

Министерство образования и науки Российской Федерации
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Донской государственный технический университет»

УДК 621.375
№ госрегистрации 114091540069
Инв. №


«УТВЕРЖДАЮ»
И.о. проректора по научно-
исследовательской работе и
инновационной деятельности
М.А. Изотов
«16» 2015 г.

ОТЧЕТ
О НАУЧНО – ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ РАБОТЕ

по проекту 8.374.2014/К «Разработка и исследование нового поколения архитектурных,
схмотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот
аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их
практические приложения»
(годовой)

В рамках проектной части государственного задания Министерства образования и науки РФ
на 2014-2016 гг.

Наименование этапа: «Теоретические основы собственной и взаимной компенсации
паразитных индуктивных и емкостных импедансов и их практические приложения в
быстродействующих аналоговых микросхемах»

Руководитель НИР, д-р техн.наук, проф.



подпись, дата

Н.Н. Прокопенко

Ростов-на-Дону 2014

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

Научный руководитель,
д.т.н., профессор

 29.12.2014
подпись, дата

Прокопенко Н.Н.
(разделы 1, 2, 3, 4, 5, Заключение,
Приложения В, Г, Е, Л)

Исполнители

профессор, к.т.н.

 29.12.2014
подпись, дата

Береза А.Н.
(разделы 1.3, 4.1.1, 4.1.2.6, Приложение
Г)

лаборант-исследователь

 29.12.2014
подпись, дата


Березняк С.А.
(разделы 1.1, 4.1.2, Приложения А, Д)

младший научный
сотрудник

 29.12.2014
подпись, дата

Бланко Л.Л.
(раздел 1.1, Приложение О)

лаборант-исследователь

 29.12.14
подпись, дата


Бугакова А.В.
(разделы 1.1, 4.1.4.1, 4.1.6, 4.1.7,
Приложения Г, 3, О)

младший научный
сотрудник

 29.12.14
подпись, дата

Будяков П.С.
(разделы 4.1, 5.4, Приложения Ж, Н)

младший научный
сотрудник

 29.12.14
подпись, дата

Бутырлагин Н.В.
(разделы 4.1.2, 5.2, 5.4, 5.5,
Приложение О)

доцент, к.т.н.

 29.12.2014
подпись, дата

Гавлицкий А.И.
(разделы 4.1.3, 4.2.1, 4.3.1, 5.5)

инженер

 29.12.14
подпись, дата

Заякина Л.А.
(разделы 1.1, 4.1.4.3, 4.2.1, 5.1,
Приложения А, Б, Д, И, К, Н)

профессор, д.т.н.

 29.12.2014
подпись, дата

Крутчинский С.Г.
(разделы 2, 3, 4.1.1, 5.1, 5.4.1)

доцент, к.т.н.

 29.12.14
подпись, дата

Ляшов М.В.
(разделы 4.1.1.1, 4.1.1.3, 4.1.4.1, 4.2.4,
Приложения Г, О)

доцент, к.т.н.

 29.12.14
подпись, дата

Медведев Д.В.
(разделы 2.10, 4.1.2.2, 4.1.4.2, 5.1, 5.4.2,
5.6)

доцент, к.т.н.

 29.12.14
подпись, дата


Никulich Н.Н.
(разделы 4.1.1.4, 4.2.1, 4.2.2, 4.3.3)

младший научный
сотрудник

 29.12.14
подпись, дата

Пахомов И.В.
(разделы 2.10, 4.1.2, 4.2, 4.3, 5.5,
Приложения Г, О)

доцент, к.т.н.

 29.12.14
подпись, дата

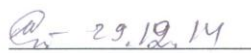
Попов А.Э.
(Введение, разделы 3.2, 4.3,
Приложение К)

ассистент

 29.12.14
подпись, дата

Серебряков А.И.
(разделы 4.1.1, 4.2.4, 5.2, 5.3)

профессор, к.т.н.


подпись, дата

Старченко Е.И.

(разделы 1.2, 2.5, 2.8.1, 3.5, 4.1.2.5,
4.2.2, Приложение О)

младший научный
сотрудник


подпись, дата

Титов А.Е.

(разделы 2.8, 2.9, Приложение Ж)

/ Нормоконтролер


подпись, дата

Фарасова Л.П.

РЕФЕРАТ

Отчет 419 с., 5 ч., 175 рис., 5 табл., 144 источника, 14 прил.

СИСТЕМА НА КРИСТАЛЛЕ, IP-МОДУЛЬ, СЛОЖНЫЙ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ БЛОК, АНАЛОГОВАЯ МИКРОСХЕМА, СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ, ВЗАИМНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ, КОМПЕНСАЦИЯ ИНДУКТИВНОСТЕЙ, КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЗИТНЫХ ЕМКОСТЕЙ, БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ, ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ, СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ, ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ, ФОРМИРОВАТЕЛИ КВАДРАТУРНЫХ СИГНАЛОВ, КВАДРАТУРНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ, КВАДРАТУРНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ, ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ, ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ, УСТОЙЧИВОСТЬ, ВЕРХНЯЯ ГРАНИЧНАЯ ЧАСТОТА, ВЗАИМНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ КМОП-ТРАНЗИСТОРОВ, ПЛАНАРНЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ, ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ СТАТИЧЕСКОГО РЕЖИМА, ДРАЙВЕР ЛИНИЙ СВЯЗИ, ДРАЙВЕР КОММУТАТОРА РАЗРЯДНОГО ТОКА, ЦАП, ИСТОКОВЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТОК-НАПРЯЖЕНИЕ С N ВХОДАМИ

Объектом исследования по проекту являются широкополосные аналоговые микросхемы с планарными индуктивностями, в т.ч. с цепями коррекции доминирующих импедансов (паразитных индуктивностей и емкостей), обеспечивающими расширение диапазона рабочих частот и повышение быстродействия.

Общая цель проекта 2014-2016 гг. Создание более высокочастотных аналоговых микросхем связано либо с совершенствованием технологии их производства, либо с построением низкочувствительных схем, в рамках которых удастся уменьшить влияние транзисторов на результирующие амплитудно-частотные характеристики. В проекте указанную проблему

предлагается решить путем дальнейшего развития принципов компенсации доминирующих паразитных импедансов, распространением данного подхода на компенсацию индуктивностей, а также развитием методов компенсации паразитных емкостей и теории планарных индуктивностей. Будет решена задача синтеза структур линейных электронных схем наиболее распространенных СФ блоков с экстремально низкой чувствительностью их передаточных функций к частоте единичного усиления активных элементов. Теоретические выводы будут сопровождаться примерами построения новых схем различных микроэлектронных изделий.

Целью НИР является разработка новых и совершенствование перспективных методов увеличения верхних граничных частот широкого класса аналоговых микросхем и СФ блоков различных преобразователей сигналов на основе современных технологических процессов.

Проект соответствует приоритетному направлению развития науки и техники РФ и перечню критических технологий («Технологии создания электронной компонентной базы»), которая, в частности, предусматривает разработку СФ-блоков для систем на кристалле (п.5); создание... аналоговых высокочастотных и сверхвысокочастотных схем (п. 2)..

Основные задачи проекта:

1. Комплексное исследование существующих методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем (АМ) в рамках российских и перспективных технологий их изготовления.

2. Разработка новых методов повышения эффективности цепей собственной и взаимной компенсации доминирующих паразитных емкостей и индуктивностей, имеющих существенные преимущества в сравнении с классическими решениями.

3. Анализ и компьютерное моделирование новых архитектурных и схемотехнических решений цепей собственной и взаимной компенсации влияния доминирующих паразитных индуктивностей и емкостей на частотный диапазон АМ.

4. Выполнение комплекса работ, связанного с созданием концепции проектирования интегральных индуктивностей (ИИ) нового поколения, являющихся базовым пассивным элементом современных ВЧ и СВЧ микросхем, исследование фундаментальных проблем проектирования ИИ разных конструкций.

5. Разработка комплекта архитектурных решений базовых СФ блоков для систем связи, новых прототипов аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном (СВЧ усилителей, RLC фильтров, энергохарвестеров, делителей напряжения, фазорасщепителей, драйверов линий связи систем на кристалле, интегральных стабилизаторов и систем электропитания без выходных конденсаторов большой емкости и т.п.), использующих теоретические результаты проекта.

6. Создание комплекта патентов (не менее 50 шт.) на IP модули и СФ блоки с расширенным диапазоном рабочих частот.

Полученные результаты научных исследований 2014 г.:

Обоснован выбор оптимального варианта направления исследований по проекту и методик их проведения, разработана детальная программа НИР на 2014-2016гг.

Показано, что для разработки устройств связи и телекоммуникации нового поколения необходимы комплексные исследования архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот быстродействующих аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и систем на кристалле.

Установлено, что одним из наиболее критичных элементов интегральных микросхем, которому посвящены большое число публикации в ведущих научных изданиях, является индуктивность. На сегодняшний день многие проблемы их проектирования и практического применения не решены. Прежде всего, это относится к пассивным отрицательным индуктивностям, а также методам собственной и взаимной компенсаций индуктивных элементов в радио-технических устройствах.

С единых позиций исследованы проблемы собственной и взаимной компенсации влияния индуктивных и емкостных импедансов (в большинстве случаев – паразитных) на характеристики и параметры электронных схем. Разработаны теоретические основы собственной и взаимной компенсации индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих аналоговых и аналого-цифровых схемах.

Исследованы условия компенсации влияния доминирующих параметров активных элементов на схемные функции электронных устройств. Показано, что полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными и единственными. Оценка предельных параметров электронных схем с цепями компенсации связана с анализом структур поправочных полиномов электронных схем различного класса и требует дополнительных исследований в каждой предметной области.

Разработана теория собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем. Показано, что в рамках принципа собственной компенсации влияния индуктивностей на параметры аналоговых электронных схем существует два взаимодополняющих структурных метода.

Обоснован метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем. Сформулирован алгоритм синтеза принципиальных схем с взаимной компенсацией влияния RL-цепей. Рассмотрены предельные возможности частотной коррекции преобразователей сигналов RL-цепями.

Выполнен структурный синтез цепей собственной компенсации в широкополосных инструментальных усилителях (ИУ). Разработаны теоретические основы структурного синтеза широкополосных ИУ. Обоснован принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления операционных усилителей на диапазон рабочих частот ИУ. Сформулированы условия взаимной компенсации влияния ЭДС смещения нуля и коэффициента ослабления входного синфазного сигнала. Показано, что на структурном уровне

можно оптимизировать основные качественные показатели инструментального усилителя – напряжение дрейфа нуля и коэффициент передачи синфазного напряжения при заданном дифференциальном коэффициенте усиления. Обоснована схемотехника ИУ на основе двух мультидифференциальных ОУ с эффектами собственной и взаимной компенсации. Приведены результаты структурного синтеза ИУ на основе двух мультидифференциальных ОУ. Показано, что предлагаемые ИУ обладают высокими качественными показателями, в том числе и при различных внешних воздействиях. Представлены результаты моделирования ИУ в среде PSpice с учетом влияния дестабилизирующих факторов.

Обобщены методы умножения (деления) параметров индуктивных элементов и условия их компенсации.

Разработаны теоретические основы построения формирователей квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для приемопередающих узлов. Прежде всего, это относится к квадратурным модуляторам и демодуляторам – наиболее ответственным узлам систем связи и телекоммуникаций.

Сформулированы основные требования к селективным формирователям опорных ортогональных сигналов.

Исследованы свойства базовых структур квадратурных модуляторов и квадратурных формирователей в квадратурных демодуляторах.

Исследованы квадратурные формирователи для синхронных фильтров.

Установлено, что предельный диапазон рабочих частот современных, например, SiGe-транзисторов, измеряется сотнями гигагерц. Однако, он не всегда реализуется в практических схемах транзисторных каскадов (ТК) при высокоомной коллекторной нагрузке. Это обусловлено доминирующим влиянием на верхнюю граничную частоты ТК постоянной времени выходной цепи, которая для многих вариантов включения транзисторов, например, для схем с активными нагрузками, оказывается достаточно низкочастотной. Постоянная времени выходной цепи транзисторных каскадов с активными

нагрузками – основное «проклятие» аналоговой микросхемотехники, которое не разрешимо в рамках традиционных схемотехнических решений.

Разработаны новые методы собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов усилительных каскадов, которые, в отличие от известных, позволяют обеспечить уменьшение влияния на верхнюю граничную частоту не только проходных емкостей коллектор-база выходных транзисторов, но и паразитных емкостей нагрузки, включающих емкости на подложку.

Разработана прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном. Выполнено компьютерное моделирование новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов.

Дан анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения. Установлена особенность формирования условий для обеспечения предельного уровня компенсации в электронных схемах.

С общих позиций теории систем автоматического управления рассмотрены условия синтеза специальной цепи компенсации (ЦК) паразитной ёмкости, связанной с высокоимпедансным выходом классического транзисторного каскада. Это позволяет расширить площадь усиления. Отмеченные выше технические противоречия предлагается разрешить путем подключения к выходу ТК специальной цепи компенсации паразитной ёмкости, которая, в зависимости от её построения и ожидаемого выигрыша по основным динамическим параметрам широкополосных усилителей (ШУ), должна иметь строго определенную передаточную функцию.

Показано, что подключаемая ЦК должна содержать дифференцирующее звено. Выполнен анализ устойчивости схемы широкополосного усилителя с ЦК. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот и времени установления переходного

процесса в классических транзисторных каскадах (схемах с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором). Рассмотрены три основных варианта практической реализации ЦК в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока.

Исследованы три основные функциональные схемы цепи компенсации, изучены их частотные свойства, проведена оценка устойчивости скорректированного ШУ с цепями компенсации, выполнено компьютерное моделирование схем ЦК при идеальных повторителях напряжения и тока, разработана методика компьютерного моделирования ШУ с инерционными активными элементами в среде MATLAB.

Разработана новая схемотехника, выполнен математический анализ, проведено компьютерное моделирование:

- методов расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером;
- каскодного усилителя с расширенным частотным диапазоном
- каскодного усилителя с цепью компенсации емкости на подложку;
- широкополосных каскодных усилителей с цепью компенсации на основе усилителя тока;
- двойного каскодного усилителя с расширенным диапазоном рабочих частот;
- метода компенсации паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона;
- широкополосных каскодных дифференциальных усилителей;
- метода расширения диапазона рабочих частот преобразователя «ток-напряжение» на основе каскада с общей базой;
- эффективности пассивной RC коррекции в каскодных дифференциальных усилителях.

Исследована возможность взаимной компенсации нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях.

Разработаны каскодные КМОП усилители с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и пассивного двухполюсника нагрузки.

Предлагается метод решения проблемы построения СВЧ высокочастотных избирательных усилителей (ИУс) на основе низкочастотных планарных индуктивностей. Показано, что в этом случае целесообразно использовать цепи компенсации резисторов, моделирующих соответствующие потери в LC контуре. Полученные аналитические выражения для основных параметров ИУ, а также результаты компьютерного моделирования ИУс указывают на возможность токового управления добротностью ИУс предлагаемого подкласса при достаточно высокой стабильности частоты квазирезонанса.

Показано, что для существенного расширения диапазона рабочих частот аттенюатора (АТ), нагруженного на паразитную ёмкость нагрузки C_0 , перспективно применение цепей взаимной компенсации паразитной ёмкости C_0 , которая в практических схемах реализуется на основе неинвертирующего усилителя напряжения. Важное достоинство таких АТ – независимость условий расширения частотного диапазона от сопротивлений резисторов, образующих АТ, которые могут быть переменными.

Установлено, что применение предлагаемых в проекте цепей взаимной компенсации паразитных ёмкостей в каскадах смещения статического уровня аналоговых микросхем позволяет расширить их диапазон рабочих частот в 3-10 раз.

Разработан метод повышения быстродействия драйвера в коммутаторе разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах, который предусматривает специальное построение цепей установления логического нуля. При этом не требуется дополнительных затрат площади на

кристалле, не увеличивается потребляемая мощность, уменьшается время нарастания выходного сигнала драйвера (со 185 пс до 106 пс), уменьшается влияние рассогласования параметров транзистора, создающее паразитные составляющие в спектре выходного сигнала ЦАП.

Обоснован метод расширения диапазона рабочих частот драйверов линий связи на основе истоковых повторителей, в котором предусматривается применение предлагаемых в проекте цепей компенсации паразитной емкости нагрузки. Это обеспечивает уменьшение времени переходного процесса на 1-3 порядка.

Предлагается метод повышения прецизионности преобразования нескольких независимых дифференциальных и недифференциальных токовых сигналов в пропорциональное выходное напряжение, в котором используются предлагаемые в проекте цепи компенсирующих обратных связей.

Рекомендации по внедрению результатов НИР 2014 г.

Выполненные исследования могут найти применение в системах связи, радиоэлектронной, космической и оборонной промышленности, на предприятиях, входящих в Российский союз разработчиков и производителей микросистем (головная организация - ФГУ «НИИ микроэлектронной аппаратуры «Прогресс», г. Москва), занимающихся выпуском микроэлектронных изделий различного назначения (ОАО НПП «Пульсар» (г. Москва), Концерн «ВЕГА», Концерн «Алмаз-Антей» (г. Москва), «ЗАО «ПКК Миландр» (гг. Зеленоград, Санкт-Петербург, Воронеж, Нижний Новгород), ФГУП «НИИ Электронной техники» (г. Воронеж), ОАО Концерн «Созвездие» (г. Воронеж), ГУП НПЦ «СПУРТ» (г. Зеленоград), ООО «Медведь» (г. Зеленоград), ОАО «Микрон» (г. Зеленоград) и др.), при выполнении НИР-ОКР в рамках комплексных целевых программ «Военная микроэлектроника – 2020», «Альтернатива – 2020», «Электроника СВЧ - 2020», Российско-Белорусской научно-технической программы «Мониторинг СГ».

Раздел 1 посвящен аналитическому обзору информационных источников, обоснованию выбора оптимального варианта направления исследований и методик их проведения, а программе исследований на 2014-2016 гг.

В разделе 2 приводятся теоретические исследования эффектов собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих устройствах. Исследован метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем.

Раздел 3 посвящен селективным формирователям квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для систем связи и телекоммуникаций. Рассмотрены основные требования к их построению, а также базовые архитектуры квадратурных модуляторов и синхронных фильтров.

В разделе 4 приводятся результаты исследования и компьютерного моделирования новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов. Рассмотрены условия синтеза цепей компенсации паразитных емкостей выходного транзистора в широкополосных усилителях, а также их основные функциональные схемы. Предлагаются методы расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером, каскодных усилителей с расширенным частотным диапазоном, двойных каскодных усилителей. Рассматривается компенсация паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона, взаимная компенсация нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях, широкополосные каскодные усилители с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и двухполюсника нагрузки

Раздел 5 посвящен исследованию параметров базовых функциональных узлов и IP модулей с цепями собственной и взаимной компенсации - СВЧ

избирательных усилителей на основе планарной индуктивности с низкой добротностью, переменных аттенюаторов с недифференциальной структурой, широкополосных цепей смещения статического режима для аналоговых микросхем. Рассмотрены методы повышения быстродействия драйверов линий связи и буферных усилителей с ёмкостной нагрузкой, драйверов коммутатора разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах, быстродействующего истокового повторителя с емкостной нагрузкой, дифференциальных преобразователей «ток-напряжение» с N-входами.

В процессе выполнения проекта 2014 г. опубликовано 25 статей, в т.ч. индексируемых в базе данных Web of Science – 2, Scopus – 14, в журналах из списка ВАК – 4, в других изданиях – 5, тезисов докладов профильных Всероссийских конференций – 2, подано 22 заявки на патенты РФ.

Проведен международный семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» (Беларусь, США, Иран, Египет), организованный творческим коллективом по проекту (сентябрь-октябрь 2014 г.).

По проекту 2014 г. получены следующие обобщенные научно-технические результаты: Теория (теоретические основы, положения) – 3; Метод, способ – 6; Модель – 1; Методика – 3; Рекомендации - 1.

Проведен международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» (Беларусь, США, Иран, Египет), организованный творческим коллективом по проекту (сентябрь-октябрь 2014г.).

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	21
1 Анализ состояния проблемы	33
1.1 Аналитический обзор информационных источников	33
1.2 Обоснование выбора оптимального варианта направления исследований и методик их проведения	42
1.3 Программа исследований на 2014-2016 гг.	54
1.4 Выводы	65
2 Теоретические основы собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих электронных схемах	66
2.1 Постановка задачи теоретических исследований	66
2.2 Свойства обобщённой структуры аналоговых устройств	69
2.3 Компенсация влияния доминирующих параметров активных элементов	78
2.4 Основные выводы по разделам 2.1-2.3	86
2.5 Метод собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем	88
2.6 Метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем	98
2.7 Высокочастотная коррекция электронных схем RL-цепями	107
2.8 Структурный синтез цепей собственной компенсации в широкополосных инструментальных усилителях	110
2.8.1 Обобщенная структура инструментальных усилителей	114
2.8.2 Собственная компенсация влияния активных элементов на диапазон рабочих частот	123
2.9 Инструментальные усилители с эффектами собственной и взаимной компенсации	130

2.10 Методы умножения (деления) параметров индуктивных элементов и их компенсации	149
2.10.1 Управляемая индуктивность на основе усилителя тока	149
2.10.2 Управляемая индуктивность на основе усилителя напряжения	150
2.10.3 Метод изменения параметров индуктивности, основанный на использовании ее модели	152
2.10.4 Элементарные методы компенсации индуктивностей линий связи	153
2.11 Выводы	154
3 Селективные формирователи квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для систем связи и телекоммуникаций ..	157
3.1 Основные требования к селективным формирователям опорных ортогональных сигналов	158
3.2 Базовая структура квадратурных модуляторов	164
3.3 Квадратурные формирователи в квадратурных демодуляторах	168
3.4 Особенности квадратурных формирователей в синхронных фильтрах	170
3.5 Выводы	175
4 Разработка, исследование и компьютерное моделирование новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов	176
4.1 Прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном	176
4.1.1 Анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения	176
4.1.1.1 Разновидности функций чувствительности	176
4.1.1.2 Случай билинейного разложения функций цепи	179
4.1.1.3 Чувствительность в цепях с собственной компенсацией	179
4.1.1.4 Взаимная компенсация двух проводимостей	181

4.1.1.5 Особенность формирования условий для обеспечения предельного уровня компенсации в электронных схемах	184
4.1.2 Синтез цепей компенсации паразитных емкостей выходного транзистора в широкополосных усилителях	190
4.1.2.1 Постановка задачи	192
4.1.2.2 Синтез цепи компенсации паразитного импеданса C_0	194
4.1.2.3 Основные функциональные схемы цепи компенсации	196
4.1.2.4 Частотные свойства широкополосного усилителя с цепью компенсации на основе повторителей тока и напряжения	201
4.1.2.5 Оценка устойчивости скорректированного широкополосного усилителя (ШУ)	203
4.1.2.6 Результаты компьютерного моделирования ШУ при идеальных повторителях напряжения и тока	205
4.1.2.7 Методика компьютерного моделирования ШУ с инерционными активными элементами в среде MATLAB	206
4.1.3 Методы расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером	208
4.1.4 Каскодные усилители с расширенным частотным диапазоном	213
4.1.4.1 Каскодный усилитель с цепью компенсации емкости на подложку	213
4.1.4.2 Широкополосные каскодные усилители с цепью компенсации на основе усилителя тока	217
4.1.4.3 Двойной каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот	221
4.1.4.4 Компенсация паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона	226
4.1.5 Широкополосные каскодные дифференциальные усилители	232
4.1.6 Метод расширения диапазона рабочих частот преобразователя «ток-напряжение» на основе каскада с общей базой.....	236

4.1.7 Пассивная RC коррекция в каскодных дифференциальных усилителях	238
4.2 Взаимная компенсация нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях	239
4.2.1 Нелинейности проходной характеристики в дифференциальных каскадах на КМОП транзисторах	240
4.2.2 Быстродействие операционных усилителей с КМОП входными каскадами	245
4.2.3 Метод взаимной компенсации нелинейностей в каскодных дифференциальных усилителях на КМОП транзисторах	246
4.2.4 Результаты компьютерного моделирования	247
4.3 Широкополосные каскодные усилители (ШКУ) с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и двухполюсника нагрузки	254
4.3.1 Классические схемы ШКУ с компенсацией влияния на верхнюю граничную частоту паразитной емкости	254
4.3.2 Архитектуры ШКУ с цепями собственной компенсации проходной емкости выходного транзистора и импеданса двухполюсника нагрузки	256
4.3.3 Собственная компенсация в ШКУ на полевых транзисторах ...	259
4.4 Выводы	262
5 Исследование предельных параметров базовых функциональных узлов и IP модулей с цепями собственной и взаимной компенсации	265
5.1 СВЧ избирательный усилитель на основе планарной индуктивности с низкой добротностью	265
5.2 Частотная коррекция сверхширокополосных переменных аттенюаторов с недифференциальной структурой	278

5.3 Широкополосные цепи смещения статического режима для аналоговых микросхем	284
5.4 Методы повышения быстродействия драйверов линий связи и буферных усилителей с ёмкостной нагрузкой	290
5.4.1 Драйвер коммутатора разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах	290
5.4.2 Быстродействующий истоковый повторитель с емкостной нагрузкой	299
5.5 Дифференциальные преобразователи «ток-напряжение» с N- входами	310
5.6 Выводы	320
Заключение	322
Список использованных источников	329
Приложение А Список опубликованных статей по проекту	346
Приложение Б Список объектов интеллектуальной собственности по проекту 2014 г.	352
Приложение В Рекомендации по применению результатов проекта 2014 г. на промышленных предприятиях.....	354
Приложение Г Каталог новых архитектурных и схемотехнических решений функциональных узлов и IP модулей систем связи. Результаты компьютерного моделирования предельных параметров	359
Приложение Д Список докладов на конференциях 2014г. по теме проекта.....	360
Приложение Е Оглавление монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах»	364
Приложение Ж Подготовка кандидатских диссертаций. Авторефераты кандидатских диссертаций Будякова П.С., Титова А.Е. по	

теме проекта	367
Приложение З Программа международного научно-технического семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»	372
Приложение И Программа международного научно-технического форума ДГТУ и заседания секции №7	391
Приложение К Выписка из протокола заседания научно-технического совета МРТФ	396
Приложение Л Постановка задач следующего этапа НИР	400
Приложение М Информация о результатах участия аспиранта Будякова П.С. в конкурсе стипендий Немецкой службы академических обменов	404
Приложение Н Сведения о корректировке состава участников по проекту 2014 г.	407
Приложение О Патентный поиск по ГОСТ 15.011.96.....	419

ВВЕДЕНИЕ

Решаемая в настоящем проекте задача связана с комплексным исследованием архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот быстродействующих аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и систем на кристалле – получением новых знаний и практических рекомендаций в следующих областях:

- теория планарных индуктивностей, в том числе отрицательных;
- новых методов компенсации паразитных емкостных и индуктивных элементов;
- разработки быстродействующей электронной компонентной базы (драйверов, аттенюаторов, фазорасщепителей, энергохарвестров и т.д.) использующих индуктивные элементы;
- теория ортогональных фазорасщепителей сигналов на основе индуктивных элементов;
- СВЧ избирательные усилители на основе планарной индуктивности с низкой добротностью;
- методы повышения быстродействия драйверов линии связи;
- архитектура интегральных стабилизаторов напряжения не содержащих конденсаторов большой емкости и т.п.

Одним из наиболее критичных элементов интегральных микросхем является индуктивность [1]. Исследования в этой области и первые попытки реализации планарных интегральных индуктивностей относятся к 60-м гг. прошлого века. Было показано, что паразитные емкости на подложку ограничивают диапазон рабочих частот индуктивности, а последовательное эквивалентное сопротивление распределенных потерь ограничивает собственную добротность индуктивности.

В современных МЭС, имеющих высокий уровень интеграции, как в аналоговых, так и цифровых СФ блоков паразитные индуктивные и емкостные импедансы различных участков топологии являются, как правило, доминирующими факторами, определяющими как быстродействие, так и диапазон рабочих частот.

Например, в многоразрядных быстродействующих ЦАП даже с унарными старшими разрядами паразитных спектров синтезируемого сигнала непосредственно зависит от индуктивности «трассы» аналоговый защиты шины питания [2].

Не менее важным фактором, определяющим потенциальные возможности современных технологий, является влияние паразитных емкостных импедансов. Так в КМОП базисе реализация высокочастотных схем требует масштабирования этих транзисторов и создания участков цепи их электростатической защиты [3]. Эти особенности КМОП транзисторов непосредственно влияют на предельный диапазон рабочих частот. Известные схемотехнические решения [3] связаны с применением индуктивных цепей и поэтому взаимная компенсация влияния этих факторов является узкополосной и практически не распространяется на смешанные (аналогово-цифровые) СФ блоки. В этом отношении развитие принципов взаимной компенсации влияния паразитных емкостей как импедансов отдельных участков цепи позволяет снять указанные противоречия [4]. Здесь следует отметить, что создание подсхем («протезов») с отрицательной широкополосной емкостью может обеспечить компенсацию влияния обсуждаемого фактора непосредственно на целевую функцию [5] и не затрагивать масштабируемые транзисторы. Можно утверждать, что развитие этих принципов позволяет «приблизить» диапазон рабочих частот аналоговых КМОП устройств к аналогичным качественным показателям биполярных структур на базе гетеропереходов. Этот результат позволит перевести концепцию смешанных СнК в область практического применения широкого класса относительно дешевых КМОП технологий.

С точки зрения развития современной микросхемотехники создание схемотехнических (на компонентном уровне) и топологических (на уровне элемента) принципов управления емкостными и индуктивными импедансами позволит решать многие задачи на принципиально новом уровне. Указанные выше подходы СФ блоков позволяют имитировать необходимые проводимости для обеспечения требуемых свойств и новых параметрических условий проектируемых устройств. Негативные и неуправляемые постоянные времени ряда устройств (например, чувствительных элементов интеллектуальных датчиков) могут компенсироваться другими участками электронной цепи, следовательно, позитивно влиять на достижимый диапазон рабочих частот. Возможность имитации любого характера производимости и управляемости её величиной создают не только новые схемотехнические возможности на этапе повторного проектирования МЭС, но и снимают оптимальный ряд ограничений технологического характера – минимальная реализуемая индуктивность и её добротность, максимальная паразитная емкость, включая и емкость на подложку, характер и длина «трасс» шин питания, а также используемые при этом материалы.

Известные модели расчёта индуктивностей, опирающиеся на классические работы Калантарова П.А. и Цейтлина Л.А. 70-х годов [6], используют эмпирические формулы, составленные технологами, разнообразные компьютерные программы расчёта индуктивности, не объясняющие, на каких принципиальных математических методах они базируются. Все эти методы в области микронных масштабов дают либо абсурдные значения, либо значения, существенно отличающиеся от эксперимента.

Микронная технология требует создания принципиально новых, электродинамических физико-математических моделей, которые были бы ориентированы на ее потребности.

Уникальное свойство аналитических методов расчёта заключается в том, что они, оперируя с такими физическими параметрами, как ток, поток, индукция, индуктивность, объёмная плотность выделяемой тепловой мощности, добротность позволяют выявить масштабы этих величин из расчётов, вплоть до размеров порядка нанометров. Квалифицированный инженер-технолог, вычисляя масштаб индуктивности, будет знать, как можно изменить геометрические размеры, чтобы увеличить его, и как эти размеры можно изменить, чтобы увеличить саму индуктивность. Это сразу будет указывать метрологам возможный диапазон изменения индуктивности в заданных технологических размерах.

Предлагаемый путь позволит создать для инженерно-технологического корпуса теоретические основы проектирования разнообразных видов индуктивностей с высокой симметрией. Проведение в дальнейшем непосредственных экспериментов с той или иной физико-математической моделью даст возможность выявить нестыковки, заставит вводить поправочные коэффициенты и работать с моделью дальше, доводя её до конкретного технологического воплощения в том или ином диапазоне изменения индуктивности.

В настоящее время в основе всех экспериментов с индуктивностью любого масштаба лежит зависимость индуктивности от частоты. Так, снятая для ленточного соленоида с площадью поперечного сечения в виде буквы В (технологическая модель индуктивности технологов USA, PARC, Калифорния, Пало Альто [7]), эта зависимость указывает на наличие 3-х частотных диапазонов. В первом частотном диапазоне индуктивность может хаотически изменяться на 20-30% относительно некоторого постоянного значения. Во втором диапазоне индуктивность держит постоянное значение, совпадающее со значением индуктивности ленточного соленоида на постоянном токе. В третьем диапазоне индуктивность начинает увеличиваться в десятки раз до тех пор,

пока не достигнет частоты среза (граничная частота), выше которой соленоид теряет свои индуктивные свойства.

Малые размеры элементов интегральных микросхем породили проблему расчёта индуктивности микроскопических размеров. В последние двадцать лет наиболее активно развиваются методы расчёта планарных спиральных индуктивностей, нагруженных на плёнку кремния (CMOS – технология).

В моделях интегральная индуктивность заменяется эквивалентной схемой замещения с сосредоточенными параметрами. Модели не могут объяснить физические причины появления отрицательной интегральной индуктивности и ответить на вопрос как нули индуктивности можно сдвигать, изменяя технологию напыления?

В проекте предлагается сделать обзор адекватных физико-математических методов расчёта параметров интегральной индуктивности высокой симметрии, которые лишены упомянутых недостатков. Первый метод исходит из физического определения понятия индуктивности как коэффициента пропорциональности между током и магнитным потоком. Рассчитанная таким образом статическая положительная индуктивность даёт правильный порядок значений микроскопической индуктивности до критических частот порядка 1 ГГц.

Первым методом расчёта будут решены следующие задачи: рассчитана потоковая индуктивность кольца с конечной радиальной толщиной; исследованы индуктивные свойства различных спиралей; определена погонная индуктивность цилиндрических проводников; построена модель интегральной индуктивности коаксиального кабеля, которая может быть не только положительной, но, при определённых условиях, большой и отрицательной.

Второй метод позволяет рассчитать индуктивность, вносимую веществом, в котором возникают токи Фуко. Внешнее магнитное поле и поле отклика вещества создают полное магнитное поле в проводящем цилиндре. Энергия полного поля, усреднённая за период его изменения, частично

расходуется на нагрев этого вещества, а частично запасается в виде энергии магнитного поля, связанной с индуктивными свойствами этого вещества. Перераспределение энергии сильно зависит от частоты внешнего поля. Нули индуктивности возникают тогда, когда вся энергия полного магнитного поля уходит на компенсацию потерь.

Данным методом расчёта будет решена задача для внешнего однородного переменного магнитного поля, направление которого совпадает с осью сплошного проводящего цилиндра. Будет получена квадратичная частотная зависимость индуктивности, в которой её нули делят весь частотный интервал на три части: низкочастотный, среднечастотный и высокочастотный. В среднечастотном интервале индуктивность всегда отрицательна.

Предполагается оценка масштаба и первого нуля индуктивности плёнки *RPGS* – индуктора, созданного итальянскими технологами в университете Катании [8]) а также решение фундаментальной проблемы граничной частоты, существующая в ленточных соленоидах выходных каскадов, выпускаемых для ЧИПОВ компанией Palo Alto Research Centre [7].

Современные планарные индуктивности, входящие в узлы СВЧ, обычно проектируются в программных средах, предоставленных различными производителями. Среди них наиболее известна мощная вычислительная среда фирмы Cadence. Расчётной моделью предлагаемых симуляторов являются эквивалентные схемы замещения микрополосковых линий сосредоточенными элементами электрических цепей. Расчёты, заложенные в различные программные среды, приходится сравнивать между собой. Часто они дают отличающиеся значения; иногда могут давать особенности на частотных характеристиках, которые не реализуются на практике. Причина: отсутствие во всех программных средах учёта геометрии и толщины микрополоскового проводника в расчётах.

В последние двадцать лет наиболее активно развиваются методы расчёта планарных спиральных индуктивностей на кремнии, которые реализуются в

CMOS– технологиях. Построено большое количество базовых (как считают авторы) физических моделей (см., например, [9-15]), в которых микроскопическая интегральная индуктивность подменяется самыми изошрёнными эквивалентными схемами замещения с сосредоточенными параметрами. Частотные характеристики угаданных схем дают хорошие совпадения с наблюдаемыми закономерностями.

В большом количестве публикаций до 2002 года обсуждались модели, в которых исследовались частотные зависимости индуктивности, остающейся положительной в рассматриваемом диапазоне частот. Впервые в работе [8] была построена и экспериментально подтверждена модель, которая указала на тот факт, что на гигагерцах индуктивность *RPGS* - индуктора может обратиться в нуль, а на более высоких частотах даже стать отрицательной. Это дало новый толчок для создания других схемных моделей, в которых индуктивность может быть отрицательной, но с другой частотной закономерностью, зависящей от конкретной технологии формирования планарных слоёв [16]. Появилось много работ по технологии создания отрицательной индуктивности для самых разнообразных применений и диапазонов частот, в которых нуль индуктивности может приходиться на мегагерцы [17] или гигагерцы [8].

Предложенные схемы замещения не могут претендовать на адекватные физические модели по той причине, что в схемах замещения снова исчезают геометрические размеры и физические свойства применяемых для возбуждения магнитных полей токопроводов, нагруженных на проводящую или полупроводящую плёнку. В моделях не удаётся найти ответ на вопросы: 1) Почему индуктивность плёнки может обратиться в нуль или стать отрицательной? 2) В каком диапазоне частот это может произойти? 3) Какие физические процессы порождают это явление? 4) И как нуль индуктивности можно сдвигать, изменяя технологию напыления?

В проекте будет изложен класс адекватных физико-математических моделей расчёта параметров интегральных индуктивностей высокой

симметрии, в которых вышеупомянутые недостатки ослаблены, а изменение геометрии интегральной индуктивности может существенно изменить конечные расчётные формулы. Для цилиндрической симметрии предлагается два метода расчёта. Первый исходит из физического определения понятия индуктивности как коэффициента пропорциональности между потоком Φ и током i , создающим этот поток. Он заключается в следующем: задаём распределение плотности тока в пространстве. Оно обусловлено технологическими требованиями. По заданному распределению плотности тока находим распределение либо индукции магнитных полей, либо векторного потенциала. Для высокой симметрии это можно реализовать либо применением закона Био-Савара-Лапласа; либо применением уравнений магнитостатики, записанных для вектора магнитной индукции или для векторного потенциала. Затем по заданному распределению плотности тока и выбранной геометрии определяется полный ток системы.

По заданному распределению индукции магнитного поля определяется поток магнитной индукции Φ (вычисляются потоковые интегралы в криволинейном пространстве). Подставляя в базовую формулу поток и ток, и убеждаясь, что в уравнении последний сокращается, находим коэффициент L , который не зависит от тока и имеет отношение к индуктивности, определённой исходным соотношением.

Как показывают сравнения с экспериментами, рассчитанная таким способом статическая индуктивность даёт правильный порядок значений в таком высокочастотном диапазоне, где между током и потоком ещё отсутствует фазовый сдвиг во времени. Для микронных размеров это выполняется до частот порядка 1 ГГц. Другими словами, применение таких положительных индуктивностей, состоящих только из одиночного индуктора (проводник, кольцо, спираль, ленточный соленоид), всегда будет ограничено критической частотой. При приближении частоты к критической частоте будет возникать явление «Current Crowding Effects [15]», при котором токовый шнур уменьшает

площадь своего пятна, а затем, из-за скин-эффекта, шнур начинает выбрасывать свои заряды на поверхность.

В последние годы был найден другой подход к решению задач этой геометрии, в которых между током и потоком может существовать конечный фазовый сдвиг. Этот подход объединяет в себе возможности двухмерных и трёхмерных задач, не ограничивает возможный диапазон изменения частоты переменного тока и свободен от перечисленных выше недостатков.

Первый предложенный метод расчёта впервые был применён для расчёта потоковой индуктивности аксиально бесконечно тонкого кольца с конечной радиальной толщиной. Подробности в [18, 19]. Выяснено, что в таком кольце есть случай малых и больших, по сравнению с масштабом, индуктивностей.

В заметке [20] были исследованы индуктивные свойства разнообразных спиралей. Проведена сравнительная оценка значений индуктивности для спиралей Архимеда и обобщённых спиралей. Показано, что применение спиралей с количеством витков $N=10$ может увеличивать положительное значение их индуктивности, по сравнению с кольцевой, от 40 до 1500 раз. В работах [21-22] тем же алгоритмом были исследованы магнитные и индуктивные свойства сплошного и полого цилиндрических проводников с аксиальным направлением плотности тока, и рассчитана их погонная индуктивность. При решении поставленной задачи были привлечены уравнения магнитостатики для векторного потенциала.

Полученные в [21,22] результаты были обобщены на модель коаксиального кабеля. В [23] были исследованы индуктивные свойства бесконечно длинного коаксиального кабеля, в котором возбуждены аксиальные токи одного или противоположных направлений. Уравнения магнитостатики, записанные для векторного потенциала, решаются для трёх областей коаксиального кабеля, на которых сформулированы граничные условия. Показано, что такой кабель при определённых условиях обладает управляемой отрицательной индуктивностью.

Анализ литературных источников показывает, что в ряде статей [8,16] исследуются свойства отрицательной индуктивности. Следует отметить, что никто из авторов не объясняет, как на самом деле создать отрицательную пассивную индуктивность без помощи специальных синтезированных цепей с активными компонентами. Таким образом, существует необходимость поиска более эффективных путей создания отрицательной индуктивности. Такое решение будет идеальным, если сама по себе отрицательная индуктивность может быть реализована в виде одного пассивного компонента как обычные резисторы, конденсаторы или индуктивности. Исследования, выполненные в [16], показывают, что за счет многослойных плёнок микронной толщины, состоящих из алюминия и меди можно создать отрицательную индуктивность, которая будет зависеть от числа слоёв.

В работе [24] проведены испытания отрицательной индуктивности, в которых нежелательная паразитная индуктивность компенсируется отрицательной индуктивностью. При этом микроиндуктор с положительной индуктивностью был соединен последовательно по проводной связи с другим микроиндуктором, имеющим отрицательную индуктивность. Проведенные в [24] исследования показывают большие перспективы отрицательных индуктивностей высокоскоростных цифровых СБИС, где паразитные индуктивности становятся проблемой. Возможны и другие приложения в оптоэлектронике, усилителях мощности, антенных системах. Такое решение перспективно в любых электронных схемах, которые страдают от нежелательных индуктивностей.

Раздел 1 посвящен аналитическому обзору информационных источников, обоснованию выбора оптимального варианта направления исследований и методик их проведения, а программе исследований на 2014-2016 гг.

В разделе 2 приводятся теоретические исследования эффектов собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей и

емкостных импедансов в быстродействующих устройствах. Исследован метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем.

Раздел 3 посвящен селективным формирователям квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для систем связи и телекоммуникаций. Рассмотрены основные требования к их построению, а также базовые архитектуры квадратурных модуляторов и синхронных фильтров.

В разделе 4 приводятся результаты исследования и компьютерного моделирования новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов. Рассмотрены условия синтеза цепей компенсации паразитных емкостей выходного транзистора в широкополосных усилителях, а также их основные функциональные схемы. Предлагаются методы расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером, каскодных усилителей с расширенным частотным диапазоном, двойных каскодных усилителей. Рассматривается компенсация паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона, взаимная компенсация нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях, широкополосные каскодные усилители с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и двухполюсника нагрузки

Раздел 5 посвящен исследованию параметров базовых функциональных узлов и IP модулей с цепями собственной и взаимной компенсации - СВЧ избирательных усилителей на основе планарной индуктивности с низкой добротностью, переменных аттенюаторов с недифференциальной структурой, широкополосных цепей смещения статического режима для аналоговых микросхем. Рассмотрены методы

повышения быстродействия драйверов линий связи и буферных усилителей с ёмкостной нагрузкой, драйверов коммутатора разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах, быстродействующего истокового повторителя с емкостной нагрузкой, дифференциальных преобразователей «ток-напряжение» с N-входами.

В процессе выполнения проекта 2014 г. опубликовано 25 статей, в т.ч. индексируемых в базе данных Web of Science – 2, Scopus – 14, в журналах из списка ВАК – 4, в других изданиях – 5, тезисов докладов профильных Всероссийских конференций – 2, подано 22 заявки на патенты РФ. Результаты проекта переданы промышленным предприятиям.

Проведен международный семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» (Беларусь, США, Иран, Египет), организованный творческим коллективом по проекту (сентябрь-октябрь 2014 г.).

По проекту 2014 г. получены следующие обобщенные научно-технические результаты: Теория (теоретические основы, положения) – 3; Метод, способ – 6; Модель – 1; Методика – 3; Рекомендации – 1.

1 Анализ состояния проблемы

Решаемая в настоящем проекте задача связана с комплексным исследованием архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот быстродействующих аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и систем на кристалле.

1.1 Аналитический обзор информационных источников

Одним из наиболее критичных элементов интегральных микросхем является индуктивность [1]. Исследования в этой области и первые попытки реализации планарных интегральных индуктивностей относятся к 60-м гг. прошлого века. Было показано, что паразитные емкости на подложку ограничивают диапазон рабочих частот индуктивности, а последовательное эквивалентное сопротивление распределенных потерь ограничивает собственную добротность индуктивности. К концу 80-х гг. применение GaAs и сапфировых кристаллов позволило реализовывать спиральные индуктивности порядка 25 нГн с частотой собственного резонанса более 3 ГГц. Однако на кремниевых кристаллах индуктивности не превышали 10 нГн с частотой собственного резонанса на менее высоких частотах. Так, реализация планарной индуктивности на кремниевом кристалле, описанная в [25], обладала собственным резонансом на частоте 2.47 ГГц при номинальном значении 9.3 нГн. Индуктивность имела квадратную форму с 9 витками при линейном размере 230 мкм. Ширина полосы составила 6.5 мкм, расстояние между полосками 5.5 мкм. Максимальная добротность индуктивности составила 3. Полученные в начале 90-х гг. результаты в моделировании объемных интегральных структур и дальнейшее развитие технологий позволили перейти к разработке КМОП-устройств (МШУ и ГУН) с использованием планарных индуктивностей. В работе [26] приведена одна из первых разработок полностью интегрального малошумящего широкополосного усилителя (МШУ)

на диапазон частот 800-900 МГц со спиральной индуктивностью, реализованного по 2 мкм КМОП-технологии с двумя слоями металла на кремниевом кристалле. Поскольку МШУ должен обеспечивать работу на высокоомную нагрузку, то в отмеченном частотном диапазоне индуктивности в цепи нагрузки должны составлять от десятков до 100 нГн. Для уменьшения влияния подложки при реализации индуктивностей большого номинала необходимо увеличить развязку между слоем поликремния (подложкой) и слоями металла, реализующими собственно индуктивность. Для этого под площадью, занимаемой полосками индуктивностей, образовано углубление в слое подложки рис.1.1.

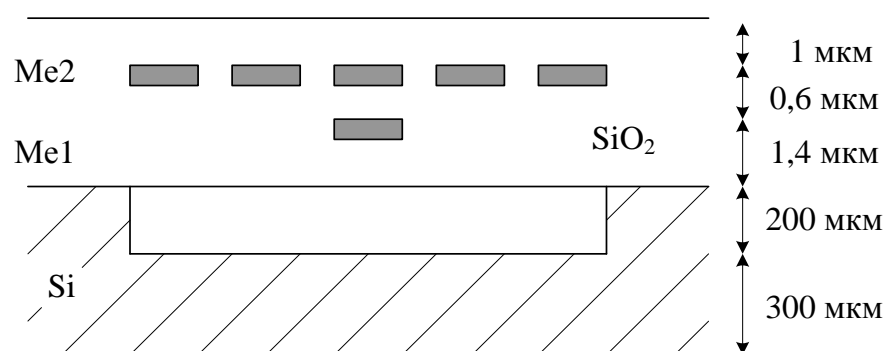


Рисунок 1.1 - Структура планарной индуктивности

Планарная индуктивность закреплялась по углам непосредственно над вырезанной частью кристалла. В целом, балансный усилитель, собранный по каскодной схеме "общий исток - общий затвор, при питании +3 В обеспечивает усиление 14 дБ и потребление мощности 7 мВт. Величины индуктивностей составили 114 нГн и были рассчитаны так, чтобы максимум усиления соответствовал 800 МГц. Размеры транзисторов входной пары - 2000/2 (мкм), размеры транзисторов каскодной пары - 120/2 (мкм).

В [27] рассматривается электромагнитное поведение спиральных индукторов на основе кремния. Получены соответствующие уравнения поля в квази-одномерном приближении. Обсуждается эквивалентная сосредоточенная модель элементов с учетом потерь в подложке, а также результаты экспериментальных исследований.

В [26] продемонстрированы возможности пассивных индукторов и LC фильтров, изготовленных в стандартной Si-технологии IC. Были реализованы добротности от 3 до 8 и индуктивности до 10 нГн в диапазоне гигагерцовых частот.

В [28] показаны перспективы использования интегральных индуктивностей в аналоговых микросхемах. К сожалению, применение перспективных индуктивностей затруднено из-за отсутствия средств их проектирования, а также адекватных моделей. В статье обсуждается многослойный технологический процесс изготовления индуктора для субмикронных КМОП схем.

В [29] описаны спиральные катушки индуктивности и «металл-металл» конденсаторы для микроволновых приложений, которые интегрированы на кремниевой подложке с помощью стандартной технологии 0,8 μm BiCMOS. Оптимизация индукторов была достигнута путем адаптации вертикальных и поперечных размеров и шунтированием несколько металлических слоев специальными межсоединениями. Сосредоточенные элементные модели катушек индуктивности и конденсаторов обеспечивают детальное представление о важной геометрии и влияние технологических параметров на характеристики устройства. Получены высокие показатели качества для индукторов являются одними из лучших результатов, особенно при использовании стандартной кремниевой технологии.

В [30] рассматриваются спиральные катушки индуктивности для микроволновых приложений, которые были интегрированы на кремниевой подложке в многослойную технологию Multi Chip Module (MCM). Изготовленные индуктивности имеют высокую добротность. Сообщается, что по сведениям авторов, это самые высокие значения индуктивности на кремнии. Разработана программа для быстрого и точного проектирования планарных спиральных индукторов.

Обычно в электронных схемах, взаимная отрицательная индуктивность, как правило, намного меньше по величине, чем общая индуктивность. В

микроэлектронном мире, однако, пренебрежение к выбросам индуктивности больше 30% может оказаться недопустимым. В статье [31] получены уравнения индуктивности для плоской тонко- или толстопленочных катушек. Сравниваются уравнения, которые включают взаимную отрицательную индуктивность. Описывается компьютерная программа для расчета квадратных и прямоугольных конфигураций индуктивностей. Представлены графические результаты до 16 витковых индуктивностей в диапазоне 3 нГн до 10 мкГн.

В [32] рассматриваются проблемы расчета электронных схем с индуктивными элементами разных конструкций.

В работе [33] обсуждается концепция применения тонких пленок для проектирования индуктивностей и СВЧ линий связи на GaAs и кремниевой ИС. Технология MCM-D включает в себя четыре уровня металлизации. Аналоговые измерения этих структур были осуществлены на частотах от 0,5 до 20 ГГц. Получены экспериментальные модели, которые дали достаточно точное соответствие с экспериментальными измерениями в устройствах со спиральными индуктивностями.

В [34] приводятся расчеты плоских индуктивностей, основанные на полном трехмерном аналитическом решении для взаимной индуктивности. Демонстрируется влияние сильного скин-эффекта.

В статье [35] рассчитываются с помощью комбинированных конечных элементных интегральных методов частотно-зависимые индуктивности и сопротивления трехмерных структур, часто встречающихся в современных электронных схемах. Обсуждаются математические формулировки численного метода решения данной задачи, а также влияние частотной зависимости индуктивности на распространение импульса.

В [36] рассматривается архитектура КМОП-широкополосных трансимпедансных усилителей с LC-коррекцией в диапазоне 7,2 ГГц.

Статья [37] посвящена проектированию 3D-интегральных индуктивностей, определению их резонансных частот и добротностей.

В [38] исследуются одновитковые и многovitковые интегральные спиральные индуктивности для диапазона частот 2-5 ГГц при достаточно высокой добротности ($Q > 20$). Приводятся результаты эксперимента с LC генератором.

Статья [39] посвящена экспериментальному исследованию конструкций спиральных интегральных трансформаторов и их применению в диодных смесителях сигналов гигагерцового диапазона частот.

В [12] приводятся формулы для основных параметров спиральных трансформаторов, а также обсуждаются частотные зависимости их S-параметров в диапазоне 0,8-2,5 ГГц.

Статья [40] посвящена обсуждению физической модели алюминиевой планарной спиральной индуктивности на кремнии. Приводятся графики экспериментальных исследований частотной зависимости ее основных параметров, а также сопротивления потерь.

В [41] экспериментально исследуются свойства спиральных индуктивностей новых конструкций (L, Q, S-параметры) в диапазоне 0,1-10 ГГц.

В [42] приведены эмпирические формулы для расчета многослойных индуктивностей разных конструкций, в т.ч. плоской.

Статья [43] посвящена исследованию малошумящего КМОП усилителя и LC генератора с интегральными индуктивностями для диапазона частот 5,5-6,3 ГГц. Приведены результаты эксперимента.

Статья [44] посвящена теоретическим экспериментальным исследованиям интегральных КНИ-индуктивностей для КМОП техпроцессов и оценке их влияния на основные параметры L в диапазоне частот до 10 ГГц, определению резонансных частот и параметров эквивалентных схем.

В работе [45] рассмотрены вопросы оптимизации добротности интегральной индуктивности в структуре LC-генератора на высокорезистивных подложках для диапазона частот 0,1-2 ГГц.

В работах [46, 47, 48] выполнен глубокий теоретический анализ Т-образной индуктивности и цепей индуктивной коррекции широкополосного КМОП каскада с общим истоком.

В монографии [49] приводятся теоретические основы планарных индуктивностей в историческом плане. Даются основные сведения об их параметрах и практическом использовании в фильтрах, усилителях, антеннах, генераторах.

В статье [50] даны теоретические исследования малошумящих каскодных усилителей с L коррекцией для диапазона частот 0,1-10 ГГц. Приводятся результаты экспериментальных исследований.

Статья [14] посвящена оптимизации спиральных интегральных индуктивностей для работы в оптических линиях связи.

Публикации [51, 52, 53] посвящены результатам исследований трансимпедансного усилителя с индуктивными элементами для работы в оптических линиях связи.

В статье [54] исследована работа драйвера на емкостную нагрузку.

В работах [55, 56] приведены результаты фундаментальных исследований и теория широкополосного согласования в СВЧ технике.

В статье [16] исследована спиральная планарная индуктивность на кремниевой подложке. Приводятся модели индуктивности, а также многочисленные экспериментальные данные их основных параметров для разных моделей в диапазоне частот 0-10 ГГц.

В [57] рассматриваются проблемы интеграции пассивных компонентов на подложках, в т.ч. индуктивностей.

В статье [58] показана возможность создания в комплементарном биполярном техпроцессе высокочастотных индуктивностей.

В [59] определены пути оптимизации интегральных индуктивностей и индуктивных цепей с помощью геометрического программирования.

Работы [60, 61] посвящены моделированию спиральных индуктивностей традиционных конструкций.

В [62] приводится (без доказательств) аналитическая модель планарной индуктивности.

В статье [10] исследована многослойная интегральная индуктивность с параметрами $L=8,8-32$ нГн, $Q=3,6$.

Статья [63] посвящена коррекции КМОП усилителей индуктивными элементами, что позволяет расширить полосу рабочих частот.

В [64] представлены исследования многослойных спиральных интегральных индуктивностей и линий передачи сигналов с учетом влияния подложки ($L=80$ нГн, $Q=13$, $f_{\max}=15$ ГГц).

Статья [65] посвящена алгоритму моделирования сложных схем с RLC элементами.

Работу [66] можно отнести к числу фундаментальных исследований в области микроволновой СВЧ техники, в т.ч. проектирования индуктивностей.

В статьях [67, 68] предлагается методика моделирования и расчета паразитных параметров линий связи между элементами микросхемы на кремниевых подложках.

В статьях [13, 69, 70, 71, 72] обсуждаются различные модели спиральных индуктивностей, в т.ч. с учетом потерь в кремниевой подложке.

В статье [73] предлагается эквивалентная схема спиральной планарной индуктивности и методика расчета ее добротности с учетом влияния подложки.

Вопросы моделирования и проектирования монолитных индуктивностей кремниевых радиочастотных интегральных схем рассмотрены в [74]. Здесь получены аналитические выражения для добротности компактной модели, исследованы потери в индуктивностях, частотная зависимость основных параметров разных конструкций.

В [75] представлены конструкции четырех типов планарных индуктивностей, приведены (без доказательства) формулы и таблицы для расчета их параметров, устанавливающие взаимосвязь индуктивности с ее геометрией.

В работах [76, 77] рассматриваются проблемы проектирования трансимпедансных усилителей гигагерцового диапазона с учетом эквивалентной схемы фотодиода, имеющей индуктивную составляющую.

В докторской диссертации [78] на основе фундаментальных законов физики исследованы модели различных интегральных индуктивностей и трансформаторов, а также методов их расчета.

В презентации [79] приведены различные конструкции интегральных спиральных индуктивностей, а также исследованы теоретические вопросы их применения в широкополосных КМОП каскадах.

В работе [80] исследуются проблемы оптимизации и проектирования аналого-цифровых устройств, в т.ч. с использованием индуктивных элементов.

В монографии [81] приводятся базовые сведения о свойствах аналоговых устройств на КМОП транзисторах и их элементной базе.

В [8] впервые описана отрицательная индуктивность, а также приводятся ее модели. Представлены формулы, связывающие параметры модели с геометрическими параметрами.

Высокодобротные планарные индуктивности рассмотрены в работе [82].

В статьях [83, 84] исследованы варианты высокочастотной LC коррекции широкополосных усилителей, обеспечивающие расширение диапазона рабочих частот.

Статья [85] посвящена исследованию СВЧ трансформаторов.

В работе [86] предлагается концепция и методы оптимизации электронных схем с LC элементами.

Высокочастотные фильтры, в т.ч. с использованием планарных индуктивностей, исследованы в работе [87].

Каскодные дифференциальные SiGe усилители для КВЧ диапазона, использующие индуктивные элементы коррекции, представлены в [88].

В работе [89] описан способ управления параметрами индуктивности в структуре импульсного стабилизатора напряжения ИмСН с нелинейной коррекцией магнитного поля дросселя. В современных ИмСН с типовыми

широотно-импульсными модуляциями скачок тока в нагрузке от I_{H1} до уровня I_{H2} вызывает переходный процесс, который определяется временем изменения энергии магнитного поля дросселя ИмСН от $Q_1=f(I_{H1})$ до $Q_2=f(I_{H2})$.

Сущность предлагаемого в [89] способа импульсной стабилизации напряжения состоит в том, что с помощью аналогово-цифрового регулирующего устройства (РУ) в ИмСН (рис. 6.3 [89]) вводится нелинейная коррекция положения рабочей точки дросселя Z_1 на его кривой намагничивания. При этом ИмСН работает в двух режимах. Первый (линейный) режим (при малых и медленных изменениях I_H) РУ обеспечивает стабилизацию среднего значения напряженности магнитного поля дросселя $H_0=W_1I_1+W_2I_2=\text{const}$ путем пропорционального ΔI_H изменения (с очень большой постоянной времени) тока $I_{\text{кор}}$ в его корректирующей обмотке W_2 . В этом режиме работа контура ШИМ традиционна.

Второй (нелинейный) режим ИмСН – это нелинейная коррекция переходного процесса при больших изменениях I_H . Регулирующее устройство, распознав и измерив скачок I_H или получив информацию от датчика напряженности H_0 , обеспечивает (только во время переходного процесса) жесткую стабилизацию мгновенной напряженности магнитного поля Z_1 . В этом случае $\Delta H_0=0$, так как приращения $\Delta I_H W_1=\Delta I_{\text{кор}} W_2$ и рабочая точка дросселя на кривой намагничивания не изменяет своего положения. В такой системе становится возможным быстрое изменение тока в дросселе до нового значения $I_L=I_{H2}$. Эксперименты показали, что время переходного процесса в этом случае сокращается на один-два порядка. По своим энергетическим показателям также ИмСН занимают среднее положение между импульсными и компенсационными СН.

1.2 Обоснование выбора оптимального варианта направления исследований и методик их проведения

Выполненный в разделе 1.1 аналитический обзор информационных источников показывает, что на сегодняшний день к числу нерешенных относятся следующие проблемы:

- отсутствует теория собственной и взаимной компенсации индуктивностей и её практические приложения;
- необходимы исследования в области теоретических основ и конструкций планарных индуктивностей.

Основные задачи проекта – получение новых знаний и практических рекомендаций в следующих областях:

- теория планарных индуктивностей, в том числе отрицательных;
- новых методов компенсации паразитных емкостных и индуктивных элементов;
- разработки быстродействующей электронной компонентной базы (драйверов, аттенюаторов, фазорасщепителей, энергохарвестров и т.д.) использующих индуктивные элементы;
- теория ортогональных фазорасщепителей сигналов на основе индуктивных элементов;
- СВЧ избирательные усилители на основе планарной индуктивности с низкой добротностью;
- методы повышения быстродействия драйверов линии связи;
- архитектура интегральных стабилизаторов напряжения не содержащих конденсаторов большой емкости и т.п.

В современных МЭС, имеющих высокий уровень интеграции, как в аналоговых, так и цифровых СФ блоков паразитные индуктивные и емкостные импедансы различных участков топологии являются как правило доминирующими факторами, определяющими как быстродействие, так и диапазон рабочих частот.

Например, в многоразрядных быстродействующих ЦАП даже с унарными старшими разрядами паразитных спектров синтезируемого сигнала непосредственно зависит от индуктивности «трассы» аналоговой защиты шины питания [2]. Именно поэтому разработка специализированных подходов источников вторичного напряжения с отрицательной широкополосной индуктивностью переводит этот фактор в разряд недоминирующих и расширяет возможности конкретной технологии [24]. Аналогичный вывод можно сделать и при анализе быстродействия цифровых ядер МЭС. Здесь паразитные индуктивности шин питания не только уменьшают потенциальное быстродействие основных логических узлов, но и являются доминирующим фактором, определяющим минимальное их напряжение. В этом отношении указанные выше специализированные подходы должны быть распределены в общей топологии по участкам цепи отдельных цифровых, аналоговых и аналогово-цифровых СФ блоков. Здесь уместно отметить, что величина отрицательной широкополосной индуктивности должна быть «управляема» одним из элементов цепи в относительно широком диапазоне, что в конечном итоге позволяет использовать такие подходы при повторном проектировании большого класса смешанных МЭС, а также обеспечивает коррекцию результата проектирования на этапе верификации общего проекта [90].

Не менее важным фактором, определяющим потенциальные возможности современных технологий, является влияние паразитных емкостных импедансов. Так в КМОП базисе реализация высокочастотных схем требует масштабирования этих транзисторов и создания участков цепи их электростатической защиты [3]. Эти особенности КМОП транзисторов непосредственно влияют на предельный диапазон рабочих частот. Известные схемотехнические решения [3] связаны с применением индуктивных цепей и поэтому взаимная компенсация влияния этих факторов является узкополосной и практически не распространяется на смешанные (аналогово-цифровые) СФ блоки. В этом отношении развитие принципов взаимной компенсации влияния паразитных емкостей как импедансов отдельных участков цепи позволяет снять

указанные противоречия [4]. Здесь следует отметить, что создание подсхем («протезов») с отрицательной широкополосной емкостью может обеспечить компенсацию влияния обсуждаемого фактора непосредственно на целевую функцию [5] и не затрагивать масштабируемые транзисторы. Можно утверждать, что развитие этих принципов позволяет «приблизить» диапазон рабочих частот аналоговых КМОП устройств к аналогичным качественным показателям биполярных структур на базе гетеропереходов. Этот результат позволит перевести концепцию смешанных СнК в область практического применения широкого класса относительно дешевых КМОП технологий.

С точки зрения развития современной микросхемотехники создание схемотехнических на компонентном уровне и топологических на уровне элемента принципов управления емкостными и индуктивными импедансами позволит решать многие задачи на принципиально новом уровне. Указанные выше подсхемы СФ блоков позволяют имитировать необходимые проводимости для обеспечения требуемых свойств и новых параметрических условий проектируемых устройств. Негативные и неуправляемые постоянные времени ряда устройств (например, чувствительных элементов интеллектуальных датчиков) могут компенсироваться другими участками электронной цепи, следовательно, позитивно влиять на достижимый диапазон рабочих частот. Возможность имитации любого характера производимости и управляемости её величиной создают не только новые схемотехнические возможности на этапе повторного проектирования МЭС, но и снимают оптимальный ряд ограничений технологического характера – минимальная реализуемая индуктивность и её добротность, максимальная паразитная емкость, включая и емкость на подложку, характер и длина «трасс» шин питания, а также используемые при этом материалы.

Планарные индуктивности. Уменьшение геометрических размеров элементов интегральных схем привело к фундаментальной проблеме расчёта и создания в планарной технологии индуктивности с микронными размерами.

Известные модели расчёта индуктивностей, опирающиеся на классические работы Калантарова П.А. и Цейтлина Л.А. 70-х годов [6], используют эмпирические формулы, составленные технологами, разнообразные компьютерные программы расчёта индуктивности, не объясняющие, на каких принципиальных математических методах они базируются. Все эти методы в области микронных масштабов дают либо абсурдные значения, либо значения, существенно отличающиеся от эксперимента.

Микронная технология требует создания принципиально новых, электродинамических физико-математических моделей, которые были бы ориентированы на ее потребности.

Уникальное свойство аналитических методов расчёта заключается в том, что они, оперируя с такими физическими параметрами, как ток, поток, индукция, индуктивность, объёмная плотность выделяемой тепловой мощности, добротность позволяют выявить масштабы этих величин из расчётов, вплоть до размеров порядка нанометров. Квалифицированный инженер-технолог, вычисляя масштаб индуктивности, будет знать, как можно изменить геометрические размеры, чтобы увеличить его, и как эти размеры можно изменить, чтобы увеличить саму индуктивность. Это сразу будет указывать метрологам возможный диапазон изменения индуктивности в заданных технологических размерах.

Предлагаемый путь позволит создать для инженерно-технологического корпуса теоретические основы проектирования разнообразных видов индуктивностей с высокой симметрией. Проведение в дальнейшем непосредственных экспериментов с той или иной физико-математической моделью даст возможность выявить нестыковки, заставит вводить поправочные коэффициенты и работать с моделью дальше, доводя её до конкретного технологического воплощения в том или ином диапазоне изменения индуктивности.

В настоящее время в основе всех экспериментов с индуктивностью любого масштаба лежит зависимость индуктивности от частоты. Так, снятая для ленточного соленоида с площадью поперечного сечения в виде буквы В (технологическая модель индуктивности технологов USA, PARC, Калифорния, Пало Альто [7]), эта зависимость указывает на наличие 3-х частотных диапазонов. В первом частотном диапазоне индуктивность может хаотически изменяться на 20-30% относительно некоторого постоянного значения. Во втором диапазоне индуктивность держит постоянное значение, совпадающее со значением индуктивности ленточного соленоида на постоянном токе. В третьем диапазоне индуктивность начинает увеличиваться в десятки раз до тех пор, пока не достигнет частоты среза (граничная частота), выше которой соленоид теряет свои индуктивные свойства.

Малые размеры элементов интегральных микросхем породили проблему расчёта индуктивности микроскопических размеров. В последние двадцать лет наиболее активно развиваются методы расчёта планарных спиральных индуктивностей, нагруженных на плёнку кремния (CMOS – технология).

В моделях интегральная индуктивность заменяется эквивалентной схемой замещения с сосредоточенными параметрами. Модели не могут объяснить физические причины появления отрицательной интегральной индуктивности и ответить на вопрос как нули индуктивности можно сдвигать, изменяя технологию напыления?

В проекте предлагается сделать обзор адекватных физико-математических методов расчёта параметров интегральной индуктивности высокой симметрии, которые лишены упомянутых недостатков. Первый метод исходит из физического определения понятия индуктивности как коэффициента пропорциональности между током и магнитным потоком. Рассчитанная таким образом статическая положительная индуктивность даёт правильный порядок значений микроскопической индуктивности до критических частот порядка 1 ГГц.

Первым методом расчёта будут решены следующие задачи: рассчитана потоковая индуктивность кольца с конечной радиальной толщиной; исследованы индуктивные свойства различных спиралей; определена погонная индуктивность цилиндрических проводников; построена модель интегральной индуктивности коаксиального кабеля, которая может быть не только положительной, но, при определённых условиях, большой и отрицательной.

Второй метод позволяет рассчитать индуктивность, вносимую веществом, в котором возникают токи Фуко. Внешнее магнитное поле и поле отклика вещества создают полное магнитное поле в проводящем цилиндре. Энергия полного поля, усреднённая за период его изменения, частично расходуется на нагрев этого вещества, а частично запасается в виде энергии магнитного поля, связанной с индуктивными свойствами этого вещества. Перераспределение энергии сильно зависит от частоты внешнего поля. Нули индуктивности возникают тогда, когда вся энергия полного магнитного поля уходит на компенсацию потерь.

Данным методом расчёта будет решена задача для внешнего однородного переменного магнитного поля, направление которого совпадает с осью сплошного проводящего цилиндра. Будет получена квадратичная частотная зависимость индуктивности, в которой её нули делят весь частотный интервал на три части: низкочастотный, среднечастотный и высокочастотный. В среднечастотном интервале индуктивность всегда отрицательна.

Предполагается оценка масштаба и первого нуля индуктивности плёнки *RPGS* – индуктора, созданного итальянскими технологами в университете Катании [8]) а также решение фундаментальной проблемы граничной частоты, существующая в ленточных соленоидах выходных каскадов, выпускаемых для ЧИПОВ компанией Palo Alto Research Centre [7].

Современные планарные индуктивности, входящие в узлы СВЧ, обычно проектируются в программных средах, предоставленных различными производителями. Среди них наиболее известна мощная вычислительная среда фирмы Cadence. Расчётной моделью предлагаемых симуляторов являются

эквивалентные схемы замещения микрополосковых линий сосредоточенными элементами электрических цепей. Расчёты, заложенные в различные программные среды, приходится сравнивать между собой. Часто они дают отличающиеся значения; иногда могут давать особенности на частотных характеристиках, которые не реализуются на практике. Причина: отсутствие во всех программных средах учёта геометрии и толщины микрополоскового проводника в расчётах.

В последние двадцать лет наиболее активно развиваются методы расчёта планарных спиральных индуктивностей на кремнии, которые реализуются в CMOS– технологиях. Построено большое количество базовых (как считают авторы) физических моделей (см., например, [9-15]), в которых микроскопическая интегральная индуктивность подменяется самыми изощрёнными эквивалентными схемами замещения с сосредоточенными параметрами. Частотные характеристики угаданных схем дают хорошие совпадения с наблюдаемыми закономерностями.

В большом количестве публикаций до 2002 года обсуждались модели, в которых исследовались частотные зависимости индуктивности, остающейся положительной в рассматриваемом диапазоне частот. Впервые в работе [8] была построена и экспериментально подтверждена модель, которая указала на тот факт, что на гигагерцах индуктивность *RPGS* - индуктора может обратиться в нуль, а на более высоких частотах даже стать отрицательной. Это дало новый толчок для создания других схемных моделей, в которых индуктивность может быть отрицательной, но с другой частотной закономерностью, зависящей от конкретной технологии формирования планарных слоёв [16]. Появилось много работ по технологии создания отрицательной индуктивности для самых разнообразных применений и диапазонов частот, в которых нуль индуктивности может приходиться на мегагерцы [17] или гигагерцы [8].

Предложенные схемы замещения не могут претендовать на адекватные физические модели по той причине, что в схемах замещения снова исчезают геометрические размеры и физические свойства применяемых для возбуждения

магнитных полей токопроводов, нагруженных на проводящую или полупроводящую плёнку. В моделях не удаётся найти ответ на вопросы: 1) Почему индуктивность плёнки может обратиться в нуль или стать отрицательной? 2) В каком диапазоне частот это может произойти? 3) Какие физические процессы порождают это явление? 4) И как нуль индуктивности можно сдвигать, изменяя технологию напыления?

В проекте будет изложен класс адекватных физико-математических моделей расчёта параметров интегральных индуктивностей высокой симметрии, в которых вышеупомянутые недостатки ослаблены, а изменение геометрии интегральной индуктивности может существенно изменить конечные расчётные формулы. Для цилиндрической симметрии предлагается два метода расчёта. Первый исходит из физического определения понятия индуктивности как коэффициента пропорциональности между потоком Φ и током i , создающим этот поток.

Он заключается в следующем: задаём распределение плотности тока в пространстве. Оно обусловлено технологическими требованиями. По заданному распределению плотности тока находим распределение либо индукции магнитных полей, либо векторного потенциала. Для высокой симметрии это можно реализовать либо применением закона Био-Савара-Лапласа; либо применением уравнений магнитостатики, записанных для вектора магнитной индукции или для векторного потенциала. Затем по заданному распределению плотности тока и выбранной геометрии определяется полный ток системы.

По заданному распределению индукции магнитного поля определяется поток магнитной индукции Φ (вычисляются потоковые интегралы в криволинейном пространстве). Подставляя в базовую формулу поток и ток, и убеждаясь, что в уравнении последний сокращается, находим коэффициент L , который не зависит от тока и имеет отношение к индуктивности, определённой исходным соотношением.

Как показывают сравнения с экспериментами, рассчитанная таким способом статическая индуктивность даёт правильный порядок значений в таком высокочастотном диапазоне, где между током и потоком ещё отсутствует фазовый сдвиг во времени. Для микронных размеров это выполняется до частот порядка 1 ГГц. Другими словами, применение таких положительных индуктивностей, состоящих только из одиночного индуктора (проводник, кольцо, спираль, ленточный соленоид), всегда будет ограничено критической частотой. При приближении частоты к критической частоте будет возникать явление «Current Crowding Effects [15]», при котором токовый шнур уменьшает площадь своего пятна, а затем, из-за скин-эффекта, шнур начинает выбрасывать свои заряды на поверхность.

В последние годы был найден другой подход к решению задач этой геометрии, в которых между током и потоком может существовать конечный фазовый сдвиг. Этот подход объединяет в себе возможности двухмерных и трёхмерных задач, не ограничивает возможный диапазон изменения частоты переменного тока и свободен от перечисленных выше недостатков.

Первый предложенный метод расчёта впервые был применён для расчёта потоковой индуктивности аксиально бесконечно тонкого кольца с конечной радиальной толщиной. Подробности в [18, 19]. Выяснено, что в таком кольце есть случай малых и больших, по сравнению с масштабом, индуктивностей.

В заметке [20] были исследованы индуктивные свойства разнообразных спиралей. Проведена сравнительная оценка значений индуктивности для спиралей Архимеда и обобщённых спиралей. Показано, что применение спиралей с количеством витков $N=10$ может увеличивать положительное значение их индуктивности, по сравнению с кольцевой, от 40 до 1500 раз.

В работах [21-22] тем же алгоритмом были исследованы магнитные и индуктивные свойства сплошного и полого цилиндрических проводников с аксиальным направлением плотности тока, и рассчитана их погонная индуктивность. При решении поставленной задачи были привлечены уравнения магнитостатики для векторного потенциала.

Полученные в [21,22] результаты были обобщены на модель коаксиального кабеля. В [23] были исследованы индуктивные свойства бесконечно длинного коаксиального кабеля, в котором возбуждены аксиальные токи одного или противоположных направлений. Уравнения магнитостатики, записанные для векторного потенциала, решаются для трёх областей коаксиального кабеля, на которых сформулированы граничные условия. Показано, что такой кабель при определённых условиях обладает управляемой отрицательной индуктивностью.

Анализ литературных источников показывает, что в ряде статей [8,16] исследуются свойства отрицательной индуктивности. Следует отметить, что никто из авторов не объясняет, как на самом деле создать отрицательную пассивную индуктивность без помощи специальных синтезированных цепей с активными компонентами. Таким образом, существует необходимость поиска более эффективных путей создания отрицательной индуктивности. Такое решение будет идеальным, если сама по себе отрицательная индуктивность может быть реализована в виде одного пассивного компонента как обычные резисторы, конденсаторы или индуктивности. Исследования, выполненные в [16], показывают, что за счет многослойных плёнок микронной толщины, состоящих из алюминия и меди можно создать отрицательную индуктивность, которая будет зависеть от числа слоёв.

В работе [24] проведены испытания отрицательной индуктивности, в которых нежелательная паразитная индуктивность компенсируется отрицательной индуктивностью. При этом микроиндуктор с положительной индуктивностью был соединен последовательно по проводной связи с другим микроиндуктором, имеющим отрицательную индуктивность. Проведенные в [24] исследования показывают большие перспективы отрицательных индуктивностей высокоскоростных цифровых СБИС, где паразитные индуктивности становятся проблемой. Возможны и другие приложения в оптоэлектронике, усилителях мощности, антенных системах. Такое решение

перспективно в любых электронных схемах, которые страдают от нежелательных индуктивностей.

Компьютерное моделирование индуктивности. Будущее интегральных индуктивностей зависит от эффективности компьютерных программ их моделирования.

Компания Computer Simulation Technology (CST) в рамках прошедшей конференции European Microwave Week (EuMW) 2014 представила обзор новых возможностей своего ведущего продукта в области 3D электромагнитного проектирования – CST STUDIO SUITE 2015, выход которого запланирован на конец первого квартала следующего года.

Изменения затронули все этапы численного решения задач электродинамики: начиная с внедрения новых инструментов проектирования, алгоритмов сеточного разбиения, заканчивая обработкой полученных результатов и дальнейшего их использования на следующих, более сложных уровнях проекта.

Продукт CST STUDIO SUITE используется инженерами и разработчиками для решения широкого спектра задач моделирования и оптимизации электромагнитных систем. Вычислительные модули, тесно связанные друг с другом, покрывают широкий диапазон частот и размеров исследуемой модели, что вместе со специализированными технологиями моделирования позволяет анализировать как процессы в печатных платах и кабельных системах, так и внутри индуктивных элементов.

По мере уплотнения и компоновки различных устройств все чаще даже самая простая задача исследования может затрагивать несколько алгоритмов моделирования. В CST STUDIO SUITE 2015 разработаны новые способы автоматической связи различных вычислительных модулей, что заметно расширяет возможности классического моделирования электромагнитного поля.

В набор инструментов проектирования и синтеза в версии 2015 года (а также в последних обновлениях 2014 версии) поступит новый 2D

проектировщик фильтров Filter Designer 2D, реализованный совместно с компанией Nuhertz Technologies. Продукт содержит широкую базу данных фильтров, выполненных на уровне сосредоточенных и распределенных элементов. Проектировщику необходимо указать проектные требования, в частности, как частотную характеристику, так и физические ограничения, в виде максимального размера фильтра и параметров подложки, после чего Filter Designer 2D автоматически построит готовую модель.

Также следует отметить изменения, затронувшие область проектирования антенных систем. Новый мастер фазированных антенных решеток Phased Array Wizard выполняет автоматическое построение полной матрицы элементов вместе с необходимым распределением возбуждающих сигналов, исходя из параметров, полученных на одном излучателе на уровне "unit cell". Элементы могут быть исключены или установлены в пассивный режим работы путем простой настройки карты устройства. В процессе численного моделирования построенной решетки учитываются параметры торцевых и угловых излучателей. При этом разработчик может задавать в проекте дополнительные части системы, например, цепи калибровки и подачи питания, а также добавлять геометрические элементы, такие как крепежные кронштейны или радиопрозрачный корпус.

Полученная 3D модель может использоваться для получения источников поля в ближней/дальней зоне с направлением главного лепестка при различных углах сканирования и проведения дальнейшего анализа, например, на крупногабаритных платформах. Помимо нового мастера Phased Array Wizard в CST STUDIO SUITE 2015 будут добавлены карты ЭПР — картины амплитудно-фазового распределения ЭПР в зависимости от частоты и угла сканирования. Более того в последней версии будет реализована поддержка радиопоглощающих материалов с параметрами, зависящими от частоты возбуждения и угла падения.

В будущем вычислители CST станут мощнее и универсальнее. Например, изменения, реализованные в вычислителе в частотной области, позволят

гораздо проще моделировать объекты и многопортовые модели, такие как многоконтактные коннекторы или антенные решетки высокой плотности.

Внедрение инструмента связи между частотным и асимптотическим вычислителями через источник поля в ближней зоне осуществит идею комбинирования различных методов 3D электромагнитного проектирования.

1.3 Программа исследований на 2014-2016 гг.

В соответствии с техническим заданием цель проекта состоит в создании более высокочастотных аналоговых микросхем, в рамках которых можно уменьшить влияние транзисторов на их результирующие амплитудно-частотные характеристики.

В проекте указанную проблему предлагается решить путем дальнейшего развития принципов компенсации доминирующих паразитных импедансов, распространением данного подхода на компенсацию индуктивностей, а также развитием методов компенсации паразитных емкостей и теории планарных индуктивностей.

Будет решена задача синтеза структур линейных электронных схем наиболее распространенных СФ блоков с экстремально низкой чувствительностью их передаточных функций к частоте единичного усиления активных элементов. Теоретические выводы будут сопровождаться примерами построения новых схем различных микроэлектронных изделий.

Проект соответствует приоритетному направлению развития науки и техники РФ и перечню критических технологий («Технологии создания электронной компонентной базы»), которая, в частности, предусматривает разработку СФ-блоков для систем на кристалле (п.5); создание... аналоговых высокочастотных и сверхвысокочастотных схем (п. 2).

Основные задачи проекта

1. Комплексное исследование существующих методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем (АМ) в рамках российских и перспективных технологий их изготовления.

2. Разработка новых методов повышения эффективности цепей собственной и взаимной компенсации доминирующих паразитных емкостей и индуктивностей, имеющих преимущества в сравнении с классическими решениями.

3. Анализ и компьютерное моделирование новых архитектурных и схемотехнических решений цепей собственной и взаимной компенсации влияния доминирующих паразитных индуктивностей и емкостей на частотный диапазон АМ.

4. Выполнение комплекса работ, связанного с созданием концепции проектирования интегральных индуктивностей (ИИ) нового поколения, являющихся базовым пассивным элементом современных ВЧ и СВЧ микросхем, исследование фундаментальных проблем проектирования ИИ разных конструкций.

5. Разработка комплекта архитектурных решений базовых СФ блоков для систем связи, новых прототипов аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном (СВЧ усилителей, RLC фильтров, энергохарвестеров, делителей напряжения, фазорасщепителей, драйверов линий связи систем на кристалле, интегральных стабилизаторов и систем электропитания без выходных конденсаторов большой емкости и т.п.), использующих теоретические результаты проекта.

6. Создание комплекта патентов (не менее 50 шт.) на IP модули и СФ блоки с расширенным диапазоном рабочих частот.

2014 г.

В соответствии с целями и задачами на 2014-2016 гг. основное содержание работ по первому этапу проекта (2014 г.) «Теоретические основы

собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивных и емкостных импедансов и их практические приложения в быстродействующих аналоговых микросхемах» можно представить в виде следующего перечня:

1 Анализ состояния проблемы

1.1 Проведение патентного поиска по ГОСТ 15.011.96 по следующим направлениям: методы расширения диапазона рабочих частот классических усилителей, интегральные индуктивности и их применение в аналоговых микросхемах, стабилизаторы напряжений и энергохарвестеры для систем на кристалле, драйверы и усилители мощности, фазорасщепители и формирователи ортогональных сигналов

1.2 Аналитический обзор информационных источников

1.3 Обоснование выбора оптимального варианта направления исследований и методик их проведения

2 Разработка теоретических основ собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих электронных схемах

2.1 Постановка задачи теоретических исследований

2.2 Анализ свойств обобщённой структуры аналоговых устройств

2.3 Компенсация влияния доминирующих параметров активных элементов

2.4 Разработка метода собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем

2.5 Разработка метода взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем

2.6 Исследование высокочастотной коррекции электронных схем RL-цепями

2.7 Структурный синтез цепей собственной компенсации в широкополосных усилителях

2.7.1 Разработка обобщенной структуры инструментальных усилителей

2.7.2 Теория собственной компенсации влияния активных элементов на диапазон рабочих частот

2.8 Исследование радиационно-стойких инструментальных усилителей на основе мультидифференциальных ОУ с эффектами собственной и взаимной компенсации

2.9 Разработка рекомендаций по введению цепей собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей в электронных схемах;

3 Исследование селективных формирователей квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов

3.1 Формулирование основных требований к селективным формирователям опорных ортогональных сигналов

3.2 Анализ базовой структуры квадратурных модуляторов

3.3 Исследование квадратурных демодуляторов

3.4 Исследование синхронных фильтров

4 Разработка, исследование и компьютерное моделирование новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов.

4.1 Прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном

4.1.1 Анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее уменьшения.

4.1.2 Методы расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером

4.1.3 Каскодные усилители с расширенным частотным диапазоном

4.1.4 Широкополосные дифференциальные усилители

4.2 Взаимная компенсация нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях

5 Исследование предельных параметров базовых функциональных узлов и IP модулей с цепями собственной и взаимной компенсации

5.1 СВЧ избирательные усилители на основе планарной индуктивности с низкой добротностью

5.2 Методы расширения диапазона рабочих частот СВЧ резистивных делителей напряжения с ёмкостной нагрузкой при фиксированном коэффициенте передачи;

5.3 Частотная коррекция сверхширокополосных переменных аттенюаторов с недифференциальной структурой;

5.4 Частотный диапазон дифференциальных переменных аттенюаторов с цепями компенсации паразитных импедансов;

5.5 Широкополосные цепи смещения статического уровня для аналоговых микросхем

5.6 Методы повышения быстродействия драйверов линий связи и буферных усилителей с ёмкостной нагрузкой.

6 Публикационная активность и внедрение результатов проекта:

- Подготовка статей в журналах из списка ВАК, WebofScience, Scopus;
- Подготовка заявок на патенты РФ (8 шт.);
- Разработка рекомендаций по применению результатов проекта 2014 г. на промышленных предприятиях;
- Передача результатов компьютерного моделирования IP модулей и СФ блоков СВЧ и КВЧ диапазонов предприятиям и НИИ Российского Союза разработчиков и производителей микросистем (ФГУ НИИМА «Прогресс», ОАО «НПП «Пульсар» и др.);
- Подготовка каталога новых архитектурных и схемотехнических решений функциональных узлов и IP модулей систем связи с результатами компьютерного моделирования предельных параметров;
- Подготовка докладов на конференциях по теме проекта;
- Разработка оглавление монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах»;
- Подготовка кандидатской диссертации;
- Проведение научно-технического семинара «Проблемы современной

аналоговой микросхемотехники», а также секции международного форума ДГТУ;

- Рассмотрение результатов проекта на Ученом совете (НТС).

2015 г.

В соответствии с целями и задачами проекта основное содержание работ по второму этапу 2015 г. «Пути решения основных проблем проектирования ВЧ и СВЧ интегральных индуктивностей нового поколения для аналоговых микросхем» можно представить в виде следующего перечня:

1 Разработка аналитических методов расчёта интегральных индуктивностей для систем на кристалле

1.1 Аналитические методы расчёта планарных интегральных индуктивностей различной симметрии

1.2 Создание физико-математических 3D-моделей вносимых интегральных индуктивностей с новой топологией и конструкцией

1.3 Методики расчета интегральных индуктивностей (ИИ) и построения их физико- математических 3D-моделей.

1.4 Разработка гомпьютерной программы расчёта ИИ и методов управления их значением индуктивности.

2 Разработка алгоритмов расчёта погонных индуктивностей высокой симметрии и методов управления их значением

2.1 Алгоритмы расчёта погонных индуктивностей

2.2 Алгоритмы и методы управления погонными индуктивностями

3 Теоретические исследования физических свойств индуктивности интегральных ленточных MEMS – соленоидов и способов её увеличения

3.1 Изучение свойств индуктивности ленточных MEMS – соленоидов.

3.2 Анализ результатов исследования физических свойств индуктивности интегральных ленточных MEMS – соленоидов и способов её увеличения.

4 Теоретические исследования частотных свойств интегральной индуктивности и индуктивности ленточных MEMS – соленоидов

4.1 Исследование частотных зависимостей индуктивностей

4.2 Анализ путей увеличения частоты среза интегральных индуктивностей и MEMS-соленоидов

4.3 Анализ основных результатов теоретических исследований частотных свойств индуктивностей

4.3.1 Разработка рекомендаций по увеличению индуктивностей и частоты среза.

4.4 Разработка методики расчета частотных свойств интегральных MEMS – соленоидов

5 Теоретические исследования проблемы получения больших (по сравнению с масштабом) интегральных индуктивностей с высокой симметрией для микронных технологий

5.1 Анализ проблемы получения больших индуктивностей и пути её решения

5.2 Анализ основных результатов теоретических исследований проблемы получения больших интегральных индуктивностей с высокой симметрией для микротехнологий и путей её решения.

5.3 Разработка рекомендаций по получению больших интегральных индуктивностей

6 Экспериментальное исследование частотных свойств интегральных индуктивностей высокой симметрии

6.1 Разработка методики измерений частотных свойств микроскопического кольца, ИИ различной симметрии и ленточных MEMS – соленоидов.

6.2 Анализ результатов экспериментальных исследований частотных свойств интегральных индуктивностей высокой симметрии.

7 Публикационная активность и внедрение результатов проекта:

- Подготовка статей в журналах из списка ВАК, WebofScience, Scopus;
- Подготовка заявок на патенты РФ (17 шт.), в т.ч. на способы управления параметрами индуктивности, конструкцию индуктивности, электронные

- схемы преобразования сигналов, использующие индуктивности;
- Разработка рекомендаций по применению результатов проекта 2015 г. на промышленных предприятиях;
 - Передача результатов компьютерного моделирования IP модулей и СФ блоков СВЧ и КВЧ диапазонов предприятиям и НИИ Российского Союза разработчиков и производителей микросистем (ФГУ НИИМА «Прогресс», ОАО «НПП «Пульсар» и др.);
 - Подготовка каталога новых архитектурных и схмотехнических решений функциональных узлов и IP модулей систем связи с результатами компьютерного моделирования предельных параметров;
 - Подготовка докладов на конференциях по теме проекта;
 - Разработка главы монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах»;
 - Подготовка кандидатской диссертации;
 - Проведение международного научно-технического семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»;
 - Разработка учебно-методического пособия «Проектирование интегральных индуктивностей»;
 - Представление результатов проекта на Ученом совете механико-радиотехнического факультета;
 - Перечень плановых научных результатов 2015 г.:
Концепция – 3, Методология – 3, Теория (теоретические основы, положения) – 8, Метод, способ – 4, Закономерность, зависимость -10, Модель – 9, Принцип (правило, гипотеза) – 4, Научно-методический подход – 8, Методика – 10, Базы данных, программы, алгоритмы – 8, Анализ, обобщение (сбор данных) – 5, Рекомендации, предложения – 8.

2016 г.

В соответствии с целями и задачами проекта основное содержание работ по третьему этапу 2016 г. «Проектирование базовых функциональных узлов

аналоговых микросхем и систем на кристалле с индуктивными элементами новых конструкций» можно представить в виде следующего перечня:

1 Разработка подсистемы оптимизации аналоговых микросхем (АМ) с компенсацией паразитных импедансов и индуктивными элементами новой конструкции.

1.1 Эволюционный алгоритм оптимизации АМ с компенсацией паразитных импедансов и индуктивными элементами новой конструкции.

2 Разработка и исследование прототипов аналоговых микросхем СВЧ усилителей

2.1 Рекомендации по расширению диапазона рабочих частот СВЧ усилителей с цепями компенсации паразитных импедансов

2.2 Практические схемы СВЧ усилителей с цепями компенсации паразитных импедансов.

2.3 Каталог схем усилителей с цепями коррекции на основе интегральных индуктивностей нового поколения

2.4 Результаты моделирования прототипов СВЧ усилителей с компенсацией паразитных импедансов

3 Разработка и исследование прототипов микросхем быстродействующих драйверов линий связи с реактивными паразитными нагрузками

3.1 Разработка рекомендаций по повышению быстродействия драйверов линий связи с паразитной индуктивной и емкостной нагрузками

3.2 Каталог схем прототипов драйверов линий связи

3.3 Анализ результатов компьютерного моделирования практических схем

4 Разработка и исследование прототипов микросхем активных RLC фильтров СВЧ диапазона с низкодобротными планарными индуктивностями

4.1 Низкочувствительные активные RLC фильтры СВЧ диапазона с низкодобротными индуктивностями;

4.2 Подготовка рекомендаций по проектированию активных RLC фильтров СВЧ диапазона с низкодобротными планарными индуктивностями

4.3 Каталог схем прототипов RLC фильтров с интегральными индуктивностями

4.4 Анализ результатов компьютерного моделирования практических схем

5 Разработка и исследование прототипов микросхем СВЧ делителей напряжения

5.1 Рекомендации по расширению диапазона рабочих частот СВЧ делителей напряжения

5.2 Каталог схем прототипов делителей напряжения

5.3 Анализ результатов компьютерного моделирования практических схем

6 Разработка и исследование прототипов микросхем прецизионных фазорасщепителей с цепями коррекции на основе интегральных индуктивностей новой конструкции и преобразователей сигналов.

6.1 Рекомендации по проектированию фазорасщепителей с цепями коррекции на основе интегральных индуктивностей и преобразователей сигналов

6.2 Схемотехника фазорасщепителей с цепями коррекции на основе интегральных индуктивностей нового поколения и преобразователей сигналов

6.3 Результаты компьютерного моделирования практических схем

7 Разработка и исследование прототипов микросхем стабилизаторов напряжения с малой динамической ошибкой для систем на кристалле, не содержащих конденсаторов большой емкости

7.1 Рекомендации по увеличению частоты единичного усиления интегральных стабилизаторов напряжения, не содержащих конденсаторов большой емкости.

7.2 Каталог схем прототипов «безъёмкостных» интегральных стабилизаторов,

7.3 Результаты компьютерного моделирования практических схем

8 Разработка и исследование прототипов микросхем высокочастотных DC/DC преобразователей напряжений для энергохарвестеров, использующих возобновляемые источники энергии.

8.1 Исследование архитектуры энергохарвестеров автономных систем мониторинга, связи и телекоммуникаций с высокочастотными преобразователями низких напряжений, генерируемых возобновляемыми источниками энергии

8.2 Рекомендации по проектированию микросхем индуктивно-емкостных DC/DC преобразователей для энергохарвестеров

8.3 Каталог схем прототипов DC/DC преобразователей для энергохарвестеров

8.4 Анализ результатов компьютерного моделирования практических схем

9 Публикационная активность и внедрение результатов проекта;

- Подготовка статей в журналах из списка ВАК, WebofScience, Scopus;
- Подготовка заявок на патенты РФ (25 шт.);
- Свидетельство на программу для ЭВМ по оптимизации электронных схем с цепями собственной и взаимной компенсации;
- Разработка рекомендаций по применению результатов проекта 2016 г. на промышленных предприятиях;
- Передача результатов компьютерного моделирования IP модулей и СФ блоков СВЧ и КВЧ диапазонов предприятиям и НИИ Российского Союза разработчиков и производителей микросистем (ФГУ НИИМА "Прогресс", ОАО "НПП "Пульсар" и др.). Акт передачи рекомендаций на предприятия;
- Подготовка каталога новых архитектурных и схемотехнических решений функциональных узлов и IP модулей систем связи с результатами компьютерного моделирования предельных параметров;
- Подготовка докладов на конференциях по теме проекта;
- Издание монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах»;

- Подготовка кандидатской диссертации;
- Проведение научно-технического семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»;
- Издание методического пособия «Проектирование СФ блоков и IP модулей с цепями компенсации паразитных импедансов»;
- Рассмотрение результатов проекта на Ученом совете (НТС);
- Перечень плановых научных результатов 2016 г.: Теория - 3; метод - 3; модель - 3; методика - 2, алгоритм -1.

1.4 Выводы

Для разработки устройств связи и телекоммуникации нового поколения необходимы комплексные исследования архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот быстродействующих аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и систем на кристалле.

Одним из наиболее критичных элементов интегральных микросхем, которому посвящены большое число публикации в ведущих научных изданиях [27-88], является индуктивность. На сегодняшний день многие проблемы их проектирования и практического применения не решены. Прежде всего, это относится к пассивным отрицательным индуктивностям, а также методам собственной и взаимной компенсаций индуктивных элементов в радиотехнических устройствах.

Обоснован выбор оптимального варианта направления исследований по проекту и методик их проведения, разработана детальная программа НИР на 2014-2016гг.

2 Теоретические основы собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих электронных схемах

В настоящем разделе с единых позиций рассматриваются проблемы собственной и взаимной компенсации влияния индуктивных и емкостных импедансов (в большинстве случаев – паразитных) на характеристики и параметры электронных схем.

2.1 Постановка задачи теоретических исследований

Погрешности амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик любого линейного устройства, вызванные изменением доминирующих параметров активных элементов μ_j и f_{1j} и параметрами реактивных пассивных элементов λ_i определяются функциями чувствительности его комплексного коэффициента передачи $\Phi(j\omega)$ или передаточной функции $\Phi(p)$:

$$\frac{\Delta|\Phi(iw)|}{|\Phi(iw)|} = \sum_{j=1}^N \operatorname{Re}(S_{\mu_j}^{\Phi(iw)}) \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} + \sum_{j=1}^N \operatorname{Re}(S_{f_{1j}}^{\Phi(iw)}) \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}}, \quad (2.1)$$

$$\Delta \arg \Phi(iw) = \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}(S_{\mu_j}^{\Phi(iw)}) \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} + \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}(S_{f_{1j}}^{\Phi(iw)}) \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}},$$

$$\frac{\Delta|\Phi(jw)|}{|\Phi(jw)|} = \sum_{i=1}^n \operatorname{Re}(S_{\lambda_i}^{\Phi(jw)}) \frac{\Delta\lambda_i}{\lambda_i}, \quad \Delta \arg \Phi(jw) = \sum_{i=1}^n \operatorname{Im}(S_{\lambda_i}^{\Phi(jw)}) \frac{\Delta\lambda_i}{\lambda_i}, \quad (2.2)$$

где μ_j и f_{1j} – статический коэффициент и частота единичного усиления j -го каскада; N – число используемых активных элементов; λ_i – емкость или индуктивность схемы; n – порядок идеализированной передаточной функции схемы.

Если характер частотной зависимости $\text{mod}\Phi(j\omega)$ и $\text{arg}\Phi(j\omega)$ имеет определённые особенности или параметры (P) (полоса пропускания, крутизна, частота полюса и его добротность и т.п.), которые являются целью проекта, то

$$S_{\mu_i}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{\mu_j}^P; \quad S_{f_{1j}}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{f_{1j}}^P, \quad (2.3)$$

$$S_{\lambda_i}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{\lambda_i}^P, \quad (2.4)$$

где P – некоторый параметр проектируемого устройства.

Из (2.3) и (2.4) следует два основных типа высокочувствительных устройств. Во-первых, если для mod и arg основной вклад определяется чувствительностью по параметру P , то проектируемое устройство относится к классу функционально-высокочувствительных. Во втором случае основной вклад вносит чувствительность параметра P к неустойчивости μ_i и f_{1i} активных элементов ($S_{\mu_i}^P$ и $S_{f_{1i}}^P$) и $S_{\lambda_i}^P$ пассивных элементов, проектируемое устройство имеет высокую чувствительность реализации. Типовыми параметрами этих случаев являются частота полюса (ω_p) и его добротность ($Q=1/d_p$), которые характеризуют динамику схемы. Однако, всегда для решения общей задачи необходимо создавать принципиальные схемы, у которых возможна параметрическая минимизация чувствительности именно этого параметра. Из (2.1) – (2.4) следует, что в общем случае решение поставленной задачи в работе сводится к минимизации сумм

$$\sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^P \rightarrow \min, \quad \sum_{j=1}^N S_{\mu_j}^P \rightarrow \min, \quad \sum_{j=1}^N S_{f_{1j}}^P \rightarrow \min, \quad (2.5)$$

при условии, что

$$\text{mod } S_{\lambda_i}^P = \text{const}, \quad \text{mod } S_{\mu_j}^P = \text{const}, \quad \text{mod } S_{f_{1j}}^P = \text{const}, \quad j = \overline{1, N} \quad (2.6)$$

не увеличивается (сохраняет своё численное значение).

Условия (2.5) обеспечивают взаимную компенсацию влияния доминирующих параметров отдельных каскадов усиления и реактивных элементов ОУ на параметр схемы P и, следовательно, исключают влияние их относительных изменений, определяемых идентичностью компонентов цепи. Выполнение условия (2.6) позволяет не увеличивать влияние реальных отклонений от «идентичности».

В этом случае

$$\frac{\Delta P}{P} = \Theta_{\lambda} \sqrt{\sum_{i=1}^n (S_{\lambda_i}^P)^2}, \quad \frac{\Delta P}{P} = \Theta_{\mu} \sqrt{\sum_{j=1}^N (S_{\mu_j}^P)^2} + \Theta_{f_1} \sqrt{\sum_{j=1}^N (S_{f_{1j}}^P)^2}, \quad (2.7)$$

где $\forall j, i$:

$$\Theta_{\mu} = \max \left\{ \frac{\Delta \mu}{\mu} - \frac{\Delta \mu_j}{\mu_j} \right\}; \quad \Theta_{f_1} = \max \left\{ \frac{\Delta f_1}{f_1} - \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}} \right\}; \quad (2.8)$$

$$\Theta_{\lambda} = \max \left\{ \frac{\Delta \lambda}{\lambda} - \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i} \right\}; \quad (2.9)$$

стабильность параметра P многократно увеличивается и определяется только отклонениями Θ_{μ} , Θ_{f_1} и Θ_{λ} , а также среднеквадратичным значением параметрической чувствительности.

Таким образом, для решения сформулированной задачи (соотношения (2.5) и (2.6)) необходимо создание принципиальных схем с дополнительными параметрическими степенями свободы, которые могут использоваться для изменения (чередования) знаков и величин чувствительности параметра P к неустойчивости реактивных элементов, статического коэффициента усиления и частоты единичного усиления отдельных каскадов. Для разработки принципов проектирования таких схем необходимо согласно [91] изучение свойств соответствующих обобщённых структур, обладающих топологической полнотой. В

соответствии с общей задачей работы в качестве их базисных структур выступают транзисторы и пассивные RL и RC -цепи.

2.2 Свойства обобщённой структуры аналоговых устройств

В общем случае произвольное по своему функциональному назначению и структуре $ARLC$ -устройство можно рассматривать в виде совокупности N транзисторов и n частото задающих RL и RC -цепей первого порядка, связанных между собой посредством коммутатора, в состав которого могут входить только резистивные делители и сумматоры (рис. 2.1).

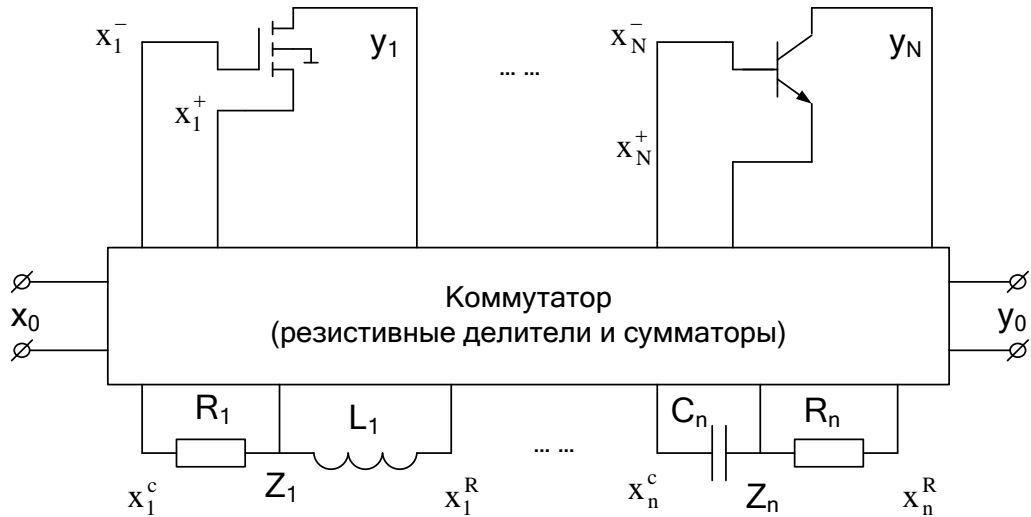


Рисунок 2.1 – Обобщённая структура $ARLC$ -устройств

Рассматриваемая обобщённая структура (модель) описывается векторной системой уравнений:

$$\begin{aligned}
 (1) \mathbf{A}^- \mathbf{x}_0 &= \mathbf{X}^- - \mathbf{B}^- \mathbf{Y} - \mathbf{L}^- \mathbf{Z}, \\
 (2) \mathbf{A}^+ \mathbf{x}_0 &= \mathbf{X}^+ - \mathbf{B}^+ \mathbf{Y} - \mathbf{L}^+ \mathbf{Z}, \\
 (3) \mathbf{X}_c &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_0 + \mathbf{H}_c \mathbf{Y}, \\
 (4) \mathbf{X}_R &= \mathbf{A}_R \mathbf{x}_0 + \mathbf{H}_R \mathbf{Y}, \\
 (5) \mathbf{Z} &= [\mathbf{I}_n - \mathbf{G}] \mathbf{X}_c + \mathbf{G} \mathbf{X}_R, \\
 (6) \mathbf{Y} &= \mathbf{K}^- \mathbf{X}^- + \mathbf{K}^+ \mathbf{X}^+, \\
 (7) y_0 &= t_0 x_0 + \mathbf{T}_k \mathbf{Y} + \mathbf{T}_c \mathbf{Z}.
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Смысл векторов $\mathbf{X}^-, \mathbf{X}^+, \mathbf{X}_C, \mathbf{X}_R, \mathbf{Y}, \mathbf{Z}$, отображающих сигналы в основных узлах базисных структур схемы, поясняется на сигнальном графе (рис. 2.2). Содержательная сторона других составляющих системы (2.10) приведена в таблице 2.1.

Таблица 2.1 - Векторы и матрицы обобщённой структуры

Матрица, вектор	Размерность	Физический смысл компоненты матрицы (вектора)
1	2	3
$\mathbf{A}^- = (a_j^-)$ $\mathbf{A}^+ = (a_j^+)$	$N \times 1$ $N \times 1$	Частные передачи коммутатора от источника сигнала (x_0) к инвертирующему (a_j^-) (затвор или база) и неинвертирующему (a_j^+) (исток или эмиттер) входам j -го каскада
$\mathbf{A}_C = (a_i^C)$ $\mathbf{A}_R = (a_i^R)$	$n \times 1$ $n \times 1$	Частные передачи коммутатора от источника сигнала (x_0) к i -му резистору или конденсатору (a_i^C) и к i -ой индуктивности или резистору (a_i^R)
$\mathbf{G} = \left\{ \frac{1}{1 + p\tau_i} \right\}$	$n \times n$	Передаточная функция $(z_i(p)/x_i^R(p))$ i -й RC -цепи ($\tau_i = R_i C_i$) или RL -цепи ($\tau_i = L_i / R_i$)
$\mathbf{K}^- = \{K_j^-\}$ $\mathbf{K}^+ = \{K_j^+\}$	$N \times N$ $N \times N$	Передаточные функции j -го каскада $K_j^-(p) = y_j(p)/x_j^-(p), K_j^+(p) = y_j(p)/x_j^+(p)$
$\mathbf{H}_C = \ h_{ji}^C\ $ $\mathbf{H}_R = \ h_{ji}^R\ $	$n \times N$ $n \times N$	Частные передачи коммутатора с выхода j -го каскада к i -му резистору или конденсатору (h_{ji}^C). Индекс j обозначает номер столбца матриц
$\mathbf{L}^- = \ \alpha_{ij}^-\ $ $\mathbf{L}^+ = \ \alpha_{ij}^+\ $	$N \times n$ $N \times n$	Частные передачи коммутатора с выхода i -й RL или RC -цепи к инвертирующему (α_{ij}^-) и неинвертирующему (α_{ij}^+) входам j -го каскада. Индекс i обозначает номер столбца матриц
$\mathbf{B}^- = \ b_{qi}^-\ $ $\mathbf{B}^+ = \ b_{qi}^+\ $	$N \times N$ $N \times N$	Частные передачи коммутатора с выхода q -го каскада к инвертирующему (b_{qi}^-) и неинвертирующему (b_{qi}^+) входам j -го каскада. Индекс q является номером столбца матриц
$\mathbf{T}_k = [t_j^k]$ $\mathbf{T}_c = [t_i^c]$	$1 \times N$ $1 \times n$	Частные передачи коммутатора с выхода j -го (t_j^k) ОУ и с выхода i -й RL или RC -цепи (t_i^c) к нагрузке
Примечание: Здесь и далее $\{\}$ является диагональной матрицей, (\cdot) – вектором-столбцом, $[\cdot]$ – вектором-строкой, \mathbf{I} – единичная матрица, t_0 является передачей коммутатора от источника входного сигнала к нагрузке.		

Как видно из сигнального графа (рис. 2.2), анализируемая модель состоит из трёх основных частей. Первая часть (компоненты векторов \mathbf{A}^- , \mathbf{A}^+ , \mathbf{A}_C , \mathbf{A}_R) является расщепителем входного сигнала, который преобразует посредством разветвления скалярную величину x_0 в векторную, воздействующую на соответствующие входы базисных структур (каскады, RL - и RC -цепей первого порядка).

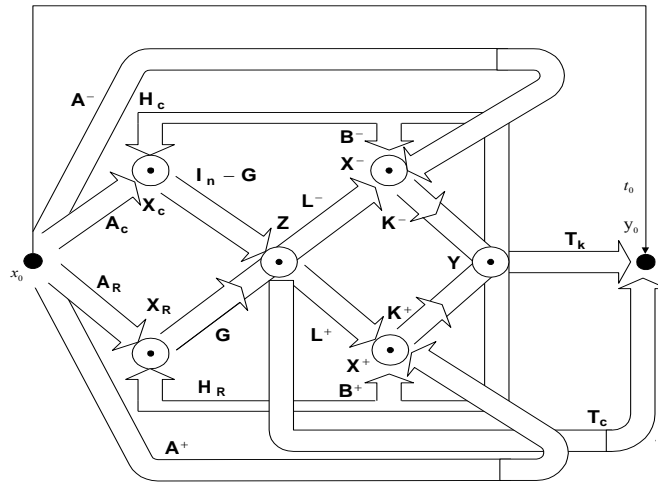


Рисунок 2.2 – Векторный сигнальный граф обобщённой структуры

Вторая и наиболее важная часть системы (компоненты всех матриц, входящих в (2.10)) осуществляет через взаимодействие базисных структур основное преобразование сигнала. Третья часть (компоненты векторов \mathbf{T}_k , \mathbf{T}_c и скаляр t_0) реализует сумматор, обеспечивающий связь нагрузки с выходами базисных структур.

Приведённая выше система уравнений и математические выражения таблицы 2.1 позволяют получить различные соотношения, характеризующие динамику $ARLC$ -устройства (передаточная функция, уравнение состояния и т.п.). Если активные элементы (каскады) описываются передаточной функцией первого порядка

$$K_j^+(p) = -K_j^-(p) = \frac{1}{1/\mu_j + p/\Pi_j}; (\Pi_j = 2\pi f_{1j}), \quad (2.11)$$

то передаточная функция обобщённой структуры будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \frac{y_0}{x_0} = t_0 + [\mathbf{T}_k | \mathbf{T}_c] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Здесь основная часть модели описывается блочной матрицей

$$\mathbf{J} = p \begin{bmatrix} \{\Pi_j\}^{-1} & \vdots & \mathbf{0} \\ \dots & \vdots & \dots \\ -\{\tau_i\}\mathbf{H}_c & \vdots & \{\tau_i\} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} + \{\mu_j\}^{-1} & \vdots & \mathbf{L} \\ \dots & \vdots & \dots \\ -\mathbf{H}_R & \vdots & \mathbf{I}_n \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

где $\mathbf{B} = \mathbf{B}^- - \mathbf{B}^+$, $\mathbf{L} = \mathbf{L}^- - \mathbf{L}^+$.

Из этой же системы может быть также получен вектор

$$\begin{pmatrix} F_j(p) \\ \dots \\ F_i(p) \end{pmatrix} = \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \dots \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}, \quad (2.14)$$

характеризующий набор передаточных функций устройства на выходах базисных структур ($F_j(p)$ – передаточная функция на выходе j -го каскада, $F_i(p)$ – передаточная функция на выходе i -й RL - или RC -цепи).

Идеализированная передаточная функция ($\forall_j \Pi_j = \infty$), которая и является целью конкретного проекта, следует из (2.12), (2.13) и определена следующим выражением:

$$\Phi_u(p) = t_0 + [\mathbf{T}_k | \mathbf{T}_c] \begin{bmatrix} \mathbf{B} + \{\mu_j^1\} & \vdots & \mathbf{L} \\ \dots & \vdots & \dots \\ -p\{\tau_i\}\mathbf{H}_c - \mathbf{H}_R & \vdots & \mathbf{I}_n p\{\tau_i\} \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ + \mathbf{A}^- \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}. \quad (2.15)$$

Согласно строгим процедурам Фробениуса [92], она является функцией n -го порядка. Отметим, что для функций (2.12)-(2.14) существует алгоритм вычисления их полиномиальных коэффициентов через резольвенту основной матрицы системы.

Из соотношений (2.12) и (2.13) после стандартных операций над матрицами следует относительная чувствительность передаточной функции $\Phi(p)$ к неустойчивости коэффициента передачи μ_j и площади усиления Π_j j -го каскада:

$$S_{\mu_j}^{\Phi(p)} = \frac{1}{\mu_j} \hat{H}_j(p) \cdot \hat{F}_j(p) / \Phi(p); \quad (2.16)$$

$$S_{\Pi_j}^{\Phi(p)} = \frac{p}{\Pi_j} \hat{H}_j(p) \cdot \hat{F}_j(p) / \Phi(p), \quad (2.17)$$

где

$$\hat{H}_j(p) = [\mathbf{T}_k : \mathbf{T}_c] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_j \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

является локальной передаточной функцией системы при подключении источника сигнала x_0 к неинвертирующему входу j -го каскада, а

$$\hat{F}_j(p) = [\mathbf{v}_j : 0] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \dots \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

является передаточной функцией системы на выходе j -го каскада.

Здесь векторы (Т – знак транспонирования)

$$\mathbf{u}_j = [0 \dots 1 \dots 0]^T, \mathbf{v}_j = [0 \dots 1 \dots 0] \quad (2.20)$$

содержат только одну единицу с j -м номером.

Из соотношений (2.16) и (2.17) следует, что уменьшение соответствующих чувствительностей может быть всегда достигнуто увеличением статического коэффициента и частоты единичного усиления соответствующих активных элементов. Однако это всегда сопровождается увеличением потребляемого тока и существенным увеличением числа используемых в СнК компонентов. Исключение составляет случай, когда для увеличения f_1 используется собственная компенсация влияния доминирующих проходящих ёмкостей транзисторов [93]. Примечательно то, что при использовании только одного усилителя ($N=1$) локальная передаточная функция (2.18) определяет хорошо известный в теории *ARLC*-схем «ресурс» активных элементов, который использовался для синтеза рациональных топологий пассивных подсхем. Однако в технике смешанных СнК такой подход не приводит к положительным результатам в силу очень жёстких требований к точности реализации параметров пассивных компонентов (отношение резисторов, абсолютное значение ёмкости конденсаторов, необходимость использования высокочастотных индуктивностей). Именно поэтому и необходимо решение сформулированной в настоящей работе общей теоретической задачи.

Если допустимые изменения параметров передаточных функций (2.3) и (2.15) малы и целью проекта является минимизация их максимального значения, то применение метода пополнения [94] при обращении матрицы (2.13) позволяет установить следующую взаимосвязь реальной и идеализированной передаточной функции

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \sum_{j=1}^N \frac{p}{\Pi_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p)}{1 + \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p)}, \quad (2.21)$$

где локальные передаточные функции $H_j(p)$ и $F_j(p)$ являются аналогами функций (2.18) и (2.19) для идеализированной системы, а локальная передаточная функция идеализированной системы

$$F_{jj}(p) = [\mathbf{v}_j \vdots 0] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_j \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

реализуется на выходе j -го каскада при подключении источника сигнала x_0 к его неинвертирующему входу.

Для этого случая чувствительности (2.16) и (2.17) конкретизируется:

$$S_{\mu_j}^{\Phi(p)} = \frac{1}{\mu_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p) / \Phi_u(p)}{1 + \frac{1}{\mu_j} F_{jj}(p)}; \quad (2.23)$$

$$S_{\Pi_j}^{\Phi(p)} = \frac{p}{\Pi_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p) / \Phi_u(p)}{1 + \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p)}. \quad (2.24)$$

Локальные передаточные функции $H_j(p)$, $F_j(p)$, $F_{jj}(p)$ непосредственно определяют частотный и динамический диапазон системы и проектируемой принципиальной схемы. Действительно, вклад j -го каскада в собственный шум схемы определяется модулем $|H_j(p)|$ в диапазоне рабочих частот $\Delta\omega$, поэтому

$$G_{\text{вых}}(\omega) = \sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega)|^2 G_j^2(\omega)}, \quad (2.25)$$

где $G_{\text{вых}}(\omega)$, $G_j(\omega)$ – выходная для схемы и входная для j -го каскада спектральные плотности мощности шума.

Максимальное выходное напряжение схемы (U_{\max}) определяется не только максимальным выходным напряжением каскада ($U_{a \max}$), но и соотношением между максимальным значением модулей передаточных функций на выходе ОУ $|F_j(p)|_{\max}$ и на выходе схемы $|\Phi(j\omega)|_{\max}$

$$U_{\max} = U_{a\max} / \max \left\{ |F_j(j\omega)|_{\max} / |\Phi(j\omega)|_{\max} \right\}. \quad (2.26)$$

Структура локальной передаточной функции $F_{ji}(p)$ определяет деформацию основных (доминирующих) полюсов и характер дополнительных (недоминирующих) полюсов передаточной функции системы, поэтому она совместно с $H_j(p)$ и $F_j(p)$ определяет достижимый частотный диапазон проектируемого устройства.

Целесообразно отметить, что структура функций чувствительности (2.23) и (2.24) позволяет осуществить оценку неэффективности многих традиционных подходов к решению обсуждаемой общей задачи.

Рассмотрим влияние реактивных элементов L_i , C_i на передаточную функцию обобщенной структуры (2.12). Аналогично изложенному из блочной матрицы (2.13) и вектора (2.14) параметрические чувствительности

$$S_{C_i}^{\Phi(p)} = S_{L_i}^{\Phi(p)} = -\frac{1}{p\tau_i} F_i(p) \cdot H_i(p) / \Phi(p). \quad (2.27)$$

определяются локальными передаточными функциями $F_i(p)$ и $H_i(p)$, которые реализуются на выходе i -ой частотозависимой RC - или RL -цепи ($F_i(p)$) и на выходе системы при подключении источника сигнала к конденсатору C_i или индуктивности L_i .

С практической точки зрения особый случай представляет влияние на передаточную функцию обобщенной структуры нежелательных (паразитных) реактивностей, которые характерны для используемых в СнК технологических

процессах или МЕМС. Структура матрицы (2.13) и передаточной функции (2.12) показывают, что для случая малых параметров этих импедансов можно, используя метод пополнения при вычислении обратной матрицы (2.13), получить следующий ряд

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \sum_{i=1}^n \Delta\Phi_i(p), \quad (2.28)$$

$$\Delta\Phi_i(p) = p\tau_i \frac{H_i(p) \cdot F_i(p)}{1 + p\tau_i F_{ii}(p)}, \quad (2.29)$$

Здесь

$$H_i(p) = [\mathbf{T}_k : \mathbf{T}_c] \mathbf{Z}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ 1 - \alpha_c^i \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

является локальной передаточной функцией структуры при подаче сигнала на вход x_i^R (к резистору R_i или индуктивности L_i) с масштабным множителем $(1 - \alpha_c^i)$;

$$F_i(p) = [0 : \mathbf{v}_i \mathbf{H}_c] \mathbf{Z}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \mathbf{A}_R \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

является локальной передаточной функцией системы на выходе i -й частотозависимой цепи;

$$F_{ii}(p) = [0 : \mathbf{v}_i \mathbf{H}_c] \mathbf{Z}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ \mathbf{u}_i \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

есть передаточная функция обобщенной структуры на выходе i -й цепи при подаче сигнала на вход x_i^R , где векторы

$$\mathbf{u}_i = [0 \dots 1 \dots 0]^T, \mathbf{v}_i = [0 \dots 1 \dots 0] \quad (2.33)$$

содержат только одну единицу с i -ым номером, а матрица

$$\mathbf{Z} = \left(\begin{array}{c|c} \mathbf{B} + \{\mu_j^{-1}\} & \mathbf{L} \\ \hline -\mathbf{H}_R & \mathbf{I}_n \end{array} \right) \quad (2.34)$$

соответствует неинерционному идеализированному варианту системы.

Полученные соотношения являются фундаментальными для поиска базовых принципов уменьшения влияния как индуктивностей, так и конденсаторов на качественные показатели аналоговых устройств различного функционального назначения.

2.3 Компенсация влияния доминирующих параметров активных элементов

Соотношение (2.21) для j -го активного элемента можно интерпретировать сигнальным графом, изображённым на рис. 3. Здесь $F_j(p)$ и $\Phi_u(p)$ определяются из (2.19) и (2.15).

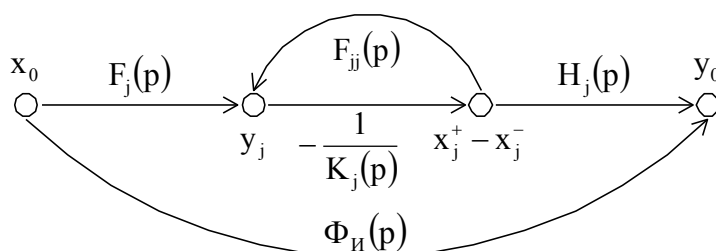


Рисунок 2.3 – Сигнальный граф электронной системы при влиянии j -го активного элемента

Следовательно, заменой соответствующих ветвей можно получить векторный сигнальный граф, учитывающий влияние j -го активного элемента. Наличие узла $x_j^+ - x_j^-$ не изменяет структуру и смысл локальной функции (2.18), т.к. любую компоненту u_j можно рассматривать как равную единице разность передач пассивной части цепи на инвертирующий и неинвертирующий входы.

Рассмотрим решение системы (2.10) в виде

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} x_0, \quad (2.35)$$

$$\text{где } \tilde{\mathbf{Y}} = \begin{pmatrix} \mathbf{Y} \\ \mathbf{Z} \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}, \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{L} \\ -p\{\tau_i\}\mathbf{H}_C - \mathbf{H}_R & p\{\tau_i\} \end{pmatrix}.$$

Тогда при $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_k \mid \mathbf{T}_C]$ локальные передаточные функции будут иметь следующий вид:

$$\Phi_u(p) = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} \quad (2.36)$$

$$H_j(p) = -\mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \tilde{\mathbf{u}}_j, \quad (2.37)$$

$$\text{где } \hat{\mathbf{u}}_j = [\mathbf{u}_j \mid 0]^T.$$

$$F_j(p) = \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}, \quad (2.38)$$

$$\text{где } \hat{\mathbf{v}}_j = [\mathbf{v}_j \mid 0]$$

$$F_{jj}(p) = \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \tilde{\mathbf{u}}_j. \quad (2.39)$$

Настоящие преобразования приводят к векторному сигнальному графу, показанному на рис. 2.4. Здесь вектор $\tilde{\mathbf{X}} = (\mathbf{X}^+ - \mathbf{X}^- \quad \vdots \quad \mathbf{X}_C + \mathbf{X}_R)^T$.

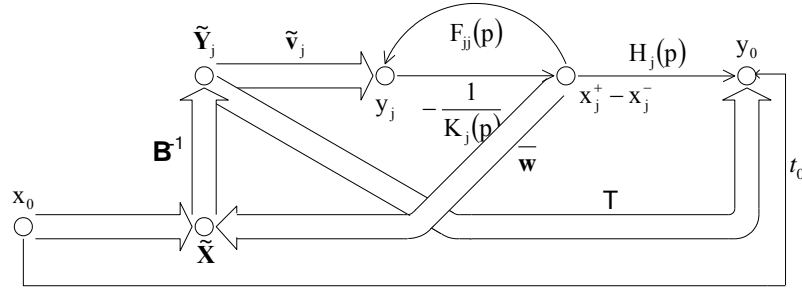


Рисунок 2.4 – Векторный сигнальный граф обобщённой структуры при влиянии j -го активного элемента

Из рассмотрения векторного сигнального графа следует важный в теоретическом отношении вывод – изменение локальных передач $H_j(p)$ и $F_{jj}(p)$ при фиксированной передаточной функции идеализированной схемы возможно тогда и только тогда, когда дифференциальный вход j -го активного элемента связывается с дополнительным входом схемы.

Это утверждение достаточно строго доказывается. Введём вектор

$$\bar{\mathbf{w}} = [\bar{\mathbf{w}}_j \quad \vdots \quad \bar{\mathbf{w}}_i]^T = [0 \quad \dots \quad w_k \quad \dots \quad 0]^T, \quad (2.40)$$

где $w_k = w_k^+ - w_k^-$.

В этом случае структура будет описываться системой уравнений

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{A} x_0 + \bar{\mathbf{w}} x_j, \\ \tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{X}, \\ y_j = \mathbf{v}_j \tilde{\mathbf{Y}} + F_{jj}(p)x_j, \\ x_j = -y_j/K_j(p), \\ y_0 = H_j(p)x_j + \mathbf{T} \tilde{\mathbf{Y}}, \end{cases} \quad (2.41)$$

решение которой приводит к следующему результату:

$$y_0 = -\mathbf{T} \begin{bmatrix} \frac{1}{\xi} \mathbf{B}^{-1} \bar{\mathbf{u}}_j \tilde{\mathbf{v}}_j + \mathbf{I} \\ \xi \end{bmatrix} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A} x_0, \quad \xi = K_j(p) + F_{jj}(p). \quad (2.42)$$

При обращении матрицы \mathbf{Q} воспользуемся методом пополнения [94], тогда

$$\mathbf{Q}^{-1} = \left[\xi \mathbf{B}^{-1} + \bar{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{v}}_j \right]^{-1} = \frac{1}{\xi} \left(\mathbf{B}^{-1} - \frac{1}{\xi + \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B} \bar{\mathbf{w}}} \mathbf{B}^{-1} \bar{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \right). \quad (2.43)$$

Следовательно, передаточная функция структуры с вектором (2.40) будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \frac{1}{K_j(p)} \frac{F_j(p)(H_j(p) + \Delta H_j(p))}{1 + \frac{1}{K_j(p)}(F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p))}, \quad (2.44)$$

где

$$\Delta H_j(p) = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \bar{\mathbf{w}}, \quad \Delta F_{jj}(p) = \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \bar{\mathbf{w}} \quad (2.45)$$

обеспечивают изменение только локальных функций $H_j(p)$ и $F_{jj}(p)$, сохраняя при этом неизменными передаточную функцию идеализированной структуры $\Phi_u(p)$ и передаточную функцию на выходе j -го активного элемента $F_j(p)$. Изменение знака в (2.45), как это видно из (2.40), достигается за счёт дифференциальных свойств активных элементов.

Полученный результат имеет достаточно простую физическую трактовку. При идеальном активном элементе ($\Pi_j = \infty$) дифференциальный входной сигнал $x_j^+ - x_j^-$ не зависит от частоты, а при $\mu_j \rightarrow \infty$ этот сигнал приближается к нулю, и дополнительный контур обратной связи прекращает своё действие, что в конечном итоге и сохраняет неизменными локальную функцию $F_j(p)$ и передаточную функцию всего устройства.

Рассмотрим структуру локальных передаточных функций $H_j(p) + \Delta H_j(p)$ и $F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p)$ для векторного графа (рис. 2.4). В рассматриваемом случае все каскады, кроме j -го, являются идеальными активными элементами, поэтому матрицы \mathbf{J} (соотношение (2.13)) и \mathbf{B} [соотношение (2.35)] совпадают. Тогда из соотношений (2.18), (2.22) и (2.45), при $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_k \quad \vdots \quad \mathbf{T}_c]$ следует

$$H_j(p) + \Delta H_j(p) = [\mathbf{T}_k : \mathbf{T}_c] \mathbf{J}^{-1} [(\mathbf{u}_j \quad \vdots \quad 0)^T + \bar{\mathbf{w}}], \quad (2.46)$$

$$F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p) = [\mathbf{v}_j \quad \vdots \quad 0] \mathbf{J}^{-1} [(\mathbf{u}_j \quad \vdots \quad 0)^T + \bar{\mathbf{w}}]. \quad (2.47)$$

Таким образом, для минимизации этих функций достаточно, как это видно из структуры вектора \mathbf{u}_j (соотношение (2.20)), выполнить условие равенства этого вектора с вектором (2.40) при $w_k = -1$. Реализация этого условия в классе пассивных элементов невозможна и ответ на вопрос об уровне компенсации влияния j -го транзистора на суммарные чувствительности (2.5) в общем случае остаётся открытым. Выполнив обращение матрицы (2.13) для идеальных активных элементов, можно получить

$$\begin{aligned} H_j(p) + \Delta H_j(p) = & \left[\mathbf{T}_k - \mathbf{T}_c \left(\mathbf{H}_C + \left\{ \frac{1}{p\tau_i} \right\} \mathbf{H}_R \right) \right] \mathbf{Q}^{-1} (\mathbf{u}_j : \bar{\mathbf{w}}_j) + \\ & + \mathbf{T}_c \left(\mathbf{H}_C + \left\{ \frac{1}{p\tau_i} \right\} \mathbf{H}_R \right) \mathbf{Q}^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \{p\tau_i\} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i, \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p) = \mathbf{v}_j \mathbf{Q}^{-1} (\mathbf{u}_j + \bar{\mathbf{w}}_j + \mathbf{L} \{p\tau_i\} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i), \quad (2.49)$$

где $\mathbf{Q} = \mathbf{B} + \mathbf{LH}_R + \mathbf{L}\{1/p\tau_i\}\mathbf{H}_R$, $\bar{\mathbf{w}}_j$, $\bar{\mathbf{w}}_i$ – блочные компоненты вектора $\bar{\mathbf{w}}$ (2.40).

Таким образом, компонента w_k вектора $\bar{\mathbf{w}}$ может находиться на любой позиции и связывать однонаправленной передачей дифференциальный вход j -го ОУ с одним или несколькими входами каскада (векторы \mathbf{X}^- и \mathbf{X}^+), а также входами RC - и RL -цепей (векторы \mathbf{X}_c и \mathbf{X}_R). В любом случае структура локальных функций (2.48) и (2.49) изменяется, что и объясняет появление дополнительных параметрических степеней свободы, которые можно использовать для решения основной задачи.

Структура матрицы \mathbf{Q} показывает, что матрицы, входящие в систему (2.10), определяют возможность одновременной компенсации влияния j -го каскада на мнимую и вещественную составляющие локальных функций (2.48) и (2.49). Действительно, в исходном варианте ($\bar{\mathbf{w}}_j = 0$, $\bar{\mathbf{w}}_i = 0$) локальная функция определяется только одной полиномиальной компонентой этой матрицы, а при введении w_k – алгебраической суммой. В частности, w_k может формироваться из условия минимизации функций (2.1) и (2.2). Выполненные ранее преобразования показывают, что $\Delta H_j(p)$ и $\Delta F_{jj}(p)$ могут формироваться аддитивной суммой посредством векторов $\bar{\mathbf{w}}_j$ и $\bar{\mathbf{w}}_i$.

Таким образом, полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными. Можно также показать, что они являются единственными. Здесь отметим следующее – исток $\tilde{\mathbf{X}}$ в векторном графе (рис. 2.4) является единственным и указывает на воздействие любого входного узла системы $(\mathbf{X}^-, \mathbf{X}^+, \mathbf{X}_c, \mathbf{X}_R)$ с вектором (2.40), поэтому и соотношение (2.45) является полным.

Сравнивая структуру локальных передаточных функций (2.18), (2.22) и (2.45), можно установить, что полной компенсации локальных передаточных функций $H_j(p) + \Delta H_j(p)$ и $F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p)$ обеспечить теоретически невозможно в силу того, что $\tilde{\mathbf{u}}_j \neq \bar{\mathbf{w}}$ (соотношение (2.20), (2.32)). Однако если $w_k > 1$, то функции чувствительности (2.23) и (2.40) изменяют знак, что в

конечном итоге и обеспечивает взаимную компенсацию влияния этих параметров активных элементов на передаточную функцию системы.

Аналогично можно вскрыть принцип компенсации влияния параметров реактивных двухполюсников (L или C). Полученные ранее соотношения (2.28) и (2.29) приводят к сигнальному графу (рис. 2.5), отображающему влияние i -ой постоянной времени ($\tau_i = C_i R_i$ или $\tau_i = L_i / R_i$) на передаточную функцию (2.28). Используя структуру функции (2.31) можно конкретизировать ветвь $F_i(p)$ и получить векторный сигнальный граф, показанный на рис. 2.6 (вектор $\bar{w} = 0$). Следуя описанной выше методике, введем вектор

$$\bar{w} = [0 \quad \dots \quad w_i \quad \dots \quad 0]^T \quad (n \times 1), \quad (2.50)$$

связывающий узел x_i^R с истоком \tilde{x} .

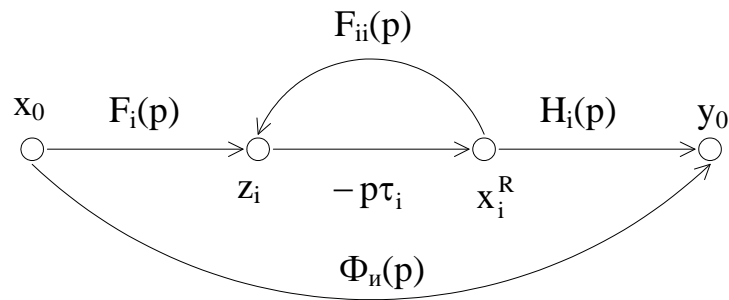


Рисунок 2.5 – Сигнальный граф обобщенной структуры при влиянии i -го реактивного двухполюсника ($a_c^i = 0$)

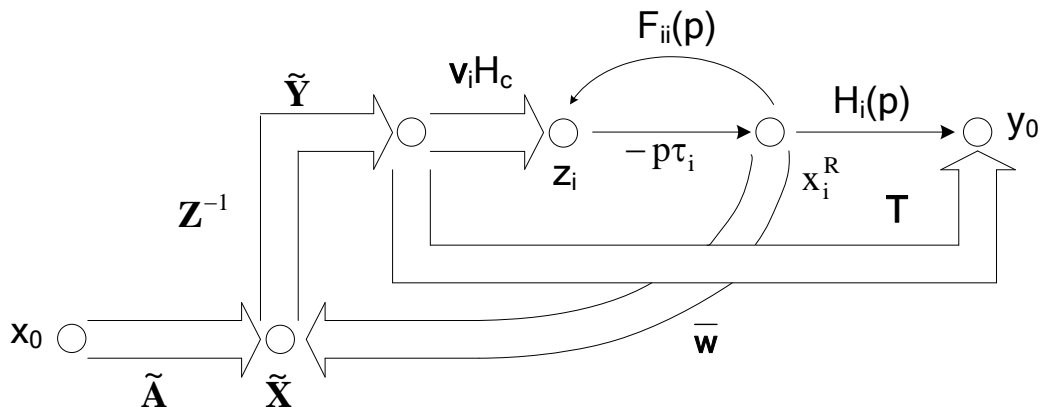


Рисунок 2.6 – Векторный сигнальный граф обобщенной структуры при влиянии i -го реактивного двухполюсника

В этом случае модифицированная структура (рис. 2.6) описывается следующей системой векторных уравнений

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{X}} = \tilde{\mathbf{A}} x_0 + \overline{\mathbf{w}} x_i^R, \\ \tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{Z}^{-1} \tilde{\mathbf{X}}, \\ Z_i = [0: \mathbf{v}_i \mathbf{H}_c] \tilde{\mathbf{Y}} + F_{ii}(p) x_i^R, \\ x_i^R = -z_i p \tau_i, \\ y_0 = H_i(p) x_i^R + \mathbf{T} \tilde{\mathbf{Y}}, \end{cases} \quad (2.51)$$

где $\tilde{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \mathbf{A}_R \end{pmatrix}$ - входной вектор. (2.52)

Из системы (2.51) следует результирующая передаточная функция структуры

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - p \tau_i \frac{F_i(p)(H_i(p) + \Delta H_i(p))}{1 + p \tau_i (F_{ii}(p) + \Delta F_{ii}(p))}, \quad (2.53)$$

$$\Phi_u(p) = \mathbf{T} \mathbf{Z}^{-1} \tilde{\mathbf{A}},$$

где приращения локальных передаточных функций $H_i(p)$ и $F_{ii}(p)$

$$\Delta H_i(p) = \mathbf{T} \mathbf{Z}^{-1} \overline{\mathbf{w}}, \quad \Delta F_{ii}(p) = \mathbf{v}_i \mathbf{Z}^{-1} \overline{\mathbf{w}} \quad (2.54)$$

обусловлены введенным вектором $\overline{\mathbf{w}}$.

Сравнивая векторные сигнальные графы (рис. 2.4) и (рис. 2.6), а также результирующие передаточные функции (2.44) и (2.53), можно утверждать структурную идентичность принципов компенсации влияния активных элементов (каскадов) и реактивных двухполюсников (индуктивностей и конденсаторов).

2.4 Основные выводы по разделам 2.1-2.3

Ответ на вопрос об уровне компенсации в общем случае остаётся открытым, т.к. зависит от структуры матриц \mathbf{B} , \mathbf{Z} и вектора $\overline{\mathbf{w}}$, а также от числа неиспользованных входов активных элементов (дополнительных входов). Кроме этого, практическое применение полученного результата связано с выполнением ряда параметрических условий, учитывающих также частотную зависимость компонент матрицы \mathbf{B} . Учитывая соотношения (2.36) – (2.37), матрица \mathbf{B} заменяется на её клеточные эквиваленты. Из процедур Фробениуса [92] следует, что в этом случае не существует более конкретных условий, позволяющих в матричной форме дополнить топологические условия функциональными, т.к. число активных элементов и порядок системы в общем случае не одинаковы, и блочные компоненты матрицы (2.35) оказываются несогласованными. В этой связи практическое использование настоящих результатов связано с анализом структур поправочных полиномов электронных систем различного класса и требует дополнительных исследований.

В ряде случаев выполнение параметрических условий минимизации

$$H_i(p) + \Delta H_i(p) \text{ и } F_{ii}(p) + \Delta F_{ii}(p) \quad (2.55)$$

$$H_j(p) + \Delta H_j(p) \text{ и } F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p) \quad (2.56)$$

может привести к нарушению принципа пассивности компонент вектора $\overline{\mathbf{w}}$ и, следовательно, к необходимости применения дополнительных активных элементов, выполняющих в сложных схемах также функции сумматоров и масштабирующих усилителей. Их влияние на передаточную функцию и иные показатели качества устройства учитывается в соответствии с изложенной выше методикой.

Полученные результаты открывают широкие возможности для оптимальной реализации широкого класса электронных устройств. В общем случае здесь необходима минимизация в рабочем диапазоне частот функционалов

$$\sqrt{\sum_{i=1}^n |H_i(j\omega) - \Delta H_i(j\omega)|^2}, \quad \sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega) - \Delta H_j(j\omega)|^2 + \sum_{k=1}^M |H_k(j\omega)|^2} \quad (2.57)$$

$$\sum_{j=1}^N F_{jj}(j\omega) + \sum_{k=1}^M F_{kk}(j\omega), \quad (2.58)$$

где M – число дополнительно введённых элементов. Здесь предполагается использование идентичных активных элементов. Минимизация осуществляется с учётом тех ограничений, которые вытекают из особенности решаемой задачи. Отметим некоторые из них.

Полученные результаты позволяют сделать ряд промежуточных выводов. Чередование знаков в функциях параметрической чувствительности (2.3) и (2.4) возможно только при пересмотре ряда принципов организации обратных связей.

Для реализации указанных свойств принципиальных схем необходимо изменение структур передаточной функции системы при подаче сигнала на неинвертирующий вход транзистора (каскада) (2.18) и передаточной функции на его выходе при том же источнике входного воздействия (2.22). В этом случае уменьшается его влияние на собственный шум схемы (2.25) и сохраняется набор передаточных функций устройства на выходах каскадов (2.19) и, следовательно, общая передаточная функция (2.22) устройства.

Локальные передаточные функции (2.18), (2.30) и (2.22), (2.32) при выполнении указанных дополнительных свойств изменяются под действием специального дополнительного контура обратной связи (рис. 2.4 и рис. 2.6). Этот контур, связывающий дифференциальный вход конкретного транзистора (каскада) или вход RC (RL) цепи с дополнительным входом схемы через компен-

сирующую цепь с передаточной функцией (2.40) или (2.50), при выполнении необходимых параметрических условий может уменьшить функцию чувствительности, изменить её знак и таким образом решить поставленную задачу.

Для минимизации суммарных чувствительностей (2.5) при достижимой (требуемой) параметрической чувствительности можно использовать их суперпозицию, контролируя среднеквадратическое значение (2.7) или значения иных показателей качества.

2.5 Метод собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем

Полученное ранее структурное условие (2.53), минимизирующее влияние постоянной времени τ_i на идеализированную передаточную функцию $\Phi_{ii}(p)$, требует введения в схему проектируемого устройства специального контура компенсирующей обратной связи, которая уменьшает (при положительном возвратном отношении) локальные передаточные функции $H_i(p)$ (2.30) и $F_{ii}(p)$ (2.32). Согласно структуре параметрической чувствительности (2.27) этот контур обеспечивает минимизацию и этих параметров. Отличительной особенностью данного принципа является сохранение $F_i(p)$ (2.31) – передаточной функции на выходе конкретной LR-цепи (Z_i). Однако, если это условие не принципиально для целей конкретного проекта, то согласно соотношениям (2.27) и (2.29) аналогичная компенсация возможна минимизацией локальной функции $F_i(p)$ (2.31). В этом случае ограничивающим фактором является ограниченность локальной функции $F_{ii}(p)$ (2.32) в диапазоне рабочих частот.

Для конкретизации этого утверждения определим взаимосвязь настоящих локальных функций. Из базовых соотношений (2.31) и (2.32) с учетом структуры матрицы (2.34) следует, что

$$F_i(p) = \mathbf{v}_i \mathbf{H}_C \mathbf{H}_R \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \mathbf{L} \mathbf{A}_R), \quad (2.59)$$

$$F_{ii}(p) = -\mathbf{v}_i \mathbf{H}_C \mathbf{H}_R \mathbf{K}^{-1} \mathbf{L} \mathbf{u}_i, \quad (2.60)$$

$$\text{где матрица } \mathbf{K} = \mathbf{B} + \{\mu_j^{-1}\} + \mathbf{L} \mathbf{H}_R. \quad (2.61)$$

Таким образом, указанные условия не являются противоречивыми и зависят от свойств матрицы \mathbf{B} , определяющей связь каскадов усиления схемы. В частности при большом коэффициенте передачи одного каскада ($N=1$) достаточным условием решения обсуждаемой задачи является жесткая (структурная) связь h^R и b_{11}^- и, следовательно, связь входа LR цепи с инвертирующим входом используемого каскада усиления (см. табл. 2.1). Именно тогда определитель матрицы \mathbf{K} определяется в основном коэффициентом передачи μ_1 этого каскада, что, в конечном счете и обеспечивает уменьшение локальных коэффициентов передачи (2.59) и (2.60).

Таким образом, в рамках принципа собственной компенсации влияния индуктивностей на параметры аналоговых электронных схем существует два взаимодополняющих структурных метода. Первый метод базируется на непосредственном использовании структурного признака (рис. 2.6), предполагающего введение в схему дополнительного регенеративного контура обратной связи, связывающего вход LR-цепи ($X\chi_i^R$) с дополнительным входом схемы через масштабный узел w_i . В этом случае создаются дополнительные параметрические степени свободы, направленные на минимизацию локальных передач в диапазоне рабочих частот ($p = j\omega$)

$$H_i(p) - \Delta H_i(p), \quad F_{ii}(p) - \Delta F_{ii}(p). \quad (2.62)$$

В общем случае в соответствии со структурой общей передаточной функции (2.53) необходимо более детальное исследование ее характера для формирования точной свертки критериев качества. Для частотонезависимых

устройств (Φ_i и все F_i, H_i, F_{ii} вещественны) в соотношении (2.53) вводимая цепь w_i компенсирующей обратной связи (рис. 2.7) создает также дополнительный канал передачи входного для LR подсистемы сигнала к общему выходу. Эта особенность позволяет минимизировать как приращение передаточной функции (2.53), так и параметрическую чувствительность (2.27).

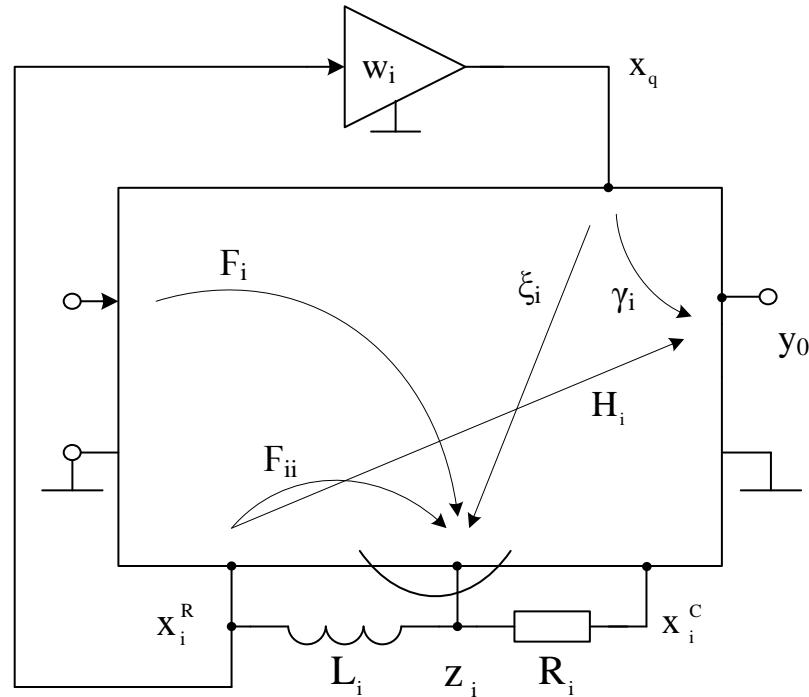


Рисунок 2.7 – Первый структурный метод собственной компенсации влияния L_i на характеристики и параметры электронных схем

В рассматриваемом случае

$$\Delta H_i = \gamma_i w, (\gamma_i = y_0 / x_q), \quad (2.63)$$

$$\Delta F_{ii} = \xi_i w, (\xi_i = z_i / x_q).$$

Приведенные соотношения существенно облегчают поиск узла x_q и вычисление масштабного множителя w при любых доминирующих для общих целей проекта приращений ΔH_i и ΔF_{ii} .

Продemonстрируем изложенное на конкретном примере синтеза простейшей принципиальной схемы каскада с собственной компенсацией влияние LR-цепи на его комплексный коэффициент усиления.

На рис. 2.8 показана эволюция принципиальной схемы простейшего каскада в соответствии с предложенными принципами.

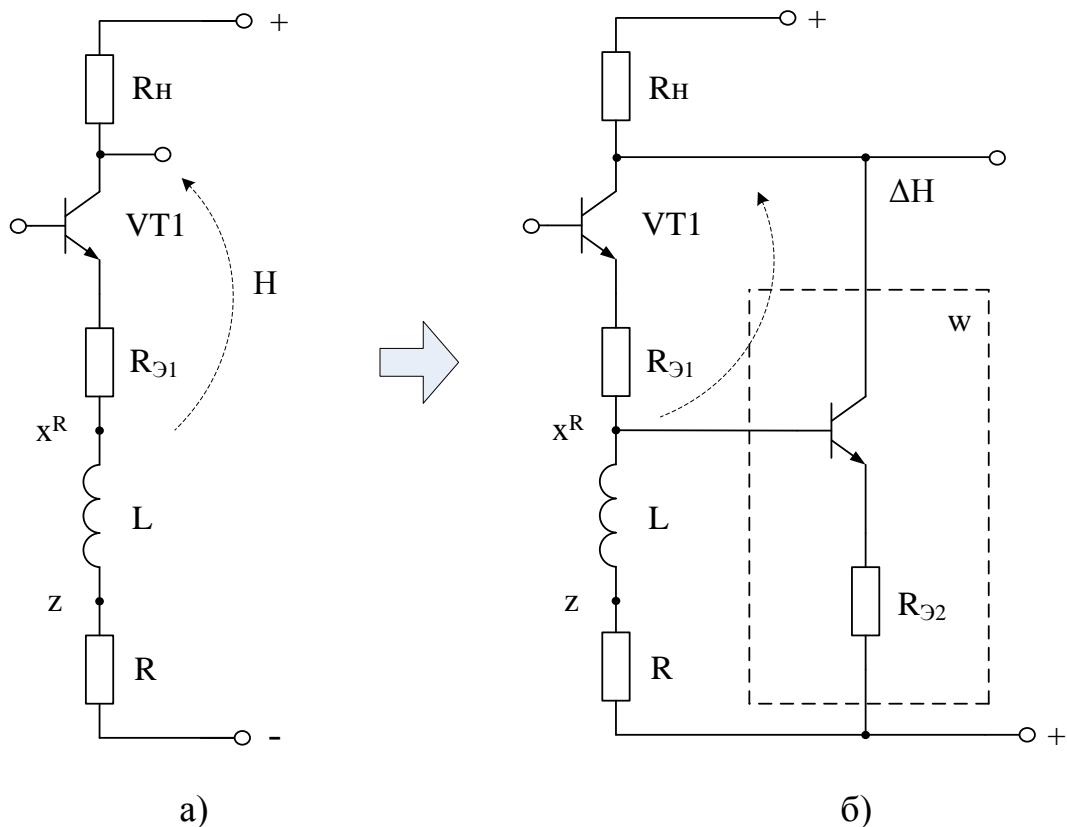


Рисунок 2.8 - Исходная (а) схема каскада и схема (б) с собственной компенсацией влияния LR-цепи на его параметры

Так, для исходного каскада (рис. 2.8а) его передаточная функция имеет следующий вид

$$\Phi(p) = -\frac{\alpha_1 R_H}{h_{11.1} + R_{Э1} + R} \cdot \frac{1}{p\tau + 1}, \quad (2.64)$$

где $\tau = L / (R + R_{Э1} + h_{11.1})$, а α_1 и $h_{11.1}$ – малосигнальные параметры транзистора VT1.

Отметим, что для идеального варианта ($\tau = 0$)

$$\Phi_{\text{и}}(p) = -\frac{\alpha_1 R_{\text{H}}}{h_{11.1} + R_{\text{э1}} + R} = K_0. \quad (2.65)$$

Согласно базовым соотношениям (2.27) – (2.32)

$$-\Delta\Phi(p) = \Phi(p) - \Phi_{\text{и}}(p) = \frac{p\tau K_0}{p\tau + 1}. \quad (2.66)$$

Следовательно

$$F_{\text{и}} = 1; \quad F_{\text{и}} H_{\text{и}} = K, \quad (2.67)$$

поэтому компенсация влияния τ (параметров LR-цепи) на передаточную функцию каскада должна предусматривать создание дополнительного пути передачи сигнала x^{R} на выход схемы (реализация $\Delta H_{\text{и}}$). Согласно рис. 2.7 и соотношениям (2.53), (2.54) эта передача должна обеспечивать противоположный знак коэффициента w . Реализация сказанного показана на рис. 2.8б. Действительно, здесь $H > 0$, а $\Delta H < 0$, поэтому

$$\Phi(p) = -\frac{\alpha_1 R_{\text{H}}}{h_{11.2} + R_{\text{э2}}} \cdot \frac{R \frac{\alpha_1}{\alpha_2} + h_{11.2} + R_{\text{э2}}}{R + h_{11.1} + R_{\text{э1}}} \cdot \frac{p\tau_1 + 1}{p\tau_2 + 1}, \quad (2.68)$$

$$\text{где } \tau_1 = L / \left[\frac{\alpha_1}{\alpha_2} (R_{\text{э2}} + h_{11.2}) + R \right], \quad \tau_2 = L / (R + R_{\text{э1}} + h_{11.1}).$$

Таким образом, как и отмечалось в постановке общей задачи, введение цепи собственной компенсации создало дополнительные параметрические степени свободы, которые позволяют минимизировать влияние RL-цепи на передаточ-

ную функцию схемы. Несложно показать, что при выполнении параметрических условий

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha, R_{\alpha 1} = R_{\alpha 2} = R_{\alpha}, h_{11.1} = h_{11.2} = h_{11} \quad (2.69)$$

в силу равенства $\tau_1 = \tau_2$

$$\Phi_{\alpha}(p) = -\frac{\alpha R_H}{h_{11.1} + R_{\alpha} + R} = K_0, \quad (2.70)$$

что точно соответствует $\Phi_{\alpha}(p) = K_0$ соотношению (2.65). Достигнутая при этом минимизация локальной функции $H - \Delta H$ согласно соотношению (2.27) минимизирует и параметрическую чувствительность передаточной функции (2.68).

Рассмотренный пример синтеза позволяет на базе полученных ранее теоретических результатов сформулировать в рамках первого структурного метода собственной компенсации пошаговый алгоритм построения принципиальных схем с низким влиянием индуктивных элементов на характеристики и параметры конкретных устройств.

На первом этапе выполняется синтез исходной схемы устройства и согласно соотношениям (2.28), (2.29) формируется желаемая (идеализированная) передаточная функция $\Phi_{\alpha}(p)$ и ее приращение, вызванное влиянием конкретной индуктивности L_i . Дополнительное определение локальных передаточных функций $H_i(p)$ (2.30), $F_i(p)$ (2.31) и $F_{ii}(p)$ (2.32) (в общем случае любым методом анализа линейных электронных схем) позволяет конкретизировать (выделить) доминирующую функцию (коэффициент), минимизация которого решает общую задачу.

Второй этап синтеза связан с изучением вариантов введения компенсирующей цепи. Для этого необходимо выделить те узлы схемы, которые могут образовывать дополнительные входы (q) (истoki \tilde{X} рис. 2.6) и выполнить анализ набора передач γ_i и ξ_i (2.63) $\forall q$.

Третий этап направлен на формирование из условий допустимого минимума функций

$$H_i(p) - \Delta H_i(p), \quad F_{ii}(p) - \Delta F_{ii}(p) \quad (2.71)$$

набора $\forall q$ передач компенсирующей цепи w_q . В общем случае этот набор необходимо проранжировать не только по величине w , но и по достижимому уровню компенсации локальных функций (2.71). При этом необходимо учитывать, что параметрическая чувствительность (2.27) определяется произведением $(H_i(p) - \Delta H_i(p)) \cdot F_i(p)$.

На четвертом этапе синтеза формируется набор альтернативных вариантов принципиальных схем с цепями собственной компенсации влияния L_i и осуществляется их анализ с целью получения аналогично первому этапу желаемой передаточной функции и ее приращения. При этом, исходя из метода параметрической оптимизации, можно ограничиться только общей передаточной функцией (2.15).

Пятый заключительный этап связан с параметрической оптимизацией набора принципиальных схем и выбором лучшего из возможных вариантов. Этот выбор может сопровождаться использованием (применением) дополнительных критериев, в общем случае выходящих за рамки обсуждаемой проблемы. При этом необходимо учитывать, что предложенная процедура синтеза может повторяться для любой из полученных схем, которую необходимо считать исходной.

Отличительной особенностью рассмотренного структурного метода (рис. 2.7) является доступность входа LR-цепи (узел x_i^R) для подключения дополнительной компенсирующей цепи w_i . Этот признак является обязательным для решения общей задачи.

Рассмотрим второй топологический метод собственной компенсации влияния параметров RL-цепей, связанный, как это было отмечено выше, с минимизацией локальной функции $F_i(p)$. Учитывая, что согласно (2.50), (2.60),

минимизация $F_i(p)$ и $F_{ii}(p)$ в общем случае непротиворечива задачам создания контура компенсирующей обратной связи и синтеза соответствующей цепи, связана, согласно рис. 2.9, с реализацией

$$\Phi(p) = F_i(p)w_i\gamma_i / 1 + w_i\xi_i = \Phi_n(p), \quad (2.72)$$

$$F_i(p) = F_i(p) / 1 + w_i\xi_i \rightarrow \min. \quad (2.73)$$

Несложно показать, что настоящая задача имеет решение при $w_i \rightarrow \infty$. Тогда

$$\Phi_n(p) = F_i(p)\gamma_i / \xi_i, \quad F_i(p) = 0. \quad (2.74)$$

Этот метод связан с созданием на RL-цепи эквипотенциальных узлов, исключающих протекание тока через индуктивность и, следовательно, минимизирующий влияние τ_i на характеристики проектируемого устройства.

Поясним изложенное на конкретном примере масштабного усилителя с идеализированной передаточной функцией

$$\Phi_n(p) = k. \quad (2.75)$$

Здесь для реализации условия $w_i \rightarrow \infty$ необходимо использовать операционный усилитель (ОУ) $w_i = \mu$. Тогда для случая $\gamma_i = 1$ получим схему, показанную на рис. 2.10. Анализ схемы при $\mu \gg 1$ приводит к следующему результату

$$H_i(p) = \frac{-R_0/R}{p\tau + 1}. \quad (2.76)$$

$$F_i(p) = \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{R_0}{R} \right) \frac{p\tau + 1}{p\tau \left(1 - \frac{1}{\mu} \frac{R_0}{R} \right) + 1}. \quad (2.77)$$

$$F_{ii}(p) = \frac{1}{\mu} \frac{p\tau(k+1)/(k+1+R_0/R) + 1}{p\tau + 1} \left(1 + k + \frac{R_0}{R} \right). \quad (2.78)$$

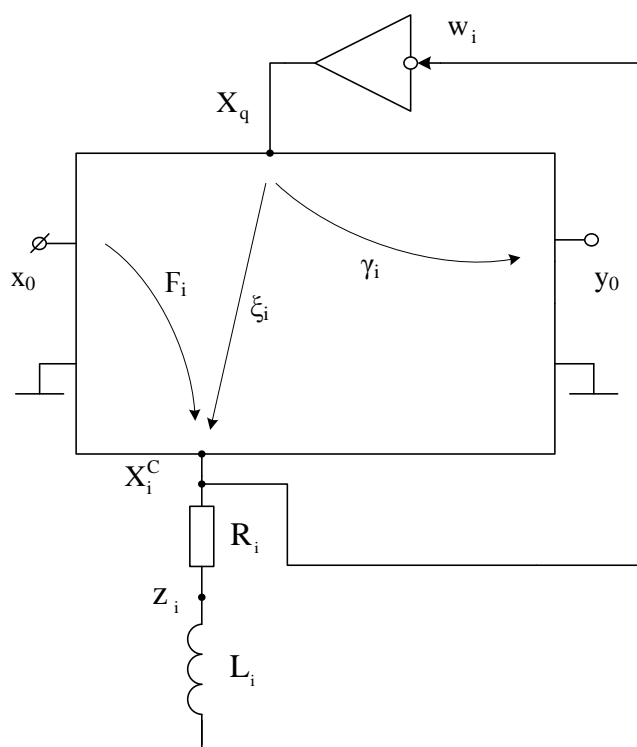


Рисунок 2.9 – Второй структурный метод собственной компенсации влияния L_i на характеристики и параметры электронных схем

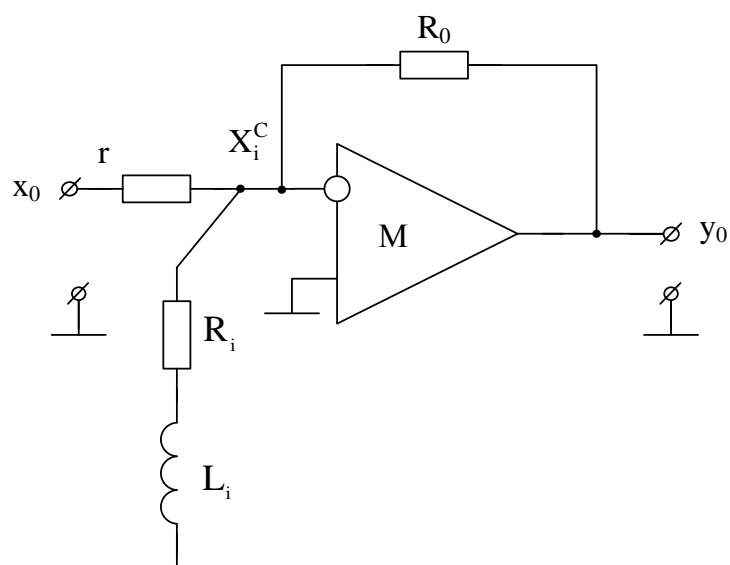


Рисунок 2.10 – Пример реализации второго метода собственной компенсации влияния параметров RL -цепи

$$\Phi(p) = -k \left(1 - \frac{1}{\mu} \left(1 + k + \frac{R_0}{R} \right) \right) \frac{p\tau + 1}{p\tau \left(1 - \frac{1}{\mu} \frac{R_0}{R} \right) + 1}, \quad (2.79)$$

где $k = R_0/r$, $\tau = L/R$.

Анализ полученных соотношений показывает, что степень приближения $\Phi(p)$ к $\Phi_{ii}(p)$ определяется соотношением R_0 и R и численным значением статического коэффициента усиления ОУ (μ). Кроме этого, общая погрешность реализации коэффициента усиления масштабного усилителя определяется «ресурсом» усиления цепи

$$\mu / (1 + k + R_0/R). \quad (2.80)$$

Таким образом, при $R_0 < R$

$$F_i(p) \approx 1/\mu, \quad F_{ii}(p) \approx (1 + k)/\mu. \quad (2.81)$$

$$\Phi(p) = \frac{-k}{1 + (1 + k)/\mu} \approx -\Phi_{ii}(p). \quad (2.82)$$

При этом параметрическая чувствительность

$$S_{\tau}^{\Phi(p)} = - \frac{(R_0/R)/k}{p\tau + 1} \frac{1}{\mu} \quad (2.83)$$

в основном определяется статическим коэффициентом усиления μ .

Рассмотренный пример показывает, что перенос RL-цепи в эквипотенциальные узлы схемы обеспечивает за счет дополнительных цепей (операционных усилителей) достаточно высокий уровень компенсации их влияния на характеристики и параметры функциональных устройств.

Приведенный пример позволяет разработать достаточно простой пошаговый алгоритм синтеза принципиальных схем с собственной компенсацией влияния параметров RL-цепей в рамках второго структурного метода.

На первом этапе выделяется участок цепи с заземленной RL-цепью, которую необходимо исключить из общего тракта передачи сигнала. Путем анализа схемы определяется

$$\Delta\Phi(p) = \Phi_{\text{и}}(p) - \Phi(p) = p\tau_i \frac{H_i(p)F_i(p)}{1 + p\tau_i F_{ii}(p)}. \quad (2.84)$$

Исходя из определения локальных передаточных функций (2.30) – (2.32), устанавливается непротиворечивость и достаточность минимизации $F_i(p)$.

Второй этап синтеза связан с созданием в исходной схеме дополнительного истока X_0 (рис. 2.9) и стока X_q , необходимых для подключения дополнительных ОУ или усилительных каскадов с большим коэффициентом усиления (w_i).

Третий этап посвящен введению между узлами X_0 , y_0 , $X_q = X^c$ инвертирующего масштабного усилителя. Осуществляется анализ принципиальной схемы участка цепи, определяется ее передаточная функция $\Phi(p)$ и формируется критерий параметрической оптимизации.

На четвертом этапе осуществляется параметрическая оптимизация схемы и формируются требования к ОУ цепи.

2.6 Метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем

Структура передаточной функции электронных схем с RC- и RL-цепями в виде ряда (2.28) показывает, что чередованием знаков соотношения (2.29) можно добиться уменьшения влияния параметров как RL, так и RC-цепей. Со-

гласно структуре соотношения (2.28) это требует изменения знака одной из локальных передаточных функций (2.30) или (2.31). Полученные ранее принципы изменения локальных передаточных функций $H_i(p)$, $F_{ii}(p)$ (2.54) и $H_j(p)$, $F_{jj}(p)$ (2.45) показывают, что теоретически возможна взаимная компенсация трех видов.

В первом случае обеспечивается взаимная компенсация индуктивных элементов (рис. 2.11), когда дополнительным контуром обратной связи для цепи L_2 , R_2 создаются условия минимизации ряда

$$\sum_{i \neq 2} p\tau_i \frac{H_i(p)F_i(p)}{1 + p\tau_i F_{ii}(p)} - p\tau_2 \frac{(H_2(p) - w\gamma_2)F_2}{1 + p\tau_2 (F_{22}(p) - w\xi_2)} . \quad (2.85)$$

Здесь $\tau_2 = L_2 / R_2$, $F_{ii}(p)$ и $F_{22}(p)$ определяются соотношением (2.32).

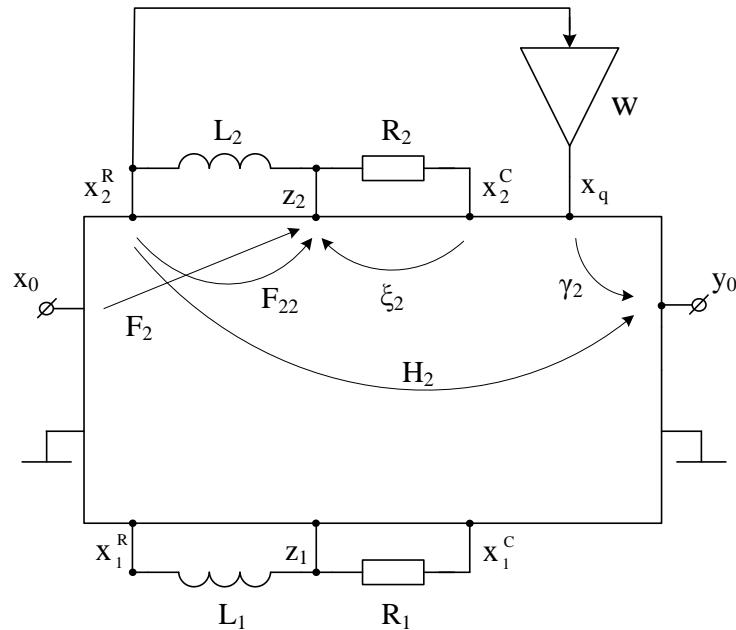


Рисунок 2.11 – Базовый метод взаимной компенсации влияния L_1 , R_1
RL-цепью $L_2 R_2$

Второй случай использует аналогичный подход. Однако, как видно из рис. 2.12, цепь дополнительной обратной связи изменяет структуру влияния параметров RC-цепи – R_2 , C_2 , поэтому в соотношении (2.85) $\tau_2 = R_2 C_2$.

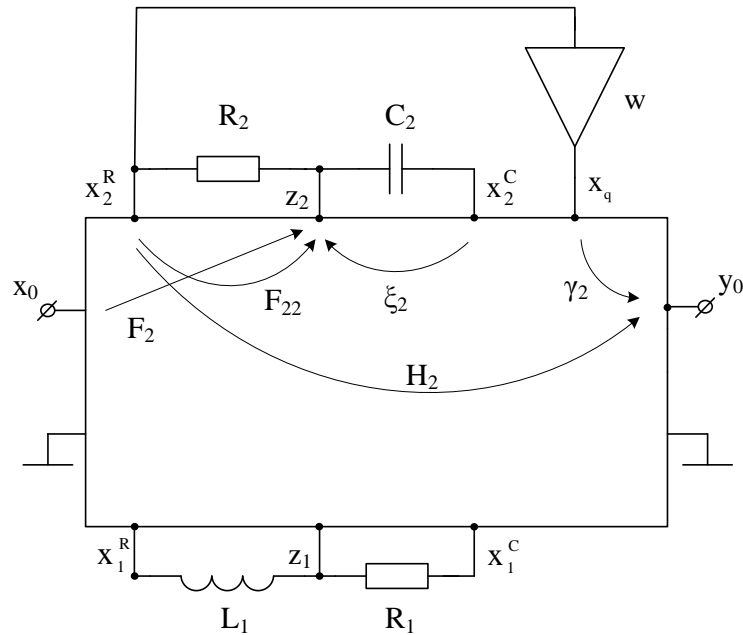


Рисунок 2.12 – Метод взаимной компенсации влияния параметров RL-цепи RC-цепью

В третьем случае (рис. 2.13) влияние RL-цепей компенсируется влиянием активных элементов схемы и связано с минимизацией ряда

$$\sum_{i=1}^N p \tau_i \frac{H_i(p) F_i(p)}{1 + p \tau_i F_{ii}(p)} - \sum_{j=1}^N p \frac{2\pi}{f_{1j}} \frac{F_j(p) (H_i(p) + \Delta H_j(p))}{1 + p \frac{2\pi}{f_{1j}} (F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p))}. \quad (2.86)$$

Здесь согласно соотношению (2.44) f_{1j} – является частотой единичного усиления j -го каскада, а приращения передаточных функций, направленные на изменение степени влияния j -го транзистора:

$$\Delta H_j(p) = w_j \gamma_j, \quad \Delta F_{jj}(p) = w_j \xi_j. \quad (2.87)$$

При этом знак w_j может не только уменьшать, но и увеличивать влияние его частоты единичного усиления.

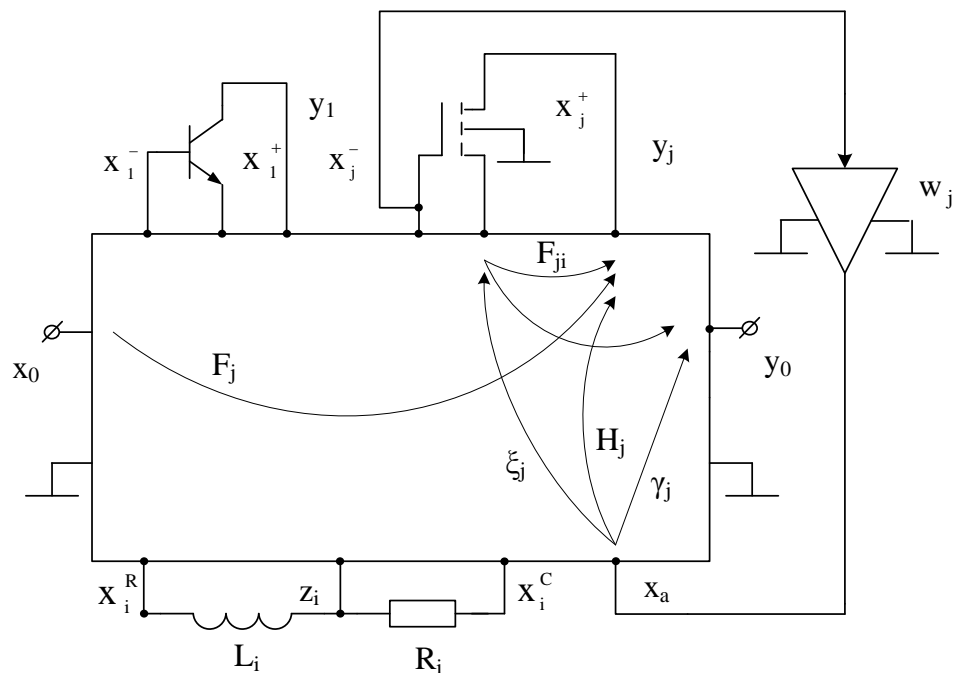


Рисунок 2.13 – Взаимная компенсация влияния параметров активных элементов и RL цепей

Рассмотренные случаи образуют (в силу достаточности и единственности общего принципа компенсации, п. 2.3) функционально полный набор схемотехнических приемов расширения диапазона рабочих частот различных функциональных устройств РЭА.

Исследуем ряд примеров методического характера, которые позволяют конкретизировать общую процедуру схемотехнического проектирования цепей с взаимной компенсацией влияния параметров индуктивных элементов.

Рассмотрим синтез принципиальной схемы каскада с минимальным влиянием индуктивного характера нагрузки коллекторной цепи (рис. 2.14а). Предварительно отметим, что

$$\Phi(p) = -SR_1(p\tau_1 + 1), \quad H_1 = F_{11} = 1, \quad (2.88)$$

где $\tau_1 = L_1 / R_1$.

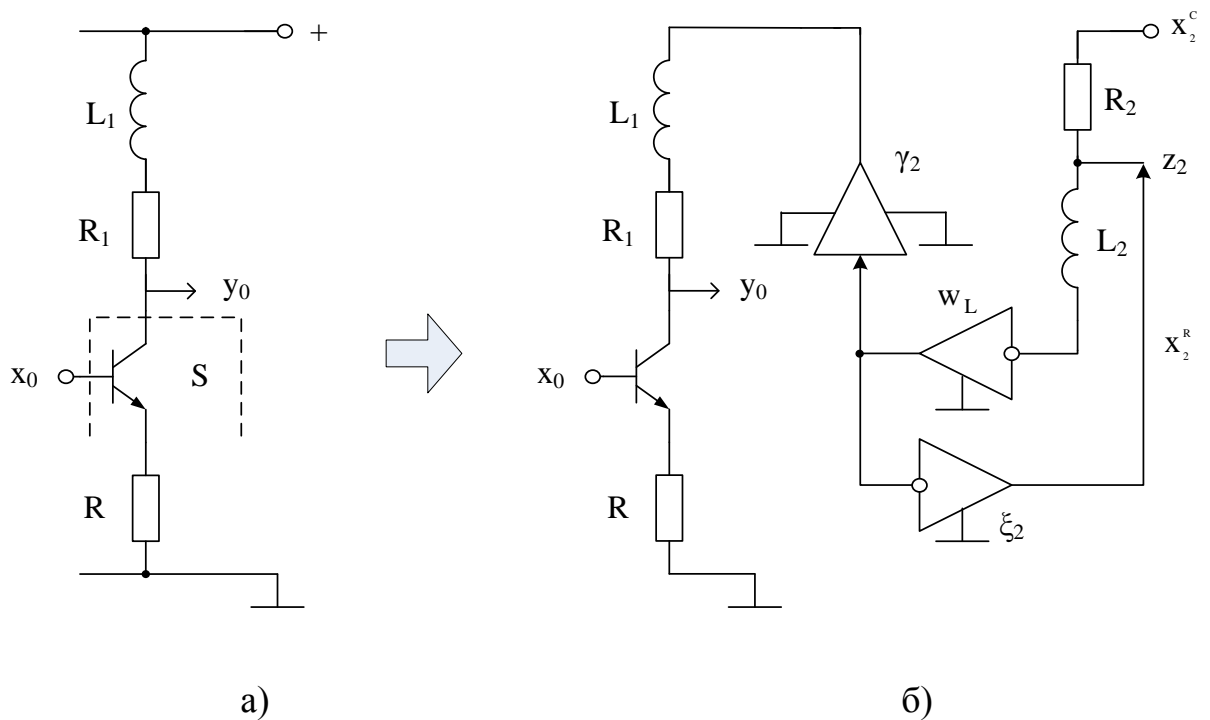
При этом желаемой (идеальной) функцией является вещественный коэффициент передачи

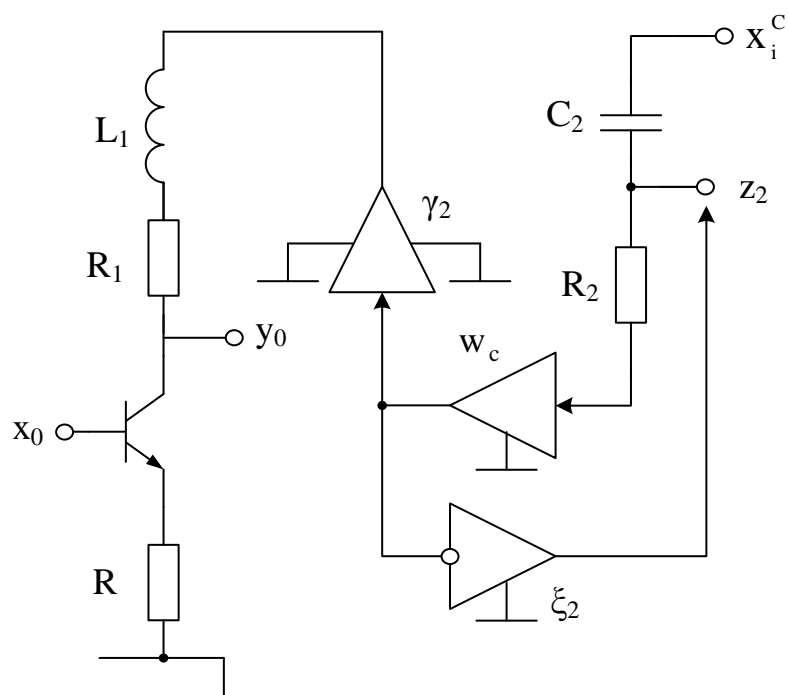
$$\Phi_{\text{и}}(p) = K_0 = -SR_1. \quad (2.89)$$

Согласно базовому методу взаимной компенсации влияния L_1 на функцию (2.88) посредством дополнительной RL-цепи (рис. 2.11) необходимо введение регенеративной обратной связи, изменяющей локальные функции $H_2(p)$ и $F_{22}(p)$ цепи R_2, L_2 (рис. 2.14б). При этом неформализованным этапом является выбор дополнительного истока $x_q = x_1^R$.

В этом случае

$$H_2(p) = -w_L \gamma_2, \quad F_{22}(p) = -w_L \xi_2. \quad (2.90)$$





в)

Рисунок 2. 14 – Исходная схема каскада с индуктивной нагрузкой (а), структура цепи взаимной компенсации параметрами L_2 , R_2 (б) и структура цепи взаимной компенсацией индуктивности RC-цепью R_2 , C_2 (в)

Аналогично, в соответствии со вторым базовым принципом компенсации влияния L_1 дополнительной RC-цепью (рис. 2.12) введение блоков w , γ_2 и ξ_2 (рис. 2.14в) изменяет эти же локальные передаточные функции

$$H_2(p) = -w_c \gamma_2, F_{22}(p) = -w_c \xi_2, \quad (2.91)$$

которые структурно аналогичны случаю компенсации RL-цепью (2.90) и отличаются знаком цепи прямой передачи. Эта общность показывает, что характер цепи компенсации может входить в общую принципиальную схему, которая отличается характером реализации w_L и w_c (рис. 2.15). Предварительно отметим, что в силу $F_{11} = 1$ (2.88) доминирующим фактором являются функции H_1 , H_2 (2.88), (2.90), (2.91).

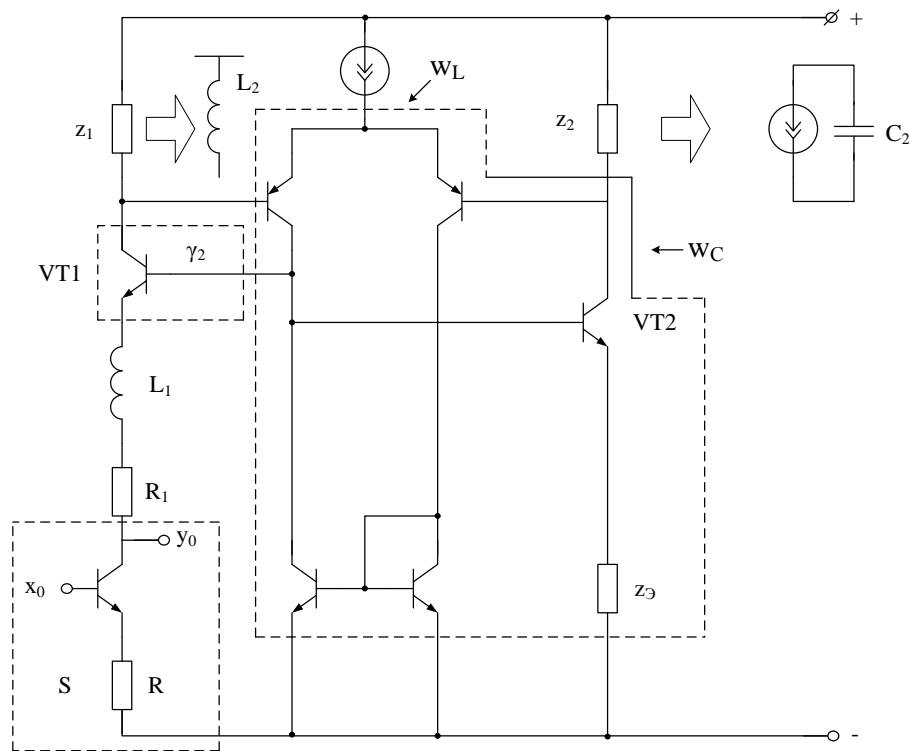


Рисунок 2.15 Принципиальная схема каскада с взаимной компенсацией L_1 на коэффициент усиления в терминах обобщенных импедансов (z_1, z_2, z_3)

Для конкретизации схем, формирования целевых функций и сопоставления рациональных подходов необходимо определить в общем виде передаточную функцию схемы рис. 2.15 в терминах общих импедансов:

$$\Phi(p) = -S[R_1 + pL_1 - \alpha_1 z_1(z_3 + h_{11.2})/z_2]. \quad (2.92)$$

В силу условия (2.89) условие взаимной компенсации в общем виде имеет следующий вид

$$pL_1 = \alpha_1 \frac{z_1}{z_2} (z_3 + h_{11.2}). \quad (2.93)$$

Сопоставлением структур рис. 2.14 и рис. 2.15 и с учетом соотношения (2.93) можно выделить две базовые схемы каскада с взаимной компенсацией.

При $z_1 = pL_2$, $z_3 = R_3$, $z_2 = R_2$ реализуется схема с взаимной компенсацией влияния параметров L_2 на L_1 . Действительно, при

$$L_2 = L_1 \frac{R_2 / \alpha_2}{R_3 + h_{11.2}} \quad (2.94)$$

реализуемая передаточная функция соответствует цели проекта (2.89)

$$\Phi(p) = -SR_1 = K_0. \quad (2.95)$$

В рамках второго принципа достаточным условием является следующий характер импедансов схемы рис. 2.15:

$$z_2 = 1/pC_2, \quad z_1 = R_k, \quad z_3 = R_3. \quad (2.96)$$

В этом случае условие компенсации имеет следующий вид

$$C_2 = L_1 / \alpha_1 (R_3 + h_{11.2}) R_k. \quad (2.97)$$

При этом идеализированная передаточная функция (2.95) сохраняется.

Отметим, что приведенные соотношения справедливы при условии, что для всех транзисторов $h_{22} = 0$, поэтому в реальных случаях условия (2.94) и (2.97) и идеализированная передаточная функция изменяются.

Приведенные примеры взаимной компенсации позволяют сформулировать алгоритм синтеза принципиальных схем с взаимной компенсацией влияния RL-цепей.

На первом этапе необходимо путем анализа исходной принципиальной схемы определить набор локальных передаточных функций $H_i(p)$, $F_i(p)$ и $F_{ii}(p)$ (соотношения (2.30) – (2.32)). В ряде случаев их характер позволяет выделить доминирующую составляющую из набора $H_i(p)$ и $F_{ii}(p)$. Если для решения общей задачи в синтезируемую схему необходимо включить дополнительные RL- или RC-цепи, то согласно рассмотренному случаю потребуется построение

структур аналогичных рис. 2.14б и рис. 2.14в, которые в конечном итоге образуют область первого уровня структурного компромисса.

В рамках второго этапа конкретизацией дополнительного истока x_q (рис. 2.6) формируются требования к цепи компенсирующей обратной связи w , влияющей на изменение локальных передаточных функций (2.54), и формируется область структурного компромисса второго уровня. При этом результаты целесообразно ранжировать по структурной идентичности в рамках как первого, так и второго уровня альтернатив.

На третьем этапе синтеза осуществляется построение в рамках обобщенных импедансов набора принципиальных схем первого уровня. Путем анализа набора схем формируются их передаточные функции (2.29) – (2.32), которые путем сопоставления с целью проекта (идеализированная передаточная функция $\Phi_n(p)$) позволяют выделить набор целевых функций и критериев оптимизации. Именно это в общем случае позволяет выделить предпочтительный способ взаимной компенсации по иным (дополнительным) критериям, не связанным с целью проекта.

Четвертый этап синтеза связан с формальной процедурой параметрической оптимизации возможного набора принципиальных схем. При этом в состав целевых функций можно включать аддитивные составляющие, учитывающие влияние различных не доминирующих параметров активных элементов, включая и полный набор их малосигнальных параметров.

На пятом, заключительном этапе осуществляется выбор предпочтительной принципиальной схемы с взаимной компенсацией влияния индуктивной цепи. При этом базовым критерием являются функции полуотносительной чувствительности (S_s). Так, результат взаимной компенсации в общем виде формулируется следующим образом

$$L_{\text{экв}} = L - \lambda k, \quad (2.98)$$

где $L_{\text{экв}}$ – эквивалентная (остаточная) индуктивность; λ , k – параметр компенсации (L или C) и коэффициент преобразования.

Тогда,

$$L_{\text{эКВ}} = \Delta L = S_{SL}^L \frac{\Delta L}{L} - S_{S\lambda}^L \frac{\Delta \lambda}{\lambda} - S_{Sk}^L \frac{\Delta k}{k}. \quad (2.99)$$

Здесь

$$S_{SL}^L = L, \quad S_{S\lambda}^L = S_{Sk}^L = -\lambda k. \quad (2.100)$$

Именно поэтому точность компенсации определяется начальным значением L и технологической погрешностью реализации параметров электронной схемы

$$\frac{\Delta L}{L} = \Theta_L, \quad \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \Theta_\lambda, \quad \frac{\Delta k}{k} = \Theta_k. \quad (2.101)$$

В этой связи приоритетным способом является компенсация посредством дополнительных индуктивностей ($\lambda = L_k$), что в конечном итоге может обеспечить $\Theta_L = \Theta_{L_k}$. Что касается влияния Θ_k , то, как было показано на конкретных примерах, этот параметр определяется отношением сопротивления отдельных резисторов. Поэтому

$$\Theta_k = (\Theta_{R1} - \Theta_{R2}) \quad (2.102)$$

и параметр k не является доминирующим.

2.7 Высокочастотная коррекция электронных схем RL-цепями

Полученные в настоящем разделе базовые соотношения (2.21), (2.18), (2.19), (2.22), определяющие влияние активных элементов электронных схем на их передаточную функцию (2.15), показывают отрицательность дополнительного фазового сдвига в диапазоне верхних частот. В то же время характер влияния индуктивностей и соответствующих RL-цепей может приводить к противоположному эффекту в силу характера функции (2.30). Подтверждением

этого является пример синтеза (п. 2.6) принципиальной схемы каскада и его исходная передаточная функция (2.88).

Рассмотрим использование этого свойства для частотной коррекции электронных схем RL-цепями. В качестве примера, демонстрирующего этот принцип, является задача ВЧ коррекции типового дифференциального усилителя (рис. 2.16). Для этой структуры

$$F(p) = F_1(p)F_2(p)F_3(p), \quad (2.103)$$

$$F_1(p) = \frac{K_1}{1 + pK_1\tau_1}; \quad F_2(p) = \frac{K_2}{1 + pK_2\tau_2}; \quad F_3(p) = \frac{K_3}{1 + p\tau_3K_3},$$

где τ_1 - постоянная времени нагруженных активных элементов активных элементов i -го каскада.

В силу $K_1 \gg K_2 > K_3$ частотные свойства усилителя определяются входным дифференциальным каскадом. С точки зрения схемотехнических принципов реализации таких каскадов, использующих динамические нагрузки, применение в их структуре индуктивных цепей ВЧ коррекции практически невозможно. С этих соображений целесообразно использовать промежуточный каскад, выполняющий функции усилителя амплитуды $10 > K_2 \geq 2$, $K_3 \approx 1$.

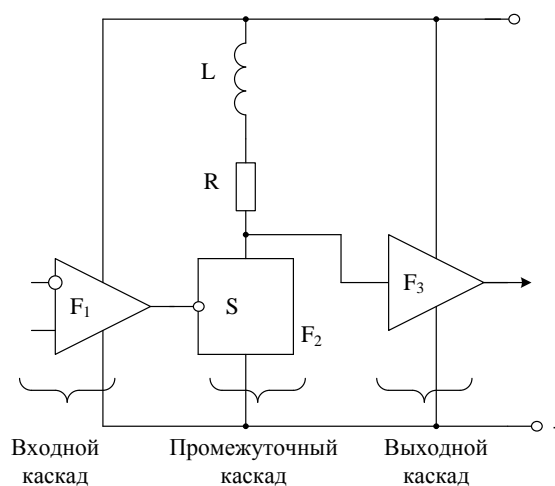


Рисунок 2.16 – Типовая структура дифференциального усилителя

В этом случае

$$F_2(p) = -K_2(pL/R + 1) \frac{pCR/K_2 - 1}{p^2LC + p(Lg_i + CR) + 1}, \quad (2.104)$$

где $K_2 = SR$ - коэффициент усиления; g_i , S - выходная проводимость и эквивалентная крутизна активного элемента промежуточного каскада; C - проходная емкость.

Из соотношений (2.103), (2.104) следует, что при выполнении параметрического условия

$$L = RK_1\tau_1 = K_1K_2\tau_1/S \quad (2.105)$$

приводит к следующей передаточной функции

$$F(p) \approx \frac{K_1K_2K_3}{p^2\tau_1\tau_2K_1K_2 + p(K_1K_2\tau_i/\mu_2 + \tau_2K_2) + 1}, \quad (2.106)$$

где $\mu_2 = S/g_0$ - статический коэффициент усиления активного элемента промежуточного каскада.

Если усилитель реализован на однотипных активных элементах, исключая способ реализации динамической нагрузки входного каскада, то $\tau_1 = \tau_2 = \tau$. Тогда частота (ω_p) и затухание (d_p) полюса такого варианта ВЧ коррекции будут иметь следующий вид

$$\omega_p = \frac{1}{\tau} \sqrt{K_1K_2}, \quad d_p = \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} + \sqrt{K_1K_2}/\mu_2 \approx \sqrt{K_1K_2}/\mu_2. \quad (2.107)$$

Таким образом, в силу уменьшения затухания полюса в схеме усилителя наблюдается увеличение диапазона рабочих частот. Действительно, при отсутствии LR-цепи коррекции аналогичные параметры полюса (103) определяются следующими соотношениями

$$\omega_p = \frac{1}{\tau} \sqrt{K_1 K_2}, \quad d_p = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} + \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \approx \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \gg 1. \quad (2.108)$$

Следовательно, при сохранении частоты полюса, на которой паразитный фазовый сдвиг составляет $\pi/2$, увеличение диапазона рабочих частот объясняется уменьшением затуханием полюса. В общем случае условие

$$\sqrt{2K_1 K_2} \geq \mu_2 \quad (2.109)$$

гарантирует отсутствие перерегулирования в усилителе.

Рассмотренный случай можно использовать и для частотной коррекции одиночного каскада. В этом случае согласно (2.104) L выбирается из условия оптимизации передаточной функции

$$\Phi(p) = -K_0 \frac{(p\tau_n + 1)(1 - p\tau)}{p^2 LC + p(L/R_i + K_0 \tau) + 1}, \quad (2.110)$$

где $\tau_n = L/R$, $\tau = C/S$.

В этом случае неравенство $\mu > 4K_0$ является достаточным для оптимизации как амплитудной, так и фазовой погрешности каскада.

2.8 Структурный синтез цепей собственной компенсации в широкополосных инструментальных усилителях

В настоящем разделе рассматриваются теоретические основы структурного синтеза широкополосных инструментальных усилителей. Предлагается принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления на диапазон рабочих частот усилителей. На базе обобщенной структуры сформулированы условия взаимной компенсации влияния ЭДС смещения и коэффициента ослабления синфазного сигнала. Показано, что на структурном уровне можно оптимизировать основные качественные показатели инструментального

усилителя – напряжение дрейфа нуля и коэффициент передачи синфазного напряжения при заданном дифференциальном коэффициенте усиления.

Синтез структурных аналоговых схем и связанная с ним параметрическая оптимизация относятся к классу предметно ориентированных задач современной микросхемотехники [95] – [98]. Это объясняется в первую очередь сложностью общей проблемы (например, изоморфизм) и необходимостью предварительной ориентации на конкретную компонентную или функциональную элементную базу [96], [91]. Кроме того свертка критериев качества, отличающая “хорошие” (оптимальные) структуры от их функциональных “антиподов”, как правило, сложно формализуема и требует предварительного изучения возможных (физически реализуемых) непротиворечивых как структурных, так и параметрических условий.

Как показывает опыт решения этого класса задач [91], разрешение этих противоречий связано с изучением основных (фундаментальных) свойств обобщенных структур, образованных базисными (компонентный или элементный базис) структурами в рамках полного сигнального графа, поглощающего физически осуществимые электрические связи между ними [96], [91]. Именно на этом пути можно сформулировать непротиворечивые условия оптимизации и создать функционально-топологические правила инженерного проектирования определенного класса устройств или параметрических ограничений нелинейного характера. Строго говоря, задача такого синтеза заключается в поиске таких схем, в рамках которых возможна непротиворечивая параметрическая оптимизация их основных качественных показателей при ограничениях технологического характера.

С этих позиций традиционные структуры инструментальных усилителей (ИУ) на базе дифференциальных операционных усилителей (ОУ) не позволяют оптимизировать их основные качественные показатели – коэффициент передачи синфазного напряжения (сигнала) ($K_{\text{сн}}$), напряжение дрейфа нуля ($U_{\text{др}}$) при заданном дифференциальном коэффициенте усиления ($K_{\text{д}}$) в условиях воздей-

ствия гаммы дестабилизирующих факторов, включая и технологические погрешности. Так в двухканальной структуре инструментального усилителя [99] минимальный $K_{\text{сн}}$ ограничивается относительной погрешностью сопротивлений резистивных элементов (Θ_R) и коэффициентом ослабления синфазного сигнала ОУ ($K_{\text{оссн}}$), при уменьшении эффективности использования их амплитудных характеристик. Кроме этого, при условии идентичности используемых резистивных элементов и операционных усилителей его напряжение дрейфа нуля определяется удвоенным ЭДС смещения ОУ ($e_{\text{см}}$). Именно эти свойства классических схем ИУ требуют либо применения специализированных прецизионных технологий, либо препятствуют их использованию при внешних воздействиях.

В работе [99] для уменьшения требования к Θ_R предложено использовать мультидифференциальные ОУ (МОУ) с симметричными входными каналами. Эти активные элементы можно использовать в режиме дифференциального сумматора с наперед заданным коэффициентом усиления K_d и в классической структуре ИУ [100]. Однако, как в первом, так и во втором случае $U_{\text{др}}$ определяется ЭДС смещения нуля ОУ или МОУ [101]. Кроме этого, их мультидифференциальные свойства позволяют существенно увеличить эффективность использования амплитудной характеристики и снизить требования к напряжениям источника питания [101]. Однако, формальная замена ОУ на МОУ в классических структурах не позволяет получить оптимальные по совокупности показателей качества ИУ и в полной мере использовать их мультидифференциальные свойства.

Решение общей задачи структурной оптимизации требует не только создания нового класса обобщенных структур, но и достаточно детального исследования их свойств, формирования фундаментальных ограничений для этого типа ИУ и рекомендаций по их использованию в задачах схемотехнического проектирования.

Создание обобщенной структуры электронных схем на базе МОУ в виде базисных структур (рис. 2.17) требует выделения их основных свойств. Входные цепи реализуются парой дифференциальных каскадов (ДК1 и ДК2), каждый из которых характеризуется входным граничным напряжением и коэффициентом усиления (K_1 и K_2), причем их отношения определяются отношением сопротивлений двух резисторов, входящих в структуру дифференциальных каскадов. Предложенные в [102], [103] цепи обратных связей позволяют максимизировать $K_{\text{оссн}}$ без изменения других качественных показателей МОУ.

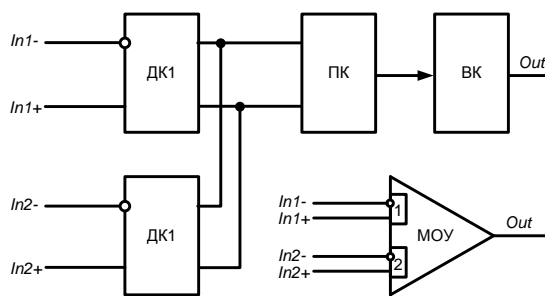


Рисунок 2.17 – Структура мультидифференциального ОУ

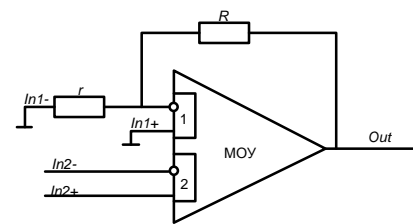


Рисунок 2.18 – Условное обозначение МОУ с обратной связью

Наличие в структуре ДК1 компенсирующих обратных связей предварительно обеспечивает глубокое ослабление синфазного напряжения, а взаимосвязь режимов работы динамических нагрузок в структуре мультидифференциального ОУ [104] позволяют обеспечить низкое значение $e_{\text{см}}$ [105]. Указанные особенности схемотехники МОУ позволяют увеличить достижимый дифференциальный коэффициент усиления простейшего ИУ (рис. 2.18) при сохранении относительно высоких требований к $U_{\text{др}}$ и $K_{\text{сн}}$. Однако работа таких схем при воздействии жестких дестабилизирующих факторов и, в частности, ионизирующего излучения связана с достаточно существенным ухудшением этих параметров [101]. Поэтому поиск альтернативных методов решения задачи схемотехнического проектирования остается актуальной задачей при условии дискретного (на единицу) увеличения числа используемых активных элементов.

2.8.1 Обобщенная структура инструментальных усилителей

Автономность входных каналов (каскадов) мультидифференциального операционного усилителя позволяет реализовать относительно высокое ослабление входных синфазных напряжений. Также МОУ, условное обозначение которого как базисной структуры показано на рис. 2.19, по своей структуре являются средствами для дифференциального (попарного) суммирования входных сигналов x_{1i}^- , x_{1i}^+ и x_{2i}^- , x_{2i}^+ с высоким значением коэффициента ослабления их синфазных составляющих

$$K_{\text{оссн } j} = (1 - K_j^- / K_j^+)^{-1}, \quad (2.111)$$

где $j=1,2$ номер входного канала МОУ; K_j^- , K_j^+ – коэффициенты усиления j -го канала для инвертирующего (-) и неинвертирующего (+) входов.

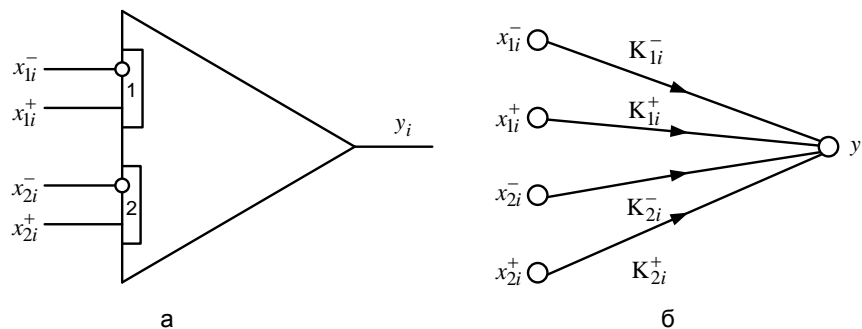


Рисунок 2.19

Использование таких активных элементов в качестве базисных структур позволяет рассматривать их совокупность вместе с пассивными элементами, выполняющими функции сумматоров и коммутаторов в качестве обобщенной структуры электронных измерительных схем (рис. 2.20). Такая структура обладает свойством полноты и позволяет анализировать схемы в общем виде и делать обобщающие выводы и утверждения.

Настоящая структура описывается следующей матрично-векторной системой уравнений

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_1^- &= \mathbf{A}_1^- x_0 + \mathbf{B}_1^- \mathbf{Y} & \mathbf{x}_2^- &= \mathbf{A}_2^- x_0 + \mathbf{B}_2^- \mathbf{Y} \\
 \mathbf{x}_1^+ &= \mathbf{A}_1^+ x_0 + \mathbf{B}_1^+ \mathbf{Y} & \mathbf{x}_2^+ &= \mathbf{A}_2^+ x_0 + \mathbf{B}_2^+ \mathbf{Y} \\
 \mathbf{Y} &= \{K_{li}^-\} \mathbf{x}_1^- + \{K_{li}^+\} \mathbf{x}_1^+ + \{K_{2i}^-\} \mathbf{x}_2^- + \{K_{2i}^+\} \mathbf{x}_2^+ \\
 y_0 &= \mathbf{T} \mathbf{Y} & i &= \overline{1, N}
 \end{aligned} \quad (2.112)$$

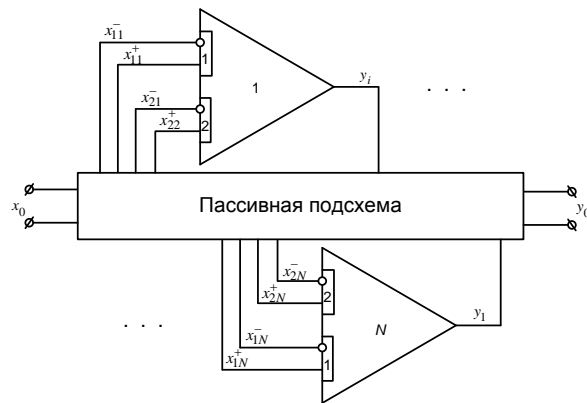


Рисунок 2.20

Физический смысл векторов \mathbf{A}_1^- , \mathbf{A}_1^+ , \mathbf{A}_2^- , \mathbf{A}_2^+ , \mathbf{T} и матриц \mathbf{B}_1^- , \mathbf{B}_1^+ , \mathbf{B}_2^- , \mathbf{B}_2^+ поясняется таблицей 2.2. При этом векторы сигналов, характеризующие состояние входов и выходов МОУ имеют следующий вид

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= [y_1, y_2, \dots, y_i, \dots, y_N]^T \\
 \mathbf{x}_1^- &= [x_{11}^-, x_{12}^- \dots x_{1i}^- \dots x_{1N}^-]^T \\
 \mathbf{x}_1^+ &= [x_{11}^+, x_{12}^+ \dots x_{1i}^+ \dots x_{1N}^+]^T, \\
 \mathbf{x}_2^- &= [x_{21}^-, x_{22}^- \dots x_{2i}^- \dots x_{2N}^-]^T \\
 \mathbf{x}_2^+ &= [x_{21}^+, x_{22}^+ \dots x_{2i}^+ \dots x_{2N}^+]^T
 \end{aligned} \quad (2.113)$$

здесь и далее знак T обозначает транспонирование. Базисные структуры описываются диагональными матрицами

$$\mathbf{K}_1^- = \{K_{1i}^-\}, \mathbf{K}_1^+ = \{K_{1i}^+\}, \mathbf{K}_2^- = \{K_{2i}^-\}, \mathbf{K}_2^+ = \{K_{2i}^+\}, \quad (2.114)$$

физический смысл компонентов которых показан на сигнальном графе МОУ (рис. 2.19 б).

Таблица 2.2

Вектор, матрица	Размерность	Физический смысл компонент
$\mathbf{A}_1^- = (a_{1i}^-)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к инвертирующему входу первого канала i -го МОУ
$\mathbf{A}_1^+ = (a_{1i}^+)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к неинвертирующему входу первого канала i -го МОУ
$\mathbf{A}_2^- = (a_{2i}^-)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к инвертирующему входу второго канала i -го МОУ
$\mathbf{A}_2^+ = (a_{2i}^+)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к неинвертирующему входу второго канала i -го МОУ
$\mathbf{B}_1^- = \ b_{1ij}^-\ ^T$	$(N \times N)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к инвертирующему входу первого канала j -го МОУ
$\mathbf{B}_1^+ = \ b_{1ij}^+\ ^T$	$(N \times N)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к неинвертирующему входу первого канала j -го МОУ
$\mathbf{B}_2^- = \ b_{2ij}^-\ ^T$	$(N \times N)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к инвертирующему входу второго канала j -го МОУ
$\mathbf{B}_2^+ = \ b_{2ij}^+\ ^T$	$(N \times N)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к неинвертирующему входу второго канала j -го МОУ
$\mathbf{T} = [t_i]$	$(1 \times N)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к нагрузке

Векторный сигнальный граф обобщенной структуры приведен на рис. 2.21 и показывает, что она обладает свойством структурной полноты (является полным графом). Поэтому любое физически реализуемое устройство на базе двухканальных МОУ может быть получено посредством усечения локальных передач пассивной подсхемы, т.е. компонент векторов \mathbf{A}_1^- , \mathbf{A}_1^+ , \mathbf{A}_2^- , \mathbf{A}_2^+ , \mathbf{T} и матриц \mathbf{B}_1^- , \mathbf{B}_1^+ , \mathbf{B}_2^- , \mathbf{B}_2^+ .

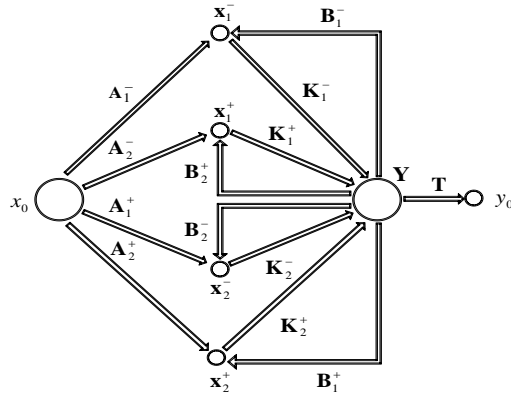


Рисунок 2.21

Такое усечение, как показано в [91], для минимизации процедуры перебора должно базироваться на результатах достаточно детального исследования основных свойств рассматриваемой структуры.

Используя дифференциальные свойства каналов (j) МОУ и коэффициент ослабления синфазного сигнала каждого i -го активного элемента

$$K_{\text{оссн } ji} = \delta_{ji}^{-1} = (1 - K_{ji}^- / K_{ji}^+)^{-1}, \quad \Delta_j = \{\delta_{ji}\} \quad (2.115)$$

вектор выходных сигналов МОУ будет определяться из следующего выражения

$$\mathbf{Y} = \mathbf{K}_1 (\mathbf{x}_1^+ - \mathbf{x}_1^-) + \mathbf{K}_1 \Delta_1 \mathbf{x}_1^- + \mathbf{K}_2 (\mathbf{x}_2^+ - \mathbf{x}_2^-) + \mathbf{K}_2 \Delta_2 \mathbf{x}_2^-. \quad (2.116)$$

Поэтому, как следует из системы (2.112), выходные координаты обобщенной структуры определяются следующим образом

$$\mathbf{Y} = [\{K_1^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\} \mathbf{B}_2 - \Delta_1 \mathbf{B}_1^- - \{K_{2i}/K_{1i}\} \Delta_2 \mathbf{B}_2^-]^{-1} \cdot \left((\mathbf{A}_1 + \{K_{2i}/K_{1i}\} \mathbf{A}_2) \mathbf{x}_0 + (\Delta_1 \mathbf{A}_1^- + \{K_{2i}/K_{1i}\} \Delta_2 \mathbf{A}_2^-) \mathbf{x}_0 \right), \quad (2.117)$$

где $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_1^+ - \mathbf{A}_1^-$, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_2^+ - \mathbf{A}_2^-$, $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_1^+ - \mathbf{B}_1^-$, $\mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_2^+ - \mathbf{B}_2^-$.

Полученное соотношение является отправной точкой для анализа обобщенной структуры и последующих выводов.

При построении измерительных (инструментальных) усилителей входным каналами МОУ можно распорядиться следующим образом. Первый канал использовать для организации как локальных, так и общих контуров обратных связей, направленных на обеспечение требуемого коэффициента усиления и его стабильности ($A_1 = 0$), а второй – для взаимодействия с источниками входных сигналов. При этом каждой компоненте вектора $A_2 x_0$ можно поставить в однозначное соответствие свой (автономный) источник входного воздействия. Тогда, пренебрегая влиянием $K_{осси\ ji}$ на дифференциальный коэффициент усиления $K_{ди}$ получим вектор

$$(K_{ди}) = [\{K_1^{-1}\} - B_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}B_2]^{-1} \cdot \{K_{2i}/K_{1i}\}A_2 \quad (2.118)$$

или, согласно системе (2.112), скаляр

$$K_d = T \cdot (K_{ди}). \quad (2.119)$$

С точки зрения “экономичного” использования входных каналов МОУ необходимо стремиться к случаю, когда $B_2 = 0$, тогда для идеализированного варианта инструментальных средств ($K_{1i} = \infty, i = \overline{1, N}$) получим результирующий вектор

$$(K_{диi}) = [B_1^{-} - B_1^{+}]^{-1} \{K_{2i}/K_{1i}\}A_2. \quad (2.120)$$

Таким образом, с точки зрения параметрической чувствительности дифференциальных коэффициентов усиления необходимо формирование определителя и компонентов присоединенной матрицы B_1 без разностных членов.

Важнейшим показателем качества исследуемого класса электронных схем является достижимый диапазон рабочих частот, определяемый в первую очередь эффективностью использования “ресурса” МОУ, т.е. его частотой единичного усиления f_1 . Если использовать однополюсную аппроксимацию МОУ, то

$$K_i^+(p) = \frac{K_{0i}}{1 + p\tau_i}, \quad (2.121)$$

где $\tau_i = 1/2\pi f_{1i} K_{0i} = 1/\Pi_i K_{0i}$.

В этом случае соотношение (2.118) принимает следующий вид

$$(F_{di}(p)) = [p \cdot \{1/\Pi_i\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{02i}/K_{01i}\}\mathbf{B}_2]^{-1} \cdot \{K_{02i}/K_{01i}\}\mathbf{A}_2, \quad (2.122)$$

где $F_{di}(p)$ – локальные передаточные функции на выходах МОУ ($i = \overline{1, N}$).

Как правило, допустимые частотные искажения в измерительных устройствах достаточно малы, поэтому всегда можно пренебречь составляющими, определяемыми произведением частот единичного усиления отдельных МОУ. В этой связи каждую из составляющих вектора (2.122) можно представить в виде ряда, а вектор $(F_{di}(p))$ получить методом Дуайра и Уо [94].

В этом случае из соотношений (2.118) и (2.119) следует

$$\mathbf{K}_d = \mathbf{T}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}, \quad (2.123)$$

$$F_d(p) = \mathbf{K}_d - \sum_{i=1}^N \Delta F_{di}(p), \quad (2.124)$$

где $\mathbf{B} = \mathbf{B}_1^- - \mathbf{B}_1^+ + \{K_{2i}/K_{1i}\}(\mathbf{B}_2^- - \mathbf{B}_2^+)$, $\mathbf{A} = \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{A}_2$.

Изменением компонента вектора \mathbf{T} , когда $t_i = 1$ при изменении i от 1 до N , можно получить любую из составляющих вектора (2.122) и, следовательно,

передаточную функцию структуры на выходе i -го МОУ. Приращение передаточной функции, вызванное влиянием частоты единичного усиления МОУ, определяется следующим образом

$$\Delta F_{di}(p) = \frac{H_i F_i}{1 + \frac{p}{\Pi_i} F_{ii}} \cdot \frac{p}{\Pi_i}, \quad (2.125)$$

здесь

$$H_i = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{u}_i, \quad (2.126)$$

$$F_i = \mathcal{G}_i \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}, \quad (2.127)$$

$$F_{ii} = \mathcal{G}_i \mathbf{B}^{-1} \mathbf{u}_i, \quad (2.128)$$

где $\mathbf{u}_i = [0 \dots 1 \dots 0]^T$, $\mathcal{G}_i = [0 \dots 1 \dots 0]$

Приведенные локальные передаточные функции имеют глубокий физический смысл. Действительно, как следует из структуры векторов \mathbf{u}_i и \mathcal{G}_i , которые имеют только одну единицу на i -ой позиции, локальная передаточная функция F_{ii} реализуется на выходе i -го МОУ при использовании источника входного сигнала на неинвертирующем входе первого канала этого активного элемента. При аналогичном подключении источника на выходе схемы определяется локальная функция H_i , совпадающая с F_{ii} , только при совпадении выхода схемы с выходом этого активного элемента (МОУ). Локальная функция F_i реализуется на выходе i -го МОУ при использовании источника сигнала на входе схемы. Эти функции достаточно строго определяют вклад активных элементов в основные качественные показатели функциональных устройств.

В первую очередь $|H_i|$ определяет нижний уровень динамического диапазона схемы

$$G_{\text{вых}}(\omega) = \sqrt{\sum |H_i|^2 [G_{1i}^2(\omega) + (K_{2i}/K_{1i})^2 G_{2i}^2(\omega)]}, \quad (2.129)$$

где $G_{\text{вых}}(\omega)$, $G_{1i}(\omega)$, $G_{2i}(\omega)$ – выходная и приведенная к неинвертирующим входам первого и второго i -го МОУ спектральные плотности шума активных элементов. Численное значение этой функции на постоянном токе определяет вклад ЭДС смещения конкретного МОУ в дрейф нуля схемы

$$y_{\text{др}} = U_{\text{др}} = \sum_{i=1}^N H_i (e_{1i} + (K_{2i}/K_{1i})e_{2i}), \quad (2.130)$$

где e_{1i} , e_{2i} – ЭДС смещения первого и второго канала i -го МОУ.

Отметим, что в общем случае e_{1i} , e_{2i} могут быть не коррелированы и зависеть от схемотехники этого класса активных элементов. При необходимости из (2.117) может быть определен вектор

$$\mathbf{Y}_{\text{др}} = (y_{\text{дри}}) = [\{K_{1i}^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{B}_2]^{-1}(\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2), \quad (2.131)$$

где векторы ЭДС смещения нуля активных элементов следуют из соотношений

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= [e_{11} \ e_{12} \dots \ e_{1i} \dots \ e_{1N}]^T \\ \mathbf{E}_2 &= \{K_{2i}/K_{1i}\} \cdot [e_{11} \ e_{12} \dots \ e_{1i} \dots \ e_{1N}]^T. \end{aligned} \quad (2.132)$$

Соотношение (2.130) показывает, что теоретически возможна взаимная компенсация влияния ЭДС смещения нуля как отдельных МОУ, так и их каналов. Для этого необходимо чередование знаков в последовательности локальных коэффициентов усиления H_i . При этом в общей стратегии проектирования необходимо создание таких параметрических степеней свободы, которые обеспечивают минимизацию ряда (2.130) при сохранении иных качественных пока-

зателей и в первую очередь требуемого значения дифференциального коэффициента усиления.

Аналогично определяется влияние статического коэффициента усиления i -го МОУ на дифференциальный коэффициент усиления (2.123)

$$\Delta K_{di} = -\frac{1}{K_{li}} \cdot \frac{H_i F_i}{1 + F_{ii}/K_{li}}, \quad (2.133)$$

а также соответствующую параметрическую чувствительность

$$S_{K_{li}}^{K_d} = -\frac{H_i F_i}{K_{li} K_d} \quad (2.134)$$

Полученные соотношения показывают, что локальная функция H_i определяет важнейшие качественные показатели инструментальных усилителей, а ее минимизация является главной в процедуре структурного синтеза этого класса электронных схем. Базовым ограничением при этом является достижимый коэффициент передачи синфазного напряжения

$$K_{сн} = T(K_{снi}) \quad (2.135)$$

$$(K_{снi}) = [\{K_{li}^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{li}\}\mathbf{B}_2]^{-1} \cdot (\Delta_1 \mathbf{A}_1^- + \{K_{2i}/K_{li}\}\Delta_2 \mathbf{A}_2^-),$$

который в основном определяется локальными коэффициентами ослабления этого сигнала (2.115).

Структура соотношений (2.131) и (2.135) показывает, что в силу различного принципа реализации векторов (2.132) и вектора столбца, входящего в (2.135), условия минимизации дрейфа нуля и коэффициента передачи синфазного напряжения на одном из выходов схемы, могут быть не противоречивыми не только в структурном, но и в параметрическом отношениях.

2.8.2 Собственная компенсация влияния активных элементов на диапазон рабочих частот

Выше отмечалось, что повышение качественных показателей инструментальных схем связано с минимизацией локальных функций H_i , при этом уменьшение функции F_{ii} также увеличивает и диапазон рабочих частот. В этом случае наблюдается уменьшение степени влияния активных элементов на характеристики и параметры проектируемого устройства (соотношения (2.124), (2.125)).

Предложенная ранее обобщенная структура является базовой для поиска структурных принципов, направленных на минимизацию этих локальных функций. Из соотношений (2.123) – (2.128) следует, что для резистивных пассивных подсхем (рис. 2.20) указанные функции являются вещественными. Их влияние на целевую функцию (2.124) можно интерпретировать сигнальным графом, показанным на рис. 6. Здесь i -ый активный элемент для получения функций (2.125) или (2.133) может описываться или площадью усиления ($\Pi_i = 2\pi f_{1i}$) или статическим коэффициентом передачи (K_{1i}). Приведенный граф определяет принцип влияния МОУ и согласуется с аналогичными выводами, полученными в [91].

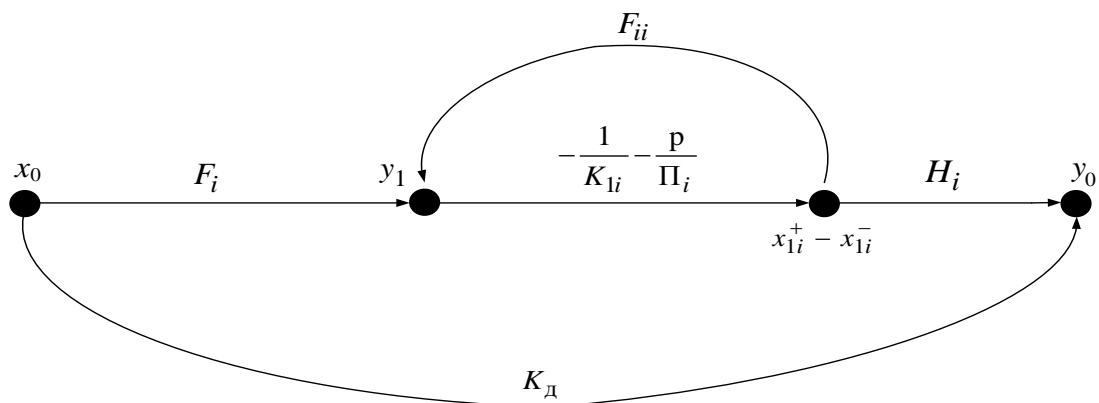


Рисунок 2.22

Учитывая, что локальные функции (2.126) – (2.128) определяются для идеализированных схем ($K_{li} = \infty, \forall i$), из соотношений (2.112) следует, что вектор \mathbf{x} определяется следующим образом

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_1^+ - \mathbf{x}_1^- = -\{K_{2i}/K_{li}\}(\mathbf{x}_2^+ - \mathbf{x}_2^-). \quad (2.136)$$

Это позволяет путем конкретизации F_i и K_d посредством соотношений (2.123), (2.127) получить эквивалентный векторный сигнальный граф (рис. 2.23). Здесь вектор \mathbf{W} отсутствует.

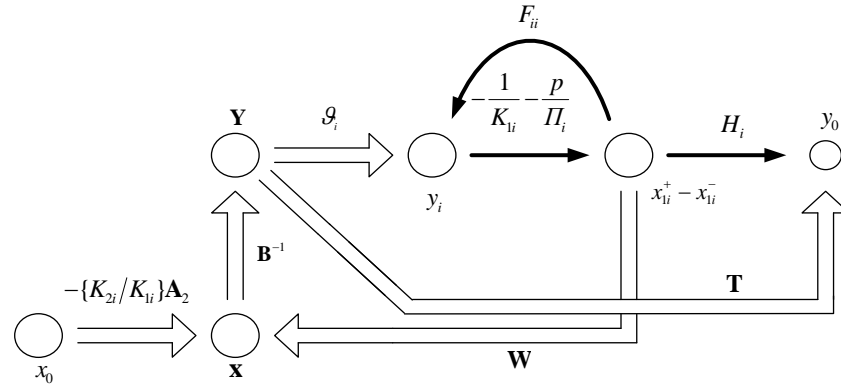


Рисунок 2.23

Из рассмотрения векторного сигнального графа следует важный в теоретическом отношении вывод – изменение локальных передач H_i и F_{ii} при фиксированных функциях (2.123) и (2.127) идеализированной схемы возможно тогда и только тогда, когда дифференциальный вход первого канала i -го активного элемента связывается с дополнительным входом схемы. На рис. 2.23 это структурно показано вектором

$$\mathbf{W} = [0 \dots \varpi_k \dots 0]^T, \quad (2.137)$$

где компонента $\varpi_k = \varpi_k^+ - \varpi_k^-$ в общем случае отображает передачи с неинвертирующего ϖ_k^+ и инвертирующего ϖ_k^- входов.

В этом случае рассматриваемая структура будет иметь следующую систему уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{A}x_0 + \mathbf{W}x_{1i}, & x_{1i} = -y_i / K_{1i}(p), \\ \mathbf{Y} = \mathbf{B}^{-1}\mathbf{x}, & y_0 = H_i x_{1i} + \mathbf{T}\mathbf{Y}, \\ \mathbf{y}_i = \mathcal{G}_i \mathbf{Y} + F_{ii} x_{1i}, \end{cases} \quad (2.138)$$

где $x_{1i} = x_{1i}^+ - x_{1i}^-$, $\mathbf{A} = -\{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{A}_2$, $K_{1i}(p)$ – определяется соотношением (2.121).

Решение этой системы приводит к следующему результату:

$$y_0 = -\mathbf{T} \left[\frac{1}{\zeta} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{u}_i \mathcal{G}_i - \mathbf{I} \right] \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A} x_0, \quad (\zeta = K_{1i}(p) + F_{ii}). \quad (2.139)$$

При обращении матрицы \mathbf{Q} воспользуемся методом пополнения [94]

$$\mathbf{Q}^{-1} = [\zeta \mathbf{B} + \mathbf{W} \mathcal{G}_i]^{-1} = \frac{1}{\zeta} \left(\mathbf{B}^{-1} - \frac{1}{\zeta + \mathcal{G}_i \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W} \mathcal{G}_i \mathbf{B}^{-1} \right). \quad (2.140)$$

Следовательно, передаточная функция структуры

$$F_d(p) = K_d - \frac{1}{K_i(p)} \cdot \frac{F_i(H_i + \Delta H_i)}{1 + \frac{1}{K_i(p)} (F_{ii} + \Delta F_{ii})}, \quad (2.141)$$

где

$$\Delta H_i = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}; \quad \Delta F_{ii} = \mathcal{G}_i \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}. \quad (2.142)$$

Таким образом, введение вектора \mathbf{W} обеспечивает изменение только локальных функций H_i и F_{ii} , сохраняя при этом неизменными передаточную функцию идеализированной структуры K_d и передаточную функцию на выходе i -го активного элемента F_i . Изменение знака в (2.142), как это видно из (2.137),

достигается за счет дифференциальных свойств активных элементов схемы (см. (2.136) и рис. 2.19 б).

Полученный результат имеет достаточно простую физическую трактовку. При идеальном активном элементе ($\Pi_i = \infty$) дифференциальный входной сигнал $x_{1i}^+ - x_{1i}^-$ не зависит от частоты, а в случае использования МОУ с $K_{0i} = \infty$ этот сигнал равен нулю и дополнительный контур обратной связи прекращает свое действие, что в конечном счете и сохраняет неизменным локальную функцию F_i и передаточную функцию всего устройства.

Таким образом, полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными.

Из соотношений (2.140) – (2.142) следует, что

$$\Delta F_{di}(p) = \mathbf{T}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{u}_i\mathcal{G}_i\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A} \cdot \frac{1}{K_i(p)} \cdot \frac{F_i(H_i + \Delta H_i)}{1 + \frac{1}{K_i(p)}\mathbf{u}_i\mathbf{B}^{-1}\mathcal{G}_i}. \quad (2.143)$$

Для сохранения неизменным набора идеализированных функций необходимо оставить неизменными не только матрицу \mathbf{B} , но и набор векторов \mathbf{T} , \mathbf{A} , \mathcal{G}_i . Единственная незафиксированная составляющая вектора \mathbf{u}_i связывает вход i -го активного элемента с истоком, поэтому сформулированное устройство является единственным. Этот вывод подтверждается и рассмотрением векторного сигнального графа (рис. 2.23). Создание параллельного пути передачи от узла x_{1i} к выходу схемы возможно только его соединением с дополнительным входом схемы и, следовательно, как это видно из системы (2.138), с входами других МОУ. Таким образом, сформулированное условие является единственным.

Ответ на вопрос об уровне компенсации в общем случае остается открытым, так как зависит от структуры матрицы \mathbf{B}^{-1} и вектора \mathbf{W} и от числа неиспользованных входов активных элементов (структурных степеней

свободы). Кроме этого, практическое использование полученного результата связано с выполнением ряда параметрических условий, учитывающих также их влияние на дрейф нуля схемы.

В ряде случаев выполнение параметрических условий минимизации

$$H_i + \Delta H_i \text{ и } F_{ii} + \Delta F_{ii} \quad (2.144)$$

может привести к нарушению принципа пассивности компонент вектора \mathbf{W} и, следовательно, к необходимости применения дополнительных активных элементов, выполняющих в сложных схемах также функции сумматоров и масштабирующих усилителей.

Полученные результаты открывают широкие возможности для оптимальной реализации рассматриваемого класса электронных устройств. В общем случае здесь необходима минимизация функционалов

$$\sqrt{\sum_{i=1}^N |H_i - \Delta H_i|^2 + \sum_{j=1}^M |H_j|^2}, \quad \sum_{i=1}^N F_{ii} + \sum_{j=1}^M F_{jj}, \quad (2.145)$$

где M – число дополнительно введенных элементов.

При этом предполагается использование однотипных активных элементов. Минимизация осуществляется с учетом тех ограничений, которые вытекают из особенности решаемой задачи. Отметим некоторые из них.

При синтезе экономичных систем используются микромощные МОУ, поэтому увеличение их числа может поставить под сомнение целесообразность применения такого подхода. С учетом шумовых свойств активных элементов и необходимости применения высокоомных резисторов задача сводиться к минимизации (2.145) при условии равенства вкладов основных и дополнительных ОУ в собственный шум схемы

$$|H_i - \Delta H_i|^2 = |H_j|^2, \quad i = \overline{1, N}, \quad j = \overline{1, M}. \quad (2.146)$$

Возможно также выполнение условия неухудшения нижнего уровня динамического диапазона, когда

$$\sqrt{\sum_{i=1}^N |H_i|^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^N |H_i - \Delta H_i|^2 + \sum_{j=1}^M |H_j|^2}. \quad (2.147)$$

В случае применения малощумящих МОУ, которые характеризуются относительно невысокими частотными свойствами, минимизация (2.146) становится доминирующей, а условие (2.145) – желаемым.

Полученные результаты показывают, что в общем случае принцип собственной компенсации влияния дифференциального коэффициента усиления и частоты единичного усиления, связанные с минимизацией локальных передач H_i и F_{ii} (2.126) и (2.128) в общем случае не противоречит задаче уменьшения напряжения дрейфа нуля (вектор (2.131) и соотношение (2.132)). Кроме этого возможность изменения знака локальных функций (2.144) создает дополнительные возможности взаимной компенсации влияния ЭДС смещения на напряжение дрейфа нуля схемы. Однако, взаимосвязь H_i и F_{ii} (2.142) через компоненты вектора \mathbf{W} и, следовательно, глубину компенсирующей обратной связи может создать проблему устойчивости проектируемого устройства. Действительно, как видно из (2.141) в характеристическом уравнении системы

$$\prod_{i=1}^N \left(1 + (1/K_{ii} + p/\Pi_{ii}) \cdot (F_{ii} + \Delta F_{ii}) \right) = 0, \quad (2.148)$$

в этом случае могут появиться составляющие, нарушающие условие Гурвица.

Кроме того дополнительные контуры компенсирующей обратной связи могут негативно сказаться на величине достижимого коэффициента передачи синфазного напряжения (2.135).

С учетом сказанного синтез структур измерительных усилителей с МОУ необходимо осуществлять с учетом реальной вариативности, сопоставляя достигаемые в рамках параметрических ограничений основные качественные показатели.

Полученные соотношения и приведенные выводы качественного характера указывают на существование достаточно формализованной процедуры синтеза структур инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ. Сформулируем ее в виде пошагового алгоритма.

Во-первых, непротиворечивость минимизации (взаимной компенсации) дрейфа нуля (2.131) и коэффициента передачи синфазного сигнала (2.135) при требуемом дифференциальном коэффициенте усиления (2.118), (2.120) позволяют в значительной степени разделить синтез (поиск) матрицы \mathbf{B} (2.123) и векторов, обуславливающих структурные отличия этих параметров. Это, как отмечалось выше, связано с мультидифференциальными свойствами используемых активных элементов (базисных структур) и возможного чередования знаков локальных функций H_i (2.126). Именно поэтому процедуру синтеза схем целесообразно осуществлять для минимального числа МОУ (N). При этом необходимо учитывать, что возникающие параметрические условия минимизации тогда требуют формирования дополнительных свойств МОУ и влияют на их схемотехнику. Например, симметричность отдельных входных каскадов или способов максимизации $K_{\text{оссн}}$. В общем случае этот этап синтеза может осуществляться на базе решения предварительно составленной системы параметрических уравнений [91], часть из которых являются логическими высказываниями. Именно поэтому первый этап синтеза приводит к формированию ограниченного набора альтернативных решений общей задачи, включая и изоморфные решения. Однако в силу небольшого числа N возникающий перебор не является проблемным.

Второй этап синтеза структур связан с дополнительным применением в рамках каждого из альтернативных вариантов принципа собственной

компенсации (рис. 2.23), который позволяет целенаправленно влиять на локальные передачи H_i и F_{ii} (соотношения (2.141), (2.142)) и, следовательно, как на дрейф нуля схемы (2.130), так и на диапазон рабочих частот. В общем случае этот этап следует рассматривать как этап модернизации полученных ранее структур. Действительно, вводимая в схему компенсирующая обратная связь не изменяет дифференциальный и синфазный коэффициенты передачи, поэтому, найденные ранее параметрические и структурные условия сохраняются. Влияние этой связи или ее совокупности для нескольких активных элементов на локальные функции (2.142) позволяет получить дополнительные параметрические степени свободы, которые могут использоваться для уменьшения дрейфа нуля (2.131) и (или) для уменьшения собственного шума схемы. В качестве альтернативы эти связи можно использовать и для минимизации функционалов (2.145), выравнивающих вклад отдельных МОУ как в частотный, так и в динамический диапазон усилителя.

2.9 Инструментальные усилители с эффектами собственной и взаимной компенсации

В настоящем разделе приведены результаты структурного синтеза инструментальных усилителей на двух мультидифференциальных ОУ на основе теоретических принципов построения таких устройств, предложенных ранее в разделе 2.8. Показано, что спроектированные инструментальные усилители обладают высокими качественными показателями, в том числе и под воздействием радиационного излучения. Представлены результаты моделирования инструментальных усилителей в среде PSpice с учетом имитации воздействия дестабилизирующих факторов.

Процедура структурного синтеза и оптимизации инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ (МОУ), рассмотренная в разделе 2.8, позволяет осуществить минимизацию напряжения дрейфа нуля ($U_{др} = u_{др}$), коэффициента передачи синфазного сигнала ($K_{сн}$), а также

существенно уменьшить влияние площади усиления (Π_i) активных элементов (МОУ) на диапазон рабочих частот и состоит из двух основных (базовых) этапов.

При этом, как показывают результаты достаточно детального исследования обобщенной структуры таких устройств, за счет мультидифференциальных свойств используемых активных элементов структурные условия минимизации напряжения дрейфа нуля и коэффициента передачи синфазного напряжения в общем случае непротиворечивы при заданном (контролируемом) дифференциальном коэффициенте усиления. Кроме этого, предложенный в этой работе принцип собственной компенсации влияния неидеальностей МОУ, структурно и параметрически сохраняет неизменными основные параметры идеализированной схемы и создает дополнительные параметрические степени свободы, которые можно использовать как для уменьшения напряжения дрейфа нуля схемы за счет взаимной компенсации влияния ЭДС смещения различных МОУ, так и на расширение его динамического и частотного диапазона. При этом увеличение динамического диапазона осуществляется уменьшением собственного шума измерительного усилителя.

В настоящем разделе рассматривается применение процедуры структурного синтеза для инструментального усилителя на базе двух МОУ. Предварительно отметим, что классическая структура измерительного усилителя содержит три операционных усилителя, а ее дрейф нуля при идентичности всех ОУ определяется удвоенным ЭДС смещения операционного усилителя. Кроме этого $K_{\text{сн}}$ такого устройства в основном зависит от точности изготовления резистивных элементов и коэффициента ослабления синфазного сигнала используемых операционных усилителей.

Рассмотрим два альтернативных и, как будет показано ниже, взаимодополняющих варианта синтеза структуры измерительного усилителя. Первый вариант не предполагает использование контура компенсирующей (рис. 2.23)

обратной связи и базируется на поиске компонентов матрицы \mathbf{B} с учетом возможности параметрической минимизации дрейфа нуля схемы (2.131) и коэффициента передачи (2.135) синфазного сигнала.

Если вторые каналы МОУ использовать только для подключения источников входного сигнала (взаимодействия с чувствительными элементами системы), то $\mathbf{B}_2 = 0$, и, следовательно, матрица

$$\mathbf{B}_1^- - \mathbf{B}_1^+ = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}^T \quad (2.149)$$

будет полностью отображать возможную связь активных элементов схемы. В этом случае дрейф нуля на выходе первого ($y_{1\text{др}}$) и второго ($y_{2\text{др}}$) МОУ

$$y_{2\text{др}} = \frac{b_{11}(e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}) - b_{12}(e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11})}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (2.151)$$

где e_{ji} – ЭДС смещения j -го канала i -го МОУ.

При условии

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_2^+ - \mathbf{A}_2^- = \left[a_1 K_{21}/K_{11} - a_2 K_{22}/K_{12} \right]^T, \quad (2.152)$$

дифференциальные коэффициенты усиления

$$K_{\text{д1}} = \frac{b_{22}a_1 K_{21}/K_{11} - b_{21}a_2 K_{22}/K_{12}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (2.153)$$

$$K_{\text{д2}} = \frac{b_{11}a_2 K_{22}/K_{12} - b_{12}a_1 K_{21}/K_{11}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}. \quad (2.154)$$

Для обеспечения низкой параметрической чувствительности этих коэффициентов и, следовательно, преданию свойств прецизионного преобразования входного сигнала, необходимо исключить разностные члены в этих соотношениях. Для этого необходимо выполнить условия

$$b_{12} \vee b_{21} = 0; a_1 \vee a_2 = -1, \quad (2.155)$$

которые можно конкретизировать

$$b_{12} = 0, a_1 = 1, a_2 = -1, \mathbf{A}_2^+ = [1 \ 0]^T - [0 \ 1]^T. \quad (2.156)$$

Отметим, что их альтернатива связана только с заменой индексов (номеров МОУ). В этом случае соотношения (2.150) и (2.151) конкретизируются

$$y_{1\text{др}} = \frac{1}{b_{11}} \cdot (e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}) - \frac{b_{21}}{b_{11}b_{22}} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}), \quad (2.157)$$

$$y_{2\text{др}} = \frac{1}{b_{22}} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}). \quad (2.158)$$

Как следует из соотношения (2.157) в потенциальной структуре схемы возможна взаимная компенсация влияния ЭДС смещения МОУ. Причем это свойство присуще выходу первого МОУ и, как видно из (2.158), не распространяется на выход второго усилителя. В этой связи выходом инструментального усилителя является y_1 , при этом его дифференциальный коэффициент передачи имеет следующий вид

$$K_{\text{дл}} = \frac{b_{22} K_{21}/K_{11} + b_{21} K_{22}/K_{12}}{b_{11}b_{22}} \quad (2.159)$$

и сохраняет потенциально низкую параметрическую чувствительность. Необходимо отметить, что указанное выше свойство взаимной компенсации распространяется и на коэффициент передачи синфазного напряжения

$$K_{\text{сн1}} = \frac{1}{b_{11}} \cdot \delta_{21} \cdot \frac{K_{21}}{K_{11}} - \frac{b_{21}}{b_{11}b_{22}} \cdot \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}}, \quad (2.160)$$

при сохранении его на выходе второго МОУ

$$K_{\text{сн2}} = \frac{1}{b_{22}} \cdot \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}}. \quad (2.161)$$

В этом можно убедиться конкретизацией следующих соотношений

$$K_{\text{сн1}} = \frac{b_{22}\delta_{21} K_{21}/K_{11} - b_{21}\delta_{22} K_{22}/K_{12}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (2.162)$$

$$K_{\text{сн2}} = \frac{b_{11}\delta_{22} K_{22}/K_{12} - b_{12}\delta_{21} K_{21}/K_{11}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}} \quad (2.163)$$

при выполнении оговоренного выше условия (2.156).

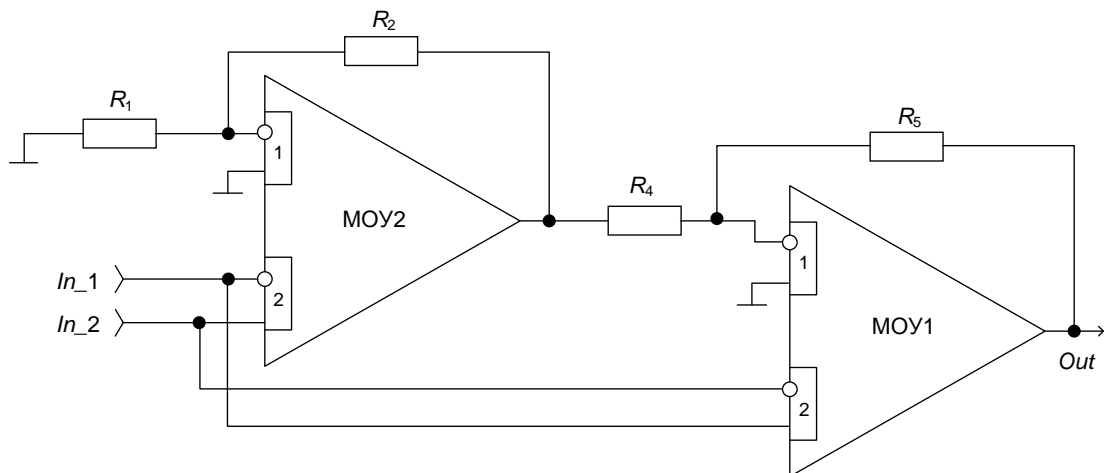


Рисунок 2.24 – Принципиальная схема инструментального усилителя на основе двух мультидифференциальных ДУ

Принципиальная схема полученного инструментального усилителя приведена на рис. 2.24. Здесь компоненты матрицы (2.149) реализованы следующим образом

$$b_{11} = \beta_1 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad b_{21} = 1 - \beta_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \quad b_{22} = \beta_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.164)$$

Поэтому, как следует из соотношений (2.157), (2.158)

$$y_{1\text{др}} = \frac{1}{\beta_1} \cdot (e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}) - \frac{(1 - \beta_1)}{\beta_1 \beta_2} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}), \quad (2.165)$$

$$y_{2\text{др}} = \frac{1}{\beta_2} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}). \quad (2.166)$$

Таким образом, при использовании идентичных МОУ выполнение параметрического условия

$$\beta_2 = (1 - \beta_1), \quad (2.167)$$

минимизирует дрейф нуля схемы. При этом, как видно из (2.159) и (2.160)

$$K_{\text{дл}} = \frac{1}{\beta_1} \cdot \left(\frac{K_{22}}{K_{12}} + \frac{K_{21}}{K_{11}} \right), \quad (2.168)$$

$$K_{\text{сн1}} = \frac{1}{\beta_1} \cdot \left(\delta_{21} \cdot \frac{K_{21}}{K_{11}} - \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}} \right), \quad (2.169)$$

что в конечном итоге сохраняет низкую параметрическую чувствительность $K_{\text{дл}}$ и уменьшение коэффициента передачи синфазного напряжения.

С точки зрения синтеза принципиальной схемы усилителя с собственной компенсацией влияния частоты единичного усиления и статического коэффи-

циента передачи МОУ, полученную структуру можно рассматривать в качестве исходной. Согласно принципу, показанному на векторном сигнальном графе рис. 2.23, введение компенсирующей обратной связи (реализация вектора \mathbf{W}) осуществляется соединением инвертирующего входа первого канала МОУ1 с неинвертирующим входом первого канала МОУ2 посредством резистивного (пассивного) четырехполюсника. В этом случае, как видно из (2.142), реализуется отрицательное приращение локальных функций H_i и F_{ii} . Действительно, как следует из соотношений (2.142), (2.149) и (2.164)

$$H_1 = F_{11} = \frac{1}{\beta_1}, \quad H_2 = \frac{1}{\beta_2} \cdot \frac{1-\beta_1}{\beta_1}, \quad F_{22} = \frac{1}{\beta_2} \quad (2.170)$$

доминирующим активным элементом с точки зрения достижимого схемой диапазона рабочих частот и собственного шума является МОУ1 в силу выполнения неравенства $F_{11} \gg F_{22}$. Реализация на инвертирующем входе первого канала этого МОУ виртуального нуля существенно упрощает структуру цепи собственной компенсации (рис. 2.25). В этой схеме

$$\varpi^+ = \chi = \frac{R_6}{R_5 + R_6}. \quad (2.171)$$

При выполнении параметрического неравенства

$$R_5 + R_6 \gg \max\{R_3, R_4\}, \quad (2.172)$$

вводимая цепь не изменяет условий (2.164) и, как это следует из (2.142)

$$\Delta H_1 = \Delta F_{11} = -\frac{\chi}{\beta_2} \cdot \frac{1-\beta_1}{\beta_1}, \quad (2.173)$$

что в конечном итоге и уменьшает влияние K_{11} и f_{11} на реализуемые параметры. Если локальные функции

$$\hat{H}_1 = \hat{F}_{11} = \frac{1}{\beta_1} - \frac{\chi}{\beta_2} \cdot \frac{1-\beta_1}{\beta_1} \quad (2.174)$$

можно уменьшить до нуля, то согласно (2.146*), (2.148*) МОУ1 практически не влияет на параметры инструментального усилителя. Препятствием этому может оказаться условие взаимной компенсации влияния ЭДС смещения и коэффициента ослабления синфазного сигнала (2.160). Для конкретизации этих параметров в общем случае необходимо вернуться к соотношениям (2.157) и (2.160) и конкретизировать компоненты матрицы **В** (2.149). Поэтому к выражениям (2.164) необходимо добавить две составляющие

$$b_{12}^+ = \beta_1 \chi, \quad b_{22}^+ = \chi(1 - \beta_1), \quad (2.175)$$

тогда

$$b_{11} = \beta_1, \quad b_{21} = (1 - \beta_1), \quad b_{12} = -\beta_1 \chi, \quad b_{22} = \beta_2 - \chi(1 - \beta_1). \quad (2.176)$$

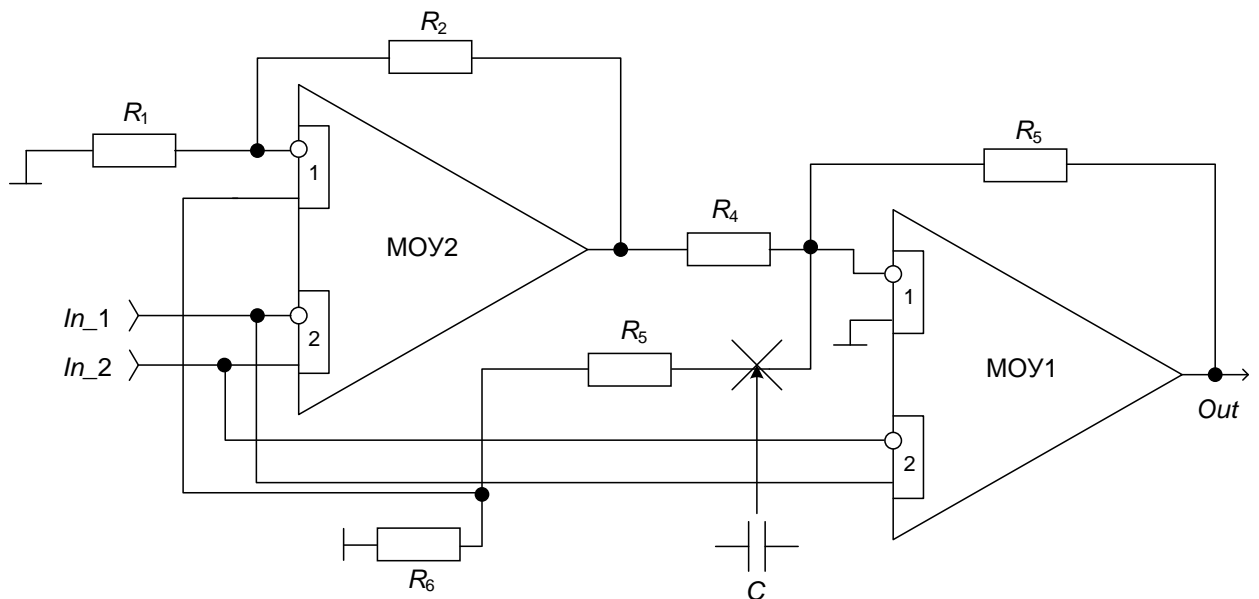


Рисунок 2.25 – Модифицированная схема инструментального усилителя

Следовательно

$$y_{1\text{др}} = \frac{(\beta_2 - \chi(1 - \beta_1))E_1 - (1 - \beta_1)E_2}{\beta_1\beta_2}, \quad (2.177)$$

$$y_{2\text{др}} = \frac{\beta_1\chi E_1 + \beta_1 E_2}{\beta_1\beta_2}, \quad (2.178)$$

где $E_1 = e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}$, $E_2 = e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}$.

Таким образом, условие полной минимизации локальных функций (2.173) исключает взаимную компенсацию $y_{1\text{др}}$ от E_1 и E_2 . При идентичности МОУ параметрическое условие равенства нулю $y_{1\text{др}}$

$$\beta_2 = (1 + \chi)(1 - \beta_1) \quad (2.179)$$

может ограничить значение χ и, следовательно, изменить достижимый диапазон рабочих частот. Кроме этого выполнение этого условия уменьшает дифференциальный коэффициент усиления схемы

$$K_{\text{д1}} = \frac{1}{\beta_1(1 + \chi)} \cdot \left(\frac{K_{22}}{K_{12}} + \frac{K_{21}}{K_{11}} \right). \quad (2.180)$$

Из соотношения (2.160) следует, что в этом случае

$$K_{\text{сн1}} = \frac{1}{\beta_1(1 + \chi)} \cdot \left(\delta_{21} \cdot \frac{K_{21}}{K_{11}} - \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}} \right) \quad (2.181)$$

и поэтому, как это видно из (2.169), условие взаимной компенсации влияния δ_{21} и δ_{22} нарушаются.

Полученные результаты показывают, что развитие рассматриваемой структуры должно исключить условие (2.179) и сохранить возможность выбора χ для оптимизации иных параметров инструментального усилителя. Как видно

из полученных соотношений, условие (2.172) не является обязательным. В общем случае

$$\beta_1 = \frac{R_4 \parallel (R_5 + R_6)}{R_4 \parallel (R_5 + R_6) + R_3}, \quad 1 - \beta_1 = \frac{R_3 \parallel (R_5 + R_6)}{R_3 \parallel (R_5 + R_6) + R_4}. \quad (2.182)$$

В частности взаимосвязь β_1 , $(1 - \beta_1)$, и χ от сопротивлений резистивного делителя, позволяет при выполнении условия

$$R_6 = R_4 \frac{K_1}{1 + K_1}, \quad (K_1 = R_3 / R_4) \quad (2.183)$$

реализовать

$$K_{д1} = (1 + K_1) \cdot \left(\frac{K_{22}}{K_{12}} + \frac{K_{21}}{K_{11}} \right), \quad (2.184)$$

соответствующего условию (2.168).

Сохранение условия (2.167), параметров (2.168) и (2.169) при расширении диапазона рабочих частот схемы можно при использовании дополнительного разделительного конденсатора последовательно с резистором R_5 (рис. 2.25). В этом случае характеристический полином будет иметь следующий вид

$$\begin{aligned} p^3 \tau \frac{1}{\Pi_1 \Pi_2} (1 - \chi) K_1 + p^2 \left(\frac{K_1 (1 - \chi)}{\Pi_1 \Pi_2} + \frac{\tau}{\Pi_1} (1 + K_1) (1 - \chi) + \frac{\tau}{\Pi_2} \frac{K_1}{1 + K_1} \right) + \\ + p \left(\tau + \frac{(1 + K_1) (1 - \chi)}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \frac{K_1}{1 + K_1} \right) + 1 = 0 \end{aligned} \quad (2.185)$$

где $\tau = C(R_5 + R_6)$.

Следовательно, выбор численного значения χ и C осуществляется из условия устойчивости схемы. Оценка показывает, что $1/2\pi f_{гр1} > \tau \gg 1/2\pi f_{11}$ (здесь $f_{гр1}$ – граничная частота коэффициента передачи синфазного сигнала) и $\chi \approx 1$ при условии использования однополюсных МОУ.

Указанные выше свойства схемы (соотношения (2.177) и (2.181)) позволяют получить дополнительное качество ИУ. Схемотехническая согласованность цепей компенсации $K_{осси}$ основных каналов МОУ обеспечивает взаимную компенсацию (вычитание) входных синфазных напряжений до уровня дисперсии несогласованности входных транзисторов этих каналов. Аналогичный вывод распространяется и на дрейф нуля схемы. Именно поэтому влияние дестабилизирующих факторов (например, температуры) для существующих технологий оказывается значительно меньше, чем в классических структурах. Кроме этого свойства дисперсии позволяют использовать указанную особенность в двух направлениях.

Поясним сказанное на примере дрейфа нуля схемы. При создании принципиальных схем мультидифференциальных ОУ можно обеспечить симметрию их каналов и реализовать условия $K_{21} = K_{11}$, $K_{12} = K_{22}$. В этом случае вклад каждого канала МОУ в напряжение дрейфа нуля схемы и вклад каждого МОУ в коэффициент передачи синфазного напряжения выравниваются. Рациональная микросхемотехника позволяет создавать мультидифференциальные ОУ с достаточно большим $K_{оссиij}$ (коэффициент ослабления синфазного сигнала i -го канала j -го МОУ) и относительно низким ЭДС смещения e_{ij} , предельное значение которых определяется неидентичностью однотипных транзисторов. В этом случае

$$y_1 = \frac{1}{\beta_1} (e_1 - e_2 + 2\sigma_e \sqrt{1-\rho^2}) \quad (2.186)$$

где e_1 , e_2 – математические ожидания ЭДС смещения 1-го и 2-го мультидифференциальных ОУ, σ_e^2 – дисперсия граничных напряжений входных транзисторов МОУ, ρ – коэффициент корреляции однотипных транзисторов входных каскадов МОУ.

Аналогично

$$K_{\text{сн1}} = \frac{1}{\beta_1} (\delta_{21} - \delta_{22} + 2\sigma_y \sqrt{1-\rho^2}) \quad (2.187)$$

где δ_{2j} –математическое ожидание коэффициента ослабления синфазного сигнала j -го МОУ, в предельном случае определяемое разностью статических коэффициентов усиления входных одноступенчатых транзисторов, σ_y^2 – дисперсия статических коэффициентов передачи входных транзисторов.

Приведенные соотношения показывают, что реализуемые структурой свойства можно использовать либо для предельного уменьшения дрейфа нуля и коэффициента передачи синфазного сигнала, либо, согласно неравенству Чебышева, при их заданных уровнях для повышения процента выхода годных микроскопических изделий. Кроме этого разность математических ожиданий ЭДС смещения нуля и $K_{\text{осси}j}$ обеспечивает более высокую стабильность этих параметров при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

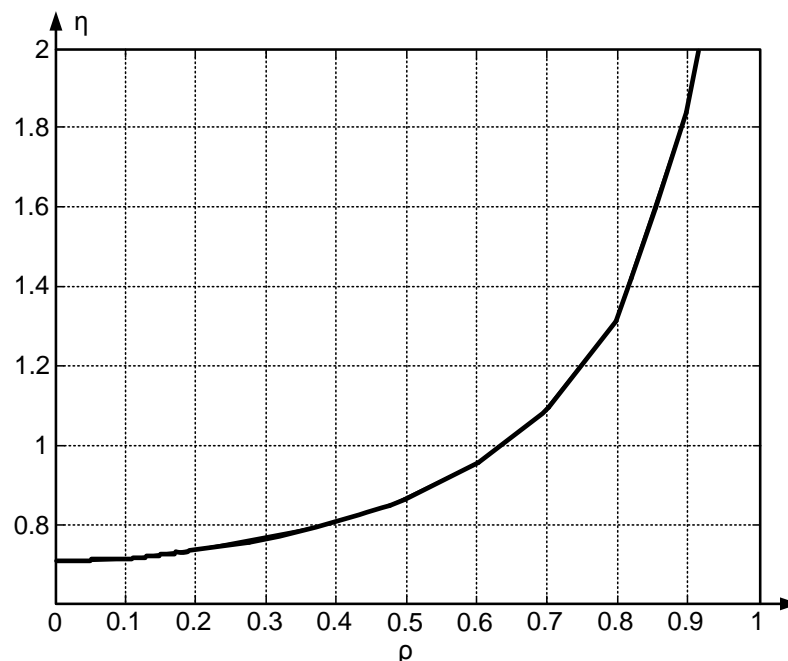


Рисунок 2.26 – Зависимость коэффициента эффективности схемы η как отношения ЭДС смещения нуля классической структуры инструментального усилителя и синтезированной схемы ИУ от коэффициента корреляции ρ при условии равенства дисперсий σ_e^2 и процента выхода годных изделий

На рис. 2.26 показана зависимость коэффициента эффективности схемы η как отношение ЭДС смещения нуля классической структуры инструментального усилителя (учитывая влияние только сумматора) и синтезированной схемы от коэффициента корреляции ρ при условии равенства дисперсий σ_e^2 и процента выхода годных изделий

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1+\rho}{1+\rho+2\rho^2}}. \quad (2.188)$$

Позитивный эффект наступает при $\rho > 0,65$, что легко выполняется даже для простейших микронных технологий. В случае использования субмикронной технологии ($\rho > 0,9$) эффективность схемы резко увеличивается и согласно (2.188) достигает значительных величин.

В случае равенства дрейфа нуля классического и синтезированного инструментальных усилителей структурные свойства схемы можно дополнительно использовать для повышения процента выхода годных изделий (ΔP) по сравнению с исходным вариантом P . На рис. 2.27 показана зависимость этого показателя от коэффициента корреляции. При этом для типового случая микронной технологии ($P \approx 70\%$) это увеличение может составлять 15%. Приведенные оценки наглядно демонстрируют эффективность параметрических степеней свободы, являющихся результатом структурного синтеза (оптимизации) схем, что и закладывалось в общую задачу.

Для демонстрации, предложенных в данной работе теоретических принципов построения инструментальных усилителей, спроектирована принципиальная схема мультидифференциального операционного усилителя на компонентах радиационно-стойкого биполярно-полевого аналогового базового матричного кристалла АБМК [106]. Результаты его компьютерного моделирования с имитацией воздействия дестабилизирующих факторов – ионизирующего излучения (высокоэнергетический поток нейтронов F_n до $5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см², доза

поглощенной радиации D до 1 Мрад) и температуры T (от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$) в среде PSpice сведены в таблицу 2.3.

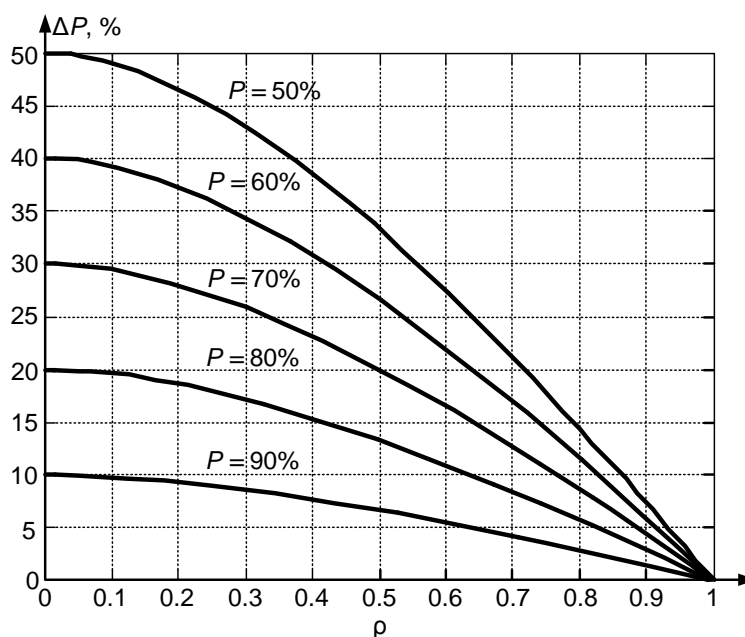


Рисунок 2.27 – Зависимость процента выхода годных изделий (ΔP) от коэффициента корреляции

Таблица 2.3

ПАРАМЕТРЫ ВОЗДЕЙСТВИЕ					
	μ , дБ	f_1 , МГц	$K_{\text{сн}}$, дБ	$f_{\text{гр_сн}}$, кГц	$e_{\text{см}}$, мВ
$F_n = 0, D = 0, T = +27^{\circ}\text{C}$	48,7	9,22	-87	300	-1,803
$D = 300$ крад	47,2	9,35	-85	317	-2,175
$D = 1$ Мрад	44,2	9,35	-83	356	-3,150
$T = -40^{\circ}\text{C}$	44,1	9,75	-84	361	-2,925
$T = +85^{\circ}\text{C}$	51,5	8,83	-88	267	-1,423
$F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$	45,6	9,35	-84	326	-2,721
$D = 1$ Мрад, $F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2, T = -40^{\circ}\text{C}$	36,8	9,76	-77	475	-7,697
$D = 1$ Мрад, $F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2, T = +85^{\circ}\text{C}$	45,2	8,96	-83	326	-3,122

Примечание: μ - статический коэффициент усиления, f_1 - частота единичного усиления, $f_{\text{гр_сн}}$ - граничная частота $K_{\text{сн}}$, $e_{\text{см}}$ - ЭДС смещения нуля.

Представленные результаты моделирования мультидифференциального ОУ показывают, что статический коэффициент усиления изменяет свое значение под воздействием гаммы дестабилизирующих факторов практически на 30%, при этом ЭДС смещения нуля увеличивается более чем в 5 раз (до - 7,7 мВ).

Низкое значение коэффициента передачи синфазного сигнала ($\sim - 80$ дБ) и его стабильность объясняются применением в структуре используемого мультидифференциального операционного усилителя соответствующих дополнительных обратных связей, принцип действия которых описан в [107].

Здесь также необходимо отметить, что при создании практических схем радиационно-стойких усилителей, включая и МОУ, необходимо использовать специальные цепи стабилизации режима работы транзисторов и схемотехнику соответствующих каскадов [108] – [110]. Эти приемы позволяют сохранять режимную линейность активных элементов при воздействии указанных выше факторов и в силу этого эффективно использовать предложенную структуру инструментального усилителя.

Результаты моделирования рассмотренного мультидифференциального ОУ в режиме инструментального усилителя (рис. 2.18) с $K_d = 20$ дБ сведены в таблицу 2.4. Так при воздействии дестабилизирующих факторов происходит значительное увеличение дрейфа нуля усилителя ($U_{др} \approx \pm 10$ мВ) и увеличение коэффициента передачи синфазного сигнала, что уменьшает область практического применения такого инструментального усилителя.

Для минимизации напряжения дрейфа нуля $U_{др}$ и уменьшения коэффициента передачи синфазного напряжения $K_{сн}$, согласно теоретическим выводам, представленным в данной работе, необходимо использовать структуру предложенного инструментального усилителя (рис. 2.24). Выбор численных значений элементов схемы (рис. 2.28) для реализуемого $K_d = 20$ дБ (2.168) осуществляется в рамках выполнения условия (2.167) и дополнительных ограничений на допустимые численные значения резистивных элементов [111].

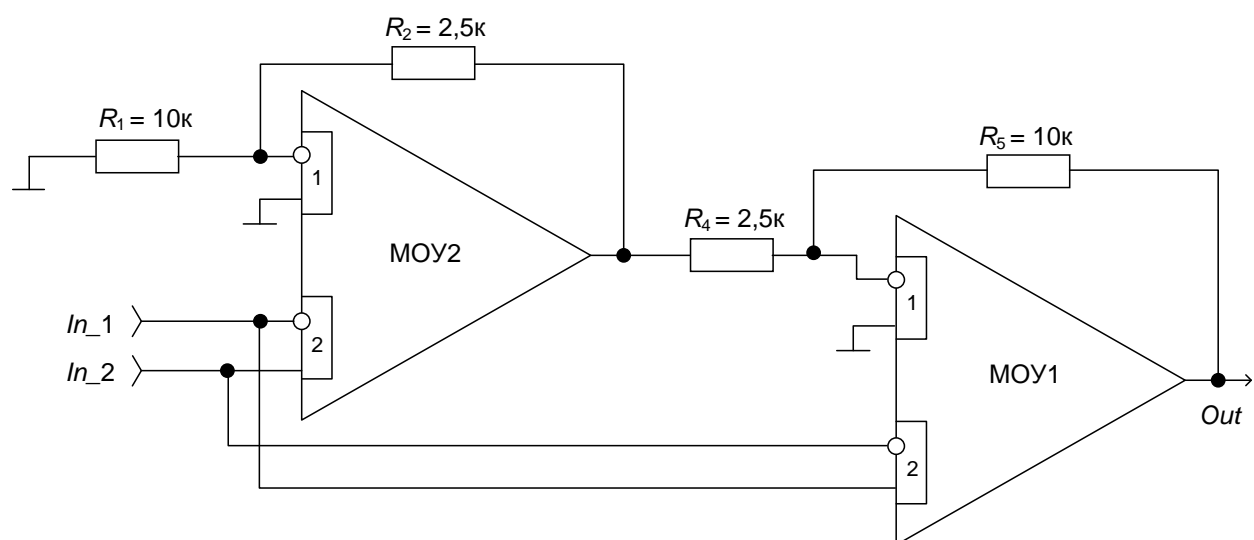


Рисунок 2.28 – Мультидифференциальный ОУ в режиме инструментального усилителя

Результаты компьютерного моделирования этой принципиальной при воздействии аналогичных дестабилизирующих факторов сведены в таблицу 2.4.

Таблица 2.4

ПАРАМЕТРЫ ВОЗДЕЙСТВИЕ	ИУ	K_d , дБ	$f_{гр_д}$, МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр_сн}$, кГц	$U_{др}$, мкВ
$F_n = 0$, $D = 0$, $T = +27^0C$	Рис. 2.18	20,000	3,028	-67	430	9800
	Рис. 2.28	20,002	1,540	-145	26	6,4
$D = 300$ крад	Рис. 2.18	19,999	3,208	-66	438	10000
	Рис. 2.28	20,003	1,542	-142	29	7,8
$D = 1$ Мрад	Рис. 2.18	19,996	3,081	-63	461	9100
	Рис. 2.28	20,005	1,568	-135	45	11,5
$T = -40^0 C$	Рис. 2.18	20,000	3,190	-64	461	9100
	Рис. 2.28	20,007	1,624	-129	81	9,4
$T = +85^0 C$	Рис. 2.18	19,997	2,872	-68	416	8000
	Рис. 2.28	19,998	1,463	-153	11	5,4
$F_n = 5 \cdot 10^{-17}$ н/м ²	Рис. 2.18	19,997	3,081	-65	423	8900
	Рис. 2.28	20,004	1,542	-136	45	9,7
$D = 1$ Мрад, $T = -40^0 C$, $F_n = 5 \cdot 10^{-17}$ н/м ²	Рис. 2.18	19,962	3,245	-58	538	-11000
	Рис. 2.28	20,006	1,652	-111	147	26,9
$D = 1$ Мрад, $T = +85^0 C$, $F_n = 5 \cdot 10^{-17}$ н/м ²	Рис. 2.18	19,975	2,925	-63	423	8000
	Рис. 2.28	20,001	1,515	-135	40	13,0

Примечание: K_d – коэффициент дифференциального сигнала, $f_{гр_д}$ – граничная частота K_d , $U_{др}$ – напряжение дрейфа нуля ИУ.

Представленные результаты моделирования показывают, что предложенный инструментальный усилитель на двух МОУ (рис. 2.28) имеет более высокие качественные показатели в условиях воздействия радиации и температуры по сравнению аналогом на одном МОУ (табл. 2.3):

- напряжение дрейфа нуля $U_{др}$ предложенного усилителя в наихудшем случае не превышает 27 мкВ,
- коэффициент передачи синфазного сигнала (-111дБ) достаточен для реализации прецизионных аналоговых интерфейсов,
- дифференциальный коэффициент усиления изменяет свое значение не более чем на $\pm 0,03\%$, что соответствует 12^{th} разрядной точности преобразования и оказывается достаточным для применения в системе опорных источников напряжения, интегрируемых в используемый АБМК [106],
- максимальный уровень выходного сигнала схемы составляет +1,6В, что при достигнутом уровне дрейфа нуля позволяет использовать практически любую комбинацию источников опорного напряжения многоразрядных АЦП и шин питания чувствительных элементов.

Увеличение диапазона рабочих частот в соответствии с теоретическими принципами, представленными на векторном сигнальном графе рис. 2.23, осуществляется соединением инвертирующего входа первого канала МОУ1 с неинвертирующим входом первого канала МОУ2 посредством резистивного четырехполюсника (рис. 2.25). При этом для минимизации напряжения дрейфа нуля необходимо выполнить параметрическое условие (2.179), которое совместно с (2.183) определяет численное значение резистивных элементов в схеме. Для сохранения условий реализации требуемого K_d и минимального $K_{сн}$ (условия (2.167), (2.168)) и расширения диапазона рабочих частот схемы используется дополнительный разделительный конденсатор (рис. 2.29).

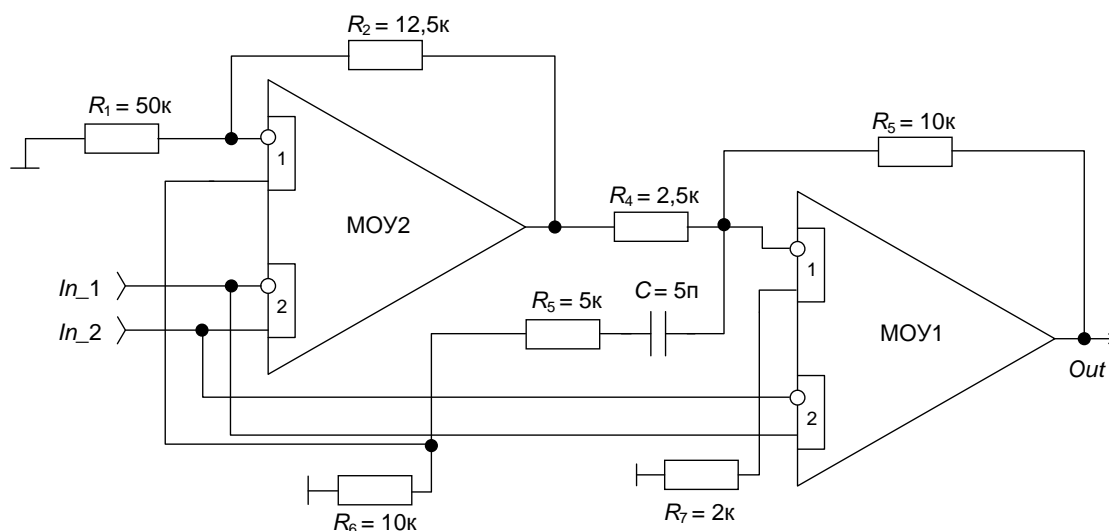


Рисунок 2.29 – Инструментальный усилитель на основе МОУ с дополнительной обратной связью

На рис. 2.30 показано действие введенной дополнительной обратной связи (рис. 2.29). Сравнение АЧХ схем показывает, что использование предложенной обратной связи позволяет в 3 раза увеличить диапазон рабочих частот инструментального усилителя.

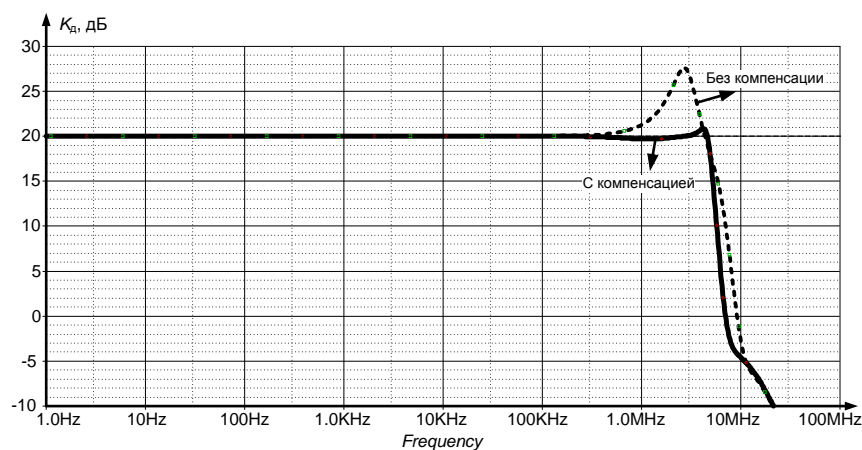


Рисунок 2.30 – Зависимость коэффициента дифференциального сигнала K_d от частоты (рис. 2.29)

Здесь необходимо отметить, что при проектировании принципиальной схемы используемого в работе МОУ, во входных дифференциальных каскадах

в качестве входных транзисторов использовались биполярные n-p-n транзисторы, у которых под воздействием гаммы дестабилизирующих факторов происходит увеличение входных токов и их разности. Это, в конечном счете, приводит к увеличению дрейфа нуля инструментального усилителя. Поэтому, введение предлагаемой обратной связи связано с введением дополнительного резистора R_7 , как это показано на рис. 2.29, для сохранения симметричности режимов работы во входных каналах мультидифференциальных операционных усилителей. Однако, уменьшение $U_{др}$ требует полного сохранения равенства следующих соотношений

$$R_6 = R_1 \parallel R_2, \quad R_7 = R_3 \parallel R_4, \quad (2.189)$$

что невозможно в условиях жесткого воздействия дестабилизирующих факторов.

Так результаты моделирования схемы показывают, что напряжение дрейфа нуля без воздействия дестабилизирующих факторов составляет 160мкВ, а при дозе поглощенной радиации $D = 1 \text{ Мрад}(10 \text{ кГр})$, потоке нейтронов $F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ нейтрон/см}^2$ и температуре $T = -40^\circ \text{C}$ – увеличивается до 1,4 мВ. Поэтому, для исключения этого эффекта необходимо в качестве входных транзисторов во входных каскадах мультидифференциальных операционных усилителях использовать полевые транзисторы, например так, как это предложено в [112, 103].

Приведенные результаты наглядно демонстрируют эффективность предложенного метода структурного синтеза инструментальных усилителей. В частности предложенную в работе структуру можно рассматривать в качестве сложно-функционального блока прецизионных смешанных микроэлектронных систем, а используемый мультидифференциальный ОУ в качестве базового компонента структурного синтеза.

2.10 Методы умножения (деления) параметров индуктивных элементов и их компенсации

Практический интерес представляет анализ простейших схемотехнических методов целенаправленного изменения индуктивности, включаемой в цепь обратной связи активных элементов.

2.10.1 Управляемая индуктивность на основе усилителя тока

Усилитель тока в схеме рис. 2.31 имеет низкое входное и высокое выходное сопротивление, а также коэффициент передачи по току K_i , который может быть как положительным, так и отрицательным.

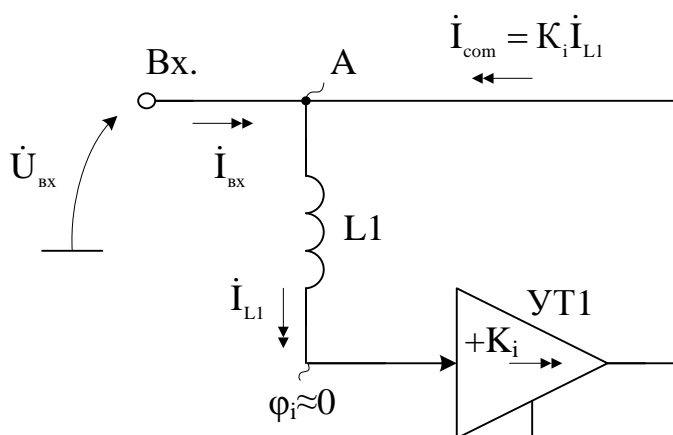


Рисунок 2.31 – Метод компенсации импеданса индуктивности на основе усилителя тока

Основные уравнения Кирхгофа:

$$\dot{I}_{L1} = \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1},$$

$$\dot{I}_{com} = K_i \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1},$$

$$\dot{I}_{BX} = \dot{I}_{L1} - \dot{I}_{com} = \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1} [1 - K_i],$$

Таким образом, эффективная индуктивность в схеме рис. 2.31 при $K_i \approx 1$ значительно превышает исходное значение L_1 .

$$L_{\text{эф}}^{(+)} \Big|_{K_i > 0} = \frac{L_1}{1 - K_i} \gg L_1,$$

Если $K_i > 1$, то эффективная проводимость становится отрицательной. Применение в схеме рис.1 инвертирующих усилителей тока позволяет получить эффективную индуктивность, значительно меньшую, чем L_1 .

$$L_{\text{эф}}^{(-)} \Big|_{K_i < 0} = \frac{L_1}{1 + K_i} \ll L_1.$$

Пример построения такой схемы дан на рис. 2.32.

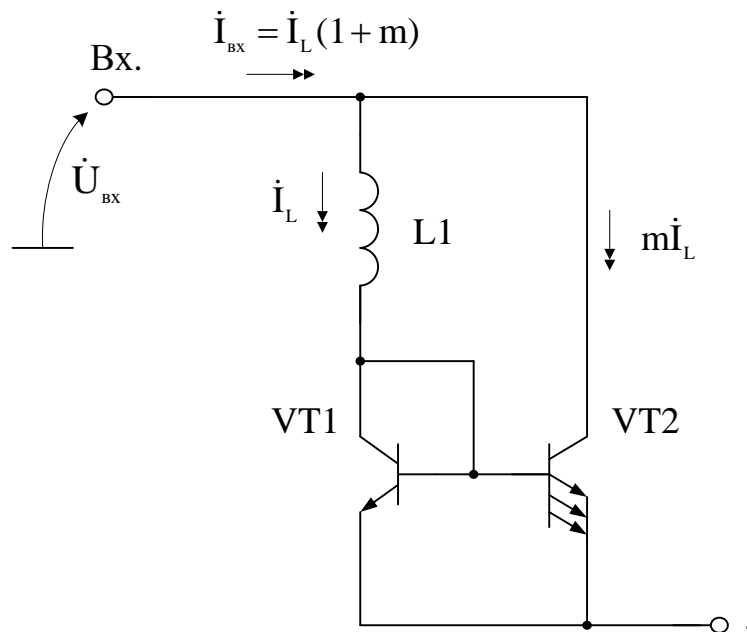


Рисунок 2.32 – Схема деления индуктивности

2.10.2 Управляемая индуктивность на основе усилителя напряжения

Введение индуктивности в цепь обратной связи усилителя напряжения (рис. 2.33) позволяет получать эффективные значения индуктивности, отличные от исходного значения L_1 .

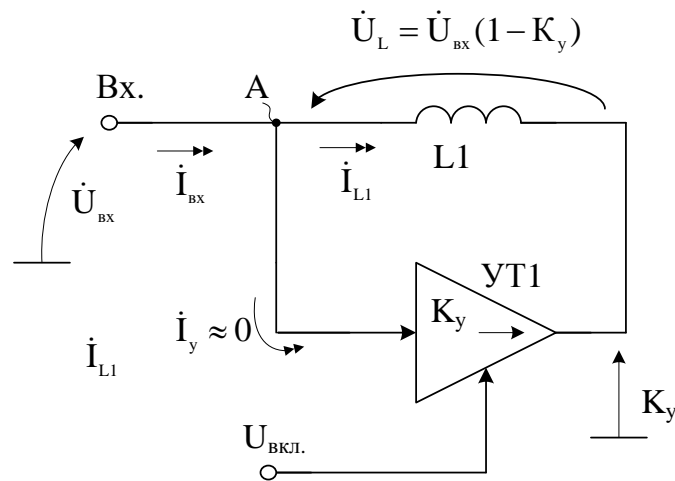


Рисунок 2.33 – Метод управления параметром индуктивности $L1$

Основные уравнения:

$$\dot{U}_L = \dot{U}_{BX} (1 - K_y),$$

$$\dot{i}_{L1} = \frac{\dot{U}_L}{j\omega L_1} = \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1} (1 - K_y) = \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_{\text{эф}}},$$

где $L_{\text{эф}}^{(+)} \Big|_{K_y \approx 1} = \frac{L_1}{1 - K_y} \gg L_1$ - эффективная индуктивность.

Если $K_y=1$, то эффективная индуктивность значительно превышает $L1$. При $K_y>1$ входная цепь характеризуется отрицательной индуктивностью. Если в качестве усилителя напряжения применять инвертирующий каскад, то эффективное значение $L_{\text{эф}}$ становится значительно меньше исходного значения $L1$.

$$L_{\text{эф}}^{(-)} \Big|_{K_y < 0} = \frac{L_1}{1 + K_y} \ll L_1.$$

Если с помощью цифрового управляющего сигнала «включать» и «выключать» усилители в схеме рис. 2.33, то рассмотренные схемы можно рассматривать как индуктивности, свойства которых существенно изменяются цифровым сигналом.

2.10.3 Метод изменения параметров индуктивности, основанный на использовании ее модели

Особенность схемы рис. 2.34 состоит в том, что в ее структуру вводится модель ML1 индуктивности L1, которая включается на вход усилителя тока УТ1.

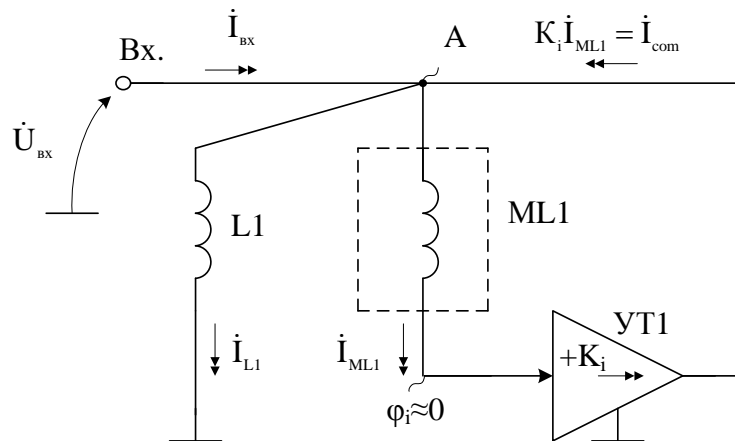


Рисунок 2.34 – Метод компенсации индуктивности с использованием ее модели ML1

Основные уравнения схемы:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{L1} &= \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1}, \quad \dot{I}_{ML1} = \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_{M1}}, \quad \dot{I}_{com} = K_i \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_{M1}}, \quad \dot{I}_{BX} = \dot{I}_{L1} + \dot{I}_{ML1} - \frac{K_i}{j\omega L_{M1}} \dot{U}_{BX}, \\ \dot{I}_{BX} &= \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1} + \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_{M1}} - \frac{K_i}{j\omega L_{M1}} \dot{U}_{BX}, \quad \dot{I}_{BX} = \frac{\dot{U}_{BX}}{j\omega L_1} \left[\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_{M1}} - \frac{K_i}{L_{M1}} \right]. \end{aligned}$$

Таким образом, при больших K_i эффективная индуктивность значительно меньше, чем исходная $L1$.

$$L_{\text{эф}}^{(-)} \Big|_{K_i < 0} = \frac{L_1}{1 + K_i} \ll L_1,$$

В том случае, когда усилитель тока имеет K_i , близкий к двум, схема рис. 2.34 обеспечивает существенное повышение индуктивности в сравнении с $L1$.

$$L_{\text{эф}}^{(+)} = \frac{L_1}{1 + \frac{L_1}{L_{M1}} (1 - K_i)}, \quad L_{\text{эф}} \bigg|_{K_i=2} \rightarrow \infty.$$

Таким образом, использование активных элементов (усилителей тока и напряжения), в обратную связь которых включается исходная индуктивность, позволяет обеспечить заданные значения эффективной индуктивности, которая может быть как положительной, так и отрицательной.

2.10.4 Элементарные методы компенсации индуктивностей линий связи

Схема компенсации параметра $L^{(+)}$, представляющая собой, например, индуктивность соединительных проводников, представлена на рис. 2.35.

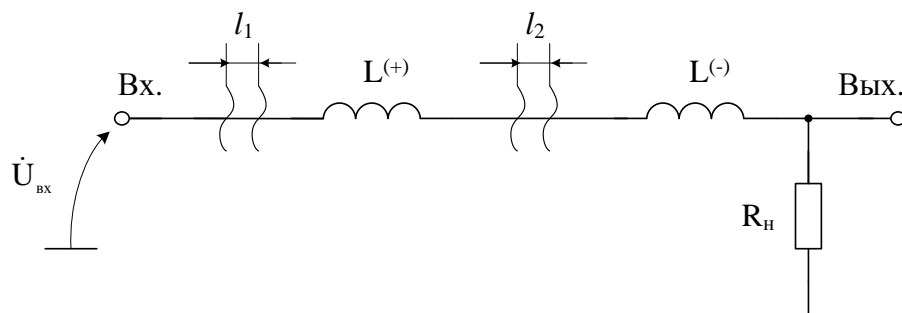


Рисунок 2.35 – Метод повышения быстродействия линии связи с положительной индуктивностью $L^{(+)}$ за счет последовательного включения пассивной отрицательной индуктивности $L^{(-)}$

Практическое решение задачи синтеза пассивной интегральной отрицательной индуктивности (без применения активных элементов) приведено в работе [24]. Индуктивность $L^{(-)}$ реализуется на подложке микросхемы за счет специальной конструкции, что открывает большие перспективы повышения быстродействия аналого-цифровых устройств и драйверов линий связи.

В схеме рис. 2.36 применяется активная отрицательная индуктивность – последовательно с индуктивным элементом $Z(p)$ включается отрицательный

эквивалент данного импеданса $Z_{\text{com}}^{(-)}(p)$, который обеспечивается специальной цепью компенсации ЦК.

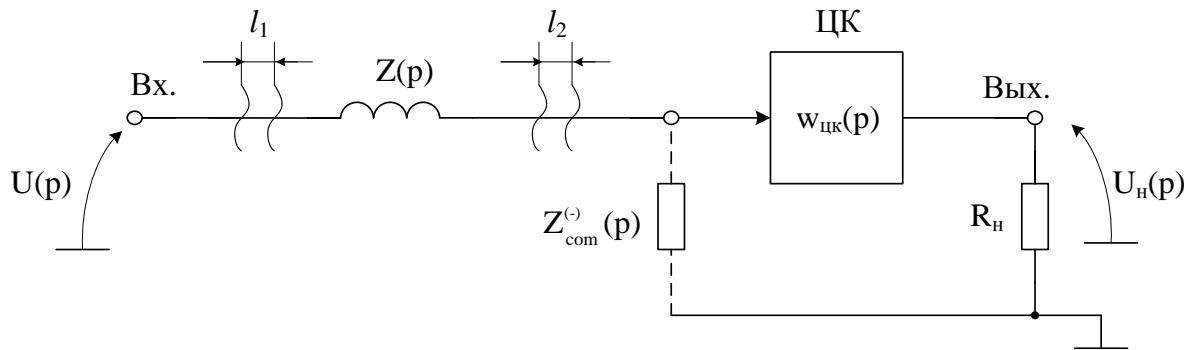


Рисунок 2.36 – Метод компенсации индуктивности линии связи цепью активной коррекции с отрицательной входной индуктивностью $Z_{\text{com}}^{(-)}(p)$

Таким образом, решение задачи повышения быстродействия систем на кристалле, между СФ блоками которых существуют линии связи с паразитной индуктивностью, может быть в ряде случаев реализована за счет рассмотренных выше схемотехнических приемов.

2.11 Выводы

С единых позиций исследованы проблемы собственной и взаимной компенсации влияния индуктивных и емкостных импедансов (в большинстве случаев – паразитных) на характеристики и параметры электронных схем. Разработаны теоретические основы собственной и взаимной компенсации индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих аналоговых и аналого-цифровых схемах.

Исследованы условия компенсации влияния доминирующих параметров активных элементов на схемные функции электронных устройств. Показано, что полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными и единственными.

Установлено, что ответ на вопрос об уровне компенсации импеданса в общем случае остаётся открытым, т.к. зависит от структуры матриц \mathbf{B} , \mathbf{Z} и век-

тора $\overline{\mathbf{w}}$ (раздел 2.4), а также от числа неиспользованных входов активных элементов (дополнительных входов). В этой связи практическое использование полученных в разделе 2 результатов связано с анализом структур поправочных полиномов электронных схем различного класса и требует дополнительных исследований в каждой предметной области.

Разработана теория собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем. Показано, что в рамках принципа собственной компенсации влияния индуктивностей на параметры аналоговых электронных схем существует два взаимодополняющих структурных метода.

Обоснован метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем. Сформулирован алгоритм синтеза принципиальных схем с взаимной компенсацией влияния RL-цепей. Рассмотрены предельные возможности частотной коррекции преобразователей сигналов RL-цепями.

Выполнен структурный синтез цепей собственной компенсации в широкополосных инструментальных усилителях (ИУ). Рассмотрены теоретические основы структурного синтеза широкополосных ИУ. Обоснован принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления операционных усилителей на диапазон рабочих частот ИУ. Сформулированы условия взаимной компенсации влияния ЭДС смещения нуля и коэффициента ослабления входного синфазного сигнала. Показано, что на структурном уровне можно оптимизировать основные качественные показатели инструментального усилителя – напряжение дрейфа нуля и коэффициент передачи синфазного напряжения при заданном дифференциальном коэффициенте усиления. Обоснована схемотехника ИУ на основе двух мультидифференциальных ОУ с эффектами собственной и взаимной компенсации. Приведены результаты структурного синтеза ИУ на основе двух мультидифференциальных ОУ. Показано, что предлагаемые ИУ обладают высокими качественными показателями, в том числе и при различных внешних воздействиях.

Представлены результаты моделирования ИУ в среде PSpice с учетом влияния дестабилизирующих факторов.

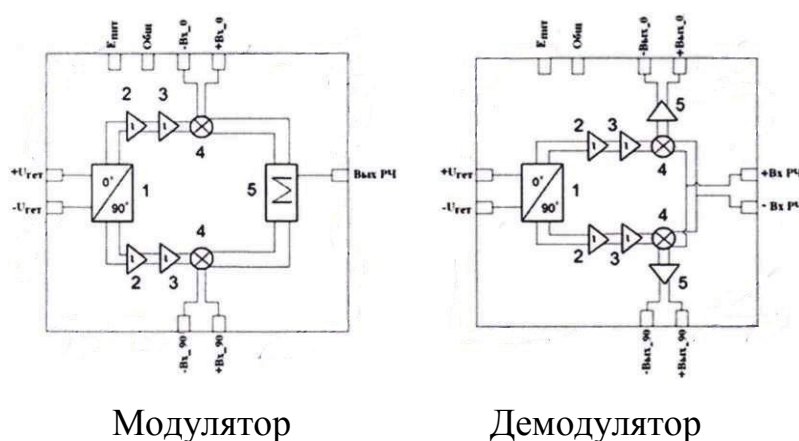
Обобщены методы умножения (деления) параметров индуктивных элементов и условия их компенсации.

3 Селективные формирователи квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для систем связи и телекоммуникаций

Квадратурные модуляторы (КМ) и демодуляторы (ДМ) относятся к числу наиболее ответственных узлов систем связи и телекоммуникаций, существенно влияющих на их основные параметры. Сегодня КМ и ДМ применяются [113]:

- в приемопередающих трактах военной аппаратуры связи;
- в спутниковой навигации;
- в устройствах радиолокации;
- в аппаратуре радиоэлектронного противодействия;
- также в бытовых устройствах сотовой и беспроводной связи.

На рис. 3.1 показаны структурные схемы модулятора и демодулятора [113].



Модулятор

Демодулятор

- 1 - полифазный фильтр;
- 2, 3 - усилители-ограничители;
- 4 - смеситель;
- 5 - выходной буфер.

Рисунок 3.1 – Структура модуляторов и демодуляторов.

Для расщепления сигнала несущей частоты на синфазную и квадратурную составляющие используется полифазный фильтр (ППФ) 1. Его преимуществами над другими способами генерации квадратуры являются:

- простота исполнения (каскад ПФФ содержит 4 сопротивления и 4 емкости);
- широкая полоса рабочих частот (используя 3-5 каскадов в ППФ);
- незначительная зависимость от разброса параметров при изготовлении.

ПФФ соединен с усилителями-ограничителями 2 и 3, на выходе которых формируются прямоугольные колебания. Усилители-ограничители компенсируют ослабление ПФФ и снижают разбаланс амплитуды между I и Q каналами, т.к. работают в режиме ограничения.

Основной элемент модулятора и демодулятора - это смеситель 4. В качестве базовой ячейки смесителя в модуляторе и демодуляторе используется, как правило, перемножитель Джилберта.

Выходные буферы служат для суммирования, усиления и согласования устройств с нагрузкой.

3.1 Основные требования к селективным формирователям опорных ортогональных сигналов

Создание целого класса радиоэлектронных устройств и виде сложно-функциональных блоков (СФ- блоков) на базовом принципе трансформации спектра связано с использованием опорных источников гармоничных квадратурных (ортогональных) сигналов. Стабильность частицы и коэффициент формы этих сигналов непосредственно определяют качественные показатели таких СФ блоков. С точки зрения базовых технологических ограничений применение систем ФАПЧ с синтезаторов на базе многоразрядных быстродействующих ЦАП, как правило, невозможно в первую очередь по энергетическим соображениям.

Альтернативой таких опорных источников является применение в их структуре ЦАП с относительно небольшим числом разрядов (m) и селективного

формирователя опорных (фазы $0, \pi, \pi/2, -\pi/2$) сигналов с необходимым подавлением (λ) спектральных составляющих, определяющих коэффициент формы гармонических квадратур (рис. 3.2).

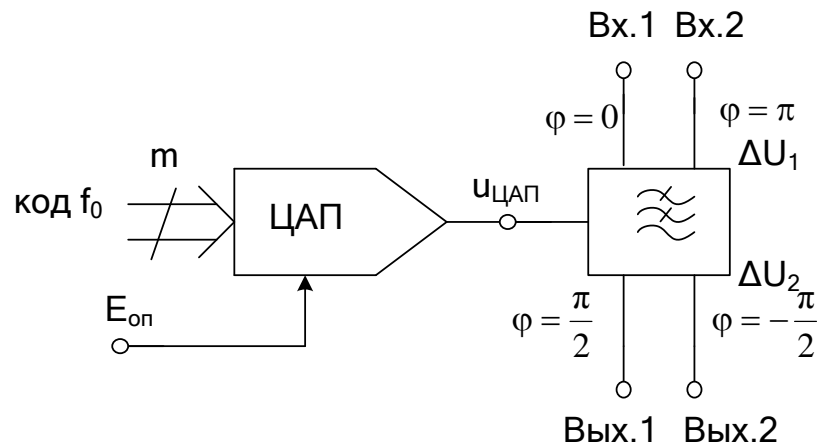
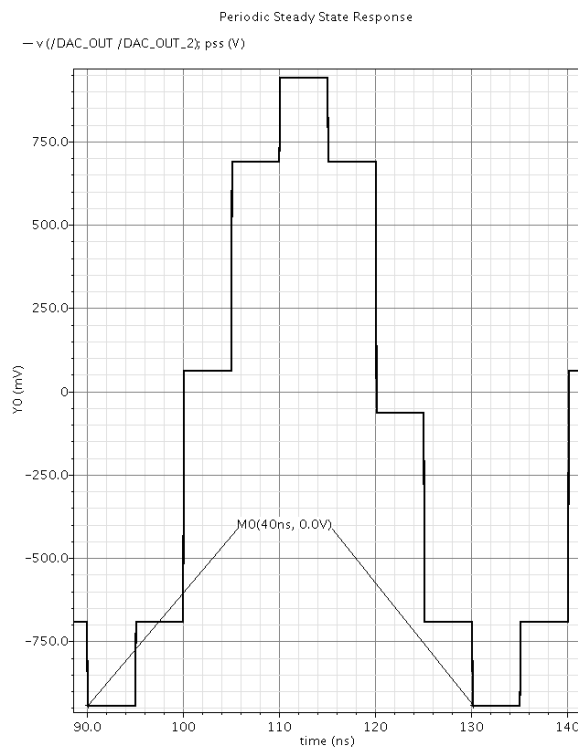


Рисунок 3.2 – Функциональная схема селективного формирователя квадратурных сигналов

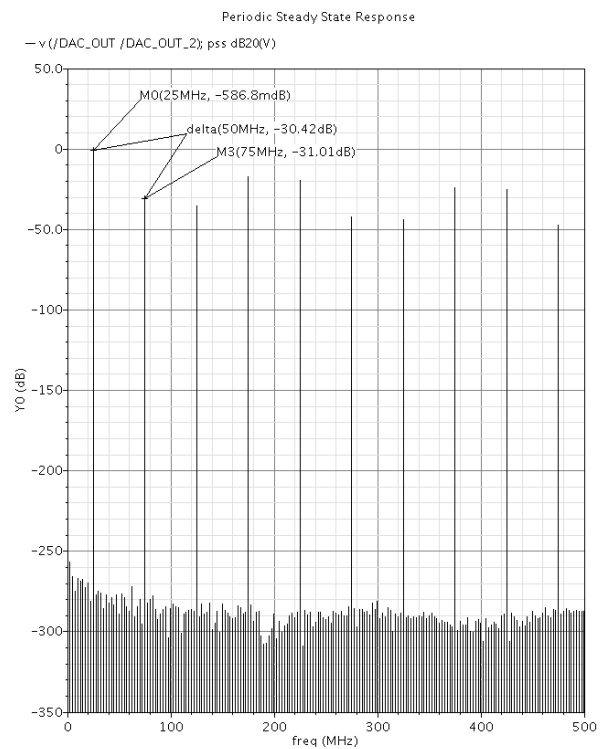
Действительно, в отличие от последовательности двуполярных прямоугольных импульсов (миандр) на выходе ЦАП наблюдается ослабление третьей (доминирующей) гармоники в λ_3 раз

$$2^m \geq \lambda_3 \geq m. \quad (3.1)$$

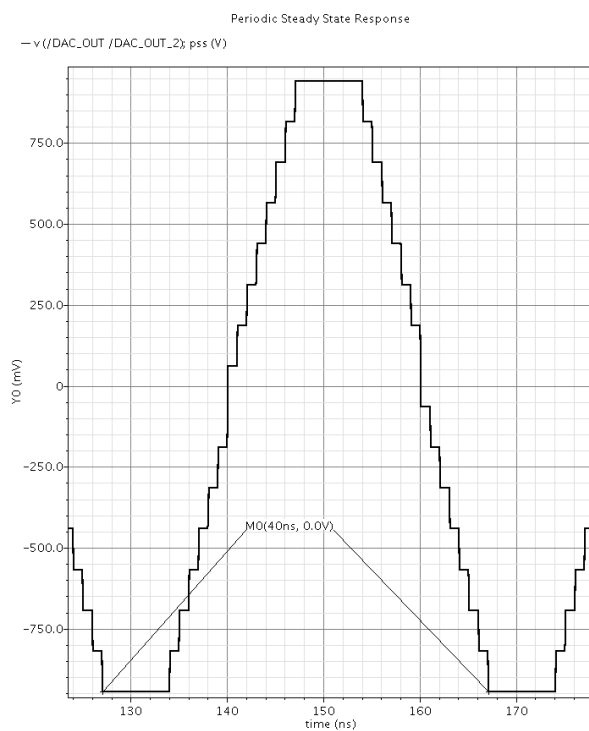
Это подавление определяется не только разрядностью ЦАП, но соотношением частоты синтезируемого сигнала (f_0) и типовой частоты (f_T) ЦАП. На рис. 3.3 приведены временные и спектральные характеристики выходного напряжения четырехразрядного ЦАП при формировании гармонического сигнала $f_0=25$ МГц при различных тактовых частотах ($f_T=200$ МГц и $f_T=1,0$ ГГц).



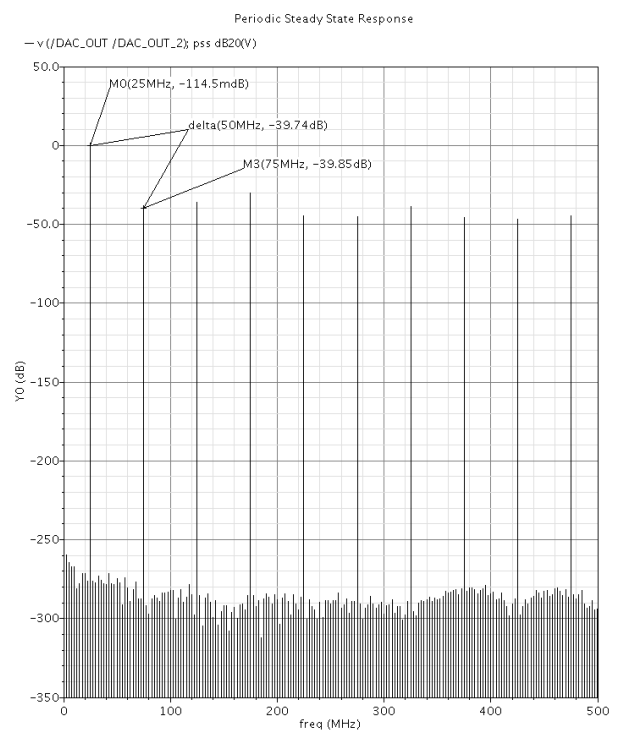
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.3 – Временные диаграммы и спектр синтезируемого гармонического сигнала $f_0=25$ МГц при типовых частотах 200 МГц (а, б) и 1,0 ГГц (в, г)

Ослабление высокочастотных гармонических составляющих и формирование квадратурных сигналов осуществляется путем объединения в единую схему полосового фильтра (ПФ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) с парафазными выходами. Действительно, если селективный формирователь реализует передаточные функции второго порядка

$$F_{\text{нч}}(p) = M_{\text{нч}} \frac{\omega_p^2}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p^2}, \quad (3.2)$$

$$F_{\text{пф}}(p) = M_{\text{пф}} \frac{pd_p\omega_p}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p^2}, \quad (3.3)$$

где ω_p и d_p – частота и затухание полюса; $M_{\text{нч}}$ и $M_{\text{пф}}$ – коэффициенты передачи, то фазовый сдвиг между каналами

$$\varphi = \varphi_{\text{пф}} - \varphi_{\text{нч}} = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega\omega_p d_p}{\omega_p^2 - \omega^2} - \left(0 - \arctg \frac{\omega\omega_p d_p}{\omega_p^2 - \omega^2} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (3.4)$$

обеспечивает решение основной задачи при любых параметрах полюса передаточных функций (3.2) и (3.3).

Таким образом, как ω_p , так и d_p могут выбираться, исходя из требований селективности формироваться (ослабления высокочастотных составляющих спектра синтезируемой ЦАП гармоника). Несложно показать, что свойство (3.4) сохраняется при любом порядке общей передаточной функции формирователя. Повышение селективности в этом случае обеспечивается подключением в его входную цепь дополнительного ФНЧ. При этом для увеличения стабильности общего коэффициента передачи целесообразно использовать дополнительные межзвенные обратные связи. Например, при

построении селективного формирователя 4-го порядка достаточно одного контура такой связи с отрицательным возвратным отношением (рис. 3.4).

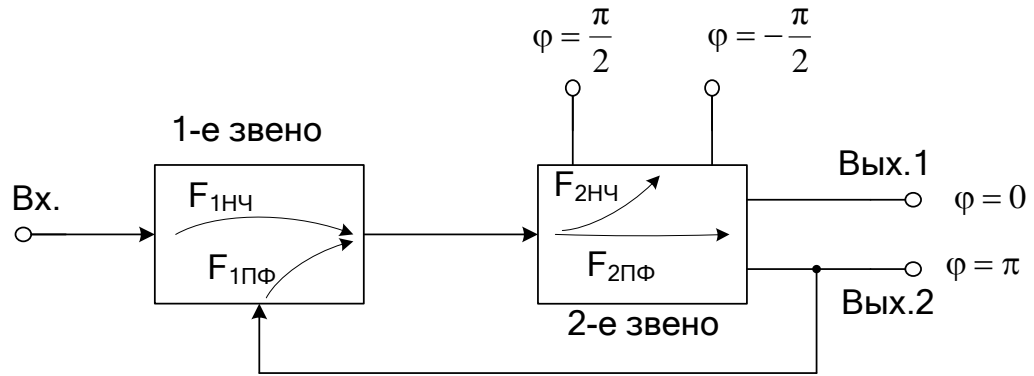


Рисунок 3.4 – Низкочувствительный селективный формирователь квадратурных сигналов четвертого порядка

Здесь первое звено должно реализовать набор передаточных функций второго порядка

$$F_{1\text{нч}}(p) = \frac{M_{1\text{нч}}\omega_{p1}^2}{p^2 + pd_{p1}\omega_{p1} + \omega_{p1}^2}, \quad F_{1\text{пф}}(p) = \frac{M_{1\text{пф}}pd_{p1}\omega_{p1}}{p^2 + pd_{p1}\omega_{p1} + \omega_{p1}^2}, \quad (3.5)$$

а второе

$$F_{2\text{нч}}(p) = \frac{M_{2\text{нч}}\omega_{p2}^2}{p^2 + pd_{p2}\omega_{p2} + \omega_{p2}^2}, \quad F_{2\text{пф}}(p) = \frac{M_{2\text{пф}}pd_{p2}\omega_{p2}}{p^2 + pd_{p2}\omega_{p2} + \omega_{p2}^2}. \quad (3.6)$$

Тогда результирующие передаточные функции

$$\Phi_{\text{пф}}(p) = \frac{M_{1\text{нч}}M_{2\text{пф}}pd_{p2}\omega_{p2}\omega_{p1}^2}{Z(p)}. \quad (3.7)$$

$$\Phi_{\text{нч}}(p) = \frac{M_{1\text{нч}}M_{2\text{нч}}\omega_{p1}^2\omega_{p2}^2}{Z(p)} \quad (3.8)$$

имеют структурно-связной полином 4-го порядка

$$Z(p) = p^4 + p^3 a_3 + p^2 a_2 + p a_1 + a_0, \quad (3.9)$$

где

$$\begin{aligned} a_3 &= (d_{p1} \omega_{p1} + d_{p2} \omega_{p2}), \quad a_1 = (d_{p1} \omega_{p2} + d_{p2} \omega_{p1}) \omega_{p1} \omega_{p2}, \\ a_2 &= (\omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2 + d_{p1} d_{p2} \omega_{p1} \omega_{p2} (1 + M_{\text{ПФ}} M_{\text{2ПФ}})), \quad a_0 = \omega_{p1}^2 \omega_{p2}^2, \end{aligned} \quad (3.10)$$

обеспечивающий низкую параметрическую чувствительность схемы формирователя в полосе пропускания к параметрам частотнозадающих (определяющих ω_{pi} и d_{pi}) элементов.

Согласно соотношениям (3.2), (3.3), (3.7), (3.8) рассматриваемый формирователь характеризуется определенными амплитудными погрешностями в диапазоне рабочих частот, которые зависят от параметров полюсов его передаточной функции.

Действительно

$$\frac{|F_{\text{ПФ}}(j\omega)|}{|F_{\text{НЧ}}(j\omega)|} = \frac{M_{\text{ПФ}}}{M_{\text{НЧ}}} d_p \frac{\omega}{\omega_p}, \quad (3.11)$$

$$\frac{|\Phi_{\text{ПФ}}(j\omega)|}{|\Phi_{\text{НЧ}}(j\omega)|} = \frac{M_{\text{2ПФ}}}{M_{\text{2НЧ}}} d_{p2} \frac{\omega}{\omega_{p2}}. \quad (3.12)$$

Таким образом, эта погрешность определяется как частотной расстройкой по отношению к частоте полюса, так и его затуханием.

Для формирования критериев схемотехнического проектирования рассмотрим возможные области практического применения формирователей и определим его доминирующие параметры.

3.2 Базовая структура квадратурных модуляторов

Базовая структура квадратурного модулятора (КМ) непосредственно следует из математического принципа квадратурной модуляции, когда сигнал в линии связи $y(t)$ связан с передаваемыми сообщениями $x_1(t)$ и $x_2(t)$ следующим соотношением

$$y(t) = x_1(t) \sin(2\pi f_0 t) + x_2(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.13)$$

где f_0 - несущая частота опорного генератора.

Именно поэтому при условии, что диапазон входных частот передаваемых сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ включает область инфранизких частот (включая и постоянную составляющую) при формировании $y(t)$ нельзя использовать традиционные смесители, имеющие достаточно большое прохождение сигнала опорного генератора. Действительно, если

$$\Delta y(t) = k_1 \sin(2\pi f_0 t) + k_2 \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.14)$$

при восстановлении в демодуляторе $x_1(t)$ и $x_2(t)$ будут реализованы приращения:

$$\Delta x_1(t) = k_1 A_0, \quad \Delta x_2(t) = k_2 A_0 \quad (3.15)$$

где k_1, k_2 - коэффициенты передачи смесителя по каналу несущего сигнала; A_0 - амплитуда опорного генератора.

Указанная причина предопределяет необходимость использования аналогового перемножителя (АП), который, имеет относительно небольшие значения k_1 и k_2 , и поэтому является базовым узлом КМ. Структурная схема квадратурного модулятора приведена на рис. 3.5.

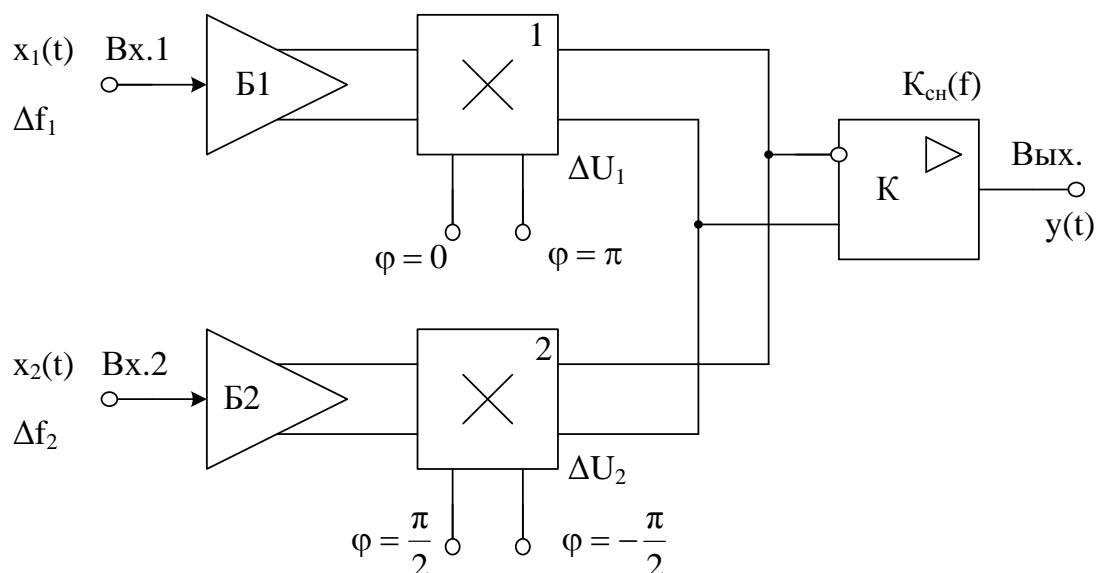


Рисунок 3.5 – Структурная схема квадратурного модулятора

При анализе КМ будем считать, что характеристика АП описывается следующим соотношением:

$$u_M(t) = k_0 u_0(t) u_c(t) + k_1 u_0(t) + k_2 u_c(t) \quad (3.16)$$

где k_0 - коэффициент $(1/B)$ преобразования АП; k_1 , k_2 - паразитные коэффициенты передачи по каналу несущей ($u_0(t)$) и каналу сигнала ($u_c(t)$).

При условии, что $u_c(t)$ можно представить рядом Фурье, а $u_0(t)$ является гармонической функцией синуса получим:

$$\Delta u_M(t) = K k_1 A_0 \sin(\varpi_0 t), \quad \Delta u_M(t) = K k_2 \sum_i A_{ci} \sin(\Omega_0 t), \quad (3.17)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$.

К аналогичному результату приводит и влияние коэффициента ослабления синфазного сигнала (K_{ch}) инструментального усилителя.

$$\Delta u_M(t) = K_{ch} A_0 \sin(\varpi_0 t), \quad \Delta u_M(t) = K_{ch} \sum_i A_{ci} \sin(\Omega_0 t) \quad (3.18)$$

Аналогичное влияние оказывает напряжение смещения дифференциального нуля ($\Delta U_1, \Delta U_2$) буферных каскадов Б1, Б2

$$\Delta u_M(t) = Kk_0 \Delta U_1 A_0 \sin(\varpi_0 t) \quad (3.19)$$

$$\Delta u_M(t) = Kk_0 \Delta U_2 \sum_i A_{ci} \sin(\Omega_i t) \quad (3.20)$$

Таким образом, в спектре передаваемого сообщения появляются гармоники несущей частоты (ϖ_0) и передаваемого сообщения ($\Omega_i, \forall i$). Отметим, что при приеме они будут отображаться в ортогональном канале. Действительно, в идеальном случае

$$u_M(t) = k_0 A_0 \frac{K}{2} \sum_i A_{ci} (\cos(\varpi_0 + \Omega_i)t - \cos(\varpi_0 - \Omega_i)t) \quad (3.21)$$

передаваемый сигнал ортогонален.

К аналогичному искажению приводит и влияние фазовой неидентичности $E(\Delta\varphi)$ селективного квадратурного формирователя

$$\Delta u_M(t) = k_0 A_0 \Delta\varphi \frac{K}{2} \sum_i A_{ci} (\sin(\varpi_0 + \Omega_i)t - \sin(\varpi_0 - \Omega_i)t) \quad (3.22)$$

Соотношение (3.19) позволяет получить нормированное искажение спектра. Так, если

$$u_M(t) = k_0 A_{cMAX} K \frac{A_0}{2} \quad (3.23)$$

$\forall i$ получим

$$\delta_1(k_1) = \frac{2k_1}{A_{cMAX} k_0} \sin \varpi_0 t, \quad \delta_1(k_2) = \frac{2k_2}{A_0 k_0} \sin \Omega_i t \quad (3.24)$$

$$\delta_2(K_{CH}) = \frac{2K_{CH}}{A_{CMAX}k_0} \sin \varpi_0 t, \quad \delta_2(K_{CH}) = \frac{2K_{CH}}{A_0k_0} \sin \Omega_i t \quad (3.25)$$

$$\delta_3(\Delta\varphi) = \Delta\varphi(\sin(\varpi_0 + \Omega_i)t - \sin(\varpi_0 - \Omega_i)t) \quad (3.26)$$

$$\delta_4(\Delta U_1) = \frac{2\Delta U_1}{A_{CMAX}} \sin \varpi_0 t, \quad \delta_5(\Delta U_2) = \frac{2\Delta U_2}{A_0} \sin \Omega_i t \quad (3.27)$$

Полученные погрешности для гармонического входного сигнала $x(t)$ ($\Omega_i = 2\pi f_c$) приведены на рис. 3.6.

Таким образом, фазовая погрешность квадратурного формирователя потенциально влияет на допустимый порог чувствительности приемника и в конечном итоге определяет допустимый диапазон амплитудной погрешности всего передающего тракта.

Полученные соотношения позволяют на этапе схемотехнического проектирования КМ получить область рационального компромисса с учетом технологических возможностей его реализации.

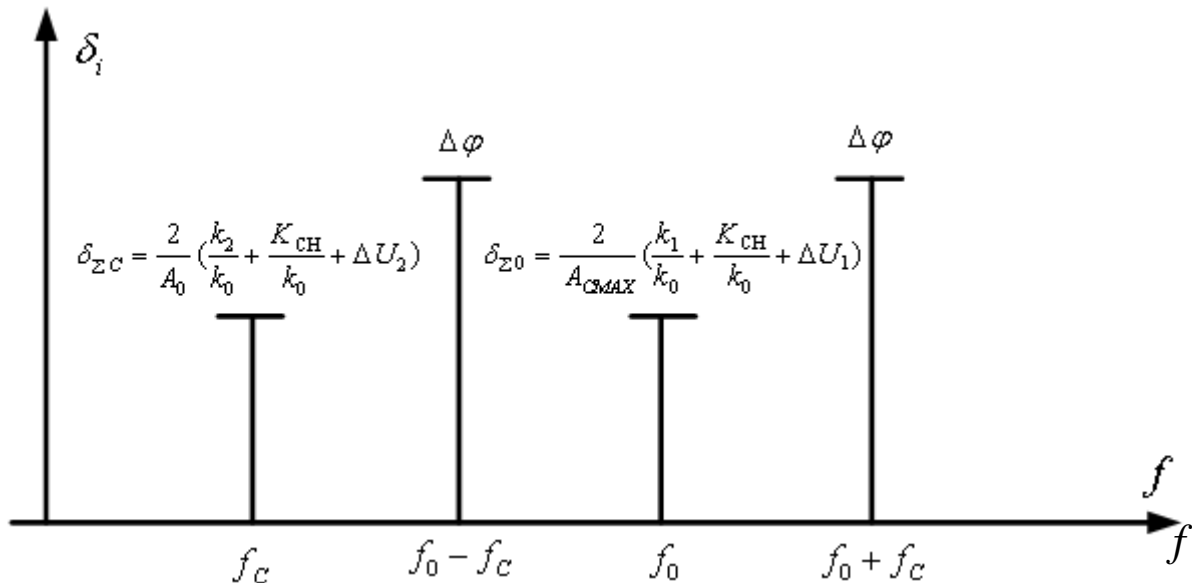


Рисунок 3.6 – Влияние базовых составляющих погрешности на спектр КМ

3.3 Квадратурные формирователи в квадратурных демодуляторах

В структурной схеме квадратурного демодулятора (рис. 3.7) дополнительно в каждом из ортогональных каналов используются специальные ограничители спектра (ФНЧ1 и ФНЧ2), необходимые для ослабления сигналов удвоенных частот. Действительно в идеальном случае для каждого из каналов на выходе инструментальных усилителей (2К) получим:

$$X_1(t) = x_1(t) + x_1(t) \cos 2\omega_0 t + x_2(t) \sin 2\omega_0 t \quad (3.28)$$

$$X_2(t) = x_2(t) - x_2(t) \cos 2\omega_0 t + x_1(t) \sin 2\omega_0 t \quad (3.29)$$

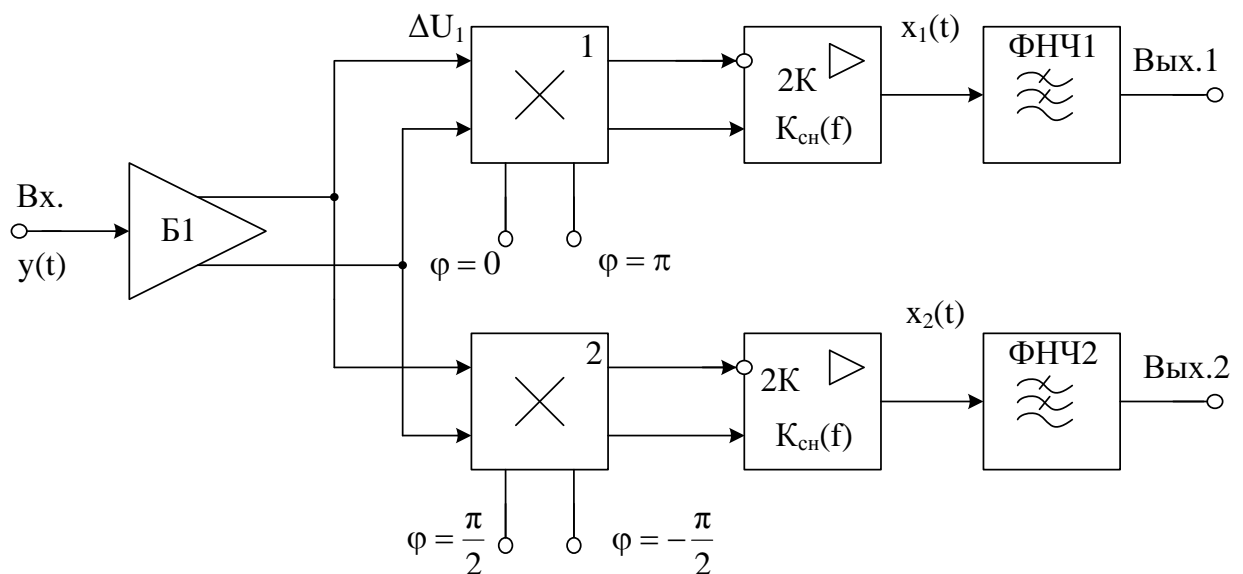


Рисунок 3.7 – Структурная схема квадратурного демодулятора

Для сохранения формы сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ в диапазоне частот Δf необходимо обеспечить линейную ФЧХ. При дальнейшем анализе будем считать, что гарантированное затухание фильтров на частоте $2f_0$ достаточно велико и доминирующие составляющие погрешности преобразования обусловлены влиянием ΔU_1 , ΔU_2 , $\Delta \varphi$, k_1 , k_2 , $K_{сн}$. Тогда

$$\begin{aligned}\Delta X_1(t)_1 &= k_0 \Delta U_2 A_0 K \cos \varpi_0 t \\ \Delta X_2(t)_1 &= k_0 \Delta U_1 A_0 K \sin \varpi_0 t\end{aligned}\quad (3.30)$$

$$\begin{aligned}\Delta X_1(t)_2 &= k_1 A_0 K \cos \varpi_0 t \\ \Delta X_2(t)_2 &= k_1 A_0 K \sin \varpi_0 t\end{aligned}\quad (3.31)$$

$$\begin{aligned}\Delta X_1(t)_3 &= k_2 K x_1(t) \cos \varpi_0 t \\ \Delta X_2(t)_3 &= k_2 K x_2(t) \sin \varpi_0 t\end{aligned}\quad (3.32)$$

$$\begin{aligned}\Delta X_1(t)_4 &= \frac{1}{2} k_0 K_{CH} A_0 K x_1(t) \cos \varpi_0 t \\ \Delta X_2(t)_4 &= \frac{1}{2} k_0 K_{CH} A_0 K x_2(t) \sin \varpi_0 t\end{aligned}\quad (3.33)$$

Аналогично в квадратурных каналах будет проявляться влияние фазовой погрешности ($\Delta\varphi$) селективного формирователя.

$$\begin{aligned}\Delta X_1(t)_5 &= \frac{1}{2} k_0 A_0 K x_2(t) \Delta\varphi \\ \Delta X_2(t)_5 &= \frac{1}{2} k_0 A_0 K x_1(t) \Delta\varphi\end{aligned}\quad (3.34)$$

Кроме этого $\Delta\varphi$ приводит к появлению составляющих:

$$\begin{aligned}\Delta X_1(t)_6 &= \frac{1}{2} k_0 A_0 K x_1(t) \Delta\varphi \sin \varpi_0 t \\ \Delta X_2(t)_6 &= \frac{1}{2} k_0 A_0 K x_2(t) \Delta\varphi \cos \varpi_0 t\end{aligned}\quad (3.35)$$

Полученные соотношения показывают, что основная погрешность КД обусловлена фазовой неидентичностью квадратурных каналов (соотношение (3.34)). Что касается иных составляющих погрешности спектра, то они могут

быть ослаблены за счет повышения селективности ФНЧ каждого канала так, чтобы суммы

$$\Delta U_1 + \frac{k_1}{k_0} + \frac{k_2}{x_{2\max}} + \frac{K_{CH}}{x_{2\max}} + \frac{\Delta\varphi}{x_{2\max}} < x_{2\max} \quad (3.36)$$

$$\Delta U_1 + \frac{k_1}{k_0} + \frac{k_2}{x_{1\max}} + \frac{K_{CH}}{x_{1\max}} + \frac{\Delta\varphi}{x_{1\max}} < x_{1\max} \quad (3.37)$$

обеспечивали заданную точность приема.

Таким образом, на этапе схемотехнического проектирования квадратурных формирователей как КМ, так и КД необходимо предусмотреть меры минимизации их фазовой погрешности, которая является доминирующим источником.

Отметим, что для повышения точности преобразования в КД необходимо также уменьшение дрейфа нуля всех линейных устройств.

3.4 Особенности квадратурных формирователей в синхронных фильтрах

Особую структуру в приеме-передающих трактах образуют квадратурные модуляторы и демодуляторы при узкополосной фильтрации - синхронной фильтрации. Традиционная структура такого фильтра приведена на рис. 3.8. Здесь КД обеспечивает перенос спектра и низкочастотную фильтрацию разностных частот. Восстановление спектра осуществляется КМ, при этом исключение удвоенных частот из спектра сигнала обеспечивается их вычитанием в дифференциальном усилителе (К) КМ.

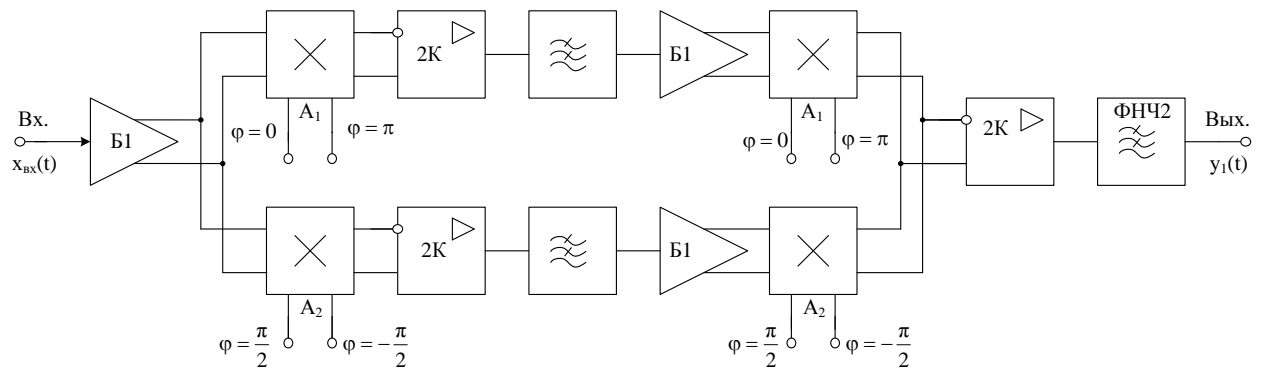


Рисунок 3.8 – Структурная схема синхронного фильтра с прямыми квадратурными каналами

Анализ структуры показывает, что коэффициент передачи такого фильтра определяется следующим соотношением

$$K_0 = \frac{k_0^2}{4} \sqrt{(A_1^2 + A_2^2)^2 + \Delta\varphi^2 A_2^4}, \quad (3.38)$$

где k_0 – коэффициент преобразования АП, A_1 и A_2 – дифференциальные напряжения первого и второго каналов селективного формирователя квадратурных сигналов, $\Delta\varphi$ – паразитный фазовый сдвиг между квадратурными каналами. Неидентичность амплитуд дифференциальных напряжений каналов формирователя приводит к появлению в спектре выходного напряжения $y_1(t)$ дополнительных составляющих

$$\Delta y_1(t) = \frac{k_0^2}{4} (A_1^2 - A_2^2) \sum_i \sin(2\omega_0 - \Omega_i)t, \quad (3.39)$$

где Ω_i – частота гармонических составляющих входного сигнала.

Для их уменьшения в структуре фильтра предусмотрен выходной ФНЧ, требования к которому определяются необходимым уровнем подавления гармонических составляющих.

Таким образом, как это следует из (3.2) и (3.3), в случае использования формирователя второго порядка базовым критерием его проектирования является выполнение условий

$$\text{const} \left(\frac{M_{\text{НЧ}}^2 + M_{\text{ПФ}}^2 x^2 d_p^2}{(1 - x^2)^2 + x^2 d_p^2} \right), \quad (3.11)$$

$$\min \left(\frac{M_{\text{НЧ}}^2 - M_{\text{ПФ}}^2 x^2 d_p^2}{(1 - x^2)^2 + x^2 d_p^2} \right), \quad x = \omega / \omega_p \quad (3.12)$$

в диапазоне рабочих частот. В случае малых частотных расстройек $x = (1 + \delta x)$ это связано с реализацией равенства

$$\left(\frac{M_{\text{ПФ}}}{M_{\text{НЧ}}} \right)^2 = Q^2 (1 - 2\delta x). \quad (3.42)$$

Таким образом, построение синхронного фильтра требует реализации относительно стабильных селективных квадратурных формирователей и дополнительных выходных ФНЧ, обеспечивающих необходимое ослабление составляющих (3.39).

На рис. 3.9 приведена структура синхронного фильтра с перекрестными связями с более мягкими требованиями к селективным формирователям.

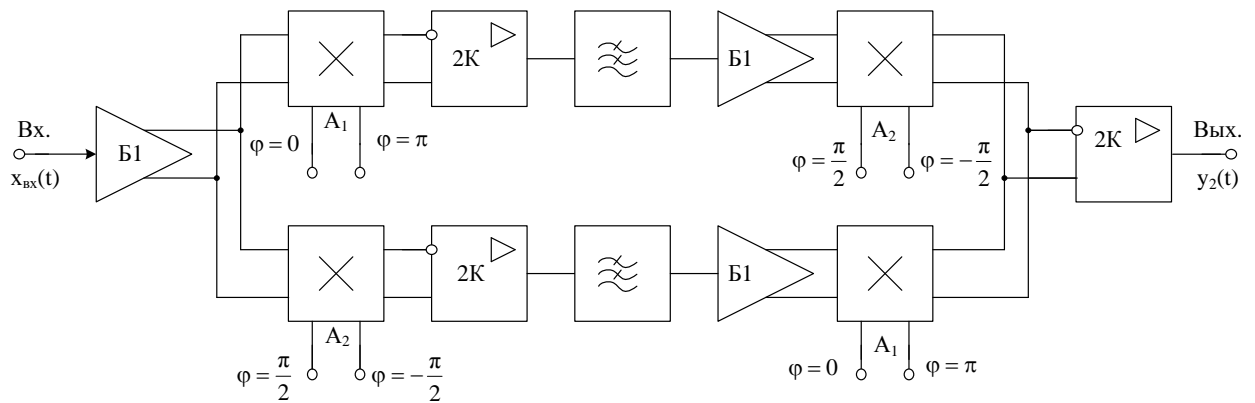


Рисунок 3.9 – Структурная схема синхронного фильтра с перекрестными квадратурными каналами

Здесь не требуется дополнительного ФНЧ. При этом коэффициент передачи фильтра

$$K_0 = \frac{k_{02}^2}{2} A_1 A_2 \cos \Delta \varphi. \quad (3.43)$$

определяется мультипликативно опорными дифференциальными сигналами A_1 и A_2 , а влияние фазовой погрешности формирователя при малых $\Delta \varphi$ незначительно. Так при $\Delta \varphi = 2^\circ$ погрешность коэффициента передачи составляет 0,06%. Следовательно, базовым критерием качества квадратурного селективного формирователя является постоянство произведения $A_1 A_2$ в диапазоне рабочих частот (как правило, в полосе пропускания).

При использовании цепи второго порядка это требует выполнения условия

$$\frac{M_{\text{нч}} M_{\text{пф}} x d_p}{(1 - x^2)^2 + x^2 d_p^2} = \text{const}. \quad (3.44)$$

При малых частотных расстройках δx относительные погрешности коэффициента передачи может быть оценен следующим соотношением

$$\delta K_0 = -\delta x(1+2\delta x). \quad (3.45)$$

Моделирование такого формирователя при $M_{\text{ПФ}}=1$, $M_{\text{НЧ}}=1/2$, $dp=0,5$ показывает, что изменение частоты полюса $\delta\omega_p=\pm 4\%$ приводит к относительному изменению $\delta K_0=0,3\%$.

Реализация настоящих формирователей на базе современных полупроводниковых технологий приводит к относительно большим погрешностям частоты полюса в силу влияния частото задающих элементов принципиальных схем. Возникающая при этом погрешность коэффициента передачи синхронного фильтра может быть определена через чувствительность

$$S_x^{K_0} = -S_{\omega_p}^{K_0} = \frac{(1+5x^4) - x^2(6+dp^2)}{(1-x^2)^2 + x_2 dp^2}. \quad (3.46)$$

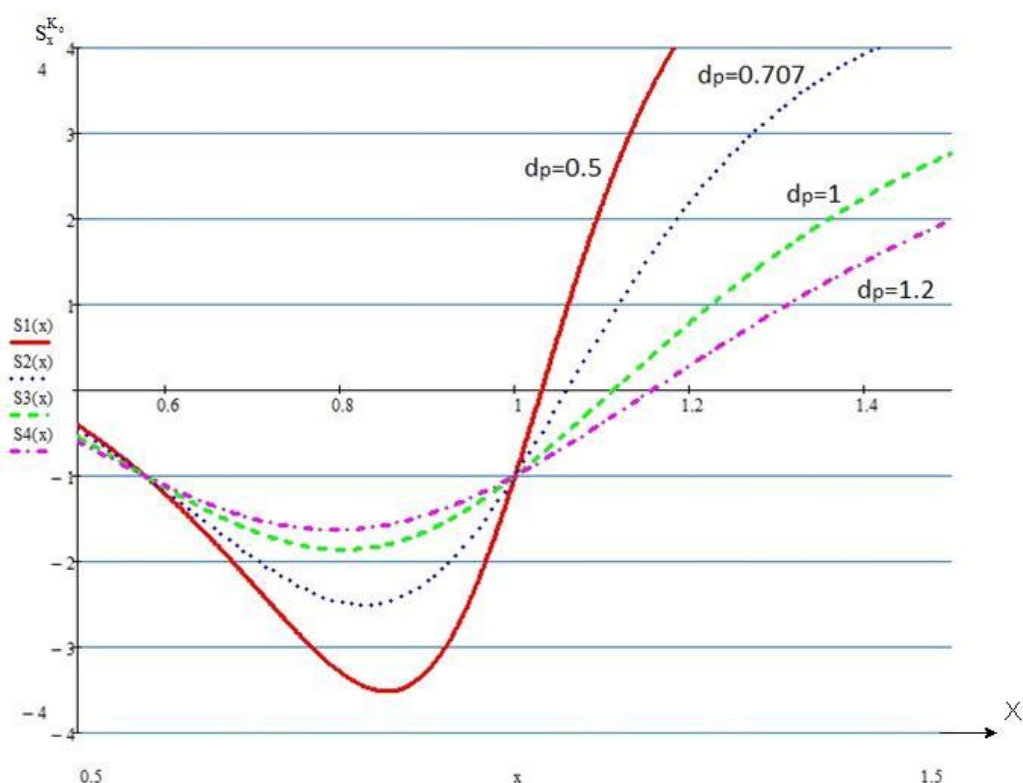


Рисунок 3.10 – Чувствительность коэффициента передачи синхронного фильтра от частотной расстройки X при различных затуханиях полюса формирователя квадратурных сигналов

Характер частотной зависимости ($x = \omega/\omega_p$) этой чувствительности (рис. 3.10) позволяет при различных аппроксимирующих функциях многозвенного формирователя выбрать наиболее рациональный диапазон эффективной полосы пропускания ФНЧ.

3.5 Выводы

Рассмотрены теоретические основы построения формирователей квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для приемо-передающих узлов. Прежде всего, это относится к квадратурным модуляторам и демодуляторам – наиболее ответственным узлам систем связи и телекоммуникаций.

Сформулированы основные требования к селективным формирователям опорных ортогональных сигналов.

Рассмотрены свойства базовых структур квадратурных модуляторов и квадратурных формирователей в квадратурных демодуляторах.

Исследованы квадратурные формирователи для синхронных фильтров.

4 Разработка, исследование и компьютерное моделирование новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов

В настоящем разделе рассматриваются новые методы собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов усилительных каскадов, которые, в отличие от известных, позволяют обеспечить уменьшение влияния на верхнюю граничную частоту не только проходных емкостей коллектор-база выходных транзисторов, но и паразитных емкостей нагрузки, включающих емкости на подложку.

4.1 Прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном

4.1.1 Анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения

Одной из центральных проблем в практическом использовании эффектов собственной и взаимной компенсации, является оценка чувствительности параметров получающихся схемотехнических решений к нестабильности (разбросу) параметров элементов [114, 115, 91].

4.1.1.1 Разновидности функций чувствительности

Функция электронной схемы $F(p, \vec{\lambda})$ с цепью компенсации может быть представлена в виде ряда:

$$F(x) = F(a) + F'(a)(x - a) + \frac{1}{2} F''(a)(x - a)^2 + \dots + \dots \quad (4.1)$$

$F(p, \vec{\lambda})$ - функция электронной цепи, $\vec{\lambda} = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$ - параметры элементов, а – рабочая точка электронной цепи.

Дифференциал функции $F(p, \vec{\lambda})$:

$$dF(p, \vec{\lambda}) = \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_1} d\lambda_1 + \dots + \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_n} d\lambda_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} d\lambda_i. \quad (4.2)$$

Относительное приращение функции:

$$\frac{\Delta F(p, \vec{\lambda})}{F(p, \vec{\lambda})} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} \cdot \frac{\lambda_i}{F(p, \vec{\lambda})} \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i}, \quad (4.3)$$

где $\Delta F(p, \vec{\lambda}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial F(p, \vec{\lambda})}{\partial \lambda_i} \lambda_i \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i}.$

Относительная функция чувствительности [114] электронной схемы с компенсацией находится как:

$$S_{\lambda_i}^F = \frac{\partial F}{\partial \lambda_i} \frac{\lambda_i}{F}, \quad (F(p, \vec{\lambda}) \leftrightarrow F), \quad (4.4)$$

поэтому, относительное изменение функции цепи определяется суммой парциальных чувствительностей и относительным изменением параметра Θ_{λ_i} :

$$\frac{\Delta F}{F} = \sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^F \Theta_{\lambda_i}, \quad (\Theta_{\lambda_i} = \delta \lambda_i = \frac{\Delta \lambda_i}{\lambda_i}). \quad (4.5)$$

Проектирование электронных схем на компонентном уровне для современных полупроводниковых компонентов требует также использования среднеквадратической относительной чувствительности для оценки отклонения

целевой функции цепи, вызванной не идентичностью технологических погрешностей простейших параметров $\Delta\Theta_i$:

$$S_{\text{скз}}^F = \sqrt{\sum_{i=1}^n |S_{\lambda_i}^F|^2}. \quad (4.6)$$

В ряде случаев, когда целью проекта являются предельно глубокая минимизация функции $F(p, \vec{\lambda})$ (например, коэффициента передачи синфазного напряжения), необходимо использовать парциальную полуотносительную функцию чувствительности (S_s), а также их среднеквадратическое значение:

$$S_{s\lambda_i}^F = \frac{\partial F}{\partial \lambda_i} \lambda_i, \quad \Delta F = \sum_{i=1}^n S_{s\lambda_i}^F \Theta_{\lambda_i} \quad (4.7)$$

$$S_{s \text{ скз}}^F = \sqrt{\sum_{i=1}^n |S_{s\lambda_i}^F|^2} \quad (4.8)$$

Предварительно отметим, инварианты чувствительности для пассивных цепей и идеальных активных схем можно представить в виде сумм:

$$\sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^K = 0, \quad \sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^Z = 1, \quad \sum_{i=1}^n S_{\lambda_i}^Y = 1. \quad (4.9)$$

При исследовании функции чувствительности в частотной области ($p = j\omega$)

$$S_{\lambda_i}^{F(j\omega)} = S_{\lambda_i}^{|F(j\omega)|} + jS_{\lambda_i}^{\arg F(j\omega)}, \quad (4.10)$$

где $S_{\lambda_i}^{[F(j\omega)]}$ - относительная чувствительность АЧХ к параметру λ_i ; $S_{S\lambda_i}^{\arg F(j\omega)}$ - полуотносительная чувствительность ФЧХ к параметру λ_i .

Если параметр цепи является функцией компонентов α $\lambda_i = f(\vec{\alpha})$, то

$$S_{\alpha j}^F = S_{\lambda_i}^F S_{\alpha j}^{\lambda_i}; S_{S\alpha j}^F = S_{S\lambda_i}^F S_{\alpha j}^{\lambda_i} \quad (4.11)$$

4.1.1.2 Случай билинейного разложения функций цепи

Для электронных схем компонентного уровня характерно билинейное разложение ее передаточной функции по параметру λ_i :

$$F(p, \vec{\lambda}) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{A_0(p) + \lambda_i A_1(p)}{B_0(p) + \lambda_i B_1(p)}. \quad (4.12)$$

В этом случае ее относительная чувствительность определяется разностью:

$$S_{\lambda_i}^F = S_{\lambda_i}^{A(p)} - S_{\lambda_i}^{B(p)}, \quad (4.13)$$

причем

$$S_{\lambda_i}^{A(p)} = \frac{\lambda_i A_1(p)}{A(p)}; S_{\lambda_i}^{B(p)} = \frac{\lambda_i B_1(p)}{B(p)} \quad (4.14)$$

4.1.1.3 Чувствительность в цепях с собственной компенсацией

Эффективная проводимость в цепях с собственной компенсацией может быть представлена в виде функции [116]

$$Y = y_k(1 - K_{\Pi}) + y_0, \quad (4.15)$$

где y_k - компенсируемая проводимость, y_0 - остаточная проводимость цепи, K_{π} - петлевой коэффициент передачи цепи собственной компенсации.

Тогда

$$S_{y_k}^Y = \frac{y_k(1 - K_{\pi})}{y_k(1 - K_{\pi}) + y_0} = \frac{y_k}{Y}(1 - K_{\pi}). \quad (4.16)$$

Именно поэтому параметрическая чувствительность минимизируется контуром собственной компенсации: $\lim S_{y_k}^Y \big|_{K_{\pi} \rightarrow 1} = 0$.

Если $y_k(1 - K_{\pi}) \gg y_0$, то чувствительность $S_{y_k}^Y = 1$, т.е. $S_{y_k}^Y \approx S_{y_k}^Y \big|_{K=0}$ и общая чувствительность цепи не увеличивается, а $S_{y_0}^Y \leq 1$.

При решении практических задач достижимый уровень собственной компенсации ограничивается точностью реализации полевого коэффициента передачи K_{π} . Действительно, из (4.15) следует, что

$$S_{K_{\pi}}^Y = -\frac{K_{\pi}y_k}{Y}, \quad (4.17)$$

поэтому при $y_0 = 0$

$$S_{K_{\pi}}^Y = -\frac{K_{\pi}}{1 - K_{\pi}} \gg 1. \quad (4.18)$$

Если $\delta K_{\pi} = \pm \Theta_{K_{\pi}}$ с учетом влияния как технологической, так и эксплуатационной погрешностей, то, как видно из соотношений (4.15), (4.17) и (4.18)

$$Y_{\min} = Y S_{K_{\pi}}^Y \Theta_{K_{\pi}} = \Delta Y = y_k K_{\pi} \Theta_{K_{\pi}}. \quad (4.19)$$

Приведенное соотношение является оценочным для практически достижимого уровня собственной компенсации комплексной проводимости.

4.1.1.4 Взаимная компенсация двух проводимостей

Основное уравнение функции проводимости цепи при взаимной компенсации [116] имеет вид:

$$Y = a \cdot y_k - y_k^* \cdot b, \quad (4.20)$$

где a и b – коэффициенты пропорциональности.

Отметим, что структура и численное значение коэффициента b легко реализуется цепью собственной компенсации (4.15) при $K_{\pi} > 1$. Именно поэтому в практически важных случаях создание контура собственной компенсации влияния y_k^* является достаточным для построения схем с взаимной компенсацией влияния проводимости Y на целевую функцию проекта.

Тогда

$$S_{y_k}^Y = \frac{a \cdot y_k}{Y}, \quad S_{y_k^*}^Y = -\frac{b \cdot y_k^*}{Y}. \quad (4.21)$$

Следовательно, при увеличении уровня компенсации ($Y \rightarrow 0$) чувствительности (4.21) пропорционально увеличиваются.

Если относительные приращения $\frac{\Delta y_k}{y_k}$ и $\frac{\Delta y_k^*}{y_k^*}$ согласованы (т.е. одинаковы), то

$$\frac{\Delta Y}{Y} = S_{y_k}^Y \frac{\Delta y_k}{y_k} + S_{y_k^*}^Y \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*} = \frac{a y_k - b y_k^*}{a y_k - b y_k^*} \frac{\Delta y_k}{y_k} = \frac{\Delta y_k}{y_k}. \quad (4.22)$$

Т.е. чувствительность электронной схемы не увеличивается и свойства цепей с собственной и взаимной компенсацией совпадают.

Если существует асимметрия относительных изменений y_k и y_k^*

$$\frac{\Delta y_k}{y_k} = \xi \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*}, \text{ то}$$

$$\frac{\Delta Y}{Y} = \left(S_{y_k}^Y \xi + S_{y_k^*}^Y \right) \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*} = \frac{a \xi y_k - b y_k^*}{Y} \cdot \frac{\Delta y_k^*}{y_k^*}. \quad (4.23)$$

Таким образом, для сохранения единичного значения суммы парциальных чувствительностей (4.21) уровень компенсации необходимо локализовать условием

$$a y_k \xi = b y_k^*. \quad (4.24)$$

При этом $Y_{\min} = a y_k (\xi - 1)$.

Полученные выше формулы для коэффициентов чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией позволяют оценить эффективность конкретных схемотехнических решений и их работоспособность в условиях температурных и радиационных изменений параметров элементов, а также технических погрешностей.

В качестве примера рассмотрим наиболее характерный для современной микроэлектронной технологии случай, когда относительные изменения проводимостей одинаковы (Θ_y), а их погрешность характеризуется разностью $\Delta \Theta_y$. При $K_n = 1$ цепи с собственной компенсацией имеют:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = S_{y_0}^Y \times \Theta_y = \Theta_y \quad (4.25)$$

при любом остаточном значении y_0 .

В этом же случае в цепях с взаимной компенсацией при $1 - \xi = \Delta\Theta_y$, как это видно из (4.23), (4.24), остаточное значение некомпенсированной проводимости:

$$Y_{\min} = \alpha y_k \Delta\Theta_y, \quad (4.26)$$

при этом парциальные чувствительности

$$S_{y_k}^Y = -S_{y_k^*}^Y = \frac{1}{\Delta\Theta_y}, \quad (4.27)$$

поэтому

$$\frac{\Delta Y}{Y} = 1. \quad (4.28)$$

Таким образом, как видно из (4.25), (4.28) целесообразность использования собственной или взаимной компенсации определяется технологической погрешностью производства полупроводниковых компонентов. При $\Theta_y \geq 1$ целесообразно использовать не собственную, а взаимную компенсацию, обеспечив, как это было показано ранее, выполнение условия $K_{\pi} > 1$. В ряде случаев решающим фактором является величина некомпенсированного остатка (4.26), которая в силу обусловленной технологической особенности ($\Theta_y \ll 1$) может оказаться значительно ниже y_0 . Как видно из (4.7), (4.23):

$$Y_{\max} = \Delta Y = \alpha y_k, \quad (4.29)$$

что совпадает с вариантом цепи с собственной компенсацией.

4.1.1.5 Особенность формирования условий для обеспечения предельного уровня компенсации в электронных схемах

Полученные ранее оценочные условия (4.19) и (4.25), (4.29) предельных уровней собственной и взаимной компенсации влияния паразитных проводимостей не учитывают как характер влияния этих проводимостей на целевую функцию схемы, так и ряд реализационных погрешностей, связанных с влиянием параметров дополнительных компонентов цепей собственной и взаимной компенсации. Действительно, как это следует из соотношения (4.19), если точность реализации $\Theta_{\text{кп}}$ оказывается невысокой, то эффективность принципа незначительна. Однако это ограничение для большого класса задач не является основным. Необходимость использования дополнительных активных подсистем («протезов») неизбежно повышает порядок характеристического уравнения проектируемого устройства и даже при выполнении условий Гурвица изменяет ряд параметрических условий, которые используются для оптимизации доминирующего параметра.

Отмеченное положение показывает, что решение практических задач должно сопровождаться формированием базовых функционалов, отображающих совокупность доминирующих параметров проектов и доминирующих факторов их оптимизацию. Именно эти факторы определяют доминирующие паразитные проводимости Y , собственная и взаимная компенсация которых обеспечивают структурную и параметрическую оптимизацию схем. Другими словами цепи собственной и взаимной компенсации проводимости Y создают новые параметрические степени свободы, которые могут использоваться для их оптимизации. Однако, формирование целевой функции проекта является обязательным условием решения общей задачи.

Продemonстрируем сказанное на конкретном примере для случая компенсации влияния выходной проводимости $h_{22об}$ в динамических нагрузках на реализуемый коэффициент передачи каскада (рис. 4.1).

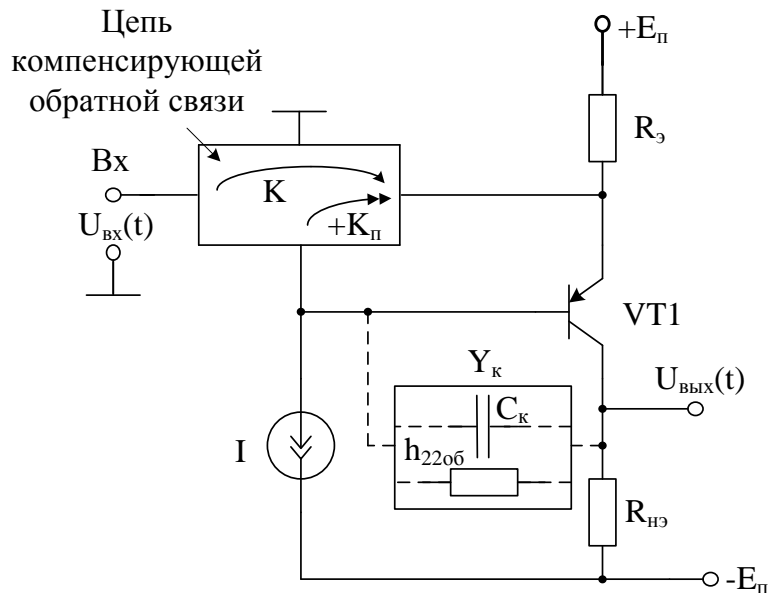


Рисунок 4.1 – Структура каскада с собственной компенсацией

Для этого в структуру каскада вводится дополнительный усилитель тока $K_{П}$ (рис. 4.1). Здесь Y_K – комплексная проводимость коллекторной цепи.

Анализ структуры показывает, что ее передаточная функция определяется следующим соотношением

$$\Phi(p) = K_0(p) - \Delta\Phi(p), \quad (4.30)$$

где $\Delta\Phi(p)$ – приращение передаточной функции $\Phi(p)$, вызванное влиянием C_K и h_{22o6} , $K_0(p)$ – передаточная функция каскада без учета влияния выходной проводимости h_{22o6} .

Тогда для схемы на рис. 4.1 приращение передаточной функции $\Delta\Phi(p)$ определяется соотношением

$$\Delta\Phi(p) = \frac{[(pC_K + h_{22o6}) \frac{(r_3 + r_6)}{\alpha}] K_{o6} (1 - K_{П}) K K_{o6}}{1 + pC_K \frac{(r_3 + r_6)}{\alpha} (1 - K_{П}) + h_{22o6} \frac{(r_3 + r_6)}{\alpha} (1 - K_{П})}, \quad (4.31)$$

где $r_э$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, $r_б$ – объемное сопротивление области базы, α – статический коэффициент передачи эмиттерного тока, K_{II} – коэффициент передачи введенного усилителя тока.

Как видно из соотношений (4.30) – (4.31), использование этого принципа приводит к уменьшению влияния $h_{22об}$ на коэффициент передачи каскада в $(1 - K_{II})$ раз, а при $K_{II} = 1$ наблюдается полная компенсация влияния выходной проводимости и минимизация параметрической чувствительности

$$S_{h_{22об}}^K = - \frac{h_{22об} K_{об} (1 - K_{II}) (r_э + r_б) / \alpha}{1 + h_{22об} K_{об} (1 - K_{II}) (r_э + r_б) / \alpha}. \quad (4.32)$$

Введение рассматриваемой цепи обратной связи расширяет и частотный диапазон схемы. Из (4.31) можно определить граничную частоту $f_{зр}$ рассматриваемого каскада

$$f_{зр} = \frac{\alpha}{C_k (r_э + r_б) (1 - K_{II})}. \quad (4.33)$$

Практическая реализация контура собственной компенсации в динамической нагрузке связана с применением дополнительного транзистора противоположного типа проводимости в качестве усилителя тока. При этом «датчиком» изменения выходной проводимости транзистора является изменение тока цепи коллектора i_k . На рис. 4.2 приведен пример такой реализации в каскаде с ДН.

Здесь в структуру каскада с динамической нагрузкой на р-п-п транзисторах введен дополнительный усилитель тока на п-р-п транзисторе VT6, образующий контур собственной компенсации ($Y_k (h_{22об}^3) \rightarrow$ эмиттер VT6 \rightarrow коллектор VT6 \rightarrow эмиттер VT3 \rightarrow коллектор VT3), уменьшающий влияние выходной проводимости $h_{22об}$ и C_k цепи коллектора транзистора VT3.

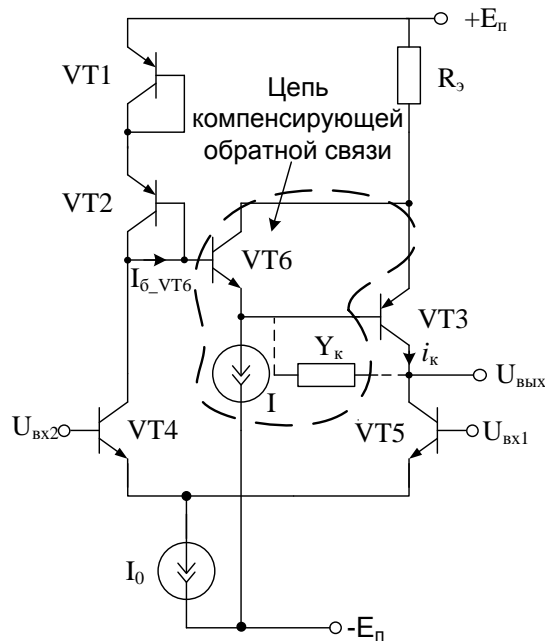


Рисунок 4.2 – Усилительный каскад с контуром собственной компенсации в ДН

Анализ схемы показывает, что выходное сопротивление ДН, определяющее реализуемый дифференциальный коэффициент передачи каскада, определяется соотношением

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{(R_э + r_{эp})(1 + h_{21oэ}^n)h_{21oэ}^p + R_э + h_{21oэ}^n r_{эн} + R_о}{R_э + h_{21oэ}^n r_{эн} + R_о} \cdot \frac{1}{h_{22oэ}^p}, \quad (4.34)$$

где h_{ij}^k и $r_{эk}$ – малосигнальные дифференциальные параметры и дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода транзистора с проводимостью k типа (p – p-n-p, n – n-p-n), $R_о$ – эквивалентное сопротивление диодов VT1 и VT2.

Как видно из (4.34), введение контура собственной компенсации (рис. 4.2) позволяет увеличить выходное сопротивление динамической нагрузки и компенсировать изменение выходной проводимости p-n-p транзистора под воздействием дестабилизирующих факторов. При этом стабильность действия цепи обратной связи определяется статическим

коэффициентом передачи тока введенного в динамическую нагрузку усилителя. Действительно,

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_3\beta + R_3/(1+\beta) + \alpha r_{\text{эн}} + R_0/(1+\beta)}{R_3/(1+\beta) + \alpha r_{\text{эн}} + R_0/(1+\beta)} \cdot \frac{1}{h_{220\text{б}}^p}, \quad (4.35)$$

при этом в предельном случае ($\beta \rightarrow \infty$), увеличение выходного сопротивления ДН и, следовательно, коэффициента передачи каскада определяется стабильностью α усилителя тока и величиной его r_3 – $R_{\text{вых}} \approx 1/(\alpha r_3 h_{220\text{б}}^p)$.

Кроме этого, введение указанного п-р-п транзистора позволяет увеличить идентичность режимов коллекторных токов VT4 и VT5. Это объясняется уменьшением величины тока $I_{\text{б-VT6}}$, за счет более низкой зависимости статического коэффициента передачи тока базы α введенного п-р-п транзистора (рис. 4.2).

Наибольшее снижение $R_{\text{вых}}$ динамической нагрузки происходит при температурном воздействии и суммарной накопленной дозе радиационного излучения более 300 крад, потоке нейтронов до $5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см². На рис. 4.3 приведены результаты моделирования $R_{\text{вых}}$ динамической нагрузки с цепью собственной компенсации влияния $h_{220\text{б}}$ (рис. 4.2) в нормальных условиях и при влиянии указанных дестабилизирующих факторов (дополнительный индекс «d»), где $R_{\text{и}}$ – сопротивление источника (генератора) со стороны входа динамической нагрузки.

На рис. 4.3 изменения выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ динамической нагрузки связаны с изменением задаваемого значения эмиттерного сопротивления R_3 (4.35). Действительно, как видно из рис. 4.4, где приведены графические результаты зависимости $R_{\text{вых}}$ как от $R_{\text{и}}$ источника, так и от R_3 , изменение последнего приводит к значительному изменению выходного сопротивления ДН.

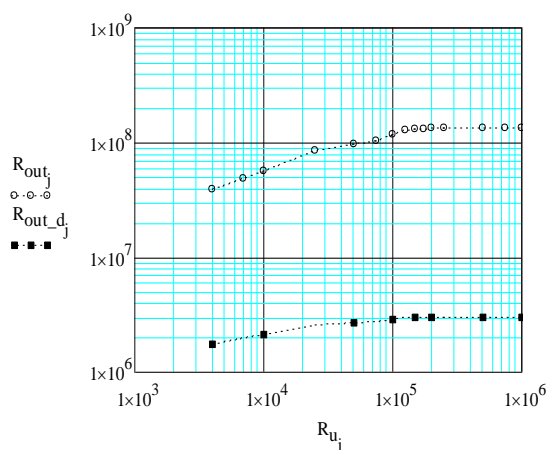


Рисунок 4.3 – Выходное сопротивление динамической нагрузки $R_{\text{блх}}$

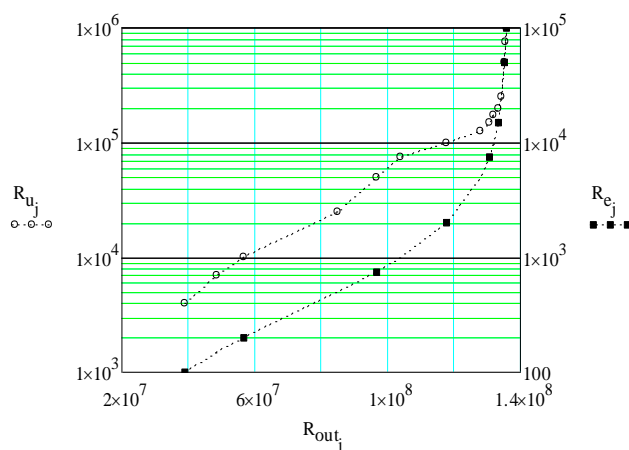


Рисунок 4.4 – Зависимость $R_{\text{блх}}$ от сопротивлений источника R_u и $R_{\text{э}}$

При $R_{\text{э}} = 1$ кОм, результаты моделирования выходного сопротивления $R_{\text{блх}}$ динамической нагрузки в нормальных условиях функционирования и при воздействии дестабилизирующих факторов (суммарная доза поглощенной радиации 1 Мрад, поток нейтронов $5 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см², температура минус 40⁰С (индекс «d_I») и плюс 85⁰С (индекс «d_II»)) представлены на рисунке 4.5. А на рисунке 4.6 приведена зависимость $R_{\text{блх}}$ от эквивалентного сопротивления диодов $R_{\text{д}}$ VT1 и VT2 (рис. 4.2).

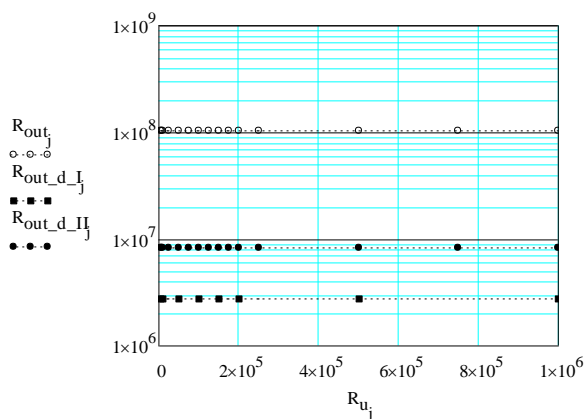


Рисунок 4.5 – Выходное сопротивление динамической нагрузки $R_{\text{блх}}$

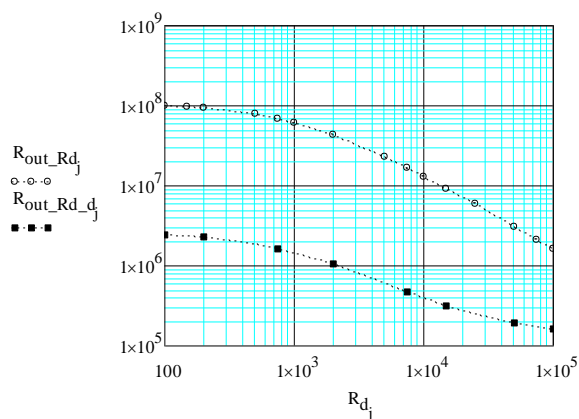


Рисунок 4.6 – Зависимость $R_{\text{блх}}$ от эквивалентного сопротивления $R_{\text{д}}$

Как видно из полученных результатов, динамическая нагрузка, представленная на рис. 4.2, обладает высоким выходным сопротивлением $R_{вых}$ даже в случае жесткого воздействия дестабилизирующих факторов за счет применения в ее структуре принципа собственной компенсации влияния $h_{22об}$.

Рассмотренный пример наглядно показывает, что практическое использование принципов компенсации паразитной проводимости в аналоговых устройствах требует специальных предметных исследований, а целесообразный уровень компенсации ограничивается не столько параметрическими чувствительностями (4.16), (4.17), (4.21) и оценками (4.19), (4.25), (4.29), сколько влиянием иных, ранее считавшихся не доминирующими факторами.

4.1.2 Синтез цепей компенсации паразитных емкостей выходного транзистора в широкополосных усилителях

В настоящем разделе с общих позиций теории систем автоматического управления рассматриваются условия синтеза специальной цепи компенсации (ЦК) паразитной ёмкости, связанной с высокоимпедансным выходом классического транзисторного каскада (ТК). Назначение ЦК – расширение частотного диапазона ТК, прежде всего, при высокоомных, в том числе активных нагрузках. Показано, что подключаемая ЦК должна содержать дифференцирующее звено. Выполнен анализ устойчивости схемы широкополосного усилителя с ЦК. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот и времени установления переходного процесса в классических транзисторных каскадах (схемах с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором). Рассмотрены три основных варианта практической реализации ЦК в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока.

Предельный диапазон рабочих частот современных, например, SiGe-транзисторов, измеряется сотнями гигагерц. Однако, он не всегда реализуется в

практических схемах транзисторных каскадов (ТК) при высокоомной коллекторной нагрузке. Это обусловлено доминирующим влиянием на верхнюю граничную частоты ТК постоянной времени выходной цепи, которая для многих вариантов включения транзисторов, например, для схем с активными нагрузками, оказывается достаточно низкочастотной:

$$\tau_B = R_{\text{вых}} C_{\text{вых}} = 1/2\pi f_B,$$

где $C_{\text{вых}}$ и $R_{\text{вых}}$ - эквивалентная паразитная ёмкость и активное сопротивление в выходной цепи ТК; f_B – верхняя граничная частота (по уровню -3дБ).

Так, при $C_{\text{вых}}=0,1$ пФ, $R_{\text{вых}}=0,1\div 1$ МОм, диапазон рабочих частот ТК на транзисторах с $f_1=250$ ГГц не выше чем 1-10 МГц.

Таким образом, постоянная времени выходной цепи транзисторных каскадов с активными нагрузками – основное «проклятие» аналоговой микросхемотехники, которое не разрешимо в рамках традиционных схемотехнических решений.

Следует также отметить, что специальные требования к транзисторам, например, по радиационной стойкости, высоковольтности, рассеиваемой на коллекторе мощности, приводят (иногда) к технологическому увеличению паразитной ёмкости в выходной цепи классических транзисторных каскадов. В этой связи, в рамках данного класса ТК повышенные значения верхней граничной частоты, близкие к $(0,01\div 0,1) f_1$, физически не реализуются.

В ряде статей зарубежных авторов обращается внимание на возможность расширения диапазона рабочих частот в конкретных схемах КМОП ВЧ и СВЧ-усилителей за счет введения слабой положительной обратной связи. Однако, данные решения носят частный характер и не дают общего представления о более широких возможностях предлагаемого в настоящей работе метода. Нужны системные исследования не только в области схемотехники, но и синтеза таких цепей компенсации, определение чувствительности их схемных

функций к неустойчивости (разбросу) параметров элементов, оценки устойчивости ШУ с цепями компенсации.

В настоящем разделе отмеченные выше технические противоречия предлагается разрешить путем подключения к выходу ТК специальной цепи компенсации паразитной ёмкости, которая, в зависимости от её построения и ожидаемого выигрыша по основным динамическим параметрам ШУ, должна иметь строго определенную передаточную функцию.

4.1.2.1 Постановка задачи

В общем случае обобщенная эквивалентная схема выходной цепи широкополосного усилителя с цепями компенсации паразитной выходной емкости содержит активный элемент (транзистор) АЭ1 (рис. 4.7) и пассивные компоненты $C_{п1}$, $C_{кб}$, $C_{н}$ и $R_{вых}$.

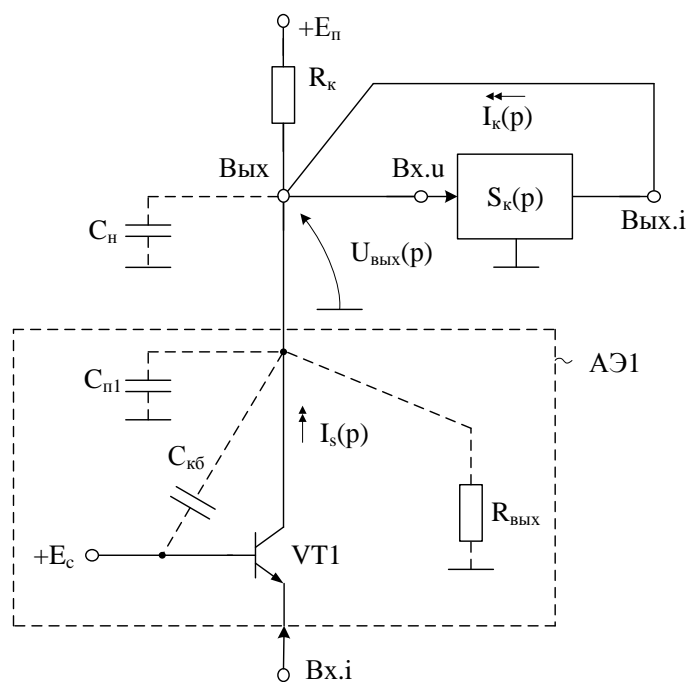


Рисунок 4.7 – Функциональная схема выходной цепи ШУ
с цепью компенсации $S_k(p)$

Емкость $C_{п1}$ – это емкость на подложку транзистора VT1, а $C_{кб}$ характеризует емкость закрытого p-n перехода коллектор-база. Сопротивление $R_{вых}$ – активное выходное сопротивление VT1. Емкость $C_{н}$ соответствует

паразитной емкости нагрузки, подключаемой к выходу каскада. Ток $I_s(p)$ – это изображение по Лапласу тока коллектора транзистора VT1, который обусловлен входным сигналом ШУ.

Свойства выходной цепи каскада рис. 4.7 без цепи компенсации можно описать сопротивлением $Z_H(p)$ в изображениях по Лапласу:

$$Z_H(p) = U_{\text{вых}}(p)/I_H(p) = \frac{R_i}{1 + pC_0R_i} = \frac{R_i}{1 + T_0p}, \quad (4.36)$$

где $C_0 = C_H + C_{\text{пл}} + C_{\text{кб}}$ – суммарная паразитная емкость выходной цепи ШУ;

$R_i = \frac{R_{\text{вых}}R_K}{R_K + R_{\text{вых}}}$ – эквивалентное активное сопротивление выходной цепи ШУ;

$T_0 = R_iC_0$ – постоянная времени ШУ до введения цепи компенсации; $I_H(p)$ – суммарный ток в элементах, входящих в $Z_H(p)$.

Идея расширения диапазона рабочих частот ШУ состоит в подключении к выходу ШУ («Вых») некоторой компенсирующей цепи с передаточной функцией $S_K(p)$. Эта цепь обеспечивает компенсацию вредного влияния паразитной емкости C_0 на малосигнальные характеристики усилителя, которые характеризуются верхней граничной частотой f_B^* (по уровню -3дБ) и желаемым временем установления переходного процесса $t_{\text{уст}}^*$.

С учетом влияния на работу ШУ цепи компенсации $S_K(p)$ передаточная функция схемы ШУ

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{I_s(p)} = \frac{Z_H(p)}{1 - Z_H(p)S_K(p)},$$

где $I_s(p)$ – изображение по Лапласу коллекторного тока транзистора VT1.

$$S_K(p) = I_K(p)/U_{\text{вых}}(p), \quad (4.37)$$

где $U_{\text{вых}}(p)$, $I_k(p)$ – изображения по Лапласу выходного напряжения усилителя и выходного тока цепи компенсации.

Таким образом, задача синтеза схем широкополосных усилителей с цепями компенсации заключается, прежде всего, в определении математической модели специально вводимой цепи $S_k(p)$, при которой верхняя граничная частота ШУ возрастает, а время установления переходного процесса $t_{\text{уст}}^*$ скорректированного ШУ было бы равно желаемому значению $t_{\text{уст}}^* \ll t_{\text{уст}}$, где $t_{\text{уст}}$ – время установления нескорректированного ШУ.

4.1.2.2 Синтез цепи компенсации паразитного импеданса C_0

Утверждение. Если усилитель характеризуется сопротивлением $Z_n(p) = U_{\text{вых}}(p)/I_n(p)$, то передаточная функция $S_k(p)$ цепи компенсации (рис. 4.7) должна удовлетворять условию

$$\frac{Z_n(p)}{1 - Z_n(p)S_k(p)} = \frac{K}{1 + T_c p}, \quad (4.38)$$

где $T_c \ll T_0 = 3R_i C_0$ – желаемая постоянная времени скорректированного ШУ, K – коэффициент передачи. При этом, скорректированный ШУ имеет время установления переходного процесса, равное $t_{\text{уст}}^* = 3T_c \ll t_{\text{уст}}$.

Доказательство. По закону Кирхгофа токи в выходном узле ШУ удовлетворяют уравнению

$$I_n(p) = I_s(p) + I_k(p). \quad (4.39)$$

После преобразований, из (4.37) и (4.39) с учетом равенства $U_{\text{вых}}(p) = Z_n(p)I_n(p)$, будем иметь

$$U_{\text{вых}}(p) = \frac{Z_H(p)}{1 - Z_H(p)S_K(p)} I_s(p). \quad (4.40)$$

Полученное выражение описывает зависимость выходного напряжения скорректированного ШУ (рис. 4.7) от выходного тока активного элемента $I_s(p)$, который обусловлен входным сигналом ШУ. Из выражений (4.38) и (4.40), в частности следует, что в условиях теоремы скорректированный ШУ является устойчивым, так как его передаточная функция соответствует звену первого порядка.

Известно, что если передаточная функция некоторого звена имеет вид $W(p) = K/(1 + T_c p)$, то звено устойчиво, а время установления переходного процесса при ступенчатом изменении входного воздействия $I_s(p)$ равно $3T_c$ [117]. Так как по условию теоремы $T_c = t_{\text{уст}}^*/3$, то из равенств (4.38) и (4.40) следует доказательство утверждения.

Из равенств (4.38) и (4.40) вытекает также, что в рассматриваемом случае передаточная функция искомой цепи компенсации, определяется следующим выражением

$$S_K(p) = Z_H^{-1}(p) - K^{-1}(1 + pT_c). \quad (4.41)$$

С учетом равенства $T_c = t_{\text{уст}}^*/3$, выражение (4.41) принимает вид

$$S_K(p) = Z_H^{-1}(p) - K^{-1}\left(1 + t_{\text{уст}}^* p/3\right). \quad (4.42)$$

Полученное выражение для $S_K(p)$ дает решение в общем случае поставленной выше задачи синтеза математической модели цепи компенсации, обеспечивающей желаемое время установления переходного процесса и верхнюю граничную частоту, связанную с $t_{\text{уст}}^*$.

С целью получения более конкретных результатов предположим, что без цепи компенсации рассматриваемый ШУ (рис. 4.7) характеризуется сопротивлением $Z_n(p) = R_i / (1 + T_0 p)$, где $T_0 = R_i C_0$. При этом время установления переходного процесса ШУ без цепи компенсации $t_{уст} = 3T_0$. С учетом этого предположения, полагая в (4.42) $K = R_i$, найдем, что желаемая передаточная функция цепи компенсации для этого случая имеет вид

$$S_k(p) = (C_0 - t_{уст}^* / 3R_i) p = p C_0 (1 - t_{уст}^* / t_{уст}). \quad (4.43)$$

Отсюда, в частности, следует, что для получения высокого быстродействия и расширения диапазона рабочих частот рассматриваемого ШУ необходимо, чтобы цепь компенсации была дифференцирующим элементом.

4.1.2.3 Основные функциональные схемы цепи компенсации

Построение конкретных схем широкополосных усилителей с расширенным частотным диапазоном определяется возможностью практической реализации качественных дифференцирующих звеньев $S_k(p)$. Передаточная функция одного из возможных вариантов построения цепи компенсации (ЦК) рис. 4.8 с учетом шунтирующего влияния ее входного импеданса на эквивалентную емкость C_0 имеет вид:

$$S_k(p) = \frac{I_k(p)}{U_{вых}(p)} = K_i p C_k = S_k p. \quad (4.44)$$

При этом усилитель тока УТ1 должен иметь $K_i > 1$, а емкость цепи компенсации C_k при заданном $t_{уст}^*$ определяется уравнением

$$C_k = \frac{C_0}{K_i - 1} - \frac{t_{уст}^*}{3R_i} \leq \frac{C_0}{K_i - 1}. \quad (4.45)$$

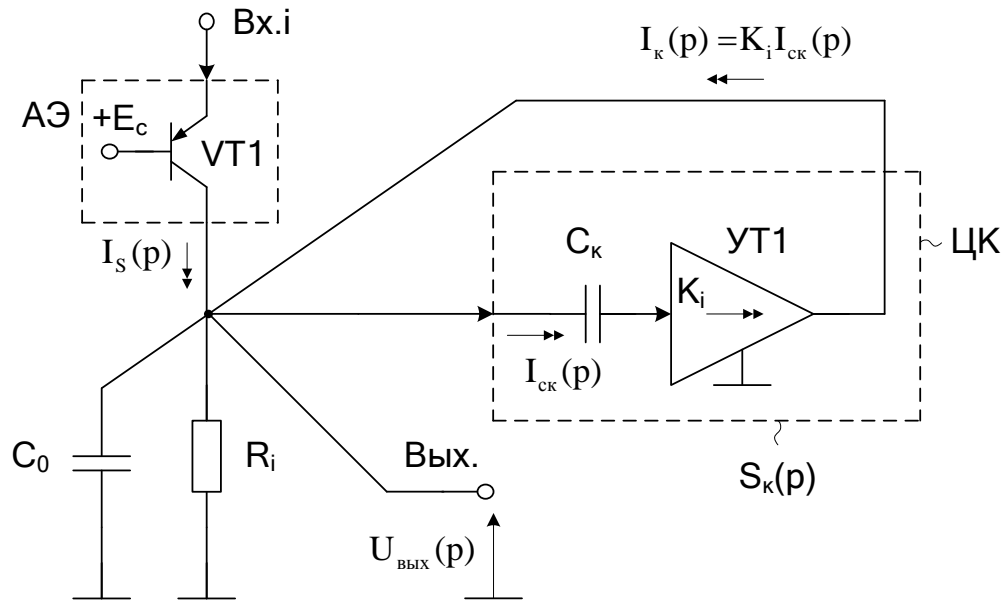


Рисунок 4.8 – ШУ с цепью компенсации на базе усилителя тока (УТ1) с $K_i > 1$

Из (4.45) можно получить, что

$$C_k = C_0 \left[(K_i - 1)^{-1} - t_{уст}^* / t_{уст} \right] \quad (4.46)$$

Если $K_i = 2$, то $C_k \leq C_0$. При $K_i = 1,1$ получаем, что $C_k \leq 10C_0$.

Верхнюю граничную частоту скорректированного ШУ с учетом шунтирующего влияния C_k можно найти из уравнения

$$f_B^* = \frac{f_B}{1 - \frac{S_k}{(C_0 + C_k)}} = \frac{f_B}{1 - K_i \frac{C_k}{C_k + C_0}}, \quad (4.47)$$

где $f_B = \frac{1}{2\pi(C_0 + C_k)R_i}$ - верхняя граничная частота ШУ без цепи компенсации

с учетом шунтирующего влияния C_k .

Или после преобразований

$$f_B^* = \frac{f_B}{1 - K_i(1 + C_0/C_K)^{-1}} = f_B N_f, \quad (4.48)$$

где $N_f = [1 - K_i(1 + C_0/C_K)^{-1}]^{-1}$.

В общем случае при $K_i > 1$ емкость цепи компенсации

$$C_K = \frac{C_0}{\frac{K_i}{1 - f_B/f_B^*} - 1}. \quad (4.49)$$

Для существенного повышения f_B^* необходимо, чтобы при $K_i > 1$

$$C_K = \frac{C_0}{K_i - 1} \leq C_0. \quad (4.50)$$

Полученные ранее требования к цепи компенсации $S_K(p)$ широкополосного усилителя могут быть, также реализованы в схеме ЦК рис. 4.9.

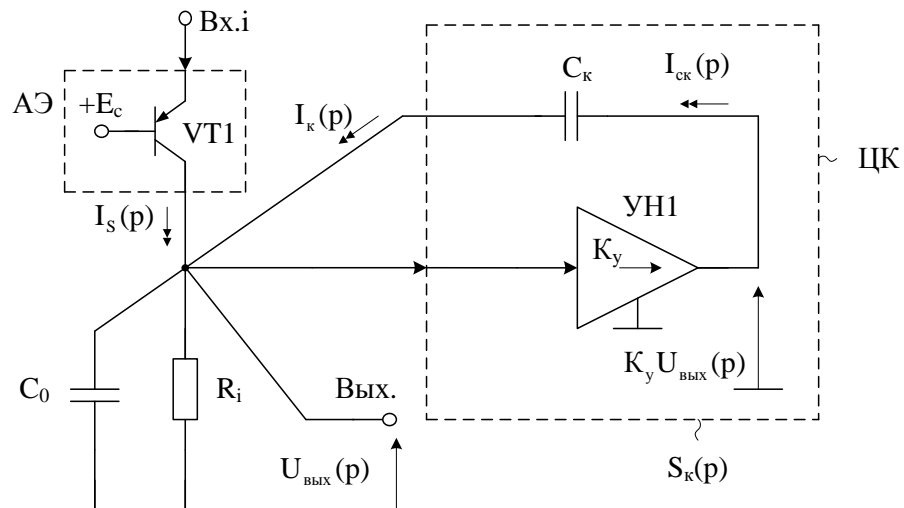


Рисунок 4.8 – ШУ с цепью компенсации на базе неинвертирующего усилителя напряжения (УН1) с $K_y > 1$

Для схемы рис. 4.8 можно найти, что при $K_y > 1$

$$S_K(p) = \frac{I_K(p)}{U_{\text{ВЫХ}}(p)} = (K_y - 1)pC_K. \quad (4.51)$$

При заданном времени установления переходного процесса $t_{\text{уст}}^*$ емкость цепи компенсации

$$C_K = \frac{C_0}{K_y - 1} - \frac{t_{\text{уст}}^*}{3R_i} \leq \frac{C_0}{K_y - 1} \quad (4.52)$$

или

$$C_K = C_0 \left[\frac{1}{K_y - 1} - \frac{t_{\text{уст}}^*}{t_{\text{уст}}} \right]. \quad (4.53)$$

Если $K_y = 2$, то $C_K \leq C_0$. Для случая, когда $K_y = 1,1$, конденсатор цепи компенсации должен иметь емкость $C_K = 10C_0$.

Верхняя граничная частота ШУ f_B^* с учетом влияния цепи компенсации

$$f_B^* = \frac{f_B}{1 - S_K/C_0} = \frac{f_B}{1 - (K_y - 1)C_K/C_0}, \quad (4.54)$$

где $f_B = \frac{1}{2\pi C_0 R_i}$ - верхняя граничная частота ШУ без компенсации; $S_K = (K_y - 1)C_K$

– параметр цепи компенсации.

При заданных значениях C_0 , f_B^* , f_B и $K_y > 1$ емкость цепи компенсации должна выбираться из уравнения

$$C_K = \frac{C_0}{K_y - 1} (1 - f_B / f_B^*). \quad (4.55)$$

В качестве цепи компенсации можно также применить схему на основе повторителей тока (УТ) и напряжений (ПН), приведенную на рис. 4.9, где

$$K_y(p) = U_{\text{ВЫХ.и}}(p)/U_{\text{ВХ.и}}(p), K_i(p) = I_k(p)/I_{12}(p), \quad (4.56)$$

$$I_{12}(p) = U_{\text{ВЫХ.и}}(p)/Z_k(p) = C_k p U_{\text{ВЫХ.и}}(p). \quad (4.57)$$

$$S_k(p) = p K_i(p) K_y(p) C_k$$

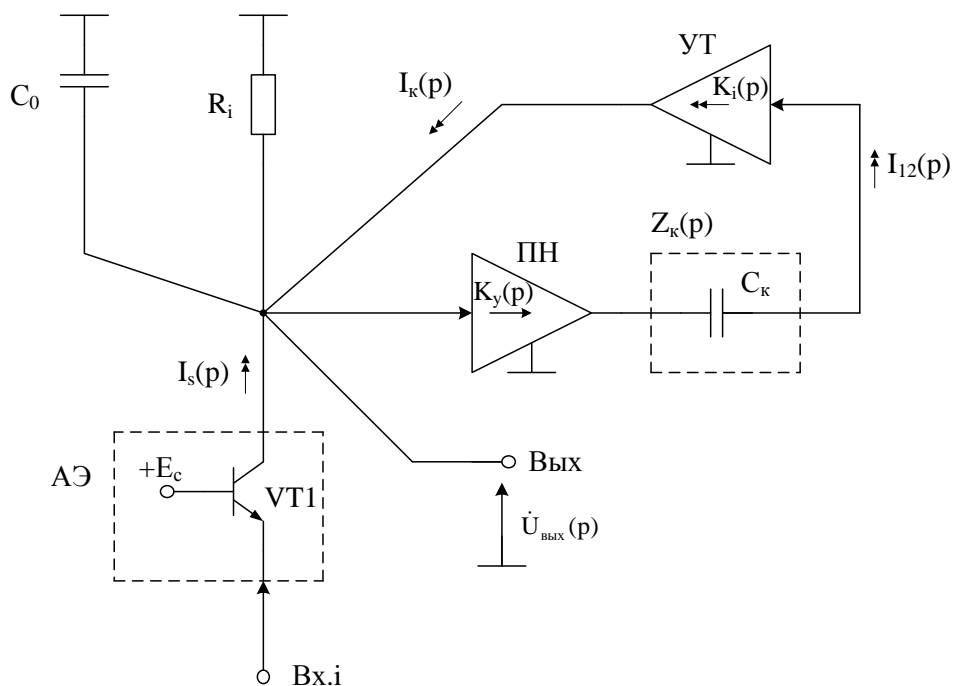


Рисунок 4.9 – Третья практическая схема цепи компенсации

Если буферный повторитель напряжения ПН и повторитель тока УТ являются безынерционными, т.е. их коэффициенты передачи $K_y(p) = K_y \approx 1$ и $K_i(p) = K_i \approx 1$, то передаточная функция данной цепи компенсации описывается выражением

$$S_k(p) = C_k p. \quad (4.58)$$

Таким образом, при $K_y(p) = 1$ и $K_i(p) = 1$ емкость корректирующего конденсатора C_k в схеме на рис. 4.9 должна выбираться из условия

$$C_k = C_0 - t_{уст}^* / 3R_i = C_0 (1 - t_{уст}^* / t_{уст}). \quad (4.59)$$

Отсюда следует, что для получения минимального времени установления переходного процесса ($t_{уст}^* \ll t_{уст}$) при реализации цепи компенсации в соответствии со схемой на рис. 4.9 и безынерционных повторителях ПН и УТ, необходимо иметь $C_k \approx C_0$.

Если требуется получить повышение быстродействия ШУ в N_t -раз ($N_t \ll \infty$) по сравнению со схемой без компенсации, где $N_t = 3R_i C_0 / t_{уст}^*$, то емкость конденсатора C_k должна удовлетворять условию

$$C_k = (N_t - 1) C_0 N_t^{-1}. \quad (4.60)$$

Предположение о том, что повторитель напряжения ПН и повторитель тока УТ являются безынерционными, определяет предельные возможности рассматриваемого метода и значительно упрощает расчетные соотношения. Однако, постоянные времени этих активных элементов схемы могут оказывать влияние на динамические параметры ШУ.

4.1.2.4 Частотные свойства широкополосного усилителя с цепью компенсации на основе повторителей тока и напряжения

Определим в качестве примера диапазон рабочих частот скорректированного ШУ рис. 4.7, исходя из уравнения передаточной функции ШУ в комплексной форме

$$W(j\omega) = \frac{R_i}{1 + j\omega \left(T_0 - \frac{S_k(j\omega)}{j\omega} R_i \right)} = \frac{U_{вых}(j\omega)}{I_s(j\omega)} \quad (4.61)$$

где $T_0 = C_0 R_i$ - постоянная времени ШУ до компенсации, определяющая его верхнюю граничную частоту $f_B = 1/2\pi T_0$.

В соответствии с условиями синтеза цепи компенсации ее передаточная функция после коррекции $W^*(j\omega)$ должна иметь вид звена первого порядка с достаточно малой постоянной времени $T_c \ll T_0$. При этом верхняя граничная частота скорректированного ШУ f_B^* , зависящая от T_c , должна удовлетворять неравенству

$$f_B^* = 1/2\pi T_c \gg 1/2\pi T_0 = f_B. \quad (4.62)$$

Данное условие будет выполнено, если сомножитель при операторе $j\omega$ в знаменателе формулы (4.61) - действительное число и принимает значение

$$T_0 - \frac{S_k(j\omega)}{j\omega} R_i = \frac{1}{2\pi f_B^*}. \quad (4.63)$$

Данное требование выполнено, если $S_k(j\omega)$ - дифференцирующее звено и его передаточная функция $S_k(j\omega) = S_k \cdot j\omega$. В этом случае верхняя граничная частота ШУ f_B^* возрастает в N_f - раз

$$f_B^* = \frac{1}{2\pi(T_0 - S_k R_i)} = N_f f_B \gg f_B \quad (4.64)$$

где $N_f = 1/(1 - S_k R_i / \tau_0)$.

Если заданы значения f_B^* , f_B и C_0 , то параметр S_k цепи компенсации находится из уравнения

$$S_k = C_0 (1 - f_B / f_B^*). \quad (4.65)$$

При $f_B / f_B^* \ll 1$ необходимо иметь $S_k \approx C_0, S_k \leq C_0$.

4.1.2.5 Оценка устойчивости скорректированного ШУ

Устойчивость динамических систем, к которым относится ШУ рассматриваемого класса, строго говоря, оценивается при изменении частоты от нуля до бесконечности [117]. В тоже время модель повторителей напряжения и тока (ПН, УТ) в виде $W_y(p) = K_y$ рис. 4.9 представляется не совсем адекватной для указанного частотного диапазона. Поэтому для исследования устойчивости и анализа свойств ШУ (рис. 4.7) с цепью компенсации, представленной на рис. 4.9, где повторители ПН и УТ являются инерционными звеньями первого порядка, предположим, что

$$K_y(p) = \frac{K_y}{1 + T_y p}, \quad K_i(p) = \frac{K_i}{1 + T_i p}. \quad (4.66)$$

С учетом выражений (4.66) передаточная функция $S_k(p)$ цепи компенсации (рис. 4.9) имеет в этом случае вид

$$S_k(p) = \frac{K_y K_i C_k p}{(1 + T_y p)(1 + T_i p)}. \quad (4.67)$$

Как следствие, при этом передаточная функция скорректированного ШУ с $Z_n(p) = R_i / (1 + T_0 p)$ не будет равна правой части выражения (4.52). Однако, если скорректированный ШУ будет устойчивым, то при соответствующем выборе параметров его переходная функция, как показано ниже, будет близка к переходной функции инерционного звена первого порядка [117]. При этом можно обеспечить и желаемое время установления переходного процесса $t_{уст}^*$, а также существенное повышение f_b^* .

Для определения условий устойчивости скорректированного ШУ запишем его характеристический полином $D(p)$ как знаменатель передаточной

функции из выражения (4.40) с учетом (4.67) и указанного выше равенства $Z_n(p) = R_i / (1 + T_0 p)$. В результате будем иметь

$$D(p) = T_0 T_y T_i p^3 + (T_0 T_y + T_0 T_i + T_y T_i) p^2 + (T_0 + T_y + T_i - K_y K_i R_i C_k) p + 1. \quad (4.68)$$

Применяя к этому полиному критерий Вышнеградского [117], найдем, что условия этого критерия выполняются, если:

$$T_i + T_y + T_0 > K_y K_i R_i C_k, \quad (4.69)$$

$$(T_0 T_i + T_0 T_y + T_i T_y) \times (T_i + T_y + T_0 - K_y K_i R_i C_k) > T_0 T_y T_i. \quad (4.70)$$

Неравенства (4.68) и (4.70) являются общими условиями устойчивости скорректированного ШУ при указанных параметрах ШУ и передаточных функциях (4.68) повторителей напряжения (ПН) и тока (УТ).

При некоторых дополнительных ограничениях возможны различные варианты обеспечения условий устойчивости. Например, если $T_y \approx T_i \ll T_0$, то условия (4.69), (4.70) переходят в следующие неравенства:

$$C_0 > K_y K_i C_k, \quad (4.71)$$

$$(1/T_y + 1/T_i) \times (T_0 - K_y K_i R_i C_k) > 1. \quad (4.72)$$

Так как $T_y > 0$ и $T_i > 0$, условие (4.72) сводится к условию (4.71), из которого при $K_y = K_i = 1$ вытекает, в частности, выражение (4.59). При этом из выражений (4.69) и (4.70) видно, что по мере приближения значений C_k к C_0 ,

скорректированный ШУ не теряет устойчивости, так как если даже $C_k = C_0$, то эти выражения принимают вид

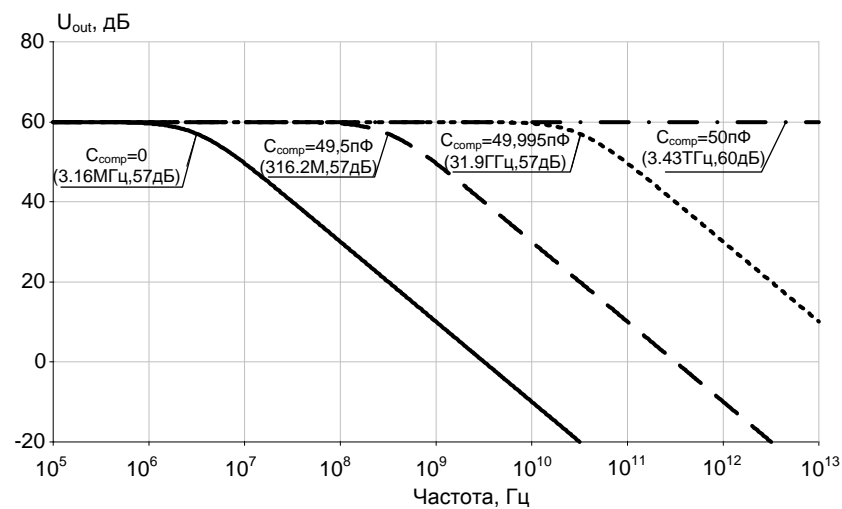
$$T_i + T_y > 0, (1/T_y + 1/T_i + 1/T_0) \cdot (T_i + T_y) > 1 \quad (4.73)$$

и заведомо выполняются. Однако запас устойчивости рассматриваемого ШУ в этом случае определяется тем, насколько правая часть в неравенстве в (4.69) больше его левой части.

4.1.2.6 Результаты компьютерного моделирования шу при идеальных повторителях напряжения и тока

Если в качестве повторителей ПН и УТ в схеме рис. 4.9 использовать классические каскады с общим коллектором и общей базой на SiGe транзисторах техпроцесса SG25H1, обеспечивающих диапазон рабочих частот до сотен гигагерц, то для многих вариантов ШУ можно считать, что в их существенном диапазоне частот $K_y(j\omega) \approx 1$, $K_i(j\omega) \approx 1$.

Частотная зависимость коэффициента передачи ШУ рис. 4.9 для данного случая и переходный процесс при импульсном изменении выходного тока и $R_i=100$ кОм, $C_0=50$ пФ, $I_s=10$ мкА, а также разных значениях емкости цепи компенсации $C_k=C_{comp}$ приведены соответственно на рис. 4.10а и рис. 4.10б.



(a)

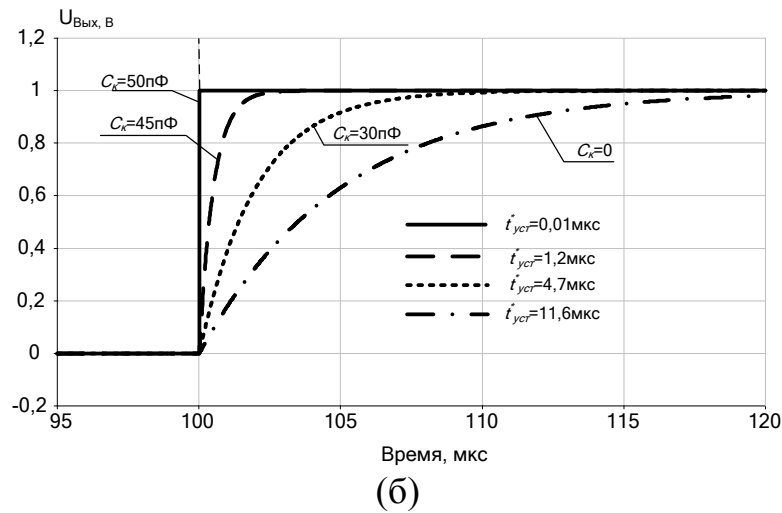


Рисунок 4.10 – Амплитудно-частотные характеристики коэффициента преобразования выходного тока сенсора в выходное напряжение ШУ (а) и переходный процесс на выходе ШУ (б) при различных значениях корректирующей емкости $C_k = C_{comp}$

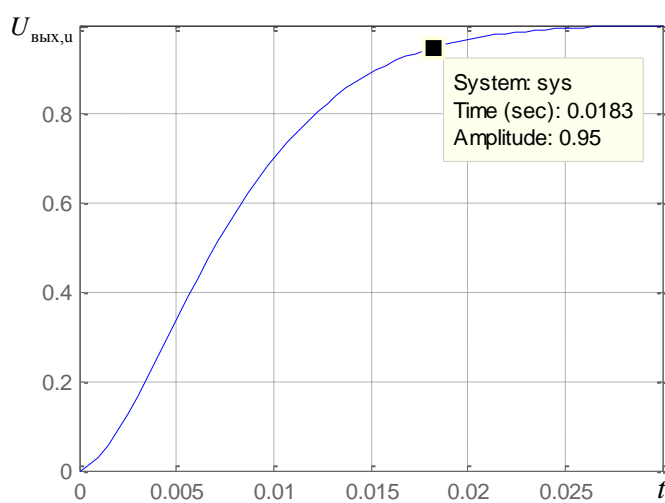
Как видно из графиков рис. 4.10, рациональный выбор $C_k = C_{comp}$ обеспечивает существенное расширение диапазона рабочих частот (f_v^*) и уменьшение времени установления переходного процесса ($t_{уст}^*$).

4.1.2.7 Методика компьютерного моделирования ШУ с инерционными активными элементами в среде MATLAB

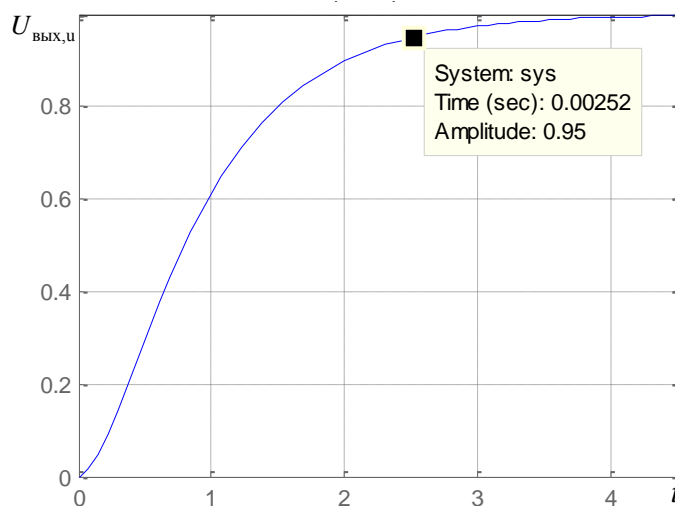
В случае инерционных повторителей ПН и УТ с передаточными функциями (4.66), аналитическое выражение для времени установления переходного процесса, подобное выражению (4.59) или (4.60), получается достаточно громоздким. В этой связи целесообразно осуществлять численную оценку параметров цепи компенсации, при которых скорректированный ШУ имеет требуемое быстродействие. С этой целью, положим: $T_i = T_y = \mu T_0$, $T_0 - K_i K_y R_i C_0 = \beta T_0$, где числа $0 < \mu \ll 1$, $0 < \beta \ll 1$. При этих условиях передаточная функция ШУ с цепью компенсации (4.67) имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{вых,у}(p)}{I_s(p)} = \frac{\mu^2 T_0^2 p^2 + 2\mu T_0 p + 1}{\mu^2 T_0^3 p^3 + (2\mu + \mu^2) T_0^2 p^2 + (2\mu + \beta) T_0 p + 1}. \quad (4.74)$$

В этом выражении имеется три параметра T_0 , β и μ , что позволяет при заданном $T_0 = R_i C_0$ найти путем численного моделирования значения параметров цепи компенсации $T_i = T_y$ и K_i, K_y , при которых скорректированный ШУ имеет желаемый характер переходного процесса и желаемое быстродействие. Так, например, в частном случае, при $T_0 = 0,1$ с, на рис. 4.11а показана переходная функция скорректированного ШУ соответствующая найденным в MATLAB значениям $\beta = 0,08$ и $\mu = 0,001$, а на рис. 4.11б переходная функция – при $\beta = 0,008$ и $\mu = 0,00001$.

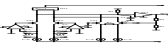


(а)



(б)

Рисунок 4.11 – Переходные процессы скорректированного ШУ

При этом, если нескорректированный ШУ имеет при ступенчатом воздействии время установления переходного процесса $t_{уст} = 0,3 \text{ С}$, то при $\beta = 0,08$ и $\mu = 0,001$ время установления $t_{уст}^* = 0,0183 \text{ С}$, т.е. в 16 раз меньше, а при $\beta = 0,01$ и  время установления $t_{уст}^* = 0,00252 \text{ С}$, т.е. в 119 раз меньше.

Таким образом, рассмотренный компенсационный метод позволяет существенно повысить быстродействие ШУ с потенциальным выходом, имеющим повышенные значения паразитной емкости C_0 и высокое сопротивление R_i [118]. Он может найти широкое применение в устройствах автоматики и вычислительной техники различного назначения. Нетрудно видеть, что возможности компенсационного метода определяются характеристиками повторителей напряжения (ПН) и тока (УТ), которые могут быть достаточно широкополосными и реализовываться как каскады с общим коллектором и общей базой, обеспечивающих широкий частотный диапазон данных функциональных узлов ШУ [119].

4.1.3 Методы расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером

Классические транзисторные усилители (ТУ) по схеме с общей базой (ОБ) и с общим эмиттером (ОЭ) с нагрузкой, включенной в коллекторную цепь выходного транзистора, находят широкое применение в современной микроэлектронике.

Существенный недостаток классического ТУ состоит в том, что он имеет недостаточно высокие значения верхней граничной частоты (f_v). Это обусловлено отрицательным влиянием на f_v паразитной емкости на подложку ($C_{п}$) и емкости коллектор-база ($C_{кб}$) выходного транзистора, а также влиянием на f_v емкостной составляющей цепи нагрузки. Большие численные значения $C_{п}$ и $C_{кб}$ для технологических процессов, имеющих, например, повышенную радиационную стойкость, являются одним из главных факторов, определяющих

частотный диапазон широкополосных усилителей на основе классических архитектур рис. 4.12.

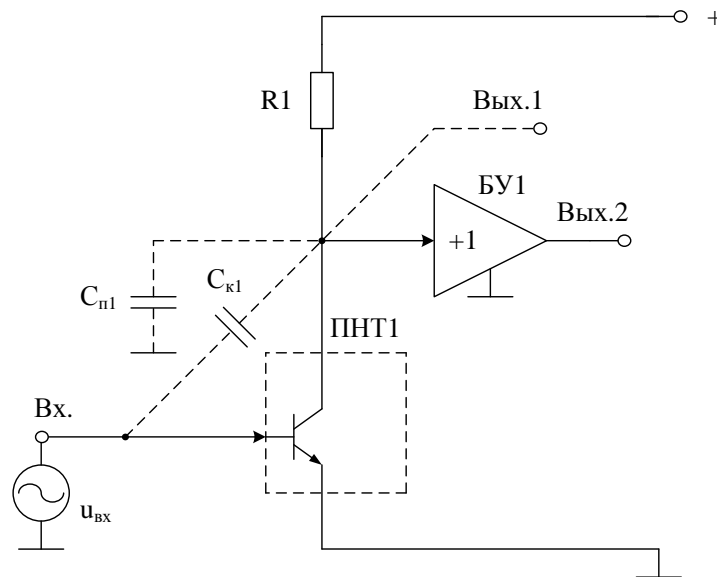


Рисунок 4.12 – Схема классического транзисторного усилителя (ОЭ, ОБ)

На рис. 4.13 представлена архитектура ТУ [120], обеспечивающая расширение диапазона рабочих частот (повышение f_B) без ухудшения коэффициента усиления по напряжению.

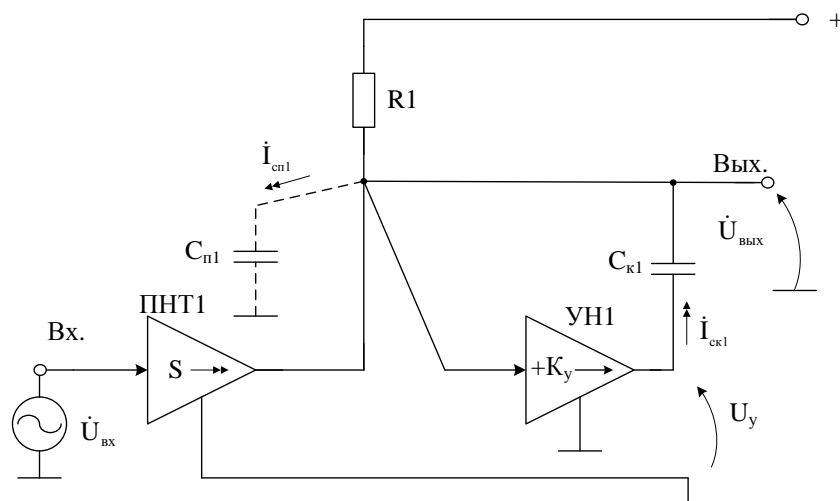


Рисунок 4.13 – Схема транзисторного усилителя с расширенным частотным диапазоном [120]

В области высоких частот на амплитудно-частотную характеристику ТУ рис. 4.13 начинает влиять паразитный конденсатор $C_{п1}$ в выходной цепи устройства. При этом для схемы рис. 4.13 справедливы следующие уравнения Кирхгофа:

$$\dot{I}_{сп1} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{сп}}, \quad (4.75)$$

$$\dot{I}_{ск1} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{ск}}(K_y - 1), \quad (4.76)$$

где $\dot{I}_{ск1}$, $\dot{I}_{сп1}$ - комплексы токов через конденсаторы $C_{к1}$ и $C_{п1}$; $\dot{U}_{вых}$ - комплекс напряжения на выходе устройства; $\dot{Z}_{сп} = \frac{1}{j\omega C_{п1}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{п1}$ на частоте сигнала ω ; $\dot{Z}_{ск} = \frac{1}{j\omega C_{к1}}$ - комплексное сопротивление корректирующего конденсатора $C_{к1}$ на частоте сигнала ω ; K_y - коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего усилителя напряжения УН.

Напряжение $\dot{U}_{вых}$ создает в корректирующем конденсаторе $C_{к1}$ комплекс тока $\dot{I}_{ск1}$ (2). Поэтому в выходной цепи устройства обеспечивается взаимная компенсация токов $\dot{I}_{сп1}$ и $\dot{I}_{ск1}$ и, следовательно, взаимная компенсация влияния емкостей конденсаторов $C_{к1}$ и $C_{п1}$ на верхнюю граничную частоту f_b устройства:

$$\dot{I}_{с\Sigma} = \dot{I}_{сп1} - \dot{I}_{ск1} = j\dot{U}_{вых} \omega [C_{п1} - C_{к1}(K_y - 1)] \approx 0. \quad (4.77)$$

Как следствие, эквивалентная емкость цепи нагрузки ($C_{эф}$), определяющая постоянную времени высоких частот (τ_b) и верхнюю граничную частоту усилителя f_b , уменьшается

$$C_{\text{эф}} = C_{\text{п1}} - C_{\text{к1}}(K_y - 1), \quad (4.78)$$

$$\tau_{\text{в}} = R_1 [C_{\text{п1}} - C_{\text{к1}}(K_y - 1)] = \frac{1}{2\pi f_{\text{в}}}, \quad (4.79)$$

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi R_1 C_{\text{п1}} \left[1 - \frac{C_{\text{к1}}}{C_{\text{п1}}} (K_y - 1) \right]} = \frac{f_{\text{в}}^*}{1 - \frac{C_{\text{к1}}}{C_{\text{п1}}} (K_y - 1)} = N_{\text{в}} f_{\text{в}}^*, \quad (4.80)$$

где $f_{\text{в}}^* = 1/(2\pi R_1 C_{\text{п1}})$ - верхняя граничная частота усилителя без цепи коррекции; $N_{\text{в}} = \left[1 - \frac{C_{\text{к1}}}{C_{\text{п1}}} (K_y - 1) \right]^{-1} \gg 1$.

Для получения выигрыша по частотному диапазону необходимо, чтобы при заданном K_y параметры цепи коррекции удовлетворяли условию

$$C_{\text{к1}} = \frac{C_{\text{п1}}}{K_y - 1}, \quad (4.81)$$

где $K_y > 1$.

В конечном итоге при выполнении соотношения (4.77) диапазон рабочих частот ТУ рис. 4.13 расширяется. Данный вывод подтверждается результатами компьютерного моделирования рис. 4.

На рис. 4.14 представлена схема предлагаемого ТУ в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП Пульсар» с конкретным выполнением его основных функциональных узлов.

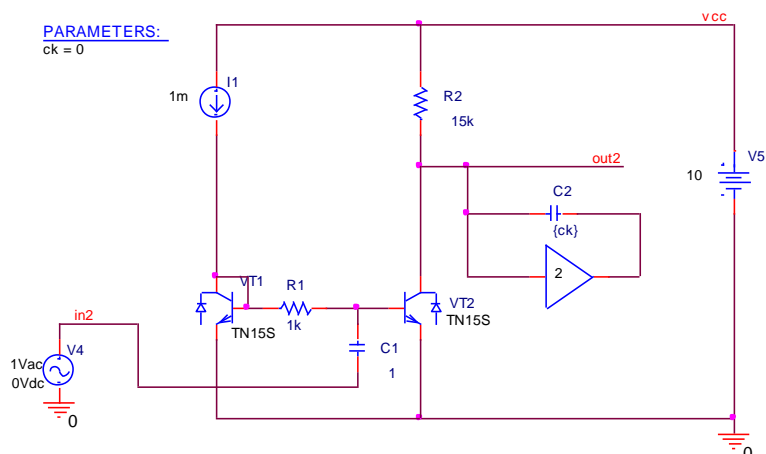


Рисунок 4.14 – Схема предлагаемого ТУ в среде PSpice [120]

На рис. 4.15 представлена амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ТУ при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k .

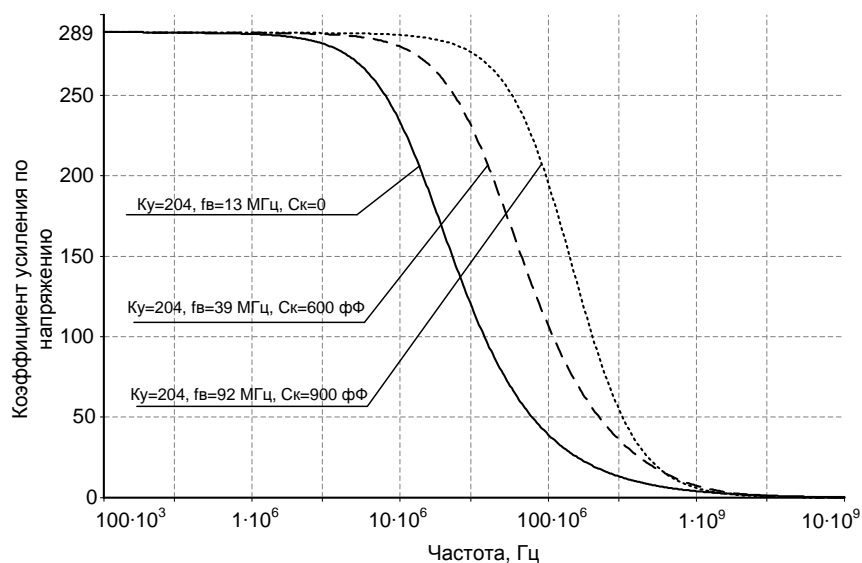


Рисунок 4.15 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ТУ при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k [120]

Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого ТУ расширяется более чем в 7 раз.

Таким образом предлагаемый транзисторный усилитель характеризуется более широким диапазоном рабочих частот.

4.1.4 Каскодные усилители с расширенным частотным диапазоном

Большой практический интерес представляет разработка методов расширения диапазона рабочих частот каскодных усилителей, являющихся базовым функциональным узлом современных аналоговых микросхем СВЧ диапазона.

4.1.4.1 Каскодный усилитель с цепью компенсации емкости на подложку

Каскодные усилители (КУ) с резистивной (или резистивно-индуктивной) нагрузкой, включенной в коллекторную (истоковую) цепь выходного транзистора находят широкое применение в современной микроэлектронике. Для некоторого повышения верхней граничной частоты таких КУ используются специальные цепи компенсации емкости коллектор-база $C_{кб}$ выходного транзистора.

Существенный недостаток классических КУ рис. 4.16 - невысокие значения верхней граничной частоты (f_B).

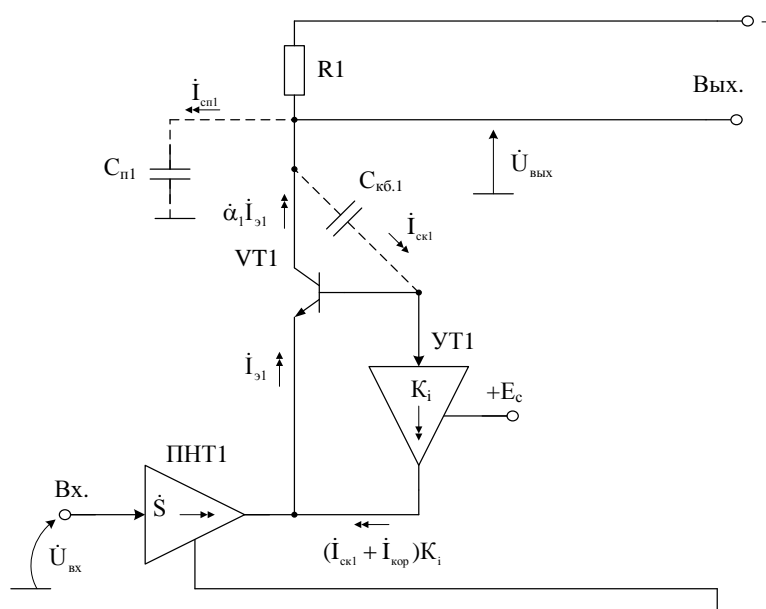


Рисунок 4.16 – Схема классического КУ

Это обусловлено отрицательным влиянием паразитной емкости на подложку ($C_{п1}$) его выходного транзистора, которая в КУ не компенсируется. Численные значения $C_{п1}$ для технологических процессов, имеющих, например, повышенную радиационную стойкость, являются одним из главных факторов, определяющих частотный диапазон широкополосных усилителей на основе КУ рис. 4.16.

На рис. 4.17 представлена схема предлагаемого КУ [121]. Его задача - расширение диапазона рабочих частот КУ (повышение его $f_{в}$) без ухудшения коэффициента усиления по напряжению в диапазоне средних частот

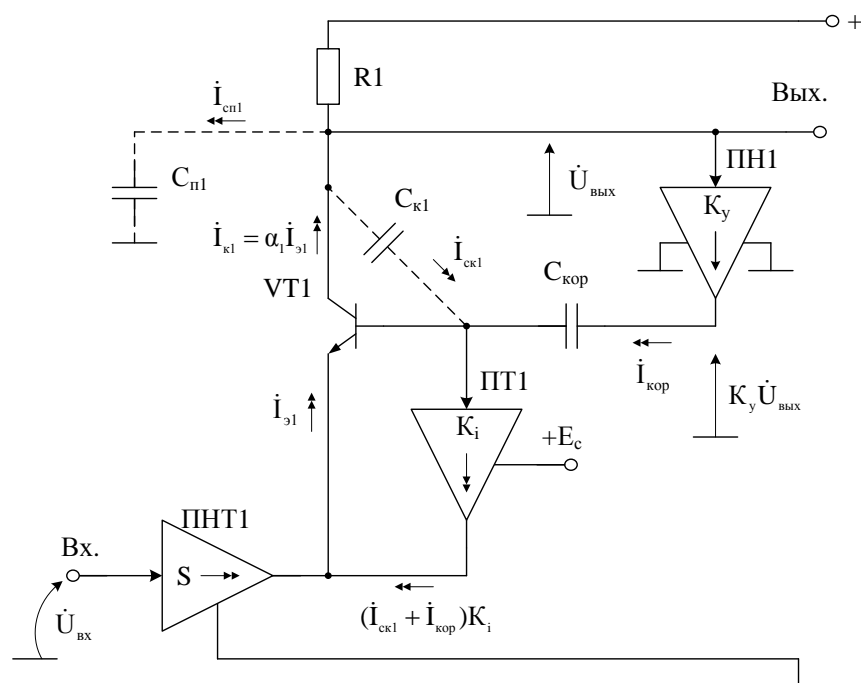


Рисунок 4.17 – Схема предлагаемого классического КУ [121]

В области высоких частот, на амплитудно-частотную характеристику КУ рис. 4.17 начинают влиять емкости паразитных конденсаторов $C_{к1}$ и $C_{п1}$ в цепи коллектора транзистора VT1. При этом для схемы рис. 4.17 справедливо следующее уравнение:

$$\dot{I}_{к1} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{Z_{к1}}, \quad (4.82)$$

где $\dot{I}_{\text{ск1}}$ - комплекс тока через паразитный конденсатор $C_{\text{к1}}$; $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ - комплекс напряжения на выходе устройства; $\dot{Z}_{\text{ск1}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{к1}}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{\text{к1}}$ на частоте сигнала ω .

Напряжение $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ создает в дополнительном корректирующем конденсаторе $C_{\text{кор}}$ комплекс тока

$$\dot{I}_{\text{кор}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}} K_y}{\dot{Z}_{\text{скор}}}, \quad (4.83)$$

где $\dot{Z}_{\text{скор}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{кор}}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{\text{кор}}$ на частоте сигнала ω ; K_y - коэффициент усиления по напряжению дополнительного повторителя напряжения ПН1.

Если параметры емкостей конденсаторов $C_{\text{кор}}$, $C_{\text{к1}}$ и $C_{\text{п1}}$ удовлетворяют уравнению:

$$C_{\text{кор}} = \frac{C_{\text{п1}} + C_{\text{к1}}(1 - \alpha_1 K_i)}{\alpha_1 K_i}, \quad (4.84)$$

то в выходной цепи устройства обеспечивается взаимная компенсация токов $\dot{I}_{\text{ск1}}$, $\dot{I}_{\text{сп1}}$ и $\dot{I}_{\text{кор}}$ (в уравнении 4.84: $\alpha_1 \approx 1$ - коэффициент усиления по току эмиттера транзистора VT1; K_i - коэффициент усиления по току неинвертирующего повторителя тока ПТ1).

В конечном итоге при выполнении условия (4.84) диапазон рабочих частот КУ рис. 4.17 расширяется. Данный вывод подтверждается результатами компьютерного моделирования рис. 4.

На рис. 4.18 представлена схема предлагаемого КУ рис. 4.17 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов XFab с конкретным выполнением основных функциональных узлов.

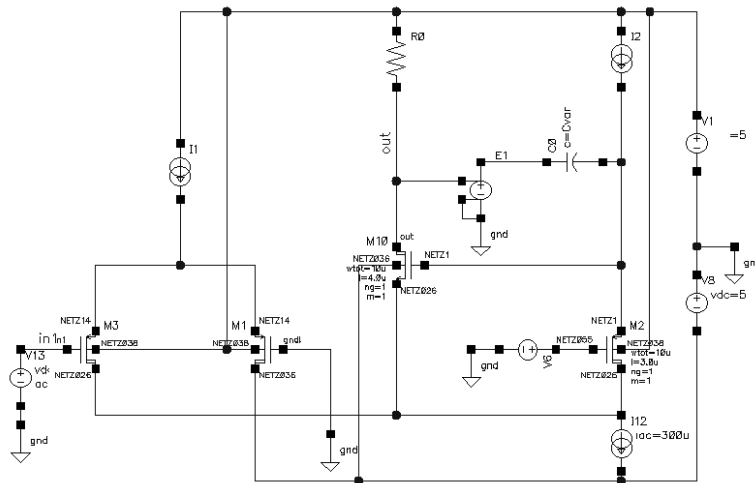


Рисунок 4.18 – Схема предлагаемого классического КУ в среде PSpice [121]

На рис. 4.19 представлена амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению широкополосного дифференциального усилителя на базе КУ рис. 4.18 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k (конденсатора $C_{кор}$ в обозначениях рис. 4.17). Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого каскодного усилителя расширяется более чем в 2 раза (до 89 ГГц).

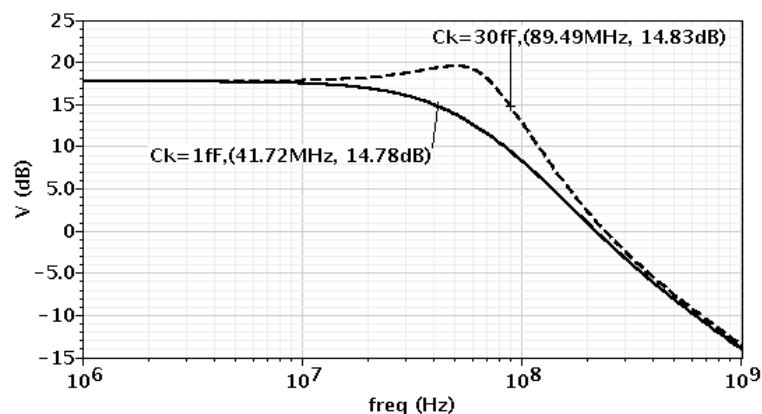


Рисунок 4.19 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению широкополосного ДУ при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k [121]

Таким образом, предлагаемый каскодный усилитель характеризуется более высоким диапазоном рабочих частот.

4.1.4.2 Широкополосные каскодные усилители с цепью компенсации на основе усилителя тока

В современной микроэлектронике находят широкое применение классические каскодные усилители (КУ) с резистивной (или индуктивной) нагрузкой, включенной в коллекторную цепь выходного транзистора – каскада с общей базой.

Недостаток такого КУ состоит в том, что он имеет недостаточно высокие значения верхней граничной частоты (f_v по уровню -3дБ). Это обусловлено отрицательным влиянием паразитных емкостей на подложку ($C_{п1}$) выходного транзистора и его емкостью коллектор-база ($C_{кб1}$). Численные значения $C_{п1}$ и $C_{кб1}$ для технологических процессов, имеющих, например, повышенную радиационную стойкость, являются одним из главных факторов, определяющих частотный диапазон широкополосных усилителей на основе КУ (рис. 4.20).

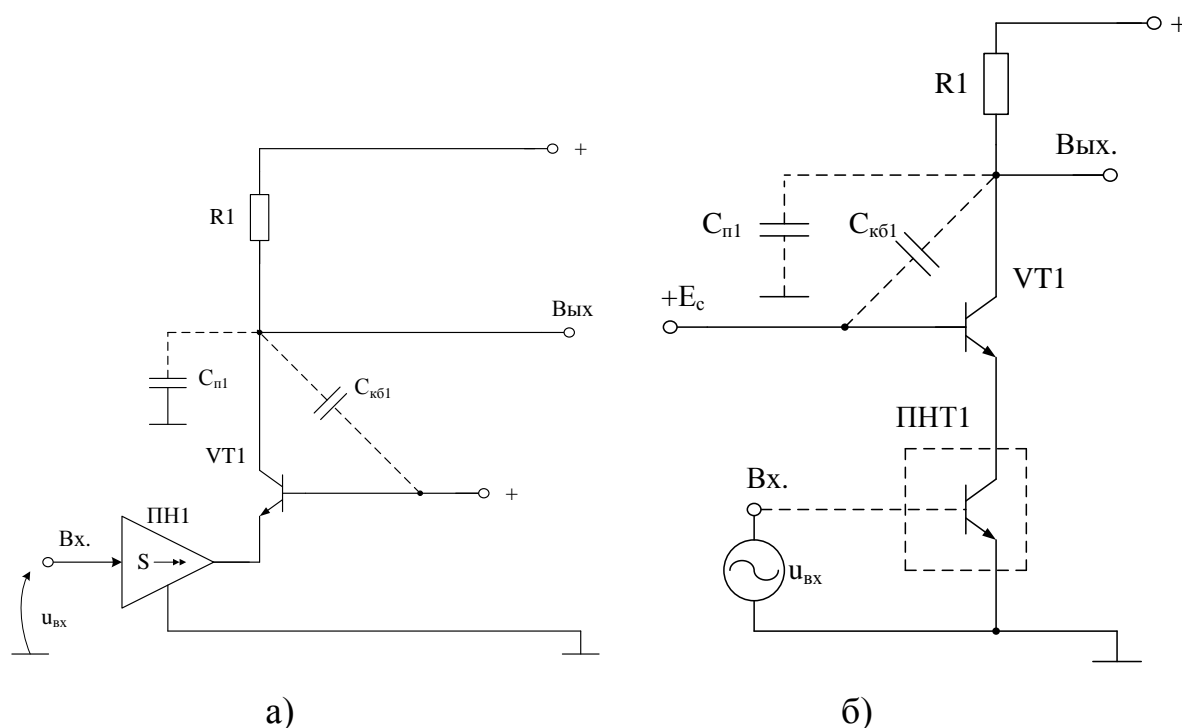


Рисунок 4.20 – Схема классического КУ

Каскодный усилитель, показанный на рис. 4.21 [122], обеспечивает расширение диапазона рабочих частот без ухудшения коэффициента усиления по напряжению.

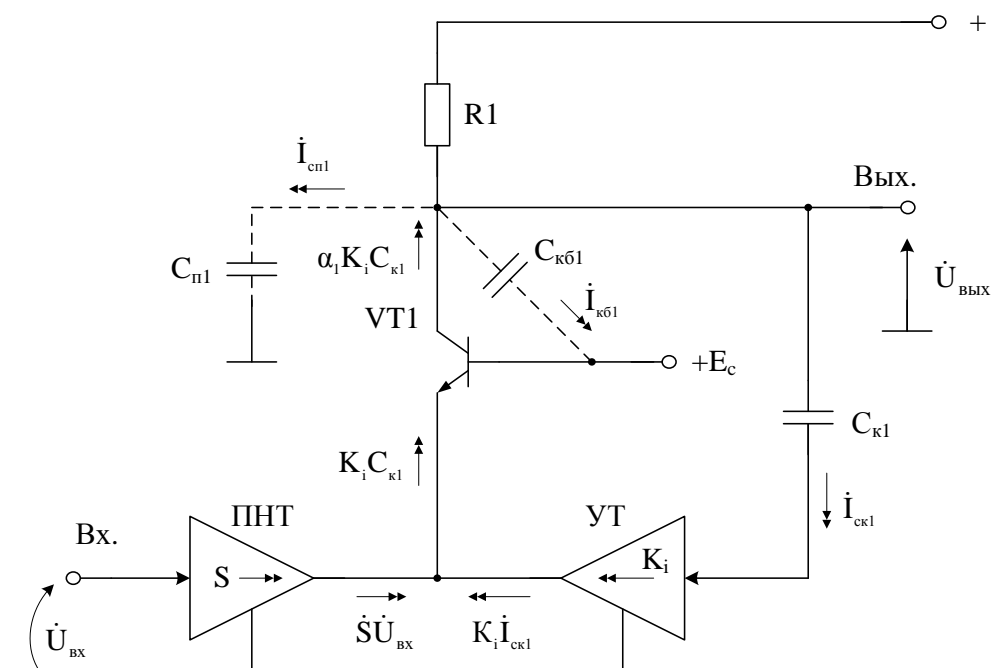


Рисунок 4.21 –Схема предлагаемого КУ [122]

В схеме рис. 4.21 усилитель тока УТ имеет низкое входное и высокое выходное сопротивления, а его коэффициент передачи по току больше единицы.

В области высоких частот, на амплитудно-частотную характеристику КУ рис. 4.21 начинает влиять паразитная емкость на подложку $C_{п1}$ в цепи коллектора транзистора VT1 и емкость $C_{кб1}$ коллектор-база транзистора VT1, через которые протекают составляющие паразитных токов:

$$\dot{I}_{сн1} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{Z}_{сн}}, \quad \dot{I}_{кб1} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{Z}_{кб}}, \quad (4.85)$$

где $\dot{I}_{сн1}$, $\dot{I}_{кб1}$ - комплексы токов через конденсаторы $C_{п1}$ и $C_{кб1}$; $\dot{U}_{ВЫХ}$ - комплекс напряжения на выходе устройства; $\dot{Z}_{сн} = \frac{1}{j\omega C_{п1}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{п1}$ на частоте сигнала ω ; $\dot{Z}_{кб} = \frac{1}{j\omega C_{кб1}}$ -

комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{кб1}$ на частоте сигнала ω .

Напряжение $\dot{U}_{\text{вых}}$ создает в корректирующем конденсаторе $C_{к1}$ комплекс тока

$$\dot{I}_{к1} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{Z}_{Cк}}, \quad (4.86)$$

где $\dot{Z}_{Cк} = \frac{1}{j\omega C_{к1}}$ - комплекс сопротивления корректирующего конденсатора $C_{к1}$.

Приращение тока через конденсатор $C_{к1}$ передается в эмиттер, а затем в коллектор транзистора VT1. Поэтому в коллекторной цепи транзистора VT1 обеспечивается взаимная компенсация суммы токов $\dot{I}_{\text{сп1}} + \dot{I}_{кб1}$ и тока коллектора транзистора VT1: $\dot{I}_{к1} = K_i \alpha_1 \dot{I}_{к1}$, где α_1 - коэффициент усиления по току эмиттера выходного транзистора VT1, K_i - коэффициент усиления по току усилителя тока УТ ($K_i \geq 1$). В результате, эквивалентная емкость в выходной цепи ($C_{\text{эф}}$), определяющая постоянную времени высоких частот (τ_b) и верхнюю граничную частоту f_b , уменьшается:

$$C_{\text{эф}} = C_{\text{п1}} + C_{кб.1} - C_{к1}(\alpha_1 K_i - 1) = (C_{\text{п1}} + C_{кб.1}) \left[1 - \frac{C_{к1}}{C_{\text{п1}} + C_{кб.1}} (\alpha_1 K_i - 1) \right], \quad (4.87)$$

$$f_b = \frac{1}{2\pi\tau_b} = \frac{f_b^*}{1 - \frac{C_{к1}}{C_{\text{п1}} + C_{кб.1}} (\alpha_1 K_i - 1)}, \quad (4.88)$$

где $\tau_b = R_1 C_{\text{эф}}$, $f_b^* = \frac{1}{2\pi R_1 (C_{\text{п1}} + C_{кб.1})}$ - верхняя граничная частота усилителя без цепи коррекции.

Действительно, в достаточно широком диапазоне частот в схеме рис. 4.21 можно обеспечить равенство

$$C_{\Pi_1} + C_{\kappa_1} = C_{\kappa_1} (K_1 \alpha_1 - 1). \quad (4.89)$$

Поэтому необходимая для повышения верхней граничной частоты f_b емкость корректирующего конденсатора $C_{к1}$ рассчитывается по формуле

$$C_{kl} \leq \frac{C_{nl} + C_{k\bar{l}}}{K_i \alpha_l - 1}, \quad (4.90)$$

где $K_i \alpha_1 > 1$.

В конечном итоге при выполнении условия (4.90) диапазон рабочих частот КУ рис. 4.21 расширяется. Данный вывод подтверждается результатами компьютерного моделирования рис. 4.23.

На рис. 4.22 представлена схема предлагаемого КУ в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП Пульсар» с конкретным выполнением основных функциональных узлов.

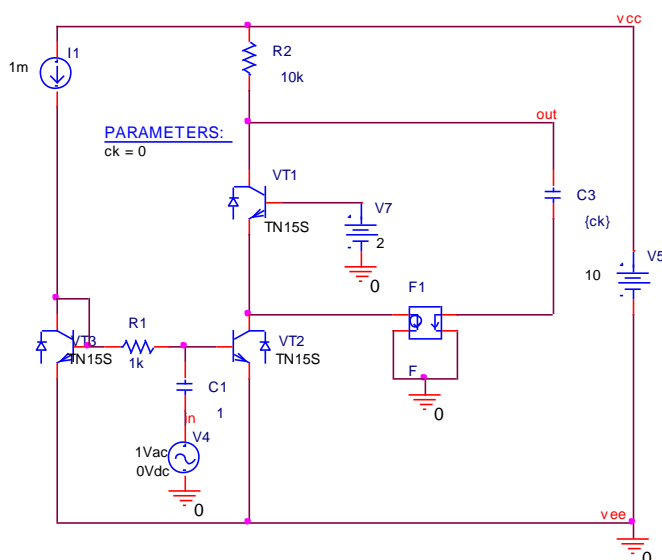


Рисунок 4.22 –Схема предлагаемого КУ в среде PSpice [122]

На рис. 4.23 показана амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.22 при разных значениях

емкости корректирующего конденсатора C_k (конденсатора C_{k1} – в обозначениях рис. 4.21). Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого каскодного усилителя расширяется более чем в 5 раз.

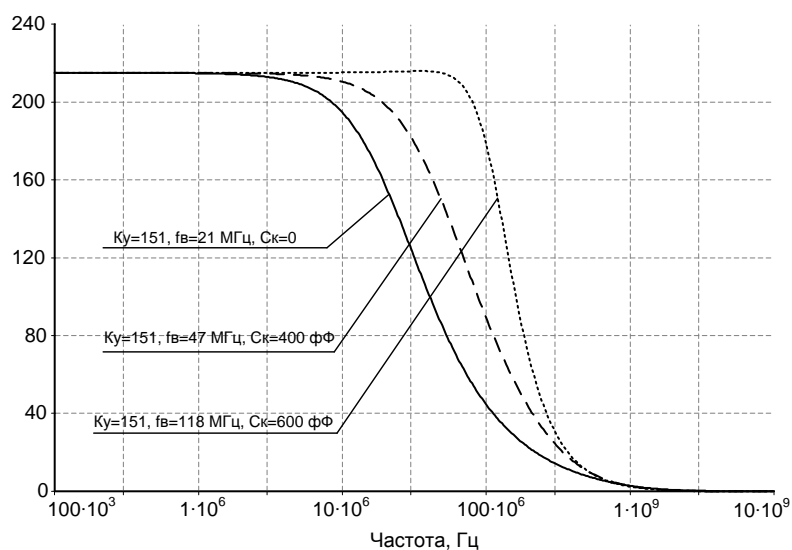


Рисунок 4.23 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ при разных значениях емкости корректирующего конденсатора [122]

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение каскодного усилителя характеризуется более высоким диапазоном рабочих частот.

4.1.4.3 Двойной каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот

Классические каскодные усилители (КУ) с резистивной (или резистивно-индуктивной) нагрузкой, включенной в коллекторную (стоковую) цепь выходного транзистора, находят широкое применение в современной микроэлектронике. Для некоторого повышения верхней граничной частоты в таких КУ используются двойные каскоды.

Существенный недостаток классического КУ рис. 4.24 состоит в том, что он имеет недостаточно высокие значения верхней граничной частоты (f_b). Это обусловлено отрицательным влиянием на f_b паразитной емкости затвор-сток ($C_{сз}$) его выходного транзистора. Численные значения $C_{сз}$ для технологических

процессов, имеющих, например, повышенную радиационную стойкость, или устройств с повышенной выходной мощностью, являются одним из главных факторов, определяющих частотный диапазон широкополосных усилителей на основе КУ рис. 4.24.

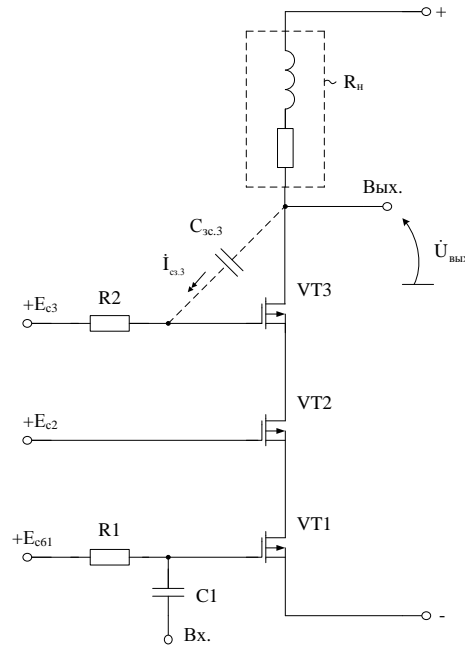


Рисунок 4.24 –Схема классического каскодного усилителя

Задача предлагаемого КУ, представленного на рис. 4.25 [123], состоит в расширении диапазона рабочих частот КУ (повышении его f_v) без ухудшения его коэффициента усиления по напряжению в диапазоне средних частот.

В области высоких частот, на амплитудно-частотную характеристику КУ рис. 4.25 начинает влиять емкость паразитного конденсатора $C_{сз.3}$ в цепи стока транзистора VT3. При этом для схемы рис. 4.25 справедливо следующее уравнение:

$$\dot{I}_{сз.3} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{сз.3}}, \quad (4.91)$$

где $\dot{I}_{c3.3}$ - комплекс тока через паразитный конденсатор $C_{c3.3}$; $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ - комплекс напряжения на выходе устройства; $\dot{Z}_{c3.3} = \frac{1}{j\omega C_{c3.3}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{c3.3}$ на частоте сигнала ω .

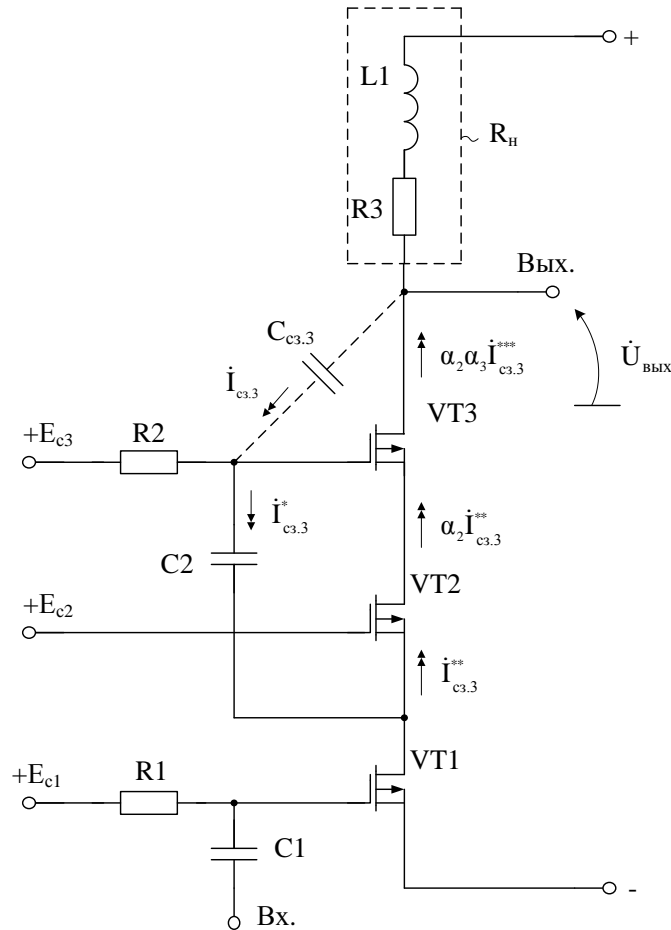


Рисунок 4.25 – Схема предлагаемого каскодного усилителя [123]

Если выбрать сопротивление резистора $R2$ значительно больше, чем входное сопротивление транзистора $VT2$ по цепи истока, то ток стока транзистора $VT3$

$$I_{c3} = \alpha_2 \alpha_3 I_{c3.3}^{***}, \quad (4.92)$$

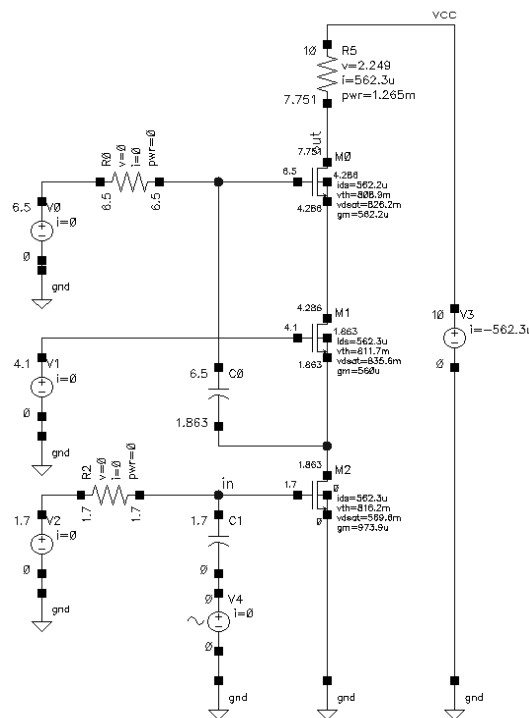
где $\alpha_i \approx 1$ - коэффициент усиления по току истока i -го транзистора (VT2 и VT3); $I_{с3.3}^{***} \approx I_{с3.3}^{**} \approx I_{с3.3}^* \approx I_{с3.3}$ - составляющие тока $\dot{I}_{с3.3}$ в разных ветвях схемы рис. 4.25.

Таким образом, в выходной цепи устройства обеспечивается взаимная компенсация токов $\dot{I}_{с3.3}$, $\dot{I}_{с3} = \alpha_2 \alpha_3 I_{с3.3}$.

В конечном итоге при выполнении условия (4.92) диапазон рабочих частот КУ рис. 4.25 расширяется. Данный вывод подтверждается результатами компьютерного моделирования рис. 4.27.

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение каскодного усилителя характеризуется более широким диапазоном рабочих частот.

На рис. 4.26 представлена схема предлагаемого КУ рис. 4.25 в среде Cadence на моделях интегральных транзисторов XFab.



конденсатором C2 (предлагаемый КУ) и без корректирующего конденсатора C2 (классический КУ). Из данных графиков следует, что верхняя граничная частота предлагаемого устройства расширяется в 1,6 раза.

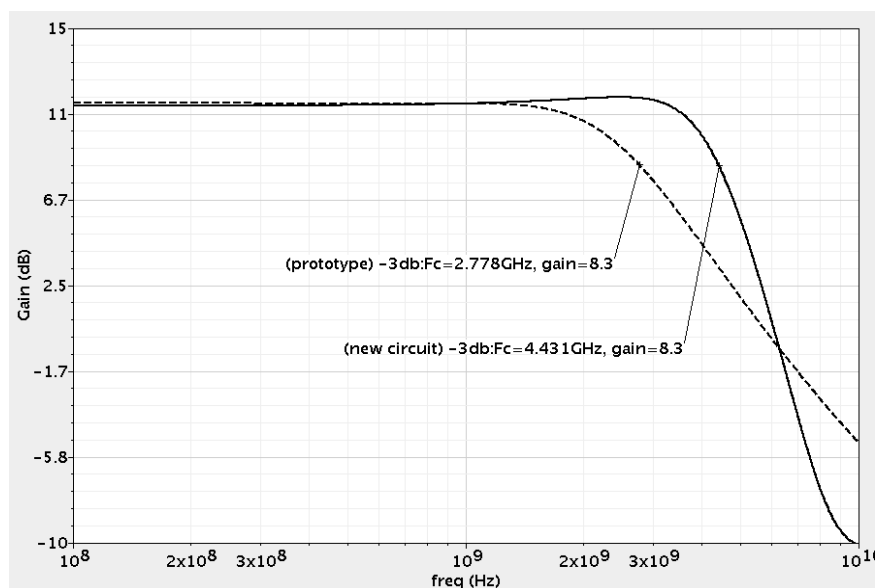


Рисунок 4.27 – Схема предлагаемого каскодного усилителя [123]

На рис. 4.28 показана схема предлагаемого устройства рис. 4.25 в среде Cadence на моделях интегральных SiGe транзисторов.

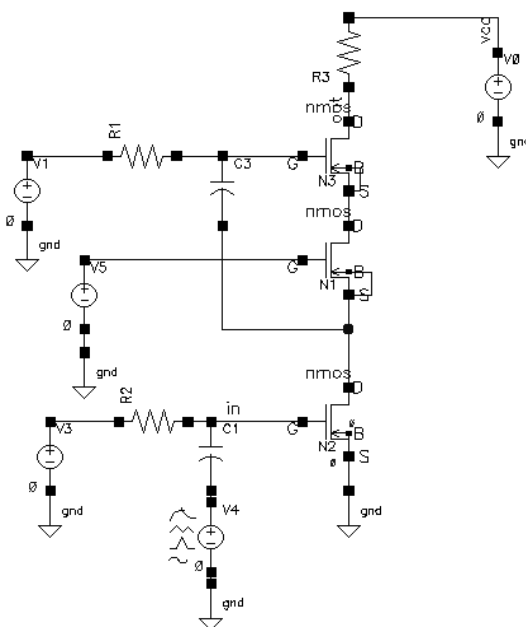


Рисунок 4.28 – Схема предлагаемого каскодного усилителя в среде Cadence на моделях интегральных SiGe транзисторов [123]

На рис. 4.29 представлена амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.28 с корректирующим конденсатором С2 (предлагаемый КУ) и без корректирующего конденсатора С2 (классический). Из данных графиков следует, что верхняя граничная частота заявляемого устройства расширяется в 1,6 раза.

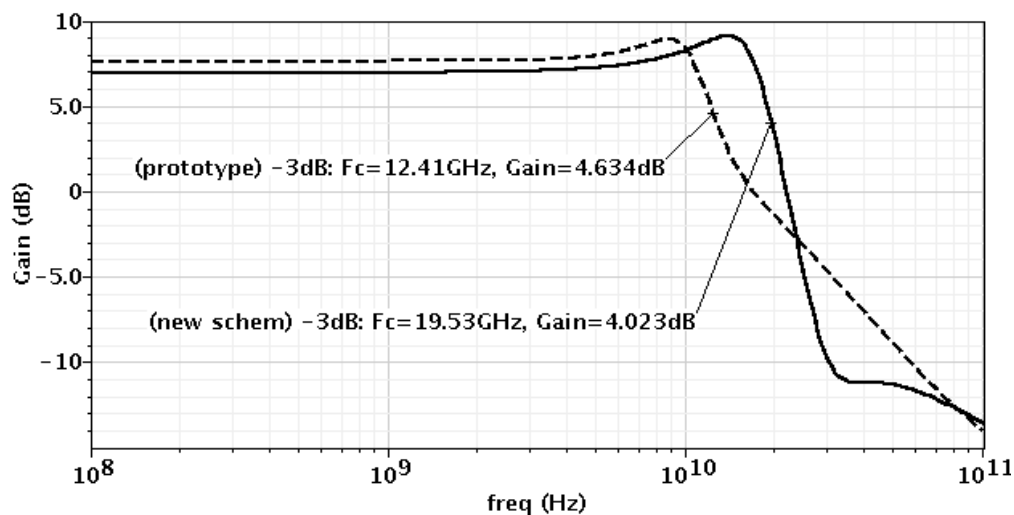


Рисунок 4.29 – Схема предлагаемого каскодного усилителя [123]

4.1.4.4 Компенсация паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона

В современной микроэлектронике находят широкое применение классические каскодные усилители (КУ) с резистивной (или индуктивной) нагрузкой, включенной в коллекторную (стоковую) цепь выходного транзистора. В ряде случаев выходной транзистор таких КУ выполняется по схеме Дарлингтона (в виде составного транзистора), что несколько увеличивает верхнюю граничную частоту (f_B) устройства.

Существенный недостаток КУ (рис. 4.30) состоит в том, что он имеет недостаточно высокие значения верхней граничной частоты f_B . Это обусловлено отсутствием эффекта компенсации паразитной емкости коллектор-база ($C_{кб}$) выходного транзистора и емкости нагрузки (C_H), подключаемой к выходу КУ.

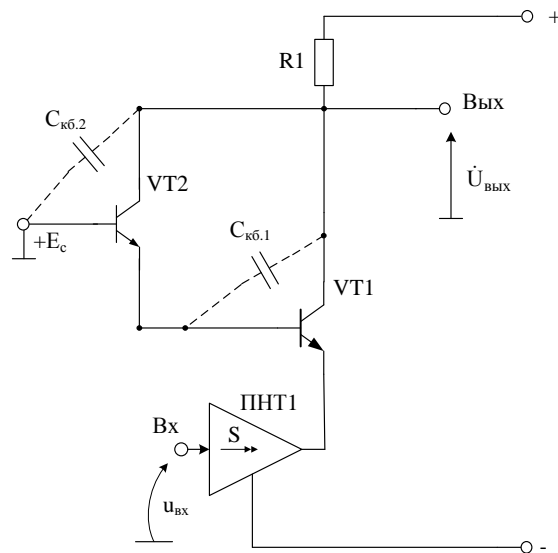


Рисунок 4.30 – Схема классического КУ

На рис. 4.31 показан предлагаемый КУ [124], который обеспечивает расширение диапазона рабочих частот КУ (повышение верхней граничной частоты f_b) без ухудшения коэффициента усиления по напряжению в диапазоне средних частот.

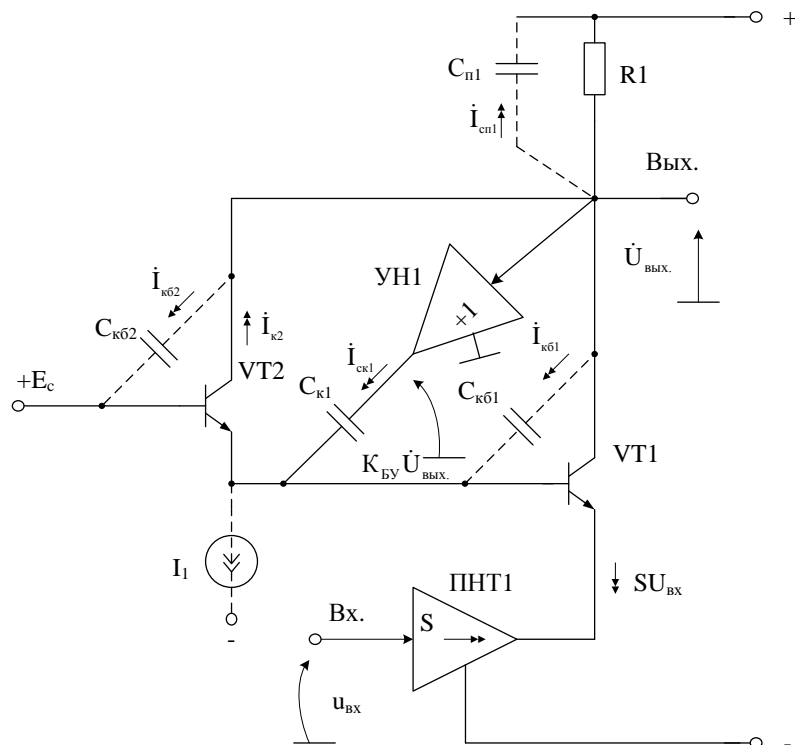


Рисунок 4.31 – Схема предлагаемого КУ [124]

В области высоких частот на амплитудно-частотную характеристику КУ рис. 4.31 начинают влиять емкости коллектор-база выходных транзисторов VT1 и VT2 и их емкости на подложку $C_{п1}$. При этом для схемы рис. 4.31 справедливы следующие уравнения:

$$\dot{I}_{сп1} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{Cп}}, \quad \dot{I}_{кб.1} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{Cкб1}}, \quad \dot{I}_{кб.2} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{Cкб2}}, \quad (4.93)$$

где $\dot{I}_{сп1}$, $\dot{I}_{Cкб1}$, $\dot{I}_{Cкб2}$ - комплексы токов через соответствующие паразитные конденсаторы $C_{п1}$, $C_{кб1}$ и $C_{кб2}$; $\dot{U}_{вых}$ - комплекс напряжения на выходе устройства; $\dot{Z}_{Cп1} = \frac{1}{j\omega C_{п1}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{п1}$ на частоте сигнала ω ; $\dot{Z}_{Cкб1} = \frac{1}{j\omega C_{кб1}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{кб1}$ на частоте сигнала ω ; $\dot{Z}_{Cкб2} = \frac{1}{j\omega C_{кб2}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{кб2}$ на частоте сигнала ω .

Напряжение $\dot{U}_{вых}$ создает в корректирующем конденсаторе $C_{к1}$ комплекс тока

$$\dot{I}_{ск} = \frac{K_{УН1} \dot{U}_{вых}}{\dot{Z}_{Cк1}}, \quad (4.94)$$

где $K_{УН1}$ - коэффициент передачи по напряжению неинвертирующего усилителя напряжения УН1; $\dot{Z}_{Cк1} = \frac{1}{j\omega C_{к1}}$ - комплексное сопротивление корректирующего конденсатора $C_{к1}$ на частоте сигнала ω .

Поэтому в выходной цепи КУ обеспечивается взаимная компенсация суммы токов $\dot{I}_{\text{сп1}} + \dot{I}_{\text{Кб1}} + \dot{I}_{\text{Кб2}}$ и тока $\dot{I}_{\text{к2}}$, причем комплекс этого компенсирующего тока

$$\dot{I}_{\text{к2}} = \alpha_2 (\dot{I}_{\text{ск1}} + \dot{I}_{\text{кб.1}}), \quad (4.95)$$

где $\alpha_2 \approx 1$ - коэффициент усиления по току эмиттера выходного транзистора VT2.

Как следствие, эффективная емкость $C_{\text{эф}}$ выходной цепи, определяющая постоянную времени высоких частот $\tau_{\text{в}}$ и верхнюю граничную частоту $f_{\text{в}}$, уменьшается:

$$C_{\text{эф}} = C_{\text{п1}} + C_{\text{кб.2}} + C_{\text{кб.1}}(1 - \alpha_2) - K_{\text{ун1}}C_{\text{к1}}, \quad (4.96)$$

$$\tau_{\text{в}} = R_1 [C_{\text{п1}} + C_{\text{кб.2}} + C_{\text{кб.1}}(1 - \alpha_2) - K_{\text{ун1}}C_{\text{к1}}], \quad (4.97)$$

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi R_1 [C_{\text{п1}} + C_{\text{кб.2}} + C_{\text{кб.1}}(1 - \alpha_2) - K_{\text{ун1}}C_{\text{к1}}]} \approx \frac{f_{\text{в}}^*}{1 - \frac{C_{\text{к1}}}{C_{\text{п1}} + C_{\text{кб.2}} + C_{\text{кб.1}}(1 - \alpha_2)} K_{\text{ун}}}, \quad (4.98)$$

где $f_{\text{в}}^* = \frac{1}{2\pi R_1 [C_{\text{п1}} + C_{\text{кб.2}} + C_{\text{кб.1}}(1 - \alpha_2)]}$ - верхняя граничная частота усилителя без цепи коррекции.

Если в схеме рис. 4.31 обеспечить равенство

$$C_{\text{к1}} = \frac{C_{\text{кб2}} + C_{\text{п1}} + C_{\text{кб1}}(1 - \alpha_2)}{\alpha_2 K_{\text{ун}}}, \quad (4.99)$$

то в конечном итоге диапазон рабочих частот предлагаемого КУ рис. 4.31 расширяется. Данный вывод подтверждается результатами компьютерного моделирования (рис. 4.33), из которых следует, что верхняя граничная частота КУ увеличивается более чем в 5 раз.

На рис. 4.32 представлена схема предлагаемого КУ рис. 4.31 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП Пульсар» с конкретным выполнением основных функциональных узлов.

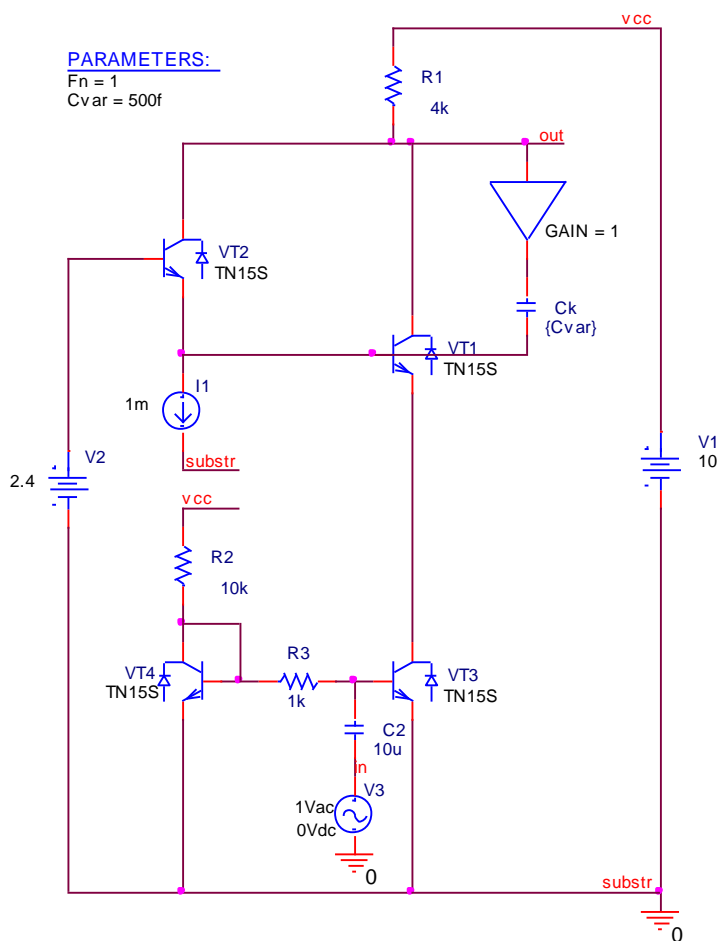


Рисунок 4.32 – Схема предлагаемого КУ в среде PSpice [124]

На рис. 4.33 показана амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.32 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора $C_{к1}$. Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот (f_b по уровню -3дБ) предлагаемого каскодного усилителя расширяется более чем в 5 раз.

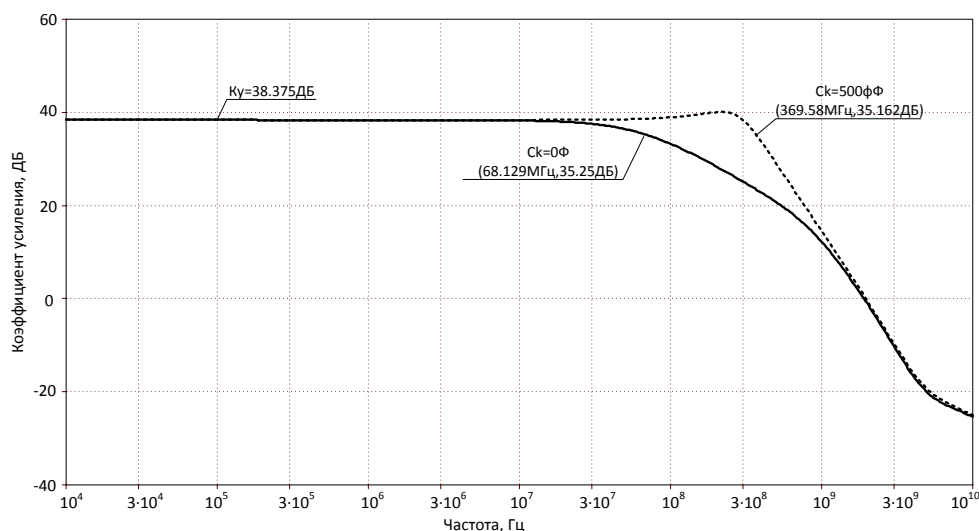


Рисунок 4.33 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ при разных значениях емкости корректирующего конденсатора $C_{к1}$ [124]

На рис. 4.34 показана амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.32 при наличии на выходе устройства паразитного конденсатора нагрузки $C_{п1}$ с эквивалентной емкостью 1 пФ, а также при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_k (конденсатора $C_{к1}$ – в обозначениях рис. 4.31). Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот (f_v по уровню -3дБ) предлагаемого каскодного усилителя рис. 4.31 в данном режиме измерения расширяется в 8 раз.

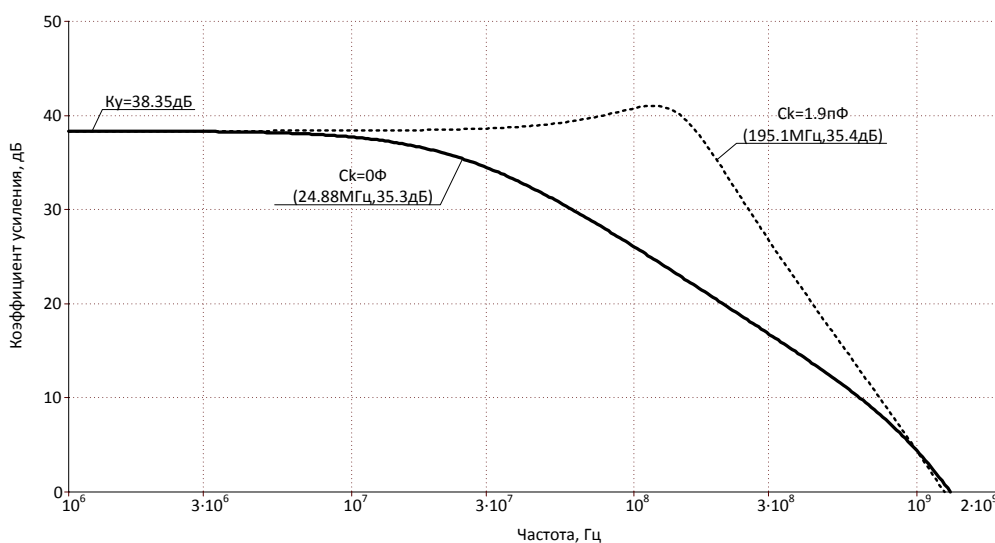


Рисунок 4.34 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению при наличии на выходе КУ паразитного конденсатора нагрузки [124]

Таким образом, предлагаемый каскодный усилитель характеризуется более широким диапазоном рабочих частот.

4.1.5 Широкополосные каскодные дифференциальные усилители

Существенный недостаток классического каскодного усилителя (КУ) с резистивной (или резистивно-индуктивной) нагрузкой, включенной в коллекторную (стоковую) цепь выходного транзистора рис. 4.35 состоит в том, что он имеет недостаточно высокие значения верхней граничной частоты (f_B по уровню -3дБ). Это обусловлено отрицательным влиянием на f_B паразитной емкости на подложку ($C_{п1}$) и паразитной емкости коллектор-база $C_{кб}$ его выходных транзисторов (VT3, VT4). Численные значения $C_{п1}$ и $C_{кб}$ для ряда технологических процессов, имеющих, например, повышенную радиационную стойкость, являются одним из главных факторов, определяющих частотный диапазон широкополосных усилителей на его основе.

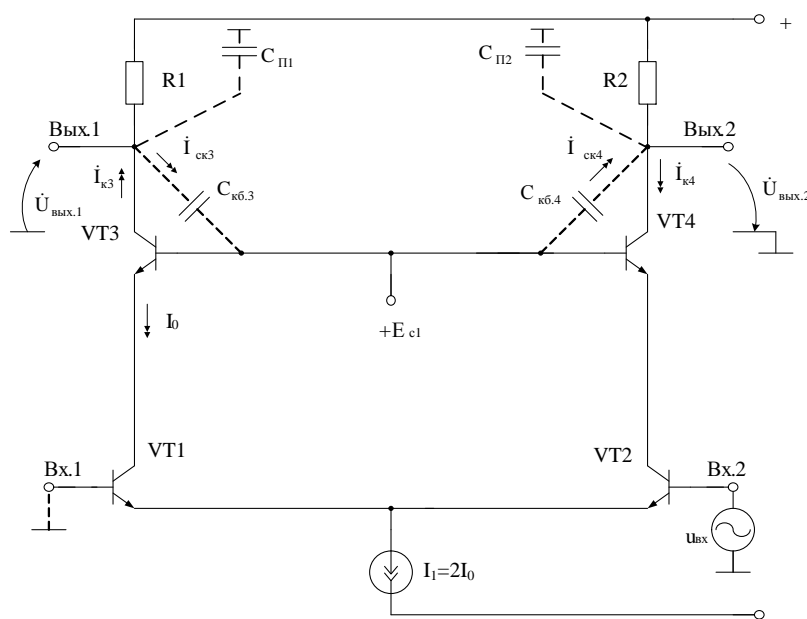


Рисунок 4.35 – Схема классического КУ

На рис. 4.36 представлена схема предлагаемого КУ [125]. Его задача – расширение диапазона рабочих частот КУ (повышение его f_B) без ухудшения

коэффициента усиления по напряжению в диапазоне средних частот и повышение коэффициента усиления в диапазоне средних частот.

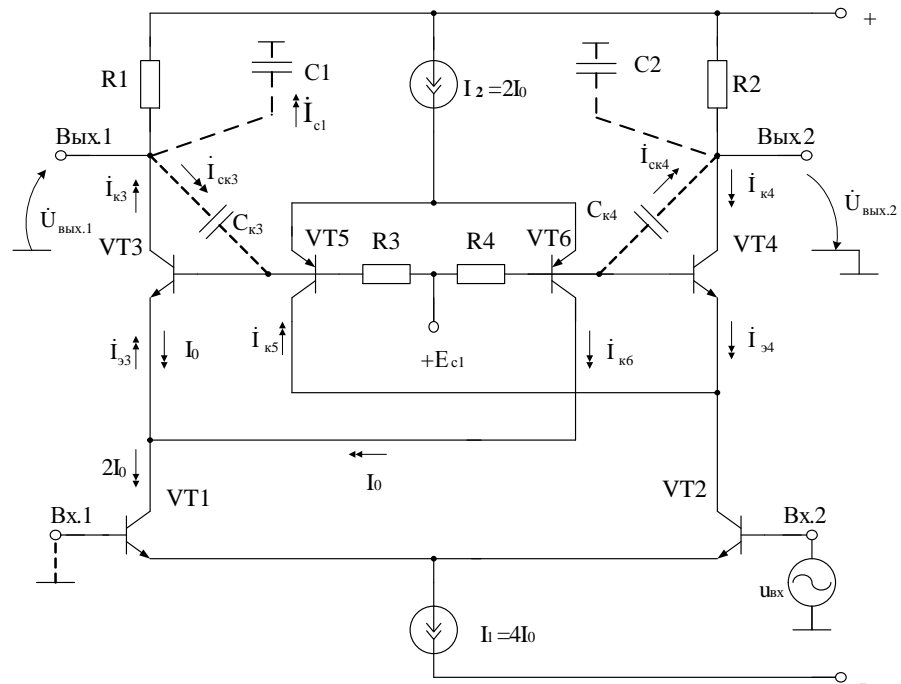


Рисунок 4.36 – Схема предлагаемого КУ [125]

На рис. 4.36 конденсаторы C_1 и C_2 моделируют влияние на работу схемы паразитных емкостей на подложку транзисторов VT_3 и VT_4 , а также емкостей нагрузки. Паразитные конденсаторы $C_{к3}$ и $C_{к4}$ учитывают влияние на работу схемы паразитной емкости коллектор-база соответствующих выходных транзисторов VT_3 и VT_4 .

В области высоких частот, на амплитудно-частотную характеристику КУ рис. 4.36 для выхода (Вых.1) начинают влиять паразитные емкости C_1 и $C_{к3}$ в цепи коллектора выходного транзистора VT_3 . При этом для схемы рис. 4.36 справедливы следующие уравнения:

$$\dot{I}_{к3} = \frac{\dot{U}_{\text{Вых.1}}}{Z_{к3}}, \quad \dot{I}_{к1} = \frac{\dot{U}_{\text{Вых.1}}}{Z_{к1}}, \quad (4.100)$$

где $\dot{I}_{\text{ск3}}$ - комплекс тока через паразитный конденсатор $C_{\text{к3}}$; $\dot{U}_{\text{вых}}$ - комплекс напряжения на выходе устройства Вых.1; $\dot{Z}_{\text{с1}} = \frac{1}{j\omega C_1}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора C_1 на частоте сигнала ω ; $\dot{Z}_{\text{ск3}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{к3}}}$ - комплексное сопротивление паразитного конденсатора $C_{\text{к3}}$ на частоте сигнала ω .

Комплекс тока $\dot{I}_{\text{ск3}}$ создает на резисторе R_3 напряжение

$$\dot{U}_{\text{б3}} = j\omega R_3 C_{\text{к3}} \dot{U}_{\text{вых}}, \quad (4.101)$$

которое преобразуется в ток $\dot{I}_{\text{к6}} = g_{\text{м5-6}} \dot{U}_{\text{б3}}$, где $g_{\text{м5-6}}$ - проводимость передачи каскада на транзисторах VT5, VT6, $g_{\text{м5-6}} \approx (r_{\text{з5}} + r_{\text{з6}})^{-1}$, $r_{\text{з5}}$, $r_{\text{з6}}$ - сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT5, VT6.

Если параметры емкостей конденсаторов C_1 , $C_{\text{к3}}$ удовлетворяют уравнению:

$$\frac{1 + C_1}{C_{\text{к3}}} = 2\alpha_3 \frac{R_3 I_0}{\varphi_{\text{т}}}, \quad (4.102)$$

то в выходной цепи устройства (Вых.1) обеспечивается взаимная компенсация токов $\dot{I}_{\text{с1}}$, $\dot{I}_{\text{ск3}}$ и $\dot{I}_{\text{к1}}$ (в уравнении 3: I_0 - параметр дополнительного токостабилизирующего двухполюсника I_2 , $\varphi_{\text{т}} = 26$ мВ - температурный потенциал; $\alpha_3 \approx 1$ - коэффициент усиления по току эмиттера транзистора VT3).

В конечном итоге при выполнении условия (4.102) диапазон рабочих частот КУ рис. 4.36 расширяется. Данный вывод подтверждается результатами компьютерного моделирования рис. 4.38.

На рис. 4.37 представлена схема предлагаемого устройства рис. 4.36 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО НПП «Пульсар».

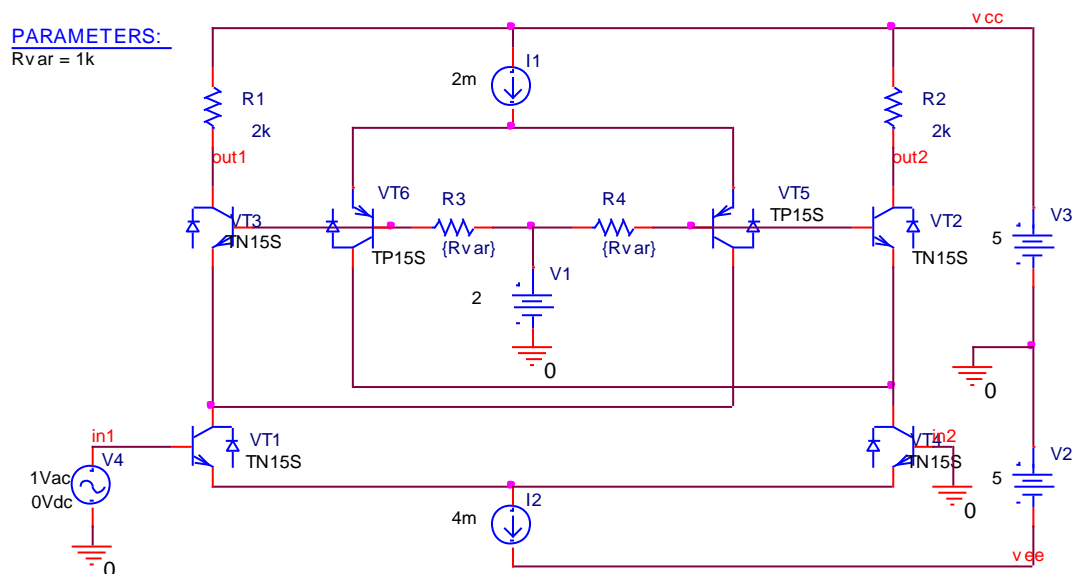


Рисунок 4.37 – Схема предлагаемого КУ в среде PSpice [125]

На рис. 4.38 представлена амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.37 при разных значениях сопротивлений резисторов R3, R4 (в обозначениях рис. 4.36). Из данных графиков следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого каскодного усилителя расширяется более чем в 2 раза.

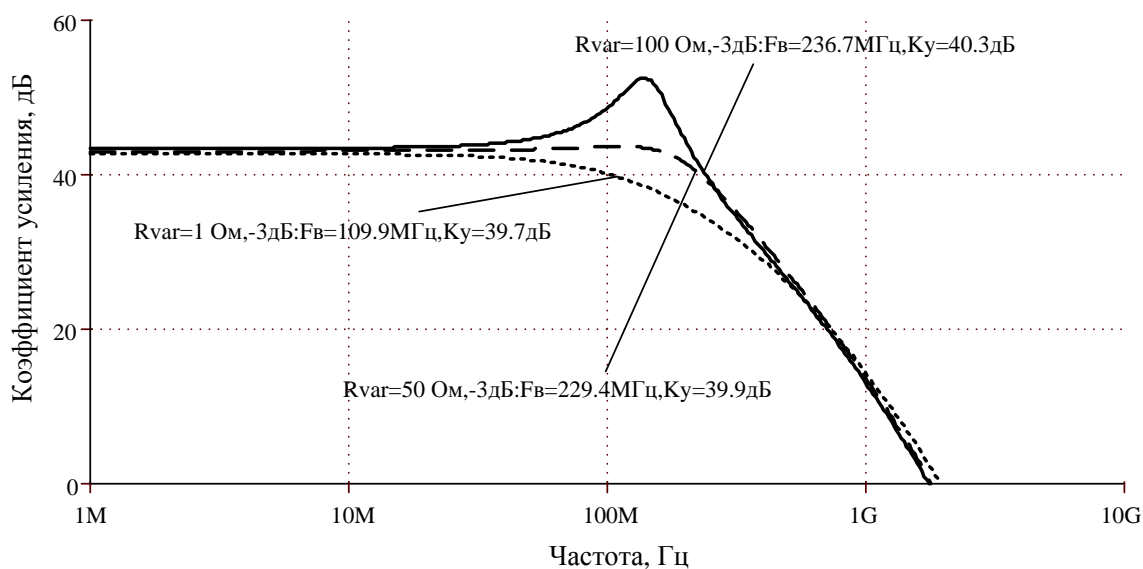


Рисунок 4.38 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.37 при разных значениях сопротивлений резисторов R3, R4 [125]

На рис. 4.39 представлена амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 4.37 при более высоких значениях сопротивлений резисторов R3, R4. Из данных графиков следует, что в данном режиме коэффициент усиления по напряжению предлагаемого ДУ может достигать 60-100 дБ. Однако при более высоких значениях сопротивлений резисторов уменьшается верхняя граничная частота КУ (f_v по уровню -3дБ).

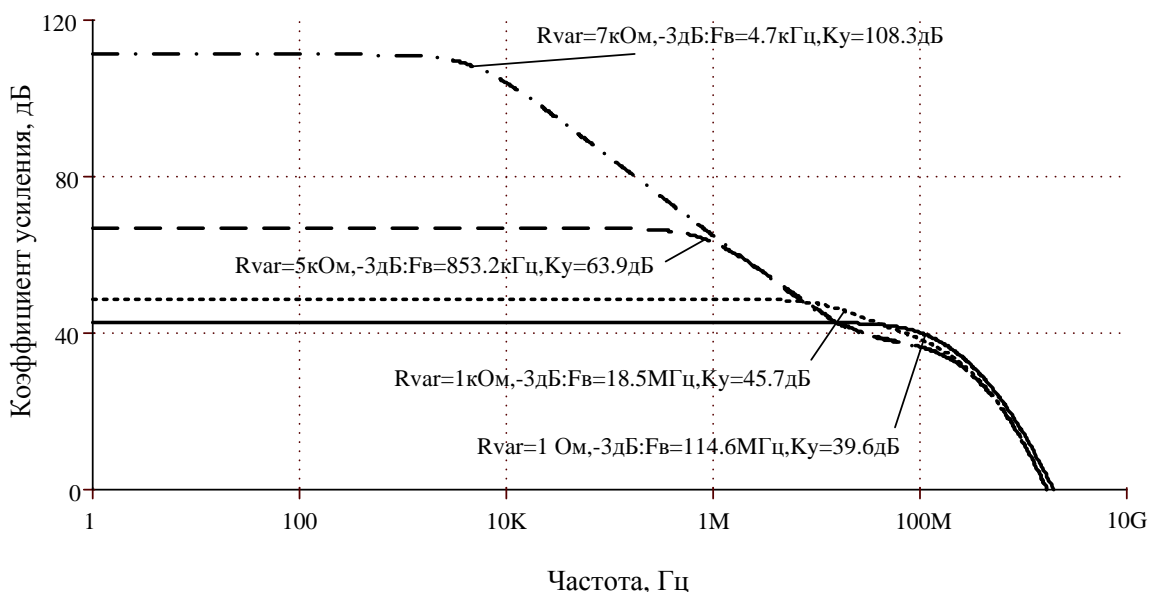


Рисунок 4.39 – Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению КУ рис. 3 при более высоких значениях сопротивлений резисторов R3, R4 [125]

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение каскодного усилителя характеризуется более высоким диапазоном рабочих частот.

4.1.6 Метод расширения диапазона рабочих частот преобразователя «ток-напряжение» на основе каскада с общей базой

Расширение диапазона рабочих частот преобразователей напряжение-ток на основе каскада с общей базой реализуется в схеме рис.4.40.

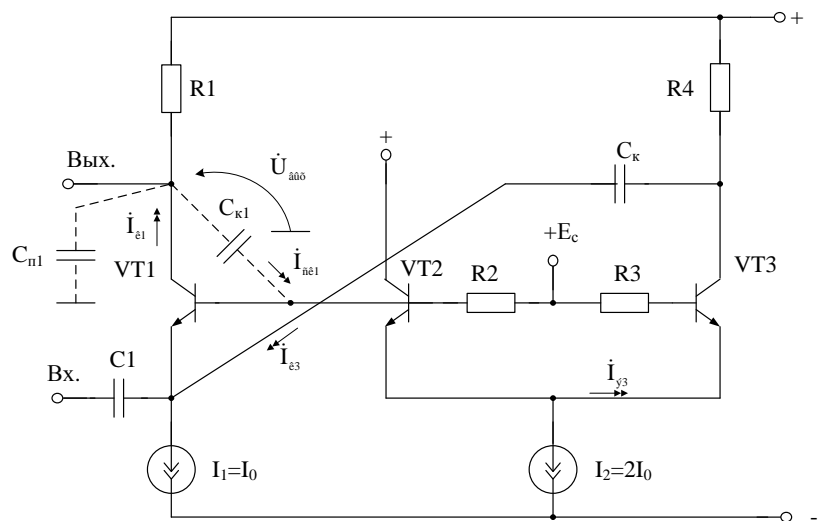


Рисунок 4.40 – Преобразователь «ток-напряжение»

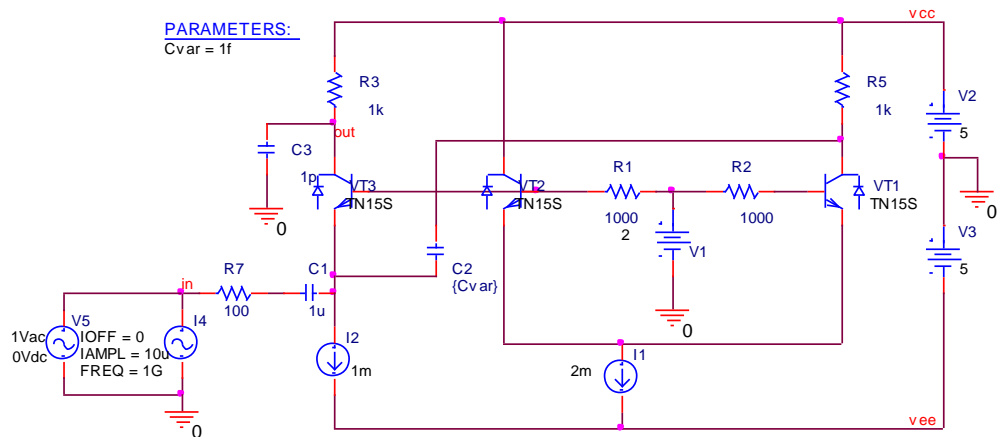


Рисунок 4.41 – Схема преобразователя “напряжение-ток” в среде PSpice

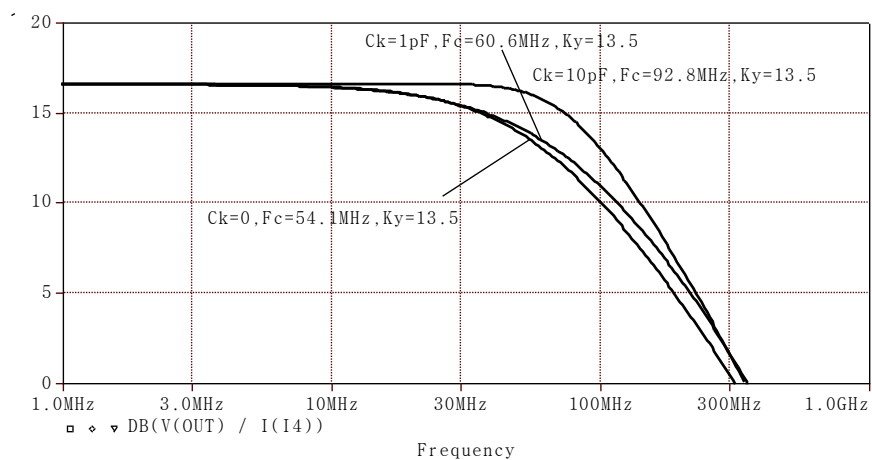


Рисунок 4.42 – АЧХ схемы при различных значениях ёмкости
корректирующего конденсатора C_k

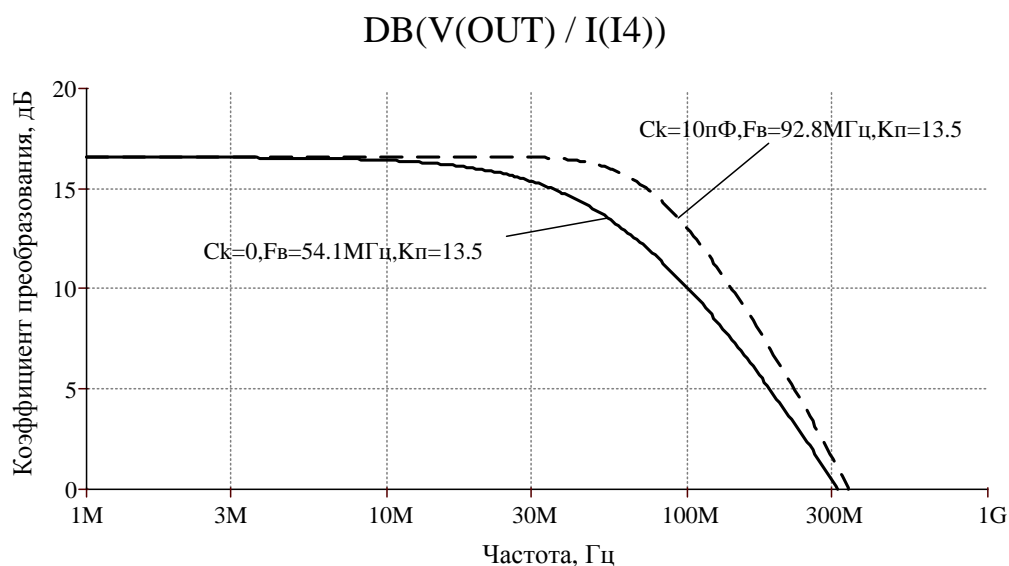


Рисунок 4.43 – АЧХ схемы при различных значениях ёмкости корректирующего конденсатора C_k $DB(V(OUT) / I(I4))$

4.1.7 Пассивная RC коррекция в каскодных дифференциальных усилителях

В каскодных дифференциальных усилителях, имеющих местную отрицательную обратную связь в виде резистора между эмиттерами входных транзисторов (рис. 4.44), возможно получить расширение диапазона рабочих частот в 1,5-2 раза.

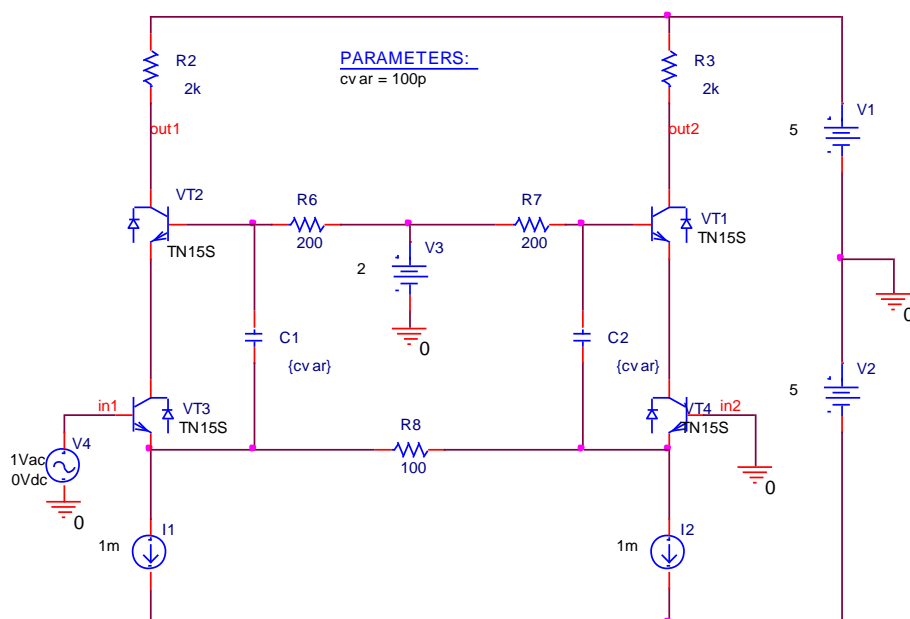


Рисунок 4.44 – Усилитель

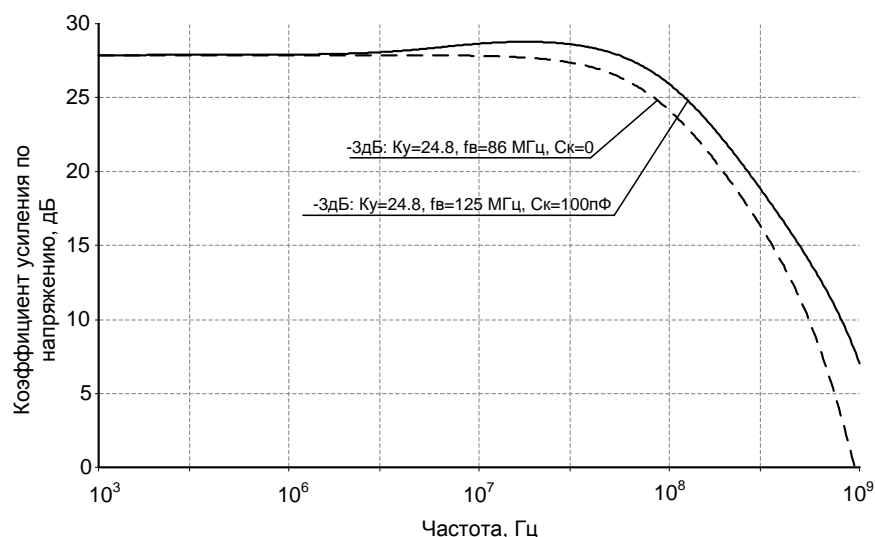


Рисунок 4.45 – Сравнение АЧХ без компенсирующей емкости и при $C_{var}=C_k=100$ пФ

4.2 Взаимная компенсация нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях

Классический дифференциальный входной КМОП-каскад широко используется в качестве устройства усиления аналоговых сигналов с широким динамическим диапазоном, в структуре быстродействующих аналоговых микросхем различного функционального назначения (например, операционных усилителях (ОУ), мультидифференциальных ОУ и т.п.). Дифференциальные входные каскады данного класса (рис. 4.46) стали основным усилительным элементом многих аналоговых интерфейсов.

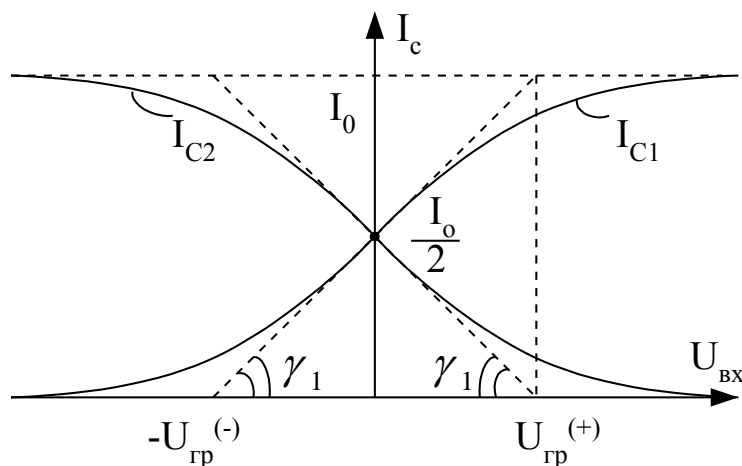


Рисунок 4.47 – К расчету диапазона активной работы ДК на МОП-транзисторах

В субмикронной области ($I_c < 1 \div 10$ мкА), иногда называемой областью слабой инверсии, стоко-затворная характеристика МОПТ описывается экспоненциальным уравнением, совпадающим по основным свойствам с уравнением входной характеристики биполярного транзистора [128]

$$I_c = I_{c.o} \exp \frac{U_{зп}}{m_m \varphi_T} \left[\exp \left(-\frac{U_{ип}}{\varphi_T} \right) - \exp \left(-\frac{U_{сп}}{\varphi_T} \right) \right], \quad (4.103)$$

где $I_{c.o}$ – характеристический ток [128]; m_m – коэффициент наклона ($m_m = 2 \div 6$ [129]); $U_{зп}$, $U_{ип}$, $U_{сп}$ – напряжение на затворе, истоке, стоке по отношению к подложке; φ_T – температурный потенциал.

Для работы в субмикронной области необходимо, чтобы

$$U_{сп} - U_{зп} > (3 \div 4) \varphi_T,$$

$$I_c \leq S_w \mu C_o \varphi_T^2,$$

где μ – подвижность основных носителей в канале МОПТ; S_w – отношение эффективной ширины (W) к эффективной длине (L) канала МОПТ; C_o – емкость подзатворного окисла на единицу площади.

У полевых транзисторов с коротким каналом субмикронная область распространяется до токов стока, имеющих значение $I_c = 100 \div 200$ мкА [129].

Из уравнения (4.103) можно получить, что у МОПТ в этой области [129]:

$$I_c = I_{c,0} \exp \frac{U_3 - U_{\pi}}{m_m \phi_T}. \quad (4.104)$$

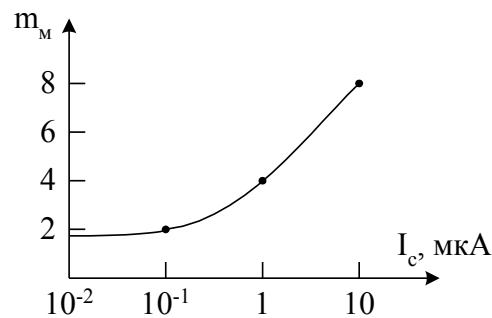


Рисунок 4.48 – Типовая зависимость коэффициента m_m для маломощных МОПТ с индуцированным р-каналом [129]

Для транзисторов с коротким и длинным насыщенными каналами [128] в области, близкой к пороговому напряжению (U_{π}), стоко-затворная характеристика имеет квадратичный участок:

$$I_c \leq 0,5 S \mu C_o (U_{зи} - U_{\pi})^2 = \frac{K_1}{2} (U_{зи} - U_{\pi})^2, \quad (4.105)$$

$$\text{где } K_1 = \frac{W}{L} \mu C_o.$$

Если транзистор используется в режиме средних токов при $U_{зи} > U_{\pi}$, то в ряде случаев квадратичный участок может вырождаться в прямолинейную зависимость:

$$I_c = Y_{\Sigma} (U_{зи} - U_{\pi}), \quad (4.106)$$

где Y_{Σ} - тангенс угла наклона характеристики.

Таким образом, в зависимости от выбираемого разработчиком статического режима напряжение ограничения ДК $U_{гр}$ на полевых транзисторах, определяемое путем кусочно-линейной аппроксимации его проходной характеристики $i_n = I_{c1}\{u_{вх}\} - I_{c2}\{u_{вх}\}$, может принимать три значения – $U_{гр.эксп}$, $U_{гр.кв}$, $U_{гр.мин}$.

Для субмикронного диапазона токов стока:

$$U_{гр} \Big|_{I_c < 1 \div 10 \text{ мкА}} = U_{гр.эксп} = \frac{4m_m \phi_T}{1 + K_i}, \quad (4.107)$$

где $K_i \approx 1$ – коэффициент усиления по току подсхемы активной нагрузки инвертирующего повторителя тока (ИПТ).

Следовательно, в режиме микротоков VT1-VT2 диапазон активной работы ДК рис. 4.47а практически такой же, как и у классического ДК на биполярных транзисторах, который определяется формулой [126]:

$$U_{гр} = 2\phi_T m_{БТ}. \quad (4.108)$$

Однако у МОПТ коэффициент m_m более сильно зависит от режима (рис. 4.48), чем $m_{БТ}$ и может при $I_c > 1 \text{ мкА}$ достигать относительно больших значений $m_m = 6 \div 8$ [129].

Для пороговой области или диапазона квадратичной характеристики МОПТ:

$$U_{гр} \Big|_{U_{зи} \approx U_{п}} = U_{гр.кв} = \frac{4}{1 + K_i} \sqrt{\frac{I_0}{K_1}} \approx 2 \sqrt{\frac{I_0}{K_1}} = 2 \sqrt{\frac{I_0 \cdot L}{W \mu C_0}}. \quad (4.109)$$

Если известно, что при некотором характеристическом напряжении на затворе $U_{зи.р} > U_{п}$ ток стока одиночного МОПТ принимает значение $I_{с.х} = \frac{I_0}{2}$, то

уравнение (4.109) можно представить в виде:

$$U_{\text{гр.кв}} = 2(U_{\text{зи.р}} - U_{\text{п}}), \quad (4.110)$$

где $U_{\text{зи.р}}$ – напряжение между затвором и истоком полевых транзисторов VT1-VT2 ДК в статическом режиме.

Таким образом, при работе МОПТ в диапазоне квадратичной характеристики аппроксимированное значение $U_{\text{гр.кв}}$ определяется разностью $U_{\text{зи.р}} - U_{\text{п}}$, которая может достигать единиц вольт.

Для линейной аппроксимации стоко-затворной характеристики МОПТ

$$U_{\text{гр}} \Big|_{U_{\text{зи}} > U_{\text{п}}} = U_{\text{гр.лин}} = \frac{2}{1 + K_i} \cdot \frac{I_0}{Y_{\Sigma}} \approx I_0 \cdot Y_{\Sigma}^{-1}. \quad (4.111)$$

На рис. 4.49 приведены зависимости напряжения ограничения ДК $U_{\text{гр}}$ от координат статического режима полевых транзисторов, построенные с учетом формул (4.107), (4.110), (4.111).

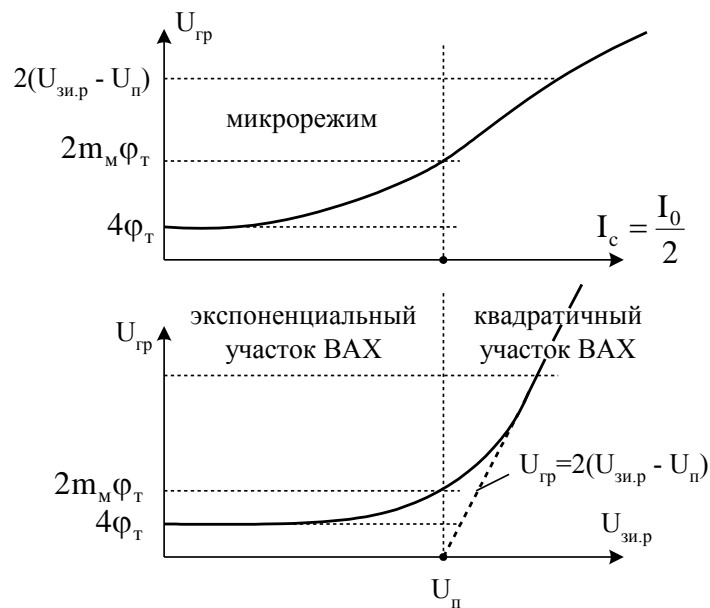


Рисунок 4.49 – Зависимость диапазона активной работы ДК рис. 1а ($U_{\text{гр}}$) от статического режима VT1-VT2 (I_c , $U_{\text{зи.р}}$)

Их анализ показывает, что в микромощных схемах каскады на МОПТ практически не имеют каких-либо преимуществ по $U_{гр}$ в сравнении с каскадами на биполярных транзисторах, что ограничивает быстродействие ОУ на их основе в режиме большого сигнала. Устранить этот недостаток ДК рис. 4.47а можно с помощью схемотехнических методов, например, путем введения в базовую структуру ДК рис. 4.47а некоторой структурной избыточности (нелинейной корректирующей цепи) [126,127].

4.2.2 Быстродействие операционных усилителей с КМОП входными каскадами

При этом для большинства ОУ с высокоимпедансным узлом и одним корректирующим конденсатором (C_K) максимальная скорость нарастания выходного напряжения определяется формулой:

$$v_{вых} = 2\pi f_{ср} U_{гр}, \quad (4.112)$$

где $f_{ср}$ – частота единичного усиления (частота среза) скорректированного ОУ; $U_{гр}$ – напряжение ограничения проходной характеристики $i_{вых}=f(u_{вх})$ входного каскада (для классических ДК на биполярных транзисторах и полевых транзисторах в микрорежиме $U_{гр}=50\div 100$ мВ).

Из (4.112) следует, что повышение $v_{вых}$ можно осуществить двумя качественно разными путями:

1. Увеличением диапазона активной работы входного ДК (т.е. напряжения $U_{гр}$) без изменения крутизны преобразования входного напряжения в выходные токи ДК;
2. Повышением $f_{ср}$ за счет улучшения частотных свойств транзисторов, что связано, прежде всего, с использованием более высокочастотных и дорогостоящих техпроцессов (SG25VD, SG25H1, SG25RH и др.).

транзистора VT6. Следует также заметить, что напряжение на истоках входного полевого VT2 и выходного полевого VT4 транзисторов и (при дальнейшем увеличении $u_{вх}$) не изменяется.

Рассмотрим далее работу схемы рис. 4.50 при $R_1 = R_2 = 0,5 \div 2$ кОм, а также дальнейшем ($u_{вх.1-2} > 150$ мВ) увеличении амплитуды входного сигнала. Если в статическом режиме выбрать напряжение смещения E_0 цепей смещения потенциалов таким образом, что статические токи через резисторы R1 и R2 будут близки к нулю, то дальнейшее увеличение $u_{вх.1-2} > 100 \div 150$ мВ будет «выделяться» на резисторах R1 и R2. Как следствие, в этом режиме начинает увеличиваться ток истока (стока) входного полевого VT1 и выходного VT4 транзисторов, а также выходной ток ДК (для токовых выходов устройства (Вых.1₁ и Вых.1₄)).

4.2.4 Результаты компьютерного моделирования

На рис. 4.51 показана схема предлагаемого дифференциального каскада с идеальными источниками цепей смещения потенциалов в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

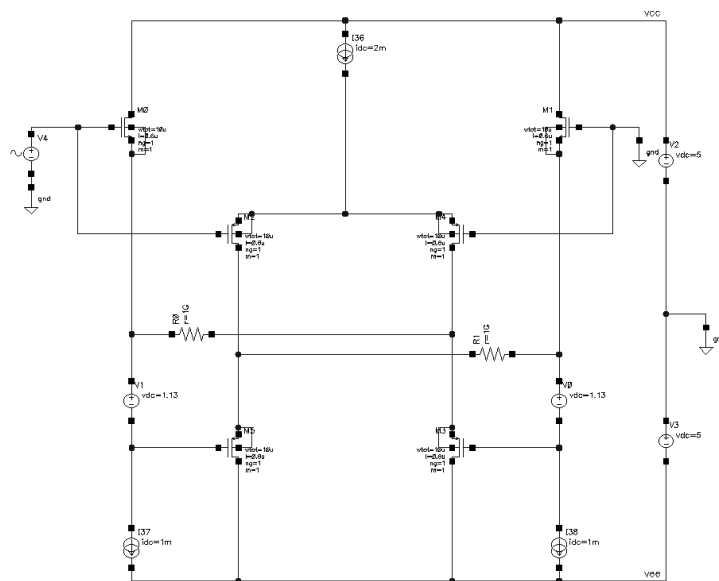


Рисунок 4.51 – Схема предлагаемого дифференциального каскада в среде компьютерного моделирования PSpice [130]

На рис. 4.52 показана зависимость выходных токов классического ДК от изменения входного дифференциального напряжения при малом суммарном токе его общей истоковой цепи ($I_1=10\text{мкА}$). Из данного графика следует, что диапазон активной работы классического ДК лежит в пределах 100-150 мВ и практически не отличается от диапазона активной работы классических дифференциальных каскадов на биполярных транзисторах. Данное обстоятельство является основной причиной невысокого быстродействия КМОП-операционных усилителей на основе известной схемы ДК.

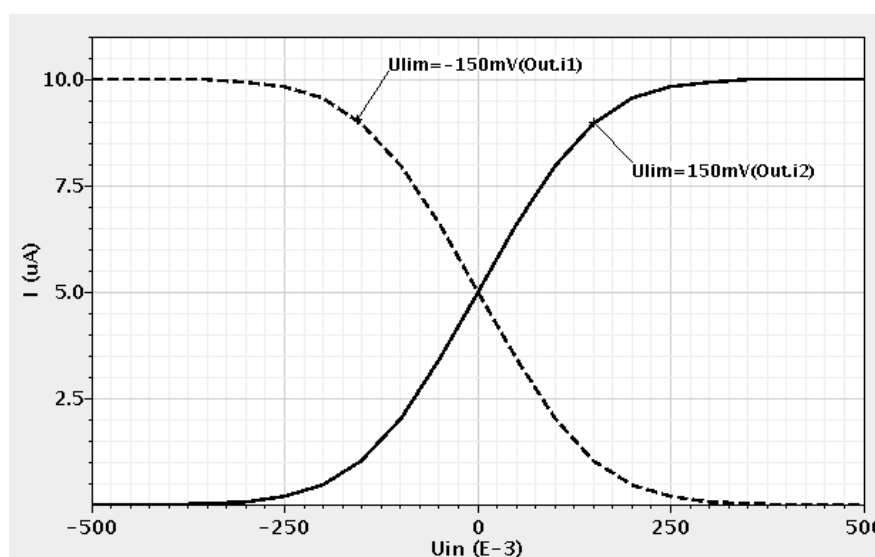


Рисунок 4.52 – Зависимость выходных токов классического ДК от изменения напряжения при малом суммарном токе его общей истоковой цепи ($I_1=10\text{мкА}$)

[130]

На рис. 4.53 приведена схема рис. 4.51, в которой последовательно с резисторами R1 и R2 введены дополнительные нелинейные элементы (p-n переходы), расширяющие возможности исходной схемы при работе с большими входными сигналами.

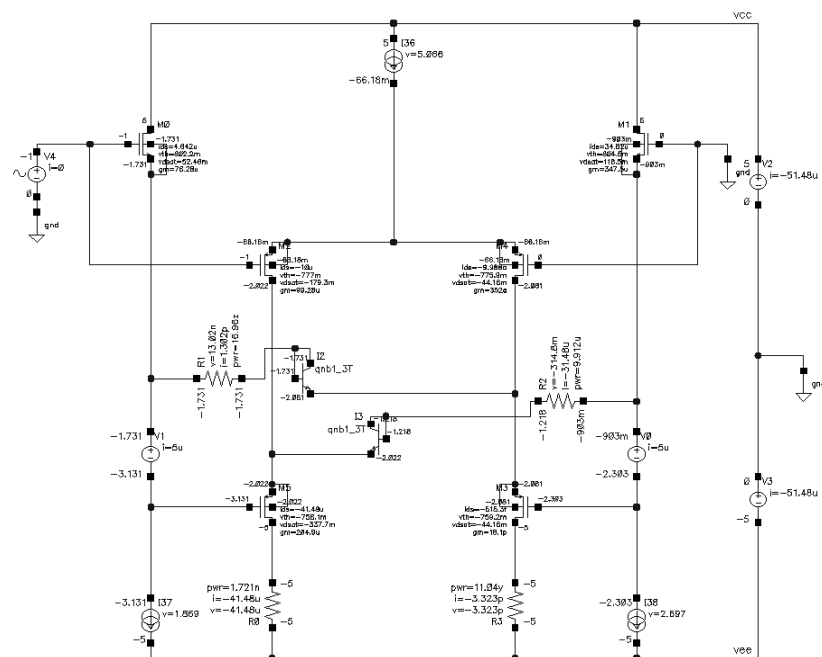


Рисунок 4.53 – Пример реализации входного дифференциального каскада [130]

На рис. 4.54 представлена зависимость выходных токов ДК рис. 4.53 при разных значениях напряжений цепи смещения потенциалов E_{c1} и дополнительной цепи смещения потенциалов E_{c2} . Данный график показывает, что в схеме рис. 4.53 возможно формирование зон нечувствительности на проходной характеристике, что расширяет возможности исходной схемы.

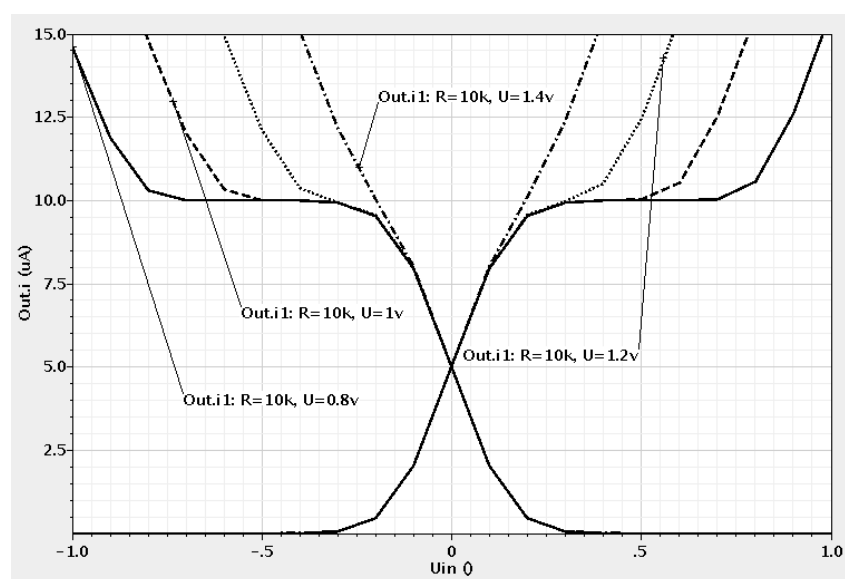


Рисунок 4.54 – Проходная характеристика ДК рис. 4.53 при разных значениях напряжений цепи смещения потенциалов [130]

На рис. 4.55 представлена схема предлагаемого ДК рис. 4.50, в котором источники напряжения цепи смещения потенциалов E_{c1} и дополнительной цепи смещения потенциалов E_{c2} выполнены, в частном случае, на полевых транзисторах с закороченными выводами затвора и стока.

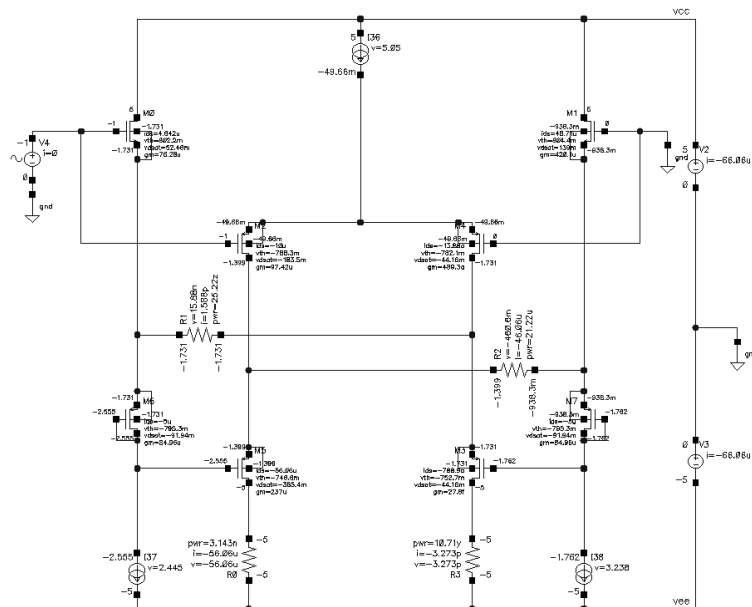
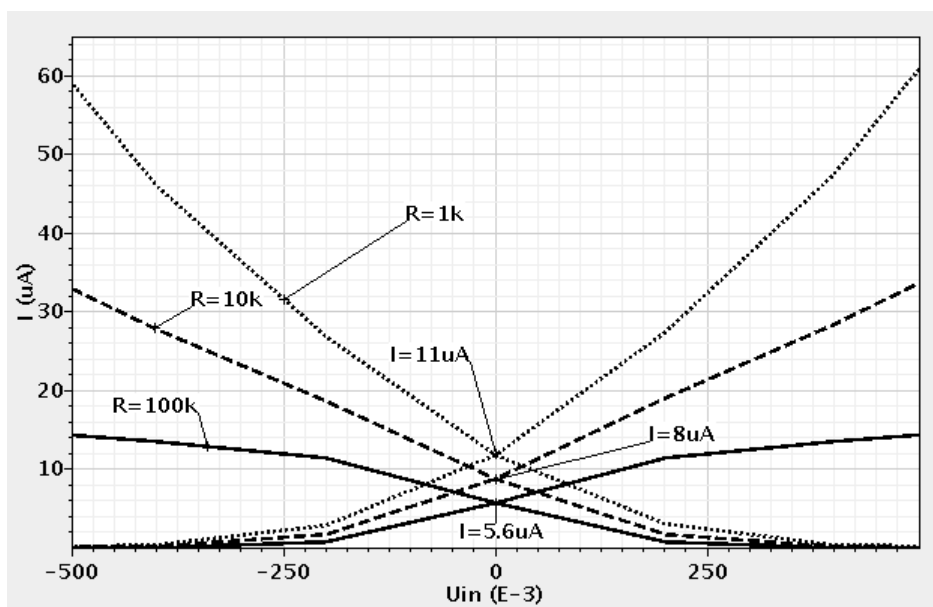
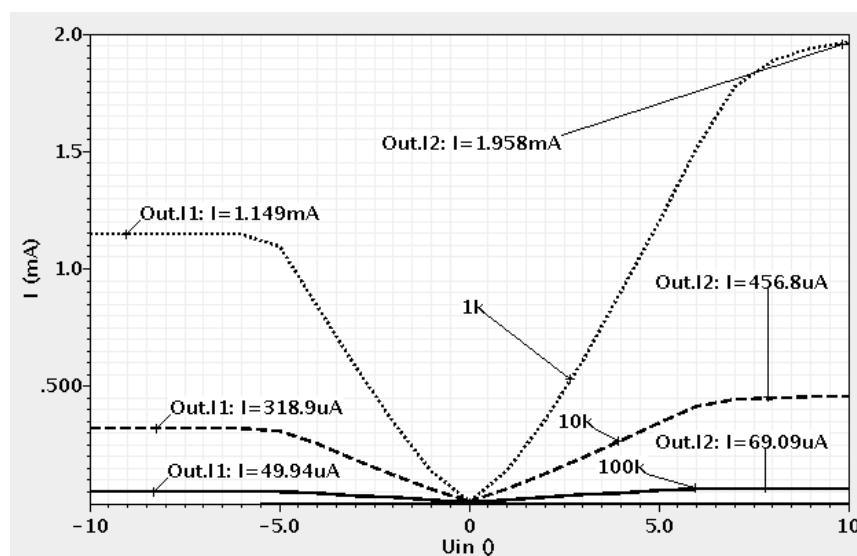


Рисунок 4.55 – Пример реализации входного дифференциального каскада [130]

На рис. 4.56 приведены проходные характеристики схемы рис. 4.55 в мелком (а) и в крупном (б) масштабах при разных значениях сопротивлений первого резисторов $R1$ и $R2$.



а)



б)

Рисунок 4.56 – Проходные характеристики схемы рис. 4.55 в мелком (а) и в крупном (б) масштабах при разных значениях сопротивлений резисторов R1 и R2 [130]

На рис. 4.57 в качестве примера показана схема микромощного ($I_{13}=10$ мкА) быстродействующего КМОП-операционного усилителя в среде Cadence на базе предлагаемого ДК рис. 4.50.

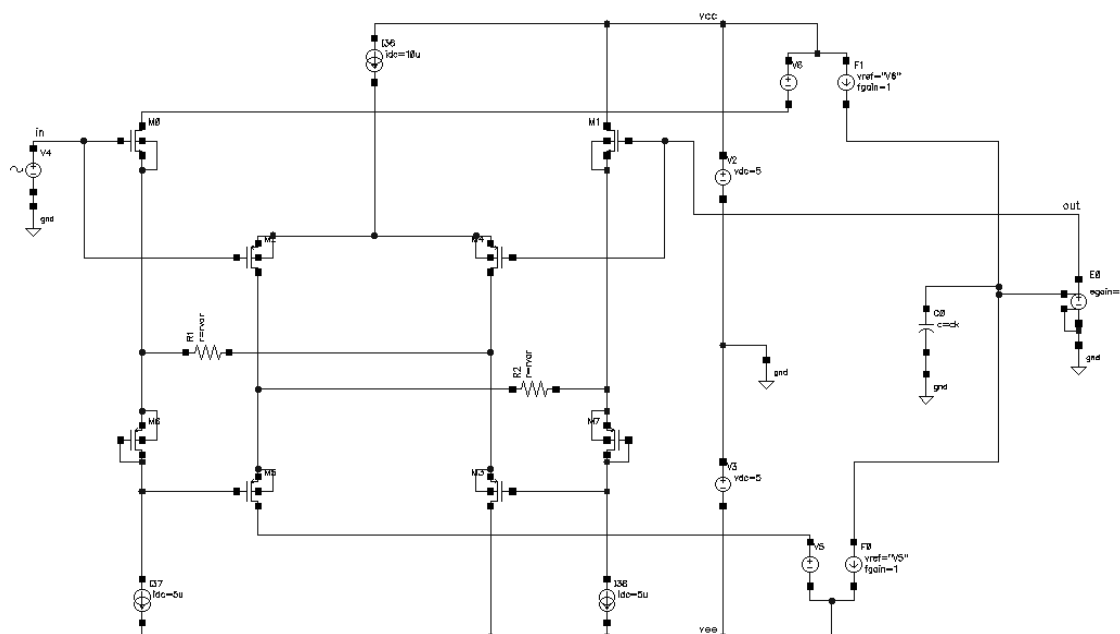


Рисунок 4.57 – Схема микромощного ($I_{13}=10$ мкА) быстродействующего КМОП-операционного усилителя на базе предлагаемого ДК в среде Cadence [130]

На рис. 4.58 приведены амплитудно-частотные характеристики операционного усилителя рис. 4.57 со 100% отрицательной обратной связью при различных значениях традиционной емкости коррекции C_k .

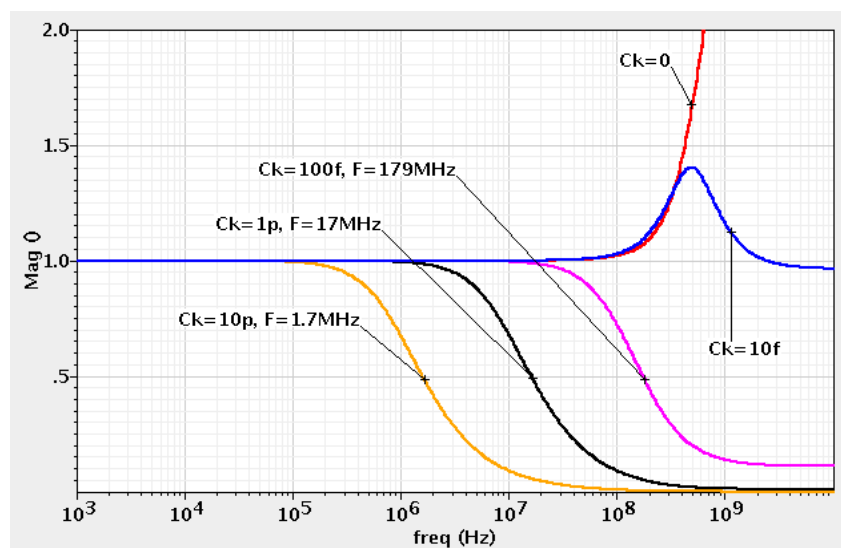


Рисунок 4.58 – АЧХ операционного усилителя рис. 4.57 со 100% отрицательной обратной связью при различных значениях емкости коррекции C_k [130]

На рис. 4.59 приведены графики переходных процессов в ОУ рис. 4.57 при бесконечно больших сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 . В данном режиме схема рис. 4.57 соответствует применению в ОУ схемы классического ДК.

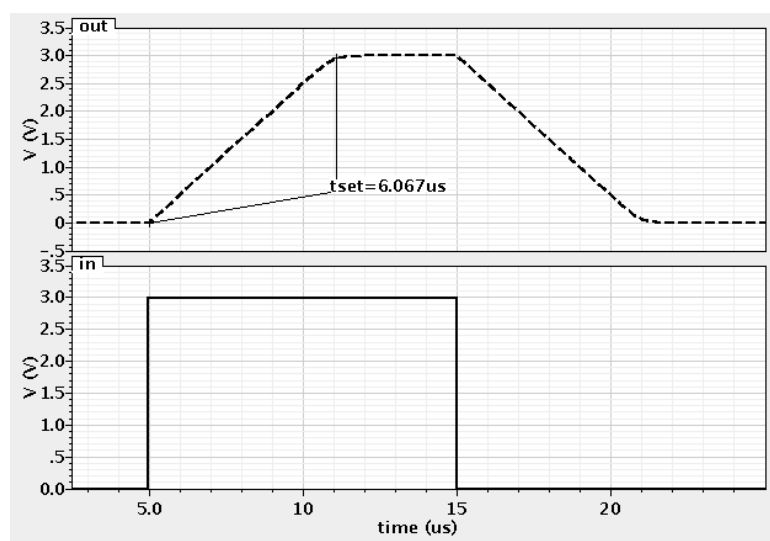


Рисунок 4.59 – Графики переходных процессов в ОУ рис. 4.57 при бесконечно больших сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 [130]

Рассмотрение графиков рис. 4.59 показывает, что максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ на базе известного ДК составляет $\vartheta_{\text{ВЫХ}} = 0,5 \text{ В/мкс.}$

На рис. 4.60 приведены графики переходных процессов в ОУ рис. 4.57 при сопротивлениях резисторов R1 и R2, равных 1 КОм. Рассмотрение графиков рис. 4.60 показывает, что максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ на базе предлагаемого ДК при работе его транзисторов в микрорежиме ($5 \div 10 \text{ мкА}$) составляет $\vartheta_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В/мкс.}$

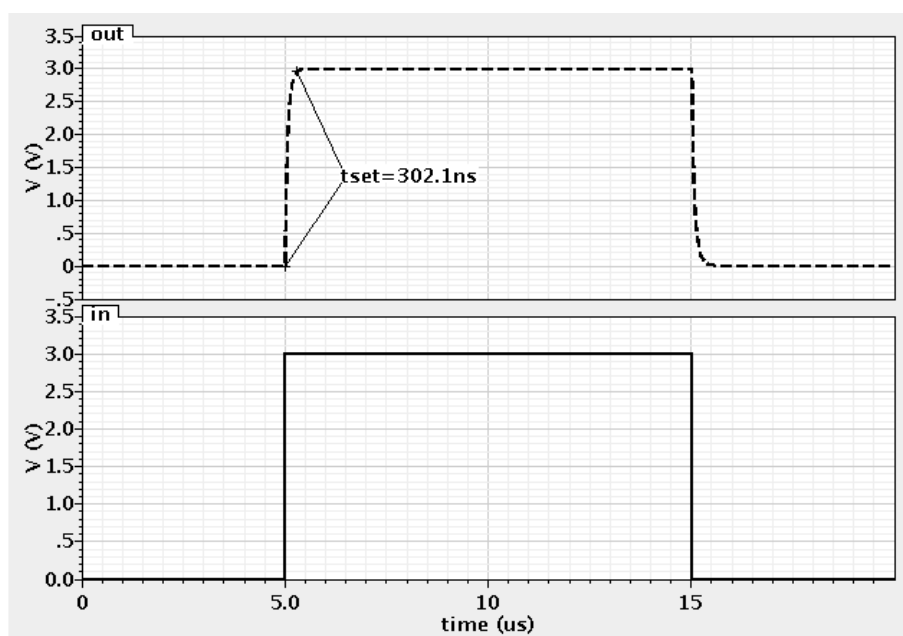


Рисунок 4.60 – Графики переходных процессов в ОУ рис. 4.57 при сопротивлениях резисторов R1 и R2, равных 1 Ком [130]

Графики рис. 4.54, рис. 4.56 подтверждают, что предлагаемый ДК обеспечивает достаточно большие выходные токи (значительно превышающие статический ток $I_1 = 5 \div 10 \text{ мкА}$). Заметим, что данный режим характерен для транзисторных каскадов класса «AB».

Таким образом, ДК рис. 4.50 работает как каскад класса «AB». Его максимальные выходные токи существенно превышают микроамперные статические токи транзисторов (VT1, VT2, VT3 и VT4). Наряду с более

высоким значением $U_{гр}$, это является существенным достоинством предлагаемого ДК, позволяющим более чем на порядок (в 20 раз) повысить максимальную скорость нарастания выходного напряжения, например, в операционном усилителе или уменьшить время установления переходного процесса в компенсационном стабилизаторе напряжения с использованием ДК.

4.3 Широкополосные каскодные усилители с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и двухполюсника нагрузки

В настоящем разделе рассматривается метод повышения (в 5-10 раз) коэффициента передачи по напряжению (K_y) широкополосных каскодных усилителей (ШКУ) с пассивной нагрузкой в виде сравнительно низкоомного резистора ($R_1=0,5-1\text{кОм}$). Эффект повышения коэффициента усиления ШКУ обеспечивается за счет введения специальной цепи собственной компенсации R_1 . Предлагаются архитектуры ШКУ на биполярных и КМОП транзисторах, в которых совмещена компенсация R_1 и проходной емкости выходного транзистора. Это повышает K_y , а также верхнюю граничную частоту ШКУ (f_B) в тех случаях, когда инерционность проходной ёмкости доминирует.

4.3.1 Классические схемы ШКУ с компенсацией влияния на верхнюю граничную частоту паразитной емкости

В современной микроэлектронике находят применение широкополосные каскодные усилители (ШКУ) с каналом собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора VT_1 ($C_{кб.1}$, $C_{зс.1}$), (рис. 4.61) реализованным на основе неинвертирующего повторителя тока ПТ1 [131]. Данная архитектура [131,4, 132], которая реализуется также на КМОП транзисторах, позволяет в несколько раз улучшить верхнюю граничную частоту (f_B) ШКУ для случаев, когда проходная ёмкость ($C_{кб.1}$, $C_{зс.1}$) оказывает доминирующее влияние на верхнюю граничную частоту f_B .

Статический режим ШКУ (рис. 4.62) устанавливается цепями смещения потенциалов E_{c1} и E_{c2} , в качестве которых могут применяться как резистивные делители напряжения питания, так и более совершенные схемы источников напряжения с малыми выходными сопротивлениями.

Положительное изменение входного напряжения $u_{вх}$ в ШКУ рис. 4.62 приводит к увеличению напряжения на выходе ($u_{вых}$), которое создает ток i_{R1} через резистор нагрузки $R1$: $i_{R1} \approx u_{вых} / R_1$.

Это объясняется тем, что низкоомный токовый вход неинвертирующего повторителя тока ПТ1 (его входное сопротивление $R_{вх.ПТ1} \approx 0$) имеет по переменному току нулевой потенциал. Поэтому все приращение i_{R1} передается на вход и, затем, на выход ПТ1, а далее в эмиттер и коллектор выходного транзистора VT1:

$$i_{вых.ПТ1} = K_{i1} i_{вх.ПТ1} = K_{i1} i_{R1} \approx i_{э1}, \quad (4.113)$$

$$i_{к1} = \alpha_1 i_{э1} = \alpha_1 K_{i1} i_{R1}, \quad (4.114)$$

где $\alpha_1 \approx 1$ - коэффициент усиления по току эмиттера транзистора VT1; $K_{i1} \approx 1$ - коэффициент усиления по току неинвертирующего повторителя тока ПТ1.

В результате эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи транзистора VT1, определяющее коэффициент усиления ШКУ, возрастает

$$R_{н.ЭКВ} = \left. \frac{u_{вых}}{i_{вых}} \right|_{u_{вх}=0} \approx \frac{R_1}{1 - \alpha_1 K_{i1}} \gg R_1. \quad (4.115)$$

Поэтому коэффициент усиления ШКУ при традиционных значениях $\alpha_1 = 0,99$, $K_{i1} = 0,98 \div 0,99$ увеличивается на один-два порядка:

$$\dot{K}_y \approx \frac{R_1 S_1}{1 - \alpha_1 K_{i1}} = \frac{R_1 S_1}{1 - T},$$

где S_1 – крутизна преобразования u_{BX} в ток $i_{ПНТ}$ преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1, $T = \alpha_1 K_{i1} < 1$.

Следует заметить, что в схеме рис. 4.62 не компенсируется емкость $C_{кб.1}$ транзистора VT1. Для решения и этой задачи следует использовать схемотехнические решения рис. 4.63, рис. 4.64 или рис. 4.65.

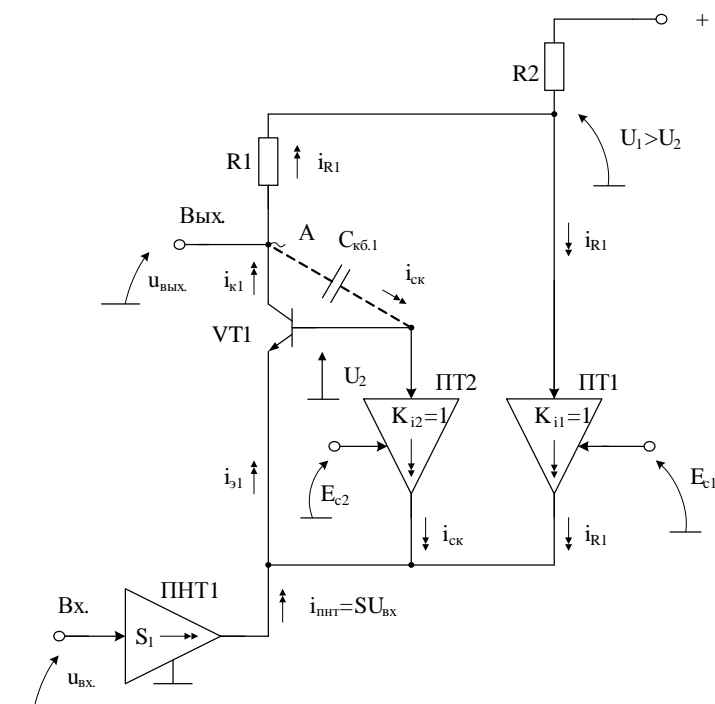


Рисунок 4.63 – Архитектура ШКУ с параллельным включением каналов собственной компенсации $C_{кб.1}$ и R1 [138]

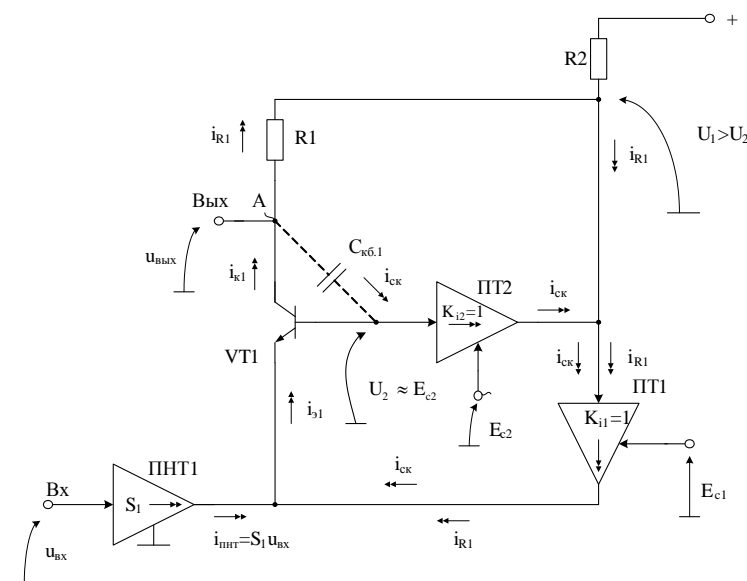


Рисунок 4.64 – Метод последовательно-параллельного включения каналов компенсации $C_{кб.1}$ и R_1

В схемах рис. 4.63 – рис. 4.65 используется параллельное, последовательно-параллельное и последовательное включения повторителей тока (ПТ1, ПТ2, ПТ1.1, ПТ1.2), компенсирующих одновременно $R1$ и $C_{кб.1}$.

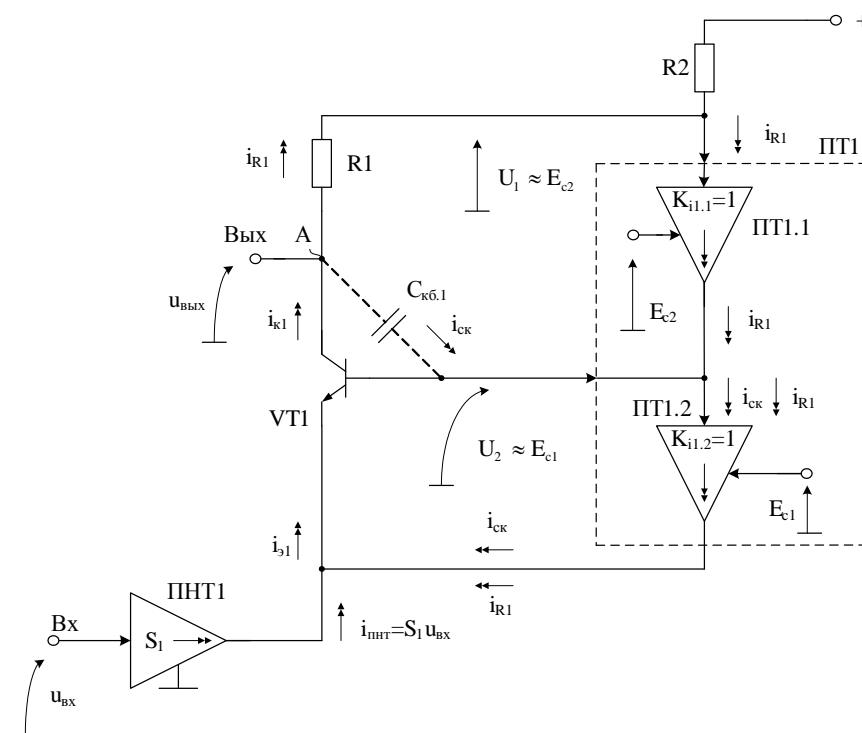


Рисунок 4.65 – Архитектура ШКУ с последовательным включением каналов собственной компенсации резистора $R1$ и $C_{кб.1}$

В качестве неинвертирующих повторителей тока ПТ1-ПТ2 в схемах рис. 4.62 – рис. 4.65 рекомендуется применять транзисторные каскады с общей базой, а иногда - двухполюсники с малым дифференциальным сопротивлением (стабилитроны, конденсаторы и т.п.). В последнем случае схемотехника ШКУ существенно упрощается.

4.3.3 Собственная компенсация в ШКУ на полевых транзисторах

Представленные на рис. 4.61-4.65 структурные схемы ШКУ могут быть реализованы и на КМОП транзисторах, в которых обеспечивается компенсация проходной емкости затвор-сток выходного КМОП транзистора VT1 (рис. 4.66)., а также собственная компенсация резистора нагрузки $R1$.

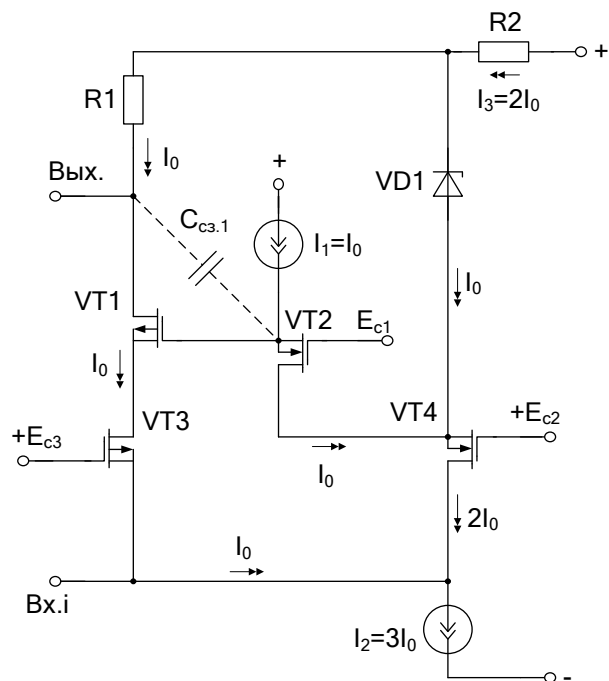


Рисунок 4.68 – Метод последовательно-параллельного включения каналов компенсации $C_{зс.1}$ и $R1$

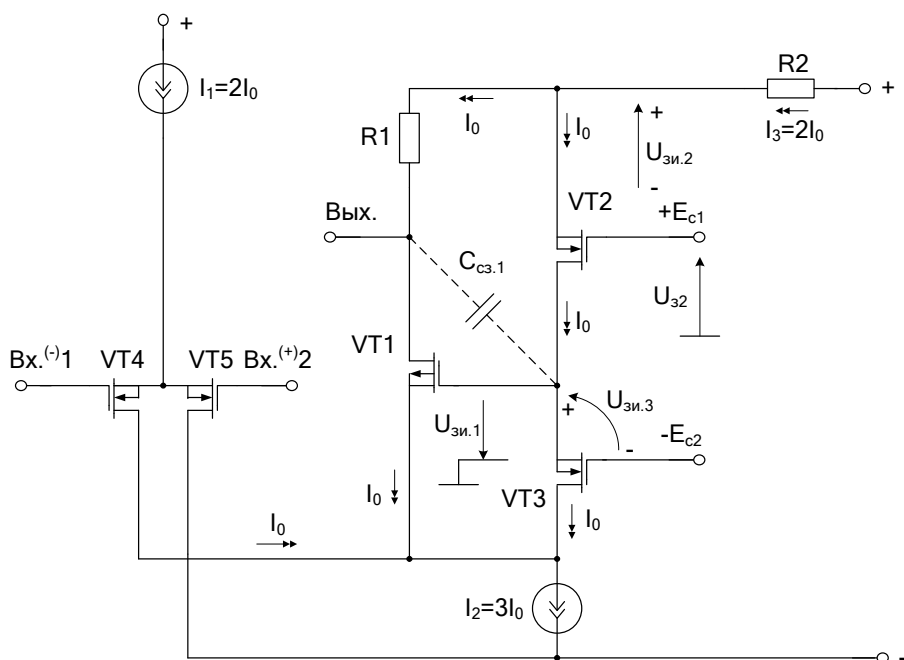


Рисунок 4.69 – Архитектура ШКУ с последовательным включением каналов собственной компенсации $C_{зс.1}$ и $R1$

Рассмотренный метод собственной компенсации низкоомных резисторов нагрузки КМОП каскодных усилителей обеспечивает повышение

коэффициента усиления по напряжению (K_y) классических транзисторных каскодов до уровня, который в десятки раз превышает K_y на постоянном токе. Это позволяет в ряде случаев исключить дополнительные каскады усиления, уменьшить общее энергопотребление микросхемы в сравнении с многокаскадными транзисторными усилителями.

Архитектуры совмещённых цепей собственной компенсации проходной емкости $C_{кб.1}$ выходного транзистора VT2 и двухполюсника нагрузки R1 расширяют представления разработчиков аналоговых микросхем о методах повышения коэффициента усиления в каскодных усилителях и повышение их верхней граничной частоты.

4.4 Выводы

Установлено, что предельный диапазон рабочих частот современных, например, SiGe-транзисторов, измеряется сотнями гигагерц. Однако, он не всегда реализуется в практических схемах транзисторных каскадов (ТК) при высокоомной коллекторной нагрузке. Это обусловлено доминирующим влиянием на верхнюю граничную частоту ТК постоянной времени выходной цепи, которая для многих вариантов включения транзисторов, например, для схем с активными нагрузками, оказывается достаточно низкочастотной. Постоянная времени выходной цепи транзисторных каскадов с активными нагрузками – основное «проклятие» аналоговой микросхемотехники, которое не разрешимо в рамках традиционных схемотехнических решений.

Рассмотрены новые методы собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов усилительных каскадов, которые, в отличие от известных, позволяют обеспечить уменьшение влияния на верхнюю граничную частоту не только проходных емкостей коллектор-база выходных транзисторов, но и паразитных емкостей нагрузки, включающих емкости на подложку.

Разработана прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном. Выполнено компьютерное моделирование новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов.

Дан анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения. Установлена особенность формирования условий для обеспечения предельного уровня компенсации в электронных схемах.

С общих позиций теории систем автоматического управления рассмотрены условия синтеза специальной цепи компенсации (ЦК) паразитной ёмкости, связанной с высокоимпедансным выходом классического транзисторного каскада, что позволяет расширить площадь усиления. Отмеченные выше технические противоречия предлагается разрешить путем подключения к выходу ТК специальной цепи компенсации паразитной ёмкости, которая, в зависимости от её построения и ожидаемого выигрыша по основным динамическим параметрам широкополосных усилителей (ШУ), должна иметь строго определенную передаточную функцию.

Показано, что подключаемая ЦК должна содержать дифференцирующее звено. Выполнен анализ устойчивости схемы широкополосного усилителя с ЦК. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот и времени установления переходного процесса в классических транзисторных каскадах (схемах с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором). Рассмотрены три основных варианта практической реализации ЦК в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока.

Исследованы три основные функциональные схемы цепи компенсации, изучены их частотные свойства, проведена оценка устойчивости скорректированного ШУ с цепями компенсации, выполнено компьютерное моделирование схем ЦК при идеальных повторителях напряжения и тока,

разработана методика компьютерного моделирования ШУ с инерционными активными элементами в среде MATLAB.

Разработана новая схемотехника, выполнен математический анализ, проведено компьютерное моделирование:

- методов расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером;
- каскодного усилителя с расширенным частотным диапазоном
- каскодного усилителя с цепью компенсации емкости на подложку;
- широкополосных каскодных усилителей с цепью компенсации на основе усилителя тока;
- двойного каскодного усилителя с расширенным диапазоном рабочих частот;
- метода компенсации паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона;
- широкополосных каскодных дифференциальных усилителей;
- метода расширения диапазона рабочих частот преобразователя «ток-напряжение» на основе каскада с общей базой;
- эффективности пассивной RC коррекции в каскодных дифференциальных усилителях.

Исследована возможность взаимной компенсации нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях.

Разработаны каскодные КМОП усилители с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и двухполюсника нагрузки.

5 Исследование предельных параметров базовых функциональных узлов и IP модулей с цепями собственной и взаимной компенсации

В настоящем разделе рассматривается схемотехника аналоговых устройств, в которых улучшение основных параметров обеспечивается за счет введения специальных цепей собственной и взаимной компенсации.

5.1 СВЧ избирательный усилитель на основе планарной индуктивности с низкой добротностью

Интегральные индуктивности в коллекторных (стоковых) цепях выходных биполярных (полевых) транзисторов, формирующих амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного типа, широко используются в задачах выделения высокочастотных и СВЧ сигналов. Однако классическое построение таких избирательных усилителей (RLC-фильтров) на основе большинства конструкций планарных индуктивностей не позволяет обеспечить высокие значения добротности результирующей АЧХ. В этой связи достаточно актуальной является задача построения СВЧ высокодобротных избирательных усилителей (ИУ) при использовании низкодобротных планарных индуктивностей.

Существенный недостаток классического ИУ (рис.5.1) состоит в том, что он не обеспечивает высокую добротность (Q) амплитудно-частотной характеристики при низкодобротных индуктивностях и имеет небольшие значения коэффициента усиления по напряжению (K_0) на частоте квазирезонанса (f_0).

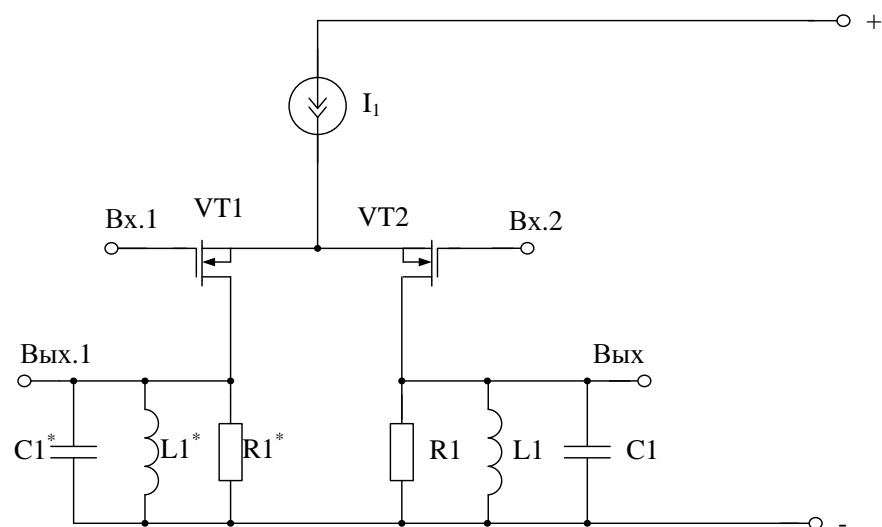


Рисунок 5.1 – Схема классического ИУ

На рис. 5.2 представлена схема предлагаемого избирательного усилителя [139].

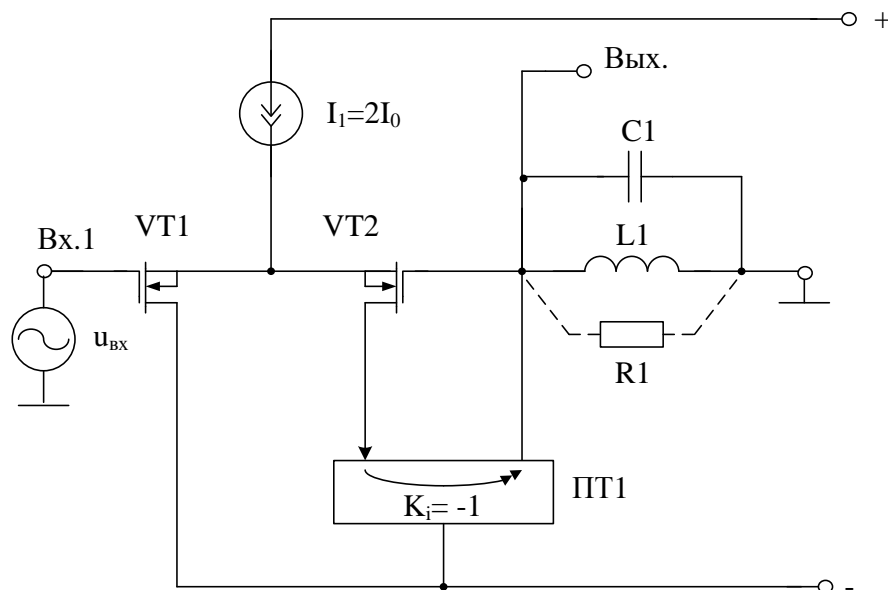


Рисунок 5.2 – Схема предлагаемого ИУ [139]

Его задача - повышение добротности резонансной амплитудно-частотной характеристики при использовании низкодобротных планарных индуктивностей, создание условий для построения на его основе многокаскадных полосовых фильтров путем непосредственного (без

дополнительных цепей согласования статических уровней) последовательного включения нескольких ИУ рис. 5.2., а также увеличение коэффициента усиления по напряжению K_0 на частоте квазирезонанса f_0 и создание условий для электронного управления величинами K_0 , Q при $f_0 = \text{const}$.

Источник входного сигнала $u_{\text{вх}}$ изменяет токи стока полевых КМОП транзисторов VT1 и VT2. При этом токостабилизирующий двухполюсник I_1 не только стабилизирует их малосигнальные параметры, но и обеспечивает приращение тока стока полевого транзистора VT2. Использование в схеме токового зеркала ПТ1, входная цепь которого включена в цепь стока полевого транзистора VT2, позволяет масштабировать указанное приращение тока. Поэтому падение напряжения на LC-цепи, образованной низкодобротной планарной частотоподающей индуктивностью L_1 и частотоподающим конденсатором C_1 (паразитным резистором R_1 моделируются (учитываются) эквивалентные потери в планарной индуктивности L_1), непосредственно определяется коэффициентом передачи по току (K_i) токового зеркала ПТ1. Соединение LC-цепи (L_1 , C_1) с затвором полевого транзистора VT2 реализует комплексную обратную связь. В силу симметрии амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик этой LC-цепи в окрестности частоты квазирезонанса (f_0), которая непосредственно определяется ее реактивными элементами, действие указанной обратной связи направлено на изменение реализуемой в схеме добротности Q и коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 . Фазовые соотношения каскада на полевом транзисторе VT2, токового зеркала ПТ1 и LC-цепи (L_1 , C_1) увеличивают избирательные свойства схемы. Вещественность и регенеративность обратной связи обеспечивается только на одной частоте, совпадающей с частотой квазирезонанса f_0 . Именно по этой причине действие обратной связи направлено на увеличение реализуемой добротности Q и коэффициента усиления K_0 без изменения частоты квазирезонанса f_0 .

В схеме рис. 5.2 реализуется более высокое значение добротности Q и коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса. Действительно, комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 5.2 определяется по формуле

$$F(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}. \quad (5.1)$$

где f – частота входного сигнала; f_0 – частота квазирезонанса избирательного усилителя; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя; K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса f_0 .

При этом частота квазирезонанса схемы ИУ f_0 рис. 5.2 находится из классического соотношения для параллельного колебательного контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}, \quad (5.2)$$

а добротность Q зависит от глубины вещественной обратной связи ИУ рис. 5.2:

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} / (g_0 - SK_i/2), \quad (5.3)$$

где S – крутизна полевых транзисторов VT1 и VT2; L_1 , C_1 – параметры планарной частотоподающей индуктивности L_1 и частотоподающего конденсатора C_1 ; g_0 – проводимость паразитного резистора R_1 , определяющая эквивалентные потери в частотоподающей индуктивности L_1 и частотоподающем конденсаторе C_1 .

Аналогично можно найти, что коэффициент усиления по напряжению ИУ на частоте f_0 увеличивается с ростом добротности Q :

$$K_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} S K_i \frac{Q}{2}. \quad (5.4)$$

На рис. 5.3 представлена схема рис. 5.2 с конкретным выполнением дополнительного токового зеркала ПТ1 на биполярном транзисторе VT3. Для симметрирования статического режима транзисторов VT1 и VT2 используется цепь согласования на p-n переходе VD1 и резисторе R2.

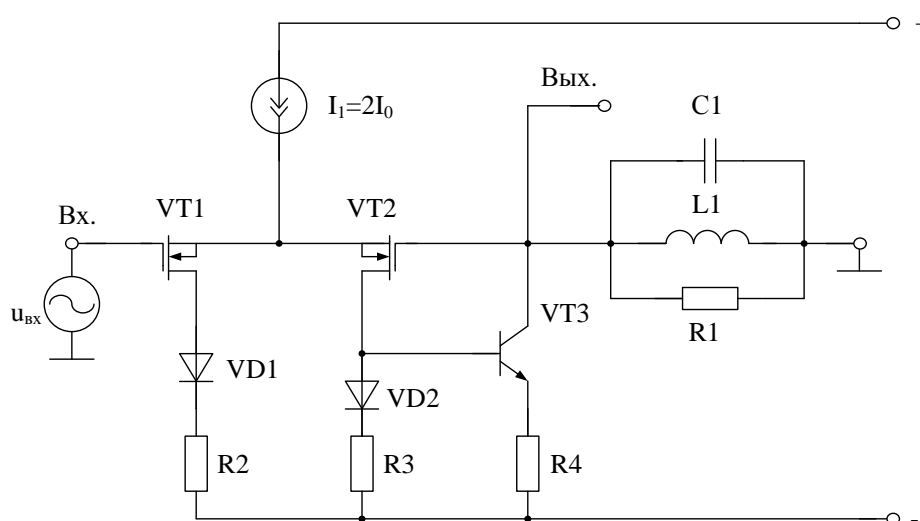


Рисунок 5.3 – Схема предлагаемого ИУ с конкретным выполнением токового зеркала на биполярном транзисторе [139]

Для приведенной на рис. 5.3 схемы ИУ

$$K_i \approx \frac{\alpha_3 R_3}{R_4 + h_{11.3}^6}, \quad (5.5)$$

где R_3 , R_4 – сопротивления резисторов R_3 и R_4 ; α_3 , $h_{11.3}^6$ – статический коэффициент передачи эмиттерного тока и входное сопротивление биполярного транзистора VT3 для схемы с общей базой.

Что касается варианта реализации ИУ на КМОП транзисторах, представленного на рис. 5.4, то здесь $K_i=1$. Поэтому основные параметры Q и K_0 зависят от крутизны полевых транзисторов VT1 и VT2

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cdot \frac{2}{2g_0 - S}, \quad (5.6)$$

$$K_0 = \frac{S}{2g_0 - S}. \quad (5.7)$$

Отметим, что в классическом ИУ (рис. 5.1)

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} / g_0, \quad (5.8)$$

где $R_1 = g_0^{-1}$ – сопротивление потерь планарной частотозадающей индуктивности L_1 .

Соотношение (5.6) точно соответствует добротности LC контура (L_1C_1) с учетом потерь (R_1). Таким образом, действие обратной связи в схеме рис. 5.2 направлено на компенсацию потерь, связанных с низким значением собственной добротности планарной индуктивности $Q_L \approx 2\pi f_0 L / r$ и наличием эквивалентных потерь LC-цепи $Q_s \approx 2\pi f_0 C / g_0$.

Как видно из уравнений (5.2) – (5.5), в достаточно широком диапазоне численных значений (L) планарной частотозадающей индуктивности L_1 при достаточно больших потерях в LC-цепи (величине g_0) выбором емкости частотозадающего конденсатора C_1 , крутизны КМОП транзисторов S и (или) параметров, входящих в соотношение (5.5), можно реализовать требуемые значения основных параметров ИУ.

Важным свойством предлагаемой схемы ИУ является низкая чувствительность ее основных параметров к параметрам частотозадающей L_1C_1 -цепи. Действительно, при условии, что $C_1 \gg C_{\pi}$

$$S_L^{f_0} = S_C^{f_0} = -\frac{1}{2}; S_C^Q = -S_L^Q = \frac{1}{2}, \quad (5.9)$$

где C_{π} - паразитная входная емкость на подложку в цепи затвора транзистора VT2.

В этом случае параметрическая чувствительность добротности при слабotoчном режиме работы полевых транзисторов (VT1, VT2) оказывается достаточно низкой

$$S_S^Q = \frac{Q}{2} S_{K_i}. \quad (5.10)$$

Замечательной особенностью схемы ИУ рис. 5.2 является возможность функциональной настройки ИУ. Как видно из соотношения (5.3) необходимое значение Q можно скорректировать через крутизну S изменением тока (I_0) токостабилизирующего двухполюсника I_1 и параметров транзистора VT2. Действительно,

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} / (g_0 - \sqrt{2I_0\beta} K_i/2), \quad (5.11)$$

где I_0 - ток двухполюсника I_1 ; β - параметр полевого транзистора VT2 (5.1), определяемый его геометрией.

Аналогично коэффициент усиления на частоте f_0 :

$$K_0 = \frac{\sqrt{I_0\beta\alpha_3} K_i}{g_0 - \sqrt{2I_0\beta} K_i/2}. \quad (5.12)$$

При использовании в качестве токового зеркала ПТ1 биполярного транзистора VT3 рис. 5.3, настройка этих параметров может быть реализована изменением K_i посредством изменений сопротивлений цепи стока (R_3), эмиттера (R_4) или входного сопротивления ($h_{11.3}^6$) транзистора VT3. В этом случае

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} / \left(g_0 - 0,5SK_i \left(\Theta_{R_3} - \frac{R_4}{R_4 + h_{11.3}^6} \Theta_{R_4} - \frac{h_{11.3}}{R_4 + h_{11.3}} \Theta_{h_{11.3}^6} \right) \right), \quad (5.13)$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \frac{SK_i Q}{2} \left(\Theta_{R_3} - \frac{R_4}{R_4 + h_{11.3}^6} \Theta_{R_4} - \frac{h_{11.3}}{R_4 + h_{11.3}} \Theta_{h_{11.3}^6} \right), \quad (5.14)$$

где Θ_{R_3} , Θ_{R_4} , $\Theta_{h_{11.3}^6}$ - относительные изменения соответствующих сопротивлений.

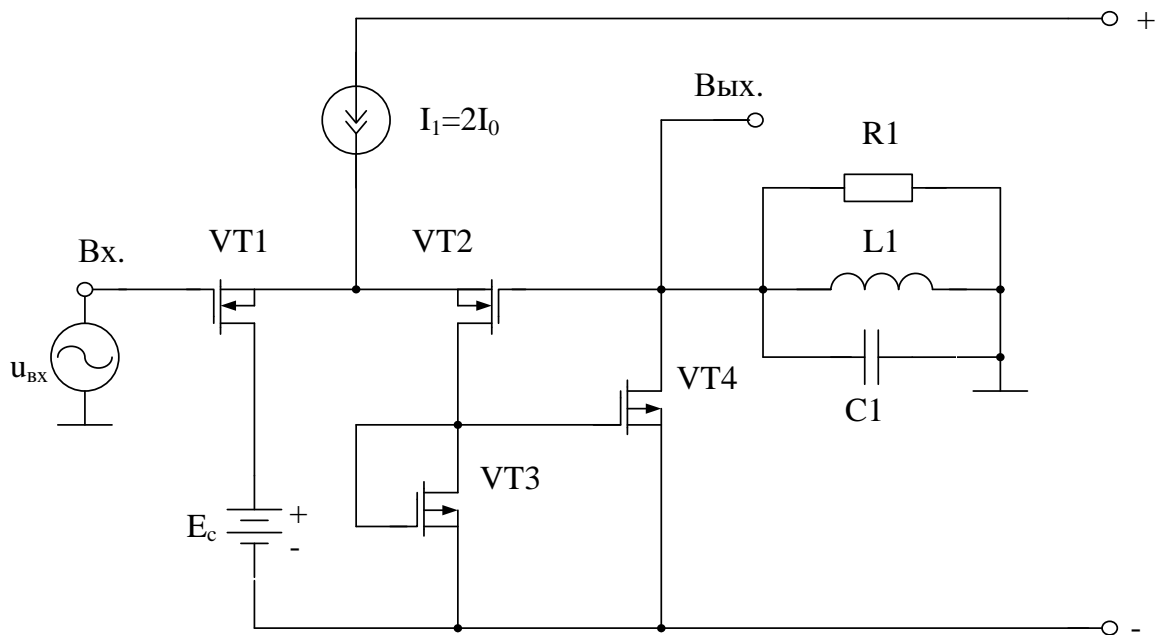


Рисунок 5.4 – Вариант реализации ИУ на КМОП транзисторах [139]

На рис. 5.5 приведена схема СВЧ избирательного усилителя рис. 5.2 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях интегральных транзисторов Xfab.

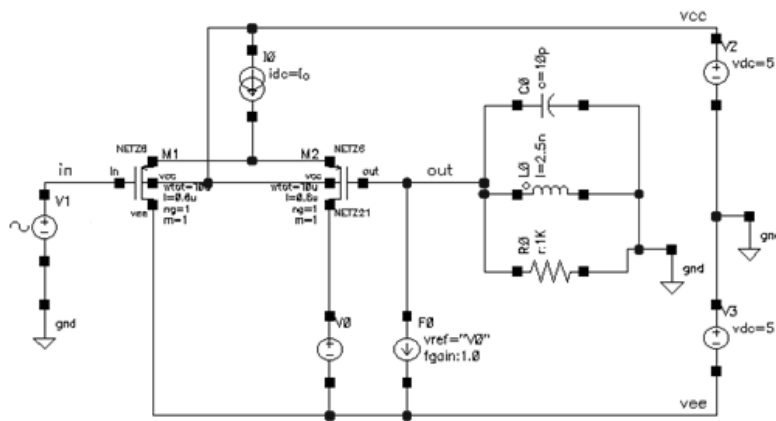


Рисунок 5.5 – Схема СВЧ избирательного усилителя рис. 5.2 в среде компьютерного моделирования Cadence [139]

На рис. 5.6 показаны (в мелком масштабе) амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях коэффициента передачи по току K_i токового зеркала ПТ1, а также следующих параметрах паразитного резистора $R1$, частотозадающей индуктивности $L1$ и частотозадающего конденсатора $C1$: $R1=1\text{КОм}$, $L1=2.5\text{нГн}$, $C1=10\text{пФ}$.

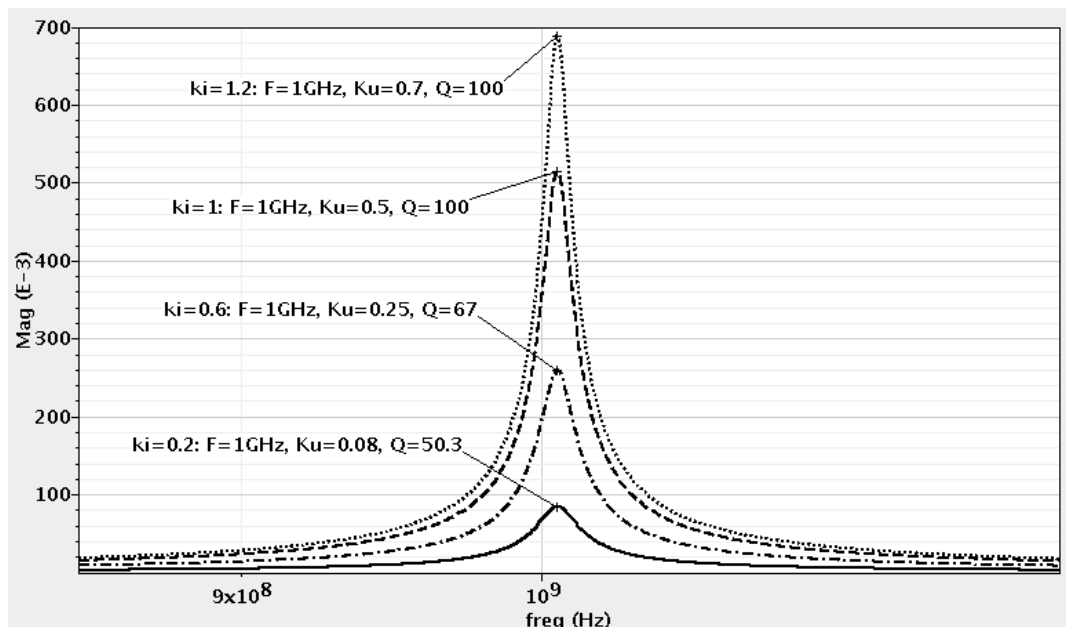


Рисунок 5.6 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях коэффициента передачи по току K_i токового зеркала (в мелком масштабе) [139]

На рис. 5.7 представлены (в укрупненном масштабе) амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях коэффициента передачи по току K_i токового зеркала ПТ1, а также следующих параметрах паразитного резистора $R1$, частото задающей индуктивности $L1$ и частото задающего конденсатора $C1$: $R1=1\text{КОм}$, $L1=1\text{нГн}$, $C1=1\text{пФ}$.

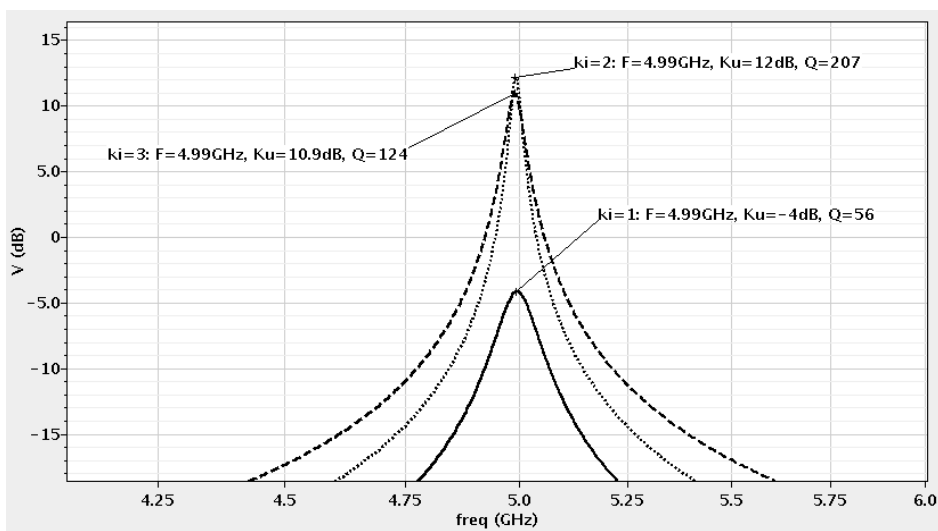


Рисунок 5.7 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях коэффициента передачи по току K_i токового зеркала (в укрупненном масштабе) [139]

На рис. 5.8 показаны амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях коэффициента передачи по току K_i токового зеркала ПТ1, а также следующих параметрах паразитного резистора $R1$, частото задающей индуктивности $L1$, частото задающего конденсатора $C1$: $K_i=1$, $L1=2.5\text{нГн}$, $C1=10\text{пФ}$, $R1=1\text{кОм}$ и суммарном токе общей истоковой цепи транзисторов $VT1$ и $VT2$ $I_0=1\text{мА}$.

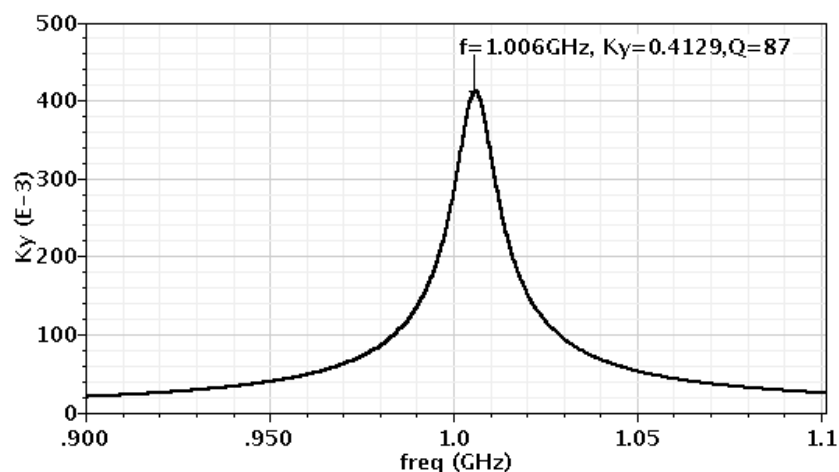


Рисунок 5.8 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях коэффициента передачи по току K_i токового зеркала [139]

На рис. 5.9 приведены амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях тока токостабилизирующего двухполюсника (I_0) и следующих параметрах элементов $R_1=1\text{кОм}$, $L_1=2.5\text{нГн}$, $C_1=10\text{пФ}$ и $K_i=1$.

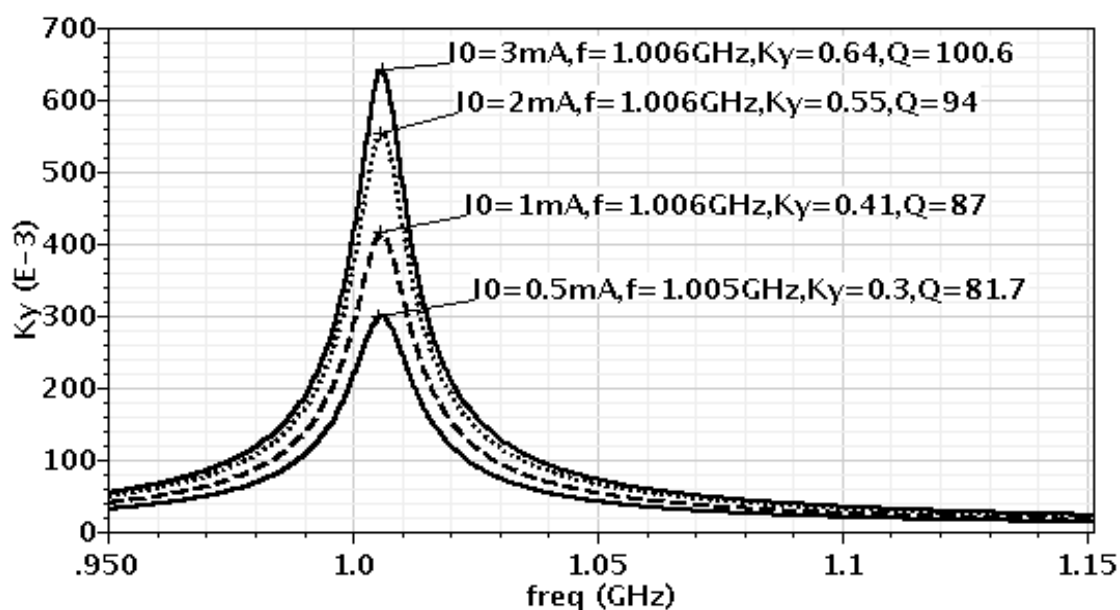


Рисунок 5.9 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях тока токостабилизирующего двухполюсника [139]

На рис. 5.10 представлены амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях K_i токового зеркала ПТ1 и $R1 = 1\text{кОм}$, $L1=2.5\text{нГн}$, $C1=10\text{пФ}$, а также при токе $I_0=1\text{мА}$.

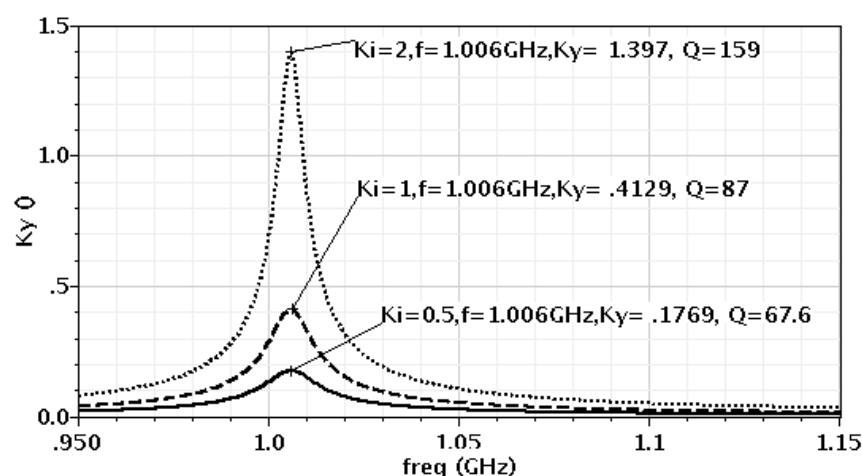


Рисунок 5.10 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях K_i дополнительного токового зеркала [139]

На рис. 5.11 показаны амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях сопротивления паразитного резистора $R0$ ($R1$), при $K_i=1$, $L1=2.5\text{нГн}$, $C1=10\text{пФ}$ и токе $I_0=1\text{мА}$.

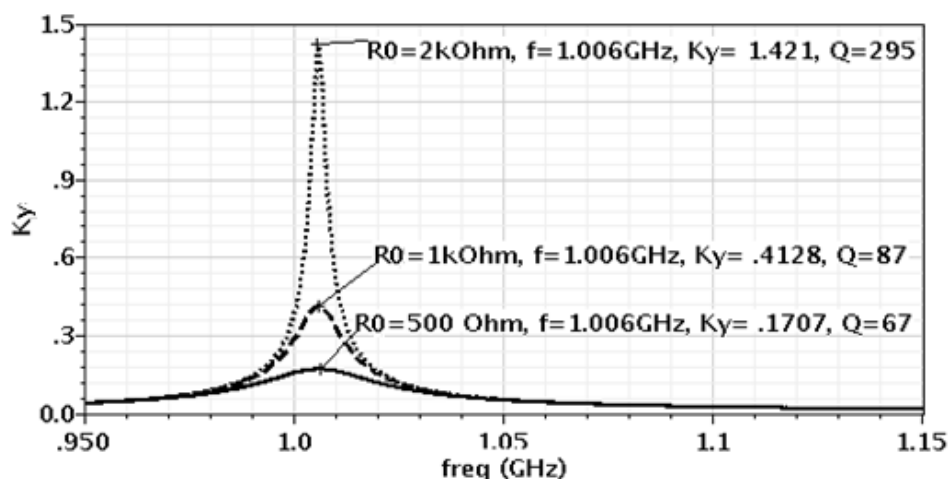


Рисунок 5.11 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.5 при различных значениях сопротивления паразитного резистора $R1$ [139]

На рис. 5.12 представлена схема избирательного усилителя рис. 5.2 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях полевых транзисторов с управляющим р-п переходом (базовый матричный кристалл АБМК_1_3 НПО «Интеграл», г. Минск).

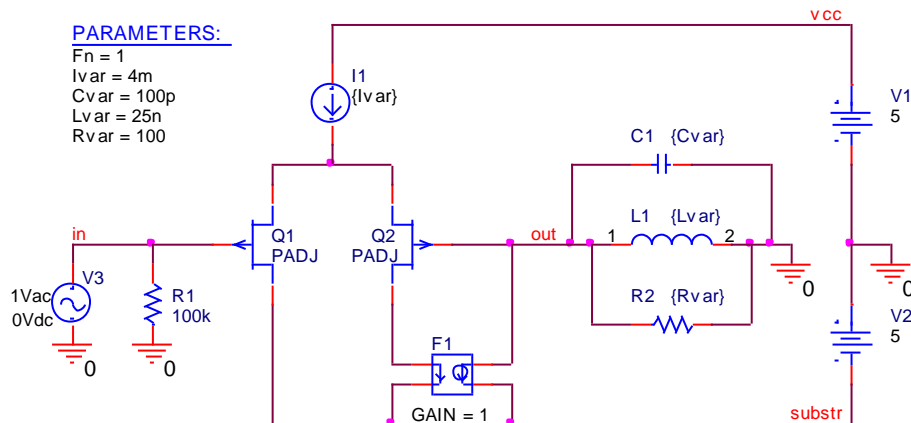


Рисунок 5.12 – Схема избирательного усилителя рис. 5.2 в среде компьютерного моделирования PSpice [139]

На рис. 5.13 приведены амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.12 при различных значениях сопротивления паразитного резистора R1: R1=Rvar=100 Ом /300 Ом /500 Ом /700 Ом /1кОм.

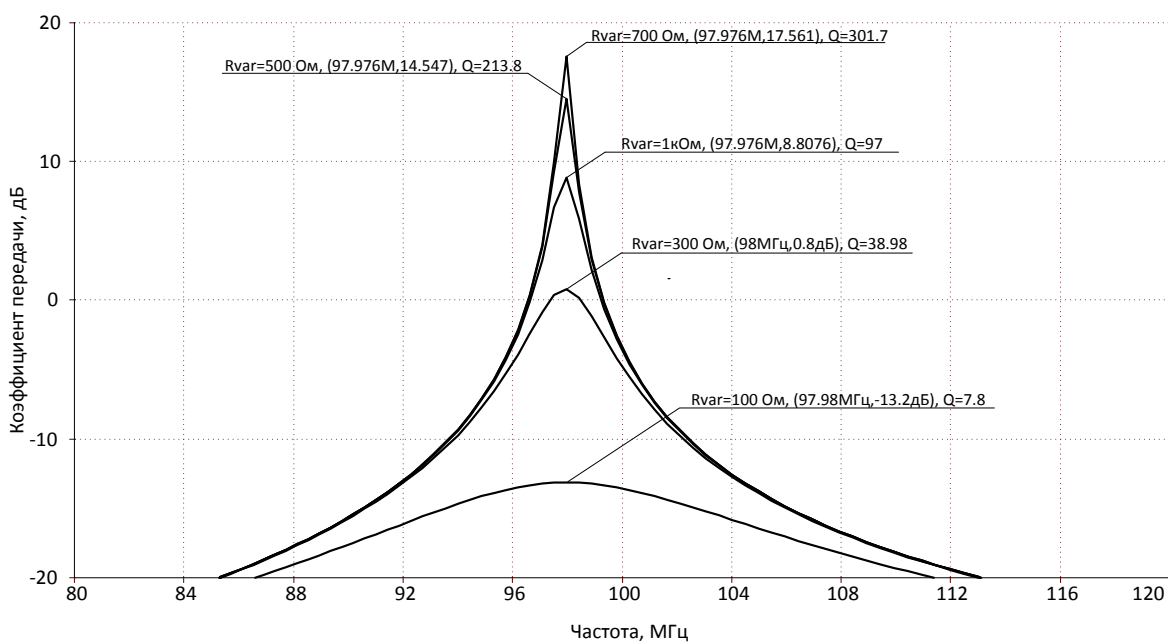


Рисунок 5.13 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.12 при различных значениях сопротивления паразитного резистора R1 [139]

На рис. 5.14 показаны амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5.12 при различных значениях коэффициента передачи по току ($K_t=0.5/1/1.5/2/3$) токового зеркала ПТ1.

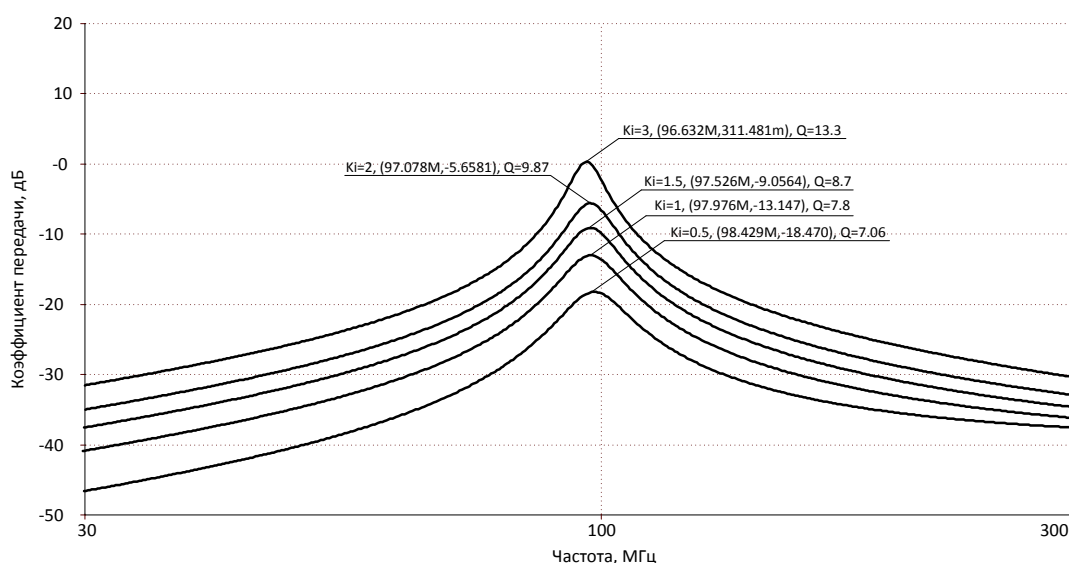


Рисунок 5.14 – Амплитудно-частотные характеристики ИУ рис. 5,12 при различных значениях коэффициента передачи по току токового зеркала [139]

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ характеризуется более высокими значениями добротности и коэффициента усиления по напряжению в СВЧ и КВЧ диапазонах. Учитывая, что статические напряжения на входе и выходе равны нулю, можно сделать также вывод о том, что предлагаемая схема ИУ допускает последовательное каскадирование нескольких ИУ без применения специальных согласующих цепей.

5.2 Частотная коррекция сверхширокополосных переменных аттенюаторов с недифференциальной структурой

В устройствах информационно-измерительной техники и связи широкое применение находят резистивные делители напряжения – аттенюаторы (АТ), обеспечивающие заданное деление (ослабление) входного напряжения ($u_{вх}$). С повышением частоты $u_{вх}$ в таких аттенюаторах возникают существенные погрешности передачи сигнала, обусловленные влиянием паразитного

конденсатора C_0 цепи нагрузки, которая образуется, например, в параллельных АЦП входной емкостью компаратора. Снижение этих погрешностей – одна из проблем современной информационно-измерительной техники, которая решается сегодня как за счет схемотехники АТ, так и за счет конструктивных особенностей входных цепей (например, специальных «щупов» СВЧ-вольтметров, осциллографов, антенных систем радиоприемников и т.п.).

Существенный недостаток классического аттенюатора рис. 5.15 состоит в том, что условием частотной независимости его коэффициента передачи являются хорошо известное равенство $C_{к1}R_1=C_0R_2$, где R_1 , R_2 – сопротивления первого резисторов R_1 , R_2 , $C_{к1}$, C_{01} – емкости корректирующего конденсатора $C_{к1}$ и конденсатора цепи нагрузки C_0 . Если R_2 изменяется, то при $C_{к1}=\text{const}$, $C_0=\text{const}$ в классическом АТ возникают значительные частотные погрешности. На практике такой режим АТ осуществляется путем использования вместо резистора R_2 управляемого по затвору полевого транзистора или других цифро-управляемых импедансов. Таким образом, классический широкополосный аттенюатор не может иметь переменный коэффициент передачи $K_0=R_2/(R_2+R_1)$. Если его K_0 изменяется, то классический АТ не может иметь широкий диапазон рабочих частот. Данное противоречие неразрешимо в рамках известных схемотехнических решений.

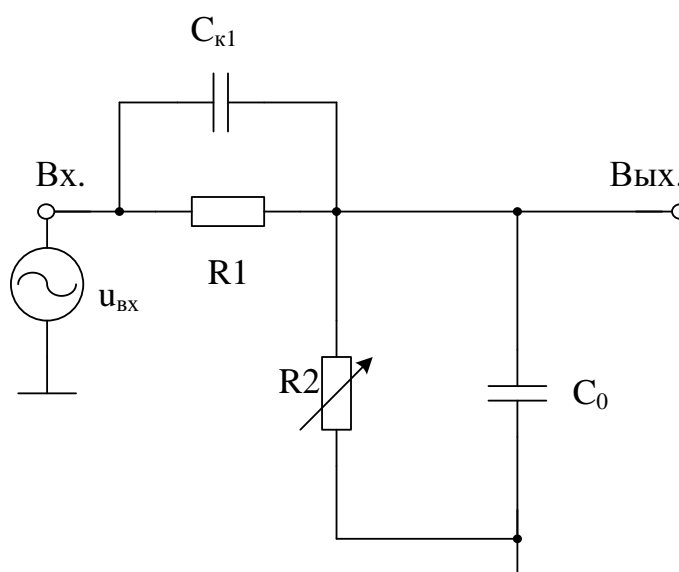


Рисунок 5.15 – Схема классического аттенюатора

Предлагаемое схемотехническое решение рис. 5.16 [140] относится к подклассу аттенуаторов, в которых коэффициент передачи может изменяться в широких пределах за счет изменения сопротивлений резисторов, образующих его структуру. Такие задачи характерны при проектировании цифро-управляемых аттенуаторов и параллельных АЦП. Причем достижение данных качественных показателей обеспечивается в широком диапазоне изменения коэффициентов передачи АТ (K_0), который определяется отношением $K_0 = R_2 / (R_2 + R_1)$. Это является одной из замечательных особенностей предлагаемого устройства, которая расширяет области его применения, например, в широкополосных цифро-управляемых аттенуаторах, R-2R делителей напряжения быстродействующих аналого-цифровых преобразователей и т.п.

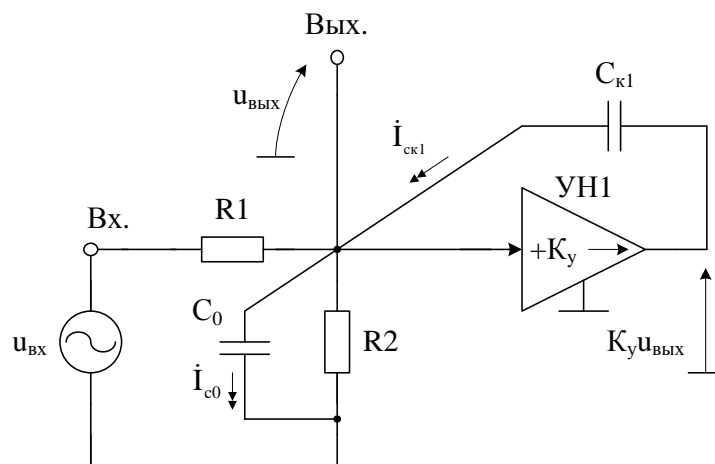


Рисунок 5.16 – Схема предлагаемого аттенуатора [140]

В схеме на рис. 5.16 неинвертирующий усилитель напряжения УН1 имеет коэффициент передачи по напряжению больше единицы ($K_y > 1$), высокое входное и низкое выходное сопротивления, причем емкость корректирующего конденсатора C_{k1} удовлетворяет условию

$$C_{k1} \approx \frac{C_0}{K_y - 1}, \quad (5.15)$$

где C_0 – емкость конденсатора цепи нагрузки.

В результате анализа схемы рис. 5.16 можно получить следующее уравнение для ее коэффициента передачи по напряжению в операторной форме

$$K_n(p) = \frac{K_0}{1 + R_{12}P[C_0 + C_{к1}(1 - K_y)]}, \quad (5.16)$$

где $R_{12} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, $K_0 = R_2 / (R_2 + R_1)$.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению АТ рис. 5.16

$$\dot{K}_n(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{в.Σ}}, \quad (5.17)$$

где $\tau_{в.Σ} = R_{12}[C_0 + C_{к1}(1 - K_y)]$.

При этом верхняя граничная частота АТ рис. 5.16

$$f_{в.Σ} = \frac{1}{2\pi R_{12}[C_0 + C_{к1}(1 - K_y)]}. \quad (5.18)$$

Условие частотной независимости коэффициента передачи можно представить в виде ограничений на параметры $C_{к1}$ и K_y

$$\begin{cases} C_{к1} = \frac{C_0}{K_y - 1} \\ K_y > 1 \end{cases} \quad (5.19)$$

Если $K_y=2$, то емкость корректирующего конденсатора $C_{к1}=C_k=C_0$. При $K_y=1,1$ численные значения $C_{к1}=10C_0$ и т.п.

Важное достоинство АТ рис. 5.16 – это независимость условий расширения частотного диапазона от сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , которые могут быть переменными.

Таким образом, в схеме рис. 5.16 создаются условия для существенного расширения диапазона рабочих частот, который на практике будет определяться (или ограничиваться) инерционностью неинвертирующего усилителя напряжения УН1.

На рис. 5.17 представлена схема предлагаемого АТ рис. 5.16 в среде PSpice.

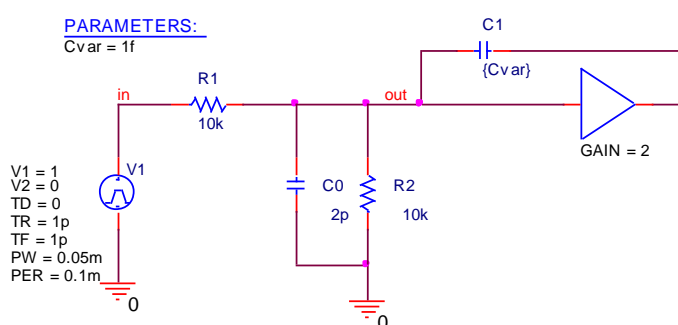


Рисунок 5.17 – Схема предлагаемого АТ рис. 5.16 в среде PSpice [140]

На рис. 5.18 показана частотная зависимость коэффициента передачи аттенюатора рис. 5.17 при его сопротивлениях $R_1=R_2=10\text{кОм}$ и конденсаторе цепи нагрузки $C_0=2\text{ пФ}$.

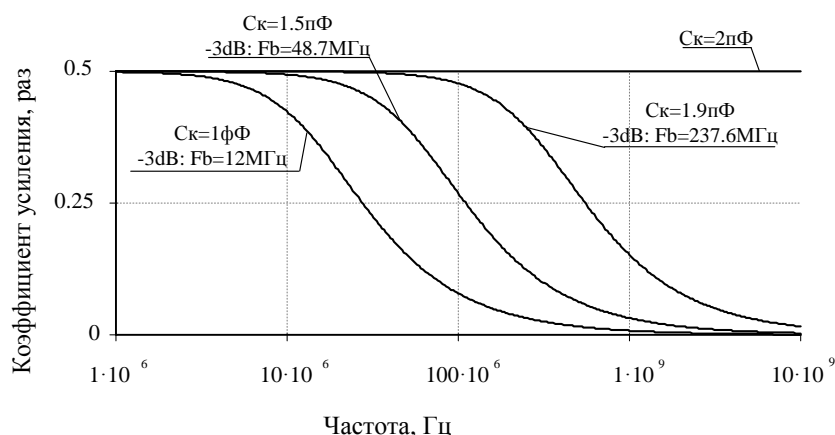


Рисунок 5.18 – Частотная зависимость коэффициента передачи аттенюатора [140]

На рис. 5.19 показана частотная зависимость коэффициента передачи аттенюатора рис. 5.16 при $R_1=10\text{ кОм}$, $C_0=2\text{ пФ}$, но более низкоомном $R_2=1\text{ кОм}$.

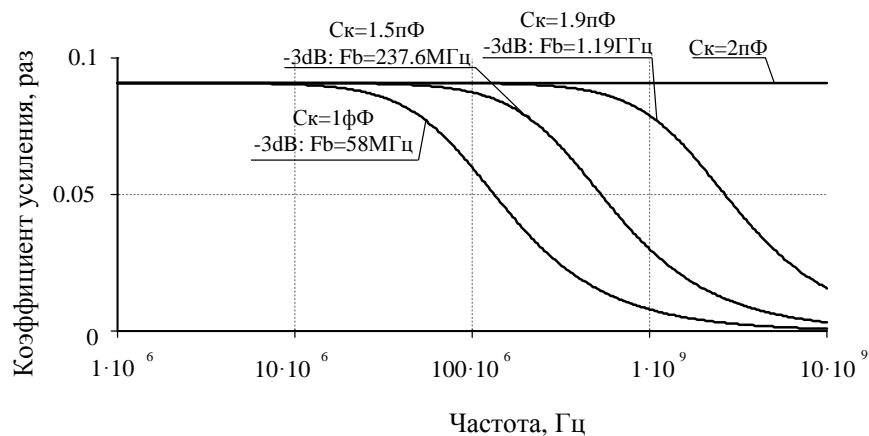


Рисунок 5.19 – Частотная зависимость коэффициента передачи аттенюатора рис. 5.16 при более низкоомном резисторе $R_2=1\text{ кОм}$ [140]

Из графиков рис. 5.19 в частности следует, что диапазон рабочих частот предлагаемого аттенюатора с переменным K_0 расширяется до 2 ГГц, в то время как верхняя граничная частота классического аттенюатора (по уровню -3дБ) имеет значение 118,7 МГц.

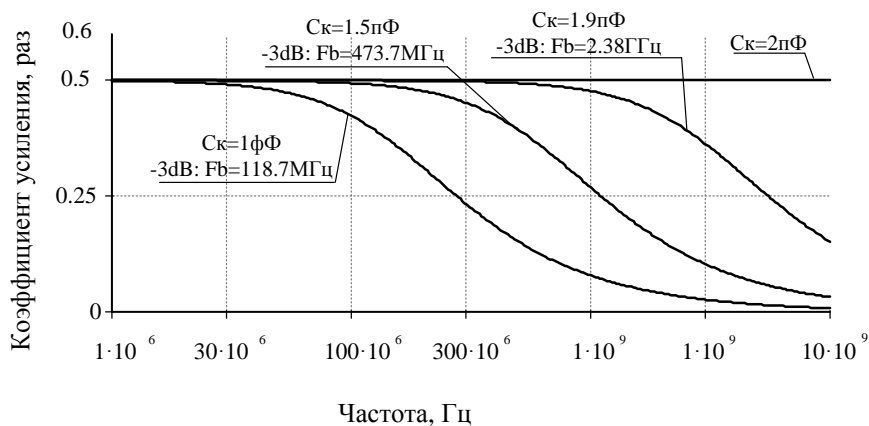


Рисунок 5.20 – Частотная зависимость коэффициента передачи аттенюатора рис. 5.16 при сравнительно низкоомных и идентичных сопротивлениях $R_1=R_2=1\text{ кОм}$, $C_0=2\text{ пФ}$ [140]

На рис. 5.20 показана частотная зависимость коэффициента передачи аттенюатора рис. 5.16 при сравнительно низкоомных и идентичных сопротивлениях $R_1=R_2=1\text{кОм}$, $C_0=2\text{ пФ}$. Данные графики показывают, что при увеличении ёмкости $C_{к1}=C_k$ до 2 пФ ширина полосы пропускания существенно увеличивается.

Зависимость верхней граничной частоты предлагаемого АТ рис. 5.17 от параметров резисторов R_1 и R_2 и емкости корректирующего конденсатора $C_{к1}=C_k$ представлена в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Ширина полосы пропускания АТ рис. 5.17 (F_b)

Параметры резисторов R_1 и R_2	$C_k=1\text{фФ}$	$C_k=1.9\text{пФ}$
$R_1=R_2=10\text{кОм}$	$F_b=12\text{МГц}$	$F_b=237.6\text{МГц}$: Увеличение F_b в 19.8 раз
$R_1=10\text{кОм}$, $R_2=1\text{кОм}$	$F_b=58\text{МГц}$	$F_b=1.19\text{ГГц}$: Увеличение F_b в 20.5 раз
$R_1=R_2=1\text{кОм}$	$F_b=118.7\text{МГц}$	$F_b=2.38\text{ГГц}$: Увеличение F_b в 20 раз

Графики рис. 5.20 и таблица показывают, что при изменении сопротивлений резисторов верхняя граничная частота коэффициента передачи предлагаемого аттенюатора практически не изменяется.

Выполненный выше анализ, а также результаты компьютерного моделирования показывают, что в предлагаемой схеме рис. 5.16 решена одна из проблем современной аналоговой микросхемотехники – расширение частотного диапазона и повышение быстродействия переменных аттенюаторов, являющихся базовым узлом различных аналоговых и аналого-цифровых преобразователей.

5.3 Широкополосные цепи смещения статического режима для аналоговых микросхем

В современной микроэлектронике в качестве промежуточных каскадов аналоговых микросхем находят широкое применение цепи согласования

статического уровня, реализуемые на основе эмиттерных или истоковых повторителей напряжений, а также более сложных сочетаниях активных и пассивных компонентов. Как правило, их основная задача – обеспечить смещение на 1÷5 В статического уровня без потерь усиления на высоких частотах. На практике, особенно для цепей смещения в устройствах СВЧ диапазона, данная задача не имеет удовлетворительного решения из-за влияния выходной паразитной емкости, которая обусловлена емкостями коллектор-база и емкостью на подложку выходных транзисторов схемы.

Существенный недостаток классических цепей смещения статического уровня - недостаточно высокие значения верхней граничной частоты f_v . Это обусловлено отрицательным влиянием паразитных емкостей на подложку ($C_{п}$) выходного транзистора и его емкостью коллектор-база ($C_{кб}$). Численные значения $C_{п}$ и $C_{кб}$ для технологических процессов, имеющих, например, повышенную радиационную стойкость, являются одним из главных факторов, определяющих частотный диапазон широкополосных усилителей на основе ЦС рис. 5.21.

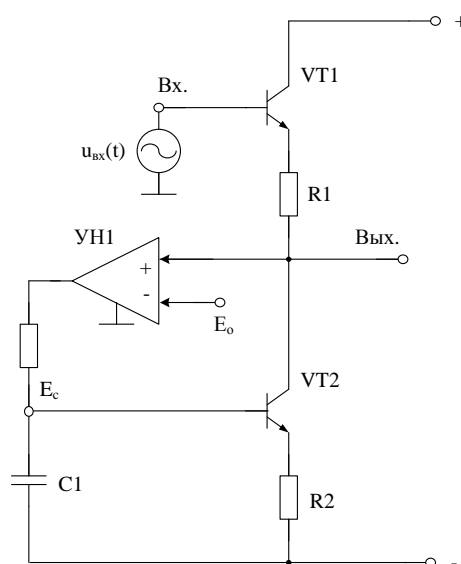


Рисунок 5.21 – Схема классической цепи смещения

На рис. 5.22 представлена схема предлагаемой цепи смещения статического уровня с расширенным частотным диапазоном [141].

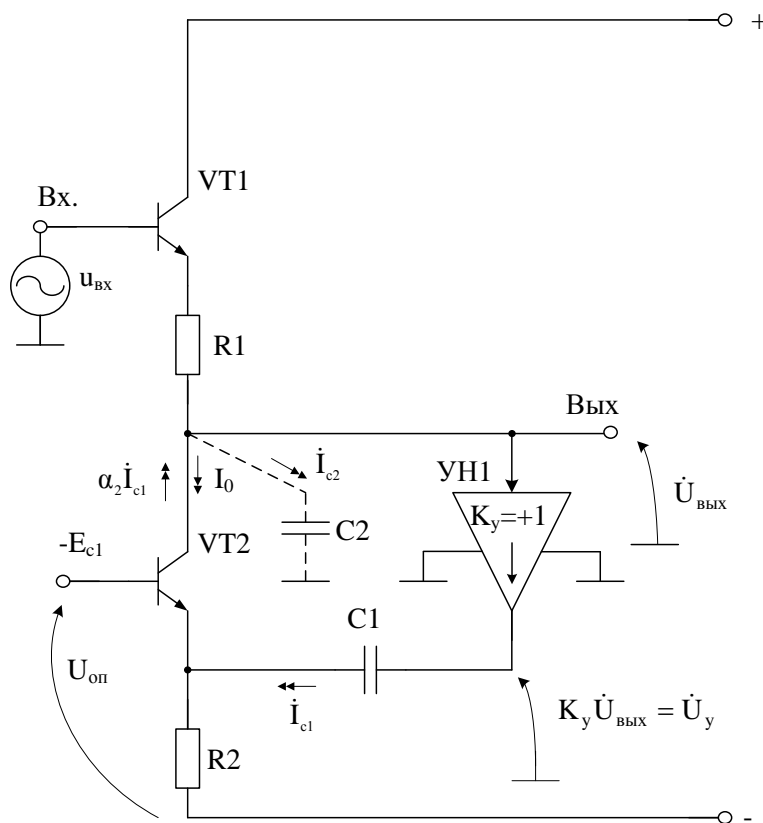


Рисунок 5.22 – Схема предлагаемой цепи смещения [141]

В области высоких частот, на амплитудно-частотную характеристику ЦС рис. 5.22 начинает влиять конденсатор $C2$ в выходной цепи, через который протекает составляющая тока \dot{I}_{c2} :

$$\dot{I}_{c2} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_{c2}}, \quad (5.20)$$

где \dot{I}_{c2} - комплекс тока через конденсатор $C2$; $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ - комплекс выходного напряжения устройства; $\dot{Z}_{c2} = \frac{1}{j\omega C_2}$ - комплексное сопротивление конденсатора $C2$ на частоте сигнала ω .

Напряжение $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ передается на выход неинвертирующего усилителя напряжения УН1

$$\dot{U}_y = K_y \dot{U}_{\text{ВЫХ}}, \quad (5.21)$$

где K_y – коэффициент передачи по напряжению неинвертирующего усилителя напряжения УН1.

Поэтому комплекс тока через корректирующий конденсатор C_1

$$\dot{I}_{c1} \approx \frac{K_y \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_{c1}}, \quad (5.22)$$

где $\dot{Z}_{c1} = \frac{1}{j\omega C_1}$ – комплекс сопротивления корректирующего конденсатора C_1 .

Приращение тока через конденсатор C_1 передается в эмиттер, а затем в коллектор транзистора VT2. Как следствие, в выходной цепи устройства при выполнении условия $C_1 = \frac{C_2}{\alpha_2 K_y}$ обеспечивается взаимная компенсация двух токов \dot{I}_{c2} и $\dot{I}_{k2} = \alpha_2 \dot{I}_{c1}$, где $\alpha_2 \approx 1$ – коэффициент усиления по току эмиттера транзистора VT2.

В конечном итоге это расширяет диапазон рабочих частот ЦС рис. 5.22 в $5 \div 7$ раз. Данный вывод подтверждается компьютерным моделированием ЦС (рис. 5.24, рис. 5.26, рис. 5.28).

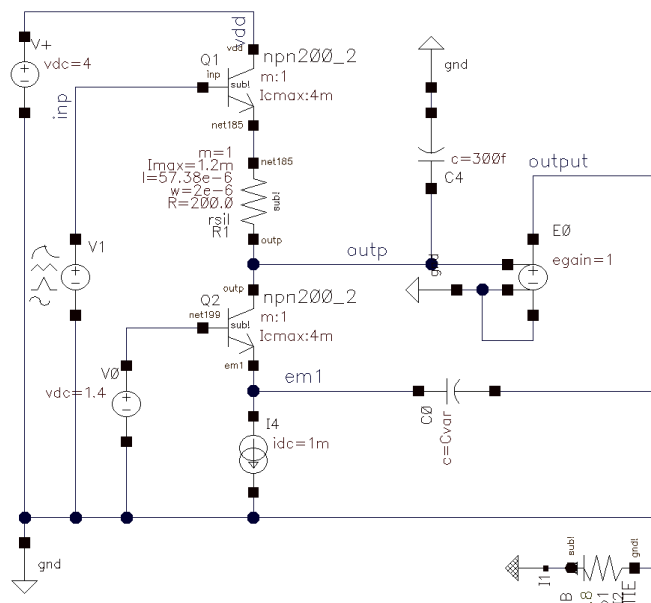


Рисунок 5.23 – Схема предлагаемой цепи смещения в среде Cadence [141]

На рис. 5.23 приведена схема рис. 5.22 в среде Cadence на моделях интегральных SiGe транзисторов техпроцесса SG25H1.

На рис. 5.24 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи ЦС рис. 5.23 при разных значениях корректирующего конденсатора C_K ($C1$). Из анализа данных графиков следует, что диапазон рабочих частот ЦС рис. 5.23 расширяется в 5 раз.

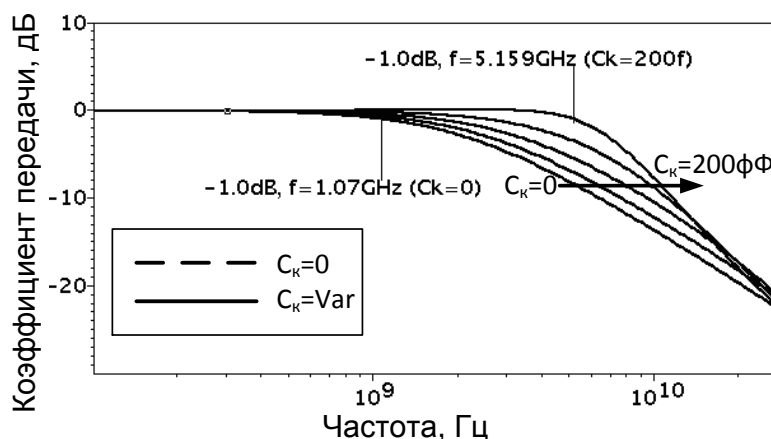


Рисунок 5.24 – Логарифмическая АЧХ коэффициента передачи ЦС рис. 5.23 при разных значениях корректирующего конденсатора C_K [141]

На рис. 5.25 приведена схема ЦС рис. 5.22 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП Пульсар».

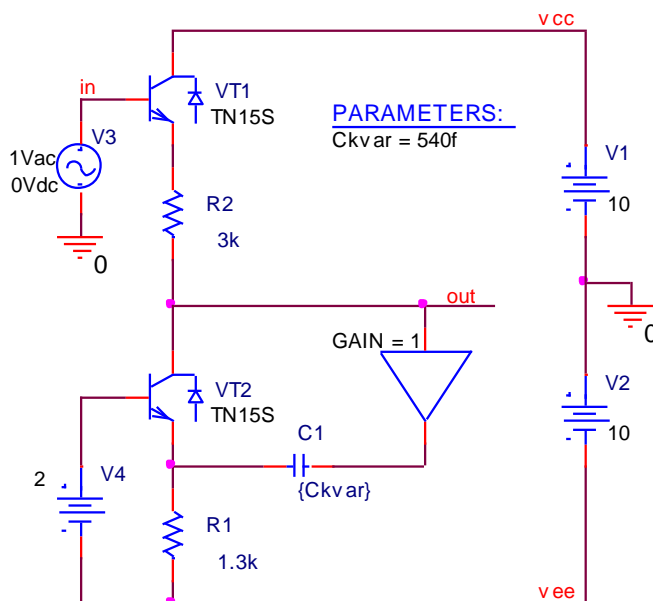


Рисунок 5.25 – Схема ЦС рис. 5.22 в среде PSpice [141]

На рис. 5.26 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи ЦС рис. 5.25 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_K ($C1$). Из анализа данных графиков следует, что диапазон рабочих частот ЦС рис. 5.25 расширяется более чем в 5 раз.

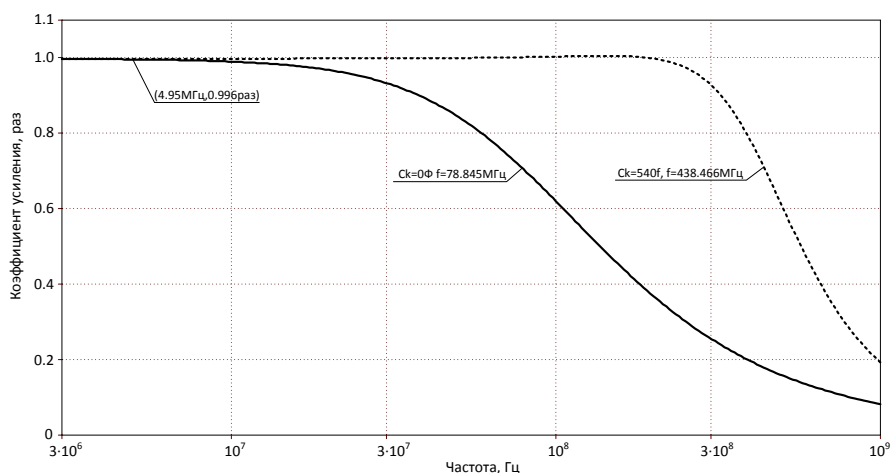


Рисунок 5.26 – Логарифмическая АЧХ коэффициента передачи ЦС рис. 5.25 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_K [141]

На рис. 5.27 приведена схема ЦС рис. 5.22 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов для случая, когда в выходной цепи имеется дополнительная паразитная емкость нагрузки $C_3=1$ пФ.

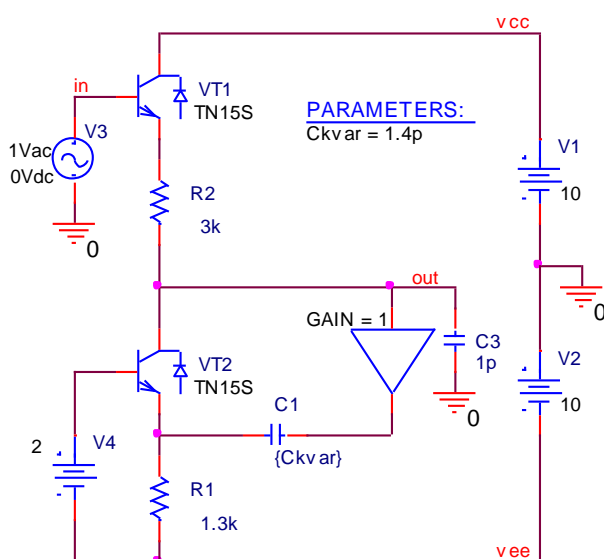


Рисунок 5.27 – Схема ЦС рис. 5.22 с дополнительной паразитной емкостью в выходной цепи в среде PSpice [141]

На рис. 5.28 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи ЦС рис. 5.27 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_K ($C1$). Из анализа данных графиков следует, что диапазон рабочих частот ЦС рис. 5.27 расширяется в 7 раз.

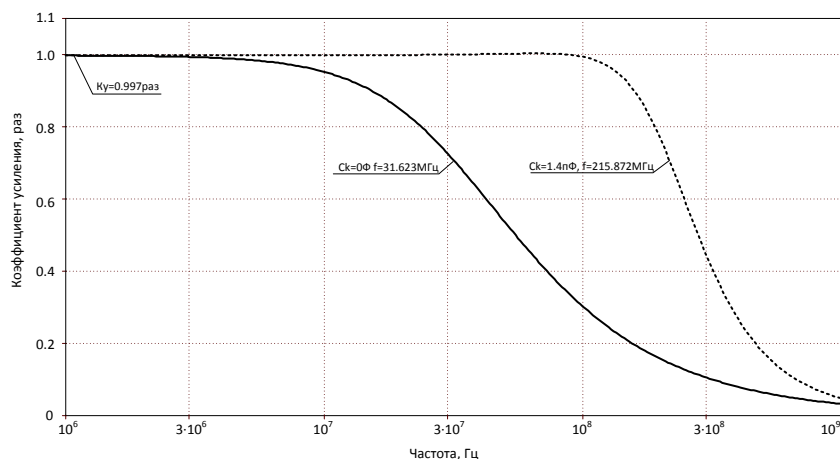


Рисунок 5.28 – Логарифмическая АЧХ коэффициента передачи ЦС рис. 5.27 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора C_K [141]

5.4 Методы повышения быстродействия драйверов линий связи и буферных усилителей с ёмкостной нагрузкой

Драйверы относятся к числу наиболее важных функциональных узлов современных систем связи. От их динамических параметров зависят свойства и предельный частотный диапазон широкого класса преобразователей сигналов.

5.4.1 Драйвер коммутатора разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах

В современных системах передачи и обработки сигналов широкое распространение получили цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) с коммутацией весовых токов, которая обеспечивается специальным драйвером, осуществляющим переключение весовых токов. Динамические параметры таких драйверов определяют быстродействие ЦАП, характеризующееся допустимой частотой схемы входного кода.

Введение новых связей в схему рис. 5.29 позволяет не только повысить быстродействие, но и решить другие вышеназванные проблемы классического драйвера. В структуре многоуровневого ЦАП предлагаемые драйверы получают индивидуальные источники задания логического нуля, но при этом не требуются дополнительных затрат площади на кристалле, не увеличивается потребляемая мощность, а общая схема устройства при этом упрощается. Уменьшение времени нарастания выходного сигнала драйвера (с 185 пс до 106 пс) уменьшает также влияние рассогласования параметров транзисторов и других эффектов, создающих паразитные составляющие в спектре выходного сигнала ЦАП.

[illegible]

292

В зависимости от сигналов на логических входах Q и Qb ток источника коммутируемого разрядного тока ИТ1 протекает через выходной полевой транзистор VT1 или VT2 на токовый выход ($Вых.i_1$ или $Вых.i_2$), соответственно (рис. 5.30).

Например, при Q равном логической единице и, соответственно, Qb равном логическому нулю коммутирующий полевой транзистор VT3 находится в режиме отсечки, а коммутирующий полевой транзистор VT5 находится в режиме линейного сопротивления, за счёт чего напряжение затвор-исток выходного полевого транзистора VT1 равно нулю (рис. 5.30). В тоже время коммутирующий полевой транзистор VT3 находится в режиме линейного сопротивления, а коммутирующий полевой транзистор VT6 находится в режиме отсечки, за счёт чего напряжение на затворе выходного полевого транзистора VT2 равно напряжению V_{ID} на положительной шине источника питания. При этом ток источника коммутируемого разрядного тока ИТ1 протекает через выходной полевой транзистор VT2 на второй токовый выход $Вых.i_2$.

При переключении сигнала Q в состояние логического нуля и, соответственно, Qb – в состояние логической единицы коммутирующие полевые транзисторы VT3 и VT6 переходят в режим линейного сопротивления, а коммутирующие полевые транзисторы VT5 и VT4 переходят в режим отсечки (рис. 5.30). При этом выходной полевой транзистор VT1 открывается, а выходной полевой транзистор VT2 закрывается, в результате чего происходит перекоммутация тока источника коммутируемого разрядного тока ИТ1 со второго токового выхода на первый токовый выход.

В зависимости от характеристик (рис. 5.31 и рис. 5.32) выходных сигналов OUT и OUTb драйверов рис. 5.29 и рис. 5.30, а также из-за нелинейности характеристик транзисторов при переключении разрядного тока возникают нежелательные возмущения напряжения V_S в истоках коммутаторов. Особенно нежелательна ситуация, когда при значительном уменьшении V_S транзистор VT7 (и, возможно, VT8) коммутируемого разрядного источника

тока ИТ1 уходит из режима насыщения, что значительно уменьшает выходной импеданс в его стоке и ухудшает переходный процесс коммутации тока. Уменьшение влияния описанного эффекта достигается главным образом за счёт настройки пересечения фронтов сигналов OUT и OUTb таким образом, чтобы сначала открывался выключенный выходной полевой транзистор, а потом закрывался включенный выходной полевой транзистор. Оптимальным можно считать такое пересечение фронтов сигналов OUT и OUTb, при котором возмущения V_S примерно симметричны относительно установившегося значения. Однако после такой оптимизации пересечение фронтов сигналов OUT и OUTb находится достаточно близко к уровню логической единицы. При этом фронты сигналов OUT и OUTb формируются не одновременно, а практически последовательно, что увеличивает время смены логического состояния сигналов OUT и OUTb на выходах классического драйвера.

Применение предлагаемого драйвера позволяет упростить по сравнению с классическим общую схему устройства, уменьшить площадь кристалла и уменьшить потребляемую мощность за счёт исключения дополнительной цепи задания напряжения логического нуля V_{0D} , так как роль этой цепи выполняет уже существующий в схеме узел – узел подключения истоков выходных полевых транзисторов VT1 и VT2. Важно отметить, что при этом в каждом разряде ЦАП такой драйвер имеет индивидуальную цепь задания логического нуля.

Кроме того в предлагаемом драйвере при переключении разрядов возникают два механизма поддержания выходного тока источника коммутируемого разрядного тока ИТ1. В конечном итоге это повышает быстродействие драйвера.

Первый механизм связан с тем, что в отличие от классического паразитная ёмкость затвора выключаемого выходного полевого транзистора разряжается (i_{c2} на рис. 5.30) не в дополнительную цепь задания V_{0D} , а в выход источника коммутируемого разрядного тока ИТ1.

Второй механизм возникает при пересечении фронтов сигналов Q и Qb достаточно близко к уровню логического нуля, когда существует промежуток времени, на котором закрытые коммутирующие полевые транзисторы драйвера уже открылись, а открытые ещё не успели закрыться. В результате возникает «временный путь» протекания тока (i_5+i_4 на рис. 5.30) от выхода источника коммутируемого разрядного тока ИТ1 к цепи задания V_{ID} (шине положительного источника питания).

Описанные механизмы поддержания разрядного тока приводят к тому, что по сравнению с классическим в предлагаемом драйвере оптимальное пересечение фронтов сигналов OUT и $OUTb$ смещается ближе к «середине» между V_{OD} и V_{ID} , что позволяет ускорить переключение драйвера. Отметим, что повышение быстродействия драйвера уменьшает влияние рассогласования транзисторов и некоторых других факторов, ухудшающих динамическую линейность ЦАП на его основе.

Для оценки эффективности предложенного решения проведено сравнительное схемотехническое моделирование классического и предлагаемого драйвера, реализованных в КМОП-технологии с топологической нормой 0,18 мкм. В обеих схемах использовался один и тот же триггер, формирующий сигналы на первом Q и втором Qb логических входах устройства.

На рис. 5.31 представлена временная диаграмма сигналов в классической схеме рис. 5.29.

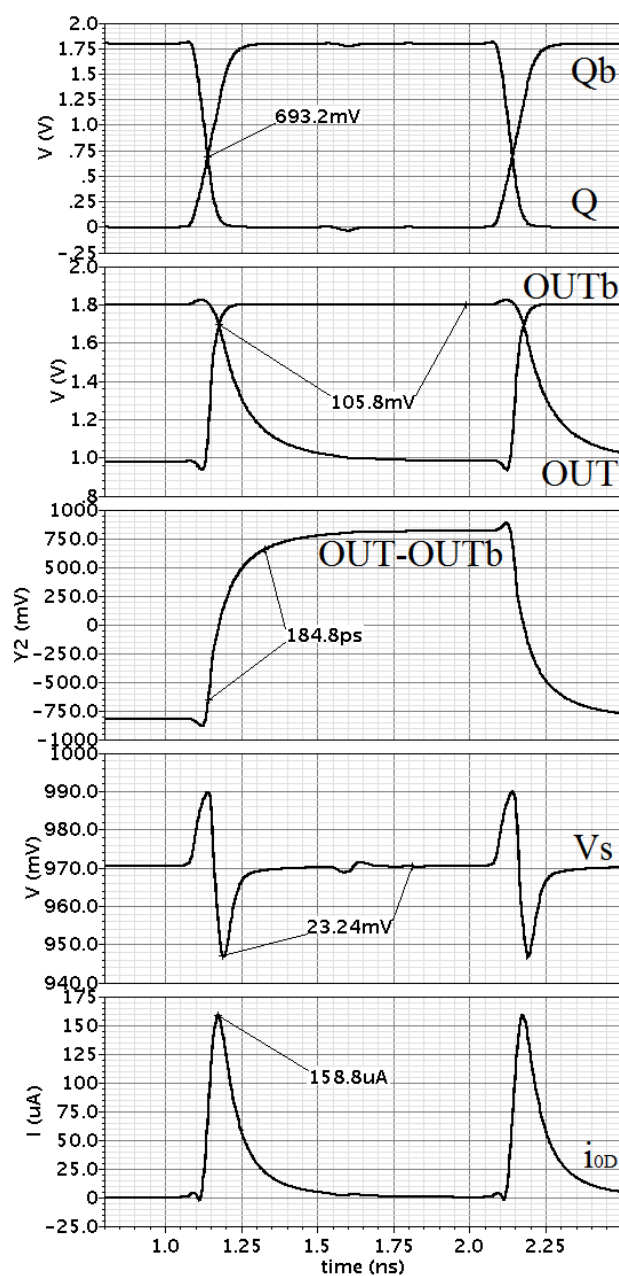


Рисунок 5.31 – Временная диаграмма сигналов в классической схеме [142]

На рис. 5.32 представлена временная диаграмма сигналов в предлагаемой схеме (рис. 5.29).

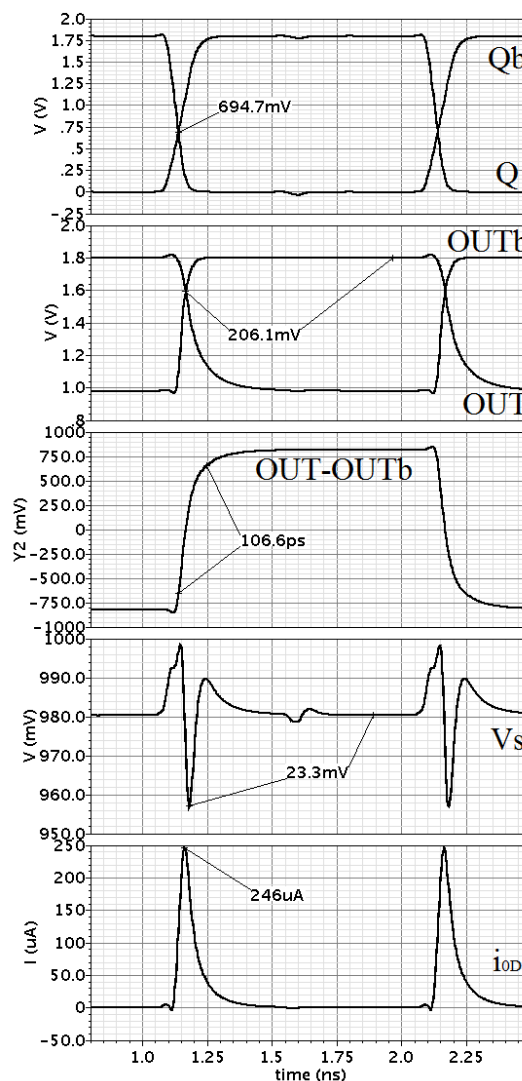


Рисунок 5.32 – Временная диаграмма сигналов в предлагаемой схеме [142]

Как видно из временной диаграммы на рис. 5.31 и рис. 5.32 данный триггер был оптимизирован по критерию быстродействия, что обуславливает пересечение фронтов его выходных сигналов Q и Qb достаточно близко (примерно 0,7 В) к середине (0,9 В) между логическими уровнями (0 и 1,8 В). Оптимизация пересечения фронтов сигналов OUT и OUTb драйвера обеспечивается за счёт настройки геометрических размеров коммутирующих полевых транзисторов VT3, VT4, VT5 и VT6.

В случае классического драйвера (рис. 5.29) оптимальное пересечение фронтов сигналов OUT и OUTb оказалось примерно на уровне $V_{ID} - 106$ мВ. Как видно из временной диаграммы на рис. 5.31, при этом возмущения V_S

практически симметричны и имеют амплитуду около 23 мВ. Отметим, что в качестве цепи задания V_{0D} для схемы прототипа использовался идеальный источник ЭДС, в то время как на реальной цепи задания логического нуля V_{0D} возникающий при переключении импульс тока $i_{0D} = i_5 + i_6$ (рис. 5.29) с амплитудой 158,8 мкА (рис. 5.31) вызвал бы соответствующий переходный процесс напряжения V_{0D} . Время нарастания фронта выходного дифференциального сигнала OUT-OUTb классического драйвера составило 184,8 пс.

В случае предлагаемого драйвера оптимальное пересечение фронтов сигналов OUT и OUTb сместилось из-за описанных механизмов поддержания разрядного тока и оказалось примерно на уровне $V_{1D} - 206$ мВ (рис. 5.32). При этом, возмущения V_S (аналогично прототипу) имеют амплитуду около 23 мВ, однако время нарастания фронта выходного дифференциального сигнала OUT-OUTb драйвера значительно уменьшилось (106,6 пс). Отметим, что в отличие от классической схемы возникающий при переключении импульс тока $i_{0D} = i_5 + i_6$ (рис. 5.31) с амплитудой 246 мкА (рис. 5.32) выполняет положительную роль поддержания разрядного тока, который в рассматриваемом опыте равен 400 мкА.

В некоторых параметрических случаях, если время переключения классического драйвера ощутимо превышает время переключения входного триггера, формирующего сигналы на первом Q и втором Qb логических входах устройства, применение предлагаемого драйвера повышает частоту выборки ЦАП.

Дополнительные напряжения смещения $+E_{c1}$ и $+E_{c2}$ обеспечивают статический режим транзисторов VT7 и VT8, которые образуют источник коммутирующего разрядного тока ИТ1.

Таким образом, предлагаемый драйвер характеризуется более высоким потенциальным быстродействием, а также имеет другие преимущества в сравнении с классическим при его применении в составе многоразрядных ЦАП с переключением весовых токов.

5.4.2 Быстродействующий истоковый повторитель с емкостной нагрузкой

Базовым узлом современных аналоговых устройств является широкополосный повторитель напряжения (ШПН), который реализуется как схема с общим стоком (на полевых) или как схема с общим коллектором на биполярных транзисторах. Данная структура (рис. 5.33) широко используется как в аналоговых, так и в цифровых устройствах. В последнем случае ШПН выполняет функции драйвера – каскада управления линиями связи или согласующей цепи.

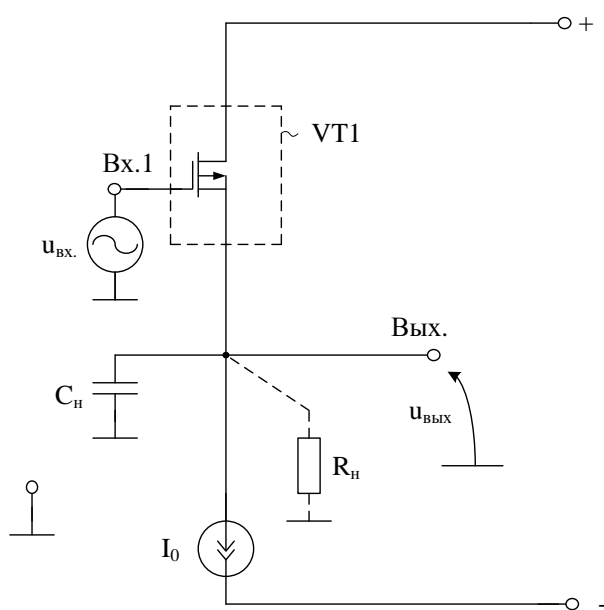


Рисунок 5.33 – Схема классического повторителя напряжения

Как правило, нагрузка известных ШПН содержит активное сопротивление R_n и емкость C_n , отрицательно влияющую на малосигнальный диапазон рабочих частот и быстродействие при импульсном изменении входного сигнала большой амплитуды.

Существенный недостаток классического ШПН рис. 5.33 состоит в том, что он имеет сравнительно узкий диапазон рабочих частот для малого сигнала, который определяется постоянной времени цепи нагрузки (τ_b).

Действительно, в первом приближении верхняя граничная частота f_b (по уровню -3дБ) классического ИПН рис. 5.33 не лучше чем

$$f_B \leq \frac{1}{2\pi\tau_B}, \quad (5.23)$$

где τ_B - постоянная времени цепи нагрузки. Причем

$$\tau_B \approx \left(\frac{1}{S_1} \parallel R_H \right) C_H, \quad (5.24)$$

где S_1 – крутизна входного полевого транзистора классического ИПН рис.5.33; R_H – эквивалентное сопротивление нагрузки; C_H – эквивалентная емкость нагрузки.

На рис. 5.34 показана схема предлагаемого ШПН [143]. Его задача - расширение диапазона рабочих частот при наличии емкости на выходе C_H , которая не может быть уменьшена по объективным причинам (является неотъемлемой частью цепи нагрузки, например, пьезокерамического преобразователя и т.п.), а также уменьшение времени установления переходного процесса при импульсном изменении входного напряжения.

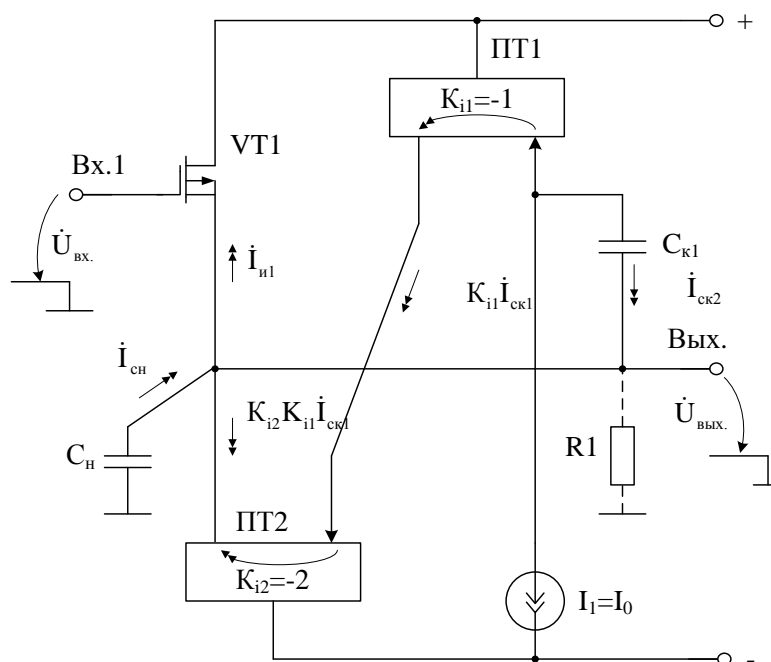


Рисунок 5.34 – Схема быстродействующего ШПН [143]

В схеме рис. 5.34 произведение коэффициентов передачи по току (K_{i1} , K_{i2}) токовых зеркал ПТ1, ПТ2 больше единицы, причем емкость $C_{к1}$ корректирующего конденсатора удовлетворяет условию

$$C_{к1} \approx \frac{C_n}{K_{i1}K_{i2} - 1}, \quad (5.25)$$

где C_n – паразитная емкость нагрузки.

Коэффициент передачи по напряжению в операторной форме схемы ШПН рис. 5.34 определяется уравнением

$$K_n(p) = \frac{K_0}{1 + pR_3[C_n + C_{к1}(1 - K_i)]}, \quad (5.26)$$

где $K_0 = \frac{R_n S_1}{1 + R_n S_1}$, $R_3 = R_n / (1 + R_n S_1)$.

Из (5.26) следует условие компенсации влияния паразитной емкости нагрузки C_n на частотную характеристику ШПН будет обеспечено, если множитель при операторе «р» в знаменателе формулы (5.26) будет равен нулю. Для этого необходимо, чтобы емкость корректирующего конденсатора $C_{к1}$ при $K_i > 1$ удовлетворяла условию

$$C_{к1} \approx \frac{C_n}{K_i - 1}. \quad (5.27)$$

Так, например, если $K_i = 2$, то величина этой емкости $C_{к1} = C_n$.

Из (5.26) и (5.27) следует, что изменение сопротивлений нагрузки R_n и крутизны S_1 входного полевого транзистора VT1 не влияет на условие компенсации (5.27).

Статический режим по току входного транзистора VT1 устанавливается в схеме рис. 5.34 двухполюсником I_1 .

Таким образом в предлагаемой схеме создаются условия для существенного расширения малосигнального диапазона рабочих частот, который на практике будет определяться инерционностью токовых зеркал ПТ1 и ПТ2. Однако, эти функциональные узлы могут быть выполнены на более высокочастотных (чем полевые) биполярных транзисторах, так как для их построения не требуется иметь высокие входные сопротивления и другие свойства, которые недопустимы для входного транзистора VT1 (малый уровень шумов, близкая к нулю входная проводимость, широкий диапазон линейной работы и т.п.).

Выполненный выше анализ, а также результаты компьютерного моделирования показывают, что в предлагаемой схеме решена одна из проблем современной аналоговой микросхемотехники – расширение частотного диапазона истоковых повторителей напряжения при малом входном сигнале.

На рис. 5.35 представлена схема предлагаемого ШПН, в которую дополнительно введены токовые зеркала ПТ3 и ПТ4 и второй корректирующий конденсатор $C_{к2}$.

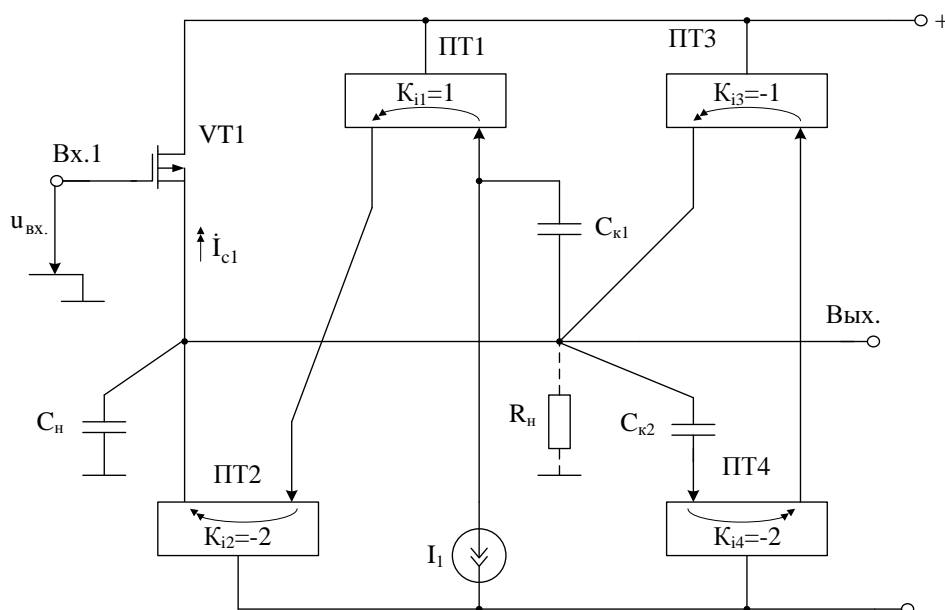


Рисунок 5.35 – Схема предлагаемого ШПН [143]

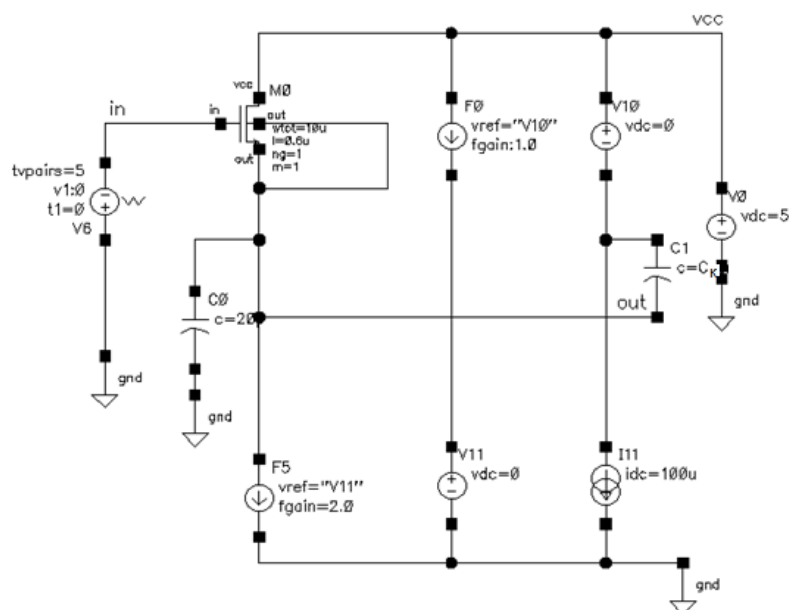


Рисунок 5.36 – Схема предлагаемого ШПН в среде компьютерного моделирования Cadence [143]

На рис. 5.37 приведена осциллограмма входных и выходных сигналов ШПН рис.5.36 при емкости корректирующего конденсатора $C_{к1} \approx 0$, которая показывает, что классический ШПН неудовлетворительно обрабатывает отрицательный фронт входного импульса.

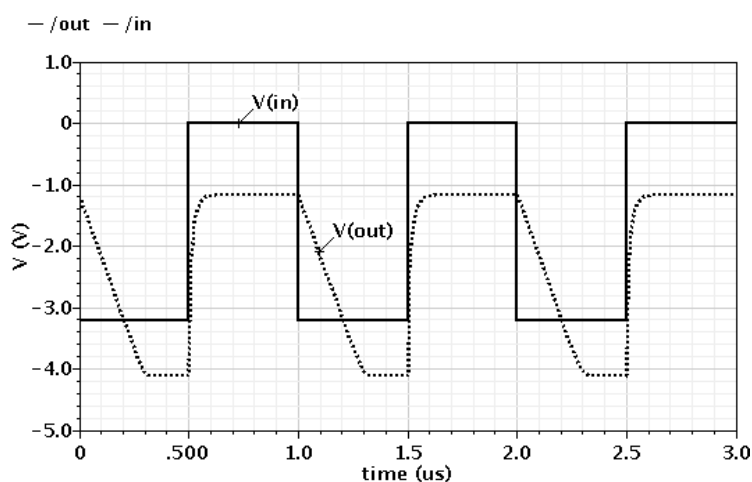
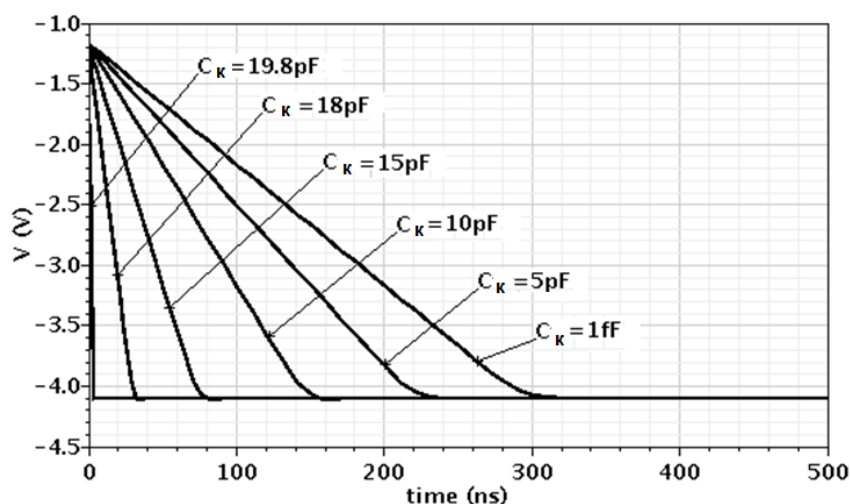


Рисунок 5.37 – Осциллограмма входных и выходных сигналов ШПН рис. 5.36 при емкости корректирующего конденсатора $C_{к1} \approx 0$ [143]

На рис. 5.38 показана в увеличенном масштабе осциллограмма изменения заднего фронта выходного сигнала $V(\text{Out})$ ШПН рис. 5.36 при изменении емкости корректирующего конденсатора $C_{к1}$ в диапазоне $0 \div 20$ пФ. Из данных графиков следует, что время установления переходного процесса в предлагаемом ШПН уменьшается с 280 нс (прототип) до 95 пс, т.е. более, чем в 2000 раз.

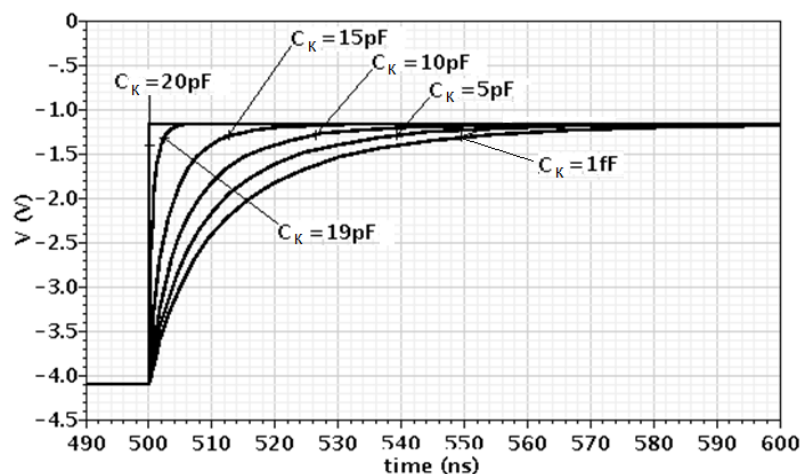


Время установления переходного процесса ШПН рис. 5.36

$C_{к1}=1\text{фФ}$	$C_{к1}=5\text{пФ}$	$C_{к1}=10\text{пФ}$	$C_{к1}=15\text{пФ}$	$C_{к1}=18\text{пФ}$	$C_{к1}=19.8\text{пФ}$	$C_{к1}=20\text{пФ}$
280нС	210нС	135нС	70нС	30нС	3нС	95пС

Рисунок 5.38 – Осциллограмма изменения заднего фронта выходного сигнала $V(\text{Out})$ ШПН рис. 5.36 при изменении емкости корректирующего конденсатора $C_{к1}$ в диапазоне $0 \div 20$ пФ [143]

На рис. 5.39 приведена в увеличенном масштабе осциллограмма изменения переднего фронта выходного сигнала (Out) ШПН рис. 5.36 при изменении емкости первого корректирующего конденсатора $C_{к1}$. Из данных графиков следует, что время установления данного переходного процесса в этом случае также уменьшается - с 55 нс (классический) до 50 пс.

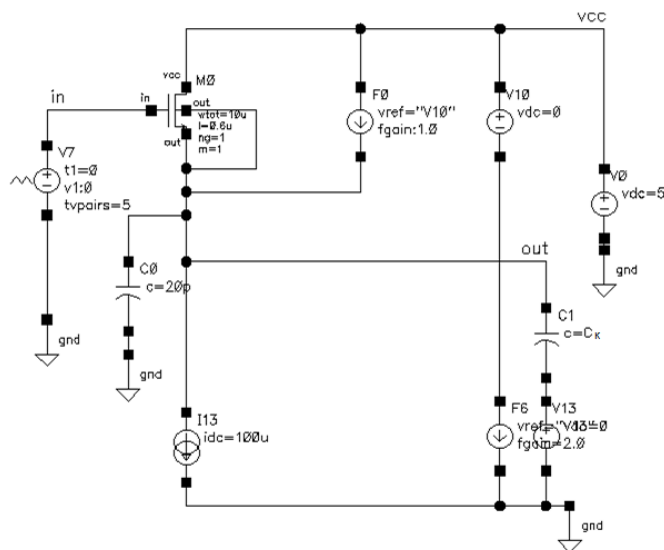


Время установления переходного процесса ШПН рис. 5.36

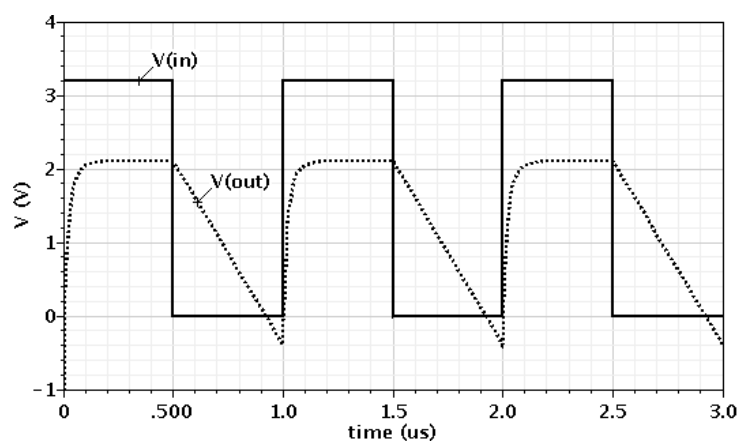
$C_{K1}=1\text{фФ}$	$C_{K1}=5\text{пФ}$	$C_{K1}=10\text{пФ}$	$C_{K1}=15\text{пФ}$	$C_{K1}=19\text{пФ}$	$C_{K1}=20\text{пФ}$
55нС	40нС	26нС	12нС	4нС	50пС

Рисунок 5.39 – Осциллограмма изменения переднего фронта выходного сигнала (Out) ШПН рис. 5.36 при изменении емкости первого корректирующего конденсатора C_{K1} [143]

На рис. 5.40 представлена схема ШПН в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов и влияние емкости коррекции $C_{K2}=C_K$ на быстродействие схемы ШПН рис. 5.33 для положительного фронта выходного импульса.



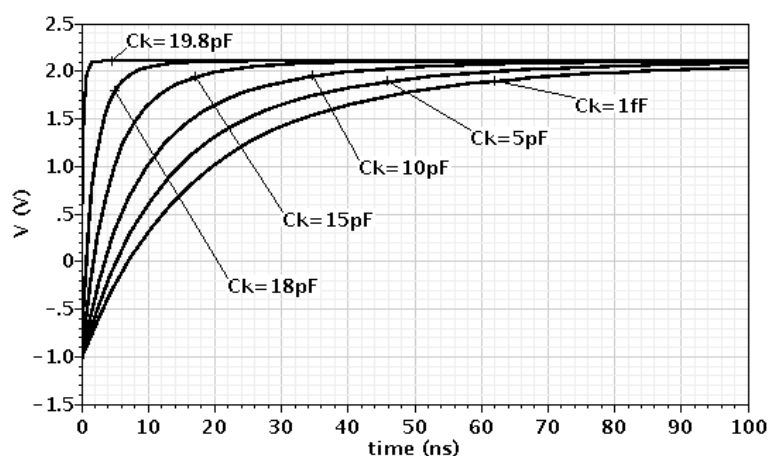
a)



б)

Рисунок 5.40 – Схема ШПН в среде Cadence [143]

На рис. 5.41 приведена в увеличенном масштабе осциллограмма изменения переднего фронта выходного сигнала $V(\text{Out})$ ШПН рис. 5.40 при разных значениях емкостей корректирующего конденсатора $C_{k2}=C_k$.

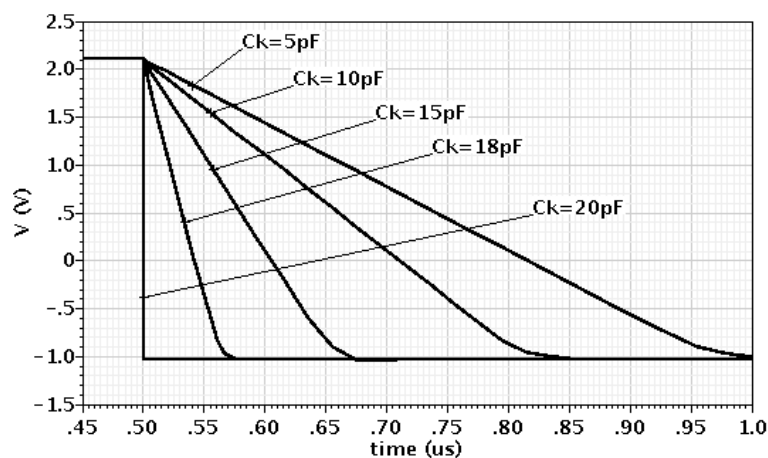


Время установления переходного процесса ШПН рис. 5.40

$C_k=1\text{фФ}$	$C_k=5\text{пФ}$	$C_k=10\text{пФ}$	$C_k=15\text{пФ}$	$C_k=18\text{пФ}$	$C_k=19.8\text{пФ}$	$C_k=20\text{пФ}$
90нС	65нС	42нС	20нС	8нС	1нС	76пС

Рисунок 5.41 – Осциллограмма изменения переднего фронта выходного сигнала $V(\text{Out})$ ШПН рис. 5.40 при разных значениях емкости корректирующего конденсатора $C_{k2}=C_k$ [143]

На рис. 5.42 показана в увеличенном масштабе осциллограмма изменения заднего фронта выходного сигнала V(Out) ШПН рис. 5.40 при различных значениях емкости корректирующего конденсатора $C_{к2}$.

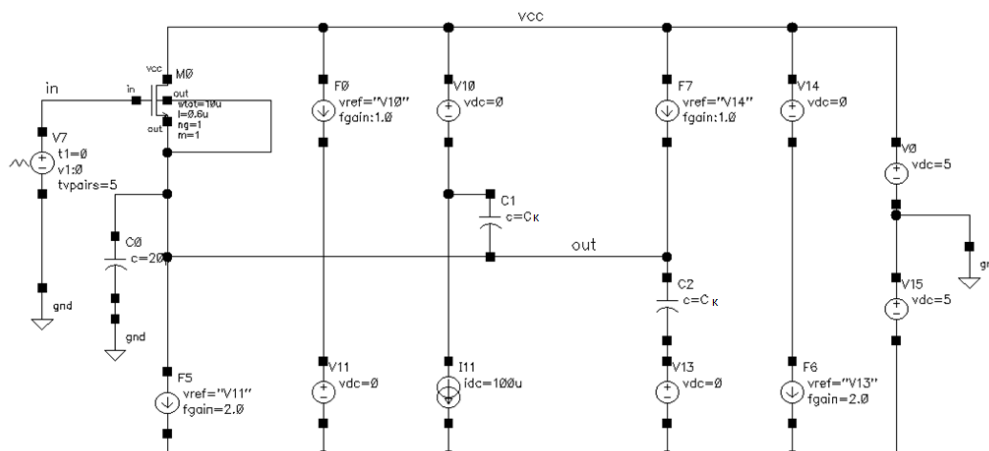


Время установления переходного процесса ШПН рис. 5.40

$C_{к}=5\text{пФ}$	$C_{к}=10\text{пФ}$	$C_{к}=15\text{пФ}$	$C_{к}=18\text{пФ}$	$C_{к}=20\text{пФ}$
92нС	77нС	64нС	56нС	250пС

Рисунок 5.42 – Осциллограмма изменения заднего фронта выходного сигнала V(Out) ШПН рис. 5.40 при различных значениях емкостей корректирующего конденсатора $C_{к2}$ [143]

На рис. 5.43 представлена схема ШПН с двумя цепями коррекции рис. 5.35 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.



На рис. 5.44 приведена осциллограмма входных и выходных сигналов ШПН рис. 5.43 при емкостях корректирующих конденсаторов $C_{K1} = C_{K2} = C_K = 0$.

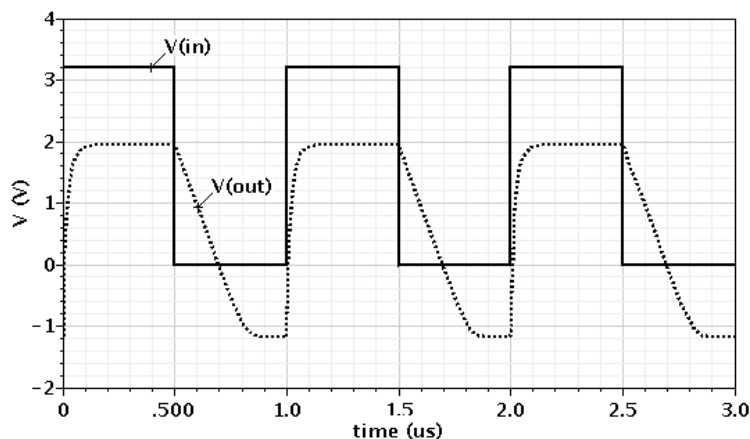
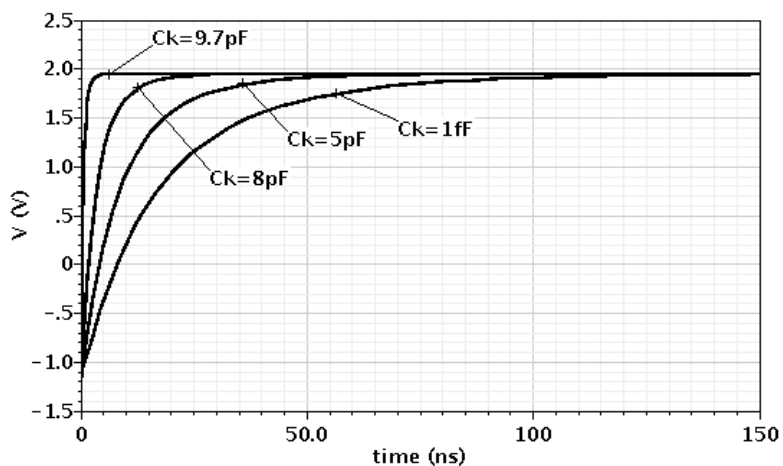


Рисунок 5.44 – Осциллограмма входных и выходных сигналов ШПН рис. 5.43 при емкостях корректирующих конденсаторов $C_{K1} = C_{K2} = C_K = 0$ [143]

На рис. 5.45 показана в увеличенном масштабе осциллограмма изменения переднего фронта выходного сигнала $V(Out)$ ШПН рис. 5.43 при различных емкостях корректирующих конденсаторов $C_K = C_{K1} = C_{K2}$.

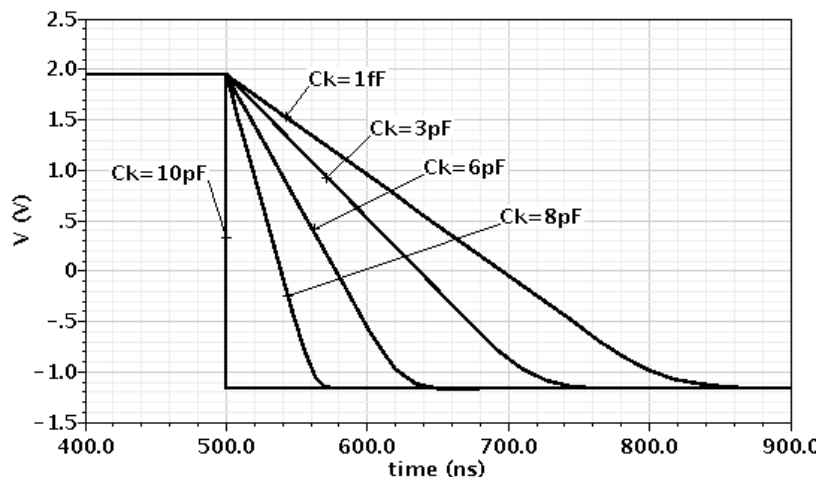


Время установления переходного процесса

$C_K = 1 \text{ фФ}$	$C_K = 5 \text{ пФ}$	$C_K = 8 \text{ пФ}$	$C_K = 9.7 \text{ пФ}$	$C_K = 10 \text{ пФ}$
56 нС	26 нС	10.7 нС	1.6 нС	44.9 пС

Рисунок 5.45 – Осциллограмма изменения переднего фронта выходного сигнала $V(Out)$ ШПН рис. 5.43 при различных емкостях корректирующих конденсаторов $C_K = C_{K1} = C_{K2}$ [143]

На рис. 5.46 представлена в увеличенном масштабе осциллограмма изменения заднего фронта выходного сигнала (Out) рис. 5.43 при изменении $C_k=C_{k1}=C_{k2}$.



Время установления переходного процесса

$C_k=1\text{фФ}$	$C_k=3\text{пФ}$	$C_k=6\text{пФ}$	$C_k=8\text{пФ}$	$C_k=10\text{пФ}$
280нС	199нС	115нС	57нС	114пС

Рисунок 5.46– Осциллограмма изменения заднего фронта выходного сигнала (Out) рис. 5.43 при изменении $C_k=C_{k1}=C_{k2}$ [143]

Из графиков рис. 5.37, рис. 5.38, рис. 5.39, рис. 5.40, рис. 5.45, рис. 5.46 следует, что в предлагаемой схеме при емкостной нагрузке C_n существенно повышается быстродействие в режиме большого сигнала – время установления переходного процесса и скорость нарастания выходного напряжения улучшаются в десятки – сотни раз.

Таким образом, предлагаемый ШПН и его модификации имеют существенные преимущества по диапазону рабочих частот (на малом сигнале) и быстродействию (при импульсном изменении входного напряжения).

5.5 Дифференциальные преобразователи «ток-напряжение» с N-входами

На основе операционных усилителей (ОУ) на биполярных и полевых транзисторах реализуется широкий класс устройств преобразования и усиления токовых и потенциальных сигналов. Причем наименее изученными и исследованными являются преобразователи «ток-напряжение», обладающие существенными преимуществами в сравнении с преобразователями потенциальных сигналов. Известны схемы операционных преобразователей на основе инвертирующего и неинвертирующего буферного каскада. Кроме этого, структура и схемотехника устройств рассматриваемого класса применяется в качестве промежуточных каскадов более сложных аналоговых микросхем.

Существенный недостаток классических преобразователей рис. 5.47 состоит в том, что они не обеспечивают прецизионное преобразование нескольких независимых (1, 2, 3, ..., N) дифференциальных и недифференциальных токовых сигналов в пропорциональное напряжение. Это значительно сужает области их практического использования. Кроме этого, они не обеспечивают подавление синфазных составляющих входных токов.

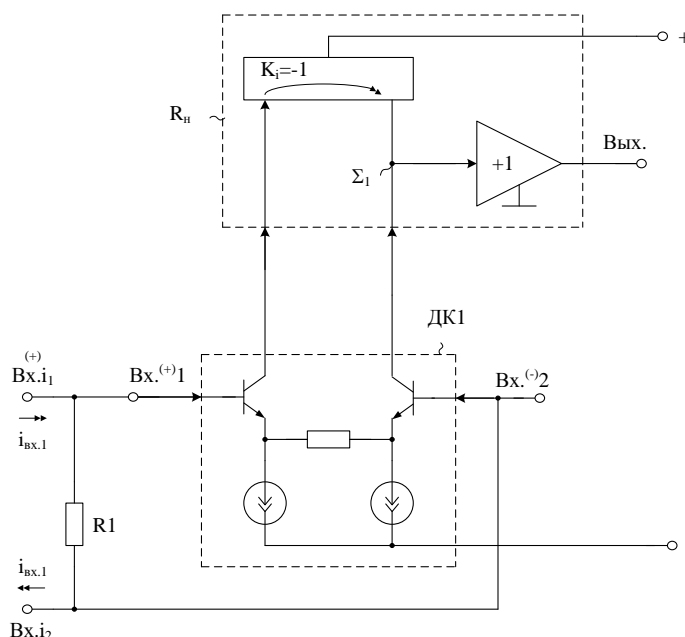


Рисунок 5.47 – Схема классического преобразователя

На рис. 5.48 представлена предлагаемая схема преобразователя сигналов [144]. Его задача состоит в создании широкополосного преобразователя N-токовых входных сигналов (1, 2, 3, ..., N), в т.ч. дифференциальных, в пропорциональное напряжение, а также обеспечение подавления синфазной составляющей входных дифференциальных токов устройства.

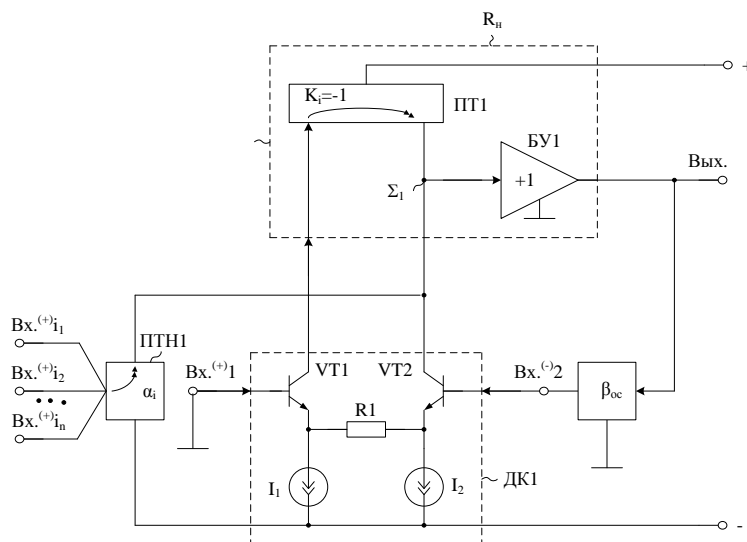


Рисунок 5.48 – Схема предлагаемого преобразователя [144]

На рис. 5.49 приведена схема рис. 5.48 с конкретным выполнением каскада преобразования входных токов ПТН1 на транзисторах VT3, VT4 по схеме с общей базой и четырехполюсника отрицательной обратной связи на резисторах R2, R3.

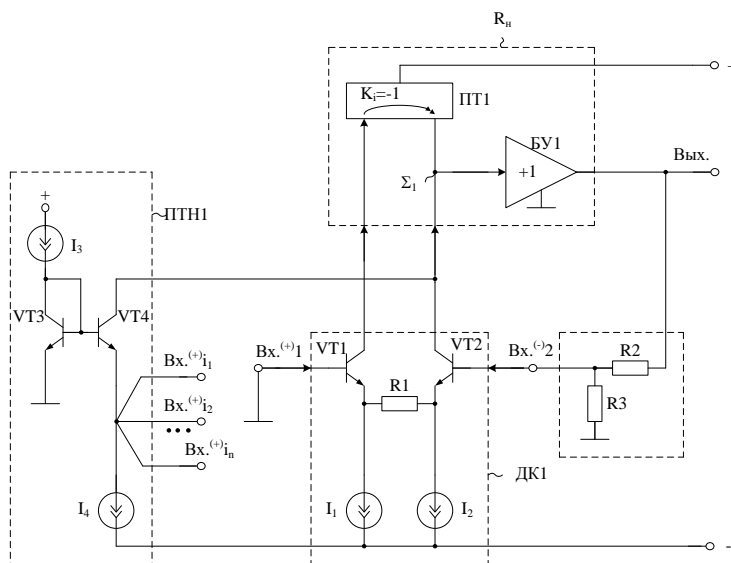


Рисунок 5.49 – Вариант практической реализации предлагаемой схемы [144]

На рис. 5.50 представлена схема предлагаемого преобразователя, в которой в цепи активной нагрузки R_H используется инвертирующий буферный усилитель БУ1.

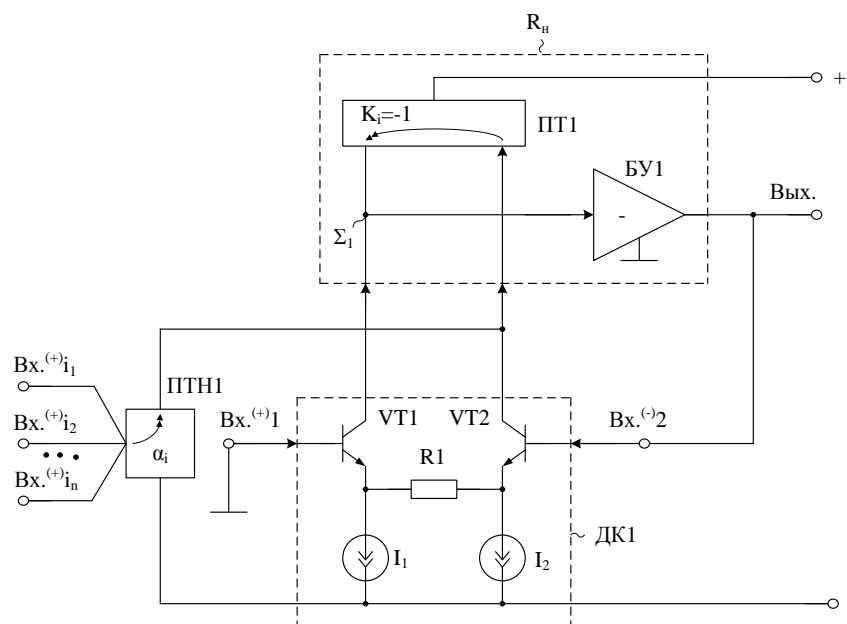


Рисунок 5.50 – Вариант практической реализации предлагаемой схемы [144]

На рис. 5.51 показана схема рис. 5.50 с конкретным выполнением каскада преобразования входных токов ПТН1 на транзисторе по схеме с общей базой и четырехполюсника отрицательной обратной связи на резисторах R2, R3.

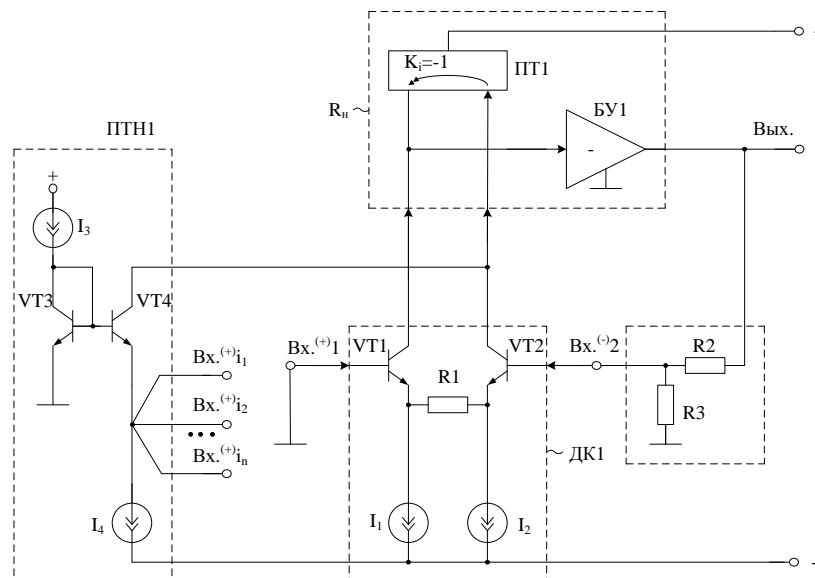


Рисунок 5.51 – Вариант практической реализации предлагаемой схемы [144]

На рис. 5.52 представлена схема предлагаемого преобразователя, в которой в цепи активной нагрузки применен неинвертирующий буферный усилитель БУ1, а также введен дополнительный каскад преобразования входных токов ПТН2 на транзисторе по схеме с общей базой с N-токовыми входами $Bx.i_1^{(-)}$, $Bx.i_2^{(-)}$..., $Bx.i_n^{(-)}$, токовый выход которого подключен ко входу цепи активной нагрузки R_H .

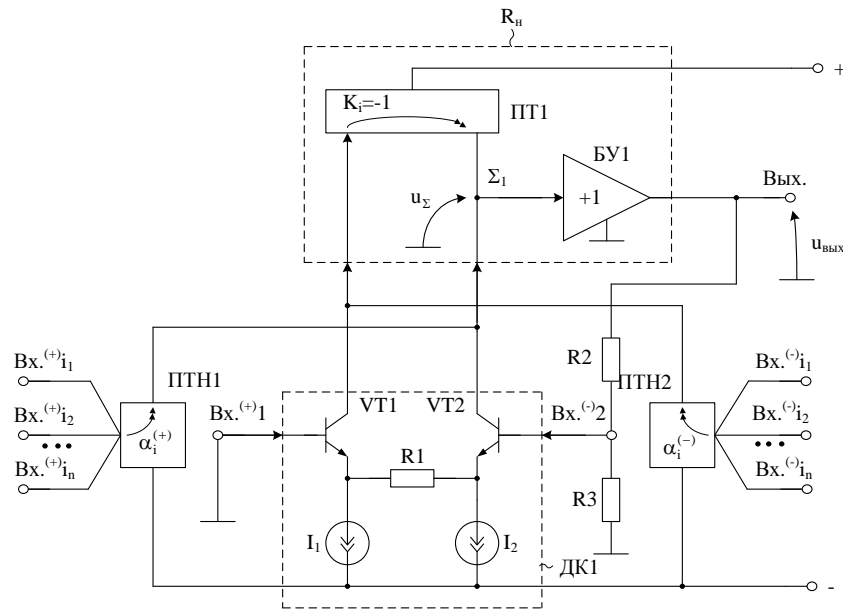


Рисунок 5.52 – Вариант практической реализации предлагаемой схемы [144]

Напряжение в высокоимпедансном узле Σ_1 :

$$u_{\Sigma} = R_K [(i_1^{(+)} + i_2^{(+)} + \dots + i_n^{(+)}) \alpha_i^{(+)} - (i_1^{(-)} + i_2^{(-)} + \dots + i_n^{(-)}) \alpha_i^{(-)}] + R_K g_{ml} u_{\text{вых}} \frac{R_3}{R_3 + R_2}, \quad (5.28)$$

где R_K – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле (на входе буферного усилителя БУ1); $g_{ml} = R_1^{-1}$; R_1 – сопротивление между эмиттерами транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1; $i_j^{(-)}$, $i_j^{(+)}$ – входные токи устройства на инвертирующем и неинвертирующем входах; $\alpha_i^{(+)}$, $\alpha_i^{(-)}$ – коэффициент передачи по току дополнительных каскадов преобразования входных токов ПТН1 и ПТН2 на транзисторе по схеме с общей базой.

Выходное напряжение преобразователя:

$$u_{\text{вых}} = K_{\text{БУ}} R_{\text{к}} \left[(i_1^{(+)} + i_2^{(+)} + \dots i_n^{(+)}) \alpha_i^{(+)} - (i_1^{(-)} + i_2^{(-)} + i_n^{(-)}) \alpha_i^{(-)} \right] - R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} g_{\text{мл}} u_{\text{вых}} \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \quad (5.29)$$

где $K_{\text{БУ}}$ – коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего буферного усилителя БУ1.

После преобразований последнего уравнения можно найти

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} \left[\alpha_i^{(+)} (i_1^{(+)} + \dots i_n^{(+)}) - \alpha_i^{(-)} (i_1^{(-)} + \dots i_n^{(-)}) \right]}{1 + R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} g_{\text{мл}} \beta_{\text{oc}}}, \quad (5.30)$$

где $\beta_{\text{oc}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$.

Если $R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty$, то

$$u_{\text{вых}} \bigg|_{R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty} = \frac{\alpha_i^{(+)} (i_1^{(+)} + i_2^{(+)} + \dots i_n^{(+)}) - \alpha_i^{(-)} (i_1^{(-)} + i_2^{(-)} + \dots i_n^{(-)})}{g_{\text{мл}} \beta_{\text{oc}}}, \quad (5.31)$$

где $\frac{1}{\beta_{\text{oc}}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$.

После преобразований можно найти, что

$$u_{\text{вых}} \bigg|_{R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty} = R_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \left[\alpha_i^{(+)} (i_1^{(+)} + i_2^{(+)} + \dots i_n^{(+)}) - \alpha_i^{(-)} (i_1^{(-)} + i_2^{(-)} + \dots i_n^{(-)}) \right]. \quad (5.32)$$

При 100% отрицательной обратной связи ($\beta_{\text{oc}} = 1$, $R_2=0$):

$$u_{\text{вых}} \bigg|_{R_{\text{к}} K_{\text{БУ}} \rightarrow \infty} = R_1 \left[\alpha_i^{(+)} (i_1^{(+)} + i_2^{(+)} + \dots i_n^{(+)}) - \alpha_i^{(-)} (i_1^{(-)} + i_2^{(-)} + \dots i_n^{(-)}) \right]. \quad (5.33)$$

Если коэффициенты передачи тока по входам $\alpha_i^{(+)} = \alpha_i^{(-)} = 1$, то

$$u_{\text{вых}} = R_1 [i_1^{(+)} - i_1^{(-)} + i_2^{(+)} - i_2^{(-)} + i_n^{(+)} - i_n^{(-)}] . \quad (5.34)$$

Таким образом, предлагаемое устройство обеспечивает прецизионное алгебраическое суммирование N-входных токов.

Если входные токи (например, $i_1^{(+)}$ и $i_1^{(-)}$) имеют синфазную составляющую $i_{c1}^{(+)} = i_{c1}^{(-)}$, то в предлагаемой схеме эта составляющая существенно ослабляется:

$$u_{\text{вых.с}} = R_1 (i_{c1}^{(+)} - i_{c1}^{(-)}) \approx 0 . \quad (5.35)$$

На рис. 5.53 представлена схема предлагаемого преобразователя, но при другом варианте реализации цепи нагрузки R_n (на основе токового зеркала ПТ1 и инвертирующего буферного усилителя БУ1).

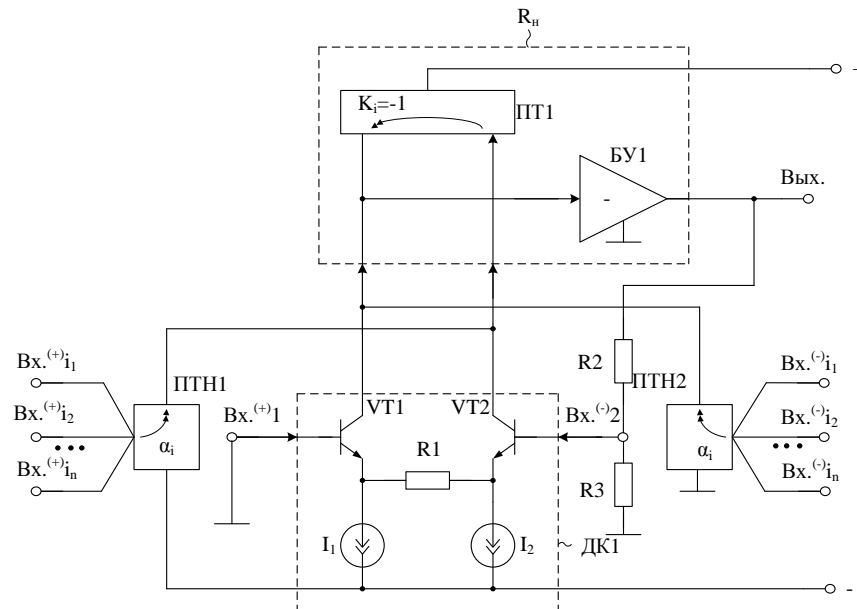


Рисунок 5.53 – Схема предлагаемого преобразователя с цепью нагрузки на основе токового зеркала и инвертирующего буферного усилителя [144]

На рис. 5.54 приведена схема рис. 5.52 с конкретным выполнением каскада преобразования входных токов ПТН1 на транзисторе по схеме с общей базой, четырехполюсника отрицательной обратной связи (R2, R3) и дополнительного каскада преобразования входных токов ПТН2 на транзисторе по схеме с общей базой.

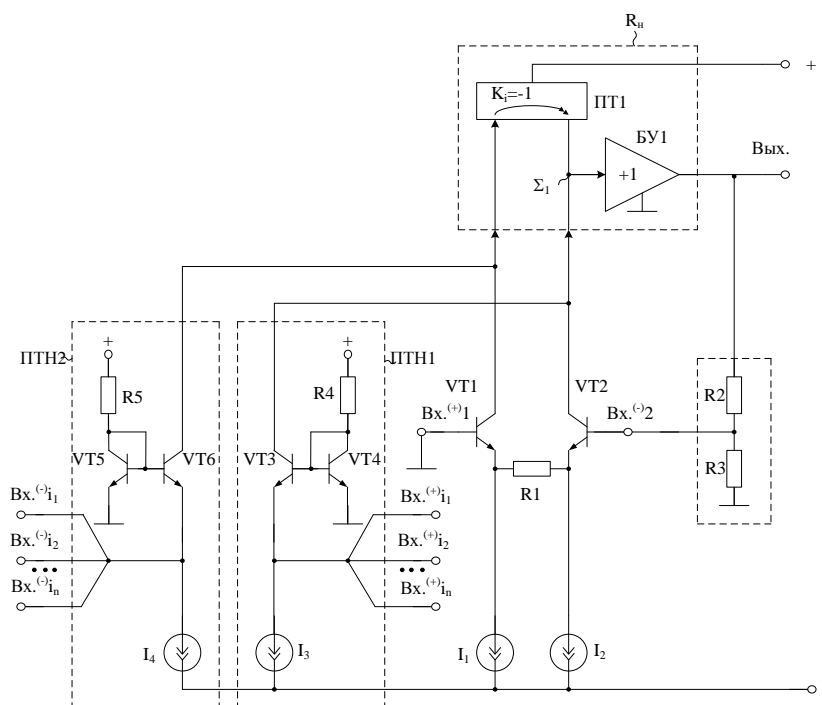


Рисунок 5.54 – Вариант практической реализации предлагаемого преобразователя [144]

На рис. 5.55а и рис. 5.55б показаны схемы, на основе которой могут быть выполнены каскады преобразования входных токов ПТН1 и ПТН2, каскад с общей базой реализован на основном транзисторе VT1 (VT1*), усилителе местной отрицательной обратной связи У1(У1*) и токостабилизирующем двухполюснике I_1 (I_1^*). В данной схеме для повышения прецизионности и обеспечения нулевого входного сопротивления ($R_{вх} \rightarrow \infty$) используется усилитель местной отрицательной обратной связи У1.

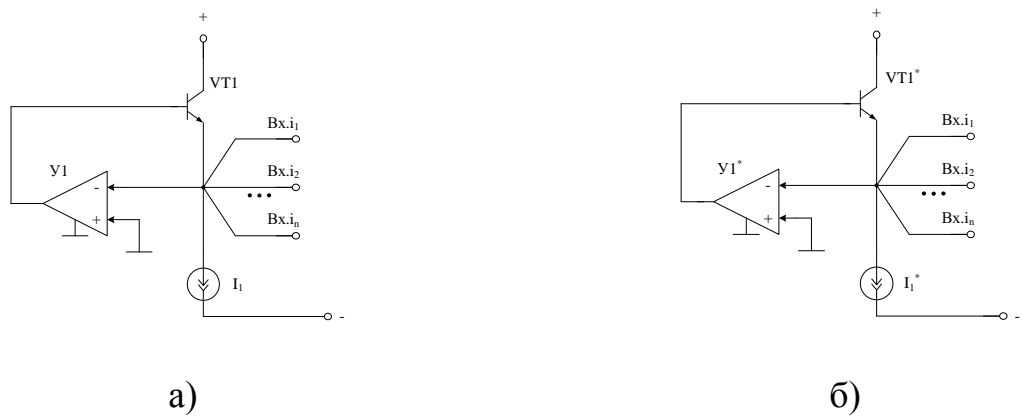


Рисунок 5.55 – Варианты выполнения каскадов преобразования входных токов [144]

На рис. 5.56 представлена схема с выполнением каскадов преобразования входных токов ПТН1 и ПТН2 на основе рис. 5.55 для случая, когда выходной буферный усилитель БУ1– неинвертирующий каскад. Элементы R4 и C1 моделируют здесь эквивалентное сопротивление и эквивалентную паразитную емкость на входе инвертирующего буферного усилителя БУ1.

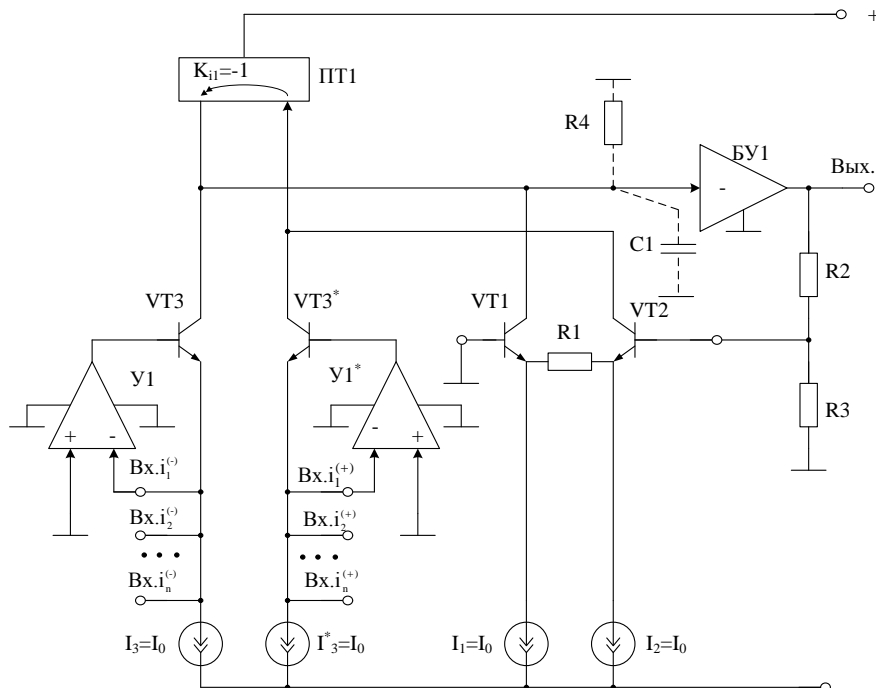


Рисунок 5.56 - Вариант практической реализации предлагаемого преобразователя [144]

На рис. 5.57 представлена схема рис. 5.52 с выполнением каскадов преобразования входных токов ПТН1 и ПТН2 на транзисторе по схеме с общей базой на основе рис. 5.55 для случая, когда выходной буферный усилитель БУ1 (рис. 5.52) – инвертирующий каскад на транзисторе VT3.

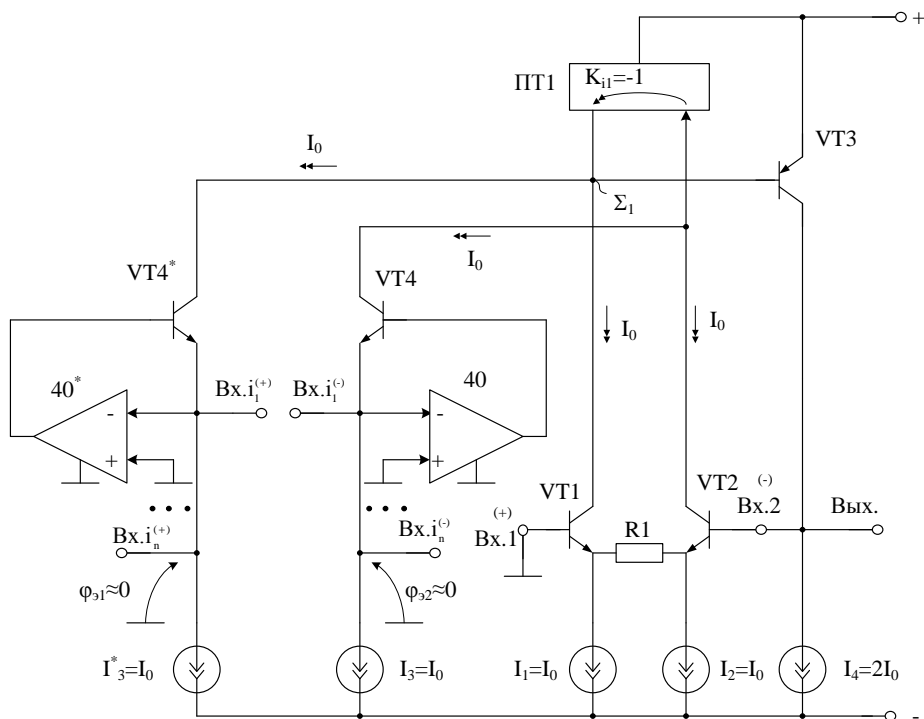


Рисунок 5.57 - Схема предлагаемого преобразователя с конкретным выполнением инвертирующего буферного усилителя [144]

На рис. 5.58 показана схема широкополосного преобразователя рис. 5.57 в среде Pspice для случая, когда на токовые входы $Bx.i_1^{(-)}$ и $Bx.i_1^{(+)}$ подаются синусоидальный и «пилообразный» входные токовые сигналы.

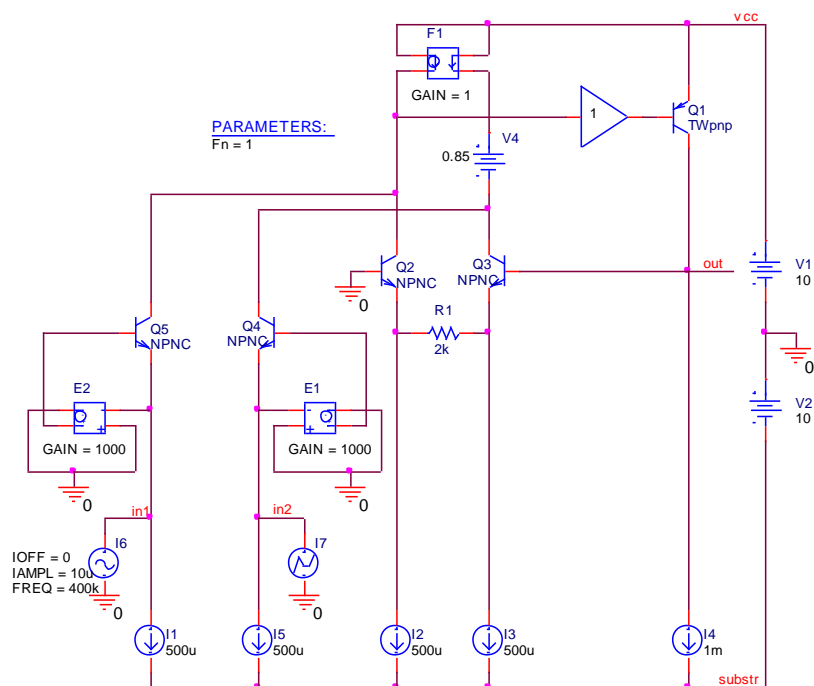
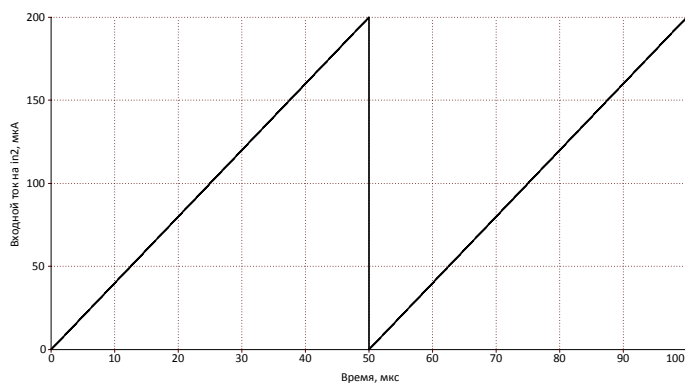
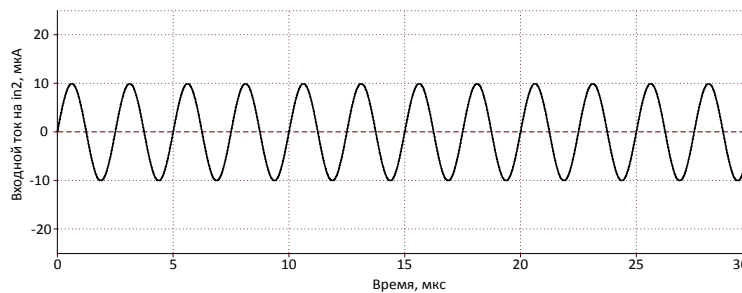


Рисунок 5.58 - Схема широкополосного преобразователя рис. 5.57 в среде Pspice [144]

На рис. 5.59 представлены графики выходного напряжения схемы рис. 5.58 для случая, когда один из входных токовых сигналов имеет «пилообразную» форму (рис. 5.59а), а другой – синусоидальную форму (рис. 5.59б). График рис. 5.59в показывает, что выходной потенциальный сигнал предлагаемого преобразователя пропорционален сумме двух входных ТОКОВЫХ СИГНАЛОВ.



а)



б)

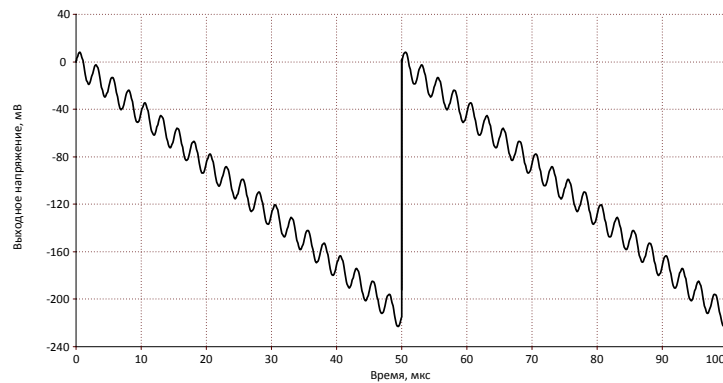


Рисунок 5.59 – Графики выходного напряжения схемы [144]

Выполненный выше анализ, а также результаты компьютерного моделирования МОУ (рис. 5.50, рис. 5.51, рис. 5.54, рис. 5.56) показывают, что предлагаемый преобразователь имеет существенные преимущества в сравнении с классическим.

5.6 Выводы

Для решения проблемы построения СВЧ высокочастотных избирательных усилителей (ИУс) на основе низкодобротных планарных индуктивностей целесообразно использовать цепи компенсации резисторов, моделирующих соответствующие потери в LC контуре. Полученные аналитические выражения для основных параметров ИУ, а также результаты компьютерного моделирования ИУс указывают на возможность токового

управления добротностью ИУс предлагаемого подкласса при достаточно высокой стабильности частоты квазирезонанса.

Для существенного расширения диапазона рабочих частот аттенюатора (АТ), нагруженного на паразитную емкость нагрузки C_0 , перспективно применение цепей взаимной компенсации паразитной емкости C_0 , которая в практических схемах реализуется на основе неинвертирующего усилителя напряжения. Важное достоинство таких АТ – независимость условий расширения частотного диапазона от сопротивлений резисторов, образующих АТ, которые могут быть переменными.

Применение предлагаемых в проекте цепей взаимной компенсации паразитных емкостей в каскадах смещения статического уровня аналоговых микросхем позволяет расширить их диапазон рабочих частот в 3-10 раз.

Для повышения быстродействия драйвера в коммутаторе разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах необходимо (предлагаемое в проекте) специальное построение цепей установления логического нуля. При этом не требуется дополнительных затрат площади на кристалле, не увеличивается потребляемая мощность, уменьшается время нарастания выходного сигнала драйвера (со 185 пс до 106 пс), уменьшается влияние рассогласования параметров транзистора, создающее паразитные составляющие в спектре выходного сигнала ЦАП.

Для расширения диапазона рабочих частот драйверов линий связи на основе истоковых повторителей целесообразно применение предлагаемых в проекте цепей компенсации паразитной емкости нагрузки. Это обеспечивает уменьшение времени переходного процесса на 1-3 порядка.

Для повышения прецизионности преобразования нескольких независимых дифференциальных и недифференциальных токовых сигналов в пропорциональное выходное напряжение целесообразно применение предлагаемых в проекте цепей компенсирующих обратных связей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В разделе 1 обоснован выбор оптимального варианта направления исследований по проекту и методик их проведения, разработана детальная программа НИР на 2014-2016гг.

Для разработки устройств связи и телекоммуникации нового поколения необходимы комплексные исследования архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот быстродействующих аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и систем на кристалле.

Одним из наиболее критичных элементов интегральных микросхем, которому посвящены большое число публикации в ведущих научных изданиях [27-88], является индуктивность. На сегодняшний день многие проблемы их проектирования и практического применения не решены. Прежде всего, это относится к пассивным отрицательным индуктивностям, а также методам собственной и взаимной компенсаций индуктивных элементов в радиотехнических устройствах.

В разделе 2 с единых позиций исследованы проблемы собственной и взаимной компенсации влияния индуктивных и емкостных импедансов (в большинстве случаев – паразитных) на характеристики и параметры электронных схем. Разработаны теоретические основы собственной и взаимной компенсации индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих аналоговых и аналого-цифровых схемах.

Исследованы условия компенсации влияния доминирующих параметров активных элементов на схемные функции электронных устройств. Показано, что полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными и единственными.

Установлено, что ответ на вопрос об уровне компенсации импеданса в общем случае остаётся открытым, т.к. зависит от структуры матриц **B**, **Z** и вектора $\bar{\mathbf{w}}$ (раздел 2.4), а также от числа неиспользованных входов активных

элементов (дополнительных входов). В этой связи практическое использование полученных в разделе 2 результатов связано с анализом структур поправочных полиномов электронных схем различного класса и требует дополнительных исследований в каждой предметной области.

Разработана теория собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем. Показано, что в рамках принципа собственной компенсации влияния индуктивностей на параметры аналоговых электронных схем существует два взаимодополняющих структурных метода.

Обоснован метод взаимной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем. Сформулирован алгоритм синтеза принципиальных схем с взаимной компенсацией влияния RL-цепей. Рассмотрены предельные возможности частотной коррекции преобразователей сигналов RL-цепями.

Выполнен структурный синтез цепей собственной компенсации в широкополосных инструментальных усилителях (ИУ). Рассмотрены теоретические основы структурного синтеза широкополосных ИУ. Обоснован принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления операционных усилителей на диапазон рабочих частот ИУ. Сформулированы условия взаимной компенсации влияния ЭДС смещения нуля и коэффициента ослабления входного синфазного сигнала. Показано, что на структурном уровне можно оптимизировать основные качественные показатели инструментального усилителя – напряжение дрейфа нуля и коэффициент передачи синфазного напряжения при заданном дифференциальном коэффициенте усиления. Обоснована схемотехника ИУ на основе двух мультидифференциальных ОУ с эффектами собственной и взаимной компенсации. Приведены результаты структурного синтеза ИУ на основе двух мультидифференциальных ОУ. Показано, что предлагаемые ИУ обладают высокими качественными показателями, в том числе и при различных внешних воздействиях.

Представлены результаты моделирования ИУ в среде PSpice с учетом влияния дестабилизирующих факторов.

Обобщены методы умножения (деления) параметров индуктивных элементов и условия их компенсации.

В разделе 3 рассмотрены теоретические основы построения формирователей квадратурных сигналов на основе индуктивных элементов для приемо-передающих узлов. Прежде всего, это относится к квадратурным модуляторам и демодуляторам – наиболее ответственным узлам систем связи и телекоммуникаций.

Сформулированы основные требования к селективным формирователям опорных ортогональных сигналов.

Рассмотрены свойства базовых структур квадратурных модуляторов и квадратурных формирователей в квадратурных демодуляторах.

Исследованы квадратурные формирователи для синхронных фильтров.

В разделе 4 установлено, что предельный диапазон рабочих частот современных, например, SiGe-транзисторов, измеряется сотнями гигагерц. Однако, он не всегда реализуется в практических схемах транзисторных каскадов (ТК) при высокоомной коллекторной нагрузке. Это обусловлено доминирующим влиянием на верхнюю граничную частоты ТК постоянной времени выходной цепи, которая для многих вариантов включения транзисторов, например, для схем с активными нагрузками, оказывается достаточно низкочастотной. Постоянная времени выходной цепи транзисторных каскадов с активными нагрузками – основное «проклятие» аналоговой микросхемотехники, которое не разрешимо в рамках традиционных схемотехнических решений.

Рассмотрены новые методы собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов усилительных каскадов, которые, в отличие от известных, позволяют обеспечить уменьшение влияния на верхнюю граничную частоту не только проходных емкостей коллектор-база выходных

транзисторов, но и паразитных емкостей нагрузки, включающих емкости на подложку.

Разработана прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном. Выполнено компьютерное моделирование новых и перспективных методов собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов.

Дан анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее улучшения. Установлена особенность формирования условий для обеспечения предельного уровня компенсации в электронных схемах.

С общих позиций теории систем автоматического управления рассмотрены условия синтеза специальной цепи компенсации (ЦК) паразитной ёмкости, связанной с высокоимпедансным выходом классического транзисторного каскада, что позволяет расширить площадь усиления. Отмеченные выше технические противоречия предлагается разрешить путем подключения к выходу ТК специальной цепи компенсации паразитной ёмкости, которая, в зависимости от её построения и ожидаемого выигрыша по основным динамическим параметрам широкополосных усилителей (ШУ), должна иметь строго определенную передаточную функцию.

Показано, что подключаемая ЦК должна содержать дифференцирующее звено. Выполнен анализ устойчивости схемы широкополосного усилителя с ЦК. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить предельный выигрыш по диапазону рабочих частот и времени установления переходного процесса в классических транзисторных каскадах (схемах с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором). Рассмотрены три основных варианта практической реализации ЦК в базисе неинвертирующих повторителей напряжения и тока.

Исследованы три основные функциональные схемы цепи компенсации, изучены их частотные свойства, проведена оценка устойчивости

скорректированного ШУ с цепями компенсации, выполнено компьютерное моделирование схем ЦК при идеальных повторителях напряжения и тока, разработана методика компьютерного моделирования ШУ с инерционными активными элементами в среде MATLAB.

Разработана новая схемотехника, выполнен математический анализ, проведено компьютерное моделирование:

- методов расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером;
- каскодного усилителя с расширенным частотным диапазоном
- каскодного усилителя с цепью компенсации емкости на подложку;
- широкополосных каскодных усилителей с цепью компенсации на основе усилителя тока;
- двойного каскодного усилителя с расширенным диапазоном рабочих частот;
- метода компенсации паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона;
- широкополосных каскодных дифференциальных усилителей;
- метода расширения диапазона рабочих частот преобразователя «ток-напряжение» на основе каскада с общей базой;
- эффективности пассивной RC коррекции в каскодных дифференциальных усилителях.

Исследована возможность взаимной компенсации нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях.

Разработаны каскодные КМОП усилители с совмещёнными цепями собственной компенсации проходной ёмкости выходного транзистора и двухполюсника нагрузки

Раздел 5 посвящен решению проблемы построения СВЧ высокочастотных избирательных усилителей (ИУс) на основе низкочастотных

планарных индуктивностей. Показано, что в этом случае целесообразно использовать цепи компенсации резисторов, моделирующих соответствующие потери в LC контуре. Полученные аналитические выражения для основных параметров ИУ, а также результаты компьютерного моделирования ИУс указывают на возможность токового управления добротностью ИУс предлагаемого подкласса при достаточно высокой стабильности частоты квазирезонанса.

Для существенного расширения диапазона рабочих частот аттенюатора (АТ), нагруженного на паразитную емкость нагрузки C_0 , перспективно применение цепей взаимной компенсации паразитной емкости C_0 , которая в практических схемах реализуется на основе неинвертирующего усилителя напряжения. Важное достоинство таких АТ – независимость условий расширения частотного диапазона от сопротивлений резисторов, образующих АТ, которые могут быть переменными.

Применение предлагаемых в проекте цепей взаимной компенсации паразитных емкостей в каскадах смещения статического уровня аналоговых микросхем позволяет расширить их диапазон рабочих частот в 3-10 раз.

Для повышения быстродействия драйвера в коммутаторе разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах необходимо (предлагаемое в проекте) специальное построение цепей установления логического нуля. При этом не требуется дополнительных затрат площади на кристалле, не увеличивается потребляемая мощность, уменьшается время нарастания выходного сигнала драйвера (со 185 пс до 106 пс), уменьшается влияние рассогласования параметров транзистора, создающее паразитные составляющие в спектре выходного сигнала ЦАП.

Для расширения диапазона рабочих частот драйверов линий связи на основе истоковых повторителей целесообразно применение предлагаемых в проекте цепей компенсации паразитной емкости нагрузки. Это обеспечивает уменьшение времени переходного процесса на 1-3 порядка.

Для повышения прецизионности преобразования нескольких независимых дифференциальных и недифференциальных токовых сигналов в пропорциональное выходное напряжение целесообразно применение предлагаемых в проекте цепей компенсирующих обратных связей.

В процессе выполнения проекта 2014 г. опубликовано 25 статей, в т.ч. индексируемых в базе данных Web of Science – 2, Scopus – 14, в журналах из списка ВАК – 4, в других изданиях – 5, тезисов докладов профильных Всероссийских конференций – 2, поданы 22 заявки на патенты РФ.

Проведен международный семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» (Беларусь, США, Иран, Египет), организованный творческим коллективом по проекту (сентябрь-октябрь 2014г.).

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Коротков, А.С. Интегральные (микроэлектронные) радиоприёмные устройства систем связи – обзор / А.С. Коротков // Микроэлектроника. – 2006. - Том 35, № 4 2006. - С. 285-304
- 2 Свизев, Г.А. Статические и динамические ошибки быстродействующих ЦАП с коммутацией токов / Г.А.Свизев, Е.А.Жебрун, Л.П. Ионов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2014. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2014. Часть III. С. 123-128.
- 3 Чаплыгин, Ю.А. Электростатическая защита БИКМОП микросхем / Ю.А.Чаплыгин, В.П.Тимошенко, В.И.Шевяков, Ю.Ф. Адамов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2014. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2014. Часть III. С. 99-104.
- 4 Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов : монография / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – 326 с.
- 5 Крутчинский, С.Г. Принцип собственной компенсации в прецизионных RC-фильтрах : монография / С.Г. Крутчинский. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 100 с.
- 6 Калантаров, Л. Расчёт индуктивностей: справочная книга / Л.Калантаров, Л.Цейтлин.. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
- 7 Koenraad Van Schuylenbergh, Christopher L.Chua, David K.Fork, Jeng-Ping Lu and Bernie Griffiths. Palo Alto Research Center. Parc's on-chip microcoil demonstrates world-record performance. Mixed Signal Systems Inc., Scotts Valley.
<http://www.ewh.ieee.org/soc/cpmt/presentations/cpmt0311a.pdf>
- 8 Ragonese, E. A Lumped Scalable Physics-Based Model for Silicon Spiral Inductors / E. Ragonese, T.Biondi, A. Scuderi, G. Palmisano // The 10th International

Symposium on Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, EDMO 2002, IEEE - 2002. - C. 119-124

9 Yue, C. P. A physical model for planar spiral inductors on silicon / C. P. Yue et al. // Proc. IEEE IEDM'96, pp. 155–158.

10 Burghartz, J. N. Multilevel-spiral inductors using VLSI interconnect technology / J. N. Burghartz, K. A. Jenkins, and M. Soyuer. // IEEE Electron Device Letters, 1996. - Vol. 17, pp.428 -430

11 Yue, C. P. On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's / C. P. Yue et al. // IEEE JSSC, 1998. - Vol. 33, pp. 743–752.

12 Mohan, S. S. Modeling and characterization of on-chip transformers / S. S. Mohan, C. P. Yue, M. D. M. Hershenson, S. S. Wong and T. H. Lee. // Electron Devices Meeting IEDM '98. - 1998. - C.531 -534.

13 Kuhn, W. B. Spiral inductor substrate loss modeling in silicon RFICs / W. B. Kuhn and N. K. Yanduru // Proc. IEEE RAWCON, 1998, pp. 305–308.

14 Mohan, S.S. Bandwidth extension in CMOS with optimized on-chip inductors / S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd and T. H. Lee // IEEE J. Solid-State Circuits, 2000, vol. 35, no. 3, pp.346 -355.

15 Kuhn, W.B. Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors / W.B.Kuhn and N.M.Ibrahim // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2001, vol. 49, no. 1, pp. 31-38.

16 Watson, A.C. A comprehensive compact-modeling methodology for spiral inductors in silicon-based RFICs / A.C. Watson, D. Melendy, P. Francis, K. Hwang and A. Weisshaar // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 2004, vol. 52, no. 3, pp.849 -857.

17 Widjaja, A. Method for Fabrication Thin Film Structures with Negative Inductance / A.Widjaja and A. Sarangan // Case #: UD-488. USPatentPending; Publication # 20090261936. Inventor: AgusWidjaja, et. al.

18 Сапогин, В.Г. Потокная индуктивность плоского проводящего кольца с азимутальной плотностью тока / В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко, В.И. Марчук. // Успехи современной радиоэлектроники», 2013, №5. - С.68-72.

19 Sapogin, V.G. Flux Inductance of Plane Conducting Ring with Azimuth Density of Current / V.G.Sapogin, N.N.Prokopenko // ICSES 2014 International Conference on Signals and Electronic Systems, September 11-13, 2014, Poznan, POLAND. – Pp.1-4

20 Сапогин, В.Г. О расчёте коэффициента увеличения планарной индуктивности спирального типа / В.Г.Сапогин, Н.Н.Прокопенко, В.Г.Манжула // Фундаментальные исследования. 2013. - №11 (часть 6). - С. 1150 – 1153.

21 Сапогин, В.Г. Погонная индуктивность цилиндрических проводников с аксиальной плотностью тока в сложных функциональных блоках / В.Г. Сапогин, Н.Н.Прокопенко, В.И.Марчук // Инженерный вестник Дона», 2012. - №4/1. <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n4t1y2012/1264>

22 Sapogin, V.G. Running Inductance of Cylindrical Conductors with Axial Current Density / V.G.Sapogin, N.N. Prokopenko // ICSES 2014 International Conference on Signals and Electronic Systems, September 11-13, 2014, Poznan, POLAND. – Pp. 1-4

23 Сапогин, В.Г. Управление погонной индуктивностью коаксиального кабеля с аксиальной плотностью токов / В.Г.Сапогин, В.Г.Манжула // Фундаментальные исследования. 2013. - №5 (часть 5). - С.984-989.

24 Method for Fabricating Thin film Structures with Negative Inductance. Detailed Description of the Invention // University of Dayton Office of Technology Partnerships

https://www.udayton.edu/research/_resources/docs/documents/tech_pdfs/UD488_Negative_Inductance.pdf

25 Nguyen, N.M., Meyer, R.G. Si IC-compatible inductors and LC passive filters / N.M.Nguyen, R.G. Meyer // IEEE J. Solid-State Circuits. Aug 1990. Vol. 25. № 4. P. 1028 – 1031

26 Chang, J.Y-C., Abidi, A.A., Gaitan, M. Large suspended inductors on silicon and their use in 2- um CMOS RF amplifier / J.Y-C.Chang, A.A. Abidi, M.Gaitan // IEEE Electron Dev. Lett. May 1993. Vol. 14. № 5. P. 246 - 248

- 27 Rejaei, B. A predictive model for Si-based circular spiral inductors / B.Rejaei, J. L.Tauritz, P.Snoeijs // Proc. Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Digest of Papers. - 1998. - C. 148 -154.
- 28 Merrill, R.B. Optimization of high Q integrated inductors for multi-level metal CMOS / R.B.Merrill, T.W.Lee, H.Rasmussen и др. // International Electron Devices Meeting IEDM '95, IEEE. - 1995. - C. 983-986.
- 29 Burghartz, J.N. Microwave inductors and capacitors in standard multi-level interconnect silicon technology / J.N.Burghartz, M.Soyuer, K.A. Jenkins // Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. - 1996. - T. 44. - № 1 . - C. 100-104.
- 30 Klemmer, N. High Q inductors for MCM-Si technology / N.Klemmer, J. Hartung // Multi-Chip Module Conference MCMC '97, IEEE. - 1997. - C. 33-37.
- 31 Greenhouse, H.M. Design of planar rectangular microelectronic inductors / H.M. Greenhouse // Parts, Hybrids, and Packaging PHP, IEEE Trans. - 1974. - T. 10. - № 2 . - C. 101-109.
- 32 Brennan, P.A. Three-dimensional inductance computations with partial element equivalent circuits / P.A.Brennan, N.Raver, A.E.Ruehli // IBM Journal of Research and Development. - 1979. - T. 23. - C. 661-667.
- 33 Arnold, R.G. Microwave characterization of micro strip lines and spiral inductors in MCM-D technology / R.G.Arnold, D.J. Pedder // Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, IEEE Trans. - 1992. - T. 15. - № 6 . - C. 1038-1045.
- 34 Klemmer, N. Inductance calculations for MCM system design and simulation / N.Klemmer // Multi-Chip Module Conference MCMC'95, IEEE. - 1995. - C. 81-86.
- 35 Cangellaris, A.C. Frequency-dependent inductance and resistance calculation for three-dimensional structures in high-speed interconnect systems / A.C.Cangellaris, J.L.Prince, L.P. Vakanas // Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, IEEE Trans. - 1989. - T. 13. - № 1 . - C. 154-159.

- 36 Wu, C. CMOS wideband amplifiers using multiple inductive-series peaking technique / C.Wu, C.Lee, W.Chen, и др. // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2005. - Т. 40. - № 2. - С. 548-552.
- 37 Tang, C. Miniature 3D inductors in standard CMOS process / C.Tang, C.Wu, S.Liu // Circuits and Systems ISCAS 2002, IEEE J. - 2002. - Т. 37. - № 4. - С. 471-480.
- 38 Fong, N. Design of wide-band CMOS VCO for multiband wireless LAN applications / N.Fong, J.Plouchart // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2003. - Т. 38. - № 8. - С. 1333–1342.
- 39 Long, J. Monolithic transformers for silicon RF IC design / J.Long // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2000. - Т. 35. - № 9. - С. 1368-1382.
- 40 Yue, C.P. A physical model for planar spiral inductors on silicon / C.P.Yue, C.Ryu, J. Lau и др. // Electron Devices Meeting IEDM '96, IEEE. - 1996. - С. 155–158.
- 41 Yue, C.P. On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's / C.P.Yue, S.S. Wong // VLSI Circuits, Dig. Tech. Pap. Symp. RFIC Virtual Journal, IEEE. - 1998. - С. 85-86.
- 42 Wheeler H.A. Simple inductance formulas for radio coils / H.A. Wheeler // Proceedings of the Institute of Radio Engineers. - 1928. - Т. 16. - № 10. - С. 1398–1400.
- 43 Linten, D. Low-power 5 GHz LNA and VCO in 90 nm RF CMOS / D.Linten, L.Aspenyr, W.Jearnsaksiri и др. // VLSI Circuits, 2004. Digest of Technical Papers. - 2004. - С. 372–375.
- 44 Raskin, J. Substrate crosstalk reduction using SOI technology / J.Raskin, A.Viviani, D.Flandre // Electron Devices, IEEE Trans. - 1997. - Т. 44. - № 12. - С. 2252–2261.
- 45 Delatte, P. A low-power 5 GHz CMOS LC-VCO optimized for highresistivity SOI substrates / P.Delatte, G.Picún, L.Demeûs и др. // Proceedings of the 31st European Solid-State Circuits Conference 2005, ESSCIRC 2005. - 2005. - № 1. - С. 395–398.

46 Roy, S.C.D. Comments on analysis of the bridged T-coil circuit using the extra-element theorem / S.C.D. Roy // Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Tran. - 2007. - T. 54. - № 8 . - C. 673–674.

47 Paramesh, J. Analysis of the bridged T-coil circuit using the extra-element theorem / J.Paramesh, D.J. Allstot // Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Trans. - 2006. - T. 53. - № 12 . - C. 1408–1412.

48 Middlebrook, R. Null double injection and the extra element theorem / R.Middlebrook // Education, IEEE Trans. - 1989. - T. 32. - № 3.

49 Lee, T. H. A Practical Guide to Theory, Measurement and Circuits: Planar Microwave Engineering / T. H. Lee. - Cambridge University Press, 2004. – 862 p.

50 Analui, B. Bandwidth enhancement for transimpedance amplifiers / B.Analui, A. Hajimiri // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2004. - T. 52. - № 3 . - C. 849–857.

51 Neuhauser, M. Low-noise high-gain Si-bipolar preamplifiers for 10 GB/s optical-fiber links: Design and realization / M.Neuhauser, H.Rein, H.Wernz // Solid-State Circuits, IEEE J. - 1996. - T. 31. - № 1 . - C. 24–29.

52 Neuhauser, M. 13 GB/s Si bipolar preamplifier for optical front ends / M.Neuhauser, H.Rein, H.Wernz и др. // Electronics Letters. - 1993. - T. 29. - № 5 . - C. 492–493.

53 Kim, H. A Si BiCMOS trans-impedance amplifier for 10 Gb/s SONET receiver / H.Kim, S.Chandrasekhar, Jr. C. A.Burrus и др. // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2001. T. 36. - C. 769–776.

54 Chien, F. Bandwidth enhancement of trans-impedance amplifier by a capacitive-peaking design / F.Chien, Y. Chan // Solid-State Circuits, IEEE J. - 1999. - T. 34. - № 8 . - C. 1167–1170.

55 Youla, D. C. A new theory of broadband matching / D. C. Youla // Circuit Theory, IEEE Trans. - 1964. - T. - 11, C. 30–50

56 Ku, W. Optimum gain-bandwidth limitations of transistor amplifiers as reactively constrained active two-port networks / W.Ku, W.Petersen // Circuits Syst. IEEE Trans. - 1975. - T. 22. - C. 523–533.

57 Brown, R. Embedded passive functions for RF and mixed-signals circuits / R.Brown, W.Smith // International Conference on Multichip Modules. - 1997. - C. 351–356.

58 Ashby, K.B. High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process / K.B.Ashby, I.A.Koullias, W.C.Finley и др. // Solid-State Circuits, IEEE J. - 1996. - Т. 31. - № 1. - С. 4–9.

59 Del Mar Hershenson, M. Optimization of inductor circuits via geometric programming / M. Del Mar Hershenson, S.S.Mohan, S.P.Boyd и др. // Proceedings. 36th Design Automation Conference. - 1999 - C.994 -998.

60 Melendy, D. Modeling of on-chip spiral inductors for silicon RFICs / D. Melendy // M.S. thesis, Dept. Elect. Comput. Eng., Oregon State Univ., Corvallis, OR, 2002. – 124 p.

61 Watson, A. Analysis and modeling of single-ended and differential spiral inductors in silicon-based RFICs / A. Watson, // M.S. thesis, Dept. Elect. Eng. Comput. Sci., Oregon State Univ., Corvallis, OR, 2003. – 106 p.

62 Crols, J. An Analytical Model of Planar Inductors on Lowly Doped Silicon Substrates for High Frequency Analog Design up to 3 GHz / J.Crols, P.Kinget, J.Craninckx и др. // Symp. VLSI Circuits, Digest of Technical Papers. - 1996. - C. 28–29.

63 Shekhar, S. Bandwidth extension techniques for CMOS amplifiers / S.Shekhar, J.S.Walling, D.Allstot и др. // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2006. - Т. 41. - № 11. - С. 2424–2439.

64 Burghartz, J.N. Spiral Inductors and Transmission Lines in Silicon Technology Using Copper – Damascene Interconnects / J.N Burghartz., D.Edelstein, K.Jenkins и др. // Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. - 1997. - Т. 45. - № 10. - С. 1961–1968.

65 Elzinga, M. Pole-residue formulation for transient simulation of high-frequency interconnects using householder LS curve-fitting techniques / M.Elzinga, K.Virga, L.Zhao и др. // Advanced Packaging, IEEE Trans. - 2000. - Т. 23. - № 2. - С. 142–147.

66 Pozar, D. M. Microwave Engineering / D. M. Pozar. - 2nd ed. New York:Wiley, 1998.

67 Zheng, J. **CAD-oriented equivalent circuit modeling of on-chip interconnects on lossy silicon substrate** / J.Zheng, Y.Hahm, V.Tripathi и др. // Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. - 2000. - Т. 48. - № 9 . - С. 1443–1451.

68 Zheng, J. Characterization and modeling of multiple coupled on-chip interconnects on silicon substrate / J.Zheng, V.K.Tripathi, A.Weisshaar и др. // Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. -2001. - Т. 49. - № 10 . - С. 1733–1739.

69 Kamgaing, T. Modeling of frequency dependent losses in two-port and three-port inductors on silicon / T.Kamgaing, T.Myers, M.Petras и др. // International Microwave Symposium Digest MTT-S, IEEE. - 2002 . - С. 153–156.

70 Cao, Y. Frequency-Independent Equivalent Circuit Model / Y.Cao, R.A.Groves, N.D.Zamdmer и др. // Custom Integrated Circuits Conference, 2002. Proceedings of the IEEE. - 2002 . - С. 7–10.

71 Watson, A. Wide-Band Distributed Modeling of Spiral Inductors in RFICs / A.Watson, P.Francis, K.Hwang и др. // International Microwave Symposium Digest MTT-S, IEEE. - 2003. - Т. 2. - № 2 . - С. 1011–1014.

72 Melendy, D. Wide-Band Compact Modeling of Spiral Inductors in RFICs / D.Melendy, P.Francis, C. Pichler и др. // International Microwave Symposium Digest MTT-S, IEEE. - 2002. - Т. 2- С. - № 2. - 717–720.

73 Cao, Y. Frequency-independent equivalent circuit model for on-chip spiral inductors / Y.Cao, R.Groves, X.Huang и др. // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2003. - Т. 38. - № 3 . - С. 419–426.

74 Long, J. R. The modeling, design, and characterization of monolithic inductors for silicon RF IC's / J. R.Long, M. A. Copeland // Solid-State Circuits, IEEE J. - 1997. Т. 32. - № 3 . - С. 357–368.

75 Mohan, S.S. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances / S.S.Mohan, M.Hershenson, S.P.Boyd и др. // Solid-State Circuits, IEEE J. - 1999. - T. 34. - № 10. - C. 1419–1424.

76 Vanisri, T. Integrated high frequency low-noise current-mode optical transimpedance preamplifiers: Theory and practice / T.Vanisri, C.Toumazou // Solid-State Circuits, IEEE J. - 1995. - T. 30. - № 6.

77 Toumazou, C. Wideband low noise CMOS transimpedance amplifiers for gigahertz operation / C.Toumazou, S.-M. Park // Electronics Letters. - 1996. - T. 32. - № 13. - C. 1194–1196.

78 Mohan, S. S. The design, modeling, and optimization of on-chip inductor and transformer circuits: a dissertation / S. S. Mohan. - Stanford Univ, 1999. – 215 p.

79 Mohan, S. S. Modeling, design, and optimization of on-chip inductors and transformers: presentation / S. S. Mohan. - Electrical Engineering Dept., Stanford Univ. – 1999. – 60 p. <http://www-smirc.stanford.edu/papers/Orals99s-mohan.pdf>

80 Boyd, S. Convex Optimization / S. Boyd and L. Vandenberghe. - Stanford Univ., 2004. – 730 p.

81 Razavi, B. Design of analog CMOS integrated circuits / B.Razavi. - McGraw-Hill.,2001. – 684 p.

82 Büyüktas, K. A New Process for On-Chip Inductors with High Q-Factor Performance / K.Büyüktas, K.Koller, K.-H.Müller и др. // Int. J. Microw. Sci. Technol. - 2010. - T. 2010. - C. 1–9.

83 Kargaran, E. A novel high gain two stage ultra-wide band CMOS LNA in 0.18 μ m technology / E.Kargaran, , H.Khosrowjerdi, K.Ghaffarzadegan и др. // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC), IEEE. - 2010. - C. 90-92.

84 Kargaran, E. Design of 0.5V, 450 μ W CMOS LNA Using Current Reuse and Forward Body Bias Technique / E.Kargaran, M.M. Kazemi // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications ECCSC, IEEE. - 2010. - C. 93–96.

85 Heller, T. Analysis of cross-coupled common-source cores for W-band LNA design at 28nm CMOS / T.Heller, E.Cohen, E.Socher // 2013 International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), IEEE. - 2013. - № 10 . - С. 1-5.

86 Ham, D. Concepts and methods in optimization of integrated LC VCOs / D.Ham, A.Hajimiri // Solid-State Circuits, IEEE J. - 2001. - Т. 36. - № 6 . - С. 896–909.

87 Glubokov, O. Multilayer Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filters / O.Glubokov, M.M.Potrebiü, D.Budimir // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC), IEEE. - 2010 . - С. 75–77.

88 Grujic, D. Wide-bandwidth 60 GHz differential LNA in SiGe:C technology / D.Grujic, M.Savić, C.Bingöl, L.Saranovac // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC), IEEE. - 2010 . - С. 71–74.

89 Прокопенко Н.Н. Теория, принципы и методы нелинейной активной коррекции прецизионных аналоговых микроэлектронных устройств автоматики : дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.05, 05.27.01 / Прокопенко Николай Николаевич. – Шахты, 2000. – 111 с.

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

91 Крутччинский, С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем / С.Г. Крутччинский. – Ростов н/Д.: Изд-во СКНЦ ВШ, 2001. – 180 с.

92 Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р.Гантмахер. – М.: Наука, 1966. – 576 с.

93 Крутччинский, С.Г. Собственная компенсация в электронных усилителях / С.Г.Крутччинский, Н.Н.Прокопенко, Е.И. Старченко // Международный научно-технический журнал «Электроника и связь». – 2004. – № 21. – С. 85–91.

94 Фаддеева, В.И. Вычислительные методы линейной алгебры / В.И.Фаддеева, Д.К.Фаддеев. – М.: Физматгиз, 1963. – 655 с.

- 95 Mitra, S.K. Fundamental limitation of active filters / S.K. Mitra, M.A. Soderstrand // Proc. of 4-th colloquium on microwave communication. — Budapest, 1970. — P. CT 18/1 - CT 18/11.
- 96 Глориозов, Е.Л. Структурный схемотехнический синтез электронных схем / Е.Л. Глориозов, В.П. Панферов // Радиолекtronика. — 1981. — Т. 24, № 6. — С. 80-84. — (Известия вузов).
- 97 Капустян, В.И. Оптимизация структур активных фильтров высокого порядка / В.И. Капустян, С.А. Букашкин, В.С. Денисов // Радиотехника. — 1988. — № 8. — С. 51-53. — (Известия вузов).
- 98 Крутчинский, С.Г. Структурно-топологические признаки ARC-схем с собственной компенсацией / С.Г. Крутчинский // Радиолекtronика. — 1994. — Т. 37, № 1-2. — С. 38-43. — (Известия вузов).
- 99 Крутчинский, С.Г. Прецизионные инструментальные усилители / С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов // МЭС'2010. — 2010. — С. 533-537.
- 100 Patent No. US 8,138,830 B2, USA, Int. Cl. H03F 3/45. Variable gain instrumentation amplifier / Paul L. Buggy, Filed: Apr. 3, 2009, Date of Patent : Mar. 20, 2012.
- 101 Титов, А.Е. Радиационно-стойкие инструментальные усилители на АБМК / А.Е. Титов, О.В. Дворников // МЭС'2012. — 2012. — С. 284-287.
- 102 Крутчинский, С.Г. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов / С.Г. Крутчинский, А.В. Нефедова // Известия ЮФУ. Технические науки. — 2008. — №7. — С. 41-48. — (Известия вузов).
- 103 Krutchinsky, S.G. Structural optimization of differential stage operational amplifiers / S.G. Krutchinsky, A.E. Titov, M.S. Tsibin // ICSES'10. — 2010. — P. 253-257.
- 104 Прокопенко, Н.Н. Способ повышения стабильности нуля аналоговых микросхем с высокоимпедансным узлом в условиях температурных и радиационных воздействий / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, П.С. Будяков // МЭС'2010. — 2010. — С. 295-300.

105 Крутчинский, С.Г. Мультидифференциальный ОУ в режиме инструментального усилителя / С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов // НТВ СПбГПУ. — 2010. — №3 (101) . — С. 200-204.

106 Дворников, О.В. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями / О.В. Дворников, В.А. Чеховский // Chip News. — 1999. — №2. — С. 21–29.

107 Krutchinsky, S.G. Improvement of Common-Mode Rejection Ratio in Symmetrical Differential Stages with Dynamic Load / S.G. Krutchinsky, A.E. Titov, G.A. Svizev // EWDTS'2013. — 2013. — P. 247–250.

108 Prokopenko, N.N. The bifet-technology voltage analog multipliers based on the radiation resistant ABMC «Integral» / N.N. Prokopenko, A.I. Serebryakov, D.N. Konev // SIBCON'2009. — Art. no. 5044864. — P. 244–248.

109 Prokopenko, N.N. Maximum ratings of voltage feedback and current feedback operational amplifiers in linear and nonlinear modes / N.N. Prokopenko, A.S. Budyakov, E.M. Savchenko, S.V. Korneev// ECCSC'08. — Art. no. 4611678. — P. 205–209.

110 Prokopenko, N.N. Architecture and circuit engineering of precision differential amplifiers with increased common-mode rejection / N.N. Prokopenko, A.S. Budyakov, S.V. Kryukov// ECCSC'08. — Art. no. 4611679. — P. 211–216.

111 Дворников, О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Часть 2. Базовые схемотехнические решения АБМК 1-3 / О.В. Дворников // МЭС'2010. — 2010. — С. 283-288. — ISSN 2078-7707.

112 Крутчинский, С.Г. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС на АБМК / С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов // МЭС'2012. — 2012. — С. 274-279.

113 Шабардин, Р.С. Кремний-германиевые квадратурные модуляторы и демодуляторы для диапазона частот до 6 ГГц и выше / Р.С. Шабардин, Н.В. Шабардина, М.С. Бычков // Твердотельная электроника. Сложные

функциональные блоки РЭА: материалы научно-технической конференции. - М.: МНТОРЭС им. А.С.Попова, 2013. - С. 93-95

114 Гехер, К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей / К. Гехер. - М.: Сов. радио, 1973. - 315 с.

115 Крутчинский, С. Г. Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах / С. Г. Крутчинский, Н. Н. Прокопенко, Е. И. Старченко // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем : сб. трудов ВНТК. – Москва: МЭС, 2006. - С. 194 – 199.

116 Теоретические основы собственной и взаимной компенсации импедансов и их практические приложения в прецизионных аналоговых микросхемах для систем управления, технической диагностики и телекоммуникаций нового поколения [Текст] : отчет по НИР (промежуточ.): ЮРГУЭС-23.09ФЦП / Южно-Российский гос. ун-т экономики и сервиса (ЮРГУЭС); рук. Прокопенко Н. Н.; исполн.: Божич В.И., Крутчинский С.Г., Манжула В.Г. и др. - Шахты, ЮРГУЭС, 2009. – Ч.1 – 382 с. – Библиогр.: с. 355-367. - № ГР 01200906197.

117 Гайдук А.Р. Теория автоматического управления: Учебник / А.Р. Гайдук. - М.: Высшая школа, 2010. - 415 с.

118 Prokopenko, N.N. The Synthesis of the Correction Circuit of the High Speed Sensors of the Physical Quantities and Current-Voltage Converters with the Parasitic Capacitance / N.N.Prokopenko, A.R.Gaiduk, P.S.Budyakov, и др. // 11th East-West Design & Test Symposium (EWDTS 2013), 2013. - С. 161–164

119 Budyakov, A. Design of bipolar differential opamps with unity gain bandwidth up to 23 GHz / A.Budyakov, K.Schmalz, N.N.Prokopenko и др. // 2008 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications. : IEEE, 2008. - С. 105–108.

120 Транзисторный усилитель с расширенным частотным диапазоном: заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В. - № 2014142724/08; заявл. 22.10.14 (з.601)

121 Каскодный усилитель с расширенным частотным диапазоном : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В. - № 2014143947/08; заявл. 30.10.14 (з. 602)

122 Каскодный усилитель с расширенным частотным диапазоном : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В. - № 2014144761/08; заявл. 05.11.14 (з. 598)

123 Двойной каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Береза А.Н. - № 2014145056/08; заявл. 06.11.14 (з. 640)

124 Каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бугакова А.В. - № 2014144974/08; заявл. 06.11.14 (заявка 600)

125 Каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Пахомов И.В. - № 2014144579/08; заявл. 05.11.14 (заявка 641)

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

127 Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах / Н.Н.Прокопенко. - Ростов-на-Дону: Издательство СКНЦ ВШ, 2000. - 224с.

128 Vittoz, E. CMOS analog integrated circuits based on weak inversion operation / E.Vittoz // IEEE J. of SSC, Vol. SC-12, Jun 1971, p. 224-231.

129 Игумнов, Д.В. Эксплуатационные параметры и особенности применения полевых транзисторов / Д.В.Игумнов, И.С.Громов. – М.: Радио и связь, 1981. – 64 с.

130 Дифференциальный входной каскад быстродействующего операционного усилителя для КМОП-техпроцессов : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Пахомов И.В., Бутырлагин Н.В. - № 2014144976/08; заявл. 06.11.14 (з. 605)

131 Filanovsky, I.M. Operational amplifier speed and accuracy improvement: analog circuit design with structural methodology / I.M. Filanovsky, V.V. Ivanov. - Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004. 194 p.

132 Пат. 2421882 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/189, 1/22. Двухкаскадный ВЧ усилитель / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Гришков В.Н.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2010120970/09; заявл. 24.05.2010; опубл. 20.06.2011, Бюл. № 17. – 11с.: ил. (307)

133 Пат. 2432667 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/34, 3/45. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением питания / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Наумов М.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2010143382/09; заявл. 22.10.2010; опубл. 27.10.2011, Бюл. № 10. – 14с.: ил. (317)

134 Khamen, H. A Sub-1V High-Gain Two-Stage OTA Using Bulk-Driven and Positive Feedback Techniques / H. Khamen, H. Shamsi // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC'10), 2010, pp. 103-106

135 Prokopenko, N.N. Butyrlagin, Methods of Increasing of the Voltage Gain of the Low-Voltage Classical Stages / N.N. Prokopenko, P.S. Budyakov, N.V. Butyrlagin // Proceedings of the 6th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks, 2014. pp.207-211.

136 Prokopenko, N.N. Perspective High-Frequency Correction in Differential and Broadband Amplifiers / N.N. Prokopenko, A.I. Serebryakov, P.S. Budyakov // 5-th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC'10), 2010, pp. 135-139

137 Prokopenko, N.N. Circuit Design of Classical Stages with Bandwidth Enhancement Technique / N.N. Prokopenko, P.S. Budyakov, I.V. Pakhomov //

Proceedings of the 6-th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks, 2014, pp. 202-206.

138 Пат. 2421878 Российская Федерация, МПК8 H03F 1/22, 3/42. Каскодный широкополосный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Крутчинский С.Г., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2010116767/09; заявл. 27.04.2010; опубл. 20.06.2011, Бюл. № 17. – 14с.: ил. (296)

139 СВЧ избирательный усилитель на основе планарной индуктивности с низкой добротностью : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Прокопенко Н.Н., Крутчинский С.Г., Бутырлагин Н.В., Бугакова А.В. - № 2014146066/08; заявл. 17.11.14 (з. 629)

140 Широкополосный аттенюатор с управляемым коэффициентом передачи: заявка на патент РФ; МПК H03H 7/24, A61B, G01R 31/02, H01P 1/22, H03K 5/08, H03L 5/00, G05F 3/00, H01H 47/00, H03G 3/20 / Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В., Суворов В.В. – № 2013122626/08; заявл. 16.05.2013; (з. 547 без формы 1)

141 Широкополосная цепь смещения статического уровня в транзисторных каскадах усиления и преобразования сигналов : заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бугакова А.В., Пахомов И.В. - № 2014142723/08; заявл. 22.10.14 (з. 614)

142 Быстродействующий драйвер коммутатора разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах : заявка на патент РФ; МПК H03M 1/66, H03M 1/80, H03K 3/00, H03K 17/00, H03K 19/00 / Свизев Г.А., Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В. - № 2014134947/08; заявл. 26.08.14 (з. 633)

143 Быстродействующий истоковый повторитель напряжения: заявка на патент РФ; МПК H03F 3/50, H03F 3/26, H03F 1/24, H03F 1/36/ Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В. – № 2013127826/08; заявл. 18.06.2013 (з. 553 без Формы 1)

144 Широкополосный преобразователь N-токовых входных сигналов в напряжение на основе операционного усилителя: заявка на патент РФ; МПК H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В. - № 2014147546/08; заявл. 25.11.14 (з. 642)

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Список опубликованных статей по проекту

ВАК

1. Прокопенко, Н.Н. Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом / Н.Н.Прокопенко, Н. В.Бутырлагин, И. В. Пахомов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014. Сборник трудов. Часть 3 /под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2014. – С. 111-116
2. Прокопенко, Н.Н. Методы высокочастотной коррекции аналоговых секций в сверхбыстродействующих параллельных АЦП с дифференциальным входом / Н.Н.Прокопенко, А.И.Серебряков, Н.В. Бутырлагин // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014. Сборник трудов. Часть 3 /под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2014. – С.117-122
3. Старченко, Е.И. Два зеркала тока – удвоенный bandgap / Е.И. Старченко, И.В. Барилов, М.В. Клименко // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014. Сборник трудов /под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2014. - Часть 3. – С.3-8
4. Прокопенко, Н.Н. Основные свойства, параметры и базовые схемы включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом / Н.Н.Прокопенко, О.В.Дворников, П.С.Будяков // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. - Выпуск 2 (233), 2014. - С. 53-64

Web of Science

1. Sapogin, V.G. Running Inductance of Cylindrical Conductors with Axial Current Density / V.G.Sapogin, N.N. Prokopenko // ICSES 2014 International Conference on Signals and Electronic Systems, September 11-13, 2014, Poznan, POLAND. [10.1109/ICSES.2014.6948710](https://doi.org/10.1109/ICSES.2014.6948710)

2. Sapogin, V.G. Flux Inductance of Plane Conducting Ring with Azimuth Density of Current / V.G.Sapogin, N.N. Prokopenko // ICSES 2014 International Conference on Signals and Electronic Systems, September 11-13, 2014, Poznan, POLAND. – Pp.1-4 [10.1109/ICSES.2014.6948711](https://doi.org/10.1109/ICSES.2014.6948711)

Scopus

1. Krutchinsky, S.G. Phase error correcting method for phase splitters based on SiGe differential stage / S.G.Krutchinsky, N.N.Prokopenko, E.I.Starchenko, A.I. Gavlicky // 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), Sevastopol, 7-13 Sept. 2014. — Sevastopol, 2014. — Pp. 657-658. [10.1109/CRMICO.2014.6959573](https://doi.org/10.1109/CRMICO.2014.6959573)

2. Sapogin, V.G. Physical properties of integral inductance of strip MEMS – COIL at SHF / V.G.Sapogin, N.N.Prokopenko, A.S. Budyakov // 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), Sevastopol, 7-13 Sept. 2014. — Sevastopol, 2014. — Pp. 643-644. [10.1109/CRMICO.2014.6959567](https://doi.org/10.1109/CRMICO.2014.6959567)

3. Krutchinsky, S.G. Microwave Selective Amplifiers with Paraphase Output / S.G.Krutchinsky, N.N.Prokopenko, P.S.Budyakov, V. Ya. Yugai // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2014), Kiev, Ukraine, September 26-29, 2014. – Kharkov National University of Radioelectronics. – Pp.194-197

4. Prokopenko, N.N. The Multichannel High-Frequency Compensation of the Analog Sections of Flash ADCs with the Differential Input at the Cascade Connection of the Reference Resistors / N.N.Prokopenko, A.I.Serebryakov, V. Ya Yugai. // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2014), Kiev, Ukraine, September 26-29, 2014. – Kharkov National University of Radioelectronics. – Pp.198-200

5. Starchenko, E. I. The Precision Voltage References for the Radiation-Hardened Bi-FET Technological Process / E. I.Starchenko, N.N.Prokopenko, V. Ya. Yugai // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2014), Kiev, Ukraine, September 26-29, 2014. – Kharkov National University of Radioelectronics. – Pp.352-355

6. Prokopenko, N.N. Circuit and connection design of microwave differential difference amplifiers (Сверхвысокочастотные мультидифференциальные операционные усилители и основные схемы их включения) / N.N.Prokopenko, P.S. Budyakov, N.V. Butyrlagin // 2014 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE'2014): Saratov, 25-26 september 2014 г. : conference proceedings. – Saratov, 2014. – Vol. 2. – Pp. 100-107 [10.1109/APEDE.2014.6958224](https://doi.org/10.1109/APEDE.2014.6958224)

7. Sapogin, V.G. Induction of cylinder film with azimuth density of vortex current (Индуктивность цилиндрической плёнки с азимутальной плотностью вихревого тока) / V.G.Sapogin, N.N. Prokopenko, N.E. Sapuntzov // 2014 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE'2014): Saratov, 25-26 september 2014 г. : conference proceedings. – Saratov, 2014. – Vol. 2.– Pp. 358-365 [10.1109/APEDE.2014.6958277](https://doi.org/10.1109/APEDE.2014.6958277)

8. Krutchinsky, S.G. Selftest ADCs for Smart Sensors / S.G.Krutchinsky, E.A.Zhebrun. // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2014), Kiev, Ukraine, September 26-29, 2014. – Kharkov National University of Radioelectronics. – Pp.201-204

9. Prokopenko, N.N. The main connection circuits of the radiation-hardened differential difference amplifier based on the bipolar and field effect technological process / N.N. Prokopenko, O.V. Dvornikov, N.V. Butyrlagin, A.V. Bugakova // 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE – 2014) proceedings in 7 Volumes; Novosibirsk, October 2-4, 2014. – Novosibirsk State Technical University. – Vol. 1. – P. 29-34

10. Prokopenko, N.N. A method of increasing the stability of the zero level analog circuits based on the "Folded" cascode in the terms of temperature and radiation effects / N.N. Prokopenko, A.I. Serebryakov, N.V. Butyrlagin // 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE – 2014) proceedings in 7 Volumes; Novosibirsk, October 2-4, 2014. – Novosibirsk State Technical University. – Vol. 1. – P. 59-63

11. Prokopenko, N.N. The basic circuit frequency correction basic dynamic parameters of sensors of physical quantities with the potential output / N.N. Prokopenko, N.V. Butyrlagin // 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE – 2014) proceedings in 7 Volumes; Novosibirsk, October 2-4, 2014. – Novosibirsk State Technical University. – Vol. 1. – P. 95-98

12. Prokopenko, N.N. The Method of Increasing of the Voltage Gain of the Classical Differential Stages with Passive Resistive Load [Текст] / N.N.Prokopenko, N.V. Butyrlagin, I.V. Pakhomov // Proceedings of Paper 22nd Telecommunications Forum TELFOR 2014, Belgrade, 25-27 November 2014. – Pp.668-670

13. Prokopenko, N.N. The High Frequency Cascode Amplifiers with the Combined Circuits of the Inherent Compensation of the Cross Capacitance of the Output Transistor and Resistor of the Load [Текст] / N.N.Prokopenko, N.V. Butyrlagin, I.V. Pakhomov // Proceedings of Paper 22nd Telecommunications Forum TELFOR 2014, Belgrade, 25-27 November 2014. – Pp. 671-674

Другие издания

1. Гавлицкий, А.И. Устройство для дистанционного измерения высоких напряжений статического электричества и электропитания системы мониторинга автономного объекта / А.И. Гавлицкий, А.В. Бугакова. // Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2014) [Электронный ресурс]: труды XI международного научно-технического форума / ДГТУ; под ред. А.Д. Лукьянова — Ростов н/Д: ДГТУ, 2014. — 1 электрон, опт. Диск (CD-ROM). — Систем, требования: Pentium 500MHz; 512 Мб; Windows 2000; 128Мб; Adobe Reader 6 и выше. — Загл. с этикетки диска. — 270 экз. - С. 1232-1234

2. Серебряков, А.И. Методы повышения быстродействия параллельных АЦП с дифференциальным входом / А.И. Серебряков, И.В. Пахомов, Н.В. Бутырлагин // Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2014) [Электронный ресурс]: труды XI международного научно-технического форума / ДГТУ; под ред. А.Д. Лукьянова — Ростов н/Д: ДГТУ, 2014. — 1 электрон, опт. Диск (CD-ROM). — Систем, требования: Pentium 500MHz; 512 Мб; Windows 2000; 128Мб; Adobe Reader 6 и выше. — Загл. с этикетки диска. — 270 экз. - С. 1255-1258

3. Прокопенко, Н.Н. Широкополосный неинвертирующий усилитель с малым уровнем нелинейных искажений и шумов / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, А.В. Бугакова // Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2014) [Электронный ресурс]: труды XI международного научно-технического форума / ДГТУ; под ред. А.Д. Лукьянова — Ростов н/Д: ДГТУ, 2014. — 1 электрон, опт. Диск (CD-ROM). — Систем, требования: Pentium 500MHz; 512 Мб; Windows 2000; 128Мб; Adobe Reader 6 и выше. — Загл. с этикетки диска. — 270 экз. - С. 1259-1262

4. Сапогин, В.Г. Магнитные свойства плоского проводящего кольца с азимутальной плотностью тока / В.Г. Сапогин, Н.Н.Прокопенко // Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2014) [Электронный ресурс]: труды XI международного научно-технического форума / ДГТУ; под ред. А.Д. Лукьянова — Ростов н/Д: ДГТУ, 2014. — 1 электрон, опт. Диск (CD-

ROM). — Систем, требования: Pentium 500MHz; 512 Мб; Windows 2000; 128Мб; Adobe Reader 6 и выше. — Загл. с этикетки диска. — 270 экз. - С.1267-1274

5. Прокопенко, Н.Н. Мультидифференциальные операционные усилители в прецизионных аналого-цифровых интерфейсах нового поколения: основные свойства, параметры и характеристики / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, Н.В. Бутырлагин. // Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2014) [Электронный ресурс]: труды XI международного научно-технического форума / ДГТУ; под ред. А.Д. Лукьянова — Ростов н/Д: ДГТУ, 2014. — 1 электрон, опт. Диск (CD-ROM). — Систем, требования: Pentium 500MHz; 512 Мб; Windows 2000; 128Мб; Adobe Reader 6 и выше. — Загл. с этикетки диска. — 270 экз. - С. 1275-1283

6. Прокопенко, Н.Н. Основные уравнения базовой схемы включения мультидифференциального операционного усилителя без резисторов обратной связи [Текст] / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, А.В. Бугакова // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА: Материалы научно-технической конференции. - М.: МНТОРЭС им. А.С.Попова, 2014. — С.138-140

7. Прокопенко, Н.Н. Широкополосный неинвертирующий усилитель с малым уровнем нелинейных искажений и шумов / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА: Материалы научно-технической конференции. - М.: МНТОРЭС им. А.С.Попова, 2014. — С.227-229

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Список объектов интеллектуальной собственности по проекту 2014 г.

Таблица Б.1 – Заявки на патенты

№ п/п	ФИО авторов	Наименование предполагаемого изобретения	Дата приоритета и номер заявки, установленные ФИПСом
1	2	3	4
1	Прокопенко Н.Н. Чернов Н.И. Дворников О.В. Югай В.Я.	Дешифратор 2 на 4	2014130460/08 22.07.14 (581)
2	Свизев Г.А., Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В.	Быстродействующий драйвер коммутатора разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах	2014134947/08 26.08.14 (633)
3	Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Пахомов И.В.	Избирательный усилитель с высоким асимптотическим затуханием в диапазоне дорезонансных частот	2014141037/08 10.10.14 (639)
4	Прокопенко Н.Н. Будяков П.С. Бутырлагин Н.В.	Транзисторный усилитель с расширенным частотным диапазоном	2014142724/08 22.10.14 (601)
5	Прокопенко Н.Н. Будяков П.С. Бугакова А.В. Пахомов И.В.	Широкополосная цепь смещения статического уровня в транзисторных каскадах усиления и преобразования сигналов	2014142723/08 22.10.14 (614)
6	Прокопенко Н.Н. Дворников О.В. Бугакова А.В. Бутырлагин Н.В.	Дифференциальный усилитель на основе радиационно-стойкого биполярно-полевого технологического процесса для работы при низких температурах	2014143664/08 28.10.14 (591)
7	Прокопенко Н.Н. Будяков П.С. Бутырлагин Н.В.	Каскодный усилитель с расширенным частотным диапазоном	2014143947/08 30.10.14 (602)
8	Прокопенко Н.Н. Будяков П.С. Бутырлагин Н.В.	Каскодный усилитель с расширенным частотным диапазоном	2014144761/08 05.11.14 (598)
9	Прокопенко Н.Н. Бутырлагин Н.В. Пахомов И.В.	Каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот	2014144579/08 05.11.14 (641)
10	Прокопенко Н.Н. Серебряков А.И. Пахомов И.В.	Мультидифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля	2014145055/08 06.11.14 (621)
11	Прокопенко Н.Н. Будяков П.С. Бережа А.Н.	Двойной каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот	2014145056/08 06.11.14 (640)

Окончание таблицы Б.1

1	2	3	4
12	Прокопенко Н.Н. Будяков П.С. Бугакова А.В.	Каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот	2014144974/08 06.11.14 (600)
13	Прокопенко Н.Н. Пахомов И.В. Бутырлагин Н.В.	Дифференциальный входной каскод быстродействующего операционного усилителя для КМОП-техпроцессов	2014144976/08 06.11.14 (605)
14	Дворников О.В. Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Титов А.Е.	Мультидифференциальный усилитель для радиационно-стойкого биполярно-полевого технологического процесса	2014145375/08 11.11.14 (631)
15	Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Титов А.Е. Бугакова А.В.	Входной каскод мультидифференциального операционного усилителя для радиационно-стойкого биполярно- полевого технологического процесса	2014145370/08 11.11.14 (632)
16	Прокопенко Н.Н. Дворников О.В. Бугакова А.В. Бутырлагин Н.В.	Прецизионный операционный усилитель для радиационно-стойкого биполярно-полевого техпроцесса	2014145403/08 11.11.14 (583)
17	Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Бутырлагин Н.В. Бугакова А.В.	СВЧ избирательный усилитель на основе планарной индуктивности с низкой добротностью	2014146066/08 17.11.14 (629)
18	Прокопенко Н.Н. Дворников О.В. Бутырлагин Н.В. Бугакова А.В.	Симметричная активная нагрузка дифференциальных усилителей для биполярно-полевых радиационно- стойких технологических процессов	2014146314/08 18.11.14 (588)
19	Прокопенко Н.Н. Дворников О.В. Бутырлагин Н.В. Бугакова А.В.	Прецизионный операционный усилитель для радиационно-стойкого биполярно-полевого технологического процесса	2014146552/08 19.11.14 (586)
20	Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Пахомов И.В.	Избирательный усилитель на основе планарной индуктивности с низкой добротностью	2014147544/08 25.11.14 (638)
21	Прокопенко Н.Н. Дворников О.В. Бутырлагин Н.В. Пахомов И.В.	Широкополосный преобразователь N-токовых входных сигналов в напряжение на основе операционного усилителя	2014147546/08 25.11.14 (642)
22	Прокопенко Н.Н. Дворников О.В. Бутырлагин Н.В. Бугакова А.В.	Прецизионный операционный усилитель на основе радиационно- стойкого биполярно-полевого технологического процесса	2014147805/08 26.11.14 (613)

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Рекомендации по применению результатов проекта 2014 г. на промышленных предприятиях

Полученные в проекте научные и практические результаты могут найти применение на предприятиях Росэлектроники, в т.ч. входящих в Российский союз разработчиков и производителей микросистем (головная организация - ОАО «НИИ микроэлектронной аппаратуры «Прогресс», г. Москва), занимающихся выпуском микроэлектронных изделий двойного назначения. Их целесообразно использовать в:

- в системах связи и телекоммуникаций, радиоэлектронике, радионавигации;
- информационно-измерительной технике и приборостроении;
- в устройствах автоматики, вычислительной техники, технической диагностики и систем управления в составе различных преобразователей сигналов;
- робототехнике и машиностроении.

Практическое внедрение созданных по проекту IP-модулей возможно с участием предприятий радиоэлектронной промышленности, например ФГУП НПП «Пульсар», НИИМА Прогресс, ЗАО «Микрон», ЗАО ПКК «Миландр» и т.п.

Обобщенная информация о публикациях по проблемам проектирования интегральных индуктивностей потребуется проектным организациям при создании микросхем с индуктивными элементами (драйверов линий связи, LC избирательных усилителей, радиоприемников и т.п.).

В теоретическом плане для вузов и учреждений РАН представят в будущем интерес исследования пассивных отрицательных индуктивностей, а также методов собственной и взаимной компенсаций таких индуктивных элементов в радиотехнических устройствах.

Разработанные теоретические основы собственной и взаимной компенсации индуктивностей и емкостных импедансов в быстродействующих аналоговых и аналого-цифровых схемах перспективны для практического применения в микроэлектронных изделиях с различными топологическими нормами.

Полученные условия компенсации влияния доминирующих параметров активных элементов на схемные функции электронных устройств будут полезны при определении работоспособности соответствующих изделий при разбросе параметров элементов.

Разработанная теория собственной компенсации влияния индуктивностей на характеристики и параметры электронных схем может стать основой качественного изменения параметров широкого класса микроэлектронных изделий, драйверов линий связи, систем электропитания, широкополосных усилителей с низкодобротными индуктивностями и т.п.

Рассмотренные особенности проектирования широкополосных усилителей могут быть использованы предприятиями, участвующими в Российско-белорусской программе «Мониторинг-СГ».

Разработанные новые методы собственной и взаимной компенсации паразитных параметров транзисторов усилительных каскадов, которые, в отличие от известных, позволяют обеспечить уменьшение влияния на верхнюю граничную частоту не только проходных емкостей коллектор-база выходных транзисторов, но и паразитных емкостей нагрузки, включающих емкости на подложку, целесообразно использовать в проектных организациях Росэлектроники, Росатома, Роскосмоса.

Прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном рекомендуется проектным организациям, в т.ч. дизайн-центру ОАО «НПП Пульсар», ЗАО «ПКК Миландр».

Разработанные методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе классических каскадов ОБ, ОЭ, ОК, будут полезны Дизайн-центрам предприятий, выпускающих аналоговую ЭКБ ВЧ и

СВЧ диапазона.

Теоретические основы проектирования измерительных усилителей (ИУ), отличающихся низкой параметрической чувствительностью и малыми статическими погрешностями, могут быть положены в основу практических схем ИУ для НИИ измерительной техники РАН.

Разработанные схемотехнические приемы, расширяющие диапазон рабочих частот в 2-10 раз, рекомендуется применять на предприятиях Росэлектроники, занимающихся цифровой обработкой сигналов.

Полученные условия синтеза специальной цепи компенсации паразитной ёмкости, связанной с высокоимпедансным выходом классического транзисторного каскада, расширяющей площадь усиления, целесообразно использовать при создании новых объектов интеллектуальной собственности в сфере широкополосного усиления и преобразования сигналов.

Дизайн-центрам профильных российских предприятий рекомендуется использовать новую схемотехнику, для которой в проекте выполнен математический анализ и проведено компьютерное моделирование. Это:

- методы расширения диапазона рабочих частот каскадов с общей базой и общим эмиттером;
- каскодный усилитель с расширенным частотным диапазоном;
- каскодный усилитель с цепью компенсации емкости на подложку;
- широкополосные каскодные усилители с цепью компенсации на основе усилителя тока;
- двойной каскодный усилитель с расширенным диапазоном рабочих частот;
- метод компенсации паразитных емкостей в каскодном усилителе с выходным транзистором Дарлингтона;
- широкополосные каскодные дифференциальные усилители;
- метод расширения диапазона рабочих частот преобразователя «ток-напряжение» на основе каскада с общей базой;

- эффективность пассивной RC коррекции в каскодных дифференциальных усилителях.

Предлагаемые методы взаимной компенсации нелинейных режимов работы КМОП транзисторов в микромощных быстродействующих операционных усилителях рекомендуются для ЗАО «ПКК Миландр» и других предприятий, использующих данные технологические процессы и разрабатывающих КМОП АЦП.

Практическое применение на отраслевых предприятиях, занимающихся созданием систем связи, могут найти разработанные в проекте методы построения СВЧ высокочастотных избирательных усилителей (ИУс) на основе низкочастотных планарных индуктивностей.

Разработчикам широкополосных аналоговых микросхем рекомендуются созданные в проекте цепи взаимной компенсации паразитных емкостей в каскадах смещения статического уровня, что позволяет расширить диапазон рабочих частот в 3-10 раз.

Выполненные исследования ортогональных фазорасщепителей (ФР) с индуктивными элементами положат начало созданию методических указаний, тематических лекций и лабораторных работ как по теории построения ФР, так и в сфере проектирования радиоприемных и радиопередающих устройств на основе современных САПР (Cadence Virtuoso и Agilent ADS).

Предприятиям, занимающимся созданием ЦАП и АЦП, рекомендуется использовать разработанный в проекте метод повышения быстродействия драйвера в коммутаторе разрядного тока цифро-аналогового преобразователя на полевых транзисторах. Для этого необходимо специальное построение цепей установления логического нуля. При этом не требуется дополнительных затрат площади на кристалле, не увеличивается потребляемая мощность, уменьшается время нарастания выходного сигнала драйвера (со 185 пс до 106 пс), уменьшается влияние рассогласования параметров транзистора, создающее паразитные составляющие в спектре выходного сигнала ЦАП. Для расширения диапазона рабочих частот драйверов линий связи на основе истоковых

повторителей целесообразно применение предлагаемых в проекте цепей компенсации паразитной емкости нагрузки. Это обеспечивает уменьшение времени переходного процесса на 1-3 порядка.

Полученные результаты могут найти применения в образовательном процессе профильных вузов при проведении лабораторных и практических работ, лекций по дисциплинам радиотехнических и микроэлектронных специальностей, посвященных проектированию электронной компонентной базы нового поколения, а также в рамках системы повышения квалификации и дополнительного профессионального образования.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Каталог новых архитектурных и схемотехнических решений функциональных узлов и IP модулей систем связи. Результаты компьютерного моделирования предельных параметров

Содержит информацию на 85 страницах. Размещен по адресу:

<http://shemotehnika.sssu.ru/index.php/publikatsii/metod-ukazaniya/1452-catalog>

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Список докладов на конференциях 2014г. по теме проекта

VI Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014» (Зеленоград, 29 Сентября 2014 - 3 Октября 2014)

1. Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В. Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом
2. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В. Методы высокочастотной коррекции аналоговых секций в сверхбыстродействующих параллельных АЦП с дифференциальным
3. Старченко Е.И., Бариллов И.В., Клименко М.В. Два зеркала тока – удвоенный bandgap

ICES 2014 International Conference on Signals and Electronic Systems (September 11-13, 2014, Poznan, POLAND)

1. Sapogin V.G., Prokopenko N.N. Running Inductance of Cylindrical Conductors with Axial Current Density
2. Sapogin V.G., Prokopenko N.N. Flux Inductance of Plane Conducting Ring with Azimuth Density of Current

24-я Международная Крымская конференция
«СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014).
(Севастополь, 7—13 сентября 2014 г.)

1. Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Гавлицкий А.И.
Метод коррекции фазовой погрешности СВЧ фазорасщепителей на основе SiGe дифференциального каскада = Phase error correcting method for phase splitters based on SiGe differential stage

2. Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Физические свойства интегральной индуктивности ленточного MEMS – соленоида на СВЧ = Physical properties of integral inductance of strip MEMS – COIL at SHF

IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2014)
(Kiev, Ukraine, September 26-29, 2014)

1. Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Budyakov P.S., Yugai V. Ya. Microwave Selective Amplifiers with Paraphase Output

2. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Yugai V. Ya. The Multichannel High-Frequency Compensation of the Analog Sections of Flash ADCs with the Differential Input at the Cascade Connection of the Reference Resistors

3. Starchenko E. I., Prokopenko N.N., Yugai V. Ya. The Precision Voltage References for the Radiation-Hardened Bi-FET Technological Process

4. S.G.Krutchinsky, E.A.Zhebrun. Selftest ADCs for Smart Sensors

11-я Международная научно-техническая конференция
«Актуальные проблемы электронного приборостроения»
(Саратов, 25-26 сентября 2014 г.)

1. Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В.
Сверхвысокочастотные мультидифференциальные операционные усилители и

основные схемы их включения (Circuit and connection design of microwave differential difference amplifiers)

2. Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н., Сапунцов Н.Е. Индуктивность цилиндрической плёнки с азимутальной плотностью вихревого тока (Induction of cylinder film with azimuth density of vortex current)

2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE – 2014)
(Novosibirsk, October 2-4, 2014)

1. Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Butyrlagin N.V., Bugakova A.V. The main connection circuits of the radiation-hardened differential difference amplifier based on the bipolar and field effect technological process

2. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Butyrlagin N.V. A method of increasing the stability of the zero level analog circuits based on the "Folded" cascode in the terms of temperature and radiation effects

3. Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V. The basic circuit frequency correction basic dynamic parameters of sensors of physical quantities with the potential output

22nd Telecommunications Forum TELFOR 2014
(Belgrade, 25-27 November 2014)

1. Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V., Pakhomov I.V. The Method of Increasing of the Voltage Gain of the Classical Differential Stages with Passive Resistive Load

2. Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V., Pakhomov I.V. The High Frequency Cascode Amplifiers with the Combined Circuits of the Inherent Compensation of the Cross Capacitance of the Output Transistor and Resistor of the Load

XI международный научно-технический форум
«Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии» (ИнЭРТ-2014)
(Ростов-на-Дону, 7-10.10.14)

1. Гавлицкий А.И., Бугакова А.В. Устройство для дистанционного измерения высоких напряжений статического электричества и электропитания системы мониторинга автономного объекта

2. Серебряков А.И., Пахомов И.В., Бутырлагин Н.В. Методы повышения быстродействия параллельных АЦП с дифференциальным входом

3. Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Бугакова А.В. Широкополосный неинвертирующий усилитель с малым уровнем нелинейных искажений и шумов

4. Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н. Магнитные свойства плоского проводящего кольца с азимутальной плотностью тока

5. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В. Мультидифференциальные операционные усилители в прецизионных аналого-цифровых интерфейсах нового поколения: основные свойства, параметры и характеристики

XIII научно-техническая конференция
«Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА»
(Дубна, 8-10.10.14)

1. Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Бугакова А.В. Основные уравнения базовой схемы включения мультидифференциального операционного усилителя без резисторов обратной связи

2. Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В. Широкополосный неинвертирующий усилитель с малым уровнем нелинейных искажений и шумов

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Оглавление монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах»

Введение

Глава 1. Обзор современных методов расчёта микроскопических индуктивностей в CMOS – технологиях.

Глава 2. Аналитический метод расчёта статической планарной индуктивности для нулевого фазового сдвига между током и потоком.

2.1. Магнитные и индуктивные свойства плоского геометрического кольца с конечной радиальной толщиной.

2.1.1. Распределение магнитного поля внутри кольцевого тока.

2.1.2. Распределение магнитного поля вне кольцевого тока.

2.1.3. Индуктивность токового кольца с конечной радиальной толщиной.

2.1.4. Исследование случаев большой и малой индуктивности.

2.1.5. Выводы.

2.2. Магнитные и индуктивные свойства полого и круглого цилиндрических проводников с аксиальной плотностью тока.

2.2.1. Индуктивность сплошного цилиндрического проводника. Параметр обрезания поля.

2.2.2. Индуктивность полого цилиндрического проводника. Параметр обрезания поля.

2.2.3. Выводы.

2.3. О расчёте коэффициента увеличения планарной индуктивности спиралей Архимеда и обобщённых спиралей по сравнению с кольцевой.

2.3.1. Физико-математическая модель расчёта.

2.3.2. Магнитное поле тока и индуктивность в центре спирали Архимеда.

2.3.3. Магнитное поле тока и индуктивность в центре обобщённой спирали.

2.3.4. Выводы.

2.4. О методах управления погонной индуктивностью коаксиального кабеля с аксиальной плотностью токов.

2.4.1. Физико-математическая модель расчёта.

2.4.2. Распределение векторного потенциала внутри коаксиального кабеля.

2.4.3. Распределение индукции магнитного поля внутри коаксиального кабеля.

2.4.4. Управление индуктивностью коаксиального кабеля для сонаправленных и встречных токов

2.4.5. Выводы.

2.5. Частотные пределы применимости метода расчёта статической индуктивности.

Глава 3. Физико-математические 3D-модели вносимых интегральных индуктивностей с новой топологией и конструкцией.

3.1. Индукционные и индуктивные свойства проводящего цилиндра с азимутальной плотностью вихревого тока.

3.1.1. Физико-математическая модель расчёта.

3.1.2. Энергетический баланс в системе.

3.1.3. Частотная зависимость вносимой интегральной индуктивности трубчатого проводящего цилиндра.

3.1.4. Нули частотной зависимости индуктивности цилиндра с малой радиальной толщиной.

3.1.5. Расчёты величины вносимой индуктивности проводящего цилиндра конечной толщины.

3.1.6. Выводы

Глава 4. Учёт влияния диамагнитных свойств токов Фуко и омических потерь на значение вносимой индуктивности.

4.1. Физико-математическая модель расчёта.

4.2. Частичный учёт диамагнитных свойств токов Фуко.

4.3. Энергетический баланс системы.

4.4. Магнитные свойства сплошного немагнитного цилиндра.

4.5.Оценки вносимой индуктивности в низкочастотной области.

4.6.Оценки отрицательной вносимой индуктивности в среднечастотной области.

4.7.Оценки вносимой индуктивности в крайне высокочастотной области.

4.8.Полный учёт диамагнитных свойств токов Фуко и их влияние на частотную зависимость индуктивности.

4.9.Выводы.

Глава 5. Физические свойства индуктивности мощных ленточных соленоидов и способы её увеличения.

Глава 6. Частотные зависимости индуктивности ленточных соленоидов и решение проблемы увеличения их частоты среза;

Глава 7. Отрицательная вносимая индуктивность *RPGS* – индуктора и решение проблемы увеличения её положительных и отрицательных значений.

Глава 8. Проблема получения больших положительных индуктивностей в низкочастотной области в малом объёме и пути её решения.

Заключение.

Список литературы.

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

Подготовка кандидатских диссертаций. Авторефераты кандидатских диссертаций Будякова П.С., Титова А.Г. по теме проекта

1. Диссертация и автореферат диссертации Будякова П.С. размещены по адресу: <http://hub.sfedu.ru/diss/announcement/457d182a-767b-4bef-9aab-3492e6f7ae6a/>.

Защита состоится 28 марта 2015 г.

2. Диссертация и автореферат диссертации Титова А.Е. размещены:

- на сайте ЮФУ: <http://hub.sfedu.ru/diss/announcement/de28ece2-4d3d-4d00-bb6f-61bb71e3a6d5/>;

- на сайте ВАК: <http://vak.ed.gov.ru/dis-details?xPARAM=181918>.

Защита состоится 20 февраля 2015 г.

На правах рукописи



Будяков Петр Сергеевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ МЕТОДОВ
УЛУЧШЕНИЯ ОСНОВНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ВЛТ IP
МОДУЛЕЙ И АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ ДЛЯ УСТРОЙСТВ АВТОМАТИКИ
И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

Специальность: 05.13.05 – «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления»

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Ростов-на-Дону – 2014

Работа выполнена в ФГБОУ ВПО «Донской государственный технический университет» на кафедре «Информационные системы и радиотехника»

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Прокопенко Николай Николаевич,
ФГБОУ ВПО «ДГТУ»,
заведующий кафедрой «Информационные системы и радиотехника» (г. Шахты)

Официальные
оппоненты: **Савелов Николай Семенович**,
доктор технических наук, доцент,
ФГБОУ ВПО «ЮРГПУ (НПИ) им. М.И. Платова»
профессор кафедры «Автоматика и телемеханика»
(г. Новочеркасск)

Сергеев Вячеслав Андреевич,
доктор технических наук, доцент,
Ульяновский филиал (Федерального бюджетного учреждения науки) Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук, директор (г. Ульяновск)

Ведущая организация: ОАО «Научно исследовательский институт микроэлектронной аппаратуры «Прогресс» (ОАО «НИИМА «ПРОГРЕСС»), (г. Москва)

Защита состоится «28» марта 2015 г. в 14⁰⁰ на заседании диссертационного совета Д 212.208.21 Южного федерального университета по адресу: 347928, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, 44, ауд. Д-406.

С диссертацией можно ознакомиться в Зональной научной библиотеке Южного федерального университета по адресу: 344000, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 21* и на сайте: <http://hub.sfedu.ru/diss/announcement/457d182a-767b-4bef-9aab-3492e6f7ae6a/>

Отзыв на автореферат, заверенный гербовой печатью организации, просим направлять учёному секретарю диссертационного совета Д212.208.21 по адресу: 347928, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, 44.

Автореферат разослан «28» января 2015 г.

Учёный секретарь
диссертационного совета Д 212.208.21
доктор технических наук, профессор



А.В. Боженюк

На правах рукописи



Титов Алексей Евгеньевич

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ
РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ
БиМОП АБМК**

Специальность: 05.13.05 – «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления»

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Таганрог – 2014

Работа выполнена в Федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Южный федеральный университет» (ЮФУ) на кафедре систем автоматического управления

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Крутчинский Сергей Георгиевич,
ФГАОУ ВО «ЮФУ»,
профессор кафедры систем автоматического управления
(г. Таганрог)

Официальные
оппоненты: **Петросянц Константин Орестович**,
доктор технических наук, профессор,
Московский институт электроники и математики
ФГАОУ ВПО «НИУ «ВШЭ»,
заведующий кафедрой электроники и нанoeлектроники
(г. Москва)

Старченко Евгений Иванович,
кандидат технических наук, профессор,
ФГБОУ ВПО «ДГТУ»,
профессор кафедры информационных систем и радиотехники
(г. Шахты)

Ведущая организация: Институт проблем проектирования в микроэлектронике
Российской академии наук (ИППМ РАН) (г. Москва)

Защита состоится «20» февраля 2015 г. в 14²⁰ на заседании диссертационного совета Д 212.208.21 Южного федерального университета по адресу: 347928, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, 44, ауд. Д-406.

С диссертацией можно ознакомиться в Зональной научной библиотеке Южного федерального университета по адресу: 344000, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 21^ж и на сайте: <http://hub.sfedu.ru/diss/announcement/de28ece2-4d3d-4d00-bb6f-61bb71e3a6d5/>

Отзыв на автореферат, заверенный гербовой печатью организации, просим направлять учёному секретарю диссертационного совета Д212.208.21 по адресу: 347928, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, 44.

Автореферат разослан «20» декабря 2014 г.

Учёный секретарь
диссертационного совета Д 212.208.21
доктор технических наук, профессор



А.В. Боженюк

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

**Программа международного научно-технического семинара
«Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»**



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ИНСТИТУТ СФЕРЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ И ПРЕДПРИНИМАТЕЛЬСТВА (ФИЛИАЛ)
ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО БЮДЖЕТНОГО ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
В Г.ШАХТЫ РОСТОВСКОЙ ОБЛАСТИ
(ИСО и П (ФИЛИАЛ) ДГТУ)**

П Р И К А З

« 15 » сентября 2014 г.

№304-ов

г. Шахты

**О проведении международного научно-практического семинара
«Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»**

В целях расширения международного сотрудничества и обмена опытом между ведущими учеными разных стран в области аналоговой микросхемотехники п р и к а з ы в а ю :

1. Зам. директору по НИР Прокопенко Н.Н. поручить организовать и провести международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники».

2. Утвердить оргкомитет международного научно-практического семинара в составе:

председатель оргкомитета Прокопенко Н.Н., д.т.н., зам. директора по
НИР ИСОиП, проф., г. Шахты,

члены оргкомитета:

Немудров В.Г. - д.т.н., директор ФГУП «НИИМА «Прогресс», проф.,
г. Москва;

Русаков С.Г. - д.т.н., член-кор. РАН, зам. директора по науке
Института проблем проектирования в микроэлектронике РАН, проф.,
г. Зеленоград;

- Крутчинский С.Г. - д.т.н., научный руководитель Международного научного центра «МикАн», проф. Института радиотехнических систем и управления Южного Федерального Университета, г. Таганрог;
- Пилипенко В.А. - д.т.н., член-кор. НАН Республики Беларусь, проф.;
- Панич А.Е. - д.т.н., директор – главный конструктор НКТБ «Пьезоприбор», декан факультета высоких технологий ЮФУ, проф., г. Ростов-на-Дону;
- Савченко Е.М. - к.т.н., начальник Центра проектирования ФГУП "НПП "Пульсар", г. Москва;
- Дворников О.В. - д.т.н., главный специалист ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт», профессор кафедры «Микро и нанoeлектроники» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск;
- Коротков А.С. - д.т.н., зав.кафедрой «Интегральная электроника» Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, проф., г. Санкт-Петербург;
- Сергеев В.А. - д.т.н., директор Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, проф., г. Ульяновск;

3. Поручить оргкомитету:

- разработку приглашений для участия в семинаре ученых и практических работников;
- разработку программ заседаний секций семинара и пакета документов, необходимых для его проведения;
- определение условий проведения семинара (сроки, этапы и т.д.);
- подведение итогов семинара.

4. Утвердить рабочую группу по подготовке и проведению семинара в составе:

- Заякина Л.А., зав. каб. каф. ИС и РТ;
- Сергеенко И.Н., ведущий документовед;

Кораблева Н.П., инженер НИО;

Бугакова А.В., студ.СЕРВ-СВ-32;

Серебряков А.И., аспирант каф. ИС и РТ;

Будяков П.С., аспирант каф. ИС и РТ;

Бутырлагин Н.В., аспирант каф. ИС и РТ;

5. Поручить рабочей группе:

- выполнение компьютерных работ;
- информационное обеспечение, рассылку приглашений для участия в семинаре;
- материально-техническое обеспечение;
- организацию питания и проживания участников семинара;
- организацию культурно-выставочных работ;
- дежурство и разовые поручения.

6. Утвердить сроки проведения семинара:

- секция № 1: 16-17 сентября 2014 г. в ауд. 302 ДГТУ по адресу: г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1;
- секция № 2: 13-14 октября 2014 г. в ауд. 2247 ИСОиП (ф) ДГТУ.

7. По материалам семинара издать сборник научных трудов, предусмотренный Планом издания по ИСОиП на 2014 г.

8. Назначить зам. директора по НИР Прокопенко Н.Н. ответственным за проведение семинара и координацию взаимодействия с его участниками.

9. Утвердить программу заседаний секции № 1 (Приложение 1).

10. Руководителям структурных подразделений, сотрудникам и студентам ИСОиП (филиала) ДГТУ оказывать всяческое содействие оргкомитету в подготовке и проведении международного научно-практического семинара.

11. Контроль исполнения настоящего приказа оставляю за собой.

Основание: служебная записка Прокопенко Н.Н.

Директор
Соответствует оригиналу

С.Г.Страданченко

Исп.: Сергеев И.Н.
Рассылка: все подразделения



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ИНСТИТУТ СФЕРЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ И ПРЕДПРИНИМАТЕЛЬСТВА (ФИЛИАЛ)
ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО БЮДЖЕТНОГО ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
В Г.ШАХТЫ РОСТОВСКОЙ ОБЛАСТИ
(ИСО и П (ФИЛИАЛ) ДГТУ)



ПРОГРАММА

XI МЕЖДУНАРОДНОГО НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОГО СЕМИНАРА "ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ АНАЛОГОВОЙ МИКРОСХЕМОТЕХНИКИ"

**Секция № 1 «Организация научно-производственных связей в области
разработки, выпуска и применения российской электронной
компонентной базы нового поколения»**

16-17 сентября 2014 г.

г. Ростов-на-Дону

ТЕМАТИКА ЗАСЕДАНИЙ СЕМИНАРА

- 1. Широкополосные аналоговые микросхемы**
- 2. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС**
- 3. Перспективная схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и СФ-блоков**
- 4. Обработка сигналов и изображений**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

Прокопенко Н.Н.	- д.т.н., проф., зам. директора по НИР ИСОиП (филиала) ДГТУ, г. Шахты
Немудров В.Г.	- д.т.н., проф., директор ФГУП «НИИМА «Прогресс», г. Москва
Русаков С.Г.	- д.т.н., проф., член-кор. РАН, зам.директора ИППИМ РАН, г. Зеленоград
Крутчинский С.Г.	- д.т.н., проф. ТТИ ЮФУ, руководитель международного научного центра «МикАн», г. Таганрог
Пилипенко В.А.	- д.т.н., проф., член-кор. НАН Республики Беларусь
Панич А.Е.	- д.т.н., проф., декан факультета высоких технологий ЮФУ, главный конструктор ОКТБ «Пьезоприбор», г. Ростов-на-Дону
Савченко Е.М.	- к.т.н., начальник Центра проектирования ФГУП "НПП "Пульсар", г. Москва
Дворников О.В.	- д.т.н., главный специалист ОАО МНИПИ, проф. Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск
Коротков А.С.	- д.т.н., проф., зав.кафедрой Санкт-Петербургского государственного технического университета
Сергеев В.А.	- д.т.н., проф., директор Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

16 сентября 2014 г, 10-00, ауд. 302 (ДГТУ, пл. Гагарина 1)

Руководитель заседания: Прокопенко Н.Н.

1. **Краткая информация Федерального инжинирингового центра СТАНКИН и ЗАО «ПКК Миландр» о направлениях научной и производственной деятельности, задачах 2014-2018 гг.**
2. **Основные научные результаты ДГТУ (Проблемная лаборатория ЦИПБ РАН) и ЮФУ (МНТЦ «МикАн») по проблемам микроэлектроники, робототехники и систем управления (Прокопенко Н.Н., Крутччинский С.Г.)**
3. **Принцип взаимодействия НТЦ «МикАн» с исследовательскими, проектными и промышленными предприятиями отрасли (Крутччинский С.Г.)**
4. **Методы повышения быстродействия операционных усилителей на КМОП транзисторах (Прокопенко Н.Н., Пахомов И.В.)**
5. **Нелинейная коррекция в буферных усилителях и промежуточных каскадах ОУ (Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В.)**
6. **Аналитический обзор: Мультидифференциальные операционные усилители с высокоимпедансным узлом в аналоговых и аналого-цифровых устройствах нового поколения. (Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В.)**
7. **Мультидифференциальные операционные усилители СВЧ диапазона (Будяков П.С.)**
8. **Вычислительные устройства на основе линейной (не булевой) алгебры. Логические элементы на базе токовых зеркал. (Чернов Н.И., Прокопенко Н.Н., Югай В.Я.)**
9. **Многозначные логические элементы. (Чернов Н.И., Прокопенко Н.Н., Югай В.Я.)**
10. **Практические методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых устройств: каскады с общим эмиттером (Пахомов И.В.)**
11. **Сравнительный анализ динамических параметров операционных усилителей с обратной связью по напряжению и по току (Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)**

12. **Перспективные методы компенсации входных токов BiJET МОУ**
(Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И.)
13. **Радиационно-стойкие операционные усилители для биполярно-полевого технологического процесса** (Старченко Е.И.)
14. **Токовая ВЧ коррекция в широкополосных аналоговых микросхемах**
(Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)
15. **Методы повышения коэффициента усиления по напряжению транзисторных каскадов с резистивной нагрузкой** (Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)
16. **Методы повышения быстродействия датчиков физических величин различной природы** (Бутырлагин Н.В.)
17. **Методы повышения быстродействия цифро-аналоговых преобразователей на основе коммутаторов весовых токов** (Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В.)
18. **Функциональные узлы микросхем КВЧ диапазона** (Серебряков А.И.)
19. **Сверхбыстродействующие аналого-цифровые преобразователи с дифференциальным входом. Базовые архитектуры, результаты моделирования** (Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И.)
20. **Интеллектуальные контроллеры на FPGA** (Береза А.Н.)

17 сентября 2014 г, 10-00, ауд. 302 (ДГТУ, пл. Гагарина 1)

Руководитель: Крутчинский С.Г.

21. **Примеры решенных исследовательских задач прикладной ориентации**
(Крутчинский С.Г.)
22. **Новый подход к решению проблемы импортозамещения аналоговых и аналого-цифровых ИС** (Крутчинский С.Г.)
23. **Основные принципы и методология структурной оптимизации принципиальных схем аналоговых ИС и СФ-блоков** (Крутчинский С.Г.)

24. **Особенность тестирования и самонастройки импульсно-потенциальных АЦП в микроэлектронных системах** (Жебрун Е.А.)
25. **Многозарядные быстродействующие ЦАП для SiGe 0,18 мкм** (Свизев Г.А., Жебрун Е.А.)
26. **Квадратурные моделизаторы и демодуляторы X диапазона для SiGe 0,25 мкм** (Гавлицкий А.И.)
27. **Разработка и исследование мультипроцессорных САУ на базе микроконтроллеров семейства AVR и ARM для параллельных мехатронных структур** (Валюкевич Ю.А.)
28. **Дескрипторы, извлечение признаков из видеосигналов и распознавание активности** (Марчук В.И., Воронин В.В.)
29. **Разработка и исследование методов поиска соответствий на изображениях с отражающими поверхностями на основе анализа текстурных дескрипторов.** (Марчук В.И., Воронин В.В.)
30. **Алгоритм расчёта скорости движения транспортных средств по анализу видеопотока** (Марчук В.И., Воронин В.В.)
31. **Система обнаружения и сопровождения объектов в системах видеонаблюдения** (Марчук В.И., Воронин В.В.)
32. **Разработка и исследование алгоритмов трехмерной реконструкции моделей объектов сложной формы, полученных в результате сканирования инфракрасным излучателем** (Марчук В.И., Воронин В.В.)

Сведения об авторах и участниках семинара

Берёза А.Н. – к.т.н., профессор кафедры "Информационные системы и радиотехника" Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Бугакова А.В. – студент Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Будяков А.С. – к.т.н., начальник лаборатории кремниевых СВЧ ИМС ДТУ НПП «Пульсар», г. Москва

Будяков П.С. – аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Бутырлагин Н.В. – аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Валюкевич Ю.А. – к.т.н., профессор кафедры «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Воронин В.В. – к.т.н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Гавлицкий А.И. – к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Дворников О.В. – д.т.н., главный специалист ОАО МНИПИ (ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»), проф. Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск (Беларусь)

Жебрун Е.А. – аспирант Таганрогского технологического института ЮФУ

Крутчинский С.Г. – д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматического управления» Таганрогского технологического института ЮФУ

Марчук В.И. – д.т.н., профессор, зав.кафедрой «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Наумов И.И. – к.т.н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Невежин Е.В. – к.т.н., доцент кафедры физики полупроводников и микроэлектроники ВГУ

Пахомов И.В. – аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Прокопенко Н.Н. – д.т.н., профессор, зам. директора по НИР, зав. кафедрой «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Савченко Е.М. – начальник Центра проектирования, председатель Совета молодых специалистов ФГУП «НПП «Пульсар», г. Москва

Старченко Е.И. – к.т.н., профессор кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Сапогин В.Г. – к.ф.-м.н., профессор кафедры «Физика» Южного федерального университета

Свизев В.А. - магистрант Таганрогского технологического института ЮФУ

Свизев Г.А. – аспирант Таганрогского технологического института ЮФУ

Серебряков А.И. - аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Титов А.Е. – аспирант Таганрогского технологического института ЮФУ

Чернов Н.И. – д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматического управления» Таганрогского технологического института ЮФУ

Югай В.Я. – к.т.н., доцент кафедры «Системы автоматического управления» Таганрогского технологического института ЮФУ

Ответственный за проведение семинара – зам.директора по НИР
Прокопенко Николай Николаевич

Тел./факс (8636) 22-60-50

e-mail: prokopenko@sssu.ru



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ИНСТИТУТ СФЕРЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ И ПРЕДПРИНИМАТЕЛЬСТВА (ФИЛИАЛ)
ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО БЮДЖЕТНОГО ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
В Г.ШАХТЫ РОСТОВСКОЙ ОБЛАСТИ
(ИСО и П (ФИЛИАЛ) ДГТУ)



ПРОГРАММА

XI МЕЖДУНАРОДНОГО НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОГО СЕМИНАРА "ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ АНАЛОГОВОЙ МИКРОСХЕМОТЕХНИКИ"

**Секция № 2 «Новые архитектурные, схемотехнические и алгоритмические
решения в устройствах обработки сигналов»**

13-14 октября 2014 г.

г. Шахты

ТЕМАТИКА ЗАСЕДАНИЙ СЕМИНАРА

1. Проблемы проектирования интегральных индуктивностей
2. Широкополосные аналоговые микросхемы
3. Перспективная схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых микросхем и СФ-блоков
4. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких интегральных схем
5. Обработка сигналов и изображений

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- | | |
|-------------------------|---|
| Прокопенко Н.Н. | - д.т.н., проф., зам. директора по НИР ИСОиП (филиала) ДГТУ, г. Шахты |
| Немудров В.Г. | - д.т.н., проф., директор ФГУП «НИИМА «Прогресс», г. Москва |
| Русаков С.Г. | - д.т.н., проф., член-кор. РАН, зам.директора ИППМ РАН, г. Зеленоград |
| Крутчинский С.Г. | - д.т.н., проф. ТТИ ЮФУ, руководитель международного научного центра «МикАн», г. Таганрог |
| Пилипенко В.А. | - д.т.н., проф., член-кор. НАН Республики Беларусь |
| Панич А.Е. | - д.т.н., проф., декан факультета высоких технологий ЮФУ, главный конструктор ОКБ «Пьезоприбор», г. Ростов-на-Дону |
| Савченко Е.М. | - к.т.н., начальник Центра проектирования ФГУП "НПП "Пульсар", г. Москва |
| Дворников О.В. | - д.т.н., главный специалист ОАО МНИПИ, проф. Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск |
| Коротков А.С. | - д.т.н., проф., зав.кафедрой Санкт-Петербургского государственного технического университета |
| Сергеев В.А. | - д.т.н., проф., директор Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН |

13 октября 2014 г, 10-00, ауд. 2247 (ИСиП(ф)ДГТУ, Шевченко 147)

Руководитель заседания: Прокопенко Н.Н.

1. **Основные научные направления Тегеранского университета в области электроники.**
2. **Информация о научных исследований Каирского университета и университета Южной долины (г. Луксор) (Салех Абдель Моати)**
3. **Нелинейная коррекция в быстродействующих операционных усилителях. Входные каскады быстродействующих BiJET ОУ (Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В.)**
4. **Результаты компьютерного моделирования мультидифференциальных операционных усилителей на КМОП транзисторах (Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В.)**
5. **Практические методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых устройств: каскады с общей базой (Бутырлагин Н.В.)**
6. **Практические методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых устройств: каскады с общим коллектором (Пахомов И.В.)**
7. **Практические методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых устройств: трансимпедансные усилители (Будяков П.С.)**
8. **Практические методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых устройств: широкополосные усилители с цепями компенсации паразитных емкостей (Будяков П.С.)**
9. **Аналоговые смесители сигналов СВЧ диапазона. Альтернативная схемотехника (Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)**
10. **Прецизионные аналоговые перемножители напряжения (Старченко Е.И.)**
11. **Архитектурные и схемотехнические методы уменьшения нулевого уровня BiJET аналоговых микросхем (Серебряков А.И.)**
12. **Методы стабилизации коэффициента усиления дифференциальных каскадов в условиях температурных и радиационных воздействий (Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)**

13. Структурные и параметрические методы повышения синфазной помехоустойчивости аналоговых микросхем с малым напряжением питания (Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)
14. Методы повышения радиационной стойкости аналоговых BiJET микросхем с изоляцией р-п переходами (Прокопенко Н.Н., Будяков П.С.)
15. Аттenuаторы СВЧ диапазона с емкостной нагрузкой (Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В.)

13 октября 2014 г, 15-00, ауд. 2247 (ИСИП(ф)ДГТУ, Шевченко 147)

Руководители заседания: Прокопенко Н.Н., Сапогин В.Г.

16. Пассивные отрицательные индуктивности: проблемы физической реализуемости и перспективы применения в микроэлектронике (Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н.)
17. Особенности применения индуктивных элементов в СВЧ устройствах и основные тенденции развития их конструкции (Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В.)
18. Базовые конструкции интегральных катушек индуктивности и трансформаторов (Будяков П.С.)
19. Индуктивные элементы в маломощных усилителях на основе SiGe технологий (Будяков А.С., Будяков П.С.)
20. Аналитический обзор методов проектирования интегральных катушек индуктивности для аналоговых микросхем СВЧ диапазона (Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н.)
21. Влияние толщины металлизации на параметры катушки индуктивности (Сапогин В.Г.)
22. Свойства катушки индуктивности с различными толщинами диоксидного слоя (Сапогин В.Г.)
23. Теоретические основы проектирования и проблемы аналитических расчетов параметров индуктивных элементов (Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н.)

24. Основные направления теоретических исследований по проблеме проектирования индуктивных элементов аналоговых микросхем нового поколения (Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н.)

14 октября 2014 г, 10-00, ауд. 2247 (ИСиП(ф)ДГТУ, Шевченко 147)

Руководитель: Крутчинский С.Г.

25. Структурная оптимизация аналоговых и аналого-цифровых ИС и СФ блоков (Крутчинский С.Г.)

26. Схемотехнический принцип собственной и взаимной компенсации влияния малосигнальных параметров полупроводниковых компонентов на характеристики и параметры электронных схем (Крутчинский С.Г.)

27. Результаты разработки базовых СФ блоков:

- в классе радиационно-стойких изделий (аналоговые интерфейсы и аналого-цифровые преобразователи и т.п.);**
- в классе изделий СВЧ электроники (квадратурные модуляторы и демодуляторы, многоразрядные цифро-аналоговые преобразователи т.п.) (Крутчинский С.Г.)**

28. Радиационно-стойкие инструментальные усилители и аналоговые интерфейсы для БиМОП технологии (Титов А.Е.)

29. Радиационно-стойкие многоразрядные АЦП импульсно-потенциального типа (Жебрун Е.А.)

30. Особенность структурной оптимизации радиационно-стойких инструментальных усилителей (Титов А.Е.)

31. Программный комплекс автоматического анализа и обработки изображений (Марчук В.И., Воронин В.В.)

32. Программный комплекс обработки одномерных сигналов, для решения задач фильтрации в системе первичной обработки (Марчук В.И., Воронин В.В.)

33. Программный комплекс восстановления архивных фотографий и видеозаписей и их программная реализация в системах цифровой

обработки и анализа многомерных сигналов (Марчук В.И., Воронин В.В.)

- 34.Методы и алгоритмы восстановления информации о глубине изображений и видеосигналов по одному кадру(Марчук В.И., Воронин В.В.)**
- 35.Программный комплекс восстановления и реконструкции фото- и видеоданных (удаление царапин, пятен, пыли, ненужных надписей, предметов и прочих дефектов с поверхности фотографий) (Марчук В.И., Воронин В.В.)**
- 36.Программный комплекс улучшение качества и увеличение разрешения изображений, создание систем классификации визуальной информации (Марчук В.И., Воронин В.В.)**
- 37.Система распознавания лиц на текстурированных изображениях с использованием широкого класса морфологических и структурных дескрипторов описания сцены (Марчук В.И., Воронин В.В.)**

Сведения об авторах и участниках семинара

Zainalabedin Navabi – профессор, Worcester Polytechnic Institute (Walpole, Massachusetts, USA) и University of Tehran (Tehran)

Saleh Mohamed Maoti – профессор, декан факультета Университета Южной Долины, г. Луксор, Египет

Берёза А.Н. – к.т.н., профессор кафедры "Информационные системы и радиотехника" Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Бугакова А.В. – студент Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Будяков А.С. – к.т.н., начальник лаборатории кремниевых СВЧ ИМС ДТУ НПП «Пульсар», г. Москва

Будяков П.С. – аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Бутырлагин Н.В. – аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Валюкевич Ю.А. – к.т.н., профессор кафедры «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Воронин В.В. – к.т.н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Гавлицкий А.И. – к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Дворников О.В. – д.т.н., главный специалист ОАО МНИПИ (ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»), проф. Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск (Беларусь)

Жебрун Е.А. – аспирант Таганрогского технологического института ЮФУ

Кругчинский С.Г. – д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматического управления» Таганрогского технологического института ЮФУ

Марчук В.И. – д.т.н., профессор, зав.кафедрой «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Наумов И.И. – к.т.н., доцент кафедры «Радиоэлектронные системы» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Невежин Е.В. – к.т.н., доцент кафедры физики полупроводников и микроэлектроники ВГУ

Пахомов И.В. – аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Прокопенко Н.Н. – д.т.н., профессор, зам. директора по НИР, зав. кафедрой «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Савченко Е.М. – начальник Центра проектирования, председатель Совета молодых специалистов ФГУП «НПП «Пульсар», г. Москва

Старченко Е.И. – к.т.н., профессор кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Сапогин В.Г. – к.ф.-м.н., профессор кафедры «Физика» Южного федерального университета

Свизев В.А. - магистрант Таганрогского технологического института ЮФУ

Свизев Г.А. – аспирант Таганрогского технологического института ЮФУ

Серебряков А.И. - аспирант Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Титов А.Е. – аспирант Таганрогского технологического института ЮФУ

Чернов Н.И. – д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматического управления» Таганрогского технологического института ЮФУ

Югай В.Я. – к.т.н., доцент кафедры «Системы автоматического управления» Таганрогского технологического института ЮФУ

Ответственный за проведение семинара – зам.директора по НИР
Прокопенко Николай Николаевич

Тел./факс (8636) 22-60-50

e-mail: prokopenko@sssu.ru

ПРИЛОЖЕНИЕ И

**Программа международного научно-технического форума ДГТУ
и заседания секции № 7**



«ИнЭРТ-2014»



**XI Международный
научно-технический форума
«Инновации, экология
и ресурсосберегающие
технологии»**



**Ростов-на-Дону
7-10 октября 2014 года**

СЕКЦИЯ №7

ТЕСТИРОВАНИЕ. ДИЗАЙН И ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА

Сопредседатели: - д-р техн. наук, проф.
Прокопенко Николай Николаевич
- д-р техн. наук, проф.
Марчук Владимир Иванович

Ученый секретарь: - канд. географ. наук, доц.
Макаренко Вадим Сергеевич

13 октября (9.00-13.00)

1. Перспективные интегральные схемы и практические приложения миллиметрового диапазона частот
Будяков П.С., Себребряков А.И., (Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)
2. Цифровые микросхемы, функционирующие в базисе математического аппарата линейной алгебры
Чернов Н.И., Прокопенко Н.Н.*, Югай В.Я., Бутырлагин Н.В.*
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ЮФУ, г. Шахты,, ИСОП ДГТУ*)
3. Нечеткий подход к управлению сервисами в информационных системах
Вишняков Ю.М., Новиков С.Ю.
(Россия, г. Таганрог, Международная лаборатория ELDIC)
4. Устройство для дистанционного измерения высоких напряжений статического электричества и электропитания системы мониторинга автономного объекта
Гавлицкий А.И., Бугакова А.В., (Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)
5. Радиационно-стойкие аналоговые микросхемы на основе биполярно-полевого технологического процесса
Дворников О.В.*, Старченко Е.И., Гавлицкий А.И.
(Республика Беларусь, г. Минск, ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт» *,
Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)
6. Линейный синтез – новый подход к логическому проектированию k-значных цифровых структур
Прокопенко Н.Н., Чернов Н.И.*, Югай В.Я.*
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ, г. Ростов-на-Дону, ЮФУ*)
7. Курирование биомедицинской литературы
Дина Вишнякова, (Bibliomics and Text Mining (BiTeM) Group,
Division of Medical Information Sciences, University and Universi
Hospitals of Geneva, SIBtex, SIB Swiss Institute of Bioinformatics, Geneva,
Switzerland)
8. Акустический канал передачи информации в подземных магистральных водопроводных сетях
Мальцева Д.А., Зибров В.А., (Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

9. Интегральные микросхемы и субмодули ОАО «НПП «Пульсар» для мобильных систем связи

Савченко Е.М.***, Будяков А.С.****, Першин А.Д.***, Вагин А.В. .***
Пронин А.А. .***, (Россия, Москва, ОАО «НПП «ПУЛЬСАР»*,
Москва, МГТУ МИРЭА**, Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана***)

10. Методы повышения быстродействия параллельных АЦП с дифференциальным входом

Серебряков А.И., И.В. Пахомов, Бутырлагин Н.В.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

13 октября (14.00-17.00)

1. Широкополосный неинвертирующий усилитель с малым уровнем нелинейных искажений и шумов

Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Бугакова А.В.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

2. Исследование напряженности электростатического поля снежного покрова в зоне горных карнизов во время метели

Бринк И.Ю., Черунова И.В., Кулешова А.А., Щеникова Е.А.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

3. Магнитные свойства плоского проводящего кольца с азимутальной плотностью тока

Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н.*, (Россия, г. Ростов-на-Дону, ЮФУ,
г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

4. Мультидифференциальные операционные усилители в прецизионных аналого-цифровых интерфейсах нового поколения: основные свойства, параметры и характеристики

Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

5. Вычислительная семантическая интерпретация текстов научно-технического стиля

Вишняков Ю.М., Вишняков Р.Ю.
(Россия, г. Таганрог, Международная лаборатория ELDIC)

6. Семантическое сравнение на семантическую близость текстов научно-технического стиля

Вишняков Ю.М., Вишняков Р.Ю.
(Россия, г. Таганрог, Международная лаборатория ELDIC)

7. Алгоритм интерполяции изображений на основе геометрической модели многомерных сигналов

Воронин В.В., Марчук В.И., Егиазарян К.О.*
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ,
Финляндия, г. Тампер, Департамент Цифровой обработки
сигналов, Тамперский Технологический университет*)

8. Разработка визуальной метрики оценки качества изображений на основе машинного обучения

Франц В.А., Воронин В.В., Марчук В.И., (Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

9. Разработка и исследование алгоритмов трехмерной реконструкции моделей объектов сложной формы

Фисунов А.В., Воронин В.В., (Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

10. Разработка и исследование распознавания действий человека на основе пространственно-временной обработки видеопоследовательности

Силкина Т.В., Воронин В.В., Марчук В.И., Письменкова М.М.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

14 октября (9.00-13.00)

1. Исследование дескрипторов при распознавании дефектов на фотографиях на основе машинного обучения

Сизякин Р.А., Воронин В.В., Гапон Н.В., Ибадов С.Р., Ибадов Р.Р.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

2. Методы построения дескрипторов применительно к задаче распознавания действий человека на основе пространственно-временной обработки видеопоследовательности

Письменкова М.М., Воронин В.В., Марчук В.И., Силкина Т.В.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

3. Новый подход к решению задач обработки сигналов в условии априорной неопределенности

Марчук В.И., (Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

4. Метод обработки изображений карт глубин, полученных с помощью активных 3d сканеров

Левина О.С., Воронин В.В., Франц В.А., Кожин Р.А., Фисунов А.В.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

5. Исследование метода повышения разрешения цифровых изображений на основе поиска самоподобных областей

Воронин В.В., Кожин Р.А., Левина О.С., Фисунов А.В.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

14 октября (14.00-17.00)

1. Алгоритм автоматизированной коррекции цвета, объединяемых в панорамный вид изображений

Семенищев Е.А., Катков Д.Н., Марчук В.И.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

2. Исследование метода восстановления видеосигналов на основе пространственно-временной обработки

Гапон Н.В., Воронин В.В., Сизякин Р.А., Ибадов С.Р., Ибадов Р.Р.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

3. Алгоритм автоматизированного объединения изображений, полученных с различных точек фиксации
Семенищев Е.А., Виноградов В.И., Марчук В.И.
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)
4. Алгоритм уменьшения действия шумовой составляющей на видеоизображениях
Семенищев Е.А., Цыгулёва Е.Ю., Марчук В.И.,
(Россия, г. Ростов-на-Дону, ДГТУ)

ПРИЛОЖЕНИЕ К

Выписка из протокола заседания научно-технического совета МРТФ



Страданченко С.Г.

ВЫПИСКА

из протокола № 4 заседания Научно-технического совета механико-радиотехнического факультета ИСОиП от «20» января 2015 года

Присутствовали:

председатель НТС Петросов С.П., д.т.н., проф., декан механико-радиотехнического факультета;

члены НТС:

- Зибров В.А., к.т.н., начальник отдела контроля и мониторинга;
- Медведев Д.В., к.т.н., доц., секретарь НТС;
- Попов А.Э., к.т.н., доц., председатель НМСС по спец. «Информационные системы и технологии»;
- Марчук В.И., д.т.н., проф., председатель НМСС по спец. «Радиотехника», зав. кафедрой «Радиоэлектронные и электротехнические системы и комплексы».

СЛУШАЛИ: отчет Н.Н. Прокопенко, руководителя темы № 8.374.2014/К (ИСОиП-21.14.ГЗ) «Разработка и исследование нового поколения архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их практические приложения», о полученных результатах по годовому этапу НИР 2014 г., выполняемой в рамках проектной части государственного задания Минобрнауки РФ.

Научно-техническому совету механико-радиотехнического факультета были представлены следующие документы:

- текстовый отчет по теме проекта, выполненный по ГОСТу 7_32_2001;
- утвержденное техническое задание;
- аннотированный отчет и приложения к нему по годовому этапу НИР 2014 г.:
 - Приложение 1. Сведения об исполнителях научно-исследовательской работы;
 - Приложение 2. Библиографический список публикаций, отражающих результаты научно-исследовательской работы;
- отчет о выполнении требований по достижению значений показателей результативности научно-исследовательской работы.

Важнейшие научно-практические результаты, полученные при выполнении НИР в 2014 г.

В соответствии с техническим заданием 2014 г. по проекту:

Обоснован выбор направления исследования.

Разработана программа НИР на 2014-2016гг.

Выполнен патентный поиск по ГОСТ 15.011.96.

Выполнено комплексное исследование существующих методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем в рамках российских технологий их изготовления.

Разработана прикладная теория синтеза аналоговых микросхем с расширенным частотным диапазоном. Обоснованы методы расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем, реализуемых на основе перспективных технологий.

Обоснованы новые методы повышения эффективности цепей собственной и взаимной компенсации доминирующих паразитных емкостей и индуктивностей, имеющих существенные преимущества в сравнении с классическими решениями.

Даны теоретические обоснования новых методов собственной и взаимной компенсации паразитных индуктивностей и емкостей в электронных схемах.

Создана общая теория собственной и взаимной компенсации доминирующих паразитных индуктивных и емкостных импедансов в быстродействующих аналоговых микросхемах.

Исследованы новые и перспективные методы собственной и взаимной компенсации паразитных ёмкостей транзисторов и усилительных каскадов для ВЧ и СВЧ диапазонов и проведено компьютерное моделирование.

Дан анализ чувствительности электронных схем с собственной и взаимной компенсацией и методов ее уменьшения.

Представлены новые архитектурные и схемотехнические решения функциональных узлов и IP модулей систем связи, отличающиеся от известных более широким частотным диапазоном. Исследованы предельные параметры по частотному диапазону базовых функциональных узлов и IP модулей с цепями собственной и взаимной компенсации паразитных импедансов.

Получены результаты математического анализа и компьютерного моделирования новых архитектурных и схемотехнических решений цепей собственной и взаимной компенсации влияния доминирующих паразитных индуктивностей и емкостей на частотный диапазон АМ.

Обобщены результаты моделирования предельных параметров широкополосных аналоговых микросхем с цепями собственной и взаимной компенсации.

Подготовлено оглавление монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах». Подготовлено 2 кандидатских диссертаций.

Проведен международный семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники» (Беларусь, США, Иран, Египет), организованный творческим коллективом по проекту (сентябрь-октябрь 2014 г.).

Подготовлен научно-технический отчет по проекту, содержащий аналитический обзор информационных источников; отчет о патентных исследованиях; обоснование выбора оптимального варианта направления исследований и методики их проведения; теоретические исследования; разработанную документацию; постановку задач следующего этапа НИР; протокол рассмотрения отчета на Ученом совете (НТС).

Разработаны рекомендации по применению результатов проекта на предприятиях Российского союза разработчиков и производителей микросистем, базирующиеся на методиках проектирования широкополосных аналоговых микросхем с индуктивными элементами и паразитными емкостями.

В процессе выполнения проекта 2014 г. опубликовано 25 статей, в т.ч. индексируемых в базе данных Web of Science – 2, Scopus – 14, в журналах из списка ВАК – 4, в других изданиях – 5, тезисов докладов профильных Всероссийских конференций – 2.

Получены следующие обобщенные научные результаты:

Теория (теоретические основы, положения) – 3.

Метод, способ – 6.

Модель – 1.

Методика – 3.

Рекомендации – 1.

Заявки на патенты – 22.

ПОСТАНОВИЛИ:

1. Утвердить результаты научно-исследовательской работы по проекту 8.374.2014/К (ИСОиП-21.14.ГЗ) «Разработка и исследование нового поколения архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их практические приложения», выполняемого в 2014 г. в рамках проектной части Государственного задания. Полученные результаты и научный уровень проведенных исследований полностью соответствуют требованиям Задания по проекту на 2014 г.

2. Отметить высокий уровень защиты интеллектуальной собственности, созданной в процессе выполнения проекта 2014 г.

3. Научно-технический уровень выполненного проекта следует считать достаточно высоким и соответствующим лучшим достижениям ведущих микроэлектронных фирм мира.

4. Признать обоснованными предлагаемые решения и рекомендации по использованию результатов научно-исследовательской работы.

Секретарь НТС МРТФ

 Медведев Д.В.

ПРИЛОЖЕНИЕ Л

Постановка задач следующего этапа НИР

Основные задачи проекта в 2015 г.

1 Выполнение комплекса работ, связанного с созданием концепции проектирования интегральных индуктивностей (ИИ) нового поколения, являющихся базовым пассивным элементом современных ВЧ и СВЧ микросхем, исследование фундаментальных проблем проектирования ИИ разных конструкций.

2 Создание комплекта заявок на патенты (не менее 17) на IP модули и СФ блоки с расширенным диапазоном рабочих частот, а также интегральные индуктивности.

В соответствии с целями и задачами проекта основное содержание работ по второму этапу 2015 г. «Пути решения основных проблем проектирования ВЧ и СВЧ интегральных индуктивностей нового поколения для аналоговых микросхем» можно представить в виде следующего перечня.

1 Разработка аналитических методов расчёта интегральных индуктивностей для систем на кристалле

1.1 Аналитические методы расчёта планарных интегральных индуктивностей различной симметрии

1.2 Создание физико-математических 3D-моделей вносимых интегральных индуктивностей с новой топологией и конструкцией

1.3 Методики расчета интегральных индуктивностей (ИИ) и построения их физико- математических 3D-моделей

1.4 Разработка компьютерной программы расчёта ИИ и методов управления их значением индуктивности

2 Разработка алгоритмов расчёта погонных индуктивностей высокой симметрии и методов управления их значением

2.1 Алгоритмы расчёта погонных индуктивностей

- 2.2 Алгоритмы и методы управления погонными индуктивностями
- 3. Теоретические исследования физических свойств индуктивности интегральных ленточных MEMS – соленоидов и способов её увеличения
 - 3.1 Изучение свойств индуктивности ленточных MEMS – соленоидов
 - 3.2 Анализ результатов исследования физических свойств индуктивности интегральных ленточных MEMS – соленоидов и способов её увеличения
- 4 Теоретические исследования частотных свойств интегральной индуктивности и индуктивности ленточных MEMS – соленоидов
 - 4.1 Исследование частотных зависимостей индуктивностей
 - 4.2 Анализ путей увеличения частоты среза интегральных индуктивностей и MEMS-соленоидов
 - 4.3 Анализ основных результатов теоретических исследований частотных свойств индуктивностей
 - 4.3.1 Разработка рекомендаций по увеличению индуктивностей и частоты среза.
 - 4.4 Разработка методики расчета частотных свойств интегральных MEMS – соленоидов
- 5 Теоретические исследования проблемы получения больших (по сравнению с масштабом) интегральных индуктивностей с высокой симметрией для микронных технологий
 - 5.1 Анализ проблемы получения больших индуктивностей и пути её решения
 - 5.2 Анализ основных результатов теоретических исследований проблемы получения больших интегральных индуктивностей с высокой симметрией для микротехнологий и путей её решения.
 - 5.3 Разработка рекомендаций по получению больших интегральных индуктивностей
- 6 Экспериментальное исследование частотных свойств интегральных индуктивностей высокой симметрии

6.1 Разработка методики измерений частотных свойств микроскопического кольца, ИИ различной симметрии и ленточных MEMS – соленоидов.

6.2 Анализ результатов экспериментальных исследований частотных свойств интегральных индуктивностей высокой симметрии.

7 Публикационная активность и внедрение результатов проекта в 2015 г.

- Подготовка статей в журналах из списка ВАК, WebofScience, Scopus;
- Подготовка заявок на патенты РФ (17 шт.), в т.ч. на способы управления параметрами индуктивности, конструкцию индуктивности, электронные схемы преобразования сигналов, использующие индуктивности;
- Разработка рекомендаций по применению результатов проекта 2015 г. на промышленных предприятиях;
- Передача результатов компьютерного моделирования IP модулей и СФ блоков СВЧ и КВЧ диапазонов предприятиям и НИИ Российского Союза разработчиков и производителей микросистем (ФГУ НИИМА «Прогресс», ОАО «НПП «Пульсар» и др.);
- Подготовка каталога новых архитектурных и схемотехнических решений функциональных узлов и IP модулей систем связи с результатами компьютерного моделирования предельных параметров;
- Подготовка докладов на конференциях по теме проекта;
- Разработка главы монографии «Интегральные индуктивности: основы проектирования и применения в СВЧ устройствах»;
- Подготовка кандидатской диссертации;
- Проведение международного научно-технического семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»;
- Разработка учебно-методического пособия «Проектирование интегральных индуктивностей»;
- Представление результатов проекта на Ученом совете механико-радиотехнического факультета;

- Перечень плановых научных результатов 2015 г.:
Концепция – 3, Методология – 3, Теория (теоретические основы, положения) – 8, Метод, способ – 4, Закономерность, зависимость -10, Модель – 9, Принцип (правило, гипотеза) – 4, Научно-методический подход – 8, Методика – 10, Базы данных, программы, алгоритмы – 8, Анализ, обобщение (сбор данных) – 5, Рекомендации, предложения – 8.

ПРИЛОЖЕНИЕ М

Информация о результатах участия аспиранта Будякова П.С. в конкурсе стипендий Немецкой службы академических обменов

Прокопенко Н.Н.

От: Petr Budyakov <budyakovp@gmail.com>
Отправлено: 5 ноября 2014 г. 9:56
Кому: Николай Николаевич Прокопенко
Тема: Fwd: Ihre Bewerbung um das Lomonosov-Stipendium/

----- Пересылаемое сообщение -----

От кого: **Gleb Kondrashevsky** <kondrachevski@daad.ru>
Дата: 4 ноября 2014 г., 15:55
Тема: Ihre Bewerbung um das Lomonosov-Stipendium/
Кому: "budyakovp@gmail.com" <budyakovp@gmail.com>

Кому: Будяков Петр Сергеевич

Тема: Ihre Bewerbung um das Lomonosov-Stipendium
E-mail: budyakovp@gmail.com

Уважаемый Будяков Петр Сергеевич,

мы рады сообщить Вам, что отборочная комиссия, состоящая из российских и немецких профессоров и работавшая в Москве 24 октября 2014 г., положительно оценила Вашу заявку на стипендию в рамках программы «Михаил Ломоносов». Вы получаете совместный грант Министерства образования и науки РФ и Германской службы академических обменов (DAAD).

Сроки стажировки: 01.10.2015 - 31.03.2016

Официальные документы и подтверждение присуждения гранта будут высланы Вам в апреле 2015 года в письме из центрального офиса DAAD в Бонне на Ваш домашний адрес.

С уважением,

Татьяна Тимошко,
Куратор программы «Михаил Ломоносов»
в Московском представительстве DAAD

Mit freundlichen Gruessen,

Tatyana Timoshko
Programmkordinatorin der Aussenstelle Moskau
Deutscher Akademischer Austauschdienst (DAAD)
Aussenstelle Moskau
Leninskij Prospekt, 95a
119313 Moskau
Tel.: +7 (499) 132 49 92
132 24 29
Fax: +7 (499) 132 49 88
E-mail: timoshko@daad.ru
www.daad.ru

Postal Address:
D-21071 Hamburg

Visitors:
Eissendorfer Str. 38
D-21073 Hamburg / Germany

Phone: +49-(0)40-42878-3030
Telefax: +49-(0)40-42878-2877
e-Mail: krautschneider@tu-harburg.de

Your reference / Your messages

Date
September 19, 2014

Letter of Invitation for Mr. Petr Budyakov

Herewith I invite Mr. Petr Budyakov to pursue an internship at the Institute of Nanoelectronics of Hamburg University of Technology.

The theme of his project during the internship will be "Optimization of power efficiency of an RF link for a medical implant".

This internship will be part of a major research effort in co-operation with the University hospital Hamburg-Eppendorf. Objective of his project is to develop an efficient design procedure for minimizing the power consumption of wireless data transmission for medical implants.

Mr. Petr Budyakov can start his work at Hamburg University of Technology from 1 October 2015 to 31 March 2016. Mr. Petr Budyakov will be permitted to use the full infrastructure of the Institute of Nanoelectronics. This includes the computer pool, software tools, measurement and test equipment for integrated circuits. Additionally, he will have free access to the library and other supportive departments of Hamburg University of Technology.



Prof. Dr. Wolfgang Krautschneider
Director of Institute of Nanoelectronics

ПРИЛОЖЕНИЕ Н

Сведения о корректировке состава участников по проекту 2014 г.



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Донской государственный
технический университет»
(ДГТУ)

344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1
Приемная ректора т.8(863) 273-85-25
Общий отдел т.8(863) 273-85-11
Факс 8(863) 232-79-53

E-mail: reception@dstu.edu.ru
ОКПО 02069102 ОГРН 1026103727847
ИНН/КПП 6165033136/616501001

05.09.2014г. № 06-16-198
На № _____ от _____

Заместителю директора
Департамента науки и технологий
Минобрнауки России
А.О. Ладному

г. Москва, ул. Тверская, 11

Об изменении состава ВТК
по проекту № 8.374.2014/К

В 2014 г. творческий коллектив кафедры «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (филиала) ДГТУ выиграл конкурс в рамках проектной части госзадания Минобрнауки РФ. Приказом № 30-НИО от 14.07.2014 г. утвержден состав участников данного проекта № 8.374.2014/К (Приложение 1).

Однако в августе 2014 г. один из членов ВТК, д.т.н. Божич В.И., уволился из вуза.

В этой связи прошу дать согласие на введение вместе Божича В.И. в состав ВТК по проекту № 8.374.2014/К внешнего совместителя 2009-2014 гг. кафедры «Информационные системы и радиотехника» д.т.н., проф. Крутчинского С.Г.

И.о. проректора по НИР и ИД

А.Д. Лукьянов

Исполнитель Прокопенко Н.Н.
Тел. (8636) 226050

Письмо об изменении состава ВТК



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ИНСТИТУТ СФЕРЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ И ПРЕДПРИНИМАТЕЛЬСТВА
(ФИЛИАЛ)

ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО БЮДЖЕТНОГО
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
В Г.ШАХТЫ РОСТОВСКОЙ ОБЛАСТИ
(ИСОиП (ФИЛИАЛ) ДГТУ)

П Р И К А З

«14» марта 2014г.

г. Шахты

№ 30-НИО

О создании ВТК для выполнения НИР № 8.374.2014/К

Для выполнения научно-исследовательской работы «Разработка и исследование нового поколения архитектурных, схмотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их практические приложения» в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности в 2014 году п р и к а з ы в а ю:

1. Включить в тематический план научно-исследовательских работ ИСОиП (филиала) ДГТУ на 2014-2016 годы НИР № 8.374.2014/К.

Сроки выполнения: начало – 10.06.2014г., окончание – 31.12.2016г.

Коды ГРНТИ: 47.03.05.

2. Присвоить данной теме внутренний шифр ИСОиП - 21.14.ГЗ.

3. Создать для выполнения данной НИР временный творческий коллектив (ВТК) специалистов в составе:

О создании ВТК для выполнения НИР № 8.374.2014/К

Руководитель проекта:

Прокопенко Николай Николаевич - д.т.н., профессор, зам. директора по НИР,
зав. кафедрой ИСиРТ.

Исполнители:

Божич Владимир Иванович	- д.т.н., профессор кафедры ИСиРТ.
Береза Андрей Николаевич	- к.т.н., профессор кафедры ИСиРТ.
Старченко Евгений Иванович	- к.т.н., профессор кафедры ИСиРТ.
Попов Алексей Эдуардович	- к.т.н., доцент кафедры ИСиРТ.
Никуличев Николай Николаевич	- к.т.н., доцент кафедры ИСиРТ.
Медведев Дмитрий Викторович	- к.т.н., доцент кафедры ИСиРТ.
Гавлицкий Александр Иванович	- к.т.н., доцент кафедры ИСиРТ.
Ляшов Максим Васильевич	- к.т.н., ст. преподаватель кафедры ИСиРТ.
Заякина Людмила Александровна	- инженер кафедры ИСиРТ.
Будяков Петр Сергеевич	- аспирант кафедры ИСиРТ.
Серебряков Александр Игоревич	- аспирант кафедры ИСиРТ.
Бутырлагин Николай Владимирович	- аспирант кафедры ИСиРТ.
Пахомов Илья Викторович	- аспирант кафедры ИСиРТ.
Анохин Михаил Николаевич	- аспирант кафедры ИСиРТ.
Бланко Луис Луисович	- аспирант кафедры ИСиРТ.
Березняк Сергей Александрович	- студент гр. ИС-Р31
Бугакова Анна Витальевна	- студент гр. Серв-Сб31

4. Контроль исполнения приказа возложить на заместителя директора по
НИР Прокопено Н.Н.

Директор



С.Г. Страданченко

Исп.: Заякина Л.А., тел. 21-23
Рассылка: АО, ФО, НИО, каф. ИСиРТ

О создании ВТК для выполнения НИР № 8.374.2014/К



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

**Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего профессионального образования
«Донской государственный технический университет»
в г. Шахты Ростовской области
(ИСОиП (филиал) ДГТУ)**

346500, Ростовская область, г. Шахты,
пл. Шевченко, д. 147

ОКПО 02069102
ОГРН 1026103727847
ИНН/КПП 6165033136/616501001

Приемная директора т.8(8636) 22-20-37
Административный отдел доб. 20-49
Факс т.8(8636) 22-54-91
E-mail: mail@sssu.ru

04.08.2014 № 67
На № _____ от _____

СПРАВКА

Выдана доктору технических наук Крутчинскому Сергею Георгиевичу в том, что он действительно работал в Институте сферы обслуживания и предпринимательства (филиале) ДГТУ на кафедре «Информационные системы и радиотехника» по совместительству:

с 01.12.2008г. профессором на 0,5 ставки приказ от 29.11.2008г. № 1286-к по 30.06.2009 г. приказ от 15.06.2009г. № 687-к;
с 01.09.2009г. профессором на 0,5 ставки приказ от 31.08.2009г. № 938-к по 30.06.2010г. приказ от 10.06.2010г. № 485-к;
с 01.09.2010г. профессором на 0,25 ставки приказ от 07.10.2010г. № 821-к по 30.06.2011г. приказ от 14.06.2011г. № 448-к;
с 01.09.2011г. профессором на 0,15 ставки приказ от 12.10.2011г. № 730-к по 30.06.2012г. приказ от 19.06.2012г. № 308-к;
с 01.09.2012г. профессором на 0,25 ставки приказ от 03.09.2012г. № 435-к по 30.06.2013г. приказ от 18.06.2013г. № 45-лс;
с 02.09.2013г. профессором на 0,25 ставки приказ от 02.09.2013г. № 185-лс по 30.06.2014г. приказ от 24.06.2014г. № 499-лс.

Справка выдана для предоставления по месту требования.

Директор

С.Г. Страданченко

Исп. специалист по кадрам АО Н.А. Борисова, т. 20-49



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Донской государственный
технический университет»
(ДГТУ)

344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1
Приемная ректора т.8(863) 273-85-25
Общий отдел т.8(863) 273-85-11
Факс 8(863) 232-79-53

E-mail: reception@dstu.edu.ru

ОКПО 02069102 ОГРН 1026103727847

ИНН/КПП 6165033136/616501001

д.т.н. д.ф.н. № *06-16-266*
На № _____ от _____

Об изменении состава ВТК
по проекту № 8.374.2014/К

Заместителю директора
Департамента науки и технологий
Минобрнауки России
А.О. Ладному

г. Москва, ул. Тверская, 11

Уважаемые коллеги!

В 2014 г. творческий коллектив кафедры «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (филиала) ДГТУ выиграл конкурс в рамках проектной части госзадания Минобрнауки РФ. Приказом № 30-НИО от 14.07.2014 г. утвержден состав участников данного проекта № 8.374.2014/К.

Однако в октябре 2014 г. один из членов ВТК, аспирант Бланко Л.Л., изъявил желание перейти в качестве исполнителя в проект РФФИ под руководством проф. Березы А.Н. Это обусловлено корректировкой направления его научных исследований.

В этой связи прошу дать согласие на введение с 1.11.14 г. вместо аспиранта Бланко Л.Л. в состав ВТК по проекту № 8.374.2014/К аспиранта ЮФУ Титова А.Е., научным руководителем которого является член ВТК по данному проекту, д.т.н., проф. Крутчинский С.Г. (письмо ДГТУ № 06-16-198 от 05.09.2014).

Для подготовки итогового отчета за 2014 г. по проекту № 8.374.2014/К Титов А.Е. представил разделы «1.7 Структурный синтез цепей собственной

компенсации в широкополосных усилителях», «1.8 Радиационно-стойкие инструментальные усилители с эффектами собственной и взаимной компенсации» общим объемом 40 стр.

Титов А.Е. работал совместителем на 0,25-0,5 ставки научного сотрудника на проектах кафедры «Информационные системы и радиотехника» ЮРГУЭС (ДГТУ) с 2009 г. по 2013 г. как магистрант, а затем аспирант. В рамках данных проектов от ЮРГУЭС (ДГТУ) им подано 3 заявки на патенты РФ, получено 2 патента, опубликовано 18 статей, в т.ч. в изданиях ВАК и Scopus, сделано 6 докладов на всероссийских и международных научно-технических конференциях. Данные сведения отражены в соответствующих отчетных документах по вышеназванным проектам.

Приложение: 6 л.

И.о. проректора по НИР и ИД

А.Д. Лукьянов

Исполнитель Прокопенко Н.Н.
Тел. (8636) 226050

Письмо об изменении состава ВТК по проекту № 8.374.2014/К – 40.1

Приложение 1

Перечень проектов, в которых принимал участие магистрант (аспирант) Титов А.Е. в 2009-2014 гг.

1. Проект 2.1.2/9532 (2.1.2/1127) «Теоретические основы проектирования нелинейных управляемых СФ-блоков для СВЧ систем связи и телекоммуникаций нового поколения», 2009-2011 гг.
2. Проект 2.1.2/9537 (2.1.2/7267) «Теоретические проблемы обеспечения радиационной стойкости аналоговых интегральных микросхем», 2009-2011 гг.
3. Проект № 14.B37.21.0781 «Разработка архитектурных, технологических и схмотехнических основ проектирования специализированных микросхем для обработки сигналов фотоприемников нового поколения и мостовых резистивных датчиков», 2009-2013 гг.
4. Проект № 8.374.2014/К «Разработка и исследование нового поколения архитектурных, схмотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их практические приложения», 2014-2016 гг.
5. Проект № 2477 «Теоретические основы проектирования нового поколения радиационно-стойких IP модулей и СФ блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе перспективных технологий (SiGe, КНИ, xFab, КНС, SiC и др.) и базовых матричных кристаллов АБМК_1_3/4/5 и др.», 2014-2016 гг.

Перечень заявок на патенты и патентов, полученных ЮРГУЭС (ДГТУ) с участием Титова А.Е.

№ п/п	ФИО авторов	Наименование предполагаемого изобретения	Дата приоритета и номер заявки, установленные ФИПСом, номер патента
Заявки на патенты РФ			
1	Крутчинский С.Г. Прокопенко Н.Н. Свизев Г.А. Титов А.Е.	Прецизионный аналого-цифровой интерфейс для работы с резистивными микро- и наносенсорами	2013142394/08 09.09.13 (562) Пол.реш. от 07.11.14
2	Дворников О.В. Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Титов А.Е.	Мультидифференциальный усилитель для радиационно-стойкого биполярно-полевого технологического процесса	2014000000/08 5.11.14 (631)
3	Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г.	Входной каскад мультидифференциального	2014000000/08 5.11.14

Письмо об изменении состава ВТК по проекту № 8.374.2014/К – 40.1

	Титов А.Е. Бугакова А.В.	операционного усилителя для радиационно-стойкого биполярно- полевого технологического процесса	(632)
Патенты РФ			
4	Крутчинский С.Г. Титов А.Е. Прокопенко Н.Н. Пугачев И.Б.	Избирательный усилитель для прецизионного аналого-цифрового интерфейса	Пат. 2490783 20.08.2013, Бюл. № 23 (471) № 2012132337/08; заявл. 27.07.2012
5	Прокопенко Н.Н. Крутчинский С.Г. Титов А.Е.	Инструментальный усилитель	Пат. 2519032 10.06.2014, Бюл. № 16 (514) № 2012154311/08; заявл. 14.12.2012

**Перечень статей с участием Титова А.Е., опубликованных в рамках проектов
ЮРГУЭС (ДГТУ) в 2009-2013 гг.**

1. Крутчинский, С.Г. Структурный синтез инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) [Текст] / С.Г.Крутчинский, А.Е.Титов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. № 5 (94). – С.72-80
2. Цыбин М.С. Входные дифференциальные каскады с расширенным диапазоном рабочих частот [Текст] / М.С.Цыбин, А.Е. Титов // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: VII Междунар. науч-практ. семинар. В 2 ч. Ч.2 / гл. ред. Н.Н. Прокопенко; редкол.: В.Г.Немудров [и др.]. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – С. 78-94
3. Krutchinsky S.G. Structural optimization of differential stage in operational amplifiers [Text] / S.G. Krutchinsky, M.S. Tsybin, A.E. Titov // International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES `2010 – Gliwice, Poland, September, 2010. – Pp. 205-208
4. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения / С.Г. Крутчинский, М.С. Цыбин, А.Е. Титов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем- 2010. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 537-542
5. Титов, А.Е. Двухканальные прецизионные инструментальные усилители для радиационно стойких систем на кристалле [Текст] / А.Е.Титов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в энергетике». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010, № 1 (102). – С. 64-70

6. Цыбин М.С. Входные каскады мультидифференциальных операционных усилителей [Текст] / М.С.Цыбин, А.Е.Титов // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: VII Междунар. науч-практ. семинар. В 2 ч. Ч.2 / гл. ред. Н.Н. Прокопенко; редкол.: В.Г.Немудров [и др.]. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – С. 58-78

7. Титов А.Е. Прецизионные инструментальные усилители [Текст] / А.Е.Титов // Тезисы докладов 17 Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2010». – М., Зеленоград: МИЭТ, 2010. – С. 108

8. Прецизионные инструментальные усилители / С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем- 2010. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 533-536

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

10. Титов А.Е. Двухканальный инструментальный усилитель с минимальным дрейфом нуля [Текст] / А.Е.Титов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». - Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, № 2 (115), 2011. – С. 73-79

11. Титов А.Е. Радиационно-стойкий инструментальный усилитель // Сборник конкурсных научно-исследовательских работ магистров, аспирантов и молодых ученых в области стратегического партнерства вузов и предприятий радиоэлектронного комплекса. – СПб: ЛЭТИ, СПбАПР, 2011. с. 327-332

12. Крутчинский С.Г. Радиационно-стойкий инструментальный усилитель на базе парафазного мультидифференциального ОУ / С.Г.Крутчинский, А.Е.Титов, В.А.Радченко // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. СПб: Изд-во СПбГПУ, 2012. № 2 (145). – С. 151-154

13. Крутчинский С.Г. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС на АБМК /С.Г.Крутчинский, А.Е.Титов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012. Сборник трудов /под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 274-279

14. Improvement of Common-Mode Rejection Ratio in Symmetrical Differential Stages with Dynamic Load / Sergei G. Krutchinsky, G.A. Svizev, Alexey E. Titov // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2013), Rostov-on-Don, Russia, September 27-30, 2013. – Kharkov National University of Radioelectronics. – Pp. 247-250

15. Компьютерное моделирование основных динамических параметров и статических характеристик транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_4 в условиях температурных и радиационных воздействий / С.Г.Крутчинский, А.Е.Титов, Серебряков А.И. // X Междунар. научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1–2 окт. 2013 г. : материалы : в 2 ч. / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. – Шахты : ИСОиП (филиал), 2013. – Ч.1. – С. 114-115

16. Титов А.Е. Радиационно-стойкие инструментальные усилители на АБМК / А.Е.Титов, О.В.Дворников // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012. Сборник трудов /под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 284-287

17. Применение прецизионных аналоговых интерфейсов в задачах экстремальной работотехники / А.Е. Титов, И.О. Шаповалов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». - № 2. – 2013. – С. 82-88

18. Прецизионные аналоговые интерфейсы на базе двух мультидифференциальных операционных усилителей / С.Г. Крутчинский, А.Е.Титов, А.И.Серебряков, А.И. Гавлицкий, Е.А. Семенищев, И.В. Пахомов // Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона» СКНЦ ВШ ЮФУ. – 2013. - № 3. - <http://ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1802>

Перечень докладов Титова А.Е. по проектам ЮРГУЭС (ДГТУ) 2009-2013 гг.

International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES `2010
Gliwice, Poland, September, 2010

1. S.G. Krutchinsky, M.S. Tsybin, A.E. Titov Structural optimization of differential stage in operational amplifiers

Международный научно-практический семинар
«Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»
(г. Шахты, ЮРГУЭС, 27-28.10.09 г.)

2. Титов А.Е. Инструментальные усилители с глубоким ослаблением входного синфазного напряжения

**17 Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция
студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2010»
(г. Зеленоград)**

3. Титов А.Е. Прецизионные инструментальные усилители

**Международный научно-практический семинар
«Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»
(г. Шахты, ЮРГУЭС, 27.10.10 г.)**

4. Титов А.Е. Радиационно-стойкие инструментальные усилители для MEMS мостового типа

**V Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки
перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2012»
(МЭС-2012, г. Зеленоград, 8-12.10.2012)**

5. Крутчинский С.Г., Титов А.Е. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС на АБМК

**X международный научно-практический семинар
"Проблемы современной аналоговой микросхемотехники"
(ИСОиП, 1-2 октября 2013 г.)**

6. Крутчинский С.Г., Титов А.Е., Серебряков А.И. Компьютерное моделирование основных динамических параметров и статических характеристики транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_4 в условиях температурных и радиационных воздействий

**Перечень инновационных проектов студентов и аспирантов,
подготовленных по теме НИР для участия в конкурсе «УМНИК»
Фонда содействия развитию малых форм предприятий
в научно-технической сфере (ЮРГУЭС, Международный научно-практический
семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»)**

2009 г.

1. **Титов А.Е.** Инструментальные усилители с глубоким ослаблением синфазного напряжения

2010 г.

2. **Титов А.Е.** Радиационно-стойкие инструментальные усилители для MEMS мостового типа

**Перечень инновационных проектов студентов и аспирантов,
подготовленных по теме НИР для участия в конкурсе молодежных научных
инновационных проектов по программе «УМНИК»
(итоговая сессия, ЮФУ, март 2011)**

1. **Титов А.Е.** Проект № 14125. Тема проекта: «Разработка радиационно-стойкого инструментального усилителя»

Руководитель проектов
2.1.2/9532 (2.1.2/1127), 2.1.2/9537 (2.1.2/7267)
14.B37.21.0781, 8.374.2014/К, № 2477



Н.Н. Прокопенко

ПРИЛОЖЕНИЕ О

Патентный поиск по ГОСТ 15.011.96

Отчет о патентных исследованиях по проекту приведен в книге 2, размещенной на сайте <http://shemotehnika.sssu.ru/index.php/publikatsii/metod-ukazaniya/1454-report-8-374-2014-k> .