

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, С.Г. Крутччинский*

## **ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ**

**Монография**

Под общей редакцией д.т.н., профессора Н.Н. Прокопенко



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2011

УДК 621.3.049.77  
ББК 32.844.1  
П804

**Рецензенты:**

к.т.н., профессор кафедры «Информационные системы и радиотехника»  
ЮРГУЭС *Е.И. Старченко*  
д.т.н., проф. ТТИ ЮФУ *Н.И. Чернов*  
д.т.н., проф. ТТИ ЮФУ *А.Р. Гайдук*

**Прокопенко, Н.Н.**

П804      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.  
ISBN 978-5-93834-700-7

Рассмотрены теоретические и практические аспекты проектирования аналоговых и аналого-цифровых микросхем на основе радиационно-стойкого базового матричного кристалла АБМК\_1\_3. Обсуждаются проблемы создания прецизионных операционных усилителей, источников опорного напряжения, инструментальных усилителей, импульсно-потенциальных АЦП с повышенной стабильностью в условиях температурных и радиационных воздействий.

Монография предназначена для инженерно-технических работников и студентов, занимающихся разработкой и применением аналоговых микросхем и аналоговых интерфейсов.

УДК 621.3.049.77  
ББК 32.844.1

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

**ISBN 978-5-93834-700-7** © Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутчинский С.Г., 2011  
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», 2011

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	5
Глава 1. Радиационно-стойкий базовый матричный кристалл АБМК_1_3 .....	6
1.1. Способы реализации специализированных микросхем .....	6
1.2. Структура и основные характеристики АБМК_1_3 .....	9
1.3. Особенности схемотехнического моделирования .....	12
1.4. Маршрут проектирования.....	18
1.5. Основные правила схемотехнического синтеза биполярных микросхем, малочувствительных к радиации .....	19
1.6. Типовые схемотехнические решения .....	21
1.7. Модернизированные схемотехнические решения .....	32
1.8. Схемы на n-p-n и p-ПТП .....	35
Выводы.....	42
Глава 2. Автономные параметры транзисторов АБМК_1_3 в условиях радиационных и температурных воздействий .....	43
2.1. Математическая модель транзисторов с учётом дестабилизирующих факторов .....	43
2.2. Результаты компьютерного моделирования радиационной зависимости автономных параметров $e_h^{\delta}$ и $j_h^{\delta}$ .....	46
2.3. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $j_h^{\delta}$ .....	51
2.4. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $e_h^{\delta}$ .....	54
Выводы.....	56
Глава 3. Архитектура аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях температурных и радиационных изменений $\beta$ транзисторов.....	60
3.1. Концепция синтеза архитектур прецизионных операционных усилителей (ОУ) .....	60
3.2. Классические двухкаскадные ОУ .....	62
3.3. Операционные усилители на базе трёх токовых зеркал с заданным смещением нуля проходной характеристики .....	71
3.4. Одноканальный операционный усилитель с идеальным токовым зеркалом .....	76
3.5. Операционные усилители с управляемым и неуправляемым токовыми зеркалами .....	77
3.6. Архитектура радиационно-стойких ОУ на базе комплементарных ДК и «бриллиантовых» буферных усилителей.....	78

3.7. Алгоритм синтеза ОУ с компенсацией паразитных токовых координат в высокоимпедансном узле .....	79
3.8. Базовые функциональные узлы аналоговых микросхем со слабой токовой асимметрией .....	82
3.9. Результаты компьютерного моделирования практических схем дифференциальных усилителей с повышенной стабильностью нулевого уровня .....	92
Выводы.....	93
Глава 4. Радиационно-стойкие источники опорного напряжения .....	95
4.1. Выбор интегральных элементов для схемотехнического синтеза ....	97
4.1.1. Стабилитроны .....	97
4.1.2. Резисторы .....	100
4.1.3. Полевые транзисторы с <i>p-n</i> переходом.....	103
4.1.4. Биполярные транзисторы .....	105
4.2. Типовые схемы источников опорного напряжения .....	109
4.3. Схемы на элементах базового матричного кристалла АБМК_1_3 ...	115
Выводы.....	124
Глава 5. Радиационно-стойкие СФ блоки смешанных систем на кристалле.....	126
5.1. Собственная компенсация в схемотехнике радиационно-стойких ИС на АБМК.....	126
5.2. Инструментальные усилители.....	135
5.3. Импульсно-потенциальный АЦП .....	156
5.4. Интерфейс датчикового уровня .....	176
Выводы.....	194
Заключение .....	197
Список литературы .....	198

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Монография посвящена теоретическим и практическим аспектам разработки элементной базы радиационно-стойких измерительных систем.

В главе 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.

В главе 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.

В главе 3 обобщаются методы повышения стабильности нулевого уровня аналоговых микросхем в условиях температурных и радиационных изменений коэффициентов усиления по току базы ( $\beta$  транзисторов).

Глава 4 посвящена радиационно-стойким источникам опорного напряжения.

В главе 5 рассматриваются радиационно-стойкие СФ блоки смешанных систем на кристалле (инструментальные усилители, импульсно-потенциальные АЦП, интерфейсы датчикового уровня).

Монография подготовлена: д.т.н., профессором БГУИР (г. Минск, Беларусь) О.В. Дворниковым (гл. 1, 4); д.т.н., профессором ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т. экономики и сервиса» (г. Шахты, Россия) Н.Н. Прокопенко (гл. 2, 3); д.т.н. профессором ТТИ ЮФУ (г. Таганрог, Россия) С.Г. Крутчинским (гл. 5).

При написании монографии использовались результаты исследований и компьютерного моделирования конкретных схем, полученные А.И. Серебряковым (гл. 2, 3), М.С. Цыбиным, А.Е. Титовым (гл. 5).

# ГЛАВА 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 [1] 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 сложно-функциональных 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 кремниевогерманиевые БТ, а сложные цифровые ИС выполняют на КМОП транзисторах, в том числе на кремниевых структурах с диэлектрической изоляцией элементов (КСДИ) для увеличения радиационной стойкости [2].

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 настоящей главе рассмотрены возможности и особенности создания радиационно-стойких полужаказных аналоговых микросхем и СФ блоков.

### 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 [3]:

- 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 радиационно-стойких аналоговых устройств предпочтительнее осуществлять на базовых матричных (БМК) и базовых структурных (БСК) кристаллах [4]. 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 [4].

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.proa.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.dcsouz.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.niis.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 малозумящих аналоговых устройств и средства моделирования радиационного изменения параметров.

С нашей точки зрения, 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 ( $\beta$ ) обратно пропорционально граничной частоте [5, 6], а наименее чувствительны к ПР полевые транзисторы с р-п переходом (ПТП) [6, 7]. 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 [2]:

1. Использование комбинированной изоляции элементов окислом и р-п переходом со скрытым слоем р<sup>+</sup> 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<sup>+</sup> эмиттера и диэлектрической изоляции для предотвращения возникновения тока утечки между коллектором и эмиттером n-р-п транзистора по окислу при гамма-облучении, формирование резисторов на сильнолегированных полупроводниковых областях.

3. Доступность для схемотехнического синтеза n-р-п транзисторов с  $f_T > 3$  ГГц, ПТП с каналом р-типа (р-ПТП) трёх конструкций (малосигнальных, малошумящих, двухзатворных) и для ИС со средним уровнем радиационной стойкости р-п-р 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.

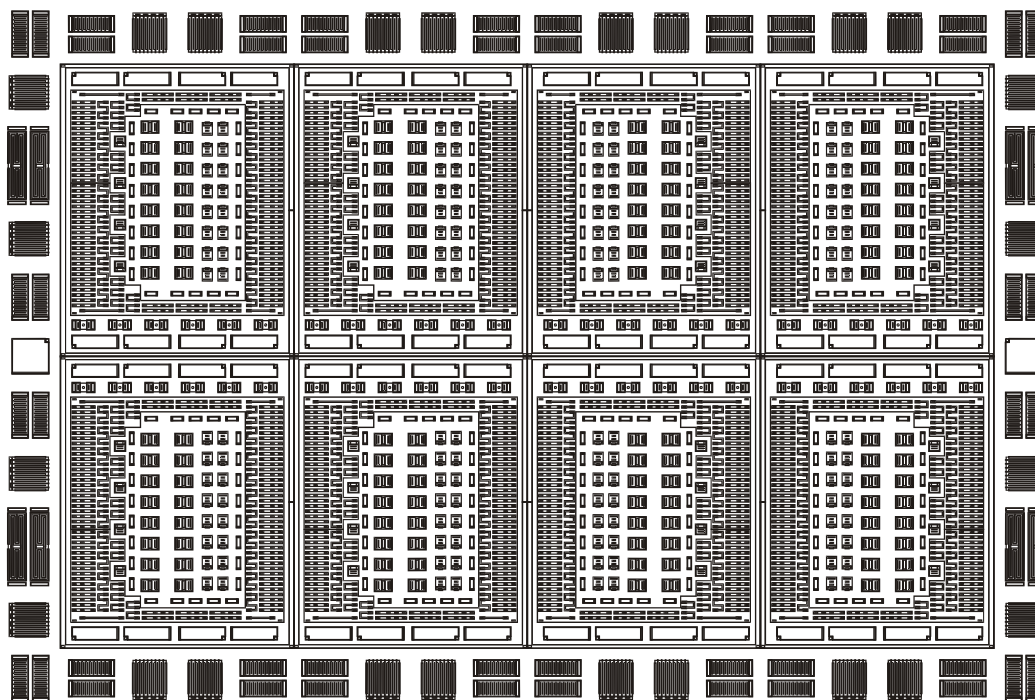


Рис. 1.1. Упрощённый чертёж топологии АБМК\_1\_3

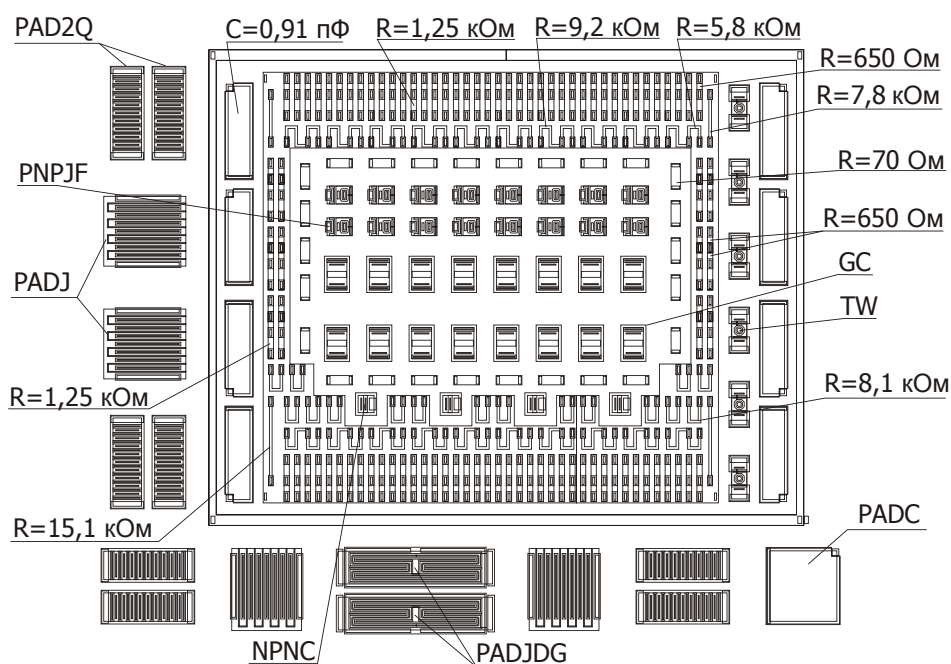


Рис. 1.2. Упрощённый чертёж макроячейки АБМК\_1\_3

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 многоэмиттерных малошумящих 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; малоомные 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 Джилберта – GC); четырёхслойные полупроводниковые структуры (TW), позволяющие с помощью различного выполнения межсоединений областей получить двухэмиттерный n-p-n или p-n-p транзистор. Макроячейка окружена охранном 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.




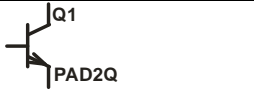
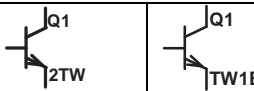
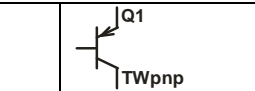
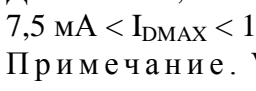
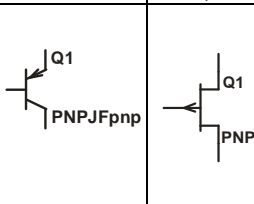
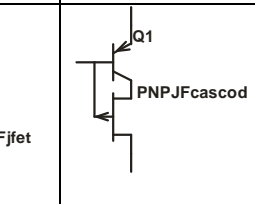
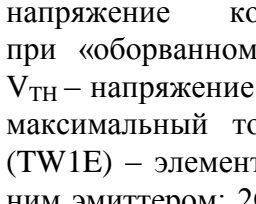
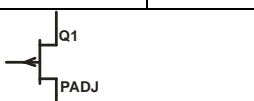
Таблица 1.1

### Общие характеристики АБМК\_1\_3

Размер кристалла, мм		3,6×2,7
Технология изготовления		БиПТП
Корпус		Н16.48-1В
Количество элементов	PNPJF (каскадное 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				Для n-p-n БТ всех типов: $\beta > 90$ ; $V_{CE0} > 8 \text{ В}$ ; $f_T > 3 \text{ ГГц}$ .
NPNC				Для p-n-p БТ всех типов: $\beta > 15$ ; $V_{CE0} > 8 \text{ В}$ ; $f_T > 0,1 \text{ ГГц}$ .
PAD2Q				Для PNPJFfet: $1,5 \text{ В} < V_{TH} < 2,5 \text{ В}$ ; $0,11 \text{ мА} < I_{D\text{MAX}} < 0,22 \text{ мА}$ .
TW				Для PADJ: $1,5 \text{ В} < V_{TH} < 2,5 \text{ В}$ ; $7,5 \text{ мА} < I_{D\text{MAX}} < 15 \text{ мА}$ .
PNPJF				Примечание. $V_{CE0}$ – пробивное напряжение коллектор-эмиттер при «оборванном» выводе базы; $V_{TH}$ – напряжение отсечки; $I_{D\text{MAX}}$ – максимальный ток стока; GC1E (TW1E) – элемент GC (TW) с одним эмиттером; 2GC (2TW) – элемент GC (TW) с двумя соединёнными эмиттерами
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-ИТП (VTOValue), резисторов (RScale) и конденсаторов (CScale). По умолчанию, NPNScale= PNPScale= RScale= CScale=1, VTOValue=2 [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.

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 р-п переходов. Обычно узлы ISLR, ISLC подключают к источнику положительного напряжения питания, а узел substr – к источнику отрицательного напряжения питания.

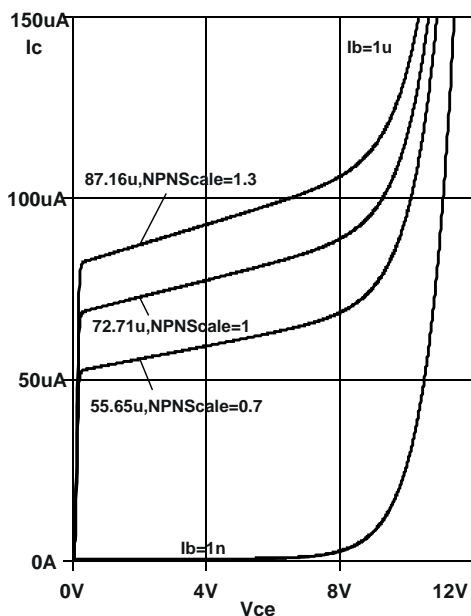


Рис. 1.3. Выходная ВАХ в схеме с общим эмиттером (ОЭ) n-p-n БТ типа 2GC

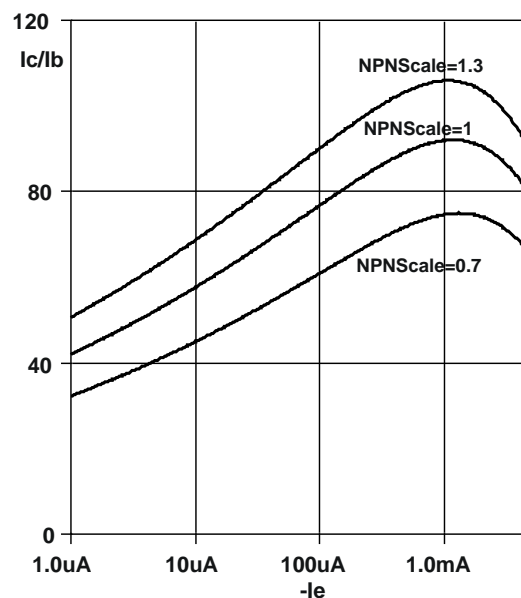


Рис. 1.4. Зависимость коэффициента передачи тока  $\beta$  от тока эмиттера n-p-n БТ типа 2GC

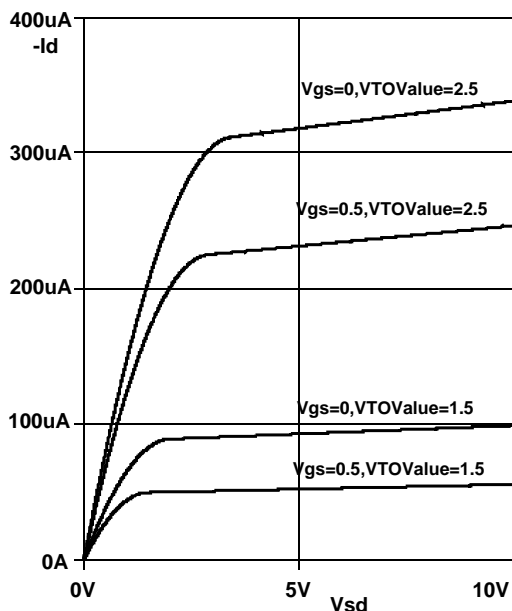


Рис. 1.5. Выходная ВАХ в схеме с общим истоком p-ПТП типа PNPJFfet

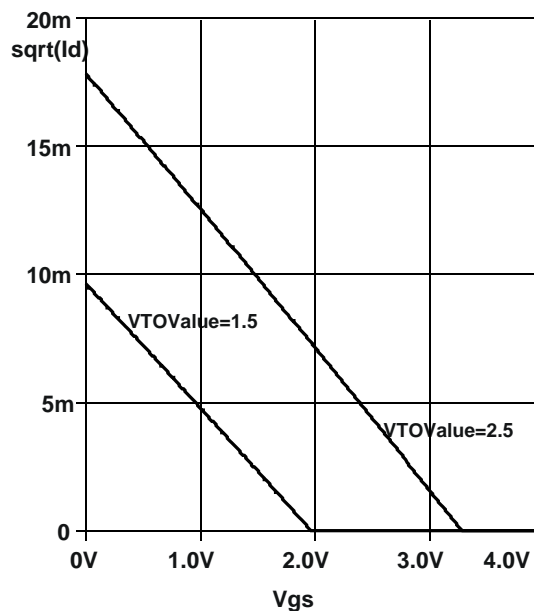


Рис. 1.6. Зависимость квадратного корня из тока стока от напряжения затвор-исток p-ПТП типа PNPJFfet

В моделях учтены пробивные напряжения р-п переходов, поэтому напряжение коллектор-эмиттер п-р-п 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 п-р-п 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) [2]. На рис. 1.7 приведены его выходные сигналы при входном токовом импульсе, близком по форме к  $\delta$ -функции.

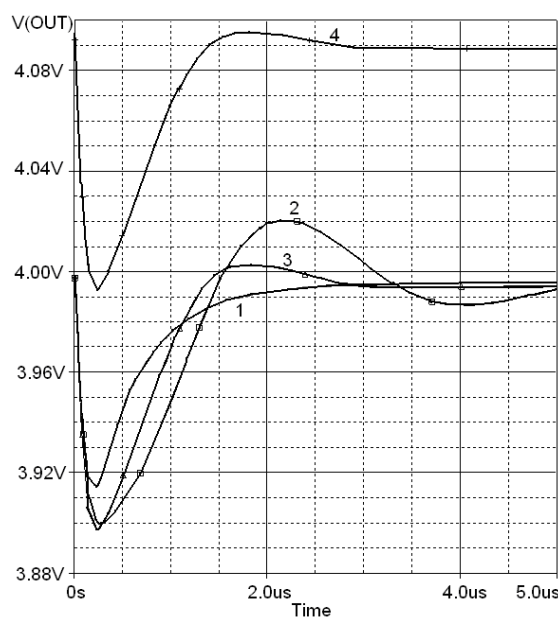


Рис. 1.7. Выходной сигнал зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ) при  $R_F = 600$  кОм:

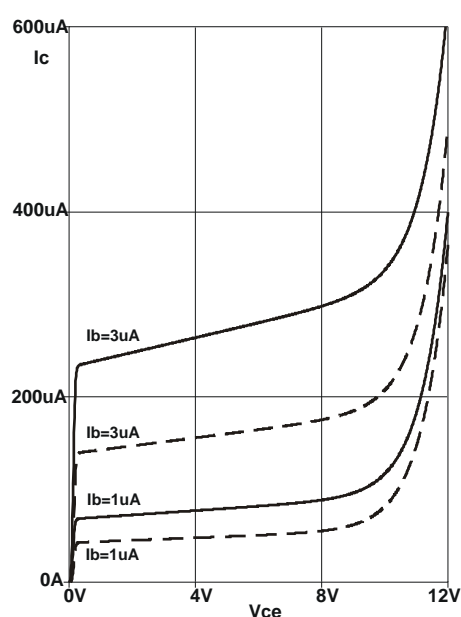
1 – без учёта влияния паразитной ёмкости  $R_F$ ; 2 – с учётом паразитной ёмкости при  $V_{ISLR} = V_{CC} = 6$  В; 3 –  $V_{CC} = 6$  В;  $V_{ISLR} = 20$  В; 4 –  $V_{CC} = 6$  В;  $V_{ISLR} = 25$  В (больше пробивного напряжения)

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 рези-

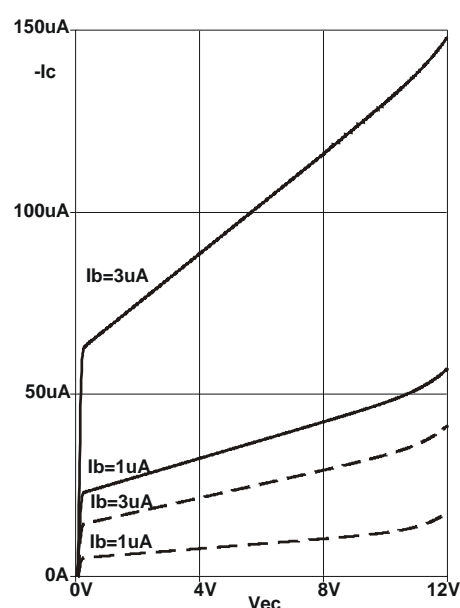
стора  $R_F$  (кривая 2) приводит к появлению значительного выброса на выходном сигнале. Благодаря зависимости барьерной ёмкости от обратного напряжения на р-п переходе возможно уменьшение выброса с помощью подачи на карман резистора (узел ISLR) напряжения  $V_{ISLR}$ , превышающего положительное напряжение 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 [8]. 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.

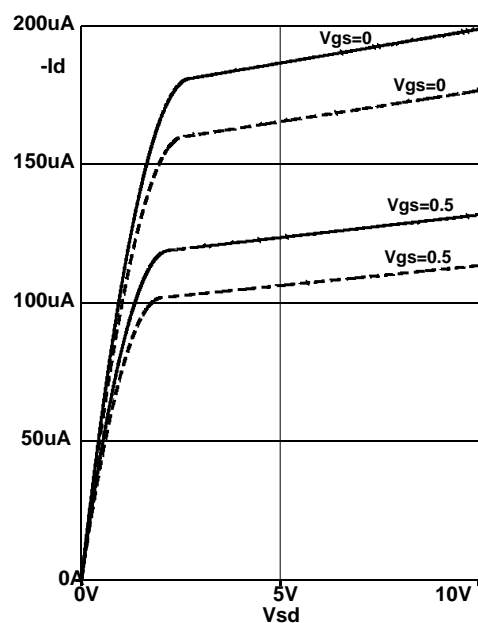


а) для n-p-n транзистора типа 2GC

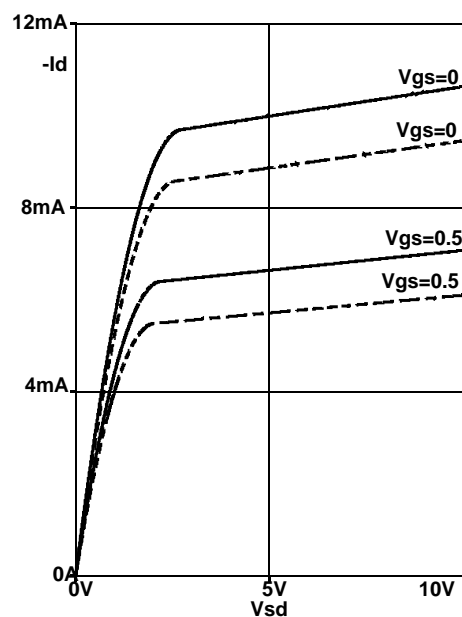


б) для p-n-p транзистора типа PNPJFnp

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<sup>2</sup> (пунктирная кривая).  
(начало; окончание см. на с.16)

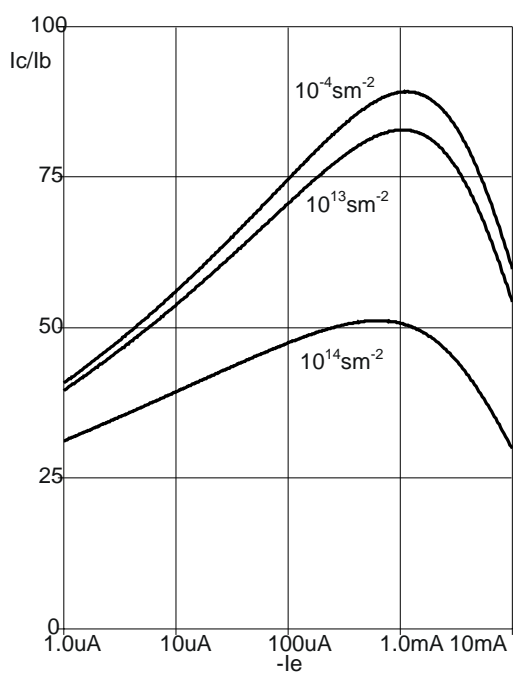


в) для p-ПТП типа PNPJfet

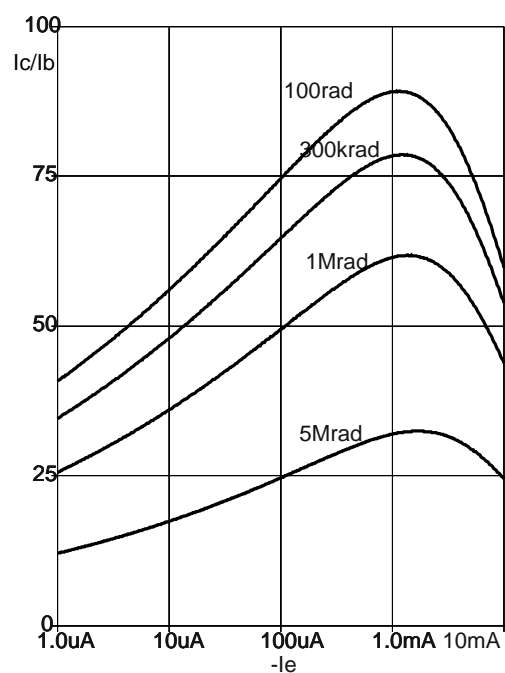


г) для p-ПТП типа PADJ

Рис. 1.8. Окончание (начало см. на с.15)



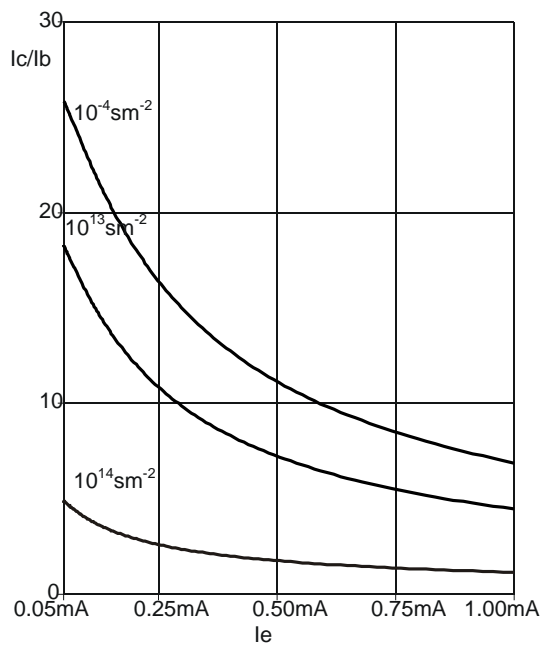
а) при различной величине интегрального потока нейтронов



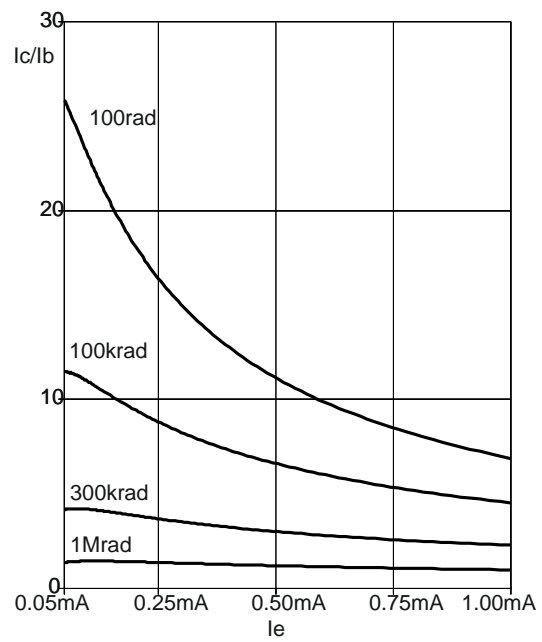
б) при различной величине поглощённой дозы гамма-излучения

Рис. 1.9. Зависимость  $\beta$  от эмиттерного тока n-p-n БТ типа 2GC



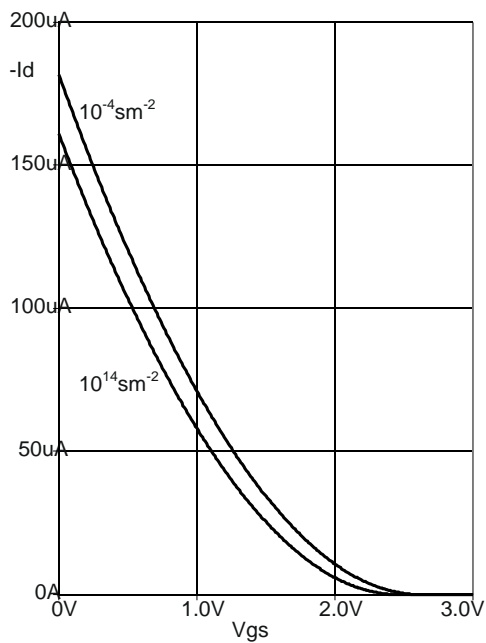


а) при различной величине интегрального потока нейтронов

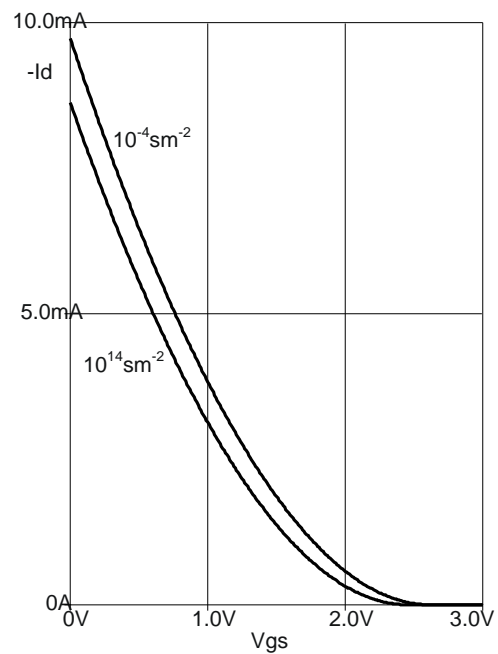


б) при различной величине поглощённой дозы гамма-излучения

Рис. 1.10. Зависимость  $\beta$  от эмиттерного тока р-п-р БТ типа PNPJFnpnp



а) р-ПТП типа PNPJFfet



б) р-ПТП типа PADJ

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

Кроме деградации  $\beta$  при воздействии потока нейтронов и гамма-излучения, выявлено:

- отсутствие изменения выходного малосигнального сопротивления p-n-p 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 p-n-p 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. Рекомендуются 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 РС 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 [9–12].

Так, для обеспечения среднего уровня радиационной стойкости, ориентировочно для интегрального потока нейтронов величиной до  $10^{13}$  н/см<sup>2</sup> и поглощённой дозы гамма-излучения до 300 крэд, 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 р-п-р транзисторов только в источниках тока или в схемах с общей базой (ОБ), в которых деградация при радиационном воздействии коэффициента передачи тока  $\beta$  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 [12], уменьшение радиационного изменения напряжения смещения нуля [13], применение новых методов построения сложно-функциональных аналоговых компонентов [14]).

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

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 р-п-р транзисторы, заменять их р-ПТП.

3. Источники вытекающего тока следует выполнять на р-ПТП, а втекающего – на п-р-п транзисторах.

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

5. Промежуточный каскад ОУ может быть реализован: на п-р-п транзисторах, если дифференциальный каскад выполнен с использованием р-ПТП; симметричном «перегнутом каскаде» с использованием р-ПТП; несимметричном «перегнутом каскаде» с использованием р-ПТП.

6. Выходной каскад должен быть выполнен по схеме двухтактного повторителя напряжения с использованием комбинации р-ПТП и п-р-п 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 р-ПТП или п-р-п транзисторах, однако необходимо предусмотреть компенсацию деградации их усиления при радиационном воздействии, например, использовать отрицательные обратные связи для стабилизации тока коллектора п-р-п 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 полужаказной 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 транзистивных усилителей** (Ampl 1-3, Ampl 1-14, Ampl 1-15, Ampl 1-17) с входным каскадом на малошумящем п-р-п транзисторе с ОБ, несколькими дифференциальными каскадами (ДК) с резистивной нагрузкой и выходными эмиттерными повторителями [15, 16]. Схемотехнически транзистивные 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.

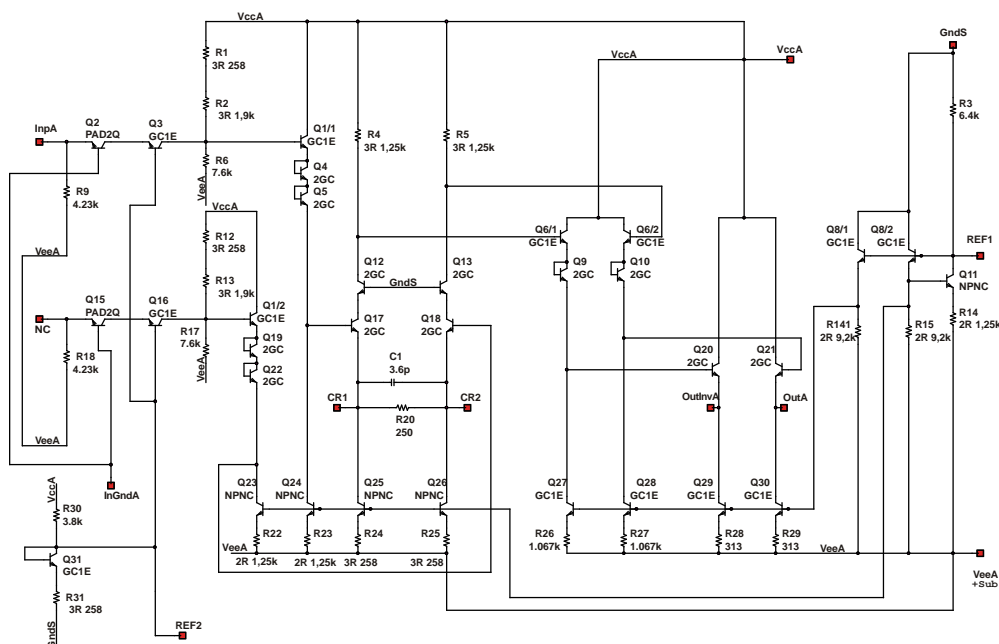


Рис. 1.12. Электрическая схема транзистивного усилителя Ampl 1-15

Электрические схемы на рисунках этой главы выполнены в системе проектирования OrCAD и отражают специфику проектирования на АБМК\_1\_3 и в OrCAD:

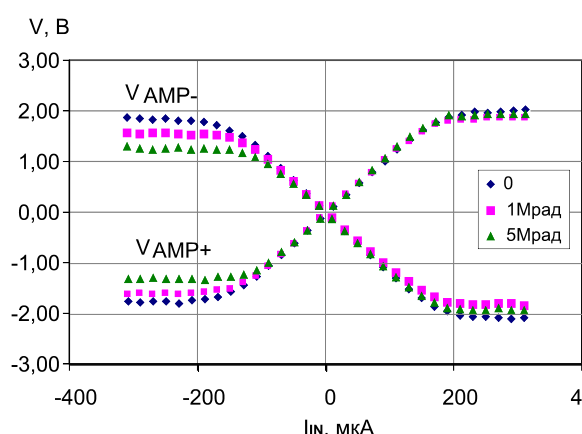
- одноимённые узлы (например,  $V_{EEA}$  на рис. 1.12) соединены между собой;
- необходимая величина сопротивления получена с помощью последовательно-параллельного соединения резисторов, упрочнение транзисторов (увеличение допустимого рабочего тока) осуществляется за счёт параллельного соединения однотипных 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.  $3R\ 258 = 650 \parallel 650 \parallel 1250$ ;
- 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.

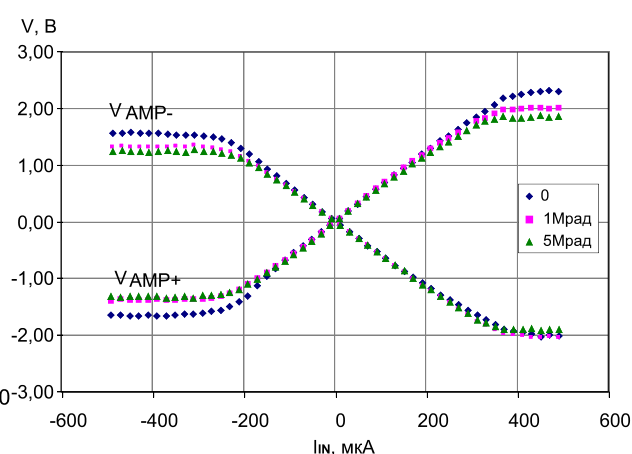
Таблица 1.4

**Основные параметры трансрезистивных усилителей**

Параметр	Тип усилителя			
	Ampl 1-3	Ampl 1-14	Ampl 1-15	Ampl 1-17
Напряжение питания, В	$\pm 3 \dots \pm 5$	$\pm 3 \dots \pm 5$	$\pm 3 \dots \pm 5$	$\pm 3 \dots \pm 5$
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 [17, 18].

Таблица 1.5

**Основные параметры компараторов**

Параметр	Тип компаратора	
	Comp 1-3	Comp 2
Напряжение питания, В	$\pm 5$	$\pm 5$
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

Рис. 1.14. Электрическая схема компаратора Comp 1-5

Frequency (kHz)	$V_{0D} = 0.05B$ (A/cm²)	$V_{0D} = 0.15B$ (A/cm²)	$V_{0D} = 0.25B$ (A/cm²)	$V_{0D} = 0.55B$ (A/cm²)	$V_{0D} = 1.55B$ (A/cm²)
0	7.0	5.0	4.0	3.5	2.8
0.2	6.8	4.8	4.1	3.3	2.5
0.4	6.7	4.8	4.1	3.3	2.5
0.6	6.7	4.8	4.1	3.3	2.5
1.0	6.7	4.8	4.1	3.5	2.5
3.0	6.8	5.0	4.3	3.7	2.7
5.0	6.8	5.0	4.3	3.7	2.7

$\Delta\phi$ , Grad	$P_{cr, HC}$ for $V_{0B} = 0,05B$	$P_{cr, HC}$ for $V_{0B} = 0,15B$	$P_{cr, HC}$ for $V_{0B} = 0,25B$	$P_{cr, HC}$ for $V_{0B} = 0,55B$	$P_{cr, HC}$ for $V_{0B} = 1,55B$
0	3.7	3.2	3.0	2.9	2.8
0.5	3.5	3.2	3.0	2.9	2.8
1.0	3.2	3.2	3.1	3.0	2.9
3.0	3.1	3.1	3.0	2.9	2.8
5.0	3.3	3.3	3.2	3.1	3.0

24



**3. Двухканальный суммирующий аналоговый коммутатор** (Comm 9) с полосой пропускания (рис. 1.16) более 400 МГц [19] и двухканальный **коммутатор ПЭСЛ-сигналов** (Comm 1) [18].

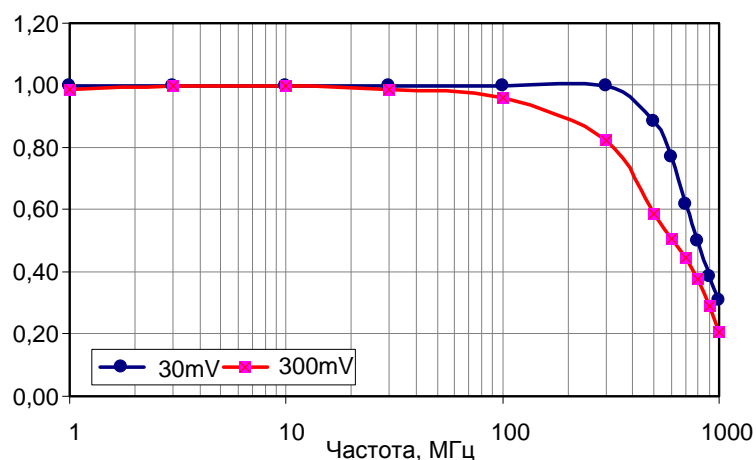


Рис 1.16. Нормированная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) коммутатора Comm 9 при входном синусоидальном сигнале с размахом (от пика до пика) 30 и 300 мВ

**4. Однокаскадные предварительные усилители** (Ampl 2 на рис. 1.17 и Ampl 3 на рис. 1.18) с головными малошумящими р-ПТП и основными параметрами, приведёнными в табл. 1.6 [20].

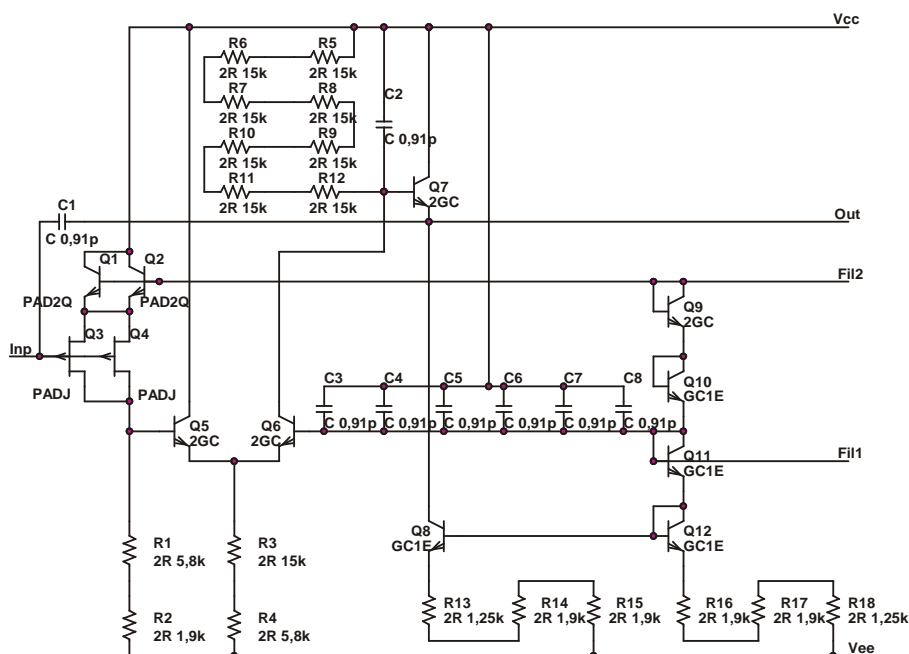


Рис. 1.17. Электрическая схема усилителя Ampl 2

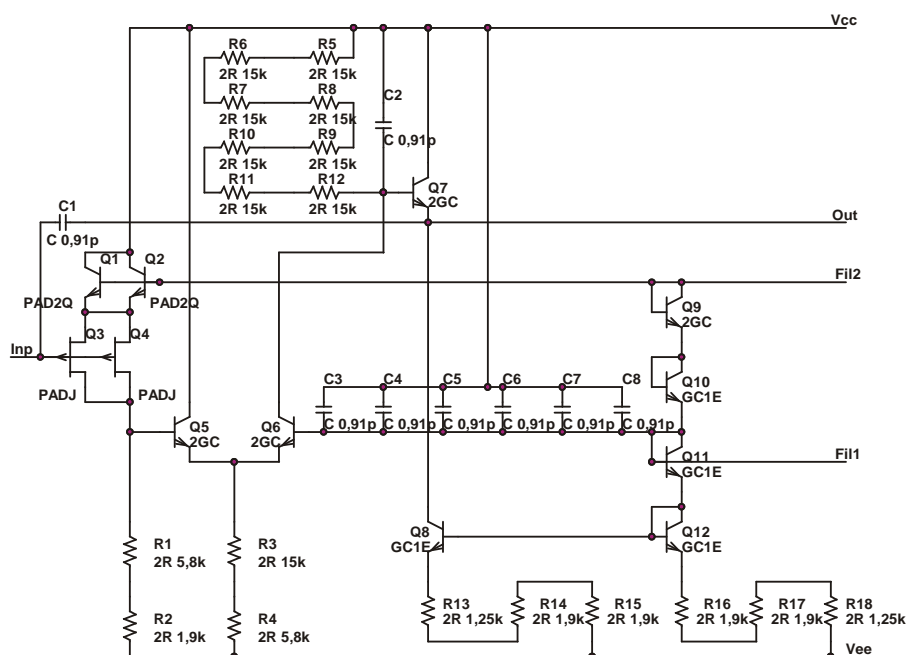


Рис. 1.18. Электрическая схема усилителя Ampl 3

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 <sup>-1</sup>	290+8 пФ <sup>-1</sup>

**5. Триггер Шмита** (Shaper) на ПЭСЛ вентилях с возможностью регулировки гистерезиса в диапазоне от 30 до 230 мВ [18].

**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 р-ПТП, токовый аттенюатор (СМ) [4].

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<sup>2</sup>.

Входной каскад ОУ (рис. 1.19) представляет собой «перегнутый» каскод, образованный n-p-n транзисторами Q<sub>79</sub>, Q<sub>80</sub> с ОЭ, источниками тока Q<sub>64</sub>, Q<sub>65</sub> и p-n-p транзисторами Q<sub>71</sub>, Q<sub>72</sub> с ОБ. 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 p-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 осуществлять 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.

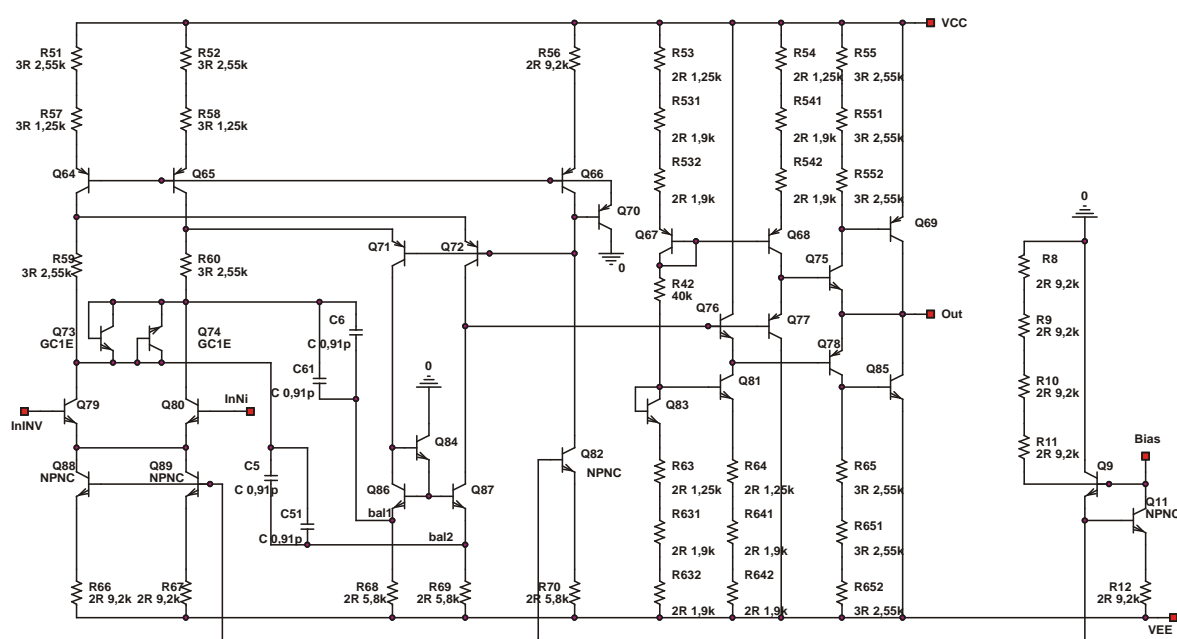


Рис. 1.19. Электрическая схема ОУ AmplU2

ОУ типа AmplU1 отличаются от схемы, показанной на рис. 1.19, наличием выводов для балансировки ОУ и схемой компенсации входных токов [4].

Схемотехнические особенности усилителя AmplU4 и токового аттенюатора СМ поясняет рис. 1.20. Усилитель состоит из «перегнутого» каскода, образованного маломощным p-ПТП  $Q_{17}$  с общим истоком, p-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. Маломощный

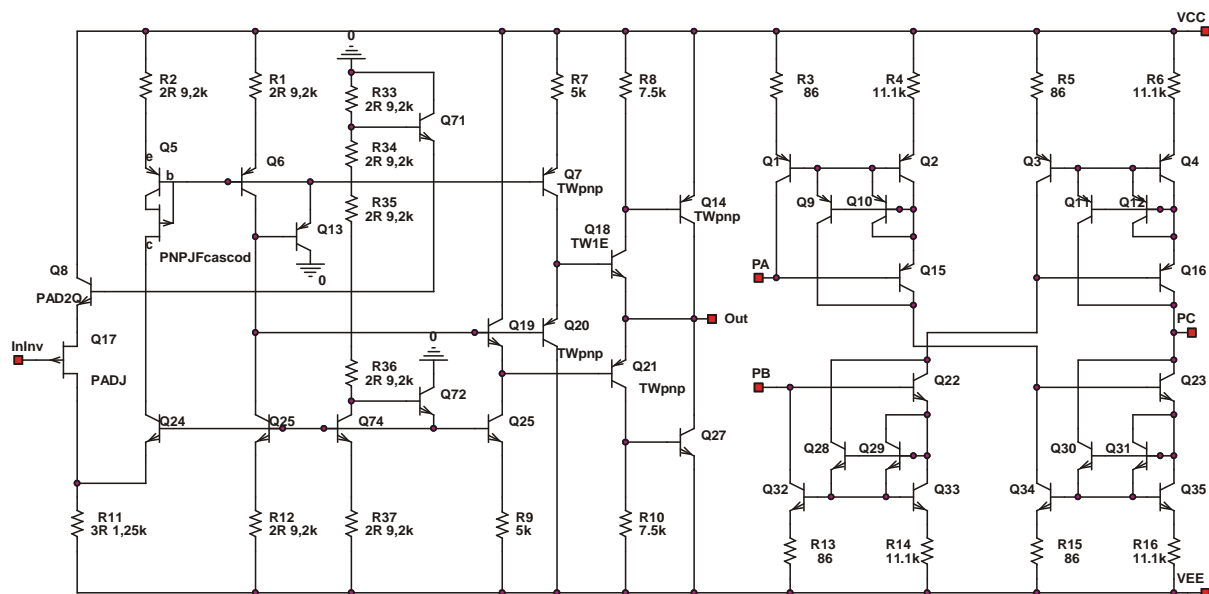
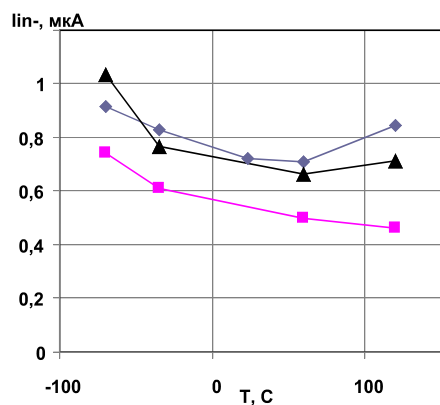


Рис. 1.20. Электрическая схема инвертирующего усилителя AmplU4 и токового аттенюатора СМ

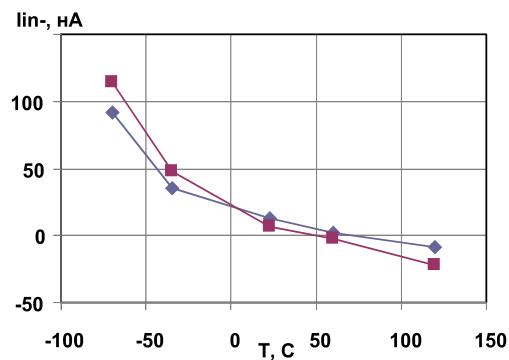
В различных аналоговых устройствах необходимы высокоомные резисторы. Однако их формирование в интегральном исполнении затруднено из-за необходимости усложнения технологического маршрута изготовления ИС для введения воспроизводимых слоёв с высоким удельным сопротивлением (полупроводниковых, поликремниевых, 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 [4]. Каждый аттенюатор содержит последовательно соединённые каскодные «токовые зеркала» с отдельными входами (вывод РА, РВ на рис. 1.20). Выходы «токовых зеркал» соединены между собой и с выводом РС. 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.

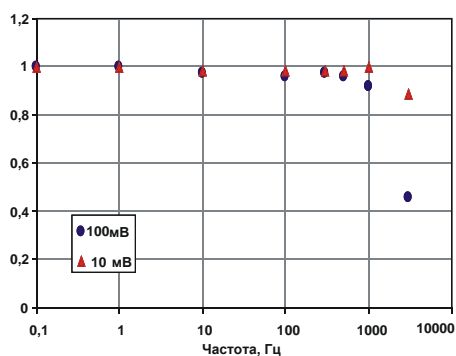


а) для ОУ AmplU2

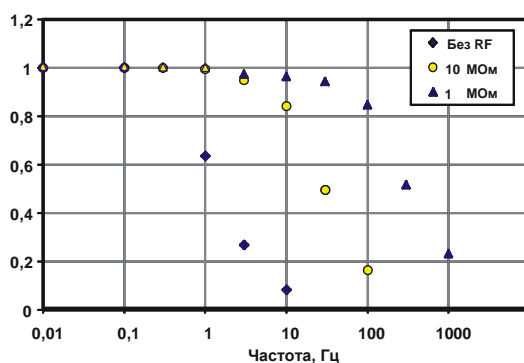


б) для ОУ AmplU1

Рис. 1.21. Зависимость входного тока от температуры

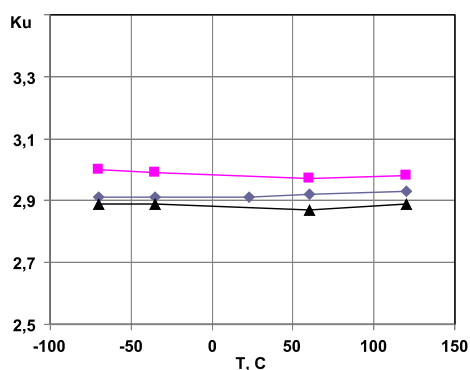


а) инструментального усилителя на ОУ AmplU2 при коэффициенте усиления, равном 17, и разном входном напряжении

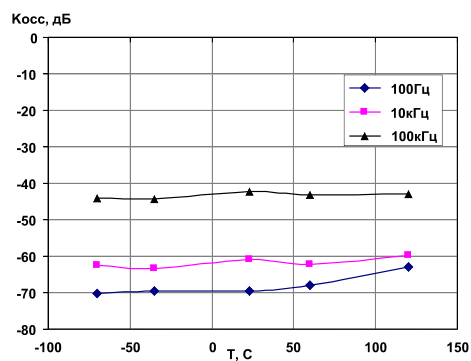


б) ОУ AmplU1 с разной величиной резистора обратной связи  $R_F$

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.

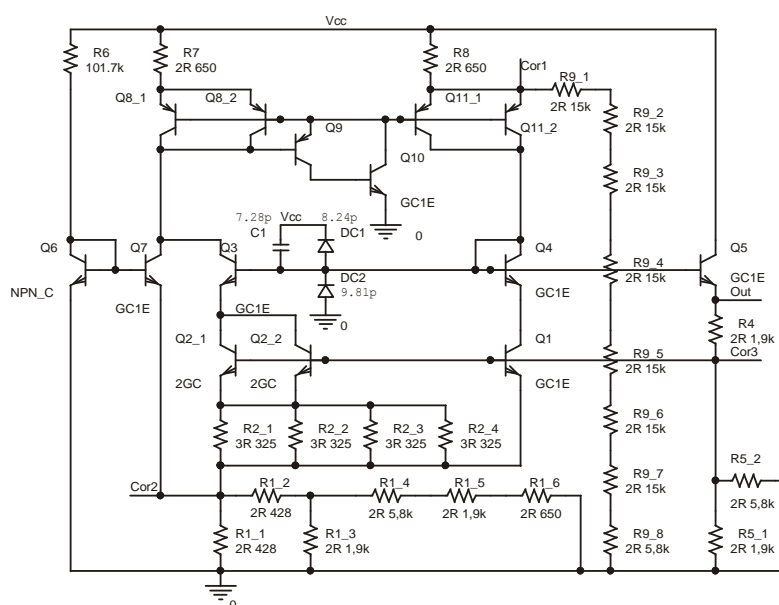
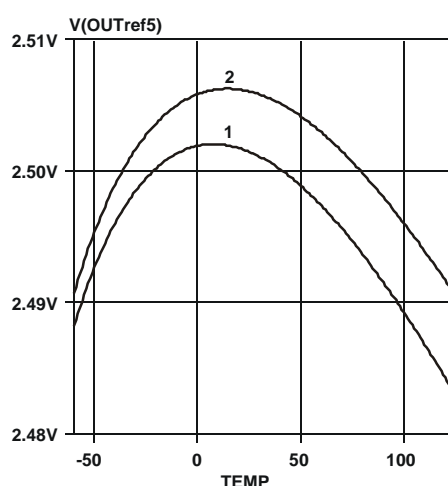


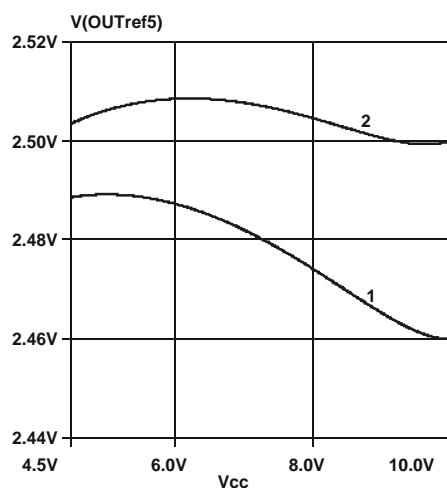
Рис.1.24. Электрическая схема источника опорного напряжения Ref5

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).

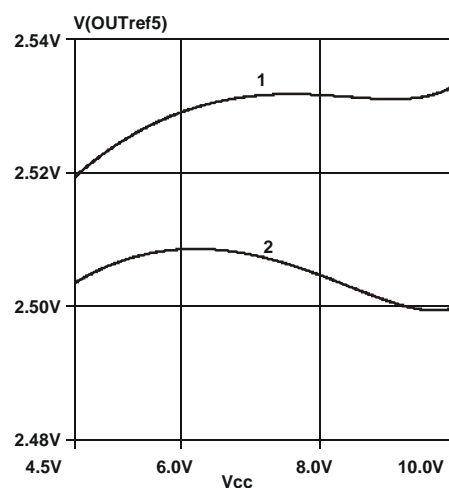


а) от температуры при различном сопротивлении  $R_{COR2}$ .  
Кривая 1 соответствует сопротивлению 50 кОм, 2 – без  $R_{COR2}$

Рис. 1.25. Зависимость выходного напряжения ИОН типа Ref5 от параметров при номинальном напряжении источника питания, равном 5 В (начало; окончание см. на с. 31)



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. 30)

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 <sup>1</sup>	Ref5 <sup>2</sup>
1	2	3
Номинальное выходное напряжение при температуре, равной 27 °С, В	2,955	2,506
Разность выходных напряжений при температурах, равных минус 60 и 125 °С, мВ	0,318	-0,091
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения в температурном диапазоне от минус 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 $\pm 0,5$ В, мВ	$\pm 0,046$	-0,751
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения при допустимом разбросе параметров п-р-п 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 <sup>2</sup> ( $10^{14}$ н/см <sup>2</sup> ), 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. <sup>1</sup> При напряжении питания, равном 8 В, и сопротивлении нагрузки 150 Ом. <sup>2</sup> 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 [11]. В трансрезистивном усилителе применяются только п-р-п БТ и резисторы. Схемотехническое моделирование усилителя без выделенных штриховой линией на рис. 1.26 элементов при воздействии нейтронов ( $F_N = 10^{14}$  н/см<sup>2</sup>) 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  $\beta$  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 [21] – 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  $\beta$  горизонтальных п-р-п 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<sup>2</sup>.



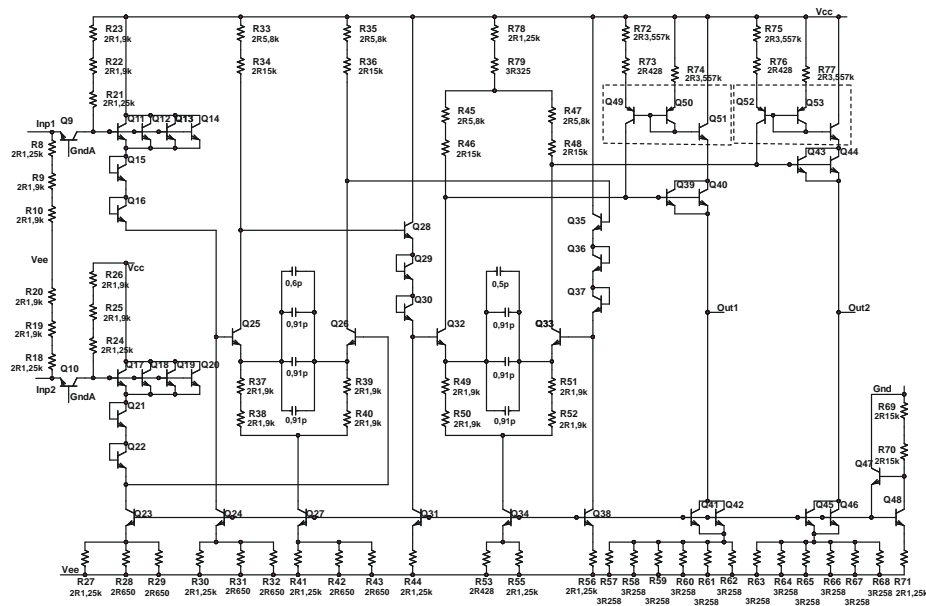
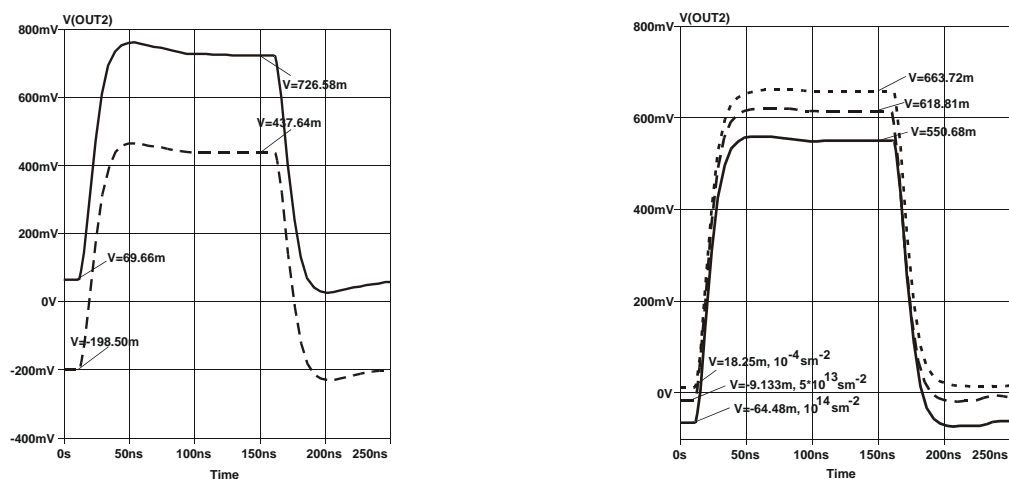


Рис. 1.26. Электрическая схема модернизированного усилителя Ampl 1-3



а) без компенсации базового тока  $Q_{39}$ , б) с компенсацией базового тока  $Q_{40}$ ,  $Q_{43}$ ,  $Q_{44}$

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 [11], 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»  $Q_9$ ,  $Q_{13}$ ,  $Q_{24}$ ,  $Q_{33}$ – $Q_{36}$ ,  $Q_{38}$ .

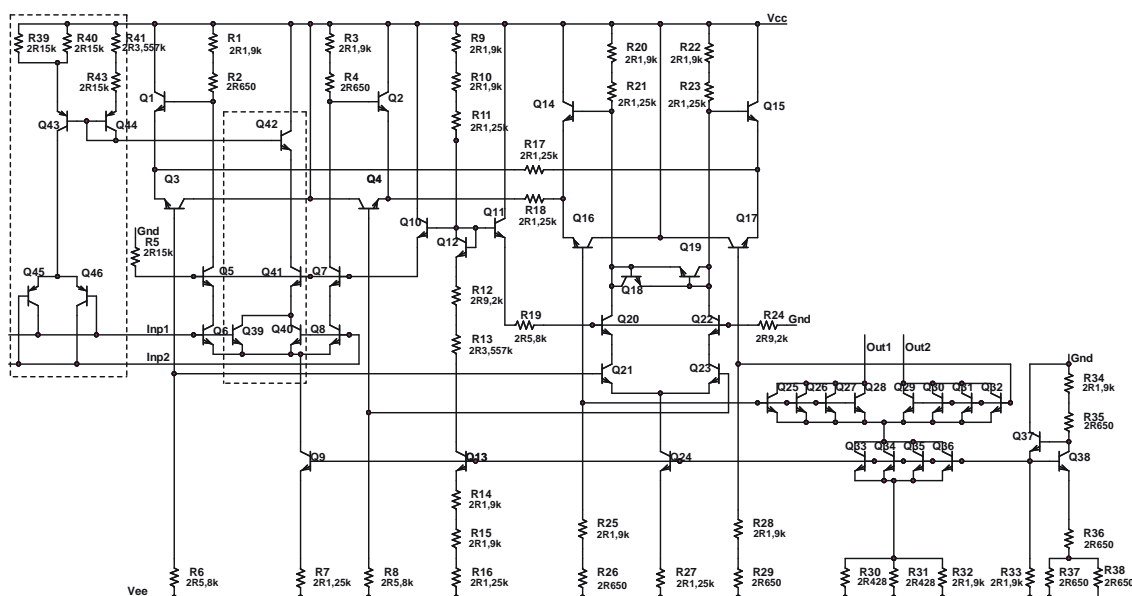


Рис. 1.28. Электрическая схема модернизированного компаратора Comp 1-3

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  $\pm 5$  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<sup>2</sup>) вызывает изменение напряжения 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).

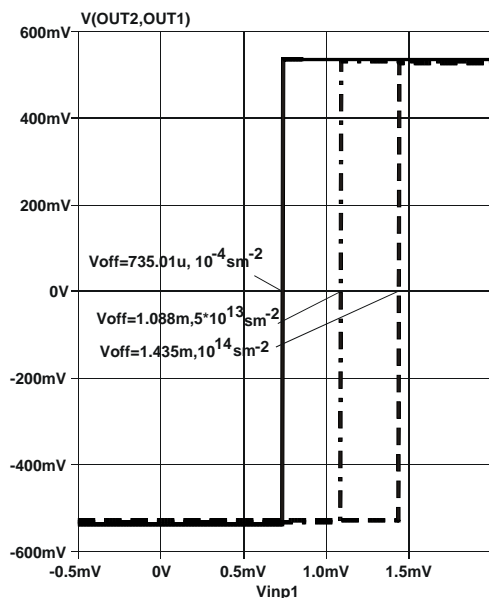


Рис. 1.29. Передаточная характеристика компаратора Comp 1-3 при воздействии разных потоков нейтронов (моделирование)

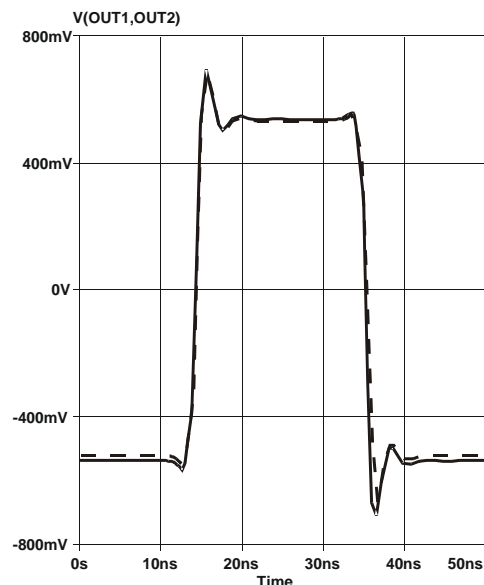


Рис. 1.30. Выходное напряжение компаратора Comp 1-3 до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов  $10^{14}$  н/см<sup>2</sup> (моделирование)

Деградация  $\beta$  транзисторов при радиационном облучении наиболее существенно сказывается на увеличении входных токов, поэтому для их компенсации применено схемотехническое решение, рассмотренное в работе [21]. Элементы схемы компенсации выделены на рис. 1.28 штриховой линией. Как и ранее, для уменьшения влияния малой величины  $\beta$  горизонтальных р-п-р 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<sup>2</sup>.

## 1.8. Схемы на п-р-п и р-ПТП

Как указывалось ранее, значительное увеличение радиационной стойкости достигается в микросхемах, не содержащих горизонтальные р-п-р 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 р-п-р транзисторов показаны на рис. 1.31–1.33.

**Схема ИОН *muna RefSt*** со следящей обратной связью на БТ и ПТП (рис. 1.31) предложена и подробно рассмотрена в [22].

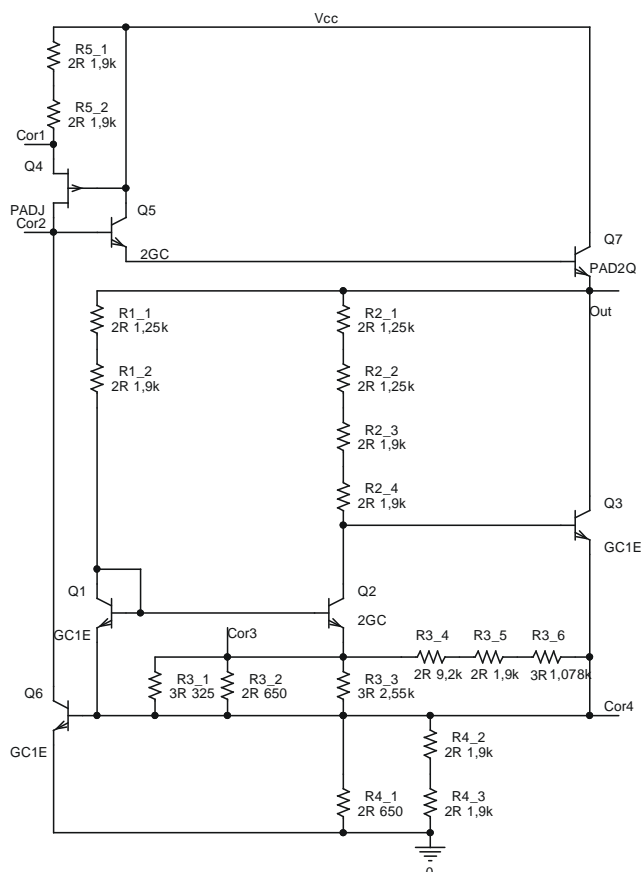


Рис. 1.31. Электрическая схема источника опорного напряжения RefSt

Она характеризуется высокой нагрузочной способностью и слабой зависимостью выходного напряжения от напряжения питания из-за существенно большего выходного малосигнального сопротивления р-ПТП по сравнению с горизонтальным р-п-р 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 р-ПТП, однако указанное различие выходного напряжения компенсируется при изменении сопротивления резистора  $R_5$  на рис. 1.31 в диапазоне от 2,5 кОм 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 па-

раметров 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 RHAmpI*, показанного на рис. 1.32, являются:

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

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.

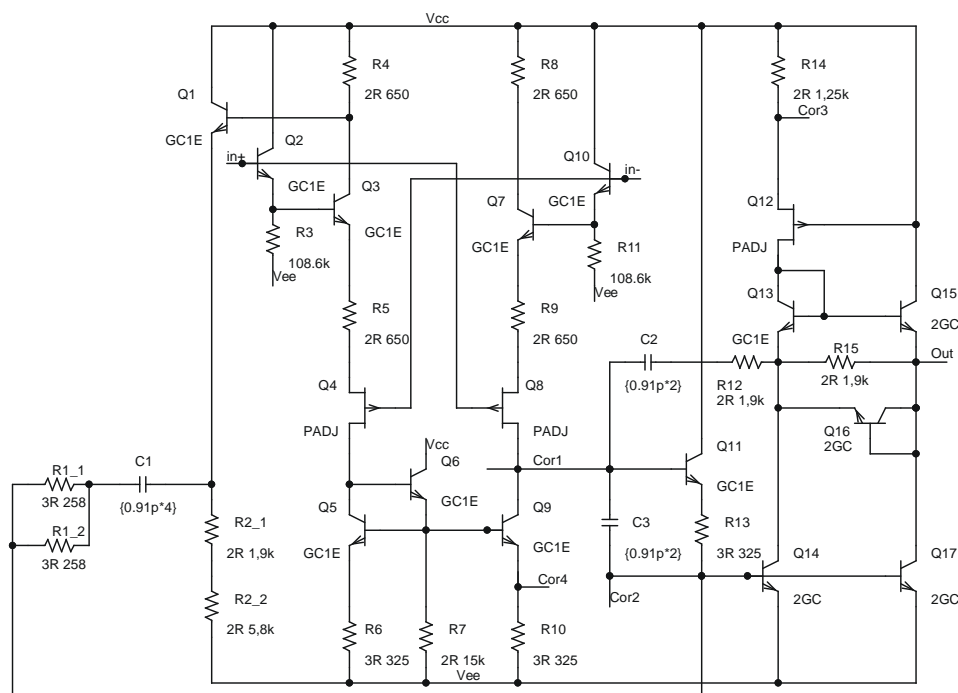


Рис. 1.32. Электрическая схема ОУ типа RHAmpI

Таблица 1.8

**Основные параметры ОУ (RHAmp1) при сопротивлении нагрузки  
2 кОм и напряжении питания, равном  $\pm 5,0$  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		7,48
в полосе частот до 10 МГц		24,22
в полосе частот до 100 МГц		188,22
Входной ток, мкА	в нормальных условиях	0,55
	при воздействии потока нейтронов $10^{14}$ н/см <sup>2</sup>	0,91
Напряжение смещения нуля, мВ	в нормальных условиях	-1,466
	при воздействии потока нейтронов $10^{14}$ н/см <sup>2</sup>	-1,235
Коэффициент усиления	в нормальных условиях	46480
	при воздействии потока нейтронов $10^{14}$ н/см <sup>2</sup>	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 п-р-п и р-ПТП. Основные результаты моделирования повторителя обобщены в табл. 1.9.

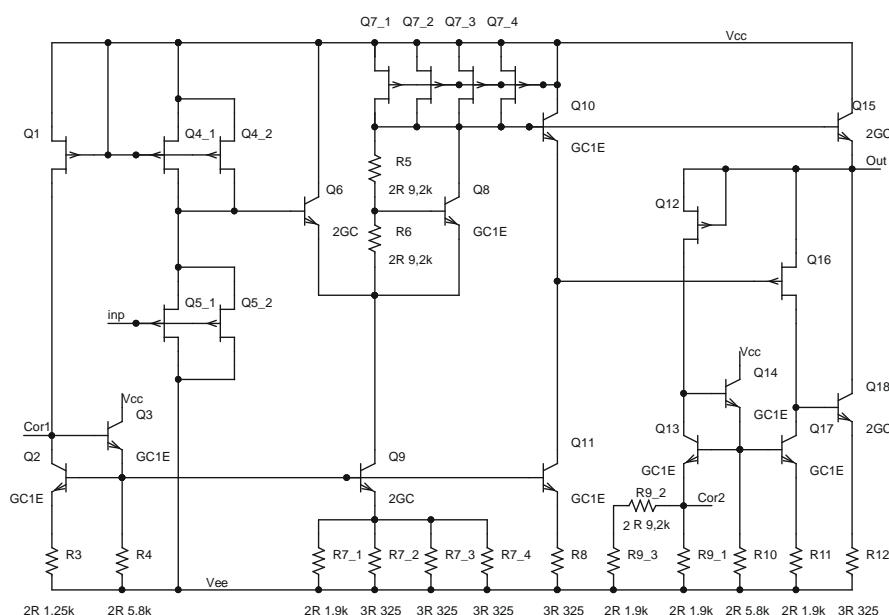


Рис. 1.33. Электрическая схема повторителя напряжения

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		$\pm 2,4$
Максимальное входное напряжение для коэффициента передачи более 0,5, В		от минус 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 <sup>2</sup>	17,050
Коэффициент передачи	в нормальных условиях	0,950
	при воздействии потока нейтронов $10^{14}$ н/см <sup>2</sup>	0,945

Созданные аналоговые компоненты позволяют программировать основные параметры. Так, в операционном усилителе RHAmp1:

– 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);

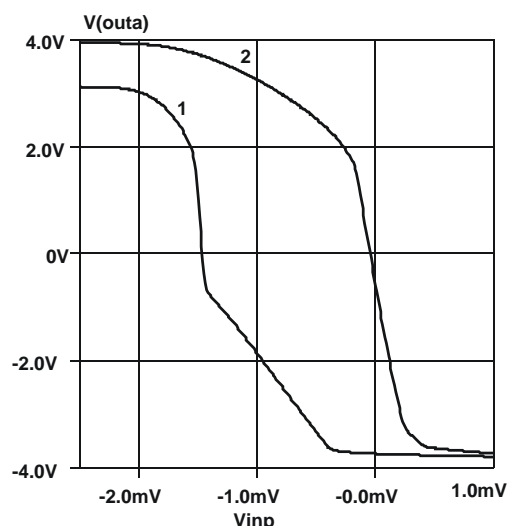


Рис. 1.34. Зависимость выходного напряжения ОУ RHAmp1 от входного при различных корректирующих резисторах:

кривая 1 – без  $R_{COR3}$ ,  
2 –  $R_{COR3} = 100$  Ом

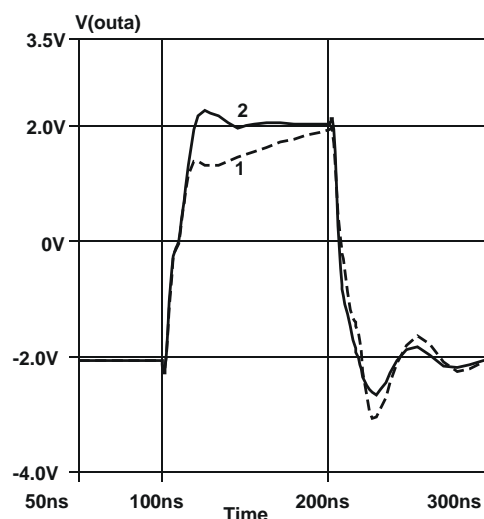


Рис. 1.35. Выходной сигнал ОУ RHAmp1, включённого в режиме неинвертирующего повторителя напряжения, при различных корректирующих конденсаторах:

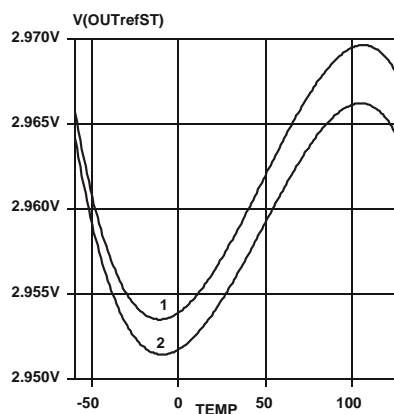
кривая 1 – без  $C_{COR12}$ ,  
2 –  $C_{COR12} = 1$  пФ

– 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  $V_{OFF} \approx 0$ .

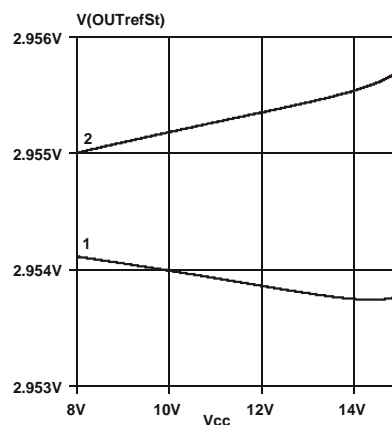
Для источника опорного напряжения RefSt:

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

– резистор  $R_{COR1}$  (между  $COR_1$  и «землём»/ $V_{CC}$ ) 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 «землём» (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 В/мкс до 573 В/мкс;



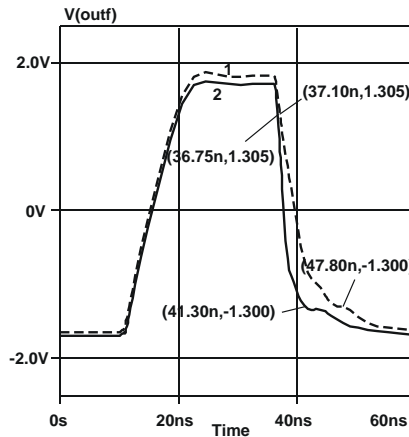
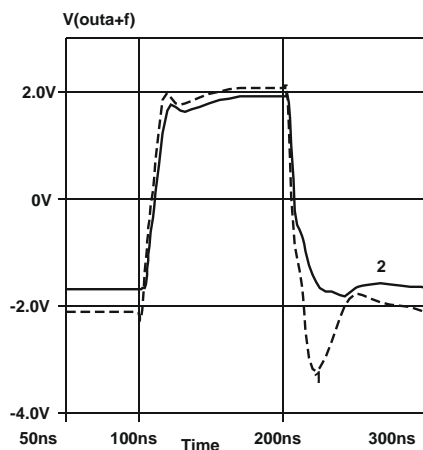


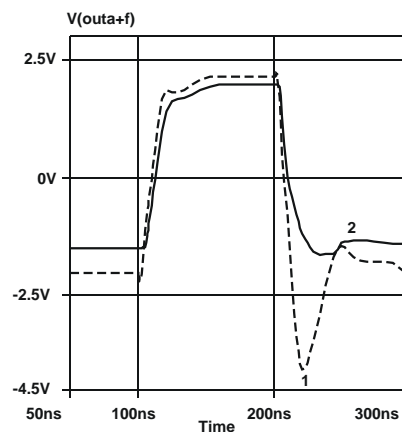
Рис. 1.37. Выходной сигнал повторителя напряжения при сопротивлении внешней нагрузки 500 Ом и различных номиналах корректирующих резисторов  $R_{COR1}$ :  
кривая 1 – без  $R_{COR1}$ , 2 –  $R_{COR1} = 50$  кОм

– резистор  $R_{COR2}$  (между COR2 и  $V_{EE}/V_{CC}$ ) изменяет напряжение смещения нуля от минус 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  $61^\circ$ . 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<sup>2</sup>

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 параметров аналоговых микросхем созданы:

- 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;
- библиотека 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 схмотехнических решений, моделирование радиационного изменения параметров и дополнительные сертификационные испытания микроэлектронного устройства.

## ГЛАВА 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 [23]. Автономные параметры определяются следующей обобщённой системой уравнений:

$$E_{wr} = E_{wr}^0 + \Delta E_{wr}; J_{ws} = J_{ws}^0 + \Delta J_{ws}, \quad (2.1)$$

где

$$E_{wr}^0 = U_r^0 - (\sum z_{ri} I_i^0 + \sum \mu_{rj} U_j^0);$$

$$J_{ws}^0 = I_s^0 - (\sum B_{si} I_i^0 + \sum y_{sj} U_j^0);$$

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

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

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

где  $E_{wr}^0, J_{ws}^0$  – постоянные составляющие автономных параметров  $E_{wr}, J_{ws}$ ;  $\varepsilon_k^0, \varepsilon_k$  – внешние возмущающие факторы;  $\Delta E_{wr}, \Delta J_{ws}$  – отклонение автономных параметров;  $U_i, I_i$  – переменные, характеризующие каждый вход многополюсного элемента.

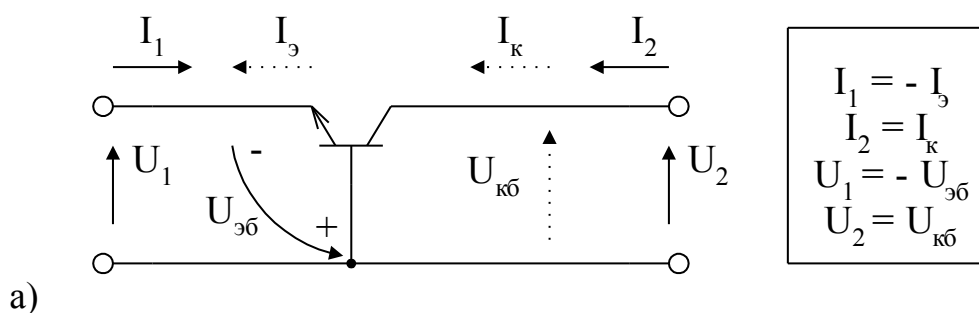


Рис. 2.1. Транзистор как автономный четырёхполюсник [24] (а)  
и радиационное смещение его статических характеристик (б, в)  
(начало; окончание см. на с. 44)

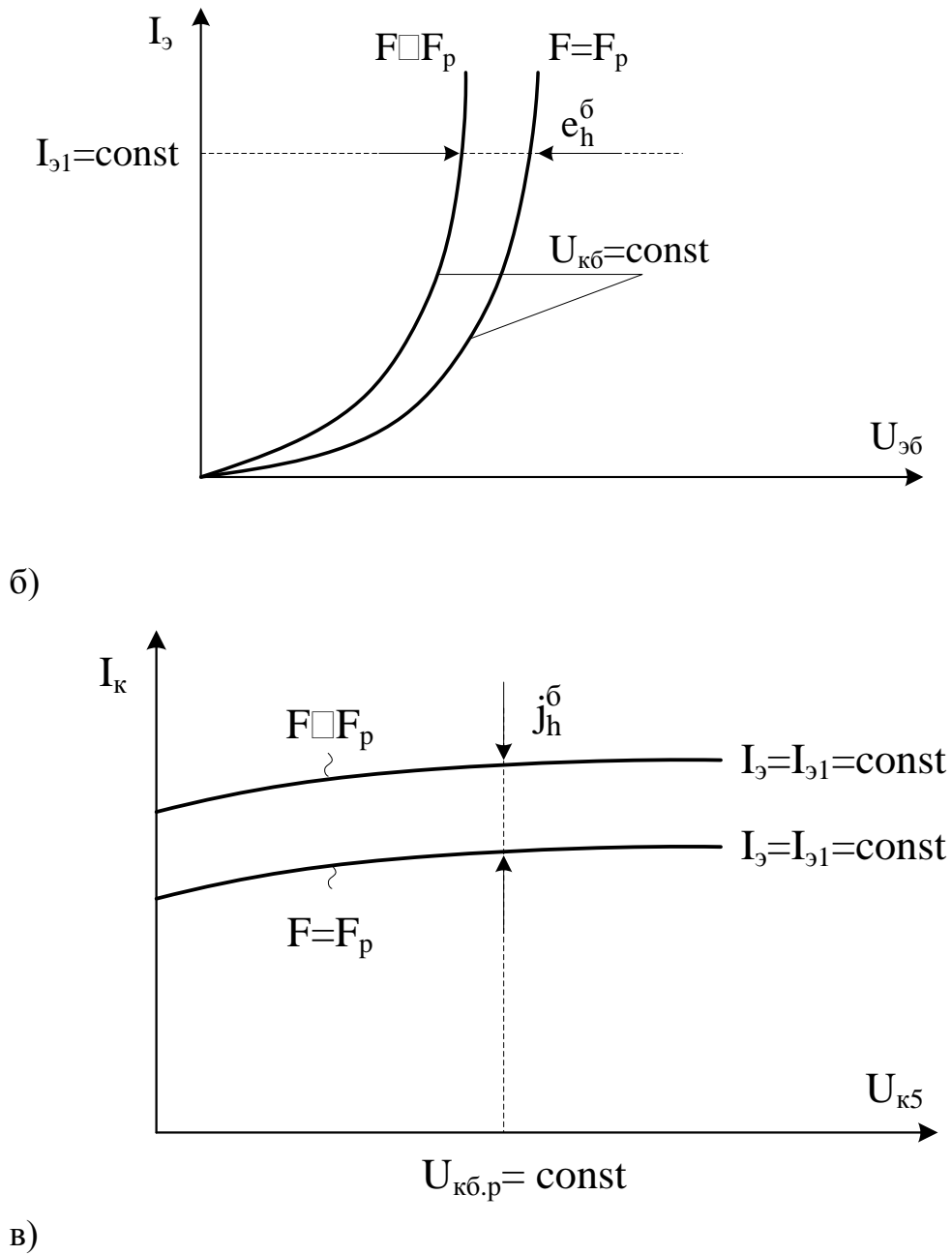


Рис. 2.1. Окончание (начало см. на с. 43)

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

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_i + h_{12}u_2 + e_h^* + e_h, \\ i_2 &= h_{21}i_i + h_{22}u_2 + j_h^* + j_h, \end{aligned} \quad (2.2)$$

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

Причём:

$$e_h^* = \frac{\partial U_1}{\partial T} \left| \begin{array}{l} dT \\ I_1 = I_{1p} = \text{const} \\ F = F_p = \text{const} \\ T = T_p = \text{const} \end{array} \right. ; \quad j_h^* = \frac{\partial I_2}{\partial T} \left| \begin{array}{l} dT \\ I_1 = I_{1p} = \text{const} \\ F = F_p = \text{const} \\ T = T_p \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Для схемы включения n-p-n транзистора с общей базой численные значения автономных параметров  $e_h^{*\delta}$  и  $j_h^{*\delta}$  можно с достаточно высокой точностью найти по формулам [24]:

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

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

где  $U_{go}$  – ширина запрещённой зоны (для кремния  $U_{go}=1,2$  В);  $T$ ,  $\Delta T$  – температура окружающей среды и её изменение;  $c$  – температурный коэффициент;  $I_{кб.о}$  – обратный ток коллекторного перехода;  $\Delta \alpha = \frac{K\alpha}{\beta T} \cdot \Delta T \approx$

$\approx K_\alpha (1 - \alpha) \Delta T$ ;  $K_\alpha = 1 \div 2$  – постоянная транзистора;  $\beta(\alpha)$  – коэффициент усиления по току базы (эмиттера).

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

$$e_h^\delta = \frac{dU_1}{dF} \left| \begin{array}{l} \Delta F \\ I_1 = I_{1p} = I_{э1} = \text{const} \\ F = F_p = \text{const} \\ T = T_p = \text{const} \end{array} \right. = \frac{dU_{эб}}{dF} \left| \begin{array}{l} \Delta F \approx \Delta U_{эб} \\ I_{э} = I_{э1} = I_{1p} = \text{const} \\ F = F_p = \text{const} \\ T = T_p = \text{const} \end{array} \right. ; \quad (2.6)$$

$$j_h^\delta = \frac{dI_2}{dF} \left| \begin{array}{l} \Delta F \\ I_1 = I_{1p} = I_{э1} = \text{const} \\ F = F_p = \text{const} \\ T = T_p = \text{const} \end{array} \right. = \frac{dI_k}{dF} \left| \begin{array}{l} \Delta F \approx \Delta I_k \\ I_{э} = I_{э1} = I_{1p} = \text{const} \\ F = F_p = \text{const} \\ T = T_p = \text{const} \end{array} \right. . \quad (2.7)$$

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.

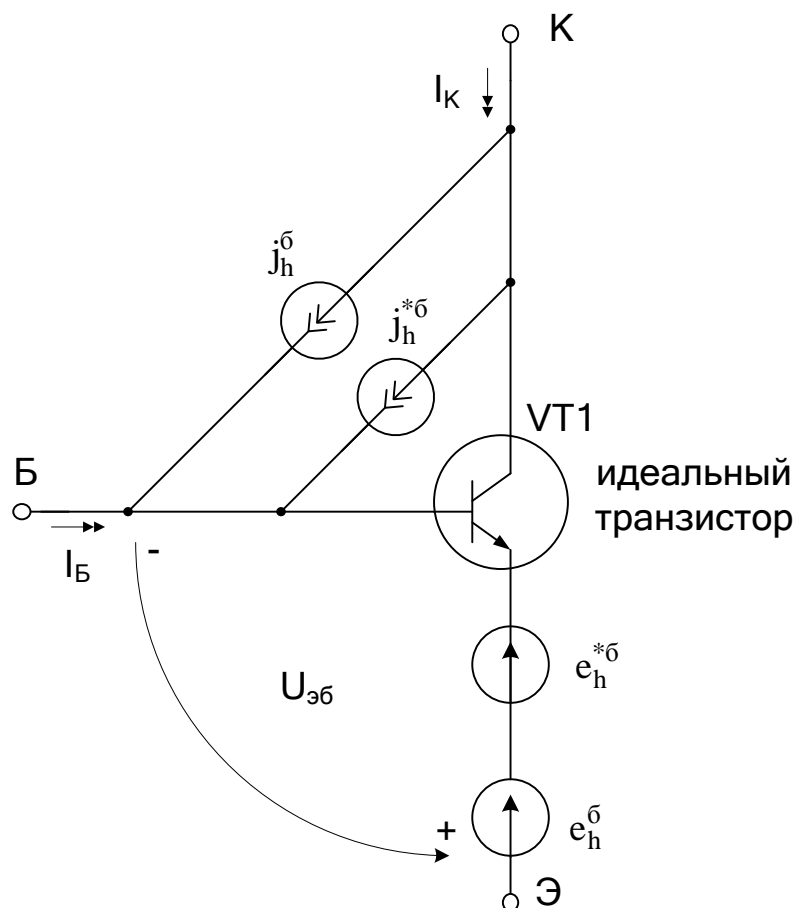


Рис. 2.2. Модель транзистора с учётом автономных параметров  $e_h^\delta$  и  $j_h^\delta$

Полученные выше формулы характеризуют автономные параметры, которые позволяют определить нулевой уровень сложных электронных схем и его дрейф [23–25] с учётом изменений характеристик транзисторов при внешних воздействиях.

## 2.2. Результаты компьютерного моделирования радиационной зависимости автономных параметров $e_h^\delta$ и $j_h^\delta$

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  $e_h^\delta$  и  $j_h^\delta$  характеризуют именно эти изменения в схеме с общей базой при  $I_3 = \text{const}$ ,  $U_{кб} = \text{const}$ :

$$e_h^\delta = \Delta U_{эб} \left| \begin{array}{l} I_3 = \text{const} \\ U_{кб} = \text{const} \end{array} \right. ; \quad (2.8)$$

$$j_h^{\bar{}} = \Delta I_k \left| \begin{array}{l} I_3 = \text{const} \\ U_{кб} = \text{const} \end{array} \right. . \quad (2.9)$$

Используя радиационно-зависимые модели транзисторов АБМК\_1\_3, а также математическое определение  $e_h^{\bar{}}$  и  $j_h^{\bar{}}$ , можно построить графики  $j_h^{\bar{}} = f_1(F)$ ,  $e_h^{\bar{}} = f_2(F)$  при разных статических токах эмиттера  $I_3$  и разных уровнях потока нейтронов  $F[\text{н/м}^2]$  (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  $j_h^{\bar{}}$  (рис. 2.5) и  $e_h^{\bar{}}$  (рис. 2.8) позволяет при известных значениях статического эмиттерного тока ( $I_3$ ) и заданном потоке нейтронов ( $F$ ) определить смещение входной ( $e_h^{\bar{}}$ ) и выходной ( $j_h^{\bar{}}$ ) характеристик n-p-n транзисторов АБМК\_1\_3 (рис. 2.9, 2.10).

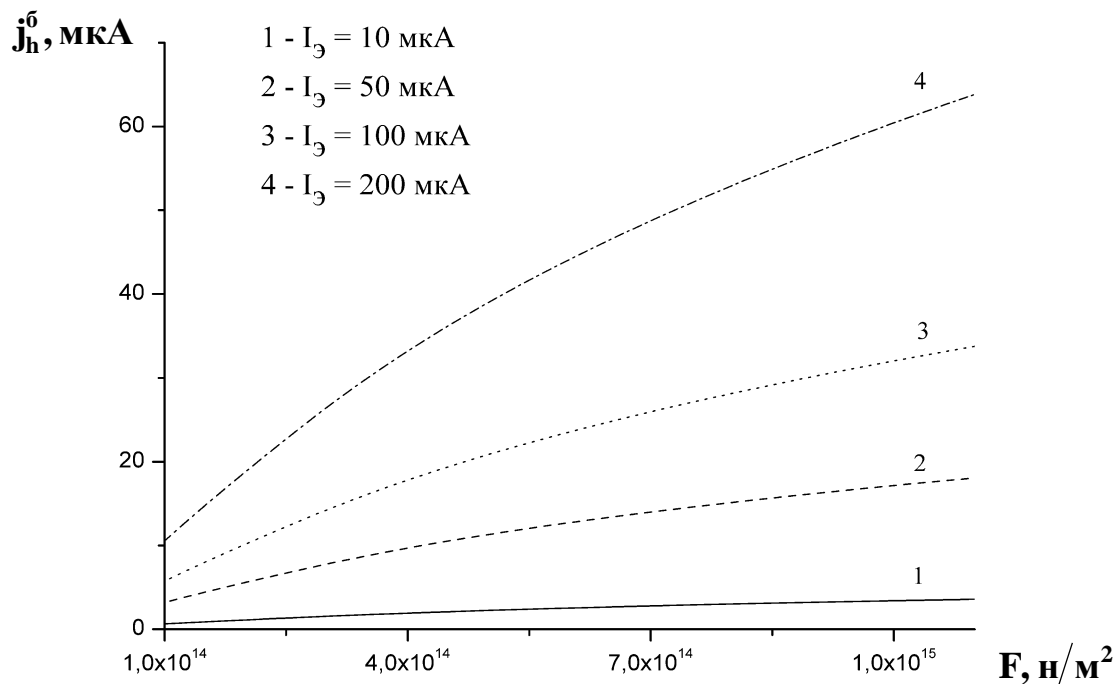


Рис. 2.3. Радиационная зависимость  $j_h^{\bar{}}$  при потоке нейтронов в диапазоне  $1 \cdot 10^{14} \div 1 \cdot 10^{15} \text{ н/м}^2$  (линейный масштаб по оси  $F$ )

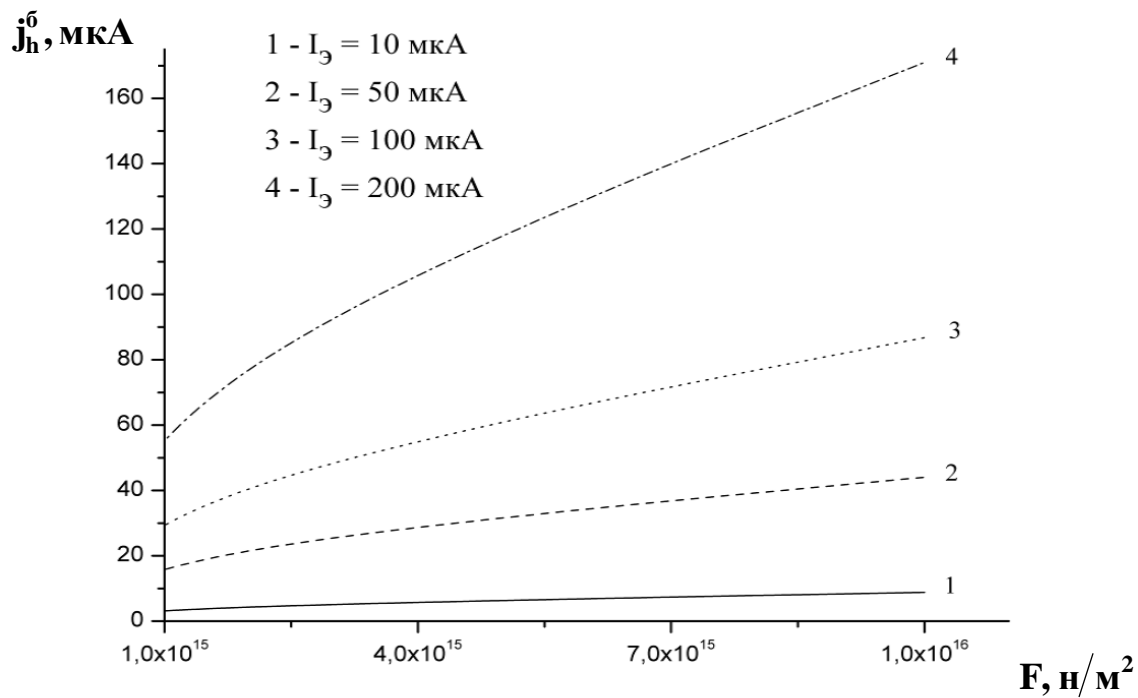


Рис. 2.4. Радиационная зависимость  $j_h^6$  при потоке нейтронов в диапазоне  $F = 1 \cdot 10^{15} \div 1 \cdot 10^{16} \text{ н/м}^2$  (линейный масштаб по оси  $F$ )

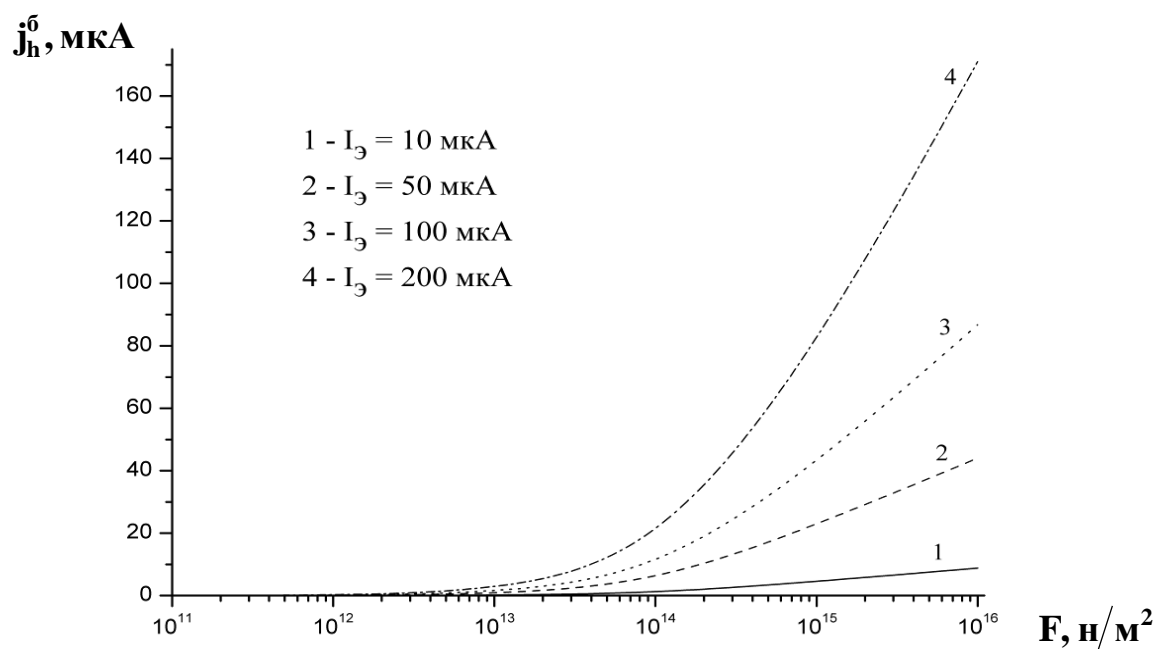


Рис. 2.5. Радиационная зависимость  $j_h^6$  в широком диапазоне изменения  $F$  ( $10^{11} \div 10^{16} \text{ н/м}^2$ )



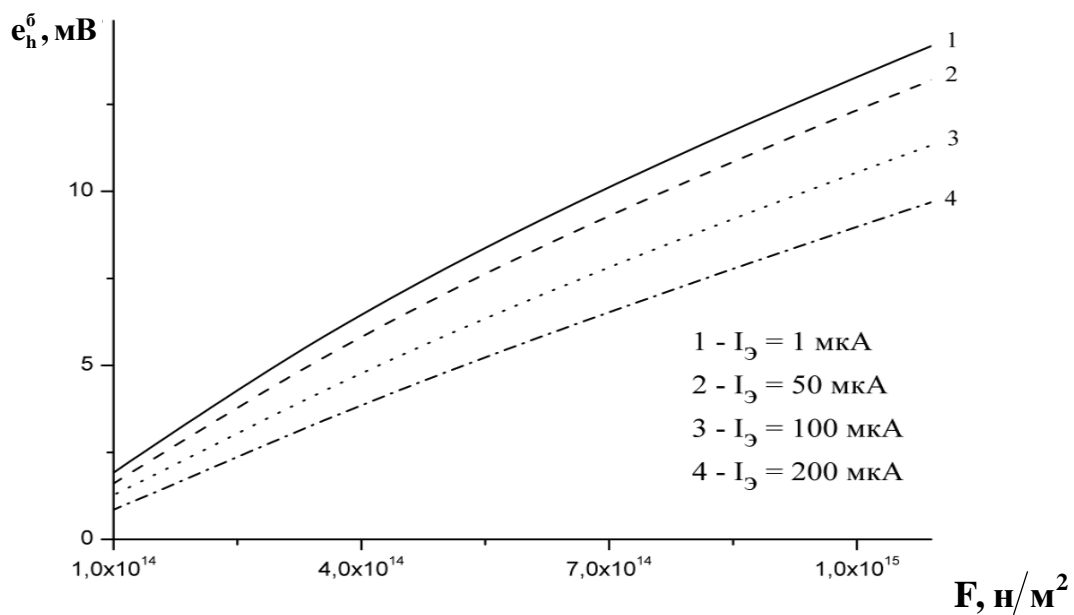


Рис. 2.6. Радиационная зависимость автономного параметра  $e_h^\delta$  в диапазоне  $F = 10^{14} \div 10^{15}$  н/м<sup>2</sup>

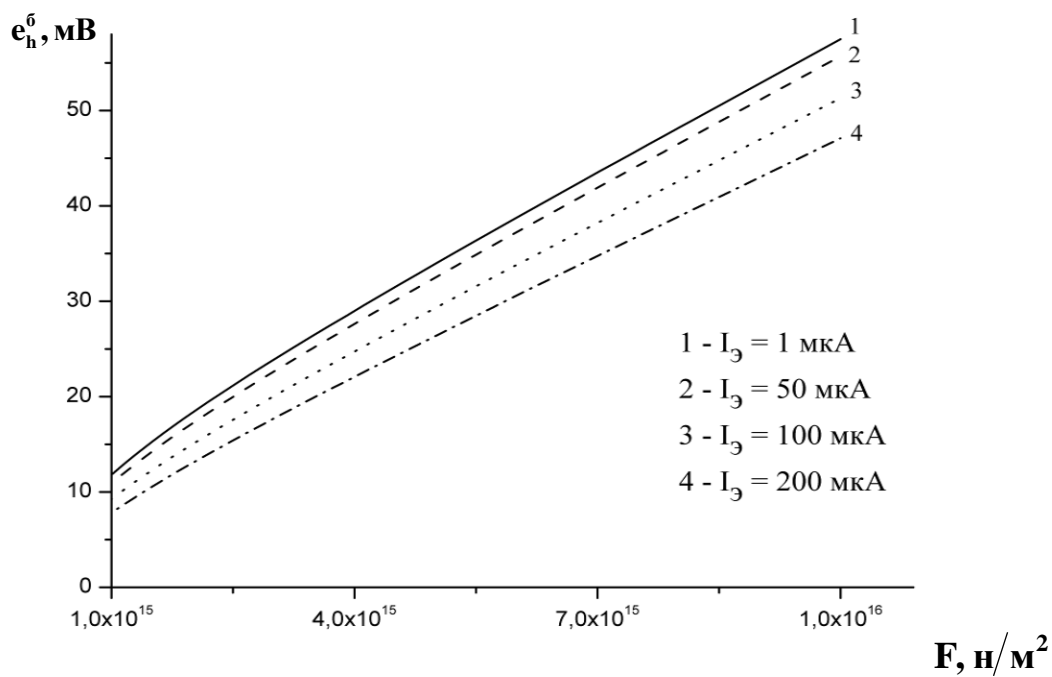


Рис. 2.7. Радиационная зависимость автономного параметра  $e_h^\delta$  в диапазоне  $F = 10^{15} \div 10^{16}$  н/м<sup>2</sup>

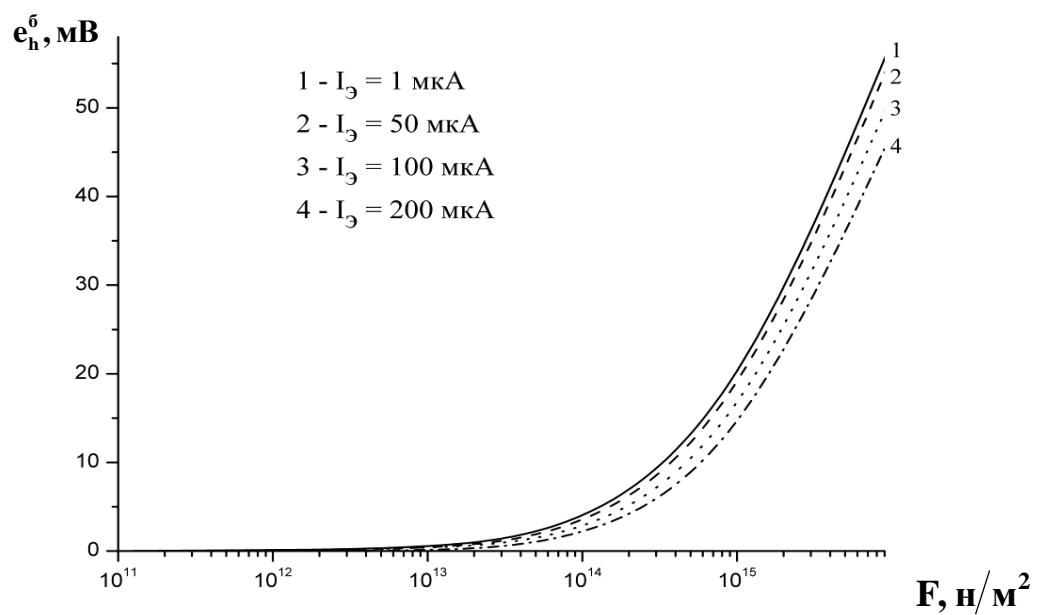


Рис. 2.8. Радиационная зависимость автономного параметра  $e_h^6$  в широком диапазоне изменения потока нейтронов

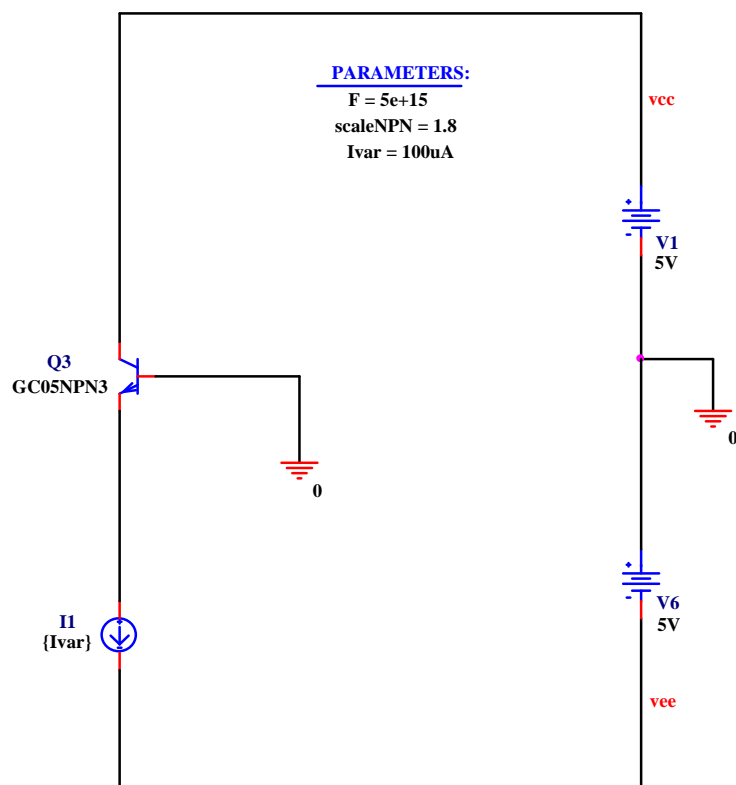


Рис. 2.9. Схема измерения автономного параметра  $j_h^6$

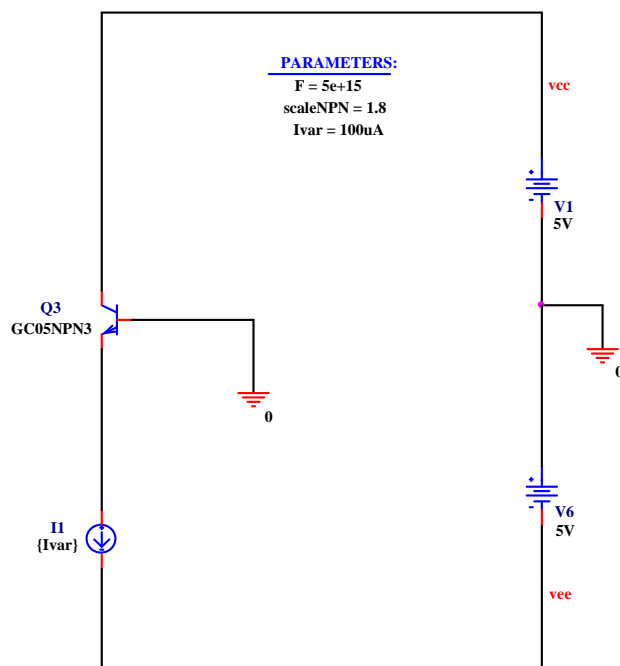


Рис. 2.10. Схема измерения автономного параметра  $e_h^6$

### 2.3. Аппроксимация аналитической функции радиационной зависимости автономного параметра $j_h^6$

Для практических расчётов  $j_h^6$  можно аппроксимировать полученные выше графики  $j_h^6 = f_1(F) \Big|_{I_9 = \text{var}}$  аппроксимирующей функцией:

$$j_h^6 = \frac{aF}{b + F}, \quad (2.10)$$

где  $F$  – переменная величина (поток нейтронов),  $[n/m^2]$ ;  $a$ ,  $b$  – постоянные для выбранного тока эмиттера  $I_{9i}$  коэффициенты аппроксимирующей функции  $f_1(F)$ .

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

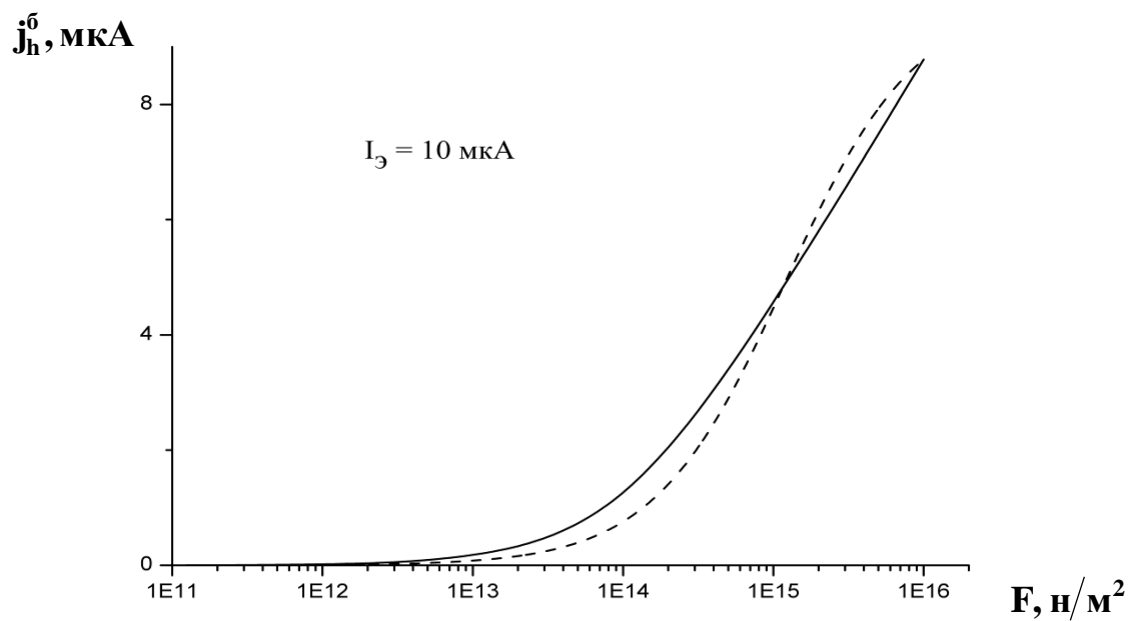
Таблица 2.1

#### Взаимосвязь параметров аппроксимируемой функции с током эмиттера

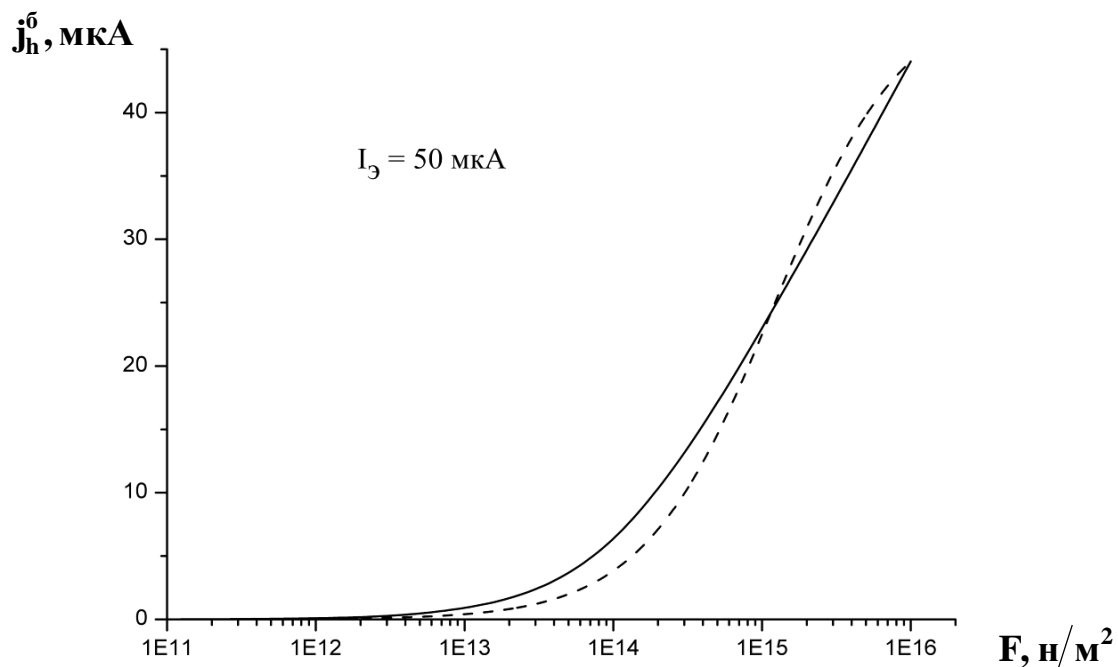
$I_9$ , мкА	10	50	100	200
$a$ , мкА	9,83476	49,27228	98,54615	196,81672
$b$ , н/м <sup>2</sup>	1,20009E15	1,18871E15	1,35748E15	1,50898E15
среднеквадратичная ошибка для «а»	4,95316E-4	0,00606	0,03242	0,14235
среднеквадратичная ошибка для «b»	2,207E11	5,35008E11	1,59901E12	3,84664E12

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

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

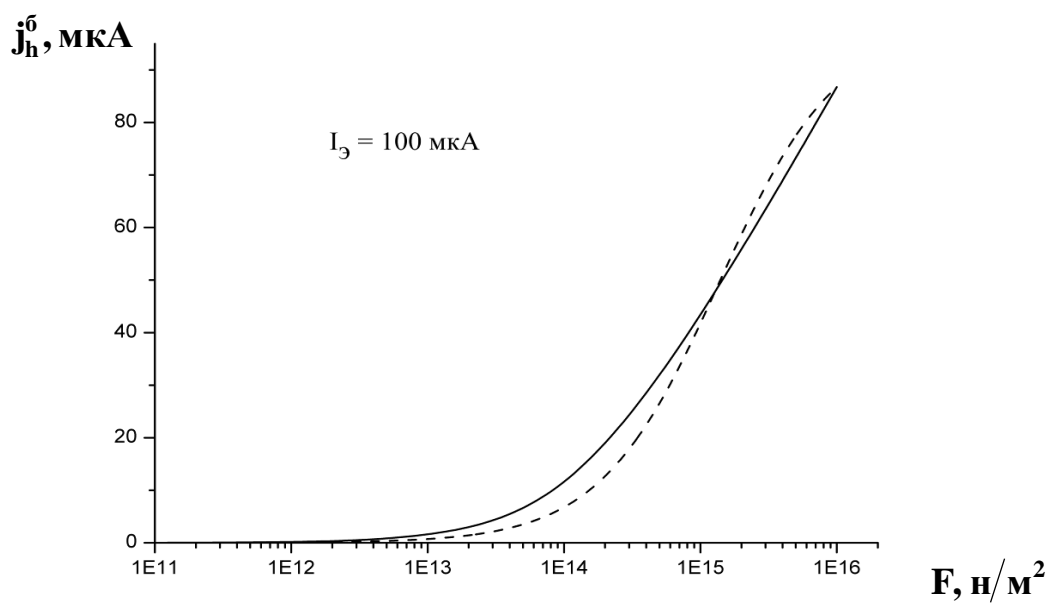


а)

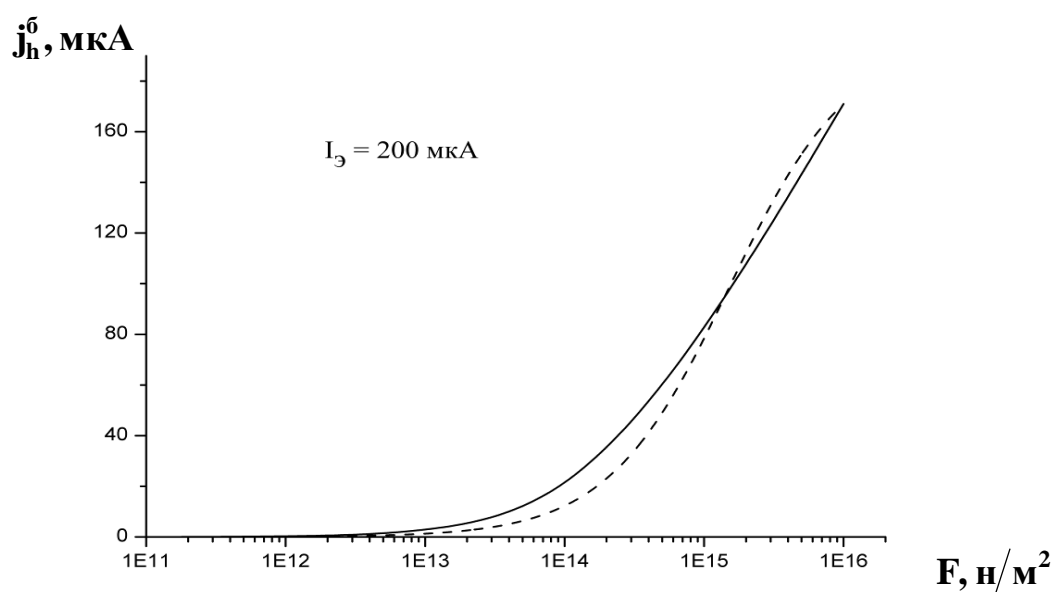


б)

Рис. 2.11. Аппроксимация радиационной зависимости  $j_h^0$  в диапазоне токов эмиттера 10÷50 мкА



а)



б)

Рис. 2.12. Аппроксимация радиационной зависимости  $j_h^0$  в диапазоне токов эмиттера 100÷200 мкА

Таким образом, уравнение для  $j_h^0$  и табл. 2.1 позволяют аналитически оценить радиационное смещение выходных характеристик п-р-п транзисторов АБМК\_1\_3.

## 2.4. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $e_h^6$

По аналогии с разделом 2.3 можно аппроксимировать радиационную и режимную зависимости автономного параметра  $e_h^6$ , характеризующего смещение входной характеристики транзистора следующей аппроксимирующей функцией:

$$e_h^6 = \frac{cF}{d + F}, \quad (2.11)$$

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

Таблица 2.2

**Взаимосвязь параметров аппроксимируемой функции  
с током эмиттера**

$I_3$ , мкА	1	50	100	200
$c$ , мВ	81,84418	81,75657	80,28488	79,77401
$d$ , н/м <sup>2</sup>	4,23437E15	4,678E15	5,64967E15	6,93644E15
среднеквадратичная ошибка для «с»	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.

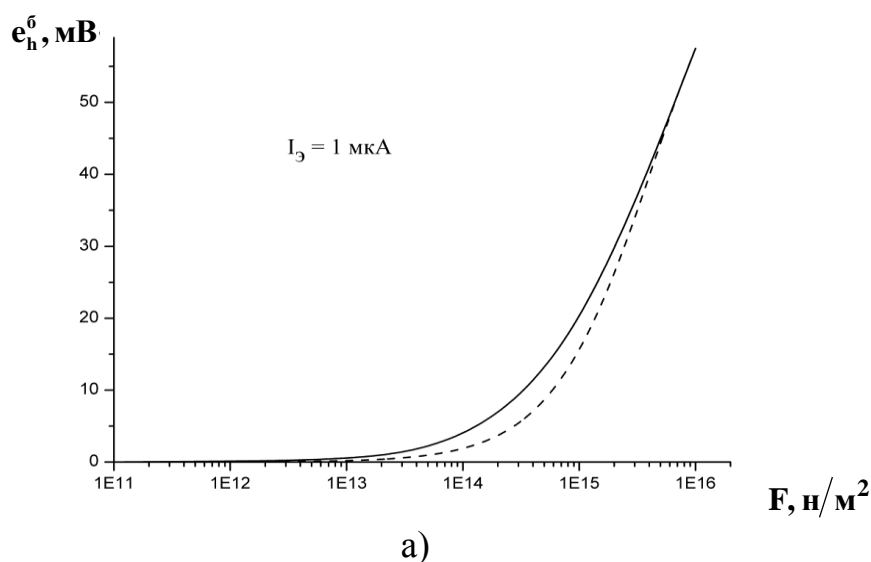
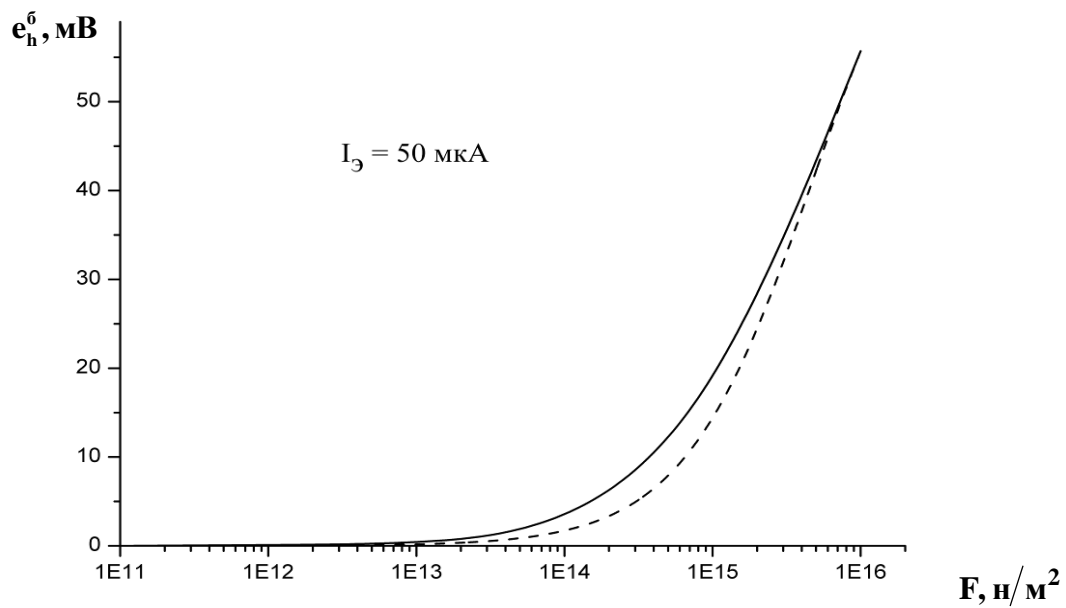
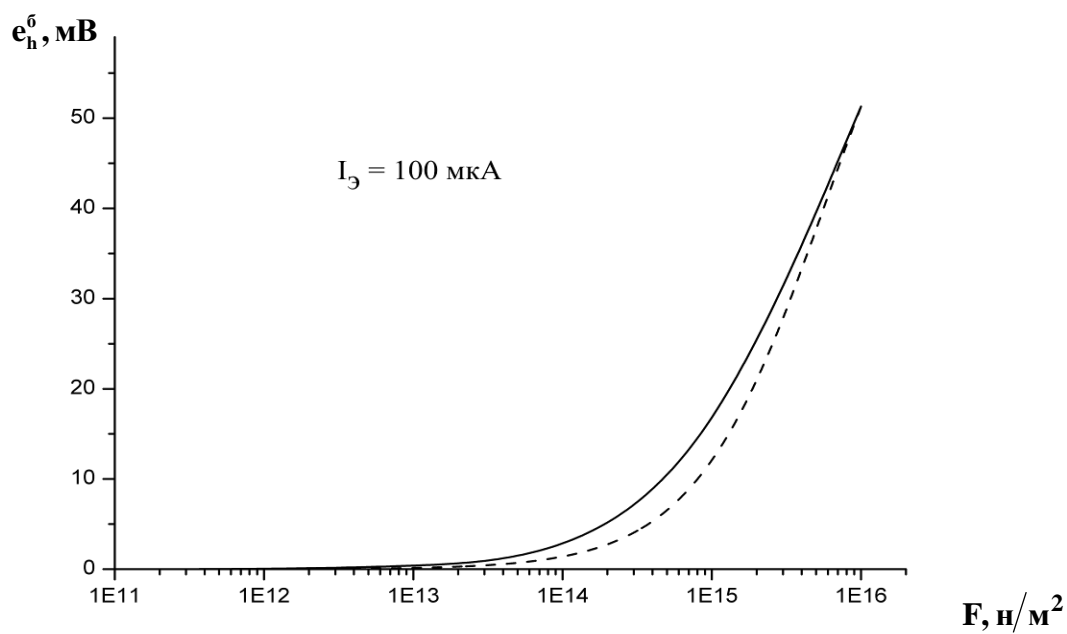


Рис. 2.13. Аппроксимация радиационной зависимости  $e_h^6$   
в диапазоне токов эмиттера  $I_3=1\div 50$  мкА (начало; окончание см. на с. 55)



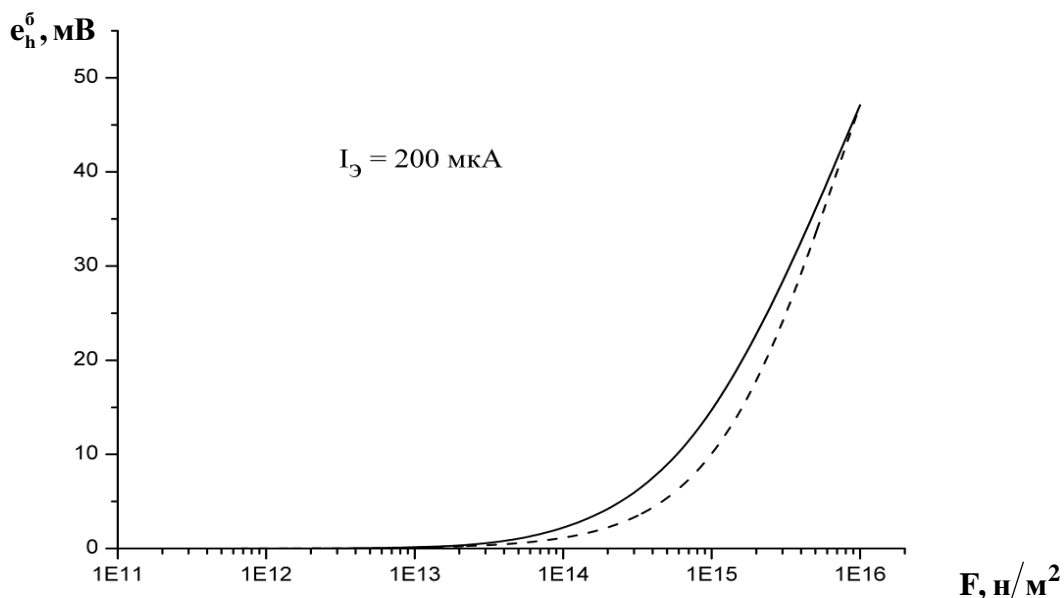
б)

Рис. 2.13. Окончание (начало см. на с. 54)



а)

Рис. 2.14. Аппроксимация радиационной зависимости  $e_h^6$  в диапазоне токов эмиттера  $I_3=100\div 200 \text{ мкА}$  (начало; окончание см. на с. 56)



б)

Рис. 2.14. Окончание (начало см. на с. 55)

Таким образом, уравнение для  $e_h^6$  и табл. 2.2 позволяют аналитически оценить радиационное смещение выходных характеристик n-p-n транзисторов АБМК\_1\_3.

## Выводы

Компьютерное моделирование транзисторов радиационно-стойкого 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  $I_3 = f(U_{36})$ . 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  $I_3 = f(U_{36})$  также относительно мало.

3. Коэффициент передачи тока базы ( $\beta$ ) существенно зависит от тока эмиттера (коллектора). С ростом тока эмиттера  $\beta$  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  $\beta$  начинает падать за счёт снижения коэффициента инжекции, уменьшения эффективной площади эмиттера и увеличения рекомбинационных потерь в объёме базы.

4. Для обобщения полученной в разделе 2 графической информации построены зависимости относительных погрешностей  $h$ -параметров от численных значений основных дестабилизирующих факторов (температуры, потока нейтронов и накапливающей дозы радиации).

Анализ полученных зависимостей и семейства входных характеристик показывает, что доминирующим параметром, влияющим на входное сопротивление  $n$ - $p$ - $n$  транзистора, является температура (в диапазоне изменения коллекторного тока до 5 мА относительная погрешность колеблется от 31 до 34 %). В свою очередь, влияние потока нейтронов и накапливающей дозы радиации в рассматриваемом диапазоне не превышают 11 %. Аналогичная ситуация прослеживается и для коэффициента внутренней обратной связи по напряжению  $h_{12}$ .

Достаточно большие изменения  $h_{21}$  наблюдаются в микрорежиме работы транзисторов. Относительная погрешность  $h_{21}$  при температурном воздействии изменяется от 53 до 32 % с увеличением тока коллектора, а при воздействии дозы радиации – с 38 до 19 % и имеет аналогичный сценарий. Однако воздействие потока нейтронов практически не изменяет значение относительной погрешности ( $30 \div 36$  %)  $h_{21}$  при изменении коллекторного тока до 5 мА.

Зависимости относительного изменения выходной проводимости  $h_{22}$  транзисторов АБМК\_1\_3 показывают, что погрешность  $h_{22}$  имеет достаточно большие значения. Так, например, влияние температуры создаёт изменение  $\Delta h_{22}$  от 52 до 38 % с увеличением тока коллектора, а радиационное воздействие – от 42 до 24 %. Как и в случае с коэффициентом передачи тока базы, при воздействии потока нейтронов относительная погрешность  $h_{22}$  практически не меняет своего значения и находится в диапазоне  $44 \div 49$  %.

Таким образом, для построения усилительных устройств на базе транзисторов АБМК\_1\_3 целесообразно увеличивать статический ток транзистора, а значит, увеличивать общее токопотребление либо организовывать специальные компенсирующие контуры обратных связей, которые

будут «уедать» влияние паразитных параметров транзистора. Следует отметить, что последнее условие вполне реально и имеет различные решения для многих технологических процессов.

5. Наиболее сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода р-п-р транзистора. Повышенная температурная нестабильность характеристик р-п-р 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 ( $D_g$ ) до 1 Мрад относительно слабо влияет на входную характеристику транзистора  $I_3(U_{36})$ .

При совместных видах воздействий происходит существенная деградация качественных показателей р-п-р транзистора. Однако и при нормальных условиях работы ( $TEMP = 27^\circ C$ ,  $D_g = 100$  рад,  $F_n = 0$ ) транзистор имеет сравнительно малое значение коэффициента усиления по току базы ( $\beta$ ).

Транзистор р-п-р практически перестаёт усиливать ток базы ( $\beta$  в микрорежиме не превышает значения 6) при воздействии потока нейтронов свыше  $10^{17}$  нейтрон/м<sup>2</sup> или при накапливающей дозе радиации выше 300 крад. Эти выводы в очередной раз показывают нецелесообразность применения р-п-р 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 координатно, что также говорит о плохой работе р-п-р 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 р-п-р транзистора. Например, увеличение коллекторного тока (до 2 мА) незначительно снижает относительную погрешность выходного сопротивления (при влиянии  $D_g$  – с 94 до 78 %; при влиянии  $TEMP$  – с 36 до 28 %; при влиянии  $F_n$  – 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 р-п-р транзистора имеют постоянный характер: относительная погрешность коэффициента усиления по току ( $\beta$ ) 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 %.

6. Разработана 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  $e_h^{\bar{0}}$ ,  $j_h^{\bar{0}}$  и неавтономные параметры.

7. Получены результаты компьютерного моделирования режимной и радиационной зависимости автономных параметров  $e_h^{\bar{0}}$  и  $j_h^{\bar{0}}$ , характеризующих изменение напряжения эмиттер-база и коллекторного тока транзистора под действием радиации.

Компьютерное моделирование режимной и радиационной зависимости  $j_h^{\bar{0}}$  и  $e_h^{\bar{0}}$  позволяет при известных значениях статического эмиттерного тока ( $I_3$ ) и заданном потоке нейтронов ( $F$ ) определить смещение входной ( $e_h^{\bar{0}}$ ) и выходной ( $j_h^{\bar{0}}$ ) характеристик транзистора АБМК\_1\_3.

8. Приведены аппроксимации аналитическими выражениями функций режимной и радиационной зависимости автономных параметров  $j_h^{\bar{0}}$  и  $e_h^{\bar{0}}$ . При этом среднеквадратичное отклонение для всех кривых аппроксимации – 0,999.

Полученные уравнения для  $j_h^{\bar{0}}$  и  $e_h^{\bar{0}}$  позволяют аналитически оценить радиационное смещение входных и выходных характеристик n-p-n транзисторов АБМК\_1\_3.

## ГЛАВА 3

### АРХИТЕКТУРА АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ НУЛЕВОГО УРОВНЯ В УСЛОВИЯХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ И РАДИАЦИОННЫХ ИЗМЕНЕНИЙ $\beta$ 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 ( $\beta$ ) транзисторов [26]. 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  $\beta$  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. Крутинского, а также результатами компьютерного моделирования большого количества схем ОУ, предложенных и исследованных в работе [27].

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

Если при нулевом входном напряжении ( $u_{\text{вх}} = 0$ , т.е. в статическом режиме) сумма токов в узле «А»  $I_p = I_3 - I_4 - I_{\text{БУ}}$  при коротком замыкании узла «А» на эквипотенциальную общую шину не равна нулю ( $I_p \neq 0$ ), то для компенсации статической ошибки ОУ в рабочем режиме необходимо на его дифференциальный вход (Вх.1, Вх. 2) подавать некоторое напряжение ошибки (ЭДС смещения нуля  $U_{\text{см.2}}$ ):

$$U_{\text{см.2}} \approx S_{\text{ДУ}}^{-1} I_p, \quad (3.2)$$

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

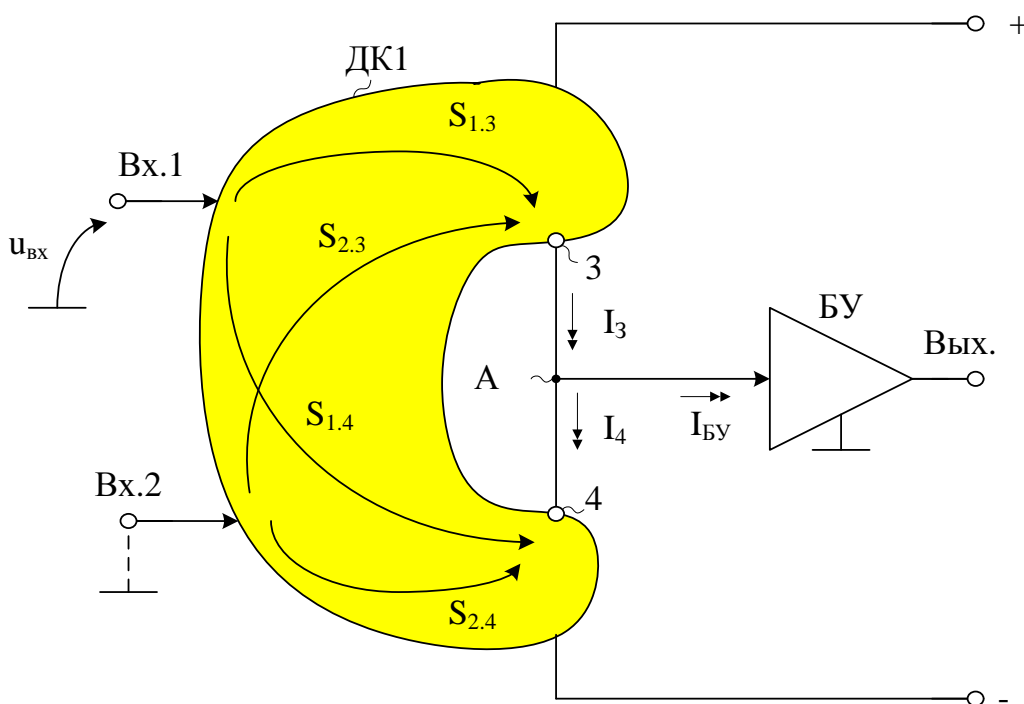


Рис. 3.1. Обобщённая структурная схема операционных усилителей с высокоимпедансным узлом «А»

Таким образом, одним из условий синтеза архитектур ОУ с малыми значениями второй систематической составляющей ЭДС смещения нуля  $U_{\text{см.2}} \approx 0$  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:

$$I_3 = I_4 + I_{\text{БУ}}. \quad (3.3)$$

Минимизация систематической составляющей  $U_{\text{см.2}}$  – это «зона ответственности» схемотехники разрабатываемых ОУ.

В зависимости от знака входного тока БУ ( $I_{\text{БУ}}$ ), а также свойств конкретной базовой архитектуры ОУ, которую необходимо модернизировать для уменьшения  $U_{\text{см.2}}$ , обусловленный влиянием  $\beta$  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  $I_{\text{см.i}}$  относительно их идеального значения. Причём эти уровни токов смещения  $I_{\text{см.i}}$  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 р-п-р транзисторах и имеет «втекающий в узел “А”» входной ток  $I_{\text{БУ}}$ . Объектом синтеза в этом случае является токовое зеркало ПТ1.

Таким образом, для минимизации составляющей  $U_{\text{см.2}}$  в широко распространённом двухкаскадном ОУ рис. 3.2, имеющем инвертирующий (или неинвертирующий) буферный усилитель БУ с «вытекающим» входным током  $I_{\text{БУ}} = I_{\text{б.п}}$ , необходимо в соответствии с (3.3) синтезировать токовое зеркало ПТ1, смещение проходной характеристики которого  $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}})$  соответствует уровню  $I_{\text{см}} = -I_{\text{БУ}}$ .

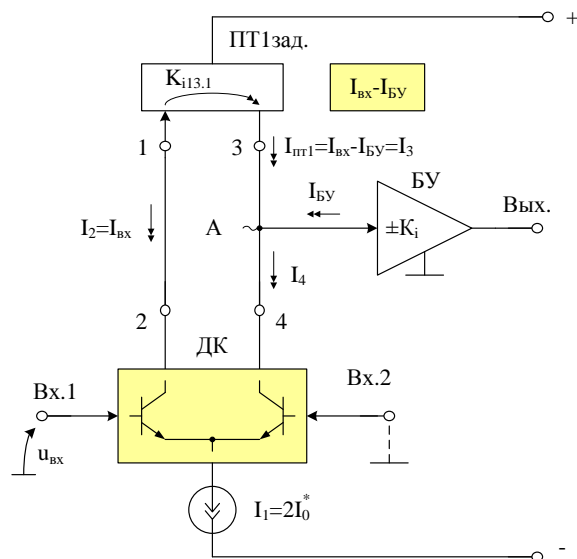


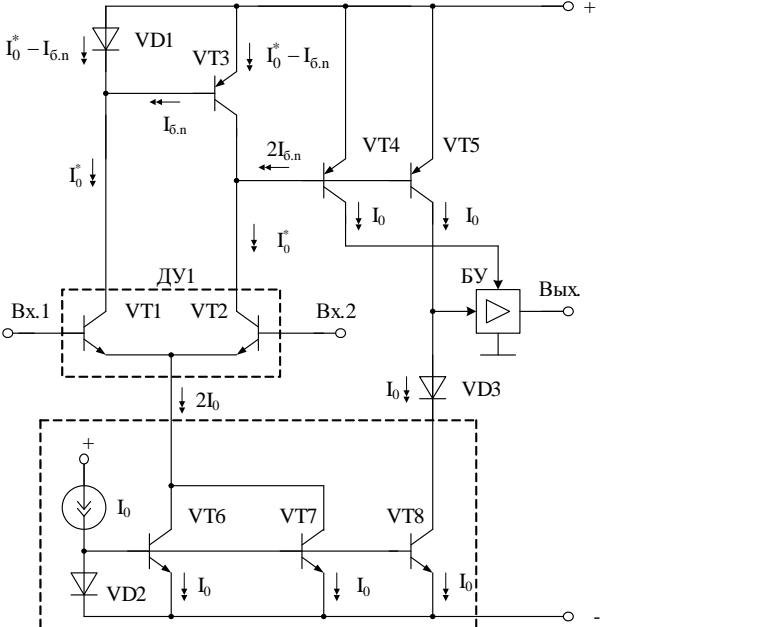
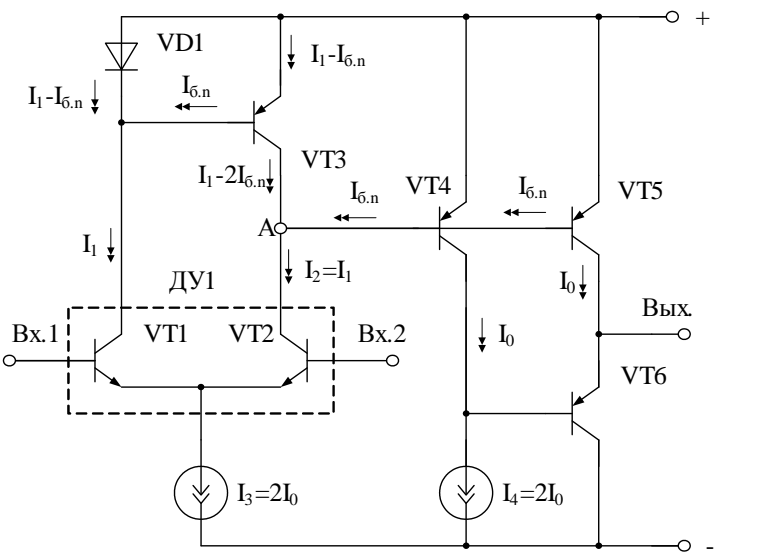
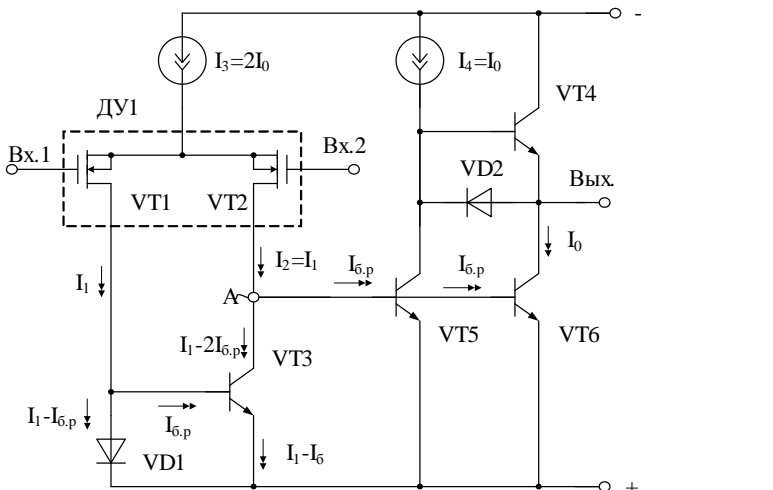
Рис. 3.2. Условия компенсаций  $U_{см.2} \approx 0$  в двухкаскадном ОУ с токовым зеркалом ПТ1, имеющем заданное смещение проходной характеристики  $I_{см.ПТ} = -I_{БУ}$

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

Таблица 3.1

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

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

1	2	3
2		<p>2. Транзистор VT4 устанавливает статический режим активных элементов буферного усилителя БУ</p>
3		<p>3. Схема ОУ по базовому техпроцессу ФГУП НПП «Пульсар» (г. Москва)</p>
4		<p>4. Схема ОУ в базисе SiGe технологии ИНР (Германия)</p>



Выполненный анализ и компьютерное моделирование ОУ рассматриваемого подкласса показывают, что вопреки сложившимся представлениям [25], 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 р-п-р и п-р-п транзисторов (рис. 3.4).

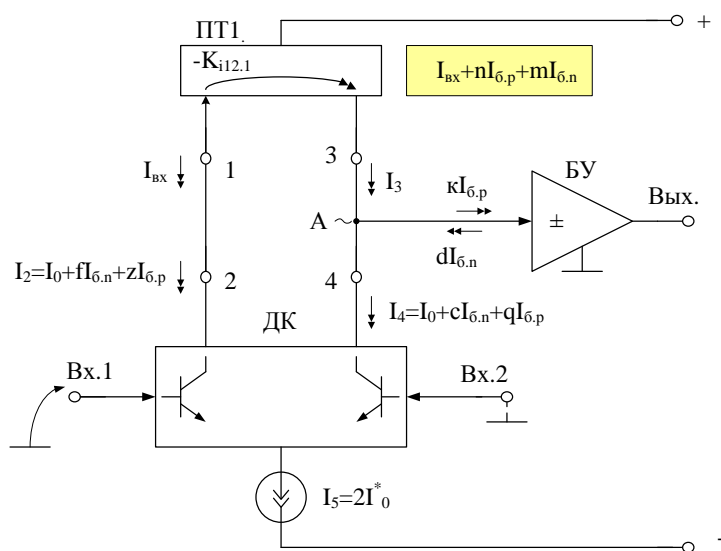
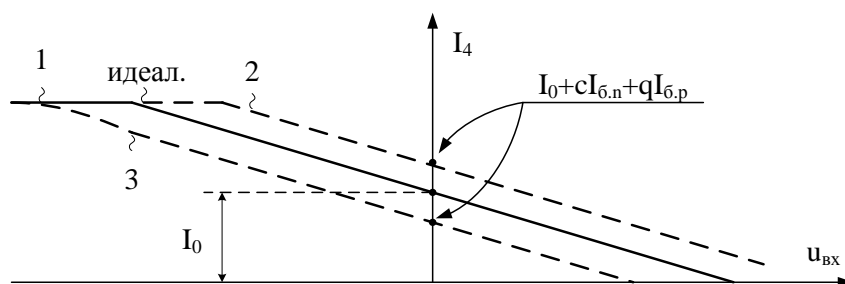
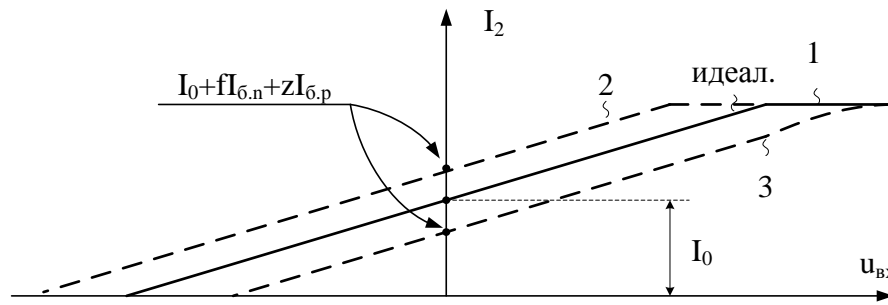


Рис. 3.3. Обобщённая архитектура ОУ с малым смещением нуля ( $U_{см.2} \approx 0$ )

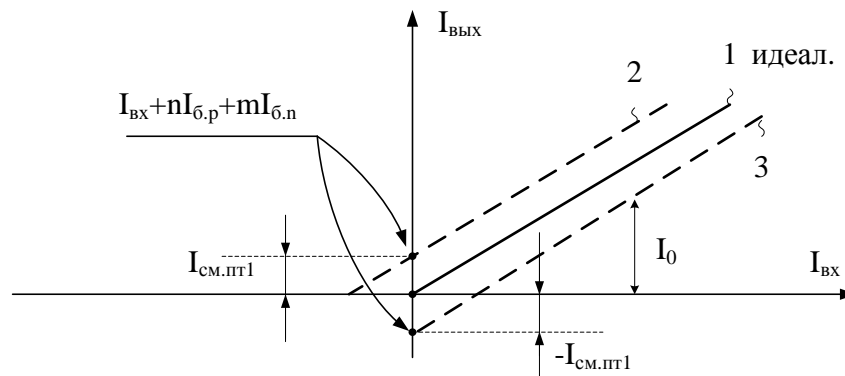


а)

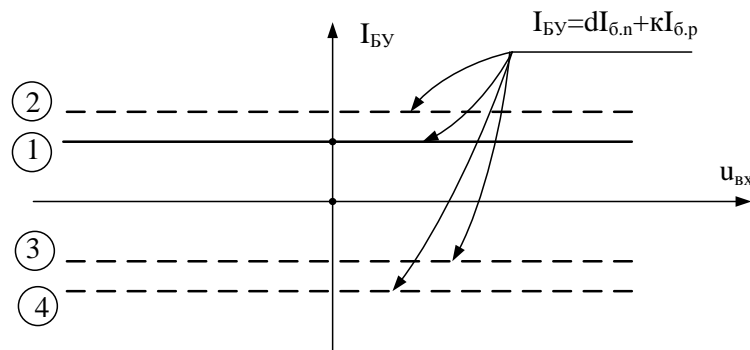
Рис. 3.4. Возможные варианты смещения характеристик подсистем ДК (а, б), ПТ1 (в), БУ (г), зависящего от численных значений и знаков масштабных коэффициентов  $c, g, f, z, n, m, d, k$  (начало; окончание см. на с. 66)



б)



в)



г)

Рис. 3.4. Окончание (начало см. на с. 65)

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:

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

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

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

$$I_{см.ПТ} = nI_{б.р} + mI_{б.н}, \quad (3.6)$$

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 п-р-п и(или) р-п-р транзисторов уравнением:

$$I_{бу} = dI_{б.н} + kI_{б.р}, \quad (3.7)$$

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:

$$I_0 + fI_{б.н} + zI_{б.р} + nI_{б.р} + mI_{б.н} + dI_{б.н} = kI_{б.р} + I_0 + cI_{б.н} + gI_{б.р}, \quad (3.8)$$

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

Последнее уравнение можно представить в виде:

$$I_{б.н} (f + m + d - c) = I_{б.р} (k + g - z - n). \quad (3.9)$$

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

Рассмотрим частные случаи построения архитектуры ОУ (рис. 2.161).

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

$$I_{б.н} (f - c) = I_{б.р} (1 + g - z). \quad (3.10)$$

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  $I_{б.р} (1 - z) = 0$ , т.е.  $I_{см.2} = I_{б.р} = zI_{б.р}$ , а масштабный коэффициент  $z = 1$ .

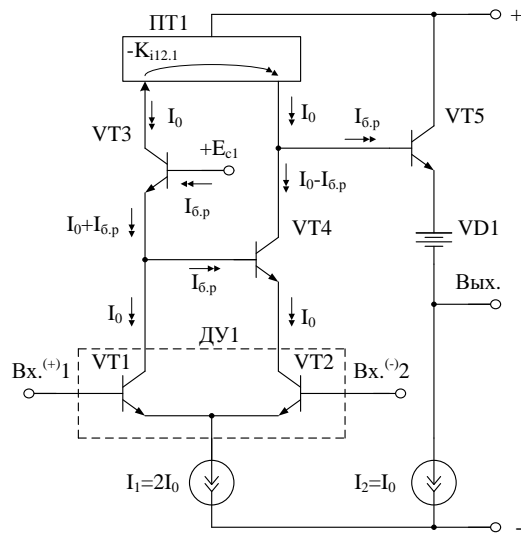
[illegible]

**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  $U_{см2}$ :

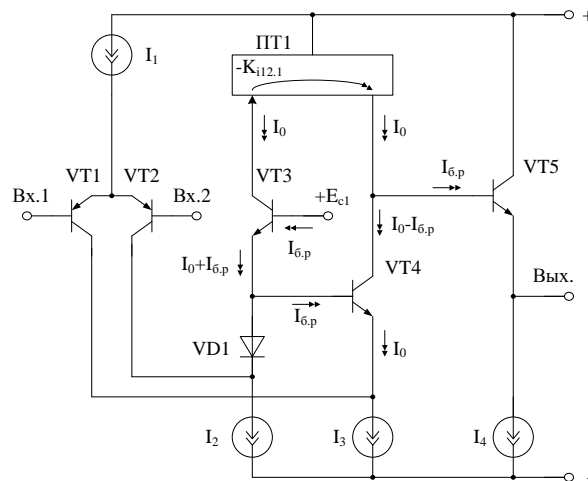
Или  $d = 2$ , т.е. буферный усилитель должен иметь  $I_{\text{БУ}} = 2I_{\text{б.н}}$ . Этим условиям удовлетворяют схемы ОУ в таблице 3.1.

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

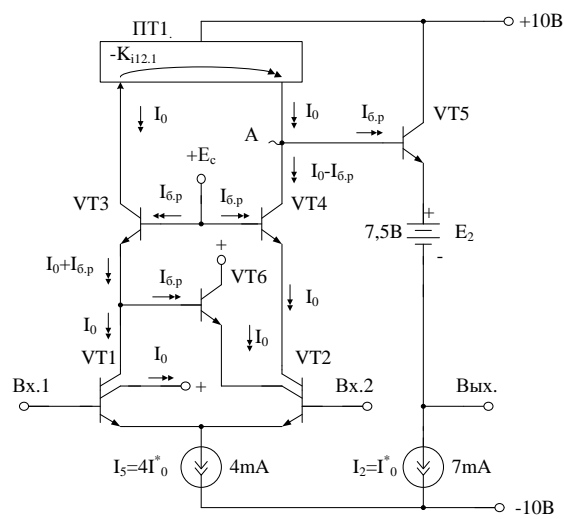
68



а)



б)



в)

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 п-р-п входном транзисторе. Для выбранного токового зеркала ПТ1 масштабные коэффициенты  $n = -2$ ,  $m = 0$ . Входной каскад ДК не имеет смещения проходной характеристики по выходу 4 ( $c = 0, g = 0$ ). Смещение по выходу 2 формируется п-р-п транзистором, т.е.  $z \neq 0$ .

При данных условиях из уравнения (3.9) находим:

$$I_{6,p}(1 - z - 2) = 0. \quad (3.12)$$

Данному ограничению удовлетворяет ДК (рис. 3.7).

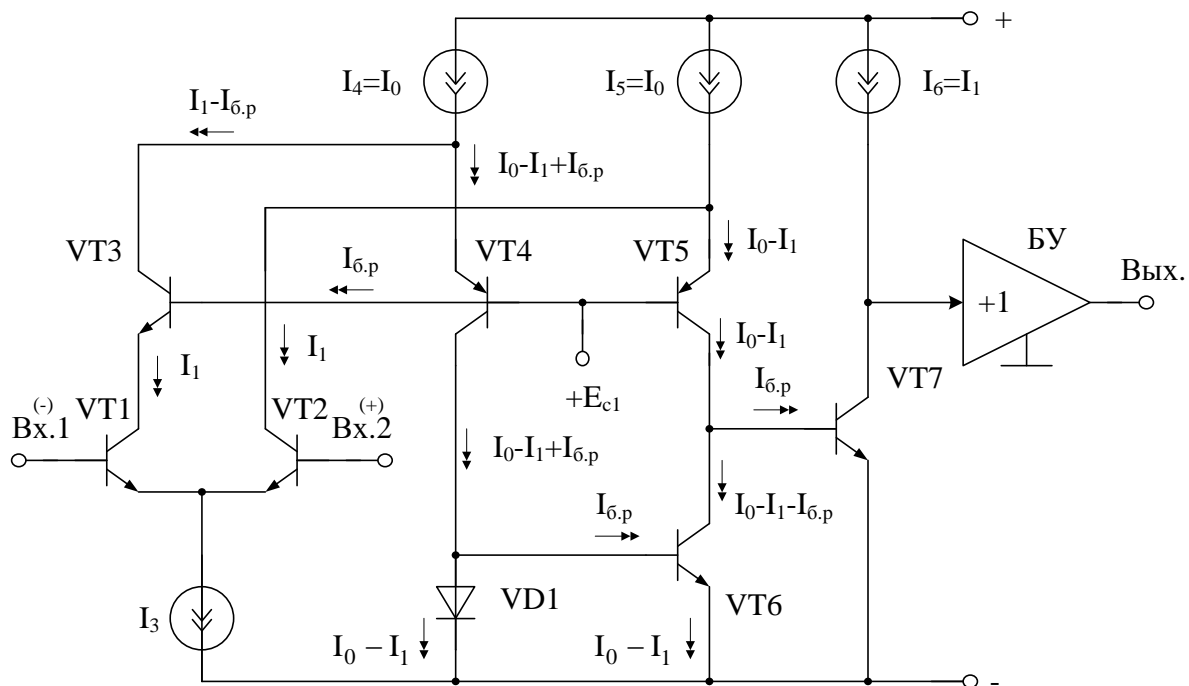
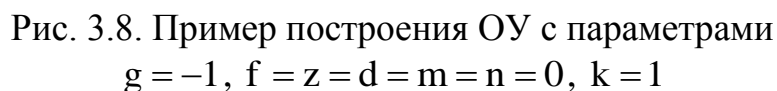


Рис. 3.7. Пример построения ОУ с параметрами  $c = g = d = m = 0$ ,  $z = -1$ ,  $k = 1$

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

$$I_{6,p}(1 + g) = 0. \quad (3.13)$$

Этим условиям удовлетворяет схема рис. 3.8.



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  $U_{см2} \approx 0$ , например [27].

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

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

1. Токовые зеркала ПТ1 и ПТ3 не имеют смещения проходной характеристики (идеальны). Для ПТ2  $I_{\text{см}2} = I_{\text{б.в}}$  (рис. 3.9).





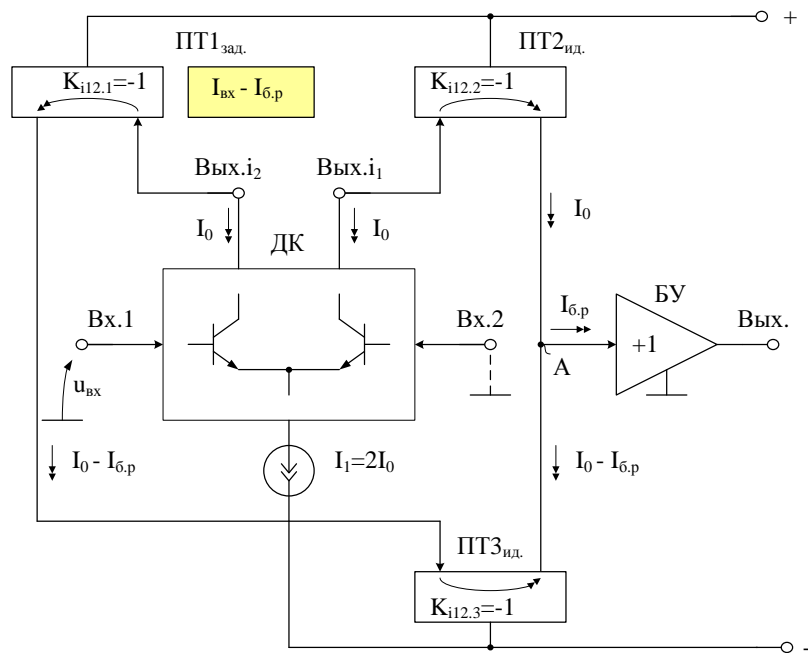


Рис. 3.11. Третье условие компенсации  $U_{см.2}$  при  $I_{БУ} = I_{6.p}$

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

1. Токовые зеркала ПТ1, ПТ2 идеальны. Смещение нуля токового зеркала ПТ3 удовлетворяет условию  $I_{см.3} = I_{6.n}$  (рис. 3.12).

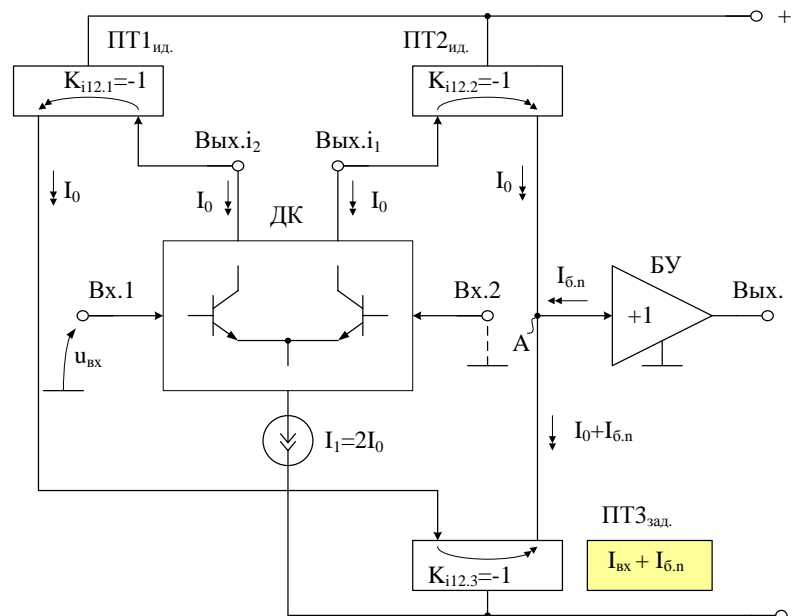


Рис. 3.12. Первое условие компенсации  $U_{см.2}$  при  $I_{БУ} = I_{6.n}$

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

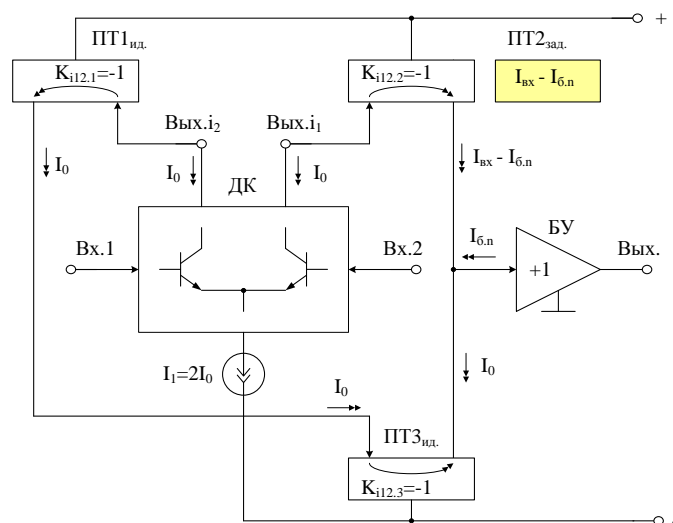


Рис. 3.13. Второе условие компенсации  $U_{см.2}$  при  $I_{БУ} = I_{б.н}$

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

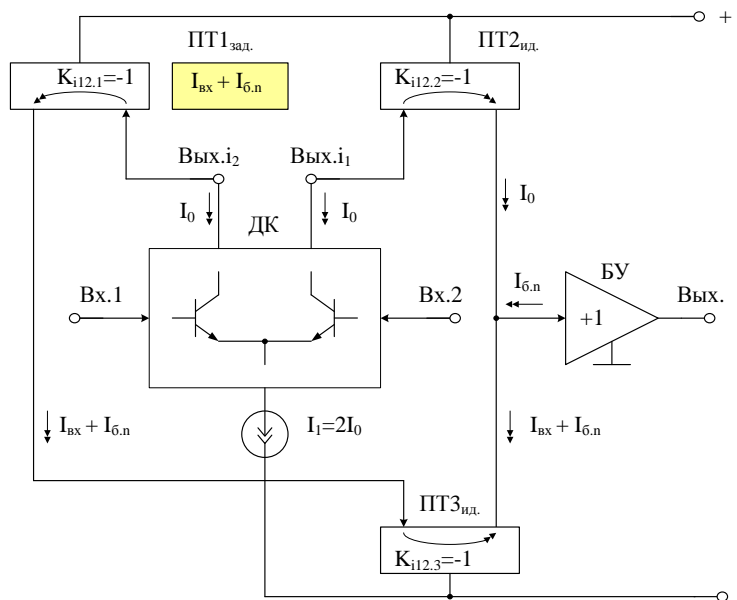


Рис. 3.14. Третье условие компенсации  $U_{см.2}$  при  $I_{БУ}=I_{б.н}$

**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 р-п-р и п-р-п транзисторов:  $I_{БУ} = I_{б.р} - I_{б.н}$ .

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

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

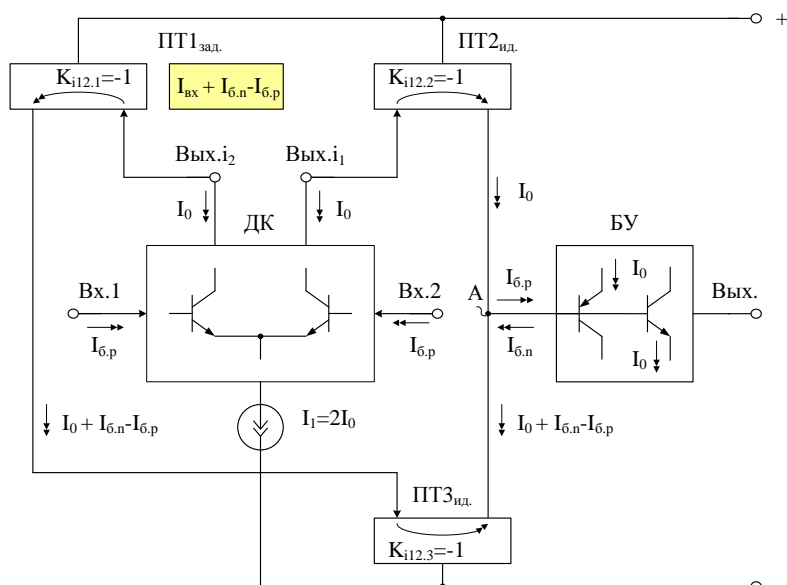


Рис. 3.15. Первая архитектура радиационно-стойкого ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

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

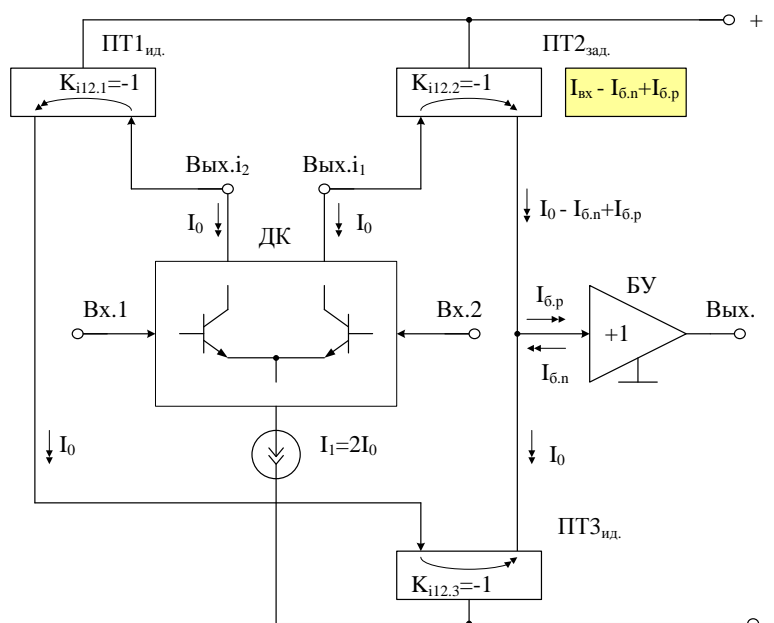


Рис. 3.16. Вторая архитектура радиационно-стойкого по  $U_{см.2}$  ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

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

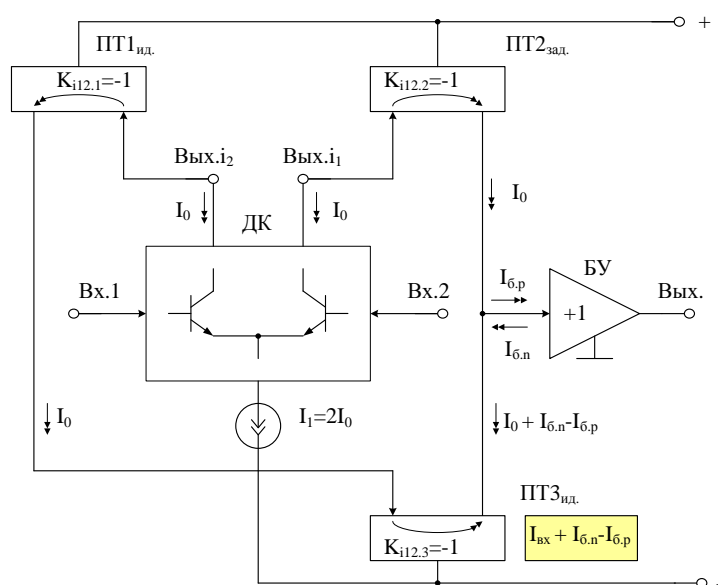


Рис. 3.17. Третья архитектура радиационно-стойкого по  $U_{см.2}$  ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

Однако архитектуры рис. 3.16 и рис. 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».

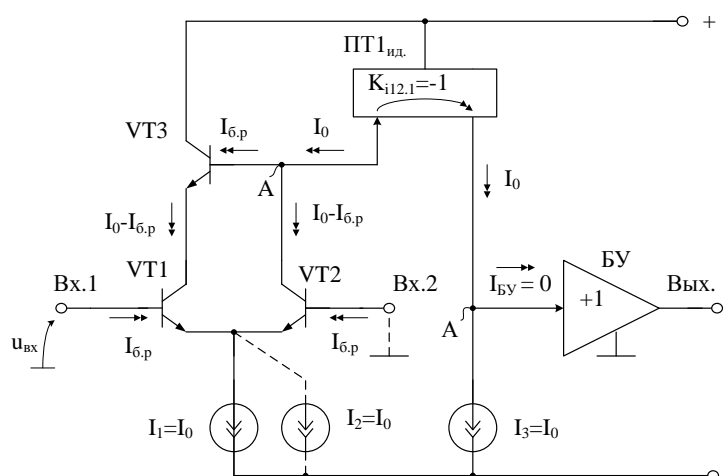


Рис. 3.18. ОУ с малым  $U_{см.2}$  при  $I_{БУ} = 0$  и  $\beta_I = \text{var}$

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

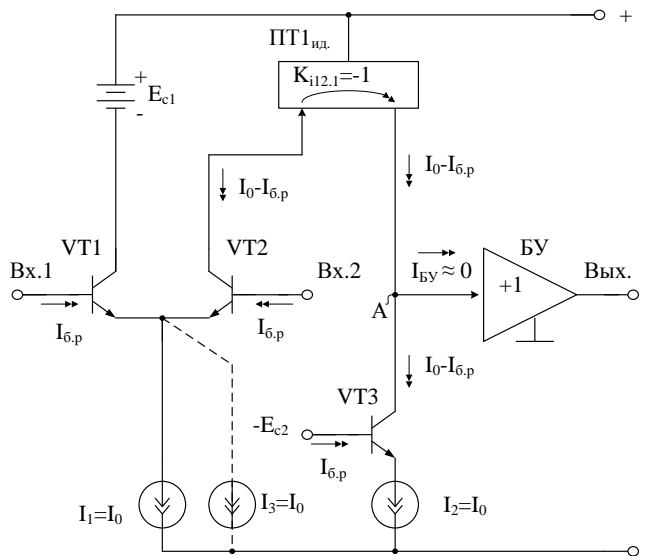


Рис. 3.19. ОУ с малым  $U_{см.2}$  при  $I_{бу} \approx 0$

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  $U_{cm2}$ , представленные на рис. 3.20 и 3.21.

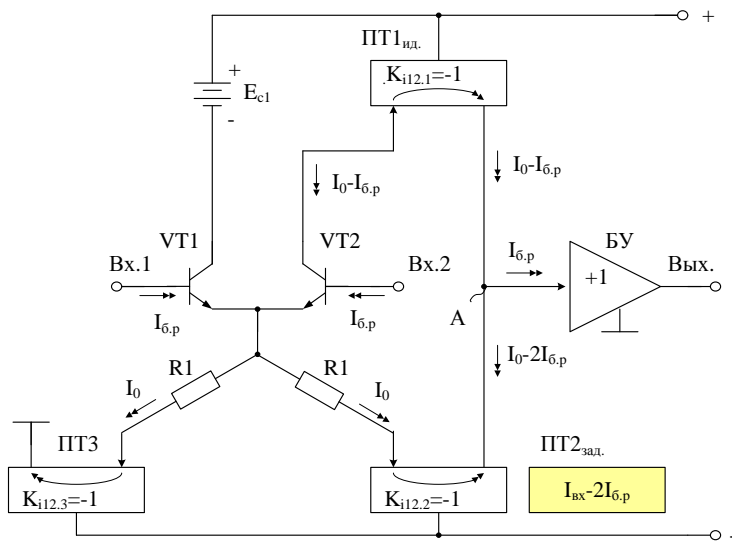


Рис. 3.20. ОУ с малым  $U_{см.2}$  при  $I_{Бу} = I_{бр}$

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.

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

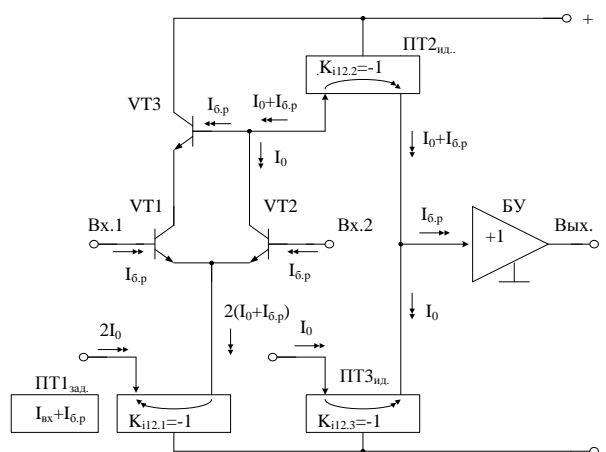


Рис. 3.21. ОУ с двумя пассивными токовыми зеркалами ПТ3, ПТ1

### 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).

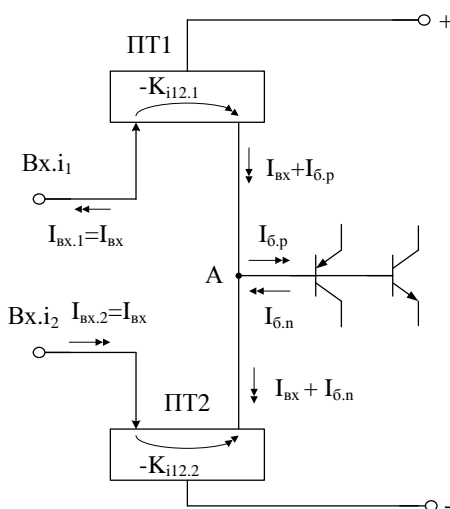


Рис. 3.22. Условия компенсации входного тока буфера на основе «бриллиантового» транзистора (вариант 1)

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

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

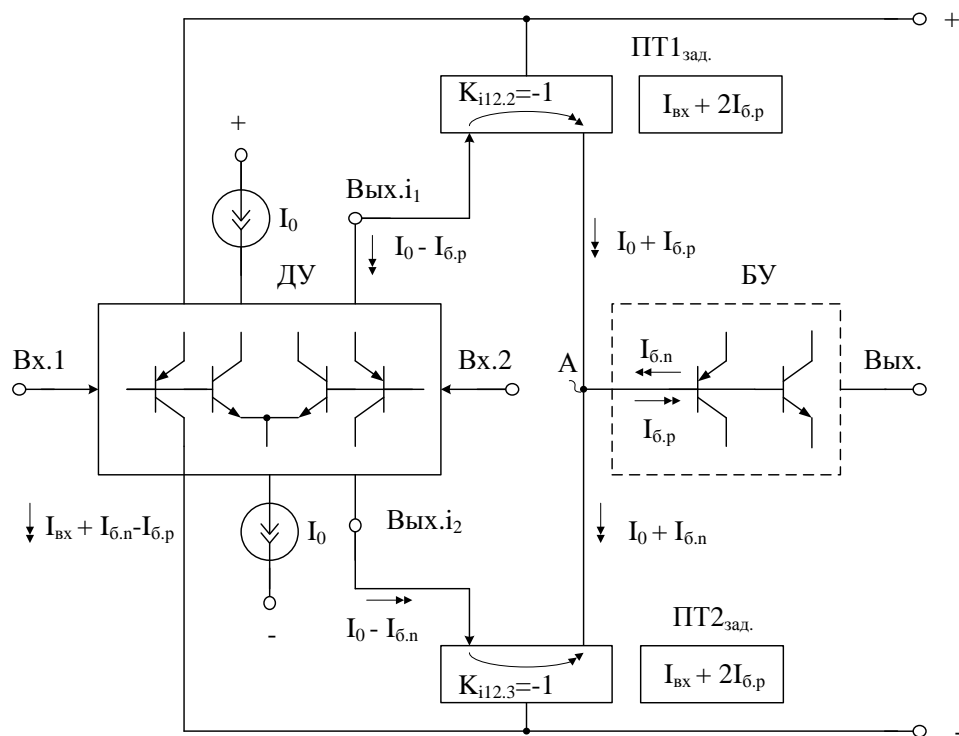


Рис. 3.23. Вторая архитектура радиационно-стойкого по  $U_{\text{см.2}}$  ОУ с буфером на основе бриллиантовых транзисторов

### 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  $kI_{\text{б.п}}$ ,  $dI_{\text{б.н}}$  и различных смещениях нуля токовых зеркал ПТ1, ПТ2.

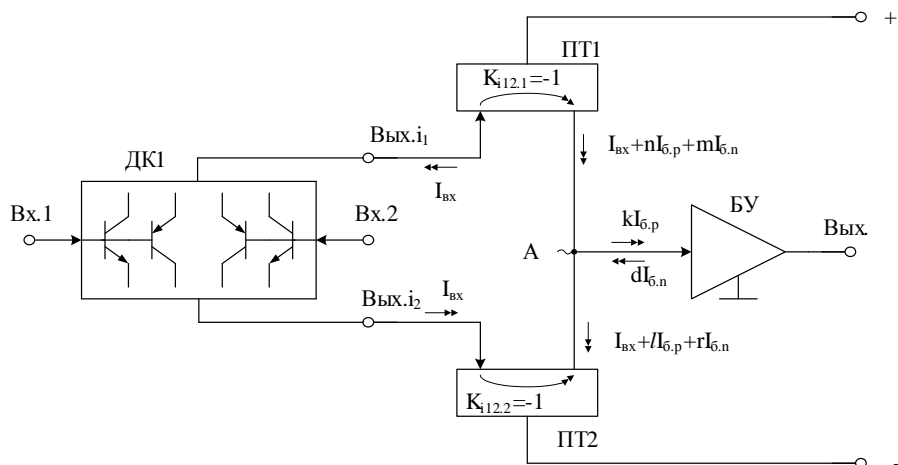


Рис. 3.24. Условия взаимной компенсации токовых координат в ОУ на базе классического «бриллиантового» транзистора (БУ)

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  $U_{\text{см.2}} = 0$ :

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

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 ( $I_{\text{БУ}} = 0$ ), вариант «kd 1-1» – классическому случаю, при котором статический режим входных транзисторов БУ по току эмиттера ( $I_{\text{э}}$ ) такой же, что и входной ток ПТ1, ПТ2  $I_{\text{БХ}}$ . При эмиттерных токах входных транзисторов БУ, в два раза превышающих статический ток  $I_{\text{БХ}}$ , 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:

$$n = \{-2, -1, 0, 1, 2\}; \quad (3.15)$$

$$r = \{-2, -1, 0, 1, 2\}; \quad (3.16)$$

$$m = \{-2, -1, 0, 1, 2\}; \quad (3.17)$$

$$l = \{-2, -1, 0, 1, 2\}. \quad (3.18)$$

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.

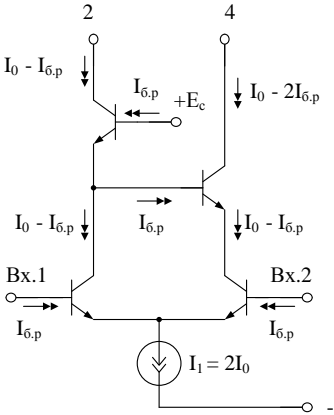
### 3.8. Базовые функциональные узлы аналоговых микросхем со слабой токовой асимметрией

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

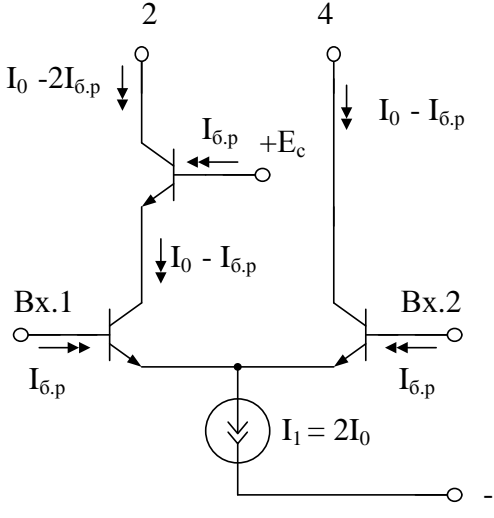
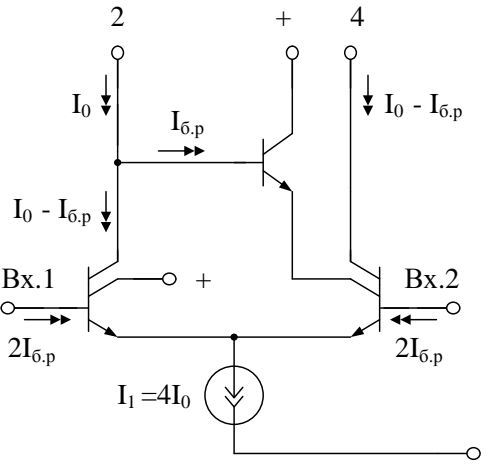
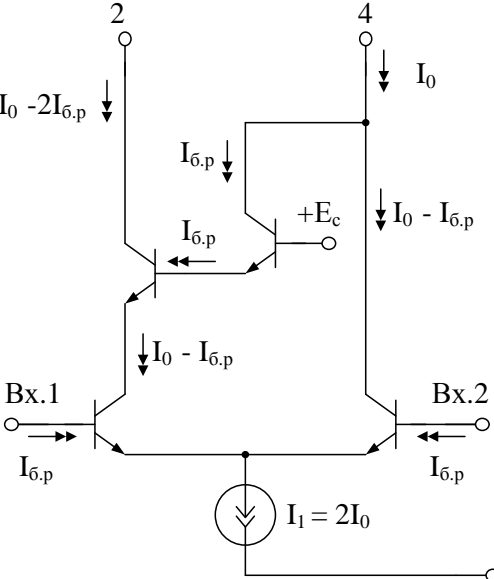
Ниже приводится база данных, включающая как известные, так и новые [27] схемотехнические решения дифференциальных каскадов, токовых зеркал и буферных усилителей, использование которой позволяет обеспечить построение ОУ с малым смещением нуля.

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		$z = -1$ $f = 0$ $c = 0$ $g = -2$

ПЗ012

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

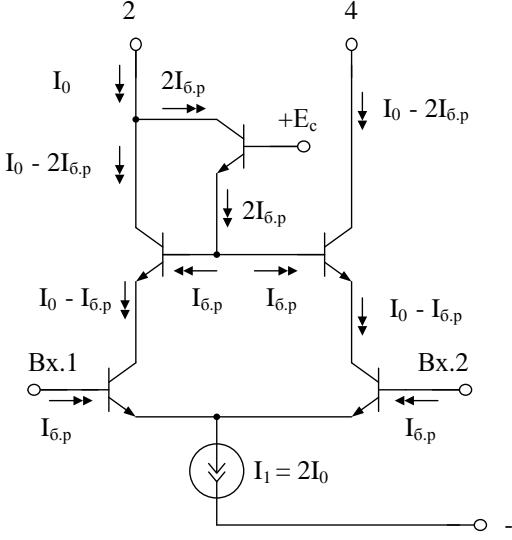
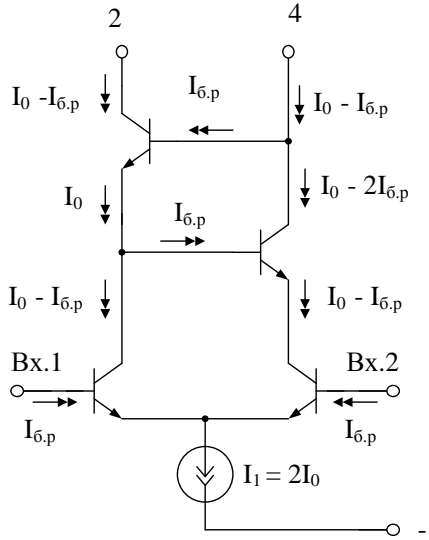
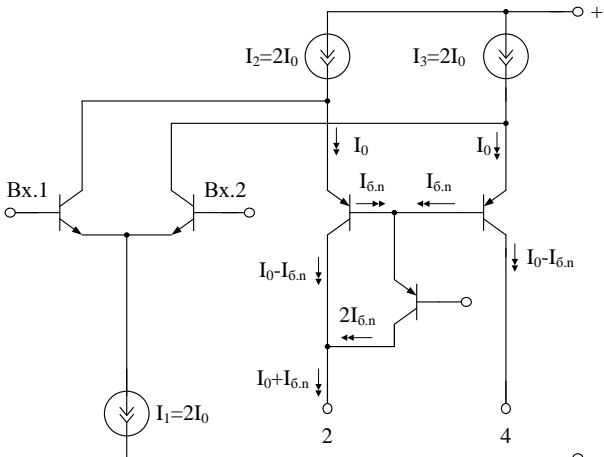
1	2	3
5	 <p style="text-align: right;">П3014</p>	$\begin{aligned} z &= 0 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= -2 \end{aligned}$
6	 <p style="text-align: right;">П3014</p>	$\begin{aligned} z &= -1 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= -1 \end{aligned}$
7	 <p style="text-align: right;">П3015</p>	$\begin{aligned} z &= 0 \\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

Таблица 3.7

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

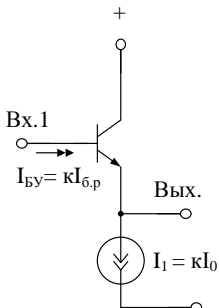
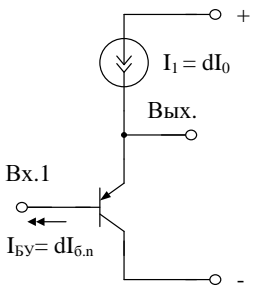
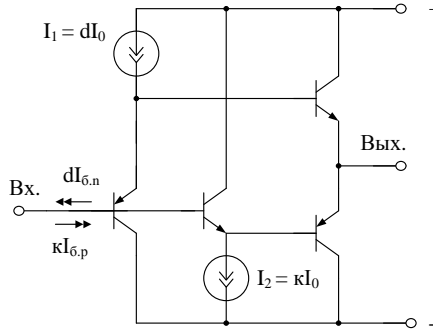
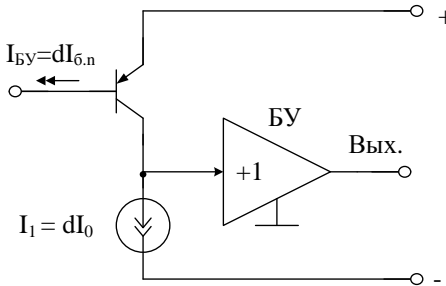
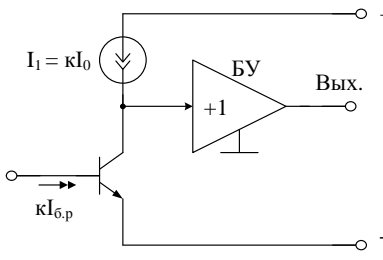
№ п/п	Схема БУ	Значения коэффициентов $k, d$
1	 <p style="text-align: right;">ПЗ016</p>	$k \neq 0$ $d = 0$
2	 <p style="text-align: right;">ПЗ016</p>	$d \neq 0$ $k = 0$
3	 <p style="text-align: right;">3017</p>	$d \neq 0$ $k \neq 0$
4	 <p style="text-align: right;">ПЗ017</p>	$d \neq 0$ $k = 0$
5	 <p style="text-align: right;">ПЗ017</p>	$d = 0$ $k \neq 0$

Таблица 3.8

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

№ п/п	Схема токового зеркала	
1	2	
1	<p align="right">П1889</p>	<p align="right">П1878</p>
2	<p align="right">П1867</p>	<p align="right">П1870</p>
3	<p align="right">П1872</p>	<p align="right">П1874</p>

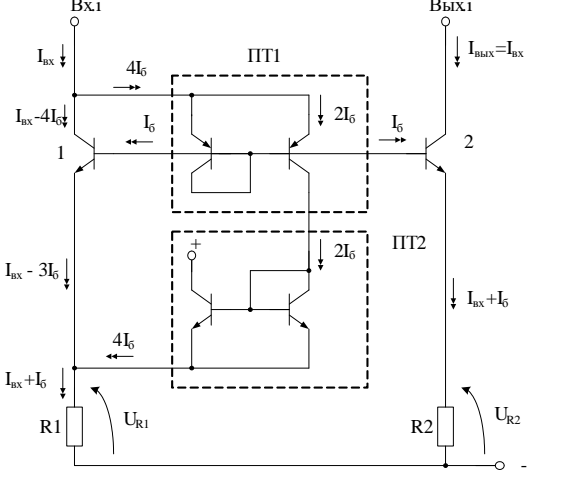
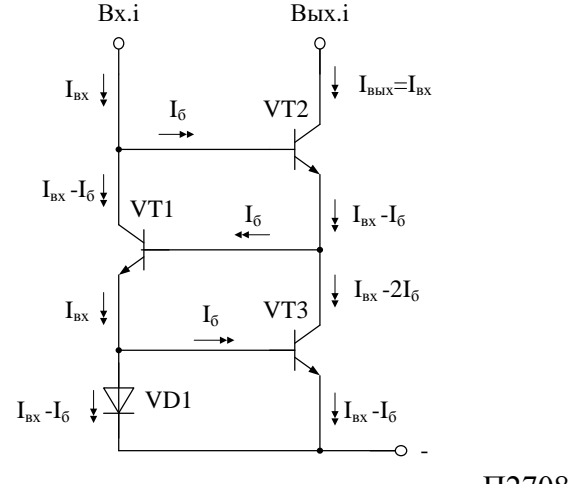
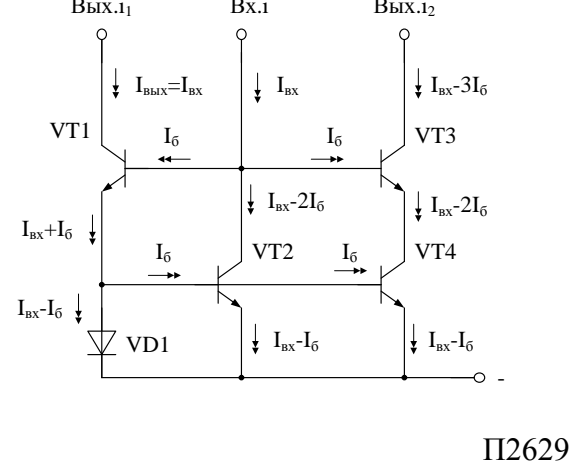
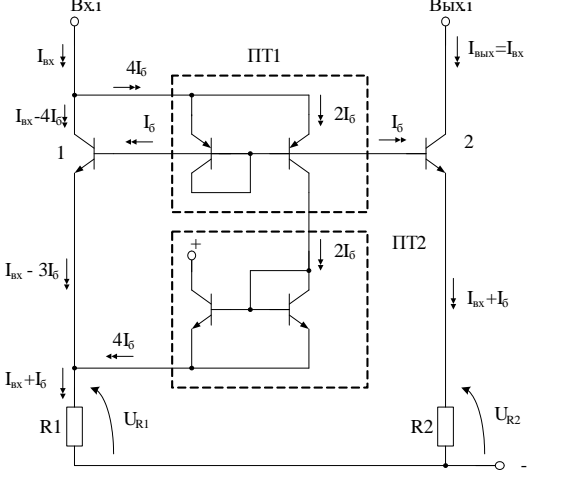
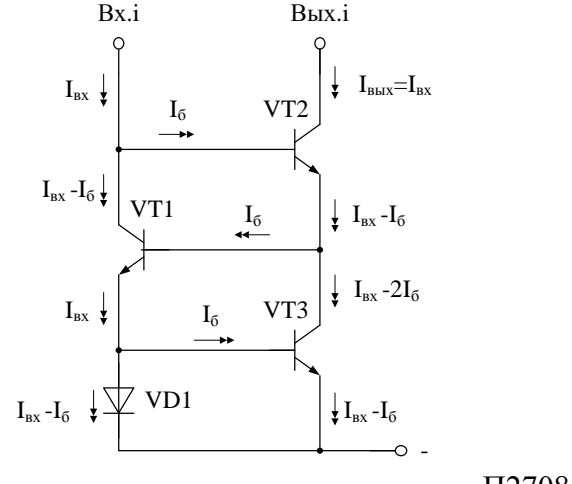
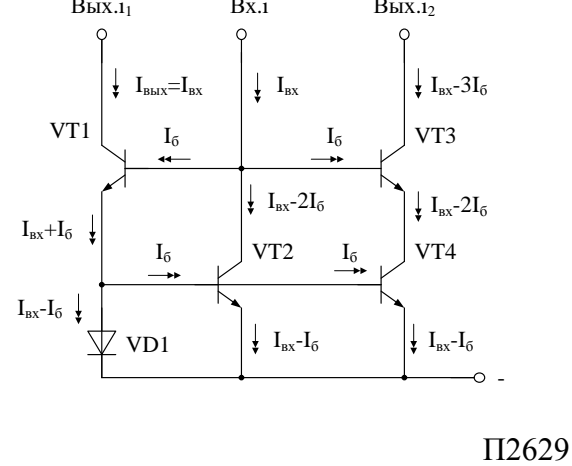
1	2
<p>4</p>	 <p>ПТ1875</p>
<p>5</p>	 <p>ПТ2708</p>
<p>6</p>	 <p>ПТ2629</p>
<p>4</p>	 <p>ПТ2727</p>
<p>5</p>	 <p>ПТ2701</p>
<p>6</p>	 <p>ПТ2704</p>

Таблица 3.9

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

№ п/п	Схема токового зеркала	
1	<p align="right">П1873</p>	<p align="right">Чертеж 582</p>
2	<p align="right">П2705</p>	<p align="right">П1868</p>
3	<p align="right">П1880</p>	<p align="right">П2711</p>
4	<p align="right">П2704</p>	



Таблица 3.10

## Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{cm} = +I_6 \quad (m = 0, n = 1)$$

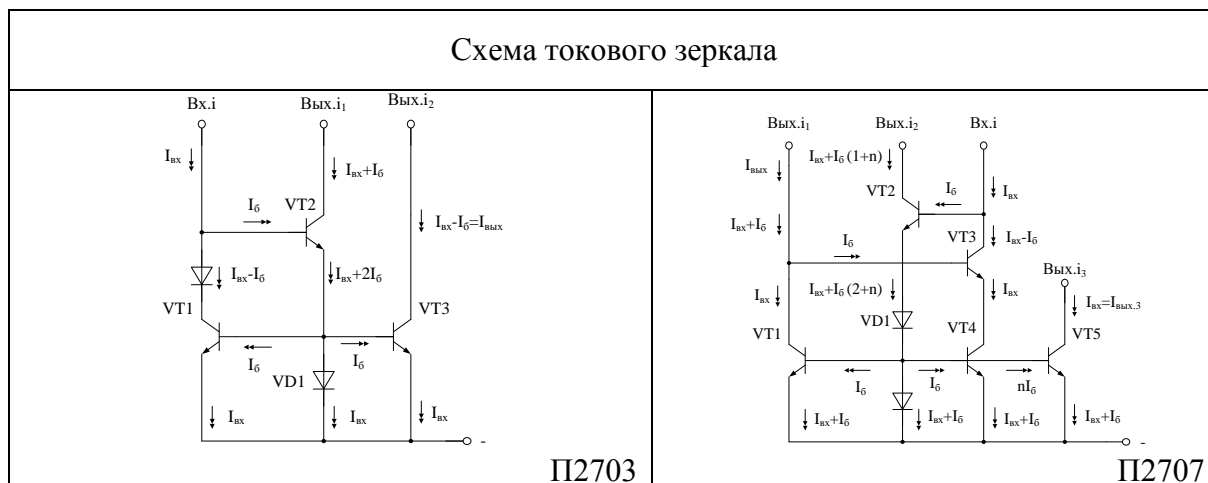


Таблица 3.11

## Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{cm} = -I_6 \quad (n = -1, m = 0)$$

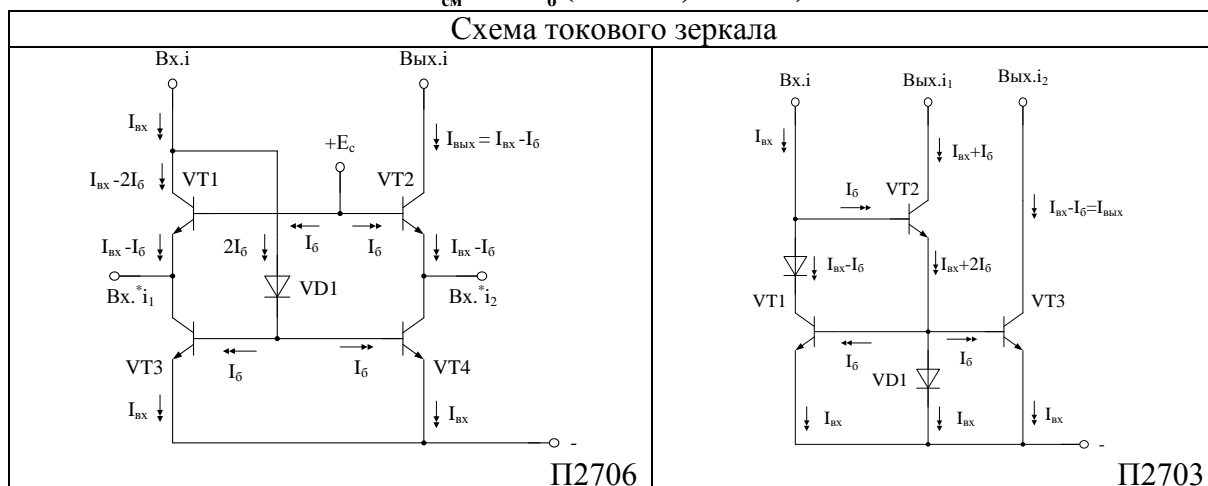


Таблица 3.12

## Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{cm} = +2I_6 \quad (n = 2, m = 0)$$



Таблица 3.13

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{cm} = -2I_6 \quad (m = 0, n = -2)$$

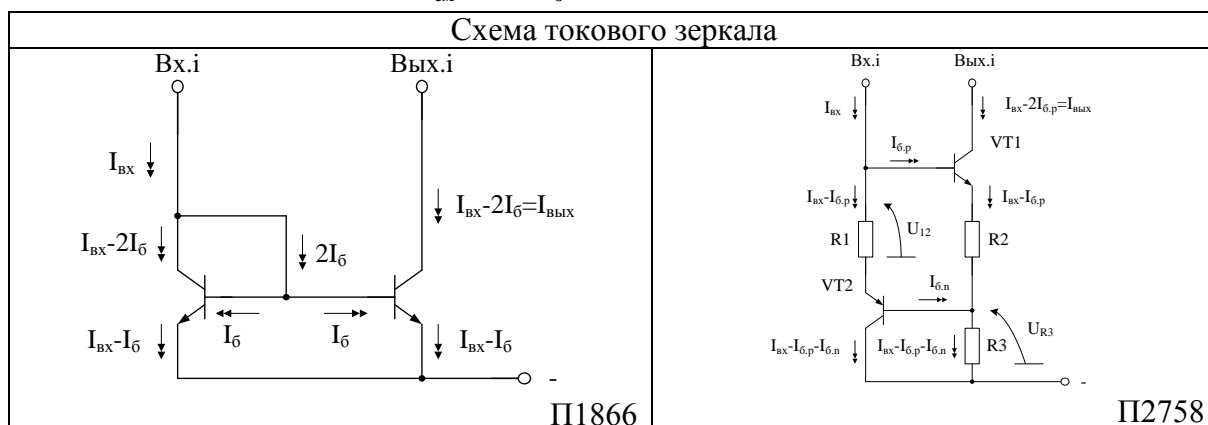


Таблица 3.14

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{cm} = -3I_6 \quad (n = -3, m = 0)$$

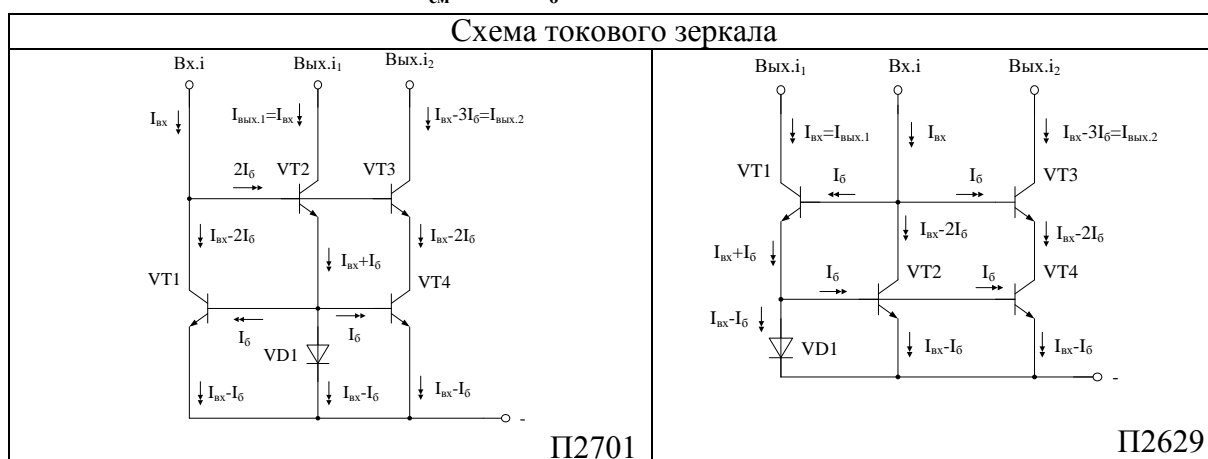
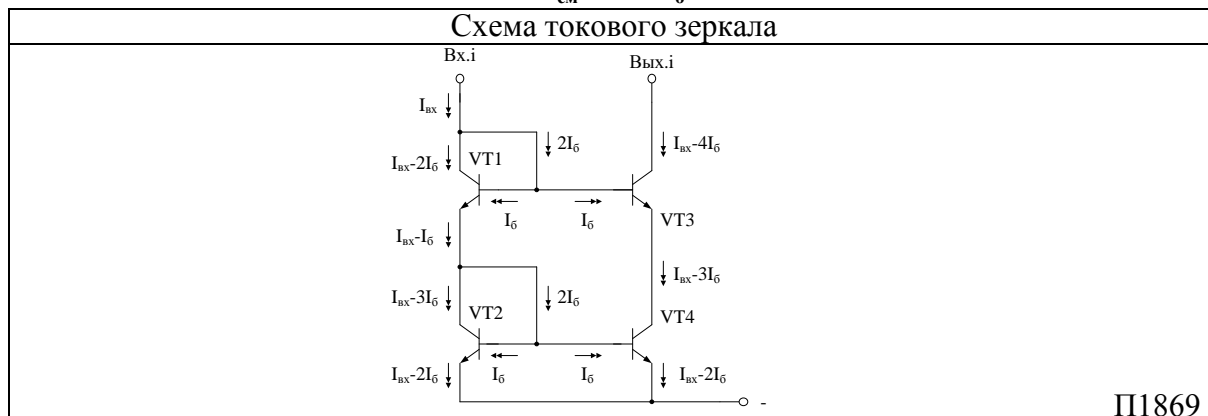


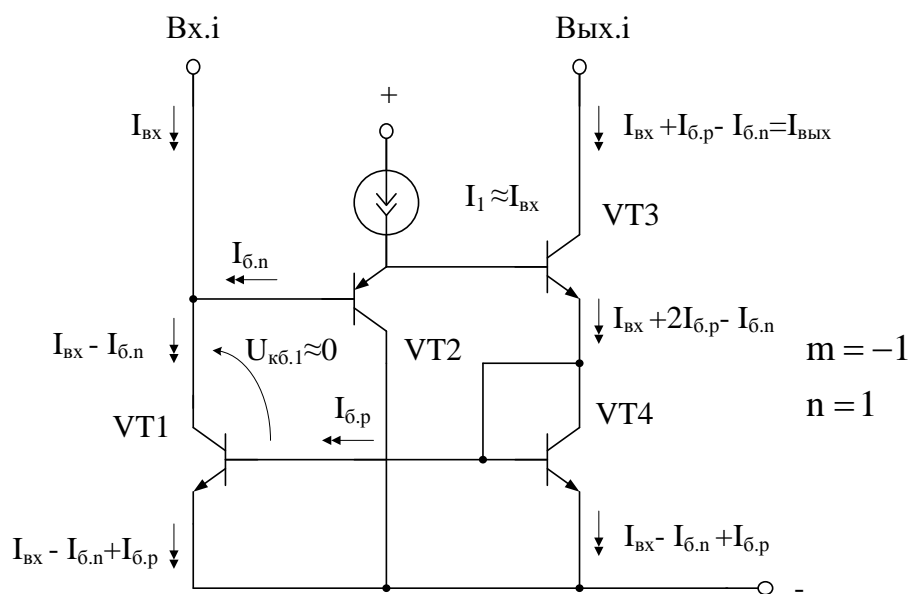
Таблица 3.15

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

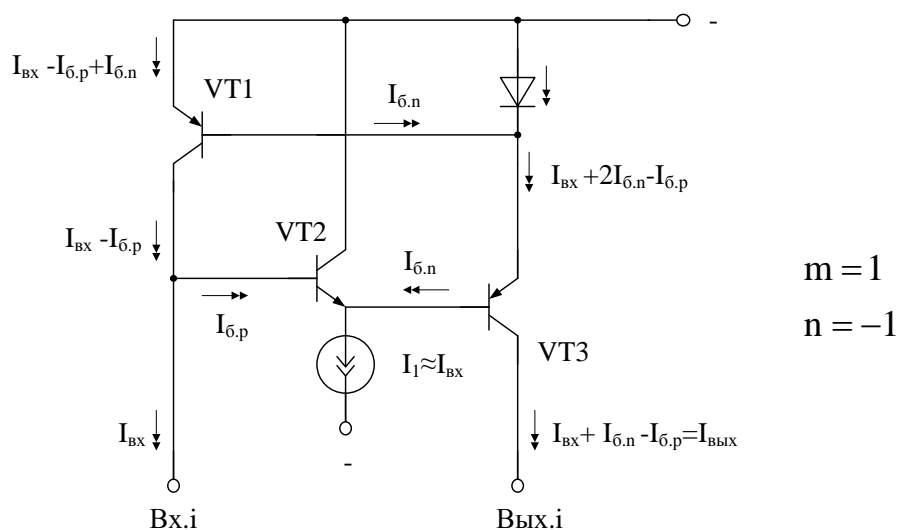
$$I_{cm} = -4I_6$$



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



а)



б)

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  $\beta_{p-n-p}$  и  $\beta_{n-p-n}$  транзисторов.

В схеме рис. 3.26 за счёт параллельного включения  $N$  транзисторов можно получить выходной ток  $I_{\text{ВЫХ}}$ , смещённый относительно нуля на величину  $I_{\text{см}} = (N + 1)I_{6,p} - I_{6,n}$ .

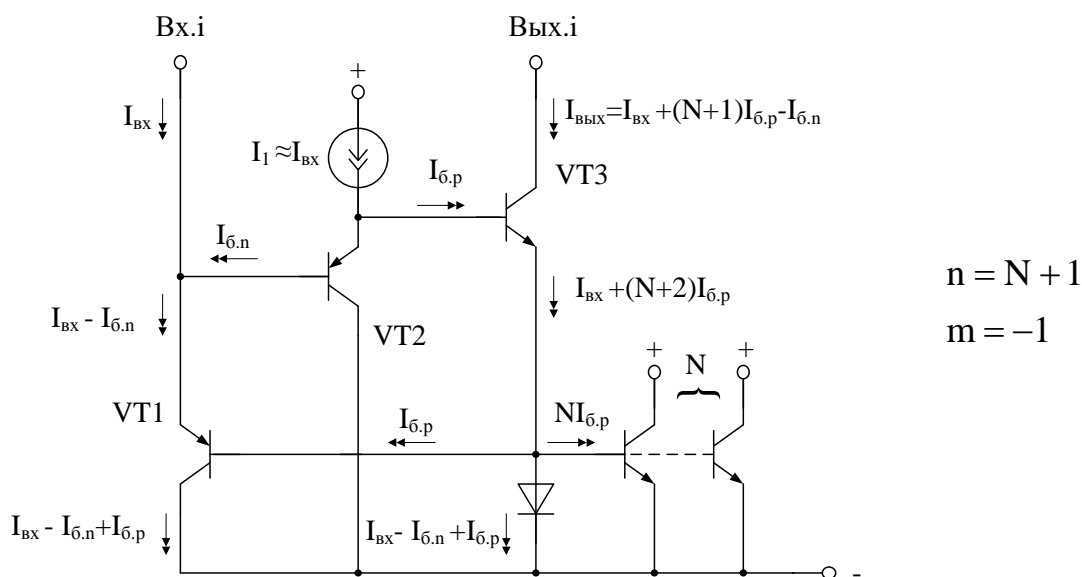


Рис. 3.26. Токовое зеркало с заданным смещением проходной характеристики

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

### 3.9. Результаты компьютерного моделирования практических схем дифференциальных усилителей с повышенной стабильностью нулевого уровня

Рассмотренные выше архитектурные решения и принципы построения аналоговых микросхем были положены в основу схемотехники более 50 вариантов дифференциальных усилителей и интерфейсных устройств на их основе в элементном базисе АБМК\_1\_3, а также технологии ФГУ НПП «Пульсар» [27]. Компьютерное моделирование предложенных схемотехнических решений представлено в работах [26, 27, 28–56].

Анализ эффективности введения слабой токовой асимметрии в аналоговых микросхемах, широко представленный в выше названных публикациях, позволяет сделать следующие выводы:

- разработанная концепция построения входных каскадов аналоговых устройств обеспечивает снижение их нулевого уровня в условиях температурных и радиационных воздействий на 1-2 порядка;
- предлагаемые алгоритмы синтеза практических схем микроэлектронных изделий применимы для модернизации как хорошо известных (выпускаемых ведущими микроэлектронными фирмами мира) операционных усилителей, компараторов, непрерывных стабилизаторов напряжения и т.п. с одним высокоимпедансным узлом, так и для создания данных классов микросхем нового поколения, работающих в условиях спецвоздействий.

## Выводы

В главе 3 разработана концепция синтеза регулярных архитектур аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня при температурных и радиационных изменениях  $\beta$  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.

Разработаны 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.

Создана 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.

Предлагаемые в настоящем разделе архитектурные решения и принципы построения аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня положены в основу построения более 50 практических схем дифференциальных усилителей различных типов и интерфейсных устройств на их основе в элементном базисе АБМК\_1\_3, а также технологий ФГУП НПП «Пульсар». Компьютерное моделирование данных микроэлектронных изделий показало высокую эффективность разработанных принципов построения аналоговых микросхем.

Совокупность структурных и схемотехнических решений линейных аналоговых устройств, представленных в разделе 2, позволяет с новых позиций рассматривать технику АБМК и, в частности, базовых радиационно-стойких кристаллов. Действительно, модели активных и пассивных компонентов в реальных условиях эксплуатации наиболее адекватны именно для такой техники. Поэтому для любого из макрофрагментов можно получить достаточно точное описание реальных параметров не только транзисторов, но и резистивных и ёмкостных элементов. Последнее позволяет схемотехническое проектирование вести не только по критерию наихудшего случая, но и учётом реальных статистических параметров. Например, результаты исследований созданных при выполнении проекта инструментальных усилителей (разделы 2.4–2.6) показывают, что низкая параметрическая чувствительность отдельных узлов обеспечивает высокие и недостижимые для традиционных подходов качественные показатели при радиационном воздействии до 1 Мрад. Можно утверждать, что развитие этого подхода позволит создать новый класс СФ блоков для смешанных СнК различного назначения.

## ГЛАВА 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 «заглубленных» (buried, subsurface) структур, требующих для своей реализации использования дополнительных полупроводниковых областей [57–59];

- 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 [60, 61];

- 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) [62].

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 [63];

- 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 [64].

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 [65].

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 р-п 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) [66]. Обычно в эмиттерных переходах кремниевых п-р-п 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 р-п перехода. Обычно в ИС формируют стабилитроны с напряжением пробоя около 6 В, при этом  $\text{ТКН} \approx +2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ . Соединив прямосмещённый р-п переход с отрицательным ТКН с обратносмещённым р-п переходом с положительным ТКН пробоя, можно получить термокомпенсированный источник опорного напряжения [67]. Кроме того, последовательное соединение двух р-п переходов уменьшает проходную ёмкость, хотя суммарная паразитная ёмкость с подложкой может увеличиться.

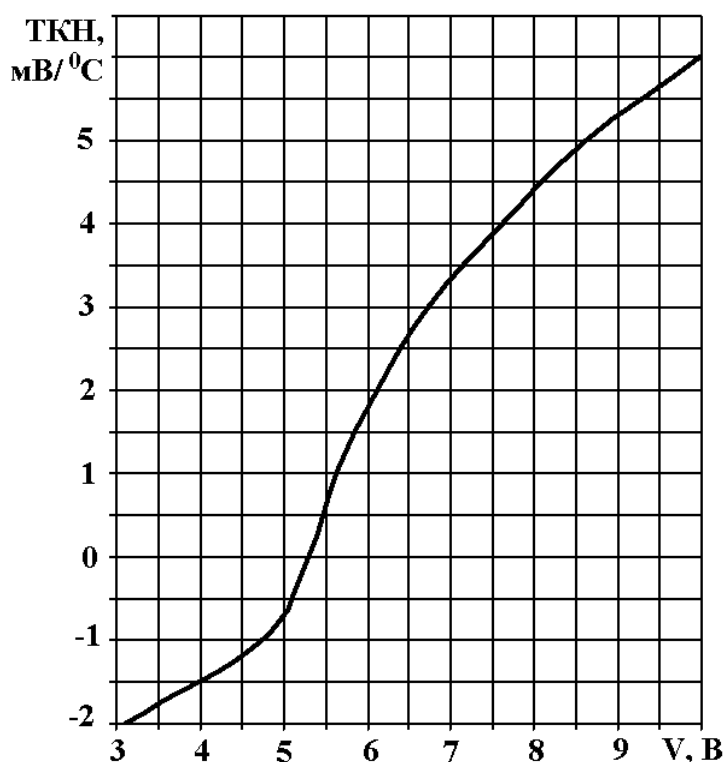


Рис. 4.1. Зависимость температурного коэффициента напряжения пробоя плоского кремниевого р-п перехода от величины напряжения пробоя

Напряжение пробоя р-п- перехода зависит от его радиуса кривизны (глубины залегания). Пробой происходит в местах с максимальной напряжённостью электрического поля – на искривлённых участках около поверхности. Лавинному приповерхностному пробоею присущ повышенный уровень фликкер-шума, а изменение при таком пробое характеристик поверхности раздела Si–SiO<sub>2</sub>, появление поверхностного заряда в SiO<sub>2</sub> приводит к временному дрейфу параметров полупроводниковых приборов [68, 69].

Улучшение параметров стабилитронов традиционно получают:

- ужесточением требований к технологическому маршруту, что приводит к удорожанию ИС;
- применением конструкций, в которых пробой проходит в плоской части р-п перехода, не контактирующей с поверхностью, при этом также максимально увеличивают плотность тока за счёт уменьшения площади пробоя [57, 58];
- уменьшению «белого» шума способствует применение внешних фильтрующих конденсаторов большой ёмкости [59, 61], а фликкер-шума – использование дополнительных технологических операций геттерирования обратной стороны полупроводниковой подложки [57].

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 п-р-п 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 п-р-п транзистора пробой промежутка эмиттер-коллектор может происходить раньше, чем пробой р-п перехода эмиттер-база (рис. 4.2), поэтому для реализации стабилитрона целесообразно применение обратносмещённого эмиттерного перехода п-р-п 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 п-р-п 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 п-р-п транзистора потенциал базы меньше, чем эмиттера, а ТКН пробоя положительный, так как с ростом температуры абсолютная величина пробивного напряжения увеличивается.

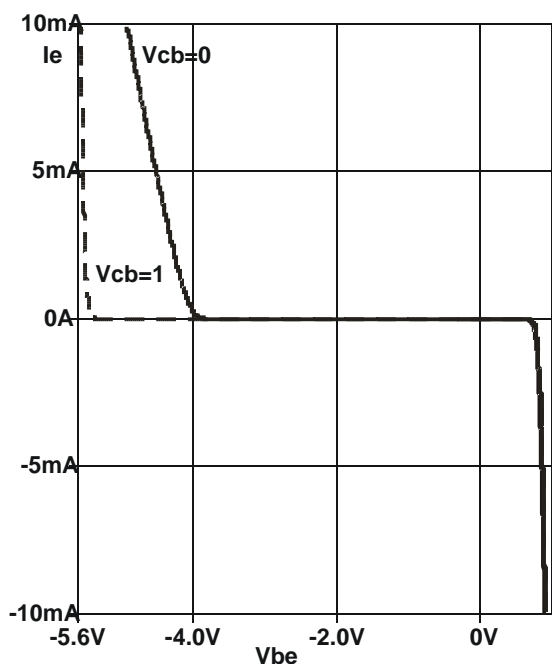


Рис. 4.2. ВАХ эмиттерного перехода n-p-n транзистора типа 2GC при различном смещении коллекторного перехода

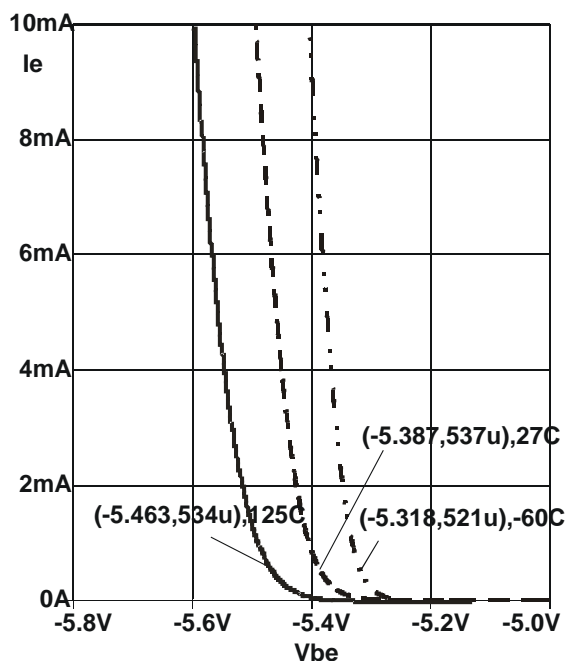


Рис. 4.3. Результаты моделирования ВАХ обратносмещённого эмиттерного перехода n-p-n транзистора типа 2GC в диапазоне температур при  $V_{CB}=1$  В

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<sub>2</sub>, 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:

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

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 тонкоплёночных 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 [70].

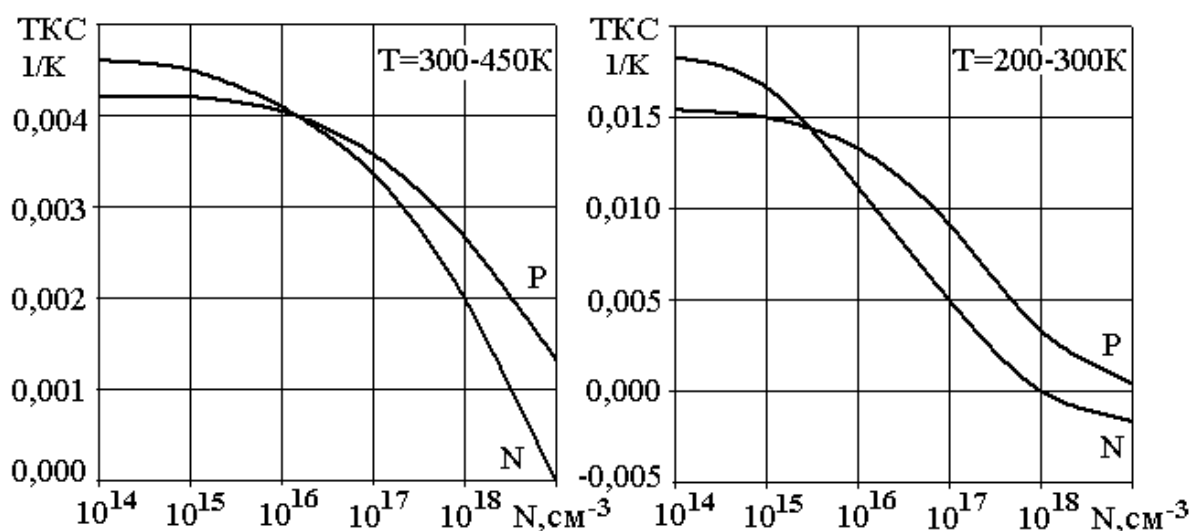


Рис. 4.4. Температурный коэффициент сопротивления кремниевых резисторов разного типа проводимости в зависимости от концентрации примеси

Так, р-резисторы АБМК\_1\_3 характеризуются сопротивлением слоя  $R_s = 560$  Ом/квadrat 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<sup>-3</sup>. В диапазоне температур от 300 до 450 °K для р-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 р-п 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 р-п переходе между токопроводящей областью резистора и изолирующим карманом [71].

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 р-п 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 р-типа с указанными ранее параметрами и поликремния с  $R_S = 37$  Ом/квадрат и толщиной  $X_J = 0,45$  мкм.

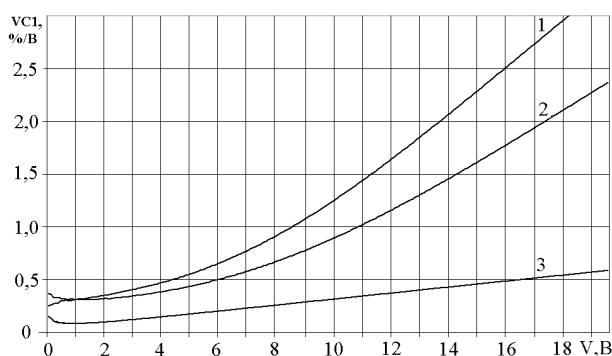


Рис. 4.5. Зависимость коэффициента  $VC1$  от напряжения. График 1 получен для резистора, выполненного на слое р-базы,  $L=7,5$  мкм,  $W=10$  мкм; 2 – для  $L=9,0$  мкм,  $W=10$  мкм; 3 – для ПКК резистора,  $L=192$  мкм,  $W=20$  мкм

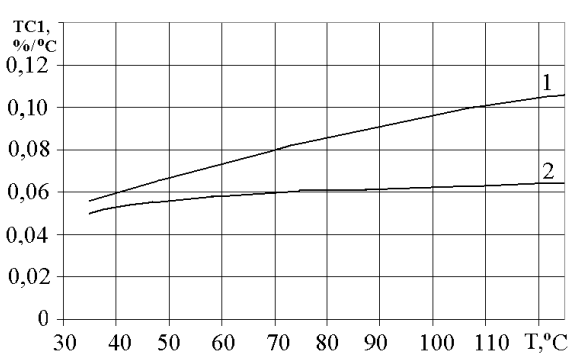


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента  $TC1$  от температуры. График 1 получен для резистора, выполненного на слое р-базы,  $L=7,5$  мкм,  $W=4$  мкм; 2 – для ПКК резистора,  $L=192$  мкм,  $W=20$  мкм

Результаты экспериментальных исследований позволили установить, что [72]:

- 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 ( $V_{GS}$ ), вызванной 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  $V_{TO}$ ,  $V_{TOTC}$ ,  $BETA$ ,  $BETATCE$  и выражений:

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

$$\beta_J(T) = BETA \cdot 1,01^{BETATCE \cdot (T - T_0)}, \quad (4.3)$$

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;  $V_{TO}$  – напряжение отсечки при температуре  $T_0$ ;  $\beta_J(T)$  – зависящий от температуры коэффициент пропорциональности (удельная крутизна);  $BETA$  – удельная крутизна при температуре  $T_0$ ;  $V_{TOTC}$ ,  $BETATCE$  – температурные параметры модели.

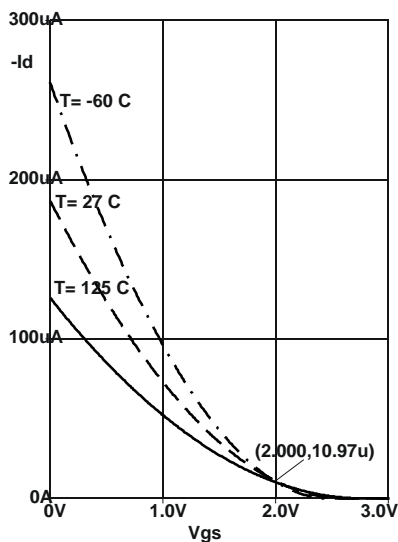
Для нахождения температурных коэффициентов модели ПТП допустимо применять известные соотношения [73]:

$$\left| \frac{dV_{TH}}{dT} \right| \left[ \frac{mB}{^{\circ}C} \right] = 4,29 - 3,33 \cdot PB[B], \quad (4.4)$$

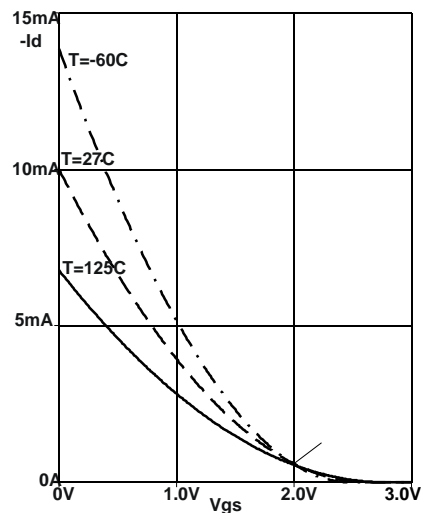
$$|V_{GSOPT}[B]| = |V_{TH}[B]| - 0,626, \quad (4.5)$$

где  $PB$  – контактная разность потенциалов р-п перехода затвор-канал при  $T = 300^{\circ}K$ , а в квадратных скобках приведена размерность величин.

Например, для транзисторов АБМК\_1\_3  $PB = 0,8$  В, поэтому  $\frac{dV_{TH}}{dT} = 1,626 \frac{mB}{^{\circ}C}$  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 PNPJFfet



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 [40]. 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 мало-чувствительны к облучению, что подтверждают результаты эксперимен-тальных исследований для р-ПТП [7].

#### 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 рас-смотрены ниже.

Основную температурную зависимость БТ описывают выраже-ния [75]:

$$I_C \approx IS \exp \frac{V_{BE}}{\phi_T}, \quad (4.6)$$

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

где  $I_C$  – коллекторный ток;  $IS$  – ток, обусловленный переносом неоснов-ных носителей заряда (ННЗ) в базе;  $V_{BE}$  – падение напряжения на пря-мосмещённом эмиттерном переходе;  $\phi_T = kT/q$  – температурный потен-циал;  $q$  – заряд электрона;  $k$  – постоянная Больцмана;  $\text{Const}$  – постоянная, определяемая физико-технологическими параметрами БТ, независящая 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 [75];  $E_{G0}$  – ширина запрещённой зоны кремния при  $T = 0$  °К.

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

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

Чаще всего величина  $m$ -фактора изменяется от 1 до 3. В области ма-лых токов отклонение  $m$  от единицы объясняется усилением влияния на работу БТ процессов рекомбинации, а в области больших токов – сопро-тивлением базовой области и эффектами высокого уровня инжекции, поэтому значение  $m$ -фактора частично зависит от конструкции транзисто-ра. Так, для горизонтальных р-п-р 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 [76]. 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 [59], что затруднено для изделий типа СнК и СвК.

Экспериментальные исследования выявили, что изменение характеристик вертикальных р-п-р транзисторов с коллектором на подложке при наличии механических напряжений меньше, чем n-p-n транзисторов [64].

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

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

- в качестве термочувствительного элемента применять прямосмещённый эмиттерный переход вертикального р-п-р или n-p-n транзистора (не допускается использование горизонтального р-п-р 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:

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

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 постпроцес-

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

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:

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

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

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  $I_{C0} = 400 \text{ мкА}$  достигнуто при величине  $n = 1,23$ .

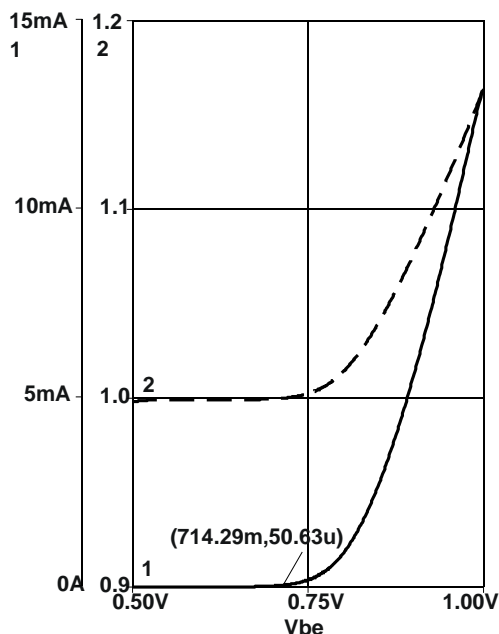


Рис. 4.8. Зависимость коллекторного тока (график 1, ось 1) и m-фактора (график 2, ось 2) от напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе n-p-n транзистора типа GC1E

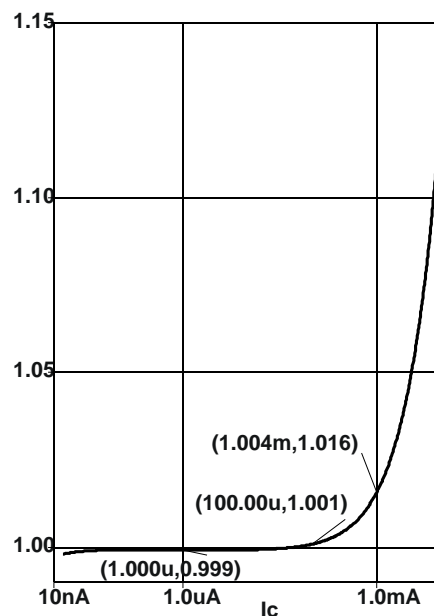


Рис. 4.9. Зависимость m-фактора от коллекторного тока n-p-n транзистора типа GC1E

Характеристики ряда аналоговых устройств, выполненных на БТ, зависят от коэффициента  $\beta$  и его температурной зависимости, для оценки которой справедливо условие [61]:

$$\frac{d\beta}{\beta} \frac{1}{dT} = +0,005 \left[ \frac{1}{^{\circ}\text{C}} \right]. \quad (4.12)$$

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

$$\text{BF}(T) = \text{BF}(T_0) \left( \frac{T}{T_0} \right)^{\text{ХТВ}}, \quad (4.13)$$

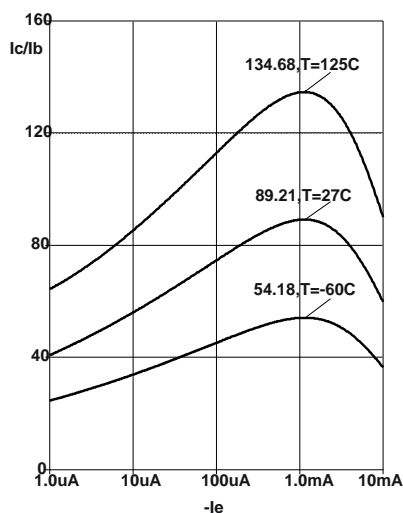
где  $\text{BF}(T)$ ,  $\text{BF}(T_0)$  – величина параметра BF при температуре  $T$ ,  $T_0$ ; BF –  $\beta$  в активном режиме работы БТ при прямом включении в том случае, когда допустимо пренебречь зависимостью  $\beta$  от тока и напряжения на коллекторном переходе.

Обычно за величину параметра BF принимают максимум функции [2]:

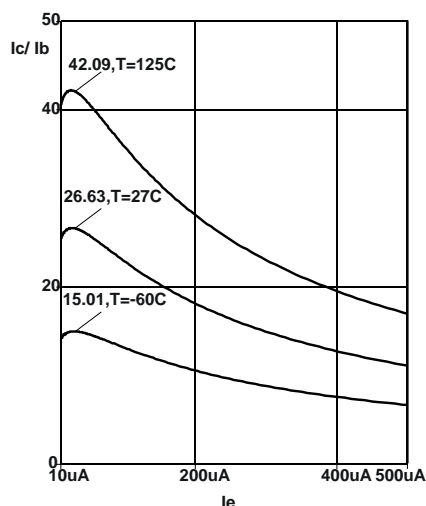
$$\beta = \beta(I_C) \text{ при } V_{CB} = 0, \quad (4.14)$$

поэтому величину ХТВ необходимо подобрать таким образом, чтобы при крайних значениях диапазона температур для максимального  $\beta$  обеспечивалось выполнение условия (4.12). Например, максимальная величина  $\beta$  при температуре минус 60 °С составляла 56 %, а при 125 °С – 149 % значения при нормальных условиях (27 °С), как показано на рис. 4.10 для 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 [27, 41, 43].



а) n-p-n типа 2GC



б) p-n-p типа PNPJFnpn

Рис. 4.10. Температурная зависимость  $\beta$  биполярных транзисторов АБМК\_1\_3

## 4.2. Типовые схемы источников опорного напряжения

Проектирование ИОН на БТ рассмотрено в ряде работ [22, 61, 75], в которых выполнен подробный анализ схем основных ИОН и режимов их работы [61], а также приведены разнообразные оригинальные схемотехнические решения [22].

Наиболее простым способом получения напряжения, малочувствительного к изменению температуры и напряжения питания, является использование пробоя обратносмещённого р-п перехода в стабилитронах. Однако напряжение лавинного пробоя кремниевых р-п 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) [78] и Брокава (Brokaw) (рис. 4.11б) [79]. Такие ИОН характеризуются малым уровнем шумов, хорошей повторяемостью и долговременной стабильностью параметров.

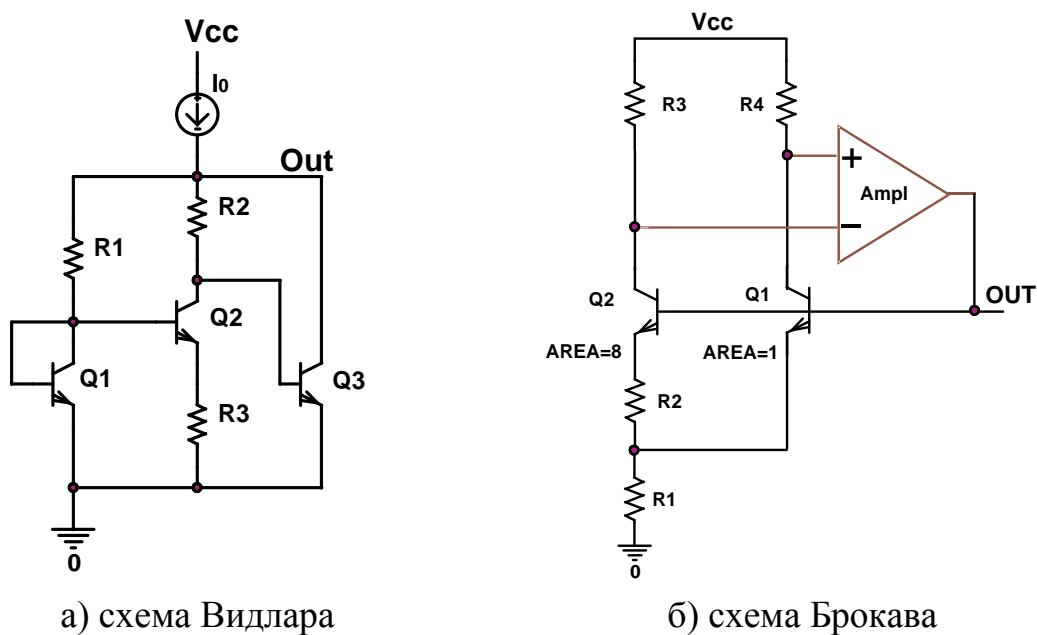


Рис. 4.11. Упрощённые схемы источников опорного напряжения, равного ширине запрещённой зоны

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  $\beta$  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:

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

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

$$V_{OUT} = m_3 E_{G0} \left( 1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE03} \frac{T}{T_0} + \frac{m_3 nkT}{q} \ln \frac{T_0}{T} + \frac{m_3 kT}{q} \ln \frac{I_{C3}}{I_{C03}} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{IS_2}{IS_1} \right), \quad (4.17)$$

$$\frac{dV_{OUT}}{dT} = -\frac{m_3 E_{G0} - V_{BE03}}{T_0} - \frac{m_3 nk}{q} \left( 1 + \ln \frac{T}{T_0} \right) + \frac{m_3 k}{q} \ln \frac{I_{C3}}{I_{C03}} + \frac{R_2}{R_3} \frac{k}{q} \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{IS_2}{IS_1} \right), \quad (4.18)$$

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

Выражения (4.15) – (4.18) справедливы в том случае, когда  $\beta \gg 1$  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 [61]:

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

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 [2], обеспечивающие высокую идентичность или точное масштабирование токов  $I_S$  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;

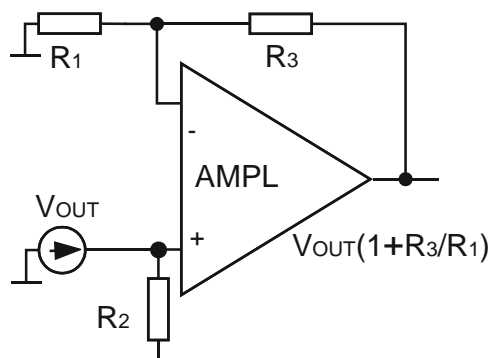


Рис. 4.12. Схема увеличения выходного напряжения ИОН

– 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 [80]. 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  $Q_2$  ( $R_2/R_3 \gg 1$ ), шумы источников, соединённых с базой  $Q_2$ , будут значительно усилены, и возрастёт уровень выходного шума ИОН [81].

Ряд недостатков рассмотренного ИОН устранён в схеме, показанной на рис. 4.11б [79], 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  $Q_2$ , протеканию 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  $Q_2$ .



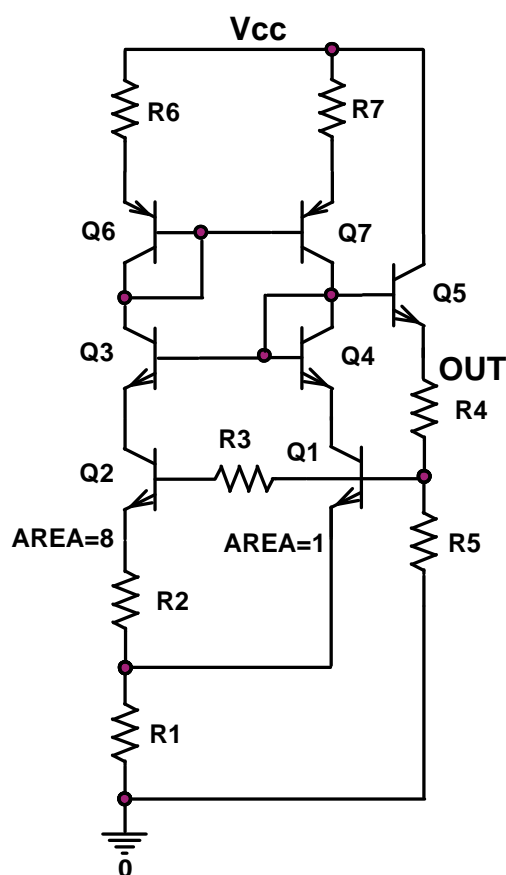


Рис. 4.13. ИОН Брокава с повторителем тока

Практическая реализация рассмотренного ИОН, допускающая возможность масштабирования выходного напряжения, приведена на рис. 4.13 [79]. 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  $\beta$  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 [79]:

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

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  $Q_6$ ,  $Q_7$  [82], при этом [79]:

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

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

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

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

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

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

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 [83] и 4.14б [81]. На рис. 4.14б применены общепринятые в технической литературе обозначения: РТАТ – переменная (ток, напряжение), пропорциональная абсолютной температуре (proportional to absolute temperature), РТВ<sub>BE</sub> – переменная, пропорциональная падению напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе (proportional to  $V_{BE}$ ).

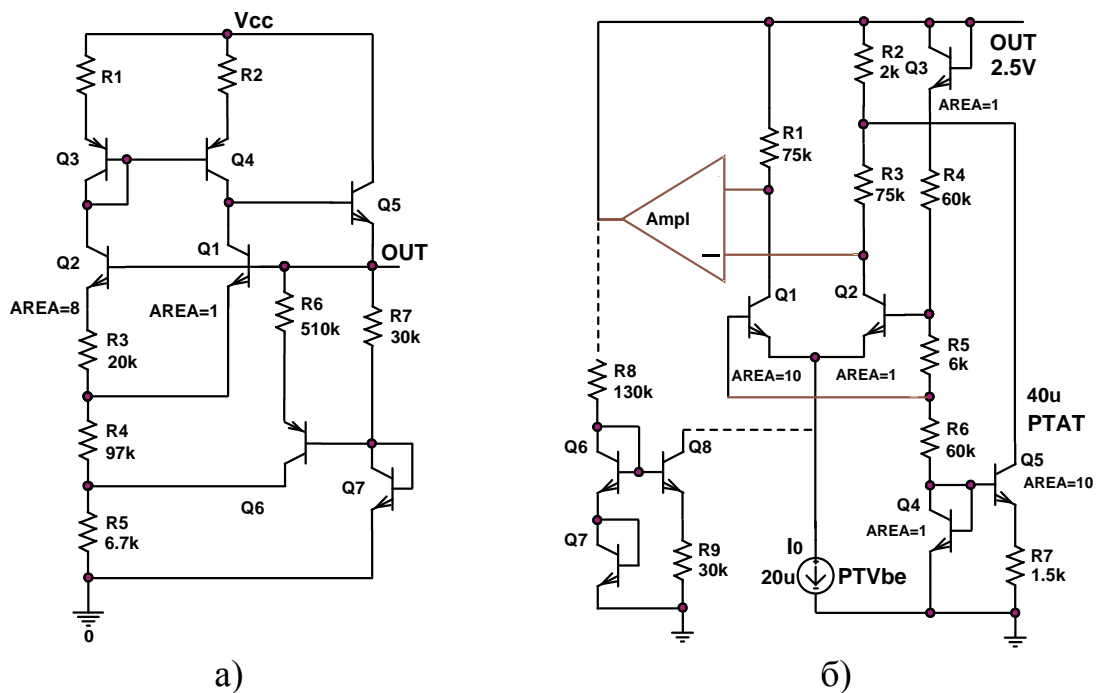


Рис. 4.14. Источники опорного напряжения с компенсацией температурных эффектов второго порядка

С нашей точки зрения, 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  $\Delta V_{OUTT} = V_{OUT}(125\text{ }^{\circ}\text{C}) - V_{OUT}(-60\text{ }^{\circ}\text{C})$ , в диапазоне температур  $\Delta V_{OUTTMAX}$ , изменении напряжения питания, воздействии потока нейтронов ( $\Delta V_{OUTFN}$ ) и гамма-облучения ( $\Delta V_{OUTDG}$ ), оценка средне-квадратического 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, предложенной в раюоте [22];
- 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 [22, 83].

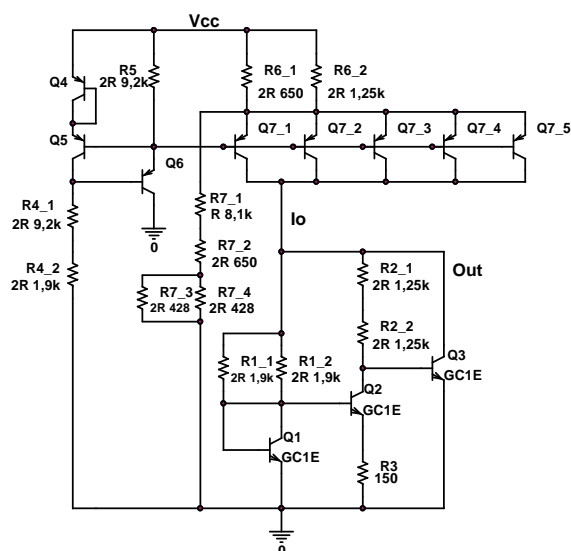


Рис. 4.15. Схема ИОН с источником тока типа  $PTV_{BE}$  и компенсацией влияния напряжения питания

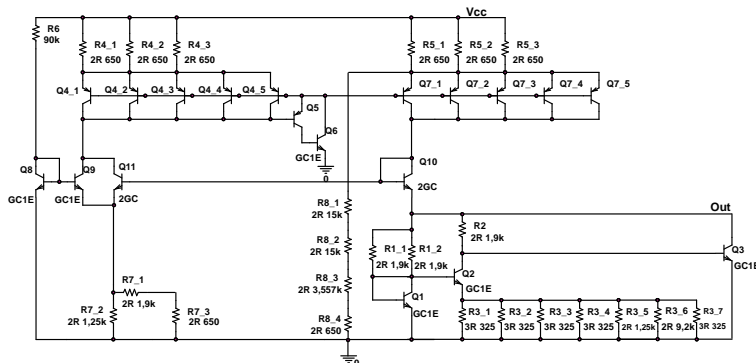


Рис. 4.16. Схема ИОН с источником тока, определяемым выходным напряжением

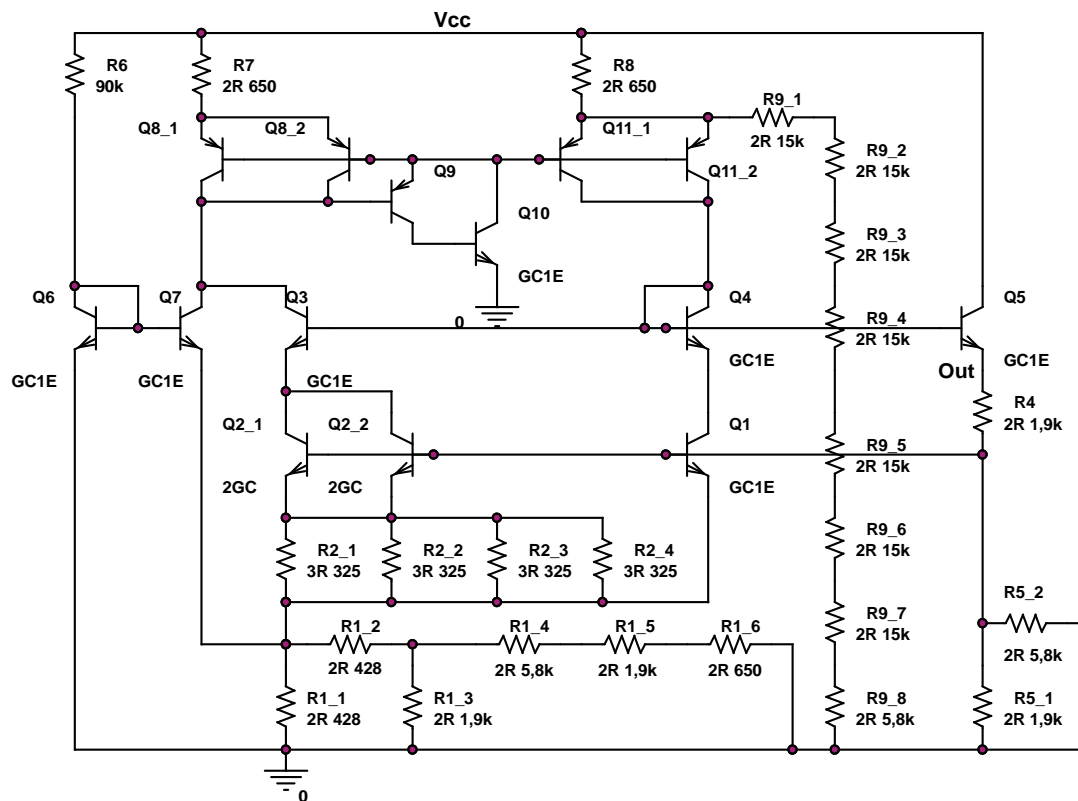


Рис. 4.17. ИОН Брокава с высокоточным повторителем тока

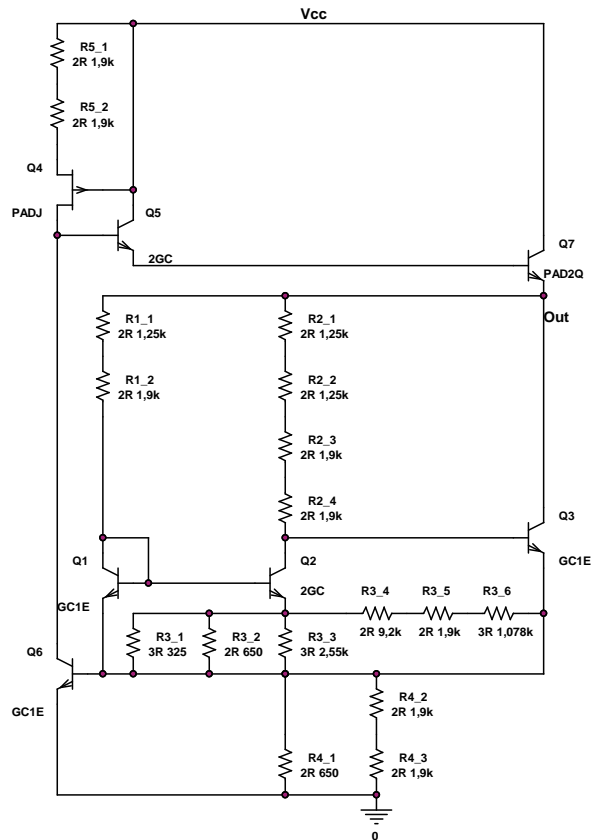


Рис. 4.18. Схема ИОН со следящей обратной связью на БТ и ПТП

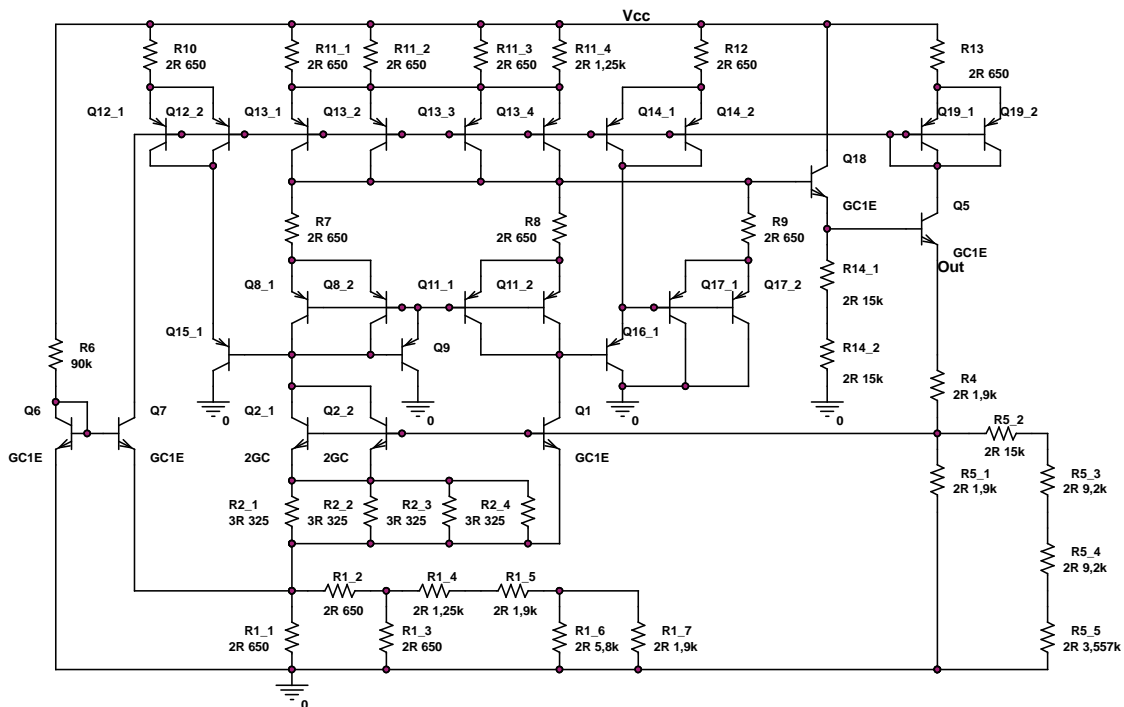


Рис. 4.19. Схема ИОН со следящей обратной связью на биполярных транзисторах

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  $\beta$ . 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  $R_7$ :

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

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 [82].

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 [83]:

- 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.

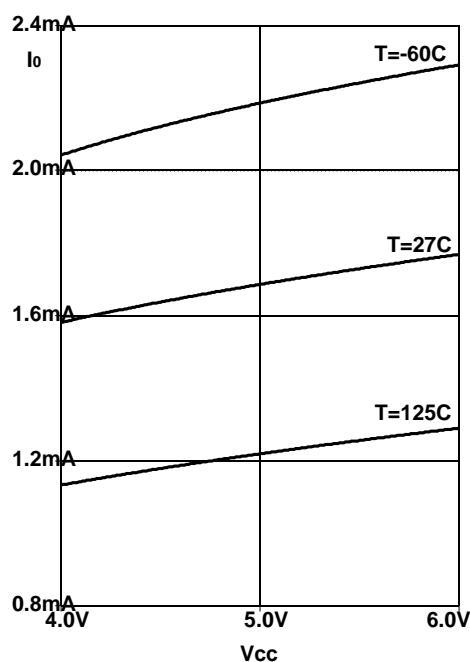
К сожалению, применение в радиационно-стойких ИОН следящих обратных связей на горизонтальных р-п-р транзисторах затруднено из-за значительного радиационного изменения их  $\beta$ .

Поэтапное моделирование позволило установить:

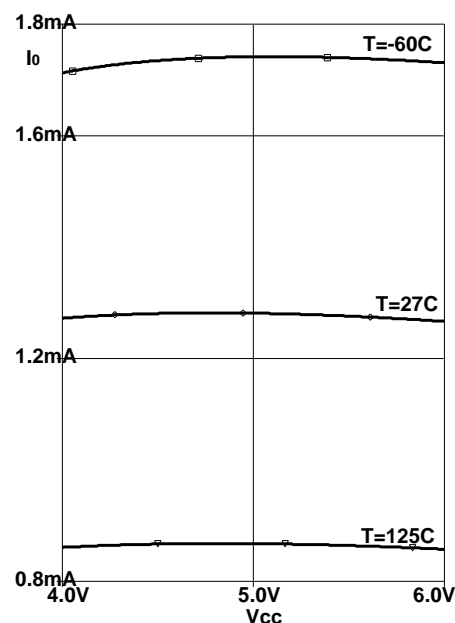
1. Для ИОН Видлара с «идеальным» ИСТ (источник  $I_0$  на рис. 4.11а) одинаковое выходное напряжение при крайних температурах, равных минус 60 и 125 °С, достигается как при «нулевом», так и реальном ТКС резисторов, но при существенно отличающейся величине сопротивления резистора  $R_3$ . Так, при «нулевом» 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 [22]. 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) [22]. 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)  $R_7 = 1 \text{ ГОм}$



б)  $R_7 = 8964 \text{ Ом}$

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  $V_{R3} = 22,7 \text{ мВ}$  ИОН имеет меньше  $\Delta V_{OUTMAX}$  в 4,7 раза,  $\Delta V_{OUTFN}$  – в 2 раза при воздействии потока нейтронов  $10^{14} \text{ см}^{-2}$ ,  $\Delta V_{OUTDG}$  – в 2,4 раза при поглощённой дозе гамма-облучения 1 Мрад, но больше  $V_{RMSNOISE}$  в 1,5 раза.

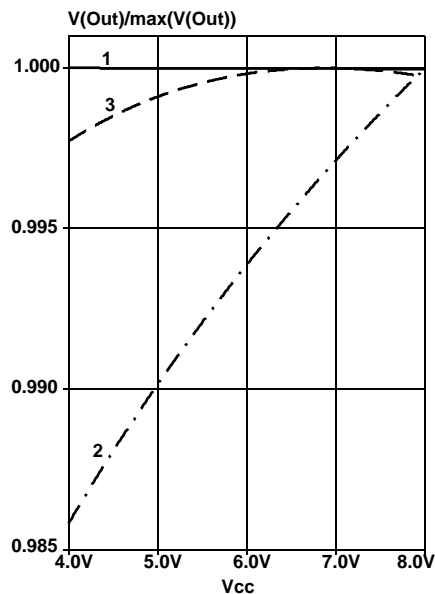
Такое же моделирование, выполненное для схемы, показанной на рис. 4.13, с идеальным повторителем тока и падением напряжения на резисторе  $R_2$ , равным 40,1 и 20,4 мВ, показало, что при  $V_{R2} = 40,1 \text{ мВ}$  меньше следующие параметры:  $\Delta V_{OUTMAX}$  – в 1,3 раза,  $\Delta V_{OUTFN}$  – в 1,6 раза,  $\Delta V_{OUTDG}$  – 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

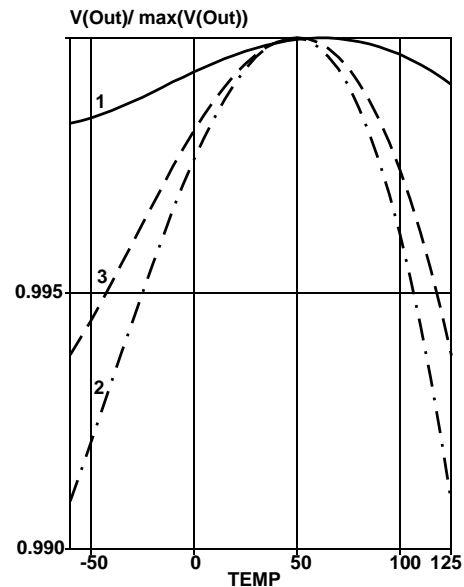


$V_{R3} = 22,7$  мВ и рис. 4.13 при  $V_{R2} = 40,1$  мВ без резистора  $R_3$ . Уровень эмиттерного тока всех транзисторов типа GC1E должен быть в диапазоне от 200 до 600 мкА.

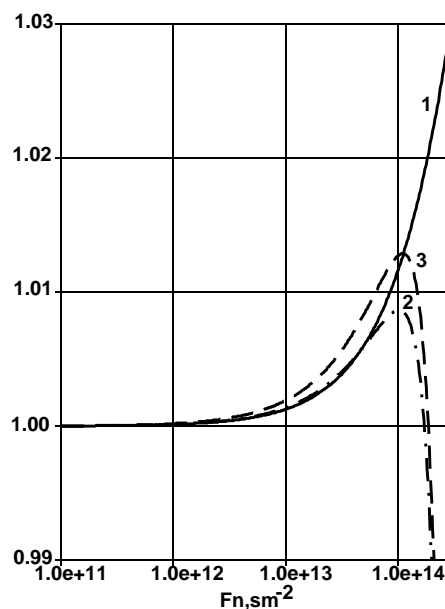
4. Результаты сравнительного моделирования ИОН с реальными и идеальными источниками и повторителями тока показаны на рис. 4.21–4.23.



а) от напряжения питания

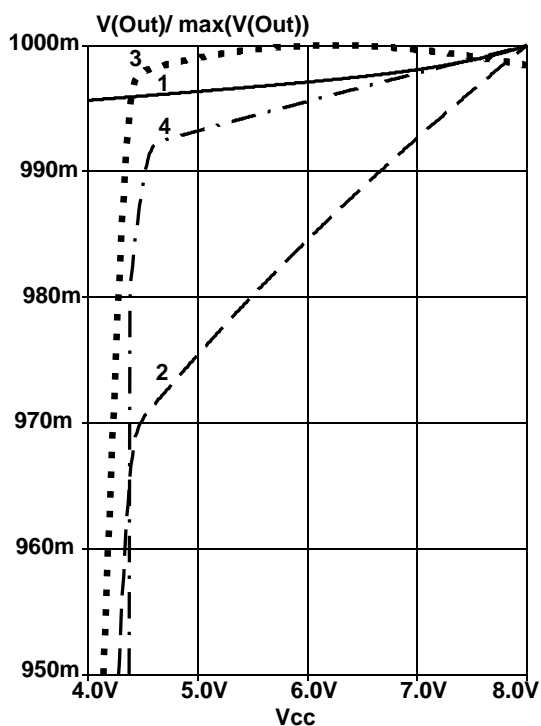


б) от температуры

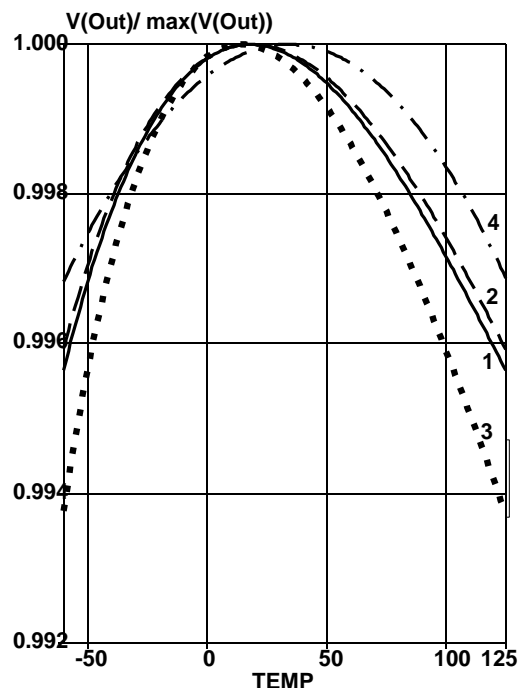


в) от потока нейтронов

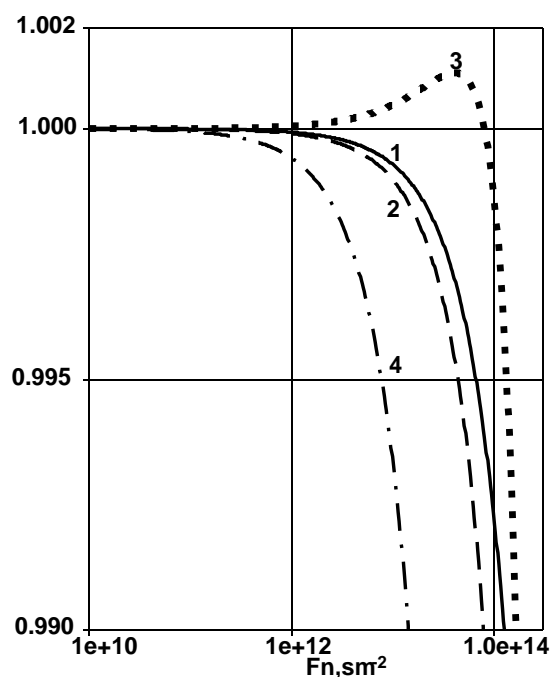
Рис. 4.21. Зависимость нормированного выходного напряжения ИОН от величины параметров. График 1 получен для схемы, показанной на рис. 4.11а; 2 – для рис. 4.16 при  $R_8 = 1$  ГОм; 3 – для рис. 4.16 при  $R_8 = 34,207$  кОм



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  $R_9 = 1 \text{ ГОм}$ ; 3 – для рис. 4.17 при  $R_9 = 110,8 \text{ кОм}$ ; 4 – для рис. 4.19

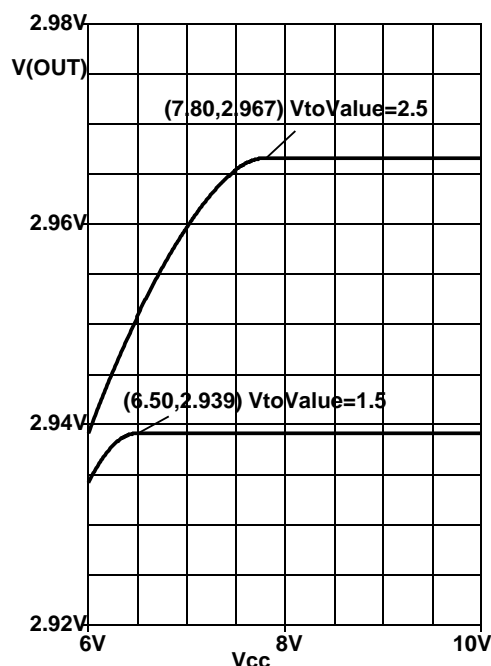


Рис. 4.23. Зависимость выходного напряжения ИОН, показанного на рис. 4.18, от напряжения питания при допустимом разбросе ВАХ полевых транзисторов

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 р-п-р транзисторов обуславливает низкую радиационную стойкость (4 на рис. 4.22в);

- малое выходное малосигнальное сопротивление р-п-р 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);

- 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 р-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 ( $V_{tovalue}=1.5$ ) до 5,0 кОм ( $V_{tovalue}=2.5$ ). В табл. приведены результаты моделирования разработанных ИОН.

## Результаты моделирования разработанных ИОН

Наименование параметра	Схема ИОН			
	рис. 2.16	рис. 2.17	рис. 2.18	рис. 2.19
Выходное напряжение при температуре, равной 27 °С, В	1,475	2,506	2,955	2,506
Разность выходных напряжений при температурах, равных минус 60 и 125 °С, мВ	-0,065	-0,091	0,318	0,117
Максимальная разность выходных напряжений при изменении температуры в диапазоне от минус 60 до 125 °С, мВ	13,433	15,695	14,744	7,911
Максимальная разность выходных напряжений при изменении напряжения питания в диапазоне $\pm 0,5$ В, мВ	0,443	0,751	0,092	5,735
Максимальная разность выходных напряжений при допустимом разбросе параметров n-p-n транзисторов (NPNScale = $\pm 1 \pm 0,3$ ), мВ	14,000	16,366	51,288	37,284
Максимальная разность выходных напряжений при допустимом разбросе сопротивлений резисторов ( $\pm 10\%$ ), мВ	36,787	36,813	43,022	35,212
Максимальная разность выходных напряжений при воздействии потока нейтронов $10^{13} \text{ см}^{-2}$ ( $10^{14} \text{ см}^{-2}$ ), мВ	4,539 (38,238)	6,424 (48,361)	5,094 (47,531)	14,994 (446,479)
Максимальная разность выходных напряжений при поглощённой дозе гамма-облучения 500 кРад (1 Мрад), мВ	14,488 (24,565)	30,337 (40,329)	8,090 (25,278)	357,436 (759,212)
Среднеквадратическое значение выходного шума, мВ	0,814	0,420	1,277	0,502
Примечание. Напряжение питания для схем рис. 2.16, 2.17, 2.19 составляет 5 В, для рис. 2.18 – 8 В.				

## 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 р-п переходом малочувствительны к радиационному облучению и обладают термостабильной рабочей точкой;
- в качестве термочувствительного элемента целесообразно применять прямосмещённый эмиттерный переход вертикального р-п-р или п-р-п 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 р-п-р транзисторов обуславливает низкую радиационную стойкость;
- малое выходное сопротивление р-п-р 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 р-п переходом характеризуется наименьшим изменением выходного напряжения в диапазоне напряжения питания, хотя она чувствительна к разбросу напряжения отсечки.

# ГЛАВА 5

## РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЕ СФ БЛОКИ СМЕШАННЫХ СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ

---

---

### 5.1. Собственная компенсация в схемотехнике радиационно-стойких ИС на АБМК

Экономическая и технологическая целесообразность использования техники аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК) для создания радиационно-стойких интегральных схем (ИС) и сложно-функциональных блоков (СФ блоков) смешанных микроэлектронных систем в корпусе (СвК) обоснована в предыдущих разделах. Однако на этом пути возникают достаточно существенные технические проблемы, которые можно решить на этапе схемотехнического проектирования конкретных узлов, устройств в виде ИС и СФ блоков микроэлектронных СвК. К таким проблемам в первую очередь необходимо отнести следующие.

Воздействие гамма-излучения, потока нейтронов и температуры на компоненты АБМК существенно изменяют их малосигнальные дифференциальные параметры, что в конечном итоге определяет основные и часто метрологические характеристики этих устройств РЭА. Детальное исследование изменения этих параметров показывает, что большей стабильностью характеризуются  $n$ - $p$ - $n$ ,  $p$ -JFet и PADJ транзисторы, а наименьшей –  $p$ - $n$ - $p$  транзисторы. Так, увеличение дозы радиации до 300 крад и потока нейтронов до  $10^{13}$  н/см<sup>2</sup> увеличивает выходную проводимость этих транзисторов ( $h_{22}$ ) в 3 раза и уменьшает коэффициент передачи тока базы в 5 раз, который в конечном итоге может достигать значений нескольких единиц. Именно поэтому проблематично использование этих транзисторов даже в качестве динамических нагрузок  $n$ - $p$ - $n$  транзисторов. В этой связи становится актуальной задача уменьшения влияния этих параметров на реализуемые характеристики на этапе схемотехнического проектирования.

В микросхемотехнике аналоговых устройств полностью исключить эвристические методы и подходы практически невозможно. Однако «искусство схемотехники» должно базироваться на глубоких прикладных исследованиях, показывающих не только возможность решения конкретной задачи, но и указывающих путь достижения цели проекта. С точки зрения сформулированных проблем, общая задача схемотехнического проектирования должна решаться «снизу вверх» и предусматривать схемотехническую интеграцию отдельных методов и принципов.

С точки зрения уменьшения (минимизации) влияния доминирующих паразитных параметров полупроводниковых компонентов, существует два основных структурных признака – введение в электронную схему цепей собственной или взаимной компенсации [84]. При взаимной компенсации два или несколько, как правило, одинаковых по своей физической природе паразитных параметра влияют на контролируемый показатель качества схемы противоположным образом [85]. В этом случае чем больше эффект компенсации, тем больше параметрическая чувствительность к нестабильности этих (компенсируемых) параметров, поэтому такой подход можно использовать при очень высокой идентичности этих паразитных параметров [86]. При собственной компенсации осуществляется минимизация параметрической чувствительности [87]. Однако вводимые в схему дополнительные цепи и конечная (искомая) её структура не должна содержать других доминирующих паразитных параметров, влияющих на контролируемый показатель качества. В этом случае становится реальной задача либо перевести параметры р-п-р транзисторов в разряд недоминирующих паразитных параметров, либо выровнять степень влияния малосигнальных параметров р-п-р и п-р-п транзисторов без увеличения их параметрической чувствительности. Методология решения таких задач изложена в монографии [88].

В соответствии с этой методикой действие контура собственной компенсации влияния выходной проводимости ( $h_{22}$ ) р-п-р транзистора с общим эмиттером на реализуемый схемой коэффициент усиления ( $K$ ) не должно изменять другие вторичные параметры схемы. Решение такой задачи не только существует, но и в структурном отношении является единственным. Эта единственность не исключает множества схемотехнических реализаций вводимого контура компенсации и, следовательно, дополнительных параметрических степеней свободы, направленных на уменьшение влияния проводимости  $h_{22}$  на коэффициент усиления  $K$ .

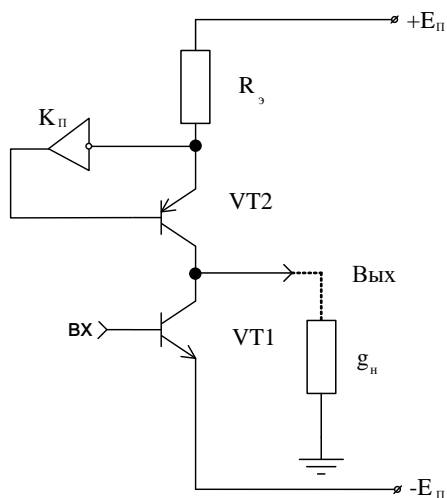


Рис. 5.1. Цепи собственной компенсации в каскаде с динамической нагрузкой

На рис. 5.1 показано взаимодействие цепи собственной компенсации с входными зажимами р-п-р транзистора (VT2) в простейшем усилительном каскаде с основным п-р-п транзистором (VT1).

В этом случае

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22.1} + h_{22.2}/(1 + R_3(h_{22.2} + S_2(1 + K_\Pi)))}, \quad (5.1)$$

где  $S_1 = \alpha_1/h_{11.1}$ ,  $h_{22.i}$  – крутизна и выходная проводимость  $i$ -го транзистора.

Настоящее соотношение показывает, что действие контура компенсирующей обратной связи, образованной дополнительным усилителем напряжения  $K_\Pi$  и повторителем на базе VT2 направлено на уменьшение вклада  $h_{22.2}$  р-п-р транзистора в реализуемый каскадом коэффициент усиления  $K$ . При этом параметрическая чувствительность

$$S_{h_{22.2}}^K = -K \frac{h_{22.2}/S_1}{1 + R_3(h_{22.2} + S_2(1 + K_\Pi))} \quad (5.2)$$

уменьшается действием указанного контура. Таким образом, в указанной структуре можно реализовать равенство вкладов п-р-п и р-п-р транзисторов в нестабильность  $K$  под действием указанных выше дестабилизирующих факторов. Как видно из (5.1) и (5.2), в этом случае необходимо выполнение неравенства  $K_\Pi \gg 1$ , поэтому парциальные чувствительности коэффициента усиления определяются из следующих соотношений:

$$S_{S_1}^K = 1, S_{h_{22.1}}^K = -K \frac{h_{22.1}}{S_1}, \quad (5.3)$$

$$S_{S_2}^K = S_{K_\Pi}^K = -S_{h_{22.2}}^K = S_{h_{22.1}}^K \frac{h_{22.2}}{h_{22.1} \cdot S_2 K_\Pi R_3}. \quad (5.4)$$

Таким образом, при любом критерии оценки общей нестабильности коэффициента усиления каскадов с динамической нагрузкой необходимо выполнить условие:

$$\frac{h_{22.2}}{h_{22.1} \cdot S_2 K_\Pi R_3} \leq \min\left\{\frac{\Theta h_{22.1}}{\Theta h_{22.2}}, \frac{\Theta h_{22.1}}{\Theta \alpha_2}\right\}, \quad (5.5)$$

где  $\Theta_\lambda$  – относительное изменение малосигнального параметра  $\lambda$  соответствующего биполярного транзистора, вызванное воздействием обсуждаемых в работе дестабилизирующих факторов.

Таким образом, предварительная информация об изменениях малосигнальных параметров п-р-п и р-п-р транзисторов достаточна для оценки параметров цепи ( $K_\Pi$  и  $R_3$ ) собственной компенсации.

Соотношения (5.1) и (5.4) показывают, что для уменьшения влияния малосигнальных параметров р-п-р транзистора можно использовать только резистор эмиттерной цепи  $R_3$ . Если он реализован аналогичным транзистором, то



$$S_{h_{22.2}}^K = S_{h_{22.1}}^K \frac{(h_{22.2})^2}{h_{22.1} \cdot S_2}, \quad (5.6)$$

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22.1} + h_{22.2}^2/S_2} \approx \frac{S_1}{g_n + h_{22.1} + h_{22.2} \cdot h_{12.2}}, \quad (5.7)$$

а эффективность действия этой цепи обратной связи определяется коэффициентом внутренней обратной связи  $h_{12.2}$  p-n-p транзисторов. Полученный вывод строго соответствует возможностям динамических нагрузок «двойного каскода» [89]. Эффективность двойного каскода ограничивается численными значениями  $h_{12.2}$  и, как правило, недостаточна для решения практических задач. Если в эмиттерной цепи VT2 использовать аналогичный транзистор, то с учётом идентичности изменений параметров p-n-p транзисторов под действием совокупности дестабилизирующих факторов получим:

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22.1} + h_{22.p}^2 h_{11.p} / \alpha_p K_{\Pi}}, \quad (5.8)$$

$$S_{h_{22.p}}^K = -\frac{1}{2} S_{\alpha_p}^K = -\frac{2K}{K_{\Pi}} \cdot \frac{h_{12.p} \cdot h_{22.p}}{S_1 \alpha_p}, \quad (5.9)$$

где  $h_{22.p}$ ,  $h_{12.p}$ ,  $\alpha_p$  – малосигнальные параметры p-n-p транзистора.

Следовательно, в таких структурах возможна частичная взаимная компенсация влияния выходной проводимости  $h_{22.p}$  и коэффициента передачи его эмиттерного тока  $\alpha_p$  на коэффициент усиления каскада. В этом случае условие равенства вкладов (5.5) n-p-n и p-n-p транзисторов будет иметь следующий вид:

$$\frac{h_{22.p} \cdot h_{12.p}}{h_{22.1} K_{\Pi}} = \Theta h_{22.1} / (\Theta h_{22.p} - \Theta \alpha_p). \quad (5.10)$$

Таким образом, совокупность схемотехнических способов реализации цепи компенсации влияния малосигнальных параметров p-n-p транзистора (рис. 5.1) обеспечивает возможность максимизации  $K$  и его стабильности под действием дестабилизирующих факторов.

В качестве примера реализации сформулированных принципов на рис. 5.2 приведена схема простейшего дифференциального каскада с динамической нагрузкой. Здесь на транзисторах VT3, VT8 и VT9 реализован компенсирующий усилитель  $K_{\Pi}$  с высоким за счёт VT1 коэффициентом передачи. Учитывая, что  $h_{22.1} < h_{22.p}$ , получим:

$$K = \frac{S_1}{h_{22.1} + h_{22.p} h_{12.p}^2 / \alpha_p^2}, \quad (5.11)$$

$$S_{h_{22,p}}^K = -3K \frac{h_{12,p}^2 h_{22,p}}{S_1 \alpha_p^2}, \quad (5.12)$$

$$S_{a_p}^K = 2K \frac{h_{12,p}^2 h_{22,p}}{S_1 \alpha_p^2}. \quad (5.13)$$

Таким образом, в силу  $h_{12,p} \approx 10^{-2}$  в схеме с учётом численных значений  $h$ -параметров  $n$ - $p$ - $n$  и  $p$ - $n$ - $p$  транзисторов влияние параметров  $p$ - $n$ - $p$  транзисторов значительно меньше влияния параметров  $n$ - $p$ - $n$  транзисторов. Результаты моделирования этой схемы приведены в табл. 5.1. В качестве сравнения использована схема аналогичного каскада с простейшей динамической нагрузкой в виде «токового зеркала» с аналогичными токами коллекторов. Сопоставление качественных показателей при различных уровнях дестабилизирующих факторов подтверждает эффективность предложенных схемотехнических решений. Так, при радиационном воздействии в 1 Мрад ( $D=10^6$  рад) даже при отсутствии потока нейтронов ( $F_n = 0 \text{ н/м}^2$ ) и нормальной температуре ( $t^\circ=27^\circ \text{C}$ ) простейший дифференциальный каскад практически теряет свою работоспособность (дифференциальный коэффициент усиления  $K$  и коэффициент передачи синфазного напряжения  $K_{\text{сн}}$  многократно изменяют свои значения). В этих же условиях предложенная схема сохраняет свои относительно высокие качественные показатели.

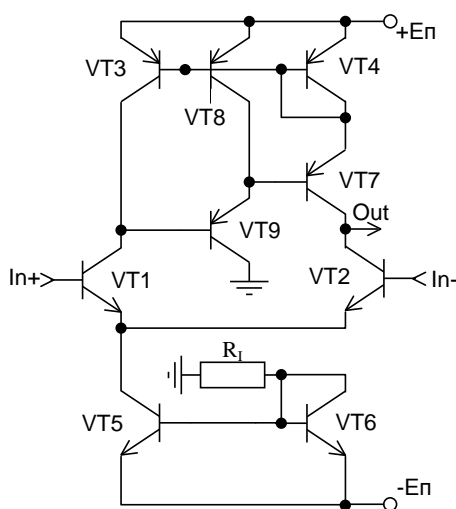


Рис. 5.2. Схема дифференциального каскада с одним компенсирующим контуром в динамической нагрузке

Как отмечалось выше [соотношения (5.1) и (5.11)], уровень компенсации определяется численным значением  $K_{\Pi}$ . В рассмотренной схеме эта величина ограничивается коэффициентом усиления каскада на VT3, который

можно структурно увеличить использованием аналоговой цепи компенсации, направленной на уменьшение влияния его выходной проводимости  $h_{22}$ . Один из возможных способов такой компенсации показан на рис. 5.3. Отметим, что такая динамическая нагрузка известна как токовое зеркало Вильсона [90], а соответствующий каскад характеризуется следующими соотношениями:

$$K = \frac{S_1}{h_{22.n} + h_{22.p} h_{12.p}^3 / 3\alpha_p^3}, \quad (5.14)$$

$$S_{h_{22.p}}^K = -12K \frac{h_{12.p}^3 h_{22.p}}{S_1 \alpha_p^3}, \quad (5.15)$$

$$S_{\alpha_p}^K = 9K \frac{h_{12.p}^3 h_{22.p}}{S_1 \alpha_p^3}. \quad (5.16)$$

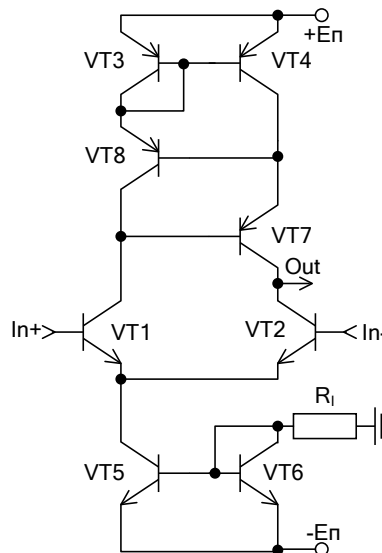
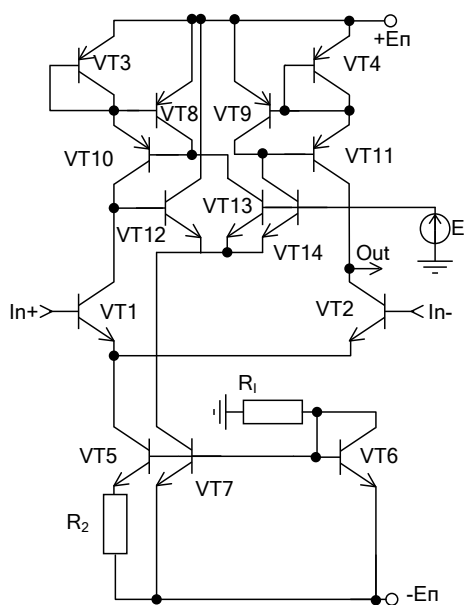


Рис. 5.3. Схема дифференциального каскада с двумя компенсирующими контурами в динамической нагрузке

Здесь влияние  $h_{22.p}$  уменьшается более высокой степенью  $h_{12.p}$ , однако также увеличивается влияние статистического коэффициента передачи  $\alpha_p$ . Именно поэтому эффективность такой нагрузки будет непосредственно зависеть от изменения  $h_{22.p}$  и  $\alpha_p$  под действием оговорённых дестабилизирующих факторов. Если внутренняя обратная связь VT4 достаточно велика, то в силу большого коэффициента передачи каскада на VT8 в динамической нагрузке возникает регенерация, приводящая к противоположному эффекту, и соотношения (5.14) – (5.16) не выполняются. В табл. 5.1 приведены результаты моделирования рассмотренной схемы, которые в

Для уменьшения этого влияния можно в цепях суммирования режимов работы динамических нагрузок использовать п-р-п транзисторы, исполняющие роль динамических нагрузок компенсирующих усилителей. Так, для обеспечения идентичности режимов работы основных транзисторов в дифференциальном каскаде и одновременно увеличения коэффициента усиления компенсирующих усилителей можно дополнительно с предложенным принципом использовать следящую режимную связь (рис. 5.4).



Здесь

$$K = \frac{S_1}{h_{22,n} + h_{22,p} h_{12,p}^2 / \alpha_p^2}, \quad (5.17)$$

$$S_{h_{22,p}}^K = -3K \frac{h_{12,p}^2 h_{22,p}}{S_1 \alpha_p^2}, \quad (5.18)$$

$$S_{\alpha_p}^K = 2K \frac{h_{12,p}^2 h_{22,p}}{S_1 \alpha_p^2}. \quad (5.19)$$

Однако за счёт дополнительного каскада (VT11, VT12, VT14) коэффициент усиления (5.17) получит приращение:

$$\Delta K = \frac{1}{3} \frac{\alpha_p}{1 - \alpha_p} \frac{1}{h_{22,p} h_{11,n}}, \quad (5.20)$$

которое направлено на уменьшение возникающего относительного изменения (5.18) и (5.19):

$$\frac{\Delta K}{K} = -\frac{h_{22,p}}{h_{11,n}} \cdot \frac{h_{12,p}^2}{\alpha_p^2} + \frac{1}{3} \frac{\alpha_p}{1 - \alpha_p}. \quad (5.21)$$

Результаты моделирования схемы приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

**Сравнительная таблица качественных показателей  
дифференциального каскада  
с различными динамическими нагрузками**

№ схемы	К <sub>д</sub> , дБ	F <sub>гр_д</sub> , кГц	К <sub>сн</sub> , дБ	F <sub>гр_сн</sub> , кГц	ТЕМР, °С	F <sub>н</sub> , н/м <sup>2</sup>	D, рад	I <sub>0</sub> , мкА
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Простая ДН	50	1530	-45	4100	27	0	100	208
	52	1510	-55	290	-40			200
	48	1540	-40	7650	65			214
	50	1530	-45	4100	27	10 <sup>16</sup>		208
			-42	4890		10 <sup>17</sup>		208
			-37	257		10 <sup>18</sup>		202
	50	1550	-56	120		0	10 <sup>5</sup>	209
	51	1430	-34	233			3·10 <sup>5</sup>	207
							5·10 <sup>5</sup>	
	9	30000	0	-			10 <sup>6</sup>	189
Рис. 5.2	60	601	-24	625	27	0	100	306
	62	667	-24	766	-40			290
	60	647	-25	450	65			314
	60	661	-24	625	27	10 <sup>16</sup>		315
			-26	5260		10 <sup>17</sup>		316
	54	1150	-38	8000		10 <sup>18</sup>		330
	59	740	-33	6000		0	10 <sup>5</sup>	290
	56	710	-35	8300			3·10 <sup>5</sup>	316
							5·10 <sup>5</sup>	
	53	1310	-38	7400			10 <sup>6</sup>	251

Окончание табл. 5.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9
Рис. 5.3	59	509	-53	123	27	0	100	208
	61	555	-37	187	-40			199
	58	492	-39	6900	65			213
	58	570	-60	35,7	27	$10^{16}$		208
	60	661	-40	138,6		$10^{17}$		208
	20	26830	0	-		$10^{18}$		195
	59	509	-27	240		0	$10^5$	208
	18	21400	-10	20000			$3 \cdot 10^5$	202
					$5 \cdot 10^5$		288	
9	29900			$10^6$	188			
Рис. 5.4	58	720	-32	95000	27	0	100	154
	59	640	-30	114000	-40			132
	58	765	-35	89000	65			165
	58	720	-33	98000	27	$10^{16}$		154
	57	880	-34	94000		$10^{17}$		153
	50	2000	-38	73000		$10^{18}$		151
	56	920	-34	95000		0	$10^5$	154
	53	1400	-37	83000			$3 \cdot 10^5$	153
					$5 \cdot 10^5$		153	
51	2000	-39	71000		$10^6$			

Рассмотренные в данном параграфе схемотехнические принципы собственной компенсации влияния параметров р-п-р транзисторов на качественные показатели отдельных каскадов позволяют существенно расширить область практического применения традиционных микронных технологий при создании радиационно-стойких ИС. Можно предположить, что интеграция цепей собственной компенсации в отдельные каскады преобразования аналоговых сигналов позволяет приблизить возможности этих ИС к изделиям с п-р-п транзисторами, обладающими более высокой радиационной стойкостью. Опыт создания ряда аналоговых интерфейсов сенсорного уровня полностью подтверждает это положение.

Цепи собственной компенсации влияния ёмкости коллекторного перехода на достижимый диапазон рабочих частот позволяют за счёт уменьшения влияния выходной проводимости микронных транзисторов на реализуемый коэффициент усиления каскада приблизить основные его характеристики к аналогам, соответствующим субмикронной технологии.

Сформулированные в работе схемотехнические решения позволяют значительно уменьшить влияние негативных технологических факторов, определяющих качественные показатели радиационно-стойких полупроводниковых ИС на базе техники АБМК. При решении широкого класса практических задач с использованием идей собственной компенсации возникают и другие схемотехнические проблемы – минимизация коэффициента передачи

синфазного напряжения [90], увеличение скорости нарастания выходного напряжения [91], повышение коэффициента усиления каскадов при низкоомной коллекторной нагрузке [92], интеграция отдельных узлов в СФ блоки [85].

## 5.2. Инструментальные усилители

Создание аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов (АИ и АЦИ) смешанных систем на кристалле (СнК), ориентированных на взаимодействие с чувствительными элементами мостового типа (сенсорами), всегда предполагает применение инструментальных усилителей (ИУ) как с фиксированными, так и управляемыми параметрами, выполняющих функции подавления синфазного сигнала и усиления дифференциального напряжения (рис 5.5).

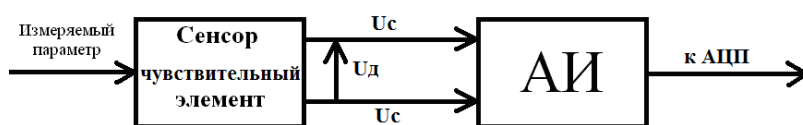


Рис. 5.5. Структура преобразования сигнала сенсорного элемента

Эти устройства являются основой как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков (СФ блоков) СнК. Кроме этого, их схемотехника должна ориентироваться на базовые компоненты и технологические процессы, применяемые при производстве СнК. Достаточно большой динамический диапазон измеряемых величин и относительно высокая точность преобразования предопределили использование в таких интерфейсах прецизионных операционных усилителей (ОУ). С этих позиций использование классических инструментальных усилителей (рис. 5.6), состоящих из трёх прецизионных операционных усилителей (ОУ) и семи резисторов, оказывается невозможным по следующим основным причинам. Во-первых, коэффициент ослабления синфазного сигнала ( $K_{сн}$ ) будет непосредственно определяться точностью изготовления этих резисторов.

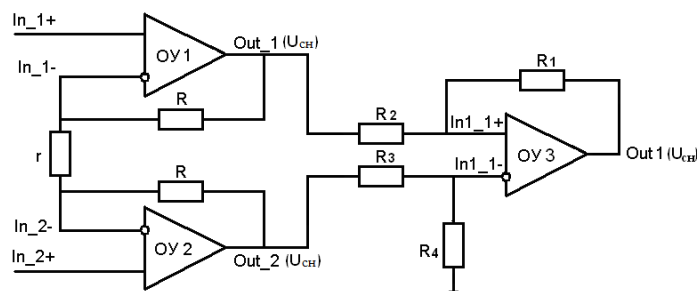


Рис. 5.6. Классический инструментальный усилитель

Именно поэтому даже при использовании строго идентичных ОУ предельные значения коэффициента ослабления синфазного сигнала определяются соотношением:

$$K_{\text{сн}} = \frac{R_3 - R_4 \frac{R_1}{R_2}}{R_3 + R_4}, \quad (5.22)$$

поэтому глубокое ослабление синфазного сигнала возможно только при согласованных резисторах  $R_1 - R_4$  выходного сумматора.

Можно строго показать, что даже при реализации условия  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$

$$K_{\text{снmin}} = \Delta K_{\text{сн}} = \Theta_R. \quad (5.23)$$

Из приведённого соотношения видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{сн}}$  имеет прямопропорциональную зависимость от погрешности сопротивления резисторов схемы  $\Theta_{R_i}$ . Даже для прецизионных технологий ( $\Theta_R = 0,01 \%$ ),  $K_{\text{оссн}} = -54$  дБ, что явно недостаточно для построения даже неprecизионных датчиков. Именно поэтому при производстве соответствующих СФ блоков для СвК используется специальная дорогостоящая функциональная настройка, направленная на достижение требуемых качественных показателей ( $K_{\text{сн}} \leq -75$  дБ). Кроме этого, для реализации трёх ОУ требуется относительно большое число транзисторов (75–100) с оптимальным режимом работы соответствующих каскадов. Наконец, потребляемая этой схемой от источников питания мощность оказывается соизмеримой с мощностью программируемого ядра СнК. В ряде случаев от таких инструментальных усилителей, кроме высоких качественных показателей и простоты реализации, требуется также стойкость к радиационному воздействию – потоку нейтронов, дозе радиационного излучения и различного уровня температур.

Для решения этих проблем наряду с комплексом схемотехнических решений, базирующихся на использовании компенсирующих обратных связей [93–96], предлагается использовать новый активный элемент – мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ). Разработанные на этой основе инструментальные усилители обладают свойством радиационной стойкости и способны выдерживать дозу радиационного излучения до 500 крэд, поток нейтронов до  $5 \cdot 10^{13}$  нейтрон/см<sup>2</sup>, а также бесперебойно работать в диапазоне температур от  $-40$  до  $+80$  °С. Кроме того, коэффициент ослабления синфазного сигнала этих устройств практически не зависит от резистивных элементов и не требует дополнительной функциональной настройки.



**Мультидифференциальный операционный усилитель.** Мультидифференциальный ОУ, в отличие от традиционных операционных усилителей, имеет несколько инвертирующих и неинвертирующих входов, обеспечивающих относительно большое входное напряжение (рис. 5.7).

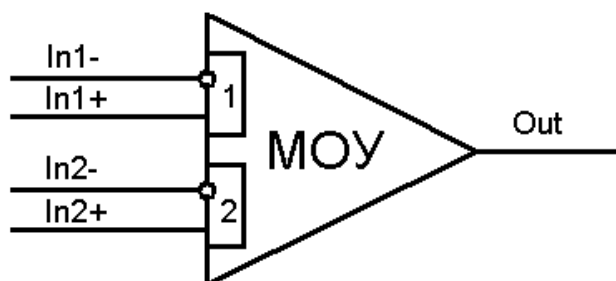


Рис. 5.7. Структурная схема мультидифференциального операционного усилителя

Его реализация на компонентах АБМК 1.3 (рис. 5.8) в случае ограниченности числа PADJ транзисторов и необходимости увеличения как входного граничного напряжения, так и коэффициента ослабления синфазного напряжения потребовала использования симметричных входных дифференциальных каскадов с динамической нагрузкой и стабилизированными источниками тока на р-п-р транзисторах для каждого плеча входных цепей. Базовым критерием такого проектирования заложен принцип равенства вкладов п-р-п, р-п-р и PADJ транзисторов в основные качественные показатели усилителя. Для повышения качественных показателей источников тока в соответствии с ранее полученными результатами использована компенсирующая обратная связь, обеспечивающая увеличение их дифференциального сопротивления.

Структура динамической нагрузки и особенность этой цепи позволяют при необходимости во входном каскаде применить дополнительную обратную связь, компенсирующую синфазное напряжение [97].

В структуре второго несимметричного дифференциального каскада использован один из вариантов реализации динамической нагрузки (рис. 5.2) с собственной компенсацией влияния  $h$ -параметров р-п-р транзисторов.

ЭДС смещения и, следовательно, дрейф нуля мультидифференциального операционного усилителя можно параметрически оптимизировать (регулировать) соотношением токов в промежуточном каскаде с помощью резисторов  $R1$  и  $R42$  в заданном диапазоне дестабилизирующих факторов.

Результаты моделирования мультидифференциального операционного усилителя представлены в табл. 5.2.

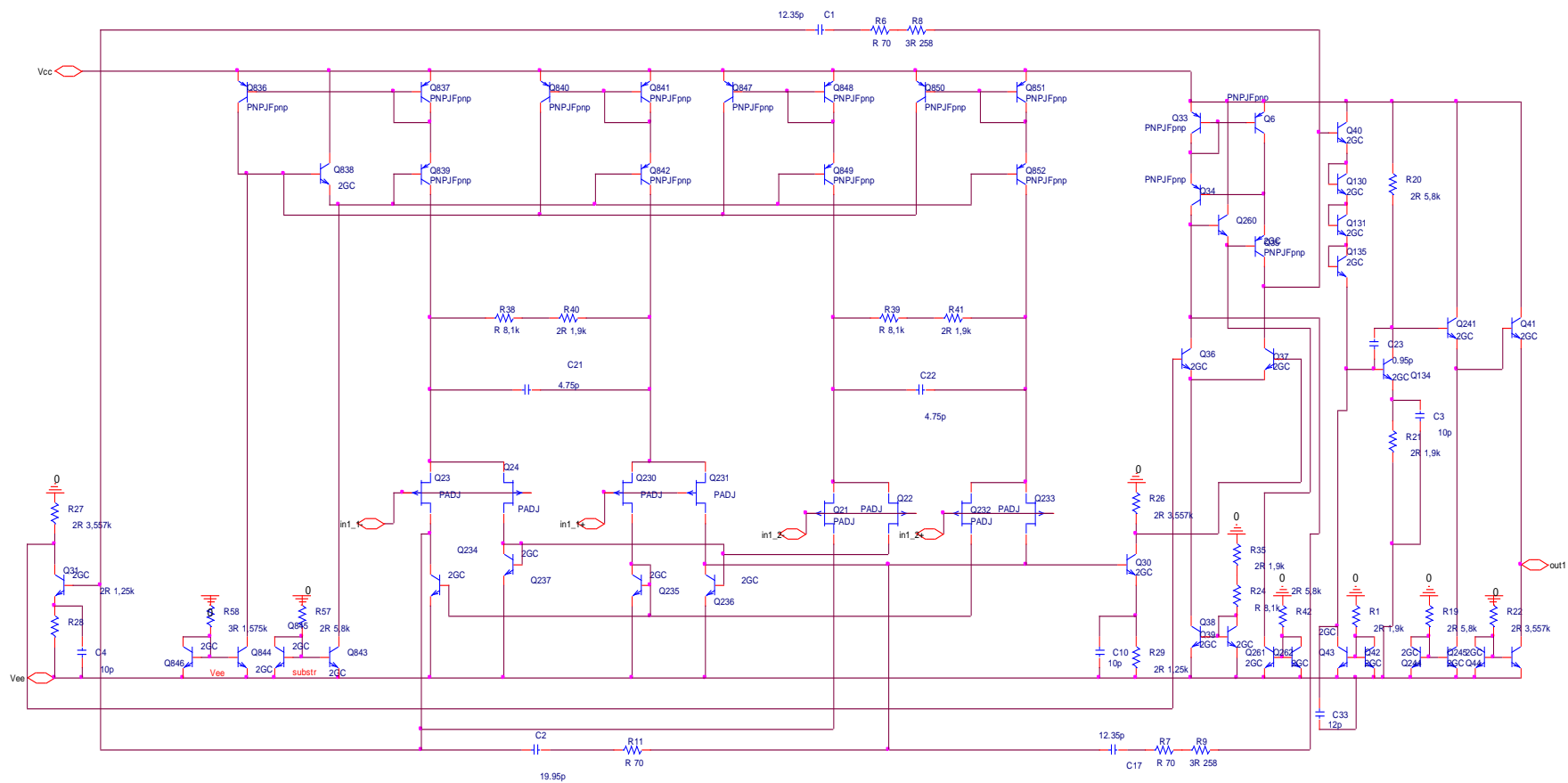


Рис. 5.8. Мультидифференциальный операционный усилитель на базе компонентов АБМК 1.3

Таблица 5.2

## Результаты моделирования МОУ в среде PSpice

Параметр воздействия	$\mu$ , дБ	$f_{гр}$ , кГц	$f_1$ , МГц	$K_{осчн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$E_{см}$ , мкВ	$v$ , В/мкс	$t_{п}$ , мкс	$U_{сн\_вх}$ , В	$U_{д\_вх\_ин-}$ , В	$U_{д\_вых\_ин-}$ , В	$U_{д\_вх\_ин+}$ , В	$U_{д\_вых\_ин+}$ , В
$F_n = 0$ , $D = 0$ , $t^\circ = 0$	89	170	3,8	-121	0,8	-173,1	78 -93	0,19 0,21	-1,2 5	-1,9 1,8	1,8 -1,9	-2,3 3,23	-2,3 3,23
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup>	86	240	4	-123	0,64	-43,55	66 -62	0,22 0,17	-1,2 5	-1,9 1,8	1,8 -1,85	-2,3 3,23	-2,3 3,23
$D = 100$ крад	87	234	4	-123	0,64	-108,4	85 -85	0,20 0,20	-1,2 5	-1,9 1,7	1,8 -1,74	-2,3 3,23	-2,3 3,23
$D = 500$ крад	86	240	4	-147	0,04	-2,94	92 -77	0,20 0,12	-1,5 5	-1,6 1,6	1,58 -1,62	-2,3 3,23	-2,3 3,23
$t^\circ = -40$ °С	81	474	4,2	-112	3,16	-4,863	56 -57	0,22 0,12	-1,5 5	-1,8 1,7	1,72 -1,77	-3,1 3,14	-3,1 3,14
$t^\circ = +80$ °С	89	157	3,5	-118	0,96	-286,7	78 -65	0,8 0,26	-1,2 5	-1,9 1,7	1,8 -1,72	-1,7 3,2	-1,7 3,2
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup> , $D = 500$ крад, $t^\circ = -40$ °С	87	260	4,4	-153	0,03	+163	60 -75	0,22 0,20	-1,1 5	-1,6 1,6	1,58 -1,62	-3,1 3	-3,1 3
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup> , $D = 500$ крад, $t^\circ = +80$ °С	85	250	3,5	-116	1,2	-114,8	83 -60	0,80 0,12	-1,2 5	-1,8 1,7	1,77 -1,72	-1,65 3,2	-1,65 3,2

Примечание:  $\mu$  – статический коэффициент усиления разомкнутого усилителя;  $f_{гр}$  – граничная частота усилителя;  $f_1$  – частота единичного усиления;  $K_{сн}$  – коэффициент ослабления синфазного напряжения;  $f_{гр\_сн}$  – граничная частота  $K_{сн}$ ;  $E_{см}$  – ЭДС смещения усилителя;  $v$  – скорость нарастания импульса по положительному и отрицательному фронтам;  $U_{сн\_вх}$  – входные граничные напряжения при подаче синфазного сигнала;  $t_{п}$  – длительность переходного процесса;  $U_{д\_вх\_ин-}$  и  $U_{д\_вых\_ин-}$  – входные и выходные граничные напряжения при подаче дифференциального сигнала на отрицательный вход усилителя соответственно;  $U_{д\_вх\_ин+}$  и  $U_{д\_вых\_ин+}$  – входные и выходные граничные напряжения при подаче дифференциального сигнала на положительный вход усилителя соответственно;  $E_{п}$  – напряжения шины питания  $\pm 5$  В;  $I_{п}$  – токи потребления  $\pm 15$  мА.

Таким образом, разработанный мультидифференциальный операционный усилитель имеет высокие качественные показатели, среди которых необходимо выделить большой статический коэффициент усиления и коэффициент ослабления синфазного сигнала, широкий диапазон рабочих частот и низкую ЭДС смещения (менее 300 мкВ) не только при любом из гаммы дестабилизирующих воздействий, но и при различном их сочетании (табл. 5.2). Следует отметить, что переходной процесс не имеет перерегулирования при относительно высоком быстродействии.

Для практических задач при небольшом коэффициенте усиления дифференциального сигнала чувствительного элемента можно использовать данный МОУ в режиме масштабирующего усилителя (рис. 5.9).

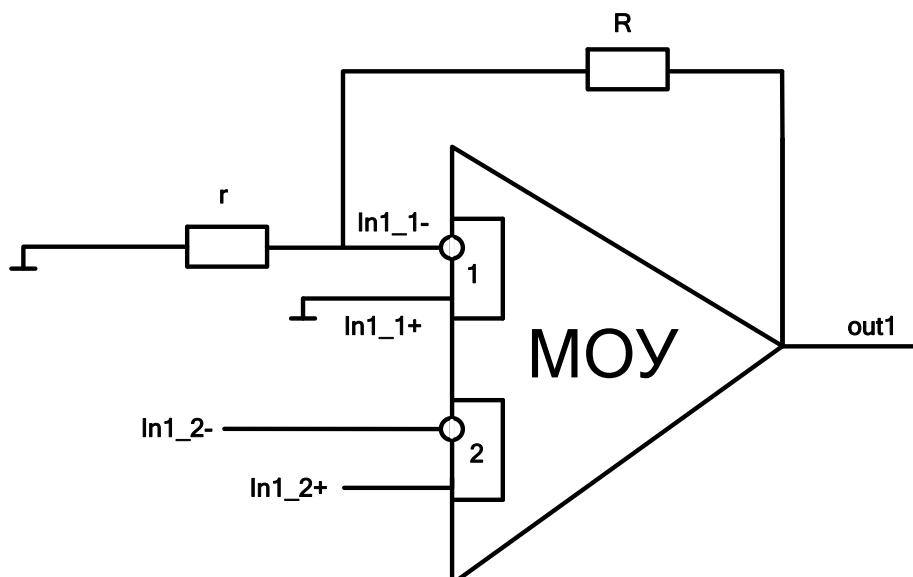


Рис. 5.9. Инструментальный усилитель на одном МОУ

В этом случае

$$\begin{aligned} K_d &= \left(1 + \frac{R}{r}\right), \\ K_{сн} &= K_{оссн} \cdot K_d, \\ U_{др} &= E_{см} \cdot K_d, \end{aligned} \quad (5.24)$$

где  $E_{см}$  – ЭДС смещения усилителя.

Реализация дифференциального коэффициента усиления (5.24) осуществляется с относительной погрешностью:

$$\delta K_d = -K_d / \mu. \quad (5.25)$$

Поэтому, как следует из (5.24) и (5.25),

$$\delta K_d \approx \Theta_R - \Theta_r + \frac{K_d}{\mu} \cdot \delta_\mu. \quad (5.26)$$

Таким образом, высокая идентичность параметров резисторов, значительная величина  $\mu$  и её стабильность ( $\delta_\mu$ ) (см. табл. 5.2) позволяют реализовать относительно большой дифференциальный коэффициент усиления. Аналогичный вывод следует и из анализа достигаемого  $K_{сн}$ .

На практике максимально реализуемый дифференциальный коэффициент усиления  $K_d$  такого инструментального усилителя ограничивается допустимым значением напряжения дрейфа нуля  $U_{др}$  и коэффициента передачи синфазного напряжения  $K_{сн}$ . Как правило, эти ограничения следуют из требуемой точности АЦ-преобразования и значения синфазного напряжения чувствительного элемента  $U_{сн}$ :

$$U_{др} < \frac{E_{оп}}{2^n}; \quad K_{сн} \leq \frac{E_{оп}}{U_{сн} \cdot 2^{n+1}}, \quad (5.27)$$

где  $E_{оп}$  – опорное напряжение АЦП;  $n$  – разрядность АЦП.

Результаты моделирования такого инструментального усилителя при дифференциальном коэффициенте усиления 20 дБ приведены в табл. 5.3.

Таким образом, при  $K_d=20$  дБ настоящий инструментальный усилитель обеспечивает необходимую точность преобразования для наиболее распространённых интеллектуальных датчиков при  $n=12$ ,  $E_{оп}=2,5$  В. Причём, как это и отмечалось ранее, доминирующим фактором, определяющим итоговую погрешность, является дрейф нуля схемы. Из анализа таблицы 5.3 также следует, что комплексное воздействие дозы излучения, потока нейтронов и температуры изменяют знак  $U_{др}$ , что позволяет при необходимости осуществить температурную коррекцию результатов преобразования. Однако, как это следует из результатов моделирования схемы при  $K_d=27$  дБ (табл. 5.4), это только незначительно повышает достижимый коэффициент усиления.

Из результатов моделирования видно, что основным недостатком такого инструментального усилителя является зависимость напряжения дрейфа нуля от реализуемого дифференциального коэффициента усиления.

Результаты моделирования ИУ на одном МОУ ( $K_d = 20$  дБ)

Воздействия	Параметры													
	$K_d$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , МГц	$K_{осч}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$U_{др}$ , мкВ	$\nu$ , В/мкс	$t_{п}$ , мкс	$U_{сн\_вх}$ , В	$U_{д\_вх\_ин-}$ , В	$U_{д\_вых\_ин-}$ , В	$U_{д\_вх\_ин+}$ , В	$U_{д\_вых\_ин+}$ , В	$E_{п}$ , В	$I_{п}$ , мА
$F_n = 0$ , $D = 0$ , $t^\circ = 0$	20	2,9	-117	3,5	-337,7	39	0,3	-2,5	-0,32	3,2	-0,23	-2,3	-5	23,4
						86	0,35	5	0,355	-3,55	0,322	3,22	5	14,1
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup>	20	3	-113	0,86	-88,28	73	0,32	-2,5	-0,32	3,2	-0,23	-2,3	-5	22,3
						79	0,34	5	0,355	-3,55	0,322	3,22	5	13
$D = 100$ крад	20	3	-115	3,4	-212,2	80	0,33	-2,5	-0,32	3,22	-0,228	-2,28	-5	23,7
						89	0,30	5	0,378	-3,8	0,32	3,2	5	14,3
$D = 500$ крад	20	2,8	-141	0,07	-5,255	75	0,30	-2,5	-0,328	3,2	-0,226	-2,26	-5	22,5
						82	0,26	5	0,38	-3,78	0,32	3,2	5	13
$t^\circ = -40$ °C	20	3,5	-147	0,12	-8,638	89	0,26	-2,5	-0,32	3	-0,3	-3	-5	26,7
						102	0,29	5	0,378	-3,8	0,3	3	5	15,8
$t^\circ = +80$ °C	20	2,5	-109	4,3	-576,6	66	0,56	-2,5	-0,3	3,2	-0,16	-1,6	-5	21,5
						68	0,29	5	0,38	-3,4	0,32	3,2	5	13
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup> , $D = 500$ крад, $t^\circ = -40$ °C	20	3,1	-106	4,7	+326,9	61	0,30	-2,5	-0,305	3,05	-0,3	-3	-5	24
						84	0,3	5	0,358	-3,58	0,3	3	5	13
$F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см <sup>2</sup> , $D = 500$ крад, $t^\circ = +80$ °C	20	2,4	-109	7,9	-241,4	56	0,56	-2,5	-0,305	3,05	-0,16	-1,68	-5	20,2
						60	0,29	5	0,354	-3,54	0,32	3,2	5	11,5

Таблица 5.4

Результаты моделирования ИУ на одном МОУ ( $K_d=27$  дБ)

Воздействия	Параметры														
	$K_{д}$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , МГц	$K_{оссн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$U_{др}$ , мкВ	$\nu$ , В/мкс	$t_{п}$ , мкс	$U_{сн\_вх}$ , В	$U_{д\_вх\_ин-}$ , В	$U_{д\_вых\_ин-}$ , В	$U_{д\_вх\_ин+}$ , В	$U_{д\_вых\_ин+}$ , В	$E_{п}$ , В	$I_{п}$ , мА	
$F_n = 0, D=0,$ $t^{\circ} = 0$	27	1,15	-106	7,8	-756,3	13	0,58	-2,5	-0,143	3,2	-0,102	-2,26	-5	23	
						11	0,63	5	0,168	-3,7	0,144	3,2	5	14	
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2,$ $D=500 \text{ крад},$ $t^{\circ} = -40 \text{ }^{\circ}\text{C}$	26,83	1,19	-98	9,5	+702,7	20	0,56	-2,5	-0,140	3,1	-0,140	-3,07	-5	24	
						11	0,57	5	0,170	-3,7	0,140	3,1	5	13	
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2,$ $D=500 \text{ крад},$ $t^{\circ} = +80 \text{ }^{\circ}\text{C}$	26,86	0,96	-101	14	-521,4	20	0,8	-2,5	-0,145	3,2	-0,079	-1,7	-5	20	
						11	0,8	5	0,164	-3,6	0,145	3,2	5	11,4	

Полученные результаты показывают, что такой инструментальный усилитель можно использовать для решения относительно большого класса практических задач. Например, для широкого класса чувствительных элементов мостового типа, при использовании типовых сигнальных микроконтроллеров с встроенными АЦП  $U_{\text{сн}} \leq 2,5\text{В}$ ,  $E_{\text{оп}} = 2,5\text{В}$ ,  $n = 12$  необходимо реализовать  $U_{\text{др}} < 610\text{мкВ}$ ,  $K_{\text{сн}} \leq -80\text{дБ}$ . Поэтому такое достаточно энергоэкономичное решение задачи можно использовать для построения прецизионных датчиков и датчиковых систем в широком диапазоне рабочих частот чувствительного элемента. При использовании  $n = 10$  данный усилитель обеспечивает реализацию  $K_{\text{д}} = 27\text{дБ}$  (табл. 5.4) при условии, что его влияние на точность преобразования не влияет на погрешность измеряемой величины.

Для уменьшения влияния сопротивлений сумматора двухканального инструментального усилителя в соответствии с соотношением (5.23) в работе [96] предложено использовать МОУ в режиме повторителя напряжения для структуры (рис. 5.23). Однако из табл. 5.2 видно, что МОУ характеризуется ограниченным входным напряжением, но высоким (более 100 дБ) ослаблением синфазного напряжения, поэтому использовать его в режиме сумматора, когда на каждый из его входов действует  $U_{\text{сн}}$ , оказывается невозможно.

Для исключения этих ограничений в двухканальной структуре необходимо каждый канал реализовать на базе МОУ, исключаяющего на его выходе  $U_{\text{сн}}$ . В этом случае входные напряжения сумматора заметно уменьшаются и становится возможным использование МОУ в этом режиме дифференциального сумматора (рис. 5.10). Тогда

$$K_{\text{д}} = 2\left(1 + 2\frac{R}{r}\right), \quad (5.28)$$

и  $K_{\text{сн}}$  не зависит от точности реализации сопротивлений резисторов, а определяется только свойствами его входных дифференциальных каскадов:

$$K_{\text{сн}} = \frac{K_{\text{д}}}{2} (K_{\text{оссн}2} - K_{\text{оссн}1}) K_{\text{оссн}3}, \quad (5.29)$$

где  $K_{\text{оссн}i}$  – коэффициент передачи синфазного напряжения  $i$ -го МОУ в режиме повторителя.

Соотношение (5.28) реализуется с погрешностью  $K_{\text{д}}/\mu$  и при условии симметрии плеч входных каскадов МОУ3, которое достигается равенством сопротивлений их истоковых цепей (рис. 5.8).

Аналогично



$$U_{др} = \frac{K_d}{2}(E_{см2} - E_{см1}) + E_{см3}, \quad (5.30)$$

поэтому с учётом особенностей техники АБМК реализация отдельных МОУ в рамках одного кристалла обеспечивает высокую идентичность каналов, и, следовательно, равенство  $U_{др} \approx E_{см}$  выполняется при любом дифференциальном коэффициенте усиления.

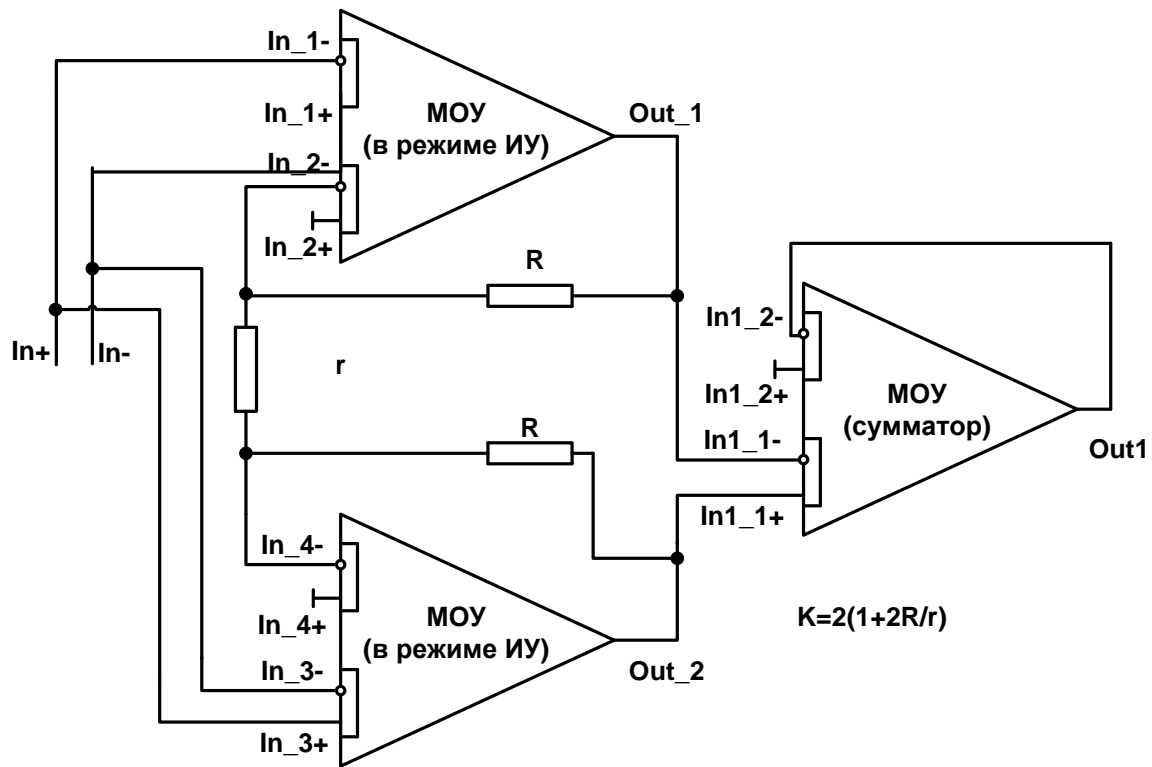


Рис. 5.10. Структурная схема инструментального усилителя на трёх МОУ

Таким образом, основным ограничивающим фактором является нестабильность дифференциального коэффициента усиления:

$$\delta K_d \approx \Theta_R - \Theta_r + \frac{K_d}{\mu} \cdot \delta_\mu + \Theta_{Ru_1} - \Theta_{Ru_2}, \quad (5.31)$$

где  $\mu$  и  $\delta_\mu$  следуют из данных табл. 5.2, а  $\Theta_R$  – из параметров АБМК.

Если каждый из МОУ инструментального усилителя реализован в рамках макрофрагмента, то погрешность (5.31) может достигать относительно малых величин даже для больших значений  $K_d$ .

Результаты моделирования такого инструментального усилителя на трёх МОУ представлены в табл. 5.5 ( $K_d=100$ ) и 5.6 ( $K_d=100$ ) соответственно.

Таблица 5.5

## Инструментальный усилитель на трёх МОУ ( $K = 40$ дБ)

Воздействия	Параметры											
	$K_d$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , кГц	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$U_{др}$ , мкВ	$\nu$ , В/мкс	$t_{п}$ , мкс	$U_{сн\_вх}$ , В	$U_{д\_вх\_ин-}$ , мВ	$U_{д\_вых\_ин-}$ , В	$U_{д\_вх\_ин+}$ , мВ	$U_{д\_вых\_ин+}$ , В
Без воздей- ствия	40	500	-140	1,5	-173,1	8	0,9	-2,5	-30	2,96	-15	-1,51
						5,5	1,3	5	16	- 1,61	30	2,96
5e17 н/м^2	40	467	-140	1,3	-43,55	7,7	0,9	-2,5	-30	2,96	-15	-1,51
						5,4	1,4	5	16	-1,61	30	2,96
100 крад	40	500	-140	1,26	-108,4	8	0,87	-2,5	-30	2,96	-15	-1,52
						5,6	1,35	5	15	-1,52	30	2,96
500 крад	40	470	-140	1,29	-2,939	7,8	0,9	-2,5	-30	2,97	-15	-1,51
						5,4	1,5	5	15	-1,51	30	2,97
-40 °С	40	580	-140	1,49	-4,861	8,9	0,72	-2,5	-30	2,95	-15	-1,52
						6,4	1,1	5	15	-1,52	30	2,95
+80 °С	40	440	-140	2,4	-286,7	7,4	1,1	-2,5	-30	2,96	-15,5	-1,55
						5,1	1,5	5	15	-1,51	30	2,96
5e17 н/м^2, 500 крад, -40 °С	40	520	-140	1,36	+163,4	8,3	0,75	-2,5	-30	2,98	-16	-1,62
						5,8	1,3	5	16	-1,62	30	2,98
5e17 н/м^2, 500 крад, +80 °С	40	410	-140	2,45	-114,8	7	1	-2,5	-30	2,97	-17	-1,72
						4,9	1,5	5	17	-1,72	30	2,96

Примечание:  $\delta_{K_d}$  – погрешность дифференциального коэффициента усиления < 0,25 %;  $K_d$  – дифференциальный коэффициент усиления;  $f_{гр\_д}$  – граничная частота  $K_d$ ;  $U_{др}$  – напряжение дрейфа нуля усилителя;  $E_{п}$  – напряжения шины питания  $\pm 5$  В;  $I_{п}$  – токи потребления +75/-40 мА.

Таблица 5.6

## Инструментальный усилитель на трёх МОУ (K=60дБ)

Воздействия	Параметры											
	K <sub>д</sub> , дБ	f <sub>гр_д</sub> , кГц	K <sub>сн</sub> , дБ	f <sub>гр_сн</sub> , кГц	U <sub>др</sub> , мкВ	υ, В/мкс	t <sub>п</sub> , мкс	U <sub>сн_вх</sub> , В	U <sub>д_вх_ин-</sub> , мВ	U <sub>д_вых_ин-</sub> , В	U <sub>д_вх_ин+</sub> , мВ	U <sub>д_вых_ин+</sub> , В
Без воздействия	60	53	-140	1,4	-173,1	0,8	14	-2,5	-3	2,96	-1,6	-1,62
						0,5	13,1	5	1,6	- 1,61	3	2,96
5e17 н/м^2	60	51	-140	1,4	-43,54	0,75	12	-2,5	-3	2,96	-1,6	-1,62
						0,48	14,6	5	1,6	-1,61	3	2,96
100 крад	60	53	-140	1,4	-108,4	0,8	10	-2,5	-3	2,96	-1,5	-1,52
						0,52	13	5	1,5	-1,52	3	2,96
500 крад	60	50	-140	1,45	-2,932	0,75	12	-2,5	-3	2,96	-1,5	-1,51
						0,5	14	5	1,5	-1,51	3	2,96
-40 °С	60	63	-140	1,6	-4,865	0,85	8,5	-2,5	-3	2,96	-1	-1
						0,54	14,3	5	1,5	-1,51	3	2,95
+80 °С	60	46	-140	2,6	-286,7	0,75	9,5	-2,5	-3	2,96	-1,68	-1,69
						0,46	14,5	5	1,6	-1,6	3	2,96
5e17 н/м^2, 500 крад, -40 °С	60	56	-140	1,6	+163,4	0,8	9	-2,5	-3	2,96	-1	-1
						0,55	14,5	5	1,5	-1,51	3	2,95
5e17 н/м^2, 500 крад, +80 °С	60	43	-140	2,6	-114,8	0,7	14	-2,5	-3	2,96	-1,68	-1,69
						0,45	15	5	1,6	-1,6	3	2,96
Примечание: δ <sub>к<sub>д</sub></sub> – погрешность дифференциального коэффициента усиления < 0,4 %; E <sub>п</sub> – напряжения шины питания ±5 В; I <sub>п</sub> – токи потребления +75/–40 мА.												

Как видно из результатов моделирования, напряжение дрейфа нуля двухканального инструментального усилителя не зависит от реализуемого дифференциального коэффициента усиления и ограничивается  $E_{см}$  мультидифференциального операционного усилителя (табл. 5.2). Таким образом, в соответствии с неравенствами (5.27) при  $U_{сн} = 2,5В$ ,  $E_{оп} = 2,5В$ ,  $n = 12$  такой ИУ можно использовать в аналого-цифровом интерфейсе с 12-раз-рядным АЦП, имея запас по напряжению дрейфа нуля в  $\frac{1}{2}$  кванта.

Разработанный радиационно-стойкий инструментальный усилитель обладает и другими высокими качественными показателями, среди которых выделяется широкий диапазон рабочих частот и высокий коэффициент ослабления, не зависящий от реализуемого дифференциального коэффициента усиления и изменения используемых резистивных элементов в схеме.

**Двухканальный инструментальный усилитель на базе парафазного мультидифференциального ОУ.** Двухканальные инструментальные усилители требуют относительно высокого энергопотребления ( $I_{ср} = 100 \dots 120$  мА). Для уменьшения потребляемого тока без увеличения дрейфа нуля необходимо сокращать количество используемых элементов. Это объясняется тем, что изменение их режимов работы приводит к высокой нестабильности параметров устройства в условиях воздействия дозы радиации, потока нейтронов и температуры. Определённым выходом из этой ситуации является создание инструментального усилителя на базе парафазного усилителя, образующего необходимые каналы усиления дифференциального сигнала (рис. 5.11). При создании такого устройства необходимо пересмотреть принципы построения структуры не только парафазного усилителя, но и сумматора с учётом нестабильности режимов и параметров р-п-р транзисторов при радиационном воздействии.

Дифференциальный коэффициент усиления такого инструментального усилителя определяется отношением резисторов, расположенных в цепях ОС ИУ.

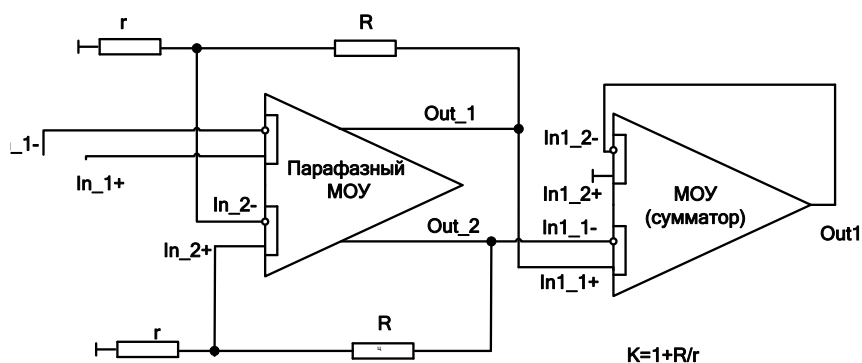


Рис. 5.11. ИУ на основе парафазного МОУ

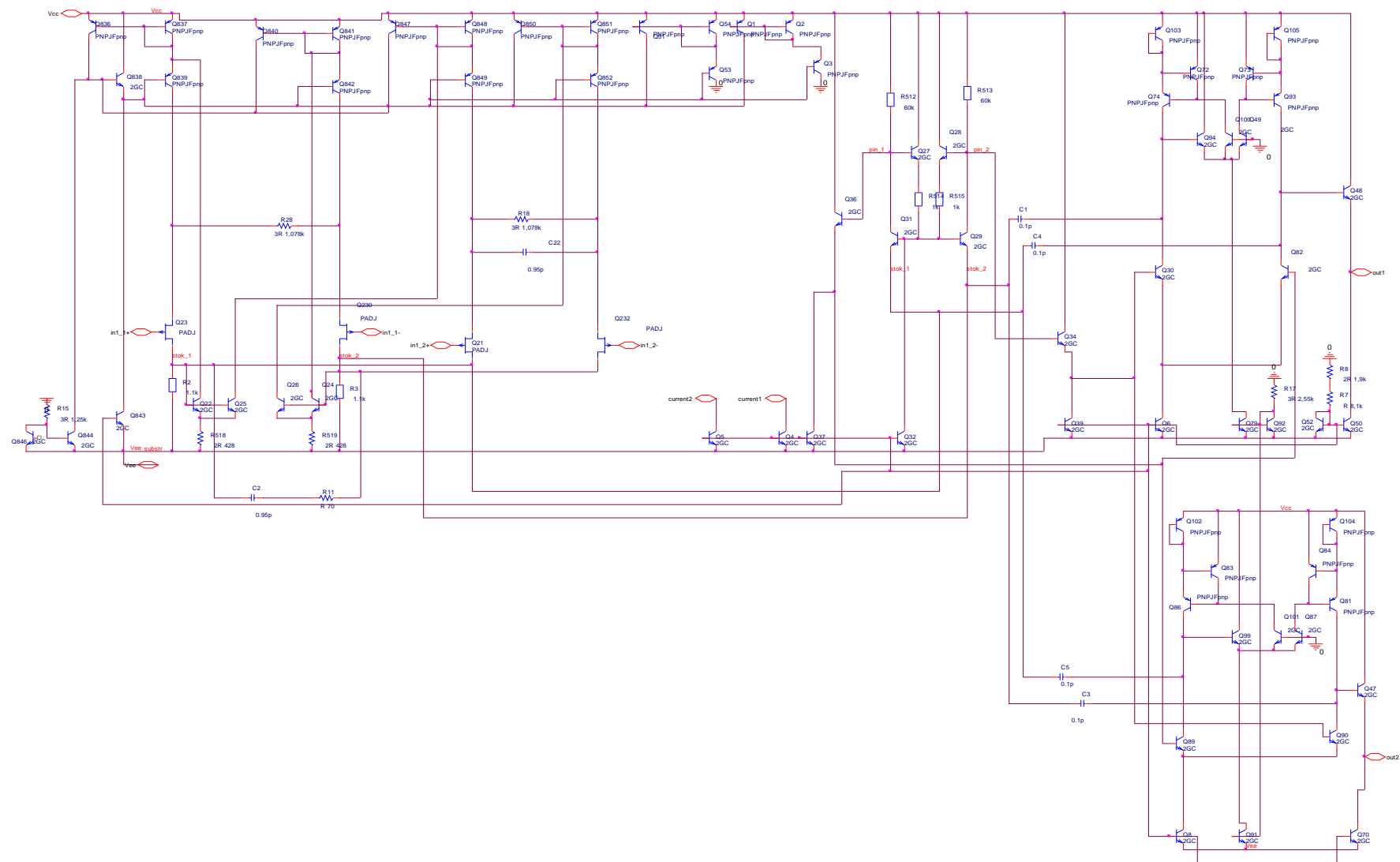


Рис. 5.12. Парафазный мультидифференциальный ОУ

Рис. 5.13. Дифференциальный сумматор парафазного ИУ

Базовым узлом такого ИУ является парафазный мультидифференциальный ОУ, имеющий два автономных выхода. Как следует из рис. 5.11, реализация высокого коэффициента ослабления синфазного напряжения в канале in\_1-, in\_1+ обеспечивает низкие синфазные напряжения на его выходах – out\_1, out\_2. Именно это позволяет использовать сумматор на базе МОУ с относительно небольшими граничными напряжениями. Указанное является основным требованием к его архитектуре и определяет основную стратегию схемотехнического проектирования.

Как отмечалось ранее, мультидифференциальные свойства ОУ реализуются за счёт параллельной работы отдельных дифференциальных каскадов с токовым выходом, поэтому в структуре парафазного МОУ (рис. 5.12) использована дополнительная компенсирующая (следающая) связь, направленная на уменьшение коэффициента передачи синфазного напряжения [93]. Парафазный выход обеспечивается двумя идентичными по своей структуре промежуточным и выходным каскадами. Качественные показатели этих каскадов обеспечиваются цепями компенсации h-параметров p-n-p транзисторов в динамических нагрузках (см. п. 5.1). Дифференциальный сумматор (рис. 5.13) реализован на этих же каскадах и имеет только параметрические отличия, связанные с реализацией необходимого входного граничного напряжения, которое определяется не только дифференциальным выходным напряжением, но и ЭДС смещения, зависящей от  $U_{зи}$  входных PADJ транзисторов.

Рассматриваемый инструментальный усилитель реализует следующий дифференциальный коэффициент усиления:

$$K_d = (1 + \frac{R}{r}) K_c, (K_c = \frac{R_{u2}}{R_{u1}}), \quad (5.32)$$

где  $R_{u1}, R_{u2}$  – сопротивления истоковых цепей первого и второго каналов дифференциального сумматора.

Приведённое соотношение реализуется с погрешностью

$$\delta K_d = -2(1 + \frac{R}{r}) / \mu, \quad (5.33)$$

определяемой статическим коэффициентом усиления ( $\mu$ ) парафазного МОУ, следовательно, относительная нестабильность этого параметра

$$\delta K_d = \frac{K_d}{\mu} \cdot \delta \mu < \Theta_R, \Theta_r, \Theta_{R_{u2}}, \Theta_{R_{u1}} \quad (5.34)$$

в основном определяет максимальное значение  $K_d$ . Именно поэтому указанные выше особенности реализации отдельных каскадов парафазного МОУ, направленные на уменьшение погрешности  $\delta \mu$ , способствуют повышению  $K_d$ . Действительно, как это следует из (5.33) и (5.34), нестабильность

дифференциального коэффициента усиления будет определяться погрешностью сопротивлений цепи обратной связи ( $\Theta_R - \Theta_r$ ) и сопротивлений истоковых цепей сумматора ( $\Theta_{R_{u_2}} - \Theta_{R_{u_1}}$ ).

В отличие от ранее рассмотренного случая, дрейф нуля на выходах каждого плеча (out\_1, out\_2) будет зависеть не только от значения  $K_d$ , но и от  $\Delta U_{зи}$  входных транзисторов, поэтому диапазон линейности входных цепей сумматора необходимо увеличить на эту величину. Тогда

$$U_{др} \approx K_c \cdot E_{см}, \quad (5.35)$$

где  $E_{см}$  – ЭДС смещения нуля МОУ.

Реализуемый настоящей схемой коэффициент передачи синфазного напряжения

$$K_{сн} \approx 2 K_d \cdot K_{оссн} \cdot K_{оссн \text{ МОУ}} \quad (5.36)$$

может достигать небольших величин. Однако его значение всегда больше по сравнению с ранее рассмотренным случаем.

Результаты моделирования радиационно-стойкого инструментального усилителя на основе парафазного МОУ (рис. 5.11) при воздействии потока нейтронов, дозы радиации и диапазона температур для случаев, когда дифференциальный коэффициент усиления равен 60 дБ, представлены в табл. 5.7.

При анализе полученных результатов необходимо отметить:

1) возможность реализации дифференциального коэффициента усиления парафазного инструментального усилителя в относительно большом диапазоне – от 20 до 60 дБ;

2) высокий (не менее 125 дБ) коэффициент ослабления синфазного напряжения при любом реализуемом дифференциальном коэффициенте усиления;

3) низкое (не более 300 мкВ) напряжение дрейфа нуля, следовательно, учитывая, что уравнение для максимально допустимого напряжения дрейфа нуля для n-разрядного аналого-цифрового преобразователя, используемого в АЦ-интерфейсе, имеет вид:

$$U_{др} = \frac{E_0}{2^n}, \quad (5.37)$$

где  $E_0$  – опорное напряжение. Тогда, если  $E_0 = 2,5 \text{ В}$ ,  $n=12$ ,

$$U_{др} = \frac{2,5}{2^{12}} \leq 610 \text{ мкВ}. \quad (5.38)$$

Поэтому разработанный ИУ можно использовать в аналого-цифровом интерфейсе с 12-разрядным АЦП, реализуя запас по напряжению дрейфа нуля в  $\frac{1}{2}$  кванта младшего разряда;



Таблица 5.7

## Результаты моделирования ИУ

Воздействия	Параметры													
	К <sub>д</sub> , дБ	f <sub>гр_д</sub> , МГц	К <sub>сн</sub> , дБ	f <sub>гр_сн</sub> , кГц	U <sub>др</sub> , мкВ	f <sub>фчх</sub> , МГц	ν, В/мкс	t <sub>п</sub> , мкс	δ, В	U <sub>сн_вх</sub> , В	U <sub>д_вх_ин-</sub> , мВ	U <sub>д_вых_ин-</sub> , В	U <sub>д_вх_ин+</sub> , мВ	U <sub>д_вых_ин+</sub> , В
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
F <sub>н</sub> = 0, D=0, t° = 0	60	1,2	-156	0,008	-26,21	0,75	10	0,5	0,065	-5	-3,43	3,08	-1,2	-1,12
							10,5	0,5	0,1	5	1,4	-1,33	3,43	3,08
F <sub>н</sub> = 5·10 <sup>13</sup> н/см <sup>2</sup>	60	1,17	-158	0,003	-85,25	0,74	9,7	0,5	0,127	-5	-3,4	3,23	-1,4	-1,33
							9,7	0,5	0,175	5	1,4	-1,33	3,4	3,23
D = 100 крад	60	1,2	-156	0,008	-47,09	0,75	10	0,5	0,075	-5	-3,4	3,3	-1,4	-1,36
							0,6	0,5	0,113	5	1,4	-1,36	3,4	3,3
D = 500 крад	60	1,17	-157	0,004	-105,5	0,74	9,7	0,5	0,112	-5	-3,6	3,3	-1,4	-1,34
							10	0,5	0,154	5	1,4	-1,34	3,6	3,3
t° = -40 °С	60	1,48	-179	0,001	33,53	0,9	11,2	0,5	0,064	-4	-3,2	3,12	-1,6	-1,57
							2,5	0,5	0,098	4	1,6	-1,57	3,2	3,12
t° = +80 °С	60	1,05	-125	0,335	-181,5	0,65	9,1	0,6	0,072	-4	-3,2	3,17	-1,4	-1,36
							9,1	0,6	0,111	5	1,4	-1,36	3,2	3,17
F <sub>н</sub> = 5·10 <sup>13</sup> н/см <sup>2</sup> , D=500 крад, t° = -40 °С	60	1,4	-176	0,001	-184,4	0,85	11,2	0,5	0,180	-5	-3,43	3,08	-1,2	-1,12
							1,6	0,5	0,236	5	1,4	-1,33	3,43	3,08

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2$ , $D = 500 \text{ крад}$ , $t^\circ = +80 \text{ }^\circ\text{C}$	60	1,02	-125	0,115	-295,4	0,64	8,6	0,6	0,175	-5	-3,6	3,23	-1,4	-1,33
							8,7	0,6	0,228	3,5	1,4	-1,33	3,6	3,23

Примечание:  $\delta_{K_d}$  – погрешность дифференциального коэффициента усиления  $< 0,4 \%$ ;  $K_d$  – коэффициент усиления дифференциального сигнала;  $f_{гр\_д}$  – граничная частота  $K_d$ ;  $K_{сн}$  – коэффициент ослабления синфазного напряжения;  $f_{гр\_сн}$  – граничная частота  $K_{сн}$ ;  $U_{др}$  – напряжение дрейфа нуля усилителя;  $f_{фчх}$  – граничная частота (-45 град) ФЧХ при подаче дифференциального сигнала;  $v$  – скорость нарастания импульса по положительному и отрицательному фронтам;  $t_{п}$  – длительность переходного процесса;  $U_{сн\_вх}$  – входные граничные напряжения при подаче синфазного сигнала;  $U_{д\_вх\_ин-}$  и  $U_{д\_вых\_ин-}$  – входные и выходные граничные напряжения (соответственно) при подаче дифференциального сигнала на отрицательный вход усилителя;  $U_{д\_вх\_ин+}$  и  $U_{д\_вых\_ин+}$  – входные и выходные граничные напряжения (соответственно) при подаче дифференциального сигнала на положительный вход усилителя;  $E_{п}$  – напряжения питания  $\pm 5V$ ;  $I_{п}$  – токи потребления 40 мА;  $\delta$  – погрешность величины импульса в единицах (величина выходного напряжения 2,5 В), обусловленная погрешностью изменения статического коэффициента усиления  $(- +)$  – на каждый вход ИУ подаётся синфазное напряжение по 2,5 В.

4) относительно большую скорость нарастания выходного импульса (при максимальном  $K_d = 60$  дБ не менее 8,5 В/мкс) при небольшом времени переходного процесса  $t_p \leq 0,5$  мкс;

5) погрешность реализации дифференциального коэффициента передачи определяется влиянием статического коэффициента усиления:

$$S_{\mu}^{K_d} = 1 - \frac{\mu}{\mu + K_{ди}} = \frac{K_{ди}}{\mu + K_{ди}} \approx \frac{K_{ди}}{\mu}; \quad (5.39)$$

$$\frac{\Delta K_d}{K_d} = S_{\mu}^{K_d} \cdot \frac{\Delta \mu}{\mu}; \quad (5.40)$$

$$K_{max} = \frac{\Delta K_d / K_d \cdot \mu}{\Delta \mu / \mu}. \quad (5.41)$$

Следует отметить, что для устранения этого влияния необходимо и достаточно настроить соответствующим образом резисторы в цепях ОС;

б) предельные значения дифференциального напряжения на входе инструментального усилителя составляют  $\pm 1$  В.

Таким образом, разработанный радиационно-стойкий инструментальный усилитель на основе парафазного мультидифференциального операционного усилителя и сумматора на базе МОУ обладает высокими качественными показателями под воздействием гаммы дестабилизирующих факторов – потока нейтронов, дозы радиации и температуры – и практически не уступает двухканальному инструментальному усилителю на МОУ. Кроме того, необходимо отметить существенное (в 2,5 раза) уменьшение потребления тока ( $I_{\pi} = \pm 40$  мА).

Полученные результаты проектирования различных типов инструментальных усилителей для техники АБМК позволяют в практическом отношении решить важную задачу. Как показывают компонентные затраты на реализацию предложенных МОУ, достаточно использовать только три слоя металлизации БМК. Универсальность этих активных элементов позволяет более рационально применить четвёртый слой, который может обеспечить их коммутацию под конкретную задачу потребителя и, следовательно, реализовать любую систему преобразования аналоговых сигналов чувствительных элементов.

Именно поэтому для создания специализированных ИУ необходимо пересмотреть базовую архитектуру, сохранив при этом основное свойство двухканальной структуры – независимость дрейфа нуля от реализуемого коэффициента усиления. Именно такая задача и решается в следующем подразделе.

### 5.3. Импульсно-потенциальный АЦП

Создание смешанных систем на кристалле (СнК), обеспечивающих в конечной РЭА её взаимодействие с внешними источниками непрерывных сообщений, предполагает построение для конкретных технологий аналого-цифровых интерфейсов, осуществляющих полный цикл преобразования аналоговых сигналов сенсорных элементов. Традиционный даже для мирового лидера (Texas Instruments) подход связан с воспроизведением в отдельных узлах таких сложно-функциональных блоков (СФ блоки СнК) традиционных этапов синфазного согласования, масштабирования дифференциальных составляющих, ограничения спектра частот и аналого-цифровое преобразование. Однако обеспечение даже невысокой точности преобразования требует применения большого числа прецизионных резистивных, ёмкостных и полупроводниковых компонентов. Именно поэтому необходимость мультиплексирования отдельных каналов существенно уменьшает производительность СнК на этапе ввода и АЦ-преобразования. В настоящей работе рассмотрено решение указанной задачи на базе принципа частотного (импульсного) преобразования исходных физических величин [98].

Для решения задачи адаптивного управления в рамках принципа самоорганизующихся оптимальных регуляторов с экстраполяцией в работе [98] предложена архитектура смешанных СнК с многоканальным параллельным вводом непосредственно в область оперативной памяти собственно процессора цифровых данных, а в работе [99] – структура аналого-цифровых интерфейсов импульсно-потенциального типа, обеспечивающих указанный выше цикл преобразования с оценкой производной измеряемой величины.

Потенциально высокие метрологические характеристики объясняются тем, что абсолютная погрешность такого вида преобразования определяется периодом колебаний тактового генератора, тогда как влияние  $E_{оп}$  и прочих параметров элементов устраняется за счёт вычисления длительности паузы, которая является служебным параметром и корректирует результаты преобразования на основном шаге. В этом случае длительность преобразования удваивается по сравнению с обычным АЦП последовательного приближения. Однако максимальная частота тактовых импульсов традиционных преобразователей определяется не быстродействием цифровой схемы пересчёта, а длительностью переходных процессов в ЦАП и длительностью фронта аналогового компаратора. Именно поэтому максимальная частота тактовых импульсов для существующих технологий (0,18–0,25 мкм) в импульсно-потенциальных АЦП в 7–10 раз больше по сравнению с АЦП поразрядного уравнивания.

Существенное повышение точности вычисления при одновременном упрощении аналоговых портов ввода и преобразования аналоговых величин возможно при пересмотре принципа АЦ-преобразования, когда используется жёсткая корреляция опорных источников (баз сравнения). На рис. 5.14 приведена архитектура контроллера смешанной СнК, ориентированная на обработку сигналов импульсных датчиков [99].

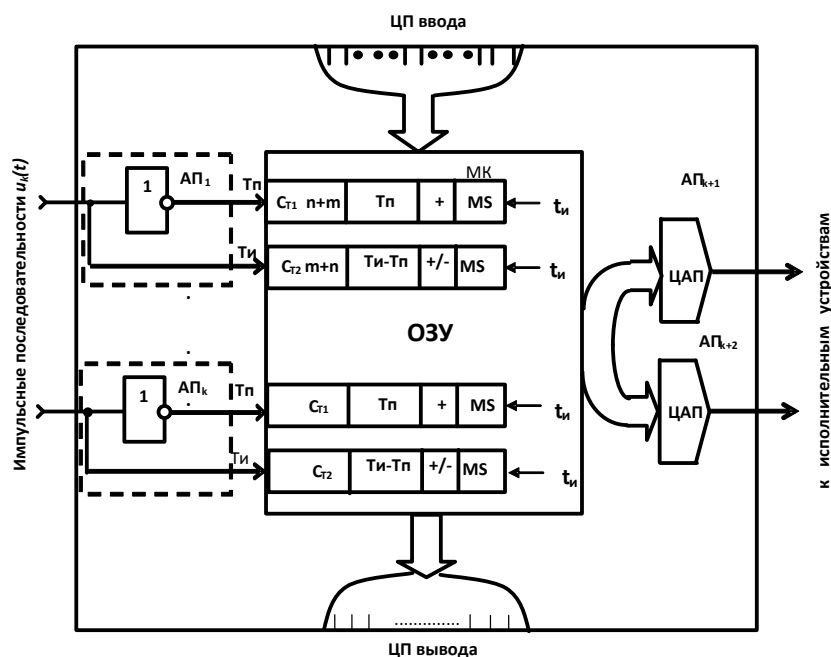


Рис. 5.14. Архитектура SoC-контроллера для датчиков импульсного типа

В этом случае преобразование длительности паузы ( $T_n$ ) и длительности импульса ( $T_i$ ) в цифровой код осуществляется в счётчиках  $C_{t1}$  и  $C_{t2}$  разрядности  $n+m$  с методической погрешностью, определяемой периодом тактовых импульсов ( $2t_{и}$ ) кварцевого генератора. При этом из структуры порта ввода ( $AP_k$ ) исключаются собственно АЦП и ограничитель спектра входного аналогового сигнала. Потенциально высокая точность преобразования достигается низкой погрешностью  $T_n$  и  $T_i$ , вызванной действием параметров аналоговых компонентов схемы импульсного преобразователя. Важным свойством такой структуры является возможность прямого доступа к памяти контроллера при любом числе входных каналов, а также их параллельная работа вместе с МК [99].

Повышение точности АЦ-преобразования в анализируемой структуре (рис. 5.14) достигается интегрированием измеряемого напряжения  $e_x(t)$  на интервале формирования отрицательного импульса компаратора напряжения  $u_k(t)$  (рис. 5.15) [99].


$$t_0 = \tau(U^+k/E_{on} + e_0(1+k)/E_{on}), \quad (5.42)$$
$$T_n = \tau \cdot k \cdot \frac{U^- + U^+}{e_v(t) + E_{on}}, \quad (5.43)$$
$$\mathbf{e}_x(t) = \mathbf{e}_{x0} + \mathbf{V} \cdot t, \quad (5.44)$$
$$\mathbf{e}_x(t) = \mathbf{e}_x(t_1) = \mathbf{e}_x(t_0 + T_n/2). \quad (5.45)$$

Этап формирования положительного импульса  $\{t_2, t_3\}$  обеспечивает восстановление начальных условий (5.42), необходимых для измерения  $e_x(t)$  и позволяет осуществить коррекцию результатов преобразования. Действительно,

$$T_u = \tau \cdot k \cdot \frac{U^- + U^+}{E_{on}}, \quad (5.46)$$

поэтому, как это следует из (5.43) и (5.46),

$$T_n = T_u \frac{E_{on}}{e_x(t) + E_{on}}, \quad e_x(t) = \frac{T_u - T_n}{T_n} E_{on}. \quad (5.47)$$

В импульсно-потенциальных АЦ-преобразователях [99] физическая величина  $x(t)$  посредством коэффициента преобразования чувствительного элемента ( $K_n$ ) и опорного напряжения ( $E_{on}$ ) преобразуется в переменное напряжение  $e_x(t)$  и длительность импульсов ( $m(x, E_{on})$ ), которые непосредственно счётчиком преобразуются в двоичный код  $\bar{X}$ .

Таким образом, жёсткая корреляция длительности импульсов на каждом периоде ( $T = T_n + T_n = t_3 - t_0$ ) позволяет практически исключить влияние пассивных элементов на точность АЦ-преобразования при условии, что параметры ( $E_{on}$  и  $T_n$ ) остаются постоянно на промежутке преобразования.

Для определения погрешности необходимо провести оценку чувствительности ко временным интервалам. Структура соотношения (5.47) показывает, что чувствительность определяется следующим соотношением:

$$S_{T_u}^{e_x} = -S_{T_n}^{e_x} = T_n / (T_u - T_n), \quad (5.48)$$

поэтому условие  $m > n$  является обязательным. Приведённое соотношение показывает, что преобразование «малых» величин  $e_x(t)$  сопровождается увеличением чувствительности (5.48) и, следовательно, погрешности вычисления. Для повышения точности в структуре ОЗУ МК (рис. 5.14) счётчик  $Ст_2$  необходимо реализовать в двухканальном варианте, причём один из каналов должен работать в реверсивном режиме. Перевод счётчика из режима суммирования в режим вычитания осуществляется отрицательным фронтом  $u_k(t)$ . Тогда в первом канале счётчика фиксируется длительность  $T_n$ , а во втором –  $T_n - T_n$ . В этом случае

$$S_{T_u - T_n}^{e_x} = -S_{T_u}^{e_x} = 1, \quad (5.49)$$

поэтому вычисление  $e_x(t)$  не сопровождается увеличением погрешности, которая сохраняет своё методическое значение ( $2t_u$ ).

Истинные значения измеряемой величины находятся на середине длительности паузы (2.4), поэтому при необходимости можно произвести оценку или вычисление производных измеряемых величин. Действительно,

$$\dot{e}_x(t_c) = (e_x(t_4) - e_x(t_1)) / (t_4 - t_1), \quad (5.50)$$

где  $t_c = t_1 + (t_4 - t_1)/2$ .

Преобразование длительностей указанных импульсов в двоичный код осуществляется счётчиками Ст1 и Ст2, при этом абсолютная погрешность преобразования и в первом, и во втором случаях определяется периодом ( $2t_u$ ) генератора тактовых импульсов (ГТИ):

$$\Delta T_u = -2t_u, \quad \Delta T_n = -2t_u \quad (5.51)$$

и является «односторонней». Относительная погрешность преобразования  $T_n$  и  $T_u$  определяется разрядностью используемых двоичных счётчиков  $n$  и  $m$ :

$$T_u = 2^m \cdot 2t_u, \quad T_{n\max}(e_{x\min}) = 2^n \cdot 2t_u, \quad T_{n\min}(e_{x\max}) = 2^q \cdot 2t_u, \quad (5.52)$$

где  $q$  – число используемых разрядов Ст1, соответствующих максимальной величине измеряемого напряжения.

К систематической составляющей погрешности также можно отнести гистерезис компаратора напряжения. Как показывает анализ схемы (рис. 5.16), влияние этого фактора на длительность паузы и импульса определяется из следующего соотношения:

$$\Delta T_u = (1+k)\tau \frac{\Delta U_k^+ - \Delta U_k^-}{E_{on}}; \Delta T_n = (1+k)\tau \frac{\Delta U_k^+ - \Delta U_k^-}{E_{on} + e_x(t)}, \quad (5.53)$$

где  $\Delta U_k^-$  и  $\Delta U_k^+$  – пороговые напряжения аналогового компаратора.

Рассматриваемая структура (рис. 5.16) с коммутатором на МОУ позволяет минимизировать дрейф нуля, который непосредственно влияет на погрешность измерения. Из соотношения (5.47) следует, что конечные приращения  $\Delta E_1$  и  $\Delta E_2$  приводят к следующей оценке погрешности измерения:

$$\frac{\Delta e_x}{e_x} = \frac{\Delta E_1}{E_{on}} + \frac{\Delta E_2}{E_{on} + e_x}, \quad (5.54)$$

где  $\Delta E_1$ ,  $\Delta E_2$  – приведённые ко входу ЭДС смещения нуля МОУ в рассматриваемых режимах работы.

Таким образом, вытекающие из (5.54) требования являются типовыми:

$$\frac{\Delta E_1}{E_{on}} < \frac{1}{2^m}, \quad \frac{\Delta E_2}{E_{on} + e_x} < \frac{1}{2^n}. \quad (5.55)$$

Измерение производных «малых» величин характеризуется большой погрешностью. Действительно,

$$S_{T_{n_i}}^{\dot{e}_x} = (b_i + 2b_{i+1} + 2 - c_i \cdot b_{i+1})/A, \quad (5.56)$$

$$S_{T_{n_{i+1}}}^{\dot{e}_x} = (2b_i + b_{i+1} + 2 - c_i \cdot b_i)/A, \quad (5.57)$$

$$S_{T_u}^{\dot{e}_x} = (T_{n_i} + T_{n_{i+1}})/(T_{n_i} + T_{n_{i+1}} + 2T_u), \quad (5.58)$$

где  $b_i = T_{n_i}/T_u$ ;  $b_{i+1} = T_{n_{i+1}}/T_u$ ;  $c_{i+1} = T_{n_{i+1}}/T_{n_i}$ ;  $A = (1 + c_{i+1}) \cdot (b_i + b_{i+1} + 2)$ .



Поэтому

$$\frac{\Delta \dot{e}_x}{\dot{e}_x} = \sqrt{\left( S_{T_{n_i}}^{\dot{e}_x} \cdot \frac{\Delta T_{n_i}}{T_{n_i}} \right)^2 + \left( S_{T_{n_{i+1}}}^{\dot{e}_x} \cdot \frac{\Delta T_{n_{i+1}}}{T_{n_{i+1}}} \right)^2 + \left( S_{T_u}^{\dot{e}_x} \cdot \frac{\Delta T_u}{T_u} \right)^2}. \quad (5.59)$$

Потенциально высокие метрологические качества импульсно-потенциальных АЦП требуют специального подхода к схемотехническому проектированию его базовых узлов. Взаимосвязь интервалов (5.43) и (5.46) невозможна в первую очередь без высококачественных проходных ключей. Для современного этапа развития технологии полупроводниковых компонентов наиболее эффективное решение проблемы осуществляется на базе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) [100], когда дифференциальные входы 1 и 2 (рис. 5.16) используются автономно в режиме интегрирования  $E_{оп}$ , ( $S=1$ ) или  $-(e_x(t)+E_{оп})$ , ( $S=0$ ).

При взаимодействии рассматриваемого АЦП с чувствительными элементами (сенсорами) резистивного типа (разновидность измерительного моста) можно указанным на рис. 5.17 способом существенно уменьшить требования к стабильности  $E_{оп}$ . В этом случае знак  $e_x(t)$  реализуется инвертирующим подключением инструментального усилителя (ИУ), обеспечивающего масштабирование дифференциального напряжения измерительного моста (ИМ). Тогда

$$e_x(t) = -E_{оп} K K_{\pi} X, \quad (5.60)$$

где  $K$  – дифференциальный коэффициент усиления ИУ;  $K_{\pi}$  – коэффициент преобразования ИМ;  $X$  – измеряемый физический параметр. Тогда, как это видно из (5.47) и (5.60),

$$X = \frac{T_{\pi}}{T_{\pi}} / K K_{\pi}. \quad (5.61)$$

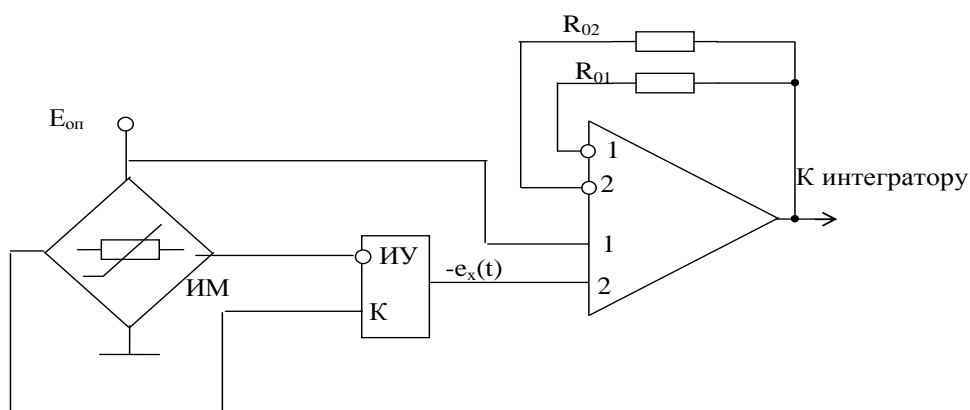


Рис. 5.17. Взаимодействие чувствительного элемента с АЦП

В этом случае численное значение  $E_{\text{оп}}$  должно быть достаточно для обеспечения нормального режима работы чувствительного элемента и должно сохраняться неизменным (стабильным) только на интервале полного цикла преобразования  $T_{\text{п}} + T_{\text{и}}$ . Такой выбор  $E_{\text{оп}}$  определяет и численное значение коэффициента усиления ИУ. Совместное решение соотношений (5.52) и (5.60) приводит к следующему неравенству:

$$K \leq \left( \frac{E_{\text{оп}}}{\sigma_0} \right) / 2^{2n} K_{\text{п}} X_{\text{min}}, \quad (5.62)$$

где  $\sigma_0$  – интенсивность белого шума.

Таким образом, полученные дополнительные условия являются непротиворечивыми и позволяют в рамках конкретных технологий при правильной схемотехнической реализации решить общесистемную задачу создания соответствующих СФ блоков.

Как следует из (5.47) и (5.61), определение числового значения измеряемой величины связано с выполнением операций деления длительностей временных интервалов  $T_{\text{и}}$  и  $T_{\text{п}}$ . Другие нормирующие величины являются константами и при правильной организации системы в целом могут быть реализованы процедурой сдвига этого результата. Такая особенность построения интерфейса в целом накладывает определённые ограничения на архитектуру программируемого ядра СнК. В общем случае здесь возможны следующие базовые подходы к решению этой задачи. Во-первых, в системах автоматического управления можно указать функциональные особенности определения реальных параметров, включить алгоритм формирования закона управления и в ряде случаев в конечном итоге заменить процедуру деления на операцию умножения номинала на константу. Во-вторых, в системах диагностики реального масштаба времени программируемое ядро СнК в любом случае должно содержать блок аналогового умножения, который может быть модифицирован и для решения обусловленной задачи. Наконец, одной из важных тенденций развития смешанных СнК является формирование в их архитектуре специальных аппаратных модулей, представляющих собой зоны ПЛИС и ПЛМ. Именно поэтому в зависимости от характера решаемой РЭА задача процедуры деления  $T_{\text{и}}$  и  $T_{\text{п}}$  может быть реализована аппаратно специальным модулем, созданным пользователем в рамках этих модулей. Пример решения такой задачи рассмотрен в работе [101].

В случае применения радиационно-стойкого АБМК возможно обеспечить следующие диапазоны основных параметров узлов АЦП при воздействии основных дестабилизирующих факторов:

- частота единичного усиления ( $f_1$ ) от 2 до 100 МГц, дальнейшее увеличение этого параметра связаны с более высоким энергопотреблением;

- статический коэффициент усиления изменяется от 60 до 80 дБ, но этого диапазона недостаточно для обеспечения высокой точности АЦ-преобразования, поэтому его следует увеличить до 120 дБ, вследствие чего появляется схемотехническая задача для создания активных элементов, обеспечивающих необходимый статический коэффициент усиления;
- напряжения гистерезиса от 50 мкВ до 5 мВ;
- ЭДС смещения в диапазоне 0,1–5 мВ;

Полученные требования и рекомендации к проектированию базовых узлов АЦП позволяют решать задачу их схемотехнического проектирования на базе компонентов радиационно-стойкого АБМК.

Так, аналоговый мультиплексор должен обеспечивать:

- идентичность каналов, которая формирует только систематическую ошибку;
- исключать режим насыщения для повышения предельной частоты тактовых сигналов и увеличение достигаемой разрядности;
- характеризоваться низким ( $< 50$  мкВ) ЭДС смещения.

Решение этой задачи осуществляется в рамках управляемых током мультидифференциальных ОУ.

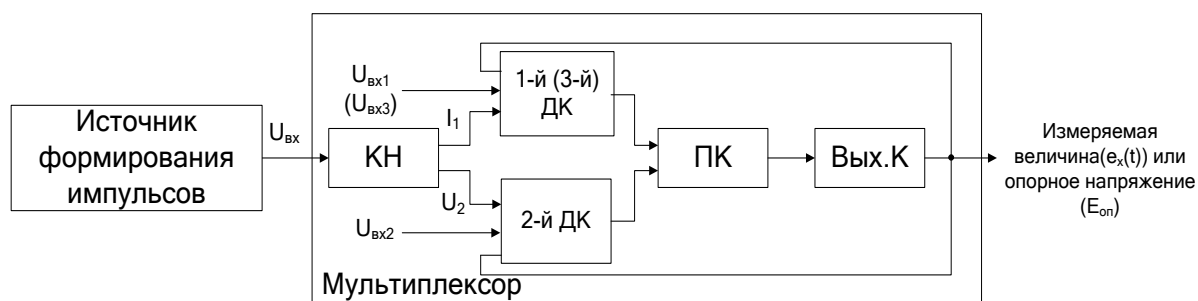


Рис. 5.18. Структурная схема аналогового мультиплексора

АМ состоит из 5 основных частей (рис. 5.15): компаратор напряжения (КН), 2 (или более) дифференциальных каскада (ДК), промежуточный (ПК) и выходной (Вых.К) каскад. В представляемом мультиплексоре 3-й канал будет использоваться для вычисления производной измеряемой величины, следовательно, характеристики 1-го и 3-го каналов будут эквивалентны. Принципиальная схема на базе компонентов радиационно-стойкого АБМК показана на рис. 5.15 [102]. Результаты моделирования схемы в среде OrCad с учётом дестабилизирующих факторов приведены в табл. 5.8.

Таблица 5.8

### Параметры АМ

№ схемы	Параметры											
	$K_1$ , дБ	$K_2$ , дБ	$f_{пр}$ , МГц	$V_1$ , В/мкс	$V_2$ , В/мкс	$K_{12}$ , дБ	$K_{21}$ , дБ	$E_{см1}$ , мВ	$E_{см2}$ , мВ	TEMP, °C	$F_n$ , н/м <sup>2</sup>	Dg, рад
Рис. 2.2	0	0	47,8	17	17	-169	-169	-0,035	-0,035	27	0	100
	0	0	54,7	12,7	12,7	-169	-169	8,13	8,13	-40	0	100
	0	0	42,6	19,2	19,2	-166	-166	-8,5	-8,5	80	0	100
	0	0	47,8	17	17	-169	-169	-0,058	-0,058	27	$10^{16}$	100
	0	0	47,7	17	17	-169	-169	-0,27	-0,27	27	$10^{17}$	100
	0	0	47	16,9	16,9	-166	-166	1,3	1,3	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
	0	0	47,8	17	17	-169	-169	-0,1	-0,1	27	0	$10^5$
	0	0	47,6	16,9	16,9	-169	-169	-0,32	-0,32	27	0	$3 \cdot 10^5$
	0	0	47,6	16,9	16,9	-169	-169	-0,32	-0,32	27	0	$5 \cdot 10^5$
	0	0	53,2	12,7	12,7	-167	-167	6,9	6,9	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
	0	0	41,6	19,2	19	-165	-165	-10,7	-10,7	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$

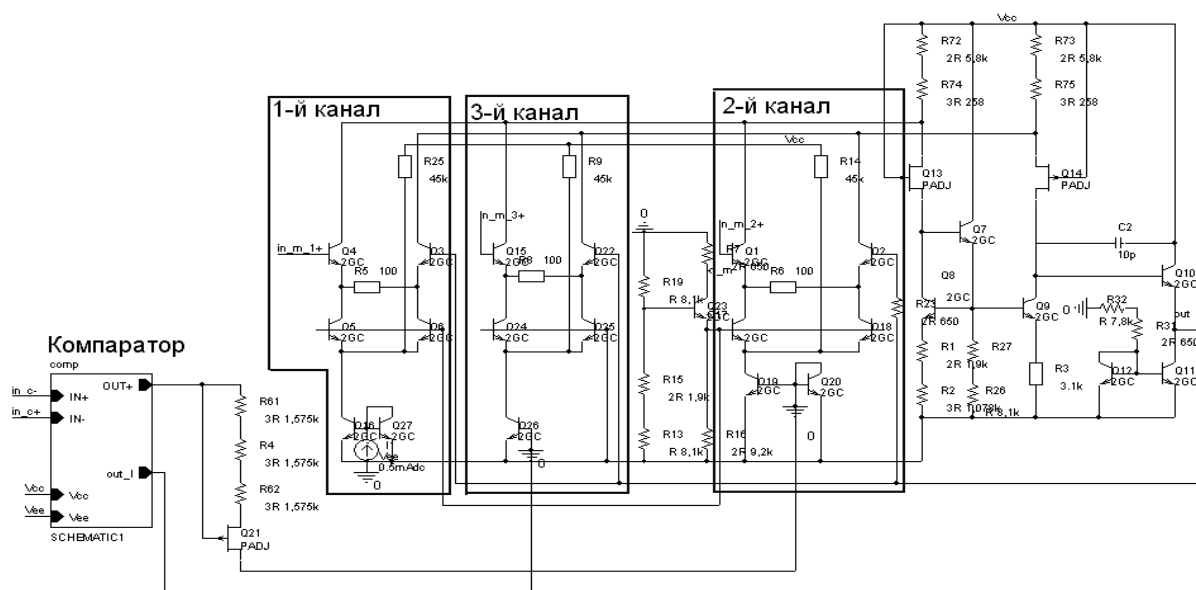


Рис. 5.19. Принципиальная схема аналогового управляемого компаратором напряжения мультиплексора

Принципиальная схема интегратора на базе компонентов АБМК приведена на рис. 5.20.

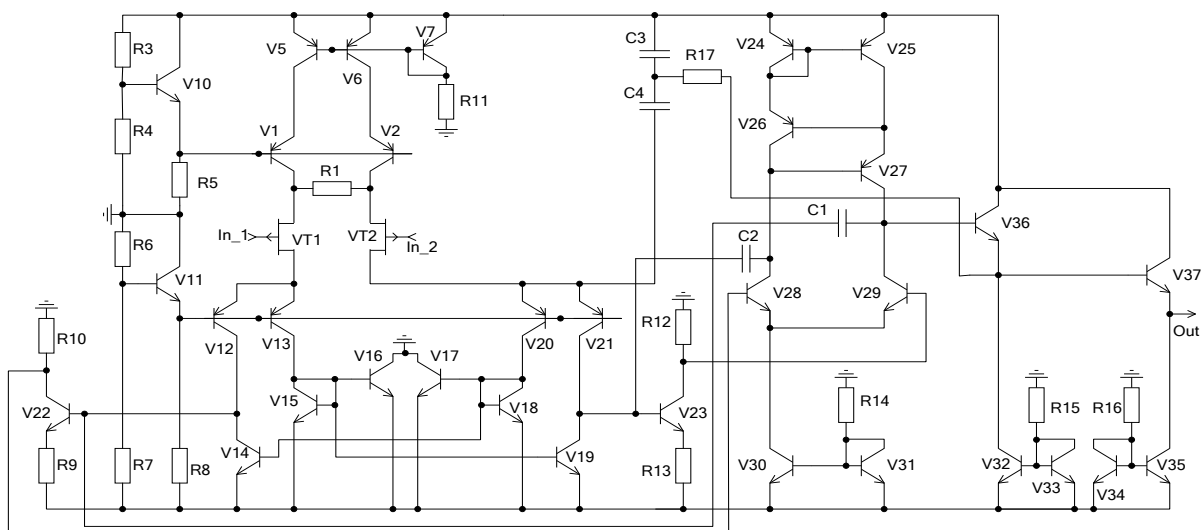


Рис. 5.20. Принципиальная схема ОУ интегратора

Представленная схема обладает неким законченным видом (включены реальные источники тока и источники опорного напряжения) и будет исследована методом Монте-Карло (технологический разброс номиналов параметров – 5 %). Результаты анализа методом Монте-Карло показаны на рис. 5.21–5.25. Результаты моделирования схемы (рис. 5.20) при воздействии различных дестабилизирующих факторов сведены в табл. 5.9.

Таблица 5.9

### Сравнительная характеристика ОУ

Кд, дБ	$F_{гр\_д}$ , кГц	$f_i$ , МГц	$K_{сн}$ , дБ	$F_{гр\_сн}$ , кГц	$K_{сн} \cdot F_{гр\_сн}$ , ГГц	$U_{вых}$ , мкВ	$U_d$ , В	$U_{сн}$ , В	TEMP, °C	$F_n$ , н/м <sup>2</sup>	Dg, рад	$I_0$ , мА
84	0,205	5,8	-126	0,265	0,5	14	-2,2	-4,4	27	0	100	2,5
		5,0	-120	0,572	0,6	-76			-40			2,6
		6,3	-128	0,183	0,5	51			65			2,5
		5,8	-126	0,265	0,5	9	2	5	27	$10^{16}$		2,5
83	0,23	5,4	-122	0,4	0,5	-42				$10^{17}$	100	2,5
75	0,47	3,7	-104	2,05	0,3	-630				$10^{18}$		2,2
82	0,23	5,2	-120	0,522	0,5	-112				0	$10^5$	2,4
79	0,295	3,9	-110	1,21	0,4	-543	-2	-1,2			$3 \cdot 10^5$	2,2
							2	5			$5 \cdot 10^5$	
72	0,425	2,2	-112	0,572	0,2	1600	-1,9	-1			$10^6$	2
							2	5				

Следует отметить, что схема обладает достаточно стабильными характеристиками при различных воздействиях, а также низким дрейфом нуля, повышенным энергопотреблением и достаточным запасом устойчивости (68,5°).

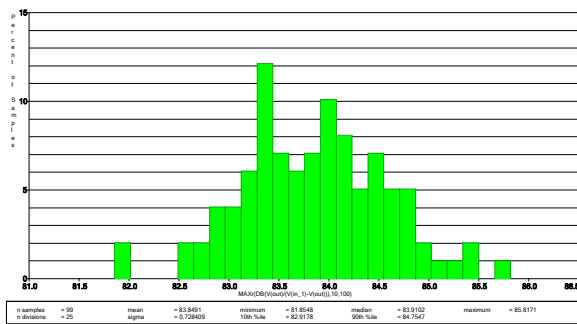


Рис. 5.21. Гистограмма дифференциального коэффициента ОУ при анализе методом Монте-Карло

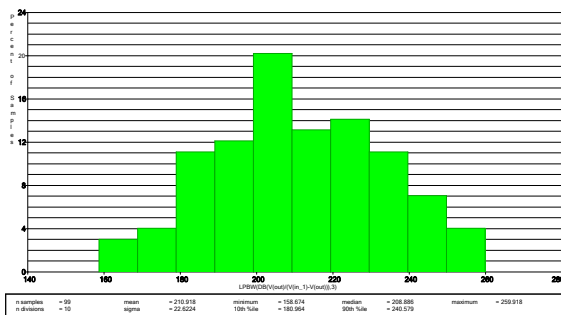


Рис. 5.22. Гистограмма граничной частоты дифференциального коэффициента ОУ при анализе методом Монте-Карло

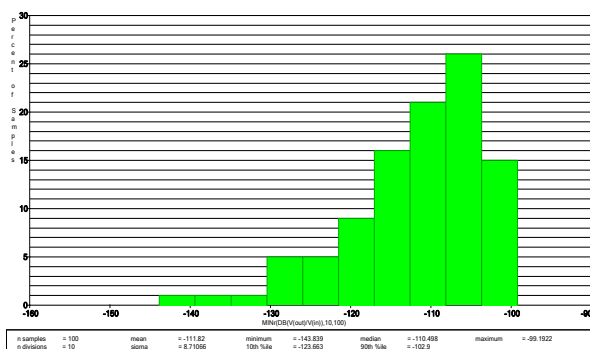


Рис. 5.23. Гистограмма коэффициента передачи синфазного напряжения ОУ (рис. 5.14) при анализе методом Монте-Карло

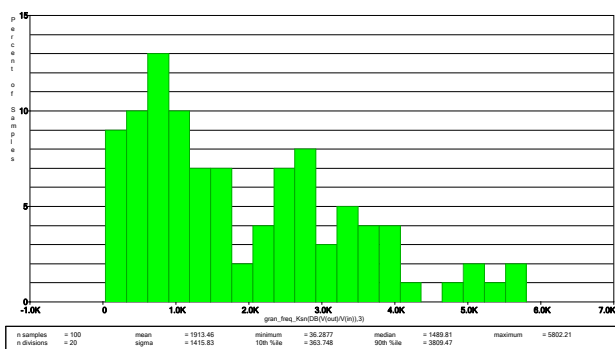


Рис. 5.24. Гистограмма граничной частоты коэффициента передачи синфазного напряжения ОУ при анализе методом Монте-Карло

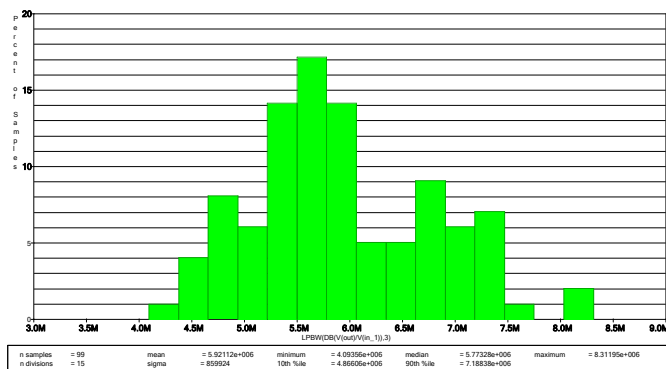


Рис. 5.25. Гистограмма частоты единичного усиления ОУ при анализе методом Монте-Карло

Принципиальная схема аналогового компаратора (рис. 5.26) характеризуется высоким быстродействием, отсутствием гистерезиса. Количество управляющих источников тока на КН ограничено лишь количеством каналов на АМ.

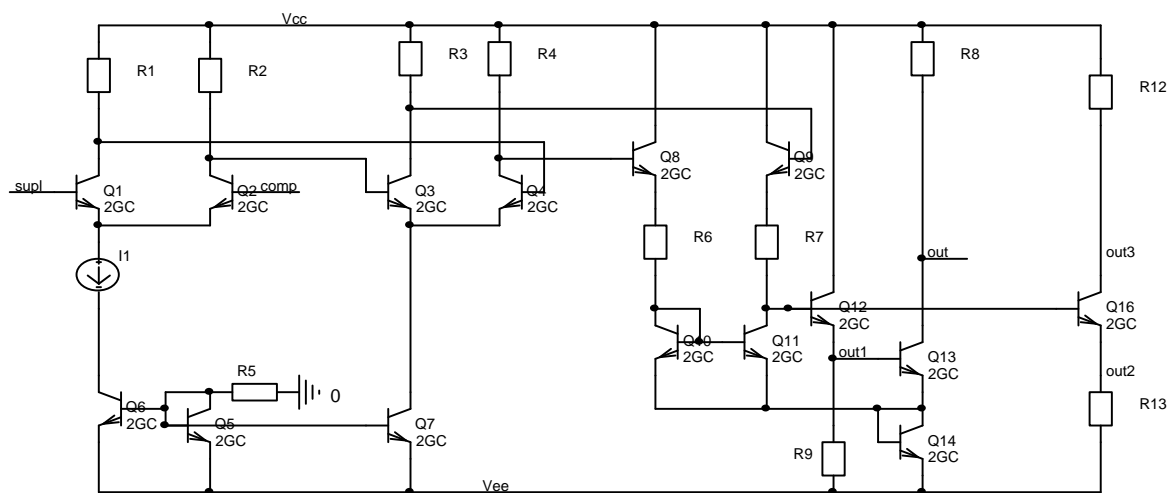


Рис. 5.26. Принципиальная схема компаратора напряжения

Принципиальная схема АЦП, воспроизводящая рассмотренную ранее структуру, приведена на рис. 5.27. На рис. 5.28 показана временная диаграмма работы АЦП его базовых узлов, а результаты моделирования АЦП при воздействии различного рода дестабилизирующих факторов сведены в таблице 5.10 (измерение постоянной величины) и табл. 5.11 (измерение синусоидального сигнала).

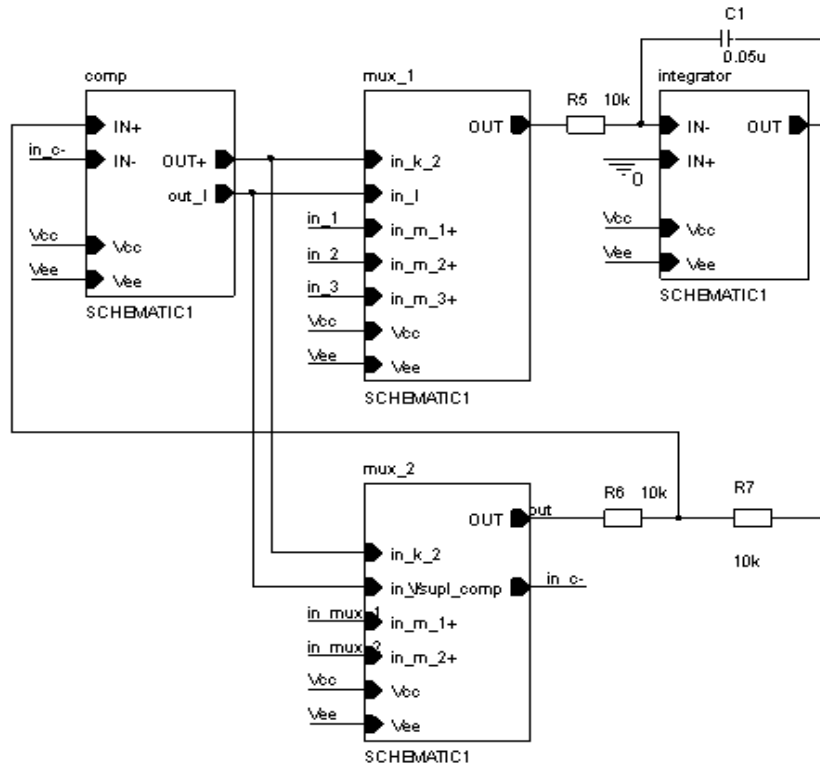


Рис. 5.27. Принципиальная схема АЦП импульсно-потенциального типа в среде PSpice

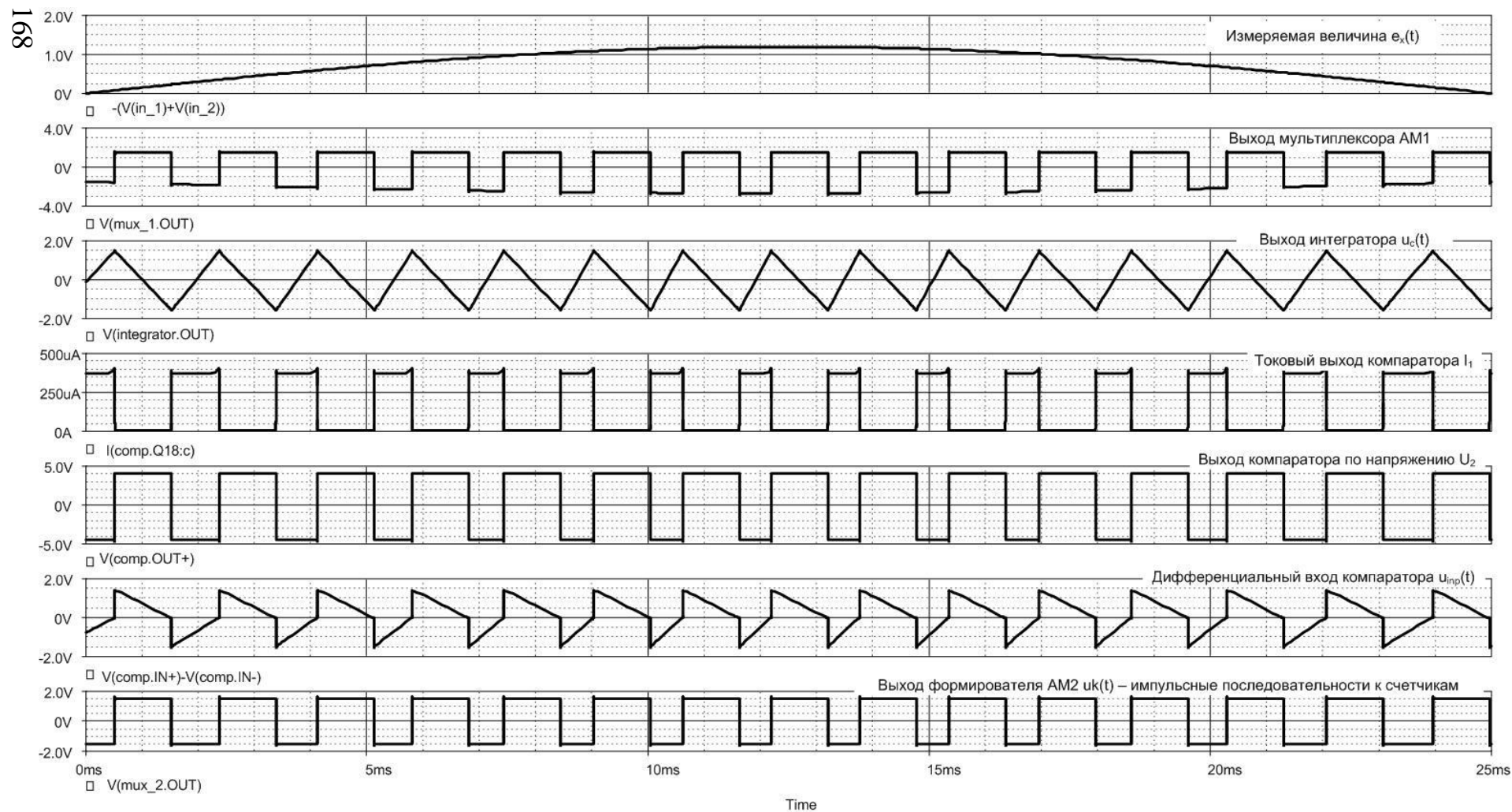


Рис. 5.28. Временная диаграмма работы импульсно-потенциального АЦП на базе компонентов радиационно-стойкого АБМК



Таблица 5.10

Измерение постоянной величины ( $E_{оп} = 1,5 \text{ В}$  и  $t_n = 50 \text{ нс}$ )

$T_{и},$ мс	$T_{п},$ мс	$e_{x0},$ В	$e_x,$ В	$\delta e_x,$ %	TEMP, °C	$F_n,$ н/м <sup>2</sup>	Dg, рад
1	2	3	4	5	6	7	8
1,0101	1,0095	0	$8,91 \cdot 10^{-4}$	-	27	0	100
1,01	0,8655	0,25	0,25043	<b>0,173</b>	27	0	100
1,01	0,75735	0,5	0,5004	<b>0,079</b>	27	0	100
1,0101	0,6733	0,75	0,75033	<b>0,045</b>	27	0	100
1,0101	0,606	1	1,0002	<b>0,025</b>	27	0	100
1,0101	0,551	1,25	1,2498	<b>0,015</b>	27	0	100
1,01005	0,505	1,5	1,5001	<b>0,01</b>	27	0	100
1,0098	1,0105	0	$1,04 \cdot 10^{-3}$	-	-40	0	100
1,00985	0,8664	0,25	0,24836	<b>-0,662</b>	-40	0	100
1,00995	0,7581	0,5	0,49832	<b>-0,338</b>	-40	0	100
1,0099	0,67395	0,75	0,74772	<b>-0,305</b>	-40	0	100
1,00995	0,6067	1	0,99699	<b>-0,302</b>	-40	0	100
1,00995	0,55155	1,25	1,2467	<b>-0,267</b>	-40	0	100
1,0099	0,5056	1,5	1,4961	<b>-0,258</b>	-40	0	100
1,0097	1,00845	0	$1,86 \cdot 10^{-3}$	-	65	0	100
1,0096	0,86455	0,25	0,25166	<b>0,661</b>	65	0	100
1,0096	0,7565	0,5	0,50185	<b>0,369</b>	65	0	100
1,0097	0,6726	0,75	0,75178	<b>0,237</b>	65	0	100
1,00955	0,60545	1	1,0012	<b>0,115</b>	65	0	100
1,0096	0,5505	1,25	1,251	<b>0,076</b>	65	0	100
1,0096	0,5041	1,5	1,5042	<b>0,277</b>	65	0	100
1,01	1,0096	0	$5,94 \cdot 10^{-4}$	-	27	$10^{16}$	100
1,01	0,8655	0,25	0,25043	<b>0,173</b>	27	$10^{16}$	100
1,01	0,7574	0,5	0,50026	<b>0,053</b>	27	$10^{16}$	100
1,01	0,67325	0,75	0,75028	<b>0,037</b>	27	$10^{16}$	100
1,01	0,60605	1	0,99979	<b>-0,021</b>	27	$10^{16}$	100
1,01005	0,551	1,25	1,2497	<b>-0,025</b>	27	$10^{16}$	100
1,01005	0,505	1,5	1,5001	<b>0,01</b>	27	$10^{16}$	100
1,01005	1,0094	0	$9,66 \cdot 10^{-4}$	-	27	$10^{17}$	100
1,01	0,8654	0,25	0,25064	<b>0,254</b>	27	$10^{17}$	100
1,01	0,7573	0,5	0,50053	<b>0,106</b>	27	$10^{17}$	100
1,01	0,6733	0,75	0,75011	<b>0,015</b>	27	$10^{17}$	100
1,01	0,606	1	1	<b>0</b>	27	$10^{17}$	100
1,01005	0,5509	1,25	1,2502	<b>0,015</b>	27	$10^{17}$	100
1,0101	0,505	1,5	1,5003	<b>0,02</b>	27	$10^{17}$	100

Окончание табл. 5.10

1	2	3	4	5	6	7	8
1,0101	1,0092	0	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0101	0,8652	0,25	0,25121	<b>0,483</b>	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0102	0,7571	0,5	0,50145	<b>0,29</b>	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0101	0,67315	0,75	0,75084	<b>0,111</b>	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0101	0,6059	1	1,0007	<b>0,066</b>	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0102	0,5509	1,25	1,2506	<b>0,047</b>	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0102	0,5049	1,5	1,5012	<b>0,079</b>	27	$5 \cdot 10^{17}$	100
1,0099	1,00955	0	$5,2 \cdot 10^{-4}$	-	27	0	$10^5$
1,0099	0,86555	0,25	0,25016	<b>0,064</b>	27	0	$10^5$
1,0099	0,7575	0,5	0,4998	<b>-0,04</b>	27	0	$10^5$
1,0099	0,67335	0,75	0,74972	<b>-0,037</b>	27	0	$10^5$
1,01	0,606	1	1	<b>0</b>	27	0	$10^5$
1,01	0,551	1,25	1,2495	<b>-0,036</b>	27	0	$10^5$
1,01	0,5049	1,5	1,5006	<b>0,04</b>	27	0	$10^5$
1,0096	1,0098	0	$2,97 \cdot 10^{-4}$	-	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,86575	0,25	0,24941	<b>-0,237</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,7576	0,5	0,49914	<b>-0,172</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0096	0,6736	0,75	0,74822	<b>-0,238</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,6062	1	0,99843	<b>-0,157</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0098	0,5511	1,25	1,2485	<b>-0,12</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0098	0,5052	1,5	1,4982	<b>-0,119</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,01	1,012	0	$-2,96 \cdot 10^{-4}$	-	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0101	0,8676	0,25	0,24637	<b>-1,474</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0102	0,75925	0,5	0,49579	<b>-0,85</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,675	0,75	0,745	<b>-0,671</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0104	0,6076	1	0,9944	<b>-0,563</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01055	0,55245	1,25	1,2438	<b>-0,497</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0106	0,50645	1,5	1,4932	<b>-0,456</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0102	1,0071	0	$4,62 \cdot 10^{-3}$	-	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0086	0,8634	0,25	0,25226	<b>0,895</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0086	0,75575	0,5	0,50185	<b>0,369</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,00715	0,6719	0,75	0,74844	<b>-0,209</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,0088	0,60475	1	1,0022	<b>0,219</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,00875	0,54985	1,25	1,2519	<b>0,151</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,00875	0,4995	1,5	1,5311	<b>2,031</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$

Таблица 5.11

Измерение сигнала  $1.2\sin(40\pi t)$  ( $E_{оп} = 1,5$  В и  $t_n = 50$  нс)

$T_{и},$ мс	$T_{п},$ мс	$t_i,$ мс	$e_{x0},$ В	$e_x,$ В	$\delta e_x,$ %	$\dot{e}_{x0},$ мВ/с	$\dot{e}_x,$ мВ/с	$\delta \dot{e}_x,$ %	TEMP, °C	$F_n,$ н/м <sup>2</sup>	Dg, рад
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,0101	0,84525	1,954969	0,291846	0,292547	<b>0,2395</b>	-	-	-	27	0	100
1,0101	0,74055	3,757746	0,545829	0,545979	<b>0,0275</b>	0,141186	0,140579	<b>0,4318</b>	27	0	100
1,0101	0,6699	5,472929	0,761759	0,761755	<b>0,0005</b>	0,126137	0,125804	<b>0,2652</b>	27	0	100
1,0101	0,62175	7,128747	0,93687	0,936912	<b>0,0045</b>	0,105946	0,105782	<b>0,1545</b>	27	0	100
1,0101	0,58985	8,744468	1,068829	1,068704	<b>0,0117</b>	0,081812	0,081569	<b>0,2991</b>	27	0	100
1,0101	0,5705	10,33467	1,155849	1,155828	<b>0,0018</b>	0,054814	0,054788	<b>0,0471</b>	27	0	100
1,0101	0,5619	11,91088	1,196713	1,196476	<b>0,0198</b>	0,025968	0,025788	<b>0,6956</b>	27	0	100
1,0101	0,5632	13,48347	1,190847	1,190252	<b>0,0500</b>	-0,00374	-0,00396	<b>5,6055</b>	27	0	100
1,0101	0,5744	15,06228	1,138331	1,137796	<b>0,0470</b>	-0,03332	-0,03323	<b>0,2799</b>	27	0	100
1,0101	0,59655	16,657735	1,039903	1,039854	<b>0,0047</b>	-0,0618	-0,06139	<b>0,6644</b>	27	0	100
1,0101	0,63215	18,282025	0,896932	0,89682	<b>0,0125</b>	-0,08817	-0,08806	<b>0,1298</b>	27	0	100
1,0101	0,6851	19,95062	0,711353	0,711575	<b>0,0312</b>	-0,11142	-0,11102	<b>0,3641</b>	27	0	100
1,0101	0,76295	21,684555	0,485618	0,48591	<b>0,0600</b>	-0,13044	-0,13015	<b>0,2289</b>	27	0	100
1,0101	0,87925	23,515545	0,222555	0,22323	<b>0,3026</b>	-0,14399	-0,14346	<b>0,3674</b>	27	0	100
1,0097	0,84545	1,95723	0,292177	0,291413	<b>0,2621</b>	-	-	-	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,74065	3,76003	0,546136	0,544893	<b>0,2281</b>	0,141171	0,140604	<b>0,4035</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,67	5,4749	0,761989	0,760522	<b>0,1928</b>	0,126115	0,125741	<b>0,2976</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,6219	7,13045	0,93703	0,935359	<b>0,1786</b>	0,105921	0,105607	<b>0,2978</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,59	8,7462	1,068948	1,067034	<b>0,1793</b>	0,081785	0,081494	<b>0,3568</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,5707	10,33635	1,155917	1,153846	<b>0,1795</b>	0,054784	0,054594	<b>0,3483</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,5621	11,91205	1,196726	1,194449	<b>0,1906</b>	0,025941	0,025768	<b>0,6708</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,5632	13,4847	1,190825	1,189187	<b>0,1377</b>	-0,00376	-0,00335	<b>12,3246</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,57455	15,06326	1,138284	1,136063	<b>0,1955</b>	-0,03334	-0,03365	<b>0,9353</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,5967	16,65856	1,039841	1,03821	<b>0,1571</b>	-0,06181	-0,06134	<b>0,7715</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,63235	18,282735	0,896861	0,895113	<b>0,1953</b>	-0,08819	-0,0881	<b>0,0921</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,68535	19,95123	0,711279	0,709893	<b>0,1952</b>	-0,11143	-0,11101	<b>0,3791</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,0097	0,7632	21,68513	0,485539	0,484473	<b>0,2200</b>	-0,13045	-0,13001	<b>0,3404</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0097	0,87955	23,51615	0,222465	0,22196	<b>0,2274</b>	-0,14399	-0,14337	<b>0,4351</b>	27	0	$3 \cdot 10^5 \dots 5 \cdot 10^5$
1,0098	0,84535	1,955431	0,291914	0,291802	<b>0,0381</b>	-	-	-	27	0	$10^5$
1,0098	0,74055	3,75821	0,545891	0,545372	<b>0,0953</b>	0,141183	0,140655	<b>0,3756</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,66995	5,473336	0,761806	0,760915	<b>0,1171</b>	0,126133	0,125672	<b>0,3666</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,62185	7,129093	0,936902	0,935796	<b>0,1182</b>	0,105941	0,10562	<b>0,3035</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,58985	8,744833	1,068854	1,067941	<b>0,0855</b>	0,081807	0,081786	<b>0,0257</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,5706	10,33504	1,155864	1,154574	<b>0,1117</b>	0,054808	0,054479	<b>0,6028</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,56195	11,911225	1,196717	1,195436	<b>0,1072</b>	0,025961	0,025924	<b>0,1424</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,56315	13,483645	1,190844	1,189692	<b>0,0969</b>	-0,00374	-0,00365	<b>2,4149</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,57435	15,062235	1,138333	1,137242	<b>0,0959</b>	-0,03332	-0,03323	<b>0,2817</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,59665	16,657595	1,039914	1,038674	<b>0,1193</b>	-0,06179	-0,06178	<b>0,0165</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,6322	18,28196	0,896939	0,895919	<b>0,1138</b>	-0,08817	-0,08788	<b>0,3280</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,68525	19,950595	0,711356	0,710434	<b>0,1297</b>	-0,11142	-0,11116	<b>0,2364</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,76295	21,684595	0,485613	0,48532	<b>0,0603</b>	-0,13044	-0,12982	<b>0,4781</b>	27	0	$10^5$
1,0098	0,8794	23,51567	0,222536	0,222424	<b>0,0502</b>	-0,14399	-0,14357	<b>0,2900</b>	27	0	$10^5$
1,00995	0,8473	1,939622	0,289601	0,287944	<b>0,5753</b>	-	-	-	-40	0	100
1,00995	0,7419	3,74399	0,543981	0,541953	<b>0,3742</b>	0,141283	0,140775	<b>0,3610</b>	-40	0	100
1,00995	0,6709	5,460166	0,760271	0,758049	<b>0,2931</b>	0,126275	0,125917	<b>0,2841</b>	-40	0	100
1,00995	0,6227	7,116766	0,93574	0,932833	<b>0,3116</b>	0,106113	0,105508	<b>0,5733</b>	-40	0	100
1,00995	0,59065	8,733298	1,068062	1,064844	<b>0,3022</b>	0,081997	0,081663	<b>0,4085</b>	-40	0	100
1,00995	0,57125	10,324105	1,15542	1,151947	<b>0,3015</b>	0,055006	0,054754	<b>0,4592</b>	-40	0	100
1,00995	0,56245	11,900755	1,196599	1,193439	<b>0,2648</b>	0,026161	0,026317	<b>0,5913</b>	-40	0	100
1,00995	0,56365	13,473675	1,191029	1,187705	<b>0,2798</b>	-0,00355	-0,00365	<b>2,6963</b>	-40	0	100
1,00995	0,57475	15,052695	1,138787	1,135798	<b>0,2632</b>	-0,03314	-0,03287	<b>0,8095</b>	-40	0	100
1,00995	0,597	16,64846	1,040601	1,037563	<b>0,2928</b>	-0,06163	-0,06156	<b>0,1182</b>	-40	0	100
1,00995	0,6325	18,27307	0,897829	0,895138	<b>0,3006</b>	-0,08803	-0,08767	<b>0,4180</b>	-40	0	100
1,00995	0,6855	19,94192	0,712409	0,709956	<b>0,3455</b>	-0,11131	-0,11096	<b>0,3121</b>	-40	0	100

Продолжение табл. 5.11

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,00995	0,7632	21,67604	0,486792	0,484965	<b>0,3769</b>	-0,13036	-0,12974	<b>0,4765</b>	-40	0	100
1,00995	0,8795	23,50717	0,223795	0,222484	<b>0,5893</b>	-0,14394	-0,14334	<b>0,4182</b>	-40	0	100
1,00975	0,84475	1,95134	0,291315	0,292986	<b>0,5703</b>	-	-	-	65	0	100
1,00975	0,74	3,753246	0,545225	0,546791	<b>0,2864</b>	0,141213	0,140853	<b>0,2555</b>	65	0	100
1,00975	0,66935	5,467545	0,761131	0,76283	<b>0,2226</b>	0,126189	0,126022	<b>0,1323</b>	65	0	100
1,00975	0,6214	7,122357	0,936267	0,93744	<b>0,1251</b>	0,106025	0,105517	<b>0,4820</b>	65	0	100
1,00975	0,58945	8,737571	1,068356	1,069556	<b>0,1123</b>	0,081918	0,081795	<b>0,1504</b>	65	0	100
1,00975	0,57005	10,326995	1,155538	1,157004	<b>0,1267</b>	0,054943	0,055018	<b>0,1375</b>	65	0	100
1,00975	0,5614	11,90233	1,196617	1,197943	<b>0,1107</b>	0,026119	0,025987	<b>0,5073</b>	65	0	100
1,00975	0,5626	13,47397	1,191023	1,192188	<b>0,0977</b>	-0,00357	-0,00366	<b>2,6348</b>	65	0	100
1,00975	0,57365	15,051695	1,138835	1,140329	<b>0,1311</b>	-0,03313	-0,03287	<b>0,8010</b>	65	0	100
1,00975	0,5959	16,64602	1,040784	1,041744	<b>0,0921</b>	-0,0616	-0,06184	<b>0,3759</b>	65	0	100
1,00975	0,63115	18,269255	0,89821	0,899786	<b>0,1751</b>	-0,08799	-0,08745	<b>0,6081</b>	65	0	100
1,00975	0,68395	19,936305	0,71309	0,714526	<b>0,2009</b>	-0,11125	-0,11113	<b>0,1074</b>	65	0	100
1,00975	0,76125	21,668585	0,48782	0,489655	<b>0,3749</b>	-0,1303	-0,12981	<b>0,3759</b>	65	0	100
1,00975	0,8771	23,49723	0,225268	0,226856	<b>0,6999</b>	-0,14389	-0,14371	<b>0,1259</b>	65	0	100
1,01005	0,84535	1,954936	0,291841	0,292246	<b>0,1385</b>	-	-	-	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,74045	3,757749	0,54583	0,546154	<b>0,0595</b>	0,141186	0,14084	<b>0,2457</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,66985	5,47281	0,761745	0,761812	<b>0,0088</b>	0,126138	0,125744	<b>0,3135</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,6218	7,128559	0,936852	0,936595	<b>0,0274</b>	0,105948	0,105561	<b>0,3662</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,58995	8,744456	1,068828	1,068141	<b>0,0643</b>	0,081814	0,081407	<b>0,4995</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,57065	10,334795	1,155854	1,154999	<b>0,0741</b>	0,054813	0,054616	<b>0,3615</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,5619	11,91118	1,196716	1,196343	<b>0,0312</b>	0,025964	0,026227	<b>1,0039</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,5631	13,48373	1,190843	1,190597	<b>0,0207</b>	-0,00374	-0,00365	<b>2,3902</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,5744	15,06238	1,138326	1,137665	<b>0,0581</b>	-0,03332	-0,03353	<b>0,6204</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,5965	16,65786	1,039894	1,039941	<b>0,0046</b>	-0,0618	-0,06125	<b>0,8934</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,6321	18,28218	0,896917	0,896891	<b>0,0028</b>	-0,08818	-0,08807	<b>0,1227</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,68515	19,950845	0,711326	0,711304	<b>0,0030</b>	-0,11143	-0,11122	<b>0,1856</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,01005	0,76285	21,684855	0,485577	0,486072	<b>0,1018</b>	-0,13045	-0,12989	<b>0,4278</b>	27	10 <sup>16</sup>	100

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,01005	0,8793	23,51581	0,222515	0,223047	<b>0,2383</b>	-0,14399	-0,14365	<b>0,2349</b>	27	10 <sup>16</sup>	100
1,0101	0,84535	1,954354	0,291756	0,292335	<b>0,1979</b>	-	-	-	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,74055	3,757246	0,545762	0,545979	<b>0,0398</b>	0,14119	0,140688	<b>0,3569</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,6699	5,472435	0,761701	0,761755	<b>0,0071</b>	0,126142	0,125803	<b>0,2697</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,6218	7,128233	0,936821	0,936716	<b>0,0112</b>	0,105953	0,105665	<b>0,2718</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,5899	8,744115	1,068805	1,068486	<b>0,0298</b>	0,081819	0,081547	<b>0,3341</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,5706	10,33436	1,155837	1,155363	<b>0,0410</b>	0,05482	0,054631	<b>0,3458</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,5619	11,91062	1,19671	1,196476	<b>0,0196</b>	0,025973	0,026083	<b>0,4208</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,56315	13,483115	1,190854	1,190491	<b>0,0305</b>	-0,00373	-0,00381	<b>1,9974</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,57435	15,061855	1,138351	1,138026	<b>0,0286</b>	-0,03331	-0,03323	<b>0,2361</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,59655	16,657215	1,039942	1,039854	<b>0,0085</b>	-0,06179	-0,06154	<b>0,4097</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,63215	18,281573	0,896978	0,89682	<b>0,0175</b>	-0,08817	-0,08806	<b>0,1255</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,6851	19,95019	0,711405	0,711575	<b>0,0239</b>	-0,11142	-0,11102	<b>0,3603</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,76285	21,684145	0,485675	0,48617	<b>0,1019</b>	-0,13044	-0,12999	<b>0,3428</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,87905	23,515045	0,222629	0,223622	<b>0,4443</b>	-0,14399	-0,1434	<b>0,4111</b>	27	10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,84525	1,952835	0,222629	0,223622	<b>0,4443</b>	-	-	-	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,7405	3,755721	0,291534	0,292547	<b>0,3462</b>	-0,00443	-0,0032	<b>38,6636</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,66985	5,470934	0,545557	0,546117	<b>0,1026</b>	0,1412	0,140647	<b>0,3930</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,6217	7,1268	0,761526	0,761924	<b>0,0522</b>	0,126158	0,125819	<b>0,2693</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,5899	8,742529	0,936686	0,937108	<b>0,0450</b>	0,105972	0,105796	<b>0,1669</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,57045	10,332755	1,068696	1,068486	<b>0,0196</b>	0,081843	0,081312	<b>0,6534</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,5619	11,90893	1,155772	1,156061	<b>0,0250</b>	0,054848	0,055071	<b>0,4043</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,56305	13,481365	1,196691	1,196476	<b>0,0180</b>	0,026004	0,025641	<b>1,4140</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,57425	15,060055	1,190887	1,190969	<b>0,0069</b>	-0,0037	-0,0035	<b>5,5712</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,59645	16,655475	1,138437	1,138485	<b>0,0042</b>	-0,03328	-0,03325	<b>0,0990</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,632	18,27967	1,040073	1,04028	<b>0,0199</b>	-0,06176	-0,06155	<b>0,3294</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,68475	19,947985	0,897168	0,897389	<b>0,0246</b>	-0,08814	-0,08798	<b>0,1838</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,76265	21,681485	0,711673	0,712705	<b>0,1449</b>	-0,11139	-0,1107	<b>0,6236</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100
1,0101	0,8788	23,51222	0,486042	0,486691	<b>0,1334</b>	-0,13042	-0,13038	<b>0,0281</b>	27	5·10 <sup>17</sup>	100

Окончание табл. 5.11

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1,01035	0,8478	1,949046	0,29098	0,287597	<b>1,1760</b>	-	-	-	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,74255	3,754231	0,545357	0,540974	<b>0,8103</b>	0,141218	0,14036	<b>0,6107</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,6716	5,471355	0,761576	0,756589	<b>0,6591</b>	0,126164	0,125568	<b>0,4747</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,62335	7,128884	0,936883	0,931259	<b>0,6039</b>	0,105956	0,10538	<b>0,5465</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,59135	8,746401	1,068961	1,062822	<b>0,5776</b>	0,081796	0,081337	<b>0,5644</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,5721	10,33833	1,155997	1,149056	<b>0,6041</b>	0,054765	0,054169	<b>1,0990</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,5634	11,91633	1,196774	1,189963	<b>0,5724</b>	0,025883	0,025923	<b>0,1554</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,5646	13,49061	1,190714	1,184245	<b>0,5462</b>	-0,00386	-0,00363	<b>6,1572</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,57595	15,071175	1,137906	1,131348	<b>0,5796</b>	-0,03347	-0,03347	<b>0,0031</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,59835	16,668555	1,039088	1,03284	<b>0,6049</b>	-0,06197	-0,06167	<b>0,4829</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,63415	18,294955	0,895636	0,889853	<b>0,6499</b>	-0,08836	-0,08792	<b>0,4996</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,6874	19,96582	0,709506	0,704721	<b>0,6790</b>	-0,1116	-0,1108	<b>0,7242</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,7658	21,70246	0,483148	0,479009	<b>0,8641</b>	-0,1306	-0,12997	<b>0,4853</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01035	0,883	23,53676	0,21941	0,216336	<b>1,4208</b>	-0,1441	-0,1432	<b>0,6283</b>	-40	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,84395	1,946894	0,290665	0,295574	<b>1,6611</b>	-	-	-	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,7394	3,747043	0,544391	0,549466	<b>0,9235</b>	0,141249	0,141039	<b>0,1485</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,6689	5,459713	0,760218	0,765473	<b>0,6865</b>	0,126261	0,126123	<b>0,1095</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,6209	7,113094	0,935393	0,94061	<b>0,5547</b>	0,10614	0,105927	<b>0,2016</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,58895	8,726602	1,067601	1,073011	<b>0,5042</b>	0,082079	0,082058	<b>0,0259</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,5695	10,31441	1,155024	1,160887	<b>0,5050</b>	0,05515	0,055344	<b>0,3496</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,5608	11,88793	1,196452	1,202167	<b>0,4753</b>	0,026371	0,026234	<b>0,5221</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,56195	13,457885	1,191317	1,196637	<b>0,4446</b>	-0,00328	-0,00352	<b>6,9844</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,57285	15,033755	1,139685	1,145326	<b>0,4926</b>	-0,03282	-0,03256	<b>0,7914</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,59485	16,626185	1,042269	1,047491	<b>0,4985</b>	-0,06128	-0,06144	<b>0,2626</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,62985	18,247055	0,900427	0,90593	<b>0,6075</b>	-0,08766	-0,08734	<b>0,3722</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,68225	19,911605	0,716082	0,721143	<b>0,7018</b>	-0,11095	-0,11101	<b>0,0572</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,75895	21,640645	0,491666	0,496673	<b>1,0081</b>	-0,13005	-0,12982	<b>0,1729</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$
1,01025	0,87355	23,465365	0,229986	0,234732	<b>2,0219</b>	-0,14372	-0,14355	<b>0,1196</b>	80	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^5$

Таким образом, предложенная структура АЦП легко реализуется на компонентах радиационно-стойкого АБМК, не требует прецизионных аналоговых компонентов и позволяет несложными численными методами обеспечить относительно высокую точность определения текущей величины и её производной.

Полученные результаты позволяют сделать ряд важных для развития современных микроэлектронных средств систем управления и технической диагностики выводы:

- повышение точности преобразования измеряемых величин достигается за счёт суммирования  $e_x(t)$  и  $E_{оп}$ , что требует применения в ОЗУ МК реверсивного счётчика;
- ограничение влияния гистерезиса напряжения достигается путём симметрирования его характеристики относительно оси координат [соотношение (5.53)];

Детальное исследование указанных в работе составляющих погрешности АЦ-преобразования показывает, что в случае использования радиационно-стойкого АБМК [102] минимальная допустимая длительность тактовых импульсов ( $t_{мин}$ ) составляет 10 нс. Таким образом, если технология создания радиационно-стойких цифровых устройств соответствует указанной длительности, то рассмотренный АЦП позволяет в системе на подложке или в корпусе реализовать многоканальный ввод и преобразование аналоговых сигналов с периодом не хуже 0,1 мс для 14-разрядного АЦП в диапазоне рабочих частот до 2 кГц. Этот интервал и разрядность хорошо согласуются с многочисленными задачами автоматического управления и технической диагностики.

Указанные свойства структуры АЦП не требуют остановки работы МК на интервале преобразования и применения в структуре аналогового интерфейса прецизионных ограничителей спектра.

Приведённые в сводных таблицах результаты позволяют сделать вывод о том, что разработанный АЦП имеет достаточно высокие качественные показатели и высокую точность преобразования при воздействии дестабилизирующих факторов: температуры, потока нейтронов и повышенной дозы радиации. Аналогичную точность имеет и оценка производной.

#### **5.4. Интерфейс датчикового уровня**

Микроэлектроника на сегодняшний день предлагает разработчикам технических информационных систем возможность добиться высоких характеристик при относительно низких затратах, позволяет реализовать функции автоматики вне блока центрального процессора, например, в станках, агрегатах, датчиках и исполнительных механизмах.



Смещение функциональности в сторону периферийного технологического оборудования выявило потребность в новых видах коммуникаций. Прежде передача и обработка сигналов осуществлялась за счёт простого включения в автоматизируемый процесс некоторого вычислителя, однако сегодня интеллектуальные компоненты автоматизируемого процесса требуют специально разработанных видов связей, действующих в рамках их собственной функциональности.

К наиболее известным и применяемым открытым существующим промышленным сетям относятся: CAN, PROFIBUS, LON, Interbus-S, FIP, FF, DeviceNET, SDS, ASI, HART и некоторые другие. Из них можно выделить два коммуникационных протокола – CAN и PROFIBUS, которые вместе со связанными с ними технологиями доступны для применения в системах автоматизации. Между ними имеется множество различий по физическому уровню OSI, архитектуре, функциям и уровню совместимости.

CAN обеспечивает высокий уровень защиты данных, при этом достигается достаточно большая скорость передачи данных (до 1 Мбит/с). Важным достоинством CAN является то, что разработчик системы может влиять на приоритет сообщений для того, чтобы самые важные из них не ожидали в очереди на отправку. Это свойство позволяет создавать сети, поддерживающие реальный масштаб времени, в рамках выбранных пользователем приоритетов.

Протокол CAN определяет лишь принципы работы сети и типы пересылаемых по ней сообщений – это функция уровня 2 OSI-модели. Так как для всех остальных уровней функции не специфицированы, каждый пользователь может определять их самостоятельно, что привело к появлению не совместимых друг с другом аппаратно-программных решений и до сих пор является одним из основных недостатков CAN по сравнению с другими промышленными шинами, такими как LonWorks (реализующий все семь уровней OSI-модели) или PROFIBUS FMS (реализующий 1, 2 и 7 уровни OSI). В настоящее время существует целое семейство различных CAN-протоколов, таких как CAL CAN Application Layer, CAN-11 протокол, DeviceNet протокол, Kingdom протокол и много других [103].

Физический уровень CAN определяется стандартом ISO 11898. Дифференциальное включение приёмопередатчиков обеспечивает подавление синфазной помехи, при этом уровень сигналов составляет 1/3 от значения напряжения питания, причём само напряжение питания не определяется жёстко.

Например, типичные значения при напряжении питания +5 В приведены на рис. 5.29, причём доминирующим уровнем является нижний, а рецессивным, соответственно, верхний.

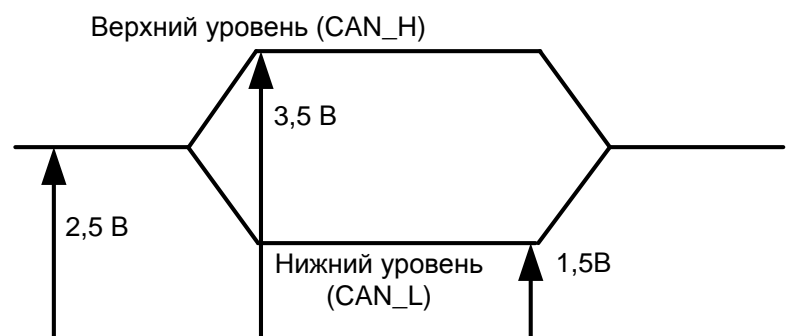


Рис. 5.29. Сигнальные уровни на CAN-шине

Скорость передачи данных напрямую зависит от стандарта, который поддерживает та или иная сетевая система. Максимальная скорость сети CAN в соответствии с протоколом равна 1 Мбит/с. При скорости в 1 Мбит/с максимальная длина кабеля равна примерно 30 м, при скорости 10 кбит/с длина кабеля составит 5000 м. Ограничение на длину кабеля связано с конечной скоростью распространения сигнала и механизмом побитового арбитража. Это связано с тем, что во время арбитража все узлы сети должны получать текущий бит передачи одновременно, т.е. сигнал должен успеть распространиться по всему кабелю за единичный отсчёт времени в сети.

Стандартом CAN предусмотрена возможность подключения к сети любого количества устройств, однако практически оно ограничивается нагрузочной способностью передатчиков (100...200) или задержкой в повторителях.

Высокое быстродействие CAN-сети (до 1 Мбит/с) достигается благодаря механизму недеструктивного (разрушающего) арбитража шины посредством сравнения бит конкурирующих сообщений. Например, если одновременно начнут передачу несколько контроллеров, то каждый из них сравнивает бит, который собирается передать на шину, с битом, который пытается передать на шину конкурирующий контроллер. Если значения этих битов равны, оба контроллера пытаются передать следующий бит. И так происходит до тех пор, пока значения передаваемых битов не окажутся различными. Тогда контроллер, который передавал логический ноль (более приоритетный сигнал), будет продолжать передачу, а другой (другие) контроллер прервёт свою передачу до того времени, пока шина вновь не освободится (рис. 5.30). Конечно, если шина в данный момент занята, то контроллер не начнёт передачу до момента её освобождения.

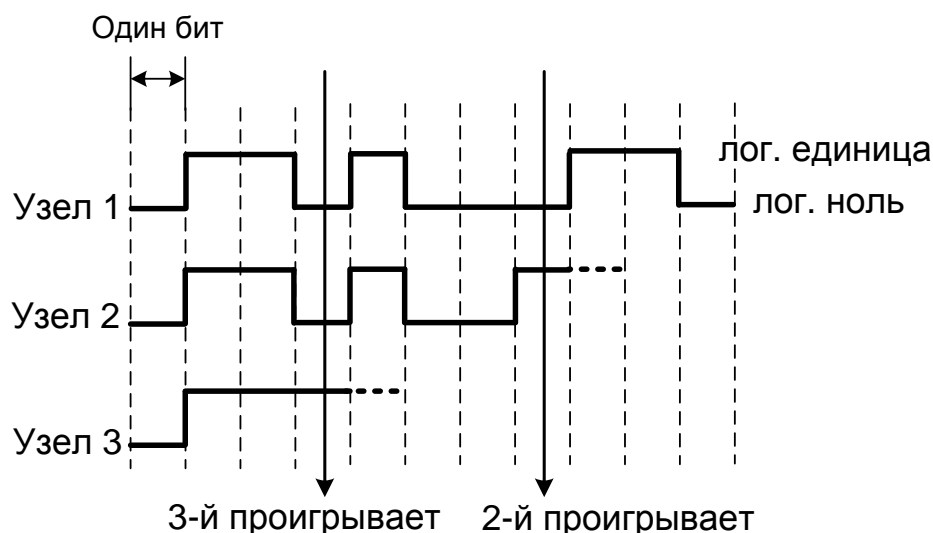


Рис. 5.30. Побитовый арбитраж на шине CAN

Многие механизмы спецификации CAN работают благодаря тому, что все CAN-контроллеры принимают сигналы с шины одновременно. Один и тот же бит принимается всеми контроллерами в сети. С одной стороны, такое положение вещей делает возможным побитовый арбитраж, но ограничивает длину CAN-шины, так как необходимым условием является приём бита каждым контроллером одновременно. Однако любой из контроллеров принимает бит в течение определённого промежутка времени, отсчитываемого системными «часами», эта задержка и определяет длину CAN-шины. Таким образом, увеличение количества устройств на шине не влияет на скорость обмена, если устройства принимают сигналы с шины одновременно.

В сети CAN каждый 11-битный идентификатор уникален. Никакая пара узлов сети не может послать сообщения с одинаковыми идентификаторами. Аналогичным образом, никакой узел не может принять сообщения разных типов, но с одинаковыми идентификаторами. Это особенно важно при распределении шины между несколькими конкурирующими за доступ к шине станциями.

Если центральный процессор (ЦП) какой-либо станции планирует послать сообщение другой станции или станциям, то сначала он передаёт эти данные и свой идентификатор в соответствующую ему CAN-микросхему. На рис. 5.31 это обозначено состоянием «Готов». После этого CAN-схема конструирует сообщение и пересылает его по шине (когда она доступна). Это состояние на рис. 5.31 обозначено «Послать сообщение».

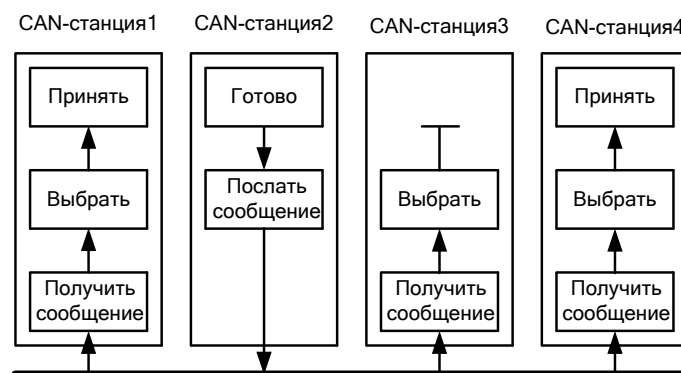


Рис. 5.31. Широковещательная передача и фильтрация приёма CAN-узлами

Станция 2 передаёт своё сообщение всем узлам в сети, однако принимают данные только станции 1 и 4. Станция 3 принимает сообщение, но игнорирует его

В этот момент все другие станции становятся приёмниками этого сообщения (состояние «Получить сообщение»). Каждый приёмник определяет, предназначено ли это сообщение ему (состояние «Выбрать»). Если да, то данные принимаются, в противном случае они игнорируются. В результате применения схемы адресации, ориентированной на содержимое, обеспечивается высокая степень конфигурируемости и гибкости системы. Добавление в сеть новых станций осуществляется без какой-либо модификации аппаратной или программной части сети при условии, если эти станции полностью ориентированы на приём. Используемый протокол передачи данных не требует назначения физических адресов конкретным принимающим компонентам сети. Это позволяет синхронизировать распределённую обработку: информация о параметрах измерений, требуемая несколькими контроллерами, рассылается по сети, поэтому нет необходимости оснащать каждый контроллер своим собственным датчиком.

В CAN-сети важно, чтобы все модули были установлены для обмена данными на одной скорости. Простейшим способом разрушить коммуникации является установка модуля с некорректной или очень низкой скоростью обмена данными. Обычно последствия заключаются в том, что остальные модули отключаются, однако существует решение этой проблемы, большинство как отдельных, так и встроенных в микроконтроллеры адаптеров позволяют плавно менять скорость в диапазоне, по крайней мере, от 20 килобит в секунду до 1 мегабита в секунду. Все характеристики протокола CAN представлены в табл. 5.12.

Для решения этой проблемы необходимо использование открытой промышленной сети, получившей название PROFIBUS (PROcess Field BUS), на основе описательной модели межсетевого взаимодействия ISO/OSI.

В настоящее время промышленная сеть PROFIBUS используется в качестве стандартного решения компанией Siemens. PROFIBUS существует в трёх основных вариантах: PROFIBUS PA, PROFIBUS DP и PROFIBUS FMS. Физический уровень модели OSI PROFIBUS PA и PROFIBUS DP различается полностью. Это произошло из-за того, что они создавались в разные годы для различных целей и являются фактически частнофирменными протоколами Siemens. Все три вида протокола используют общий канальный уровень (второй уровень по модели OSI), а протоколы PROFIBUS DP и FMS имеют одинаковые первый (физический) и второй (канальный) уровни протокола.

PROFIBUS DP (1992) – быстрый (до 12 Мбит/с) одномастерный протокол. Физическая среда передачи – экранированная витая пара стандарта RS-485. Он хорошо подходит для построения быстрых детерминированных распределённых систем сбора данных и управления с одним ведущим узлом. PROFIBUS DP предназначен главным образом для обмена данными между программируемыми логическими контроллерами и устройствами связи с объектом.

Протокол PROFIBUS FMS, используемый с 1990 г., применяется для организации связи между устройствами в соответствии с протоколом высокого уровня, включает в себя дополнительные типы пакетов (Fieldbus Message Specification), позволяет организовывать в одной сети работу нескольких активных станций.

На физическом уровне PROFIBUS DP и FMS используют стандарт RS-485, в основе которого лежит дифференциальный способ передачи сигнала. Напряжение, соответствующее уровню логической единицы или нуля, отсчитывается не от «земли», а является разностью потенциалов между двумя передающими линиями. При этом напряжение каждой линии относительно «земли» может быть произвольным, но не должно выходить за диапазон -7...+12 В.

Приёмники сигнала являются дифференциальными, т.е. воспринимают только разность между напряжениями на линии Data+ и Data-. При напряжении от 200 мВ до +12 В считается, что на линии установлено значение логической единицы, при напряжении от -200 мВ до -7 В – логического нуля. Дифференциальное напряжение на выходе передатчика в соответствии со стандартом должно быть не менее 1,5 В, поэтому при пороге срабатывания приёмника 200 мВ помеха (в том числе падение напряжения на омическом сопротивлении линии) может иметь размах 1,3 В над уровнем 200 мВ. Такой большой запас необходим для работы на длинных линиях с большим омическим сопротивлением. Фактически именно этот «запас» по напряжению и определяет максимальную длину линии связи (1200 м) при низких скоростях передачи (менее 100 кбит/с). В PROFIBUS для увеличения дальности передачи предусмотрена возможность работы с оптоволоконным кабелем.

Profibus DP и FMS используют стандарт RS-485 при скорости передачи до 1,5 Мбит/с (витая пара) и до 12 Мбит/с (оптоволокно), максимальная длина линии связи по витой паре 1200 м. При использовании оптоволокна дальность связи может быть увеличена до 15 км. Один сегмент сети PROFIBUS PA, DP и FMS может содержать до 32 устройств.

В сети Profibus для доступа ведущих устройств к сети используется метод передачи маркера (рис. 5.32). В этом методе сеть имеет логическую топологию кольца (т.е. кольца на уровне адресов устройств), каждое ведущее устройство получает доступ к сети только при получении маркера. Маркер выполняет роль арбитра, который предоставляет устройству право доступа. По истечении определённого времени это устройство должно передать маркер следующему ведущему устройству, которое также получает доступ на время, пока маркер находится у него. Таким образом, каждому ведущему устройству выделяется точно заданный интервал времени. Этот интервал может быть установлен при конфигурировании системы.

Каждому «мастеру» в сети назначаются свои ведомые устройства (рис. 5.32). В методе «ведущий/ведомый» процедуру коммуникации с ведомыми устройствами выполняет мастер, который обладает маркером. На время обладания маркером «мастер» становится ведущим также по отношению к другим «мастерам», т.е. может выполнять с ними коммуникацию типа «мастер-мастер».

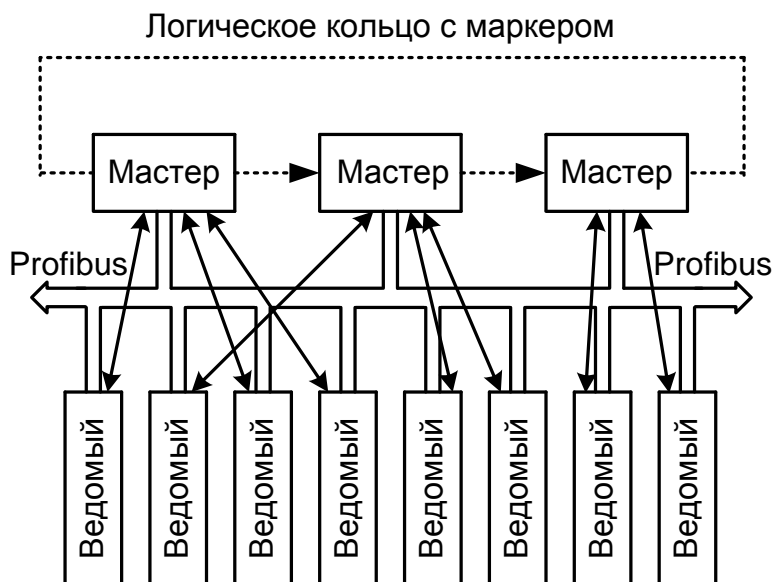


Рис. 5.32. Принцип работы многомастерной сети

Profibus имеет также широковещательный режим работы, когда ведущее устройство посылает сообщение «всем», не ожидая уведомления о получении, и многоабонентский режим, когда ведущее устройство посы-

ляет одно и то же сообщение сразу нескольким участникам сети. Объект MAC (Medium Access Control – управление доступом к каналу) на канальном уровне определяет процедуру передачи данных устройствами, включая управление правами на передачу данных через сеть. В задачи объекта MAC активного устройства (получившего маркер) входят обнаружение наличия или отсутствия маркера сразу после начала работы сети, передача маркера следующему устройству в порядке возрастания адресов, удаление адресов вышедших из строя или выключенных устройств и добавление новых, восстановление потерянного маркера, устранение дубликатов маркеров, устранение дублирования сетевых адресов и обеспечение заданного периода обращения маркера по сети. Все характеристики протокола PROFIBUS DP и FMS представлены в табл. 5.12.

Перейдём к сравнению физического уровня CAN и PROFIBUS DP и FMS. Оба протокола в качестве физической среды передачи используют как дешёвую витую пару, так и оптоволокно. Число узлов, подключаемых к интерфейсу CAN, ограничивается нагрузочной способностью передатчиков или задержкой в повторителях и достигает двухсот, это даёт ряд преимуществ перед PROFIBUS DP и FMS, один сегмент сети последних может содержать до 32 устройств. Что касается скорости, то CAN уступает PROFIBUS DP и FMS, но этот недостаток CAN компенсируется достаточно большой длиной линий связи.

PROFIBUS PA (1997) предназначен для обмена данными между верхним уровнем систем управления, контроллерами, а также датчиками и исполнительными механизмами. PROFIBUS PA использует физический уровень, соответствующий стандарту IEC 1158-2. Этот стандарт позволяет применять протокол для построения сети во взрывоопасной зоне. Данные передаются с помощью уровней тока +9 и -9 мА («токовая петля») (рис. 5.33). Используется манчестерский код (логический ноль соответствует смене отрицательного тока на положительный, а логическая единица – положительного на отрицательный).

Скорость передачи PROFIBUS PA составляет 31,25 кбит/с. В качестве среды передачи используется экранированная или неэкранированная витая пара. Шина состоит из сегментов, в каждом сегменте с обеих сторон кабеля подключены RC-цепочки, состоящие из последовательно соединённых конденсатора ёмкостью 1 мкФ и резистора сопротивлением 100 Ом (рис. 5.34). Благодаря низкой энергии передаваемого сигнала PROFIBUS PA является искробезопасной электрической цепью и может быть использован во взрывоопасных зонах.

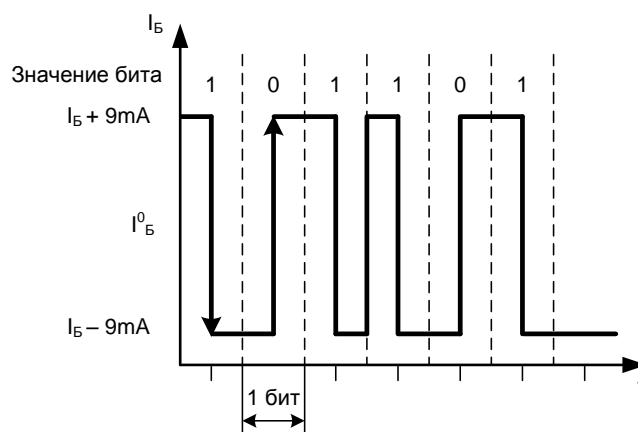


Рис. 5.33. Передача данных в PROFIBUS PA

К шине PA может быть подключено максимум 32 устройства. Максимальная длина кабеля достигает 1,9 км и сильно зависит от применяемого источника питания, типа провода и потребления тока подключёнными участниками.

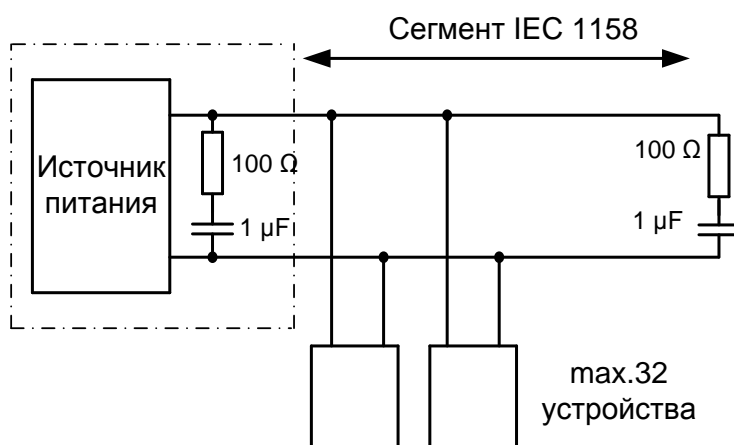


Рис. 5.34. Структура шины PROFIBUS PA

PROFIBUS PA, организованная по схеме связи «управляющий – подчинённый», требует, чтобы вся связь осуществлялась через «главную» систему управления; между полевыми устройствами не осуществляется равноправной связи. Следовательно, при использовании PROFIBUS PA нельзя передать часть функций распределённой системе управления (PCY) на уровень периферийного оборудования. Поддержка нескольких ведущих узлов ограничена. Добавление следующего ведущего устройства влияет на длительность цикла опроса. На прикладном и канальном уровнях PROFIBUS PA использует весь сервис, доступный в PROFIBUS FMS. Все характеристики протокола PROFIBUS PA представлены в табл. 5.12.



Перейдём к сравнению PROFIBUS PA, DP и FMS. Все три вида протокола используют общий канальный уровень (второй уровень по модели OSI), а протоколы Profibus DP и Profibus FMS имеют одинаковые физический и канальный уровни протокола, PROFIBUS PA, DP и FMS различаются только по физическому уровню модели OSI. PROFIBUS PA имеет более низкую скорость передачи по сравнению с PROFIBUS DP и FMS, но расстояние, которое может передать сигнал PA, на порядок больше.

Из всех интерфейсов, рассматриваемых в данной статье, только PROFIBUS PA способен по одним и тем же проводам передавать как данные, так и электропитание для подключённых к сети устройств, что позволяет использовать его во взрывоопасных зонах. Переход на PA позволяет сократить расходы на организацию сети примерно на 40 %. Для коммутации датчиков требуется всего одна витая пара с возможностью запитки устройств по этому же каналу.

Таким образом, главное достоинство шины CAN состоит в том, что каждый блок, находящийся на шине, всегда «слышит», что происходит в системе, и способен определить запрос другого блока. Все модули этой системы равноправны. Любое сообщение может быть послано одному или нескольким узлам. Все узлы одновременно считывают с шины одну и ту же информацию, и уже каждый из них в отдельности решает, принять ли ему данное сообщение или игнорировать его. Для этого каждый блок системы программируется так, чтобы он «слышал» только определённые блоки или группу блоков. При этом отказавшие узлы просто отключаются от обмена по шине. В терминологии CAN данная функция является «мультимастером» (Multi Master). Благодаря ей эффективность системы увеличивается многократно.

PROFIBUS – надёжный промышленный протокол, но если проводить сравнения по критерию надёжности, он всё же уступает CAN. CAN создавался как протокол для объединения контроллеров внутри автомобиля. Надёжность связи в транспортном средстве в буквальном смысле вопрос «жизни и смерти». Сеть CAN «выживает» в самых суровых условиях, причём статистическая вероятность отказа составляет менее одного случая за столетие.

Промышленную сеть PROFIBUS, которая получила широкое распространение в мире, можно использовать для автоматизаций технологических процессов и производств, требующих интегрированных решений по организации единого информационного пространства в пределах всего предприятия и доставки данных с любого уровня автоматизации.

Однако главным недостатком протокола, по сравнению с CAN и другими шинами, являются относительно высокие «накладные расходы» при передаче коротких сообщений. Относительная недорогая стоимость CAN объясняется тем, что данная технология разрабатывалась для автомобилей, выпускавшихся серийно.

Важным достоинством CAN является то, что разработчик системы может влиять на приоритет сообщений. Это свойство CAN позволяет строить сети, поддерживающие реальный масштаб времени.

В протоколе CAN отсутствует единый общепринятый стандарт на протокол высокого уровня. На первый взгляд, этот существенный недостаток перед другими сетевыми технологиями, таким как, например, PROFIBUS FMS, может являться и достоинством. Действительно, стандарт сети обеспечивает широкие возможности для практически безошибочной передачи данных между узлами, оставляя заказчикам возможность доработать стандарт. CAN можно сравнить с простым электрическим проводом. В протокол можно «вложить» любой поток информации, способный выдержать пропускную способность шины.

На основе изложенного материала можно сделать выводы о том, что архитектура PROFIBUS обладает рядом преимуществ перед CAN: это питание устройств и передачи данных по одной витой паре и, соответственно, использование интерфейса во взрывоопасных зонах (PROFIBUS PA). Но в целом CAN является более дешёвым и надёжным промышленным протоколом. Однако для сложных технологических объектов необходима интеграция свойств этих протоколов в едином стандарте и комплекте схемотехнических решений. Необходимо создать стандарт, который вобрал бы в себя всё преимущество каждого из интерфейсов, изложенных в данной статье, такие как питание устройств и передача данных по одной витой паре, возможность подключения до 200 устройств, скорость передачи данных 1,5 Мбит/с и длина линий передач до 2 км. Однако, как это следует из приведённого анализа, ISO, несмотря на свою гибкость и универсальность, не позволяет выйти на уровень  $10^2$  датчиков в локальной сети с относительно высоким потенциальным быстродействием.

На сегодняшний день интеллектуальные компоненты автоматизируемого процесса требуют специально разработанных видов связей, действующих в рамках их собственной функциональности.

Применение традиционных протоколов для автоматизации сложных объектов невозможно в силу следующих причин:

1. Отсутствие возможности передачи данных и питания по одному физическому носителю для подключённых к сети устройств и, как следствие, увеличение количества пар проводников на организацию сети CAN.

2. Скорость передачи данных (31,25 кбит/с), длина линии связи (1900 м) и количество подключаемых к сети устройств (32) протокола PROFIBUS не позволяют применять его на промышленных объектах с высоким уровнем автоматизаций.

Ниже рассматривается структура интерфейса, который вобрал бы в себя все преимущества каждого из указанных выше интерфейсов: питание устройств и передача данных по одной витой паре, возможность подключения бóльшего числа устройств, высокая скорость передачи данных и увеличение длины связи.

Интерфейс датчикового уровня позволяет передавать по одной витой паре проводов как данные, так и электропитание для подключённых к сети датчиков. Такой подход позволит использовать систему во взрывоопасных зонах и сократить расходы на организацию сети.

Основой архитектуры интерфейса датчикового уровня является топология общей шины (рис. 5.35), каждое из устройств подключено непосредственно к единой магистрали, без дополнительных каскадных соединений или ветвлений. При этом в качестве базовой используется структура сети с одним ведущим микроконтроллером (ЦПЭ) и многочисленными ведомыми датчиками. Такая архитектура интерфейса позволяет микроконтроллеру (МК) передавать командные сообщения и питание датчикам одновременно и по одному физическому носителю.

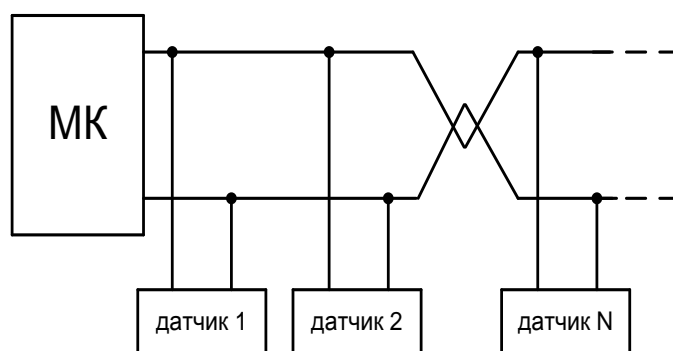


Рис 5.35. Топология интерфейса датчикового уровня

Конфигурация системы позволяет наращивать число источников сообщений путём предварительной инициализации каждого датчика.

Для синхронизации работы интерфейса датчикового уровня в состав МК входит ГТИ (генератор тактовых импульсов), который формирует и передаёт по линии связи (витой паре) тактовые импульсы (ТИ) всем датчикам системы (рис. 5.36).

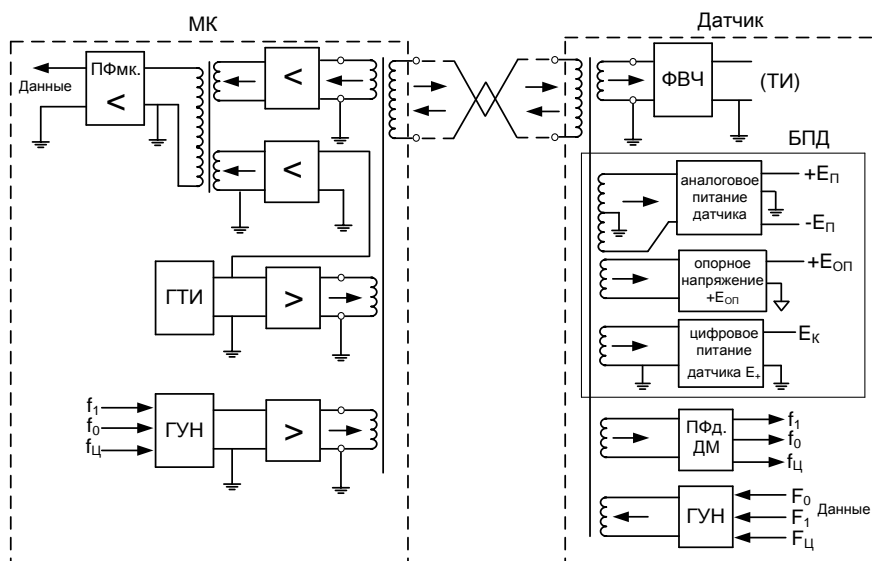


Рис. 5.36. Электрическая схема интерфейса датчикового уровня с циклическим опросом датчиков

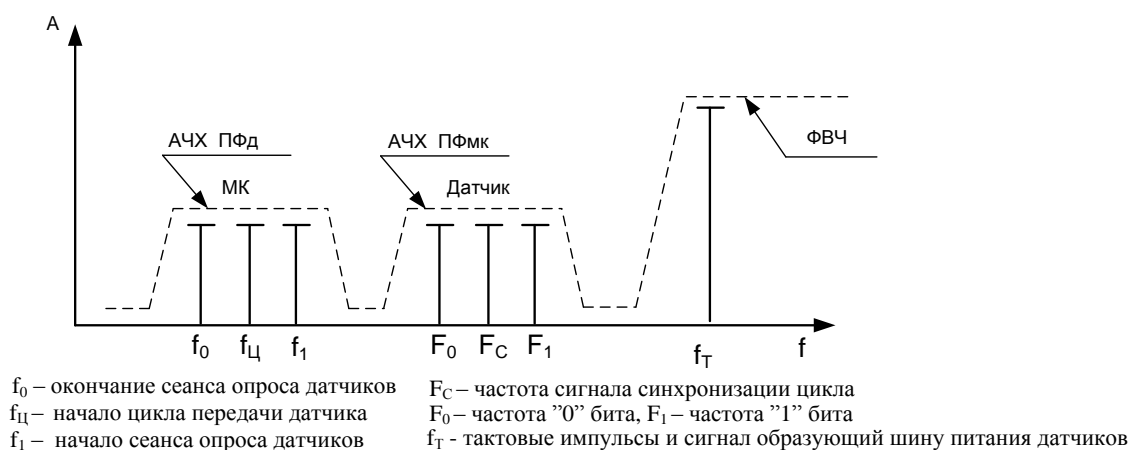


Рис. 5.37. Диапазон рабочих частот

Тактовый сигнал от МК поступает на фильтр высоких частот (ФВЧ) датчика. ФВЧ выделяет из полного информационного и служебного потоков тактовые импульсы ( $f_T$ ) (рис. 5.37), образующие шину питания датчиков ( $+E_P$ ,  $-E_P$ ,  $E_{OP}$ ,  $E_K$ ). Как видно из рис. 5.36, это напряжение формируется также и под действием других переменных сигналов линий связи. Однако исходными являются тактовые импульсы МК.

Интеллектуальный датчик управляет циклом передачи данных, следит за очередностью сообщений, обеспечивает при необходимости энергоэкономичный режим работы системы.

Каждый интеллектуальный датчик системы имеет в своём составе МК ИД микроконтроллер интеллектуального датчика. Система, имеющая в своём составе цифровой блок (МК ИД), требует тактового задающего ге-

нератора, который должен синхронизировать все внутренние и внешние операции по обработке и передаче цифровых данных, являющихся результатом измерений конкретных величин.

Генератор тактовых импульсов ГТИ создаёт последовательность тактовых импульсов для синхронизации всей системы (рис. 5.36).

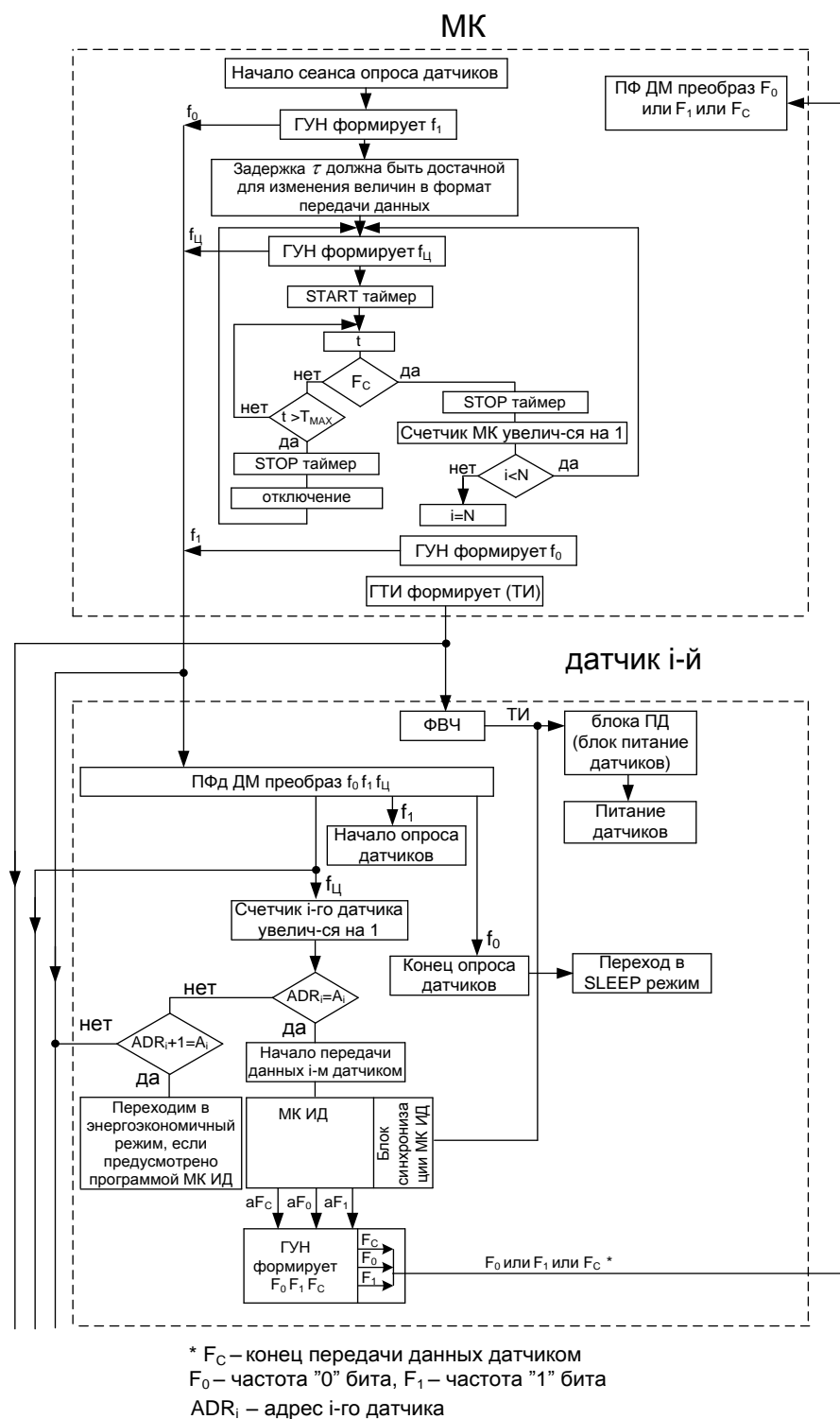


Рис. 5.38. Алгоритм работы интерфейса датчикового уровня

После прохождения сигнала через ФВЧ датчика тактовые импульсы поступают на блок синхронизаций МК интеллектуального датчика и обеспечивают при помощи системы команд синхронизацию работы ИД.

При таком методе единственный ведущий опорный генератор (ГТИ) передаёт тактовые импульсы всем узлам, обеспечивает их работу на одной частоте и устанавливает точное временное соответствие между передаваемыми сигналами и последовательностью тактовых импульсов.

Для выхода из режима «sleep» МК формирует и передаёт по линии связи (витой паре) всем датчикам системы частотно-манипулированный (ЧМ) сигнал частоты  $f_1$  – начало сеанса опроса датчиков и вывод их из этого режима (рис. 5.38). Для выделения этого сигнала датчик использует полосовой фильтр и частотный демодулятор (ПФД.ЧД, рис. 5.36).

МК ИД каждого датчика можно запрограммировать под определённые, индивидуальные функции:

- обработка и хранение больших объёмов входных данных;
- коррекция погрешности и возможность автокалибровки измерительных каналов;
- аппаратная и программная фильтрация входного сигнала с целью уменьшения помех в линии;
- самотестирование;
- многократное измерение параметров и предварительная обработка этих массивов.

МК передаёт по витой паре сигнал частоты  $f_1$  и формирует задержку  $\tau$ , необходимую для того, чтобы закончить или прервать на некоторое время программно заложенные функции в каждом датчике системы и подготовить их к приёму сигнала на начало цикла опроса  $f_{Ц}$  (рис. 5.38) от микроконтроллера системы.

Начало цикла опроса сопровождается формированием МК частотно-манипулированного сигнала с частотой  $f_{Ц}$  (рис. 5.39) и его передачей по витой паре датчикам системы.

Для простоты и надёжности управления всей системой каждый датчик имеет свой адрес ( $ADR_i$ ) и адрес счётчика ( $A_i$ ). Адрес каждому датчику задаётся программным путём при его инициализации и установке в систему и на всём протяжении работы не изменяется, но в случае добавления дополнительных датчиков или усовершенствования всей системы предусмотрена возможность программно изменять эти адреса.

После приёма сигнала  $f_{Ц}$  датчиком (ПФД.ЧД, рис. 5.36) счётчики всех датчиков инкрементируются (увеличиваются на единицу). Каждый датчик системы сравнивает свой адрес  $ADR_i$  с содержимым своего счётчика. Если адреса совпадают, то МК ИД начинает передачу данных микроконтроллеру. Адрес  $ADR_i$  больше адреса счётчика  $A_i$ , датчик находится в активном режиме, ждёт очереди на передачу данных МК.

Для перевода опрошенных датчиков в энергоэкономичный режим можно использовать условие  $A_i > ADR_i$ .

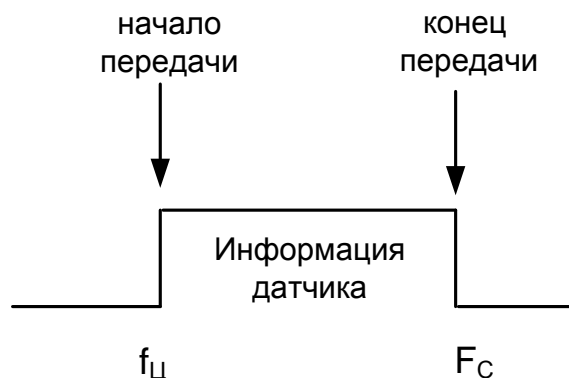


Рис. 5.39. Начало и конец цикла передачи

В результате применения такой адресации обеспечивается высокая степень конфигурируемости и гибкости системы. Добавление в сеть новых датчиков осуществляется без какой-либо модификации аппаратной части всей системы. Каждый датчик, находящийся на шине, всегда определяет состояние системы. МК генерирует сигнал частотой  $f_{ц}$  для всех датчиков, однако любой из ИД решает, реагировать на принятый сигнал или игнорировать его.

Интеллектуальный датчик сравнивает свой адрес  $ADR_i$  с содержимым своего счётчика. Если эти слова идентичны, то ИД начинает передавать информацию микроконтроллеру по линии связи.

Микроконтроллер ИД формирует и передаёт бинарный сигнал  $aF_0$ ,  $aF_1$ ,  $aF_C$  на генератор, управляемый напряжением (ГУН). В зависимости от передаваемого бита «а» формируется частотно-манипулированный сигнал последовательности  $F_0$ , если бит  $a = 0$ , и последовательности  $F_1$ , если бит  $a = 1$ . После окончания передачи массива данных МК ИД через указанный ГУН формирует ЧМ сигнал частотой  $F_C$ , сообщающий МК системы о завершении передачи данных (рис. 5.39). Приём указанного сигнала осуществляется МК системы посредством ПФ<sub>МК</sub> и частотного дискриминатора (рис. 5.36). После окончания приёма данных сигнал  $F_C$  позволяет МК системе переходить на очередной цикл приёма (рис. 5.39).

На передачу и приём данных любого датчика микроконтроллер выделяет предварительно зафиксированный максимум интервала времени  $T_{MAX}$ . Если на интервале ( $f_{ц}$ ,  $F_C$ ) (рис. 5.39) передача от ожидаемого датчика не осуществляется, то МК переходит к следующему циклу. Указанный интервал фиксируется специальным таймером микроконтроллера МК и МК ИД.

Как только  $i$ -й датчик передал всю информацию МК, датчик посылает ЧМ сигнал частоты  $F_C$  и выходит из цикла передачи данных. МК формирует сигнал частоты  $f_{Ц}$ , начинается цикл передачи данных  $i+1$ -м датчиком до окончания сеанса системы.

В состав МК входит счётчик, при помощи которого МК безошибочно определяет, с каким из датчиков в данный момент времени происходит обмен ЧМ сигналами. После приёма МК частотно-манипулированного сигнала с частотой  $F_C$ , который сообщает о завершении передачи данных, счётчик МК инкрементируется.

В каждом цикле опроса после передачи данных датчиком МК сравнивает номер  $i$ -го датчика с общим количеством датчиков  $N$ . Если номер датчика меньше общего количества датчиков ( $i < N$ ), опрос датчиков продолжается, в противном случае номер датчика равен общему количеству датчиков ( $i = N$ ).

При окончании передачи  $N$ -м интеллектуальным датчиком МК посылает ЧМ сигнал частоты  $f_0$  (окончание сеанса опроса датчиков) и перевод их в «sleep» режим. Указанная последовательность отображается на алгоритме (рис. 5.38).

Как видно из электрической схемы интерфейса (рис. 5.36), его реализация связана с созданием фильтров полосового типа и фильтров верхних частот, генераторов гармонических колебаний, управляемых бинарным сигналом буферных усилителей (драйверов), а также источников однополярного и двухполярного питания отдельных узлов и ЦПЭ. Совокупность этих узлов относится к классу аналоговых изделий. Именно поэтому применение технически радиационно-стойкого АБМК [104] и соответствующих компонентов создаёт реальные предпосылки реализации интерфейса в радиационно-стойком варианте.

В этом случае общая микроэлектронная система как ИД, так и системного контроллера может быть реализована как «система в корпусе» (СвК), в состав которой можно включить и импульсные трансформаторы, обеспечивающие согласование отдельных ИД, и образующую общую систему (рис. 5.36). Если указанные трансформаторы реализовать на подложке СвК, то часть её можно также использовать для размещения частотно задающих конденсаторов и резисторов. Указанная гибридная схема позволит использовать радиационно-стойкие МК как для ЦПЭ, так и для ИД и уже поэтому получить общую радиационно-стойкую систему управления и технической диагностики.

Предложенная архитектура и принцип действия ИД позволяет обеспечить циклическую передачу данных и питания по витой паре при отсутствии ограничений на число ИД.



Если частотный диапазон витой пары достаточен для увеличений числа каналов передачи данных (рис. 5.31), то в состав интерфейса МК (ЦПЭ) можно включить дополнительный канал приёма (ПФ<sub>МК</sub>) (рис. 5.30) и, следовательно, реализовать в системе параллельную передачу данных от интеллектуальных датчиков, разделив их предварительно на группы в соответствии с системным приоритетом.

Таблица 5.12

**Сравнение характеристик протоколов**

Интерфейс	CAN	PROFIBUS DP FMS	PROFIBUS PA
Стандарт	ISO11898	EIA RS-485	IEC 1158-2 IEC 61158-2 DIN 19245
Среда передачи	Витая пара, оптоволокно	Витая пара, оптоволокно	Витая пара
Количество пар проводников	2	2	1
Число узлов (источников сообщений)	200	32	32
Скорость передачи	10 кбит/с – 1 мбит/с	9600 кбит/с – 1,5 мбит/с и 12 мбит/с (для оптоволокна)	31,25 кбит/с
Длина линии связи	от 30 м (1 мбит/с) до 5000 м (10 кбит/с)	≤ 1200 м	≤ 1900 м
Топология сети	шина	шина, кольцо, звезда	шина, дерево
Принцип доступа к сети	произвол. приоритетный	передача маркера, «ведущий – подчинённый»	передача маркера, «ведущий – подчинённый»
Специфицирован уровень OSI	1,2	1,2,7(FMS)	1,2
Работа во взрывоопасных зонах	нет	нет	да
Питание по линии связи	нет	нет	да

## Выводы

Концепция современных смешанных микроэлектронных систем (МЭС) для радиационно-стойкой радиоэлектронной аппаратуры имеет одну достаточно важную особенность. Широкая номенклатура аналоговых и аналого-цифровых сложно-функциональных (СФ) блоков, обеспечивающих взаимодействие их программируемых ядер с внешними (периферийными) устройствами общей технической системы, требует применения специализированных полупроводниковых компонентов. Обеспечение высокой точности преобразования в широком частотном и динамическом диапазонах связано с высоким качеством их малосигнальных параметров и, следовательно, является базовым ограничением на допустимые технологические нормы их производства. Именно поэтому в основном эти МЭС являются системой в корпусе (СвК) и состоят из аналоговых (аналого-цифровых) кристаллов, изготовленных по различным технологиям. При этом качественные показатели СвК в основном определяются прецизионностью и широкодиапазонностью аналоговых и аналого-цифровых СФ блоков. Можно предположить, что в ближайшей перспективе именно схемотехника этих блоков, устройств и узлов окажет первостепенное влияние на архитектуры программируемых ядер, контроллеров и интерфейсов пользователя. Асинхронность общей системы обработки аналоговых сигналов и её синхронизация простейшими логическими операциями без прерывания общего процесса цифровой обработки сигналов, резкое сокращение процедур внутрипроцессорного обмена и уменьшение общего числа «длинных» команд становится реальной задачей.

Не только с экономической, но и технологической точек зрения реализацию полной номенклатуры как аналоговых, так и цифровых СФ блоков целесообразно ориентировать на технику базовых матричных кристаллов (БМК), и в первую очередь аналоговых БМК (АБМК). Прогнозируемость параметров отдельных компонентов под действием гамма-излучения, потока нейтронов и температуры создаёт достаточные условия для успешного схемотехнического проектирования прецизионных и широкодиапазонных устройств и СФ блоков. Предложенные в работе схемотехнические принципы собственной компенсации влияния параметров р-п-р транзисторов на качественные показатели отдельных каскадов позволяют существенно расширить область практического применения традиционных микронных технологий, используемых в АБМК\_1\_3 при создании радиационно-стойких ИС. Основываясь на результатах выполненных исследований, можно предположить, что интеграция цепей собственной компенсации в отдельные модули преобразования аналоговых сигналов позволяет приблизить возможности этих ИС к изделиям с п-р-п транзисторами, обладающими более высокой радиационной стойкостью. Цепи собственной компенсации влияния ёмкости коллекторного перехода на достижимый

диапазон рабочих частот позволяют за счёт уменьшения влияния выходной проводимости микронных транзисторов на реализуемый коэффициент усиления каскада приблизить основные его характеристики к аналогам, соответствующим субмикронной технологии.

Полученные результаты проектирования различных типов инструментальных усилителей для техники АБМК позволяют в практическом отношении решить важную задачу. Как показывают компонентные затраты на реализацию предложенных МОУ, достаточно использовать только три слоя металлизации БМК. Универсальность этих активных элементов позволяет более рационально применить четвёртый слой, который может обеспечить их коммутацию под конкретную задачу потребителя и, следовательно, реализовать любую систему преобразования аналоговых сигналов чувствительных элементов. Расширение диапазона реализуемого дифференциального коэффициента усиления в сенсорных интерфейсах интеллектуальных датчиков связано с использованием двухканальной структуры инструментального усилителя с активным сумматором. Предложенные основные разновидности его архитектуры позволяют существенно увеличить ослабление синфазного сигнала, повысить эффективность амплитудной характеристики усилителей, исключить прецизионные резисторы и сохранить независимость дрейфа нуля от реализуемого коэффициента усиления. Именно такие свойства измерительных усилителей необходимы в СФ блоках адаптивных систем технической диагностики и автоматического управления.

С точки зрения схемотехники таких блоков, предложенная структура АЦП легко реализуется на компонентах радиационно-стойкого АБМК, не требует прецизионных аналоговых компонентов и позволяет несложными численными методами обеспечить относительно высокую точность определения текущей величины и её производной. Указанные свойства структуры АЦП не требуют остановки работы микроконтроллера как центрального процессорного элемента системы на интервале преобразования и применения в структуре аналогового интерфейса прецизионных ограничителей спектра. Детальное исследование основных составляющих погрешности АЦ-преобразования показывает, что в случае использования радиационно-стойкого АБМК минимальная допустимая длительность тактовых импульсов составляет 10 нс. Таким образом, если технология создания радиационно-стойких цифровых устройств соответствует указанной длительности, то рассмотренный АЦП позволяет в системе в корпусе реализовать многоканальный ввод и преобразование аналоговых сигналов с периодом не хуже 0,1 мс для 14-разрядного АЦП в диапазоне рабочих частот до 2 кГц. Этот интервал и разрядность хорошо согласуются с многочисленными задачами автоматического управления и технической диагностики.

Приведённые в сводных таблицах результаты позволяют сделать вывод о том, что разработанный АЦП имеет достаточно высокие качественные показатели и высокую точность преобразования при воздействии дестабилизирующих факторов: температуры, потока нейтронов и повышенной дозы радиации. Аналогичную точность имеет и оценка производной. Его системная интеграция с предложенным набором инструментальных усилителей является достаточным условием построения прецизионных и радиационно-стойких интеллектуальных датчиков.

С точки зрения реализации многоканальных бортовых систем технической диагностики, предложенная архитектура и принцип действия интерфейса уровня интеллектуального датчика позволяют обеспечить циклическую передачу данных и питания по витой паре для любого разумного их количества. Если частотный диапазон витой пары достаточен для увеличений числа каналов передачи данных, то в состав интерфейса можно включить дополнительный канал приёма и, следовательно, реализовать в системе параллельную передачу данных от интеллектуальных датчиков, разделив их предварительно на группы в соответствии с системным приоритетом.

Представленные в настоящем разделе результаты исследований затрагивают основные проблемы проектирования аналоговых ИС и СФ блоков на базе последней версии АБМК\_1\_3. Их прецизионность и широкодиапазонность обеспечиваются в основном схмотехническим способом — неблагоприятные изменения параметров компонентов под действием оговорённых факторов, относительно большие паразитные ёмкости радиационно-стойких транзисторов и т.п. парируются специальной схмотехникой отдельных узлов. Эта схмотехника базируется на фундаментальном принципе собственной и взаимной компенсации, который сформулирован авторами и предполагает введение дополнительных и узкоспециальных контуров обратной связи. Важно отметить, что основные метрологические свойства предложенных СФ блоков не уступают их нерадиационно-стойким аналогам ведущих западных компаний.

## 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 работе 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 работе принципы связаны со структурной оптимизацией отдельных узлов и устройств. Именно это, как показано в четвёртой главе, 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 уже структурные степени свободы, которые и позволяют генерировать новые подходы к построению СФ блоков. Это положение, очевидно, является главным теоретическим выводом из проведённых исследований.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шведов С.В., Гришков В.Н. Проектирование аналогово-цифровых компонентов для «систем в корпусе» // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. тр. IV Всерос. науч.-техн. конф. / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 294–300.
2. Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. – Минск: Акад. упр. при Президенте Респ. Беларусь, 2006. – 286 с.
3. Адамов Д. Эффективная разработка и производство мелкосерийных заказных СБИС // Современная электроника. – 2011. – № 4. – С. 10–12.
4. Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л. Универсальная аналоговая микросхема для датчиков // Современная электроника. – 2011. – № 3. – С. 56–65.
5. Устюжанинов В.Н., Чепиженко А.З. Радиационные эффекты в биполярных интегральных микросхемах. – М.: Радио и связь, 1989. – 144 с.
6. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники / В.М. Кулаков [и др.]. – М.: Сов. радио, 1980. – 224 с.
7. Дворников О.В. Обеспечение радиационной стойкости ВЛТ-JFET аналоговых ИС. НЦФЧВЭ. – Минск, 1998. – 32 с. – Деп. в БелИСА 30.09.98, № Д199871.
8. Дворников О.В., Гришков В.Н. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Ч. 1. Учёт влияния проникающей радиации в «Spice-подобных» программах // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. трудов IV Всерос. науч.-технич. конф. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 301–306.
9. Дворников О.В., Чеховский В.А. Программируемый операционный усилитель, стойкий к воздействию потоков нейтронов // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: сб. материалов Межд. науч.-практ. семинара. – Шахты: ЮРГУЭС, 2002. – С. 19–23.
10. Импортозамещающие практические разработки и проекты ИС на базе радиационно-стойкого АБМК / О.В. Дворников [и др.] // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: сб. науч. тр. / под общ. ред. А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2006. – С. 200–205.

11. Дворников О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Ч. 2. Базовые схемотехнические решения АБМК\_1\_3 // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. трудов IV Всерос. науч.-тех. конф. / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 283–288.

12. Старченко Е.И. Особенности схемотехники операционных усилителей, стойких к воздействию потока нейтронов // Микропроцессорные аналоговые и цифровые системы: проектирование и схемотехника, теория и вопросы применения: материалы III Международ. науч.-практич. конф. – Новочеркасск: ЮРГТУ (НПИ), 2003. – С. 19–23.

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

14. Крутчинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем. – Ростов н/Д.: Изд. СКНЦ ВШ, 2001. – 180 с.

15. Полузаказная интегральная микросхема трансимпедансного усилителя-дискриминатора для газоразрядных детекторов / Г.Д. Алексеев [и др.] // Вестник Фонда фундаментальных исследований. – 2010. – № 1 (51). – С. 24–34.

16. Дворников О.В., Чеховский В.А., Батурицкий М.А. Комплект трансрезистивных усилителей для работы с лавинными фотодиодами // Материалы III Междунар. науч.-техн. конф. «Приборостроение-2010»: Минск, Республика Беларусь, 10–12 ноября 2010 г. – Минск, 2010. – С. 54–55.

17. Дворников О.В., Чеховский В.А., Драчев Д.Е. Применение биполярного БМК для проектирования аналоговых ИС. Ч. 3. Быстродействующий компаратор напряжения // Chip News. – 1999. – № 8. – С. 18, 19.

18. Дворников О.В., Чеховский В.А., Петрович А.Г. Микросхема АФ011В для высокоточных временных измерений // Chip News. – 2003. – № 7. – С. 18–21.

19. Дворников О.В., Чеховский В.А. Широкополосный суммирующий коммутатор аналоговых сигналов // Современная электроника. – 2011. – № 2. – С. 18–21.

20. Дворников О.В., Чеховский В.А. Применение биполярного БМК для проектирования аналоговых ИС. Часть 1. Микромощные малошумящие зарядочувствительные усилители // Chip News. – 1999. – № 5. – С. 17–20.

21. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н. Проектирование аналоговых микросхем для средств измерений. Ч. 2. Компенсация входного тока // Материалы II Междунар. науч.-техн. конф. «Приборостроение-2009»: Минск, Республика Беларусь, 11–13 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 52–53.

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

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

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

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

26. 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.

27. 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.

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

29. Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Серебряков А.И. Архитектура прецизионных двухкаскадных операционных усилителей с несимметричным включением активной нагрузки // Материалы Междунар. науч.-практич. семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». – Ч. 1. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2009.



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

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

32. Крутчинский С.Г., Титов А.Е. Структурный синтез инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – № 5 (94). – С. 72–80.

33. Старченко Е.И. Схемотехника стабилизаторов напряжения, стойких к воздействию потока нейтронов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – № 5 (94). – С. 108–116.

34. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н. Проектирование аналоговых микросхем для средств измерений. Ч. 1. Уменьшение напряжения смещения // Материалы II Междунар. науч.-технич. конф. «Приборостроение-2009»: Минск, Республика Беларусь, 11–13 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 51–52.

35. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н. Проектирование аналоговых микросхем для средств измерений. Ч. 2. Компенсация входного тока // Материалы II Междунар. науч.-технич. конф. «Приборостроение-2009»: Минск, Республика Беларусь, 11–13 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 52–53.

36. Дворников О.В., Старченко Е.И. Проектирование аналоговых микросхем для средств измерений. Ч. 3. Модернизация аналоговых умножителей // Материалы II Междунар. науч.-технич. конф. «Приборостроение-2009»: Минск, Республика Беларусь, 11–13 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 54–55.

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

38. Дворников О.В., Володкевич А.А. Заявление № 20090002 о выдаче свидетельства Республики Беларусь на топологию интегральной микросхемы. Двухканальный аналоговый коммутатор на БМК (Двухканальный аналоговый коммутатор на базовом матричном кристалле).

39. Батурицкий М.А., Дворников О.В. Заявление № 20090003 о выдаче свидетельства Республики Беларусь на топологию интегральной микросхемы. Дифференциальный усилитель на БМК (Дифференциальный усилитель на базовом матричном кристалле).

40. Батурицкий М.А., Дворников О.В. Заявление № 20090004 о выдаче свидетельства Республики Беларусь на топологию интегральной микросхемы. Усилитель и компаратор на БМК (Усилитель и компаратор на базовом матричном кристалле).

41. Дворников О.В., Володкевич А.А. Свидетельство РБ на топологию интегральной микросхемы № 17, заявл. 11.03.2009. Двухканальный аналоговый коммутатор на базовом матричном кристалле; заявитель ОАО «МНИПИ».

42. Батурицкий М.А., Дворников О.В. Свидетельство РБ на топологию интегральной микросхемы № 18, заявл. 17.04.2009. Усилитель и компаратор на базовом матричном кристалле; заявитель НЦВФВЭ БГУ.

43. Батурицкий М.А., Дворников О.В. Свидетельство РБ на топологию интегральной микросхемы № 19, заявл. 17.04.2009. Дифференциальный усилитель на базовом матричном кристалле; заявитель НЦВФВЭ БГУ.

44. Батурицкий М.А., Дворников О.В., Чеховский В.А. Свидетельство РБ на топологию интегральной микросхемы № 21, заявл. 14.09.2009. Широкополосный дифференциальный усилитель на базовом матричном кристалле; заявитель НЦВФВЭ БГУ.

45. Батурицкий М.А., Дворников О.В., Чеховский В.А. Свидетельство РБ на топологию интегральной микросхемы № 22, заявл. 14.09.2009. Дифференциальный усилитель на базовом матричном кристалле; заявитель НЦВФВЭ БГУ.

46. Дворников О.В., Батурицкий М.А., Чеховский В.А. Восьмиканальная аналоговая БИС для первичной обработки сигналов ёмкостных детекторов частиц и излучений // IV Междунар. науч. конф. по военнотехническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения: тезисы докладов, Минск, 20-21 мая 2009 г. – Минск, 2009. – С. 79–81.

47. Крутччинский С.Г. Современная микросхемотехника и конкурентоспособность отечественных аналоговых ИС и смешанных СФ блоков // Электронные компоненты. – 2009. – № 1. – С. 1–5.

48. Дворников О.В., Гришков В. Выбор параметров и режимов работы МОП транзисторов при схемотехническом моделировании аналоговых ИР-компонентов. Ч. 1. Критерии качества МОП транзисторов для аналоговых применений // Современная электроника. – 2009. – № 9. – С. 38–45.

49. Дворников О.В., Гришков В., Натаров Т. Проектирование аналоговых микросхем на МОП транзисторах. Ч. 1. Малосигнальная модель МОП транзистора с источниками шумов // Электронные компоненты. – 2009. – № 8. – С. 52–55.

50. Дворников О.В., Гришков В., Натаров Т. Проектирование аналоговых микросхем на МОП транзисторах. Ч. 2. Выбор режима работы и размеров МОП транзисторов // Электронные компоненты. – 2009. – № 9. – С. 53–56.

51. Дворников О.В., Шульгевич Ю. Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов. Ч. 1. Расчёт «SPICE-параметров» биполярных транзисторов с использованием конструктивно-технологических и электрофизических параметров // Современная электроника. – 2009. – № 5. – С. 48–53.

52. Дворников О.В., Шульгевич Ю. Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов. Ч. 2. Идентификация параметров модели, описывающих вольтамперные характеристики биполярных транзисторов // Современная электроника. – 2009. – № 6. – С. 52–61.

53. Дворников О.В., Шульгевич Ю. Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов. Ч. 3. Альтернативные методы идентификация параметров модели биполярных транзисторов // Современная электроника. – 2009. – № 7. – С. 48–51.

54. Дворников О.В., Шульгевич Ю. Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов. Ч. 4. Идентификация параметров модели Шихмана–Ходжеса полевого транзистора с р-п переходом // Современная электроника. – 2009. – № 8. – С. 50–57.

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

56. Крутччинский С.Г. Исследование аналогового интерфейса системы сбора информации: учеб. пособие по дисциплине «Интерфейсы информационных систем» для студентов спец. 230201 «Информационные системы и технологии» дневной и заочной формы обучения. – Шахты: ГОУ ВПО ЮРГУЭС, 2009. – 27 с.

57. Lui S., Meyer R.G., Kwan N. An ion-implanted subsurface monolithic Zener diode // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1979. – Vol. 14, No 4. – P. 782–784.

58. Timko M.P., Holloway P.R. Circuit techniques for achieving high speed-high resolution A/D conversion // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1980. – Vol. 15, No 6. – P. 1040–1050.

59. Understanding and applying voltage references. Application note 82. Linear Technology. – 12 p.

60. Laude D.P., Beasom J.D. 5V temperature regulated voltage reference // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1980. – Vol. 15, No 6. – P. 1070–1075.

61. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 583 с.

62. Дворников О.В. Применение элементов с изменяемым сопротивлением для подгонки характеристик монолитных ИС. – Минск, 2001. – 20 с. – Деп. в БелИСА 07.05.01 № Д200136.

63. Oehm J., Grünebaum U. Statistical analysis and optimization of a bandgap reference for VLSI applications // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2001. – Vol. 29, No 3. – P. 213–220.

64. Meijer G.C.M., Wang G., Fruett F. Temperature sensors and voltage references implemented in CMOS technology // IEEE Sensors Journal. – 2001. – Vol. 1, No 3. – P. 225–234.

65. Цыбин М.С. Аналого-цифровые преобразователи радиационно-стойких СФ блоков // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 513–516.

66. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2-х кн. – М.: Мир, 1984. – Кн. 1. – 456 с.

67. Application Note 56. National Semiconductor. – 4 p.

68. McDonald B.A. Avalanche degradation of hFE // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1970. – Vol. 17, No 10. – P. 371–378.

69. Verwey J.F. On the emitter degradation by avalanche breakdown in planar transistors // IEEE Journal of Solid-State Electronics. – 1971. – Vol. 14. – P. 775–782.

70. Зайцев Ю.В., Громов В.С., Григораш Т.С. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи. – М.: Радио и связь, 1985. – 120 с.

71. Amemiya Y., Kato K. Compensation for voltage dependence of diffused feedback resistors in operational amplifiers // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1979. – Vol. 14, No 6. – P. 1118–1120.

72. Дворников О.В., Шульгевич Ю.Ф. Экспериментальное исследование резисторов прецизионных аналоговых БИС/СБИС // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: сб. материалов V Междунар. науч.-практич. семинара / под ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты: Изд.-во ЮРГУЭС, 2006 – С. 52–54.
73. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов: пер. с англ. – Л.: Энергия, 1975. – 304 с.
74. A micropower voltage reference. Linear Brief 34. National Semiconductor. – 2 p.
75. Достал И. Операционные усилители. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
76. Напряжения и деформации в элементах микросхем / В.С. Сергеев [и др.]. – М.: Радио и связь, 1987. – 88 с.
77. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
78. Widlar R.J. New developments in IC voltage regulators // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1971. – Vol. 6, No 1. – P. 2–7.
79. Brokaw A.P. A simple three-terminal IC bandgap Reference // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1974. – Vol. 9, No 6. – P. 388–393.
80. Матсон Э.А. Конструкция и технология микросхем: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. – Минск: Высш. шк., 1985. – 207 с.
81. Pease R.A. The design of band-gap reference circuit: trials and tribulations. – URL: <http://www.national.com/rap/Application/0,1570,24,00.html>.
82. Дворников О.В. Схемотехника биполярно-полевых аналоговых микросхем. Ч. 2. Высокоточные повторители тока // Chip News. – 2004. – № 10. – С. 40–45.
83. Cox D.F. Bandgap with Corrections.
84. URL: [http://www2.cambr.uidaho.edu/papers/bandgap\\_corr.pdf](http://www2.cambr.uidaho.edu/papers/bandgap_corr.pdf)
85. Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Kovbasuk N.I. Methods of compensation of parasitic parameters of transistors in analogue integrated circuit. – Moscow, Russia: Proceeding ICCSC'04, 2004. – P. 31–35.
86. Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Компенсация паразитных ёмкостей активных элементов в электронных устройствах // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: сб. науч. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2006. – С. 194–199.
87. Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. [и др.]. Методы компенсации основных составляющих выходной ёмкости транзисторов в аналоговых микросхемах // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: сб. науч. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2006. – С. 223–228.

88. Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Starchenko E.I. Structurally topological principles of self-compensation in electronic devices. – Moscow, Russia: Proceeding ICCSC'04, 2004. – P. 26–30.

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

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

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

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

93. Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Серебряков А.И. Метод собственной компенсации импедансов пассивной коллекторной нагрузки в широкополосных усилителях // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 9. – С. 71–76.

94. Крутчинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ. – Таганрог, 2008. – С. 41–48.

95. Krutchinsky S.G., Titov A.E., Tsibin M.S. Structural optimization of differential stage operational amplifiers // International Conference on Signal and Electronic System (ICSSES'10). – Gliwice, Poland: Institute of Electronics, Silesian University of technology, 2010. – P. 253–257.

96. Krutchinsky S.G., Titov A.E., Tsibin M.S. Common-mode signal minimization in differential stage // Proceedings International IEEE EAST-WEST Design & Test Symposium 2010. – St. Petersburg, Russia, September 17–20, 2010. – P. 222–226.

97. Крутчинский С.Г., Старченко Е.И., Нефедова А.В. Инструментальные усилители на базе мультидифференциальных ОУ // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных схем (МЭС). – М., 2008. – С. 360–365.

98. Крутчинский С.Г., Титов А.Е., Цыбин М.С. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. тр. IV Всерос. НТК (МЭС-2010), ИППМ РАН, 4–8 октября 2010 г. – С. 537–542.

99. Крутчинский С.Г. Нестандартные аппаратные средства адаптивных регуляторов и систем пассивной локализации // Известия РАН. Автоматика и телемеханика. – 2001. – № 7. – С. 164–172.

100. Крутчинский С.Г., Баранов Р.Г. Аналого-цифровые интерфейсы смешанных систем на кристалле // Известия ЮФУ. – 2008. – С. 163–174.

101. Крутчинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // Проблемы современной аналоговой микросистемотехники: сб. трудов МНПС. – 2003. – С. 125–137.

102. Баранов Р.Г. Импульсно-потенциальный интерфейс смешанных систем на кристалле // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: сб. материалов VI Междунар. науч.-практ. семинара. – Шахты, 2007. – Ч. 2. – С. 14–19.

103. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / С.Г. Крутчинский, Н.Н. Прокопенко [и др.]. – Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – С. 96.

104. UPL: [www.rtsoft-training.ru](http://www.rtsoft-training.ru)

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

*Научное издание*

**Прокопенко Николай Николаевич  
Дворников Олег Владимирович  
Крутчинский Сергей Георгиевич**

**ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ  
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ**

**Монография**

Под общей редакцией д.т.н., профессора Н.Н. Прокопенко

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД № 06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС.  
Подписано в печать 28.12.2011 г.  
Формат бумаги 60х90/16. Усл. печ. л. 13,0. Тираж 30 экз. Заказ № 673.

ПЛД № 65-175 от 05.11.99 г.  
Типография Издательства ЮРГУЭС.  
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147