

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования  
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

На правах рукописи



**Коряковцев Артём Сергеевич**

**АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА  
ИНТЕГРАЛЬНЫХ ТРАНСИМПЕДАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ  
БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКОВ**

Специальность 2.2.14 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

**Научный руководитель:**

Бабак Леонид Иванович

д.т.н., проф. кафедры КСУП

## Содержание

Введение.....	6
1. СВЧ трансимпедансные усилители для волоконно-оптических систем, подходы к их построению и проектированию .....	17
1.1 Структура и основные компоненты волоконно-оптических систем передачи информации .....	17
1.2 Структуры и технологии изготовления интегральных СВЧ оптических приемников цифровых и аналоговых сигналов .....	19
1.3 Основные способы построения СВЧ оптических приемников.....	25
1.3.1 Простейший оптический приемник и противошумовая коррекция .....	25
1.3.2 Типы оптических приемников по способу реализации заданных характеристик.....	28
1.4 Схемотехнические решения трансимпедансных усилительных каскадов СВЧ ТИУ для высокоскоростных ОПрм.....	31
1.5 СВЧ оптические приемники с противошумовой коррекцией.....	35
1.6 Корректоры и усилительные каскады в СВЧ интегральных оптических приемниках с противошумовой коррекцией.....	38
1.6.1 Аналоговые пассивные корректоры.....	39
1.6.2 Аналоговые активные корректоры.....	41
1.6.3 Распределение функции коррекции спада АЧХ между несколькими усилительными каскадами ТИУ .....	43
1.7 Подходы к анализу и проектированию СВЧ трансимпедансных усилителей и оптических приемников .....	48
1.8 Символьный анализ линейных электронных цепей и аналоговых схем .....	54
2. Автоматизированный символьный анализ, исследование и методики проектирования интегральных СВЧ трансимпедансных усилителей .....	59
2.1 Общий подход к исследованию и проектированию интегральных СВЧ ТИУ на основе автоматизированного символьного анализа .....	59
2.2 Построение и исследование моделей интегральных СВЧ транзисторов в виде упрощённых линейных и шумовых эквивалентных схем для символьного анализа.....	62
2.2.1 Выбор упрощённых эквивалентных схем интегральных СВЧ полевых и биполярных транзисторов для символьного анализа.....	63

2.2.2 Аналитическая методика экстракции упрощенной линейной ЭС интегрального СВЧ полевого транзистора .....	71
2.2.3 Построение и исследование упрощённых линейных эквивалентных схем интегральных СВЧ полевых транзисторов на основе отечественной РЧ КМОП технологии .....	73
2.2.4 Методика, пример построения и исследование масштабируемой модели интегрального СВЧ полевого транзистора на основе отечественной РЧ КМОП технологии в виде упрощенной линейной эквивалентной схемы .....	76
2.2.5 Оптимизационная методика, пример построения и исследование моделей СВЧ гетеробиполярных транзисторов на базе 250-нм SiGe технологии в виде упрощенной линейной эквивалентной схемы .....	82
2.2.6 Интерактивная методика, пример построения шумовой модели интегрального СВЧ <i>n</i> -МОП транзистора в виде упрощенной эквивалентной схемы .....	84
2.3 Программы и алгоритмы символьного анализа и расчета усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе компьютерной алгебры .....	88
2.4 Автоматизированный символьный анализ, исследование характеристик и расчет усилительного каскада ТИУ по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью .....	98
2.4.1 Автоматизированный символьный анализ усилительного каскада по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью .....	98
2.4.2 Исследование характеристик СВЧ усилительного каскада ОИ-ОС без ВЧ коррекции .....	102
2.4.3 Символьный анализ и исследование характеристик СВЧ усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС на основе масштабируемой модели транзистора .....	107
2.4.4 Аналитический расчёт усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС для обеспечения максимально-плоских ЧХ трансимпеданса и ГВЗ .....	110
2.4.5 Исследование устойчивости и чувствительности усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС .....	115
2.5 Автоматизированный символьный анализ, исследование характеристик и расчет усилительного каскада ТИУ по схеме КМОП-инвертора с параллельной обратной связью .	120
2.5.1 Автоматизированный символьный анализ усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной обратной связью .....	120

2.5.2 Аналитический расчёт усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС для обеспечения максимально-плоских ЧХ трансимпеданса и ГВЗ.	123
2.5.3 Символьный анализ и расчет усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с учетом ёмкости фотодиода .....	126
2.5.4 Исследование устойчивости и чувствительности усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС .....	128
2.6 Расчёт широкополосных СВЧ усилительных каскадов для обеспечения частотных характеристик коэффициента усиления с требуемым наклоном.....	131
2.6.1 Общее описание методики.....	131
2.6.2. Расчет СВЧ усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора для получения частотных характеристик коэффициента усиления с требуемым наклоном .....	133
2.7 Проектирование многокаскадных СВЧ ТИУ с противозумовой коррекцией для оптических приемников.....	141
2.7.1 Расчетные соотношения и общее описание методики.....	141
2.7.2. Проектирование многокаскадного ТИУ с ПШК на основе КМОП-инверторов .....	144
2.7.3 Сравнение характеристик трехкаскадного ТИУ с частичной и полной коррекцией АЧХ в первом каскаде.....	151
2.8 Символьный расчёт схемы однокаскадного ТИУ с ОИ-ОС с ОС на биполярных транзисторах.....	155
3. Автоматизированное проектирование и экспериментальное исследование интегральных ТИУ на базе кремниевых и GaAs технологий .....	158
3.1 Автоматизированное проектирование и экспериментальное исследование комплектов ИС ТИУ на основе SiGe БиКМОП технологии .....	159
3.1.1 Однокаскадный ТИУ диапазона DC-30 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии.....	159
3.1.2 Разработка и экспериментальное исследование ИС трехкаскадного ТИУ диапазона DC-12 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии .....	163
3.2 Автоматизированное проектирование комплектов ИС ТИУ на отечественных КМОП и GaAs технологиях.....	165
3.2.1 Разработка ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии.....	165

3.2.2 Разработка ИС ТИУ для оптических систем с о скоростями передачи данных 12 Гбит/с на основе 90 нм КМОП технологии.....	169
3.2.3 Разработка ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 5 Гбит/с на основе 0,5 мкм GaAs pHEMT.....	171
3.3 Разработка и экспериментальное исследование оптических приемников на базе кремниевых технологий.....	176
3.3.1 Экспериментальное исследование гибридного оптического приемника 2,5 Гбит/с на основе 180 нм КМОП технологии.....	176
3.3.2 Экспериментальное исследование интегрального оптического приёмника на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии.....	181
3.4 Выводы по разделу.....	187
Заключение .....	189
Список сокращений .....	191
Список литературы .....	192
Приложение А. Основные характеристики СВЧ оптических приемников.....	207
А.1 Сигнальные характеристики.....	207
А.2 Шумовые характеристики .....	210
Приложение Б. Схемотехнические решения и достигнутые характеристики зарубежных интегральных СВЧ ТИУ .....	214
Приложение В. Метод Г.В. Брауде – классический и модифицированный.....	222
Приложение Г. Модели активных элементов СВЧ ТИУ .....	228
Приложение Д. ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 25 Гбит/с на основе 90 нм РЧ КМОП технологии .....	235
Приложение Е. Свидетельства о регистрации РИД, дипломы, благодарности, удостоверения, акты внедрения и использования.....	238

## Введение

**Актуальность и состояние проблемы.** Широкополосные СВЧ трансимпедансные усилители (ТИУ) являются одним из важных устройств при построении волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) цифровых и аналоговых сигналов. Характеристики ТИУ во многом определяют такие важнейшие параметры оптических приемников, как чувствительность, скорость передачи данных, дальность связи, потребляемую мощность, габариты и массу, надежность и стоимость. Чтобы отвечать современным требованиям по скорости передачи данных, современные ВОСП постоянно развиваются: появляются новые стандарты связи (вплоть до 400 Гбит/с и выше), расширяется полоса пропускания одного оптического приемопередающего канала (до нескольких десятков гигагерц), ужесточаются требования к характеристикам компонентов ВОСП, используются новые технологии изготовления ТИУ и других компонентов и т.п.

На настоящий момент отечественные серийные оптические приемопередатчики (например, АО "Центр ВОСПИ") строятся на основе дискретных компонентов (лазерных диодов - ЛД, фотодиодов - ФД, оптических модуляторов и усилителей на основе ниобата лития, корпусированных СВЧ усилителей и др.), их скорости передачи не превышают 2,5 Гбит/с. В то же время за рубежом производятся интегральные оптические приемопередающие модули (ОППМ) с использованием оптоэлектронных компонентов, фотонных (ФИС) и СВЧ интегральных схем (ИС) на базе полупроводниковых технологий. Такой подход имеет много преимуществ, включая повышение быстродействия (до 10-25-40-100-400 Гбит/с), расширение одноканальной полосы частот (до 25-50 ГГц), снижение массогабаритных характеристик и др. Однако в России выпуск подобных серийных и даже экспериментальных образцов как интегральных ОППМ, так и отечественной ЭКБ для них (в том числе ТИУ) отсутствует, имеется лишь производство ОППМ из готовых узлов иностранного производства (ООО "Файбер-Трейд", ООО "НИРОСА").

За рубежом широко применяются ИС ТИУ на базе радиочастотных (РЧ) КМОП и SiGe БиКМОП полупроводниковых технологий, так как, помимо широкой полосы частот и высокого быстродействия (до 40 Гбит/с и более для одного канала), они имеют также низкие стоимость и энергопотребление. Весомых успехов в освоении кремниевых технологий и разработке на их основе базовых компонентов приёмных оптических трактов добились компании США, Франции и Канады, такие как Analog Devices, Microwave Photonic Systems, EO Space, Teraxion, Texas Instruments и другие. Наилучшими характеристиками обладают ИС ТИУ на основе SiGe БиКМОП технологии благодаря возможности применения СВЧ гетеробиполярных транзисторов (ГБТ) с очень хорошими частотными и шумовыми свойствами. К сожалению, в России РЧ технологии SiGe БиКМОП отсутствуют, а выпускаемые модули оптических приемников (ОПрм)

для быстродействующих цифровых и широкополосных аналоговых систем приёма-передачи данных используют готовые зарубежные микросхемы. Но в последнее время за рубежом ИС ТИУ все чаще проектируются на РЧ КМОП технологиях, что значительно дешевле SiGe при массовом выпуске чипов. Существуют также немногочисленные зарубежные реализации ИС ТИУ на базе технологий GaAs рНЕМТ полевых транзисторов (ПТ), они проигрывают в степени интеграции, габаритах и энергопотреблении. В то же время необходимо обратить внимание на такие техпроцессы, так как они освоены на отечественных производствах.

В России имеются 180 нм и 90 нм РЧ КМОП технологии, последняя применительно к СВЧ диапазону все еще проходит стадию верификации и тестирования, но тем не менее обладает характеристиками, достаточными для получения типовых параметров СВЧ интегральных устройств в полосе частот до 15-20 ГГц. Однако до сих пор работы по созданию на базе этих КМОП технологий отечественных ИС СВЧ ТИУ с полосами пропускания выше 3 ГГц в нашей стране не проводились.

Анализ характеристик ОПРм и ТИУ рассмотрен в монографиях и публикациях А.Б. Иванова, А.С. Семенова, В.Н. Ушакова, В.Н. Урядова, В.П. Валюхова, В.Д. Купцова, Д.Ф. Зайцева, Э.А. Шевцова, М.Е. Белкина, О.А. Татаркиной, С. Персоника, Т. Муои, Дж. Агравала, Дж. Гауэра, М. Сибляя, Р. Фримана и др. Вопросы проектирования интегральных СВЧ ОПРм и ТИУ с полосами частот свыше 3-5 ГГц в основном представлены в работах зарубежных авторов Б. Разави [1], Э. Сэкинджера [2], Дж. Гао [3], М. Стюарта, Ф. Таверниера, Ф. Азнара, С. Войнигеску, М. Ингельса, Б. Циммермана [4] и др. Однако существующие подходы и методики являются либо слишком упрощенными, что ведет к большим погрешностям результатов в СВЧ диапазоне, либо ориентированы на решение отдельных частных задач проектирования СВЧ ТИУ.

Из указанных публикаций следует, что современные интегральные СВЧ ТИУ выполняются на основе достаточно большого разнообразия схемных решений усилительных каскадов и транзисторов различных типов (кремниевые МОП-транзисторы, SiGe ГБТ, GaAs рНЕМТ ПТ и др.). Тем не менее, в известной литературе отсутствует систематический подход к анализу и проектированию СВЧ ТИУ, который, с одной стороны, был бы одинаково применим к разным схемам усилительных каскадов и, с другой стороны, обеспечил бы достаточную точность в СВЧ диапазоне. Кроме того, анализ СВЧ ТИУ является неполным – основное внимание уделено исследованию трансимпедансного усиления и шумовых параметров, но недостаточно рассмотрены групповое время запаздывания, фазочастотная характеристика, частотные зависимости входного и выходного импедансов, а также вопросы устойчивости и чувствительности характеристик усилителей к изменению параметров элементов.

Таким образом, задачи разработки ИС СВЧ ТИУ для быстродействующих оптических приемников со скоростями передачи данных до 20 Гбит/с на современных полупроводниковых технологиях, в том числе отечественных, а также создания эффективных методик исследования и проектирования таких устройств *являются актуальными*.

В настоящее время подходы к исследованию и проектированию интегральных СВЧ ОПрм чаще всего основаны на представлении ТИУ или активных элементов в его составе в виде идеального усилительного блока, к которому могут быть подключены ФД, а также цепи коррекции и (или) отрицательной обратной связи. Полученные на основе такого представления аналитические формулы позволяют выявить на качественном уровне зависимости основных характеристик ОПрм и ТИУ от параметров составляющих компонентов. Однако подобный идеализированный подход не обеспечивает нужной точности анализа и расчета СВЧ ОПрм и ТИУ уже на частотах в несколько гигагерц.

Еще в 30-х годах прошлого века отечественным ученым Г.В. Брауде [5] применительно к ламповым телевизионным видеоусилителям был предложен систематический аналитический подход, основанный на представлении активных элементов (АЭ - в данном случае ламп) эквивалентными схемами (ЭС). Он позволил с использованием аналитических выражений выполнить не только анализ, но и расчет элементов разных усилительных схем.

Такой подход до начала 70-х годов применялся также к широкополосным транзисторным усилителям на дискретных элементах (И.Н. Пустынский и др.). Но при освоении в конце 60-х – начале 70-х годов дискретными транзисторами СВЧ диапазона их ЭС стали слишком сложными, что сделало практически невозможным применение аналитических подходов. Проектирование гибридных и монолитных интегральных СВЧ ТИУ, как и вообще СВЧ-усилителей, сейчас выполняется, как правило, с помощью САПР с использованием численных методов моделирования и оптимизации, а также сложных точных моделей активных элементов. Однако такие методы не дают возможности быстро оценить потенциальные возможности различных схем ТИУ, влияние отдельных элементов на основные характеристики, а также выполнить быстрый инженерный расчет элементов усилителя по требованиям к характеристикам.

Таким образом, до сих пор в литературе не предложено эффективных методик, которые позволили бы на единой систематической основе исследовать и проектировать интегральные СВЧ ТИУ, содержащие выполненные по различным схемам усилительные каскады на разных типах транзисторов.

Изготовленные на основе современных полупроводниковых технологий с малыми технологическими нормами интегральные СВЧ транзисторы (в частности, кремниевые МОП ПТ, SiGe ГБТ и др.) имеют малые размеры и соответственно малые величины паразитных параметров. Логично предположить, что в связи с этим они могут до определенных частот СВЧ

диапазона описываться более простыми ЭС, чем дискретные приборы. В ряде публикаций были предложены аналитические способы расчета широкополосных усилителей на основе моделей СВЧ транзисторов в виде простых ЭС, которые с достаточной точностью описывают входной и выходной импедансы прибора. Но такой подход использует однонаправленные ЭС, которые не учитывают внутреннюю обратную связь в приборе. Поэтому он не позволяет выполнить анализ устойчивости схемы и применим только к классическим схемам усилительных каскадов на ПТ или БТ с заземленным общим выводом (без внешних обратных связей), использующим согласующими цепями на входе и выходе.

В некоторых публикациях были предприняты попытки применения при анализе СВЧ усилителей также упрощенных линейных ЭС интегральных полевых транзисторов, учитывающих внутреннюю обратную связь. Однако такие модели использовались лишь для качественного анализа и оценки влияния отдельных элементов ЭС на характеристики самих транзисторов либо усилителей, в то же время окончательный анализ характеристик на частотах свыше 5-10 ГГц выполнялся на основе полных ЭС ПТ. В связи со сказанным целесообразно исследовать точность моделей СВЧ ПТ и БТ в виде упрощенных ЭС, а также оценить возможность достаточно точного анализа и инженерного расчета интегральных СВЧ усилителей с помощью таких ЭС транзисторов в частотном диапазоне до 20-30 ГГц (без дополнительного применения полных ЭС).

Положительные результаты такого исследования открывают широкие возможности, которые предоставляет аналитический подход к проектированию интегральных СВЧ усилителей и, в частности, широкополосных ТИУ. Этот подход состоит в предварительном построении на основе ЭС АЭ аналитических моделей усилительных каскадов в виде символьных выражений для характеристик, с их помощью исследуются свойства схемы и проводится расчет элементов, а затем для более полного анализа, уточнения и улучшения результатов осуществляются окончательное численное моделирование и оптимизация в САПР.

При этом в качестве единой систематической основы для проектирования широкополосных интегральных ТИУ, выполненных по разным схемам, может быть взят известный аналитический метод частотной коррекции Г.В. Брауде. Он позволяет получить формулы для расчета параметров элементов цепи, устройства или системы для обеспечения максимально-плоской (равномерной) амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) либо близкой к линейной фазочастотной характеристики (ФЧХ). Но метод Г.В. Брауде должен быть адаптирован и усовершенствован применительно к конкретным задачам анализа и расчета одно- и многокаскадных интегральных СВЧ ТИУ, в том числе на МОП-транзисторах и ГБТ.

В частности, в ОПРм с многокаскадными ТИУ становится возможным дополнительно улучшить шумовые характеристики, применив противозумовую коррекцию (ПШК), тоже

впервые предложенную Г.В. Брауде. Однако классический метод частотной коррекции дает возможность получить лишь плоскую форму АЧХ коэффициента усиления, а применение ПШК предполагает различную форму АЧХ в разных каскадах. Поэтому одна из задач состоит в применении модифицированного метода Брауде, полученного путем адаптации классического метода, для обеспечения АЧХ каскадов с разным наклоном.

Аналитический подход обеспечивает представление характеристик СВЧ ТИУ в символьном виде как явных функций частоты, параметров элементов схемы и элементов ЭС транзисторов. Помимо инженерного расчета элементов ТИУ на основе метода Г.В. Брауде с помощью аналитических формул, этим достигается ряд дополнительных возможностей по сравнению с традиционным численным моделированием, в том числе наглядное аналитическое исследование характера зависимостей характеристик схемы от параметров одного или нескольких элементов, анализ устойчивости схем классическими методами, анализ чувствительности к разбросу параметров элементов и др.

Несмотря на указанные достоинства, дополнительная сложность при реализации аналитического подхода состоит в том, что ручной вывод и упрощение аналитических выражений на основе ЭС СВЧ-транзисторов даже для простых схем сверхвысокочастотных усилителей сопряжены с большой трудоемкостью и возможностью ошибок. Для снижения трудоемкости вывода аналитических формул, описывающих характеристики СВЧ устройств, может быть использован метод автоматизированного (компьютерного) символьного анализа схем. Символьный анализ – это устоявшийся термин для обозначения современного подхода к исследованию и проектированию электрических цепей и электронных схем. Он состоит в автоматическом выводе (генерации), обработке и упрощении аналитических формул для характеристик схем на ЭВМ с использованием методов, основанных на теории графов, алгебраических или теоретико-множественных подходов либо алгоритмов компьютерной алгебры. Последние алгоритмы сейчас реализованы в нескольких программных пакетах, включая Matlab, Mathcad, Maple V и др.

Так как сам аналитический подход, а также метод частотной коррекции Г.В. Брауде и алгоритмы компьютерной алгебры являются универсальными, на базе сочетания этих компонентов открывается возможность разработки программ для исследования и расчета различных схем СВЧ ТИУ на разных типах транзисторов.

На основании вышеизложенного можно сформулировать цель настоящей работы и определить основные направления исследований.

**Цель работы:** Разработка методик автоматизированного проектирования одно- и многокаскадных интегральных СВЧ ТИУ, построение математических моделей и исследование усилительных каскадов ТИУ на основе компьютерного символьного анализа и упрощенных

малосигнальных ЭС, а также разработка и экспериментальное исследование ИС ТИУ на основе КМОП- и SiGe БиКМОП-технологий для быстродействующих оптических приемников со скоростями передачи данных до 25 Гбит/с.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Формулирование требований и выбор упрощенных линейных ЭС интегральных СВЧ ПТ и ГБТ для символьного анализа; исследование точности таких ЭС, а также упрощенных шумовых эквивалентных схем СВЧ ПТ, совместимых с линейными ЭС, в частотном диапазоне до 30 ГГц; разработка методик построения фиксированных и масштабируемых моделей СВЧ транзисторов в виде упрощенных ЭС.

2. Автоматизированное построение аналитических моделей и исследование комплекса характеристик типовых схем усилительных каскадов СВЧ интегральных ТИУ на основе малосигнальных ЭС ПТ и ГБТ, а также символьного анализа с применением алгоритмов компьютерной алгебры.

3. Разработка процедур проектирования типовых схем усилительных каскадов СВЧ интегральных ТИУ на основе полученных аналитических моделей, автоматизированное получение выражений для расчета элементов корректирующих цепей с применением классического метода частотной коррекции Г.В. Брауде для обеспечения максимально-плоских частотных характеристик коэффициента усиления и группового времени запаздывания (ГВЗ).

4. Разработка методики проектирования усилительных каскадов СВЧ интегральных ТИУ на основе модифицированного метода Брауде для формирования заданного наклона АЧХ коэффициента усиления в выбранном частотном диапазоне.

5. Разработка методики проектирования многокаскадных ТИУ, в том числе с использованием противошумовой коррекции для снижения уровня шумов.

6. Разработка программ для исследования и расчета типовых схем усилительных каскадов СВЧ интегральных ТИУ на ПТ и ГБТ на базе оптимизированных алгоритмов автоматизированного символьного анализа с применением компьютерной алгебры, а также классического и модифицированного методов частотной коррекции Г.В. Брауде.

7. Разработка, моделирование и экспериментальное исследование ИС СВЧ ТИУ с полосами пропускания до 20 ГГц на основе отечественных 180 нм / 90 нм КМОП технологий ПАО "Микрон" и 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии АО «Светлана-Рост», а также зарубежной 250 нм SiGe БиКМОП-технологии.

8. Разработка, моделирование и экспериментальное исследование модуля гибридного оптического приемника для скоростей передачи данных до 2,5 Гбит/с на базе отечественной 180 нм КМОП технологии

9. Разработка, моделирование и экспериментальное исследование монолитного однокристалльного оптического приемника со скоростью передачи до 25 Гбит/с на основе зарубежной 250 нм SiGe БиКМОП технологии.

***Научная новизна диссертационного исследования заключается в следующем:***

1. Впервые показано, что упрощенные П-образные линейные шумовые эквивалентные схемы третьего порядка интегральных СВЧ МОП транзисторов позволяют воспроизвести частотные зависимости параметров рассеяния и стандартных шумовых параметров с достаточной для инженерной практики точностью, а также выполнить символьный анализ усилительных каскадов СВЧ ТИУ в полосе частот до 20 ГГц.

2. Впервые предложена методика проектирования усилительных каскадов интегральных СВЧ сверхширокополосных и трансимпедансных усилителей на основе автоматизированного символьного анализа и модифицированного метода Брауде, позволяющая получать семейства АЧХ коэффициента усиления с разными величинами наклона в выбранном частотном диапазоне. Это дает возможность разрабатывать усилительные каскады, корректирующие частотные искажения определенных компонентов приемной или передающей системы (компенсация спада с возрастанием частоты АЧХ длинного входного коаксиального кабеля, влияния емкости фотодиода в оптических приемниках, взаимная коррекция АЧХ усилительных каскадов и т.п.).

3. Впервые предложена методика проектирования многокаскадных ТИУ с противошумовой коррекцией на основе автоматизированного символьного анализа, позволяющая распределить функцию компенсации влияния емкости фотодиода между усилительными каскадами и аналитически рассчитать цепи индуктивной коррекции из условия компромисса между требованиями практической реализуемости, занимаемой площадью на подложке и величиной эквивалентного входного шумового тока оптического приемника.

***Практическая ценность и использование результатов работы***

1. В среде математического пакета Mathcad разработан комплект программ, реализующий разработанную систематическую вычислительную процедуру исследования и проектирования усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе совместного применения оптимизированных алгоритмов автоматизированного символьного анализа, упрощенных линейных моделей интегральных полевых и биполярных транзисторов, классического и модифицированного методов Брауде. Программы позволяют выполнить символьный анализ и численное моделирование комплекса характеристик распространенных типов усилительных каскадов СВЧ ТИУ с целью исследования, рассчитать цепи коррекции каскадов с различной требуемой формой АЧХ коэффициента усиления, осуществить проектирование ОПРМ с многокаскадными ТИУ, в том числе с применением противошумовой коррекции для снижения уровня шумов.

2. Применительно к типовым схемам усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе компьютерной алгебры получены аналитические выражения для определения оптимальных значений элементов корректирующих цепей, обеспечивающих максимально-плоские частотные характеристики коэффициента усиления и ГВЗ трансимпеданса, что позволяет выполнить быстрый инженерный расчет этих схем.

3. С использованием разработанных методик и комплекта программ проведено сравнительное исследование характеристик разных типов трансимпедансных усилительных каскадов, выполненных на базе 90 нм РЧ КМОП-технологии ПАО "Микрон", что позволяет оценить достижимые параметры интегральных СВЧ ТИУ и ОПРм на основе отечественных технологий.

4. Разработан и запущен на изготовление комплект ИС СВЧ ТИУ на базе отечественных 180 нм и 90 нм РЧ КМОП-технологий АО "Микрон" для скоростей передачи данных от 5 Гбит/с до 20 Гбит/с.

5. Разработан и экспериментально исследован комплект ИС СВЧ ТИУ с полосой частот до 30 ГГц, изготовленных на основе 250 нм SiGe БиКМОП-технологии.

6. Разработана и экспериментально исследована корпусированная ИС СВЧ ТИУ на базе отечественной 180 нм КМОП технологии, а также модуль гибридного интегрального оптического приемника на ее основе для скоростей передачи данных до 2,5 Гбит/с.

7. Разработан и экспериментально исследован монолитный оптический приемник со скоростью передачи до 25 Гбит/с на основе 250 нм SiGe БиКМОП-технологии, интегрирующий на одном кристалле фотодиод и ТИУ. Характеристики приемника, а также входящего в его состав ТИУ находятся на уровне зарубежных аналогов.

**Результаты исследований использованы в следующих научных проектах:**

1. «Исследование методов построения интегрированных микроэлектронных и радиофотонных устройств на базе гетероструктурных технологий для перспективных межвидовых комплексов локации, навигации и связи с многоканальными фазированными антенными решетками» в рамках проектной части госзадания в сфере научной деятельности №8.4029.2017/ПЧ (2017-2020 гг.).

2. «Разработка фотонных интегральных схем и модулей оптических приемников для высокоскоростных систем передачи данных до 25 Гбит/с», хоздоговор № 1/21 от 25.12.2021 г.

3. «Разработка аналого-цифровых, СВЧ и фотонных интегральных схем, приемопередающих модулей и систем на кристалле, а также их технологий», научный проект в рамках программы развития передовой инженерной школы «Электронное приборостроение и системы связи» им. А.В. Кобзева, 2022 г.

4. «Разработка ключевых элементов отечественных технологий изготовления и моделирования СВЧ, фотонных и фотонно-электронных интегральных схем на базе различных полупроводниковых материалов, а также радиочастотных и оптоэлектронных модулей на этой основе», ФП «ПРИОРИТЕТ 2030», подпроект СП1/1, 2022-2023 гг.

5. «Разработка модуля оптического передатчика на базе радиофотонных интегральных схем для широкополосных систем передачи, приема и обработки радиосигналов» в рамках проектной команды «УМНИК» №54 ГУРЭС 14/72778 от 2021 г.

6. «Разработка комплекта интегральных электронных компонентов и конструкций оптических приемопередающих модулей со скоростями не менее 5, 12 и 20 Гбит/с», РНФ, соглашение № 23-91-06207, 2023-2025 гг.

7. «Комплекс исследований, направленных на разработку на основе отечественных кремниевых и АЗВ5-технологий комплектов сложно-функциональных блоков (СФБ) радиочастотных (РЧ) аналоговых многофункциональных ИС для СВЧ приемопередатчиков в частотных поддиапазонах L, S и Ku для систем связи, радиолокации, АФАР и телекоммуникаций», молодежная лаборатория, г/б 4/22, 2022-2024 гг.

8. «Разработка комплекта интегральных электронных компонентов и конструкций оптических приемопередающих модулей со скоростями не менее 5, 12 и 20 Гбит/с», РНФ, соглашение № 23-91-06207, 2023-2025 гг.

### ***Методы исследований***

Для решения поставленных задач применяются методы компьютерного символьного анализа линейных электрических цепей и матричной алгебры, методы экстракции параметров СВЧ транзисторов, системы моделирования и автоматизированного проектирования.

### ***Положения к защите***

1. Для интегральных СВЧ МОП транзисторов упрощенные П-образные линейные эквивалентные схемы третьего порядка позволяют воспроизвести частотные зависимости параметров рассеяния  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  и  $S_{21}$  с точностью до 7 % по модулю и 6 градусов по фазе (для параметра  $S_{22}$  - до 15 % по модулю и 3 градуса по фазе) в частотном диапазоне до 20 ГГц, а для интегральных SiGe гетеробиполярных транзисторов - с точностью до 9 % по модулю и 12 градусов по фазе по всем параметрам рассеяния в частотном диапазоне до 30 ГГц.

2. Совместное применение упрощенных линейных эквивалентных схем МОП-транзисторов и оптимизированных алгоритмов символьного анализа на базе компьютерной алгебры позволяет автоматически сгенерировать аналитические модели усилительных каскадов интегральных СВЧ трансимпедансных усилителей в виде символьных выражений, с помощью этих моделей рассчитать основные характеристики каскадов с точностью не хуже 15% на частотах до 20 ГГц, удобно исследовать влияние отдельных корректирующих элементов усилителя и параметров

транзисторов на сигнальные характеристики, устойчивость и чувствительность, выбрать ширину затвора МОП-транзисторов, аналитически рассчитать цепи высокочастотной коррекции.

3. Предложенная методика проектирования усилительных каскадов интегральных СВЧ сверхширокополосных и трансимпедансных усилителей на основе автоматизированного символьного анализа и модифицированного метода Брауде позволяет получать семейства АЧХ коэффициента усиления с разными величинами наклона в выбранном частотном диапазоне, что дает возможность разрабатывать каскады, корректирующие частотные искажения различных компонентов приемной или передающей системы.

4. Предложенная методика проектирования многокаскадных интегральных СВЧ трансимпедансных усилителей с противозумовой коррекцией на основе автоматизированного символьного анализа позволяет распределить функцию компенсации влияния емкости фотодиода между усилительными каскадами и аналитически рассчитать цепи индуктивной коррекции для обеспечения компромисса между требованиями практической реализуемости, занимаемой площадью на подложке и величиной эквивалентного входного шумового тока оптического приемника.

#### ***Достоверность научных результатов***

Степень достоверности научных результатов подтверждается: применением современных методов научных исследований, включая математическое моделирование; значительным объемом экспериментальных данных, полученных с помощью современного измерительного оборудования; хорошим согласованием экспериментальных и расчётных данных.

#### ***Апробация результатов работы***

Основные результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на следующих конференциях: «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо), г. Севастополь, в 2018, 2021 гг.; Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, в 2019, 2022, 2023 гг.; Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, в 2018 г.; Международная научно-техническая конференция «Динамика систем, механизмов и машин», г. Омск, в 2019 г.; «Международная IEEE-Сибирская конференция по управлению и связи» (Sibcon), г. Томск, в 2019 г.; Международный симпозиум «IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS)», г. Казань, в 2018 г.; Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, в 2023 г.; Российский форум «Микроэлектроника 2022», г. Сочи, в 2022 г.

#### ***Публикации***

По результатам проведённых исследований опубликовано 27 научных работ, в том числе 4 в журналах, рекомендованных ВАК, 5 в изданиях, индексируемых в WoS/Scopus, 11 статей в

сборниках международных конференций, 6 свидетельств о регистрации топологий интегральных микросхем, 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

***Внедрение результатов работы***

Результаты диссертационной работы были использованы в рамках совместного проекта ТУСУРа и АО «ОКБ «Планета» «Разработка комплекта интегральных электронных компонентов и конструкций оптических приемопередающих модулей со скоростями не менее 5, 12 и 20 Гбит/с» (соглашение РНФ № 23-91-06207).

***Личный вклад автора***

Все результаты, представленные в диссертационном исследовании, получены автором лично либо при его непосредственном участии. В работах, полученных в соавторстве, автором получены существенные теоретические и практические результаты.

***Структура и объём диссертации.***

Диссертация общим объемом 260 страниц содержит введение, три главы, заключение, список сокращений, список использованных литературных источников, включая публикации автора по теме исследования, 9 приложений. Основной текст диссертации содержит 150 страниц, в том числе 100 рисунков на 40 страницах и 10 таблиц.

## **1. СВЧ трансимпедансные усилители для волоконно-оптических систем, подходы к их построению и проектированию**

В настоящем разделе рассматриваются структурные схемы и компоненты интегральных высокоскоростных оптических приемников, схематехнические решения СВЧ трансимпедансных усилителей и подходы к их проектированию. Представлен обзор полупроводниковых технологий электронных компонентов и рассмотрены методы анализа и расчёта электронных схем.

### **1.1 Структура и основные компоненты волоконно-оптических систем передачи информации**

Развитие современных волоконно-оптических систем передачи информации (ВОСП) вызвано быстрорастущим объемом передаваемых и принимаемых данных, который в свою очередь обусловлен развитием сети Интернет, увеличением мобильного трафика, появлением инфраструктуры облачных сервисов, ростом количества центров обработки данных и т.д.

В ряде публикаций [1, 2, 3, 6] рассмотрены характеристики трех основных способов передачи информации (СПИ) с помощью электрического сигнала, включая проводной (медный кабель, витая пара, коаксиальный кабель и т.п.), беспроводной (радиоканал) и оптический (оптоволоконный кабель). По сравнению с традиционными проводными СПИ среда передачи в волоконно-оптических системах – оптоволоконно обладает сверхнизкими потерями на длинных дистанциях, а по сравнению с беспроводными СПИ – еще и обеспечивает стабильные условия распространения сигнала. Кроме того, в отличие от проводных и беспроводных СПИ применение оптоволоконно позволяет обеспечить намного большие широкополосность и скорость передачи данных. Это позволяет с помощью высокоскоростных ВОСП передавать огромные объемы информации на большие расстояния. В [7, 8, 9, 10, 11] представлены основные типы ВОСП и их классификация.

Упрощенная структурная схема ВОСП приведена на рисунке 1. Она включает оптический передатчик (ОПрд), оптоволоконный кабель и оптический приемник (ОПрм) [12]. Если передача информации осуществляется на длинные расстояния, в оптоволоконном тракте могут быть использованы также оптические усилители и ретрансляторы сигнала.

В интегральных ОПрд в качестве источника оптического излучения выступает лазерный диод (ЛД). На вход оптического передатчика поступает электрический сигнал, который несет в закодированном (например, двоичном) виде передаваемую информацию (сообщение). Этот сигнал усиливается широкополосным усилителем-драйвером.

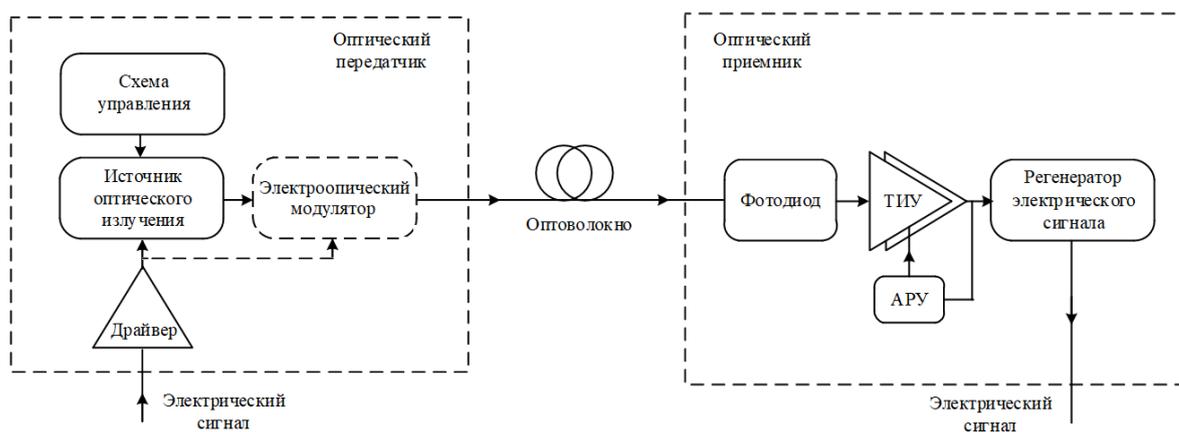


Рисунок 1 – Упрощенная структурная схема волоконно-оптической системы передачи

Если в ОПрд применяется прямая модуляция оптического излучения, усиленный сигнал от драйвера поступает непосредственно на ЛД и управляет интенсивностью его светового потока – например, при передаче символа «1» лазер излучает, а при передаче символа «0» - не излучает. Усилитель-драйвер в таком случае называется драйвером ЛД (ДЛД). Далее модулированный оптический сигнал направляется в оптоволокно (ОВ).

При применении внешней модуляции оптического излучения в состав ОПрд включается еще одно устройство - электрооптический модулятор (ЭОМ). Лазерный диод в таком случае работает в непрерывном режиме, т.е. генерирует излучение непрерывно, а усиленный электрический сигнал от драйвера поступает на модулятор и управляет его работой. В простейшем случае при передаче символа «1» модулятор пропускает в оптоволокно свет от ЛД, а при передаче символа «0» - не пропускает. Усилитель-драйвер в таком случае называется драйвером модулятора (ДМ).

В состав ОПрд входит также схема управления лазерным диодом. Она предназначена для ручной и (или) автоматической подстройки режима работы ЛД – например, чтобы поддерживать постоянной мощность оптического излучения диода при постепенной деградации его характеристик, изменении окружающей температуры и т.п.

Оптический приемник состоит из фотодиода (ФД), преобразующего модулированный оптический сигнал в модулированный электрический сигнал, широкополосного трансимпедансного усилителя (ТИУ), повышающего уровень этого сигнала, и регенератора. Последнее устройство нужно в связи с тем, что при передаче и преобразовании электрического и оптического сигнала в компонентах ОПрд и ОПрм (включая ЛД, ЭОМ, ДЛД или ДМ, оптоволокно, ФД и ТИУ) в силу разных причин (ограниченная полоса частот, шумы, явление дисперсии в оптоволокне и др.) оба типа сигнала испытывают искажения. При этом из усиленного искаженного электрического сигнала на выходе ТИУ трудно без ошибок декодировать и извлечь исходную информацию, например, в виде последовательности нулей и

единиц. Регенератор предназначен для восстановления по возможности первоначальной (поступающей в ВОСП) формы сигнала, который далее передается на декодер.

Так как затухание оптического излучения в оптоволоконном кабеле зависит от длины кабеля, при различных дистанциях передачи данных уровень оптического сигнала на входе ОПРм будет разным, и при высоком его уровне может наступить перегрузка ТИУ. Чтобы этого не случилось, в ОПРм на рисунке 1 ТИУ охвачен петлей автоматической регулировки усиления (АРУ).

## **1.2 Структуры и технологии изготовления интегральных СВЧ оптических приемников цифровых и аналоговых сигналов**

Оптический приемник является одной из основных частей волоконно-оптических систем передачи по цифровым или аналоговым каналам. Он обеспечивает преобразование модулированного оптического сигнала в радиочастотный (РЧ) электрический сигнал, последующее его усиление и обработку; основными компонентами ОПРм являются фотодиод (ФД) и трансимпедансный усилитель (ТИУ). Часть оптического приемника, включающая ФД, ТИУ и элементы связи между ними, называется фронтендом (входным блоком, *англ.* front-end) оптического приемника.

В настоящее время стандартные скорости единичного канала в высокоскоростных цифровых ВОСП составляют 10, 25, 40 или 50 Гбит/с и, соответственно, ширины полос пропускания цифровых оптических приемников достигают десятков гигагерц. Широкие полосы частот (20 ГГц и более) сейчас часто требуются также от аналоговых СВЧ оптических приемников.

ИС ТИУ в СВЧ оптических приемниках (ОПРм) могут быть реализованы на базе различных полупроводниковых технологий – КМОП, КНИ, SiGe БиКМОП и GaAs [13-22]. Интегральные СВЧ ОПРм можно классифицировать с учетом разных аспектов [1, 2, 3, 23-27]:

- 1) по виду принимаемых сигналов – цифровые и аналоговые;
- 2) по типу технологии изготовления оптических приемных модулей – гибридно- и монолитно-интегрированные.
- 3) по типу фронтенда – резистивные и трансимпедансные;
- 4) по относительной ширине полосы пропускания – сверхширокополосные и полосовые;
- 5) по принципу работы (т.е. по способу обеспечения равномерной АЧХ и низких шумов, включая применение противозумовой коррекции) – высокоимпедансные, низкоимпедансные, трансимпедансные и комбинированные.

В настоящем подразделе рассматриваются особенности разных типов интегральных СВЧ оптических приемников в соответствии с первыми тремя аспектами представленной

классификации, остальные два аспекта анализируются в следующих подразделах.

***Особенности структур цифровых и аналоговых оптических приемников.***

Упрощенная схема типичного цифрового ОПРм приведена на рисунке 2. В состав цифрового оптического приемника, помимо фотодиода (PD), входят также трансимпедансный усилитель (transimpedance amplifier - TIA), усилитель-ограничитель (ОУ, limiting amplifier – LA), схема автоматической регулировки усиления (АРУ, automatic gain control – AGC) и блок восстановления тактовых сигналов и данных (БВСД, CDR). С выхода оптоэлектронного приемника сигнал поступает на высокоскоростной АЦП. Выходное напряжение оптоэлектронного приемника должно соответствовать требуемому напряжению на входе АЦП (как правило, не менее  $\pm 0,5$  В).

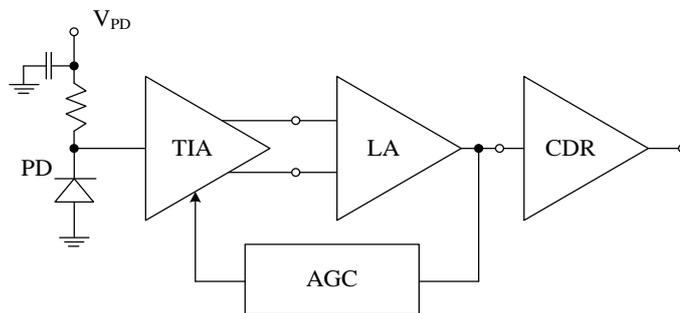


Рисунок 2 – Упрощенная структурная схема цифрового ОПРм

Характерной особенностью цифровых оптических приемников является использование после трансимпедансного каскада или многокаскадного ТИУ усилителя-ограничителя (LA), который благодаря ограничению амплитуды улучшает форму цифрового сигнала, приближая ее к форме идеальных прямоугольных импульсов. Это облегчает работу блока восстановления тактовых сигналов и данных (CDR), что снижает количество ошибок и тем самым повышает скорость и дальность приема цифровых сигналов. Однако усилители-ограничители в современных высокоскоростных цифровых ОПРм используются не всегда. В последнее время вместо них стали часто использовать широкополосные усилители с АРУ и другие схемные решения.

При передаче на высоких скоростях больших объемов потоков данных на входах/выходах оптических передатчика и приемника используют блоки так называемых сериализайзера и десериализайзера (Ser/Des). Они преобразуют данные между последовательным и параллельным интерфейсом в обоих направлениях. Структурная схема высокоскоростного цифрового ОПРм показана на рисунке 3.

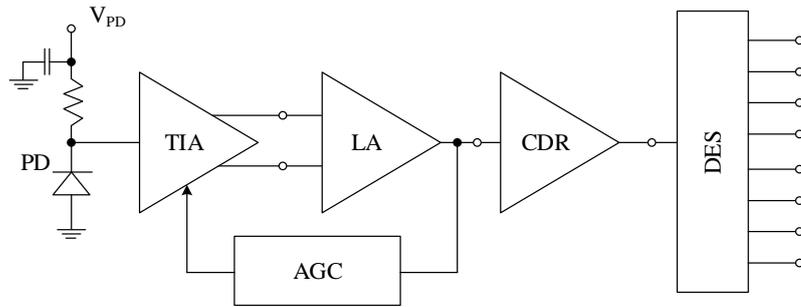


Рисунок 3 – Упрощенная структурная схема высокоскоростного цифрового ОПРм

В широкополосных аналоговых СВЧ оптических приемниках усилители-ограничители не используются. Здесь, наоборот, ко всем составляющим компонентам приемника, включая фотодиод, предъявляются требования высокой линейности и низкого уровня паразитных гармоник сигнала (это же требование предъявляется к компонентам оптических передатчиков).

Упрощенная структурная схема оптического приемника аналоговых сигналов приведена на рисунок 4. Как правило, он состоит из трех блоков:

1) Входной блок (входной каскад, ТИУ - Input stage). Он должен обладать большим коэффициентом усиления и минимумом вносимых шумов, а также обеспечивать согласование импеданса ТИУ с фотодиодом. ТИУ во входном блоке обычно выполняется по схеме усиления с отрицательной обратной связью - так называемой схеме трансимпедансного усиления.

2) Предусилитель (основной усилитель - Post amplifier, Main amplifier) необходим для повышения общего коэффициента трансимпедансного усиления ОПРд.

3) Выходной буферный усилитель (Output buffer) должен обеспечивать требуемый уровень выходной мощности. Кроме того, он должен быть согласованным, как правило, с 50-омной нагрузкой при несимметричном выходе и со 100-омной нагрузкой при дифференциальном выходе.

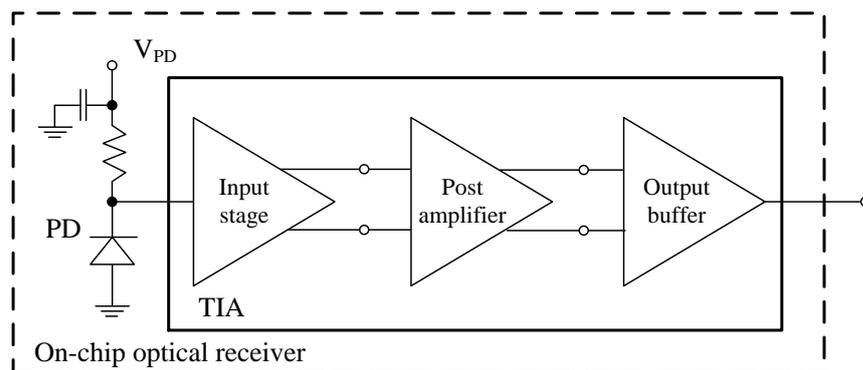


Рисунок 4 – Упрощенная структурная схема оптического приемника аналоговых сигналов

Несмотря на указанные отличия, большинство предъявляемых требований к характеристикам являются общими для цифровых и аналоговых оптических приемников.

**Типы фронтендов СВЧ оптических приемников.** Различают два основных типа фронтендов цифровых и аналоговых оптических приемников – резистивные и трансимедансные

(на основе ТИУ с отрицательной обратной связью - ООС) [1, 2, 3, 25, 28]. В зависимости от типа фронтенда так же именуются и оптические приемники - резистивные и трансимедансные ОПрм.

Классическая схема резистивного фронтенда, рассмотренная во многих публикациях, начиная с ранних работ, представлена на рисунке 5а [1, 2, 3, 10, 11, 25, 28, 29]. Радиочастотный (РЧ) сигнал, получаемый на выходе ФД в результате детектирования модулированного оптического излучения, поступает на вход ТИУ. Помимо активных элементов (АЭ), в состав ТИУ входит резистор  $R_{bD}$ . Он служит для преобразования фототока ФД в РЧ напряжение, которое далее усиливается с помощью АЭ; также через этот же резистор подается обратное смещение на фотодиод.

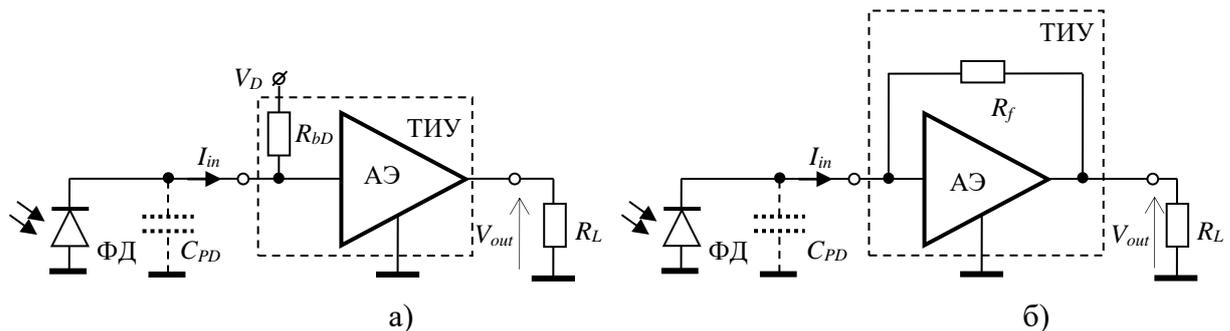


Рисунок 5 – Схемы фронтендов оптических приемников:  
а) резистивный; б) трансимпедансный

Следует отметить, что могут использоваться две схемы подключения фотодиода и резистора  $R_{bD}$  ко входу ТИУ [30]. В первой из них, как показано на рис. 1а, анод ФД заземляется, а катод через сопротивление  $R_{bD}$  соединяется с источником постоянного напряжения смещения. Во второй схеме [30] катод ФД подключен к положительному зажиму источника напряжения смещения, а заземляется один из выводов резистора  $R_{bD}$ . В [30] отмечается, что в первой схеме удастся получить меньшую емкость монтажа, что важно на СВЧ частотах. Поэтому в последующем на рисунках мы, как правило, будем изображать ФД с заземленным анодом.

Главным достоинством показанного на рисунке 5а резистивного ОПрм является его простота. Повышение КТУ и снижение шумов здесь достигается за счет увеличения сопротивления  $R_{bD}$ , но при этом сокращается полоса пропускания из-за спада АЧХ, обусловленного влиянием емкости закрытого перехода ФД  $C_{PD}$  [1, 2, 3, 25, 28, 31]. Ранние версии однорезисторных ОПрм на ВЧ и СВЧ транзисторах для компенсации этого спада использовали аналоговые (обычно пассивные) корректоры, но такой подход имеет целый ряд недостатков [2, 32, 33, 34]. В современных интегральных однорезисторных ОПрм со скоростями до 20 Гбит/с и более эти трудности преодолеваются путем применения цифровых адаптивных корректоров [2].

Существует также другой вариант фронтенда, который тоже можно считать резистивным [1, 2, 25, 28]. Структура этого фронтенда аналогична показанной на рисунке 5б, но резистор  $R_{bD}$  используется только для подачи смещения на ФД, а первый усилительный каскад ТИУ, не

охваченный обратной связью, имеет резистивное входное сопротивление  $R_{in}$ , причем  $R_{bD} \gg R_{in}$ . В этом случае преобразование фототока в напряжение происходит прямо на входном сопротивлении каскада. К такому типу относятся, в частности, низкоимпедансные фронтенды, во входных каскадах которых используются полевые транзисторы в схеме включения с ОЗ или биполярные транзисторы в схеме включения с ОБ [1, 2, 25, 28]. В низкоимпедансном фронтенде входное сопротивление ТИУ составляет десятки Ом и намного меньше, чем резистор  $R_{bD}$  (единицы и десятки КОм), который практически не влияет на трансимпеданс. Главным структурным признаком резистивного фронтенда является отсутствие ООС в первом каскаде ТИУ.

Схема трансимпедансного фронтенда на основе ТИУ с ООС изображена на рисунке 5б [1, 2, 3, 25, 28]. В показанном варианте ТИУ один или несколько первых каскадов охвачены параллельной ООС (они называются трансимпедансными). В данном случае применяется резистивная обратная связь по напряжению через резистор  $R_f$ , меняя величину которого, можно управлять входным импедансом и другими характеристиками ТИУ. В отличие от резистивных ОПрм, схемы приемников с трансимпедансным каскадом, использующим ООС, являются более гибкими и обеспечивают приемлемый компромисс между несколькими основными параметрами ОПрм – КТУ, шириной полосы пропускания, уровнем шумов и динамическим диапазоном [1, 2, 3, 25]. В связи с этим коммерческие интегральные ОПрм часто выполняются по трансимпедансным схемам.

**Технологии изготовления оптических приемных модулей.** Конструктивно СВЧ интегральные ОПрм выполняются в виде оптических модулей. По способу интеграции различают гибридно- и монолитно-интегрированные СВЧ оптические приемные модули [3, 28]. В гибридно-интегрированных ОПрм используются несколько отдельных интегральных схем (ИС), выполненных по различным полупроводниковым технологиям и объединенных на одной подложке или в одном корпусе [3, 28]. Фотодиоды для интегральных СВЧ ОПрм могут изготавливаться на основе таких материалов, как арсенид галлия (GaAs), германий (Ge), кремний (Si), соединения InGaAs и др. ФД должны обладать минимальными значениями емкостей переходов и паразитных параметров [2, 3, 4, 25, 28]. Основные характеристики и эквивалентная схема СВЧ ФД, применяемых в оптических приемниках телекоммуникационных диапазонов, приведены в [2, 3]. ТИУ фактически являются СВЧ устройствами и выполняются в виде ИС, как правило, на базе РЧ КМОП, «кремний-на-изоляторе» (КНИ) или SiGe БиКМОП технологий, иногда на основе GaAs и InP техпроцессов [1, 2, 3, 4, 25, 27]. Кристаллы ФД и ИС ТИУ, а также другие компоненты обычно соединяются между собой с помощью разварочных проволочек либо методом перевернутого монтажа (технология «флип-чип») [3, 28].

Гибридно-интегрированные ОПрм в настоящее время получили наибольшее

распространение. Однако интенсивные исследования также проводятся по созданию монолитно-интегрированных оптических приемников с использованием так называемых фотонно-электронных технологий, которые могут базироваться на GaAs, InP, КМОП, КНИ или SiGe БиКМОП техпроцессах [4, 25, 35]. В таких приемниках оптические волноводы и устройства оптического ввода, электронные компоненты (СВЧ и цифровые транзисторы, пассивные СВЧ элементы), а для некоторых технологий – также и ФД [4, 25, 35] размещаются на одном и том же чипе и выполняются по единому техпроцессу. Достоинствами монолитно-интегрированных СВЧ ОПрм являются более высокая степень интеграции и технологичность изготовления, более широкая полоса пропускания благодаря снижению паразитных параметров при непосредственном соединении ФД и ТИУ на одном кристалле. К недостаткам относятся бóльшая сложность техпроцессов и высокая стоимость производства.

Анализ и моделирование СВЧ гибридно-интегрированных ОПрм имеют свои особенности. В качестве примера на рисунке 6а представлена схема для исследования фронтенда гибридно-интегрированного резистивного оптического приемника на сверхвысоких частотах. Отличием ее от показанного на рисунке 5а классического варианта является учет паразитных параметров как самого ФД, так и соединения между ФД и ТИУ, которые значительно влияют на полосу пропускания и другие характеристики СВЧ приемников [2, 3, 35, 36].

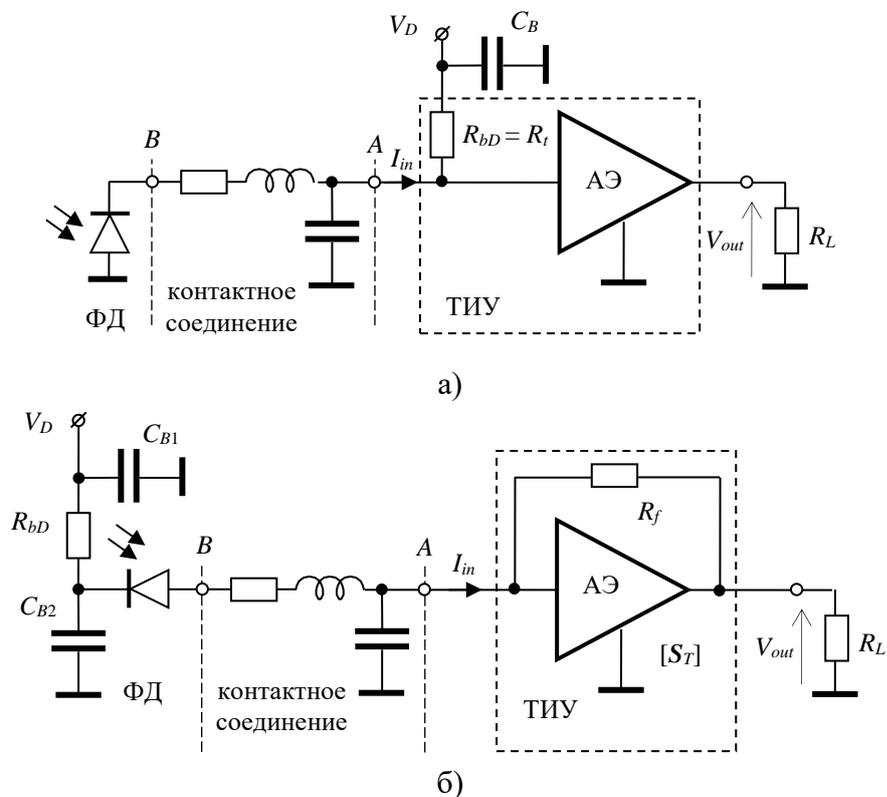


Рисунок 6 – Схемы фронтендов оптических приемников СВЧ диапазона с учетом паразитных параметров соединения между ФД и ТИУ:

а) для резистивного ОПрм; б) для ОПрм на основе ТИУ с ООС

Схема для анализа гибридно-интегрированного СВЧ ОПрм на основе ТИУ с ООС, в

которой применен альтернативный способ подачи смещения на ФД, изображена на рисунок бб. Здесь резистор  $R_{bD}$  используется только для подачи смещения на фотодиод. Оба вывода резистора заземлены по высокой частоте с помощью блокировочных конденсаторов  $C_{B1}$  и  $C_{B2}$  большой емкости, поэтому детектируемый ФД СВЧ сигнал выделяется не на этом резисторе, а непосредственно на входном сопротивлении ТИУ.

### 1.3 Основные способы построения СВЧ оптических приемников

В настоящем подразделе рассматриваются типы СВЧ оптических приемников, различающиеся по способам реализации заданных характеристик (прежде всего плоской формы АЧХ и низкого уровня шумов), включая противозумовую коррекцию (ПШК).

#### 1.3.1 Простейший оптический приемник и противозумовая коррекция

**Простейший резистивный оптический приемник.** Самым простым оптическим приемником является фотодиод, нагруженный на резистор с сопротивлением  $R_L$ . В основе работы такой схемы лежит факт, что резистор является простейшим преобразователем тока в напряжение. Если через резистор  $R_L$  течет фототок ФД  $I_{PD}$ , на нем в соответствии с законом Ома выделяется напряжение  $V_{out}=I_{PD}R_L$ . В предположении, что емкость ФД равна нулю ( $C_{PD}=0$ ), коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  приемника будет равен самому сопротивлению  $R_L$ :

$$Z_T = \frac{V_{out}}{I_{PD}} = R_L. \quad (1)$$

Более детально простейшая схема преобразования фототока ФД в напряжение показана на рисунке 7а. Она имеет различные названия - резистивный оптический преобразователь, резистивный приемник или однорезисторный приемник (*англ.* single-resistor optical receiver). Основные характеристики и эквивалентная схема СВЧ ФД, применяемых в оптических приемниках телекоммуникационных диапазонов приведены в [2, 3].

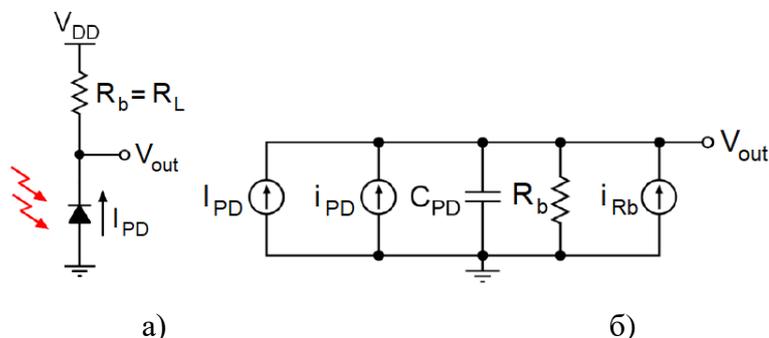


Рисунок 7 – а) Простейшая схема преобразования фототока ФД в напряжение;

б) шумовая эквивалентная схема

В схеме на фотодиод через резистор  $R_b$  подается напряжение смещения  $V_{DD}$ . Резистор  $R_b=R_L$  одновременно является нагрузочным - по переменному току он подключен параллельно ФД

(рисунок 7б), и на нем выделяется напряжение выходного сигнала  $V_{out}$ . Элемент  $C_{PD}$  описывает емкость закрытого перехода ФД. Показанная на рисунке 7б схема замещения рассматриваемой цепи, помимо источника фототока ФД  $I_{PD}$ , содержит также шумовые источники тока  $i_{PD}$  и  $i_{Rb}$ , учитывающие соответственно собственные шумы ФД и тепловые шумы резистора  $R_b$ .

Схема на рисунке 7а может в принципе применяться как самостоятельное устройство, либо использоваться перед усилителем в качестве входной цепи в фронтенде оптического приемника (такие приемники мы рассмотрим далее).

Если емкость ФД  $C_{PD}$  не равна нулю, трансимпеданс  $Z_T$  рассматриваемой схемы становится комплексным и частотно-зависимым [25, 31]:

$$Z_T(j\omega) = \frac{R_b}{1 + j\omega R_b C_{PD}}; \quad (2)$$

$$|Z_T(j\omega)| = \frac{R_b}{|1 + j\omega R_b C_{PD}|} = \frac{R_b}{\sqrt{1 + \omega^2 R_b^2 C_{PD}^2}}. \quad (3)$$

В соответствии с (3) модуль трансимпеданса с ростом частоты падает, это обусловлено шунтирующим действием емкости  $C_{PD}$ . При этом верхняя граничная частота  $f_{3dB}$  полосы пропускания схемы определяется выражением:

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_b C_{PD}}. \quad (4)$$

На нулевой частоте ( $\omega=2\pi f=0$ ) значение трансимпеданса равно сопротивлению  $R_b$ :

$$Z_T(0) = Z_{T0} = \frac{V_{out}}{I_{PD}} = R_b. \quad (5)$$

Квадрат эквивалентного входного шумового тока резистивного приемника на рисунке 7а в соответствии с эквивалентной схемой (рисунок 7б) равен сумме квадратов шумовых токов ФД и резистора  $R_b$  [31]:

$$\overline{i_{n,in}^2} = \overline{i_{PD}^2} + \overline{i_{Rb}^2} = \overline{i_{PD}^2} + \frac{4KT}{R_b}. \quad (6)$$

Обычно шумы диода намного меньше шумов резистора  $R_b$ , поэтому

$$\overline{i_{n,in}^2} \approx \overline{i_{Rb}^2} = \frac{4KT}{R_b}. \quad (7)$$

Из (2) и (3) следует, что для увеличения трансимпеданса следует повышать сопротивление нагрузки  $R_b$ . При этом в соответствии с (6), (7) уменьшаются шумы, но согласно (4) одновременно сократится полоса пропускания. Таким образом, приведённые выражения показывают связь между коэффициентом трансимпедансного усиления, полосой пропускания и шумами, а также возможные компромиссы.

В [37] введен показатель качества ОПрм (он может относиться также к ТИУ), равный отношению полосы пропускания ко входному шумовому току, мы его обозначим как  $\Pi/\text{Ш}$ . Очевидно, что лучшим является тот ОПрм или ТИУ, для которого показатель  $\Pi/\text{Ш}$  больше. Если пренебречь шумами ФД, то для схемы на рисунке 7а указанное отношение равно:

$$\frac{\Pi}{\text{Ш}} = \frac{\omega_{3dB}}{i_{n,in}^2} = \frac{2\pi f_{3dB}}{i_{n,in}^2} = \frac{1}{4KTC_{PD}}. \quad (8)$$

Соотношение (8) показывает главный недостаток простейшего резистивного оптического приемника – соотношение между полосой пропускания и шумовым током может быть улучшено лишь путем снижения емкости фотодиода  $C_{PD}$ . Однако при заданной технологии изготовления, материале и конструкции ФД такое снижение может быть получено только за счет сокращения площади диода, что ведет к уменьшению его чувствительности и уменьшению отношения сигнал-шум. Поэтому было предложено два решения, преодолевающих указанный недостаток: а) применение схем ОПрм и ТИУ, которые не основаны на принципе резистивного приемника [1, 2, 3, 24, 34]; б) использование противозумовой коррекции (ПШК) [32, 33, 34].

**Противозумовая коррекция.** Противозумовую коррекцию (ПШК) впервые предложил Г.В. Брауде [5] еще в 1934 г., когда решал проблему создания видеоусилителей на электронных лампах для первых телевизионных передатчиков, работающих от передающей трубки (сам термин был им введен в 1941 г.) [5]. Эквивалентная схема входной цепи такого передатчика аналогична схеме на рисунок 7б. Поэтому принцип противозумовой коррекции можно пояснить на примере резистивного приемника.

При его проектировании формула (9) позволяет выбрать сопротивление  $R_b$  таким образом, чтобы обеспечить требуемое значение полосы пропускания  $f_{3dB}^0$ :

$$R_b = R_b^0 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^0 C_{PD}}. \quad (9)$$

Если получаемый при этом входной шумовой ток  $\overline{i_{n,in}^2}$ , определяемый формулой (7), удовлетворяет разработчика, расчет входной цепи ОПрм можно считать законченным (это соответствует случаю так называемого низкоимпедансного резистивного приемника).

Если же, наоборот, при значении  $R_b = R_b^0$  шумовой ток  $\overline{i_{n,in}^2}$  слишком велик, можно выбрать величину  $R_b$  больше, чем  $R_b^0$  ( $R_b > R_b^0$ ). При этом снизится не только величина шумового тока, но и возрастет отношение сигнал-шум. Г.В. Брауде в [5] отметил, что низкочастотное напряжение на нагрузке  $R_L=R_b$  пропорционально величине  $R_b$ , а напряжение теплового шума сопротивления  $R_b$  пропорционально  $\sqrt{R_b}$ . Таким образом, отношение мощностей сигнал-шум для схемы на

рисунок 7а будет повышаться пропорционально величине  $R_b$ . Но при  $R_b > R_b^0$  по сравнению со случаем  $R_b = R_b^0$  модуль КТУ  $|Z_T(j\omega)|$  с ростом частоты будет падать более быстро (формула (11)) и полоса пропускания станет меньше заданной.

Для преодоления этого недостатка Г.В. Брауде в 1934 г. был предложен так называемый метод простой противозумовой коррекции [5]. Он состоит в том, что сопротивление  $R_b$  выбирается большим, чем это требуется соотношением (9). При этом получившийся спад АЧХ трансимпеданса во входной цепи компенсируется путем соответствующей коррекции частотных характеристик в усилительных каскадах следующего за этой цепью ТИУ (т.е. реализации в них нарастающей формы АЧХ). В результате полученная схема ОПрм будет иметь плоскую АЧХ и одновременно снижается шумовой вклад сопротивления  $R_b$ . Кроме того, так как при достаточно высоком коэффициенте усиления первого каскада ТИУ шумы последующих каскадов влияют мало, улучшаются шумовые характеристики (повышается чувствительность) всего приемника. Выбор высокого значения сопротивления  $R_b$ , приводящий к определенному спаду АЧХ коэффициента передачи входной цепи, в [32] называется предискажением.

### 1.3.2 Типы оптических приемников по способу реализации заданных характеристик

В зависимости от способа реализации заданных характеристик и использования противозумовой коррекции различают четыре основных типа оптических приемников и соответственно фронендов, которые могут быть представлены в виде трех структурных схем [1, 2, 3, 24, 25, 34] (рисунок 8, здесь УБ - усилительный блок):

1) высокоимпедансный резистивный приемник и фронтенд (*англ.* high-impedance receiver, high-impedance frontend, open-loop frontend) – см. рисунок 8а;

2) низкоимпедансный приемник и фронтенд (*англ.* low-impedance receiver, low-impedance frontend) – см. рисунок 8а;

3) трансимпедансный приемник и фронтенд (*англ.* shunt-feedback receiver, shunt-feedback frontend, closed-loop frontend) – см. рисунок 8б;

4) приемник и фронтенд по комбинированной схеме – см. рисунок 8в.

Такая же терминология распространяется и на ТИУ, за тем исключением, что трансимпедансному приемнику и фронтенду отвечает ТИУ с параллельной обратной связью [1, 2, 3, 24, 25, 34].

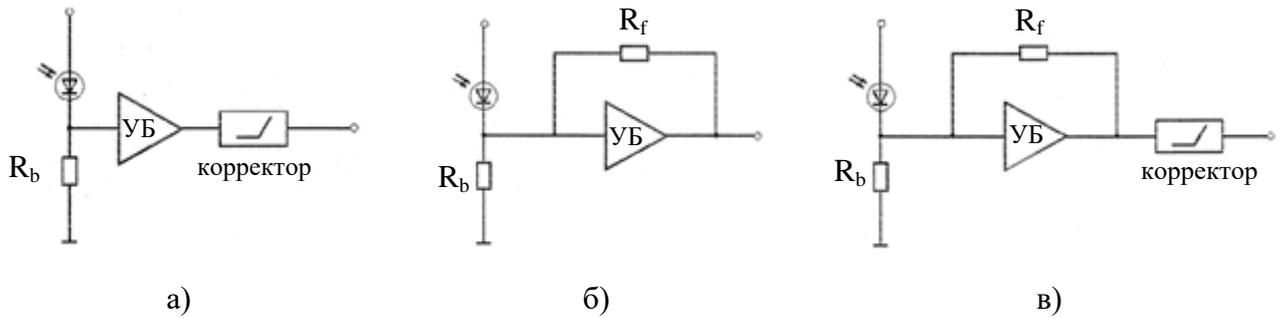


Рисунок 8 – Функциональные схемы фронтендов оптических приёмников: а) схема высокоимпедансного и низкоимпедансного фронтендов; б) схема трансимпедансного фронтенда; в) комбинированная схема фронтенда

Отметим, что корректор может как входить, так и не входить в состав фронтенда и ТИУ. В случае, если корректор выполняется в виде аналоговой пассивной или активной схемы (например, корректирующего усилительного каскада), его обычно относят к фронтенду и ТИУ. Если же применяется цифровой корректор, он, как правило, выполняется по одной технологии с другими устройствами обработки сигналов (блок восстановления тактовых сигналов и данных – CDR и др.), и в таком случае его часто относят не к фронтенду и ТИУ, а к блоку десериалайзера. Упрощенные структурные схемы на рисунке 8 позволяют учесть это обстоятельство, если под усилительным блоком (УБ) понимать не только весь ТИУ целиком, но, в зависимости от структуры ОПрм, также лишь входные каскады ТИУ, которые могут быть охвачены обратной связью.

Кратко рассмотрим особенности указанных типов оптических приемников и фронтендов [1, 2, 3, 24, 25, 32, 33, 34].

В высокоимпедансном резистивном ОПрм (рисунок 8а) используется ТИУ (или входной каскад) без обратной связи с высоким входным сопротивлением, для этого на его входе применяются схемы усилительных каскадов с общим истоком (ОИ) или с общим эмиттером (ОЭ). Во входной цепи такого фронтенда осуществляется предискажение АЧХ, что ведет к спаду коэффициента передачи с ростом частоты за счет емкости ФД. В остальной части фронтенда реализуется коррекция (компенсация) этого спада, которая либо выполняется с помощью специального аналогового пассивного или активного корректора, либо может быть распределена между несколькими усилительными каскадами, либо осуществляется цифровыми схемами.

Достоинством высокоимпедансного резистивного ОПрм является то, что при его использовании можно достичь большей чувствительности приемника и уменьшить вклад шумов самого ТИУ. Основным недостатком такой структуры при применении пассивных корректоров - небольшой динамический диапазон, а также необходимость точной реализации элементов корректора для заданной емкости ФД, которые вследствие старения могут изменять свои величины.

Низкоимпедансный ОПрм без цепи ООС имеет такую же структурную схему, как и высокоимпедансный приемник (рисунок 8а). Существует два варианта реализации низкоимпедансного ОПрм. В первом варианте (низкоимпедансный резистивный приемник) величина резистора  $R_b$  выбирается в соответствии с соотношением (13) для реализации заданной полосы пропускания приемника. Во втором варианте резистор  $R_b$  имеет высокое сопротивление (оно используется только для смещения ФД), но во входном каскаде ТИУ применяются полевые или биполярные транзисторы, включенные соответственно по схеме с общим затвором (ОЗ) или общей базой (ОБ). Такие схемы имеют низкое входное сопротивление, шунтирующее как емкость фотодиода, так и высокоомный резистор  $R_b$ , который в этом случае практически не влияет. В обоих вариантах можно получить широкую полосу пропускания, а также обеспечить сравнительно небольшие изменения характеристик ОПрм при использовании различных типов ФД, обладающих разным значением собственной емкости. Однако шумовые свойства низкоимпедансного оптического приемника хуже, чем его высокоимпедансного аналога.

В трансимпедансном ОПрм в качестве входного применяется усилительный каскад с отрицательной обратной связью (ООС) – см. рисунок 8б. В связи с использованием ООС входное и выходное сопротивления этого каскада, который тоже обычно выполняется по схемам с ОИ или с ОЭ, достаточно низкие. Важно, что за счет применения ООС можно скорректировать частотную характеристику непосредственно во входном каскаде без применения специального корректора или дополнительных компенсирующих каскадов, что упрощает построение ТИУ. Помимо простоты, к достоинствам ТИУ с параллельной ООС являются большой динамический диапазон и широкая полоса пропускания, благодаря чему такие усилители получили значительное распространение в ОПрм СВЧ диапазона. Недостатком является худшая чувствительность трансимпедансного ОПрм по сравнению с высокоимпедансным вариантом за счет дополнительных шумов, обусловленных сравнительно низким сопротивлением цепи ООС во входном каскаде ТИУ. Кроме того, применение усилителей с ООС требует более тщательного анализа устойчивости для предотвращения самовозбуждения.

Можно снизить шумы и улучшить другие характеристики ОПрм, применив комбинированную схему (рис. 8в), которая объединяет достоинства высокоимпедансной и трансимпедансной структур. В этом случае во входном каскаде ТИУ с использованием параллельной ООС выполняется не полная, а лишь частичная коррекция спада АЧХ за счет емкости ФД, а остальная коррекция осуществляется в последующих каскадах, причем требования к корректирующим схемам снижаются.

### 1.4 Схемотехнические решения трансимпедансных усилительных каскадов СВЧ ТИУ для высокоскоростных ОПрм

В настоящем подразделе выполнен обзор распространенных схем трансимпедансных усилительных каскадов интегральных СВЧ ТИУ. Такие усилительные каскады с ООС являются универсальными и применяются не только в трансимпедансных, но и в других типах ОПрм.

Прежде всего рассмотрим схемотехнические решения входных и последующих усилительных каскадов ТИУ, которые основаны на базовой схеме трансимпедансного каскада с параллельной ООС (рисунок 9). Простейшая реализация такой схемы на одном полевом  $n$ -МОП транзисторе показана на рисунке 9а [1, 2]. В ИС часто для сокращения площади кристалла вместо резисторов, через который проходит постоянный ток, применяют соответствующим образом смещенные транзисторы (это так называемые схемы активных нагрузок, токовых зеркал и т.п.). Вариант схемы, где  $p$ -МОП транзистор  $M_2$  одновременно выступает в качестве нагрузки каскада и резистора, через который на усилительный  $n$ -МОП транзистор  $M_1$  подается напряжение питания (активная нагрузка), показан на рисунке 9б.

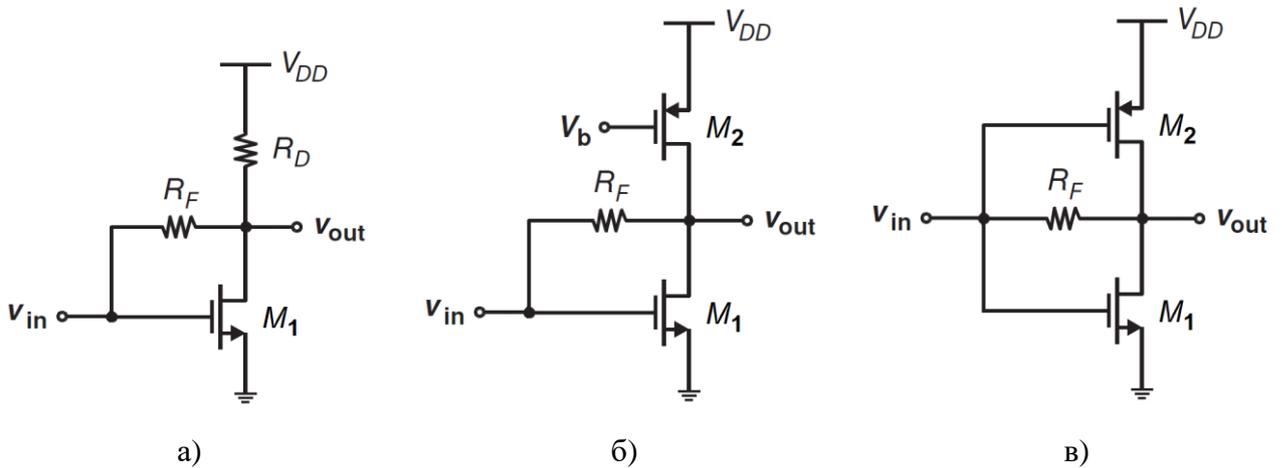


Рисунок 9 – Схемотехнические решения усилительных каскадов ТИУ: а) каскад на КМОП-транзисторе с ОИ и ООС ; б) каскад с ООС с активной нагрузкой; в) КМОП-инвертор

В [1] приведены следующие выражения для низкочастотных значений КТУ  $Z_{T0}$ , входного  $R_{in}$  и выходного  $R_{out}$  сопротивлений усилительного каскада с параллельной ООС на ПТ (рисунок 9а) :

$$Z_{T0} = \frac{g_m R_f - 1}{1 + g_m R_D} R_D \approx R_f; \quad R_{in} = \frac{R_f + R_D}{1 + g_m R_D}; \quad R_{out} = R_D \parallel \frac{1}{g_m} \quad (10)$$

(упрощение формулы для  $Z_{T0}$  выполнено в предположении  $g_m R_f \gg 1$  и  $g_m R_D \gg 1$ ). Если усилительный каскад нагружен на резистивную нагрузку  $R_L$ , тогда в формулах (10) нужно величину  $R_D$  заменить на  $R_D \parallel R_L$ .

Входной шумовой ток схемы на рисунке 9а равен [1]:

$$\overline{i_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_f} + \frac{4kT\gamma}{g_m R_f^2} + \frac{4kT}{g_m^2 R_f^2 R_D}. \quad (11)$$

Значительное распространение получила схема так называемого КМОП-инвертора [1, 2, 27, 28], часто применяемого в цифровой технике (рисунок 9в). Она представляет собой модификацию каскада на рисунке 9а, в которой параллельно включены два МОП-транзистора – один  $n$ -типа, а второй  $p$ -типа. Рабочая точка выбирается так, чтобы оба транзистора находились в области насыщения.

Достоинством схемы КМОП-инвертора являются простота (не требуются специальные схемы смещения) и более высокий коэффициент усиления, так как крутизны параллельно включенных транзисторов складываются ( $g_m = g_{m1} + g_{m2}$ ). Недостатки состоят в том, что, во-первых, схема может быть реализована только в КМОП-технологии и, во-вторых, частотные свойства  $p$ -МОП транзисторов практически всегда хуже, чем  $n$ -МОП транзисторов, это сокращает полосу пропускания.

Используются также варианты усилительного каскада, показанного на рисунке 9а, в котором вместо одиночных транзисторов применены каскодные схемы типа ОИ-ОЗ на ПТ или ОЭ-ОБ на БТ [1, 27]. Достоинством таких каскодных схем является больший коэффициент усиления на СВЧ по сравнению с одиночными усилительными каскадами с ОИ или ОЭ. В качестве примера на рисунке 10а приведена каскодная схема ОИ-ОЗ на  $n$ -МОП-транзисторах  $M_1$  и  $M_2$ , через транзистор  $M_3$  подается напряжение питания [1]. Трансимпедансный усилительный каскад на ней можно выполнить, применив общую отрицательную обратную связь с помощью резистора  $R_f$ , которая охватывает оба каскада с ОИ и ОЗ (как показано на рисунке 10а). Можно использовать также местную ООС, охватывающую только каскад с ОИ.

Трансимпедансные усилительные каскады типа КМОП-инвертора (рисунок 9в) тоже могут быть осуществлены на базе каскодной схемы ОИ-ОЗ. В частности, на рисунке 10б представлена схема КМОП-инвертора, в каждом усилительном канале которого используется схема ОИ-ОЗ, выполненная только на  $n$ -МОП или только на  $p$ -МОП транзисторах [27].

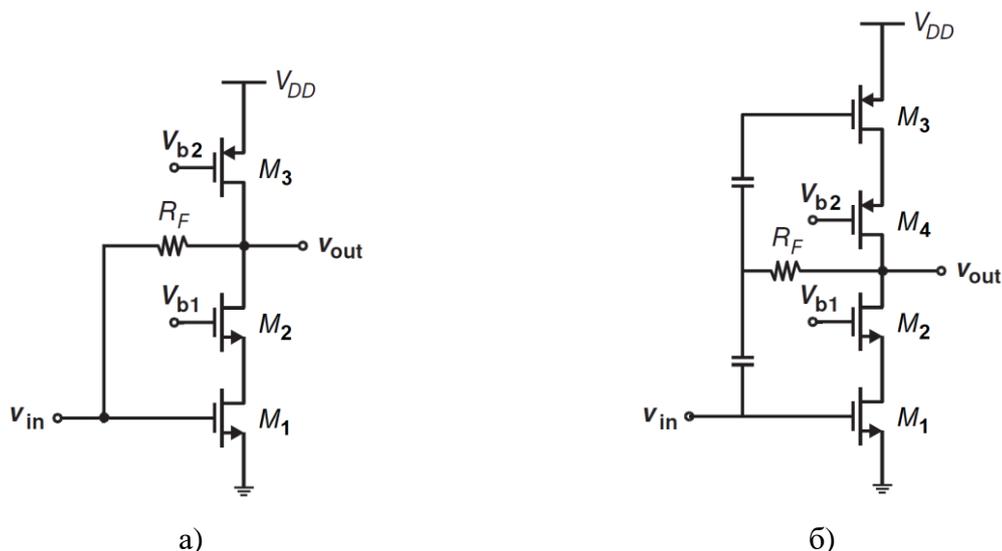
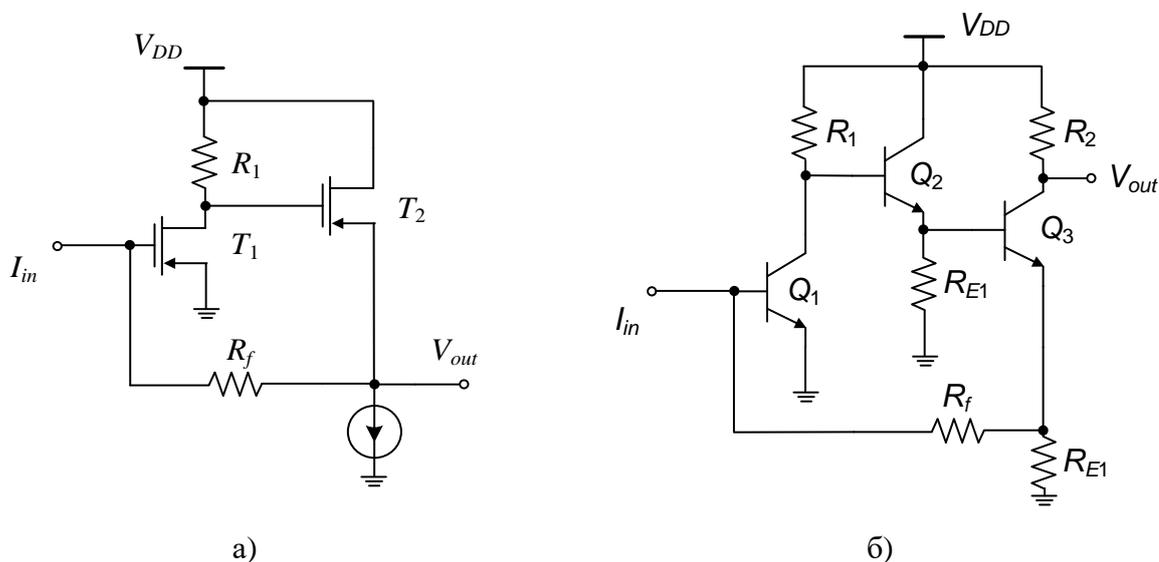


Рисунок 10 – Схемотехнические решения усилительных каскадов ТИУ на основе каскодных схем: а) каскод ОИ-ОЗ с общей ООС; б) КМОП-инвертор на каскода ОИ-ОЗ

Еще одним распространенным и достаточно универсальным решением является применение схем типа «общий исток-общий сток» (ОИ-ОС) на ПТ или «общий эмитер-общий коллектор» (ОЭ-ОК) на БТ с общей параллельной ООС. Подобная схема на МОП-транзисторах показана на рисунке 11а. По принципу действия она близка к усилительному каскаду с ООС на одном транзисторе (рисунок 9а). Отличие состоит в том, что напряжение обратной связи подается на затвор транзистора  $T_1$  не прямо со стока этого же транзистора, а с истока транзистора  $T_2$  (истокового повторителя).



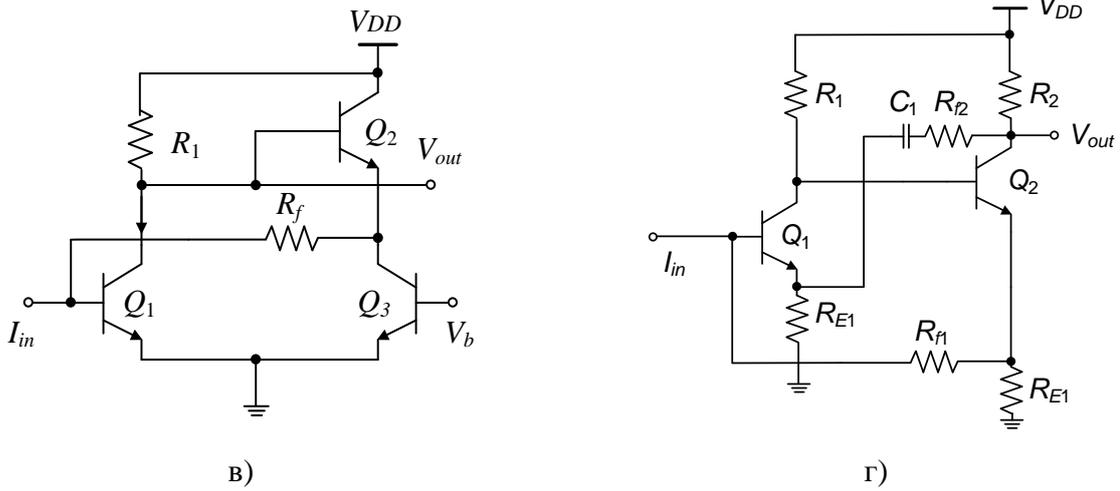


Рисунок 11 – Схемотехнические решения усилительных каскадов ТИУ на основе схем ОИ-ОС и ОЭ-ОК с общей ООС: а) базовая схема ОИ-ОЗ на ПТ; б) схема ОЭ-ОК-ОК на БТ; в) схема ОЭ-ОК на БТ с питающим транзистором; г) схема ОЭ-ОЭ-ОК на БТс двумя цепями ООС

Следует отметить, что снимать выходной сигнал в схеме на рисунке 11а можно не только с истока транзистора  $T_2$ , но также и со стока транзистора  $T_1$ , эти варианты отличаются разными потенциалами (постоянными напряжениями) на выходах. Второй вариант может использоваться, если за трансимпедансным каскадом на рисунке 11а включен следующий усилительный каскад и между ними имеется гальваническая связь (т.е. связь по постоянному току). В таком случае в первом варианте величина постоянного напряжения на истоке транзистора  $T_2$  может оказаться недостаточной для нормальной работы следующего каскада.

Анализ усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС (рисунок 11а) проведен в [1]. Низкочастотные значения трансимпеданса, входного и выходного сопротивлений равны:

$$Z_{T0} = \frac{g_{m1}R_1}{1 + g_{m1}R_1} R_f \approx R_f; \quad R_{in} = \frac{R_f}{1 + g_{m1}R_1}; \quad R_{out} = \frac{1}{1 + g_{m1}R_1} \cdot \frac{1}{g_{m2}} \quad (12)$$

Входной шумовой ток каскада определяется формулой [1]:

$$\overline{i_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_f} + \frac{4kT}{R_f^2} \left( \frac{\gamma}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m1}^2 R_1} + \frac{\gamma}{g_{m2} g_{m1}^2 R_1^2} \right). \quad (13)$$

Сравнивая выражения (10) и (11) с соответствующими выражениями (12) и (13) с учетом  $R_1 = R_D$ , видим, что при приблизительно равных КТУ входной и выходной импедансы каскада на рисунке 11а меньше, чем у исходной схемы на одном транзисторе (рисунок 9а). Это означает, что усилительный каскад ОИ-ОС с параллельной ООС будет иметь большую полосу пропускания; кроме того, на его характеристики будут меньше влиять емкость ФД  $C_{PD}$  и входная емкость  $C_{in}$  последующего каскада. Однако входной шумовой ток двухтранзисторного каскада выше из-за наличия в формуле (13) дополнительного слагаемого, характеризующего шум транзистора  $T_2$ .

Формулы (12)-(13) позволяют сделать общие выводы, касающиеся рассмотренных схем каскадов ТИУ с параллельной ООС на ПТ (рисунки 9, 10 и 11а). Очевидно, увеличение трансимпеданса таких схем можно достичь за счет повышения сопротивления обратной связи  $R_f$ . Из (12) и (13) следует, что для минимизации входного шумового тока необходимо использовать более высокие величины сопротивлений  $R_f$  и  $R_D (R_1)$ , а также повышать крутизну используемых транзисторов, увеличивая их размеры (ширину затвора). Однако увеличенные размеры приборов влекут за собой большие паразитные ёмкости, сокращающие полосу пропускания ТИУ. К такому же эффекту приведет увеличение резистора обратной связи  $R_f$ . Поэтому при проектировании необходимо находить приемлемый компромисс между трансимпедансом, шумами и полосой пропускания усилительных каскадов.

На рисунке 11б-г приведены вариации схем усилительного каскада с параллельной ООС (рисунок 11а), выполненные на СВЧ биполярных или гетеробиполярных транзисторах [1, 2]. В схеме на рисунке 11б (схема ОЭ-ОК-ОК) на выходе используется не один, а два эмиттерных повторителя. Схема на рисунке 11в (схема ОЭ-ОК) подобна каскаду ОИ-ОЗ на ПТ (рисунок 11а), при этом источник тока выполнен на транзисторе  $Q_3$ . Отличие состоит также в том, что для обеспечения нужного уровня смещения на следующий каскад сигнал снимается не с эмиттера транзистора  $Q_2$ , а с коллектора транзистора  $Q_1$ . В схеме на рисунке 11г (схема ОЭ-ОЭ), помимо цепи обратной связи с помощью резистора  $R_{f1}$ , используется дополнительная цепь обратной связи с использованием резистора  $R_{f2}$ . Представленные выше выводы относительно характеристик усилительного каскада на рисунке 11а-в в равной мере относятся к усилителям на рисунке 11б-г.

Примеры применения в интегральных СВЧ ТИУ рассмотренных схем трансимпедансных каскадов с ООС приводятся в следующих подразделах и в Приложении Б.

### 1.5 СВЧ оптические приемники с противозумовой коррекцией

#### *Противозумовая коррекция и фронтенды ОПРм с сокращенной полосой пропускания.*

Принцип ПШК, впервые сформулированный и примененный в электронных усилителях Г.В. Брауде [5] (Приложение В), был на новой основе проанализирован и использован применительно к оптическим приемникам для волоконо-оптических линий связи сотрудниками компании Белл в начале 70-х годов [38, 39, 40].

До сих пор разработки подавляющего большинства интегральных СВЧ ОПРм не используют ПШК и основываются на условии, что полоса пропускания  $\Delta f_{FE}$  фронтенды приемника должна составлять не менее 65-70% от битовой скорости передачи данных  $f_{bit}$ , т.е.

$$\Delta f_{FE} \geq (0,65...0,7) f_{bit} \quad (14)$$

(для NRZ-формата двоичного сигнала) [2, 23]. Следуя [41], такую ширину полосы пропускания можно назвать «полной». Однако еще в 1973 г. в [38] С. Персоник теоретически установил, что

наименьшие возможные шумы и наилучшая возможная чувствительность могут быть достигнуты в резистивных оптических приемниках, ширина полосы пропускания фронтенда которых намного меньше битовой скорости  $f_{bit}$ , т.е. не удовлетворяет условию (15), а для обеспечения нужного быстродействия ОПРм должны применяться корректоры. Эти выводы тождественны теоретическим и практическим результатам Г.В. Брауде относительно сути и преимуществ ПШК в видеоусилителях для телевизионных передатчиков [5].

Упрощенная структурная схема резистивного оптического приемника с ПШК показана на рисунке 12а. Приемник содержит высокоомный резистивный фронтенд (ФД и ТИУ), у которого коэффициент трансимпедансного усиления падает с ростом частоты из-за влияния суммарной емкости  $C_{tot}$ , равной сумме емкости фотодиода и входной емкости ТИУ; после фронтенда включен также корректор с нарастающей формой АЧХ для компенсации указанного спада. Принцип работы приемников с ПШК поясняется графиком в логарифмическом масштабе на рисунке 12б. Здесь показаны АЧХ, соответствующие передаточным функциям фронтенда  $T_{FE}(f)$ , корректора  $T_{EQ}(f)$  и оптического приемника  $T_{RX}(f)$ . Как видно, хотя верхняя граничная частота полосы пропускания фронтенда  $f_{U-FE}$  много меньше удовлетворяющей неравенству (14) верхней граничной частоты оптического приемника  $f_{U-RX} = 0,7 f_{bit}$ , использование корректора позволяет получить нужное значение  $f_{U-RX}$  и соответственно обеспечить заданную битовую скорость  $f_{bit}$ .

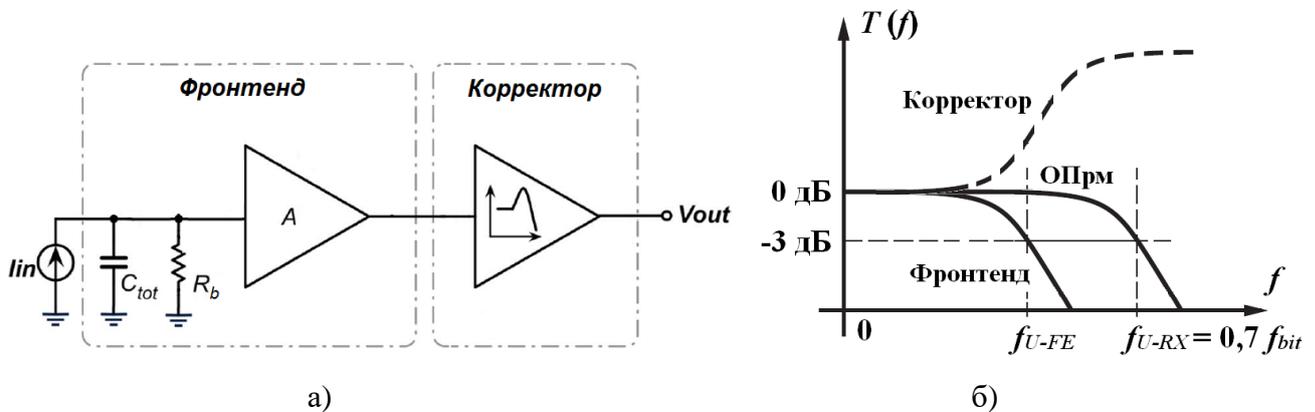


Рисунок 12 – а) Упрощенная структурная схема резистивного оптического приемника с ПШК; б) принцип работы оптических приемников с ПШК

Принцип ПШК только сравнительно недавно начал применяться в интегральных СВЧ оптических приемниках [26, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48]. Однако постепенно появляется все больше публикаций, в которых описываются разработки ОПРм до 20 Гбит/с, полоса пропускания фронтенда которых составляет 15-25% от битовой скорости и даже менее [45, 46, 47]. Например, в [45] описывается интегральный оптический приемник со скоростью 5 Гбит/с, в котором полоса пропускания фотодиода равна всего 700 МГц. В этих приемниках применяются специальные схемы активных аналоговых и цифровых корректоров.

Для обозначения фронтендов таких ОПрм в англоязычных публикациях используется термин «band-limited front-end», что по смыслу можно перевести как «фронтенд с сокращенной (уменьшенной) полосой частот» [47]. Кроме того, применяются также наименования «low-bandwidth front-end» или «low-BW front-end», т.е. узкополосный фронтенд, и «high-bandwidth front-end» или «high-BW front-end» - широкополосный фронтенд [43]. При этом термин «узкополосный фронтенд» означает то же, что и «фронтенд с сокращенной полосой частот», т.е. фронтенд, у которого коэффициент  $K_{FE}$  в равенстве

$$\Delta f_{FE} = K_{FE} f_{bit} \quad (15)$$

много меньше 0,7 (70%). Под широкополосными понимают фронтенды с «полной» полосой частот, удовлетворяющей соотношению (15), но для них, на наш взгляд, более удачным является реже употребляемый термин «full-bandwidth front-end» или «full-BW front-end» [41].

В русской технической литературе терминология в рассматриваемой области еще не устоялась. Так как приведенные выше определения узкополосного и широкополосного фронтендов противоречат общепринятому критерию различения узкополосных и широкополосных радиотехнических устройств других типов (например, усилителей и т.д.), во избежание путаницы для указанных двух типов фронтендов целесообразно использовать наименования «фронтенд с сокращенной полосой пропускания» (ФСПП) и «фронтенд с полной полосой пропускания» (ФППП).

Рассмотрение показывает, что принципы реализации и применения ПШК в видеоусилителях (Г.В. Брауде) и фронтендов с сокращенной полосой пропускания (СПП) в оптических приемниках (С. Персоник) по сути совпадают. Иначе говоря, оптический приемник с ПШК – это то же самое, что оптический приемник с ФСПП. Поэтому можно использовать оба термина, но мы далее будем, как правило, применять первый из них, устоявшийся в нашей стране [5, 32, 33, 49] и, по нашему мнению, более понятный и удобный.

**Структурные схемы фронтендов оптических приемников с ПШК.** В пп. 1.2 и 1.3.2 была проведена классификация типов фронтендов ОПрм. В соответствии с ней, противозумовая коррекция, сокращенная полоса пропускания фронтенда и выходной корректор применяются только в резистивном высокоимпедансном приемнике (рисунок 8а) и трансимпедансном приемнике по комбинированной схеме (рисунок 8в).

Что касается типов ПШК, то, помимо описанного в п. 1.3.1 метода простой ПШК, Г.В. Брауде предложил также схему сложной противозумовой коррекции [5]. Применительно к оптическим приемникам она предполагает включение индуктивности между фотодиодом и первым каскадом ТИУ. Учет информации о использовании или неиспользовании ПШК или (что тоже самое) ширине полосы пропускания фронтенда (сокращенной или полной), а также о типе

ПШК позволяет более детально характеризовать структуру и принцип действия ОПрм. В результате по структурным признакам можно выделить следующие типы ОПрм с ПШК (ФСПП):

- а) резистивный высокоимпедансный с простой ПШК;
- б) трансимпедансный с простой ПШК;
- в) резистивный высокоимпедансный со сложной ПШК;
- г) трансимпедансный со сложной ПШК.

Структурные схемы высокоимпедансного и трансимпедансного фронтендов с простой ПШК совпадают со схемами, изображенными соответственно на рисунках 5а и 5б. Структурные схемы таких же фронтендов, но со сложной ПШК, показаны на рисунке 13а и 13б.

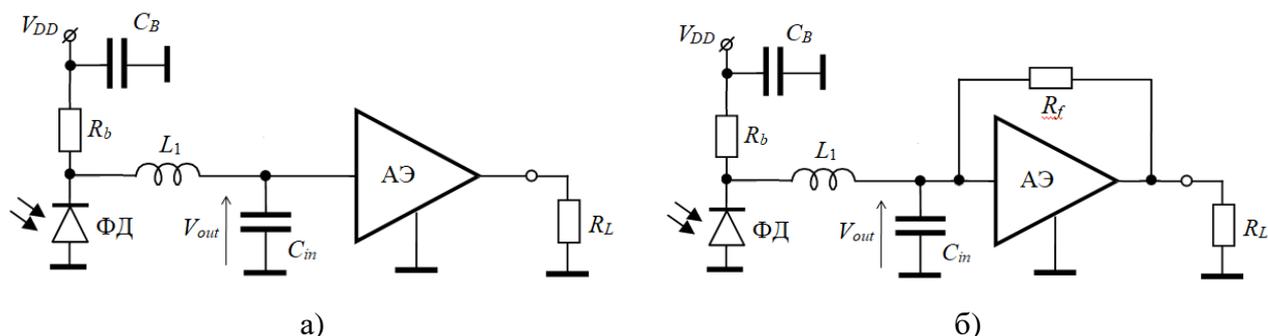


Рисунок 13 – Структурные схемы оптических приемников со сложной ПШК:

- а) резистивный приемник; б) трансимпедансный приемник

## 1.6 Корректоры и усилительные каскады в СВЧ интегральных оптических приемниках с противозумовой коррекцией

После фронтенда во всех типах оптических приемников с ПШК, перечисленных в п. 1.6, следует аналоговый (пассивный или активный) либо цифровой корректор (рисунок 12а). В этом случае частотная зависимость модуля трансимпеданса приемника выражается соотношением:

$$|Z_{T\Sigma}(f)| = |Z_T(f)| \cdot |K_{Veq}(f)|, \quad (16)$$

где в данном случае  $|Z_T(f)|$  - АЧХ трансимпеданса фронтенда;  $|K_{Veq}(f)|$  – АЧХ коэффициента передачи по напряжению корректора. Очевидно, чтобы обеспечить плоскую амплитудно-частотную характеристику  $|Z_T(f)|$  ОПрм в требуемой полосе пропускания  $\Delta f_{RX}$ , АЧХ коэффициента передачи корректора  $|K_{Veq}(f)|$  в этой полосе должна иметь форму, обратную форме АЧХ фронтенда  $|Z_T(f)|$  (рис. 12б).

Частотные характеристики трансимпеданса  $Z_T(f)$  для фронтендов с простой ПШК, используемых в резистивном высокоимпедансном ОПрм на рисунке 5а или в трансимпедансном ОПрм с резистивной ООС на рисунке 5б выражаются передаточными функциями первого порядка. При этом АЧХ  $|Z_T(f)|$  имеет простую форму и спадает с ростом частоты, это совпадает с ЧХ интегрирующего звена первого порядка. Соответственно, АЧХ коэффициента передачи

корректора  $|K_{Veq}(f)|$  также имеет простую форму, но нарастающую с увеличением частоты, такую форму частотной зависимости можно получить, например, с помощью дифференцирующей RC-цепочки.

Однако при применении в указанных фронтендах схем сложной ПШК (рисунки 13а и 13б) формы АЧХ их трансимпеданса  $Z_T(f)$  тоже становятся более сложными и могут иметь подъем на определенных частотах. Кроме того, как отмечалось в Приложении А, для оптических приемников важна также форма ЧХ ГВЗ в полосе пропускания, которая также должна быть учтена при проектировании корректора.

Различают следующие основные способы коррекции АЧХ в интегральных СВЧ ОПрм и ТИУ:

- 1) использование аналоговых пассивных корректоров (корректирующих цепей);
- 2) использование аналоговых активных корректоров или осуществление компенсации спада АЧХ в одном усилительном каскаде ТИУ;
- 3) использование цифровых корректоров;
- 4) распределение функции коррекции спада АЧХ между несколькими усилительными каскадами ТИУ (распределенная коррекция)

Кратко проанализируем эти способы. Использование корректоров любого вида подразумевает, что функция коррекции АЧХ сосредоточена в одном устройстве. В соответствии с тематикой диссертации рассмотрим только аналоговые корректоры, цифровые корректоры описаны в [2].

### 1.6.1 Аналоговые пассивные корректоры

Первые схемы аналоговых корректоров для ламповых видеоусилителей были предложены и исследованы в работах Г.В. Брауде и О.Б. Лурье [5, 50], а для транзисторных – в работах А.К. Нарышкина [32, 33] (видеоусилители) и Дж. Гоэлла [40] (усилитель для оптической линии связи).

Если в ОПрм используется простая ПШК, то, как отмечалось выше, компенсацию спада АЧХ можно выполнить с помощью дифференцирующих цепей [32, 33, 40]. В [51] отмечается, что в такой схеме ОПрм требуемый диапазон изменения коэффициента передачи корректора в рабочей полосе примерно равен отношению битовой скорости  $f_{bit}$  к полосе пропускания  $\Delta f_{FE}$  фронтенда (входной цепи) приемника, которая уменьшается с ростом сопротивления  $R_b$ .

Пример применения в широкополосном усилителе на биполярных транзисторах пассивного корректора в виде дифференцирующей цепи показан на рисунке 14а [32, 33].

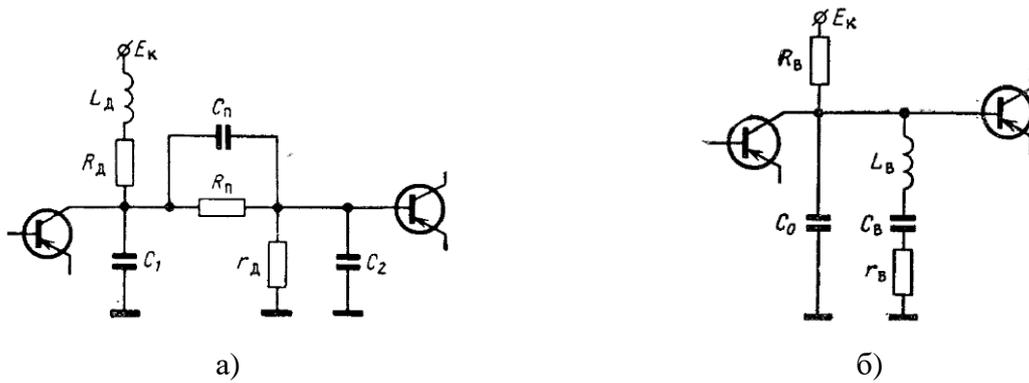


Рисунок 14 – Схемы пассивных корректоров в транзисторных усилителях с ПШК:

а) дифференцирующая цепь; б) «вырезающая» цепь

При использовании в ОПРм сложной ПШК коррекция может быть обеспечена с помощью так называемых «вырезающих» корректоров, имеющих АЧХ типа полосно-заграждающего фильтра [32, 33], простейший корректор такого типа представлен на рисунке 14б. Другие, более сложные схемы дифференциальных и «вырезающих» корректоров приведены в [5, 32, 33].

На рисунке 15 в качестве примера показана схема высокоомного резистивного ОПРм с простой дифференцирующей цепочкой, при этом первый каскад ТИУ для снижения шумов выполнен на полевом транзисторе, а остальные – на биполярных транзисторах [34]. После пассивного корректора для обеспечения достаточного усиления включен основной усилитель (post-amplifier).

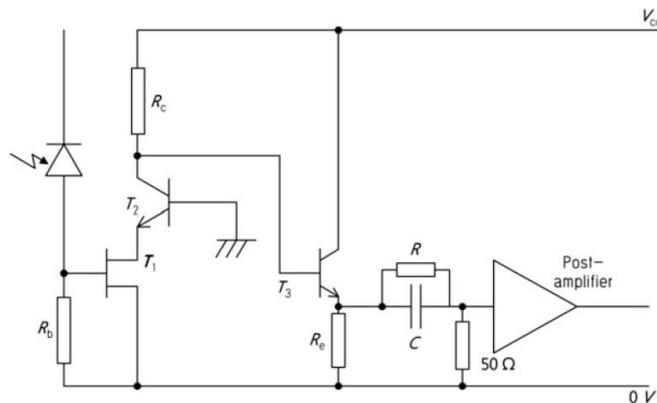


Рисунок 15 – Схема высокоомного резистивного ОПРм с пассивным корректором в виде простой дифференцирующей цепочки

Применение пассивных корректоров в виде дифференцирующих и «вырезающих» цепей в принципе позволяет с заданной точностью скомпенсировать частотные искажения во входной цепи ОПРм, однако обладает рядом недостатков [32, 33, 30, 51]:

1) Разбаланс «нулей» и «единиц» в передаваемой цифровой последовательности, повышение удельного веса низкочастотных составляющих в спектре NRZ или RZ-сигнала вызывает изменение постоянной составляющей тока сигнала и может привести к перегрузке усилителя при повышенных уровнях оптической мощности, сокращению динамического диапазона.

2) Чем больше перепад коэффициента передачи входной цепи ОПрм (и соответственно коэффициента передачи корректора) в рабочей полосе частот, тем точнее требуется выдерживать значения элементов корректирующей цепи. Чрезмерное увеличение  $R_b$  приводит к повышенному влиянию технологического разброса как элементов корректора, так и импедансов его нагрузок (входных и выходных импедансов транзисторов), необходимости индивидуальной настройки каждого экземпляра оптического приемника или ТИУ, а также применения термокомпенсации при изменении температуры.

Таким образом, хотя высокоомные ОПрм с пассивным корректором в принципе позволяют достичь минимального порога чувствительности, указанные недостатки ухудшают характеристики и усложняют изготовление таких приемников. На практике диапазон изменения коэффициента передачи корректора в полосе частот, ограничиваемый ухудшением динамического диапазона и другими факторами, обычно не превышает 20 ... 25 дБ.

### 1.6.2 Аналоговые активные корректоры

В силу отмеченных недостатков, а также сложности реализации пассивных корректоров описанных выше типов в интегральном исполнении (например, из-за высоких паразитных параметров элементов и необходимости резисторов с высоким сопротивлением) в ОПрм на базе СВЧ ИС применяются аналоговые активные корректоры.

В [26] предложен принцип построения корректора, основанный на параллельном включении нескольких фильтров верхних частот (ФВЧ) с разными значениями нижней граничной частоты ( $f_{L1} < f_{L2} < f_{L3} < \dots$ ). В [25] показано, что путем выбора числа параллельных каналов, а также постоянных коэффициентов передачи и граничных частот фильтров  $f_{L1}, f_{L2}, f_{L3}, \dots$  можно добиться нарастающей АЧХ коэффициента передачи корректора с заданным положительным наклоном в нужном частотном диапазоне.

Практическая схема интегрального активного корректора, основанного на этом принципе, также приведена в [26] (рисунок 16а). Корректор представляет собой каскад на СВЧ МОП транзисторе с ОИ, в цепи последовательной ООС которого включен резистор  $R_s$  (для прохождения постоянного тока) и три дифференцирующих цепочки  $R_2C_2, R_3C_3$  и  $R_4C_4$ . Действие этих цепочек в схеме равносильно действию трех каналов ФВЧ, при этом коэффициенты передачи каналов регулируются выбором резисторов  $R_2, R_3$  и  $R_4$ , а нижние граничные частоты ФВЧ – выбором конденсаторов  $C_2, C_3$  и  $C_4$ .

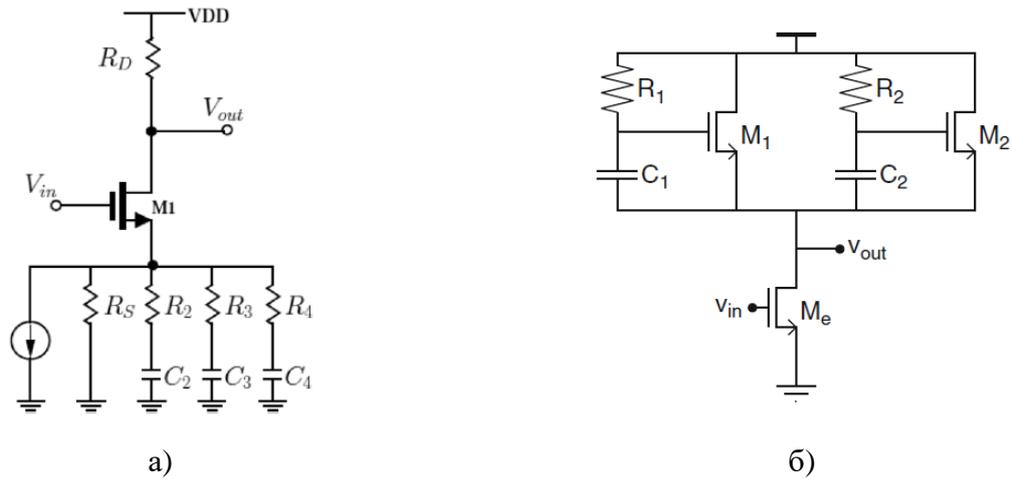


Рисунок 16 – Схемы активных интегральных корректоров для СВЧ ТИУ с ПШК: а) на основе усилительного каскада с дифференцирующими цепочками в цепи последовательной ООС; б) на основе усилительного каскада с активными эквивалентами индуктивности в цепи нагрузки

Другая схема активного корректора на одном транзисторе, выполненная по этому же принципу, показана на рисунке 16б [25]. Ее можно рассматривать как усилительный каскад на МОП транзисторе с ОИ, в цепи нагрузки которого включены две последовательные  $RL$ -цепочки с разными значениями резисторов и индуктивностей. Так как катушки индуктивности в интегральном исполнении занимают большую площадь на подложке, в схеме на рисунке 16б вместо них используются гораздо более компактные активные эквиваленты индуктивности [25].

На рисунке 17 показана структура интегрального СВЧ ОПрм с активным корректором, представленным на рисунке 16а. Сам оптический приемник является трансимпедансным и выполнен по комбинированной схеме (см. п. 1.3.2), т.е. для снижения шумов сопротивление ООС в первом трансимпедансном каскаде (транзистор M1) выбрано высокоомным, а спад АЧХ при этом компенсируется корректором на транзисторе M5.

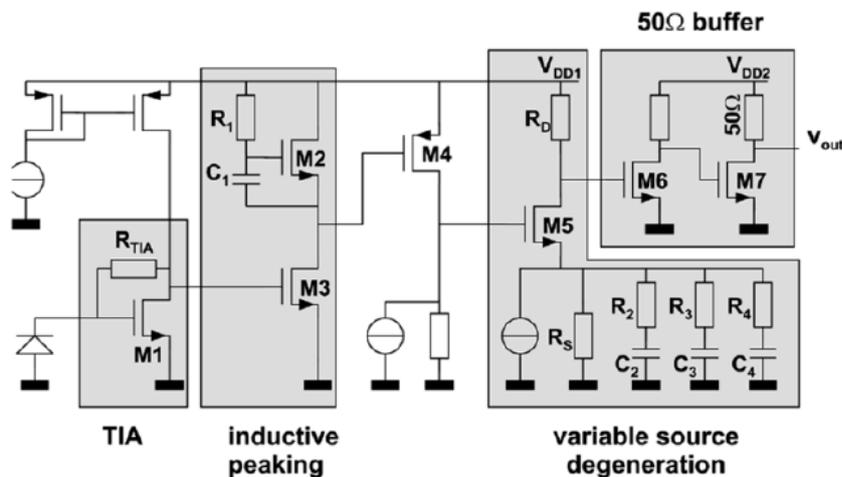


Рисунок 17 – Структура интегрального СВЧ ОПрм с активным корректором

Существуют также схемы интегральных активных корректоров на нескольких МОП-транзисторах [25].

### 1.6.3 Распределение функции коррекции спада АЧХ между несколькими усилительными каскадами ТИУ

Способ распределенной коррекции наиболее часто применяется в интегральных СВЧ ТИУ и ОПРм. Он имеет три достоинства: а) меньшая чувствительность к разбросу параметров корректирующих каскадов; б) осуществление функции корректирования прямо в усилительных каскадах, что требует минимума дополнительных элементов и упрощает схему ТИУ; в) более простая и более точная реализация в интегральном исполнении требуемой формы АЧХ по сравнению с пассивными корректорами (не требующая высокоомных резисторов и т.п.).

Рассмотрим основные способы высокочастотной коррекции в усилительных каскадах интегральных СВЧ усилителей. Так как коэффициент передачи входной цепи ОПРм из-за влияния емкости ФД падает с увеличением частоты, корректирующие каскады, как правило, должны обеспечить нарастающую форму АЧХ либо скомпенсировать действие входной и выходной емкостей СВЧ транзисторов.

**Параллельная индуктивная и индуктивно-емкостная коррекция на выходе каскада.** На рисунке 18а приведена схема усилительного каскада на МОП транзисторе с ОИ с параллельной индуктивной коррекцией на выходе [28, 52]. Эта коррекция может применяться для компенсации спада АЧХ, обусловленного как влиянием емкости ФД  $C_{PD}$ , так и входной емкости  $C_{in} = C$  следующего каскада.

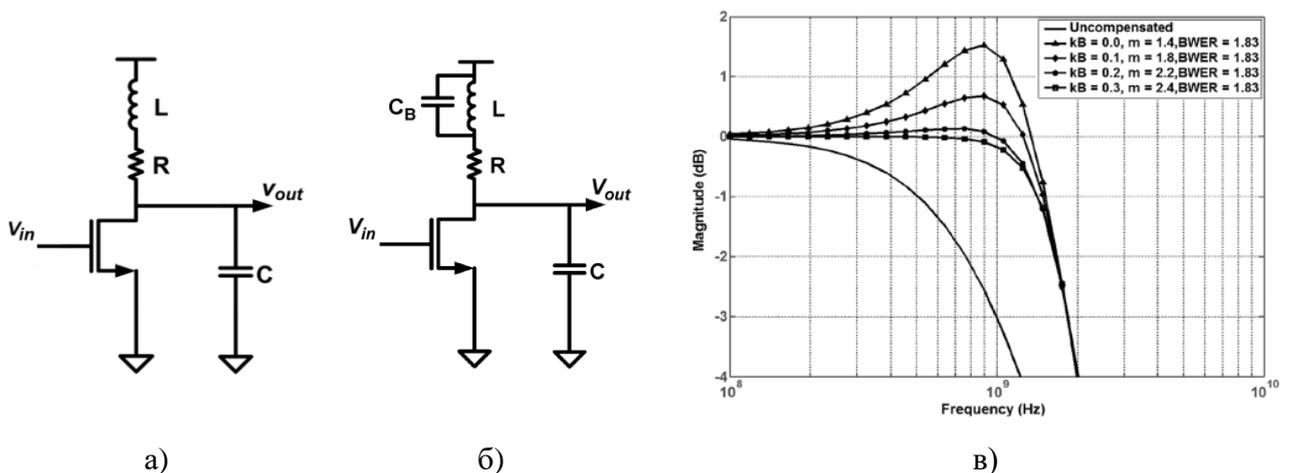


Рисунок 18 – Схемы параллельной индуктивной и индуктивно-емкостной коррекции на выходе каскада: а) индуктивная коррекция; б) индуктивно-емкостная коррекция; в) формы нормированной АЧХ для различных значений параметров коррекции

АЧХ с положительным наклоном при росте частоты можно получить при использовании схемы усилительного каскада с параллельной резонансной индуктивно-емкостной коррекцией на выходе [52] (рисунок 18б). На рисунке 18в показаны формы нормированной АЧХ каскада для

различных значений параметров коррекции  $k_B=C_B/C_L$  и  $m=R^2C_L/L_p$ . Значение  $k_B=0$  соответствует схеме с простой параллельной индуктивной коррекцией на выходе (рисунок 18а). Значительным практическим преимуществом схемы параллельной резонансной коррекции (рисунок 18б) по сравнению со схемой на рисунке 18а является то, что максимальная полоса пропускания достигается при меньшей величине индуктивности  $L$  и значит, меньшей площади, занимаемой катушкой на кристалле [52].

**Последовательная индуктивная коррекция на выходе каскада, совместное применение цепей параллельной и последовательной коррекции.** На выходе широкополосных СВЧ усилительных каскадов на ПТ и БТ может применяться также последовательная индуктивная коррекция [28, 52] (рисунок 19б). Принцип ее действия основан на образовании фильтра нижних частот – например, если корректирующая цепь включается между выходом предыдущего каскада и входом последующего каскада на ПТ [28]. Другая, более точная на СВЧ интерпретация состоит в рассмотрении такого фильтра как реактивной согласующей цепи, которая согласует выходной импеданс транзистора с нагрузкой каскада.

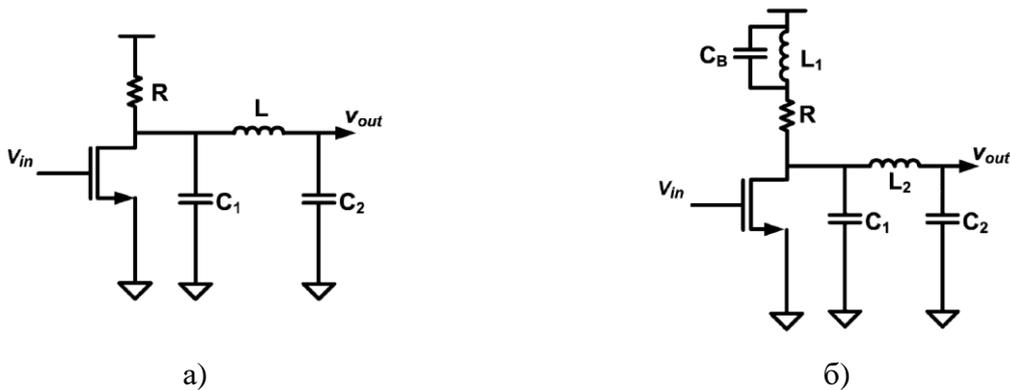


Рисунок 19 – Схемы индуктивной коррекции на выходе каскада: а) последовательная коррекция; б) совместное применение параллельной и последовательной коррекции

Еще большую полосу пропускания можно обеспечить, если в одном усилительном каскаде использовать одновременно различные цепи параллельной и последовательной коррекции. В качестве примера на рисунке 19б показана схема каскада на ПТ с ОИ, на выходе которого применяются цепи параллельной индуктивно-емкостной (резонансной) и последовательной индуктивной коррекции [52]. В рассматриваемой схеме можно получить выигрыш в ширине полосы пропускания до 3,5...4 раз по сравнению с некорректированным каскадом. Возможность реализации подъема АЧХ в области верхних частот полезна для компенсации влияния емкости ФД.

**Применение цепей параллельной и последовательной коррекции в многокаскадных СВЧ ТИУ.** Рассмотренные цепи параллельной и последовательной коррекции применяются также в многокаскадных СВЧ ТИУ, при этом они могут выступать в качестве межкаскадных цепей. В

качестве примера на рисунке 20 изображена схема ИС многокаскадного ТИУ на основе 180 нм КМОП технологии [53]. Она представляет собой каскадное соединение нескольких КМОП-инверторов с резистивной ООС, между которыми в качестве межкаскадных цепей включены последовательные корректирующие индуктивности. На входе и выходе ТИУ использованы более сложные Г-образные цепочки, которые содержат последовательную индуктивность и параллельно подключенный резонансный  $LC$ -контур. Применение такого контура позволяет получить более резкий спад АЧХ за пределами верхней границы рабочего частотного диапазона и тем самым расширить полосу пропускания [53].

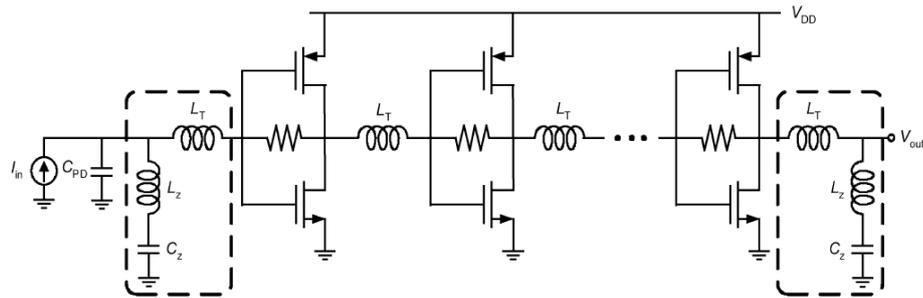


Рисунок 20 – Многокаскадный СВЧ ТИУ с цепями параллельной и последовательной коррекции

***Индуктивная и емкостная коррекция в цепях обратной связи усилительных каскадов.***

Схемы индуктивной и емкостной коррекции в цепях обратной связи усилительных каскадов также могут использоваться для получения нарастающей с увеличением частоты АЧХ [28]. На рисунке 21а показана схема трансимпедансного каскада на МОП-транзисторе с ОИ и индуктивной коррекцией в цепи параллельной ООС [27].

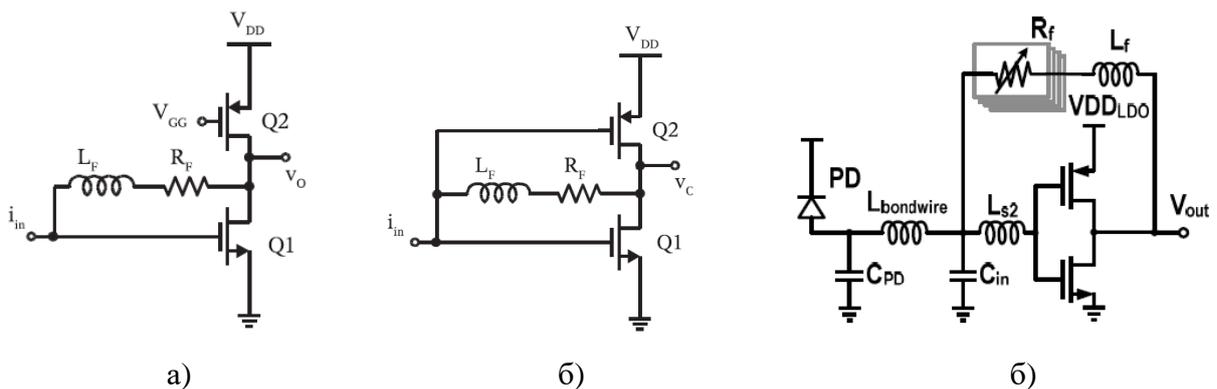


Рисунок 21 – Применение индуктивной коррекции в цепях обратной связи усилительных каскадов: а) каскад с ОИ; б) КМОП-инвертор; в) практическая схема входного трансимпедансного каскада

Включение последовательно с резистором  $R_f$  катушки индуктивности  $L_f$  в цепи ООС приводит к образованию подъема АЧХ и расширению полосы пропускания. На рисунке 21б представлен вариант трансимпедансного каскада на КМОП-инверторе, в цепи параллельной

ООС которого применена индуктивная коррекция [27], он обладает большим коэффициентом усиления по сравнению со схемой на рисунке 21а.

На рисунке 21в показано практическое схемотехническое решение входного трансимпедансного каскада для интегрального ОПРм со скоростью 30 Гбит/с, изготовленного на основе 65 нм КМОП-технологии [54]. Трансимпедансный каскад выполнен по схеме КМОП-инверторе с последовательной индуктивной коррекцией на входе для компенсации влияния емкости ФД и дополнительной индуктивной коррекцией в цепи параллельной ООС. Величина резистора ООС  $R_f$  переключается с помощью 4-битового цифрового драйвера, этим достигается регулировка коэффициента трансимпедансного усиления при использовании ОПРм в оптических линиях разной длины.

Индуктивная коррекция в цепях обратной связи позволяет расширить полосу пропускания и обеспечить нарастающую форму АЧХ также в распространенных трансимпедансных каскадах по схеме ОИ-ОС на ПТ и по схеме ОЭ-ОК на БТ. Подобная схема на СВЧ гетеробиполярных транзисторах, в которой дополнительно использована параллельная индуктивная коррекция в цепи нагрузки первого транзистора, приведена на рисунке 22а [27].

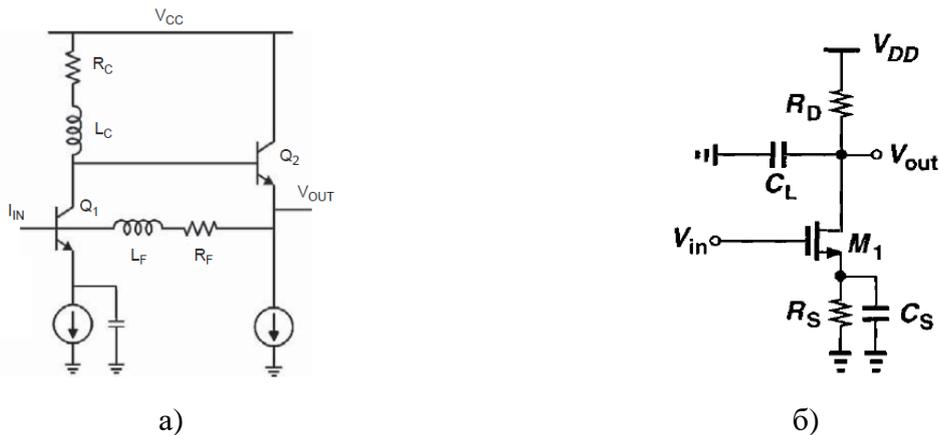


Рисунок 22 – Применение высокочастотной коррекции в цепях обратной связи усилительных каскадов: а) каскад на ГБТ по схеме ОЭ-ОК с индуктивной коррекцией в цепи последовательной ООС; б) каскад на ПТ по схеме с ОИ с емкостной коррекцией в цепи последовательной ООС

Недостатком применения индуктивных коррекций разного типа в усилительных каскадах интегральных СВЧ ТИУ является значительная площадь, занимаемая катушками индуктивности на подложке. От этого недостатка свободны схемы усилительных каскадов с емкостной коррекцией в цепях обратной связи [28]. В качестве примера на рисунке 22б представлен усилительный каскад на ПТ с ОИ, в котором коррекция АЧХ осуществляется с помощью цепи последовательной ООС  $R_S C_S$  с частотно-зависимым импедансом.

**Распределение функции коррекции спада АЧХ между несколькими усилительными каскадами СВЧ ТИУ.** При практическом проектировании интегральных СВЧ ТИУ для большей

эффективности различные цепи высокочастотной коррекции, как правило, используются сразу в нескольких каскадах, осуществляя либо распределенную компенсацию спада АЧХ, обусловленного входной цепью ОПРм с фотодиодом, либо взаимную коррекцию АЧХ каскадов. Два примера таких схем показаны на рисунке 23.

На рисунке 23а приведен фрагмент схемы ИС ТИУ 38 Гбит/с на базе 90 нм КМОП технологии [27]. Он представляет собой соединение каскада на КМОП инверторе с индуктивной коррекцией в цепи параллельной ОС и каскада с ОИ с параллельной индуктивной коррекцией в цепи нагрузки, которые суммарно обеспечивают нарастающую с увеличением частоты форму АЧХ.

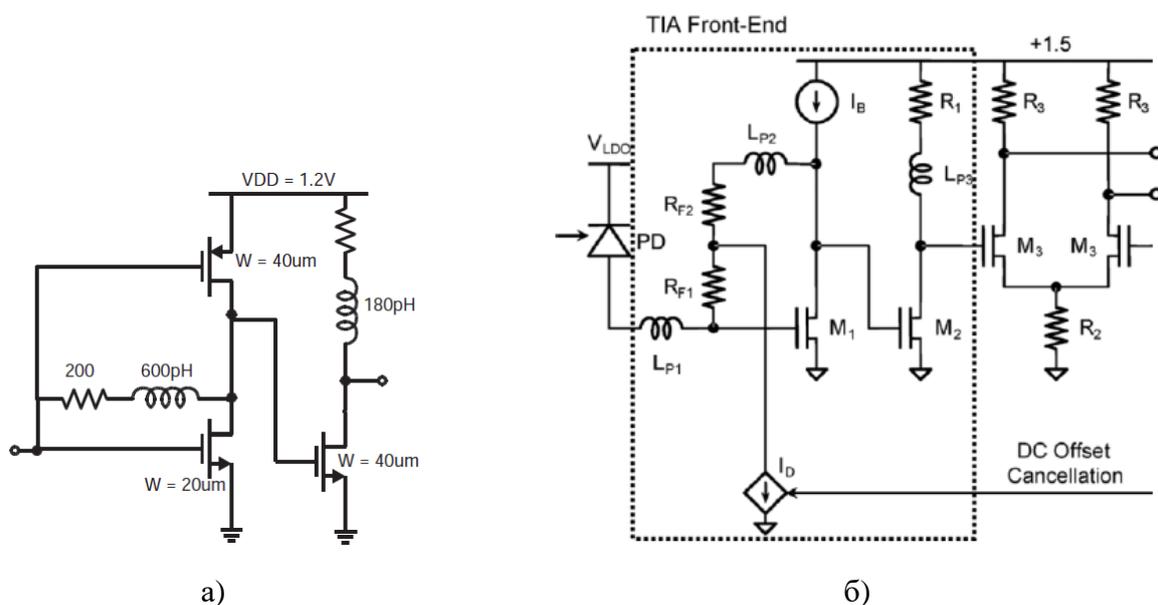


Рисунок 23 – Распределение функции коррекции между несколькими усилительными каскадами: а) фрагмент схемы ИС ТИУ 38 Гбит/с на базе 90 нм КМОП технологии; б) фрагмент схемы интегрального ОПРм 4x10 Гбит/с на базе 130 нм КНИ технологии

На рисунке 23б изображен фрагмент схемы интегрального ОПРм 4x10 Гбит/с на базе 130 нм КНИ технологии [55]. В ней компенсация влияния емкости ФД выполняется первым каскадом с индуктивной коррекцией в цепи параллельной ОС и вторым каскадом с параллельной индуктивной коррекцией в цепи нагрузки, далее следует каскад для перехода от несимметричного к дифференциальному сигналу.

Можно заключить, что среди трех различных способов реализации ПШК – пассивных и активных корректоров, а также распределения функции корректирования между несколькими усилительными каскадами СВЧ ТИУ, последний способ наиболее распространен благодаря ряду достоинств. В интегральных СВЧ ТИУ наиболее часто используются усилительные каскады на ПТ по схемам ОИ-ОС и КМОП-конвертора (на БТ - по схеме ОЭ-ОК) с параллельной обратной связью, обеспечивающие наибольший коэффициент трансимпедансного усиления.

Использование индуктивной коррекции в цепях ООС таких схем позволяет расширить полосу пропускания, уменьшить входной шумовой ток, а также осуществить распределенную ПШК или взаимную коррекцию усилительных каскадов. К распространенным схемным решениям, дополнительно улучшающим характеристики СВЧ ТИУ, относится и применение в каскадах схем индуктивной параллельной и последовательной коррекции.

### **1.7 Подходы к анализу и проектированию СВЧ трансимпедансных усилителей и оптических приемников**

К важным характеристикам ТИУ и оптических приемников, определяющим дальность передачи ВОСП, относятся коэффициент трансимпедансного усиления (КТУ), характеризующего эффективность оптоэлектрического преобразования, и приведенного ко входу эквивалентного шумового тока, определяющего чувствительность (см. приложение А). Вопросам анализа и расчета указанных характеристик широкополосных ТИУ и ОПрм посвящен целый ряд публикаций. При этом исследуются как усилительные каскады ТИУ, выполненные на одном или нескольких транзисторах по разным схемам, так и многокаскадные трансимпедансные усилители. При анализе ОПрм рассматриваются все их типы, представленные в п. 1.3.2 (рис. 8).

В случае интегральных СВЧ ТИУ и оптических приемников в литературе применяются два основных подхода к их анализу и расчету. В связи с тем, что полные ЭС транзисторов в СВЧ диапазоне являются сложными, первый подход предполагает, что активный элемент (транзистор, усилительный каскад) или весь ТИУ представляется в виде усилительного блока, описываемого передаточными функциями нулевого, первого или второго порядка [1, 2, 3, 10, 11, 23, 25, 31, 38, 56, 57, 58]. При определении характеристик ОПрм используется также простая эквивалентная схема ФД (часто в виде емкости закрытого р-п-перехода). Во втором подходе параметры СВЧ ТИУ и ОПрм находятся на основе упрощенных ЭС транзисторов [2, 30, 51, 56, 59, 60, 61, 62, 63]. К сожалению, оба этих подхода приводят к значительным погрешностям определения КТУ и шумовых характеристик ТИУ и ОПрм на сверхвысоких частотах.

*Анализ классических вариантов ОПрм.* На основе указанных двух подходов в указанных выше публикациях были получены, в частности, аналитические формулы для КТУ и приведенного ко входу эквивалентного шумового тока применительно к распространенным классическим вариантам высокоомного резистивного ОПрм (рисунок 6а) и трансимпедансного ОПрм с параллельной резистивной ООС (рисунок 6б). При анализе на основе упрощенных ЭС транзисторов были рассмотрены случаи применения в первом каскаде ТИУ полевых транзисторов по схеме с ОИ [2, 40, 51, 59, 60, 61, 62] или биполярных транзисторов по схеме с ОЭ [2, 51, 56, 59, 63, 64, 65, 66].

Приведем более подробно результаты некоторых работ. В [40] для описания шумов входного усилителя используется один шумовой генератор, эквивалентный всем внутренним

источникам. При этом используется приближенная ЭС СВЧ полевого транзистора, поэтому наблюдается значительное расхождение экспериментальных и измеренных данных.

В работах Зайцева Д.Ф. [63, 64, 65, 66] исследуются характеристики ОПрм на основе ЭС СВЧ биполярных транзисторов. На рисунок 24 изображена используемая шумовая схема ОПрм. При использовании данного представления был разработан метод расчета шумовых свойств и оптимизации по шумам аналоговых и цифровых ОПрм с предусилителями на БТ и ГБТ в широкой и сверхширокой полосе частот на основе вновь введенного параметра – усилительного качества транзистора  $A = f_T \times r_e$  ( $r_e$  – сопротивление эмиттера). Однако данный параметр применим только для биполярных транзисторов.

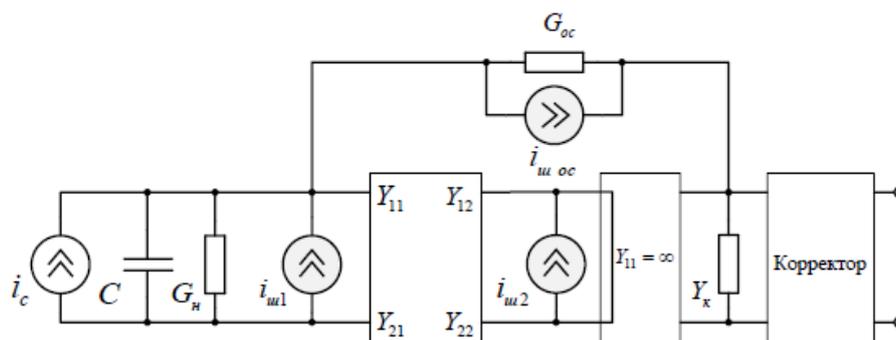


Рисунок 24 – Эквивалентная шумовая схема ОПрм на СВЧ биполярных транзисторах

Общим недостатком рассмотренных подходов и методик является то, что используемые упрощенные модели АЭ являются приближенными и поэтому позволяют проводить анализ и расчеты на относительно низких частотах - до 1-2 ГГц. Также эти методики в основном применены для ТИУ и ОПрм на основе дискретных элементов, где разброс параметров активных и пассивных компонентов достаточно большой. Таким образом, имеет место значительное расхождение между расчётными и экспериментальными результатами. Можно заключить, что такие методики носят скорее качественный характер и слабо применимы для СВЧ диапазона, а также не учитывают особенности интегрального исполнения ТИУ.

**Анализ характеристик электронных устройств и аналогия с оптическими приемниками.** До появления оптических систем связи в Советском Союзе и за рубежом способы расширения полосы частот, быстродействия и снижения шумов разрабатывались применительно к электронным широкополосным и импульсным устройствам, таким как телевизионные видеоусилители, усилители для датчиков и регистраторов частиц, а также электронные устройства для измерения временного положения импульсов в радиолокации. Физическая суть и математические формулировки процессов в указанных электронных устройствах и в ТИУ для оптических приемников во многом аналогичны. В связи со сказанным сделаем краткий обзор работ по указанной тематике, касающихся применения ПШК в электронных системах.

Пионерский характер работ Г.В. Брауде [5] по созданию научных основ проектирования телевизионных видеоусилителей уже отмечался во введении. Начиная с 1960-х годов, независимо от зарубежных авторов в нашей стране вслед за Г.В. Брауде развивались исследования и разработки сначала ламповых, а затем транзисторных широкополосных видеоусилителей [32, 33, 49, 50, 67, 68]. В частности, в [50] систематизированы и развиты результаты Г.В. Брауде по способам расчета широкополосных усилителей с максимально-плоскими формами АЧХ и ЧХ ГВЗ, в том числе с обратными связями, предложены способы расчета усилителей импульсных сигналов во временной области.

Заметим, что усилительные свойства телевизионных ламповых видеоусилителей характеризуются передаточным сопротивлением (отношением напряжения на выходе ко входному току от передающей трубки), что является аналогом коэффициента трансимпедансного усиления для ТИУ. Эквивалентные схемы высокочастотных ламп также подобны упрощенным ЭС полевых транзисторов [68]. Поэтому результаты работ [5], [50] во многом могут быть перенесены (по крайней мере, качественно), на ТИУ, выполненные на ПТ. Интересно, что разработка ламповых широкополосных видеоусилителей и регистраторов частиц для некоторых применений (например, при работе в радиационной среде) актуальна до сих пор [68].

В [49] приведены схемы, сигнальные и шумовые характеристики, а также способы расчета широкополосных усилительных каскадов видеоусилителей на биполярных транзисторах с одной и несколькими цепями высокочастотной коррекции. В [32, 33] выполнен детальный анализ шумовых характеристик полевых и биполярных транзисторов, а также усилительных каскадов на их основе. Подробное исследование шумов ВЧ и СВЧ усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах представлено в совместной монографии советского ученого В. Кулешова и чешского специалиста В. Жалуда [69]. За рубежом в этом направлении работали Ф. Вильямс, А. Гиллеспи, В. Персиваль, А. Джеймс, А. Ван дер Зил и др.

*Аналитическое исследование усилительных каскадов СВЧ ТИУ с цепями коррекции и обратной связи.* В соответствии с тематикой диссертации сделаем обобщение результатов публикаций, в которых используется аналитический подход к исследованию характеристик усилительных каскадов СВЧ ТИУ, при этом АЭ представляются в виде идеализированных блоков, характеризующихся передаточными функциями невысокого порядка или упрощенными ЭС. Реальные схемы каскадов СВЧ ТИУ сложнее, чем в упомянутых выше классических вариантах ОПРм (рисунок ба,б). Они могут содержать более одного транзистора, использовать различные цепи ООС и коррекции, и т.д. Поэтому, во-первых, аналитическое исследование подобных каскадов ТИУ усложняется; во-вторых, возникает вопрос о точности такого исследования в СВЧ диапазоне.

Имеющаяся информация по применяемым моделям АЭ и результатам аналитического исследования различных усилительных каскадов СВЧ ТИУ приведена в таблице 1. В ней приняты следующие обозначения: RGC (*англ.* regulated cascode) - регулируемый каскодный усилитель, или, проще, регулируемый каскод [2];  $Z_T$  или  $K_I$  – тип анализируемой схемной функции;  $[m/n]$  – сложность схемной функции ( $m$  – порядок числителя,  $n$  – порядок знаменателя).  
Таблица 1 – Модели АЭ и результаты аналитического исследования усилительных каскадов СВЧ ТИУ

№ п/п	Первый автор, год и источник	Схема усилительного каскада	Тип и число АЭ	Модель АЭ	Схемная функция
1.	Analui, 2004 [70]	ОИ с последовательной ВЧ коррекцией на выходе	ПТ 1	Активный блок	$Z_T$ [0/3], [1/3], [1/4], [2/5]
2.	Shekhar, 2006 [52]	ОИ с разными цепями параллельной и последовательной ВЧ коррекции	ПТ 1	Активный блок	$Z_T$ [1/2], [0/3], [1/3], [1/4], [2/5]
3.	Abraham, 1982 [57]	ОИ с параллельной резистивной ООС	ПТ 1	Активный блок	$Z_T$ [0/2], [0/3]
4.	Q. Yang, 2015 [58]	КМОП-инвертор с параллельной резистивной ООС и сложной ПШК	ПТ 2	Активный блок	$Z_T$ [0/2]
5.	Tao, 2003 [71]	ОИ-ОС с резистивной ООС	ПТ 2	Активный блок	$Z_T$ [0/1]
6.	Chien, 1999 [72]	ОИ-ОС с резистивной ООС и емкостной коррекцией	ПТ 2	Активный блок	$Z_T$ [0/2]
7.	Shahdust, 2016 [73]	ОИ-ОС с резистивной ООС и емкостной коррекцией	ПТ 2	Однонаправленная ЭС	$Z_T$ [0/1]
8.	Al-Berwari, 2022 [74]	ОЗ-ОИ с параллельной резистивной ООС	ПТ 2	Однонаправленная ЭС	$K_I$ [1/3]
9.	Vanistri, 1995 [75]	ОБ-ОЭ-ОК с общей параллельной резистивной ООС	БТ 3	Неоднонаправленная ЭС без учета сопротивления $r_b$	$Z_T$ [0/2]
10.	Kao, 2010 [45]	RGC	ПТ 2	Активный блок	$Z_T$ [0/3]
11.	Wei Chen, 2006 [76]	RGC	ПТ 2	Неоднонаправленная ЭС	$Z_T$ [1/2]
12.	Cheng Li, 2013 [77]	RGC ОЗ-ОИ с интегральным трансформатором и сложной ПШК	БТ 2	Неоднонаправленная ЭС без учета сопротивления $r_b$	$Z_T$ [2/6]

По данным таблице 1 можно сделать следующие выводы:

1) В большинстве представленных статей используются слишком упрощенные для СВЧ диапазона модели транзисторов в виде идеализированных активных блоков или однонаправленных линейных ЭС. Лишь в трех публикациях используются неоднонаправленные ЭС с учетом внутренней обратной связи транзистора, причем в двух из них – это эквивалентные схемы БТ без учета объемного сопротивления базы  $r_b$ , т.е. тоже слишком неточные.

2) Обращает на себя внимание, что порядок результирующих схемных функций (обычно трансимпеданса) мало связан со сложностью анализируемой схемы – например, числом транзисторов в ней. При этом порядок функций, как правило, намного меньше суммарного числа реактивных элементов схемы, включая реактивные элементы ЭС транзисторов. Это говорит о том, что полученные схемные функции были сильно упрощены, т.е. заменены функциями гораздо меньших порядков. При этом очевидно, что в ряде случаев результирующие простые функции не будут хорошо описывать характеристики усилительного каскада даже качественно – это относится, в частности, к схемам №5 и №7 (каскады ОИ-ОС на двух ПТ с функцией  $Z_T$  первого порядка [0/1], которая не способна описать подъемы на АЧХ, свойственные этим схемам), схеме №9 (каскад ОБ-ОЭ-ОК на трех БТ с функцией  $Z_T$  только второго порядка [0/2]) и др. Отсюда следует, что либо полученные аналитические выражения имеют достаточную точность лишь на сравнительно низких частотах, либо справедливы в узком диапазоне изменения параметров элементов.

Наш опыт (см. гл. 2) свидетельствует о том, что, в отличие от анализа сравнительно низкочастотных аналоговых ИС, где допустимы аппроксимации с резким снижением порядка схемных функций [78, 79, 80], в СВЧ диапазоне возможности существенного упрощения порядка выведенных функций усилительных каскадов сильно ограничены из-за значительного влияния большинства элементов схемы и ЭС транзисторов – иначе говоря, такие упрощения ведут к большим ошибкам.

3) Во всех рассмотренных публикациях вывод аналитических выражений для схемных функций СВЧ усилительных каскадов ТИУ выполнен вручную, хотя он может быть очень весьма трудоемким (например, для схемы №12).

4) Почти нет публикаций, в которых численно сопоставляются характеристики СВЧ усилительных каскадов, найденные по используемым упрощенным моделям транзисторов и по полным их моделям (или измерениям). Это связано, скорее всего, с недостаточной точностью полученных аналитических выражений для характеристик каскадов.

Отметим, что при аналитическом исследовании каскадов СВЧ ТИУ возникают задачи получения выражений для характеристик сложных схем с обратными связями. В связи с этим в работе В.П. Валюхова [81] получены соотношения для коэффициента шума усилителей с общими обратными связями. В диссертации В.Д. Купцова [82] применительно к ТИУ на биполярных и полевых транзисторах разработана методика расчёта коэффициента шума для случая обобщенной ООС через известный коэффициент шума усилителя без обратной связи, которая может быть применена для разных типов активных устройств.

Сделаем замечания также по существующим способам расчета элементов широкополосных усилительных каскадов. Наиболее систематический и универсальный метод предложил Г.В.

Брауде [5]. Этот метод, описанный в приложении В, применим к различным схемам усилительных каскадов на разных типах АЭ (лампах, ПТ и БТ) и позволяет рассчитать широкополосные усилители с максимально-плоскими формами АЧХ и ЧХ ГВЗ; этот метод использован в настоящей диссертации. Однако последние по времени работы, посвященные применению метода Г.В. Брауде к исследованию и расчету широкополосных транзисторных усилителей, опубликованы в нашей стране и относятся к 70-м годам (см. например, [49]). Отечественные и зарубежные публикации, в которых рассматриваемый метод был бы применен к проектированию широкополосных усилителей СВЧ диапазона (в том числе СВЧ ТИУ), нам неизвестны.

Что касается расчета элементов усилительных каскадов СВЧ ТИУ, то в известной литературе имеются лишь частные методики для конкретных схем. Например, методика, предлагаемая в [57], основана на приравнивании коэффициентов схемной функции трансимпеданса усилительного каскада с параллельной резистивной ООС коэффициентам передаточной функции ФНЧ Баттерворта второго или третьего порядка. Так как АЭ при этом представляется в виде идеализированного усилительного блока, она не обеспечивает необходимой точности в СВЧ диапазоне. Методики в [83] и [84] ориентированы только на расчет приведенных в этих публикациях вариантов каскадов с обратными связями и корректирующими цепями. Они предполагают приравнивание резонансных частот цепей обратной связи и (или) коррекции верхней граничной частоте каскада, а также приравнивание значений КТУ на постоянном токе и верхней граничной частоте.

*Анализ характеристик цифровых оптических приемников, в том числе с ПШК.* Наиболее подробное исследование цифровых резистивных оптических приемников с простой ПШК и с ТИУ на полевых или биполярных транзисторах (рис. 15а) выполнил С. Персоник в [38, 39, 51]. На основе результатов этих работ может быть выполнена оценка влияния битовой скорости передачи данных, полосы пропускания и других факторов на оптическую чувствительность цифровых приемников. С. Персоник показал, что приемники без ПШК с «полной» полосой пропускания являются неоптимальными. В отличие от этого, резистивные приемники с простой ПШК и корректором при высокой величине сопротивления  $R_b$  значительно выигрывают по шумовым характеристикам.

Независимо от работ С. Персоника и, по-видимому, раньше него И.Н. Пустынским и его коллегами исследована важная задача определения оптимальной полосы частот транзисторных усилителей с ПШК, усиливающих видеоимпульсные сигналы с широким спектром. Суть этой задачи близка к установлению оптимальной полосы частот фронтенда в цифровом оптическом приемнике по критерию отношения сигнал-шум. В публикациях И.Н. Пустынского [49, 85, 86] в частности, показано, что с точки зрения этого критерия оптимальная полоса пропускания

усилителя без корректора (аналог полосы пропускания фронтенда ОПрм  $\Delta f_{FE}$ ) тем уже, чем быстрее растут высококочастотные шумы усилителя. Однако ограничением этих работ является то, что рассмотрены только усилители на биполярных транзисторах.

В публикации В.Д. Купцова и В.П. Валюхова [82] отмечается, что результаты С. Персонака получены для случая, когда частотная характеристика линейной части приемника соответствует фильтру Найквиста с полосой пропускания  $f_{bit}/2$ , который преобразует входной сигнал к форме гауссова или косинусоидального импульса. Такой вариант приемника подходит лишь для систем со строго фиксированной скоростью передачи данных, причем возникает необходимость индивидуальной настройки каждого ОПрм в линии связи. В [82] методика С. Персонака обобщается путем представления трансимпеданса ТИУ в виде дробно-рациональной функции второго порядка. Это позволило предложить методику оптимизации чувствительности ТИУ на биполярных транзисторах.

В монографии Э.А. Шевцова и М. Е. Белкина [30] получены аналитические соотношения для отношения сигнал-шум и чувствительности аналоговых и цифровых ОПрм, выполнены исследование и оптимизация этих характеристик при использовании полевых и биполярных транзисторов. Приведены практические схемы оптических приемных модулей с полосами пропускания до 1-2 ГГц.

Впервые идея о том, что ПШК может быть применена не только в резистивных, но и в трансимедансных ОПрм, была высказана, по-видимому, в публикации [59]. Эта идея состоит в том, что в первом каскаде ТИУ с параллельной ООС выполняется лишь частичная коррекция спада АЧХ за счет емкости ФД, а остальная компенсация осуществляется в следующих каскадах. Однако в интегральных быстродействующих ОПрм такой подход был практически применен только недавно, он представлен в линейке СВЧ ТИУ, выполненных на МОП- или гетеробиполярных транзисторах [41, 42, 43, 44]. В [48] проведено сравнение СВЧ ОПрм с различными типами аналоговых и цифровых корректоров по критерию соотношения «полоса пропускания фронтенда – битовая скорость» и входному эквивалентному шумовому току.

### **1.8 Символьный анализ линейных электронных цепей и аналоговых схем**

Первоначально со времени применения в радиоэлектронике широкополосных пассивных и активных цепей их анализ и проектирование выполнялись с использованием аналитических (символьных, «буквенных») методов исследования [5, 87]. При этом активные приборы (сначала лампы, а с 1950-х годов - транзисторы) представлялись в виде несложных эквивалентных схем (ЭС), или схем замещения [5, 49, 50, 87]. Анализ состоял в ручном выводе аналитических выражений для частотных характеристик цепи - коэффициента передачи, входного и выходного импедансов и т.д. - в виде схемных функций (функций переменной  $p=j\omega=j2\pi f$ ) и исследовании

с помощью этих выражений влияния различных элементов цепи на характеристики. На этой основе был предложен целый ряд методов расчета широкополосных пассивных и активных устройств - в частности, фильтров Баттерворта, Чебышева и Кауэра, широкополосных и импульсных видеоусилителей для телевидения [5, 49, 50, 87]. В 1960-х годах появились также первые работы по созданию алгоритмов машинного (автоматического) буквенного анализа линейных цепей [88, 89, 90] и др., которые получили название символьных методов (symbolic analysis), однако в то время такие алгоритмы не получили большого развития.

При достижении транзисторами рабочих частот порядка нескольких сотен мегагерц подход к проектированию высокочастотных широкополосных устройств на базе ручного вывода формул и аналитического исследования стало применять затруднительно. Это связано с тем, что модели дискретных СВЧ биполярных и полевых приборов гораздо сложнее, чем модели ламп или низкочастотных транзисторов. В результате аналитические выражения для описания характеристик и расчета СВЧ устройств на дискретных элементах становятся слишком громоздкими для применения на практике.

В связи со сказанным в настоящее время проектирование активных и пассивных устройств СВЧ диапазона (в том числе интегральных) выполняется чаще всего с помощью реализованных в САПР численных методов моделирования и точных моделей СВЧ элементов. При этом численные методы моделирования и оптимизации СВЧ цепей получили значительное развитие и являются весьма эффективными. Однако такой подход не позволяет с помощью инженерных формул быстро и удобно оценить потенциальные характеристики различных схем СВЧ устройств, влияние отдельных элементов на характеристики, выполнить анализ устойчивости и чувствительности классическими методами, расчет элементов по требованиям к устройству и т.д.

При появлении технологий кремниевых полупроводниковых (монолитных) интегральных схем (ИС) на их базе начали изготавливаться аналоговые полупроводниковые устройства, и вновь возродился интерес к символьному анализу аналоговых цепей, в том числе приближенному. Это обусловлено тем, что, в отличие от дискретных компонентов, интегральные МОП- и биполярные приборы благодаря малым размерам, меньшим паразитным параметрам и отсутствию корпусов могут на высоких частотах описываться гораздо более простыми ЭС.

Однако для преодоления проблемы сложности интегральных аналоговых устройств символьный анализ стал развиваться на новой основе [78, 79, 80, 91, 92].

Во-первых, вместо ручного вывода аналитических формул начали разрабатываться все более эффективные алгоритмы и программы компьютерного символьного анализа. Они базируются на трех развитых подходах для определения схемных функций цепи: алгебраическом, топологическом и теоретико-множественном [88, 89, 90, 91, 92]. Алгебраический подход основан на представлении информации в виде матриц и векторов.

Топологический подход, использующий в качестве основного понятия граф схемы или матрицы, позволяет графически отображать процедуры, связанные с определением схемных функций, различными преобразованиями графов и операций над ними. При теоретико-множественном подходе элементам матриц и векторов приводятся в соответствие некоторые коды, а сами матрицы и векторы представляются множествами и подмножествами, над которыми и выполняются соответствующие операции, необходимые для получения схемных функций цепи.

Во-вторых, значительное внимание было уделено методам компьютерного упрощения получаемых формул для характеристик аналоговых схем [79, 80]. При этом дробно-рациональные схемные функции высокого порядка заменяются функциями значительно меньшего порядка таким образом, чтобы обеспечить возможность и наглядность их использования при сохранении достаточной для инженерной практики точности. Указанный подход благодаря компьютерному выполнению математических операций в буквенной (символьной) форме резко снижает трудоемкость вывода аналитических формул и вероятность ошибок.

В результате методы автоматизированного (автоматического) символьного анализа получили большое распространение при исследовании и проектировании аналоговых интегральных устройств сравнительно низкочастотных диапазонов [78, 79, 80]. Кроме универсальных методов, разработаны также специализированные алгоритмы и программы для символьного анализа и проектирования отдельных классов аналоговых устройств, в частности, операционных усилителей и др. При этом обычно используются идеализированные модели интегральных активных элементов в виде простых ЭС - например, идеальных усилительных блоков с емкостями на входе и (или) выходе.

В литературе отмечается, что методы символьного анализа электронных цепей и устройств предоставляют целый ряд дополнительных возможностей по сравнению с традиционным численным моделированием [78, 79, 80, 88, 89, 90, 93]: а) наглядное аналитическое исследование взаимосвязи характеристик схемы и их зависимостей от параметров одного или нескольких элементов; б) анализ устойчивости и чувствительности схем классическими методами [88, 89, 94, 95]; в) разработка методик расчета конкретных вариантов аналоговых устройств при представлении символьными входными и передаточными функциями [5, 96]; г) гораздо меньшее время многовариантного моделирования и оптимизации характеристик схем при варьировании параметров элементов; д) меньшее влияние ошибок округления чисел в ЭВМ на конечные результаты расчетов; е) более быстрый и более детальный расчет частотных зависимостей характеристик в большом числе точек, благодаря чему снижается вероятность "пропуска" максимумов, минимумов и других характерных особенностей характеристик, и др.

При дальнейшем развитии полупроводниковых технологий появились ИС СВЧ диапазона на основе GaAs, GaN, InP, КМОП на объемном кремнии, КМОП "кремний-на изоляторе" (КНИ), кремний-германий (SiGe) и др. Применяемые в них интегральные полевые и биполярные (гетеробиполярные) транзисторы обладают малыми размерами и небольшими величинами паразитных параметров. Поэтому до определенных частот СВЧ диапазона они могут описываться более простыми ЭС, чем дискретные приборы. В связи со сказанным в некоторых публикациях были использованы аналитические способы исследования интегральных широкополосных усилителей с помощью таких моделей (подробнее см. п. 1.7). Однако проведенное в этих публикациях исследование носит приближенный и качественный характер, так как систематический анализ точности в СВЧ диапазоне как самих упрощенных ЭС транзисторов, так и расчета на их основе характеристик интегральных усилителей в литературе отсутствует. Кроме того, в публикациях использован трудоемкий ручной вывод аналитических выражений.

Упомянутые выше подходы к автоматизированному аналитическому исследованию и проектированию сравнительно низкочастотных аналоговых интегральных устройств [78, 79, 80] не учитывают особенностей устройств СВЧ диапазона. Публикации, посвященные компьютерному символьному анализу СВЧ цепей и схем, весьма немногочисленны. Так, в [97] описывается метод символьного анализа СВЧ цепей, включающих сосредоточенные элементы и отрезки однородных линий передачи с потерями. В [98] предлагается метод символьного анализа цепей частной структуры, представляющей собой каскадное соединение четырехполюсников с известными матрицами  $S$ -параметров, а также отрезков линий передачи. Он является адаптацией теоретико-множественного подхода (метода обобщенных чисел [90]) и более эффективен по сравнению с [97].

Достаточно общий алгебраический подход к символьному анализу СВЧ цепей произвольной структуры на сосредоточенных элементах описывается в работе [99]. Анализ основан на формировании в матричном виде уравнений цепи с использованием модифицированного метода узловых напряжений [97]. В результате вычислений находятся представленные в аналитической форме выражения для схемных функций параметров рассеяния цепи как отношений полиномов переменной  $p=j\omega$ . При этом для определения функций  $S$ -параметров используются процедуры раскрытия определителей в символьном виде. На основе описанного подхода реализована программа символьного анализа сосредоточенных СВЧ цепей, однако она применена к задачам исследования сравнительно несложных СВЧ устройства и носит скорее учебный характер.

Приведенные здесь подходы к символьному анализу электронных схем являются достаточно сложными, реализация алгоритмов и программ на их основе весьма

трудоемка. Поэтому только часть из них была осуществлена в экспериментальных авторских программах, достаточно специализированных и неудобных для использования. Таким образом, в настоящее время практически отсутствуют основанные на подходах подходах доступные программы, позволяющие осуществлять автоматизированное построение схемных функций СВЧ цепей произвольной топологии в символьном виде.

В то же время в настоящее время в известных математических пакетах MapleV, Mathematica, Derive и др., а также в специализированных инструментах (toolbox) пакетов Matlab и Mathcad реализованы общие алгоритмы компьютерной алгебры [100] (подробнее см. п. 2.3). На наш взгляд, применение таких алгоритмов является эффективным подходом для разработки программ автоматизированного анализа, исследования и расчета СВЧ устройств, в том числе интегральных СВЧ ТИУ.

## **2. Автоматизированный символьный анализ, исследование и методики проектирования интегральных СВЧ трансимпедансных усилителей**

В настоящем разделе исследована точность упрощенных линейных и шумовых ЭС интегральных СВЧ полевых (МОП) и гетеробиполярных транзисторов в полосе частот до 30 ГГц. Разработаны алгоритмы автоматизированного получения и упрощения схемных функций электронных схем с учетом особенностей задачи символьного анализа СВЧ усилительных каскадов. На этой основе построены аналитические модели для типовых каскадов интегральных СВЧ ТИУ. На базе классического метода частотной коррекции Г.В. Брауде получены аналитические формулы для инженерного расчета оптимальных значений корректирующих элементов, обеспечивающих максимально-плоские частотные характеристики коэффициента трансимпедансного усиления или группового времени запаздывания усилительных каскадов, в том числе с учетом емкости фотодиода.

Предложена методика проектирования СВЧ усилительных каскадов интегральных сверхширокополосных усилителей и трансимпедансных усилителей на основе автоматизированного символьного анализа и модифицированного метода Брауде, разрешающая получать семейства АЧХ коэффициента усиления с разными величинами наклона в выбранном частотном диапазоне. Это дает возможность разрабатывать усилительные каскады, корректирующие частотные искажения определенных компонентов приемной или передающей системы. Предложена также методика проектирования многокаскадных ТИУ с противошумовой коррекцией, позволяющая распределить функцию компенсации влияния емкости фотодиода между усилительными каскадами и аналитически рассчитать цепи индуктивной коррекции из условия компромисса между требованиями практической реализуемости, занимаемой площадью на подложке и величиной эквивалентного входного шумового тока оптического приемника.

В совокупности разработанные алгоритмы и предложенные методики образуют систематическую процедуру автоматизированного символьного анализа, исследования и расчета усилительных каскадов интегральных СВЧ ТИУ и ОПРм на основе программных средств компьютерной алгебры и упрощенных ЭС транзисторов.

Теоретические результаты проверены на примерах исследования и проектирования распространенных СВЧ усилительных каскадов ТИУ, выполненных по схемам ОИ-ОС и КМОП-конвертора с параллельной ООС на базе отечественной РЧ КМОП-технологии.

### **2.1 Общий подход к исследованию и проектированию интегральных СВЧ ТИУ на основе автоматизированного символьного анализа**

Как было отмечено в п. 1.5.1, большинство методик анализа и проектирования СВЧ ИС ТИУ основано на представлении активного элемента или усилительного каскада в виде

идеального (например, операционного) усилителя, к которому подключены ФД, цепи коррекции, обратной связи (ОС), схемы компенсации и управления [1, 2]. Однако полученные на основе такого представления аналитические формулы позволяют выявить только на качественном уровне зависимости основных характеристик и не обеспечивает нужной точности анализа интегральных широкополосных СВЧ ТИУ уже на частотах в несколько гигагерц.

Кроме того, в известной литературе [1, 2] анализ ТИУ является неполным – основное внимание уделено исследованию трансимпедансного усиления и шумовых параметров, но недостаточно рассмотрены такие важные (особенно в СВЧ-области) характеристики, как частотные зависимости входного и выходного импедансов усилителей, группового времени запаздывания, а также вопросы устойчивости.

Проектирование интегральных СВЧ ТИУ, как и вообще СВЧ-усилителей, сейчас выполняется, как правило, с помощью САПР с использованием численных методов моделирования и точных моделей активных элементов. Однако такие методы не дают возможности быстро оценить потенциальные возможности различных схем ТИУ, влияние отдельных элементов на основные характеристики, а также выполнить расчет элементов усилителя по требованиям к характеристикам.

Метод символьного анализа, представленный в Приложении В, является одним из перспективных подходов к проектированию СВЧ ТИУ и позволяет представить наглядно функционирование цепи, выполнить расчет значений элементов, провести многовариантный анализ, позволяет провести анализ устойчивости схем классическими методами. Также указанный метод дает возможность выполнить аналитическое исследование зависимостей характеристик схемы от параметров одного или нескольких элементов, произвести более быстрый расчет частотных зависимостей в большом числе точек при различных условиях, благодаря чему детально исследуются экстремумы схемы и другие характерные особенности. При этом для полного анализа, уточнения результатов и оптимизации характеристик проводится окончательное численное моделирование в САПР.

Однако для применения такого подхода применительно к СВЧ-устройствам активные элементы (транзисторы) на этапе получения аналитических формул должны быть представлены не в виде идеального усилительного блока, а с помощью обеспечивающих приемлемую точность в рабочем диапазоне частот ТИУ эквивалентных схем (ЭС). Дополнительная сложность состоит в том, что ручной вывод аналитических выражений на основе ЭС СВЧ-транзисторов даже для простых схем сверхвысокочастотных усилителей сопряжен с большой трудоемкостью и возможностью ошибок. Видимо, в связи с этим подобные методики аналитического исследования и расчета СВЧ-усилительных схем (в том числе ТИУ) на базе достаточно полных ЭС транзисторов для частот выше 2–3 ГГц не получили распространения. Современный подход

к символьному анализу базируется на использовании ЭВМ, методов компьютерной алгебры и специализированных программ, таких как Matlab, Mathcad, Maple V и др., позволяя автоматически генерировать, обрабатывать и упрощать аналитические выражения.

**Обобщенная методика символьного анализа схем СВЧ ТИУ** выглядит следующим образом:

1) Построение в заданном частотном диапазоне моделей (при необходимости - масштабируемых) интегральных транзисторов в виде упрощенных ЭС для нескольких значений их размеров (например, при вариации ширины затвора для ПТ и площади эмиттера для ГБТ), рабочих токов и напряжений. Анализ усилительных и шумовых характеристик транзисторов, зависимостей от размеров и режимов по постоянному току.

2) Выбор первоначального схемотехнического решения СВЧ ТИУ в зависимости от требований ТЗ, частотного диапазона и выбранной интегральной технологии изготовления.

3) Выбор начальных значений размеров и рабочих точек приборов, расчет схемы по постоянному току.

4) Формирование для выбранной схемы усилительного каскада с учетом импедансов источника сигнала и нагрузки матрицы узловых проводимостей; получение с использованием алгоритмов компьютерной алгебры аналитических выражений для основных характеристик каскада, в том числе трансимпеданса  $Z_T$ , коэффициента усиления по напряжению  $K_U$ , ГВЗ, входного и выходного импеданса, входного шумового тока и др. В случае проектирования первого каскада источник сигнала моделируется с помощью ЭС ФД (чаще всего это просто емкость перехода диода).

5) Анализ, упрощение и приведение полученных аналитических выражений характеристик к виду дробно-рациональных функций (ДРФ).

6) Многовариантный анализ и исследование основных характеристик усилительного каскада с использованием аналитических выражений при вариации элементов схемы и параметров (элементов ЭС) транзисторов, выбор (уточнение) размеров транзисторов и режимов по постоянному току, уточнение требований к характеристикам каскада.

7) Формирование (на основе символьной передаточной функции и классического либо модифицированного метода Брауде) и решение системы уравнений для расчета корректирующих цепей, обеспечивающих нужную форму АЧХ коэффициента усиления в заданной полосе частот.

8) Анализ для полученного решения других характеристик СВЧ усилительного каскада (ГВЗ, ФЧХ, ПХ, входной и выходной импедансы, входной шумовой ток, устойчивость при вариации элементов, чувствительность к изменению параметров элементов, и др.).

9) В случае многокаскадного ТИУ проектирование последующих каскадов усиления и в конце - анализ всех характеристик рассчитанного усилителя с подключенным ФД с

использованием линейных моделей (ЭС) диода и транзистров. Если ТИУ не удовлетворяет требованиям ТЗ, возврат на один из предыдущих шагов (например, выбор другого схемотехнического решения СВЧ ТИУ и т.д.).

10) В конце выполняются моделирование и оптимизация характеристик (параметрический синтез) всего ТИУ с ФД на основе точных моделей КМОП-транзисторов и пассивных элементов, проводятся разработка топологии и финальное численное моделирование.

Представленная последовательность проектирования СВЧ ТИУ предполагает применение методик решения трех частных задач, которые в диссертации рассмотрены на конкретных примерах исследования и расчета разных схем СВЧ усилительных каскадов, а также многокаскадного усилителя.

## **2.2 Построение и исследование моделей интегральных СВЧ транзисторов в виде упрощённых линейных и шумовых эквивалентных схем для символьного анализа**

Одной из важных задач при реализации предлагаемого подхода к исследованию и проектированию интегральных СВЧ ТИУ на основе автоматизированного символьного анализа является построение моделей интегральных СВЧ полевых и биполярных транзисторов в виде упрощённых эквивалентных схем (ЭС). Описание наиболее распространенных линейных и шумовых эквивалентных схем СВЧ ПТ и БТ приведено в Приложении Г.

Рассмотрению моделей СВЧ ПТ и БТ в виде ЭС, а также методам их построения посвящено большое число публикаций [3, 101, 102, 103, 104, 105]. В этих публикациях представлены, как правило, полные линейные, шумовые и нелинейные модели СВЧ полупроводниковых приборов, применяемые для точного моделирования характеристик активных устройств сверхвысокочастотного диапазона в САПР. Поэтому основным требованием для таких моделей является высокая точность воспроизведения экспериментально измеренных линейных, шумовых и нелинейных характеристик ПТ и БТ.

Однако к моделям СВЧ полупроводниковых приборов в виде ЭС, используемым для исследования и проектирования интегральных СВЧ усилителей на основе автоматизированного символьного анализа, предъявляются специальные требования. В частности, так как при символьном анализе выводятся аналитические выражения для линейных характеристик СВЧ усилителей, следует ограничиться только линейными моделями. Кроме того, при разработке малошумящих усилителей (в том числе СВЧ ТИУ) для быстрой оценки шумов зачастую удобно, чтобы применяемая ЭС транзистора описывала не только линейные, но с удовлетворительной точностью и шумовые параметры прибора.

Но основными при символьном анализе являются следующие два требования к используемым моделям интегральных СВЧ транзисторов в виде ЭС:

а) модели должны иметь по возможности минимальную сложность (минимальное общее число элементов, а также минимальное число реактивных элементов) для получения символьных передаточных и входных функций  $T(p, e)$  тоже наименьшей сложности, что позволит упростить исследование и расчет усилительных каскадов на основе символьного подхода;

б) они должны обеспечить нужную точность воспроизведения сигнальных и, при необходимости, шумовых характеристик транзистора (обычно измеренных или найденных из полной модели параметров рассеяния и шумовых параметров) в заданном частотном диапазоне, который должен быть, по крайней мере, не уже, чем рабочий частотный диапазон усилителя.

Очевидно, эти два требования являются противоречивыми. Требование минимальной сложности для полных моделей (ЭС) полупроводниковых приборов, применяемых в САПР, является вторичным и, как правило не критично - общее число элементов полной линейной эквивалентной схемы СВЧ ПТ или БТ может превышать 10-15 и более. В отличие от этого, желательно, чтобы упрощенные ЭС транзисторов содержали гораздо меньшее число элементов при сохранении хорошей или удовлетворительной точности в СВЧ диапазоне.

В известной нам литературе отсутствует систематическое исследование вопросов, касающихся выбора и методик построения упрощенных эквивалентных схем СВЧ ПТ и БТ для символьного анализа с учетом указанных выше критериев, а также достижимой точности и частотного диапазона применимости таких моделей. Рассмотрению этих вопросов посвящен настоящий подраздел.

### **2.2.1 Выбор упрощённых эквивалентных схем интегральных СВЧ полевых и биполярных транзисторов для символьного анализа**

*Методики построения, фиксированные и масштабируемые модели СВЧ транзисторов.* В литературе используются три основных подхода к решению задачи экстракции (нахождения величин элементов) линейных и шумовых полных эквивалентных схем СВЧ ПТ и БТ по измеренным параметрам рассеяния и шумовым параметрам [3, 102, 105, 106]:

- подходы на основе аналитических процедур;
- подходы на основе численных процедур параметрической оптимизации электронных схем;
- комбинированные подходы.

Предлагаемые в диссертации методики построения упрощенных моделей интегральных СВЧ биполярных и полевых транзисторов, основанные на этих подходах, рассматриваются далее в пп. 2.2.2-2.2.5.

При проектировании интегральных СВЧ усилителей необходимо выбирать не только режимы работы транзисторов по постоянному току, но также и их геометрические размеры, прежде всего ширину затвора для ПТ и площадь эмиттера для БТ или ГБТ, а зачастую также – конкретную конструкцию (модификацию) транзистора из числа нескольких имеющихся в технологии конструкций. При этом величины элементов ЭС зависят как от режима работы приборов, так и их размеров, и конструкции.

Для удобства через  $\mathbf{e}$  обозначим вектор, содержащий элементы ЭС:  $\mathbf{e}=(e_1, e_2, \dots, e_P) = \{e_p\}$ ;  $p=1, \dots, P$ ;  $P$  – общее число элементов ЭС, к ним относятся, в частности, сопротивления, емкости и крутизна источника тока (см. Приложение Г). Через  $x$  обозначим один из параметров полупроводникового прибора, который требуется варьировать, если параметр  $x$  представляет собой, например, ширину затвора для ПТ, площадь эмиттера для БТ, значение рабочего напряжения или тока прибора и т.д., он принимает непрерывные значения. Параметр  $x$  может обозначать также порядковый номер конструкции транзистора в ряду доступных конструкций, в этом случае он должен принимать целочисленные значения.

Рассмотрим возможные способы выбора варьируемого параметра  $x$  полупроводникового прибора при символьном подходе.

1) Применение фиксированных моделей транзистора. Под фиксированной моделью понимается ЭС, численные значения элементов которой рассчитаны для одного конкретного набора геометрических параметров и режимов работы транзистора, включая определенную конструкцию прибора, конкретные значения ширины затвора или площади эмиттера, рабочих токов и напряжений, и т.д. Если требуется варьировать один из параметров прибора  $x$ , то при построении ЭС численные значения вектора  $\mathbf{e}$  (т.е. значения элементов  $e_p$ ) рассчитываются для нескольких разных величин  $x=x_q$  ( $q=1, \dots, Q$ ) этого варьируемого параметра. В результате получаются несколько фиксированных ЭС, одинаковых по конфигурации и отличающихся только значениями элементов. Обозначим эквивалентную схему, рассчитанную для  $x=x_q$ , как ЭС <sub>$q$</sub> .

При исследовании и проектировании СВЧ ТИУ в его передаточные и входные функции вида  $T(p, \mathbf{e})$  будут входить в символьном виде элементы упрощенной эквивалентной схемы  $e_p$ . Выбор величины варьируемого параметра  $x$  в случае применения фиксированных моделей осуществляется косвенно путем перебора, а именно: вычисление и сравнение характеристик СВЧ ТИУ при  $x=x_q$  осуществляется путем подстановки в символьные выражения  $T(p, \mathbf{e})$  конкретных численных значений элементов ЭС  $e_p(x_q)$  для  $x=x_q$ , которые берутся из соответствующей схемы ЭС <sub>$q$</sub> .

2) Применение масштабируемых моделей. Масштабируемой (иначе, параметрической или параметризованной) моделью в данном случае называется ЭС, зависимости элементов которой

$e_p$  ( $p=1, \dots, P$ ) от варьируемого параметра  $x$  (в некотором диапазоне изменения  $x$ ) представлены в виде аналитических (символьных) выражений  $e_p(x)$ . Масштабируемая модель транзистора может быть получена, в частности, на базе использования набора предварительно построенных фиксированных моделей ЭС $_q$ , отвечающих нескольким разным значениям варьируемого параметра  $x=x_q$ ,  $q=1, \dots, Q$  [105, 106]. При этом для каждого элемента ЭС  $e_p$  ( $p=1, \dots, P$ ) выполняется аппроксимация найденных дискретных значений  $e_p(x_q)$ ,  $q=1, \dots, Q$  с помощью аналитического выражения  $e_p(x)$ .

Выбор величины варьируемого параметра  $x$  при применении масштабируемой ЭС осуществляется следующим образом. На первом шаге аналитические выражения  $e_p(x)$  для элементов ЭС подставляются в символьные передаточные и входные функции  $T(p, e)$  СВЧ ТИУ, в результате указанные функции примут вид  $T(p, x)$ , т.е. варьируемый параметр  $x$  будет входить в них в явном виде. Это позволяет на основе символьного анализа удобно исследовать зависимости характеристик ТИУ от параметра  $x$  и при необходимости выбрать его величину, либо с использованием математических аналитических методов найти оптимальное значение  $x_{opt}$  этого параметра.

Очевидно, для реализации символьного подхода фиксированная или масштабируемая модель (упрощенная ЭС) интегрального СВЧ транзистора должна удовлетворять сформулированным ранее требованиям минимальной сложности и достаточной точности.

**Выбор упрощённых эквивалентных схем интегральных СВЧ ПТ для символьного анализа.** Рассмотрим вопрос выбора упрощенных ЭС интегральных СВЧ полевых и биполярных транзисторов для символьного анализа, принимая во внимание сформулированные выше критерии минимальной сложности и точности модели. В литературе приведено достаточно большое количество различных вариантов упрощённых эквивалентных схем ПТ и БТ [3, 103, 107-111]. Однако применительно к СВЧ диапазону они рассматриваются в литературе, как правило, не в качестве самостоятельных ЭС, позволяющих выполнить с достаточной точностью анализ и проектирование полупроводниковых устройств (в том числе интегральных), а как внутренние части полных эквивалентных схем СВЧ приборов [3, 27, 102, 103, 104, 105].

В [27] приведены универсальные упрощенные П-образные линейные ЭС одновременно ПТ и БТ (рисунок 25а-б), они могут являться внутренней частью СВЧ приборов обоих типов (здесь без скобок указаны обозначения элементов ЭС для ПТ, а в скобках – для БТ). На основе этих универсальных эквивалентных схем удобно рассмотреть разные возможные варианты упрощенных ЭС для символьного анализа.

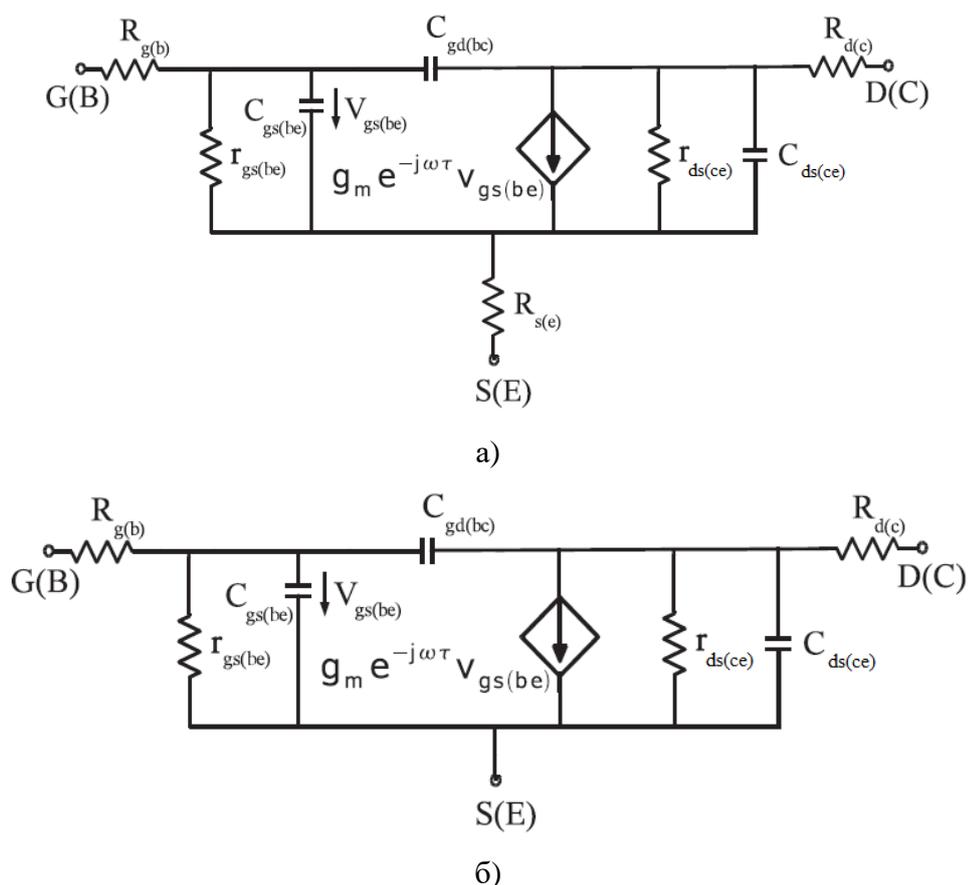


Рисунок 25 – Универсальные упрощенные  $\Pi$ -образные линейные ЭС полевого и биполярного транзисторов: а) ЭС с непосредственно включенным сопротивлением  $R_s$  ( $R_e$ ); б) более простая ЭС, косвенно учитывающая сопротивление  $R_s$  ( $R_e$ ), в ней используются эффективные величины элементов

ЭС ПТ и БТ на рисунке 25а содержит паразитные контактные сопротивления приборов. Первым шагом к ее упрощению является исключение контактного сопротивления истока  $R_s$  для ПТ и эмиттера  $R_e$  для БТ. В [27] показано, что исключение  $R_s$  ( $R_e$ ) в схеме (рисунок 25а) приводит к более простой схеме на рисунке 25б без сопротивления  $R_s$  ( $R_e$ ), в которой некоторые элементы заменены их эффективными значениями:

$$R'_{gs} = R_{gs}(1 + g_m R_s); \quad R'_{be} = R_{be}(1 + g_m R_e); \quad (17)$$

$$C'_{gs} = \frac{C_{gs}}{1 + g_m R_s}; \quad C'_{be} = \frac{C_{be}}{1 + g_m R_e}, \quad (18)$$

$$R'_{ds} = R_{ds}(1 + g_m R_s); \quad R'_{ce} = R_{ce}(1 + g_m R_e); \quad (19)$$

$$C'_{ds} = \frac{C_{ds}}{1 + g_m R_s}; \quad C'_{ce} = \frac{C_{ce}}{1 + g_m R_e}, \quad (20)$$

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_s}; \quad g'_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_e}; \quad (21)$$

В формулах (17) - (21) величины без штриха обозначают значения элементов в исходной ЭС ПТ или БТ на рисунок 25а, а величины со штрихом – эффективные значения элементов в ЭС на рисунок 25б, которые учитывают влияние сопротивления  $R_s$  или  $R_e$ . Представленные соотношения открывают возможность во всех приводимых далее упрощенных ЭС ПТ и БТ не включать в явном виде сопротивление  $R_s$  или  $R_e$ , а использовать более простые ЭС, в которых влияние этого сопротивления учитывается косвенным образом в соответствии с (17) - (21). Ниже для удобства штрихи в обозначении эффективных значений элементов ЭС опускаются. Однако нужно иметь в виду, что при решении задачи построения (экстракции) модели по измеренным данным мы фактически сразу вычисляем или оптимизируем эффективные значения элементов эквивалентной схемы.

Далее мы на основе качественного анализа оценим необходимость использования тех или иных элементов в упрощенных ЭС и влияние их в СВЧ диапазоне. Окончательно обоснование выбора вида ЭС по критерию точности выполнено нами путем построения с помощью предлагаемых ниже методик и сравнения точности упрощенных П-образных линейных ЭС разной конфигурации для реальных СВЧ полевых и гетеробиполярных транзисторов на частотах до 20-30 ГГц. Для сокращения объема материала в пп. 2.2.3-2.2.5 приведены результаты построения и исследования точности только для выбранных видов моделей интегральных СВЧ ПТ и БТ, которые в наибольшей степени удовлетворяют критериям минимальной сложности и точности.

Начнем с анализа различных упрощенных ЭС полевых транзисторов в СВЧ диапазоне. Наиболее часто в литературе приводятся упрощенные варианты внутренней части полной ЭС СВЧ ПТ, показанные на рисунке 26а-б [3, 27, 101, 103, 107, 112]. В варианте, представленном на рисунке 26а, последовательно с емкостью  $C_{gs}$  включено сопротивление  $R_{gs}$  (иногда его обозначают также как  $R_i$ ) - это сопротивление, характеризующее резистивный путь для заряда емкости  $C_{gs}$  (см. рис. Г.1 в Приложении Г). Одновременно удалены контактные сопротивления затвора и стока ( $R_g=R_d=0$ ), имеющиеся в универсальной модели на рисунке 26б. Численные вычисления показывают, что сопротивление  $R_{gs}$  до частот 20-30 ГГц сравнительно мало влияет на частотные зависимости параметров рассеяния СВЧ полевых транзисторов. Поэтому его тоже можно положить равным нулю ( $R_{gs}=0$ ), в результате получается более простая модель СВЧ ПТ [27, 110, 112, 113] (рисунок 26б). Так как в этой модели используются три реактивных элемента, порядок входных и передаточных функций, описывающих сам транзистор, тоже равен трем.

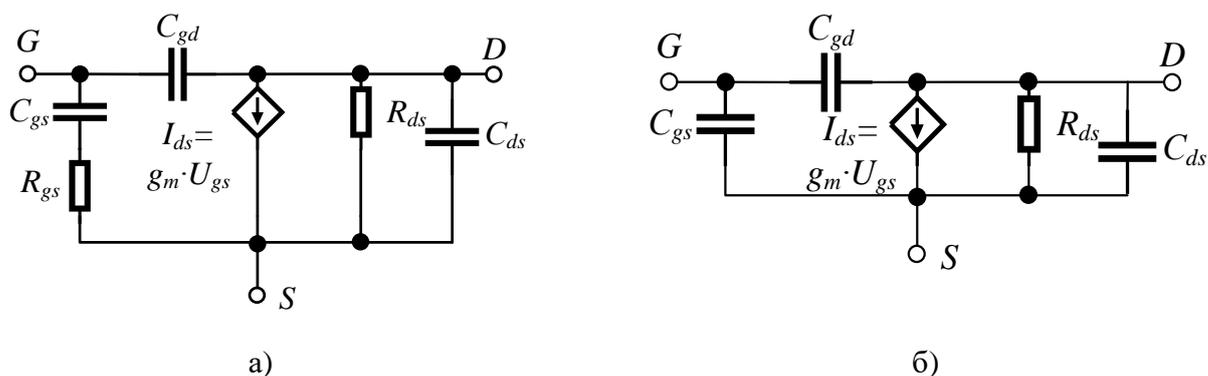
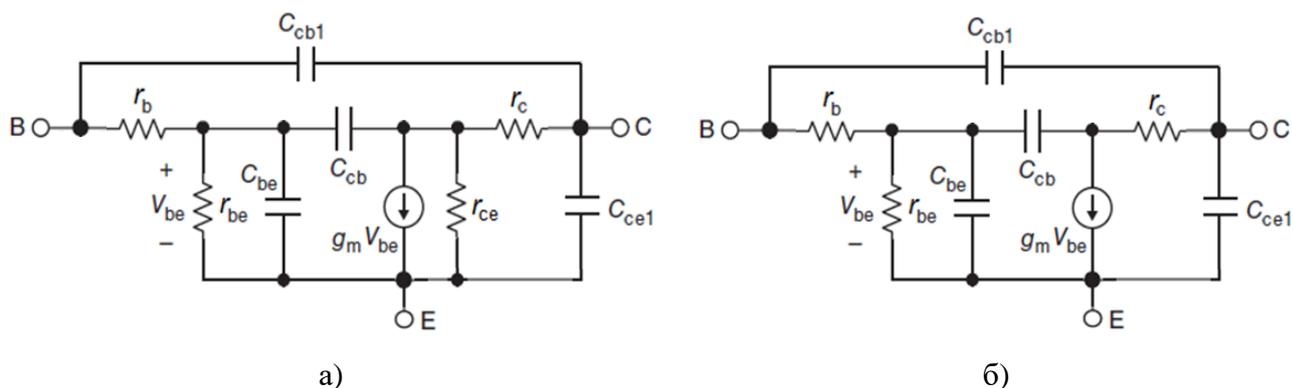


Рисунок 26 – Упрощённые П-образные линейные эквивалентные схемы интегральных СВЧ полевых транзисторов

В литературе встречаются еще более простые модификации моделей СВЧ ПТ на рисунке 26а-б, у которых проходная емкость равна нулю ( $C_{gd}=0$ ), они описываются входными и передаточными функциями второго порядка [107, 112, 114, 115]. Однако такие модели СВЧ ПТ являются однонаправленными [112, 114, 115], они не позволяют рассчитать волновой коэффициент обратной передачи (для них  $S_{12}=0$ ) и по этой же причине достоверно выполнить анализ устойчивости усилителя.

Таким образом, для символьного анализа целесообразно выбрать модель интегрального СВЧ ПТ третьего порядка с  $C_{gd} \neq 0$ , показанную на рисунке 26б. Она удовлетворяет критерию минимальной сложности при учете коэффициента обратной передачи  $s_{12}$  прибора, ее точность исследована в пп. 2.2.3 и 2.2.4.

**Выбор упрощённых эквивалентных схем интегральных СВЧ БТ и ГБ для символьного анализа.** Перейдем к анализу упрощенных эквивалентных схем БТ и ГБТ в СВЧ диапазоне. Часто встречающиеся в литературе варианты внутренней части полной ЭС биполярных и гетеробиполярных транзисторов изображены на рисунке 27 [3, 27, 103, 108, 109, 111].



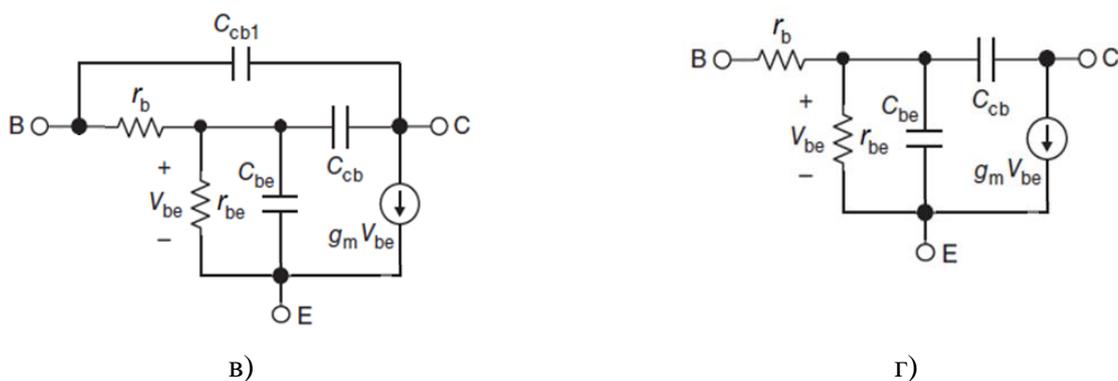


Рисунок 27 – Упрощённые П-образные линейные эквивалентные схемы интегральных СВЧ биполярных и гетеробиполярных транзисторов

Схема модели СВЧ БТ на рисунке 27а [103, 111] является самой сложной и имеет 4-й порядок. В этой ЭС емкость  $C_{cb}$  описывает активную область перехода коллектор-база, а емкость  $C_{cb1}$  - пассивную область этого перехода [110, 112]. Так как выходное сопротивление транзистора  $r_{ce}$  велико, его можно убрать из модели. В результате получится более простая ЭС на рисунке 27б, но тоже 4-го порядка [111].

В целом ряде работ [3, 103, 108, 110] из эквивалентной схемы на рисунке 27б исключается выходная емкость прибора  $C_{ce1}$  (ее роль играют емкости  $C_{cb}$  и  $C_{cb1}$ ). Как следствие, имеем модель СВЧ БТ третьего порядка (рисунок 27в). Наконец, полагая емкость пассивной области перехода коллектор-база равной нулю ( $C_{cb1}=0$ ), приходим к самой простой ЭС второго порядка (рисунок 27г). Однако сразу можно сказать, что как эта ЭС, так и универсальная упрощенная модель БТ на рисунке 27г, у которой тоже  $C_{cb1}=0$ , не будут с достаточной точностью описывать характеристики прибора в СВЧ диапазоне. Причина состоит в том, что емкость  $C_{cb1}$  значительно влияет на входной и выходной импедансы, а также прямой и обратный коэффициенты передачи СВЧ транзистора [110, 112].

При приближенном расчете СВЧ усилителей используются также однонаправленные модели СВЧ БТ [112, 114, 115] (например, однонаправленную модель второго порядка можно получить, если в ЭС на рисунке 27а положить  $C_{cb}=C_{cb1}=r_c=0$ ). Недостатки таких ЭС аналогичны недостаткам однонаправленных моделей СВЧ ПТ.

В результате проведенного рассмотрения для символического анализа выбрана модель интегрального СВЧ БТ (ГБТ) третьего порядка на рисунке 27в. Она имеет три реактивных элемента и при этом сохраняет достоверность расчета характеристик транзистора в СВЧ диапазоне. Последний факт нами подтвержден путем численного исследования модели СВЧ ГБТ в п. 2.2.5. В процессе исследования было обнаружено также существенное преимущество этой модели в точности и ширине частотного диапазона по сравнению с моделью второго порядка на рисунке 27г и моделью третьего порядка, которая получается из ЭС на рисунке 27б при  $C_{cb1}=r_c=0$ .

Прокомментируем выбранные нами для символьного анализа упрощенные П-образные линейные ЭС ПТ (рисунке 27б) и БТ (рисунке 27в).

1) Обе модели имеют третий порядок и по сути являются типовыми, так как описываются во многих публикациях, но в литературе они приведены в качестве внутренней части полной ЭС СВЧ полевого или биполярного транзистора [3, 102 103, 105]. Тот факт, что выбранные модели совпадают со внутренней частью полной ЭС, позволяет для их построения адаптировать уже известные методики экстракции полных моделей.

2) Как показывают численные расчеты (пп. 2.2.3-2.2.5), упрощенные П-образные ЭС на рисунке 27б и рисунке 27в содержат минимальное количество элементов, отражающих основные физические механизмы в интегральном СВЧ полевом или биполярном транзисторе; по-видимому, при меньшем числе элементов адекватное описание частотных зависимостей сигнальных и шумовых характеристик интегральных приборов в СВЧ диапазоне затруднительно.

3) Упрощенные П-образные линейные ЭС (рисунок 27б и рисунок 27в) для интегральных полевых и биполярных приборов близки по виду (модель ПТ отличается включением выходной емкости  $C_{ds}$ , а модель БТ – включением объемного сопротивления базы  $r_b$ ). Поэтому, во-первых, методики экстракции для указанных ЭС тоже похожи. Во-вторых, символьный анализ для некоторой схемы СВЧ ТИУ можно провести для обобщенной упрощенной модели ПТ и БТ, содержащей входное последовательное сопротивление, эквивалентное сопротивлению  $r_b$ , и выходную параллельную емкость, эквивалентную  $C_{ds}$ . Из результатов анализа легко получить символьные выражения для передаточных и входных функций этой же схемы ТИУ на ПТ, если положить  $r_b=0$ , и схемы ТИУ на БТ, если положить  $C_{ds}=0$ .

В следующих подразделах мы рассматриваем аналитические и оптимизационные методики построения фиксированных моделей интегральных СВЧ ПТ и БТ в виде упрощенных П-образных линейных и шумовых ЭС, а также методику построения масштабируемой ЭС. Кроме того, на конкретных примерах путем исследования полученных моделей показываем, что для современных интегральных СВЧ ПТ и БТ (ГБТ) выбранные упрощенные ЭС с минимальным числом элементов позволяют с достаточной для практики точностью (порядка 5-15%) описать частотные зависимости параметров рассеяния (S-параметров) и шумовых параметров на частотах не менее 20 ГГц. Это в свою очередь дает возможность применить символьный подход к исследованию и проектированию СВЧ ТИУ вплоть до указанных частот.

Следует отметить, что упрощенная П-образная линейная эквивалентная схема ПТ (рис. 26б) в ряде публикаций ([116, 117]) была применена для оценочного анализа влияния отдельных элементов ЭС на характеристики интегральных СВЧ МОП-транзисторов и транзисторных усилителей, а также приближенного расчета некоторых элементов усилителей. В то же время окончательный анализ характеристик транзисторов и усилителей в частотных диапазонах выше

5-10 ГГц выполнялся на основе полных ЭС ПТ. Указания на возможность достаточно точного анализа и инженерного расчета интегральных КМОП-усилителей на частотах до 15-20-30 ГГц с использованием только упрощенных линейных ЭС МОП ПТ, а также специальные исследования точности таких упрощенных моделей в указанном частотном диапазоне в известной нам литературе отсутствуют. Что касается упрощенных шумовых эквивалентных схем интегральных СВЧ ПТ, совместимых с линейной моделью на рисунке 26а, линейных эквивалентных схем СВЧ БТ (ГБТ) и соответствующих масштабируемых ЭС, то вопросы их точности и непосредственного применения (без полных моделей) для достаточно точного анализа и инженерного расчета ИС СВЧ усилителей до 15-20-30 ГГц, а также методики построения указанных упрощенных моделей в литературе не исследованы.

В частности, в ряде публикаций (например, [31, 116, 117, 118]) показано, что применение упрощенной ЭС интегрального КМОП прибора, изображенной на рисунке 26б, во многих случаях дает достаточно точные результаты до частот 10-20 ГГц и выше. Однако специальные исследования точности таких упрощенных моделей в СВЧ диапазоне, а также методики их построения в известной нам литературе отсутствуют.

### **2.2.2 Аналитическая методика экстракции упрощенной линейной ЭС интегрального СВЧ полевого транзистора**

Методику построения упрощенной ЭС на основе аналитического подхода к задаче экстракции опишем на примере ПТ. Получившая распространение аналитическая методика экстракции элементов полной ЭС СВЧ полевого транзистора (рисунок Г.1 в Приложении Г) по его измеренным параметрам рассеяния была предложена в работе Беррота [104]. Она основана на составлении и решении системы уравнений, описывающей малосигнальную ЭС ПТ. При этом используются измеренные S-параметры в рабочей точке и в «холодных» режимах (при  $V_{ds} = 0$  В) транзистора.

Перед тем как приступить к расчёту элементов ЭС СВЧ ПТ, необходимо получить Y-матрицу внутренней части ЭС, опираясь на полную ЭС полевого транзистора представленную в Приложении Г. Для этого сначала необходимо исключить межэлектродные емкости ( $C_{gext}$ ,  $C_{dext}$ ), после индуктивности контактов ( $L_g$ ,  $L_s$  и  $L_d$ ) и контактные сопротивления ( $R_g$ ,  $R_s$  и  $R_d$ ) (см. рисунок Г.1 в Приложении Г).

Полученная Y-матрица внутренней части ЭС используется для расчета элементов полной малосигнальной эквивалентной схемы СВЧ ПТ. Ниже приведены формулы для расчета элементов:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12}^{\text{int}})}{\omega}, \quad (22)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}^{\text{int}}) - \omega C_{gd}}{\omega} \left( 1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11}^{\text{int}}))^2}{(\text{Im}(Y_{11}^{\text{int}}) - \omega C_{gd})^2} \right), \quad (23)$$

$$R_{gs} = \frac{\text{Re}(Y_{11}^{\text{int}})}{(\text{Im}(Y_{11}^{\text{int}}) - \omega C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}^{\text{int}}))^2}, \quad (24)$$

$$g_m = \sqrt{(\text{Re}(Y_{21}^{\text{int}}))^2 + (\text{Im}(Y_{21}^{\text{int}}) + \omega C_{gd})^2 (1 + (\omega C_{gs} R_{gs}))^2}, \quad (25)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}^{\text{int}}) - \omega C_{gd}}{\omega}, \quad (26)$$

$$R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}(Y_{22}^{\text{int}})}, \quad (27)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin \left( \frac{-\omega C_{gd} - \text{Im}(Y_{21}^{\text{int}}) - \omega C_{gs} R_{gs} \text{Re}(Y_{21}^{\text{int}})}{g_m} \right), \quad (28)$$

где  $Y_{ij}^{\text{int}}$  – Y-параметры внутреннего транзистора.

Используя формулы (22)-(28), можно рассчитать значения элементов внутренней части эквивалентной схемы СВЧ ПТ на любой из частот измерения. При этом, очевидно, рассчитанные значения элементов должны быть независимыми от частоты. Данный факт многие авторы использовали в своих работах в качестве дополнительной целевой функции при оптимизации малосигнальной схемы [27, 118].

Описываемая здесь методика расчёта упрощённой ЭС ПТ (рисунок 26б) тоже базируется на публикации Беррота [104]. Она использует тот факт, что внутренняя часть полной ЭС СВЧ полевого транзистора (рисунок Г.1 Приложение Г) совпадает с упрощённой П-образной ЭС. По сравнению с подходом Беррота методика является более простой - для нее достаточно применения выражений (22), (23), (25)-(27).

Таким образом, методика расчёта упрощённой П-образной линейной ЭС СВЧ полевого транзистора содержит следующие шаги:

1. Определить необходимый режим работы полевого транзистора;
2. Измерить S-параметры транзистора в выбранной рабочей точке;
3. Конвертировать S-параметры в Y-параметры в любой доступной системе автоматизированного проектирования (САПР);
4. Используя формулы (22), (23), (25)-(27), рассчитать элементы упрощённой линейной П-образной эквивалентной схемы СВЧ ПТ.

5. При необходимости выполнить дополнительную оптимизацию элементов ЭС в САПР.

Примеры применения методики при построении фиксированной и масштабируемой моделей интегрального СВЧ полевого транзистора, изготовленного по отечественной РЧ КМОП технологии, представлены в следующих подразделах.

### 2.2.3 Построение и исследование упрощённых линейных эквивалентных схем интегральных СВЧ полевых транзисторов на основе отечественной РЧ КМОП технологии

Приведем результаты построения с помощью описанной в п. 2.2.2 аналитической методики, а также исследования точности упрощенных ЭС интегральных СВЧ полевых транзисторов  $n$ -типа, выполненных на базе отечественной радиочастотной КМОП технологии ПАО «Микрон».

Вид рассчитываемой упрощённой П-образной линейной ЭС показан на рисунке 266 (подробнее см. в Приложении Г, в этом же приложении представлены обозначения элементов ЭС). При этом в качестве исходных данных вместо измеренных параметров рассеяния были взяты S-параметры, рассчитанные в САПР в полосе частот 0,1-30 ГГц по полной нелинейной модели СВЧ  $n$ -МОП транзистора (далее – полная модель) из библиотеки для используемой технологии. Экстракция элементов упрощенных линейных ЭС осуществлена для нескольких различных ширин затворов  $n$ -МОП транзистора одной и той же конструкции и различных режимов по постоянному току.

В таблице представлены найденные по методике (п. 2.2.2) значения элементов упрощённых ЭС МОП-транзисторов  $n$ -типа для 4-х значений ширины  $W$  затвора (35 мкм, 70 мкм, 105 мкм и 140 мкм) при напряжении стока  $V_{ds}=1,2$  В и фиксированном токе стока  $I_{ds}=6,7$  мА. Здесь приняты следующие обозначения:  $N_f$  – число единичных затворов,  $W_f$  – ширина единичного затвора. С целью обеспечения такого режима для каждого значения ширины затвора подбиралось смещение  $V_{gs}$ .

Таблица 2 – Значения элементов упрощенной ЭС  $n$ -МОП транзистора для 4-х значений ширины затвора ( $W=35, 70, 105, 140$  мкм) при фиксированном токе стока

$W$ , мкм	$N_f$	$W_f$ , мкм	$V_{gs}$ , В	$V_{ds}$ , В	$I_{ds}$ , мА	$C_{gs}$ , фФ	$C_{gd}$ , фФ	$C_{ds}$ , фФ	$R_{ds}$ , Ом	$g_m$ , мСм
35	50	0,7	0,78	1,2	6,7	28	14	20	550	28
70	50	1,4	0,65			54	26	44	360	43
105	50	2,1	0,592			78	38	60	250	52
140	50	2,8	0,558			100	51	80	250	58

В таблице 3 такой же расчет выполнен при  $V_{ds}=1,2$  В и фиксированном напряжении на затворе  $V_{gs}=0,65$  В. Наконец, в таблице 4 приведены значения элементов ЭС для ширины затвора транзистора  $W=70$  мкм при  $V_{ds}=1,2$  В и разных токах  $I_{ds}=0,8$  мА, 1,6 мА, 3,2 мА и 10,7, которые устанавливались путем подбора смещения  $V_{gs}$ .

Таблица 3 – Значения элементов упрощенной ЭС  $n$ -МОП транзистора для 4-х значений ширины затвора ( $W=35, 70, 105, 140$  мкм) при фиксированном  $V_{gs}$

$W$ , мкм	$N_f$	$W_f$ , мкм	$V_{gs}$ , В	$V_{ds}$ , В	$I_{ds}$ , мА	$C_{gs}$ , фФ	$C_{gd}$ , фФ	$C_{ds}$ , фФ	$R_{ds}$ , Ом	$g_m$ , мСм
35	50	0,7	0,65	1,2	3,4	28	14	20	1300	21
70	50	1,4			6,7	54	26	44	360	43
105	50	2,1			10,1	79	38	70	170	65
140	50	2,8			13,5	100	50	90	170	87

Таблица 4 – Значения элементов упрощенной ЭС  $n$ -МОП транзистора для ширины затвора  $W=70$  мкм при разных напряжениях смещения  $V_{gs}$

$W$ , мкм	$N_f$	$W_f$ , мкм	$V_{gs}$ , В	$V_{ds}$ , В	$I_{ds}$ , мА	$C_{gs}$ , фФ	$C_{gd}$ , фФ	$C_{ds}$ , фФ	$R_{ds}$ , Ом	$g_m$ , мСм
70	50	1,4	0,425	1,2	0,8	46	26	33	1700	11
			0,48		1,6	49	26	34	1700	17
			0,55		3,2	52	26	36	600	27
			0,76		10,7	55	24	44	220	55

После построения упрощенных моделей  $n$ -МОП транзистора в виде П-образных линейных ЭС для разных значений ширины затвора и рабочих режимов исследуем точность всех этих моделей в частотном диапазоне до 30 ГГц. На рисунках 28 представлено сравнение параметров рассеяния, рассчитанных для 4-х ширин затворов  $n$ -МОП транзисторов при фиксированном токе стока  $I_{ds} = 6,7$  мА по полученной упрощенной ЭС и полной модели  $n$ -МОП транзистора в полосе 0,1-30 ГГц (пунктирные линии соответствуют упрощенной модели, а сплошные – полной модели).

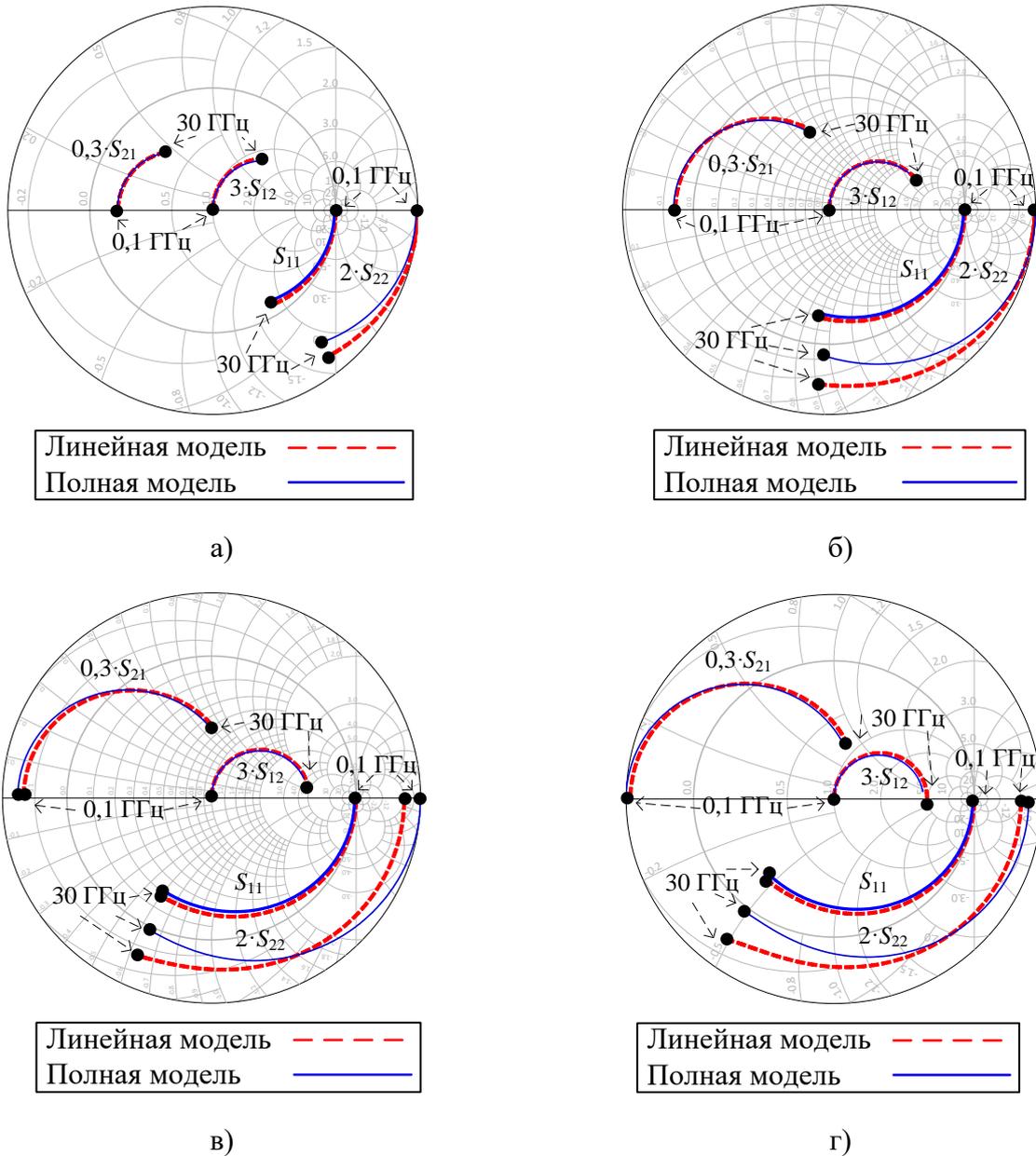


Рисунок 28 – Сравнение параметров рассеяния, рассчитанных по упрощенной линейной ЭС и полной модели КМОП транзистора с шириной затвора:

- а) 35 мкм (0,1...30 ГГц);
- б) 70 мкм (0,1...30 ГГц);
- в) 105 мкм (0,1...30 ГГц);
- г) 140 мкм (0,1...30 ГГц).

Как видно,  $S$ -параметры для упрощённых линейных П-образных ЭС и полных моделей полевых МОП-транзисторов достаточно хорошо совпадают. Это говорит о возможности использования моделей МОП ПТ в виде упрощенных линейных ЭС при расчётах СВЧ транзисторных усилителей в диапазоне частот до 20 ГГц. Важно отметить, что с увеличением ширины затвора ПТ погрешность увеличивается.

В таблицах 5–7 представлены погрешности упрощённой модели для ширины затворов ПТ 35, 70 и 140 мкм.

Таблица 5 – Погрешности упрощённой модели для ширины затвора ПТ 35 мкм

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\varphi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\varphi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\varphi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\varphi(S_{22}), ^\circ$	$L_{2norm}, \%$
1	0,006	0,03	2,4	0,03	1,2	0,17	0,8	0,04	13,1
10	0,5	0,25	3	0,21	0,5	1,5	2	0,39	6,3
15	1,2	0,3	3,6	0,15	0,25	2,17	3,3	0,42	6,8
20	1,9	0,31	4,3	0,06	1,1	2,58	5	0,31	7,4
25	2,7	0,3	5	0,41	1,9	2,82	6,7	0,08	8,1
30	3,4	0,28	5,6	0,88	2,7	2,9	8,5	0,25	8,9

Таблица 6 – Погрешности упрощённой модели для ширины затвора ПТ 70 мкм

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\varphi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\varphi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\varphi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\varphi(S_{22}), ^\circ$	$L_{2norm}, \%$
1	0,01	0,009	1,54	0,01	1,64	0,18	0,56	0,03	10,2
10	1,16	0,28	3,07	0,70	0,27	1,18	3,66	0,04	4,3
15	1,91	0,49	4,00	1,71	1,56	1,00	7,32	0,42	6
20	2,48	0,52	4,52	2,95	2,41	0,48	10,8	0,84	7,9
25	2,97	0,33	4,61	4,26	2,78	0,19	13,9	1,21	10
30	3,48	0,017	4,38	5,55	2,72	0,91	16,5	1,53	12,2

Таблица 7 – Погрешности упрощённой модели для ширины затвора ПТ 140 мкм

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\varphi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\varphi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\varphi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\varphi(S_{22}), ^\circ$	$L_{2norm}, \%$
1	0,08	0,04	1,91	0,21	2,48	0,51	3,91	0,39	10,5
10	2,95	1,34	6,09	1,31	2,88	1,32	6,61	1,79	7,6
15	3,37	1,22	6,64	3,45	4,07	0,06	11,19	1,89	10,7
20	3,76	0,46	6,22	5,46	4,00	1,23	14,36	1,91	13,7
25	4,46	0,45	5,28	7,26	3,17	2,41	16,70	1,76	17,1
30	5,41	1,30	4,02	8,87	1,82	3,43	18,50	1,42	20,8

Как можно заметить, погрешности  $\delta|S_{11}|$ ,  $\delta|S_{12}|$ ,  $\delta|S_{21}|$ ,  $\delta|S_{22}|$  менее 15 % в полосе частоте до 20 ГГц, абсолютное отклонение по фазе менее  $10^\circ$  в полосе частот до 30 ГГц.

#### **2.2.4 Методика, пример построения и исследование масштабируемой модели интегрального СВЧ полевого транзистора на основе отечественной РЧ КМОП технологии в виде упрощенной линейной эквивалентной схемы**

*Методика построения масштабируемой модели интегрального СВЧ полевого транзистора в виде упрощенной линейной П-образной эквивалентной схемы.* Как отмечалось в п. 2.2.1, при проектировании ИС ТИУ обычно решается задача выбора подходящих геометрических размеров интегральных СВЧ транзисторов для обеспечения требуемых характеристик усилителя. При этом наиболее часто в КМОП усилительных каскадах на СВЧ

полевых транзисторах выбирается ширина затвора транзистора  $W$ , от нее зависят не только характеристики прибора, но также и его рабочая точка по постоянному току.

Рассмотрим прежде всего методику построения масштабируемой упрощенной П-образной линейной ЭС, которая позволяет непосредственно рассчитать зависимости элементов ЭС и параметров рассеяния интегрального СВЧ ПТ от ширины затвора  $W$ . Идея такой методики представлена в [105, 106], а также в п. 2.2.1. Именно, масштабируемая модель транзистора получается на основе использования предварительно построенных фиксированных моделей ЭС<sub>q</sub>, отвечающих нескольким разным значениям ширины затвора  $W_q$ ,  $q=1, \dots, Q$ . Построение таких фиксированных моделей в виде упрощенных ЭС (рисунок 26б) для отечественного интегрального СВЧ МОП ПТ было описано в п. 2.2.3. Далее для каждого элемента ЭС  $e_p$  осуществляется аппроксимация его дискретных значений  $e_p(W_q)$ , полученных при построении моделей ЭС<sub>q</sub>, аналитической функцией  $e_p(W)$ .

Таким образом, методика построения масштабируемой модели СВЧ полевого транзистора в виде упрощенной П-образной линейной ЭС (рисунок 26б) содержит следующие шаги:

- 1) выбрать несколько дискретных значений ширины затвора  $W_q$  ПТ в нужном диапазоне изменения  $W$ ;
- 2) для каждого значения ширины затвора  $W_q$  определить подходящий режим работы транзистора по постоянному току (рабочую точку);
- 3) с помощью методики, описанной в п. 2.2.2, для каждого значения ширины затвора  $W_q$  ПТ и отвечающей ей рабочей точки получить соответствующие значения элементов упрощенной П-образной линейной ЭС  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{ds}$  и  $g_m$  (рисунок 18а), занести их в таблицу;
- 4) выполнить аппроксимацию полученных значений элементов ЭС ПТ аналитическими функциями  $C_{gs}(W)$ ,  $C_{gd}(W)$ ,  $C_{ds}(W)$ ,  $R_{ds}(W)$ ,  $g_m(W)$ ;
- 5) оценить точность аппроксимации значений элементов ЭС аналитическими функциями при промежуточных величинах ширины затвора  $W$ , не совпадающих с точками  $W_q$ ; оценить точность построенной масштабируемой модели ПТ.

Следует отметить, что аппроксимацию значений элементов ЭС следует проводить аналитическими функциями наименьшей сложности. В частности, удобно выбрать аналитические функции в виде полиномов одного переменного  $W$ :

$$e_p(W) = A_0 + A_1W + A_2W^2 + A_3W^3 + \dots + A_nW^n, \quad (29)$$

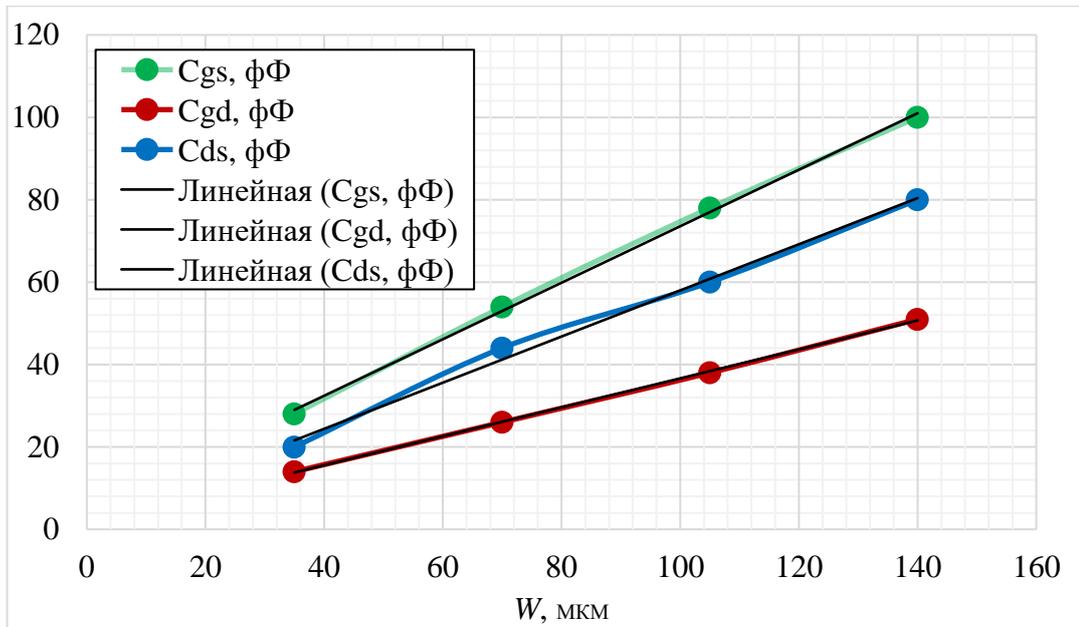
где  $A_0, A_1, A_2, \dots, A_n$  – постоянные коэффициенты полинома:  $n$  – его порядок. В этом случае аналитической функции наименьшей сложности будет соответствовать полином с минимальным числом постоянных коэффициентов. В математических пакетах реализованы алгоритмы расчета аппроксимирующих полиномов заданного порядка по разным критериям – аппроксимация для минимизации среднеквадратичной ошибки, равноволновая аппроксимация и т.д.

Порядок полинома выбирается в соответствии с видом аппроксимируемой функции – в частности, можно использовать полиномы первого порядка (линейные функции), второго (квадратичные функции), третьего (кубические функции) и т.д. Подбор вида полинома осуществляется методом проб – например, если полином первого порядка не обеспечивает требуемой точности аппроксимации, берется полином второго порядка и т.д.

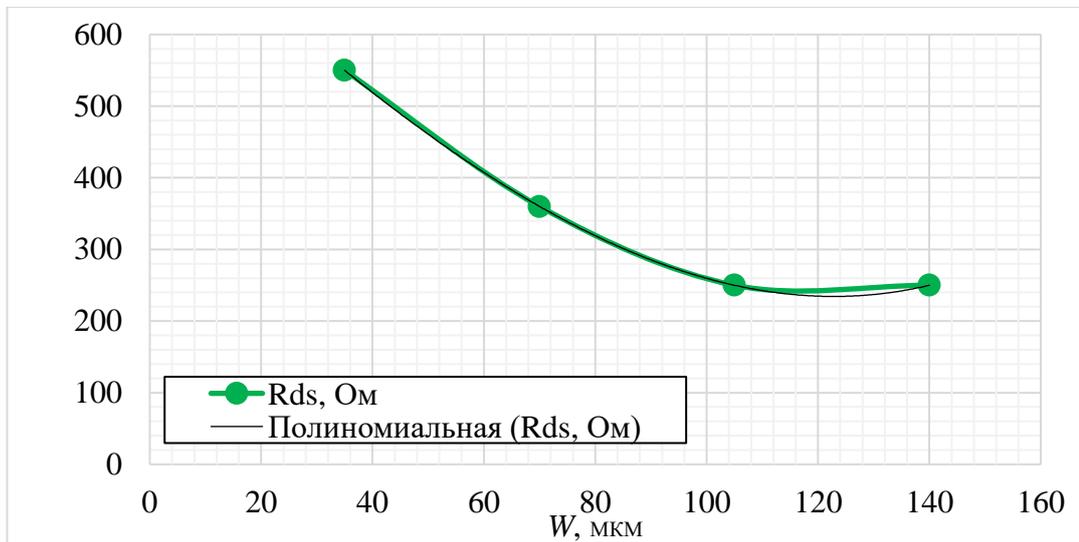
Как отмечалось в п. 2.2.1, при применении масштабируемой ЭС ПТ полученные аналитические выражения (полиномы)  $e_p(W)$  для элементов ЭС подставляются в символьные передаточные и входные функции  $T(p, e)$  СВЧ ТИУ. В результате найдем символьные представления указанных функций в виде  $T(p, W)$ , с их помощью можно исследовать влияние ширины затвора ПТ  $W$  на характеристики ТИУ и находить оптимальную ширину затвора. Очевидно, чем меньшие порядки полиномов (29), аппроксимирующих зависимости элементов ЭС, будут использованы, тем проще получатся результирующие символьные выражения для передаточных и входных функций ТИУ  $T(p, W)$ .

***Построение и исследование масштабируемой модели интегрального СВЧ полевого транзистора на основе отечественной РЧ КМОП технологии.*** Приведем пример построения с помощью рассмотренной выше методики масштабируемой модели интегрального СВЧ полевого  $n$ -МОП транзистора на основе отечественной РЧ КМОП технологии. Модель имеет форму упрощенной П-образной линейной эквивалентной схемы (рисунок 26б), у которой элементы ЭС представлены в виде функций ширины затвора  $W$ .

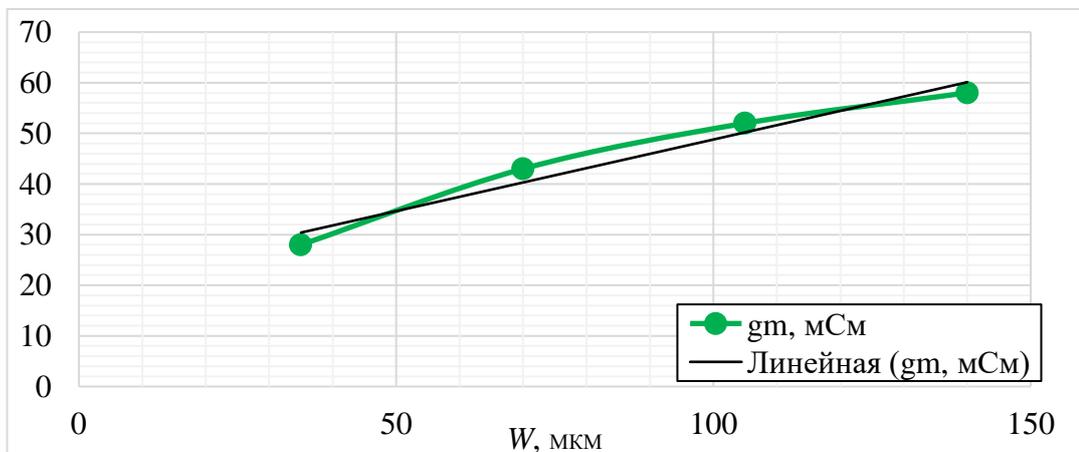
Для построения масштабируемой модели воспользуемся набором уже рассчитанных в п. 2.2.3 фиксированных моделей этого транзистора такого же вида (рисунок 26б). На рисунке 29 приведены полученные при расчете фиксированных моделей зависимости элементов ЭС  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{ds}$  и  $g_m$  от ширины затвора  $W$  в диапазоне ее изменения от 35 мкм до 140 мкм. Эти зависимости показаны в виде точек, соединенных для наглядности толстыми цветными линиями.



а)



б)



в)

Рисунок 29 – Зависимости элементов упрощенной П-образной линейной ЭС СВЧ  $n$ -МОП транзистора  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{ds}$  и  $g_m$  от ширины затвора  $W$

Численные значения элементов ЭС для различных величин ширины затвора  $W$  приведены в таблице 8, они были использованы в качестве исходных данных при нахождении полиномов вида (36). Вид самих аппроксимирующих полиномов тоже представлен в таблице. При этом полагается, что величины емкостей измеряются в фемтофарадах, сопротивления  $R_{ds}$  – в омах, крутизны  $g_m$  – в милисименсах, а ширины затвора  $W$  – в микрометрах. Зависимости элементов ЭС от  $W$ , описываемые найденными аппроксимирующими полиномами (таблица 8), изображены на рисунке 29 тонкими линиями.

Таблица 8 – Аппроксимирующие полиномы, их значения и интегральная ошибка

Аппроксимирующие функции	$W$ , мкм				Ошибка $R^2$
	35	70	105	140	
$C_{gs}(W) = (0,6857 \cdot W + 5)$	29 фФ	53 фФ	77 фФ	101 фФ	0,99
$C_{gd}(W) = (0,3514 \cdot W + 1,5)$	14,3 фФ	26,6 фФ	38,9 фФ	51,2 фФ	0,99
$C_{ds}(W) = (0,56 \cdot W + 2)$	21,6 фФ	41,2 фФ	60,8 фФ	80,4 фФ	0,99
$R_{ds}(W) = 10^{-4}W^3 + 0,0082W^2 - 7W + 790$	559 Ом	374 Ом	261 Ом	245 Ом	0,99
$g_m(W) = (0,2829 \cdot W + 20,5)$	30 мСм	40 мСм	50 мСм	60 мСм	0,95

Как видно, для аппроксимации значений элементов  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  и  $g_m$  применены полиномы 1-го порядка (линейные функции). Это физически обоснованно, так как известно, что удельные значения паразитных емкостей  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  и крутизны  $g_m$  (т.е. значения этих параметров на единицу ширины затвора) определяются в основном конструкцией МОП-транзистора и являются почти постоянными величинами, т.е. мало зависят от самой ширины затвора. Исключение составляет зависимость сопротивления  $R_{ds}$  от  $W$ , которая является гораздо более сложной и аппроксимирована полиномом 3-й степени. Для всех элементов ЭС аппроксимация выполнялась методом наименьших квадратов.

В последнем столбце таблицы для каждого элемента ЭС приведена используемая в статистике интегральная ошибка аппроксимации с помощью полинома, она обозначена как  $R^2$  [119]. Эта ошибка характеризует точность аппроксимации: чем ближе значение  $R^2$  к единице, тем ближе функция аппроксимирует исходные данные. Если  $R^2 = 1$ , то ошибка аппроксимации равняется нулю, т. е. аппроксимирующая функция проходит через все исходные точки.

Ошибка  $R^2$  вычисляется по следующей формуле:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum (y_i - \bar{y}_i)^2}, \quad (30)$$

где  $\bar{y} = \frac{1}{n} \sum y_i$ ;  $y_i$  - исходные (приближаемые) значения некоторой зависимости;  $\hat{y}_i$  - значения аппроксимирующей функции.

В таблицах 9–11 представлены погрешности упрощённой масштабируемой модели интегрального СВЧ ПТ для ширин затворов ПТ 35, 70 и 140 мкм.

Таблица 9 – Погрешности упрощённой масштабируемой модели интегрального СВЧ ПТ для ширины затвора ПТ 35 мкм

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\varphi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\varphi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\varphi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\varphi(S_{22}), ^\circ$
1	0,004	0,078	4,6	0,054	5,66	0,09	1,12	0,08
10	0,39	0,78	4,88	0,6	6,02	0,84	2,16	0,9
15	0,83	1,15	5,17	1	6,39	1,14	3,36	1,43
20	1,37	1,48	5,47	1,49	6,8	1,32	4,84	2
25	1,95	1,75	5,73	2,05	7,17	1,39	6,5	2,6
30	2,57	1,95	5,91	2,67	7,46	1,38	8,23	3,22

Таблица 10 – Погрешности упрощённой масштабируемой модели интегрального СВЧ ПТ для ширины затвора ПТ 70 мкм

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\varphi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\varphi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\varphi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\varphi(S_{22}), ^\circ$
1	0,01	0,08	4,2	0,06	8,7	0,24	0,49	0,22
10	1,4	0,46	6,13	0,08	6,19	1,59	4,55	1,55
15	2,3	0,42	7,4	0,94	4,39	1,45	7,99	1,63
20	2,9	0,44	8,2	2,11	3,11	0,89	11,2	1,46
25	3,4	0,61	8,55	3,39	2,4	0,13	14,03	1,19
30	3,9	0,92	8,53	4,67	2,19	0,67	16,4	0,9

Таблица 11 – Погрешности упрощённой масштабируемой модели интегрального СВЧ ПТ для ширины затвора ПТ 140 мкм

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\varphi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\varphi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\varphi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\varphi(S_{22}), ^\circ$
1	0,08	0,24	1,94	0,11	0,57	0,42	4,8	0,14
10	2,7	2,45	5,27	1,75	4,91	0,98	6,15	0,44
15	3,17	2,33	5,54	3,81	5,78	0,15	10,8	0,59
20	3,64	1,49	4,97	5,74	5,56	1,32	14,09	0,74
25	4,38	0,47	3,95	7,46	4,66	2,37	16,49	0,72
30	5,35	0,45	2,64	9	3,27	3,29	18,31	0,5

Как видно, S-параметры для упрощённой масштабируемой модели интегрального СВЧ ПТ и полных моделей полевых МОП-транзисторов достаточно хорошо совпадают вплоть до 20 ГГц. Погрешности  $\delta|S_{11}|$ ,  $\delta|S_{12}|$ ,  $\delta|S_{21}|$ ,  $\delta|S_{22}|$  менее 15 % в полосе частоты до 20 ГГц, абсолютное отклонение по фазе менее  $10^\circ$  в полосе частот до 30 ГГц.

### 2.2.5 Оптимизационная методика, пример построения и исследование моделей СВЧ гетеробиполярных транзисторов на базе 250-нм SiGe технологии в виде упрощенной линейной эквивалентной схемы

В известной литературе методики экстракции полных линейных ЭС на базе аналитических процедур предложены также для СВЧ биполярных и гетеробиполярных транзисторов [3, 103], их тоже возможно адаптировать для построения упрощенных линейных моделей этих типов приборов. Однако в настоящем подразделе мы рассмотрим методику расчёта упрощённой П-образной линейной эквивалентной схемы БТ и ГБТ для символьного анализа на основе оптимизационных процедур в САПР, а также приведем пример построения и результаты исследования такой модели для СВЧ гетеробиполярного транзистора на базе 250-нм SiGe технологии.

Процедуры параметрической оптимизации электронных схем реализованы в распространенных универсальных САПР СВЧ устройств, таких как MWO или ADS. Оптимизационная методика построения упрощенной модели СВЧ БТ (ГБТ) включает следующие шаги:

1. Измерить параметры рассеяния транзистора в заданных режимах по постоянному току.
2. Выбрать и собрать в САПР упрощенную П-образную линейную эквивалентную схему биполярного транзистора (рисунок 27в)
3. Выбрать варьируемые (оптимизируемые) элементы ЭС и задать диапазоны их изменения.
4. Задать целевые функции в САПР MWO или ADS для минимизации ошибок воспроизведения моделью измеренных частотных характеристик параметров рассеяния, а также комплексных входного и выходного импедансов.
5. С помощью одной или нескольких имеющихся в САПР оптимизационных процедур, использующих детерминированные методы 0-го или 1-го порядков, случайные, генетические методы и др., найти величины варьируемых элементов упрощенной ЭС биполярного транзистора. Построение упрощенных ЭС выполняется отдельно для каждого режима работы БТ по постоянному току.

Методика построения масштабируемых моделей СВЧ БТ и ГБТ в виде упрощённых линейных П-образных ЭС при вариации некоторого варьируемого параметра (например, площади эмиттера и др.) аналогична предложенной в п. 2.2.4.

***Построение и исследование упрощённых П-образных эквивалентных схем СВЧ ГБТ на базе 250-нм SiGe БиКМОП технологии.*** Ниже приведен пример построения с помощью описанной методики упрощённых моделей СВЧ гетеробиполярного транзистора, выполненного на основе 250-нм SiGe БиКМОП технологии SG25H4.

В таблице 12 приведены значения элементов упрощённой ЭС (рисунок 27в) гетеробиполярного транзистора для двух режимов работы, условно обозначенных как режим « $T_1$ » и « $T_2$ ».

Таблица 12 – Значения элементов упрощённой ЭС гетеробиполярного транзистора для двух режимов работы

Режим	Тип	Число эмиттеров	$f_T$ , ГГц	$V_{be}$ , В	$I_{ce}$ , мА	$R_b$ , Ом	$C_{be}$ , фФ	$R_{be}$ , Ом	$C_{bc}$ , фФ	$C_{ex}$ , фФ	$g_m$ , мСим
$T_1$	npn201	4	>200	0,897	5,8	45	71	1540	3,6	5,7	86
$T_2$				0,857	2	30	60	2500	6	3	50

На рисунке 30 представлено сравнение параметров рассеяния, рассчитанных для SiGe БикМОП гетеробиполярного транзистора  $T_2$ , при фиксированном токе коллектора  $I_c = 2$  мА по полученной упрощённой ЭС и полной библиотечной модели в полосе частот 0,1-30 ГГц. Погрешности упрощённой ЭС модели гетеробиполярного транзистора npn201 режима « $T_2$ », выполненного по 250-нм SiGe БикМОП технологии представлены в таблице 13

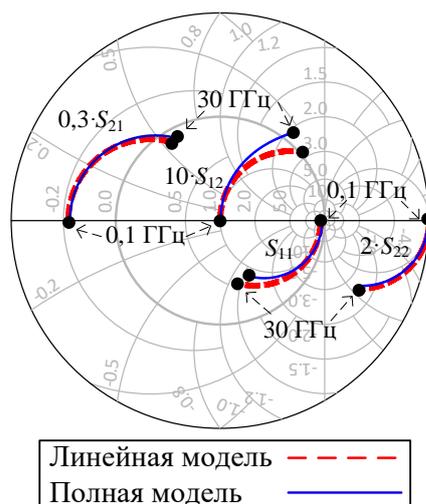


Рисунок 30 – Годографы S-параметров линейной (пунктирная) и полной (сплошная) модели биполярного транзистора npn201 режима « $T_2$ » на технологии 250-нм SiGe БикМОП (0,1...30 ГГц)

Таблица 13 – Погрешности упрощённой ЭС модели гетеробиполярного транзистора npn201 режима « $T_2$ », выполненного по 250-нм SiGe БикМОП технологии

f, ГГц	$\delta S_{11} , \%$	$\Delta\phi(S_{11}), ^\circ$	$\delta S_{12} , \%$	$\Delta\phi(S_{12}), ^\circ$	$\delta S_{21} , \%$	$\Delta\phi(S_{21}), ^\circ$	$\delta S_{22} , \%$	$\Delta\phi(S_{22}), ^\circ$	$L_{2norm}, \%$
1	1,1	0,42	5,48	2,89	1,08	0,27	0,47	0,009	15
10	0,85	4,14	5,68	2,95	0,98	1,58	0,97	0,2	7,8
15	0,06	6,15	6,16	4,67	0,86	2,36	1,55	0,19	9,6
20	1,02	8,07	6,82	6,29	0,69	3,13	2,26	0,09	11,8
25	2,37	9,9	7,64	7,85	0,46	3,89	3,04	0,11	14,1
30	3,95	11,6	8,61	9,34	0,19	4,64	3,85	0,41	16,5

Как видно, S-параметры для упрощённой линейной ЭС и полной модели гетеробиполярного транзистора prn201 режима « $T_2$ » достаточно хорошо совпадают в диапазоне частот до 20 ГГц. При этом погрешность  $\delta|S_{11}|$ ,  $\delta|S_{12}|$ ,  $\delta|S_{21}|$ ,  $\delta|S_{22}|$  меньше 10 % в полосе до 30 ГГц, а абсолютное отклонение по фазе менее  $12^\circ$  в полосе частот до 30 ГГц.

### 2.2.6 Интерактивная методика, пример построения шумовой модели интегрального СВЧ $n$ -МОП транзистора в виде упрощенной эквивалентной схемы

Опишем методику построения шумовой модели интегрального СВЧ полевого транзистора в виде упрощенной П-образной эквивалентной схемы, которая основана на применении тюнера (инструмента варьирования элементов схем) в САПР в интерактивном режиме. Шумовая ЭС ПТ базируется на модели Поспешальского [120], описанной в Приложении Г. В ней для моделирования шумовых свойств СВЧ ПТ используются температуры  $T_g$  и  $T_d$  резисторов  $R_{gs}$  и  $R_{ds}$ , соответственно.

Интерактивная методика построения упрощенной шумовой модели СВЧ ПТ содержит следующие шаги:

1. Измерить параметры рассеяния и стандартные шумовые параметры  $F_{min}$ ,  $R_n$ ,  $Y_{opt}$  транзистора в заданном режиме по постоянному току.

2. Рассчитать по методике, описанной в п. 2.2.2, упрощенную П-образную линейную эквивалентную схему СВЧ ПТ (рисунок 26б).

3. При известных значениях элементов линейной ЭС собрать на ее основе в САПР упрощенную П-образную шумовую эквивалентную схему СВЧ ПТ, задавая в качестве элементов, варьлируемых тюнером, шумовую температуру  $T_g$  резистора  $R_{gs}$  (шум затвора) и шумовую температуру  $T_d$  резистора  $R_{ds}$  (шум стока).

4. Изменяя в ЭС на рисунке 26б в интерактивном режиме шумовые температуры  $T_g$ ,  $T_d$  указанных резисторов с помощью тюнера и одновременно наблюдая в реальном времени измеренные и рассчитанные по модели частотные зависимости стандартных шумовых параметров  $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  и  $R_n$ , подбираем такие значения  $T_g$  и  $T_d$ , при которых эти зависимости в наибольшей степени совпадают.

Интерактивную методику поясним на примере расчета шумовой модели для отечественного интегрального СВЧ МОП транзистора  $n$ -типа с шириной затвора 70 мкм. В качестве исходных данных использованы S-параметры и стандартные шумовые параметры ( $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  и  $R_n$ ) транзистора в выбранной в рабочей точке  $V_D = 1,2$  В,  $V_G = 0,65$  В,  $I_D = 6,7$  мА, рассчитанные в САПР в полосе частот 0,1-30 ГГц по полной библиотечной модели прибора.

Вначале по S-параметрам с помощью методики (п. 2.2.2) была рассчитана упрощенная линейная ЭС прибора (рисунок 26б), построение такой модели подробно описано в п. 2.2.3. Собранные на ее основе в САПР ADS упрощенная шумовая ЭС Поспешальского показана на

рисунке 31. Значение  $R_{gs}$  определяется в процессе моделирования. Стоит отметить, что при малых величинах сопротивление  $R_{gs}$  не сильно влияет на параметры рассеяния, формально оно нужно, чтобы получилась шумовая модель Поспешальского. Исследование показало, что достаточно взять сопротивление  $R_{gs}=5$  Ом.

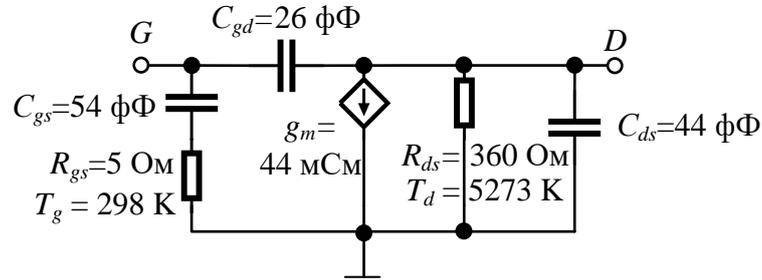
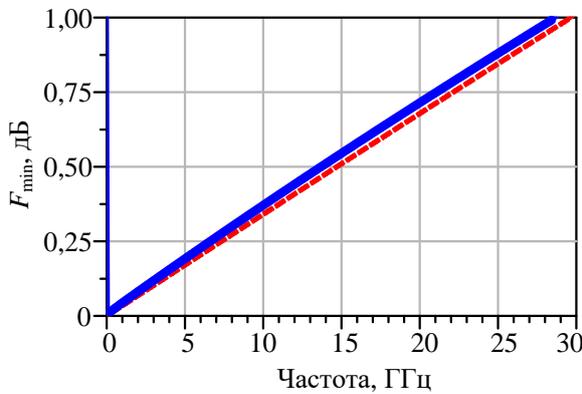
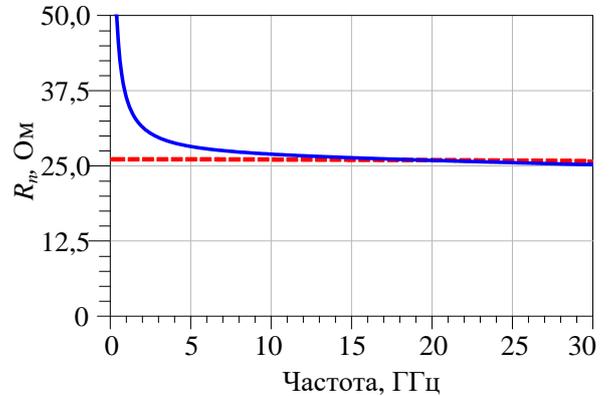


Рисунок 31 – Шумовая модель на основе упрощенной малосигнальной модели для СВЧ  $n$ -МОП транзистора

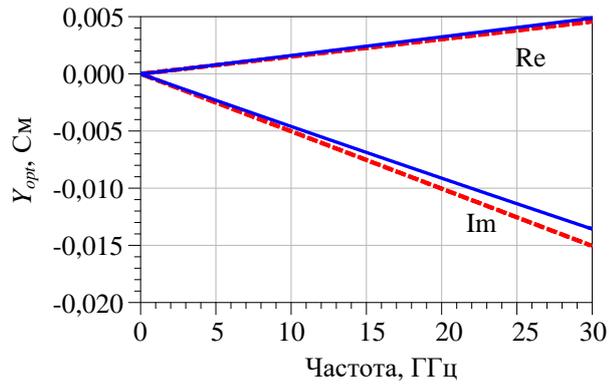
В нашем случае для хорошего совпадения стандартных параметров  $F_{min}$ ,  $Y_{opt}$  и  $R_n$  оказалось достаточным варьировать лишь одну шумовую температуру  $T_d$ , шумовая температура  $T_g$  принята равной 298 К (тепловой шум резистора  $R_{gs}$ ). Найденное таким образом значение шумовой температуры стока, при котором достигается наилучшее соответствие исходных данных и рассчитанных по модели Поспешальского, равно  $T_d = 5273$  К. Частотные зависимости шумовых параметров  $F_{min}$ ,  $R_n$ ,  $G_{opt}=\text{Re}\{Y_{opt}\}$  и  $B_{opt}=\text{Im}\{Y_{opt}\}$  для построенной упрощенной и полной шумовых моделей  $n$ -МОП транзистора представлены на рисунке 32.



а)



б)



в)

Рисунок 32 – Частотные зависимости шумовых параметров КМОП транзистора для полной модели (сплошные линии) и упрощенной шумовой модели в виде ЭС (пунктирные линии):  $F_{\min}$  (а),  $R_n$  (б),  $Y_{opt}$  (в)

Как видно, совпадение шумовых параметров достаточно хорошее, за исключением шумового сопротивления  $R_n$  – для него рассчитанная по упрощенной модели частотная зависимость имеет подъем в области нижних частот. Это может быть частично обусловлено простотой модели, а частично – влиянием фликер-шумов, которые не учитываются в шумовой ЭС Поспешальского. Однако упрощенная шумовая ЭС нужна нам только для приближенной быстрой оценки шумов СВЧ усилителя (ТИУ), которые имеют наибольшее значение на верхнем конце рабочего частотного диапазона, где исходные шумовые параметры хорошо воспроизводятся моделью.

На рисунке 33 приведены частотные характеристики коэффициента шума  $F_{50}$  в 50-омном тракте в диапазоне частот до 30 ГГц для построенной упрощенной и полной библиотечной шумовых моделей. Подъем коэффициента шума  $F_{50}$  на низких частотах также соответствует вкладу фликер-шумов, которые не учитываются в рассчитанной шумовой ЭС.

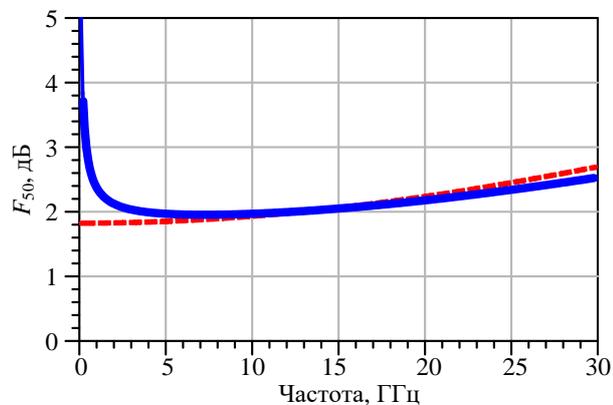


Рисунок 33 – Частотные характеристики коэффициента шума  $F_{50}$  КМОП транзистора в 50-омном тракте для полной модели (сплошные линии) и упрощенной шумовой модели (пунктирные линии)

Таблица 14 – Погрешности упрощённой шумовой модели для ширины затвора ПТ 70 мкм

f, ГГц	$\delta R_n, \%$	$\delta \text{Re}(Y_{opt}), \%$	$\delta \text{Im}(Y_{opt}), \%$	$\Delta F_{\min}, \text{дБ}$	$\Delta F_{50}, \text{дБ}$
1	28,2	7,8	6,5	0,01	0,55
10	3,2	5,9	9,1	0,03	0,038
15	1,27	6,3	9,6	0,035	0,012
20	0,14	6,3	10,05	0,036	0,059
25	1,33	6,3	10,48	0,035	0,111
30	2,3	6,2	10,9	0,031	0,166

В шумовой модели не учитываются фликер шумы, поэтому на рисунке 33 хорошо виден подъём коэффициента шума  $F_{50}$  на низких частотах, по этой причине и погрешность шумового сопротивления  $\delta R_n$  больше 25 % на частотах 1 ГГц и ниже. В целом, в частотной области 1-30 ГГц абсолютно значение отклонений  $\Delta F_{\min}$  и  $\Delta F_{50}$  менее 0,6 дБ, погрешности  $\delta \text{Re}(Y_{opt})$  и  $\delta \text{Im}(Y_{opt})$  менее 11 %.

Зная проводимость источника сигнала  $Y_S$ , шумовое сопротивление  $R_n$ , оптимальный иммитанс по шуму  $Y_{opt}$ , а также минимальный коэффициент шума  $F_{\min}$ , можно найти приведённый ко входу шумовой ток транзистора по следующей формуле:

$$\overline{i_{n,in}^2} = 4kT_0df[(F_{\min} - 1)G_S + R_n |Y_S - Y_{opt}|^2], \quad (31)$$

где  $G_S$  – вещественная часть проводимости источника сигнала;

$df$  – шумовая полоса частот;

$T_0$  – температура в К.

В соответствии с выражением (31), для рассматриваемого КМОП транзистора при температуре 300 К приведённый ко входу шумовой ток в шумовой полосе частот 1 Гц на частоте 10 ГГц равен 9,1 пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$ .

## 2.3 Программы и алгоритмы символьного анализа и расчета усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе компьютерной алгебры

В настоящем подразделе рассматривается разработанный комплекс программ в среде пакета Mathcad, позволяющий быстро и удобно осуществить автоматизированный символьный анализ, исследование и расчет усилительных каскадов СВЧ ТИУ, выполненных по нескольким типовым схемам. Кратко описываются также использованные в них алгоритмы на основе компьютерной алгебры.

### *Комплекс программ символьного анализа и расчета усилительных каскадов СВЧ ТИУ.*

Разработанные программы позволяют:

а) получить (генерировать) в символьном виде выражения для основных сигнальных характеристик, выполненных на ПТ или БТ, усилительных каскадов СВЧ ТИУ - коэффициента трансимпедансного усиления (КТУ), коэффициента усиления по напряжению (КУН), входного и выходного импедансов;

б) исследовать эти характеристики, включая АЧХ и ФЧХ КТУ, ЧХ ГВЗ трансимпеданса, АЧХ и ФЧХ КУН, а также устойчивость и чувствительность при вариации численных значений параметров элементов усилительных каскадов СВЧ ТИУ (в том числе элементов коррекции), а также параметров упрощенных ЭС ПТ или БТ.

в) получить аналитические формулы для инженерного расчета параметров элементов коррекции СВЧ ТИУ, соответствующих максимально-плоской форме АЧХ трансимпеданса (КУН) и ЧХ ГВЗ, либо заданному наклону АЧХ трансимпеданса (КУН);

г) рассчитать значения элементов коррекции усилительных каскадов СВЧ ТИУ при известных параметрах остальных элементов и ЭС транзисторов.

В комплекс входят программы двух видов:

1) Программы с обозначением “Symexp” (symbolic expressions – символьные выражения), реализующие автоматическую генерацию выражений для основных сигнальных характеристик усилительного каскада СВЧ ТИУ. Вывод выражений основан на использовании упрощенных линейных ЭС СВЧ полевых и гетеробиполярных транзисторов, приведенных в п. 2.2, сами выражения представляются в виде схемных передаточных и входных функций от комплексной частоты  $p=j\omega$ . Кроме того, с помощью этих программ автоматически генерируются формулы для расчета параметров элементов коррекции СВЧ ТИУ, соответствующих требуемой форме АЧХ и ЧХ ГВЗ трансимпеданса (КУН).

2) Программы с обозначением “Symcalc” (symbolic calculations – расчеты по символьным выражениям), позволяющие по символьным выражениям для сигнальных характеристик, полученным в одной из программ “Symexp”, а также заданным параметрам элементов схемы и ЭС транзисторов рассчитать численные значения и отобразить на графиках эти и другие

характеристики усилительного каскада СВЧ ТИУ, вычислить значения элементов цепей коррекции.

Программы обоих видов сделаны отдельно для следующих распространенных схем усилительных каскадов СВЧ ТИУ:

- а) СВЧ трансимпедансный каскад на ПТ по схеме ОИ-ОС с параллельной ООС (рис. 34а);
- б) СВЧ трансимпедансный каскад на ПТ по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС (рис. 47а);
- в) СВЧ трансимпедансный каскад на ПТ по схеме ОИ с параллельной ООС (рисунок 9а);
- г) СВЧ трансимпедансный каскад на ГБТ по схеме ОИ-ОС с параллельной ООС (рис. 75а).

Таким образом, например, для усилительного каскада по схеме ОИ-ОС с параллельной ООС написаны программы с обозначениями “Symexp-CS-CD-feedback” и “Symcalc-CS-CD-feedback”, для каждой из остальных схем каскадов также разработано по две подобные программы. Результаты символьного анализа, исследования и расчета типовых усилительных каскадов СВЧ ТИУ, приводимые в следующих подразделах этой главы, получены с использованием описанного комплекса программ.

*Алгоритмы символьного анализа усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе компьютерной алгебры.* В настоящее время разработано значительное число различных алгоритмов и программ, специально предназначенных для символьного анализа аналоговых электронных цепей [88, 78, 79, 89, 80, 90] (см. п. 1.8). Однако данные алгоритмы являются весьма сложными для реализации, а специализированные программы, как правило, ориентированы на анализ сравнительно низкочастотных устройств.

На наш взгляд, для решения рассматриваемых в диссертации задач более эффективным является применение общих алгоритмов компьютерной алгебры [100], реализованных сейчас в таких математических программных пакетах, как MapleV, Mathematica, Derive и др., а также в специализированных инструментах (toolbox) универсальных пакетов Matlab и Mathcad. Эти пакеты и инструменты предоставляют пользователю вычислительную программную среду для решения задач аналитических преобразований, включающую специальный язык, программы обработки символьной информации, математические подпрограммы, вывод графической информации и т.д. Алгоритмы компьютерной алгебры (символьных вычислений) позволяют выполнить элементарные алгебраические операции, преобразования и упрощения выражений, операции с матрицами, определителями, полиномами и другими функциями, решение алгебраических уравнений и др. [100].

По сравнению с использованием специальных алгоритмов определения схемных функций цепей [91, 92, 88, 78, 79, 89, 80, 90,] создание и применение программ символьного анализа электронных цепей в системах компьютерной алгебры дает следующие преимущества:

а) упрощается разработка программ, так как не требуется реализации сложных алгоритмов, могут быть использованы стандартные подходы к анализу линейных цепей при привлечении всех имеющихся в вычислительной среде средств символьных вычислений;

б) благодаря простым и удобным языкам программных инструментов компьютерной алгебры даже инженер, не являющийся специалистом в программировании, может разработать собственные или модифицировать существующие программы символьного анализа цепей с учетом особенностей решаемых задач.

Рассмотрим реализованные в разработанных программах алгоритмы автоматического получения символьных выражений для схемных функций, выражающих основные характеристики СВЧ усилителей и ТИУ, а также анализа устойчивости и чувствительности усилителей с применением пакетов компьютерной алгебры.

**Общий алгоритм символьного анализа линейных цепей.** Компьютерный символьный анализ СВЧ усилителей выполняется на основе формализованного метода узловых потенциалов [97, 121, 122], который является удобным средством для моделирования линейных цепей.

Первый этап общего алгоритма анализа линейной цепи – это формирование в символьном виде неопределенной матрицы узловых проводимостей  $\mathbf{Y}$  и соответствующего вектора задающих токов  $\mathbf{J}$  [97, 121, 122]. Предварительно все узлы цепи нумеруются от 0 до  $N$ , причем нулевой узел должен соответствовать «заземленному» узлу. При этом номера строк и столбцов матрицы неопределенной матрицы проводимостей  $\mathbf{Y}$  размером  $(N+1) \times (N+1)$  и вектора  $\mathbf{J}$  размером  $N+1$  будут отвечать соответствующим узлам цепи.

Затем по известным правилам [97, 121, 122] в матрицу  $\mathbf{Y}$  заносятся символьные выражения, описывающие проводимости пассивных двухполюсных элементов (резисторов, конденсаторов и индуктивностей), а также транспроводимости (крутизны) управляемых источников тока. Заметим, что в случае ТИУ в матрице  $\mathbf{Y}$  должны быть учтены элементы эквивалентных схем фотодиода и СВЧ транзисторов. Комплексные проводимости источника сигнала и нагрузки цепи также заносятся в соответствии с узлами подключения.

Независимые источники тока в цепи учитываются в векторе  $\mathbf{J}$  следующим образом:  $i$ -й элемент этого вектора, соответствующий узлу с номером  $i$ , равен алгебраической сумме токов независимых источников, втекающих в узел и вытекающих из него (току независимого источника присваивается знак «+», если он направлен к узлу  $i$ , и знак «-», если направлен от узла). После вычеркивания строки и столбца с нулевым номером в сформированной матрице  $\mathbf{Y}$ , а также элемента с нулевым номером в векторе  $\mathbf{J}$  получим определенную матрицу узловых проводимостей  $\mathbf{Y}$  порядка  $N \times N$  и отвечающий ей вектор задающих токов  $\mathbf{J}$  длиной  $N$ .

Далее анализ базируется на решении в символьной форме линейного матричного уравнения:

$$\mathbf{YU} = \mathbf{J}, \quad (32)$$

где  $\mathbf{U}=[U_1, U_2, \dots, U_N]$  – искомый вектор напряжений в узлах цепи. Решение уравнения (32) имеет следующий вид:

$$\mathbf{U} = \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{J}. \quad (33)$$

При анализе сигнальных характеристик ТИУ в цепи имеется только один независимый источник тока  $I_1=I_{PD}$  на входе усилителя. Усилитель имеет один входной и один выходной узел (зажим), обозначим их для удобства номерами «1» и «2». В этом случае вектор задающих токов будет иметь вид:

$$\mathbf{J}=[I_1, 0, 0, \dots, 0]. \quad (34)$$

В литературе [89, 121, 122] показано, что элементы вектора узловых напряжений  $\mathbf{U}$ , определяемые из (33), могут быть представлены в виде отношений алгебраических дополнений и определителей матрицы  $\mathbf{Y}$ . В таком же виде могут быть записаны выражения для характеристик цепи, являющиеся отношениями напряжений и (или) токов на определенных ее зажимах. Отсюда вытекают следующие формулы для основных сигнальных характеристик (схемных функций) СВЧ усилителей и ТИУ [89, 121, 122]:

–коэффициент трансимпедансного усиления

$$Z_T = \frac{U_2}{I_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta}; \quad (35)$$

–коэффициент усиления по напряжению (КУН)

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}}; \quad (36)$$

–входной и выходной импедансы

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta}; \quad (37)$$

$$Z_{out} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta''}, \quad (38)$$

где  $\Delta$  и  $\Delta_{ij}$  – определитель и алгебраические дополнения матрицы  $\mathbf{Y}$ ;  $\Delta'$  и  $\Delta''$  – соответственно значения определителя  $\Delta$  при  $Y_S=0$  и  $Y_L=0$ .

Подобным же образом через определитель и алгебраические дополнения матрицы  $\mathbf{Y}$  могут быть представлены параметры рассеяния  $s_{ij}$  СВЧ усилителя в стандартном тракте [123].

Таким образом, получение аналитического представления характеристик СВЧ усилителей

и ТИУ  $s_{ij}$ ,  $Z_T$ ,  $K_U$ ,  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$  сводится к раскрытию определителей матриц в символьной форме. Имеются различные алгоритмы символьного вычисления определителей, часть из них реализованы в пакетах компьютерной алгебры.

Для четырехполюсных цепей с сосредоточенными параметрами раскрытие определителей приводит к представлению характеристик (35)-(38) в виде так называемых схемных функций, т.е. дробно-рациональных функций (ДРФ) комплексной частоты  $p=j\omega$ . В качестве примера приведем такое представление для коэффициента трансимпедансного усиления ТИУ:

$$Z_T(p) = \frac{a(p)}{b(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_n p^n}, \quad (39)$$

где  $a(p)$  и  $b(p)$  – полиномы соответственно степеней  $m$  и  $n$ .

Вещественные коэффициенты полиномов  $a_i$  и  $b_j$  ( $i=0,1,\dots, m; j=0, 1,\dots, n$ ) в (39) зависят от элементов цепи:

$$a_i = a_i(\mathbf{e}); b_j = b_j(\mathbf{e}), \quad (40)$$

где  $\mathbf{e} = (\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{g}_m)$  – вектор элементов цепи;  $\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{g}_m$  – соответственно векторы сопротивлений, емкостей, индуктивностей и проводимостей управляемых источников тока, входящих в состав цепи. В результате функция (39) примет вид:

$$Z_T(p, \mathbf{e}) = \frac{a(p, \mathbf{e})}{b(p, \mathbf{e})} = \frac{a_0(\mathbf{e}) + a_1(\mathbf{e})p + a_2(\mathbf{e})p^2 + \dots + a_m(\mathbf{e})p^m}{b_0(\mathbf{e}) + b_1(\mathbf{e})p + b_2(\mathbf{e})p^2 + \dots + b_n(\mathbf{e})p^n}. \quad (41)$$

В пакетах компьютерной алгебры имеются специальные команды, которые позволяют, во-первых, сгруппировать выражения для числителя и знаменателя схемной функции при одинаковых степенях  $p$  и, во-вторых, упростить выражения для коэффициентов  $a_i$  и  $b_j$  (путем приведения подобных членов, сокращения и т.д.). Таким образом, применение алгоритмов компьютерной алгебры позволяет автоматически получить символьные выражения для различных схемных функций СВЧ усилителей и ТИУ непосредственно в форме ДРФ вида (41).

Описанный алгоритм символьного анализа линейных электронных схем на базе формализованного метода узловых потенциалов является общим и в принципе не отличается от алгоритмов численного моделирования цепей на такой же основе. Однако конкретная реализация этого алгоритма для целей автоматизированного символьного анализа, в том числе в пакетах компьютерной алгебры, значительно влияет на максимальную сложность анализируемых схем, время вычислений, размер требуемой памяти и др. Путем экспериментов с разными версиями мы определили наиболее эффективные варианты алгоритмов получения и упрощения аналитических выражений для схемных функций СВЧ усилительных схем в пакетах компьютерной алгебры с учетом особенностей решаемых задач символьного анализа. Кратко рассмотрим предлагаемые

алгоритмы.

**Алгоритм автоматического получения аналитических выражений для схемных функций СВЧ усилительных каскадов.** Получение аналитических выражений для схемных функций усилительного каскада выполняется по следующим шагам:

1) По принципиальной схеме каскада строится подробная электрическая ВЧ модель анализируемой цепи, представляющая собой соединение моделей транзисторов в виде упрощенных ЭС, а также пассивных элементов - резисторов, емкостей и индуктивностей.

2) По подробной модели цепи строится ее укрупненная модель в виде соединения двухполюсников и управляемых источников тока, при этом двухполюсники могут содержать один или несколько соединенных между собой пассивных элементов. В программу "Symexр" вводятся символьные выражения для комплексных проводимостей двухполюсников и крутизны управляемых источников, в которых в качестве отдельной переменной входит комплексная частота  $p=j\omega$ .

3) По укрупненной модели в соответствии с правилами, рассмотренными выше, формируется в символьном виде матрица узловых проводимостей цепи.

4) По матрице узловых проводимостей на основе алгоритмов компьютерной алгебры генерируются аналитические выражения для ее определителя и алгебраических дополнений.

5) На основе формул (35)-(38) находятся аналитические выражения для схемных функций цепи  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$  и др. в виде ДРФ комплексной частоты  $p=j\omega$  вида (41), в которых коэффициенты числителя  $a_i(\mathbf{e})$  и знаменателя  $b_j(\mathbf{e})$  являются символьными и представляют собой сумму одночленов, зависящих от элементов цепи. Полученные схемные функции будем называть полными.

Особенностью предлагаемого алгоритма является то, что формирование матрицы узловых проводимостей  $\mathbf{Y}$  и получение аналитических выражений для схемных функций реализуется не сразу для подробной модели цепи, а для укрупненной модели. Это позволяет значительно уменьшить порядок матрицы  $\mathbf{Y}$ , а также ее определителя и алгебраических дополнений, что приводит к упрощению и ускорению работы программы символьного анализа на базе процедур компьютерной алгебры, повышению максимального размера анализируемых схем и снижению объема требуемой памяти.

**Алгоритм упрощения аналитических выражений для схемных функций СВЧ усилительных каскадов.** В отличие от численного моделирования, значительной проблемой при символьном анализе электронных схем является резкий рост сложности получаемых полных схемных функций при увеличении размерности (числа элементов) цепи. Эта проблема была осознана еще при создании первых версий программ символьного анализа [78, 79, 88, 89, 90, 124 и др.].

Для решения указанной задачи важно, что каждый из коэффициентов  $a_i(\mathbf{e})$  и  $b_j(\mathbf{e})$  в схемных функциях вида (41) является суммой нескольких слагаемых, представляющих собой произведение определенных параметров элементов цепи:

$$a_i(\mathbf{e}) = \sum_{q=1}^{\mu_i} M_{iq}(\mathbf{e}) = \sum_{q=1}^{\mu_i} e_\alpha e_\beta e_\gamma \cdots e_\eta; \quad b_j(\mathbf{e}) = \sum_{q=1}^{\mu_j} M_{jq}(\mathbf{e}) = \sum_{q=1}^{\mu_j} e_\alpha e_\beta e_\gamma \cdots e_\eta, \quad (42)$$

где целые индексы  $\alpha, \beta, \gamma, \dots, \eta$  – это порядковые номера элементов в цепи (например,  $R_1, R_2, \dots, C_1, C_2, \dots, L_1, L_2, \dots, g_{m1}, g_{m2}, \dots$ ). Указанные произведения  $M_{iq}(\mathbf{e}), M_{jq}(\mathbf{e})$  вида  $e_\alpha e_\beta e_\gamma \cdots e_\eta$  (в том числе константы) называются мономами;  $\mu_i$  и  $\mu_j$  – число мономов соответственно в коэффициенте  $a_i(\mathbf{e})$  и коэффициенте  $b_j(\mathbf{e})$ . Таким образом, например, полином знаменателя  $b(p, \mathbf{e})$  может быть представлен в виде суммы одночленов  $t_{jq}(p, \mathbf{e}) = p^j M_{jq}(\mathbf{e})$ :

$$\begin{aligned} b(p, \mathbf{e}) &= \sum_{j=0}^n p^j b_j(\mathbf{e}) = \sum_{j=0}^n p^j \sum_{q=1}^{\mu_j} M_{jq}(\mathbf{e}) = \sum_{j=0}^n \sum_{q=1}^{\mu_j} p^j M_{jq}(\mathbf{e}) = \sum_{j=0}^n \sum_{q=1}^{\mu_j} t_{jq}(\mathbf{e}) = \\ &= M_{01}(\mathbf{e}) + M_{02}(\mathbf{e}) + \dots + pM_{11}(\mathbf{e}) + pM_{12}(\mathbf{e}) + \dots + p^n M_{n\mu_j}(\mathbf{e}). \end{aligned} \quad (43)$$

Это же касается и полинома числителя  $a(p, \mathbf{e})$ . В качестве примера приведем аналитическое выражение для трансимпеданса ФНЧ 3-го порядка, нагруженного на сопротивление  $R$ :

$$Z_T(p, \mathbf{e}) = Z_T(p, R, C_1, C_2, L) = \frac{R}{1 + pR(C_1 + C_2) + p^2 LC_1 + p^3 RLC_1 C_2}. \quad (44)$$

Здесь в числителе имеется один моном (соответственно один одночлен), представляющий собой константу  $R$ , а в знаменателе – пять мономов:  $1, RC_1, RC_2, LC_1, RLC_1 C_2$  (соответственно пять одночленов).

Во многих работах были предложены алгоритмы упрощения схемных функций электронных цепей [78, 79, 80, 124] и др. Их суть состоит в устранении тех коэффициентов или одночленов в полиномах числителя и знаменателя функций вида (41), которые мало влияют на характеристики цепи. Приведем один из простых способов на примере упрощения полинома знаменателя  $b(p, \mathbf{e})$ . В первых программах было предложено генерировать упрощенные полиномы  $\bar{b}(p, \mathbf{e})$  путем последовательного устранения по одному одночленов  $t_{jq}(p, \mathbf{e})$  исходного полинома  $b(p, \mathbf{e})$ . При этом рассматриваемый одночлен окончательно устраняется, если выполняется условие:

$$\varepsilon = \max_{p, \mathbf{e} \in D} \left| \frac{\bar{b}(p, \mathbf{e}) - b(p, \mathbf{e})}{b(p, \mathbf{e})} \right| \leq \varepsilon_0, \quad (45)$$

где  $D$  – некоторое пространство допустимых численных значений комплексной частоты  $p=j\omega$  и вектора элементов  $\mathbf{e}$ ;  $\varepsilon^0$  - допустимая относительная ошибка.

Недостатки такого подхода состоят в следующем. Во-первых, трудно обоснованно выбрать значение ошибки  $\varepsilon_0$ , так как для существенного упрощения необходимо устранить не один, а сразу несколько одночленов. Во-вторых, в [124] показано, что критерий (45) плохо работает, если в полиноме существуют одночлены, взаимно погашающие влияние друг друга. В-третьих, этот алгоритм требует перебора большого числа комбинаций устраняемых одночленов, а также численных значений  $\omega$  и  $\mathbf{e}$ .

Тем не менее, подобные способы неплохо работают при упрощении схемных функций низкочастотных интегральных аналоговых схем с большим числом элементов, при этом ставится задача резко сократить порядок схемной функции (например, с нескольких десятков до 2.5) [78, 79, 80]. Такое возможно, так как анализируемые интегральные схемы (обычно на  $RC$ -элементах) имеют в основном монотонные АЧХ, действительно хорошо аппроксимируемые функциями невысоких порядков.

Однако наши эксперименты показали, что такой подход с использованием критерия (45) является слишком грубым для рассматриваемых в диссертации задач символьного анализа СВЧ усилителей. Это связано с тем, что порядок исходных (полных) схемных функций здесь гораздо ниже - до 5...8, но вследствие значительного влияния почти всех элементов схемы и ЭС транзисторов невозможно значительно упростить функции сразу на несколько порядков вследствие больших ошибок, и требуется более тщательно оценить влияние каждого одночлена на все анализируемые характеристики.

В результате экспериментов нами было найдено, что удовлетворительные результаты при упрощении схемных функций СВЧ усилительных каскадов дает следующий алгоритм:

1) Задаются нижняя и верхняя границы полосы частот, в которой проверяется точность упрощенной схемной функции, и диапазоны возможных численных значений элементов цепи и ЭС транзисторов.

2) По полной схемной функции  $T(p)$  вида (41) осуществляется многовариантный численный расчет величин одночленов  $t_{jq}(p, \mathbf{e})$  и  $t_{jq}(p, \mathbf{e})$  в числителе и знаменателе на верхней границе полосы частот при различных комбинациях дискретных значений элементов цепи в заданных интервалах.

3) После этого отдельно в числителе и знаменателе  $T(p)$  одночлены ранжируются по максимуму абсолютного значения, получаемому на верхней границе полосы частот при вариации элементов. Выбираются  $N_a$  минимальных одночленов (т.е. одночленов с минимальным значением указанного максимума) в числителе и  $N_b$  минимальных одночленов в знаменателе.

4) Вновь выполняется многовариантный анализ при различных наборах дискретных значений элементов цепи и частоты в пределах их диапазонов изменения. При этом выполняется расчет анализируемой характеристики цепи  $\Phi(\omega)$ , зависящей от схемной функции  $T(j\omega)$  (например,  $\Phi(\omega)=|T(j\omega)|$ ,  $\Phi(\omega)=\text{Re}T(j\omega)$  и т.д.), при наличии и отсутствии всех минимальных одночленов в числителе и знаменателе ДРФ (41).

5) Если относительная ошибка в характеристике, вычисленной по упрощенной схемной функции, не превышает заданного значения  $\varepsilon^0$ , число выбранных минимальных одночленов в числителе и знаменателе увеличивается на единицу; в противном случае, наоборот, число выбранных минимальных одночленов снижается на единицу, и повторяются действия по пп. 3 и 4.

6) После определенного числа шагов получим упрощенную схемную функцию с наибольшим числом устраненных одночленов, при котором ошибка еще не превышает  $\varepsilon^0$ .

7) Повторяя алгоритм для других характеристик, получим математическую модель цепи (усилительного каскада) в виде набора упрощенных схемных функций.

К достоинствам этого алгоритма относятся: а) контроль как значений одночленов, так и значений характеристик цепи; б) меньшее число перебираемых значений частоты и элементов цепи; в) более быстрая сходимость к схемной функции, обеспечивающей заданную погрешность вычисления характеристики цепи.

В заключение рассмотрим алгоритмы анализа устойчивости и чувствительности СВЧ усилительных каскадов, такой анализ можно выполнить на основе как полных, так и упрощенных схемных функций.

**Анализ устойчивости СВЧ усилительных каскадов.** Анализ устойчивости СВЧ усилителей можно удобно выполнить на базе аналитического выражения вида (41) для исследуемой схемной функции ( $s_{21}(p)$ ,  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$  и др.) с использованием метода корневого годографа [89, 94]. Метод состоит в построении так называемых корневых годографов (траекторий перемещения корней характеристического уравнения исследуемой цепи) на комплексной плоскости при изменении одного или нескольких параметров элементов этой цепи. Если все корни находятся в левой полуплоскости и отстоят от мнимой оси, схема является устойчивой. При этом может быть найден интервал изменения исследуемого параметра ТИУ, в пределах которого цепь остается устойчивой.

Известные варианты метода корневого годографа применительно к проектированию систем автоматического управления были предложены в «докомпьютерный» период, они рассчитаны на приближенный анализ устойчивости систем по возможности без сложных вычислений корней алгебраических полиномов [94, 95]. Однако в настоящее время численный расчет корней полиномов достаточно высокой степени (до 10 и более) не вызывает затруднений и реализован,

в частности, в пакетах Maple, Matlab и Mathcad. Поэтому применен способ, включающий непосредственное вычисление значений корней с помощью численной процедуры и графическое отображение траекторий корней на комплексной плоскости при дискретном изменении с заданным шагом исследуемого параметра схемы, он просто реализуется в программе Mathcad.

**Анализ чувствительности характеристик СВЧ усилительных каскадов к изменению параметров элементов схемы.** Оценка чувствительностей характеристик усилительных каскадов СВЧ усилителей и ТИУ к изменению параметров элементов схемы является неотъемлемым шагом при разработке устройств. Расчет чувствительностей позволяет установить необходимые технологические допуски на параметры и размеры активных и пассивных элементов при изготовлении ИС усилителей [89]. Представление характеристик каскадов в символьном виде дает возможность не только просто рассчитать численные значения чувствительностей на разных частотах, но и получить для них явные аналитические выражения, наглядно показывающие влияние изменений разных элементов схемы [88, 89]. Наиболее полезной при анализе схем является относительная чувствительность, она равна отношению относительного приращения исследуемой характеристики (например, в размах или процентах) к относительному приращению изменяемого параметра (тоже в размах или в процентах) [89]. Таким образом, если модуль относительной чувствительности меньше единицы, то приращение характеристики в процентах меньше приращения изменяемого параметра в процентах.

Рассмотрим способ расчета относительной чувствительности модуля некоторой характеристики усилительного каскада  $T(j\omega)$ , являющейся ДРФ частотной переменной  $p=j\omega$  вида (41). Сначала нужно перейти от этой комплексной характеристики к функции ее квадрата модуля  $\Phi(\omega^2)=|T(j\omega)|^2$ , которая представляет собой ДРФ по четным степеням  $\omega$ :  $\Phi(\omega^2)=A(\omega^2)/B(\omega^2)$ , где  $A(\omega^2)$  и  $B(\omega^2)$  – полиномы переменной  $\omega^2$ . Полагая что изменяется только один параметр схемы  $e_i$ , относительная чувствительность  $S_{e_i}^{|T|}$  величины  $|T|$  к параметру  $e_i$  может быть найдена как  $S_{e_i}^{|T|} = \frac{1}{2}(S_{e_i}^A - S_{e_i}^B)$ , где  $S_{e_i}^A$  и  $S_{e_i}^B$  – относительные чувствительности полиномов числителя  $A(\omega^2)$  и знаменателя  $B(\omega^2)$  к  $e_i$ . В частности, формула для расчета чувствительности трансимпеданса  $|Z_T|$  усилительного каскада ТИУ к изменению сопротивления  $R_f$ , выраженная через производные полиномов числителя и знаменателя к  $R_f$ , примет следующий вид:

$$S_{R_f}^{|Z_T|} = \frac{1}{2} \left( \frac{R_f}{A} \frac{dA}{dR_f} - \frac{R_f}{B} \frac{dB}{dR_f} \right). \quad (46)$$

Аналогичная запись будет и для остальных характеристик и элементов.

## 2.4 Автоматизированный символьный анализ, исследование характеристик и расчет усилительного каскада ТИУ по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью

В настоящем подразделе на примере трансимпедансного СВЧ усилительного каскада по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью подробно рассматривается общая процедура, включающая автоматизированное получение и упрощение аналитических выражений на основе компьютерного символьного анализа, а также исследование характеристик и расчет элементов корректирующих цепей. Все представленные символьные вычисления и численные расчеты выполнены с помощью программ «Symtexp» и «Symcalc» (п. 2.3).

### 2.4.1 Автоматизированный символьный анализ усилительного каскада по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью

Принципиальная схема усилительного каскада ОИ-ОС на полевых транзисторах [117], в цепи параллельной ООС которой используется ВЧ коррекция с помощью индуктивности  $L_f$ , показана на рисунке 34а. На входе каскада включена емкость  $C_{PD}$ , которая в упрощенном виде моделирует фотодиод.

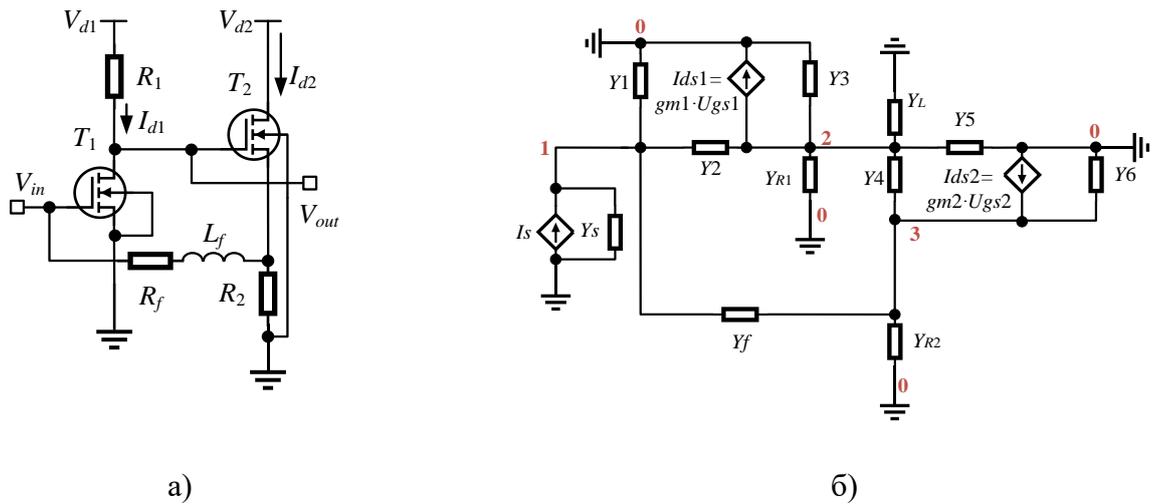


Рисунок 34 – Усилительный каскад по схеме ОИ-ОС с параллельной ООС: а) принципиальная схема с учетом емкости ФД; б) схема замещения каскада для анализа сигнальных характеристик

Построенная по принципиальной схеме укрупненная модель (схема замещения) усилительного каскада в виде соединения двухполюсников и управляемых источников тока представлена на рисунке 34б. Здесь использованы следующие обозначения (пока полагаем  $C_{PD}=0$ ):  $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$  и  $Y_L = 1/Z_L = G_L + jB_L$  – соответственно проводимости источника сигнала и нагрузки;  $Y_f = 1/(R_f + j\omega L_f)$  – проводимость цепи ОС; проводимости  $Y_1$ - $Y_6$  отвечают элементам ЭС транзисторов:  $Y_1 = j\omega C_{gs1}$ ;  $Y_2 = j\omega C_{gd1}$ ;  $Y_3 = G_{ds1} + j\omega C_{ds1}$ ;  $Y_4 = j\omega C_{gs2}$ ;

$Y_5 = j\omega C_{gd2}$ ;  $Y_6 = G_{ds2} + j\omega C_{ds2}$ ; при этом для транзистора  $T_1$  элементы ЭС обозначаются нижним индексом "1", а для транзистора  $T_2$  - нижним индексом "2"; проводимость  $Y_{R1} = 1/R_1$  соответствует резистору  $R_1$ ; проводимость  $Y_{R2} = 1/R_2$  соответствует резистору  $R_2$ . В схеме замещения (рисунок 34б) узел 1 отвечает входу ТИУ, узел 2 - его выходу, при этом входное и выходное напряжения ТИУ равны  $U_{in}=U_1$ ,  $U_{out} = U_2$ .

В соответствии с [121] сформирована матрица узловых проводимостей схемы на рисунке 34б:

$$Y = \begin{bmatrix} w_1 & -Y_2 & -Y_f \\ z_1 & w_2 & -Y_4 \\ -Y_f & z_2 & w_3 \end{bmatrix}, \quad (47)$$

здесь

$$w_1 = Y_s + Y_1 + Y_2 + Y_f = G_s + 1/(R_f + j\omega L_f) + j\omega(C_{gs1} + C_{gd1}), \quad (48)$$

$$w_2 = Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_L + Y_{R1} = G_{ds1} + G_L + G_{R1} + j\omega(C_{gs1} + C_{ds1} + C_{gs2} + C_{gd2}), \quad (49)$$

$$w_3 = Y_4 + Y_6 + Y_b + Y_f + g_{m2} = G_{ds2} + G_b + 1/(R_f + j\omega L_f) + g_{m2} + j\omega(C_{gs2} + C_{ds2}), \quad (50)$$

$$z_1 = -Y_2 + g_{m1} = g_{m1} - j\omega C_{gd1}, \quad (51)$$

$$z_2 = -Y_4 - g_{m2} = -g_{m2} - j\omega C_{gs2}. \quad (52)$$

Далее в соответствии с п. 2.3 в программе «Сутехр» генерируются символьные формулы для определителя и алгебраических дополнений матрицы узловых проводимостей  $Y$  с применением алгоритмов компьютерной алгебры. Далее при использовании соотношений (35)-(38) в программе получены следующие выражения для сигнальных характеристик ТИУ  $Z_T$ ,  $K_U$ ,  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$  в символьном виде:

$$Z_T = \frac{w_3 z_1 - Y_4 Y_f}{w_2 Y_f^2 - w_1 w_2 w_3 - w_3 z_1 Y_2 - w_1 z_2 Y_4 + z_1 z_2 Y_f + Y_2 Y_4 Y_f}; \quad (53)$$

$$K_U = \frac{Y_4 Y_f - z_1 w_3}{w_2 w_3 + z_2 Y_4}; \quad (54)$$

$$Z_{in} = -\frac{w_2 w_3 + z_2 Y_4}{w_2 Y_f^2 - w_1 w_2 w_3 - z_1 w_3 Y_2 - w_1 z_2 Y_4 + z_1 z_2 Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}; \quad (55)$$

$$Z_{out} = \frac{w_1 w_3 - Y_f^2}{-w_2 Y_f^2 + w_1 w_2 w_3 + z_1 w_3 Y_2 + w_1 z_2 Y_4 - z_1 z_2 Y_f - Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}. \quad (56)$$

После раскрытия выражений для проводимостей двухполюсников (48)-(52) из (53)-(56) были найдены аналитические выражения для указанных сигнальных характеристик ТИУ в виде полных дробно-рациональных функций (ДРФ) комплексной частоты  $p=j\omega$ . Затем с

использованием алгоритма, представленного в п. 2.3, полные ДРФ были упрощены, при этом в коэффициентах  $a_i$  и  $b_j$  полиномов исключены те одночлены, которые незначительно влияют в исследуемой полосе частот усилителя на частотные зависимости характеристик  $Z_T$ ,  $K_U$ ,  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$ .

Приведем упрощенные выражения для схемных функций  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$ ,  $Z_{in}(p)$  и  $Z_{out}(p)$  усилительного каскада:

- трансимпедансный коэффициент усиления

$$Z_T(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4}; \quad (57)$$

где:

$$\begin{aligned} a_0 &= g_{m1}(1 + R_f G_{T2}); \quad a_1 = -g_{m1} L_f (-G_{R2} - g_{m2}) - R_f (C_{gd1} g_{m2} - C_3 g_{m1}) - C_{gd1}; \\ a_2 &= g_{m1} L_f C_3 - R_f C_{gd1} C_3; \quad b_0 = g_{m2} + g_{m1} + G_{L_{out}} G_{T2}; \\ b_1 &= R_f [g_{m1} C_{gd1} G_{T2} + C_1 (G_{R1} G_{R2} + G_L G_{ds2}) + g_{m2} C_1 G_{L_{out}}] + \\ &+ C_2 G_{T2} - (g_{m2} - g_{m1})(C_{gd1} + C_{gs2}) + G_{L_{out}} (C_1 + C_3); \end{aligned} \quad (58)$$

$$b_2 = L_f (g_{m1} C_{gd1} G_{T2} + g_{m2} C_1 G_{L_{out}}) + R_f [C_1 C_3 (G_L + G_{R1}) + C_{gd1} C_3 g_{m1} + C_1 C_2 g_{m2}] + C_2 (C_1 + C_3);$$

$$b_3 = L_f (C_1 C_3 G_L + C_1 C_2 g_{m2} - C_{gd1}^2 g_{m2} + C_{gd1} C_3 g_{m1}) + R_f C_1 C_2 C_3, \quad b_4 = C_1 C_2 C_3 L_f.$$

- коэффициент усиления по напряжению

$$K_U(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}; \quad (59)$$

где:

$$\begin{aligned} a_0 &= -g_{m1}(1 + R_f G_{T2}); \quad a_1 = C_{gd1} + C_{gs2} - G_{T2} L_f g_{m1} - R_f (C_3 g_{m1} - C_{gd1} G_{T2}); \\ a_2 &= L_f (C_{gd1} G_{T2} - C_3 g_{m1}); \quad a_3 = C_{gd1} C_3 L_f; \quad b_0 = G_{L_{out}} (1 + G_{T2} R_f); \\ b_1 &= C_2 + L_f G_{T2} G_{L_{out}} + R_f (C_2 G_{T2} + C_3 G_{L_{out}} - C_{gs2} g_{m2}); \\ b_2 &= L_f (C_2 G_{T2} - g_{m2} C_{gs2} + C_3 G_{L_{out}}) + C_2 C_3 R_f; \\ b_3 &= L_f (C_2 C_3 C_{gs2}^2). \end{aligned} \quad (60)$$

- входной импеданс

$$Z_{in}(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4}; \quad (61)$$

где  $a_0 = G_{L_{out}} (1 + R_f G_{T2})$ ;  $a_1 = R_f [g_{m2} (C_2 + C_{gs2}) + C_2 (G_{R2} + R_{ds2})] + G_{L_{out}} (L_f G_{T2} + C_3 R_f) + C_2$ ;

$a_2 = L_f (G_{L_{out}} C_3 + G_{T2} C_2 - C_{gs2} g_{m2}) + R_f (C_2 C_3 - C_{gs2}^2)$ ;  $a_3 = L_f (C_2 C_3 - C_{gs2}^2)$ ; коэффициенты  $b_j$  для  $Z_{in}$  совпадают с соответствующими коэффициентами для  $Z_T$ ;

- выходной импеданс

$$Z_{out}(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + b_4 p^4}; \quad (62)$$

где:

$$a_0 = (1 + R_f G_{T2})(G_S R_f + 1) - 1; \quad a_1 = (R_f G_{T2} + 1)(G_S L_f + C_1 R_f) + (C_3 R_f + L_f G_{T2})(G_S R_f + 1);$$

$$a_2 = (C_3 R_f + L_f G_{T2})(G_S L_f + C_1 R_f) + C_1 L_f (R_f G_{T2} + 1) + C_3 L_f (G_S R_f + 1);$$

$$a_3 = C_1 L_f (C_3 R_f + L_f G_{T2}) + C_3 L_f (G_S L_f + C_1 R_f);$$

$$b_0 = G_S G_D G_{T2} R_f^2 + R_f [G_D (G_S + G_{T2}) + g_{m1} g_{m2}];$$

$$b_1 = (R_f G_{T2} + 1)[C_2 (G_S R_f + 1) + G_D (G_S L_f + C_1 R_f) + R_f C_{gs2} g_{m1}] +$$

$$+ (G_S R_f + 1)[G_D (G_{T2} L_f + C_3 R_f) - R_f C_{gs2} g_{m2}] +$$

$$+ R_f (C_{gs2} g_{m1} - C_{gd1} g_{m2}) + L_f g_{m1} g_{m2}; \quad (63)$$

$$b_2 = (G_{T2} L_f + C_3 R_f)[C_2 (G_S R_f + 1) + G_D (G_S L_f + C_1 R_f) + R_f C_{gd1} g_{m1}] +$$

$$+ [C_2 (R_f G_{T2} + 1) + R_f C_{gs2} g_{m2}](G_S L_f + C_1 R_f) +$$

$$+ L_f (C_3 G_D + C_{gs2} g_{m2})(G_S R_f + 1) + L_f g_{m1} [C_{gs2} + C_{gd1} (R_f G_{T2} + 1)];$$

$$b_3 = (G_{T2} L_f + C_3 R_f)[C_2 (G_S R_f + 1) + C_1 L_f G_D] + C_3 L_f [C_2 (G_S R_f + 1) + G_S L_f G_D] +$$

$$+ L_f C_{gd1} g_{m1} (G_{T2} L_f + 2C_3 R_f);$$

$$b_4 = C_3 L_f [C_2 (G_S L_f + C_1 R_f) + C_1 L_f G_D] + C_1 C_2 L_f^2 G_{T2}.$$

При этом в (49)-(55) приняты следующие обозначения:  $G_{L_{out}} = G_L + G_D$ ,

$$G_{T2} = g_{m2} + G_{R2} + G_{ds2}, \quad G_D = G_{R1} + G_{ds1}, \quad C_1 = C_{gs1} + C_{gd1}, \quad C_2 = C_{gd1} + C_{ds1} + C_{gs2} + C_{ds2}, \quad C_3 = C_{gs2} + C_{ds2}.$$

Полученные формулы для сигнальных характеристик  $Z_T$ ,  $K_U$ ,  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$  охватывают случаи, когда схема ОИ-ОС с ООС используется во входном, промежуточном или выходном каскаде ТИУ. При этом в первом случае нужно заменить  $C_{gs1}$  на  $C_{gs1} + C_{PD}$  ( $C_{PD}$  – емкость ФД). Во втором случае к емкостям  $C_{gs1}$  и  $C_{gd2}$  рассчитываемого каскада нужно прибавить соответственно выходную емкость предыдущего каскада и входную емкость последующего каскада. В третьем случае к емкости  $C_{gs1}$  рассчитываемого каскада нужно прибавить выходную емкость предоконечного каскада, а проводимость нагрузки  $G_L$  равна проводимости резистивной нагрузки ТИУ.

При исследовании и расчете СВЧ усилительных каскадов ТИУ часто требуется знать выражения для сигнальных характеристик на постоянном токе (т.е на нулевой частоте  $\omega=0$ ). Эти выражения легко получить из функций  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$ ,  $Z_{in}(p)$  и  $Z_{out}(p)$  при  $p=0$ :

$$Z_{T0} = \frac{-g_{m1}(1 + R_f G_{T2})}{g_{m2} + g_{m1} + G_{L_{out}} G_{T2}}; \quad (64)$$

$$Z_{in0} = \frac{G_{L_{out}}(1 + R_f G_{T2})}{g_{m2} + g_{m1} + G_{L_{out}} G_{T2}}; \quad (65)$$

$$Z_{out0} = \frac{(1 + R_f G_{T2})(G_S R_f + 1) - 1}{G_S G_D G_{T2} R_f^2 + R_f [G_D (G_S + G_{T2}) + g_{m1} g_{m2}]}; \quad (66)$$

$$K_{U0} = \frac{-g_{m1}(1 + R_f G_{T2})}{G_{L_{out}}(1 + G_{T2} R_f)}; \quad (67)$$

Как видно, даже после упрощения полученные аналитические выражения (64)-(67) для коэффициентов схемных функций  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$ ,  $Z_{in}(p)$  и  $Z_{out}(p)$  являются достаточно сложными. Однако при исследовании и расчете усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе программ автоматизированного символьного анализа это не имеет большого значения, так как все выражения хранятся в памяти компьютера, вычисления по ним и необходимые преобразования выполняются также автоматически, причем ошибки исключены. Это значительно расширяет возможности аналитического подхода по сравнению с ручным выводом и преобразованием формул.

При выполнении исследований и расчетов интегральных СВЧ усилительных каскадов на основе представляемого символьного подхода в качестве исходных наиболее удобно использовать полные нелинейные модели транзисторов, справедливые в заданной полосе частот. Такие модели содержатся в библиотеке моделей элементов для применяемой интегральной технологии либо могут быть построены по результатам измерений. Они позволяют в САПР быстро рассчитать параметры рассеяния и шумовые параметры приборов при разных геометрических размерах (например, при разной ширине затвора) и различных режимах по постоянному току.

По этим параметрам рассеяния и шумовым параметрам приборов с помощью описанных ранее методик экстракции (пп. 2.2.3, 2.2.6) можно быстро определить значения элементов их упрощенных линейных и шумовых ЭС для конкретных выбранных размеров и режимов работы, и далее использовать эти ЭС при исследовании и расчетах. Такой подход использован при выполнении рассматриваемых ниже примеров, где после выбора ширины затвора и рабочих точек транзисторов с помощью библиотечных нелинейных моделей были рассчитаны параметры рассеяния и затем построены упрощенные ЭС приборов.

#### **2.4.2 Исследование характеристик СВЧ усилительного каскада ОИ-ОС без ВЧ коррекции**

Приведем пример исследования сигнальных и шумовых характеристик усилительного каскада ТИУ по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью (рисунок 34а), выполненного на базе отечественной 90 нм радиочастотной (РЧ) КМОП технологии. Все численные расчеты по

полученным в аналитическом виде схемным функциям осуществляются с помощью программы «Symcalc» (п.2.3). В этом подразделе рассмотрен случай каскада без ВЧ коррекции ( $L_f = 0$ ).

Полагаем, что в усилителе используются полевые n-канальные транзисторы, выполненные по КМОП-технологии HCMOS10LP с толщиной подзатворного диэлектрика  $t_{ox}=2,1$  нм и типовым напряжением 1,2 В. При ширине затвора  $W=70$  мкм и напряжениях смещения  $V_{gs}=0,65-0,7$  В,  $V_{ds}=1,2$  В транзистор обладает следующими основными параметрами: граничные частоты  $f_T \approx 70$  ГГц и  $f_{max} \approx 90$  ГГц, коэффициент шума  $NF \approx 1,7$  дБ на частоте 5 ГГц. Ток потребления усилительного каскада для таких режимов составляет от 5 до 15 мА.

Предварительно выполним расчет схемы на постоянном токе. Выберем ширину затвора обоих транзисторов  $W_1=W_2=70$  мкм. При этом по ВАХ был определен следующий рабочий режим транзисторов:  $V_{d1} = 2,5$ ,  $I_{d1} = 6,7$  мА,  $V_{ds1} = V_{ds2} = 1,2$  В,  $V_{gs1} = 0,65$  В,  $I_{d2} = 0,8$  мА,  $V_{d2} = 1,85$  В. В соответствии с выполненным расчётом значения сопротивлений в схеме составляют:  $R_1=192$  Ом,  $R_2=812$  Ом,  $R_f=200$  Ом,  $R_L=50$  Ом. После выбора ширины затвора и рабочих точек МОП-транзисторов по библиотечной нелинейной модели для КМОП-технологии HCMOS10LP рассчитаны параметры рассеяния и шумовые параметры, и по ним построены упрощенные ЭС приборов (пп. 2.2.3, 2.2.6).

Далее с использованием полученных в п. 2.4.3 аналитических формул (37)-(43) для схемных функций усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной обратной связью (рисунок 34а) было проведено исследование влияния сопротивления ООС  $R_f$ , ширины затвора  $W$  и элементов ЭС транзисторов на частотные зависимости сигнальных характеристик. Кроме того, рассчитывался эквивалентный шумовой ток на входе усилительного каскада по формуле (см. Приложение А)

$$\left| \overline{i_{n,in}} \right|^2 = 4kT_0 \Delta f \cdot R_n \left| j\omega C_{PD} - Y_{Sn} \right|^2, \quad (68)$$

где  $R_n$  и  $Y_{Sn}$  – соответственно шумовое сопротивление и оптимальный импеданс источника сигнала, при котором достигается минимальный коэффициент шума каскада при отсутствии ФД (это так называемые стандартные шумовые параметры усилительного каскада как четырехполюсника).

Приведем вначале результаты этого исследования при отключенном фотодиоде ( $C_{PD}=0$ ). На рисунке 35а изображена частотная характеристика модуля трансимпеданса  $|Z_T|$  при  $W_1=W_2=70$  мкм для разных значений сопротивления ООС  $R_f$ . Как видно, уменьшение сопротивления  $R_f$  приводит к расширению полосы пропускания (от 8,4 ГГц при  $R_f=300$  Ом до 18 ГГц при  $R_f=50$  Ом), но при этом снижается усиление. На рисунке 35б показана частотная зависимость эквивалентного входного шумового тока каскада  $\overline{i_{n,in}}$ , найденная с использованием шумовой модели МОП-транзистора (см. п. 2.2.6). Величина этого тока во всей полосе частот (и

соответственно чувствительность ОПРм) сильно зависит от сопротивления ООС  $R_f$ , при снижении  $R_f$  ток  $\overline{i_{n,in}}$  возрастает.

В известной литературе почти не исследованы зависимости сигнальных характеристик СВЧ усилительных каскадов ТИУ от ширины затворов транзисторов. Выбор этого параметра является важной частью проектирования ТИУ, но его влияние на комплекс характеристик каскада неоднозначно – с одной стороны, при увеличении ширины затвора возрастают крутизна и усиление транзистора, но, с другой стороны, также увеличиваются паразитные емкости и сокращается полоса пропускания. В связи со сказанным были исследованы зависимости сигнальных характеристик и полосы пропускания усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС от ширины затворов  $W_1$  и  $W_2$  соответственно для транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  (рисунок 36 и 37). При этом использовались линейные ЭС МОП-транзисторов, построенные для четырех разных значений ширины затвора (п. 2.2.3).

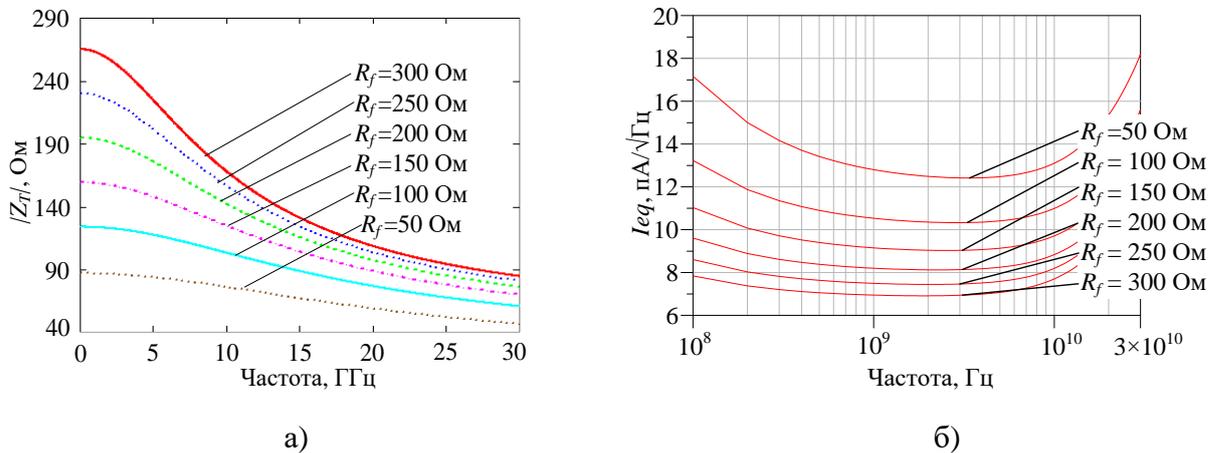


Рисунок 35 – Частотные зависимости характеристик усилительного каскада ОИ-ОС при разных значениях сопротивления ООС  $R_f$ : а) трансимпеданс; б) эквивалентный входной шумовой ток ( $W_1=W_2=70$  мкм)

Обнаружено, что наиболее сильное влияние на сигнальные характеристики оказывает величина  $W_1$ , а значение  $W_2$  влияет гораздо слабее. Из графика на рисунке 36а вытекает, что при уменьшении  $W_1$  до 35 мкм полоса пропускания каскада расширяется ( $\Delta f_{3дБ} = 18,5$  ГГц), но существенно падает трансимпеданс вследствие снижения крутизны транзистора  $T_1$ . Также с уменьшением  $W_1$  уменьшаются абсолютная величина и неравномерность ЧХ ГВЗ  $\tau$  (видимо, из-за снижения емкостей прибора) – см. рисунок 36б. По подобным графикам можно выбрать компромиссное значение ширины затвора.

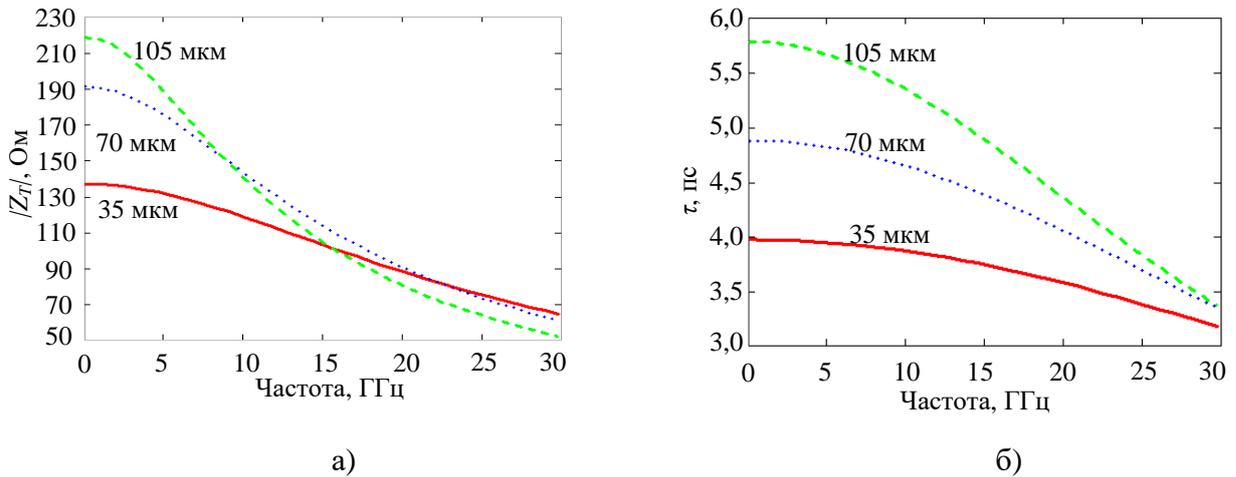


Рисунок 36 – Частотные зависимости коэффициента трансимпедансного усиления (а) и ГВЗ (б) каскада ОИ-ОС с параллельной ООС при  $W_1=35$  мкм, 70 мкм и 105 мкм ( $W_2=70$  мкм,  $R_f=200$  Ом)

На рисунке 37 представлены частотные характеристики вещественной и мнимой составляющих входного ( $Z_{in}$ ) и выходного ( $Z_{out}$ ) импедансов каскада при разных значениях ширины затвора первого транзистора  $W_1$  ( $W_2=70$  мкм,  $R_f=200$  Ом). При увеличении  $W_1$  величины вещественной составляющей входного и выходного импедансов падают, но не слишком значительно.

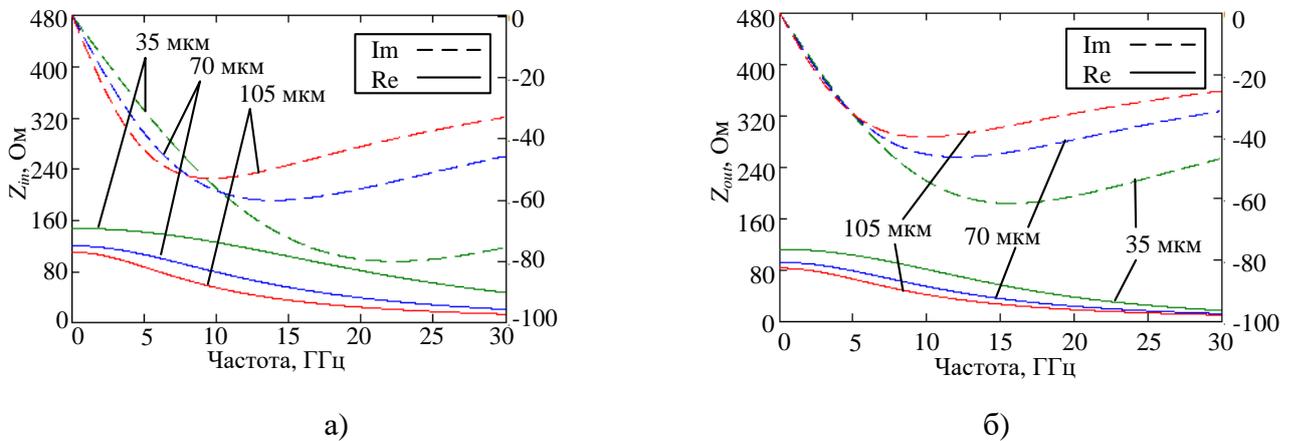


Рисунок 37 – Частотные зависимости входного (а) и выходного (б) импедансов каскада ОИ-ОС с параллельной ООС при  $W_1=35$  мкм, 70 мкм и 105 мкм ( $W_2=70$  мкм,  $R_f=200$  Ом)

Очевидно, при изменении ширины затворов транзисторов  $W_1$  и  $W_2$  изменяются величины всех элементов ЭС, при этом наибольшее влияние оказывают емкости  $C_{gs1}$ ,  $C_{gd1}$  транзистора  $T_1$ . Указанный факт подтверждают рисунки 38б и 38в, где представлены частотные зависимости трансимпеданса  $|Z_T|$  ТИУ для разных величин  $C_{gs1}$ ,  $C_{gd1}$ ,  $C_{gs2}$ . В то же время емкость  $C_{gs2}$  в ЭС транзистора  $T_2$  влияет на сигнальные характеристики усилительного каскада гораздо в меньшей степени (рисунок 38в). Подобный анализ влияния отдельных элементов ЭС помогает выбрать топологию и конструкцию МОП-транзисторов для интегрального ТИУ - в частности, емкость  $C_{gs}$  прибора во многом зависит от числа и ширины "пальцев" затвора [101].

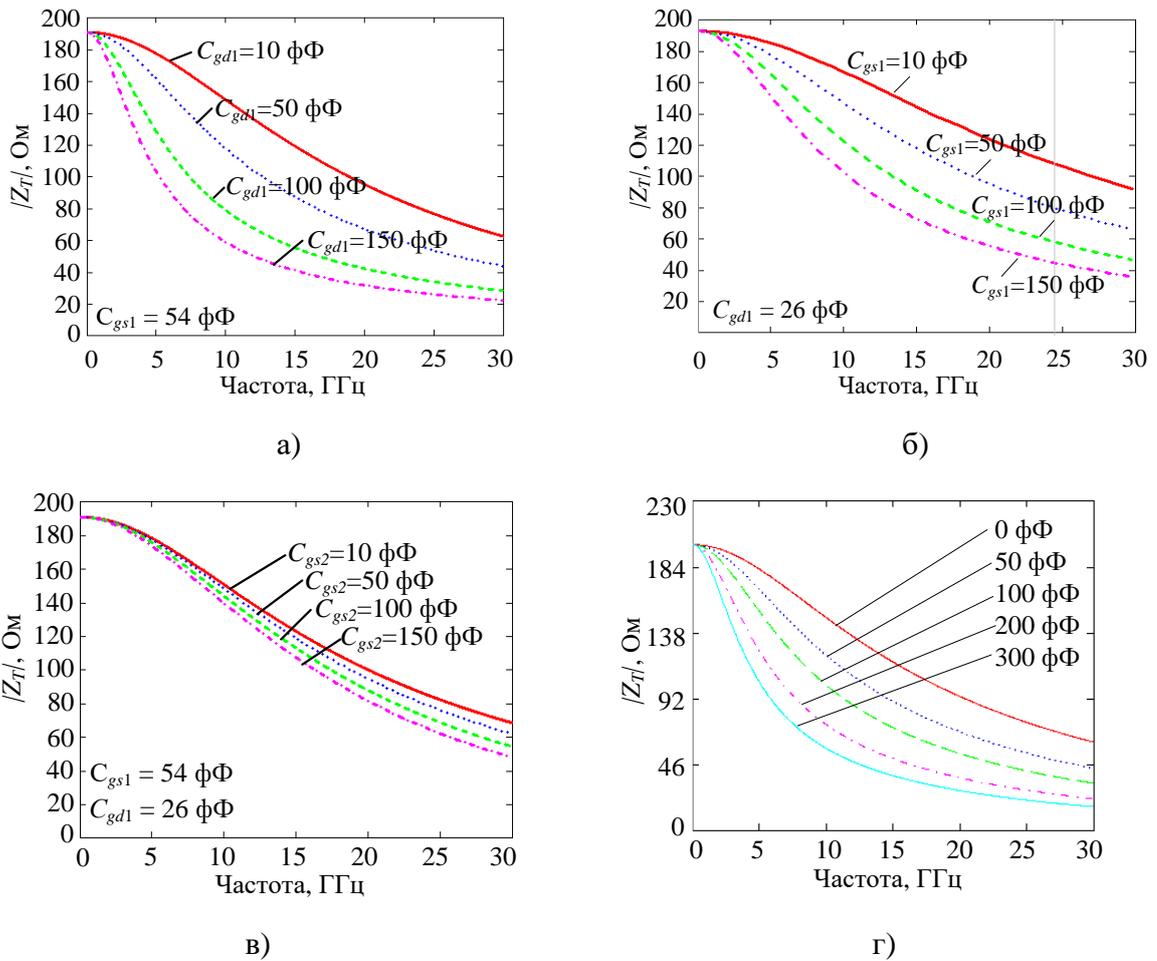
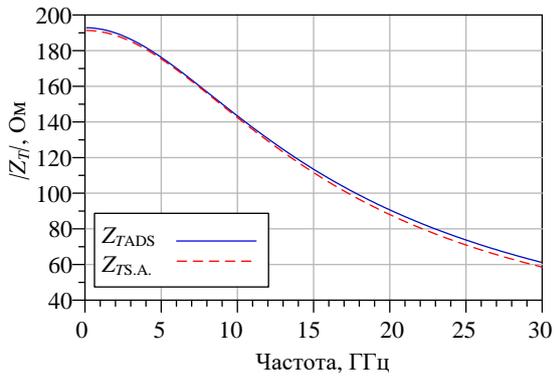


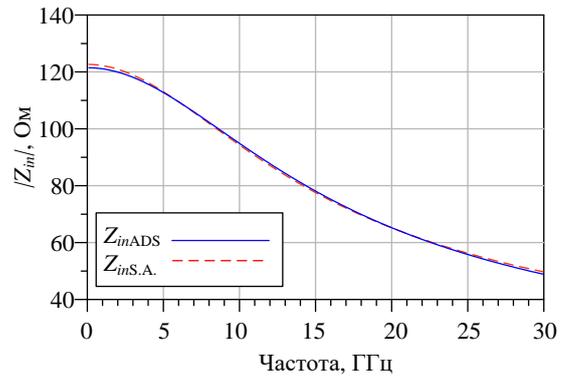
Рисунок 38 – Влияние емкостей на АЧХ  $|Z_T|$  каскада ОИ-ОС с ООС при  $L_f=0$ : а) емкость  $C_{gs1}$  ( $C_{gd1}=26$  фФ); б) емкость  $C_{gd1}$  ( $C_{gs1}=54$  фФ); в) емкость  $C_{gs2}$  ( $C_{gs1}=54$  фФ,  $C_{gd1}=26$  фФ); г) емкость ФД  $C_{PD}$

Если схема ОИ-ОС с ООС применяется во входном каскаде ТИУ, нужно учесть влияние на ее характеристики емкости ФД  $C_{PD}$  (рисунок 34а). На рисунке 38в представлено семейство АЧХ  $|Z_T|$  для разных значений  $C_{PD}$  от 0 до 300 фФ при  $L_f=0$  (для ФД с полосами пропускания 10-15 ГГц типичные значения емкости  $C_{PD}$  составляют 150-200 фФ). С увеличением  $C_{PD}$  полоса пропускания каскада сокращается, для компенсации можно использовать либо корректирующую индуктивность  $L_f$  в этом же каскаде, либо в многокаскадном ТИУ реализовать АЧХ с положительным наклоном в следующих каскадах.

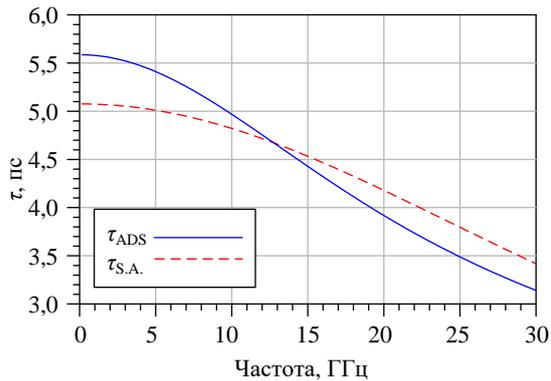
Для оценки адекватности представленных результатов расчета и анализа характеристик усилительного каскада по полученным ранее аналитическим выражениям (57)-(63) было выполнено их сравнение с результатами моделирования в САПР ADS при применении библиотечных нелинейных моделей КМОП транзисторов. В качестве примера на рисунке 39 показаны частотные зависимости характеристик  $|Z_T|$ ,  $|Z_{in}|$ ,  $\tau$  и  $|K_U|$ , найденные из аналитических выражений и путем моделирования в САПР. Это сравнение подтверждает достаточную точность проведенного символьного анализа каскада вплоть до частоты 30 ГГц.



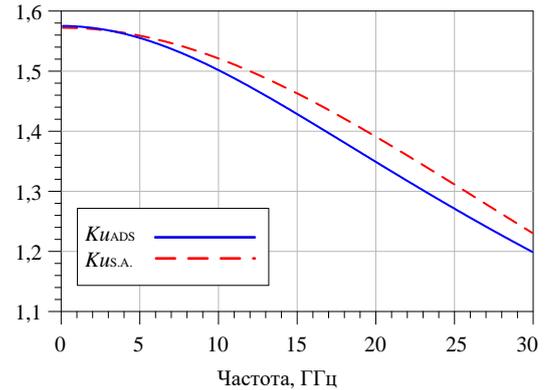
а)



б)



в)



г)

Рисунок 39 – Частотные зависимости характеристик ТИУ ( $R_f=200$  Ом):а –  $|Z_T|$ ; б –  $|Z_{in}|$ ; в –  $\tau$ ; г –  $|K_U|$ 

— Моделирование в САПР (ADS);

- - - Расчет по аналитическим формулам (S.A.)

#### 2.4.3 Символьный анализ и исследование характеристик СВЧ усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС на основе масштабируемой модели транзистора

В настоящем подразделе рассмотрено получение с использованием автоматизированного символьного анализа аналитических выражений для характеристик усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС, в которые ширина затвора транзистора входит в явном виде. Это позволяет исследовать влияние и найти оптимальное значение ширины затвора прибора аналитическими методами.

Для автоматической генерации таких аналитических выражений используется построенная в п. 2.2.4 масштабируемая модель, отражающая зависимости элементов эквивалентной схемы МОП-транзистора от ширины затвора  $W$ :

$$C_{gs}(W) = (0,6857 \cdot W + 5) \cdot 10^{-15}; \quad C_{gd}(W) = (0,3514 \cdot W + 1.5) \cdot 10^{-15};$$

$$C_{ds}(W) = (0,56 \cdot W + 2) \cdot 10^{-15}; \quad R_{ds}(W) = 10^{-4} W^3 + 0,0082 W^2 - 7W + 790 .$$

После подстановки указанных выражений в формулы (57)-(63) получаем схемные функции для сигнальных характеристик усилительного каскада в виде  $Z_T(p, W_1, W_2, \mathbf{e}_1)$ ,  $K_U(p, W_1, W_2, \mathbf{e}_1)$ ,  $Z_{in}(p, W_1, W_2, \mathbf{e}_1)$  и  $Z_{out}(p, W_1, W_2, \mathbf{e}_1)$ , где  $\mathbf{e}_1$  - это вектор символьных параметров остальных элементов усилителя и ЭС транзисторов. При этом коэффициенты схемных функций в явном виде зависят от ширины затворов приборов  $W_1$  и  $W_2$ , а также параметров остальных элементов. Например, функция трансимеданса примет следующую форму:

$$Z_T(p, \mathbf{e}) = Z_T(p, W_1, W_2, \mathbf{e}_1) = \frac{a_0(W_1, W_2, \mathbf{e}_1) + a_1(W_1, W_2, \mathbf{e}_1)p + a_2(W_1, W_2, \mathbf{e}_1)p^2 + \dots + a_m(W_1, W_2, \mathbf{e}_1)p^m}{b_0(W_1, W_2, \mathbf{e}_1) + b_1(W_1, W_2, \mathbf{e}_1)p + b_2(W_1, W_2, \mathbf{e}_1)p^2 + \dots + b_n(W_1, W_2, \mathbf{e}_1)p^n} \quad (69)$$

где  $\mathbf{e}_1$  - это вектор выраженных в символьном виде параметров остальных элементов усилителя и ЭС транзисторов. Подобные вычисления с использованием программы «Symtexp» были выполнены, но результирующие выражения, включающие две ширины затвора  $W_1$  и  $W_2$  и символьные параметры других элементов, являются лишком сложными для представления в диссертации.

Однако ранее было показано, что ширина  $W_2$  транзистора  $T_2$  мало влияет на характеристики каскада, поэтому она была взята равной  $W_2 = 70$  мкм. Кроме того, два параметра элементов схемы, которые не имеет смысла варьировать, также заданы в численном виде:  $R_{ds1} = 360$  Ом,  $R_L = 50$  Ом. Эти численные значения подставлены в выражения для схемных функций  $Z_T$ ,  $K_U$ ,  $Z_{in}$ , и  $Z_{out}$ , которые при таком подходе оказываются гораздо проще. Например, для схемной функции трансимпеданса вида

$$Z_T(p, \mathbf{e}) = Z_T(p, W_1, \mathbf{e}_1) = \frac{a_0(W_1, \mathbf{e}_1) + a_1(W_1, \mathbf{e}_1)p + a_2(W_1, \mathbf{e}_1)p^2 + \dots + a_m(W_1, \mathbf{e}_1)p^m}{b_0(W_1, \mathbf{e}_1) + b_1(W_1, \mathbf{e}_1)p + b_2(W_1, \mathbf{e}_1)p^2 + \dots + b_n(W_1, \mathbf{e}_1)p^n} \quad (70)$$

формулы, определяющие коэффициенты числителя и знаменателя, выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} a_0 &= (7,38 + 0,1W_1)G_{T_2}; \\ a_1 &= G_{T_2}(-5,4 - 1,265W_1) \cdot 10^{-13} + 7,38C_3 - 360C_{gs2}G_f + 0,101C_3W; \\ b_0 &= G_f(8,2G_{T_2} - 8,2G_f + 7,38g_{m2} - 360G_fG_{R1} + 360G_{R1}G_{T_2} + 0,101W_1g_{m2}); \\ b_1 &= G_{T_2}[((-32,81G_f - 37,33G_{R1} - 1,125)W_1 - 3,5787 \cdot 10^{-3}W_1^2 - 234G_{R1} - 6,437)]10^{-14} + \\ &- G_fG_{T_2}[1,26 \cdot 10^{-12} + 360(C_{gd2} + C_{gs2})] + G_f[(3,281G_f + 1,265g_{m2})10^{-13} - 0,101C_{gs2}]W_1 + \\ &+ G_f^2[1,26 \cdot 10^{-12} + 360(C_{gd2} + C_{gs2})] + G_f(-8,2C_3 - 7,38C_{gs2} + 5,4 \cdot 10^{-13}g_{m2} - 360C_3G_{R1}); \\ b_2 &= G_{T_2}[(-3,733(C_{gd2} + C_{gs2}) - 3,0591)W_1 - 23,4(C_{gd2} + C_{gs2}) - (0,738 + 2,9582W_1^2)10^{-15}]10^{-13} + \\ &+ [X_{C3} + [3,733C_{gs2}g_{m2} - C_3(3,281G_f + 3,733G_{R1} + 0,085) - 0,0274C_3]W_1] \cdot 10^{-13} \\ &+ 360C_{gs2}(6,5 \cdot 10^{-15}g_{m2} + C_{gs2}G_f) + \end{aligned} \quad (71)$$

$$-C_3[2,34 \cdot 10^{-12} G_{R1} + 360 G_f (C_{gd2} + C_{gs2} + 3,5 \cdot 10^{-15}) + 5,33 \cdot 10^{-14}];$$

где  $X_{C3} = -3,577 \cdot 10^{-4} C_3 W_1^2 - 0,11 C_3$ .

Найденные с помощью формулы (70) зависимости модуля трансимпеданса  $|Z_T|$  от частоты для четырех значений ширины затвора транзистора  $T_1$  ( $W_1 = 35, 70, 105$  и  $140$  мкм) представлены на рисунке 40 ( $R_f = 223$  Ом,  $L_f = 0$ ).

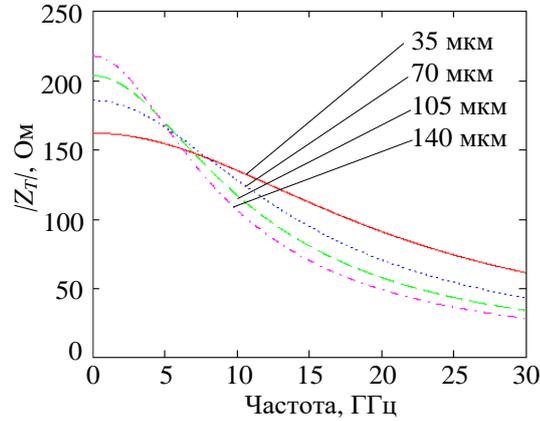
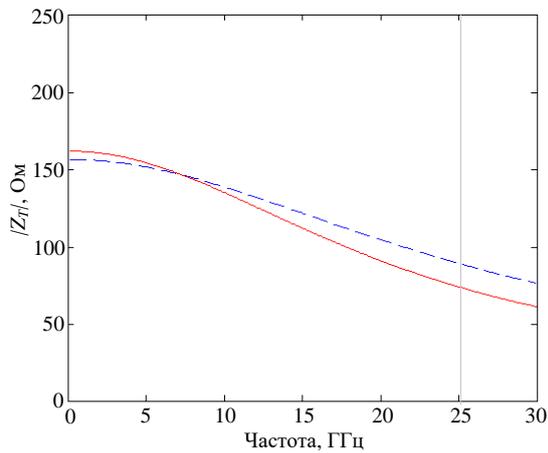
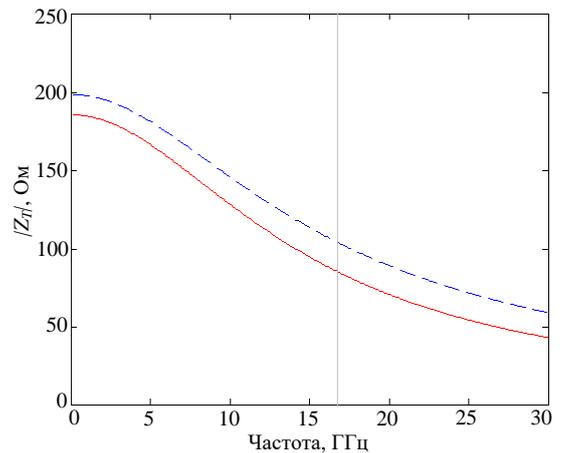


Рисунок 40 – Частотные зависимости трансимпеданса  $|Z_T|$  каскада ОИ-ОС с ООС при  $W_1=35$  мкм, 70 мкм, 105 мкм, 140 мкм ( $R_f=223$  Ом,  $L_f=0$ )

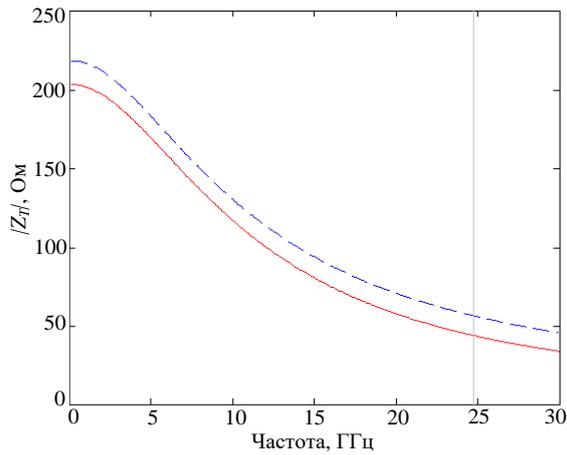
Для проверки точности аналитической масштабируемой модели МОП-транзисторов на рисунке 41 представлено сравнение результатов расчёта  $|Z_T|$  по формулам (70), (71) и в системе ADS с использованием библиотечных моделей приборов для четырех значений ширины затвора транзистора  $T_1$  ( $W_1 = 35, 70, 105$  и  $140$  мкм).



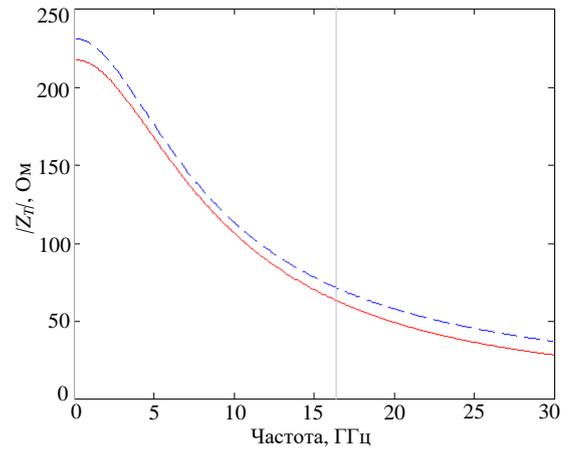
а)



б)



в)



г)

Рисунок 41 – Частотные зависимости трансимпеданса  $|Z_T|$  каскада ОИ-ОС с ООС для четырех значений ширины затвора транзистора  $T_1$ :

а) 35 мкм; б) 70 мкм; в) 105 мкм; г) 140 мкм

Погрешность расчета при этом составляет не более 10 %.

#### 2.4.4 Аналитический расчёт усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС для обеспечения максимально-плоских ЧХ трансимпеданса и ГВЗ

Как показано выше, в усилительном каскаде ОИ-ОС сопротивление обратной связи  $R_f$  влияет на ширину полосы пропускания и коэффициент трансимпедансного усиления. В п. 1.7 приведены схемы индуктивной ВЧ коррекции в цепи ООС подобных каскадов. В данном случае функцию такой коррекции выполняет индуктивность  $L_f$  (рисунок 34а), она позволяет осуществить подъем АЧХ трансимпеданса  $|Z_T|$  в области верхних частот и тем самым расширить полосу пропускания.

В настоящем подразделе с помощью программы символьного анализа на базе классического метода Г.В. Брауде и компьютерной алгебры автоматически выводятся аналитические выражения, позволяющие выполнить инженерный расчет элементов  $R_f$  и  $L_f$  в цепи ООС каскада ОИ-ОС для обеспечения заданного коэффициента трансимпедансного усиления, а также плоской АЧХ КТУ или равномерной частотной характеристики ГВЗ.

В п. 2.4.1 было автоматически сгенерировано соотношение (64) для расчёта величины трансимпеданса  $Z_{T0}=Z_T(0)$  на постоянном токе. Будем полагать, что при расчете усилительного каскада значение коэффициента усиления  $Z_{T0}$  задано. Тогда из (64) легко находится необходимая величина резистора  $R_f$  в цепи ООС для получения такого усиления:

$$R_f = \frac{Z_{T0}(G_{L_{out}} G_{T2} + g_{m1} g_{m2}) - g_{m1}}{g_{m1} G_{T2}}. \quad (72)$$

Расчет величины корректирующей индуктивности  $L_f$  для обеспечения максимально плоской

формы АЧХ трансимпеданса  $|Z_T(j\omega)|$  выполним, следуя методу Г.В. Брауде [Приложение В]. На первом шаге с помощью программы символьного анализа находим квадрат модуля функции  $Z_T(j\omega)$ :

$$|Z_T(j\omega)|^2 = Z_T(j\omega)Z_T(-j\omega) = Z_{T0}^2 \frac{1 + A_1\omega^2 + A_2\omega^4}{1 + B_1\omega^2 + B_2\omega^4 + B_3\omega^6 + B_4\omega^8}, \quad (73)$$

где  $A_1 = (a_1^2 - 2a_0a_2)/a_0^2$ ;  $A_2 = a_2^2/a_0^2$ ;  $B_1 = (b_1^2 - 2b_0b_2)/b_0^2$ ;  $B_2 = (b_2^2 + 2b_0b_4 - 2b_1b_3)/b_0^2$ ;  $B_3 = (b_3^2 - 2b_2b_4)/b_0^2$ ;  $B_4 = b_4^2/b_0^2$ ;  $Z_{T0}^2 = a_0^2/b_0^2$ .

В нашем случае при уже известном сопротивлении  $R_f$  искомая корректирующая индуктивность  $L_f$  является единственным варьируемым элементом схемы. Соответственно на следующем шаге в соответствии с методом Брауде в программе формируем единственное уравнение:  $A_1=B_1$ , или

$$\frac{(a_1^2 - 2a_0a_2)}{a_0^2} = \frac{(b_1^2 - 2b_0b_2)}{b_0^2}. \quad (74)$$

Далее в уравнение (74) подставляются символьные выражения (58) для коэффициентов схемной функции трансимпеданса  $Z_T(p)$ . На последнем шаге решаем в программе с помощью алгоритмов компьютерной алгебры полученное после подстановки квадратное уравнение. В результате после преобразований окончательно генерируем следующую формулу для расчёта корректирующей индуктивности  $L_f$ , соответствующей максимально-плоской АЧХ  $|Z_T|$ :

$$L_f = [-c_1 + \sqrt{c_1^2 - 4c_0c_2}] / 2c_2, \quad (75)$$

где  $c_0 = b_0^2(R_f C_3 g_{m1})^2 - a_0^2 b_1^2 + a_0^2 b_0 [2C_2(C_1 + C_3) + 2R_f [C_1 C_3 (G_L + G_{R1}) + C_{gd1} C_3 g_{m1} + C_1 C_2 g_{m2}]]$ ;

$$c_1 = 2a_0^2 b_0 [G_{L_{out}} C_1 g_{m2} + G_{T2} C_{gd1} g_{m1}] + 2C_3 b_0^2 g_{m1} (a_0 + R_f g_{m1} g_{m2});$$

$$c_2 = [g_{m1} (g_{m1} g_{m2} + G_{L_{out}} G_{T2}) (G_{R2} + g_{m2})]^2.$$

Порядок вычислений для получения формулы расчета значения индуктивности  $L_f$ , отвечающей равномерной частотной характеристике ГВЗ  $\tau(\omega)$  подобен описанному выше. Здесь на первом шаге с помощью программы символьного анализа находится выражение для характеристики ГВЗ  $\tau(\omega)$  как производной ФЧХ  $\varphi_{ZT}(\omega)$  по круговой частоте  $\omega$  (см. [50]). После практически идентичных остальных шагов получаем выражение для расчета  $L_f$ .

$$L_f = -[k_1 + \sqrt{k_1^2 - 4k_0k_2}] / 2k_2, \quad (76)$$

где  $k_0 = 4\pi^2 a_0 b_0 [a_0^3 b_1^3 + b_0^3 (C_{gd1} + C_{gd1} R_f g_{m2} - C_3 R_f g_{m1})^3] +$

$$-3a_0^3 b_0 b_1 [C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3 G_L R_f + C_1 C_3 G_{R1} R_f + C_{gd1} C_3 R_f g_{m1} + C_1 C_2 R_f g_{m2}] + 3C_1 C_2 C_3 R_f a_0^3 b_0^2,$$

$$k_1 = 4\pi^2 a_0 b_0 [3a_0^3 b_0^2 (C_3 g_{m1} C_{gd1} - g_{m2} C_{gd1}^2 + C_1 C_3 G_L + C_1 C_2 g_{m2}) - 3a_0^3 b_0 b_1 (C_{gd1} G_{T2} g_{m1} + C_1 G_{L_{out}} g_{m2})],$$

$$k_2 = -4\pi^2 a_0 b_0 [3b_0^3 (G_{R2} g_{m1} + g_{m1} g_{m2})^2 (C_{gd1} + C_{gd1} R_f g_{m2} - C_3 R_f g_{m1}) + 3C_3 a_0 b_0^3 g_{m1} (G_{R2} g_{m1} + g_{m1} g_{m2})].$$

Из (57) с помощью программы символьного анализа была также получена следующая формула для вычисления верхней граничной частоты  $f_{3dB}$  полосы пропускания усилительного каскада:

$$f_{3dB} = \sqrt{(d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4[-Z_{T3dB}^2 d_2 (a_0^2 - b_0^2 Z_{T3dB}^2)])} / 8\pi^2 Z_{T3dB}^2 d_2}, \quad (77)$$

где  $d_1 = a_1^2 + (2b_0 b_2 - b_1^2) Z_{T3dB}^2 - 2a_0 a_2$ ;  $d_2 = b_2^2 + 2b_0 b_4 - 2b_1 b_3$ ;  $Z_{T3dB} = 1/\sqrt{2} Z_{T0}$ .

Для проверки правильности полученных в настоящем разделе формул выполним расчет усилительного каскада по схеме ОИ-ОС с индуктивной коррекцией в цепи ООС (рисунок 34а), выполненного на основе отечественной 90 нм РЧ КМОП технологии. При расчете полагалось, что фотодиод отключен ( $C_{PD}=0$ ), был задан коэффициент трансимпедансного усиления каскада  $Z_{T0} = 200$  Ом и использовались значения элементов ЭС nМОП-транзисторов с шириной затвора  $W_g=70$  мкм (п. 2.2.3). В таблице 15 приведены найденные по формулам (72), (75), (76) и (77) величины резистора ООС  $R_f$ , индуктивности ООС  $L_f$  и полосы пропускания  $\Delta f$  каскада.

Таблица 15 – Результаты расчета усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС ( $C_{PD}=0$ )

Параметр	Значение
Коэффициент трансимпедансного усиления $Z_{T0}$	200 Ом
Резистор ООС $R_f$	223 Ом
Индуктивность ООС $L_f$ (максимально-плоская плоская АЧХ трансимеданса)	1,8 нГн
Индуктивность ООС $L_f$ (максимально-плоская ЧХ ГВЗ трансимеданса)	1,17 нГн
Полоса пропускания $\Delta f$ при $L_f = 1,8$ нГн	18,2 ГГц

На рисунке 42 представлены частотные характеристики трансимпеданса  $|Z_T|$  и ГВЗ  $\tau$  усилительного каскада для случаев оптимальной по АЧХ индуктивной коррекции ( $L_f=1,8$  нГн) и отсутствия коррекции ( $L_f=0$ ). Результаты вычислений с использованием аналитических формул (57)-(58) обозначены как «SA» (symbolic analysis), а вычислений в САПР ADS на основе точных моделей приборов из библиотеки для применяемой КМОП-технологии – как «ADS». Эти результаты близко совпадают вплоть до частоты 30 ГГц.

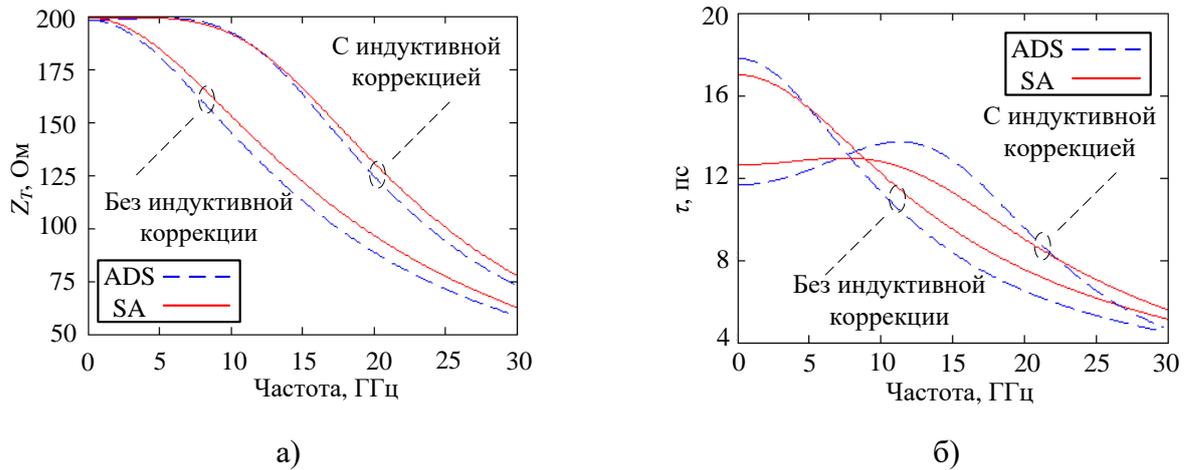


Рисунок 42 – Частотные зависимости трансимпеданса  $|Z_T|$  (а) и ГВЗ  $\tau$  (б) каскада ОИ-ОС с параллельной ООС (расчет для максимально-плоской АЧХ,  $L_f = 1,8$  нГн,  $C_{PD}=0$ ; штриховая линия - моделирование в САПР, сплошная - символьный расчёт)

Из рисунка 42а видно, что использование оптимальной по АЧХ индуктивной коррекции в цепи ООС каскада действительно обеспечивает плоскую частотную характеристику трансимпеданса, а также позволяет расширить полосу пропускания каскада с 11,8 ГГц до 18,2 ГГц.

На рисунке 42 показана частотная зависимость времени задержки  $\tau$  при оптимальной по ГВЗ индуктивной коррекции. При этом корректирующая индуктивность меньше ( $L_f=1,17$  нГн), а ЧХ ГВЗ более ровная по сравнению с рисунком 42а, но полоса пропускания уже.

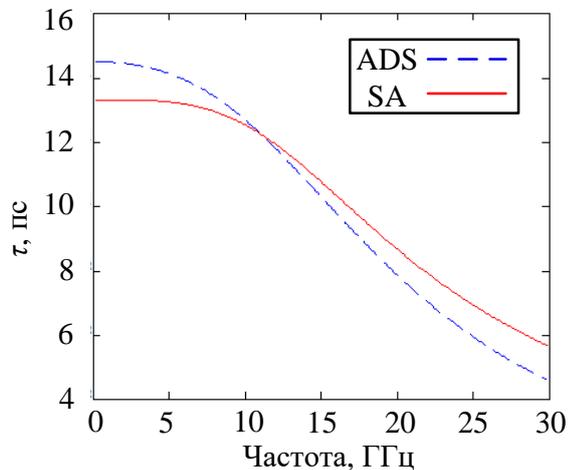


Рисунок 43 – Частотная зависимость времени задержки  $\tau$  каскада ОИ-ОС с параллельной ООС (расчет для равномерной ЧХ ГВЗ,  $L_f = 1,17$  нГн,  $C_{PD}=0$ ; штриховая линия - моделирование в САПР, сплошная - символьный расчёт)

Очевидно, путем выбора промежуточных значений индуктивности  $L_f$  можно обеспечить необходимый компромисс между равномерностью АЧХ и ЧХ ГВЗ усилительного каскада.

Выполним теперь такой же расчет при подключенном ко входу усилительного каскада фотодиоде с емкостью  $C_{PD}$  (рисунок 34а), т.е. фактически рассчитаем фронтенд ОПм. При этом

справедливы все выведенные формулы (57), (58), (75), (76) и (77), но, как уже указывалось в п. 2.4.1, необходимо в них заменить  $C_{gs1}$  на сумму  $C_{gs1}+C_{PD}$ .

В данном случае аналитический подход к расчету СВЧ усилительных каскадов предоставляет еще одну полезную возможность. Известно, что при проектировании интегральных СВЧ ТИУ существуют ограничения на максимальную величину  $L_{max}$  индуктивностей, выполняемых в виде квадратных или круглых катушек. Главное ограничение связано с тем, что при превышении величины  $L_{max}$  собственный паразитный резонанс катушки попадает в полосу пропускания усилителя, и она перестает функционировать как индуктивный элемент. Очевидно, конкретное значение  $L_{max}$  зависит как от конструкции и технологии изготовления катушки индуктивности, так и полосы пропускания устройства, в котором она используется. В случае РЧ КМОП технологии при полосе пропускания усилителя 10 ГГц примерная величина  $L_{max}$  равна 1,5-2 нГн, а при полосе 20 ГГц – около 0,7-1 нГн. Второе ограничение вытекает из факта, что чем больше величина индуктивности, тем большую площадь катушка занимает на подложке.

Покажем, каким образом применение аналитических формул (75) и (76) позволяет быстро и удобно оценить возможность выполнения указанных ограничений при нахождении элементов индуктивной коррекции входных каскадов ТИУ в ОПрм. С этой целью с помощью формулы (75) рассчитаем зависимость индуктивности  $L_f$ , соответствующей максимально-плоской АЧХ трансимпеданса ОПрм, от емкости ФД в пределах изменения  $C_{PD}$  от 0...300 фФ (рисунок 44а).

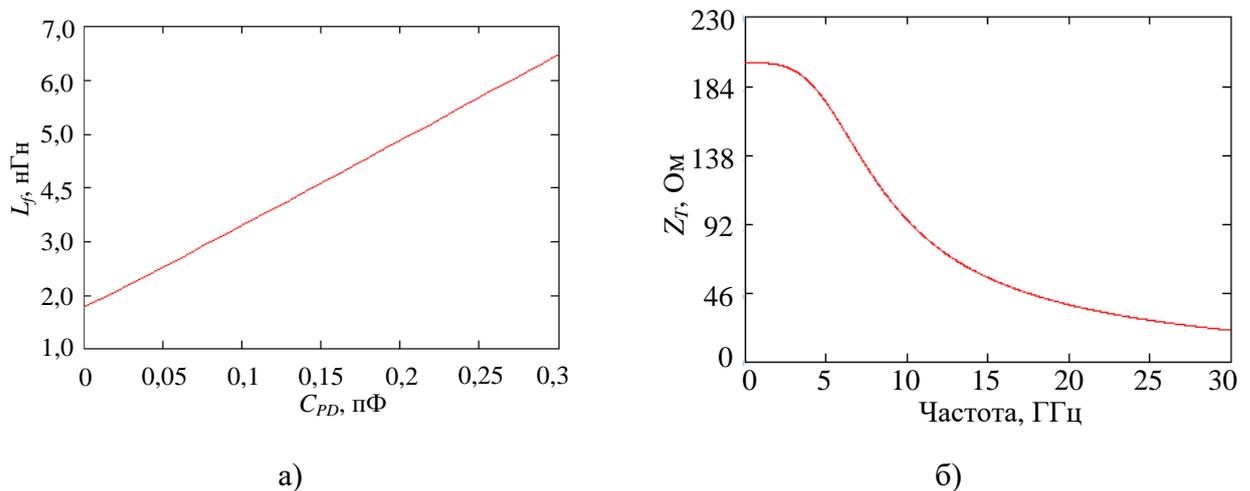


Рисунок 44 – а) Зависимость индуктивности  $L_f$  от емкости ФД  $C_{PD}$  для максимально-плоской АЧХ трансимпеданса ОПрм; б) максимально плоская АЧХ трансимпеданса ОПрм при емкости ФД  $C_{PD} = 200$  фФ ( $R_f=223$  Ом,  $L_f=4,8$  нГн)

По этой зависимости, хорошо аппроксимируемой прямой линией, легко определить необходимое значение корректирующей индуктивности для заданной ёмкости фотодиода. Очевидно, такая же связь  $L_f$  и  $C_{PD}$  может быть получена с помощью формулы (54) для случая максимально-плоской ЧХ ГВЗ трансимпеданса.

По графику на рисунке 44а найдем, например, что при ёмкости фотодиода  $C_{PD}=200$  фФ индуктивность  $L_f$  составляет 4,8 нГн. Максимально-плоская АЧХ трансимпеданса ОПрм  $|Z_T|$  для такой величины  $L_f$  представлена на рисунке 44б.

Таким образом, при  $C_{PD}=200$  фФ в случае использования оптимальной по АЧХ индуктивной коррекции полоса пропускания ОПрм по уровню -3дБ возрастает с 4 ГГц ( $L_f=0$ ) до 6,8 ГГц, это соответствует скорости передачи цифрового сигнала около 10 Гбит/с. Однако при интегральном исполнении ОПрм величина корректирующей индуктивности  $L_f=4,8$  нГн слишком велика для такой полосы пропускания с точки зрения паразитных резонансов и занимаемой большой площади на кристалле. Поэтому в данном случае имеет смысл использовать во входном каскаде индуктивность  $L_f$  меньшей величины (2...2,5 нГн), а дополнительную компенсацию емкости ФД выполнить в следующих каскадах ТИУ.

#### 2.4.5 Исследование устойчивости и чувствительности усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС

Удобные способы анализа устойчивости интегральных СВЧ усилительных каскадов ТИУ и чувствительности к изменению параметров элементов при символьном представлении схемных функций рассмотрены в п.2.3, они реализованы в программах “Symcalc”. Рассмотрим применение этих способов к исследованию устойчивости и чувствительности каскада ОИ-ОС с параллельной ООС.

**Исследование устойчивости.** Исследование устойчивости интегральных СВЧ усилительных каскадов является важным вопросом, особенно при проектировании схем с параллельной ООС. В ряде работ [23 и др.] указывается, что применение в СВЧ каскадах таких обратных связей, в том числе в сочетании с индуктивной коррекцией, может вызвать проблемы с устойчивостью (возможность самовозбуждения).

Для анализа устойчивости усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС (рисунок 34а) используется метод корневого годографа (п.2.3). Построение корневых годографов (траекторий перемещения корней характеристического уравнения) выполняется для полученной в п. 2.4.1. схемной функции трансимеданса  $Z_T(p)$ , представленной в символьном виде - см. формулы (57) и (58). При этом схемная функция должна учитывать импедансы источника сигнала и нагрузки каскада.

В данном случае устойчивость усилительного каскада исследуется при сопротивлениях источника сигнала и нагрузки  $R_S=R_L=50$  Ом, характеристическое уравнение (знаменатель схемной функции  $Z_T(p)$ ) имеет четыре корня  $p_i$  ( $i=1,2,3,4$ ). В качестве начальных были взяты значения элементов цепи ООС, полученные в п. 2.4.4 из условия максимально-плоской АЧХ трансимпеданса:  $R_f=223$  Ом,  $L_f=1,8$  нГн.

Рассчитанные с помощью программы “Symcalc” корневые годографы при изменении сопротивления ООС  $R_f$  в интервале от 50 Ом до 500 Ом ( $L_f = 1,8$  нГн) и корректирующей индуктивности  $L_f$  в интервале от 0 нГн до 2 нГн ( $R_f = 223$  Ом) показаны соответственно на рисунках 45а и 45б. Для большей наглядности значения корней  $p_i$  нормированы относительно частоты  $\omega_0 = 2\pi \cdot 30$  ГГц; стрелки показывают направления возрастания величин элементов  $R_f$  и  $L_f$ .

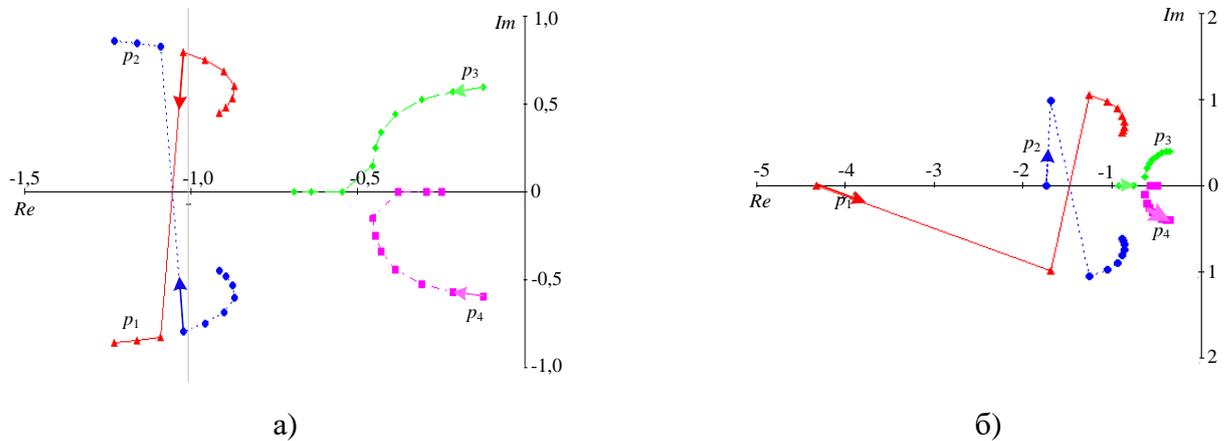


Рисунок 45 – Корневые годографы: а) при изменении  $R_f$  в интервале 50...500 Ом ( $L_f = 1,8$  нГн); б) при изменении  $L_f$  в интервале 0...2 нГн ( $R_f = 223$  Ом)

Как видно, при  $L_f = 1,8$  нГн все четыре корня характеристического уравнения являются комплексными, это действительно указывает на возможность колебаний в переходном процессе и склонность схемы с индуктивной коррекцией при определенных условиях к самовозбуждению [95]. Однако при увеличении сопротивления  $R_f$  от 50 Ом до 500 Ом корни удаляются от мнимой оси, а при приближении  $R_f$  к своей верхней границе два корня ( $p_3$  и  $p_4$ ) становятся вещественными. Это свидетельствует о повышении запаса устойчивости схемы при возрастании сопротивления ООС  $R_f$ .

При  $R_f = 223$  Ом и увеличении корректирующей индуктивности  $L_f$  от 0 нГн до 2 нГн, наоборот, два корня ( $p_1$  и  $p_2$ ) из вещественных превращаются в комплексные, и все корни (особенно  $p_3$  и  $p_4$ ) приближаются к мнимой оси. Такая картина соответствует снижению запаса устойчивости цепи при увеличении корректирующей индуктивности  $L_f$  и возрастании сопротивления ООС  $R_f$ .

Тем не менее, так как корневые годографы полностью располагаются в левой полуплоскости, в указанных диапазонах изменения  $R_f$  и  $L_f$  усилительный каскад сохраняет устойчивость.

**Исследование чувствительности к изменению параметров элементов.** После изготовления СВЧ ТИУ в монолитно-интегральном исполнении практически нет возможности подстроить значения элементов. Поэтому на этапе проектирования целесообразно выбрать схему усилителя, а также параметры его компонентов таким образом, чтобы по возможности

минимизировать чувствительность характеристик к изменению этих параметров - например, вследствие технологического разброса, естественного старения, воздействия температуры и т.д.

При численном моделировании эти задачи частично решаются на основе статистического анализа с использованием метода Монте-Карло, алгоритмов определения выхода годных и др. Однако такие способы в основном применяют для оценки чувствительности уже спроектированной схемы. Представление характеристик СВЧ усилительного каскада в символьном виде дает дополнительные возможности решения указанных задач путем аналитического расчета и исследования чувствительности к разным параметрам элементов еще на этапе предварительного выбора схемы устройства. В свою очередь знание чувствительностей позволяет определить технологические допуски на значения параметров интегральных элементов [125].

Продемонстрируем это на примере интегрального СВЧ усилительного каскада по схеме ОИ-ОС с параллельной ООС (рисунок 34а). Общий алгоритм символьного анализа и расчета чувствительностей характеристик к элементам схемы, реализованный в программе “Symcalc”, описан в п. 2.3. В данном случае мы будем исследовать чувствительности модуля трансимпеданса  $|Z_T|$  усилительного каскада к изменению крутизны  $g_{m1}$  транзистора  $T_1$  и крутизны  $g_{m2}$  транзистора  $T_2$ , а также элементов цепи обратной связи  $R_f$  и  $L_f$ .

Аналитические выражения (57), (58) для схемной функции  $Z_T(p)$  и ее коэффициентов были получены в п. 2.4.1. На первом шаге в программе “Symcalc” автоматически генерируется символьное представление для квадрата модуля трансимпеданса  $|Z_T(j\omega)|^2$ :

$$|Z_T(j\omega)|^2 = \frac{(a_0 - a_2\omega^2)^2 + (a_1\omega)^2}{(b_4\omega^4 - b_2\omega^2 + b_0)^2 + (b_1\omega - b_3\omega^3)^2} = \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)}, \quad (78)$$

где  $A(\omega^2)$  и  $B(\omega^2)$  – полиномы переменной  $\omega^2$ . Изменяемые параметры  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  в общем виде обозначим как  $e_i$  ( $i=1,2,3,4$ ). Тогда относительная чувствительность модуля трансимпеданса  $|Z_T|$  к параметру  $e_i$  определяется формулой (п. 2.3):

$$S_{e_i}^{|Z_T|} = \frac{1}{2}(S_{e_i}^A - S_{e_i}^B), \quad (79)$$

где  $S_{e_i}^A$ ,  $S_{e_i}^B$  - относительные чувствительности полиномов числителя  $A(\omega^2)$  и знаменателя  $B(\omega^2)$  функции  $|Z_T(j\omega)|^2$  к  $e_i$ . Из (79) вытекает формула, позволяющая получить символьные выражения для относительных чувствительностей  $|Z_T|$  к вещественным параметрам  $e_i$  в программе “Symcalc”:

$$S_{e_i}^{|Z_T|} = \frac{1}{2} \left( \frac{e_i}{A} \frac{dA}{de_i} - \frac{e_i}{B} \frac{dB}{de_i} \right). \quad (80)$$

Символьные вычисления производных  $dA/de_i$  и  $dB/de_i$  реализуются на основе алгоритмов компьютерной алгебры.

Полученные в программе “Symcalc” по описанному алгоритму аналитические формулы для относительных чувствительностей  $|Z_T/|$  к параметрам усилительного каскада  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  являются громоздкими и в связи с этим здесь не приводятся. Однако они хранятся в памяти компьютера и позволяют выполнить быстрый численный расчет и построение графиков для анализа.

Представим результаты исследования чувствительностей СВЧ усилительного каскада ОИ-ОС с параллельной ООС. Анализ проводился при следующих начальных значениях параметров элементов схемы: значения крутизны транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  были взяты одинаковыми ( $g_{m1}=g_{m2}=43$  мСм), они отвечают одинаковым ширинам затвора приборов ( $W_1=W_2=70$  мкм); величины элементов цепи обратной связи  $R_f$  и  $L_f$  соответствуют максимально-плоской АЧХ трансимпеданса ( $R_f=223$  Ом,  $L_f=1,8$  нГн);  $R_S=R_L=50$  Ом.

Рассчитанные в программе “Symcalc” графики зависимостей от частоты относительных чувствительностей  $|Z_T/|$  к параметрам  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  представлены на рисунке 46. В таблице 16 представлены значения чувствительностей для частот 0, 5, 10 и 20 ГГц.

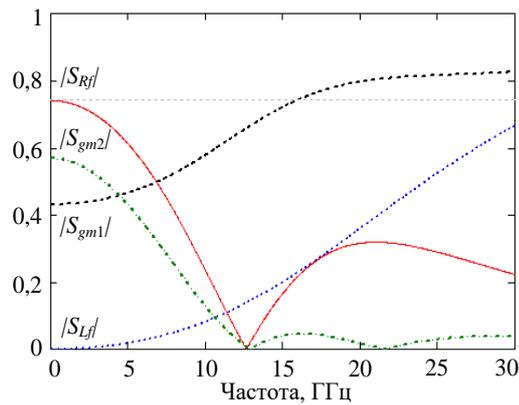


Рисунок 46 – Частотные зависимости относительных чувствительностей трансимпеданса  $|Z_T/|$  к изменению параметров  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  ( $g_{m1}=g_{m2}=43$  мСм,  $R_f=223$  Ом,  $L_f=1,8$  нГн)

Таблица 16 – Относительные чувствительности трансимпеданса  $|Z_T/|$  каскада ОИ-ОС к параметрам элементов  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  для разных частот

$f$ , ГГц	$S_{g_{m1}}^{ Z_T }$	$S_{g_{m2}}^{ Z_T }$	$S_{R_f}^{ Z_T }$	$S_{L_f}^{ Z_T }$
0	0,431	-0,569	0,741	0
5	0,466	-0,43	0,612	0,019
10	0,579	-0,129	0,235	0,083
20	-0,316	0,36	-0,316	0,36

Как видно, чувствительности трансимпеданса  $|Z_T/|$  к изменению крутизны обоих транзисторов  $g_{m1}$  и  $g_{m2}$  на низких частотах примерно одинаковы по модулю и противоположны по знаку, однако с повышением частоты чувствительность к  $g_{m1}$  растет, а к  $g_{m2}$  - резко снижается.

Таким образом, крутизна транзистора  $T_1$  оказывает сильное влияние на КТУ во всей полосе частот усилительного каскада (до 18 ГГц), а крутизна транзистора  $T_2$  влияет только в нижней части частого диапазона (менее 6 ГГц). Чувствительность к изменению сопротивления резистора ООС  $R_f$  максимальна на низких частотах и падает с ростом частоты. Чувствительность к изменению корректирующей индуктивности  $L_f$  близка к нулю в нижней части полосы пропускания, но возрастает при увеличении частоты. При этом относительные чувствительности трансимеданса для всех исследуемых параметров схемы по модулю меньше единицы, хотя сильно отличаются между собой. Это говорит о том, что в схеме нет элементов, чувствительности к которым аномально высоки и могут быть причиной значительного изменения  $|Z_T|$  при изготовлении ИС.

Неожиданным фактом является низкое значение чувствительности  $|Z_T|$  к корректирующей индуктивности  $L_f$  на частотах до 20 ГГц, включая всю полосу пропускания усилительного каскада. Таким образом, нет необходимости в выполнении этой индуктивности с высокой точностью.

Полезными для анализа влияния крутизны обоих транзисторов, резистора ООС и сопротивлений других резистивных элементов схемы также являются аналитические выражения для чувствительностей трансимпеданса на постоянном токе  $Z_{T0}$ , полученные в программе “Symcalc” из полных символьных выражений при  $f=0$ . В качестве примера приведем выражения для чувствительностей к параметрам  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  и  $R_f$ :

$$S_{g_{m1}}^{Z_{T0}} = 1 - \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m1}g_{m2} + (G_L + G_{R1} + G_{ds1})(g_{m2} + G_{R2} + G_{ds2})}; \quad (81)$$

$$S_{g_{m2}}^{Z_{T0}} = \frac{-g_{m1}g_{m2}}{g_{m1}g_{m2} + (G_L + G_{R1} + G_{ds1})(g_{m2} + G_{R2} + G_{ds2})}. \quad (82)$$

$$S_{R_f}^{Z_{T0}} = \frac{R_f(g_{m2} + G_{R2} + G_{ds2})}{[1 + R_f(g_{m2} + G_{R2} + G_{ds2})]}; \quad (83)$$

Из выражений (82) и (83) вытекает интересный факт, что они дополняют друг друга до единицы, т.е.  $S_{g_{m1}}^{Z_{T0}} + S_{g_{m2}}^{Z_{T0}} = 1$ . Из этого следует, что на нулевой частоте и в нижней части полосы пропускания рост чувствительности  $S_{g_{m1}}^{Z_{T0}}$  приведёт к уменьшению чувствительности  $S_{g_{m2}}^{Z_{T0}}$  и наоборот (см. рисунок 46). Из (81) наглядно видно, что чувствительность  $|Z_T|$  к сопротивлению ООС  $R_f$  на низких частотах тем меньше, чем меньше произведение  $R_f(g_{m2} + G_{R2} + G_{ds2})$ , т.е. чем меньше крутизна транзистора  $T_2$  и больше сопротивление  $R_2$ . Интересно, что эта чувствительность не зависит от сопротивления нагрузки  $R_L$ .

При известной чувствительности  $S_{e_i}^{|Z_T|}$  технологический допуск на параметр  $e_i$  элемента схемы определяется на основе следующей формулы [125]:

$$\delta e_i = \frac{1}{S_{e_i}^{|Z_T|}} \delta |Z_T|, \quad (84)$$

где  $\delta |Z_T|$  – заданное допустимое относительное отклонение трансимпеданса  $|Z_T|$  от номинального значения (в процентах);  $\delta e_i$  – соответствующее допустимое относительное отклонение параметра  $e_i$  (в процентах). Приняв допустимое отклонение трансимпеданса равным  $\delta |Z_T|=3\%$  и взяв из графика на рисунке 46 максимальные в полосе пропускания каскада (до 18 ГГц) значения чувствительностей  $S_{e_i}^{|Z_T|}$ , получим допустимые отклонения параметров элементов каскада  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$ :  $\delta g_{m1}=3,8\%$ ;  $\delta g_{m2}=5,3\%$ ;  $\delta R_f=4,0\%$ ;  $\delta L_f=8,3\%$ .

В целом выполненный анализ показал, что при изготовлении интегрального СВЧ ТИУ с входным каскадом по схеме ОИ-ОС с параллельной ООС (рисунок 34а) наибольшую точность нужно выдерживать для параметров транзисторов  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  и сопротивления резистора ООС  $R_f$ .

На основании выполненного символьного анализа усилительного каскада ТИУ по схеме ОИ-ОС с параллельной обратной связью была зарегистрирована программа для ЭВМ № 2023685659 «Программа для символьного анализа СВЧ- трансимпедансных усилителей "Трансимпеданс"» [126].

## **2.5 Автоматизированный символьный анализ, исследование характеристик и расчет усилительного каскада ТИУ по схеме КМОП-инвертора с параллельной обратной связью**

Усилительный каскад по схеме КМОП-инвертора с параллельной обратной связью (рисунок 9в) широко применяется при построении интегральных СВЧ ТИУ в связи с рядом достоинств [27, 48]. Во-первых, он обладает примерно таким же усилением, но более широкой полосой частот, более низким шумом и меньшим энергопотреблением по сравнению с базовым каскадом по схеме с ОИ с параллельной ООС и активной нагрузкой (рисунок 9а) [27]. Во-вторых, схемная функция трансимпеданса каскада обладает комплексными полюсами даже при резистивной ООС [48]. Это означает, что КМОП-инвертор может обеспечить подъем АЧХ трансимпеданса при использовании резистора и тем более последовательной  $RL$ -цепочки (индуктивной ВЧ коррекции) в цепи ООС. Такое свойство полезно в СВЧ ТИУ с противошумовой коррекцией при компенсации влияния емкости фотодиода.

### **2.5.1 Автоматизированный символьный анализ усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной обратной связью**

Принципиальная схема усилительного каскада на основе КМОП-инвертора, охваченного параллельной ООС с ВЧ коррекцией в виде индуктивности  $L_f$ , изображена на рисунке 47а. Сначала проведем анализ данной схемы без учета емкости ФД на входе ( $C_{PD} = 0$ ).

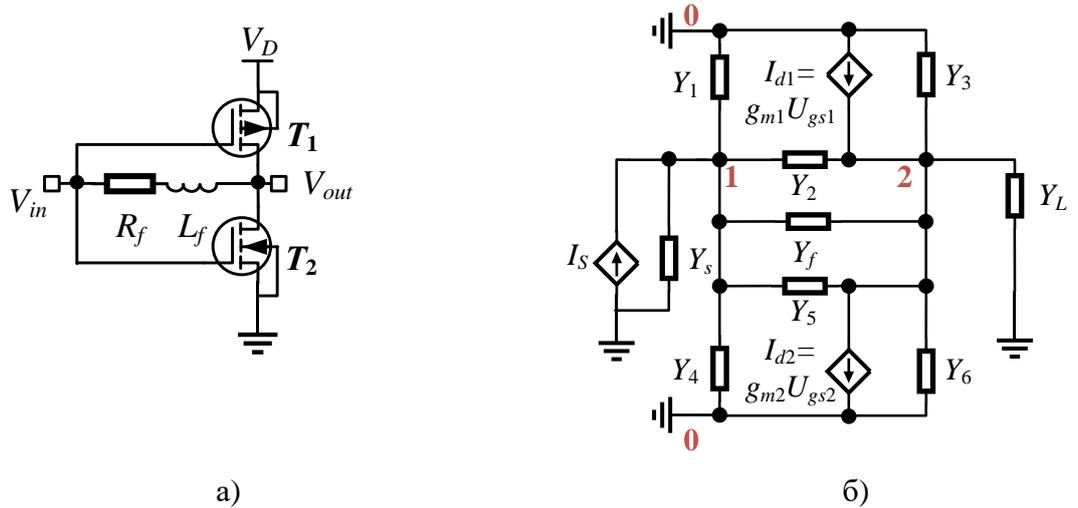


Рисунок 47 – Усилительный каскад на основе КМОП-инвертора с параллельной ООС:  
 а) принципиальная схема; б) схема замещения каскада для анализа сигнальных характеристик

Построенная по принципиальной схеме схема замещения усилительного каскада на основе КМОП-инвертора в виде соединения двухполюсников и управляемых источников тока представлена на рисунке 47б [118]. При этом используются следующие обозначения:  $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$  и  $Y_L = 1/Z_L = G_L + jB_L$  – соответственно проводимости источника сигнала и нагрузки;  $Y_f = 1/(R_f + j\omega L_f)$  – проводимость цепи ОС; проводимости  $Y_1$ - $Y_6$  отвечают элементам ЭС транзисторов:  $Y_1 = j\omega C_{gs1}$ ;  $Y_2 = j\omega C_{gd1}$ ;  $Y_3 = G_{ds1} + j\omega C_{ds1}$ ;  $Y_4 = j\omega C_{gs2}$ ;  $Y_5 = j\omega C_{gd2}$ ;  $Y_6 = G_{ds2} + j\omega C_{ds2}$ ; при этом для  $p$ -канального транзистора  $T_1$  элементы ЭС обозначаются нижним индексом "1", а для  $n$ -канального транзистора  $T_2$  – нижним индексом "2"; проводимость  $Y_L = 1/R_L$  соответствует нагрузке  $R_L$ . В схеме замещения узел 1 отвечает входу усилительного каскада, узел 2 – его выходу, при этом входное и выходное напряжения каскада равны  $U_{in} = U_1$ ,  $U_{out} = U_2$ .

Матрица узловых проводимостей схемы на рисунке 47б [121]:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_S + Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5 + Y_f & -(Y_2 + Y_5 + Y_f) \\ -(Y_2 + Y_5 + Y_f) + (g_{m1} + g_{m2}) & Y_2 + Y_3 + Y_5 + Y_6 + Y_L + Y_f \end{bmatrix}, \quad (85)$$

На основе полученной матрицы в программе «Супехр» (см. п. 2.3) были сгенерированы символьные формулы для определителя и алгебраических дополнений матрицы узловых проводимостей  $Y$ . Далее в программе и при помощи соотношений (35)-(38) были получены следующие выражения для сигнальных характеристик усилительного каскада  $Z_T$ ,  $K_U$ ,  $Z_{in}$  и  $Z_{out}$  в символьном виде:

$$Z_T = \frac{g_{m1} + g_{m2} - (Y_f + Y_2 + Y_5)}{(Y_f + Y_2 + Y_5)^2 - (Y_f + Y_2 + Y_5)(g_{m1} + g_{m2}) - (Y_S + Y_f + Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5)(Y_2 + Y_3 + Y_5 + Y_6 + Y_f + Y_L)}, \quad (86)$$

$$K_U = \frac{g_{m1} + g_{m2} - (Y_f + Y_2 + Y_5)}{(Y_2 + Y_3 + Y_5 + Y_6 + Y_f + Y_L)}, \quad (87)$$

$$Z_{in} = \frac{(Y_f + Y_2 + Y_5)}{(Y_f + Y_2 + Y_5)^2 - (Y_f + Y_2 + Y_5)(g_{m1} + g_{m2}) - (Y_s + Y_f + Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5)(Y_2 + Y_3 + Y_5 + Y_6 + Y_f + Y_L)}, \quad (88)$$

$$Z_{out} = \frac{(Y_s + Y_f + Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5)}{(Y_f + Y_2 + Y_5)^2 - (Y_f + Y_2 + Y_5)(g_{m1} + g_{m2}) - (Y_s + Y_f + Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5)(Y_2 + Y_3 + Y_5 + Y_6 + Y_f + Y_L)}. \quad (89)$$

После раскрытия выражений для проводимостей двухполюсников из (86)-(89) были найдены аналитические выражения сигнальных характеристик усилительного каскада на основе КМОП-инвертора в виде полных ДРФ комплексной частоты  $p=j\omega$ , которые были упрощены в соответствии с алгоритмом, описанный в п. 2.3.

Полученные выражения схемных функций  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$ ,  $Z_{in}(p)$  и  $Z_{out}(p)$  для усилительного каскада на основе КМОП-инвертора:

- трансимпедансный коэффициент усиления

$$Z_T(p) = \frac{a_0 + a_1 p}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}, \quad (90)$$

где:

$$a_0 = R_f g_m - 1; \quad a_1 = L_f g_m - R_f C_{gd}; \quad b_0 = G_L + G_{ds} + g_m; \quad b_1 = [q_1 + G_{ds}(C_{gs} + C_{gd})] + C_{gs} + C_{ds}; \\ b_2 = L_f q_1 + R_f q_2; \quad b_3 = L_f q_2. \quad (91)$$

- коэффициент усиления по напряжению

$$K_U(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}, \quad (92)$$

где:  $a_0 = -R_f g_m + 1$ ;  $a_1 = -L_f g_m + R_f C_{gd}$ ;  $a_2 = L_f C_{gd}$ ;  $b_0 = R_f (G_L + G_{ds}) + 1$ ;

$b_1 = L_f (G_L + G_{ds}) + R_f (C_{gd} + C_{ds})$ ;  $b_2 = L_f (C_{gd} + C_{ds})$ .

- входной импеданс

$$Z_{in}(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}, \quad (93)$$

где:  $a_0 = -(R_f (G_L + G_{ds}) + 1)$ ;  $a_1 = -[L_f (G_L + G_{ds}) + R_f (C_{gd} + C_{ds})]$ ;  $a_2 = -L_f (C_{gd} + C_{ds})$ . При этом коэффициенты  $b_j$  для  $Z_{in}(p)$  аналогичны приведенным для схемной функции  $Z_T(p)$ .

- выходной импеданс

$$Z_{out}(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}, \quad (94)$$

где  $a_0 = R_f G_S + 1$ ;  $a_1 = L_f G_S + R_f (C_{gd} + C_{gs})$ ;  $a_2 = L_f (C_{gd} + C_{gs})$ ;  $b_0 = G_S + G_{ds} + g_m + R_f G_S G_{ds}$ ;

$b_1 = C_{gs} + C_{ds} + L_f G_S G_{ds} + R_f [G_S (C_{gd} + C_{ds}) + G_{ds} (C_{gd} + C_{gs}) + C_{gd} g_m]$ ;

$b_2 = R_f q_2 + L_f [G_S (C_{gd} + C_{ds}) + G_{ds} (C_{gd} + C_{gs}) + C_{gd} g_m]$ ;  $b_3 = L_f q_2$ .

При этом в (90)-(94) приняты следующие обозначения:  $G_{ds} = G_{ds1} + G_{ds2}$ ,  $C_{gs} = C_{gs1} + C_{gs2}$ ,  $C_{gd} = C_{gd1} + C_{gd2}$ ,  $C_{ds} = C_{ds1} + C_{ds2}$ ,  $q_1 = C_{gd}G_L + C_{gs}G_L + C_{gd}g_m$ ,  $q_2 = C_{gd}C_{ds} + C_{gd}C_{gs} + C_{ds}C_{gs}$ .

Из полученных выражений для функций  $Z_T(p)$ ,  $Z_{in}(p)$ ,  $Z_{out}(p)$ ,  $K_U(p)$  были получены выражения для сигнальных характеристик на постоянном токе (при  $p=0$ ):

$$Z_{T0} = \frac{R_f g_m - 1}{G_L + G_{ds} + g_m}, \quad (95)$$

$$Z_{in0} = \frac{-(R_f(G_L + G_{ds}) + 1)}{G_L + G_{ds} + g_m}, \quad (96)$$

$$Z_{out0} = \frac{R_f G_S + 1}{G_S + G_{ds} + g_m + R_f G_S G_{ds}}, \quad (97)$$

$$K_{U0} = \frac{R_f g_m - 1}{R_f(G_L + G_{ds}) + 1}. \quad (98)$$

### 2.5.2 Аналитический расчёт усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС для обеспечения максимально-плоских ЧХ трансимпеданса и ГВЗ

В настоящем подразделе с помощью программы символьного анализа на базе классического метода Г.В. Брауде и компьютерной алгебры автоматически выводятся аналитические выражения, позволяющие выполнить инженерный расчет элементов  $R_f$  и  $L_f$  в цепи ООС усилительного каскада на основе КМОП-инвертора для обеспечения заданного коэффициента трансимпедансного усиления, а также плоской АЧХ КТУ или равномерной частотной характеристики ГВЗ.

Используя полученное в п. 2.5.1. автоматически сгенерировано выражение (95), можно рассчитать необходимую величину резистора  $R_f$  в цепи ООС исходя из данного коэффициента усиления  $Z_{T0}$ :

$$R_f = \frac{Z_{T0}(G_L + G_{ds} + g_m) + 1}{g_m}. \quad (99)$$

Следуя классической методике Г.В. Брауде [Приложение В], был произведён расчет величины корректирующей индуктивности  $L_f$ , для обеспечения максимально плоской АЧХ трансимпедансна  $|Z_T(j\omega)|$ . С помощью программы символьного анализа находим квадрат модуля функции  $Z_T(j\omega)$ :

$$|Z_T(j\omega)|^2 = Z_T(j\omega)Z_T(-j\omega) = Z_{T0}^2 \frac{1 + A_1\omega^2}{1 + B_1\omega^2 + B_2\omega^4 + B_3\omega^6}, \quad (100)$$

где  $A_1 = a_1^2/a_0^2$ ;  $B_1 = (b_1^2 - 2b_0b_2)/b_0^2$ ;  $B_2 = (b_2^2 - 2b_1b_3)/b_0^2$ ;  $B_3 = b_3^2/b_0^2$ .

При известном сопротивлении  $R_f$  искомая корректирующая индуктивность  $L_f$  является единственным варьируемым элементом схемы, поэтому в соответствии с методом Брауде формируем единственное уравнение:  $A_1=B_1$ , или

$$\frac{a_1^2}{a_0^2} = \frac{(b_1^2 - 2b_0b_2)}{b_0^2}, \quad (101)$$

Далее подставляя в уравнение (101) символьные выражения (90), (91) для схемной функции трансимпеданса  $Z_T(p)$  и решая при помощи алгоритмов компьютерной лагебры выражения, получаем следующую формулу для расчета корректирующей индуктивности  $L_f$  для максимально плоской АЧХ  $|Z_T|$ :

$$L_f = (1/b_0g_m^2)[a_0\sqrt{a_0^2q_1^2 + b_1^2g_m^2 - 2R_fg_m b_0(C_{gd}q_1 + g_mq_2)} + R_fg_m C_{gd}b_0 - a_0^2q_1]. \quad (102)$$

По аналогии с п. 2.4.1, получаем выражение для расчета корректирующей индуктивности  $L_f$  для максимально плоской характеристики ГВЗ:

$$L_f = \left[ \sqrt[3]{\frac{k_0^2}{4k_2^2} + \frac{k_1^3}{27k_2^3}} - \frac{k_0}{2k_2} \right] - \frac{k_1}{3k_2^3 \sqrt{\frac{k_0^2}{4k_2^2} + \frac{k_1^3}{27k_2^3}}}, \quad (103)$$

где  $k_0 = -4\pi^2 a_0 b_0 (C_{gd}^3 R_f^3 b_0^3 - 3q_2 R_f a_0^3 b_0 b_1 + a_0^3 b_1^3)$ ,

$k_1 = -4\pi^2 a_0 b_0 (3C_{gd}^2 R_f^2 b_0^3 g_m - 3a_0^3 b_0^2 q_2 + 3b_1 q_1 a_0^2 b_0)$ ,

$k_2 = -4\pi^2 a_0 b_0^4 g_m^3$ .

Из выражения (100) с помощью программы символьного анализа была также получена следующая формула для вычисления верхней граничной частоты  $f_{3dB}$  полосы пропускания усилительного каскада:

$$f_{0.707} = \sqrt{-[c_2 + \sqrt{c_2^2 - 4c_1c_3}] / 8\pi^2 Z_{T0.707}^2 c_3}, \quad (104)$$

где  $c_1 = a_0^2 + Z_{T0.707}^2 b_0^2$ ;  $c_2 = a_1^2 + Z_{T0.707}^2 (b_1^2 - 2b_0b_2)$ ;  $c_3 = -Z_{T0.707}^2 (b_2^2 - 2b_1b_3)$ ;  $Z_{T0.707} = 1/\sqrt{2} Z_{T0}$ .

Для проверки правильности полученных в настоящем разделе формул выполним расчет усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с индуктивной коррекцией в цепи ООС (рисунок 47а) на основе отечественной 90 нм РЧ КМОП технологии. При расчете полагалось, что емкость фотодиода отсутствует ( $C_{PD}=0$ ), коэффициент трансимпедансного усиления каскада  $Z_{T0} = 140$  Ом и использовались значения элементов ЭС nМОП-транзисторов с шириной затвора  $W_g=70$  мкм (п. 2.2.3). В таблице 17 приведены найденные по формулам (99), (102), (103) и (104) величины резистора ООС  $R_f$ , индуктивности ООС  $L_f$  и полосы пропускания  $\Delta f$  каскада.

Таблица 17 – Результаты расчета усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС ( $C_{PD}=0$ )

Параметр	Значение
Коэффициент трансимпедансного усиления $Z_{T0}$	140 Ом
Резистор ООС $R_f$	200 Ом
Индуктивность ООС $L_f$ (максимально-плоская плоская АЧХ трансимеданса)	1,38 нГн
Индуктивность ООС $L_f$ (максимально-плоская ЧХ ГВЗ трансимеданса)	1,15 нГн
Полоса пропускания $\Delta f$ при $L_f = 1,38$ нГн	18,4 ГГц

На рисунке 48 представлены частотные характеристики трансимпеданса  $|Z_T|$  и ГВЗ  $\tau$  усилительного каскада для случаев оптимальной по АЧХ индуктивной коррекции ( $L_f=1,38$  нГн) и отсутствия коррекции ( $L_f=0$ ). Результаты вычислений с использованием аналитических формул обозначены как «SA», а вычислений в САПР ADS на основе точных моделей приборов из библиотеки – как «ADS». Полученные результаты совпадают достаточно хорошо до частоты 30 ГГц.

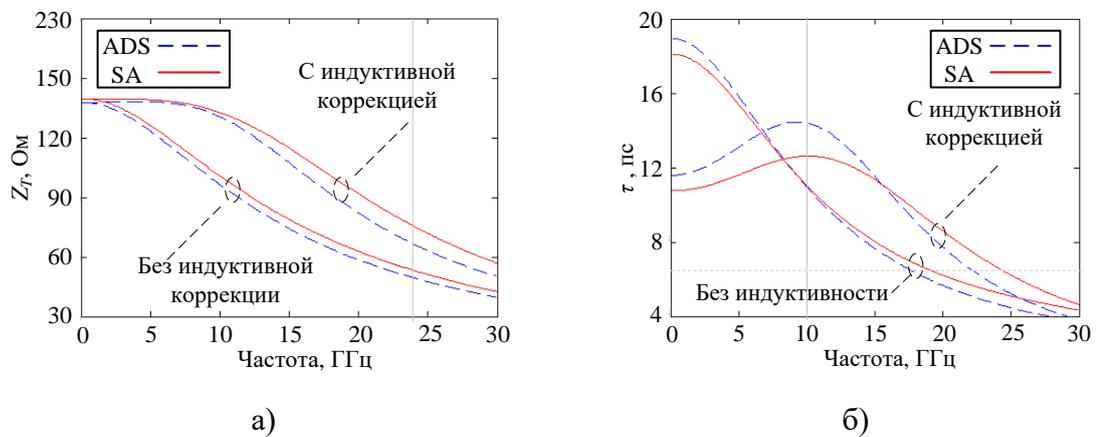


Рисунок 48 – Частотные зависимости трансимпеданса  $|Z_T|$  (а) и ГВЗ  $\tau$  (б) каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС (расчет для максимально-плоской АЧХ,  $L_f=1,8$  нГн,  $C_{PD}=0$ ; штриховая линия - моделирование в САПР, сплошная - символьный расчёт)

При этом видно (рисунок 48а), что использование оптимальной индуктивной коррекции в цепи ООС позволяет расширить полосу пропускания входного каскада с 10,3 ГГц до 18,4 ГГц и действительно обеспечивает плоскую частотную характеристику трансимпеданса  $|Z_T|$ .

Для обеспечения максимально-плоской характеристики ГВЗ потребуется индуктивность номиналом  $L_f=1,15$  нГн, при этом наблюдается уменьшение полосы пропускания. На рисунке 49 показана частотная зависимость времени задержки  $\tau$  каскада по схеме КМОП-инвертора с

параллельной ООС при оптимальной по ГВЗ индуктивной коррекции.

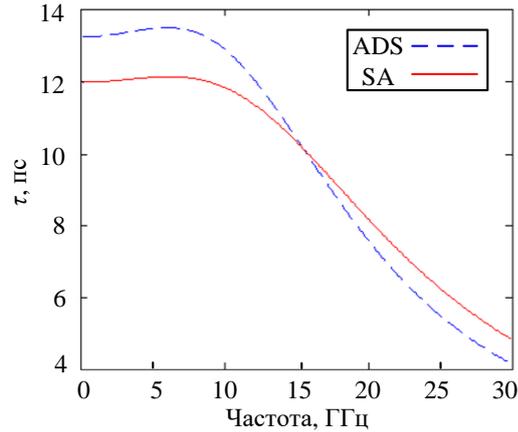


Рисунок 49 – Частотная зависимость времени задержки  $\tau$  каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС (расчет для равномерной ЧХ ГВЗ,  $L_f = 1,17$  нГн,  $C_{PD} = 0$ ; штриховая линия - моделирование в САПР, сплошная - символьный расчёт)

### 2.5.3 Символьный анализ и расчет усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с учетом ёмкости фотодиода

Как правило, емкость ФД оказывает значительное влияние на частотные характеристики ОПРм, поэтому необходимо учитывать данную емкость при проектировании. Отметим, что в отличие от усилительного каскада по схеме ОИ-ОС (см. п. 2.4.4), выражения для схемных функций для каскада на основе КМОП-инвертора с учетом емкости фотодиода  $C_{PD}$  оказываются сложнее. В данном подразделе приведен символьный анализ усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с учетом ёмкости фотодиода и расчёт значений корректирующей индуктивности с учётом емкости фотодиода  $C_{PD}$ .

На рисунке 50 представлена принципиальная схема усилительного каскада на основе КМОП-инвертора с параллельной ООС и включённой по входу ёмкостью фотодиода  $C_{PD}$ . По аналогии с схемой в п. 2.5.1 в ООС используется корректирующая ВЧ индуктивность  $L_f$ .

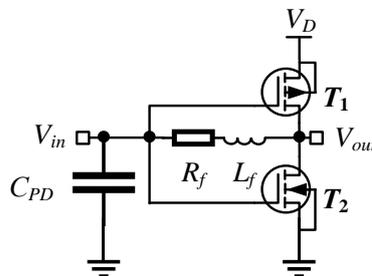


Рисунок 50 – Схема каскада ТИУ по схеме инвертора с включенной по входу ёмкостью фотодиода  $C_{PD}$

Используя ранее полученную матрицу проводимостей (85) и выражение (90), с использованием программы «Сутехр», а также алгоритмом для упрощения ДРФ (п. 2.3.), было

получено следующее выражения для трансимпедансного коэффициент усиления  $Z_T$  для усилительного каскада на основе КМОП-инвертора с учетом емкости фотодиода  $C_{PD}$ :

$$Z_T(p) = \frac{a_0 + a_1 p}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}, \quad (105)$$

где  $a_0 = R_f g_m - 1$ ;  $a_1 = L_f g_m - R_f C_{gd}$ ;  $b_0 = G_L + G_{ds} + g_m$ ;

$$b_1 = R_f [(G_L + G_{ds} + g_m) C_{gd} + (G_L + G_{ds})(C_{gs} + C_{PD})] + C_{PD} + C_{gs} + C_{ds};$$

$$b_2 = L_f [(G_L + G_{ds} + g_m) C_{gd} + (G_L + G_{ds})(C_{gs} + C_{PD})] + R_f [(C_{gd} + C_{gs}) C_{ds} + C_{PD}(C_{ds} + C_{gd})];$$

$$b_3 = L_f [(C_{gd} + C_{gs}) C_{ds} + C_{PD}(C_{ds} + C_{gd}) + C_{gd} C_{gs}].$$

При этом в (86) приняты следующие обозначения:  $G_{ds} = G_{ds1} + G_{ds2}$ ,  $C_{gs} = C_{gs1} + C_{gs2}$ ,  $C_{gd} = C_{gd1} + C_{gd2}$ ,  $C_{ds} = C_{ds1} + C_{ds2}$ ,  $g_m = g_{m1} + g_{m2}$ .

По аналогии с п. 2.5.1, с помощью классического метода Брауде было получено выражение для расчета величины оптимальной корректирующей индуктивности  $L_f$ , соответствующей максимально-плоской АЧХ  $|Z_T|$  для усилительного каскада на основе КМОП-инвертора с учетом емкости фотодиода  $C_{PD}$ :

$$L_f = [\sqrt{c_1 - 4c_0 c_2} - c_1] / 2c_2, \quad (106)$$

где:  $c_0 = (C_{gd} R_f b_0)^2 - a_0^2 [b_1^2 - 2R_f b_0 ((C_{gd} + C_{gs}) C_{ds} + C_{PD}(C_{ds} + C_{gd}))]$ ;

$$c_1 = 2a_0^2 b_0 [(G_L + G_{ds} + g_m) C_{gd} + (G_L + G_{ds})(C_{gs} + C_{PD})] - 2C_{gd} R_f b_0^2 g_m; \quad c_2 = (b_0 g_m)^2.$$

На рисунке 51а представлены частотные зависимости трансимпеданса АЧХ  $Z_T$  для различных значений  $C_{PD} - 0 \dots 300$  фФ (при  $L_f = 0$  нГн). На рисунке 51б представлена зависимость величины корректирующей индуктивности  $L_f$  от номинала ёмкости фотодиода  $C_{PD}$  для максимально-плоской АЧХ  $|Z_T|$  усилительного каскада на основе КМОП-инвертора.

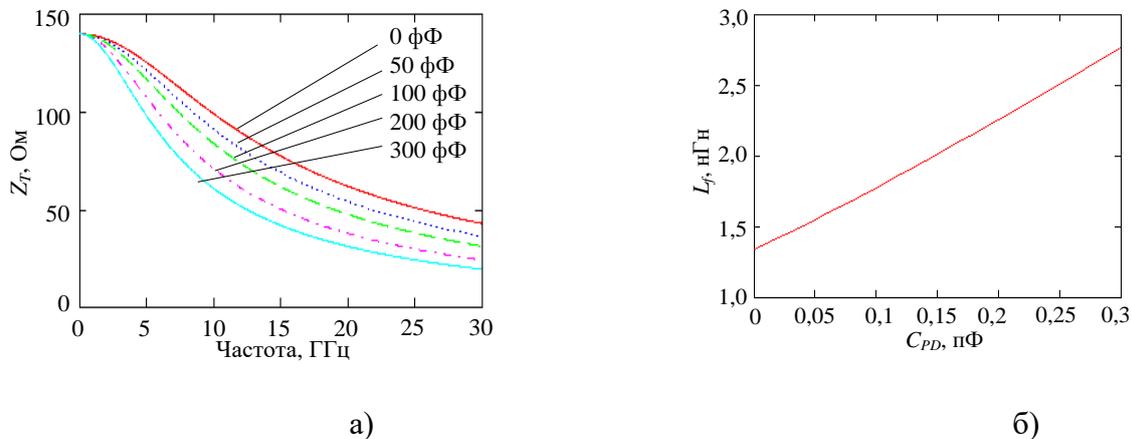


Рисунок 51 – Семейство зависимостей АЧХ  $Z_T$  для разных значений  $C_{PD} - 0 \dots 300$  фФ (а) и зависимость  $L_f(C_{PD})$  (б)

На рисунке 52 приведена частотная зависимость трансимпеданса  $Z_T$  при  $C_{PD} = 200$  фФ, при этом величина корректирующей индуктивности  $L_f$  равна 2,3 нГн, Полоса пропускания по уровню 3 дБ без корректирующей индуктивности составляет 6 ГГц, при ее наличии ( $L_f = 2,3$  нГн) – 10,6 ГГц. Как видно из результатов расчета (рисунок 52), использование корректирующей индуктивности позволяет расширить полосу пропускания усилительного каскада.

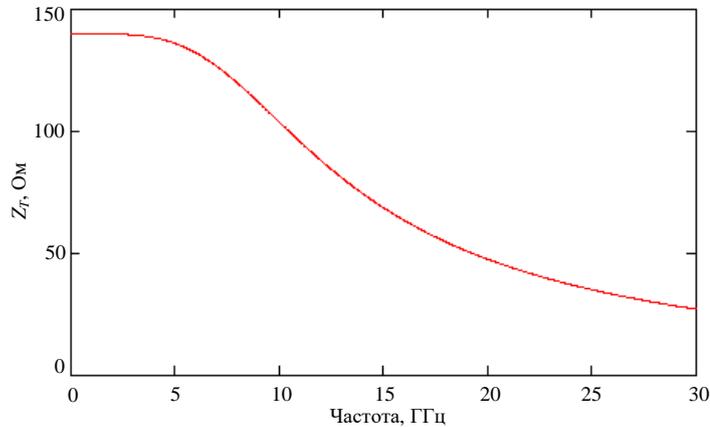


Рисунок 52 – АЧХ  $Z_T$  для  $C_{PD} = 200$  фФ и корректирующей  $L_f = 2,3$  нГн ( $R_f = 200$  Ом)

#### 2.5.4 Исследование устойчивости и чувствительности усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС

В данном подразделе выполнено исследование устойчивости и чувствительности усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС при символьном представлении схемных функций с помощью программы “Symcalc” (см. п.2.3). Более подробно процесс исследования устойчивости и чувствительности приведен в п. 2.4.5 на примере усилительного каскада ОИ-ОС с ООС, поэтому в данном подразделе приведены лишь конечные зависимости и выводы.

**Исследование устойчивости.** С помощью метода корневого годографа (п. 2.3) и выражений схемной функции трансимпеданса  $Z_T(p)$  в символьном виде (90) и (91), полученные в п. 2.5.1, был выполнен анализ устойчивости для усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС.

В качестве начальных были взяты значения элементов цепи ООС, полученные в п. 2.5.1 из условия максимально-плоской АЧХ трансимпеданса:  $R_f = 200$  Ом,  $L_f = 1,376$  нГн; характеристическое уравнение (знаменатель схемной функции  $Z_T(p)$ ) имеет три корня  $p_i$  ( $i=1,2,3$ ); сопротивления источника сигнала и нагрузки  $R_S=R_L=50$  Ом.

Рассчитанные с помощью программы “Symcalc” корневые годографы при изменении сопротивления ОС  $R_f$  в интервале от 50 Ом до 500 Ом ( $L_f = 1,376$  нГн) и корректирующей индуктивности  $L_f$  в интервале от 0 нГн до 2 нГн ( $R_f = 200$  Ом) показаны соответственно на рисунках 53а и 53б. Для большей наглядности значения корней  $p_i$  нормированы относительно

частоты  $\omega_0 = 2\pi \cdot 30$  ГГц; стрелки показывают направления возрастания величин элементов  $R_f$  и  $L_f$ .

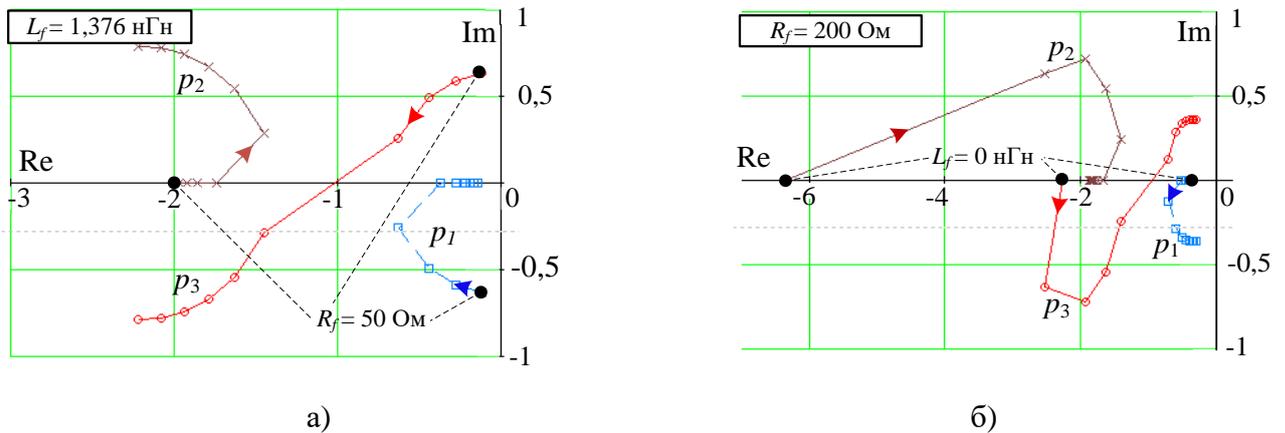


Рисунок 53 – Корневые годографы: а) при изменении  $R_f$  в интервале 50...500 Ом ( $L_f=1,376$  нГн); б) при изменении  $L_f$  в интервале 0...2 нГн ( $R_f=200$  Ом)

Так как корневые годографы полностью располагаются в левой полуплоскости, в указанных диапазонах изменения  $R_f$  и  $L_f$  усилительный каскад по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС сохраняет устойчивость.

**Исследование чувствительности к изменению параметров элементов.** Общий алгоритм символьного анализа и расчета чувствительностей характеристик к элементам схемы, реализованный в программе “Symcalc”, описан в п. 2.3. По аналогии с оценкой чувствительности модуля трансимпеданса  $|Z_T|$  к изменению параметров элементов, выполненной для усилительного каскада ОИ-ОС с ООС (п. 2.4.5), выполним такую оценку для каскада по схеме КМОП-инвертора.

Аналитические выражения (90), (91) для схемной функции  $Z_T(p)$  и ее коэффициентов для усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с ООС были получены в п. 2.5.1. Для анализа чувствительности в программе “Symcalc” автоматически генерируется символьное представление для квадрата модуля трансимпеданса  $|Z_T(j\omega)|^2$ :

$$|Z_T(j\omega)|^2 = \frac{(a_0)^2 + (a_1\omega)^2}{(-b_2\omega^2 + b_0)^2 + (b_1\omega - b_3\omega^3)^2} = \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)}, \quad (107)$$

где  $A(\omega^2)$  и  $B(\omega^2)$  – полиномы переменной  $\omega^2$ .

Используя выражения (79) и (80), приведенные в п. 2.4.5, проведем анализ чувствительности  $S_{e_i}^{|Z_T|}$  для схемной функции  $|Z_T(j\omega)|^2$  к изменяемым параметрам ( $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$ ), которые в общем виде обозначены как  $e_i$  ( $i=1,2,3,4$ ). Полученные в программе “Symcalc” аналитические формулы являются громоздкими и не приводятся в тексте настоящей работы, представлены только результаты расчета.

Рассчитанные в программе “Symcalc” для усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с ООС (при  $R_f = 200$  Ом,  $L_f = 1,376$  нГн) графики зависимостей от частоты

относительных чувствительностей  $|Z_T|$  к параметрам  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  представлены на рисунке 54. В таблицу 18 представлены значения чувствительностей для частот 0, 5, 10 и 20 ГГц.

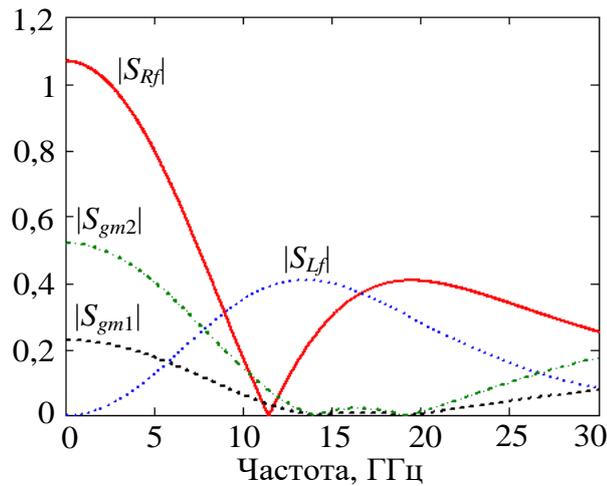


Рисунок 54 – Частотные зависимости относительных чувствительностей трансимпеданса  $|Z_T|$  для усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора с ООС к изменению параметров  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  ( $R_f = 200$  Ом,  $L_f = 1,376$  нГн)

Анализ чувствительности усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора для сопротивления ООС  $R_f$  и корректирующей индуктивности  $L_f$ , аналогичны представленным в п. 2.4.5 для каскада с ОИ-ОС. В то время, как чувствительность к изменениям крутизны первого  $g_{m1}$  и второго  $g_{m2}$  транзисторов схожи по характеру и с ростом частоты их влияние на  $|Z_T|$  снижается. Различное влияние обусловлено разным номиналом крутизны для пМОП транзистора ( $g_{m1}$ ) и рМОП транзистора ( $g_{m2}$ ), который как правило отличается приблизительно в 2 раза. При этом относительные чувствительности трансимпеданса для всех исследуемых параметров схемы по модулю меньше единицы, соответственно, в схеме нет элементов, чувствительность которых может привести к значительному изменению  $|Z_T|$ .

Таблица 18 – Относительные чувствительности трансимпеданса  $|Z_T|$  каскада по схеме КМОП-инвертора с ООС к параметрам элементов  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_f$  и  $L_f$  для разных частот

$f$ , ГГц	$S_{R_f}^{ z_T }$	$S_{L_f}^{ z_T }$	$S_{g_{m1}}^{ z_T }$	$S_{g_{m2}}^{ z_T }$
0	1,068	0	-0,227	-0,52
5	0,797	0,126	-0,175	-0,402
10	0,172	0,352	-0,062	-0,141
20	-0,405	0,279	0	-0,012

Полезными для анализа влияния крутизны обоих транзисторов  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  и резистора ООС  $R_f$  являются аналитические выражения для чувствительностей трансимпеданса на постоянном токе  $Z_{T0}$ , полученные в программе “Symcalc” из полных символьных выражений при  $f = 0$ :

$$S_{R_f}^{|z_{T0}|} = \frac{R_f (g_{m1} + g_{m2})}{R_f (g_{m1} + g_{m2}) - 1}, \quad (108)$$

$$S_{L_f}^{|z_{T0}|} = 0, \quad (109)$$

$$S_{g_{m1}}^{|z_{T0}|} = \frac{-g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2} + G_L + G_{ds1} + G_{ds2}}, \quad (110)$$

$$S_{g_{m2}}^{|z_{T0}|} = \frac{-g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2} + G_L + G_{ds1} + G_{ds2}}, \quad (111)$$

В целом выполненный анализ показал, что при изготовлении интегрального СВЧ ТИУ с входным каскадом по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС наибольшую точность нужно выдерживать для параметров транзисторов  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  и сопротивления резистора ООС  $R_f$ . С использованием данной схемы была разработана СВЧ ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 25 Гбит/с на основе 90 нм КМОП технологии (Приложение Д).

## 2.6 Расчёт широкополосных СВЧ усилительных каскадов для обеспечения частотных характеристик коэффициента усиления с требуемым наклоном

На практике встречаются задачи проектирования СВЧ усилительных каскадов с положительным наклоном АЧХ коэффициента усиления, который корректирует частотные искажения определенных компонентов приемной или передающей системы (например, компенсация спада с возрастанием частоты АЧХ длинного входного коаксиального кабеля).

Аналогичная задача компенсации влияния емкости фотодиода в оптических приемниках возникает при проектировании ТИУ. В п. 1.3.1 отмечено, что в ОПРм с многокаскадными ТИУ становится возможным дополнительно расширить полосу частот и улучшить шумовые характеристики, применив метод противозумовой коррекции (ПШК), предложенный Г.В. Брауде [5]. Он состоит в том, что спад АЧХ коэффициента усиления первого каскада ТИУ, обусловленный емкостью подключенного к нему ФД, компенсируется корректирующими элементами в этом каскаде неполностью или вообще не компенсируется, а полная компенсация для обеспечения плоской АЧХ всего усилителя осуществляется в следующих каскадах. В результате из-за повышения входного сопротивления первого каскада улучшаются шумовые характеристики всего ТИУ.

### 2.6.1 Общее описание методики

Использование классического метода частотной коррекции Г.В. Брауде (Приложение В1) для расчета СВЧ усилительных каскадов ТИУ с максимально-плоской АЧХ трансимпеданса рассмотрено в предыдущих подразделах настоящей главы. Однако применение ПШК предполагает различную форму АЧХ в разных каскадах. Поэтому здесь предлагается методика

расчета корректирующих цепей СВЧ усилительных каскадов ТИУ для обеспечения частотных характеристик коэффициента усиления с требуемым наклоном, основанная на модифицированном методе. Метод частотной коррекции, являющийся развитием классического метода и названный модифицированным методом Брауде [127], описан в Приложении В2. Он был предложен и математически сформулирован в общем виде Л.И. Бабаком, а А.С. Коряковцев проверил его на примерах проектирования широкополосных усилительных каскадов.

Методика расчета СВЧ усилительных каскадов ТИУ, позволяющая получить частотные характеристики коэффициента усиления с заданным наклоном, применяется как к коэффициенту трансимпедансного усиления (КТУ)  $Z_T$ , так и коэффициенту усиления по напряжению (КУН)  $K_U$ , так как обе эти характеристики используются при проектировании многокаскадных усилителей.

Для удобства и единообразия изложения схемные функции  $Z_T(p)$  и  $K_U(p)$  запишем в следующем общем виде:

$$T(p) = \frac{a(p)}{b(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_n p^n}, \quad (112)$$

где коэффициенты  $a_i$  и  $b_j$  ( $i=0, 1, \dots, m; j=0, 1, \dots, n$ ) зависят от варьируемых элементов цепи.

Перейдем от функции  $T(j\omega)$  к квадрату модуля  $\Phi(\omega^2) = |T(j\omega)|^2$  и представим его в виде

$$\Phi(X) = \Phi_0 \Phi_{norm}(X), \quad (113)$$

где  $X = \omega^2$ ;  $\Phi_0 = a_0^2 / b_0^2$  – не зависящий от частоты постоянный множитель, определяющий уровень коэффициента усиления;  $\Phi_{norm}(X)$  – нормированная функция, определяющая форму АЧХ:

$$\Phi_{norm}(X) = \frac{1 + A_1 X + A_2 X^2 + \dots + A_m X^m}{1 + B_1 X + B_2 X^2 + \dots + B_n X^n}. \quad (114)$$

Предположим, что в схеме имеется один варьируемый элемент. Тогда в соответствии с модифицированным методом Брауде запишем уравнение, соответствующее равенству нулю первой производной функции  $\Phi(X)$  по  $X$  в точке  $X = X_0$ , выбираемой в пределах рабочего частотного диапазона:

$$\Phi'(X_0) = 0. \quad (115)$$

Решение этого уравнения позволяет найти значение варьируемого элемента, при котором касательная к функции  $\Phi(X)$  в точке  $X = X_0$  параллельна оси абсцисс.

В случае большего количества варьируемых элементов каскада в (115) следует включить дополнительные уравнения, получаемые приравниванием нулю в точке  $X = X_0$  производных функции  $\Phi(X)$  второго и более высоких порядков, общее число уравнений должно быть равно

числу варьируемых элементов. Решение этой системы уравнений дает значения всех варьируемых элементов.

Способ получения семейства АЧХ широкополосных усилителей разной формы с помощью модифицированного метода Брауде состоит в решении уравнений вида (115) при выборе различных значений  $X_0$  (например, с равномерным шагом на частотной шкале  $f = \omega/(2\pi) = \sqrt{X}/(2\pi)$  в пределах рабочего диапазона частот усилителя  $[f_L, f_U]$ , здесь  $f_L, f_U$  - соответственно нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания). Таким образом, выбор точки  $X_0$  позволяет управлять наклоном АЧХ  $|T(j\omega)|$  (Приложение В2).

### 2.6.2. Расчет СВЧ усилительного каскада по схеме КМОП-инвертора для получения частотных характеристик коэффициента усиления с требуемым наклоном

*Получение формул для расчета корректирующей индуктивности.* Практическое применение методики рассмотрим на примере каскада по схеме КМОП-инвертора с параллельной ООС (рисунок 47а). Аналитические выражения для схемных функций  $Z_T(p)$  и  $K_U(p)$  КМОП-инвертора были получены в программе «Сутехр» с помощью алгоритмов компьютерной алгебры в п. 2.5. В данном случае постоянный множитель  $\Phi_0$  зависит только от сопротивления ООС  $R_f$ , а коэффициенты  $A_i$  и  $B_j$  функции  $\Phi_{norm}(X)$  – только от индуктивности ООС  $L_f$ .

Далее модифицированный метод Брауде применяем к функции  $\Phi_{norm}(X)$ , содержащей один варьируемый элемент  $L_f$ . В программе «Сутехр» уравнение (115) генерируется в символьном виде. Применительно к схеме КМОП-инвертора приведем его вид для случаев КТУ и КУН:

- для случая КТУ

$$2X_0^3 a_1^2 b_3^2 + (3a_0^2 b_3^2 + a_1^2 b_2^2 - 2b_1 a_1^2 b_3) X_0^2 + (2a_0^2 b_2^2 - 4a_0^2 b_1 b_3) X_0 + a_0^2 b_1^2 - 2a_0^2 b_0 b_2 - a_1^2 b_0^2 \quad (116)$$

- для случая КУН

$$(a_1^2 b_2^2 - a_2^2 b_1^2 + 2b_0 a_2^2 b_2 - 2a_0 a_2 b_2^2) X_0^2 + (2a_0^2 b_2^2 - 2a_2^2 b_0^2) X_0 + a_0^2 b_1^2 - 2b_2 a_0^2 b_0 + 2a_2 a_0 b_0^2 - a_1^2 b_0^2 \quad (117)$$

При проектировании КМОП-инвертора различные формы АЧХ КТУ  $Z_T(j\omega)$  и КУН  $K_U(j\omega)$  целесообразно получить для нескольких фиксированных значений сопротивления ООС  $R_f$ , отвечающих разным величинам уровня усиления (т.е. разным величинам КТУ  $Z_{T0}=Z_T(0)$  и КУН  $K_{U0}=K_U(0)$  на нулевой частоте). Формулы, связывающие  $Z_{T0}$  и  $K_{U0}$  с сопротивлением  $R_f$ , найдем из условия  $T_0=T(0)=a_0/b_0$ . Отсюда:

$$R_f = \frac{Z_{T0}(g_m + G_{ds} + G_L) + 1}{g_m} \quad (118)$$

$$R_f = \frac{K_{U0} + 1}{g_m - K_{U0}(G_{ds} + G_L)}, \quad (119)$$

где  $g_m$  и  $G_{ds}$  – соответственно суммарные крутизна и выходная проводимость включенных параллельно  $n$ МОП- и  $p$ МОП- транзисторов в КМОП-инверторе (рисунок 47б);  $G_L = 1/R_L$  – проводимость нагрузки.

Получим формулы для расчета значения индуктивности  $L_f$  применительно к КТУ и КУН при заданных значениях  $X_0$  и  $R_f$ . Условия (116) и (117) для КТУ и КУН приводят к уравнениям 4-й степени относительно  $L_f$ . Оба эти уравнения могут быть упрощены до квадратных уравнений вида  $v_2 L_f^2 + v_1 L_f + v_0 = 0$ , в связи с чем формулы для расчета  $L_f$  имеют вид:

$$L_f^{(Z_T)} = -(v_1 + \sqrt{v_1^2 - 4v_0v_2}) / 2v_2, \quad (120)$$

где:

$$\begin{aligned} v_2 &= X_0^2 (C_{gd}^2 R_f^2 q_1^2 - 4C_{gd} R_f^2 g_m q_1 q_2 + R_f^2 g_m^2 q_2^2) - b_0^2 g_m^2 + 2X_0 a_0^2 q_1^2 + 3X_0^2 a_0^2 q_2^2 + \\ &\quad + 2C_{gd}^2 R_f^2 X_0^3 q_2^2 + 4C_{gd} R_f X_0^2 b_1 g_m q_2; \\ v_1 &= 2C_{gd} R_f b_0^2 g_m - 2a_0^2 b_0 q_1 - X_0^2 (2C_{gd} R_f^3 g_m q_2 - 2C_{gd}^2 R_f^3 q_1 q_2) - 4X_0 a_0^2 b_1 q_2 + \\ &\quad + (-2C_{gd}^2 R_f^2 X_0^2 b_1 q_2 + 4R_f X_0 a_0^2 q_1 q_2); \\ v_0 &= C_{gd}^2 R_f^4 X_0^2 q_2^2 - C_{gd}^2 R_f^2 b_0^2 + 2R_f^2 X_0 a_0^2 q_2^2 - 2R_f a_0^2 b_0 q_2 + a_0^2 b_1^2. \end{aligned} \quad (121)$$

$$L_f^{(K_V)} = -(v_1 + \sqrt{v_1^2 - 4v_0v_2}) / 2v_2, \quad (122)$$

где:

$$\begin{aligned} v_2 &= a_0^2 (G_L + G_{ds})^2 - b_0^2 g_m^2 + 2X_0 a_0^2 (C_{gd} + C_{ds})^2 + 2C_{gd}^2 X_0^2 b_0; \\ v_1 &= 2C_{gd} b_0^2 a_0 - 2a_0^2 b_0 (C_{gd} + C_{ds}) + 2R_f a_0^2 (C_{gd} + C_{ds})(G_L + G_{ds}) + 2C_{gd} R_f b_0^2 g_m; \\ v_0 &= R_f^2 a_0^2 (C_{gd} + C_{ds})^2 - C_{gd}^2 R_f^2 b_0^2. \end{aligned} \quad (123)$$

Далее реализуется описанный способ получения семейства АЧХ разной формы, состоящий в решении уравнений (98) и (100) при выборе различных значений  $X_0$ .

Указанный расчет АЧХ КТУ и КУН с использованием формул (120)-(123) был проведен для инвертора на  $n$ МОП- и  $p$ МОП-транзисторах (рис. 47а) с одной и той же шириной затвора  $W_g = 70$  мкм и максимальной частотой генерации соответственно  $f_{\max}(n\text{МОП}) = 148$  ГГц и  $f_{\max}(p\text{МОП}) = 104$  ГГц, сопротивления нагрузки инвертора  $R_L = 50$  Ом и  $R_L = 100$  Ом. Величины элементов линейных ЭС транзисторов были предварительно найдены по измеренным S-параметрам. Все вычисления выполнены для двух значений резистора ООС:  $R_f = 200$  Ом (тогда при  $R_L = 50$  Ом  $|Z_{T0}| = 140$  Ом,  $|K_{U0}| = 2,32$ ) и  $R_f = 150$  Ом (при  $R_L = 50$  Ом  $|Z_{T0}| = 100$  Ом,  $|K_{U0}| = 2,15$ ).

Расчет АЧХ КТУ  $|Z_T(f)|$  выполнен с учетом емкости ФД  $C_{PD} = 150$  фФ, подключенной ко входу КМОП-инвертора, АЧХ КУН  $|Z_T(f)|$  - без ФД. В обоих случаях было взято несколько значений частоты  $f_0 = \omega_0 / (2\pi) = \sqrt{X_0} / (2\pi)$ , на которой производная функции  $\Phi(X)$  в (115) равна нулю. При этом сетка величин  $f_0$  выбрана неравномерной, чтобы получить семейство АЧХ с заметным изменением наклона. Кроме того, максимальная величина  $f_0$  выбрана также из условия, чтобы индуктивность ООС  $L_f$  не превышала величины примерно  $L_{\max} \approx 2$  нГн для реализуемости до частот 10-15 ГГц в выбранной КМОП-технологии ИС.

**Получение семейств АЧХ трансимпеданса с разным наклоном.** На рисунке 55 показано, как в зависимости от выбранной частоты  $f_0$  изменяются величины корректирующей индуктивности  $L_f^{(Z_T)}$ , верхней граничной частоты  $f_{3\text{дБ}}^{(Z_T)}$  полосы пропускания каскада на уровне -3 дБ, неравномерности АЧХ трансимпеданса  $|\Delta Z_T|$ . Сопротивление обратной связи  $R_f = 200$  Ом, сопротивление нагрузки  $R_L = 50$  Ом.

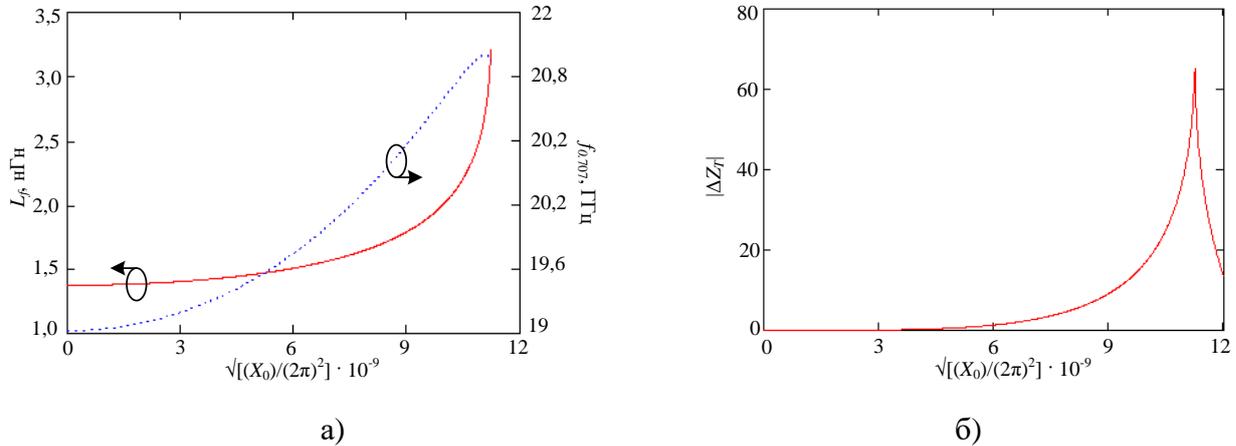


Рисунок 55 – Зависимости  $L_f^{(Z_T)}$ ,  $f_{3\text{дБ}}^{(Z_T)}$  (а) и  $|\Delta Z_T|$  (б) от частотной переменной  $\sqrt{[(X_0)/(2\pi)^2]} \cdot 10^{-9}$  ( $R_f = 200$  Ом,  $R_L = 50$  Ом)

Как видно, в окрестности точки  $f_0=0$  получаем значения  $L_f$  около 1,4-1,6 нГн, соответствующие малой неравномерности АЧХ  $\Delta Z_T$  (т.е. плоской АЧХ трансимпеданса), при этом полоса пропускания составляет около 19 ГГц. При увеличении  $f_0$  наблюдаем увеличение значения индуктивности и неравномерности АЧХ, а также расширение полосы пропускания.

Изменение формы АЧХ трансимпеданса при этом показано на рисунке 56. С ростом  $L_f$  в области верхних частот наблюдается подъём  $|Z_T|$ , т.е. АЧХ приобретает положительный наклон, а также расширяется полоса пропускания.

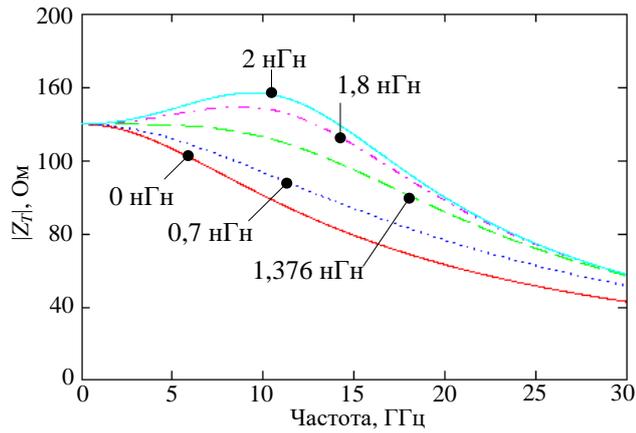


Рисунок 56 – Семейство АЧХ трансимпеданса при разных значениях  $L_f$  ( $R_f = 200$  Ом)

В таблице 19 приведено соответствие величин  $L_f^{(Z_T)}$  и  $f_{3дБ}^{(Z_T)}$  для значений сопротивления ООС  $R_f=200$  Ом и  $R_f=150$  Ом.

Таблица 19 – Соответствие величины корректирующей индуктивности и полосы пропускания КМОП-инвертора для двух значений  $R_f$

	$R_f = 200$ Ом	$R_f = 150$ Ом
$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	
0	10,4	13,7
0,7	13,6	23
1,376	19,03	26,5
1,8	20,07	26,6
2	21,2	26,7

Как видно, при  $R_f=200$  Ом с ростом индуктивности  $L_f$  до значения около 1,4 нГн наблюдается резкое увеличение полосы пропускания, после чего прирост полосы становится медленным. Это говорит о том, что нет необходимости использовать индуктивности величиной больше 2 нГн, так как дальнейшее расширение полосы будет сопровождаться увеличением неравномерности АЧХ трансимпеданса (рисунок 56).

При  $R_f=150$  Ом для тех же значений  $L_f$  полоса пропускания будет шире, но коэффициент трансимпедансного усиления уменьшится.

В таблицах 20 и 21 для двух значений емкости ФД  $C_{PD}=0$  фФ и  $C_{PD}=150$  фФ приведена более подробная информация, а именно, представлены рассчитанные для  $R_L=50$  Ом и  $R_L=100$  Ом,  $R_f=200$  Ом и  $R_f=150$  Ом значения параметров КМОП-инвертра, соответствующие АЧХ трансимпеданса  $|Z_T(f)|$  различной формы. Здесь приняты следующие обозначения:  $SL$  - наклон АЧХ (оценивается в полосе 0,1-10 ГГц);  $|\delta Z_T|$  и  $\delta \tau_Z$  - относительные неравномерности АЧХ и ГВЗ КТУ в полосе пропускания. Заметим, что величина наклона  $SL$  АЧХ приведена в единицах %/ГГц (процент/гигагерц), она показывает, на сколько процентов изменяется абсолютная величина  $|Z_T(f)|$  (в омах или килоомах) при изменении частоты  $f$  на один ГГц; при расчете  $SL$  АЧХ  $|Z_T(f)|$  в

линейном масштабе частоты была аппроксимирована прямой линией в диапазоне 0,1-10 ГГц (положительное значение  $SL$  отвечает нарастающей АЧХ, а отрицательное - спадающей АЧХ). Нужно указать, что при  $R_f=200$  Ом решение уравнения (120) существует не при всех величинах  $f_0$ , пустые клетки в таблицах 20 и 21 обозначают отсутствие решения.

Таблица 20 – Параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|Z_T(f)|$  с разным наклоном ( $R_L = 50$  Ом,  $R_L = 100$  Ом,  $R_f = 150$  Ом,  $R_f = 200$  Ом,  $C_{PD} = 0$  фФ)

$f_0$ , ГГц	$R_L = 50$ Ом									
	$R_f = 200$ Ом ( $ Z_{T0} =140$ Ом)					$R_f = 150$ Ом ( $ Z_{T0} =100$ Ом)				
	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$SL^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$SL^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс
0	1,376	19	-5	31,2	1,6	0,76	25,3	-2	32,8	1,2
9	1,8	20,7	+6	32,7	0,28	0,86	26,7	+1,5	34,2	0,85
11	2,6	21,6	+31	34,7	2,1	0,95	27,5	+4,2	35	0,5
12	-	-	-	-	-	1	28	+6,2	35,9	0,4
14,5	-	-	-	-	-	1,25	29,4	+16	38,7	0,3
14,85	-	-	-	-	-	1,8	29,4	+45	39,2	3,1
$f_0$ , ГГц	$R_L = 100$ Ом									
	$R_f = 200$ Ом ( $ Z_{T0} =154$ Ом)					$R_f = 150$ Ом ( $ Z_{T0} =113$ Ом)				
	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$SL^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$SL^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс
0	1,2	22,1	-3	33,5	1,3	0,66	29,1	-1,1	35,9	1
9	1,282	22,8	+0,9	34,4	1,1	0,72	30,7	+0,8	38,5	1
12	1,92	25,5	+18,3	40	0,15	0,79	32,1	+3,2	41	1
14,5	-	-	-	-	-	0,93	34	+7,9	44,8	0,93
16,5	-	-	-	-	-	1,35	35,6	+26,1	48,9	0,65

Таблица 21 – Параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|Z_T(f)|$  с разным наклоном ( $R_L = 50$  Ом,  $R_L = 100$  Ом,  $R_f = 150$  Ом,  $R_f = 200$  Ом,  $C_{PD} = 150$  фФ)

$f_0$ , ГГц	$R_L = 50$ Ом									
	$R_f = 200$ Ом ( $Z_{T0}=140$ Ом)					$R_f = 150$ Ом ( $Z_{T0}=100$ Ом)				
	$L_f$ , нГн	$f_{3дБ}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс	$L_f$ , нГн	$f_{3дБ}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс
0	2,2	13,2	-16,5	31,3	2,7	1,25	17,9	-6,9	33,2	2
6	2,77	15,4	-7,4	37,9	2,03	1,4	18,9	-2,5	34,7	1,4
7,5	3,8	15,1	+6,1	34,6	2,5	1,5	19,5	+1,5	35,9	1,1
9	-	-	-	-	-	1,8	20,2	+10,1	37,1	0,1
10	-	-	-	-	-	2,2	20,8	+26,7	39,1	1,8
$f_0$ , ГГц	$R_L = 100$ Ом									
	$R_f = 200$ Ом ( $Z_{T0}=154$ Ом)					$R_f = 150$ Ом ( $Z_{T0}=113$ Ом)				
	$L_f$ , нГн	$f_{3дБ}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс	$L_f$ , нГн	$f_{3дБ}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс
0	1,8	18,9	-7,8	41,8	3,2	1	24,5	-2,8	44,3	2,6
6	2	19	-3	40,8	2,2	1,08	25,6	+0,9	46,8	2,6
8	2,3	20,1	+4,7	44,2	1,9	1,13	26,6	+1,2	49,5	2,9
9	2,7	20,8	+14,8	46,7	0,95	1,2	27,3	+3,1	51,2	2,9
11	-	-	-	-	-	1,4	29,2	+10,8	56,3	2,8
12	-	-	-	-	-	1,6	30,2	+22,1	59,1	2,1

На рисунках 57 и 58 для КМОП-инвертора представлены рассчитанные формы АЧХ  $|Z_T(f)|$  с разным наклоном и соответствующие ЧХ ГВЗ  $\tau_z$ ;  $C_{PD}=150$  фФ,  $R_L=50$  Ом;  $R_f = 200$  Ом и  $R_f = 150$  Ом.

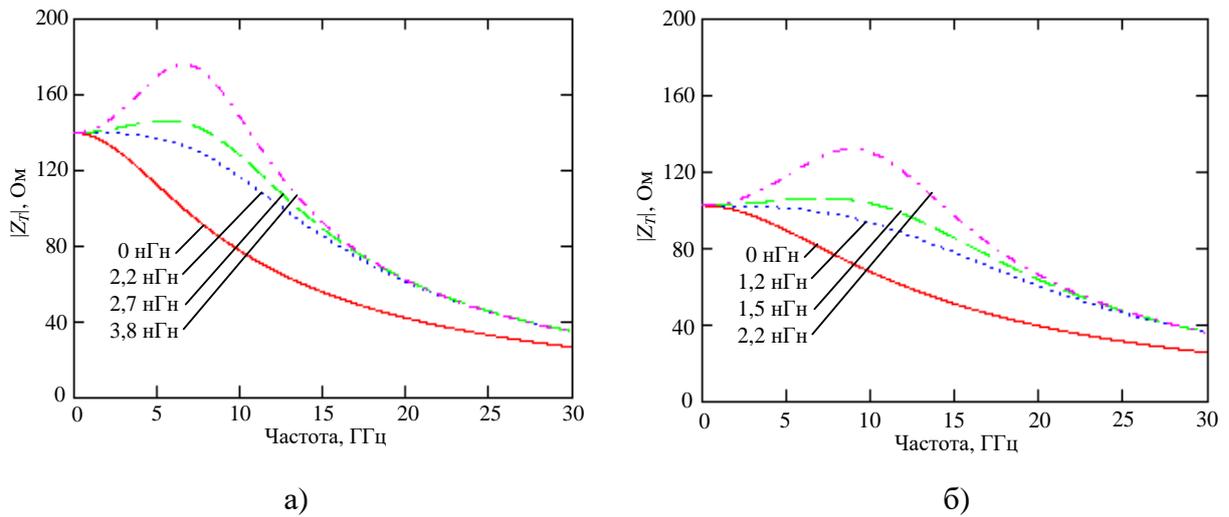


Рисунок 57 – Рассчитанные формы АЧХ  $|Z_T(f)|$  КМОП-инвертора ( $C_{PD}=150$  фФ,  $R_L=50$  Ом): а)  $R_f=200$  Ом; б)  $R_f=150$  Ом

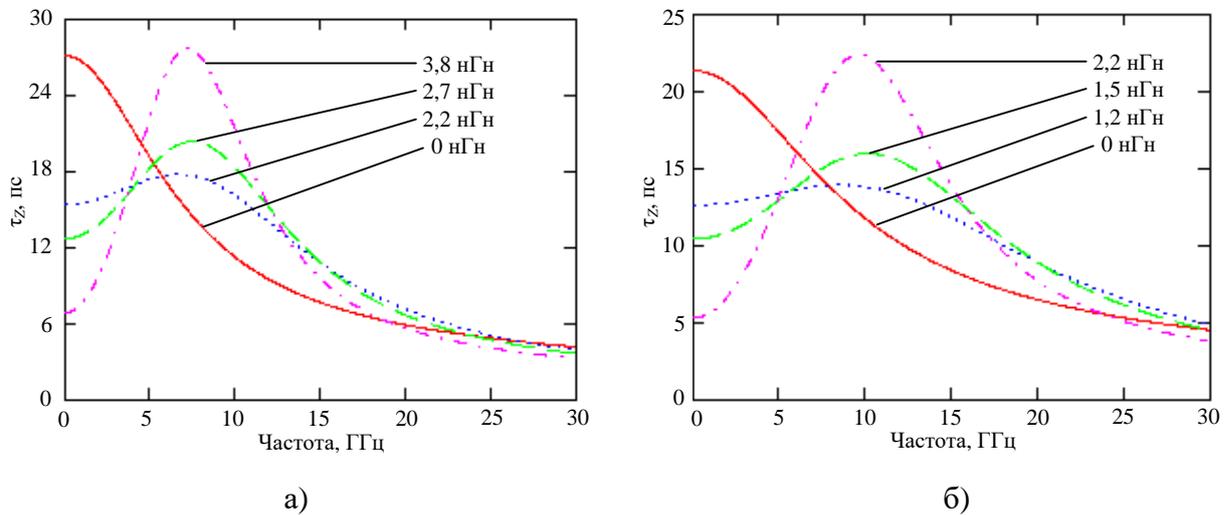


Рисунок 58 – Рассчитанные формы  $\tau_z$  КМОП-инвертора ( $C_{PD}=150$  фФ,  $R_L=50$  Ом): а)  $R_f=200$  Ом; б)  $R_f=150$  Ом

Важно отметить (см. таблицы 20 и 21), что при уменьшении сопротивления ООС  $R_f$  гораздо меньшими становятся величины индуктивности ООС  $L_f$ , необходимые для обеспечения одного и того же наклона АЧХ  $|Z_T(f)|$ . Таким образом, чем будет меньше коэффициент усиления  $Z_{T0}$  каскада КМОП-инвертора, тем меньше используемые в нем величины индуктивностей ООС.

Отсюда вытекают следующие выводы:

а) при проектировании интегрального каскада ТИУ с меньшей величиной КТУ  $Z_{T0}$  будет меньше площадь ИС из-за меньших величин индуктивностей;

б) в то же время в многокаскадном ТИУ для реализации заданного общего КТУ при меньших индуктивностях потребуется большее число каскадов, т.е. общая площадь ИС может возрасти.

Таким образом, существует некоторое компромиссное соотношение между общим КТУ ИС многокаскадного ТИУ и величиной применяемых в ней интегральных катушек индуктивности.

Можно также заметить, что при увеличении нагрузки  $R_L$  одинаковые наклоны АЧХ реализуются при меньших величинах индуктивности  $L_f$ .

Как уже отмечалось, в любом случае индуктивность катушки  $L$  в ИС должна удовлетворять неравенству  $L < L_{\max}$ , где  $L_{\max}$  - рекомендуемая максимально реализуемая индуктивность катушки в используемой интегральной КМОП-технологии на рабочих частотах ТИУ.

***Получение семейств АЧХ коэффициента усиления по напряжению с разным наклоном.***

В КМОП-инверторе АЧХ коэффициента усиления по напряжению с разным наклоном могут быть получены аналогичным способом, но при этом используются выражения (122) и (123). На рисунке 59 показаны зависимости от частоты  $f_0$  величины корректирующей индуктивности  $L_f^{(K_U)}$  и неравномерности АЧХ КУН  $|\Delta K_U|$ . Сопротивление обратной связи  $R_f = 200$  Ом, сопротивление нагрузки  $R_L = 50$  Ом.

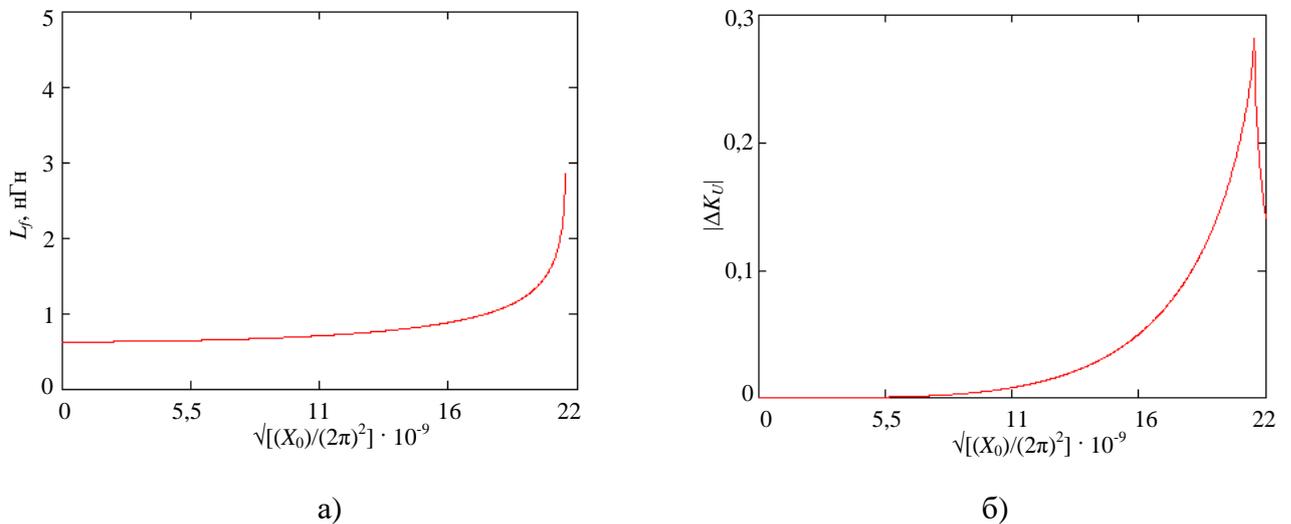


Рисунок 59 – Демонстрация изменения  $L_f^{(K_U)}$  (а) и  $|\Delta K_U|$  (б) от  $\sqrt{[(X_0)/(2\pi)^2]} \cdot 10^{-9}$   
( $R_f = 200$  Ом,  $R_L = 50$  Ом)

В таблице 22 представлены параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|K_U(f)|$  с разным наклоном.

На рисунках **Ошибка! Источник ссылки не найден.** и **Ошибка! Источник ссылки не найден.** представлены рассчитанные АЧХ  $|K_U(f)|$  КМОП-инвертора и  $\tau_K$  (ГВЗ) для  $C_{PD}=0$  фФ,  $R_L=50$  Ом,  $R_f = 200$  Ом и  $R_f = 150$  Ом.

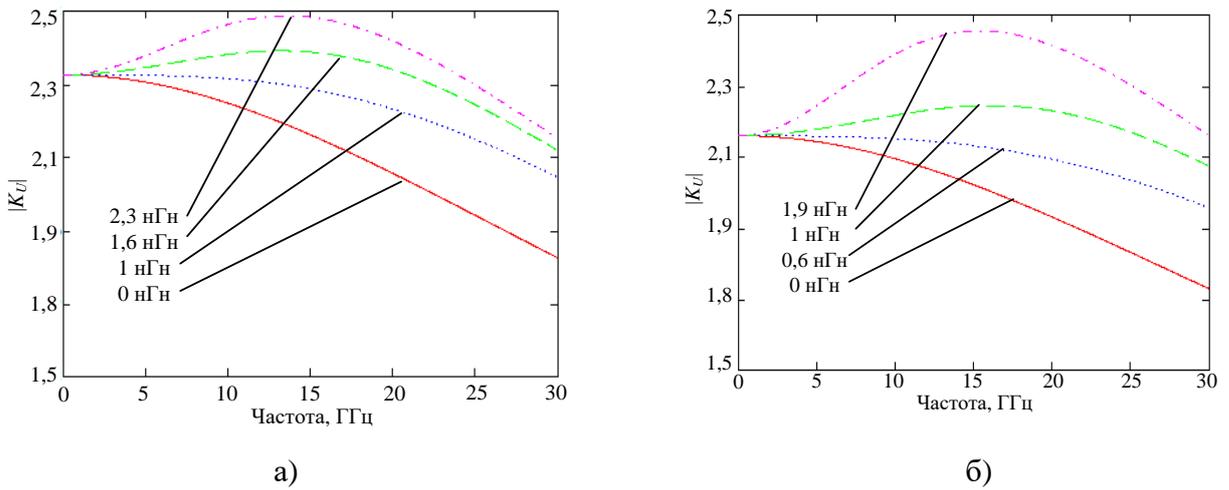


Рисунок 60 – Рассчитанные семейства АЧХ  $|K_U(f)|$  КМОП-инвертора с разным наклоном ( $C_{PD}=0$  фФ,  $R_L=50$  Ом): а)  $R_f = 200$  Ом; б)  $R_f = 150$  Ом

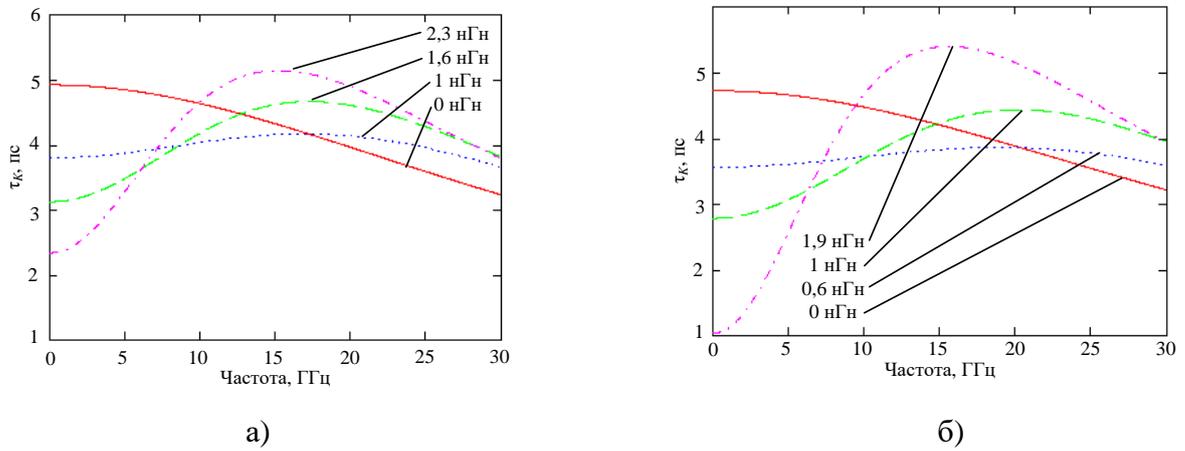


Рисунок 61 – Рассчитанные ЧХ  $\tau_K$  КМОП-инвертора ( $C_{PD}=0$  фФ,  $R_L=50$  Ом): а)  $R_f = 200$  Ом; б)  $R_f = 150$  Ом

Таблица 22 – Параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|K_U(f)|$  с разным наклоном ( $R_L = 50$  Ом,  $R_L = 100$  Ом,  $R_f = 150$  Ом,  $R_f = 200$  Ом,  $C_{PD} = 0$  фФ)

$f_0$ , ГГц	$R_L = 50$ Ом									
	$R_f = 200$ ( $K_{U0}=2,32$ )					$R_f = 150$ ( $K_{U0}=2,15$ )				
	$L_f$ , нГн	$f_{злб}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta K_U $ , %	$\delta\tau_K$ , пс	$L_f$ , нГн	$f_{злб}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta K_U $ , %	$\delta\tau_K$ , пс
0	1,03	$\approx 48$	-0,3	29,7	1,3	0,631	$\approx 53$	-0,2	29,6	1,2
12	1,3	$\approx 48,3$	+0,9	29,4	1	0,731	$\approx 53,5$	+0,5	29,6	1
15	1,6	$\approx 48,3$	+2,4	29,2	0,75	0,81	$\approx 53,8$	+1,1	29,5	0,9
17	2,35	$\approx 48,6$	+6,2	29,4	0,003	0,91	$\approx 53,8$	+1,9	29,3	0,7
18	-	-	-	-	-	0,99	$\approx 54$	+2,6	29,3	0,6
21,1	-	-	-	-	-	1,8	$\approx 54,3$	+9,8	29,4	0,8
21,2	-	-	-	-	-	1,9	$\approx 54,3$	+10,7	29,4	1
21,5	-	-	-	-	-	3	$\approx 54,2$	+18	29,5	3
$f_0$ , ГГц	$R_L = 100$ Ом									
	$R_f = 200$ ( $K_{U0}=3,4$ )					$R_f = 150$ ( $K_{U0}=3,1$ )				
	$L_f$ , нГн	$f_{злб}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta K_U $ , %	$\delta\tau_K$ , пс	$L_f$ , нГн	$f_{злб}$ , ГГц	$SL$ , %/ГГц	$\delta K_U $ , %	$\delta\tau_K$ , пс
0	1,24	$\approx 34$	-0,97	29,7	1,6	0,75	$\approx 38,5$	-0,5	29,8	1,5
12	1,99	$\approx 34,5$	+4,1	29,3	0,7	0,96	$\approx 38,8$	+1,7	29,1	1
14	5	$\approx 34,5$	+18	29,6	3,3	1,1	$\approx 39$	+3,5	28,9	0,72
16,5	-	-	-	-	-	1,77	$\approx 39,5$	+11,1	29,3	0,68
17	-	-	-	-	-	2,9	$\approx 39,5$	+22,6	29,6	3,3

Таким образом, показано, что представленная методика проектирования СВЧ усилительных каскадов интегральных сверхширокополосных усилителей и ТИУ на основе компьютерного символьного анализа и модифицированного метода Брауде позволяет получать семейства АЧХ коэффициента усиления с разными величинами наклона в выбранном частотном диапазоне. Это дает возможность разрабатывать усилительные каскады, корректирующие частотные искажения определенных компонентов приемной или передающей системы – например, для компенсации спада с возрастанием частоты АЧХ длинного входного коаксиального кабеля, влияния емкости фотодиода в оптических приемниках, взаимной коррекции АЧХ в многокаскадных усилителях и т.п.

## **2.7 Проектирование многокаскадных СВЧ ТИУ с противозумовой коррекцией для оптических приемников**

Как отмечалось в пп. 1.3, 1.5 и 1.6, перспективным способом уменьшения шумов и повышения чувствительности СВЧ оптических приемников является применение противозумовой коррекции. В п. 1.6 рассмотрены используемые схемные решения и практические разработки интегральных СВЧ ОПРМ и многокаскадных ТИУ с ПШК. Однако до сих пор в известной литературе нет сведений о систематических подходах и способах проектирования таких устройств. Описанная в п. 2.6 методика расчета СВЧ усилительных каскадов ТИУ с заданным наклоном частотных характеристик коэффициента усиления, базирующаяся на модифицированном методе Брауде, может служить основой для создания такого подхода.

В настоящем подразделе предлагается методика проектирования многокаскадных интегральных СВЧ ТИУ с противозумовой коррекцией, позволяющая распределить функцию компенсации влияния емкости фотодиода между усилительными каскадами и аналитически рассчитать цепи индуктивной коррекции из условия компромисса между требованиями практической реализуемости, занимаемой площадью на подложке и величиной эквивалентного входного шумового тока оптического приемника.

### **2.7.1 Расчетные соотношения и общее описание методики**

*Структурная схема усилителя и расчетные соотношения.* Структурная схема рассматриваемого N-каскадного ТИУ приведена на рис. 62а. Предполагается, что в цепях обратной связи усилительных каскадов ТИУ применена индуктивная коррекция. В качестве такого усилительного каскада может быть использован, например, КМОП-инвертор (рис. 63б).

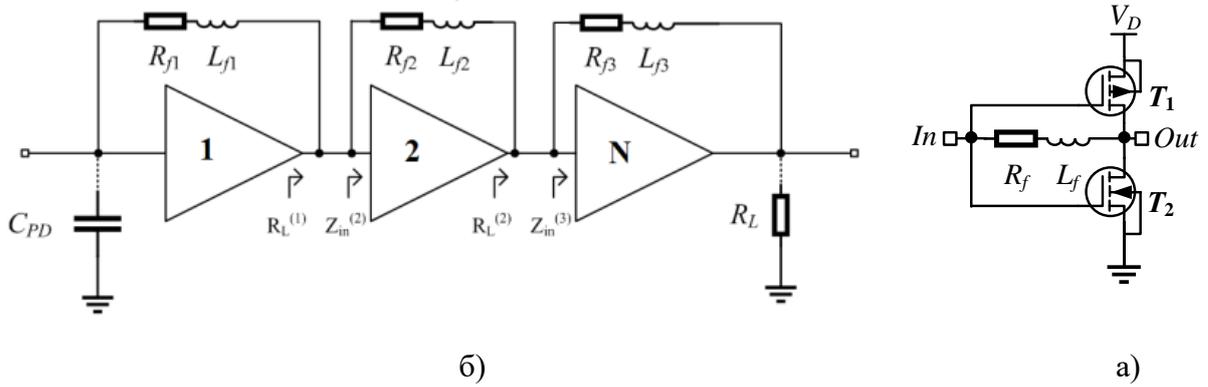


Рисунок 64 – а) Структурная схема N-каскадного ТИУ; б) принципиальная схема каскада ТИУ на основе КМОП-инвертора с ООС;

Предлагаемая методика проектирования многокаскадных СВЧ ТИУ базируется на следующих формулах, позволяющих определить коэффициент трансимпедансного усиления (КТУ)  $Z_{T\Sigma}$ , ГВЗ КТУ  $\tau_{Z\Sigma}$  и флуктационный входной шумовой ток  $\overline{i_{n\Sigma}^-}$  всего  $N$ -каскадного усилителя с подключенным на входе ФД по характеристикам отдельных усилительных каскадов и ФД:

$$Z_{T\Sigma} = Z_{T1}(C_{PD}, Z_{in2}) \cdot \prod_{i=2}^N K_{Ui}(Z_{in,i+1}); \quad (124)$$

$$\tau_{Z\Sigma} = \tau_{Z1}(Z_{in2}) + \sum_{i=2}^N \tau_{Ui}(Z_{in,i+1}); \quad (125)$$

$$\overline{i_{n\Sigma}^-}^2 = 4kT_0\Delta f \cdot R_n |j\omega C_{PD} - Y_{Sn}|^2, \quad (126)$$

где  $Z_{T1}$  и  $\tau_{Z1}$  – соответственно КТУ и ГВЗ КТУ 1-го каскада ТИУ с подключенным ФД;  $K_{Ui}$ ,  $\tau_{Ui}$  и  $Z_{in,i}$  – соответственно коэффициент усиления по напряжению (КУН), ГВЗ КУН и входной импеданс  $i$ -го каскада ( $i=2, 3, \dots, N$ );  $Z_{in,N+1} = R_L$  – нагрузка  $N$ -го каскада, т.е. ТИУ;  $R_n$  и  $Y_{Sn}$  – соответственно шумовое сопротивление и оптимальный импеданс источника сигнала, при котором достигается минимальный коэффициент шума ТИУ при отсутствии ФД (это так называемые стандартные шумовые параметры ТИУ как четырехполюсника);  $C_{PD}$  – емкость ФД;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_0$  – абсолютная температура среды;  $\Delta f$  – шумовая полоса, обычно равная 1 Гц. Из эквивалентного входного шумового тока  $\overline{i_{n\Sigma}^-}$  могут быть рассчитаны также такие важные характеристики ОПРм, как интегральные по полосе пропускания входной шумовой ток  $\overline{i_{n\Sigma\_in}^{rms}}$  и выходное напряжение  $\overline{u_{n\Sigma\_out}^{rms}}$ , электрическая  $I_{sens}$  и оптическая  $P_{sens}$  чувствительности ОПРм.

Согласно (124), для обеспечения плоской АЧХ КТУ  $|Z_{T\Sigma}(f)|$  многокаскадного ТИУ в полосе частот  $[f_L, f_U]$  нужно контролировать формы АЧХ КТУ  $|Z_{T1}(f)|$  первого каскада с подключенным ФД и АЧХ КУН  $|K_{U_i}(f)|$  остальных каскадов. Формула (125) позволяет определить ГВЗ  $\tau_{\Sigma}$  всего усилителя по ГВЗ  $\tau_{Z1}$  и  $\tau_{U_i}$  отдельных каскадов, а формула (126) – шумовой ток  $\overline{i_{n\Sigma}}$  по стандартным шумовым параметрам ТИУ.

Задача проектирования заключается в достижении компромисса между величинами КТУ и шумового тока ОПРм при условии удобной реализации ТИУ в виде ИС (точнее говоря, желательно использовать минимально возможные величины индуктивностей катушек в усилительных каскадах для минимизации общей площади и стоимости ИС).

Сначала приведем основную идею методики. Если начать расчет с 1-го каскада, то точно неизвестна его нагрузка, а именно, импеданс 2-го каскада. Поэтому расчет проведем в следующей последовательности. Вначале приближенно определим входной импеданс  $Z_{in2}(f)$  2-го каскада с целью определения нагрузки 1-го каскада. После выполняется расчет 1-го каскада, затем последнего ( $N$ -го) каскада, а далее каскады с последовательно убывающими номерами  $N-1, N-2, N-3$  и т.д. рассчитываются, начиная с предпоследнего, в сторону входа усилителя, в конце более точно осуществляется расчет 2-го каскада.

#### ***Методика расчёта многокаскадного СВЧ ТИУ с ПШК***

1. В качестве исходных данных для расчета СВЧ ТИУ задать: верхнюю граничную частоту полосы пропускания  $f_U$ , коэффициент трансимпедансного усиления (КТУ)  $Z_{T\Sigma-0}$  на постоянном токе, входной шумовой ток  $\overline{i_{n\Sigma}}$ .
2. Первоначально необходимо построить упрощенную масштабируемую ЭС для активных элементов по выбранной технологии, исходя из измеренных или смоделированных S-параметров транзисторов для нескольких значений ширин затворов и режимов работы.
3. Выбрать принципиальную схему входного и последующих усилительных каскадов СВЧ ТИУ, задать начальные значения ширин транзисторов и промоделировать в САПР их режим работы по постоянному току. На основе полученных рабочих точек активных элементов и выбранных принципиальных составить схемы замещения усилительных каскадов, с использованием программы символьного анализа сгенерировать схемные функции  $Z_T(p)$ ,  $K_U(p)$ ,  $Z_{in}(f)$  и  $Z_{out}(p)$ .
4. С использованием методики (п. 1.6) на основе модифицированного метода Брауде рассчитать корректирующие элементы и характеристики каскадов СВЧ ТИУ с разным наклоном АЧХ для нескольких значений сопротивлений нагрузок  $R_L$  и обратной связи  $R_f$ . При этом для входного каскада составляется таблица параметров, соответствующая АЧХ

$|Z_T(f)|$  с разным наклоном с учётом ёмкости фотодиода  $C_{PD}$  для нескольких значений  $R_L$  и  $R_f$ . Для второго и последующих каскадов составляется таблица параметров, соответствующая АЧХ  $|K_U(f)|$  с разным наклоном для нескольких значений  $R_L$  и  $R_f$ .

5. Значение нагрузки первого каскада выбирается эмпирически путём оценки входного сопротивления второго каскада СВЧ ТИУ. Для первого каскада необходимо найти компромисс между шумовым током  $\overline{i_{n\Sigma}}$ , полосой пропускания и усилением (КТУ). При этом величина шумового тока тем меньше, чем больше сопротивление резистора обратной связи  $R_f$ . Для выбранного  $R_f$  выполняем расчёт корректирующей индуктивности  $L_f$  для выравнивания АЧХ трансмеданса. В полной компенсации ёмкости фотодиода в первом каскаде нет необходимости, поэтому выбираем значение  $L_f$ , исходя из частичной компенсации. Определяем наклон АЧХ трансимпеданса, который необходимо компенсировать в последующих каскадах.
6. Рассчитываем окончательный N-й каскад, нагруженный на нагрузку 50 Ом, при этом принимаем, что проводимость по входу равна  $Y_s=0$ . Рассчитываем  $R_f$  по заданному трансимпедансу  $Z_{T0}$ . Выбираем из таблицы (п. 3) индуктивность, соответствующая определённому наклону АЧХ  $K_U$ .
7. В (N-1)-ом каскаде также принимаем входную проводимость равной  $Y_s=0$ , при этом нагрузкой будет входное сопротивление  $Z_{in}$  N-го каскада. Далее производится расчет семейства АЧХ  $K_U$  в зависимости от индуктивности  $L_f$  обратной связи. Выбирается значение индуктивности, соответствующее необходимому положительному наклону АЧХ  $K_U$ .
8. Аналогично выполняется расчет оставшихся каскадов с (N-2)-го до второго.

Рассчитываем трансимпеданс  $|Z_{T\Sigma}|$ , ГВЗ  $\tau_{\Sigma\Sigma}$  и эквивалентный шумовой ток  $\overline{i_{n\Sigma}}$  всего усилителя по формулам (102)-(104).

9. Далее по необходимости выполняется оптимизация значений элементов и размеров транзисторов для получения наилучшего компромисса между характеристиками. В случае недостижения требуемых характеристик необходимо выбрать другое схемное решение (п. 3) или другую технологию (п. 2). При достижении требуемых характеристик СВЧ ТИУ выполняется разработка топологии ИС и финальное моделирование в САПР.

### 2.7.2. Проектирование многокаскадного ТИУ с ПШК на основе КМОП-инверторов

Предлагаемую методику поясним на примере проектирования многокаскадного ТИУ, в каждом каскаде которого используется одна и та же схема КМОП-инвертора с цепью параллельной ООС (рисунок 656). В этой схеме уровни КТУ  $Z_T$  и КУН  $K_U$  зависят от

сопротивления ООС  $R_f$ , а АЧХ КТУ и КУН различной формы могут быть получены путем изменения корректирующей индуктивности ООС  $L_f$ .

В качестве исходных данных зададим следующие требования к оптическому приемнику: верхняя граничная частота полосы пропускания  $f_U \geq 15 \text{ ГГц}$ ; коэффициент трансимпедансного усиления (КТУ)  $Z_{T\Sigma-0}$  на нулевой частоте не менее 600 Ом (т.е.  $Z_{T\Sigma-0} \geq Z_{T\Sigma}^- = 600 \text{ Ом}$ ); входной шумовой ток  $\left| \overline{i_{n\Sigma}} \right|$  не более  $20 \text{ пА}/\sqrt{\text{Гц}}$ ; нагрузка ТИУ  $R_L = 50 \text{ Ом}$ . Требуемое число каскадов ТИУ определяется в результате расчета.

Структура трансимпедансного усилителя с ПШК показана на рис. 65

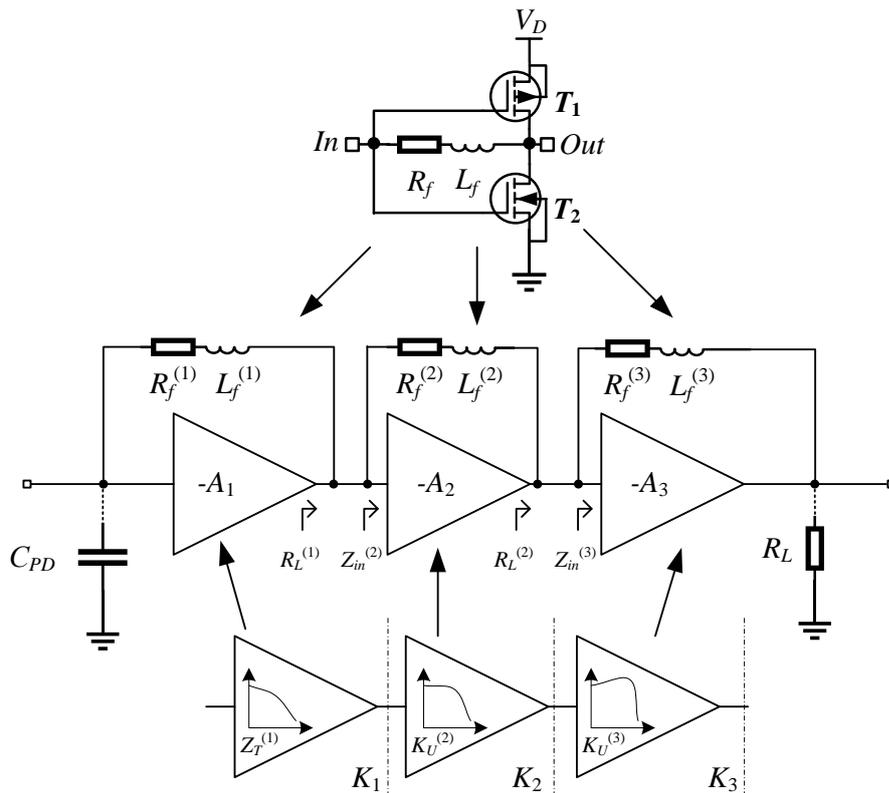
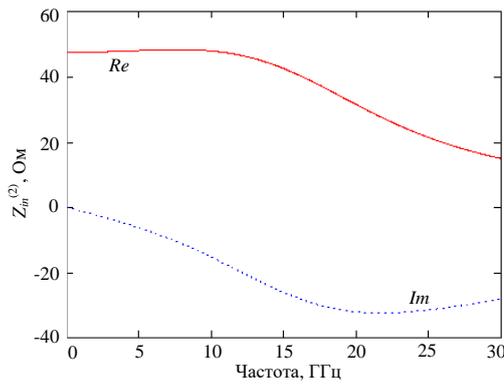


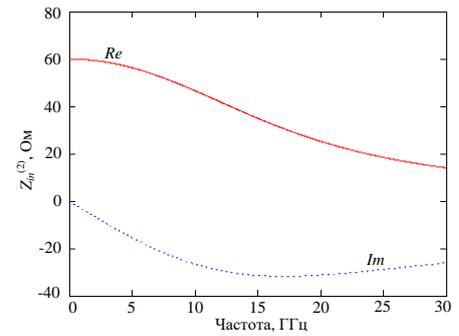
Рисунок 65 – Структура трансимпедансного усилителя с ПШК

Порядок расчёта СВЧ ТИУ следующий.

1. Принимая во внимание входное активное сопротивление второго каскада (рисунок 66), выберем нагрузку для первого каскада:  $R_L^{(1)} \approx Z_{in}^{(2)} \approx 50 \text{ Ом}$ . Полагаем, что на входе ёмкость фотодиода  $C_{PD} = 150 \text{ фФ}$ .



а)



б)

Рисунок 66 –  $Z_{in}^{(2)}$  второго каскада для  $R_f^{(2)} = 150$  Ом (а) и  $R_f^{(2)} = 200$  Ом (б)  
( $L_f^{(2)} = 1$  нГн)

Для обеспечения трансимпеданса схемы каскада  $Z_T^{(1)} = 140$  Ом необходимо сопротивление  $R_f$  обратной связи 200 Ом, к тому же выбранное значение  $R_f$  позволяет обеспечить шумовой ток на входе порядка  $11$  пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$ , учитывая ёмкость фотодиода  $C_{PD}$  (рисунок 67).

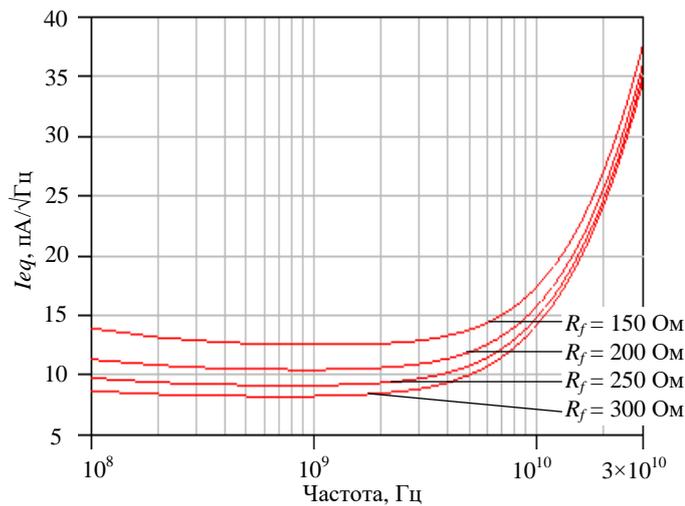


Рисунок 67 – Шумовой ток  $I_{eq}$  на входе первого каскада

$$(C_{PD} = 150 \text{ фФ}, R_L^{(1)} \approx 50 \text{ Ом})$$

Согласно рисунку 67, с увеличением сопротивления обратной связи, шумовой ток уменьшается, но при этом надо принимать во внимание, что сокращается полоса пропускания, увеличивается неравномерность АЧХ в требуемой полосе пропускания (рисунок 57) которую в дальнейшем тяжело компенсировать, а значения корректирующих индуктивностей увеличиваются.

Так как необходимо получить общий  $Z_T^{(1)}$  более 600 Ом, коэффициент усиления во втором и третьем каскадах должен быть не менее 2,1, так как  $Z_{T\Sigma} = Z_{T1} K_{U2} K_{U2} = 140 \cdot 2,1 \cdot 2,1 \approx 617$  Ом.

На рисунке 68а представлена зависимость  $L_f(C_{PD})$ , которая показывает на сколько необходимо увеличить значение корректирующей индуктивности для обеспечения плоской частотной характеристики  $Z_T^{(1)}$  с увеличением ёмкости фотодиода в каскаде ТИУ выполненного

по схеме инвертора. Для  $C_{PD} = 150$  фФ необходима корректирующая индуктивность 2 нГн для обеспечения плоской АЧХ  $Z_T^{(1)}$ , но так как в первом каскаде в полной компенсации ёмкости фотодиода нет необходимости выбрали индуктивность 1 нГн. На рисунке 68б представлен график изменения нормированной АЧХ  $Z_T^{(1)}$  без индуктивности и с индуктивностью. После введения коррекции наклон нормированной АЧХ  $Z_T^{(1)}$  изменился с -45 % до -34% в полосе 10 ГГц, тем самым мы частично скомпенсировали ёмкость фотодиода.

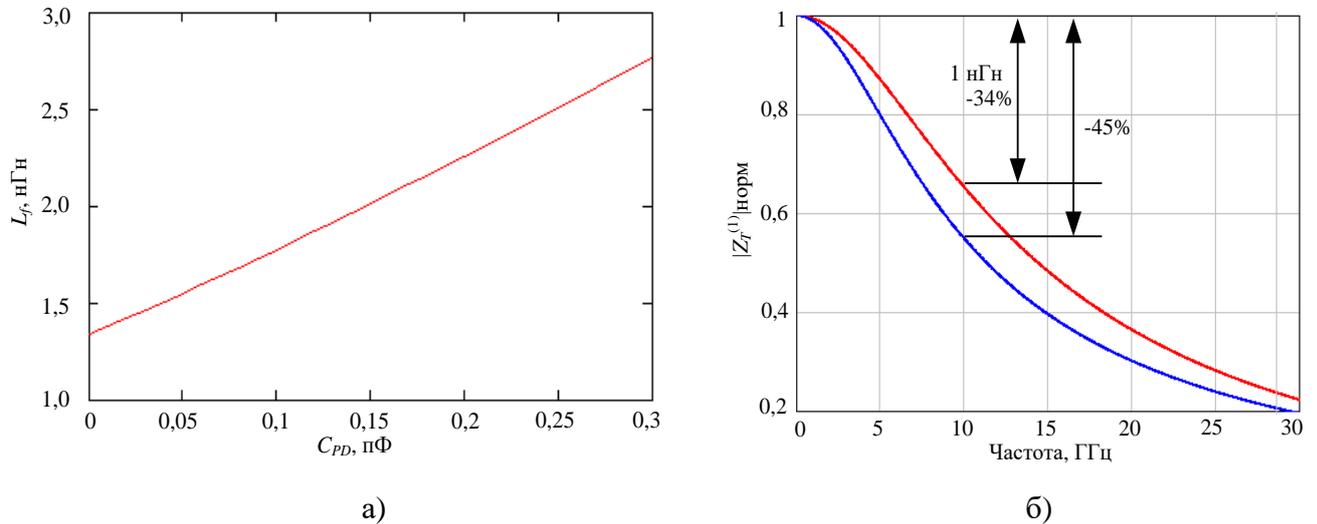


Рисунок 68 – а) Зависимость  $L_f(C_{PD})$  ( $R_f^{(1)} = 200$  Ом) для первого каскада;

б) АЧХ  $Z_T^{(1)}$  для  $L_f^{(1)} = 1$  нГн

Для того, чтобы выполнить полную компенсацию наклона АЧХ  $Z_T^{(1)}$  необходимо чтобы общая АЧХ последующих каскадов имела неравномерность в полосе 10 ГГц +34%.

2. В третьем каскаде нагрузкой будет  $R_L^{(3)} = 50$  Ом. Требования к трансимпедансу третьего каскада можно несколько снизить в счёт расширения полосы и для обеспечения  $Z_T^{(3)} = 100$  Ом необходимо сопротивление  $R_f^{(3)}$  обратной связи 150 Ом, тем самым можно уменьшить итоговую корректирующую индуктивность. При этом, согласно таблице 3 значение  $K_U^{(3)}$  для  $R_f^{(3)} = 150$  Ом равно 2,15. Из таблицы таблице 22 представлены параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|KU(f)|$  с разным наклоном.

3. для третьего каскада выберем значение индуктивности 1,8 нГн соответствующая подъёму АЧХ  $K_U^{(3)}$  на +10% (рисунок 69), следовательно, в втором каскаде необходимо выполнить подъём АЧХ  $K_U^{(2)}$  на +24% .

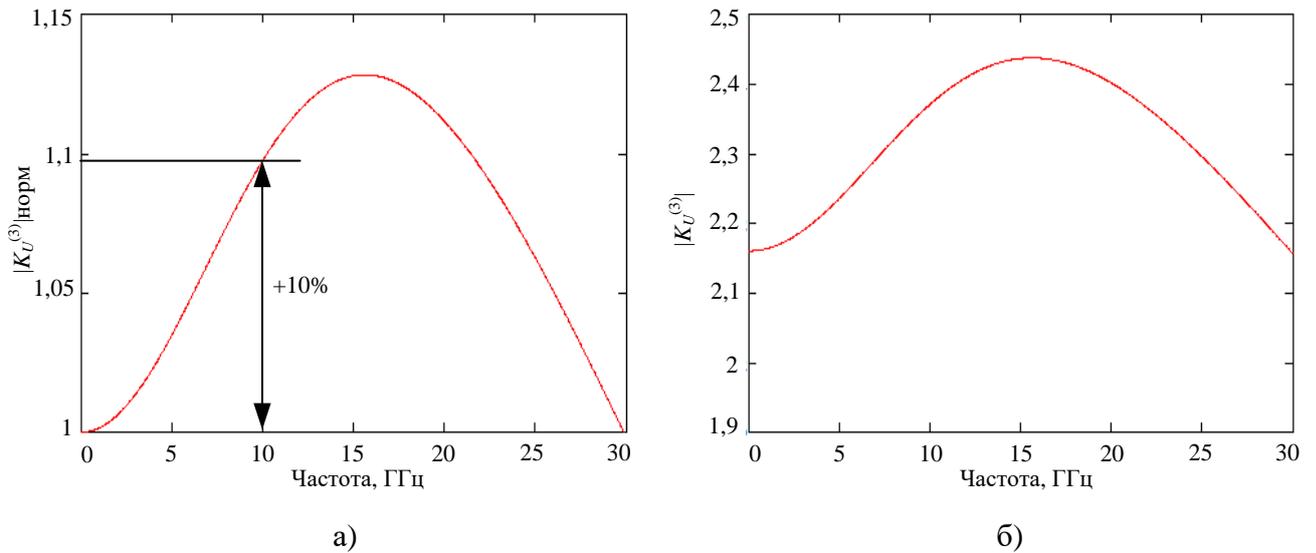


Рисунок 69 – Нормированная АЧХ  $K_U^{(3)}$  (а) и ненормированная (б) для  $L_f^{(3)} = 1,8$  нГн третьего каскада

Для второго каскада нагрузкой будет входное сопротивление третьего каскада  $Z_{in}^{(3)}$ . Для обеспечения  $Z_T^{(2)} = 100$  Ом необходимо сопротивление  $R_f^{(2)}$  обратной связи также 150 Ом, при этом  $K_U^{(2)}$  равно 2,15. Строим семейство АЧХ  $K_U^{(2)}$  для нескольких значений  $L_f^{(2)}$ , по форме которых и неравномерности будем делать свой выбор (рисунок 70).

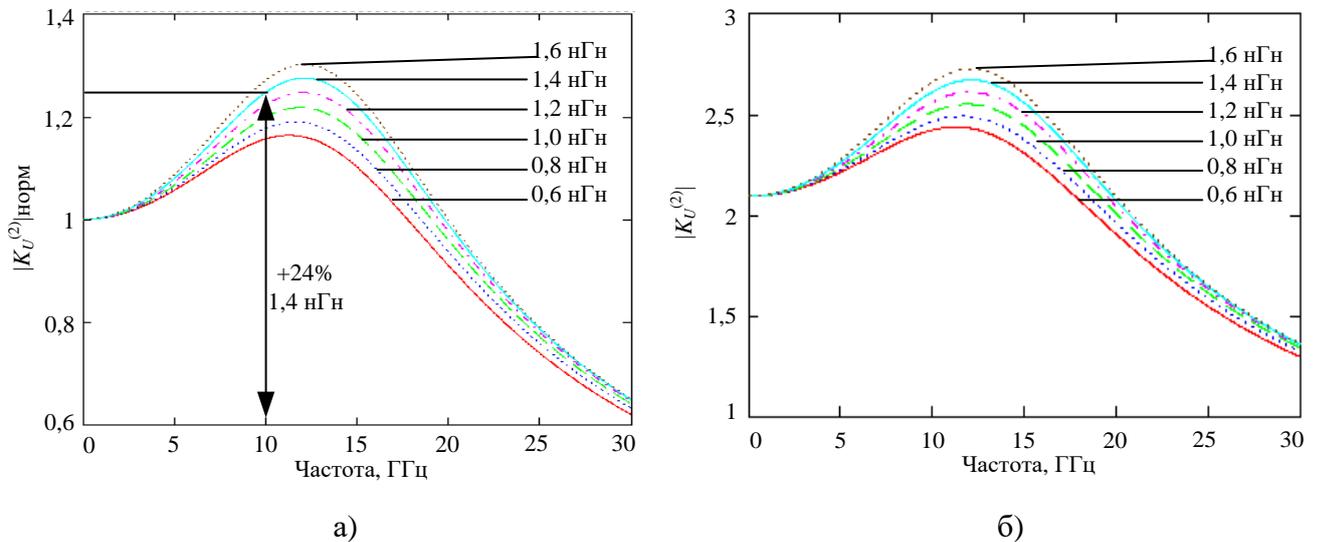


Рисунок 70 – Нормированная (а) и ненормированная (б) АЧХ  $K_U^{(2)}$  при значениях  $L_f^{(2)} = 0,6$  нГн, 0,8 нГн, ... 1,6 нГн для второго каскада ТИУ

Для второго каскада нагрузкой будет входное сопротивление третьего каскада  $Z_{in}^{(3)}$ . Для обеспечения  $Z_T^{(2)} = 100$  Ом необходимо сопротивление  $R_f^{(2)}$  обратной связи 150 Ом, при этом  $K_U^{(2)}$  равно 2,15.

Согласно графику, неравномерность +24% в полосе 10 ГГц достигается значением индуктивности 1,4 нГн.

4. Собираем схему трёхкаскадного ТИУ на основе инверторов и рассчитываем общий  $Z_T$  и ГВЗ (рисунке 65).

Для того чтобы *рассчитать итоговую характеристику  $Z_T$*  для трехкаскадного ТИУ, необходимо выполнить следующую последовательность действий:

1) Рассчитываем входное сопротивление и коэффициент передачи третьего каскада  $Z_{in}^{(3)}$  и  $K_U^{(3)}$  нагруженный на  $R_L=50$  Ом, при этом  $Y_s=0$

2) Рассчитываем  $Z_{in}^{(2)}$  и  $K_U^{(2)}$  второго каскада, учитывая, что нагрузкой является входное сопротивление третьего каскада  $Z_{in}^{(3)}$ , т.е. в выражения для  $Z_{in}^{(2)}$  и  $K_U^{(2)}$  фигурирует  $Z_{in}^{(3)}$

3) Рассчитываем  $Z_T^{(1)}$  первого каскада, учитывая, что на входе ёмкость фотодиода  $C_{PD}$ , а нагрузкой является входное сопротивление второго каскада  $Z_{in}^{(2)}$ . т.е.  $Z_{in}^{(2)}$  фигурирует в  $Z_T^{(1)}$ .

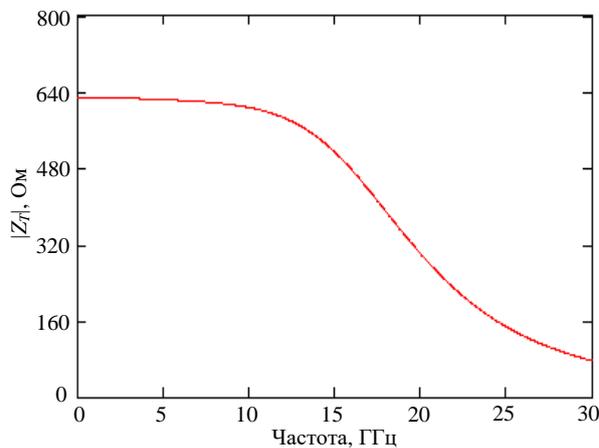
4) Рассчитываем итоговую характеристику 3х каскадного ТИУ:  $Z_T = Z_T^{(1)} K_U^{(2)} K_U^{(3)}$

В таблице 23 представлено распределение значений элементов  $R_f, L_f$  по каскадам.

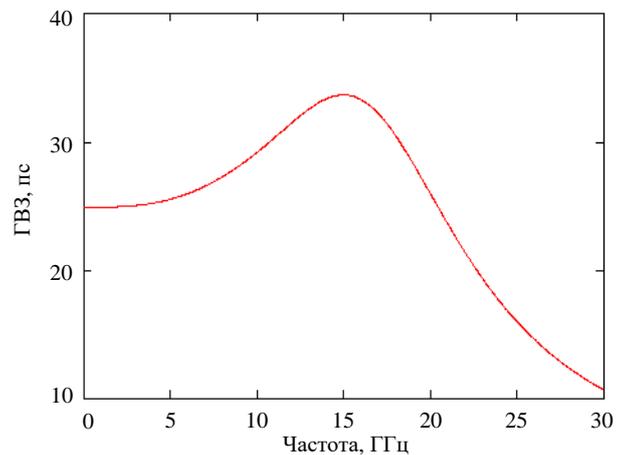
Таблица 23 – Полученные значения  $R_f, L_f$  по заданному  $Z_T$

Расчётный элемент	Первый каскад	Второй каскад	Третий каскад
$R_f$ , Ом	200	150	150
$L_f$ , нГн	1	1,4	1,8

Итоговая полоса пропускания ТИУ равна 16,7 ГГц по уровню -3 дБ (см. рисунок 71а). Коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T = 56-53$  дБ ( $Z_T \geq 600$  Ом). В полосе 10 ГГц компенсация ёмкости фотодиода прошла успешно. ГВЗ в полосе пропускания равна  $\pm 5$  пс



а)



б)

Рисунок 71 – АЧХ  $Z_T$  (а) и ГВЗ (б) трёхкаскадного ТИУ на основе инверторов с учетом ёмкости ФД

На рисунке 72 представлена частотная характеристика входного шумового тока  $\overline{i_{n\Sigma}(f)}$  в шумовой полосе 1 Гц. Расчёт был выполнен в САПР ADS, с использованием нелинейных элементов.

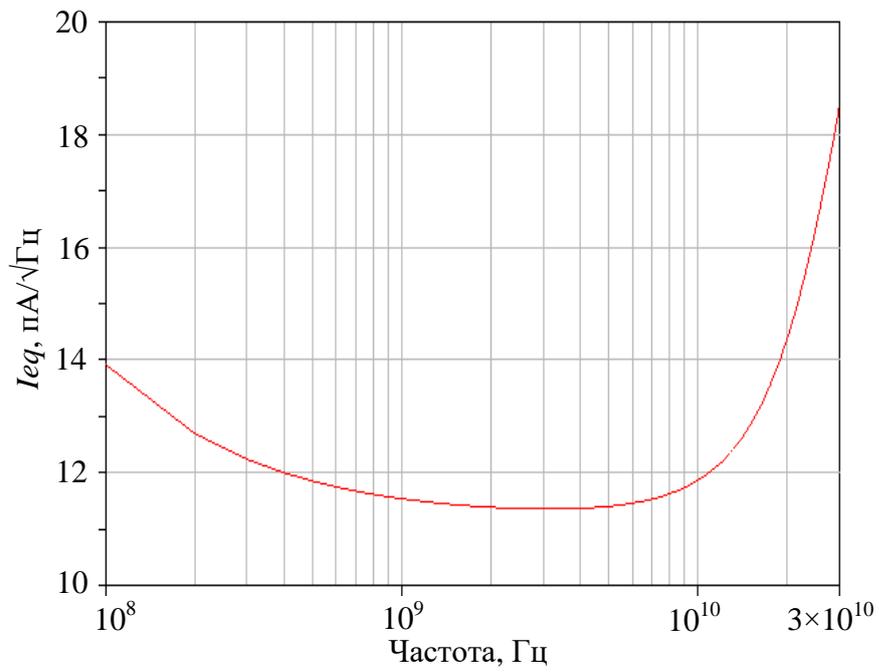


Рисунок 72 –  $\overline{i_{n\Sigma}(f)}$  трёхкаскадного ТИУ на основе инверторов с учетом емкости ФД

Согласно рисунку 72 рассчитанный шумовой ток, приведённый ко входу трёхкаскадного ТИУ с ёмкостью фотодиода порядка 150 фФ, равен 12 пА/√Гц в полосе пропускания 10 ГГц.

### 2.7.3 Сравнение характеристик трехкаскадного ТИУ с частичной и полной коррекцией АЧХ в первом каскаде

В настоящем подразделе выполнен расчёт и сравнение характеристик трёхкаскадного ТИУ с частичной и полной коррекцией АЧХ в первом каскаде. При этом частичная коррекция в первом каскаде соответствует использованию ПШК в ОПРм, а полная коррекция равносильна отсутствию ПШК.

В таблицах 24 И 24 приведены использованные при расчете параметры первого каскада усилителя для АЧХ  $|Z_T(f)|$  различной формы для  $R_f=300$  Ом, а именно:  $f_{3дБ}$  - полоса пропускания ТИУ на уровне -3 дБ;  $SL$  (наклон оценивается в полосе 0,1-10 ГГц),  $|\delta Z_T|$  и  $\delta\tau_z$  - относительные неравномерности АЧХ и ГВЗ КТУ в полосе пропускания (нагрузки  $R_L = 50$  Ом,  $R_L = 100$  Ом,)

Таблица 24 – Параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|Z_T(f)|$  с разным наклоном ( $R_L = 50$  Ом,  $R_f = 300$  Ом,  $C_{PD} = 0$  фФ)

$f_0$ , ГГц	$R_L = 50$ Ом				
	$R_f = 300$ Ом ( $ Z_{T0} =214$ Ом)				
	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$SL^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс
0	3,1	12,6	-17,7	30	2,7
5	3,66	13,3	-12	30,6	1,3
6	4,07	13,6	-8,3	30,9	0,48
7	5	14	-0,7	31,4	1,5
$f_0$ , ГГц	$R_L = 100$ Ом				
	$R_f = 300$ Ом ( $ Z_{T0} =236$ Ом)				
	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$SL^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_z$ , пс
0	2,7	14,7	-11,9	31,3	2,2
5	3,1	15,3	-7,7	32	1,5
7	3,6	16	-0,3	33,1	0,44
8	4,3	16,5	+8,9	34	0,9

Таблица 25 – Параметры КМОП-инвертора, соответствующие АЧХ  $|Z_T(f)|$  с разным наклоном ( $R_L = 100 \text{ Ом}$ ,  $R_f = 300 \text{ Ом}$ ,  $C_{PD} = 150 \text{ фФ}$ )

$f_0$ , ГГц	$R_L = 50 \text{ Ом}$				
	$R_f = 300 \text{ Ом} ( Z_{T0} =214 \text{ Ом})$				
	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$S_l^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_Z$ , пс
0	4,9	8,7	-38,3	30,2	4,3
4	6,2	9,4	-35,1	30,9	1,1
4,5	7	9,6	-34	31,2	0,5
5	8,6	9,8	-33,2	31,6	4,4
$f_0$ , ГГц	$R_L = 100 \text{ Ом}$				
	$R_f = 300 \text{ Ом} ( Z_{T0} =236 \text{ Ом})$				
	$L_f^{(Z_T)}$ , нГн	$f_{0.707}^{(Z_T)}$ , ГГц	$S_l^{(Z_T)}$ , %/ГГц	$\delta Z_T $ , %	$\delta\tau_Z$ , пс
0	4,1	11,5	-24,5	32,8	3,2
4	4,6	12,1	-21	34,2	2,2
5	5	12,5	-18,3	35,3	1,4
6	6	13	-13,5	36,9	0,58
6,5	7,7	13,1	-9,4	37,9	4,6

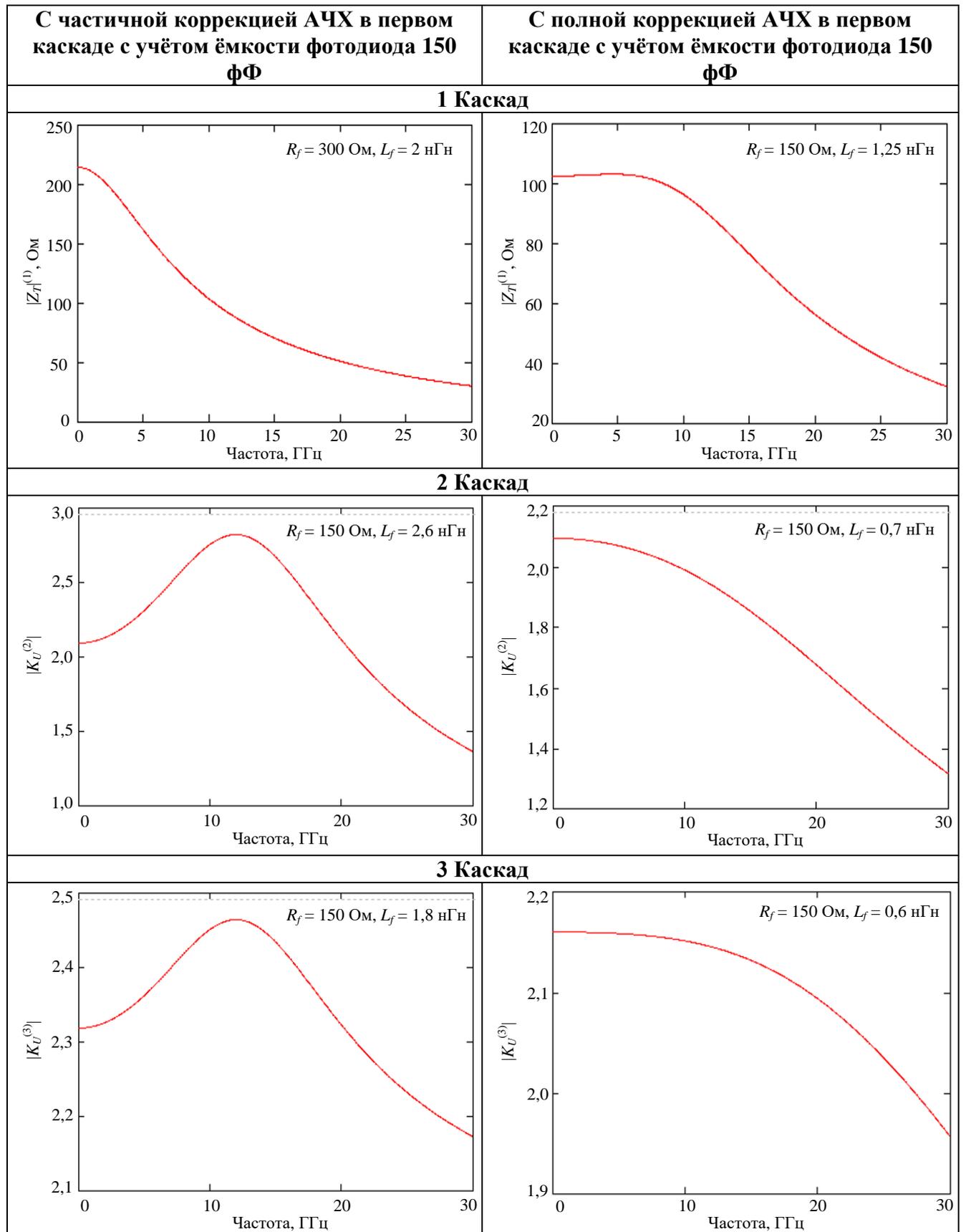
Далее с помощью методики, представленной в п. 2.7.1, был выполнен расчёт двух вариантов трёхкаскадных ТИУ с частичной коррекцией и полной коррекцией АЧХ в первом каскаде при ёмкости фотодиода 150 фФ.

В таблице 26 представлены полученные значения элементов  $R_f$ ,  $L_f$  для двух вариантов трёхкаскадных ТИУ. Значения элементов  $R_f$  и  $L_f$  для ТИУ с полной коррекцией АЧХ в первом каскаде ранее уже были найдены и занесены в таблицу.

Таблица 26 – Полученные значения  $R_f$ ,  $L_f$  по заданному  $Z_T$  с учётом ёмкости фотодиода 150 фФ

Расчётный элемент	Первый каскад	Второй каскад	Третий каскад
С частичной коррекцией АЧХ в первом каскаде			
$R_f$ , Ом	300	150	150
$L_f$ , нГн	2	2,6	1,8
С полной коррекцией АЧХ в первом каскаде			
$R_f$ , Ом	150	150	150
$L_f$ , нГн	1,25	0,7	0,6

В таблице 27 представлено сравнение АЧХ  $Z_T$  и  $K_U$  всех каскадов для двух вариантов рассчитанных ТИУ.

Таблица 27 – Сравнение АЧХ  $Z_T$  и  $K_U$  всех каскадов для двух вариантов рассчитанных ТИУ.

На рисунках 73а и 73б для сравнения представлены модули коэффициентов трансимпедансного усиления  $|Z_T|$  в Ом и групповое время запаздывания для двух вариантов рассчитанных ТИУ.

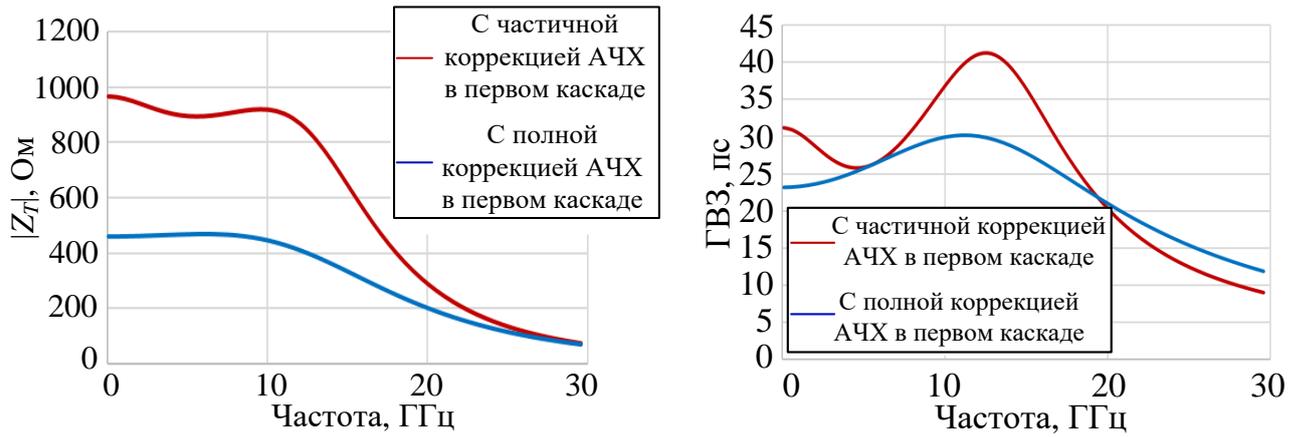


Рисунок 73 – Сравнение результирующих коэффициентов трансимпедансного усиления  $Z_T$  (а) и ГВЗ (б) трёхкаскадных ТИУ с учётом ёмкости фотодиода 150 фФ

Для анализа входного шумового тока в САПР ADS были собраны схемы трёхкаскадных ТИУ и выполнено моделирование (рисунок 74).

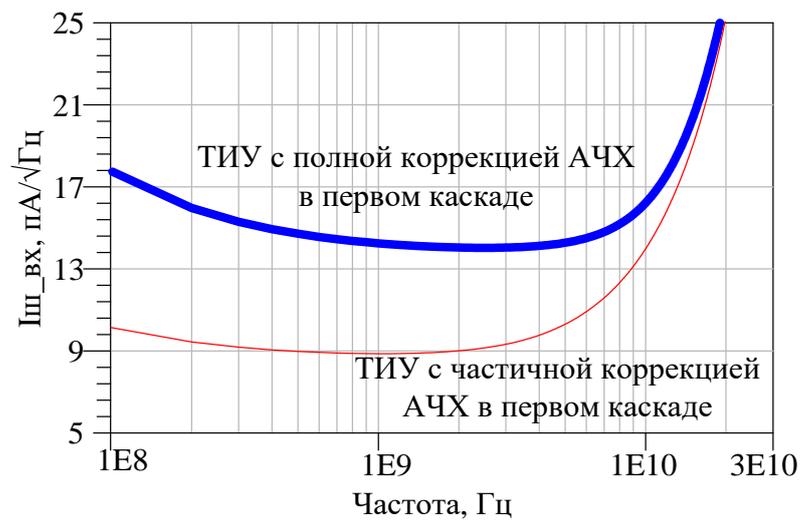


Рисунок 74 – Сравнение входного шумового тока двух вариантов трёхкаскадных ТИУ на основе КМОП-инверторов (с учетом емкости ФД)

Выводы:

1. ТИУ с частичной коррекцией АЧХ в первом каскаде (с ПШК за счет увеличенного значения сопротивления обратной связи  $R_f$ ) даёт больший коэффициент трансимпедансного усиления и меньшее значение входного шумового тока. Однако, ТИУ с полной коррекцией АЧХ в первом каскаде имеет более ровные АЧХ  $Z_T$  и ГВЗ.

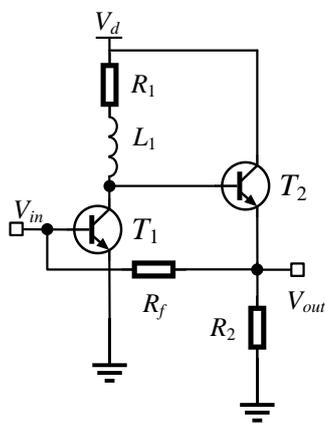
2. С увеличением сопротивления обратной связи  $R_f$  уменьшается входной шумовой ток ТИУ, увеличивается коэффициент трансимпедансного усиления, при этом для коррекции АЧХ требуются большие значения индуктивностей, что в свою очередь влияет на неравномерность ГВЗ в полосе пропускания.

3. Таким образом, в процессе проектирование следует находить компромисс между ZТ, ГВЗ и входным шумовым током.

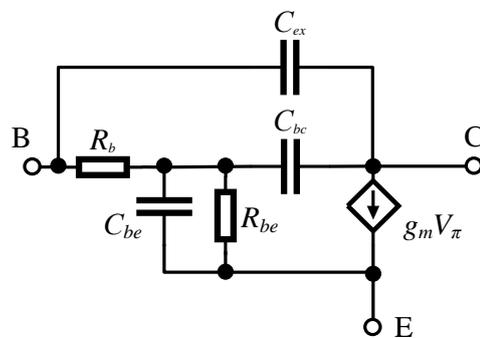
## 2.8 Символьный расчёт схемы однокаскадного ТИУ с ОИ-ОС с ОС на биполярных транзисторах

Одной из перспективных технологий для разработки широкополосных СВЧ ИС ТИУ является SiGe БиКМОП технология. Использование высокочастотных биполярных НВТ транзисторов позволяет реализовать более широкополосные, благодаря высокой крутизне и малым значениям паразитных внутренних емкостей, и малошумящие схемы. В данном подразделе описан анализ схемы и разработка однокаскадного ТИУ с ОИ-ОС с обратной связью на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии (SG25H4, ИНР, Германия).

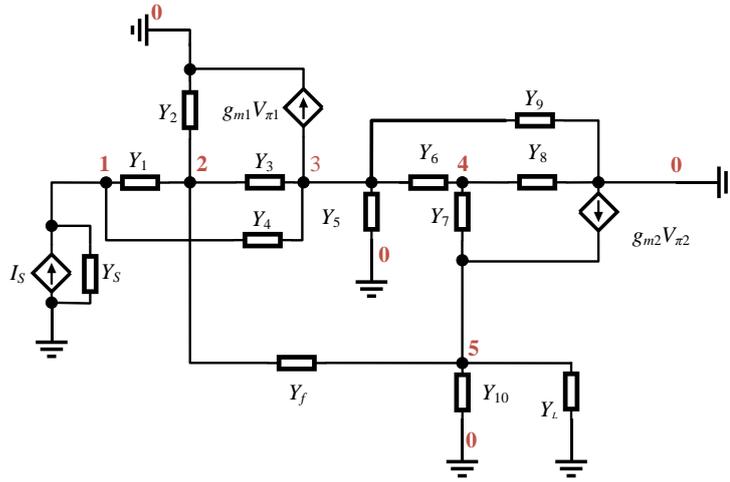
На рисунке 75а представлена электрическая схема однокаскадного ТИУ с ОИ-ОС на биполярных транзисторах, в которой для корректировки АЧХ на высоких частотах используется индуктивность  $L_1$ . В процессе расчёта появилась необходимость упростить эквивалентную модель биполярного транзистора, представленную в разделе 1.6. Используемая упрощённая ЭС транзистора изображена на рисунке 75б. Схема замещения однокаскадного ТИУ с учётом упрощенной эквивалентной схемы НВТ транзистора имеет 5 узлов, что соответствует матрице  $5 \times 5$  (рисунок 75в).



а)



б)



в)

Рисунок 75 – а) Схема ТИУ с ОИ-ОС с ООС на биполярных транзисторах; б) упрощённая ЭС биполярного транзистора, в) схема замещения ТИУ с ОИ-ОС с ООС

Для схемы замещения обозначены следующие проводимости:  $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$  и  $Y_L = 1/Z_L = G_L + jB_L$  – соответственно проводимости источника сигнала и нагрузки;  $Y_f = 1/R_f$  – проводимость цепи ОС; проводимости  $Y_1$ - $Y_4$ ,  $Y_6$ - $Y_9$  отвечают элементам ЭС транзисторов:  $Y_1 = 1/R_{b1}$ ;  $Y_2 = G_{be1} + j\omega C_{be1}$ ;  $Y_3 = j\omega C_{bc1}$ ;  $Y_4 = j\omega C_{ex1}$ ;  $Y_5 = 1/(R_1 + j\omega L_1)$ ;  $Y_6 = 1/R_{b2}$ ;  $Y_7 = G_{be2} + j\omega C_{be2}$ ;  $Y_8 = j\omega C_{bc2}$ ;  $Y_9 = j\omega C_{ex2}$ ; при этом для транзистора  $T_1$  элементы ЭС обозначаются нижним индексом "1", а для транзистора  $T_2$  - нижним индексом "2"; проводимость  $Y_{10} = 1/R_2$  соответствует резистору  $R_2$ .

Далее была сформирована матрица узловых проводимостей для схемы замещения однокаскадного ТИУ на рисунке 75в:

$$Y = \begin{bmatrix} w_1 & -Y_1 & -Y_4 & 0 & -Y_f \\ -Y_1 & w_2 & -Y_3 & 0 & 0 \\ -Y_4 & -Y_3 + g_{m1} & w_3 & -Y_6 & 0 \\ 0 & 0 & -Y_6 & w_4 & -Y_7 \\ -Y_f & 0 & 0 & -Y_7 - g_{m2} & w_5 \end{bmatrix}, \quad (127)$$

здесь

$$w_1 = Y_S + Y_1 + Y_4 + Y_f = G_S + G_f + G_{b1} + j\omega C_{ex1}; \quad (128)$$

$$w_2 = Y_1 + Y_2 + Y_3 = G_{b1} + G_{be1} + j\omega(C_{be1} + C_{bc1}); \quad (129)$$

$$w_3 = Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_9 = G_{b2} + 1/(R_1 + j\omega L_1) + j\omega(C_{bc1} + C_{ex1} + C_{ex2}); \quad (130)$$

$$w_4 = Y_6 + Y_7 + Y_8 = G_{b2} + G_{be2} + j\omega(C_{be2} + C_{bc2}); \quad (131)$$

$$w_5 = Y_7 + Y_{10} + Y_f + Y_L + g_{m2} = G_{be2} + G_{R2} + G_f + G_L + g_{m2} + j\omega C_{be2}. \quad (132)$$

Из полученной матрицы выведем выражения для нахождения основных характеристик

ТНУ  $Z_T, K_U, Z_{in}, Z_{out}$ :  $Z_T = \frac{\Delta_{15}}{\Delta}$ ,  $K_U = \frac{\Delta_5}{\Delta_1}$ ,  $Z_{in} = \frac{\Delta_1}{\Delta}$ ,  $Z_{out} = \frac{\Delta_{55}}{\Delta}$ , где

$$\begin{aligned} \Delta = & w_5 Y_1^2 Y_6^2 + w_3 Y_1^2 Y_7^2 + g_{m2} w_3 Y_1^2 Y_7 - w_3 w_4 w_5 Y_1^2 + g_{m1} Y_1 Y_6 Y_f Y_7 + \\ & + g_{m1} g_{m2} Y_1 Y_6 Y_f + g_{m1} w_4 w_5 Y_1 Y_4 + w_2 Y_6^2 Y_f^2 + \\ & - w_1 w_2 w_5 Y_6^2 - g_{m1} w_4 Y_f^2 Y_3 + g_{m1} w_1 w_4 w_5 Y_3 - w_1 w_2 w_3 Y_7^2 - g_{m2} w_1 w_2 w_3 Y_7 + w_1 w_2 w_3 w_4 w_5, \end{aligned}$$

$$\Delta_{15} = -Y_6^2 Y_f w_2 - g_{m1} Y_1 Y_6 Y_7 - g_{m1} g_{m2} Y_1 Y_6 + Y_f w_2 w_3 w_4,$$

$$\Delta_1 = -Y_6^2 z_2 z_5 + g_{m1} z_4 z_5 Y_3 - z_2 z_3 Y_7^2 - g_{m2} z_2 z_3 Y_7 + z_2 z_3 z_4 z_5,$$

$$\Delta_{55} = Y_1^2 Y_6^2 - w_3 w_4 Y_1 - w_1 w_2 Y_6 - g_{m1} w_1 w_3 w_4 + w_1 w_2 w_3 w_4.$$

Полученные выражения сложно упростить и привести к виду ДРФ, ввиду их громоздкости, поэтому построение зависимостей ТНУ выполняется с помощью MathCad и встроенных алгоритмов анализа.

На рисунке 76 представлены зависимости АЧХ  $Z_T$  для различных значений корректирующей индуктивности  $L_1$  в стоке транзистора  $T_1$ . Наиболее оптимальным значением корректирующей индуктивности является 1 нГн, потому как при таком номинале обеспечивается достаточное расширение полосы пропускания, также данный номинал катушки индуктивности легко реализуем топологически и занимает небольшую площадь.

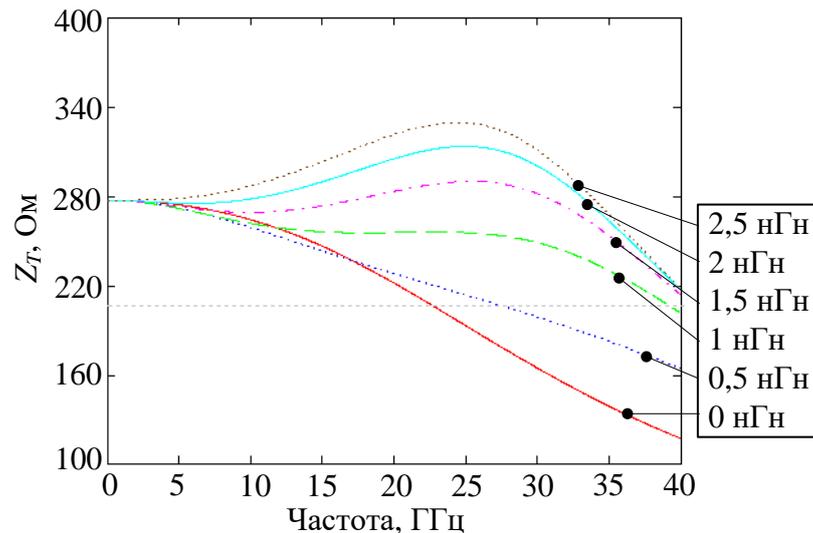


Рисунок 76 – Зависимости АЧХ  $Z_T$  для различных значений корректирующей индуктивности  $L_1$

На основе спроектированной принципиальной схемы был разработан и измерен однокаскадный ТНУ с рабочей полосой частот 30 ГГц (см. раздел 3.1.1).

### 3. Автоматизированное проектирование и экспериментальное исследование интегральных ТИУ на базе кремниевых и GaAs технологий

В данном разделе представлены результаты автоматизированного проектирования и экспериментального исследования ИС ТИУ с использованием предложенных методик и алгоритмов на основе различных полупроводниковых технологий (КМОП, SiGe БиКМОП, GaAs).

На данный момент часть ИС находятся в стадии изготовления на фабрике, для них в настоящей работе представлены расчеты элементов принципиальной схемы и результаты моделирования, выполненные на уровне ЭМ анализа топологии. В данную группу устройств входят следующие микросхемы:

- 1) Комплект ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 12 и 25 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии АО «Микрон» (п. 3.2.2 и Приложение Д);
- 2) ИС ТИУ с двухполярным питанием для оптических систем со скоростями передачи данных 5 Гбит/с на основе отечественной 0,5 мкм GaAs pHEMT технологии АО «Светлана-Рост» (п. 3.2.3).

С применением методики символьного анализа была разработана СВЧ ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии (п. 3.2.1). Результаты экспериментального исследования данной микросхемы на печатной плате представлены в п. 3.3.1. На основе InGaAs p-i-n СВЧ ФД (6ОФ502АН5), предоставленного АО «ОКБ «Планета», и микросхемы ТИУ был разработан и экспериментально исследован гибридный ОПрм с полосой пропускания более 2 ГГц (п. 3.3.1).

Отдельно стоит выделить разработанные с помощью предложенных методик, изготовленные на фабрике и экспериментально исследованные на зондовой станции СВЧ ИС ТИУ на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии: однокаскадный ТИУ с полосой DC-35 ГГц (п. 3.1.1) и трехкаскадный ТИУ с полосой DC-12 ГГц (п. 3.1.2). С помощью полученных экспериментальных результатов был разработан и исследован интегральный ОПрм с полосой пропускания DC-25 ГГц (п. 3.3.2) на основе фотонно-электронной 0,25 мкм SiGe БиКМОП EPC технология, где могут быть совмещены фотонные компоненты (Ge ФД, оптические волноводы и т.п.) и высокочастотные биполярных и МОП транзисторы. Разработан оптический модуль на основе интегрального ОПрм, который подтвердил свою работоспособность в условиях реального сигнала (стандарт Ethernet, ПСБП 2<sup>31</sup>-1, длина волны оптической несущей  $\lambda = 1550$  нм) на скоростях до 11,3 Гбит/с (ограничение вызвано имеющимся измерительным оборудованием).

В таблице 28 приведены основные характеристики разработанных СВЧ ИС ТИУ с использованием методик, представленных в диссертационной работе.

Таблица 28 – Характеристики разработанных СВЧ ИС ТИУ

Технология	0,25 мкм SiGe БиКМОП	0,25 мкм SiGe БиКМОП	90 нм КМОП	90 нм КМОП	180 нм КМОП	0,5 мкм GaAs pHEMT
Измерения	+	+	-	-	+	-
Схемотехника входного каскада	ОИ-ОС с ООС	ОИ-ОС с ООС	ОИ-ОС с ООС	Инвертор с ООС	ОИ-ОС с ООС	Модификация ОИ-ОС с ООС
$\Delta f$ , ГГц	DC-35	DC-12	DC-10	DC-20	DC-2,3	DC-5,5
$Z_T$ , дБΩ	48	58-65	~61(диф.)	53-56	60-57	55-52
$P_{1дБ}$ , дБм	-8,3 (20 ГГц)	-8,5 (12 ГГц)	-0,5 (диф.)	-3,2	-6	2
$V_{pp}$ , мВ	240	200	400 (диф.)	400	300	800
$i_{n,in}$ , пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$	-	-	28	26	38	21
ГВЗ, пс	14+/-5	-	110+/-26	100+/-30	500+/-80	110±15
$B$ (ПСБП), Гбит/с	25	10	12	25	2,5	5
$V_{DC}$ , В	2,5	3,3/2,2/3,1	2,5	2,5/1,8	3,3	+/-3,3
$I_{DC}$ , мА	9	42	55	58	50	63
$P_{DC}$ , мВт	22,5	115	137	117	165	208
$S$ , мм <sup>2</sup>	0,25	0,42	0,89	1,32	0,75	1,56
Свидетельство ТИМС (РИД)	+	+	-	+	+	+

### 3.1 Автоматизированное проектирование и экспериментальное исследование комплектов ИС ТИУ на основе SiGe БиКМОП технологии

#### 3.1.1 Однокаскадный ТИУ диапазона DC-30 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии

В данном подразделе представлены результаты разработки и экспериментального исследования однокаскадного ТИУ диапазона DC-30 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии [129, 130, 131, 132]. Более подробно процесс проектирования принципиальной схемы (рисунок 77а) однокаскадного СВЧ ТИУ на биполярных транзисторах методом символьного анализа описан в подразделе 2.7. Далее была разработана топология устройства (рисунок 77б), проведено полное ЭМ моделирование и нелинейный анализ характеристик при помощи моделей, представленных в фабрикой.

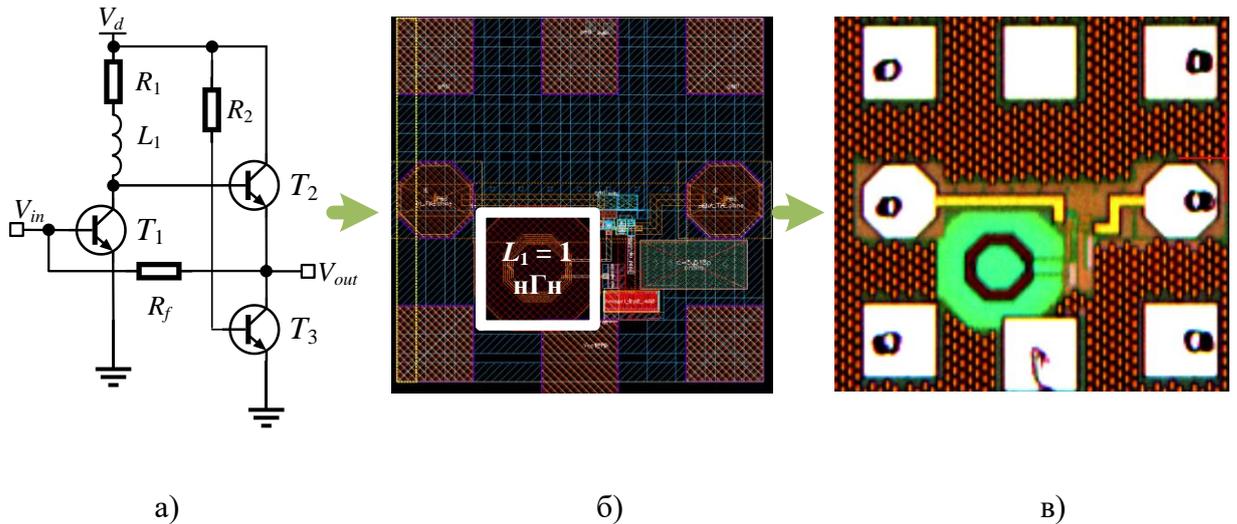
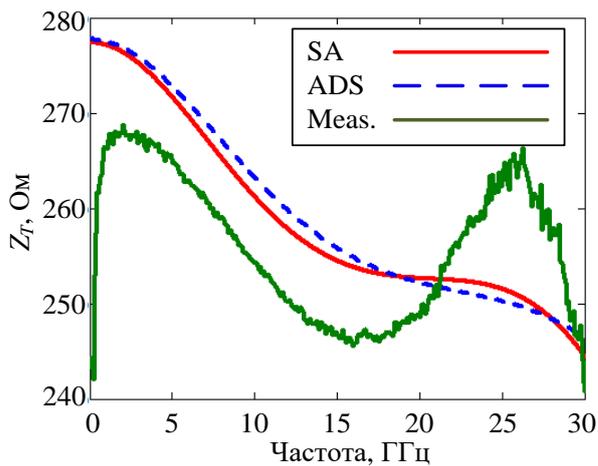


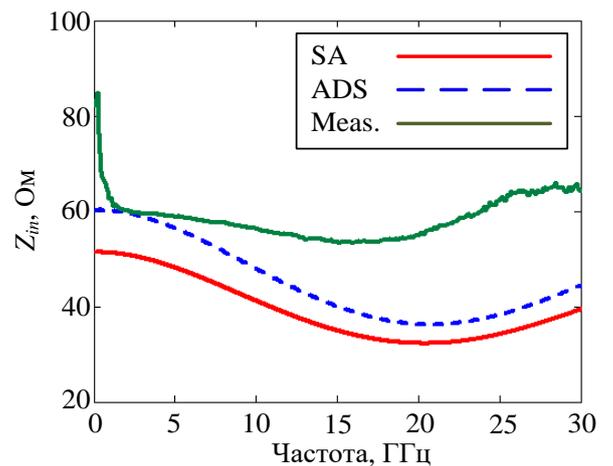
Рисунок 77 – Принципиальная схема (а), топология (б) и микрофотография ИС (в) однокаскадного ТИУ, изготовленного на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии

Экспериментальное исследование однокаскадного СВЧ ИС ТИУ (рисунок 77в) проводилось на зондовой станции Cascade Summit 11k с помощью 2-х портового векторного анализатора цепей ZVA40, при этом были использованы GSG-зонды с шагом 150 мкм. Измерения шума проводилось с использованием анализатора спектра Keysight методом  $Y$ -фактора.

На рисунке 78 представлено сравнение малосигнальных характеристик разработанного однокаскадного ТИУ (трансимпедансного коэффициента усиления  $Z_T$ , входного  $Z_{in}$  и выходного  $Z_{out}$  импедансов, коэффициента усиления по напряжению  $K_U$ ), полученных на основе символического расчёта (SA), моделирование в САПР при помощи нелинейных моделей (ADS) и измеренных данных (Meas).



а)



б)

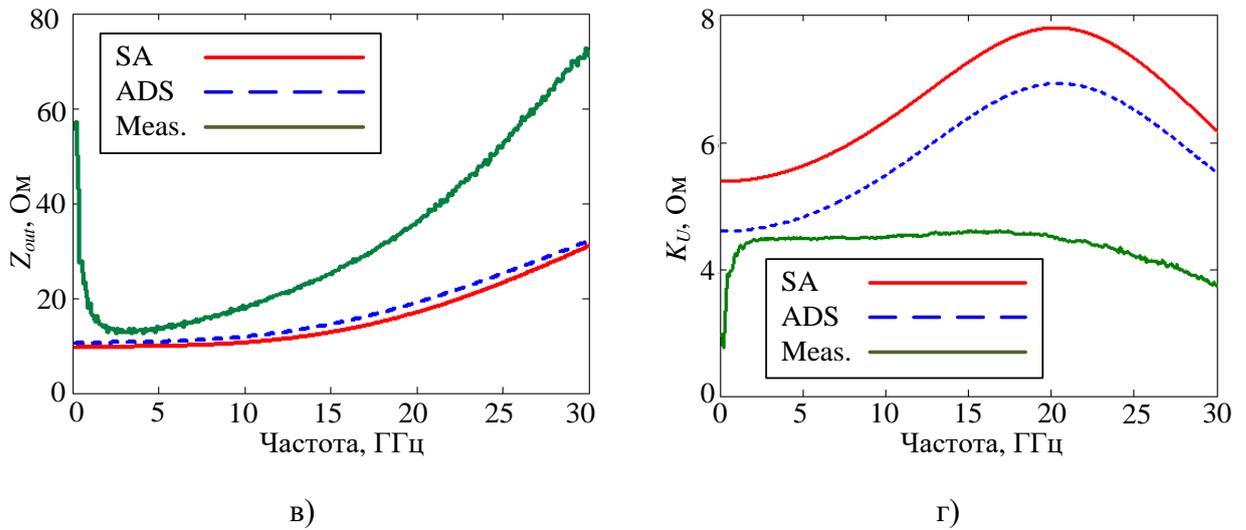


Рисунок 78 – Сравнение малосигнальных характеристик однокаскадного ТИУ, полученных на основе символьного расчета (SA), моделирования в САПР (ADS) и измерений (Meas):  $Z_T$  (а),  $Z_{in}$  (б),  $Z_{out}$  (в),  $K_U$  (г)

Как можно отметить, зависимости, полученные при помощи символьного анализа и моделирования в САПР при помощи нелинейных моделей, предоставленных фабрикой, довольно хорошо совпадают. Отличие в данном случае обусловлено использованием упрощенных моделей СВЧ биполярных транзисторов при символьном анализе. При этом оба расчетных метода коррелируют с результатами зондовых измерений. Расхождение с измерениями может быть связано с различными факторами: недостаточная точность моделей в PDK, разброс технологического процесса и т.п. Тем не менее, по полученным результатам можно судить о точности предложенного метода символьного анализа для расчета схем каскадов ТИУ на биполярных транзисторах.

На рисунке 79 представлены результаты сравнения измеренных и смоделированных S-параметров однокаскадного СВЧ ИС ТИУ, на рисунке 80а изображены измеренные коэффициенты шума и устойчивости, а на рисунке 80б зависимость коэффициента усиления и выходной мощности от входной мощности на частоте 20 ГГц. Согласно полученным данным, в полосе частот до 20 ГГц ТИУ имеет коэффициент усиления  $|S_{21}| = 14 \pm 1$  дБ, коэффициент отражения по входу  $|S_{11}| < -16$  дБ, по выходу  $|S_{22}| < -5$  дБ. Поскольку однокаскадный ТИУ является входным каскадом усиления в многокаскадном усилителе, то его нагрузкой будет являться следующий каскад, поэтому согласование по выходу не так важно в этом случае.

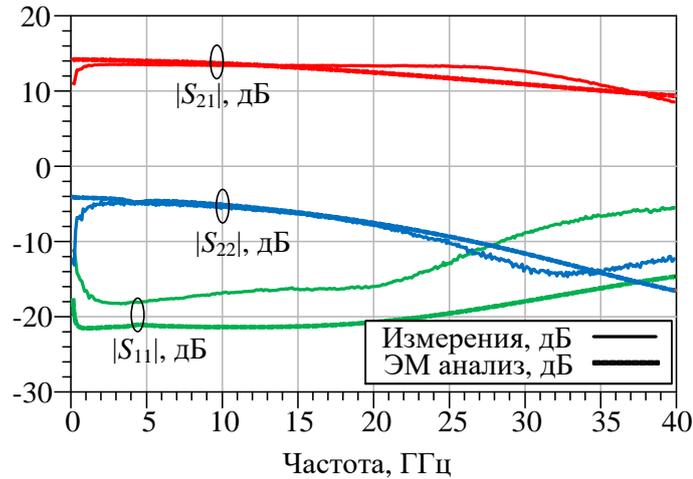


Рисунок 79 – Сравнение измеренных и смоделированных S-параметров однокаскадного СВЧ ИС ТИУ на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии

Коэффициент трансимпедансного усиления однокаскадного СВЧ ИС ТИУ на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии составляет 48 дБΩ, измеренный коэффициент шума соответствует 6-7 дБ, групповая задержка  $14 \pm 5$  пс. Выходная мощность в точке сжатия 1 дБ на частоте 20 ГГц составляет -8,3 дБм при напряжении питания 2,5 В и токе потребления 9 мА.

Полученные результаты экспериментального исследования однокаскадного СВЧ ИС ТИУ, в дальнейшем были использованы при разработке многокаскадного ТИУ для интегрального оптического приёмника (п. 3.3.2).

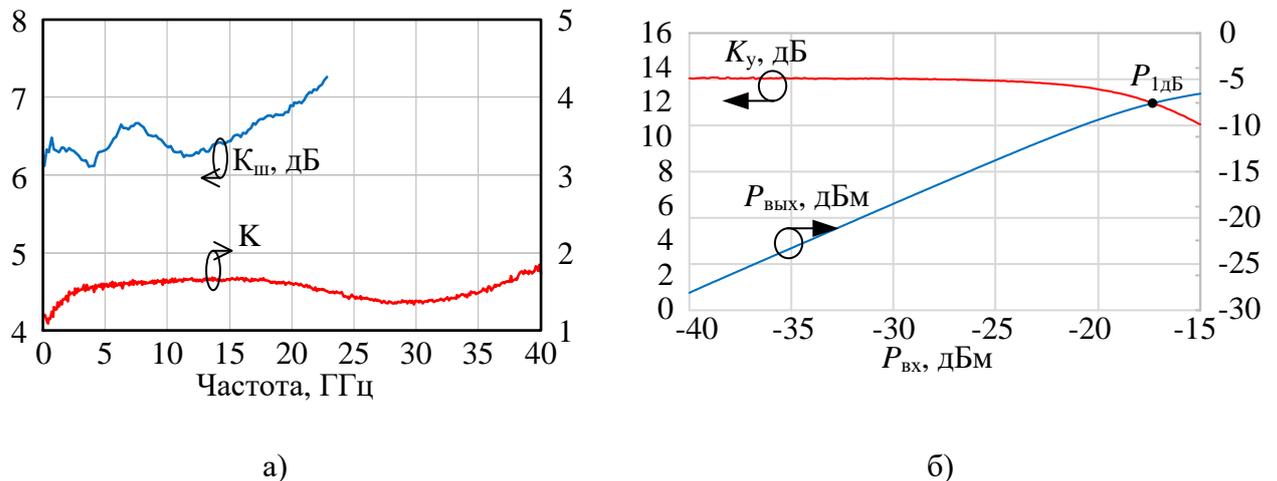


Рисунок 80 – Измеренные характеристики однокаскадного СВЧ ИС ТИУ на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии: а) коэффициент шума и устойчивость; б) зависимость коэффициента усиления и выходной мощности от входной мощности (на частоте 20 ГГц)

На основе проведенной разработки был получен РИД: свидетельство ТИМС № №2021630178 «Монолитная интегральная схема однокаскадного трансимпедансного усилителя диапазона DC-35 ГГц на основе 250 нм SiGe БиКМОП технологии» [133].

### 3.1.2 Разработка и экспериментальное исследование ИС трехкаскадного ТИУ диапазона DC-12 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии

С использованием полученных результатов для однокаскадного СВЧ ИС ТИУ, описанного в предыдущем подразделе (п. 3.1.1), на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии был разработан трехкаскадный ТИУ диапазона DC-12 ГГц. Входной каскад выполнен по аналогичной схеме (см. рисунок 77а), но без применения корректирующей индуктивности в коллекторной цепи [134, 135, 136]. Промежуточный каскад помимо повышения общего коэффициента усиления выполняет роль преобразователя несимметричного сигнала в дифференциальный, выходной каскад увеличивает коэффициент усиления и согласует с 100-омной дифференциальной нагрузкой. Дополнительно реализована схема компенсации DC составляющей тока ФД при помощи операционного усилителя (ОУ). Структурная схема трехкаскадного ТИУ диапазона DC-12 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии изображена на рисунке 81а.

Экспериментальное исследование кристалла проводилось на зондовой станции Cascade с использованием 4-х портового векторного анализатора цепей ZVA40 в полосе частот до 40 ГГц с помощью дифференциальных GSGSG-зондов с шагом 150 мкм. На рисунке 81б представлена фотография трансимпедансного усилителя на чипе (размеры чипа 0,7×0,6 мм<sup>2</sup>).

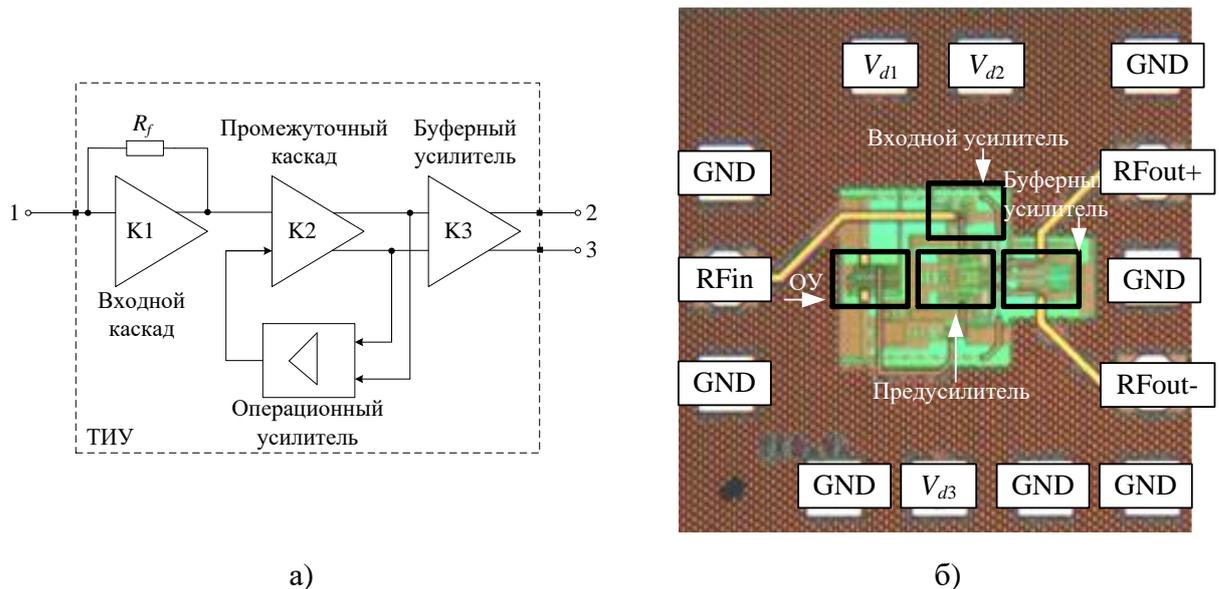


Рисунок 81 – Трехкаскадный СВЧ ИС ТИУ с полосой частот DC-12 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии: а) структурная схема; б) микрофотография (размеры 0,7×0,6 мм<sup>2</sup>)

Для работы трехкаскадному СВЧ ИС ТИУ требуется (рисунок 81б) три напряжения питания:  $V_{d1}$  – для операционного усилителя (ОУ);  $V_{d2}$  – для входного и буферного каскадов;  $V_{d3}$  – для промежуточного каскада и полевого транзистора в низкочастотной петле обратной связи.

На рисунке 82 представлены измеренные  $S$ -параметры трехкаскадного СВЧ ИС ТИУ при  $V_{d1} = 3,3$  В,  $V_{d2} = 2,2$  В,  $V_{d3} = 3,1$  В. Общий потребляемый ток составляет 42,4 мА, что соответствует потребляемой мощности 115 мВт. Коэффициент усиления  $|S_{21}|/|S_{31}|$  в обоих каналах составляет ~22 дБ, коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  равен 58-65 дБΩ в полосе пропускания ~12 ГГц, коэффициенты отражения по дифференциальным выходам  $|S_{22}|/|S_{33}|$  – не более -8 дБ. Выходная мощность в точке сжатия на 1 дБ на частоте 12 ГГц равна -8,5 дБм с каждого из дифференциальных каналов.

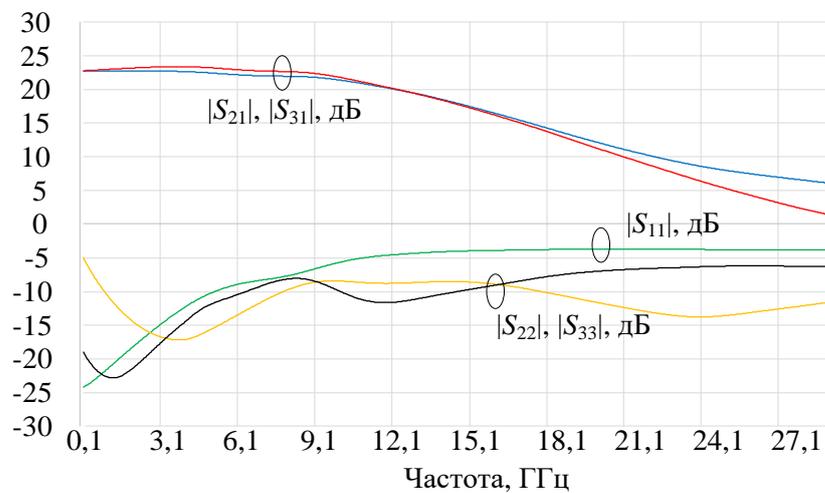


Рисунок 82 – Измеренные  $S$ -параметры трехкаскадного СВЧ ИС ТИУ с полосой частот DC-12 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии

Отличие результатов измерений от моделирования связано с некорректным расположением активных и пассивных элементов на микросхеме, а также, с неточностью проведенного ЭМ анализа, что в дальнейшем было учтено при разработке интегрального оптического приемника с полосой пропускания DC-25 ГГц (п. 3.3.2).

На основе проведенной разработки был получен РИД: свидетельство ТИМС № 2018630181 «Монолитная интегральная схема SiGe BiCMOS трансимпедансного усилителя диапазона DC-20 ГГц с дифференциальным выходом и компенсацией постоянной составляющей» [137].

### 3.2 Автоматизированное проектирование комплектов ИС ТИУ на отечественных КМОП и GaAs технологиях

#### 3.2.1 Разработка ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии

В данном подразделе рассмотрено проектирование СВЧ ИС ТИУ на основе 180 нм КМОП технологии АО «Микрон» (HCMOS8D) [138]. Разработанная ИС может быть использована для оптических систем со скоростями передачи данных 2,5 Гбит/с. При проектировании была использована методика символьного анализа входного каскада с ОИ и параллельной обратной связью (см. раздел 2.4).

В качестве усилительного элемента использован быстродействующий N-канальный КМОП-транзистор с толщиной окисла  $t_{ox}=3,2$  нм и типовым напряжением 1,8 В. Граничная частота усиления по току транзистора  $f_T = 52$  ГГц, граничная частота усиления по мощности  $f_{max} = 76$  ГГц. На рисунке 83а представлена структурная схема разработанной ИС ТИУ с компенсацией смещения тока фотодиода, схемой подачи смещения на фотодиод и схемой индикации уровня сигнала оптического приёмника.

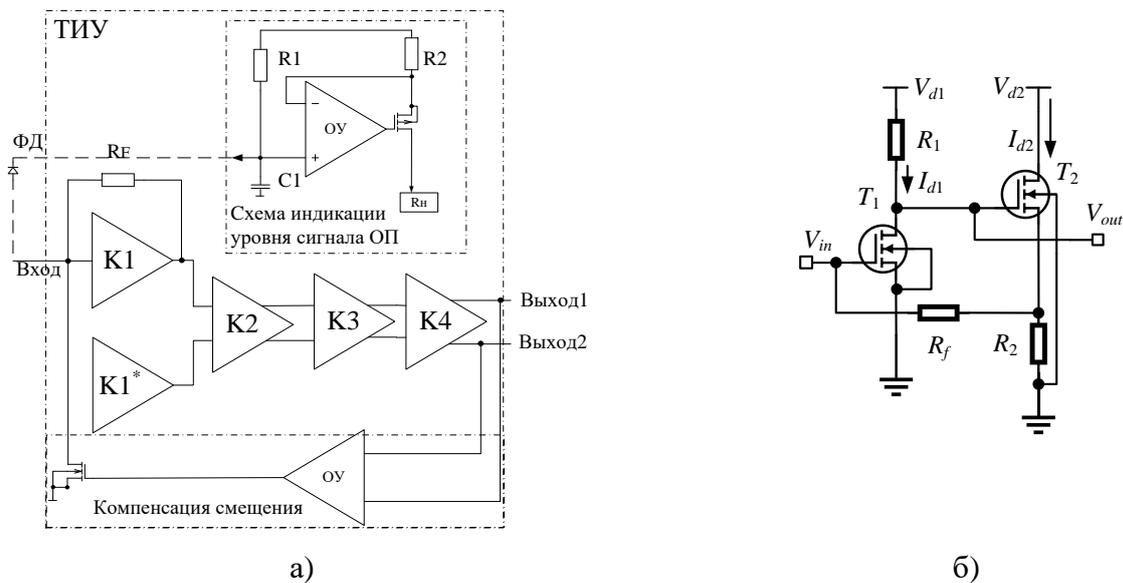


Рисунок 83 – Структурная схема ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии (а) и схема входного каскада ИС ТИУ(б)

На рисунке 83б представлена схема входного каскада ТИУ, которая даёт высокий трансимпеданс и плоскую частотную характеристику без использования корректирующих индуктивностей. Это позволяет сделать топологию ИС ТИУ компактней за счёт экономии площади, а также избежать дополнительных потерь, возникающих в катушках, номинал которых может достигать порядка 1-3 нГн. Значение резистора обратной связи ( $R_f$ ) было определено на основе методики символьного анализа входного каскада с ОИ и параллельной обратной связью

(см. раздел 2.4). Второй каскад (К2) дополнительно выполняет роль преобразователя несимметричного тракта в дифференциальный, при этом в качестве опорного напряжения на входе используется копия первого каскада.

Каскад К3 представляет собой усилитель, выполненный на каскодной паре. Выходной каскад (К4), он же выходной буфер, обеспечивает требуемую выходную мощность и согласование с 50-омным трактом. Схема компенсации тока смещения содержит nМОП-транзистор, управляемый операционным усилителем (ОУ). Она предотвращает насыщение входного каскада при изменении постоянного тока фотодиода, тем самым балансирует плечи дифференциальных усилителей.

Схема индикации уровня сигнала оптического приёмника (*англ.* received signal strength indicator – RSSI, дословно – показатель уровня принимаемого сигнала) включает схему подачи питания на фотодиод и схему источника тока на ОУ. Величина резистора R2 равна  $R_2 = 2 \cdot R_1$ , поэтому ток, протекающий через R2 и pМОП-транзистор в нагрузку, равен половине тока, текущего через R1 (рисунок 84). Конденсатор C1 совместно с резистором R1 образует RC-цепь, которая фильтрует высокочастотный шум от источника питания. На рисунке 84 показана зависимость тока на нагрузке от тока фотодиода, текущего через резистор R1 при различных сопротивлениях нагрузки 0...4 кОм.

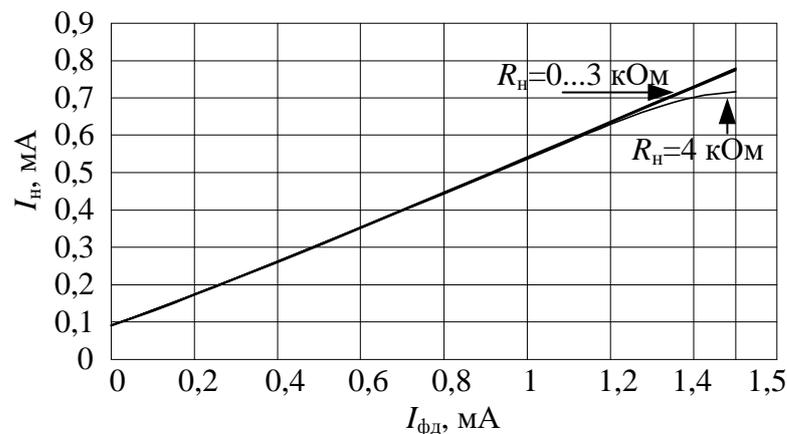


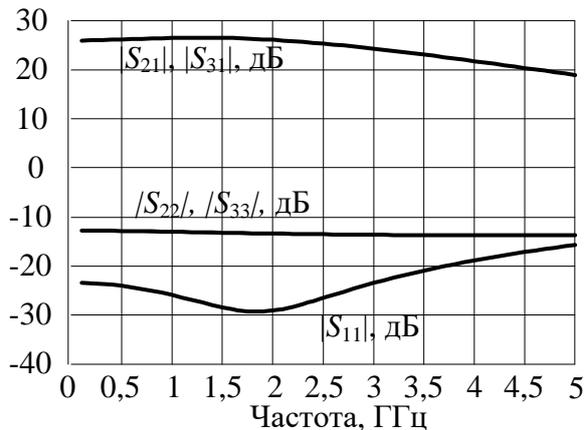
Рисунок 84 – Зависимость тока в нагрузке от тока фотодиода

На рисунке 85 представлена разработанная топология чипа СВЧ ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии, размеры чипа с контактными площадками составляют  $0,75 \times 1$  мм.

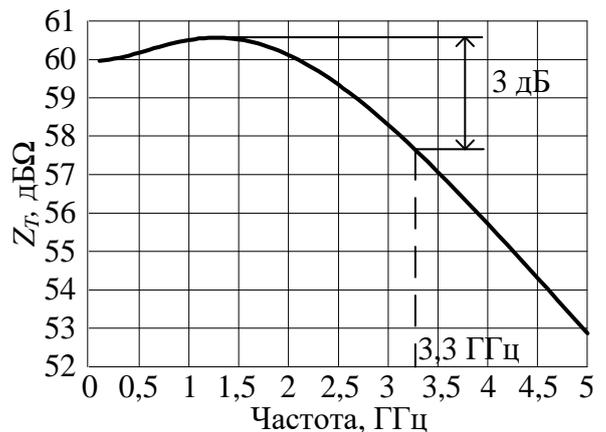


Рисунок 85 – Топология ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180-нм КМОП технологии ( размеры чипа  $0,75 \times 1 \text{ мм}^2$  )

**Результаты моделирования КМОП ИС ТИУ 2,5 Гбит/с.** На рисунке 86а представлены смоделированные малосигнальные S-параметры 180-нм КМОП ИС ТИУ 2,5 Гбит/с в одноканальном режиме, т.е. отдельно для каждого канала при нагружении его на нагрузку 50 Ом в диапазоне частот до 5 ГГц. Коэффициенты усиления  $|S_{21}|/|S_{31}|$  составляют выше 20 дБ, согласование по входу/выходам не более -10 дБ.



а)



б)

Рисунок 86 – Частотные зависимости S-параметров (а) и коэффициента трансимпедансного усиления (дифференциальное включение) (б) ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180-нм КМОП технологии

Коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  в дифференциальном включении представлен на рисунке 86б. Согласно моделированию, полоса пропускания по уровню -3 дБ равна 3,3 ГГц, а значение трансимпеданса  $Z_T$  не менее 57 дБΩ.

Выходная мощность по уровню сжатия на 1 дБ равна -1,9 дБм, выходной размах напряжения каждого канала 500 мВ при уровне входной мощности -26 дБм. На рисунке 87 представлена смоделированная глазковая диаграмма сигналов на выходе ТИУ, на вход поступает двухуровневая псевдослучайная битовая последовательность (ПСБП) с частотой 2,5 Гбит/с. При

этом на каждом его дифференциальном выходе сформирован достаточно качественный цифровой сигнал при максимальном размахе амплитуды 460 мВ.

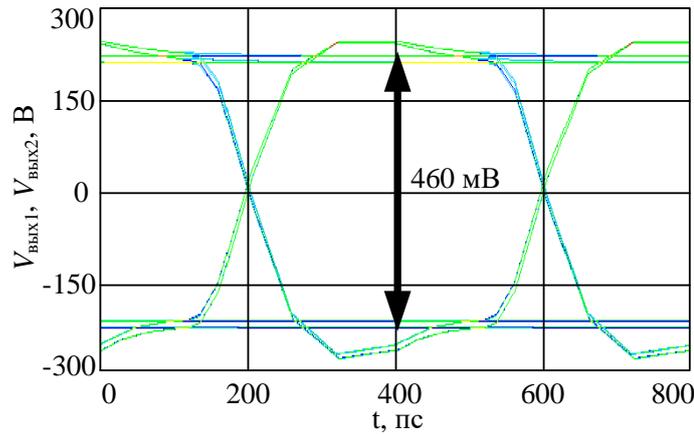


Рисунок 87 – Глазковая диаграмма ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии

В таблице 29 приведены основные смоделированные характеристики ИС ТИУ 2,5 Гбит/с.

Таблица 29 – Характеристики ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии (моделирование)

Параметр	Описание	Результаты моделирования
Диапазон рабочих частот, ГГц	Полоса частот по уровню 3 дБ (по $Z_T$ )	DC-3,3
$ S_{11} ,  S_{22} ,  S_{33} $ , дБ	Согласование с 50 Ом по входу и обоим выходам	<-10
$ S_{21} $ , дБ	Малосигнальный коэффициент усиления	26,5-23,5
$Z_{T\text{диф}}$ , дБΩ	Трансимпеданс (дифференциальный)	60,5-57,5
$P_{1\text{дБ}}$ , дБм	Выходная мощность по уровню сжатия на 1 дБ для каждого канала (2,5 ГГц)	-1,9
$V_{pp}$ , мВ	Амплитуда выходного сигнала (по $P_{1\text{дБ}}$ для частоты 2,5 ГГц)	500
$I_{n\_in}$ , пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$	Шумовой ток на входе	31
ГВЗ, пс	Групповое время задержки	160+/-18
$B$ , Гбит	Битовая скорость	2,5 (ПСБП)
$V_{DC}$ , В	Напряжение питания	3,3
$I_{DC}$ , мА	Ток потребления от источника питания	50,2
$P_{DC}$ , мВт	Потребляемая мощность	166
$S$ , мм <sup>2</sup>	Площадь кристалла	0,75

Результаты экспериментального исследования СВЧ ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии, а также гибридного оптического приемника на ее основе, представлены в подразделе 3.3.1.

На основе проведенной разработки был получен РИД: свидетельство ТИМС № 2023630274 «Монолитная интегральная схема трансимпедансного усилителя для линий связи 2,5 Гбит/с на основе 180 нм КМОП технологии» [139].

### **3.2.2 Разработка ИС ТИУ для оптических систем с о скоростями передачи данных 12 Гбит/с на основе 90 нм КМОП технологии**

В данном подразделе рассмотрено проектирование СВЧ ИС ТИУ на основе 90 нм КМОП технологии АО «Микрон» [140, 141]. Разработанная ИС может быть использована для оптических систем со скоростями передачи данных 10 Гбит/с. При проектировании была использована методика символьного анализа входного каскада с ОИ и параллельной обратной связью (см. раздел 2.4). Схемотехническое решение ТИУ идентично усилителю из подраздела 3.2.1, за исключением пиковых катушек между каскадами, приподнимающие АЧХ в области верхних частот (рисунок 88).

В качестве усилительного элемента использован быстродействующий N-канальный КМОП-транзистор с толщиной окисла  $t_{ox} = 2,1$  нм и типовым напряжением 1,2 В. Граничная частота усиления по току транзистора  $f_T \approx 70$  ГГц, граничная частота усиления по мощности  $f_{max} \approx 90$  ГГц.

На рисунке 88а представлена структурная схема разработанного ИС ТИУ 12 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии, которая состоит из каскадов усиления, схемы компенсации постоянной составляющей, схемы подачи смещения на фотодиод через чип усилителя, а также индикатора уровня сигнала оптического приемника (RSSI) [140]. Разработанная топология ИС ТИУ 12 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии изображена на рисунке 88б.

Напряжение питания ИС ТИУ 12 Гбит/с 2,5 В, мощность потребления 138 мВт, размеры чипа 0,9 мм<sup>2</sup>. На рисунке 89 представлены S-параметры, коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  в дифференциальном включении, а также смоделированная глазковая диаграмма для двухуровневой ПСБП с частотой 12 Гбит/с ( $V_{pp} = 0,4$  В). Выходная мощность в точке сжатия на 1 дБ составляет -4 дБм на каждый канал.

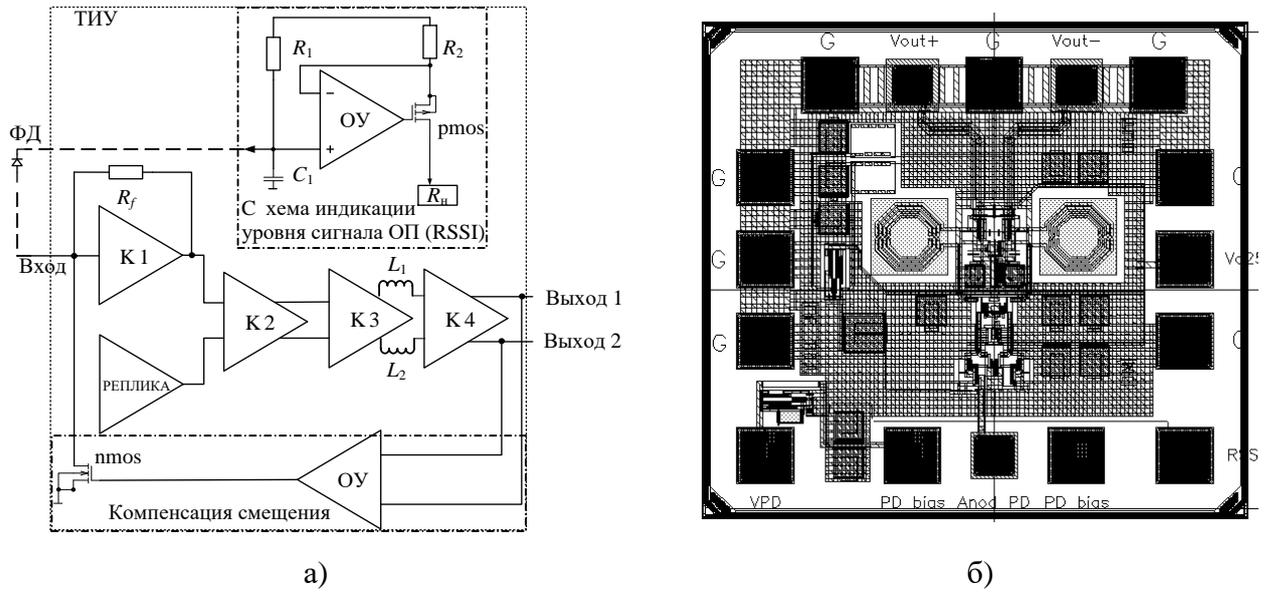


Рисунок 88 – Структурная схема (а) и топология (б) ИС ТИУ 12 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии

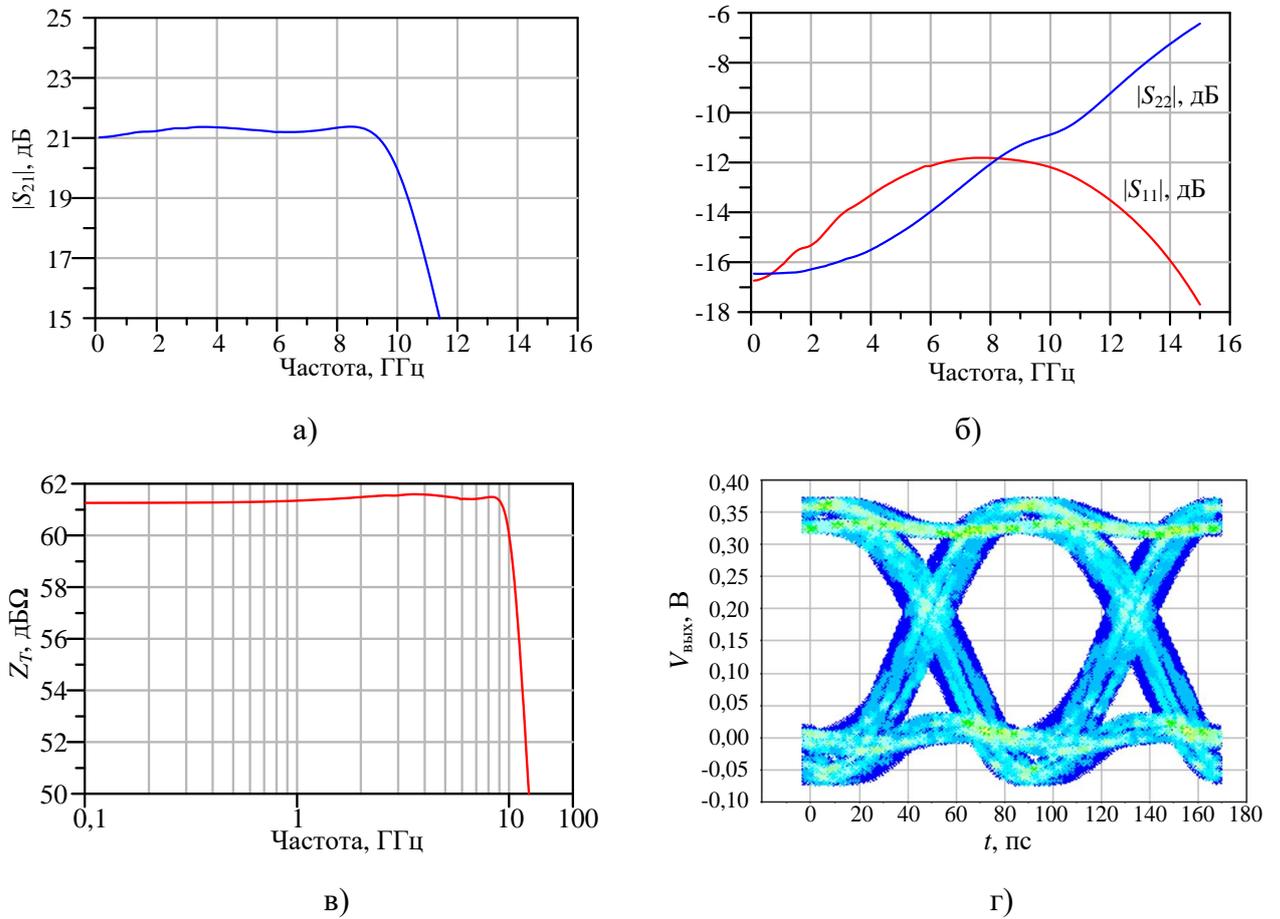


Рисунок 89 – Частотные зависимости характеристик ИС ТИУ на основе отечественной 90 нм КМОП технологии в дифференциальном режиме (моделирование):

а)  $|S_{21}|$ , б)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$ ; в) коэффициент трансимпедансного усиления;

г) глазковая диаграмма (12 Гбит/с)

Основные результаты моделирования схемы СВЧ ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 12 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии представлены в таблице 30.

Таблица 30 – Характеристики ИС ТИУ 12 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии в дифференциальном режиме (моделирование)

Параметр	Описание	Результаты моделирования
Диапазон рабочих частот, ГГц	Полоса частот по уровню 3 дБ (по $Z_T$ )	DC-10
$ S_{11} ,  S_{22} ,  S_{33} $ , дБ	Согласование с 50 Ом по входу и обоим выходам	<-10
$ S_{21} $ , дБ	Малосигнальный коэффициент усиления	19-21(диф.)
$Z_{Tдиф}$ , дБΩ	Трансимпеданс (дифференциальный)	~61(диф.)
$P_{1дБ}$ , дБм	Мощность по уровню сжатия на 1 дБ для каждого канала (10 ГГц)	~-0,5(диф.)
$V_{pp}$ , мВ	Амплитуда выходного сигнала (по $P_{1дБ}$ для частоты 10 ГГц)	+/-400(диф.)
$I_{n\_in}$ , пА/ $\sqrt{Гц}$	Шумовой ток на входе	28
ГВЗ, пс	Групповое время задержки	110+/-26
$B$ , Гбит/с	Битовая скорость	12 (ПСБП)
$V_{DC}$ , В	Напряжение питания	2,5
$I_{DC}$ , мА	Ток потребления от источника питания	55
$P_{DCт}$ , мВт	Потребляемая мощность	137
$S$ , мм <sup>2</sup>	Площадь кристалла	0,89

### 3.2.3 Разработка ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 5 Гбит/с на основе 0,5 мкм GaAs pHEMT

Согласно проведенному обзору схемотехнических решений высокочастотных ИС ТИУ (Приложение Б), наиболее подходящими технологиями для реализации ТИУ особенно с полосой пропускания более 10 ГГц, являются технологии SiGe БиКМОП либо КМОП с технологической нормой не хуже 90 нм. Однако для более низкочастотных решений могут быть рассмотрены технологии на основе GaAs. Поэтому для разработки ИС ТИУ 5 Гбит/с был выбран отечественный 0,5 мкм GaAs pHEMT техпроцесс АО «Светлана-Рост».

В целом, GaAs pHEMT технологии пригодны для разработки СВЧ ИС ТИУ, но с условием использования нетипичных схемных решений (по сравнению с кремниевыми ТИУ и обычными

GaAs широкополосными усилителями). Одним из самых главных ограничений является необходимость отрицательного напряжения на затворе для нормально открытых транзисторов. При разработке одно- или двухкаскадного усилителя эту проблему можно решить при помощи схем автосмещения или использования двухполярного питания. Однако, при разработке многокаскадных ТИУ для обеспечения коэффициента передачи на очень низких частотах (идеально - начиная с постоянного тока) необходимо применять схемотехнику усилителей постоянного тока (УПТ) с непосредственной связью между каскадами, то есть между каскадами не включаются разделительные конденсаторы или трансформаторы.

При использовании в многокаскадном ТИУ только нормально открытых транзисторов в традиционном включении с общим истоком между каскадами неизбежно требуется гальваническая развязка, как правило, при помощи разделительных конденсаторов, это приводит к ограничению полосы пропускания в области низких частот. Для решения данной проблемы совместно применяют нормально открытые и нормально закрытые НЕМТ-транзисторы (E/D-mode НЕМТ), которые позволяют реализовать схемотехнику УПТ, один из таких примеров изображен на рисунке 101 [3]. К сожалению, в России такие технологии для СВЧ ИС только разрабатываются.

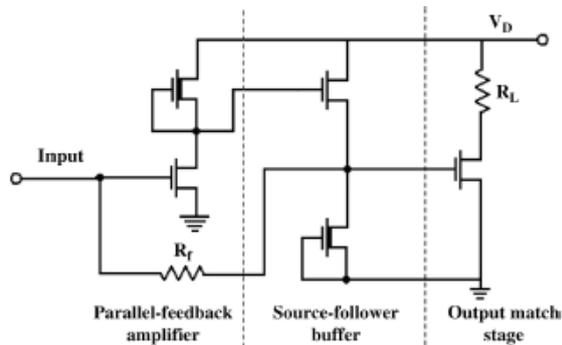


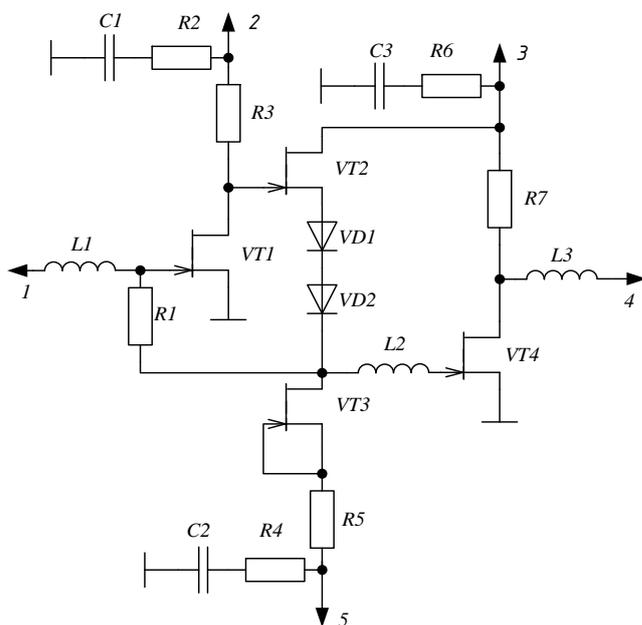
Рисунок 90 – Электрическая схема ТИУ 10 Гбит/с на основе нормально открытых и нормально закрытых НЕМТ-транзисторов (E/D-mode НЕМТ)

Рассмотрим разработку трехкаскадного ИС ТИУ 5 Гбит/с с двухполярным питанием на основе 0,5 мкм GaAs рНЕМТ техпроцесс АО «Светлана-Рост». Параметры типового транзистора данной технологии:

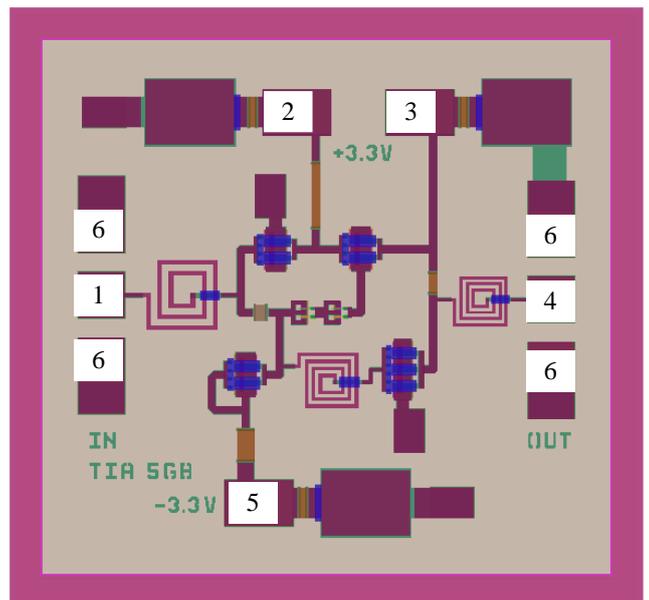
- общая ширина затвора:  $4 \times 75 \text{ мкм} = 300 \text{ мкм}$ ;
- рабочая точка:  $V_{ds} = 3 \text{ В}$ ,  $V_{gs} = -1 \text{ В}$ ,  $I_{ds} = 30 \text{ мА}$ ;
- граничная частота усиления по току:  $f_t = 38 \text{ ГГц}$ ;
- граничная частота усиления по мощности  $G_P$ :  $f_{max} = 70 \text{ ГГц}$ ;
- минимальный коэффициент шума на частоте 10 ГГц:  $F_{min} = 1,5 \text{ дБ}$ ;
- максимальный коэффициент усиления на частоте 10 ГГц:  $G_{max} = 12 \text{ дБ}$ .

На рисунке 91 изображена принципиальная схема разработанного ИС ТИУ 5 Гбит/с с использованием нормально открытых 0,5 мкм GaAs pHEMT транзисторов. Принципиальная Схема состоит из трех частей: ядра усилителя с параллельной обратной связью (транзистор VT1), истокового повторителя (транзисторы VT2 и VT3) и выходного буферного каскада (транзисторе VT4). Истоковый повторитель отделяет контур параллельной обратной связи от большой входной емкости выходного буфера, что уменьшает влияние емкостной нагрузки на предыдущие каскады [3]. Буферный каскад позволяет обеспечить согласование с 50 Ом нагрузкой и увеличить выходную мощность.

Индуктивности L1, L2, L3 корректируют АЧХ на верхних частотах. Резистор R5 ограничивает ток, а также задаёт рабочую точку транзисторов VT1 и VT4. Резисторы R5 и R7 также ограничивают ток, протекающий через транзисторы VT1 и VT4. Последовательные цепочки C1 и R2, C2 и R4, C3 и R6 являются фильтрующими в цепях питания. Диоды VD1, VD2 и транзистор VT3 в диодном включении обеспечивают необходимое падение напряжение в цепи истокового повторителя, так, чтобы на затворах транзисторов VT1 и VT4 обеспечивалось необходимое отрицательное напряжение смещения. Также, по необходимости, изменяя напряжение в цепи «5», можно управлять амплитудой выходного сигнала.



а)



б)

Рисунок 91 – Принципиальная схема (а) и топология (б) трехкаскадного ИС ТИУ 5 Гбит/с на основе 0,5 мкм GaAs pHEMT технологии с двухполярным питанием (размеры 1,3×1,2 мм<sup>2</sup>)

В качестве основных активных элементов были выбраны pHEMT-транзисторы с шириной затвора 4×50 мкм в первом каскаде и истоковом повторителе. В буферном каскаде размеры транзистора были увеличены до 6×45 мкм, для обеспечения большей выходной мощности.

На рисунке 2 изображена топология кристалла ТИУ, размеры топологии кристалла ТИУ  $1,3 \times 1,2 \text{ мм}^2$ . Назначение контактных площадок следующее: 1 – СВЧ вход; 4 – СВЧ выход; 6 – земля; 2, 3 – контактные площадки для подачи питания (3,3 В); 5 – контактные площадки для подачи питания (-3,3 В).

На рисунке 92 приведены частотные характеристики ИС ТИУ 5 Гбит/с на основе отечественной 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии, полученные после ЭМ анализа топологии, а именно: коэффициент трансимпедансного усиления (рисунок 92а); КСВН по входу/выходу (рисунок 92б); ГВЗ (рисунок 92в); шумовой тока на входе  $I_{n\_in}$  в логарифмическом масштабе в шумовой полосе  $df = 1 \text{ Гц}$  (рисунок 92г).

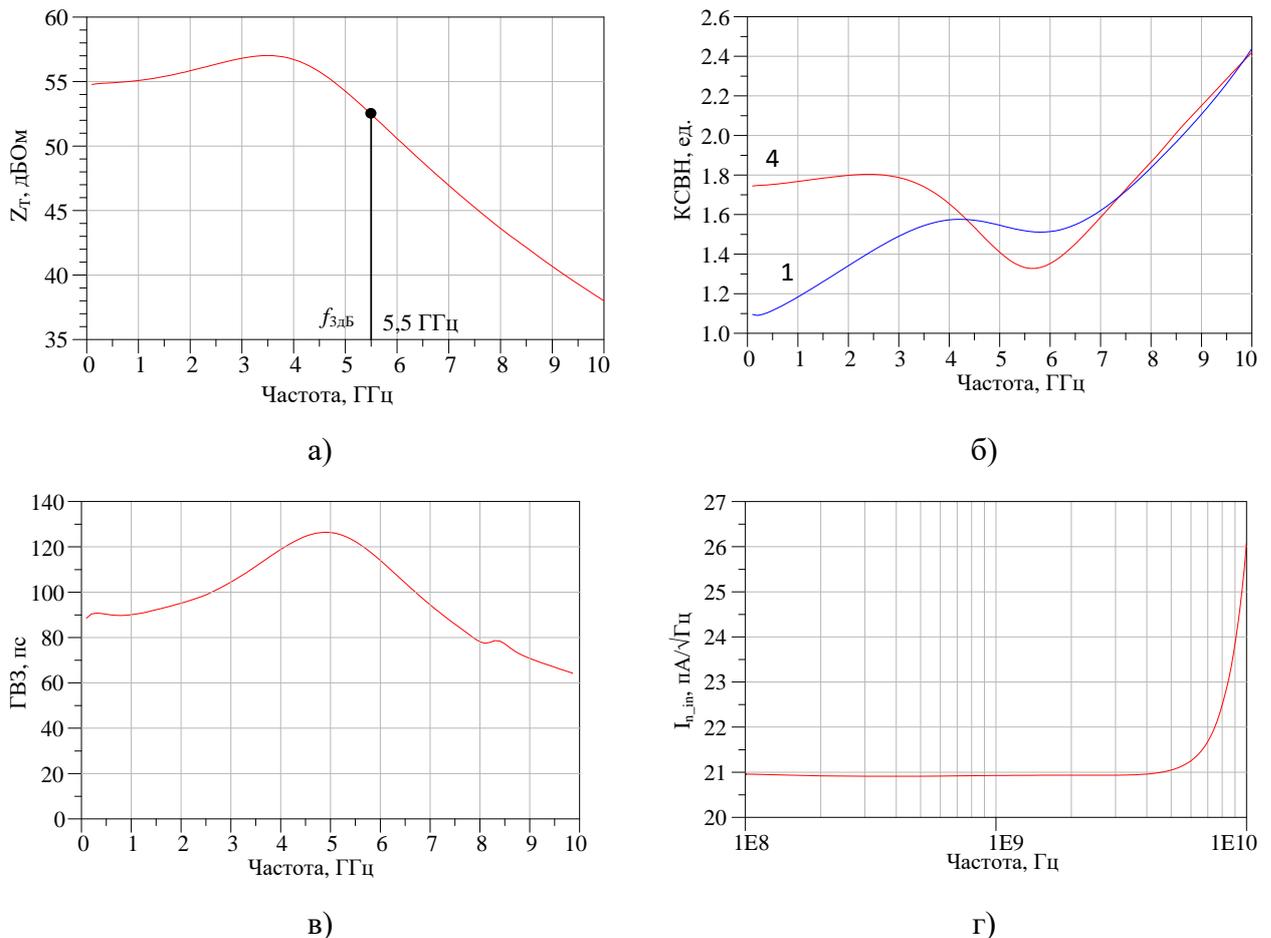


Рисунок 92 – Частотные характеристики ИС ТИУ 5 Гбит/с на основе отечественной 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии: а) трансимпеданс  $Z_T$ ; б) КСВН по входу/выходу; в) ГВЗ; г) шумовой тока на входе  $I_{n\_in}$

Как можно из результатов моделирования полоса пропускания ИС ТИУ составила 5,5 ГГц при  $Z_T = 55 \text{ дБ}\Omega$ . Усилитель достаточно хорошо согласован по входу/выходу и имеет ровную характеристику ГВЗ =  $110 \pm 15 \text{ пс}$  с небольшим подъёмом на верхних частотах.

На рисунке 93 представлена смоделированная глазковая диаграмма сигналов на выходе ИС ТИУ на основе 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии при подаче на вход двухуровневой ПСБП с частотой 5 Гбит/с. Максимальный размах амплитуды выходного сигнала  $V_{pp}$  составил 0,8 В.

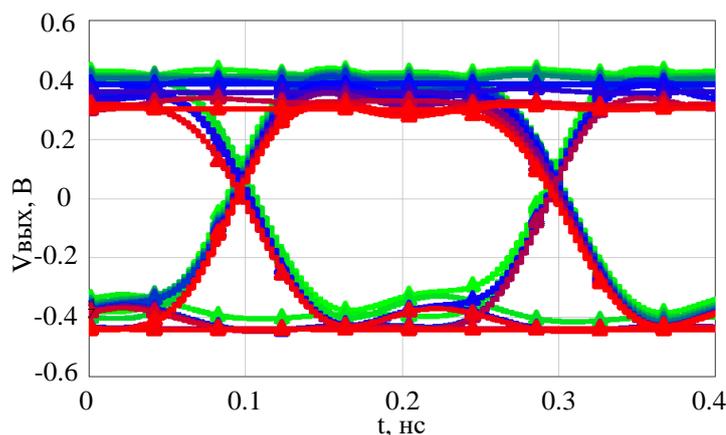


Рисунок 93 – Глазковая диаграмма для ИС ТИУ 5 Гбит/с на основе отечественной 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии

Основные результаты разработки ИС ТИУ 5 Гбит/с с двухполярным питанием на основе отечественной 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии представлены в таблице 31.

Таблица 31 – Результаты моделирования ИС ТИУ 5 Гбит/с с двухполярным питанием на основе отечественной 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии

Параметр	Описание	Результаты моделирования
Диапазон рабочих частот, ГГц	Полоса частот по уровню 3 дБ (по $Z_T$ )	DC-5,5
КСВН, ед.	КСВН по входу/выходу	< 1,8
$Z_T$ , дБΩ	Трансимпеданс	55-52
$V_{pp}$ , мВ	Амплитуда выходного сигнала	800
ГВЗ, пс	Групповое время задержки в полосе пропускания	110±15
$I_{n\_in}$ , пА/ $\sqrt{(\text{Гц})}$	Шумовой ток на входе	21
$B$ , Гбит	Битовая скорость	5 (ПСБП)
$V_{DC}$ , В	Напряжение питания	+3,3/ -3,3
$I_{DC}$ , мА	Ток потребления от источника питания	63
$P_{DC}$ , мВт	Потребляемая мощность	208
$S$ , мм <sup>2</sup>	Площадь чипа	1,3×1,2

На основе проведенной разработки был получен РИД: свидетельство ТИМС № 2024630158 «Монолитная интегральная схема однокаскадного трансимпедансного на основе 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии» [142].

### 3.3 Разработка и экспериментальное исследование оптических приемников на базе кремниевых технологий

В данном подразделе приведены результаты разработки и экспериментального исследования оптических приемников на базе КМОП и SiGe БиКМОП технологий с полосой пропускания до 20 ГГц.

#### 3.3.1 Экспериментальное исследование гибридного оптического приемника 2,5 Гбит/с на основе 180 нм КМОП технологии

В подразделе 3.2.1 было более подробное описание процесса разработки принципиальной схемы и топологии ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии, а также приведены результаты моделирования. На рисунке 94 приведена фотография изготовленного кристалла ТИУ с обозначением контактных площадок. Топология ИС ТИУ 2,5 Гбит/с была разработана с интегрированной цепью подачи на фотодиод, при этом контактные площадки (обозначены цифрой 2, рисунок 94) данной цепи должны быть расположены как можно ближе к сигнальному входу (обозначен цифрой 1, рисунок 94), с целью минимизации паразитной индуктивности разварочной проволоочки. К сожалению, из-за такого расположения площадок невозможно провести зондовые измерения, так как для них необходимо иметь контактные площадки не только под СВЧ сигнал, но и под заземление (например, стандартной конфигурацией СВЧ зондов является GSG или GS с шагом 150 мкм).

- 1 – СВЧ вход
- 2 – Контакт вывода смещения на ФД
- 3 – Контакт ввода смещения на ФД
- 4 – Земля
- 5 – Питание ТИУ
- 6, 7 – СВЧ выходы
- 8 – RSSI, контакт отслеживания уровня тока в цепи ФД

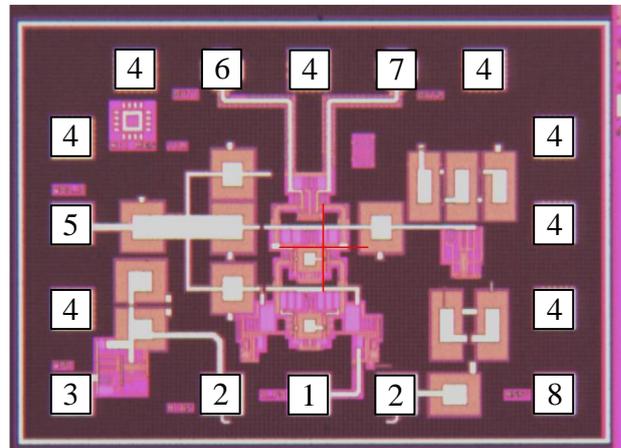


Рисунок 94 – Фотография кристалла ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии с обозначением контактных площадок

Для того, чтобы провести исследование электрических характеристик СВЧ ИС ТИУ 2,5 Гбит/с была разработана оснастка на основе печатной платы и 16-пинового корпуса QFN3X3-16-500. На рисунке 95 представлена фотография тестовой печатной платы для экспериментального исследования ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на отечественной 180 нм КМОП технологии

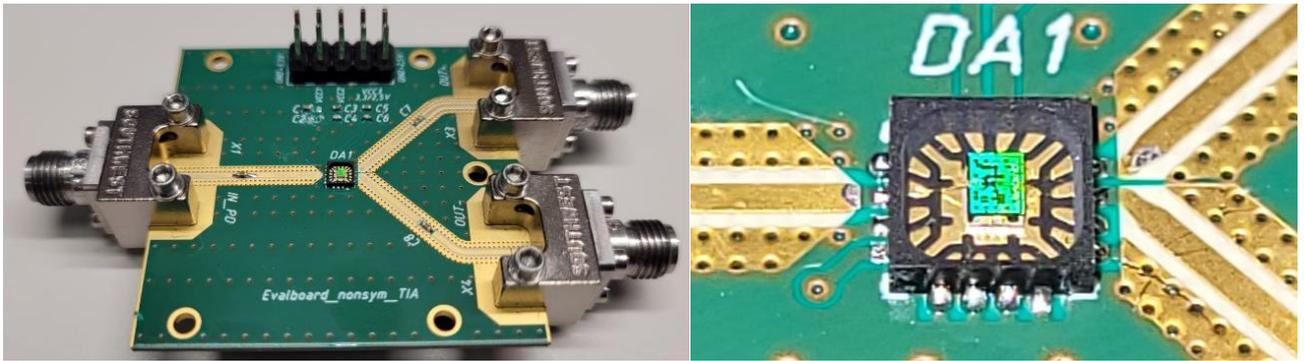


Рисунок 95 – Тестовая печатная плата для экспериментального исследования ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на основе отечественной 180 нм КМОП технологии

Экспериментальное исследование проводилось с помощью 4-портового ВАЦ (PNA-X, Keysigt) в полосе частот 0,01-5 ГГц при входной мощности сигнала -40 дБм. Перед началом проведения измерений была выполнена векторная калибровка ВАЦ методом SOLT, а также калибровка генератора ВАЦ по мощности. Результаты измерений ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на тестовой плате в недифференциальном включении представлены на рисунке 96.

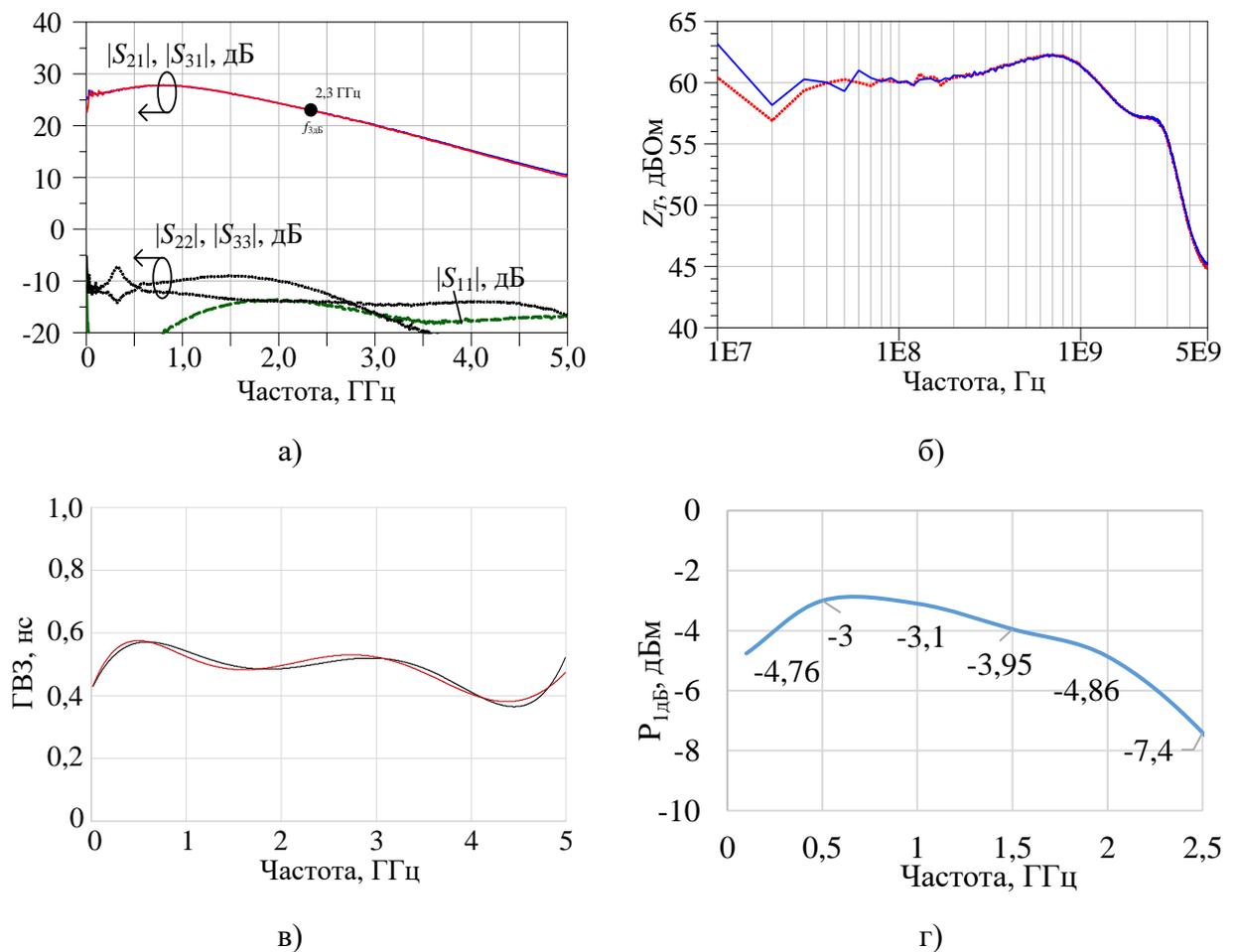


Рисунок 96 – Результаты измерений ИС ТИУ 2,5 Гбит/с на тестовой печатной плате (недифференциальное включение): а) S-параметры; б) коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  для двух каналов; в)  $\Gamma ВЗ$  для двух каналов; в)  $P_{1dB}$  с одного канала

Рабочая полоса частот по уровню -3 дБ составила 2,3 ГГц, при этом малосигнальный коэффициент усиления не менее 25 дБ, а коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T = 60$  дБОм. Неравномерность ГВЗ в полосе пропускания составляет  $500 \pm 80$  пс, выходная мощность по уровню 1 дБ сжатия не менее -6 дБм. Ток потребления ИС ТИУ 2,5 Гбит/с равен 50 мА при напряжении 3,3 В. Отметим, что в данной разработке используется одно напряжение питания, что делает ИС ТИУ удобным при последующем монтаже в специализированные корпуса по типу ТО-46.

С помощью САПР и измеренных S-параметров были получены результаты моделирования ИС ТИУ 2,5 Гбит/с в дифференциальном включении (нагрузка по выходу равна 100 Ом). Результаты моделирования ИС ТИУ 2,5 Гбит/с в дифференциальном включении представлены на рисунке 97.

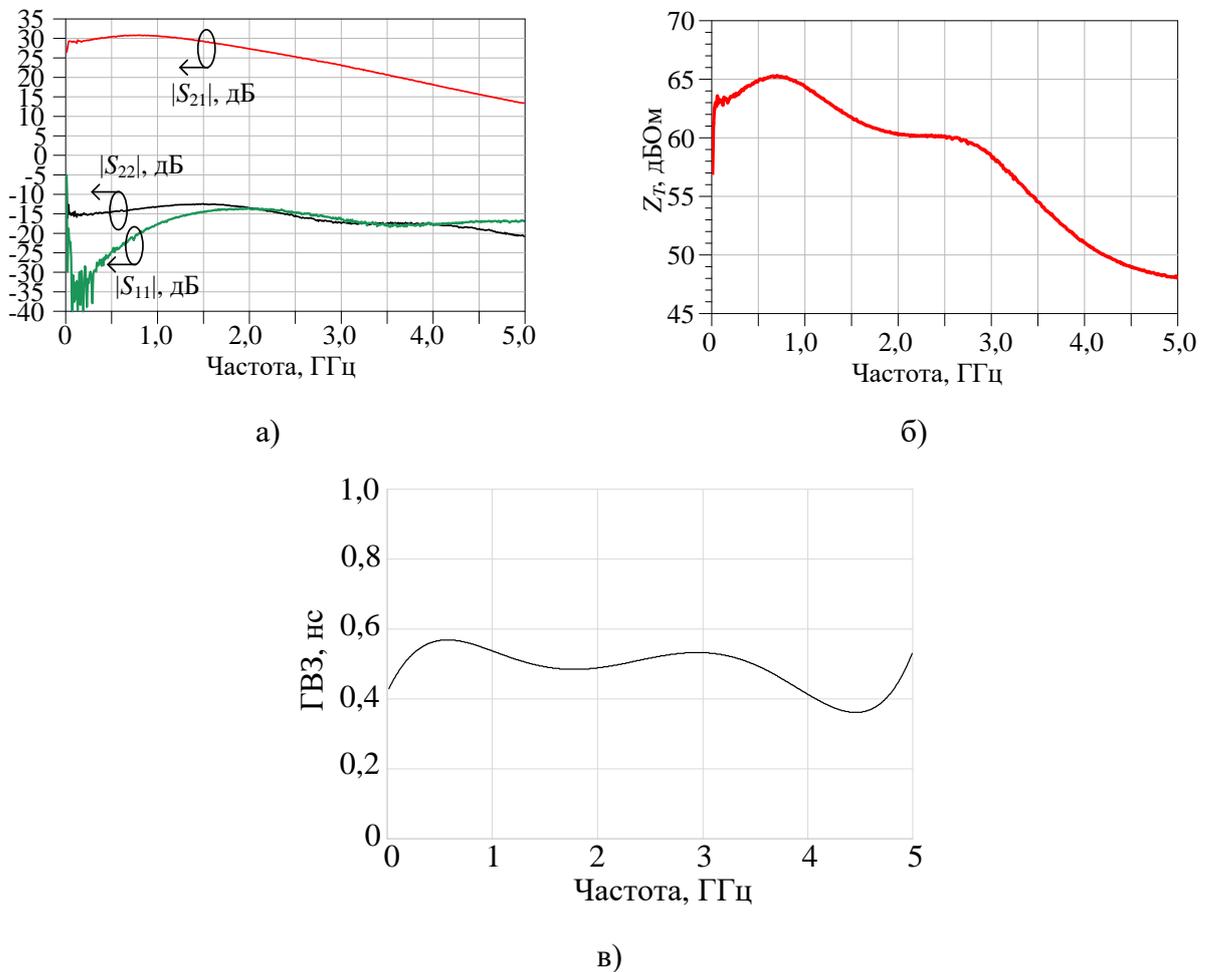


Рисунок 97 – Характеристики ИС ТИУ 2,5 Гбит/с в дифференциальном включении:

а) S-параметры; б) коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$ ; в) ГВЗ

**Экспериментальное исследование гибридного оптического приёмника 2,5 Гбит/с.** Далее на основе полученных результатов была разработана принципиальная схема (рисунок 98) оптического приемника (ОП) 2,5 Гбит/с. При этом для используется InGaAs p-i-n фотодиодом

6ОФ502АН5 (АО «ОКБ «Планета») с полосой пропускания до 7 ГГц и емкостью менее 300 фФ. Напряжение смещение на ФД заводится через кристалл ТИУ и равно 3,3 В.

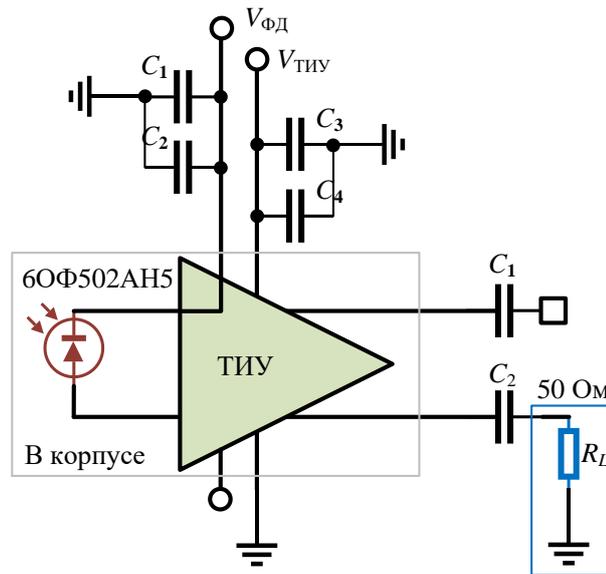


Рисунок 98 – Принципиальная схема оптического приемника 2,5 Гбит/с на основе отечественных ИС ТИУ и ФД

На рисунке 99 изображена схема экспериментальной установки для проведения измерений оптоэлектрических характеристик оптического приемника 2,5 Гбит/с. Основными элементами установки являются электрооптический (ЭО) ВАЦ (Ceyear LCA 6433F), источник питания, поляризатор, оптическое волокно и соединительные СВЧ кабели. Один из выходов оптического приемника 2,5 Гбит/с нагружен на 50 Ом, а второй подключается ко входу ЭО ВАЦ.

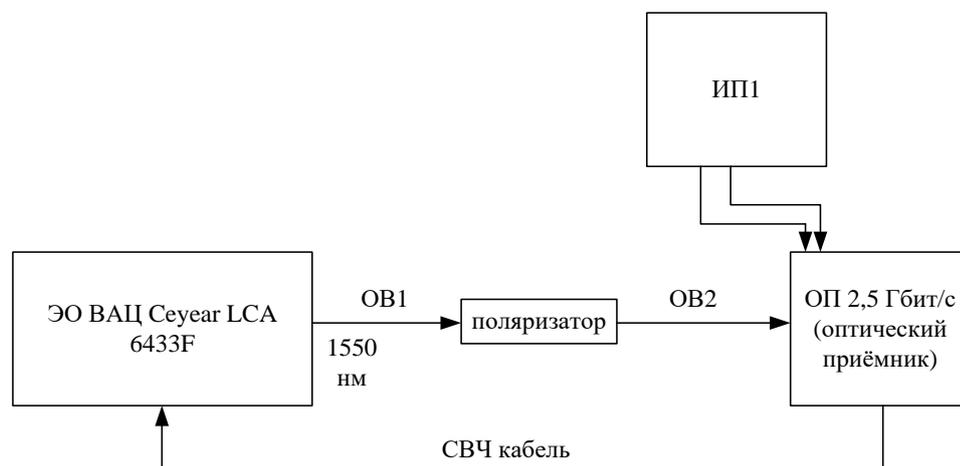


Рисунок 99 – Схема экспериментальной тестовой установки

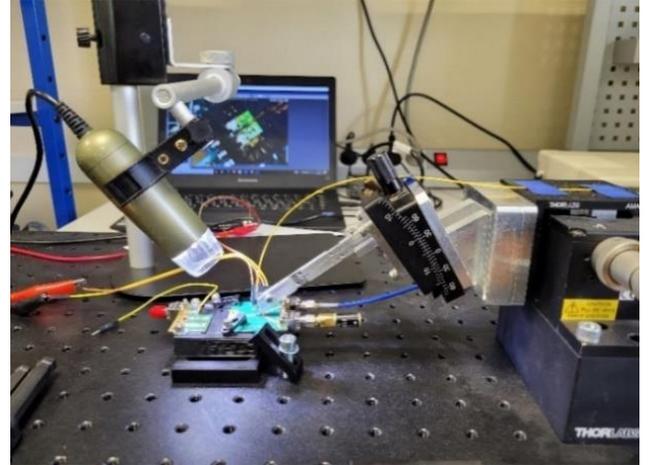
Сколотое оптическое волокно позиционируется при помощи специализированного манипулятора под углом 90 градусов по отношению к светочувствительной части СВЧ фотодиода (активная часть диаметром 40 мкм). Перед началом проведения измерений была выполнена электрооптическая калибровка в диапазоне частот 0,1-5 ГГц, при уровне оптический

мощности  $-2$  дБм. Потери на оптических переходах, в поляризаторе и оптическом волокне составляют порядка 6,6 дБ.

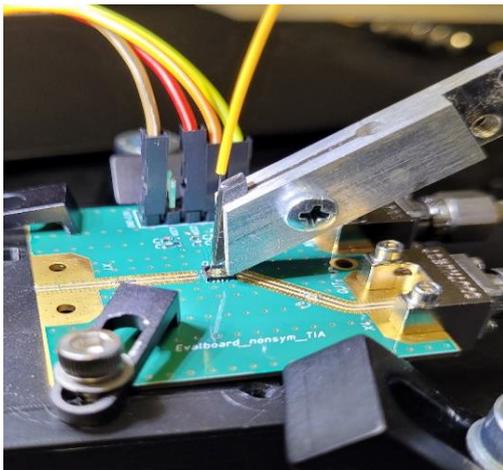
На рисунке 100 приведены фотографии экспериментальной установки, ИС ТИУ 2,5 Гбит/с и ФД в корпусе с подведённым оптоволоком, а также результаты измерений АЧХ коэффициента преобразования оптического приемника на ЭО ВАЦ.



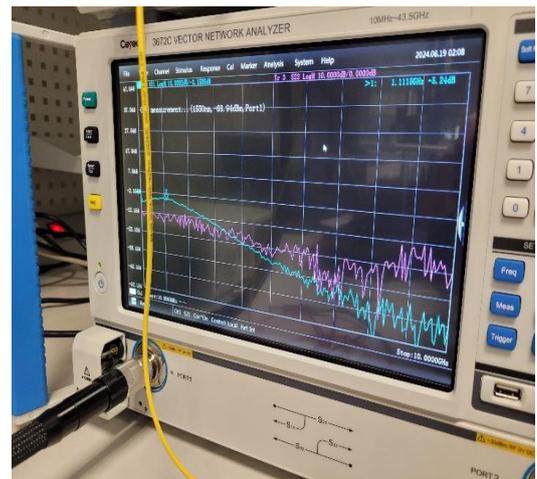
а)



б)



в)



г)

Рисунок 100 – а) ИС ТИУ 2,5 Гбит/с и ФД в корпусе с подведённым оптоволоком; б) экспериментальная установка, в) печатная плата с подведённым оптоволоком (вид сбоку); г) результаты измерений коэффициента преобразования оптического приемника на экране ЭО ВАЦ

На рисунке 101 представлены измеренные АЧХ коэффициента преобразования и коэффициента отражения по выходу по одному каналу для разработанного оптического приемника 2,5 Гбит/с. По результатам измерений коэффициент преобразования приёмника равен  $-5...-8$  дБ, полоса пропускания по уровню  $-3$  дБ составила 2,1 ГГц, коэффициент отражения не хуже  $-10$  дБ.

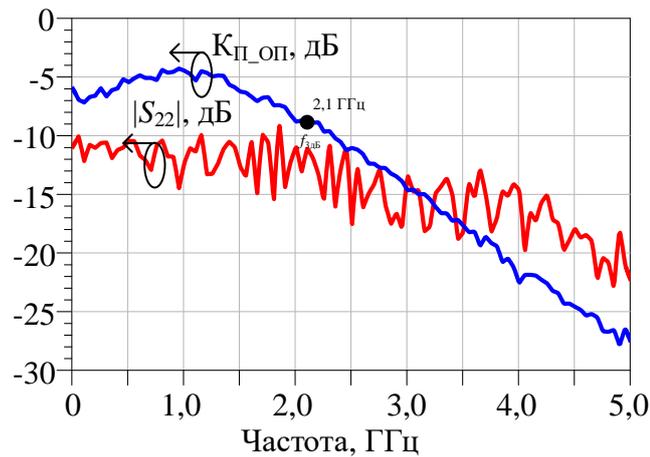


Рисунок 101 – АЧХ коэффициента преобразования и коэффициент отражения по выходу оптического приёмника 2,5 Гбит/с на основе отечественных компонентов

Таким образом, полученные результаты свидетельствуют об успешном испытании модели гибридного оптического приёмника, а также подтверждают возможность использования отечественной технологии 180 нм КМОП для разработки и производства трансимпедансных усилителей.

### 3.3.2 Экспериментальное исследование интегрального оптического приёмника на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии

На основе полученных результатов однокаскадного ТИУ (подраздел 3.1.1) и трехкаскадного ТИУ с дифференциальным выходом (подраздел 3.1.2) на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии был разработан интегральный оптический приемник с полосой пропускания DC–20 ГГц. При этом используется комбинированная фотонно-электронная SiGe БиКМОП технология [143, 144, 145], которая, помимо высокочастотных биполярных и КМОП транзисторов, дает возможность дополнительно выполнить в этом же технологическом процессе Ge-фотодиоды, а также пассивные оптические и оптоэлектронные компоненты на базе КНИ (кремниевые оптические волноводы, делители/сумматоры, кольцевые резонаторы, устройства оптического ввода/вывода, модуляторы Маха-Цандера и др.) [1, 4, 146, 147].

На рисунке 102 изображена структурная схема интегрального оптического приёмника диапазона DC–20 ГГц с интегрированными фотодиодом, трёхкаскадным ТИУ и схемой подачи напряжения смещения на фотодиод. Для ввода оптического сигнала используется дифракционная решетка, разработанная для минимизации потерь на длине волны  $\lambda = 1560$  нм. В схеме, изображенной на рисунке 102, входной каскад К1 преобразует ток ФД в напряжение. Промежуточный каскад К2 усиливает сигнал и преобразует его в дифференциальный, а также выполняют функцию коррекции АЧХ, которая необходима для компенсации наклона коэффициента передачи ФД в зависимости от частоты. Выходной дифференциальный буферный усилитель К3 обеспечивает требуемую выходную мощность и согласование с 50-омным трактом.

В трехкаскадный ТИУ встроена обратная связь для компенсации смещения постоянного тока от ФД, возникающего в результате прямого детектирования модулированного оптического сигнала. Также обратная связь выполняет роль стабилизации рабочей точки усилителей, разбаланса дифференциальных каналов в результате технологического разброса и прочих стабилизирующих факторов [148, 149, 150, 151, 152].

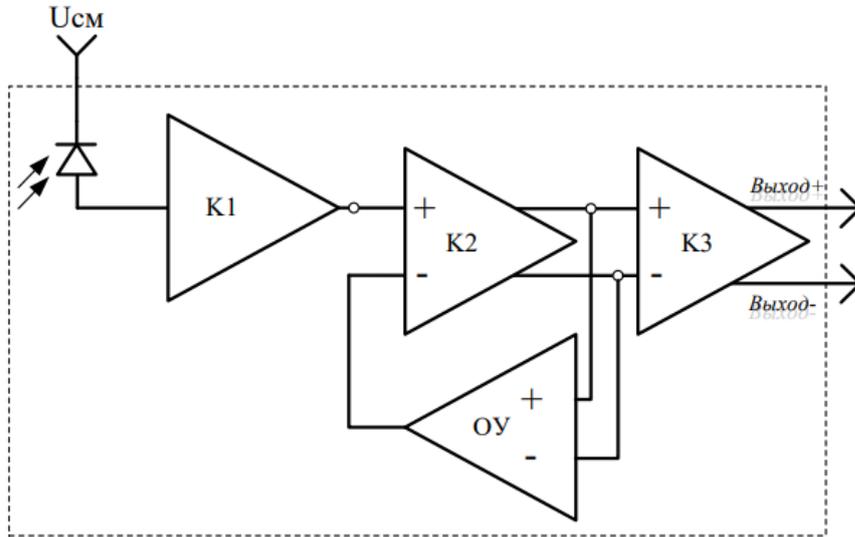


Рисунок 102 – Функциональная схема интегрального оптического приёмника диапазона DC–20 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БикМОП ЕРІС технологии

На рисунке 103 представлена фотография изготовленного оптического интегрального приёмника DC-20 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БикМОП ЕРІС технологии. В таблице 32 приведены обозначения контактных площадок и элементов интегрального оптического приёмника, размеры кристалла составляют  $1,46 \times 0,85 \text{ мм}^2$ .

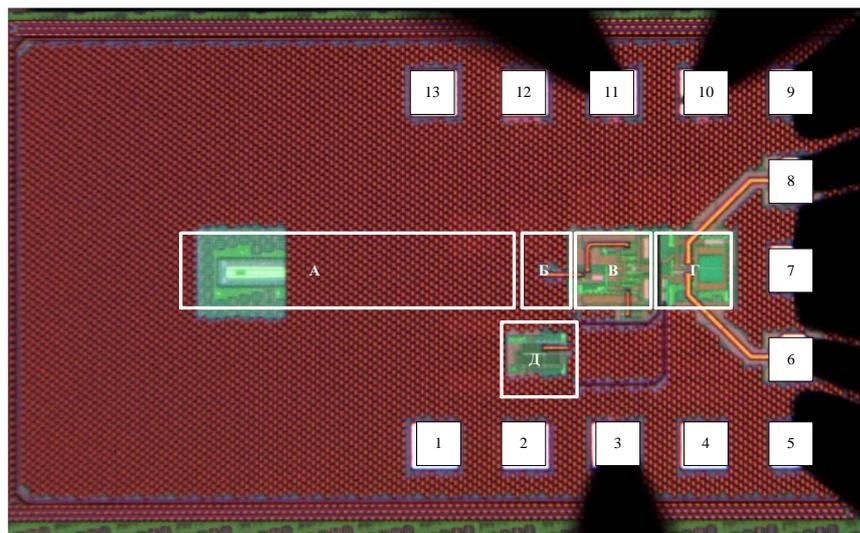


Рисунок 103 – Фотография интегрального оптического приёмника DC-20 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БикМОП ЕРІС технологии

Таблица 32 – Обозначения контактных площадок и элементов интегрального оптического приёмника DC-20 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП EPIС технологии

А – Дифракционная решётка, оптический волновод, интегральный Ge-фотодиод
Б – Входной усилитель
В – Промежуточный усилитель
Г – Выходной буферный усилитель
Д – Операционный усилитель
1, 2, 4, 5, 7, 9, 13 – Заземление
3 – Площадка для подачи питания на ОУ
10 – Площадка для подачи питания на промежуточный и выходной буферный усилители
11 – Площадка для подачи питания на входной усилитель
12 – Площадка для подачи напряжения смещения на фотодиод

*Экспериментальное исследование АЧХ* интегрального оптического приемника DC-20 ГГц было проведено в СПбГЭТУ «ЛЭТИ» (Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет). Для проведения измерений был использован электрооптический модулятор с полосой до 10-12 ГГц марки Lucent A0068698. На рисунке 104 представлена фотография чипа приёмника на плате с подведённым оптическим волокном.

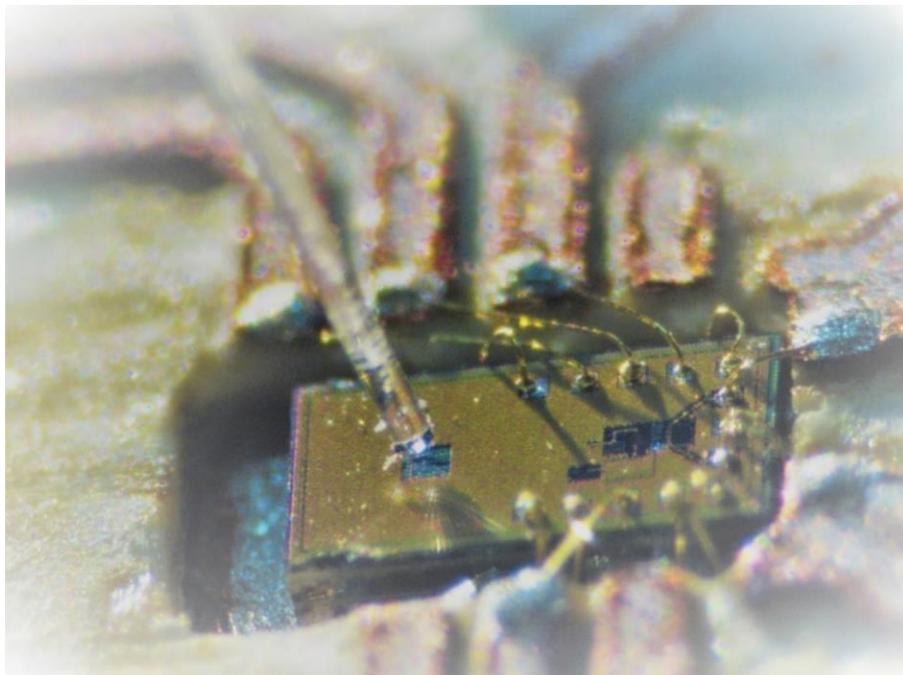


Рисунок 104 – Фотография чипа интегрального оптического приёмника DC-20 ГГц на плате с подведённым оптическим волокном

На рисунке 105 изображена схема измерительного стенда, а на рисунке 106 представлены измеренные характеристики приёмного тракта, а именно АЧХ коэффициента преобразования,

коэффициент отражения электрооптического модулятора, коэффициент отражения по выходу оптического приёмника.

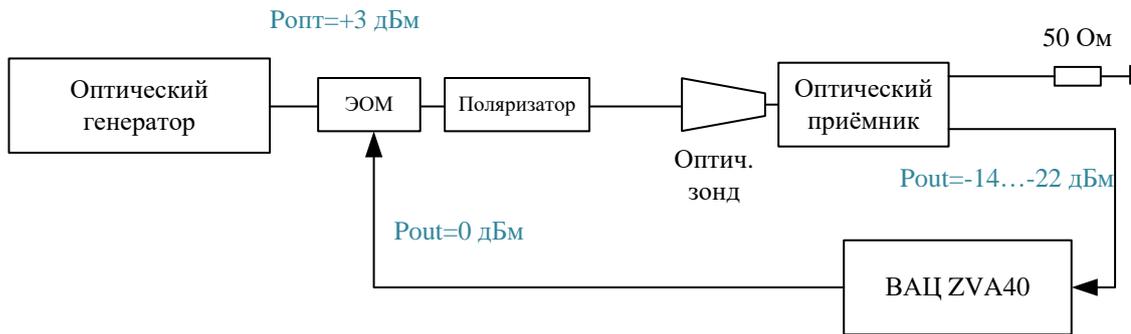


Рисунок 105 – Схема измерительного стенда интегрального оптического приёмника DC-20 ГГц

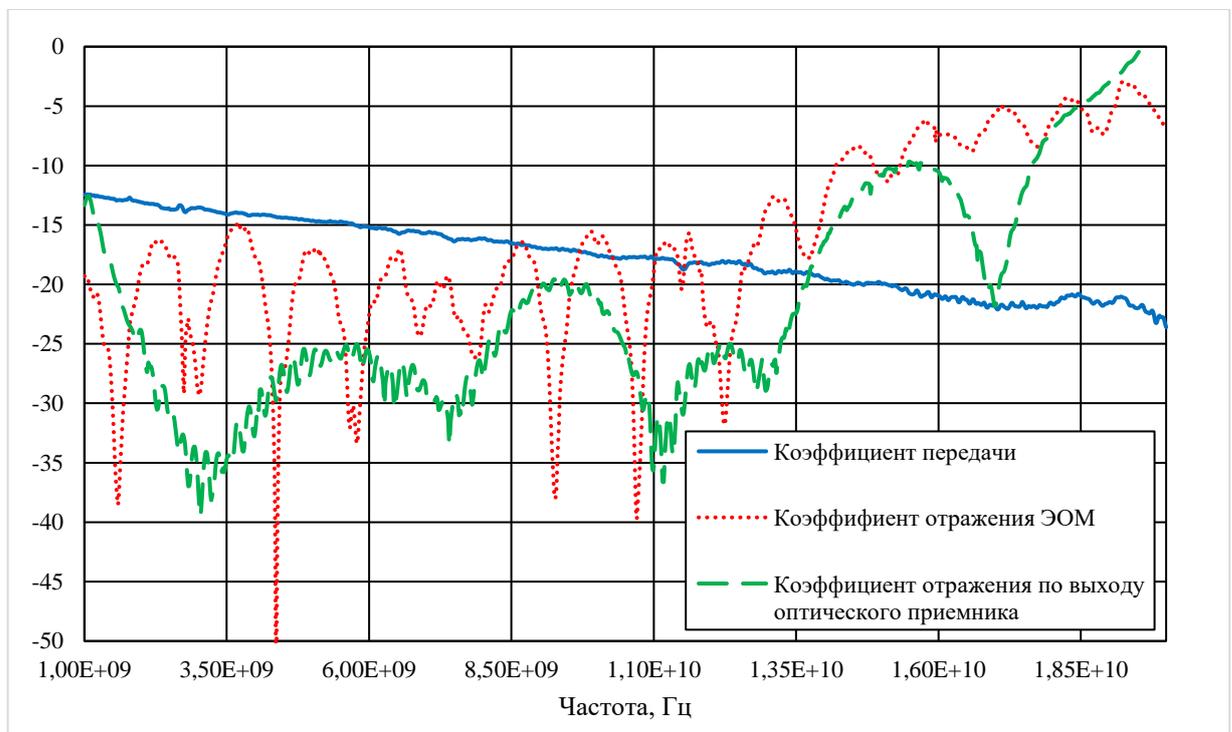
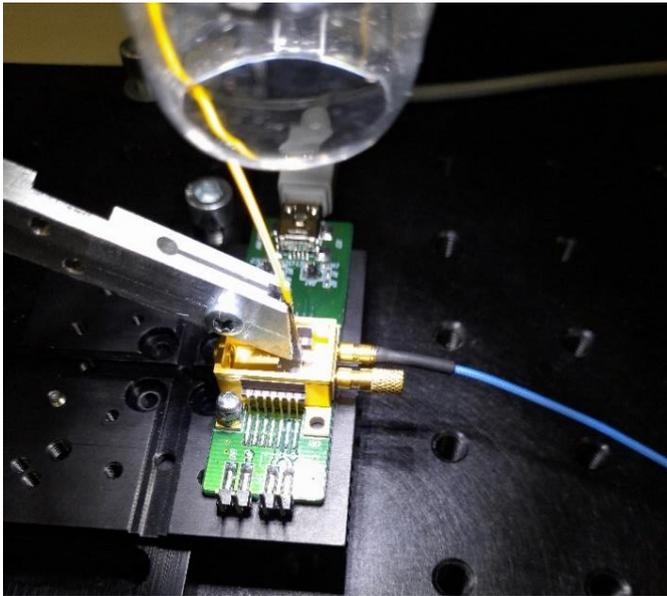


Рисунок 106 – Измеренные коэффициент передачи, коэффициент отражения электрооптического модулятора, коэффициент отражения по выходу оптического приёмника в дБ

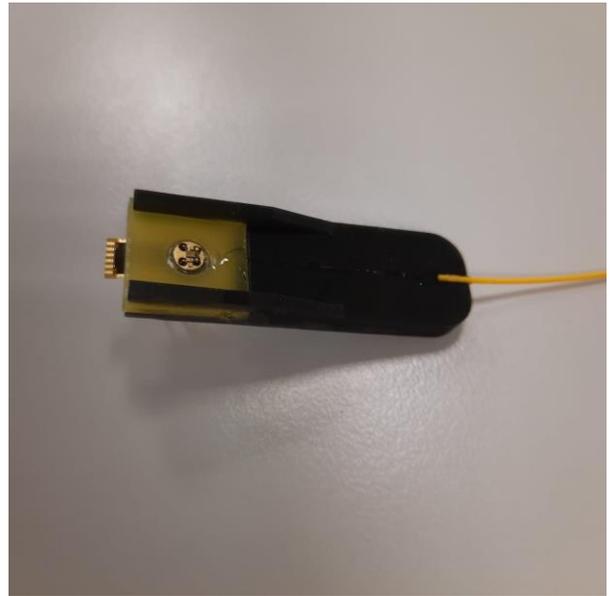
Рабочая полоса частот оптического модулятора порядка 10-15 ГГц, тем самым накладываются ограничения на исследуемую полосу частот. Наклон кривой коэффициента передачи приёмного тракта составляет порядка 10 дБ в диапазоне частот 1-20 ГГц и напрямую связан с АЧХ оптического модулятора. Порядка 10 дБ составляют потери на ввод и вывод сигнала, входная мощность около 3 дБм.

*Экспериментальное исследование на модулированном оптическом сигнале (ПСБП)* оптического приемника было выполнено на базе ООО «Файбер Трейд» (Future Technology) при помощи предоставленного компанией оборудования. Для этого были разработаны две

корпусированные версии интегрального оптического приемника. Первая версия используется кермачический корпус типа Butterfly (производство Куосера, рисунок 107а), вторая версия реализована в корпусе TO-can с выводом в виде гибкого шлейфа для использования с модулями в формате SFP (рисунок 107б). В работе [153] более подробно рассмотрены вопросы корпусирования фотонных ИС на примере передатчика с полосой пропускания до 25 ГГц. Аналогичные технические решения по вводу и поклейке оптоволокна были использованы в представленных модулях ОПрм.



а)



б)

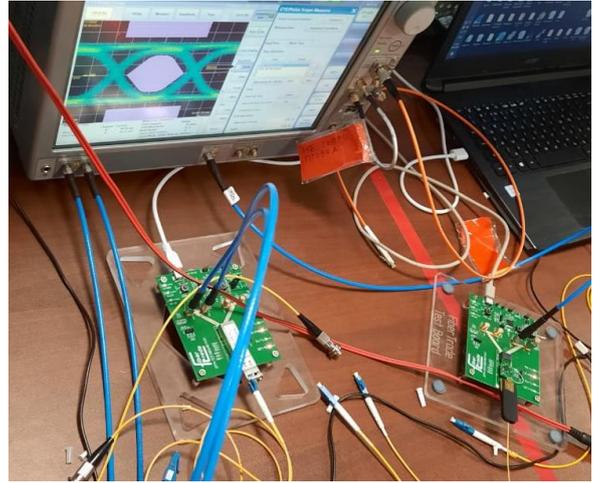
Рисунок 107 – Модуль оптического приемника DC-20 ГГц: а) в корпусе типа Butterfly; б) в корпусе TO-can с выводом в виде гибкого шлейфа для формата SFP

Проведенное экспериментальное исследование подтверждает работоспособность модуля интегрального оптического приемника DC-20 ГГц в условиях реального тестового сигнала (стандарт Ethernet, ПСБП 2<sup>31</sup>-1, длина волны оптической несущей  $\lambda = 1550$  нм) на скоростях 1,25 Гбит/с, 2,5 Гбит/с, 5 Гбит/с, 11,3 Гбит/с (ограничение в максимальной скорости обусловлено измерительным оборудованием). В качестве источника модулированного оптического сигнала использовался коммерческий SFP-модуль, производимый компанией ООО «Файбер-трейд».

Фотографии измерительных стендов для двух типов корпусов представлены на рисунке 108. Результаты измерения глазковых диаграмм изображены на рисунке 109.

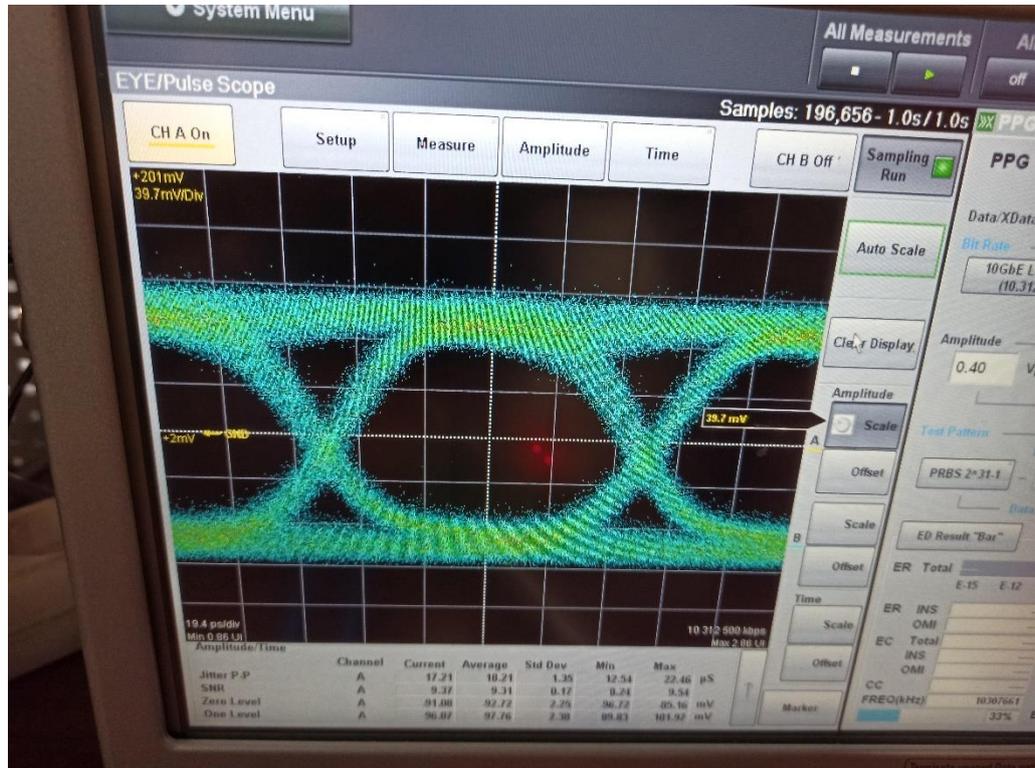


а)

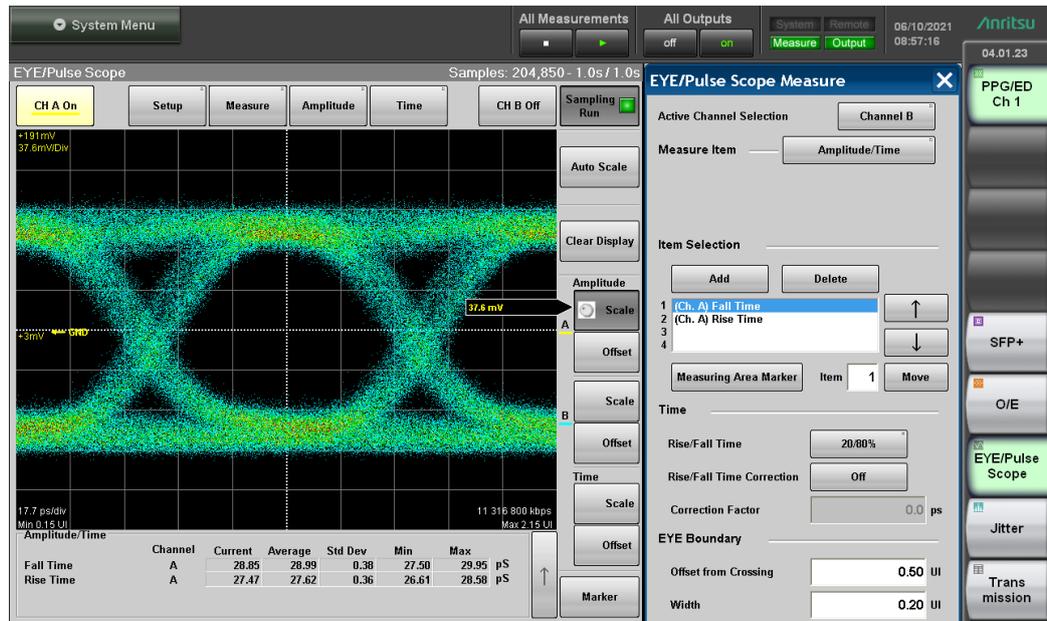


б)

Рисунок 108 – Фотография экспериментального стенда для исследования модуля оптического приемника DC-20 ГГц: а) в корпусе типа Butterfly; б) в корпусе TO-can с выводом в виде гибкого шлейфа для формата SFP



а)



б)

Рисунок 109 – Глазковая диаграмма модуля оптического приемника DC-20 ГГц:  
 а) в корпусе типа Butterfly при скорости передачи 10,3 Гбит/с; б) в корпусе TO-can с выводом в виде гибкого шлейфа для формата SFP при скорости передачи 11,3 Гбит/с

Максимальная измеренная скорость с помощью имеющегося оборудования составляет 11,3 Гбит/с при максимальном размахе амплитуды 200 мВ. В дальнейшем планируется исследование модуля интегрального оптического приёмника DC-20 ГГц при больших скоростях передачи данных с использованием более высокочастотного оборудования.

На основе проведенной разработки был получен РИД: свидетельство ТИМС № №2019630215 «Монолитная интегральная схема SiGe БиКМОП оптоэлектронного приёмника диапазона DC-20 ГГц со встроенным трансимпедансным усилителем с дифференциальным выходом и компенсацией постоянной составляющей» [154].

### 3.4 Выводы по разделу

Таким образом, с помощью предложенных методик и алгоритмов на основе различных полупроводниковых технологий (КМОП, SiGe БиКМОП, GaAs) был разработан ряд ИС ТИУ и оптических приемников на их основе:

1) Разработан и экспериментально исследован комплект СВЧ ИС ТИУ на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии. Однокаскадный ТИУ обладает полосой пропускания DC-30 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления не менее 48 дБΩ, коэффициент шума не хуже 6-7 дБ, групповая задержка  $14 \pm 5$  пс, выходная мощность в точке сжатия 1 дБ на частоте 20 ГГц составляет -8,3 дБм. Трехкаскадный ТИУ обладает полосой пропускания DC-12 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  равен 58-65 дБΩ, коэффициент усиления  $|S_{21}|/|S_{31}|$  в обоих каналах составляет ~22 дБ, выходная мощность не менее -8,5 дБм

2) Разработан ряд СВЧ ИС на основе отечественных технологий, в том числе, ТИУ на основе 90 нм КМОП технологии АО «Микрон» для оптических систем со скоростями передачи данных 12 Гбит/с, а также ТИУ 5 Гбит/с на основе 0,5 мкм GaAs рНЕМТ технологии (АО «Светлана-Рост») с двухполярным питанием.

3) Разработан и экспериментально исследован ИС ТИУ 2,5 Гбит/с, а также гибридный оптический приемник, на основе отечественной 180 нм КМОП технологии. Рабочая полоса частот ИС ТИУ 2,5 Гбит/с по уровню -3 дБ составила более 2 ГГц, малосигнальный коэффициент усиления не менее 25 дБ, а коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T = 60$  дБом. Неравномерность ГВЗ в полосе пропускания составляет  $500 \pm 80$  пс, выходная мощность по уровню 1 дБ сжатия не менее -6 дБм. Ток потребления ИС ТИУ 2,5 Гбит/с равен 50 мА при напряжении 3,3 В. Отметим, что в данной разработке используется одно напряжение питания, что делает ИС ТИУ удобным при последующем монтаже в специализированные корпуса по типу ТО-46.

4) Разработан и экспериментально исследован интегральный оптический приёмник диапазона DC–20 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП EPIC технологии, которая позволяет реализовать высокочастотные биполярные транзисторов, Ge-фотодиоды, а также пассивные оптические и оптоэлектронные компоненты в рамках одного техпроцесса. Разработаны две версии оптического модуля на основе интегрального оптического приёмника диапазона DC–20 ГГц, которые подтвердили свою работоспособность в условиях реального сигнала (стандарт Ethernet, ПСБП 2<sup>31</sup>-1, длина волны оптической несущей  $\lambda = 1550$  нм). Максимальная измеренная скорость с помощью имеющегося оборудования составляет 11,3 Гбит/с при максимальном размахе амплитуды 200 мВ.

## Заключение

Основные результаты диссертационной работы сводятся к следующему:

1. В среде математического пакета Mathcad разработан комплект исследовательских программ, реализующий предложенный подход к исследованию и проектированию усилительных каскадов СВЧ ТИУ на основе совместного применения компьютерного символьного анализа, упрощенных линейных моделей МОП-транзисторов, классического и модифицированного методов Брауде. Программы позволяют выполнить символьный анализ и численное моделирование комплекса характеристик распространенных типов усилительных каскадов СВЧ КМОП ТИУ с целью исследования, рассчитать цепи коррекции каскадов с различной требуемой формой АЧХ коэффициента усиления, осуществить проектирование ОПРм с многокаскадными ТИУ, в том числе с применением противошумовой коррекции.

2. Применительно к ряду типовых схем усилительных каскадов СВЧ КМОП ТИУ предложены простые аналитические выражения для определения оптимальных значений элементов корректирующих цепей, обеспечивающих максимально-плоские частотные характеристики коэффициента трансимпедансного усиления и ГВЗ, что позволяет выполнить быстрый инженерный расчет этих схем.

3. Разработан и экспериментально исследован комплект СВЧ ИС ТИУ на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии. Однокаскадный ТИУ обладает полосой пропускания DC-30 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления не менее 48 дБΩ, коэффициент шума не хуже 6-7 дБ, групповая задержка  $14 \pm 5$  пс, выходная мощность в точке сжатия 1 дБ на частоте 20 ГГц составляет -8,3 дБм. Трехкаскадный ТИУ обладает полосой пропускания DC-12 ГГц, коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T$  равен 58-65 дБΩ, коэффициент усиления  $|S_{21}|/|S_{31}|$  в обоих каналах составляет ~22 дБ, выходная мощность не менее -8,5 дБм

4. Разработан и запущен в производство ряд СВЧ ИС на основе отечественных технологий, в том числе, ТИУ на основе 90 нм КМОП технологии АО «Микрон» для оптических систем со скоростями передачи данных 12 Гбит/с и 25 Гбит/с, а также ТИУ 5 Гбит/с на основе 0,5 мкм GaAs pHEMT технологии (АО «Светлана-Рост») с двухполярным питанием.

5. Разработан и экспериментально исследован ИС ТИУ 2,5 Гбит/с, а также гибридный оптический приемник, на основе отечественной 180 нм КМОП технологии. Рабочая полоса частот ИС ТИУ 2,5 Гбит/с по уровню -3 дБ составила более 2 ГГц, малосигнальный коэффициент усиления не менее 25 дБ, а коэффициент трансимпедансного усиления  $Z_T = 60$  дБΩ. Неравномерность ГВЗ в полосе пропускания составляет  $500 \pm 80$  пс, выходная мощность по уровню 1 дБ сжатия не менее -6 дБм. Ток потребления ИС ТИУ 2,5 Гбит/с равен 50 мА при

напряжении 3,3 В. Отметим, что в данной разработке используется одно напряжение питания, что делает ИС ТИУ удобным при последующем монтаже в специализированные корпуса по типу ТО-46.

6. Разработан и экспериментально исследован интегральный оптический приёмник диапазона со скоростью передачи до 25 Гбит/с на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП EPIС технологии, которая позволяет реализовать высокочастотные биполярные транзисторов, Ge-фотодиоды, а также пассивные оптические и оптоэлектронные компоненты в рамках одного техпроцесса. Разработаны две версии оптического модуля на основе интегрального ОПм, которые подтвердили свою работоспособность в условиях реального сигнала (стандарт Ethernet, ПСБП 231-1, длина волны оптической несущей  $\lambda = 1550$  нм). Максимальная измеренная скорость с помощью имеющегося оборудования составляет 11,3 Гбит/с при максимальном размахе амплитуды 200 мВ.

**Список сокращений**

- ADS – advanced design system  
ВАХ – вольтамперная характеристика  
ОИ – общий исток  
ОС – общий сток  
ЭС – эквивалентная схема  
ЭКБ – электронная компонентная база  
МИС – монолитная интегральная схема  
ФД – фотодиод  
ГВЗ – групповое время задержки  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика  
КШ – коэффициент шума  
ОС – обратная связь  
САПР – система автоматизированного проектирования  
ТИУ – трансимпедансный усилитель  
ИС – интегральная схема  
ИОП – интегральный оптический приёмник  
ВОК – волоконно-оптический кабель  
ВОСП – волоконно-оптическая система передачи  
ОПрм – оптический приёмник  
ПШК – противозумовая коррекция

**Список литературы**

1. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. – Hoboken: Wiley, 2012. – P. 444.
2. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers. – Hoboken: Wiley, 2018. – P. 573.
3. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – P. 292.
4. Zimmermann H. Silicon Optoelectronic Integrated Circuits. – Vienna: Springer, 2018. – P. 456.
5. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов / Г.В. Брауде. – М.: Связь, 1967. – 249 с.
6. Cox C. H. Analog Optical Links: Theory and Practice. – Cambridge: Cambridge University Press, 2006. – P. 304
7. Классификация волоконно-оптических систем передачи. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/4326754/page:54/> (дата обращения: 10.02.2023)
8. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи / Р. Фриман. – М.: Техносфера, 2003. – 590 с.
9. Классификация волоконно-оптических систем передачи. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://biik.ru/uchebnik/cvosp\\_vosp/page9.html](https://biik.ru/uchebnik/cvosp_vosp/page9.html) (дата обращения: 10.02.2023)
10. Татаркина О.А. Волоконно-оптические системы передачи: конспект лекций / О.А. Татаркина. – Екатеринбург: УрТИСИ ГОУ ВПО «СибГУТИ», 2008. – 160 с.
11. Гринев А.Ю. Оптические устройства в радиотехнике / А.Ю. Гринев, К.П. Наумов, В.Н. Пресленев; под ред. В.Н. Ушакова. – 2-е изд. – М.: Радиотехника, 2009. – 264 с.
12. Agrawal G. P. Fiber-Optic Communication Systems. – Rochester: Wiley Interscience, 2010, – P. 630.
13. КМОП [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.elprocus.com/КМОП-working-principle-and-applications/> (дата обращения: 27.12.2022).
14. Андреев Д. Библиотека кремниевых КМОП СВЧ-элементов и Сложно-функциональных блоков для построения приемо-передающих модулей / Д. Андреев // Наноиндустрия. – 2016. – С. 46.
15. Цветков Ю.Б. Процессы и оборудование микротехнологии. Часть 1: Учебное пособие для ВУЗов / Ю.Б. Цветков; под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 58 с.
16. Ytterdal T. Device Modeling for Analog and RF КМОП Circuit Design. – Hoboken: Wiley, 2003. – P. 312.

17. El-Kareh B. Silicon Analog Components. Device Design, Process Integration, Characterization, and Reliability / B. El-Kareh, N. L. Hutter // Springer. – 2015. – P. 12-20.
18. Малышев И.В., Ионов П.Л., Репин В.В. Перспективы использования SiGe БиКМОП технологии для создания СВЧ микросхем [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.mes-conference.ru/data/year2006/34.pdf> (дата обращения: 27.12.2022)
19. Белоус А. Особенности современных технологий изготовления изделий полупроводниковой силовой электроники / А. Белоус, А. Прибыльский // Силовая электроника. – 2014. – № 3. – С. 88-94
20. Викулов И. Технология GaAs-монокристаллических схем СВЧ / И. Викулов, Н. Кичаева // ЭЛЕКТРОНИКА. – 2007. – С. 56-61.
21. Gallium Arsenide (GaAs) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://anysilicon.com/gallium-arsenide-gaas-overview/> (дата обращения: 27.12.2022)
22. Fisher D. Gallium arsenide IC application handbook. – Virginia: Academic press, 1995. – P. 359.
23. Sackinger E. Broadband circuits for optical fiber communication. – Hoboken: Wiley, 2005. – P. 464.
24. Урядов В.Н. Волоконно-оптические системы передачи / В.Н. Урядов. – Минск: БГУИР, 2008. – 229 с.
25. Tavernier F. High-Speed Optical Receivers with Integrated Photodiode in Nanoscale CMOS / F. Tavernier, M. Steyaert // New York: Springer, 2011. – P. 223.
26. Radovanovic S. A 3-Gb/s Optical Detector in Standard CMOS for 850-nm Optical Communication / S. Radovanovic, A.-J. Annema, B. Nauta // IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS. – 2005. – Vol. 40. – P. 1706-1717.
27. Voinigescu S. High-frequency Integrated Circuits. – New York: Cambridge University Press, 2013. – P. 902.
28. Jeong G.-S. Review of CMOS Integrated Circuit Technologies for High-Speed Photo-Detection/ G.-S. Jeong, W. Bae, D.-K. Jeong // Sensors. – 2017. – Vol. 17. – P. 1-40.
29. Personick S.D. Fiber optics: technology and applications. – New York: Plenum Press, 2013. – P. 256.
30. Шевцов Э.А. Фотоприёмные устройства волоконно-оптических систем передачи / Э.А. Шевцов, М.Е. Белкин. – М.: Радио и связь, 1992. – 226 с.
31. Calderon G. R. Design of CMOS transimpedance amplifiers for remote antenna units in fiber-wireless systems. – Zaragoza: University of Zaragoza, 2021. – P. 444.
32. Нарышкин А.К. Противошумовые коррекции в транзисторных усилителях / А.К. Нарышкин. – М.: Связь, 1974. – 144 с.

33. Нарышкин А.К. Противозумовые коррекции в широкополосных усилителях на транзисторах / А.К. Нарышкин. – М.: Связь, 1969. – 107 с.
34. Sibly M. Optical Communications. – Cardiff: Springer, 2020. – P. 262
35. Zebda Y. Monolithically-Integrated InP-Based Front-End Photoreceivers / Y. Zebda // IEEE Trans. on Electronic Devices. – 1991. – Vol. 38, No. 6. – P. 1324-1333.
36. Neuhauser M. Low-Noise, High-Gain Si-Bipolar Preamplifiers for 10 Gb/s Optical-Fiber Links – Design and Realization / M. Neuhauser, H.-M. Rein, H. Wernz // IEEE J. of Solid-State Circuits. – 1996. – Vol. 31, No. 1. – P. 24-29.
37. Francisco Aznar T. CMOS receiver design for gigabit short-range optical communications. – Zaragoza: University of Zaragoza, 2011. – P. 228.
38. Personick S.D. Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems / S. D. Personick // The Bell System Technical Journal. – 1973. – Vol. 52, No. 6. – P. 843-886.
39. Personick S.D. Receiver design for digital fiber systems / S.D. Personick // Proc. IEEE. – 1977. – Vol. 65. – P. 1670-1678.
40. Goell J.E. An optical repeater with high impedance input amplifier / J.E. Goell // The Bell System Technical Journal. – 1974. – Vol. 53, No. 4. – P. 629-643.
41. Li D. A low-noise design technique for high-speed CMOS optical receivers / D. Li, G. Minoia, M. Repossi, D. Baldi, E. Tempority, A. Mazanti // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2014. – Vol. 49. – P. 1437-1447.
42. Li D. A 25Gb/s 3D-integrated silicon photonics receiver in 65nm CMOS and PIC25G for 100GbE optical / D. Li, G. Minoia, M. Repossi, D. Baldi, E. Tempority, A. Mazanti // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2016. – P. 2334-2337.
43. Li D. Multi-rate low-noise optical receiver front-end / D. Li, G. Minoia, M. Repossi, D. Baldi, E. Tempority, A. Mazanti // Journal of Lightwave Technology. – 2020. – P. 1-9.
44. Li D. Overcoming the Transimpedance Limit: A Tutorial on Design of Low-Noise TIA / D. Li, L. Geng, F. Maloberti, F. Svelto // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2022. – P. 2648-2653.
45. Kao T.S.-C. Carusone, A.C. A 5-Gbit/s CMOS optical receiver with integrated spatially modulated light detector and equalization / T.S.-C. Kao, F.A. Musa // IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap. – 2010. – P. 2844–2857.
46. Nazari M. H. A 24-Gb/s double-sampling receiver for ultra-low-power optical communication / M. H. Nazari, A. Emami-Neyestanak // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2013. – Vol. 48, No. 2. – P. 344–357
47. Sharif-Bakhtiar A. A 20 Gb/s CMOS optical receiver with limited-bandwidth front end and local feedback IIR-DFE / A. Sharif-Bakhtiar and A. C. Carusone // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2016. – Vol. 51, No. 11. – P. 2679–2689
48. Abdelrahman D. Noise analysis and design considerations for equalizer-based optical receivers / D. Abdelrahman, G. E. R. Cowan // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers. – 2019. – Vol. 66, No. 8. – P. 3201–3212

49. Пустынский И.Н. Транзисторные видеосуилители / И.Н. Пустынский. – М.: Советское радио, 1973. – 176 с.
50. Лурье О.Б. Усилители видеочастоты / О.Б. Лурье. – М.: Советское радио, 1961. – 676 с.
51. Personic S.D. Contrasting fiber-optic-component-design requirements in telecommunications, analog, and local data communications applications/ S.D. Personic // Proc. IEEE. – 1980. – Vol. 68, No. 10. – P. 1254-1262.
52. Shekhar S. Bandwidth extension techniques for CMOS amplifiers / S. Shekhar, J.S. Walling, D.J. Allstot // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2006. – P. 2424–2439.
53. Wu C-H. CMOS Wideband Amplifier Using Multiple Inductive Peaking Technique / C.-H. Wu, C.-H. Lee, W.-S. Shen, S.-I. Lui // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2005. – Vol. 40, No. 2. – P. 548-552.
54. Pan Q. A 41-mW 30-Gb/s CMOS optical receiver with digitally-tunable cascaded equalization / Q. Pan, Y. Wang, Z. Hou, L. Sun, L. Wu, W.-H. Ki // ESSCIRC 2014 - 40th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC). – 2014. – P. 127-130.
55. Narasimha A. A Fully Integrated  $4 \times 10$ -Gb/s DWDM Optoelectronic Transceiver Implemented in a Standard 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS SOI Technology / A. Narasimha, B. Analui, Y. Liang, T. J. Sleboda, S. Abdalla, E. Balmater // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2007. – Vol. 42. – P. 2736-2744.
56. Hullet J. A Modified Receiver for Optical Transmission Systems / J. Hullet, H. Doan, G. Rosman // IEEE Transactions on Communications. – 1975. – Vol. 23, No 12. – P. 1514-1518.
57. Abraham M. Design of Butterworth-type transimpedance and bootstrap-transimpedance preamplifiers for fiber-optic receivers / M. Abraham // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1982. – Vol. 29, No 6. – P. 375-382.
58. Yang Q. A hybrid integrated TIA and PD for 20-Gb/s optical receivers / Q. Yang, N. Qi, J. Wang, Z. Hong, P. Chiang // 2015 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC). – 2015. – P. 1-3.
59. Muoi T. Receiver design for high-speed optical-fiber systems / T. Muoi // Journal of Lightwave Technology. – 1984. – Vol. 2, No 3. – P. 243-267s.
60. Alameh K.E. Tuned optical receivers for microwave subcarrier multiplexed lightwave system // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,. – 1990. – Vol. 38, No 5. – P. 546-551.
61. Schneider M.V. Reduction of spectral noise density in p-i-n-HEMT lightwave receivers / M.V. Schneider // Journal of Lightwave Technology. – 1991. – Vol. 9, No 7. – P. 887-892.
62. Greaves S.D. The design of tuned front-end GaAs MIC optical receivers/ S.D. Greaves, R.T. Unwin // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,. – 1996. – Vol. 44, No 4. – P. 591-597.
63. Зайцев Д.Ф. Аналитический расчет и оптимизация чувствительности быстродействующих цифровых и аналоговых фотоприемных устройств для волоконно-оптических линий связи / Д.Ф. Зайцев // Радиотехника и электроника. – 1988. – т. 33. – № 3. – С. 612-619.

64. Зайцев Д.Ф. Устройства аналоговых фотонных сетей в аппаратуре АФАР: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – М.: МИРЭА, 2005. – 262 с.
65. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение – Монография / Д.Ф. Зайцев. – М.: АКТЕОН, 2012. – 445 с.
66. Зайцев Д.Ф. Оптимизация шумовых характеристик предусилителей для быстродействующих фотоприемников волоконно-оптических линий связи / Д.Ф. Зайцев // Радиотехника и электроника. – 1985. – т. 30. – № 8. – С. 1630-1633.
67. Масленников В.Н. Видеоусилители на полевых транзисторах: Учебное пособие / И.Н. Пустынский, В.Н. Масленников. – Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2007. – 64 с
68. Масленников В.Н. Сравнительный анализ чувствительности транзисторных и ламповых видеоусилителей / В.Н. Масленников // Приборостроение. – 2010. – Т. 53. – № 9. – С. 75-80.
69. Жалуд В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В.Н. Кулешов. – М.: Советское радио, 1977. – 416 с.
70. Analui B. Bandwidth enhancement for transimpedance amplifiers / B. Analui, A. Hajimiri // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2004. – Vol. 39, No 8. – P. 1263-1270.
71. Tao R. Wideband fully differential CMOS transimpedance preamplifier / R. Tao, M. Berroth, Z. Gu // Electronics Letters. – 2003. – Vol. 39, No 21. – P. 1488-1490.
72. Chein F.-T. Bandwidth enhancement of transimpedance amplifier by a capacitive-peaking design / F.-T. Chein, Y.-J. Chan // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1999. – Vol. 34, No 8. – P. 1167-1170.
73. Shahdoost S. Integrated high frequency low-noise current-mode optical transimpedance preamplifiers: theory and practice / S. Shahdoost, A. Medi, N. Saniei // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2015. – Vol. 86. – P. 233-240
74. Al-Berwari R. A Simulated Study of 65 nm CMOS 2GHz Front-End Preamplifier Circuit for Optical Fiber Applications / R. Al-Berwari // Rafidain Journal of Science. – 2022. – Vol. 31, No 3. – P. 29-41.
75. Vanistri T. Integrated high frequency low-noise current-mode optical transimpedance preamplifiers: theory and practice / T. Vanistri, C. Toumazou // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1995. – Vol. 30, No 6. – P. 677-685.
76. Chen W.-Z. Design and Analysis of A 2.5-Gbps Optical Receiver Analog Front-End in a 0.35- $\mu$ m Digital CMOS Technology / W.-Z. Chen, S.-H. Lu // IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS. – 2006. – Vol. 53, No 4. – P. 977-983.
77. Li C. A Modified Receiver for Optical Transmission Systems / C. Li, S. Palermo // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2013. – Vol. 48, No 5. – P. 1264-1275.
78. Pen-Min Lin. Symbolic Network Analysis / Pen-Min Lin. – New York: Elsevier, 1991. – P. 319.
79. Gielen G. Symbolic Analysis for Automated Design of Analog Integrated Circuits / G. Gielen, W. Sansen. – Boston: Kluwer Academic, 1991. – P. 290
80. Fakhfakh M. Design of analog circuits through symbolic analysis. – Tunisia: Bentham Books, 2012. – P. 468.

81. Валухов В.П. Коэффициент шума усилителей с общими отрицательными обратными связями / В.П. Валухов, А.И. Сурыгин // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1982. – Т. 25, № 11. – С. 36–40
82. Купцов В.Д. Радиотехнические приёмно-преобразующие устройства оптоэлектронных систем: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – Спб.: ФГАОУ ВО «СПбПУ», 2018. – 309 с
83. Wang Y. A 3-mW 25-Gb/s CMOS transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100GbE systems / Y. Wang, Y. Lu, Z. Hou, L. Wu, W.-H. Ki // IEEE Transactions on Communications. – 2014. – P. 1-4.
84. Galal S. 40-Gb/s Amplifier and ESD Protection Circuit in 0.18-um CMOS Technology / S. Galal, F. Razavi // IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS. – 2004. – Vol. 39, No 12. – P. 2389-2396.
85. Пустынский И. Н. Отношение сигнал /шум в телевизионных датчиках с транзисторными видеоусилителями / И. Н. Пустынский // Доклады XXII Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио. – 1966.
86. Пустынский И. Н. Определение оптимальной полосы частот в телевизионных измерительных устройствах / И. Н. Пустынский, А.Г. Ильин // Вопросы радиоэлектроники. – 1970.
87. Butterworth M. Sc. On the Theory of Filter Amplifiers / M. Sc. Butterworth // The wireless engineer. – 1930. – P. 536-541.
88. Чуа Л.О. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы / Л.О. Чуа, Лин Пен-Мин. – М.: Энергия, 1980. – 638 с.
89. Сигорский В.П. Алгоритмы анализа электронных схем / В.П. Сигорский, А.И. Петренко. – М.: Сов. радио, 1976. – 608 с.
90. Трохименко Я.К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей / Я.К. Трохименко. – М.: Сов. радио, 1972. – 212 с.
91. Курганов С. А. Символьный анализ и диакоптика линейных электрических цепей: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – Спб.: ГОУ ВПО «УлГТУ», 2006. – 338 с
92. Филаретов В. В. Топологический анализ электрических цепей на основе схемного подхода: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – М.: СПбГТИ, 2002. – 338 с
93. Бабак Л.И. Анализ линейных шумящих СВЧ-цепей с использованием топологической матрицы рассеяния / Л.И. Бабак // Вестник ТГПУ. – 2005. – № 7. – С. 11–17.
94. Горовиц А.М. Синтез систем с обратной связью / А.М. Горовиц. – М.: Советское радио, 1970. – 603 с.

95. Макаров И.М. Линейные автоматические системы / И.М. Макаров, Б.М. Менский. – М.: Машиностроение, 1977. – 464 с.
96. Бабак Л.И. Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ- и СВЧ-усилителей / Л.И. Бабак, А.Н. Шевцов, Р.Р. Юсупов // Электронная техника. – Сер. 1: СВЧ-техника. – 1993. – № 3. – С. 60–63.
97. Влах И. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем / И. Влах, К. Сингхал. – М.: Радио и Связь, 1988. – 561 с.
98. Карпуков Л. М. Символьный анализ устройств СВЧ / Л. М. Карпуков // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 1982. - Т. 25. -№ 6. - С. 85-87
99. Tulunay G. Design Automation of Single-Ended LNAs Using Symbolic Analysis / G. Tulunay, S. Balka // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. – 2005.
100. Девенпорт Д. Компьютерная алгебра. Системы и алгоритмы алгебраических вычислений / Девенпорт Д; пер. с фр. под ред. А.В. Михалева. – М.: Мир, 1991. – 352 с.
101. Niknejad A.M. mm-Wave Silicon Technology 60 GHz and Beyond / A.M. Niknejad, H. Hashemi – New York: Springer, 2008. – P. 315.
102. Dambrine G. A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. – 1988. – Vol. 36, № 7. – P. 1151–1159.
103. Gao J. Heterojunction Bipolar Transistors for Circuit Design. – Shanghai: Wiley, 2015. – P. 292.
104. Berroth M. High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications / M. Berroth, R. Bosch // IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. – 1991. – Vol. 39, No. 2. – P.224-229.
105. Коколов А.А. Построение моделей гетероструктурных полевых транзисторов и автоматизированное проектирование монолитных СВЧ усилителей мощности на основе большесигнальных параметров рассеяния и нагрузочных диаграмм: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Томск: ТУСУР, 2013. – 263 с.
106. Горяинов А. Е. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с использованием программы Extraction-P / А. Е. Горяинов, И. М. Добуш, Л. И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2(26). – Ч. 2. – С. 98–103.
107. Ellinger F. Radio frequency integrated circuits and technologies. – New York: Springer, 2007. – P. 518.
108. Агапова М.Г. Транзисторы: Параметры, методы измерений и испытаний / М.Г. Агапова, В.Л. Аронов; под ред. И.Г. Бергельсон. – М.: Советское радио, 1968. – 504 с.

109. Войшвилло Г.В. Усилители СВЧ на полевых транзисторах / Г.В. Войшвилло, В.И. Караванов, В.Я. Краева, М.Е. Мовшович, С.А. Новиков; под ред. Г.В. Войшвилло. – М.: Связь, 1972. – 184 с.
110. Аронов В.Л. Испытание и исследование полупроводниковых приборов / В.Л. Аронов, Я.А. Федотов. – М.: Высшая школа, 1975. – 320 с.
111. Волцит В.В. Малошумящие ВЧ и СВЧ транзисторы. - В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение / В.В. Волцит, Ю.А. Каменецкий; под ред. Я.А. Федотова. – М.: Сов.радио, 1975. – С.30-56.
112. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах / Н.З. Шварц. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
113. Агаханян Т.М. Линейные импульсные усилители / Т.М. Агаханян. – М.: Связь, 1970. – 472 с.
114. Бабак Л.И. Проектирование сверхширокополосных усилителей на полевых транзисторах / Л.И. Бабак, А.Н. Дьячко // Радиотехника. - 1988. - N7. -С.87-90.
115. Бабак Л.И. Автоматизированный синтез двухполюсных цепей коррекции полупроводниковых устройств ВЧ и СВЧ / Л.И. Бабак // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1993. – Т. 36. – № 10. – С. 35–44.
116. Wang Y. A 3-mW 25-Gb/s КМОП transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100Gbsystems / Y. Wang, Y. Lu, Q. Pan, Z.Hou, L. Wu, W. Ki, P. Yue // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – 2014. – P. 275–275.
117. Коряковцев А.С. Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // Доклады ТУСУР. – 2023. – № 26. – С. 7–15.
118. Коряковцев А.С. Символьный анализ и расчет входного каскада СВЧ трансимпедансного усилителя по схеме КМОП инвертора с обратной связью / А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2023. – С. 145-150.
119. Сравнительный анализ методов аппроксимации на основе SQL-запросов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habr.com/ru/companies/neoflex/articles/779060/> (дата обращения: 10.03.2023)
120. Pospieszalski M.W. Modeling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence / M.W. Pospieszalski // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. – 1989. – Vol. 37, No 9. – P. 1340–1350
121. Сигорский В.П. Матрицы и графы в электронике / В.П. Сигорский. – М.: Энергия, 1986. – 178 с.

122. Фидлер Дж. К. Машинное проектирование электронных схем / Дж. К. Фидлер, К. Найтингейл; Пер. с англ. и предисл. Д. И. Панфилова, А. Г. Соколова; Под ред. Г. г. Казеннова. – М.: Высшая школа, 1985. – 216 с.
123. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ / Н.З. Шварц. – М.: Советской Радио, 1980. – 368 с.
124. Walscharts P. Exact and approximated symbolic analysis of analog circuits in s- and z-domain / P. Walscharts, G. Gielen, W. Sansen // ISCAS. – 1989. – P. 814–817
125. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей / К. Гехер. – М.: Советской Радио, 1973. – 200 с.
126. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023685659 «Программа для символьного анализа СВЧ- трансимпедансных усилителей "Трансимпеданс"» // Коколов А.А., Коряковцев А.С., Бабак Л.И. – Заявка № 2023683602. Дата поступления 08.11.2023. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29.11.23.
127. Бабак Л.И. Модифицированный метод Брауде для проектирования ВЧ и СВЧ сверхширокополосных усилителей / А.С. Коряковцев // Электронные средства и системы управления: Матер. Междунар. научно-практ. конф. – 2023.
128. Коряковцев А.С. Проектирование многокаскадных СВЧ трансимпедансных усилителей с противошумовой коррекцией на основе символьного анализа и модифицированного метода Брауде / Л.И. Бабак, А.А. Коколов // Электронные средства и системы управления: Матер. Междунар. научно-практ. конф. – 2023.
129. Коряковцев А.С. Монолитный трансимпедансный усилитель диапазона DC-20 ГГц на основе SiGe BiCMOS технологии / А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов, Е.А. Шутов, А.А. Коколов // Научная сессия ТУСУР-2018: материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2018.
130. Коряковцев А.С. Монолитный трансимпедансный усилитель диапазона DC-20 ГГц на основе SiGe BiCMOS технологии / А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов, А.А. Коколов // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2018.
131. Koryakovtsev A.S. Design of Integrated Photonic Receiver with 20 GHz Bandwidth Based on 0.25- $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS technolog / A.S. Koryakovtsev, A.A. Kokolov, F.I. Sheyerman, L.I. Babak // EWDTs. – 2018.
132. Kokolov A.A. Microwave photonic ICs for 25 Gb/s optical link based on SIGE BICMOS technology / A.A. Kokolov, D.A. Konkin, A.S. Koryakovtsev, F.I. Sheyerman, L.I. Babak // Symmetry. – 2019. – Т. 11. – № 12. – P. 1453.

133. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2021630178 «Монолитная интегральная схема однокаскадного трансимпедансного усилителя диапазона DC-35 ГГц на основе 250 нм SiGe BiCMOS технологии» // Коколов А.А., Коряковцев А.С., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., 2021 г.

134. Kokolov A.A. Differential transimpedance amplifier for 25 Gb/s optical links in a 0.25 um SiGe BiCMOS technology / A.S. Koryakovtsev, F.I. Sheyerman, L.I. Babak // International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences, Proceedings. – 2019. – P. 233-236.

135. Коколов А.А. Разработка и экспериментальное исследование дифференциального трансимпедансного усилителя DC-20 ГГц на основе SiGe BiCMOS-технологии / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, Ф.И. Шеерман, Д.А. Конкин // 4-я Международная научная конференция «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули». – 2018.

136. Коколов А.А. Дифференциальный трансимпедансный усилитель DC-20 ГГц на основе SiGe BiCMOS технологии для интегрального оптического приемника / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, Ф.И. Шеерман, Д.А. Конкин, Ю.А. Светличный // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2019. – Т. 1. – С. 218-223.

137. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2018630181 «Монолитная интегральная схема SiGe BiCMOS трансимпедансного усилителя диапазона DC-20 ГГц с дифференциальным выходом и компенсацией постоянной составляющей» // Коряковцев А., Коколов А.А., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., 2018 г.

138. Коряковцев А.С. Разработка ИС-трансимпедансного усилителя на основе отечественной 180 нм КМОП-технологии для 2,5 гбит/с оптических линий связи / А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман // Электронные средства и системы управления: Матер. Междунар. научно-практ. конф. – 2022. – № 1-1. – С. 38-41.

139. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2023630274 «Монолитная интегральная схема трансимпедансного усилителя для линий связи 2,5 Гб/с на основе 180 нм КМОП технологии» // Коколов А.А., Коряковцев А.С., Бабак Л.И., 2023 г.

140. Коряковцев А.С. Разработка комплекта ИС трансимпедансных усилителей на основе отечественной 90-нм КМОП-технологии для высокоскоростных оптических линий связи до 25 гбит/с / А.С. Коряковцев, А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // Микроэлектроника 2022. – 2022. – С. 249-250.

141. Коряковцев А.С. Разработка комплекта ИС трансимпедансных усилителей на основе отечественной 90-нм КМОП-технологии для высокоскоростных оптических линий связи до 25 Гбит/с / Коколов А.А., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И. // Наноиндустрия. – 2023. – Т. 16. – № S9-1 (119). – С. 161-165.

142. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2024630158 «Монолитная интегральная схема однокаскадного трансимпедансного на основе 0,5 мкм GaAs PHEMT технологии» // Коколов А.А., Коряковцев А.С., Бабак Л.И., 2024 г.
143. Knoll D. Zimmermann L. SiGe BiCMOS for optoelectronics / D. Knoll, S. Lischke, A. Awny. // ECS Trans. – 2016. – Vol. 75, No 8. – P. 121–139.
144. Knoll D. Substrate design and thermal budget tuning for integration of photonic components in a high performance SiGe:C BiCMOS process / D. Knoll, H. Richter, B. Heinemann, S. Lischke, Y. Yamamoto, L. Zimmermann, B. Tillack // ECS Trans. – 2013. – Vol. 50, No. 9. – P. 297-303.
145. Lischke S. Monolithic photonic BiCMOS technology for high-speed receiver applications / S. Lischke, D. Knoll, C. Mai, A. Awny, G. Winzer, M. Kroh, K. Voigt, L. Zimmerman // 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). – 2017.
146. Ruckler H. A 0.13 um SiGe BiCMOS Technology Featuring  $f_T/f_{max}$  of 240/330 GHz and Gate Delays Below 3 ps. / H. Ruckler, B. Heinemann, W. Winkler, R. Barth, J. Borngraber, J. Drews, G.G. Fisher, A. Fox, T. Grabolla, U. Haak, D. Knoll, F. Korndorfer, A. Mai, S. Marschmeyer, P. Schley, J. Schmidt, M.A. Schubert, K. Schulz, B. Tillack, D. Wolansky, Y. Yamomoto // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2010. – Vol. 45, No. 9. P. 1678-1686.
147. Lischke S. High bandwidth, high responsivity waveguide-coupled germanium p-i-n photodiode / S. Lischke, D. Knoll, C. Mai, L. Zimmerman, A. Peczek, M. Kroh, A. Trusch, E. Krune, K. Voigt, A. Mai // Optics Express. – 2015. – Vol. 23, No. 21. – P. 27213-27220.
148. Коряковцев А.С. Разработка и экспериментальное исследование интегрального оптического приемника на основе 0,25 мкм SIGE-БИКМОП-технологии для линий передачи со скоростью 25 Гб/с / А.А. Коколов, Д.А. Конкин, Ф.И. Шеерман, Ю.С. Жидик // Электронные средства и системы управления: Матер. Междунар. научно-практ. конф. – 2019. – № 1-1. – С. 53-56.
149. Koryakovtsev A.S. A DC-20 GHz integrated linear photonic receiver in a 0.25 um BICMOS SIGE:C technology / A.A. Kokolov, D.A. Konkin, F.I. Sheyerman, L.I. Babak // Dynamics. – 2019.
150. Коколов А.А. Фотонно-электронная интегральная схема на основе SiGe БИКМОП-технологии и модуль оптического приемника для систем передачи данных до 25 Гб/с / А.С. Коряковцев, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, Д.А. Конкин // Наноиндустрия. – 2021. – Т. 14. – № S7. – С. 438-439.
151. Kokolov A.A. Experimental Study and Modeling of High-Frequency Performances of Ge-Photodiode for Microwave Optical Receiver Integrated Circuits / A. A. Kokolov, F. I. Sheyerman, L. I. Babak, D. A. Konkin, A. V. Ubaichin, A. S. Koryakovtsev, E. A. Shutov // Journal PHOTONICS RUSSIA. – 2024.

152. Коколов А.А. Экспериментальное исследование интегрального оптоэлектронного приемника на основе кремниевой технологии / А.С. Коряковцев, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, Д.А. Конкин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2021. – № 3. – С. 413-414.

153. Миненко Д.Е. Разработка корпуса для широкополосного радиофотонного передатчика до 25 ГГц, монтируемого по технологии поверхностного монтажа / Д.Е. Миненко, А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов // Техника радиосвязи. – 2023. – № 1 (56). – С. 74-83.

154. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2019630215 «Монолитная интегральная схема SIGE BiCMOS оптоэлектронного приемника диапазона DC-20 ГГц со встроенным трансимпедансным усилителем с дифференциальным выходом и компенсацией постоянной составляющей» // Коряковцев А., Коколов А.А., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., Конкин Д.А., 2019 г.

155. Ван дер Зил А. ШУМ / А. Ван дер Зил; пер. с англ. под ред. А.К. Нарышкина. – М.: «Сов. радио», 1973. – 228 с.

156. Awny A. A 40 Gb/s Monolithically Integrated Linear Photonic Receiver in a BiCMOS SiGe:C Technology / A. Awny, R. Nagulapalli, G. Winzer, M. Kroh, D. Micusik, S. Lischke, D. Knoll, G. Fischer, D. Kissinger, A.Ç. Ulusoy, L. Zimmermann // IEEE microwave and wireless components letters. – 2015. – Vol. 25, No. 7. – P. 469-471.

157. Eissa M.H. A Wideband Monolithically Integrated Photonic Receiver in 0.25- $\mu\text{m}$  SiGe:C BiCMOS Technology / M.H. Eissa, A. Awny, G. Winzer, M. Kroh, Lischke S.S., D. Knoll, L. Zimmermann, D. Kissinger, A.C. Ulusoy // IEEE. – 2016. – P. 487-490.

158. Awny A. A Linear Differential Transimpedance Amplifier for 100-Gb/s Integrated Coherent Optical Fiber Receivers / A. Awny, R. Nagulapalli, M. Kroh, J. Hoffmann, P. Runge, D. Micusik, G. Fischer, A.C. Ulusoy, M. Ko, D. Kissinger // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2017.

159. Amid S.B. Fully Differential, 40 Gb/s Regulated Cascode Transimpedance Amplifier in 0.13  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS Technology / S. B. Amid, C. Plett, P. Schvan // IEEE. – 2010. – P. 33-36.

160. Gudyriev S. Fully-differential, DC-coupled, Self-biased, Monolithically-integrated Optical Receiver in 0.25 $\mu\text{m}$  Photonic BiCMOS Technology for Multi-channel Fiber Links / S. Gudyriev, C. Scheytt, L. Yan, C. Meuer, L. Zimmermann // IEEE. – 2017. – P. 110-113.

161. Belfiore G. A 50–20 Gb/s, 80 mW Photonic Receiver With 59–70 dB Gain and 12.3–8.2 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  Input-Referred Noise / G. Belfiore, M.M. Khafaji, R. Henker, Z. Al-Husseini, N. Neumann, D. Plettmeier, F. Ellinger // IEEE photonics technology letters. – 2020. – Vol. 32, No. 15. – P. 921-924.

162. Li C. A Low-Power, 26-GHz Transformer-Based Regulated Cascode Transimpedance Amplifier in 0.25 $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS / C. Li, S. Palermo // IEEE. – 2011.

163. Song Q. Wideband SiGe BiCMOS transimpedance amplifier for 20 Gb/s optical links / Q. Song, L. Mao, S. Xie // *IEICE Electronics Express*. – 2015. – Vol. 12, No. 13. – P. 1-8.
164. Knochenhauer C. A Jitter-Optimized Differential 40-Gbit/s Transimpedance Amplifier in SiGe BiCMOS / C. Knochenhauer, S. Hauptmann, Scheytt C.J., F. Ellinger // *IEICE Electronics Express*. – 2010. – Vol. 58, No. 10. – P. 2538-2548.
165. Jung H. A Monolithically Integrated 25-Gb/s Optical Receiver Based on Photonic BiCMOS Technology / H. Jung, J. Lee, M. Kim, W. Kim, S. Lischke, D. Knoll // *IEEE Photonics Technology Letters*. – 2020. – Vol. 32, No. 15. – P. 921-924.
166. Guillermo S.V. A 2-38 GHz Linear GaAs pHEMT TIA for a Quasi-Coherent Optical Receiver / S.V. Guillermo, B.J. Jesper, D. Morten, K. J. Tom // 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2019. – P. 160-163.
167. Kacou C.E. Design of a low noise TIA between 4.4 and 5 GHz for RoF applications on a GaAs pHEMT technology / C.E. Kacou, J.L. Polleux, M. Villegas, G. Chretien, A. LeBorgne // 2013 13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). – 2013.
168. Casao J.A. An enhanced GaAs monolithic transimpedance amplifier for low noise and high speed optical communications / J.A. Casao, P. Dorta, J.L. Caceres, M. Salazar-Palma, J. Perez // 1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest. – 1992. – P. 85-88.
169. Gasmi A. Ultra low noise 2.5 Gbit/s 3.3V transimpedance amplifier with automatic gain control / A. Gasmi, B. Wroblewski, R. Leblanc, D. Smith, M. Rocchi. // GaAs IC Symposium. IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium. 23rd Annual Technical Digest 2001 (Cat. No.01CH37191). – 2001. – P. 61-64.
170. Kromer C. A low-power 20-GHz 52-dB/spl Omega/ transimpedance amplifier in 80-nm CMOS / C. Kromer, G. Sialm, T. Morf, M. L. Schmatz, F. Ellinger, Da. Erni, H. Jackel // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2004. – Vol. 39. – P. 885-894.
171. Kim J. A 40-Gb/s Optical Transceiver Front-End in 45 nm SOI CMOS / J. Kim, J.F. Buckwalter // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2012. – Vol. 47. – P. 615-626.
172. Kim S.G. A 50-Gb/s Differential Transimpedance Amplifier in 65nm CMOS Technology / S.G. Kim, S.H. Jung, Y. Seong Eo // *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*. – 2014. – P. 357-360.
173. Li D. Low-Noise Broadband CMOS TIA Based on Multi-Stage Stagger-Tuned Amplifier for High-Speed High-Sensitivity Optical Communicatio / D. Li , M. Liu, S. Gao, Y. Shi, Y. Zhang, Z. Li, P.Y. Chiang, F. Maloberti, L. Geng // *IEEE transactions on circuits and systems–i: regular papers*. – 2019. – Vol. 66, No. 10. – P. 3676-3688.

174. Wang Y. A 3-mW 25-Gb/s CMOS transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100GbE systems / Y. Wang, Y. Lu, Q. Pan, Z. Hou, L. Wu, W. Ki, C. P. Yue. // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – 2014. – P. 275-278.
175. Jeong G. A 20-Gb/s 1.27pJ/b low-power optical receiver front-end in 65nm CMOS / G. Jeong, H. Chi, K. Kim, D. Jeong. // IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). – 2014. – P. 1492-1495.
176. Salhi S. Design and analysis of CMOS RCG transimpedance amplifier based on elliptic filter approach / S. Salhi, A. Slimane, H. Escid, S.A. Tedjini // IET Circuits, Devices and Systems. – 2018. – P. 497-504.
177. Jiang J. 100Gb/s Ethernet Chipsets in 65nm CMOS Technology / J. Jiang, P. Chiang, H. Hung, C. Lin, T. Yoon, J. Lee // IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers. – 2013. – P. 120-122.
178. Kim S.G. A 40-GHz Mirrored-Cascode Differential Transimpedance Amplifier in 65-nm CMOS / S.G. Kim, C. Hong, Y. Seong Eo, J. Kim, S.M. Park // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2012. – Vol. 54. – P. 1468-1474.
179. Takemoto T. 4×25-to-28Gb/s 4.9mW/Gb/s -9.7dBm High Sensitivity Optical Receiver Based on 65nm CMOS for Board-to-Board Interconnects / T. Takemoto, H. Yamashita, T. Yazaki, N. Chujo, Y. Lee, Y. Matsuoka // IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers. – 2013. – P. 118-120.
180. Proesel J. 25Gb/s 3.6pJ/b and 15Gb/s 1.37pJ/b VCSEL-Based Optical Links in 90nm CMOS / J. Proesel, C. Schow, A. Rylyakov // IEEE International Solid-State Circuits Conference. – 2012. – P. 418-420.
181. Lu Z. Broad-Band Design Techniques for Transimpedance Amplifiers / Z. Lu, K.S. Yeo, J. Ma, M.A. Do, W.M. Lim, X. Chen // IEEE transactions on circuits and systems–i: regular papers. – 2007. – Vol. 54, No. 3. – P. 590-600.
182. Pan Q. A 58-dB $\Omega$  20-Gb/s inverter-based cascode transimpedance amplifier for optical communications / Q. Pan, X. Luo // Journal of Semiconductors. – 2021.
183. Бабак Л.И. Комплект диаграммообразующих СВЧ ИС для приемо-передающих модулей X-диапазона с АФАР на основе отечественной 90 нм КМОП технологии / Л.И. Бабак, П.В. Панасенко, А.А. Коколов, А.В. Помазанов, Е.С. Шутов, А.С. Коряковцев, Е.А. Федоров, Ф.И. Шеерман // Наноиндустрия. – 2020. – Т. 13. – № S4(99). – С. 421-422.
184. Коколов А.А. Обзор математических моделей СВЧ полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 1. – С. 118–123.

185. Whiteside C.F. Velocity fluctuation noise measurements on AlGaAs-GaAs interface / C.F. Whiteside, G. Bosman, H. Morkoc // IEEE Trans. Electron Devices. – 1987. – Vol. 34. – P. 2530–2533.

186. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы № 2022630155 «Монолитная интегральная схема трансимпедансного усилителя для линий связи 25 Гб/с на основе 90 нм КМОП технологии» // Коколов А.А., Коряковцев А.С., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., 2022 г.

## Приложение А. Основные характеристики СВЧ оптических приемников

### А.1 Сигнальные характеристики

К наиболее важным относятся следующие сигнальные характеристики СВЧ оптического приемника.

1) Коэффициент трансимпедансного усиления ОПрм. Обычно понятие коэффициента трансимпедансного усиления (КТУ) используется применительно к ТИУ. В таком случае КТУ  $Z_T$  характеризует эффективность преобразования входного тока усилителя  $I_{in}$  в выходное СВЧ напряжение  $V_{out}$  [1, 2, 3, 23]:

$$Z_T = V_{out} / I_{in} . \quad (A.1)$$

(здесь и далее нижний индекс «Т» означает, что соответствующая характеристика – импеданс, его модуль, фаза и т.д. – относятся к трансимпедансу устройства). Величина  $Z_T$  является комплексной, из нее можно определить АЧХ, ФЧХ, ЧХ ГВЗ и переходную характеристику ТИУ.

Однако понятие коэффициента трансимпедансного усиления, а также его АЧХ, ФЧХ, ГВЗ и ПХ аналогичным образом распространяется и на весь ОПрм. При этом КТУ ОПрм определяется по формуле, аналогичной (А.1):

$$Z_{T\Sigma} = V_{out} / I_{PD} , \quad (A.2)$$

где  $I_{PD}$  – внутренний фототок ФД.

Отличие фототока  $I_{PD}$  от входного тока ТИУ  $I_{in}$  состоит в том, что на величину последнего влияют паразитные параметры ФД – такие, в частности, как емкость и проводимость закрытого  $p$ - $n$ -перехода, а также внутреннее объемное контактное сопротивление и индуктивность выводов. Кроме того, оказывают влияние паразитные сопротивление, индуктивность и емкость контактного соединения между ФД и ТИУ. Фактически ток  $I_{PD}$  равен току внутреннего источника в ЭС ФД.

Эффективность оптоэлектрического преобразования ОПрм тем выше, чем выше модуль трансимпедансного усиления  $|Z_{T\Sigma}|$ . Однако величина последнего не может быть сделана сколь угодно большой, так как при заданной полосе пропускания ОПрм она определяется емкостью ФД, уровнем шумов, характеризующим чувствительность приемника, и разумным числом усилительных каскадов ТИУ, которые в СВЧ диапазоне обладают сравнительно невысоким коэффициентом усиления.

С использованием КТУ  $Z_{T\Sigma}$  удобно анализировать не только эффективность преобразования приемника, но и степень искажения поступающего на вход ОПрм оптического цифрового или аналогового сигнала. Однако для такой возможности необходимо иметь соотношения,

позволяющие определить влияние на трансимпеданс ОПрм указанных выше параметров ЭС фотодиода и соединения ФД-ТИУ.

С помощью коэффициента трансимпедансного усиления мы будем характеризовать как оптические приемники, так и трансимпедансные усилители, при этом многие из формул имеют одинаковый вид. В связи со сказанным далее во избежание повторений в пределах настоящего и следующего подразделов нижний индекс « $\Sigma$ » в обозначении КТУ и других связанных с них характеристик опускается, если сказанное может относиться в равной мере как к ОПрм, как и к ТИУ.

2. Рабочий частотный диапазон ОПрм. Рабочий частотный диапазон (полоса пропускания) ОПрм обычно определяется как частотный интервал  $[f_L, f_U]$ , в котором модуль трансимпеданса  $|Z_T(f)|$  снижается не более чем на 3 дБ относительно своего номинального значения  $|Z_{T0}|$ , здесь  $f_L$  и  $f_U$  – соответственно нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания.

Как правило, цифровые ОПрм относятся к сверхширокополосным устройствам, т.е. верхняя граничная частота  $f_U$  превосходит нижнюю  $f_L$  на несколько порядков. На практике нижняя граничная частота  $f_L$  коммерческих СВЧ ОПрм может составлять не более нескольких десятков или сотен кГц, чтобы меньше проявлялся эффект межсимвольной интерференции (англ. *intersymbol interference*) [23]. В таких ситуациях полоса пропускания ОПрм часто характеризуется одним параметром  $\Delta f = f_U - f_L \approx f_U$ . Под номинальным значением  $|Z_{T0}|$  понимается значение КТУ  $|Z_T(f)|$  на плоской части АЧХ или при  $f = 0$ , эта величина обычно называется низкочастотным значением трансимпеданса. Гораздо реже встречаются полосовые или широкополосные ОПрм, в которых верхняя и нижняя граничные частоты одного порядка – например, полоса пропускания составляет одну октаву или меньше. Обычно такие ОПрм используются в аналоговых ВОСП и имеют специальные применения.

Для цифровых ОПрм ширина полосы  $\Delta f$  и, соответственно, верхняя граничная частота  $f_U$  зависят от битовой скорости передачи данных  $B$  и используемого вида модуляции оптического сигнала. При использовании формата модулирующего импульсного сигнала NRZ (тип модуляции оптического сигнала РАМ-2) полоса пропускания может быть вычислена по формуле [2, 23]:

$$\Delta f = (0,6 \dots 0,7) B. \quad (A.3)$$

С увеличением полосы частот возрастают интегральные среднеквадратичные значения входного шумового тока и выходного шумового напряжения ОПрм [2] (см. ниже). Поэтому не рекомендуется обеспечивать верхнюю граничную частоту  $f_U$  приемника выше предела, устанавливаемого формулой (A.3). Иногда в ОПрм после ТИУ включается специальный фильтр, ограничивающий полосу со стороны верхних частот.

3. АЧХ, ФЧХ и ЧХ ГВЗ оптических приемников. В оптических приемниках как цифровых, так и аналоговых сигналов форма АЧХ трансимеданса  $|Z_T(f)|$  должна быть равномерной (плоской) в рабочей полосе частот и по возможности иметь плавный спад за этой полосой, а ФЧХ  $\varphi_T(f) = \arg Z_T(f)$  в этой полосе должна не сильно отклоняться от линейной зависимости. Однако при проектировании ОПРм обычно предъявляются требования не к ФЧХ, а к частотной зависимости ГВЗ  $\tau_T(f)$  приемника, форма которой тоже должна быть близка к плоской в рабочем диапазоне частот.

Требования к полосе пропускания, неравномерностям ФЧХ и ГВЗ цифровых оптических приемников приведены в таблице А.3 [2].

Таблица А.3 – Параметры цифровых ОПРм для разных скоростей передачи данных

Скорость передачи данных, Гбит/с	Полоса пропускания АЧХ КТУ, ГГц	Неравномерность ФЧХ КТУ, град.	Неравномерность ГВЗ КТУ, пс
2,5	1,5...3	20	40
10	6...12	20	10
40	24...+48	20	2,5

4. Переходные характеристики оптических приемников. В цифровых оптических приемниках необходимо также контролировать искажения формы входных прямоугольных импульсов, несущих кодированный сигнал. Это удобно выполнить путем рассмотрения переходной характеристики  $h_T(t)$  СВЧ ОПРм, одним из наиболее важных параметров которой является время нарастания  $t_{R\Sigma}$ , т.е. длительность фронта переходного процесса на выходе приемника от уровня 10 % до уровня 90 % от установившегося значения. ПХ  $h_{T\Sigma}(t)$  зависит от переходных характеристик фотодиода и ТИУ с учетом всех паразитных параметров. При этом время нарастания  $t_R$  ПХ приемника может быть приближенно найдено по формуле  $t_R \approx \sqrt{t_{RPD}^2 + t_{RA}^2}$ , где  $t_{RPD}$  и  $t_{RA}$  – соответственно времена нарастания ПХ фотодиода и ТИУ.

В свою очередь время нарастания ФД складывается из среднего времени пролета  $t_{tr}$ , необходимого образовавшимся при поглощении фотонов электронам и дыркам для перемещения к электрическим контактам диода, и постоянной времени заряда  $\tau_{ch}$  емкости закрытого перехода диода через сопротивление нагрузки  $R$ . В ФД для приемников СВЧ диапазона времена пролета и заряда сопоставимы между собой, при этом время пролета  $t_{tr}$  можно вычислить на основе известных электрофизических и конструктивных параметров фотодиода. Однако для упрощения анализа часто суммарное время пролета и заряда учитывается путем использования эквивалентной величины емкости ФД, которая рассчитывается по приближенной формуле  $C_{PD} = \sqrt{t_{tr}^2 + \tau_{ch}^2} / R \approx 1 / (2\pi \cdot \Delta f_{PD} \cdot R)$ , где  $\Delta f_{PD}$  – полоса пропускания ФД на уровне -3 дБ при заданной нагрузке  $R$ .

Помимо времени нарастания  $t_R$ , важными также являются такие параметры ПХ ОПрм, как величины выброса  $\delta$  и спада плоской вершины  $\Delta$  импульса (при  $f_L = 0$  величина спада нулевая, т.е.  $\Delta = 0$ ). При сокращении времени нарастания  $t_R$  возрастает быстродействие цифрового приемника; увеличение выброса  $\delta$  и спада вершины импульса  $\Delta$  в ОПрм приводит к явлениям зависящего от передаваемых данных джиттера (англ. *data-dependent jitter*) и межсимвольной интерференции [2]. Следует отметить, что так называемые «глазковые» диаграммы (англ. *eye-diagram*), с помощью которых оценивается целый ряд параметров ОПрм, как раз представляют собой наложение друг на друга переходных характеристик псевдослучайной последовательности прямоугольных импульсов.

## А.2 Шумовые характеристики

Приведем основные шумовые характеристики СВЧ оптических приемников.

1) Средний квадрат и спектральная плотность входного шумового тока. При анализе шумовые свойства ОПрм удобно характеризовать средним значением квадрата флуктуационного шумового тока  $\overline{I_{n,in}^2(f)}$  на входе приемника, где  $f$  - частота. Величина  $\overline{I_{n,in}^2(f)}$  учитывает собственный шумовой ток ФД и шумовой ток во входной цепи ТИУ, а также тепловые шумы, обусловленные паразитными параметрами как самого ФД, так и соединения ФД с ТИУ. В эквивалентной схеме ОПрм суммарное действие указанных шумов учитывается источником шумового тока со среднеквадратичным значением  $\overline{I_{n,in}(f)} = \sqrt{\overline{I_{n,in}^2(f)}}$ .

Связанной с величиной  $\overline{I_{n,in}^2(f)}$  характеристикой ОПрм является спектральная плотность  $S_i(f)$  входного шумового тока  $i(t)$  как случайного процесса во времени [155]. Если величина  $S_i(f)$  известна, то квадрат флуктуационного шумового тока  $\overline{I_{n,in}^2(f)}$  в узкой полосе частот  $\Delta f$  (например, 1 Гц) можно представить как

$$\overline{I_{n,in}^2(f)} = S_i(f)\Delta f, \quad (\text{A.4})$$

где величина  $S_i(f)$  в полосе  $\Delta f$  может считаться постоянной. В англоязычной литературе для характеристики  $S_i(f) = \overline{I_{n,in}^2(f)}/\Delta f$  используется термин "input-referred noise current power spectral density" (дословно - спектральная плотность мощности отнесенного ко входу шумового тока) [2]. Соответственно, сам шумовой ток равен  $\overline{I_{n,in}(f)} = \sqrt{S_i(f)\Delta f}$ .

2) Отнесенный ко входу эквивалентный шумовой ток. В технических требованиях в качестве характеристики, определяющей шумы приемника, обычно используют не характеристики  $\overline{I_{n,in}^2(f)}$ ,  $\overline{I_{n,in}(f)}$  или  $S_i(f)$ , а величину  $\sqrt{S_i(f)} = \sqrt{\overline{I_{n,in}^2(f)}/\Delta f} = \overline{I_{n,in}(f)}/\sqrt{\Delta f}$ . В

англоязычной литературе этот параметр иногда именуют как "equivalent input noise current density" (эквивалентная спектральная плотность входного шумового тока) [3]. Однако такой термин не является полностью удовлетворительным, так как  $\sqrt{S_i(f)}$  на самом деле представляет собой квадратный корень из спектральной плотности.

Мы, следуя [39], определим отнесенный ко входу эквивалентный шумовой ток (или просто эквивалентный входной шумовой ток) как

$$\overline{i_{n,in}(f)} = \sqrt{S_i(f)}. \quad (\text{A.5})$$

Величина  $S_i(f)$  обычно измеряется в единицах мкА<sup>2</sup>/Гц или нА<sup>2</sup>/Гц, поэтому величина эквивалентного шумового тока  $\overline{i_{n,in}(f)}$  - соответственно в единицах мкА/ $\sqrt{\text{Гц}}$  или нА/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Следует отметить, что ток  $\overline{i_{n,in}(f)}$  является условной величиной и представляет собой ток внешнего шумового источника, подключение которого ко входу идеализированного нешумящего ОПРм приведет к точному воспроизведению шумового напряжения на выходе реального приемника.

3) Отношение сигнал-шум SNR (signal-to-noise ratio). Это отношение является общепринятым критерием оценки качества сигнала в ВОСП и их компонентах. Если известен средний квадрат входного шумового тока  $\overline{I_{n,in}^2}$ , то отношение сигнал-шум ОПРм может быть представлено как [2, 3, 11, 34]:

$$SNR = \frac{s_{in}}{n_{in}} = \frac{I_s^2}{I_{n,in}^2}, \quad (\text{A.6})$$

где  $s_{in}$  и  $n_{in}$  - соответственно средние мощности сигнала и шума,  $I_s$  - среднее значение тока сигнала на входе оптического приемника.

4) Интегральное среднеквадратичное значение входного шумового тока  $\overline{I_{n,in}^{rms}}$ . Эта характеристика определяет интегральное по полосе пропускания ОПРм значение отнесенного ко входу шумового тока  $i(t)$  как функции времени с учетом реальной формы АЧХ ТИУ  $|Z_T(f)|$  [2]:

$$\overline{I_{n,in}^{rms}} = \frac{1}{|Z_{T0}|} \sqrt{\int_0^{f_u} |Z_T(f)|^2 S_i(f) df}. \quad (\text{A.7})$$

Здесь  $|Z_{T0}|$  - значение трансимпедансного усиления в области средних частот, где величина  $|Z_T|$  остается приблизительно постоянной;  $f_u$  - верхняя частотная граница интегрирования. Отношение сигнал-шум  $SNR$  и интегральное среднеквадратичное значение входного шумового тока  $\overline{I_{n,in}^{rms}}$  являются универсальными параметрами, характеризующими оптические приемники как аналоговых, так и цифровых сигналов. В случае цифровых приемников величина  $\overline{I_{n,in}^{rms}}$

позволяет найти также электрическую и оптическую чувствительности ОПРм при разных видах модуляции оптического сигнала.

5) Интегральное среднеквадратичное значение выходного шумового напряжения  $V_{n,out}(t)$  [2]:

$$\overline{V_{n,out}^{rms}} = \overline{I_{n,out}^{rms}} \cdot |Z_{T0}| \quad (\text{A.8})$$

6) Коэффициент битовых ошибок BER (bit error rate). При передаче цифровых данных надежность детектирования характеризуется коэффициентом ошибок BER, т.е. вероятностью ложного распознавания одного бита информации, когда "0" ошибочно интерпретируется как "1" либо "0" - как "1". Коэффициент BER задается при расчете других характеристик цифровых приемников.

7) Электрическая чувствительность цифрового приемника  $I_{sens}^{pp}$ . Под электрической чувствительностью понимается минимальный размах амплитуды тока сигнала  $I_S^{pp}$  на входе приемника (peak-to-peak input current), необходимый для обеспечения заданного значения ошибки BER. Пусть  $Q$  - отношение размаха тока сигнала  $I_S^{pp}$  к удвоенной интегральной среднеквадратичной величине шумового тока  $\overline{I_{n,in}^{rms}}$  на входе ОПРм:

$$Q = \frac{I_S^{pp}}{2\overline{I_{n,in}^{rms}}} \quad (\text{A.9})$$

В этом случае заданному значению ошибки BER будет отвечать определенное значение отношения  $Q$ : например, при  $BER=0,5$   $Q=0$ , при  $BER=10^{-9}$   $Q=5,998$ , при  $BER=10^{-12}$   $Q=7,034$  и т.д. [2]. Определив для нужной величины битовой ошибки  $BER=BER_0$  соответствующую величину  $Q_0$  по таблице в [2, 3], из (A.9) найдем электрическую чувствительность приемника  $I_{sens}^{pp}$ :

$$I_{sens}^{pp} = I_S^{pp}(Q_0) = 2Q_0\overline{I_{n,in}^{rms}} \quad (\text{A.10})$$

8) Оптическая чувствительность цифрового приемника  $P_{sens}$ . Это минимальный средний уровень входной оптической мощности приемника, который обеспечивает заданную величину BER. Она находится по формуле [2]:

$$P_{sens} = \frac{Q_0\overline{I_{n,in}^{rms}}}{S_{PD}}, \quad (\text{A.11})$$

где  $S_{PD}$  - токовая чувствительность ФД (измеряется в единицах А/Вт).

В то время как электрическая чувствительность  $I_{sens}^{pp}$  приемника определяется размахом входного тока ( $I_S^{pp}$ ), оптическая чувствительность  $P_{sens}$  зависит от среднего значения шумового

тока на входе ( $\overline{I_{n,in}^{rms}}$ ), на который в свою очередь влияет среднее значение входной оптической мощности приемника  $P_{opt}$  за некоторый интервал передачи цифрового сигнала. Поэтому величина  $P_{sens}$  будет зависеть от используемого вида модуляции оптического сигнала.

## Приложение Б. Схемотехнические решения и достигнутые характеристики зарубежных интегральных СВЧ ТИУ

В данном Приложении представлен обзор схемотехнических и топологических решений СВЧ ИС ТИУ, выполненных на основе SiGe БиКМОП, Si КМОП (КМОП КНИ), GaAs технологий. На настоящий момент, наиболее подходящими технологиями для реализации ТИУ с полосой пропускания более 20 ГГц являются кремниевые технологии, в частности SiGe БиКМОП, так как они обладают более лучшими частотными и шумовыми характеристиками. Однако, технологии КМОП, в особенности с технологической нормой менее 65 нм, позволяют получить более компактное устройство, с меньшим потреблением и более низкой ценой при массовом производстве, так как используются подложки диаметром 300 мм. Дополнительным достоинством является возможность реализации более сложных и плотно упакованных цифровых схем по сравнению с SiGe БиКМОП технологиями. Однако в некоторых приложениях, где требуется полосовое решение (например, радиофотонная приемная система для радаров в X-диапазоне), либо высокая выходная мощность выходного сигнала, могут быть использованы технологии на основе GaAs.

*Обзор схем интегральных ТИУ на основе SiGe БиКМОП технологий.* Как уже упоминалось выше, наиболее часто ТИУ выполняются на базе SiGe технологии, что подтверждает наличие большого числа публикаций с результатами разработки. Также проведенный анализ показывает, что многие коммерческие ИС ТИУ выполнены на основе именно этой технологии. Благодаря использованию гетеробиполярных транзисторов, граничные частоты которых могут достигать 300 ГГц и выше, а также их отличным шумовым характеристикам, становится возможным получить параметры СВЧ ИС ТИУ, которые недостижимы на других технологиях.

Представленный на рисунке Б.1а широкополосный СВЧ ИС ТИУ для скоростей передачи 40 Гбит/с выполнен на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии [156] и состоит из нескольких каскадов усиления. Входной каскад (рисунок Б.1б) реализован по схеме ОИ-ОК, выходной сигнал берется с затвора каскада с ОК. Последующие каскады реализованы по дифференциальной схеме с высокочастотной эмиттерной коррекцией на основе параллельной RC-цепочки и возможностью регулировки усиления. При этом в ТИУ предусмотрен режим автоматической регулировки усиления в зависимости от уровня амплитуды сигнала на выходе микросхемы. Для компенсации влияния DC составляющей, возникающей при детектировании ФД амплитудно-модулированного сигнала, используется схема обратной связи на основе операционного усилителя, детектирующего разницу между двумя дифференциальными

выходами ТИУ, и полевого транзистора M1 (см. рисунок Б.1а). На рисунке Б.1г изображена топология представленной ИС ТИУ, площадь кристалла составляет  $1,7 \times 1 \text{ мм}^2$ .

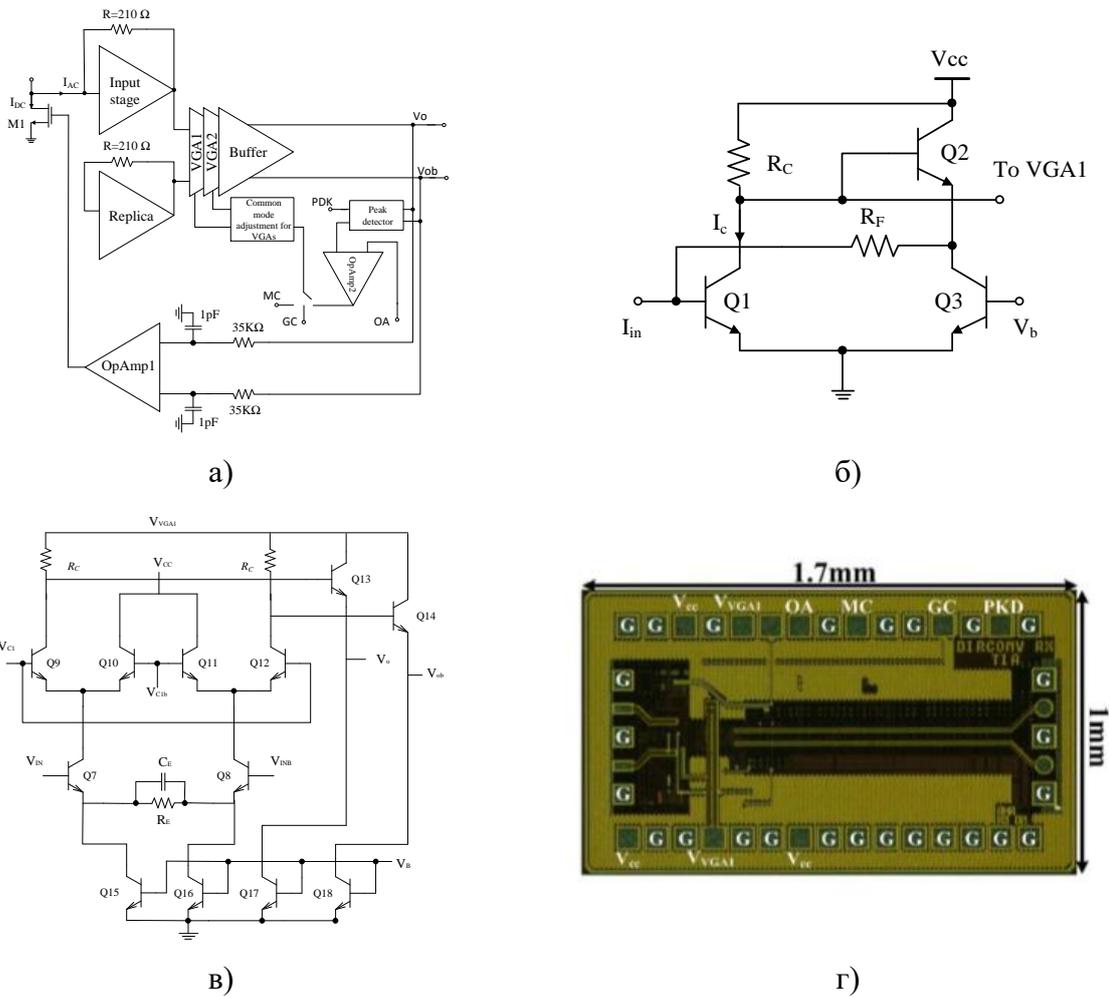


Рисунок Б.1 – ИС ТИУ 40 Гбит/с на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии [156]: а) структурная схема; б) схема входного каскада; в) схема промежуточного каскада с регулировкой усиления; г) топология

В таблице Б.1 представлены результаты аналитического обзора СВЧ ИС ТИУ, изготовленных на основе SiGe БиКМОП технологии.

Таблица Б.2 – Результаты обзора ТИУ на базе SiGe технологии

	Технология	$\Delta f$	$C$ , Гбит/с	BER	$Z_T$ , дБΩ	$I_{in,n}$ , пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$	$V_{p-p}$ , мВ	$P_D$ , мВт	$V_{DD}$ , В	$S$ , кв. мм.
[156]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	31	40	2,5E-11	65	28,1	500	275	3,3/3,7	3,2
[157]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	47	54	1,00E-05	49	16,3	100	73	2,1/3,1	0,8

[158]	0,13 мкм SiGe БиКМОП	33	32	1E-09	74	12,2	900	218	3,3	1,95
[159]	0,13 мкм SiGe БиКМОП	28	40	-	50	36,5	156	110	3	0,55
[160]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	17	25	1E-05	-	-	800	330	3,3	-
[161]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	35	50	1E-12	61	12,34	400	-	-	0,4
[162]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	26	-	-	59	21,3		28,2	2,5	0,75
[163]	0,18 мкм SiGe БиКМОП	15	20	-	61	22	180	32	3,3	0,3
[164]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	37,6	40	-	75,5	20	300	150	3,3	1
[165]	0,25 мкм SiGe БиКМОП	17	25	1E-11	67	-	80	37	2,5	0.076

**Обзор схем интегральных ТИУ на основе GaAs технологий.** Схемы ТИУ, выполненные на основе GaAs технологий, в настоящее время, достаточно редкое явление, так как их уже почти вытеснили решения на кремниевых технологиях. Однако, в литературе, а также у коммерческих производителей (Ommic/Macom), до сих пор встречаются ИС ТИУ на основе GaAs технологий. Недостатком GaAs технологий для реализации ТИУ являются отсутствие комплементарных транзисторов, необходимость наличия двухполярного питания, большие габариты и потребление. Отсутствие комплементарных транзисторов приводит к тому, что для разделения постоянной и переменной составляющей тока СВЧ ФД используется конденсатор. При монолитной реализации разделительного конденсатора существуют ограничения на его



[166]	0,1мкм GaAs pHEMT	2-38	-	-	63	600 (по $P_{1дБ}$ )	-	-	8	2,4
[167]	0,15мкм GaAs pHEMT	4,6	-	-	40	-	4,1	-	-	4
[168]	GaAs pHEMT	1,6	-	-	63,5	-	5	539	7	-
[169]	GaAs pHEMT	2,5	2,5	-	75	40	1,8	-	3,3	0,76

**Обзор схем интегральных ТИУ на основе КМОП и КМОП КНИ технологий.** СВЧ ИС ТИУ на основе КМОП технологии отличаются более низким потреблением и меньшей стоимостью при массовом изготовлении. Благодаря наличию комплементарной пары МОП транзисторов становится возможна реализация входного каскада ТИУ на основе инверторной схемы.

На рисунке Б.3а приведена схема однокаскадного ТИУ на основе 65 нм КМОП технологии, выполненного по инверторной схеме [170]. Для расширения полосы пропускания и согласования, по входу усилителя и в обратной связи используются катушки индуктивности. Итоговая полоса пропускания составила 24 ГГц, а трансимпедансный коэффициент усиления 42 дБ×Ом, при этом площадь кристалла всего 0,08 мм<sup>2</sup>. По сравнению с усилителями по схеме ОИ, ТИУ на основе инверторной схемы имеет более высокий коэффициент усиления при более низком напряжении питания.

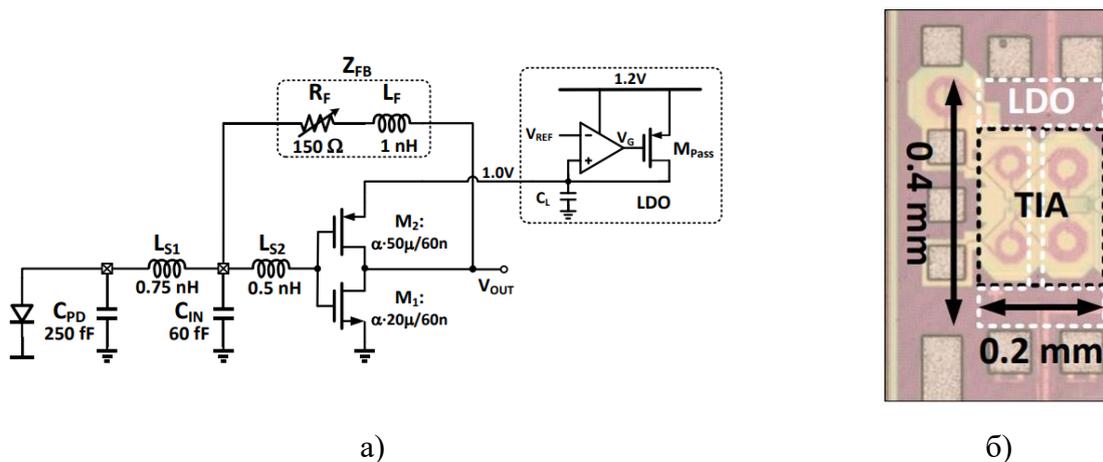


Рисунок Б.3 – ТИУ 25 Гбит/с по инверторной схеме на основе 65 нм КМОП технологии:

а) схема ТИУ; б) топология (0,08 мм<sup>2</sup>) [170]

В таблице Б.3 представлены результаты аналитического обзора СВЧ ИС ТИУ, изготовленных на основе КМОП и КМОП КНИ технологий.

Таблица Б.3 – Результаты обзора ТИУ на базе КМОП и КМОП КНИ технологии

№	Техн.	$\Delta f$	$C$ , Гбит/с	BER	$Z_T$ , дБΩ	$I_{in.n}$ , пА/ $\sqrt{\Gamma}$ ц	$V_{p-p}$ , мВ	$P_D$ , мВт	$V_{DD}$ , В	$S$ , кв. мм.
[170]	80нм КМОП	22,6	-	-	52,8	50	-	2,2	-	0,01
[171]	45нм КМОП КНИ	30	40(NRZ)	-	55	20,47	300	9	1	0,29
[172]	65нм КМОП	50	52(NRZ)	$10^{-11}$	52	22,42	400(диф)	49	1,2	0,96
[173]	180 нм КМОП	8.5	10(NRZ)	-	68,3	11,6	100	77	1,8	0,78
[174]	65нм КМОП	24	25(NRZ)	$10^{-11}$	42		300	3	1,2	0,08
[175]	65нм КМОП	11	20(NRZ)	-	78		-	45	1	0,75
[176]	130нм КМОП	15,4	25(NRZ)	-	50,6	20	150	5,3	1,2	0,0006
[177]	65нм КМОП	21	25(NRZ)	$10^{-11}$	41		200	-	1	1,04
[178]	65нм КМОП	40	32(NRZ)	-	54	19,8	224	55,2	1,2	0,6
[179]	65нм КМОП	21,4	28(NRZ)	$10^{-9}$	76,8	-	-	137,5	3,3/1	0,32
[180]	90нм КМОП	20	25(NRZ)	$10^{-11}$	42	-	240	3	1,2/1	-
[181]	180 нм КМОП	8	10(NRZ)	-	53	18	200	13,5	1,8	0,36
[182]	65 нм КМОП	12,7	20(NRZ)	-	58	4,5	150	4	1.2	0,0325

**Выводы.** На основании выполненного аналитического обзора принципов построения ТИУ, а также принципиальных схем на основе кремниевых и GaAs технологий, для реализации широкополосного ТИУ до 20 ГГц наиболее оптимальным решением является выбор кремниевых 130-250 нм SiGe и 45-90 нм КМОП технологий, т.к. ТИУ на основе GaAs технологий обладают большим потреблением, габаритами, а недостатки технологии приводят к полосовым решениям или двухполярному питанию. С другой стороны, коэффициент шума, выходная мощность ТИУ на основе GaAs лучше аналогов. Также отметим, что СВЧ ИС на основе АЗВ5 технологий гораздо проще при корпусировании, так как заземление осуществляется при помощи сквозных отверстий.

На рисунке Б.4 приведены зависимости коэффициента трансимпедансного усиления и полосы пропускания для разных технологий изготовления, а на рисунке Б.5 – входной шумовой ток. Как можно заметить из графиков на рисунках Б.4 и Б.5 в полосе до 20 ГГц можно добиться усиления порядка 60-70 дБΩ на SiGe БиКМОП и КМОП технологиях, уровень входного шумового тока при этом составит 20 пА/√Гц. ТИУ выполненные с использованием кремниевых технологий имеют небольшие габариты до 1 – 1,5 кв. мм, низкое потребление до 200 мВт и питающее напряжение до 3,3 В.

Интересными являются схемы с обратной связью, позволяющие более гибко управлять входным и выходным импедансом схемы, трансимпедансным коэффициентом усиления, полосой пропускания и входным шумовым током. Такие схемы наиболее удобны и практичны в проектировании, а также в процессе реализации топологий.

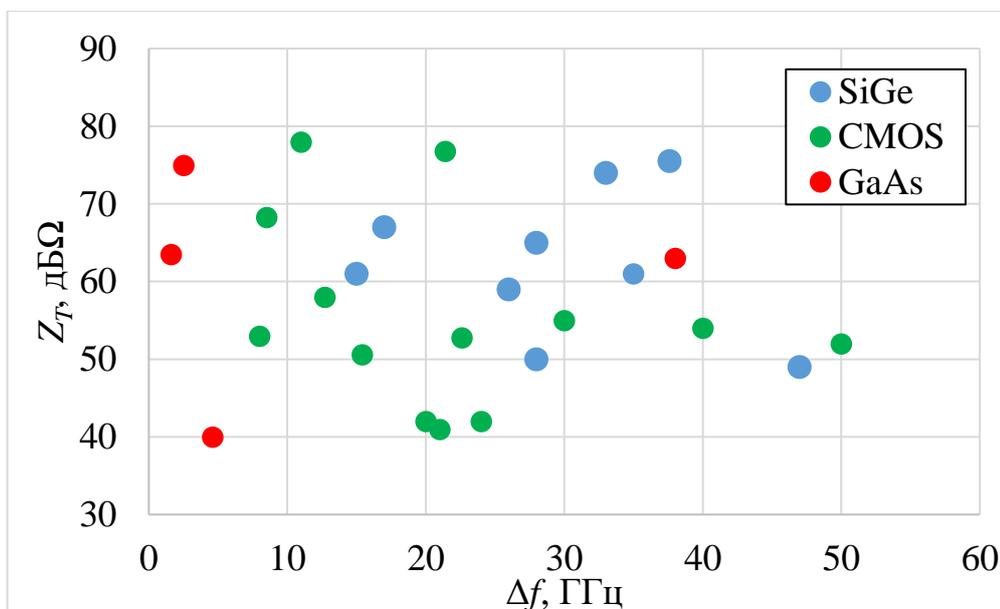


Рисунок Б.4 – Коэффициент трансимпедансного усиления ТИУ для различных технологий и рабочих частот

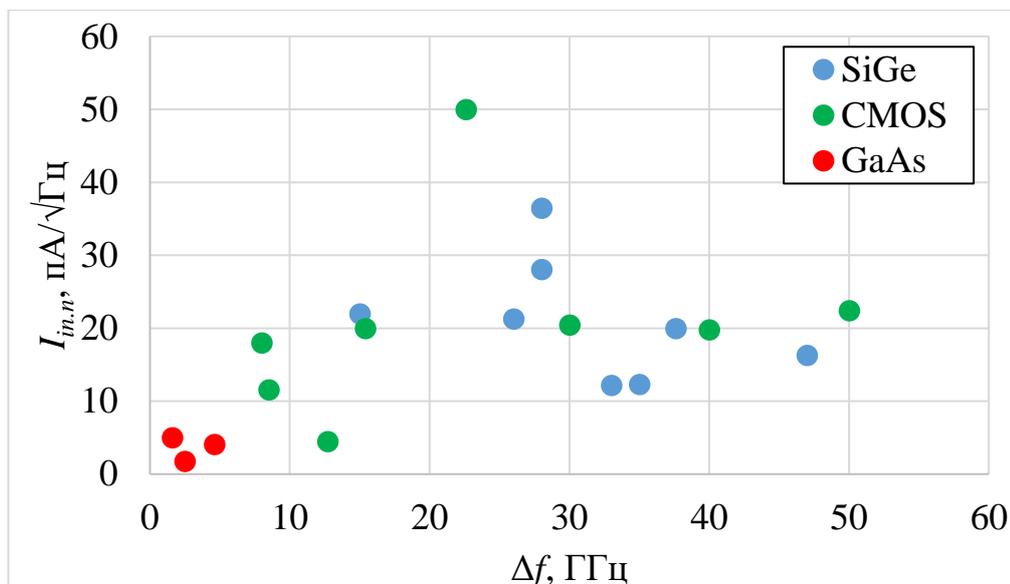


Рисунок Б.5 – Входной шумовой ток ТИУ для различных технологий и рабочих частот

В целом, для проектирования ТИУ в полосе частот до 20 ГГц с трансимпедансом более 50 дБΩ подходят технологии 130-250 нм SiGe и 45-90 нм КМОП.

К сожалению, в России технологии SiGe БиКМОП отсутствуют, также, как и промышленный выпуск ИС ТИУ отсутствует, а выпускаемые модули оптических приемников используют зарубежные ИС. На сегодняшний день, в России имеется одна РЧ технология, которая может позволить реализовать СВЧ МИС ТИУ в полосе до 15-20 ГГц – это полупроводниковая 90 нм РЧ КМОП технология, что подкрепляется успешным опытом разработки трёх МИС X-диапазона для АФАР на базе такой технологии [183].

## Приложение В. Метод Г.В. Брауде – классический и модифицированный

### В.1 Классический метод коррекции частотных характеристик усилительных устройств по Брауде Г.В.

Требования, предъявляемые к частотной характеристике усилителя, заключается в сохранении постоянства коэффициента усиления в пределах некоторой области частот.

Суть метода состоит в совместно решении  $n$ -ого числа производных амплитудно-частотной характеристики или фазо-частотной характеристики коэффициента усиления, которые приравниваются к нулю. Число производных зависит от числа интересующих параметров, то есть элементов схемы, значения которых необходимо найти, чтобы получить плоскую частотную характеристику.

Чтобы рассмотреть сразу несколько различных типов усилителей, удобно ввести обобщенную передаточную характеристику  $T(p)$ . В зависимости от назначения усилителя она может иметь разный смысл. Например, в случае усилительного блока, включенного в СВЧ тракт со стандартным сопротивлением  $Z_0$  (чаще всего  $Z_0=50$  Ом), под  $T(p)$  понимается волновой коэффициент передачи  $S_{21}(p)$ , в случае усилителей напряжения и тока - соответственно коэффициенты усиления по напряжению  $K_U(p)$  и по току  $K_I(p)$ , а в случае трансимпедансного усилителя - трансимпеданс  $Z_T(p)$ .

Пусть в ЭС усилителя входят лишь элементы с сосредоточенными параметрами и часть из параметров этих элементов могут варьироваться для выполнения нужных требований к устройству. Тогда передаточная характеристика усилителя может быть представлена в следующем виде:

$$T(p, \mathbf{e}) = \frac{a(p, \mathbf{e})}{b(p, \mathbf{e})} = \frac{a_0(\mathbf{e}) + a_1(\mathbf{e})p + a_2(\mathbf{e})p^2 + \dots + a_m(\mathbf{e})p^m}{b_0(\mathbf{e}) + b_1(\mathbf{e})p + b_2(\mathbf{e})p^2 + \dots + b_n(\mathbf{e})p^n}, \quad (\text{B.1})$$

здесь  $\mathbf{e}$  – вектор параметров варьируемых элементов;  $\mathbf{e} = \|\mathbf{e}_k\| = [e_1, e_2, \dots, e_K] = [\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{S}]$ , где  $k=1, 2, \dots, K$ ;  $K$  – число варьируемых параметров;  $\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{S}$  – соответственно векторы, содержащие варьируемые величины сопротивлений, емкостей и индуктивностей пассивных элементов, а также крутизны управляемых источников тока;  $a(p, \mathbf{e})$  и  $b(p, \mathbf{e})$  – полиномы соответственно степеней  $m$  и  $n$  относительно переменной  $p$ , причем для физически реализуемых функций  $m \leq n$ . Из (B.22) следует, что как сама передаточная функция  $T(p, \mathbf{e})$ , так и ее вещественные коэффициенты  $a_i(\mathbf{e})$  и  $b_j(\mathbf{e})$  ( $i=0, 1, \dots, m$ ;  $j=0, 1, \dots, n$ ) зависят от варьируемых параметров элементов цепи. Физически реализуемым схемам усилителей будут соответствовать те значения вектора  $\mathbf{e}$ , для которых все его компоненты  $e_k$  вещественны и неотрицательны.

В методе Г.В. Брауде [5] осуществляется переход от комплексной передаточной функции  $T(j\omega, \mathbf{e})$  к ее квадрату модуля, т.е. к вещественной функции  $\Phi(\omega^2, \mathbf{e}) = |T(j\omega, \mathbf{e})|^2$ , которая представляет собой ДРФ по четным степеням  $\omega$ :

$$\Phi(\omega^2, \mathbf{e}) = |T(j\omega, \mathbf{e})|^2 = \frac{A_{M0}(\mathbf{e}) + A_{M1}(\mathbf{e})\omega^2 + A_{M2}(\mathbf{e})\omega^4 + \dots + A_{Mm}(\mathbf{e})\omega^{2m}}{B_{M0}(\mathbf{e}) + B_{M1}(\mathbf{e})\omega^2 + B_{M2}(\mathbf{e})\omega^4 + \dots + B_{Mn}(\mathbf{e})\omega^{2n}} = \frac{A_M(\omega^2, \mathbf{e})}{B_M(\omega^2, \mathbf{e})}, \quad (\text{B.2})$$

где  $A_M(\omega^2, \mathbf{e})$  и  $B_M(\omega^2, \mathbf{e})$  – полиномы, которые имеют порядки аргумента  $\omega^2$  соответственно  $2m$  и  $2n$ . Коэффициенты  $A_{Mi}(\mathbf{e})$  и  $B_{Mj}(\mathbf{e})$  ( $i=0, 1, \dots, m; j=0, 1, \dots, n$ ) функции (B.2) могут быть выражены через коэффициенты  $a_i(\mathbf{e})$  и  $b_j(\mathbf{e})$  исходной комплексной функции передачи (B.1) путем прямого перемножения  $T(j\omega, \mathbf{e})$  и  $T^*(j\omega, \mathbf{e})$  либо с помощью формул, приведенных в [89]. Обозначим  $\omega^2 = X$ , а также вынесем из числителя функции (B.2) коэффициент  $A_{M0}(\mathbf{e})$ , а из знаменателя – коэффициент  $B_{M0}(\mathbf{e})$ . В результате получим:

$$\Phi(X, \mathbf{e}) = \Phi_0(\mathbf{e})\Phi_{norm}(X, \mathbf{e}), \quad (\text{B.3})$$

где  $\Phi_0(\mathbf{e}) = A_{M0}(\mathbf{e}) / B_{M0}(\mathbf{e}) = a_0^2(\mathbf{e}) / b_0^2(\mathbf{e})$  – не зависящий от частоты постоянный множитель;  $\Phi_{norm}(X, \mathbf{e})$  – нормированная функция, определяющая форму АЧХ:

$$\Phi_{norm}(X, \mathbf{e}) = \frac{1 + A_1(\mathbf{e})X + A_2(\mathbf{e})X^2 + \dots + A_m(\mathbf{e})X^m}{1 + B_1(\mathbf{e})X + B_2(\mathbf{e})X^2 + \dots + B_n(\mathbf{e})X^n} = \frac{A(X, \mathbf{e})}{B(X, \mathbf{e})} = \frac{1}{\Phi_0} \Phi(X, \mathbf{e}); \quad (\text{B.4})$$

где  $A(X, \mathbf{e})$  и  $B(X, \mathbf{e})$  – нормированные полиномы соответственно степеней  $m$  и  $n$ ;  $A_i(\mathbf{e}) = A_{Mi}(\mathbf{e}) / A_{M0}(\mathbf{e})$  и  $B_j(\mathbf{e}) = B_{Mj}(\mathbf{e}) / B_{M0}(\mathbf{e})$  – коэффициенты нормированных полиномов.

Метод Г.В. Брауде был предложен в [5, 50] применительно к так называемым видеоусилителям с плоской АЧХ, которые являются либо усилителями постоянного тока, либо усилителями с большим перекрытием по частоте (по современной терминологии – сверхширокополосными усилителями). В этих случаях нижняя граничная частота  $f_L$  полосы пропускания равна нулю или на несколько порядков меньше верхней граничной частоты  $f_U$ , и для простоты в [5] полагается  $f_L = 0$ . В такой ситуации модуль коэффициента усиления усилителя  $|T(j\omega, \mathbf{e})|$  и, соответственно, функция  $\Phi(\omega^2, \mathbf{e})$  по возможности должны быть постоянными в полосе частот  $[0, f_U]$ .

Классический метод основан на разложении дробно-рациональной функции  $\Phi(X, \mathbf{e})$  в окрестности нулевой частоты  $X=0$  в ряд Маклорена [50]:

$$\Phi(X, \mathbf{e}) = \Phi(0, \mathbf{e}) + \frac{X}{1!} \Phi'(0, \mathbf{e}) + \frac{X^2}{2!} \Phi''(0, \mathbf{e}) + \dots + \frac{X^n}{n!} \Phi^{(n)}(0, \mathbf{e}) + \dots + R_n, \quad (\text{B.5})$$

где  $R_n$  – остаточный член ряда. Из (B.5) следует, что для того, чтобы функция  $\Phi(X, \mathbf{e})$  оставалась постоянной при изменении  $X$ , необходимо, чтобы все ее производные по  $X$  в точке  $X=0$  были равны нулю и, кроме того, остаточный член равнялся бы нулю. Для практических схем

усилителей эти условия в общем случае невыполнимы, но можно приблизиться к ним, если приравнять нулю по возможности большее число производных в (В.5), начиная с первой:

$$\Phi'(0, \mathbf{e}) = 0; \Phi''(0, \mathbf{e}) = 0; \dots; \Phi^{(n)}(0, \mathbf{e}) = 0; \dots \quad (\text{В.6})$$

Соответствующая условиям (В.27) функция  $\Phi(X, \mathbf{e})$  будет максимально-плоской в окрестности нулевой частоты (в точке  $X=0$ ). Равенство нулю производных в этой точке обеспечивается совместным решением системы уравнений вида (В.6), в результате которого находится соответствующий вектор  $\mathbf{e}$  параметров варьируемых (управляемых, корректирующих) элементов усилителя. Так как число уравнений в системе (В.6) должно быть равно числу неизвестных  $e_k$ , т.е.  $K$ , число приравняемых нулю производных в (В.6) также равно  $K$ . Однако получаемое решение (вектор  $\mathbf{e}$ ) должно быть физически реализуемым, т.е. отвечать условию  $e_k \geq 0; k=1, 2, \dots, K$ . Чем большее число производных для исследуемой схемы усилителя может быть приравнено нулю (т.е. чем больше число варьируемых параметров усилителя), тем менее АЧХ усилителя будет отклоняться от постоянного значения.

При практическом применении метода Г.В. Брауде к сверхширокополосным усилителям в большинстве случаев не требуется находить производные первого и остальных порядков в явном виде. В [50] показано, что условия (В.6) эквивалентны равенству между собой коэффициентов числителя и знаменателя нормированной функции  $\Phi_{norm}(X, \mathbf{e})$  с одинаковыми степенями  $X$ , т.е. система (В.6) принимает вид:

$$A_1(\mathbf{e})=B_1(\mathbf{e}), A_2(\mathbf{e})=B_2(\mathbf{e}), A_3(\mathbf{e})=B_3(\mathbf{e}) \text{ и т.д.} \quad (\text{В.7})$$

Число таких равенств в (В.7) также равно числу варьируемых параметров  $K$ .

### **Пример**

К примеру частотная характеристика имеет вид  $T(p) = \frac{a_0 + a_1 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}$ , и необходимо найти

всего один элемент для получения плоской частотной характеристики.

Для этого сначала, следуя методике Г.В. Брауде, определяется квадрат модуля функции  $T(j\omega)$  и коэффициенты при  $p=0$  выносятся  $T_0^2 = \frac{a_0^2}{b_0^2}$ :

$$|T(j\omega)|^2 = T(j\omega)T(-j\omega) = T_0^2 \frac{1 + A_1 \omega^2}{1 + B_1 \omega^2 + B_2 \omega^4 + B_3 \omega^6}, \quad (\text{В.8})$$

где  $A_1 = a_1^2 / a_0^2$ ;  $B_1 = (b_1^2 - 2b_0 b_2) / b_0^2$ ;  $B_2 = (b_2^2 - 2b_1 b_3) / b_0^2$ ;  $B_3 = b_3^2 / b_0^2$ .

Затем находится одна производная, так как необходимо найти один элемент,  $(|F(j\omega)|^2)'$  по  $\omega^2$  и приравнивается к нулю, при этом в числителе и знаменателе остаются коэффициенты  $A_1$  и  $B_1$ . Отсюда имеем одно уравнение  $A_1=B_1$  или

$$\frac{a_1^2}{a_0^2} = \frac{(b_1^2 - 2b_0b_2)}{b_0^2}. \quad (\text{B.9})$$

Решение уравнения (B.9) сводится к нахождению необходимого элемента схемы.

### В.5 Модифицированный метод Брауде

Разовьем метод Г.В. Брауде на более общий случай, когда АЧХ не обязательно должна быть плоской, но может быть в принципе произвольной формы и, в частности, иметь на заранее выбранной частоте  $\omega = \omega_0$  полосы пропускания любой заданный положительный или отрицательный наклон. Модифицированный метод позволяет также получить семейство АЧХ с различной формой.

Для того, чтобы получить условия, для произвольной и, в частности, наклонной формы АЧХ, проведем аналогию нашей задачи с известным методом аппроксимации функции одного переменного. Пусть заданная на некотором интервале  $X \in [X_L, X_U]$  функция  $\Psi(X)$  должна быть приближена другой функцией  $\Phi(X, \mathbf{e})$ , где  $\mathbf{e}$  - вектор варьируемых параметров функции. Выберем внутри интервала  $[X_L, X_U]$  точку  $X_0 \in [X_L, X_U]$  и применим для разложения ДРФ  $\Phi(X, \mathbf{e})$  в окрестности этой точки вместо ряда Маклорена его обобщение - ряд Тейлора:

$$\begin{aligned} \Phi(X, \mathbf{e}) = & \Phi(X_0, \mathbf{e}) + \frac{(X - X_0)}{1!} \Phi'(X_0, \mathbf{e}) + \\ & + \frac{(X - X_0)^2}{2!} \Phi''(X_0, \mathbf{e}) + \dots + \frac{(X - X_0)^n}{n!} \Phi^{(n)}(X_0, \mathbf{e}) + \dots \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Теперь приравняем значения самих функций и их производных первого и более высоких порядков при  $X=X_0$ :

$$\begin{aligned} \Phi(X_0, \mathbf{e}) = \Psi(X_0); \quad \Phi'(X_0, \mathbf{e}) = \Psi'(X_0); \\ \Phi''(X_0, \mathbf{e}) = \Psi''(X_0); \dots; \quad \Phi^{(n)}(X_0, \mathbf{e}) = \Psi^{(n)}(X_0); \dots \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

При этом равенство  $\Phi(X_0, \mathbf{e}) = \Psi(X_0)$  означает, что графики обеих функций на плоскости  $(X, Y)$  проходят через одну и ту же точку  $(X_0, \Psi(X_0))$ , равенство первых производных - что графики имеют одинаковый наклон в точке  $(X_0, \Psi(X_0))$ , равенство вторых производных - что они имеют одинаковую кривизну в этой точке и т.д. Очевидно, чем большее число производных функций  $\Phi(X, \mathbf{e})$  и  $\Psi(X)$  при  $X=X_0$  приравнивается между собой, тем лучшее приближение функции  $\Psi(X)$  достигается в некоторой окрестности точки  $X_0$  на оси  $X$ . Можно утверждать также, что с увеличением числа условий в (B.11) размер окрестности точки  $X_0$ , в которой достигается точность приближения не хуже заданной, увеличивается.

Значения вектора варьируемых параметров  $\mathbf{e}$  приближающей функции  $\Phi(X, \mathbf{e})$ , соответствующие такому способу аппроксимации, находятся из решения системы уравнений (9). Однако, так как при этом поведение функции  $\Phi(X, \mathbf{e})$  на всем интервале  $[X_L, X_U]$  не

контролируется, нельзя заранее точно предсказать степень совпадения  $\Phi(X, \mathbf{e})$  и  $\Psi(X)$  внутри интервала. Заметим также, что если в системе (В.11) опустить первое уравнение  $\Phi(X_0, \mathbf{e}) = \Psi(X_0)$ , то графики обеих функций в окрестности точки  $X_0$  будут по-прежнему близки по форме, но смещены по уровню (т.е. по положению относительно оси ординат).

В случае плоской АЧХ, когда коэффициент усиления  $|T(j\omega, \mathbf{e})|$  должен быть постоянным в определенной окрестности точки  $X_0$ , выбираемой в пределах интервала  $[X_L, X_U]$ , в качестве приближаемой функции  $\Psi(X)$  на этом интервале должна быть выбрана некоторая постоянная:  $\Psi(X) = C = \text{const}$ ,  $X \in [X_L, X_U]$ . Очевидно, значения всех производных такой функции равны нулю при любых  $X \in [X_L, X_U]$ , отсюда вытекают следующие условия: обобщающие условия Г.В. Брауде:

$$\Phi'(X_0, \mathbf{e}) = 0; \Phi''(X_0, \mathbf{e}) = 0; \dots; \Phi^{(n)}(X_0, \mathbf{e}) = 0; \dots \quad (\text{В.12})$$

При  $X_0 = 0$  условия (В.33) переходят в условия  $\Phi'(0, \mathbf{e}) = 0; \Phi''(0, \mathbf{e}) = 0; \dots; \Phi^{(n)}(0, \mathbf{e}) = 0; \dots$ . Таким образом, можно утверждать, что математической основой для получения системы уравнений в классическом методе Г.В. Брауде (для максимально-плоской АЧХ в точке  $X_0 = 0$ ), а также более общей системы уравнений (В.12) (для максимально-плоской АЧХ в произвольной точке  $X_0 \in [X_L, X_U]$ ) является метод решения задачи аппроксимации заданной функции  $\Psi(X)$  с помощью ДРФ  $\Phi(X, \mathbf{e})$ , соответствующий условиям (В.11).

Решение общей системы уравнений (В.11) при исключении первого уравнения  $\Phi(X_0, \mathbf{e}) = \Psi(X_0)$  позволяет найти варьируемые параметры усилителя, при которых его АЧХ в некоторой окрестности точки  $X_0$  будет приближаться к желаемой (в принципе произвольной) форме, задаваемой функцией  $\Psi(X)$ . Однако ширина частотного диапазона, где формы функций  $\Phi(X, \mathbf{e})$  и  $\Psi(X_0)$  будут достаточно близки (иначе говоря, ширина окрестности точки  $X_0$ , в пределах которой точность такого приближения будет не хуже заданной), зависит как от положения самой точки  $X_0$ , так и от числа варьируемых параметров усилителя.

На практике задача построения усилителей с АЧХ произвольной формы встречается достаточно редко. Гораздо чаще приходится решать задачу получения АЧХ, которая в определенном интервале частот имеет требуемый отрицательный или положительный наклон. Последнюю задачу сведем к приближению функцией  $\Phi(X, \mathbf{e})$  линейной функции  $\Psi(X) = aX$ . Здесь  $a$  - так называемый угловой коэффициент, численно равный тангенсу угла наклона  $\theta_0$ , составляемого прямой  $\Psi(X)$  с осью абсцисс (при  $\theta_0 > 0$  и  $a > 0$  наклон положительный, при  $\theta_0 < 0$  и  $a < 0$  - отрицательный). В то же время величина  $a = \text{tg}\theta_0$  равна первой производной функции  $\Psi(X)$ , а величину наклона приближающей функции  $\Phi(X, \mathbf{e})$  в точке  $X_0$  можно определить как значение ее первой производной в этой точке.

Опустим в (В.11) первое уравнение, отвечающее за уровень коэффициента усиления, а также приравняем наклоны (первые производные) функций  $\Phi(X, \mathbf{e})$  и  $\Psi(X)$  в точке  $X_0$ .

Производные  $\Phi^{(n)}(X, \mathbf{e})$  и  $\Psi^{(n)}(X)$  в точке  $X_0$  при  $n \geq 2$  тоже приравняем между собой в этой точке, т.е. сделаем нулевыми, так как для линейной функции  $\Psi(X)$  все высшие производные равны нулю. В результате система уравнений (131) примет следующий вид:

$$\Phi'(X_0, \mathbf{e}) = \operatorname{tg} \theta_0; \quad \Phi''(X_0, \mathbf{e}) = 0; \dots; \quad \Phi^{(n)}(X_0, \mathbf{e}) = 0; \dots, \quad (\text{B.13})$$

где точка  $X_0$  должна выбираться в пределах интервала  $[X_L, X_U]$ .

Рассмотрим, наконец, способ получения для широкополосных усилителей некоторого семейства АЧХ разной формы с помощью модифицированного метода. Формой АЧХ можно управлять одним из следующих способов: а) при одном и том же угловом коэффициенте  $a = \operatorname{tg} \theta_0$  выбирать различные значения  $X_0$  в пределах частотного интервала  $[X_L, X_U]$  (например, с равномерным шагом); б) в одной и той же точке  $X_0$  задавать различные значения углового коэффициента  $a = \operatorname{tg} \theta_0$ ; в) одновременно менять положение точки  $X_0$  и значение углового коэффициента в ней.

Важно отметить, что при использовании как метода Г.В. Брауде, так и модифицированного метода верхняя граничная частота  $f_U$  усилителя не задается, она определяется в результате расчета АЧХ после определения вектора параметров  $\mathbf{e}$ . Если полученное значение  $f_U$  не удовлетворяет проектировщика, в схему усилителя вводится еще один управляемый элемент, а в систему (B.11), (B.12) или (B.13) - еще одно соответствующее ему уравнение. В рассмотренной процедуре расчета СШП усилителя уровень коэффициента усиления на нулевой частоте (величина  $\Phi_0(\mathbf{e}) = |T(0, \mathbf{e})|^2$ ) не контролируется и определяется значением вектора  $\mathbf{e}$ , найденным из условий получения нужной формы АЧХ (B.11)-( B.13). Однако обычно на практике вектор  $\mathbf{e}$  разбивается на две части:  $\mathbf{e} = [\mathbf{e}_0, \mathbf{e}_1]$ , где компоненты вектора  $\mathbf{e}_0$  определяют только уровень усиления (обычно это резисторы и крутизны управляемых источников транзисторов), а компоненты вектора  $\mathbf{e}_1$  - только форму АЧХ (чаще всего это корректирующие емкости и индуктивности). В таком случае вначале определяют компоненты вектора  $\mathbf{e}_0$  из условия получения заданного уровня усиления, а затем для известного значения  $\mathbf{e}_0$  составляют и решают системы уравнений (B.11)-( B.13) относительно вектора корректирующих элементов  $\mathbf{e}_1$ .

Примеры практического применения модифицированного метода, в том числе представленные в 2.6.1, показали, что его возможности, состоящие в получении АЧХ с положительным и отрицательным наклоном, а также семейства АЧХ разной формы, являются весьма полезными при проектировании одно- и многокаскадных широкополосных СВЧ транзисторных усилителей.

### Приложение Г. Модели активных элементов СВЧ ТИУ

При расчете, анализе и моделировании СВЧ усилителей и других устройств СВЧ транзисторы часто представляются с помощью эквивалентных схем (ЭС) с сосредоточенными параметрами (схем замещения). В данном разделе приведены основные малосигнальные модели ПТ и БТ, а также упрощенные модели, которые могут быть использованы при аналитическом расчете усилителей.

**Малосигнальная модель СВЧ полевого транзистора.** На рисунке Г.1 представлена типовая ЭС СВЧ полевого транзистора (например, кремниевого КМОП или GaAs НЕМТ прибора), она применима к транзистору в корпусе или без корпуса (кристаллу) [3, 184].

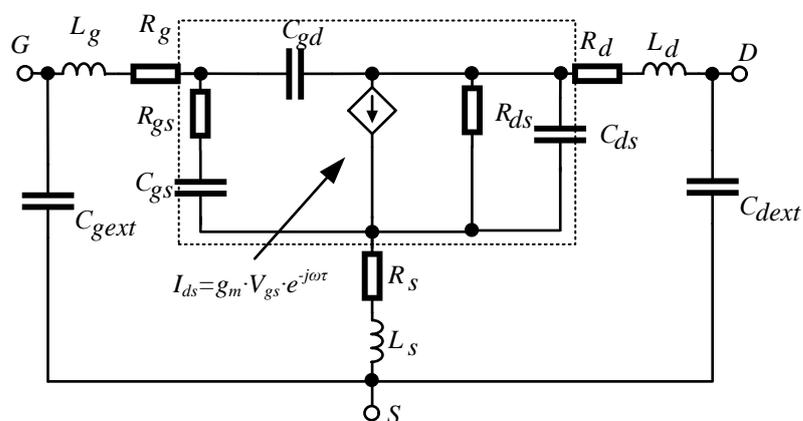


Рисунок Г.1 – ЭС полевого транзистора

Внутренняя часть ЭС (так называемый «внутренний транзистор»), выделенная рамкой, характеризуется следующими параметрами:

$R_{gs}$  ( $R_i$ ) – сопротивление затвор-исток, это зарядовое сопротивление, характеризующее резистивный путь для заряда емкости  $C_{gs}$ ;

$R_{ds}$  ( $R_o$ ) – сопротивление сток-исток, выходное дифференциальное сопротивление;

$C_{gs}$  – емкость затвор-исток;

$C_{gd}$  – емкость затвор-сток, вместе с емкостью  $C_{gs}$  моделируют заряд обедненной области под затвором;

$C_{ds}$  – емкость сток-исток, емкость подложки между стоком и землей;

$I_{ds}$  – источник тока стока, управляемый напряжением  $U_{gs}$  на емкости затвор-исток  $C_{gs}$ ;

$g_m$  – высокочастотная крутизна управляемого источника;

$\tau$  – постоянная времени частотной зависимости крутизны.

К внешней части ЭС относятся следующие элементы:

$R_g$ ,  $R_s$  и  $R_d$  – контактные сопротивления;

$C_{gext}$ ,  $C_{dext}$  – межэлектродные емкости;

$L_g$ ,  $L_s$  и  $L_d$  – индуктивности контактов (выводов).

В модели СВЧ ПТ на рисунке Г.1 высокочастотная крутизна  $g_m$  в общем случае является комплексной и определяется выражением:

$$g_m = g_{m0} e^{-j\omega\tau}, \quad (\text{Г.1})$$

где  $g_{m0}$  обозначает крутизну на низкой частоте, а постоянная времени  $\tau$  характеризует дополнительную фазовую задержку сигнала. При этом ток управляемого источника  $I_{ds}$  равен:

$$I_{ds} = g_m U_{gs} = g_{m0} U_{gs} e^{-j\omega\tau}, \quad (\text{Г.2})$$

В случае СВЧ интегральных транзисторов в связи с малостью их размеров и отсутствием корпуса внешние межэлектродные емкости  $C_{gs\text{ext}}$ ,  $C_{ds\text{ext}}$ ,  $C_{gd\text{ext}}$  и индуктивности выводов  $L_g$ ,  $L_s$ ,  $L_d$  до определенных частот влияют мало. Кроме того, контактные сопротивления  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$  и сопротивление  $R_{gs}$  также из-за их небольших величин часто полагают равными нулю [3, 184]

В результате упрощенная ЭС (модель) СВЧ интегрального полевого транзистора принимает вид, представленный на рисунке Г.2. Благодаря простоте и небольшому числу элементов такие упрощенные ЭС удобны для приближенного анализа и расчета СВЧ усилителей на ПТ. В частности, в ряде публикаций (например, [31, 116, 117, 118]) показано, что применение упрощенной ЭС интегрального КМОП прибора, изображенной на рисунке Г.2, во многих случаях дает достаточно точные результаты до частот 10-20 ГГц и выше. Однако специальные исследования точности таких упрощенных моделей в СВЧ диапазоне, а также методики их построения в известной нам литературе отсутствуют.

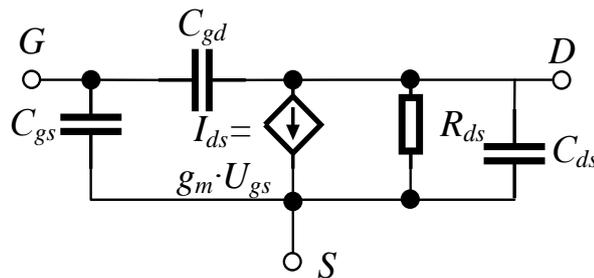


Рисунок Г.2 – Упрощённая эквивалентная схема СВЧ полевого транзистора

**Шумовая модель СВЧ полевого транзистора.** Шумовую ЭС КМОП транзистора проще всего построить на основе модели СВЧ полевого транзистора, предложенной М. Поспешальским [120]. Достоинством данной модели является то, что она основана на малосигнальной линейной ЭС ПТ, при этом большинство источников шума в транзисторе моделируются при помощи шумовых температур резисторов, поэтому могут быть легко определены.

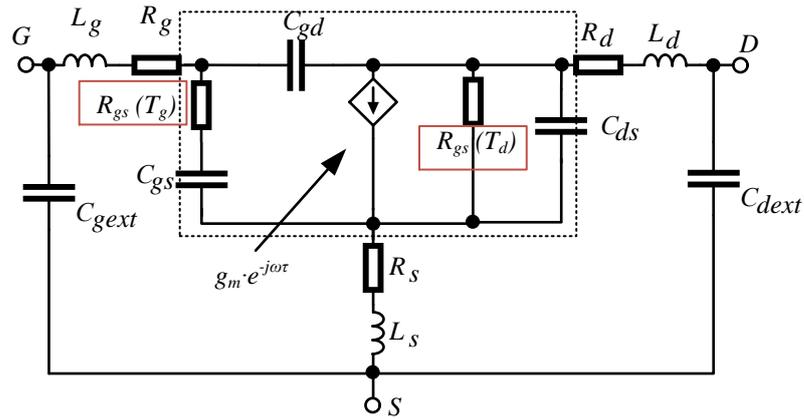


Рисунок Г.3 – Шумовая модель СВЧ ПТ Пospeshальского

В шумовой модели Пospeshальского необходимо подобрать два вещественных параметра, которые представляют собой так называемые шумовые температуры затвора  $T_g$  и стока  $T_d$ , для соответствующих резисторов  $R_{gs}$  и  $R_{ds}$  (см. рисунок Е.3). При этом часто достаточно подобрать лишь шумовую температуру стока  $T_d$  в диапазоне значений от  $10^3$  до  $10^4$  тысяч градусов Кельвина – ее, в основном, связывают с флуктуациями дрейфовой скорости электронов в канале транзистора [102, 185].

В случае представления усилительного элемента в виде S-параметров (модель в виде черного ящика или бесструктурная модель) используются так называемые шумовые параметры. Они представляют собой таблицу из 4 параметров в зависимости от частоты, которые полностью описывают шумовые свойства четырехполюсников и позволяют разрабатывать линейные малошумящие усилители. К этим 4 шумовым параметрам относятся:  $NF_{min}$  — минимальный коэффициент шума;  $\Gamma_{opt}$  — коэффициент отражения по входу активного элемента (модуль и фаза), при котором значение коэффициента шума минимально;  $R_n$  — шумовое сопротивление, которое описывает, как коэффициент шума увеличивается вследствие отклонения импеданса источника от оптимального значения. При этом коэффициент шума  $NF$  при любом значении коэффициента отражения источника может быть найден как:

$$N_F = N_{F_{min}} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} + \Gamma_S|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}. \quad (\text{Г.3})$$

Также зачастую, вместо  $\Gamma_{opt}$  используется  $Y_{opt}$  или  $Z_{opt}$  – иммитанс или импеданс по входу транзистора, при котором значение шума минимально.

**В случае биполярных (БТ) или гетеробиполярных транзисторов** различают Т-образные и П-образные ЭС (рисунок Г.4) [3]

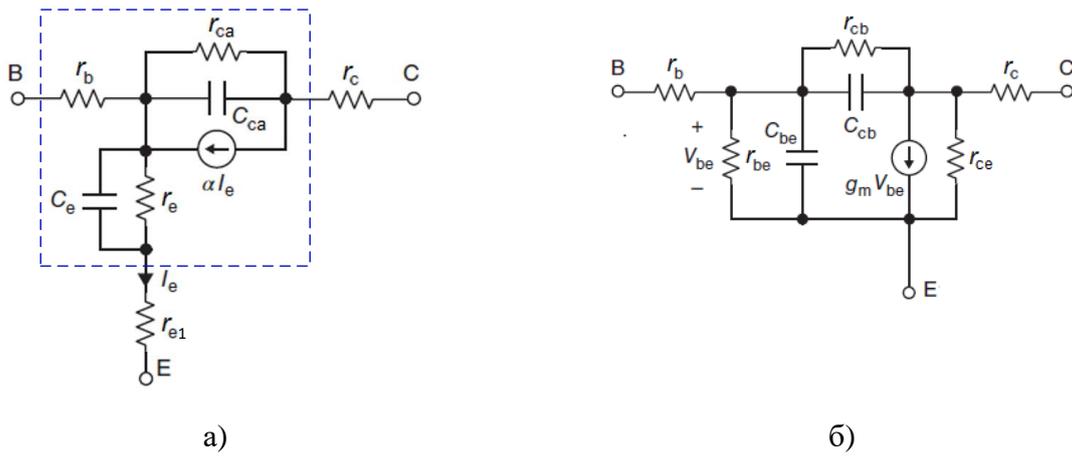


Рисунок Г.4 – Т-образная (а) и П-образная (б) эквивалентные схемы низкочастотного биполярного транзистора

Типовая Т-образная эквивалентная схема низкочастотного БТ показана на рисунке Е.4а. Внутренняя ее часть (выделена рамкой на рисунке Г.4а) характеризуется следующими параметрами:

$r_b$  – суммарное распределенное и контактное сопротивление базы;

$r_e, C_e$  – сопротивление эмиттера и емкость перехода база-эмиттер;

$r_{ca}, C_{ca}$  – сопротивление и емкость активной области перехода база-коллектор (под эмиттером);

$I_c$  – источник тока коллектора, управляемый током эмиттера  $I_e$ ;

$\alpha$  – комплексный коэффициент передачи по току в схеме с общей базой (ОБ);

Внешняя части Т-образной ЭС включает:

$r_c$  и  $r_{e1}$  – контактные сопротивления коллектора и эмиттера.

В Т-образной эквивалентной схеме БТ (рисунок Г.4а) комплексный коэффициент передачи по току  $\alpha$  в схеме с ОБ определяется формулой (27):

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_T} e^{-j\omega\tau_1}, \quad (\text{Г.4})$$

где  $\alpha_0$  – коэффициент передачи на низкой частоте;

$\omega_T = 1/(r_e C_e)$  – частота единичного усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером (ОЭ);

$\tau_1$  – постоянная времени определяет дополнительную фазовую задержку тока коллектора.

Таким образом, ток управляемого источника  $I_c$  в ЭС на рисунке Г.4а выражается соотношением:

$$I_c = \alpha I_e = I_e \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_T} e^{-j\omega\tau_1}, \quad (\text{Г.5})$$

Типовая П-образная эквивалентная схема низкочастотного БТ [3] представлена на рисунке Е.4б. Внутреннюю часть ЭС характеризуют следующие параметры:

$r_b$  – суммарное распределенное и контактное сопротивление базы;

$r_{be}, C_{be}$  – приведенные сопротивление и емкость перехода база-эмиттер;

$r_{cb}, C_{cb}$  – сопротивление и емкость перехода коллектор-база;

$r_{ce}$  – сопротивление коллектор-эмиттер;

$I_c$  – источник тока коллектора, управляемый напряжением  $U_{be}$  на сопротивлении база-эмиттер  $r_{be}$ ;

$g_m$  – высокочастотная крутизна управляемого источника.

Внешняя часть П-образной эквивалентной схемы, аналогично Т-образной ЭС, включает элементы  $r_c$  и  $r_{e1}$ .

В рассматриваемой П-образной модели СВЧ БТ (рисунок Г.4б) высокочастотная крутизна  $g_m$  описывается формулой:

$$g_m = g_{m0} e^{-j\omega\tau_1}, \quad (\text{Г.5})$$

где  $g_{m0}$  – по-прежнему крутизна на низкой частоте, а  $\tau_1$  – постоянная времени, определяющая дополнительную фазовую задержку тока коллектора. Ток управляемого источника  $I_c$  равен:

$$I_c = g_m U_{be} = g_{m0} U_{be} e^{-j\omega\tau_1}. \quad (\text{Г.6})$$

При описании биполярных транзисторов и расчете транзисторных устройств используются как Т-, так и П-эквивалентные схемы, они равносильны и могут быть пересчитаны друг в друга [3, 103]. При этом Т-образная модель (рисунок Г.4а) более близка к физической структуре транзистора, а также удобна для выполнения экстракции элементов ЭС из измеренных частотных зависимостей параметров прибора как четырехполюсника. П-образная модель (рисунок Г.4б) является скорее формальной и содержит «приведенные» элементы  $r_{be}$  и  $C_{be}$ , которые отсутствуют в физической структуре. Однако она больше похожа на ЭС полевого транзистора (рисунки Г.1, Г.2), чем Т-образная модель, что позволяет сделать расчет схем на БТ и ПТ более единообразным.

Чтобы Т- и П-образные модели хорошо описывали БТ или ГБТ в СВЧ диапазоне, они должны включать дополнительные элементы, влияющие на высоких частотах. Типовая П-образная ЭС СВЧ биполярного (гетеробиполярного) транзистора показана на рисунке Г.5, она также применима к прибору в корпусе или без него [3, 103].

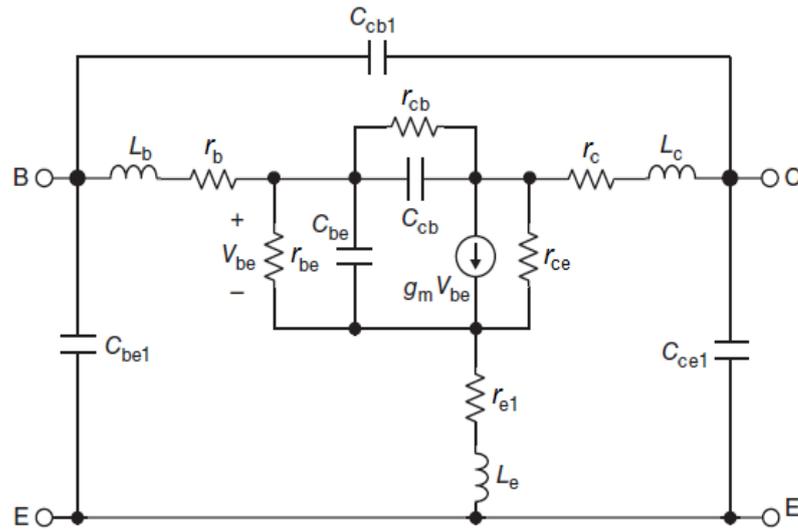


Рисунок Г.5 – П-образная эквивалентная схема СВЧ биполярного (гетеробиполярного) транзистора

Внутренняя часть ЭС характеризуется следующими параметрами:

$r_b$  – суммарное распределенное и контактное сопротивление базы;

$r_{be}$ ,  $C_{be}$  – приведенные сопротивление и емкость перехода база-эмиттер;

$r_{cb}$ ,  $C_{cb}$  – сопротивление и емкость перехода коллектор-база;

$r_{ce}$  – сопротивление коллектор-эмиттер;

$I_c$  – источник тока коллектора, управляемый напряжением на сопротивлении база-эмиттер  $r_{be}$ ;

$g_m$  – высокочастотная крутизна управляемого источника.

Внешняя часть П-образной ЭС включает следующие элементы:

$r_c$ ,  $r_{e1}$  – контактные сопротивления коллектора и эмиттера;

$C_{be1}$ ,  $C_{ce1}$ ,  $C_{cb1}$  – межэлектродные емкости;

$L_b$ ,  $L_c$ ,  $L_e$  – индуктивности выводов.

Высокочастотная крутизна  $g_m$  и ток управляемого источника  $I_c$  в П-образной модели СВЧ биполярного (гетеробиполярного) транзистора на рисунке Г.5 по-прежнему выражаются соотношениями (Г.5) и (Г.6).

Для приближенного анализа и расчета СВЧ усилителей на интегральных БТ и ГБТ используют упрощенные эквивалентные схемы этих приборов. Упрощенная П-образная ЭС СВЧ интегрального БТ или ГБТ, полученная из модели (рисунок Г.6), показана на рисунке Г.6 [3].

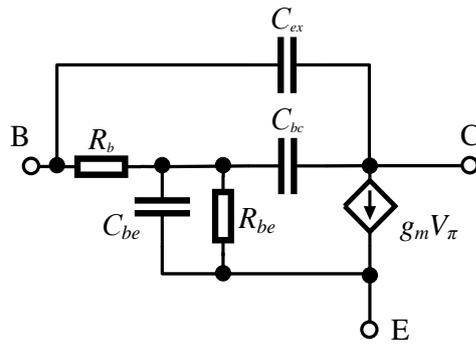


Рисунок Г.6 – Упрощённая П-образная эквивалентная схема СВЧ биполярного (гетеробиполярного) транзистора

При ее построении пренебрегают межэлектродными емкостями  $C_{be1}$ ,  $C_{ce1}$ ,  $C_{cb1}$  и индуктивностями выводов  $L_b$ ,  $L_c$ ,  $L_e$  по причине их малых величин. Кроме того, равными нулю полагают контактные сопротивления  $r_c$  и  $r_{e1}$ . А почему нет емкости коллектора.

К сожалению, простые шумовые модели СВЧ биполярных транзисторов, аналогичные, например, модели Поспешальского для СВЧ полевых приборов, в литературе не представлены.

## Приложение Д. ИС ТИУ для оптических систем со скоростями передачи данных 25 Гбит/с на основе 90 нм РЧ КМОП технологии

Разработанный широкополосный СВЧ ТИУ (рисунок Д.1а) выполнен на основе отечественной 90 нм РЧ КМОП технологии и предназначен для работы в система передачи данных 25 Гбит/с. Входной каскад представляет из себя инвертор на основе pmos-рmos транзисторов, подробный анализ и исследование принципиальной схемы представлено в подразделе 2.4. Второй каскад выполняет роль преобразователя несимметричного тракта в дифференциальный. Все последующие каскады также являются дифференциальными, между каскадами включены катушки индуктивности для коррекции АЧХ на высоких частотах [140].

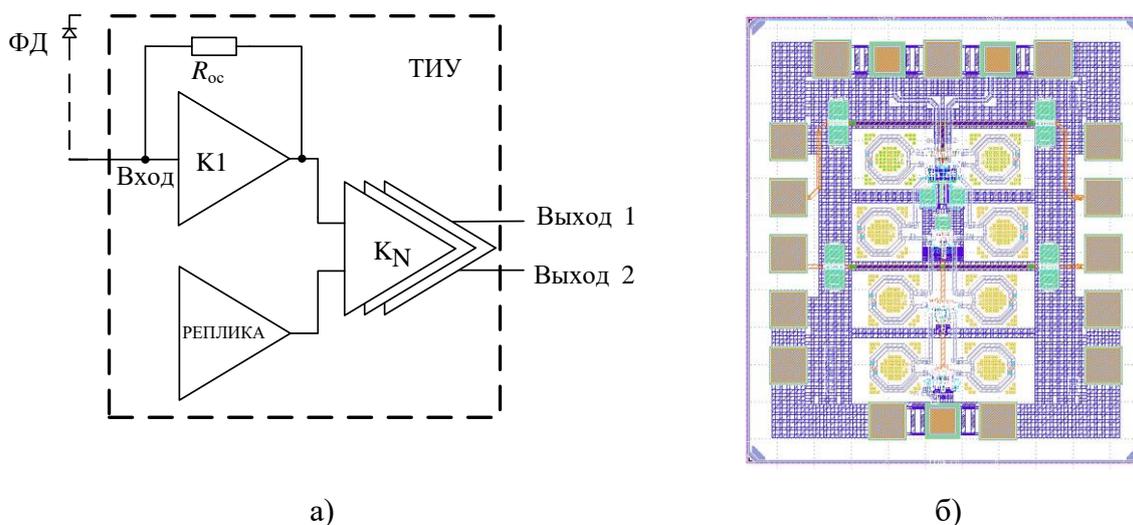


Рисунок Д.1 – а) структурная схема ТИУ; б) топология ( $1,1 \times 1,2 \text{ мм}^2$ )

Конструкция ТИУ имеет две цепи питания на 1,8 В и 2,5 В, топология предусматривает возможности подачи питания как с одной, так и с другой стороны кристалла.

По результатам моделирования были получены следующие характеристики ИС ТИУ для линии связи 25 Гбит/с: полоса пропускания 20 ГГц,  $|S_{21}|/|S_{31}|=13-16 \text{ дБ}$ ,  $Z_T=53-56 \text{ дБ} \cdot \Omega$ ,  $I_p=58 \text{ мА}$ ,  $U_p=2,5/1,8 \text{ В}$ , ГВЗ =  $100 \pm 30 \text{ пс}$ , площадь чипа  $1,1 \times 1,2 \text{ мм}^2$  ( $0,5 \times 0,7 \text{ мм}^2$  без учета контактных площадок) (рисунки Д.3). Глазковая диаграмма представлена на рисунке Д.2.

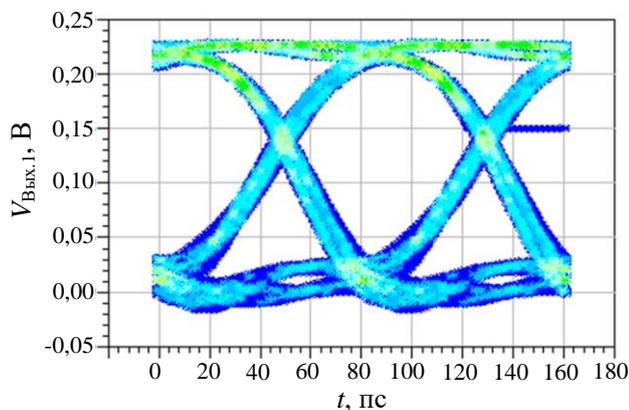


Рисунок Д.2 – Глазковая диаграмма для одного канала (25 Гбит/с, ПСП)

Выходная мощность по уровню 1 дБ сжатия на частоте 20 ГГц для одного канала -3,2 дБм, входная мощность при этом -16 дБм, КГИ (коэффициент гармонических искажений) около 4-5 % (рисунки Д.3).

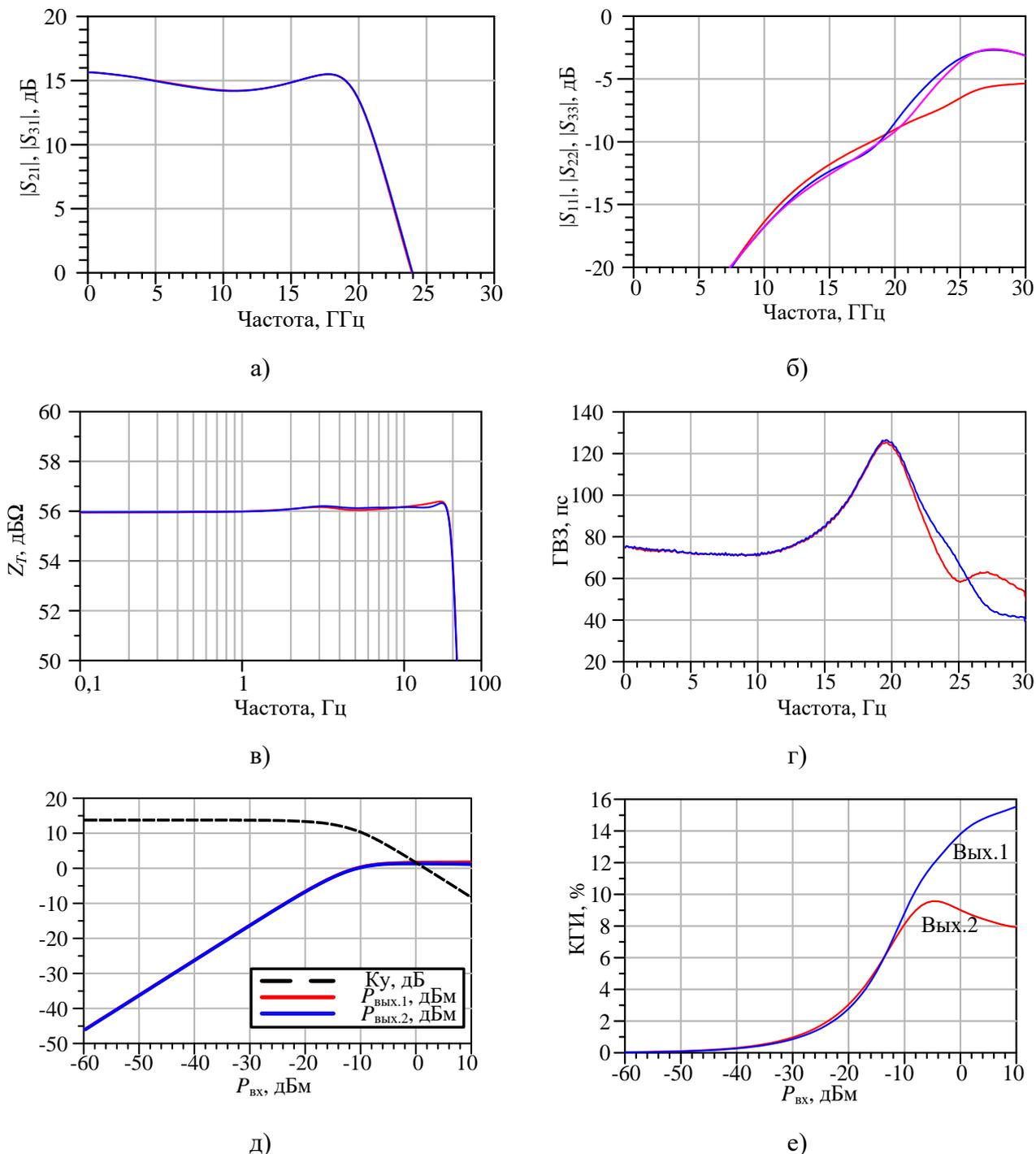


Рисунок Д.3 – а)  $|S_{21}|/|S_{31}|$  в зависимости от частоты, б)  $|S_{11}|/|S_{22}|/|S_{33}|$  в зависимости от частоты, в)  $Z_r$  в зависимости от частоты, г) ГВЗ в пс в зависимости от частоты, д)  $K_u$ ,  $P_{\text{вых.1}}$ ,  $P_{\text{вых.2}}$  в зависимости от входной мощности на частоте 20 ГГц, е) КГИ для двух каналов в зависимости от входной мощности на частоте 20 ГГц

Общие результаты моделирования схемы ТИУ представлены в таблице Д.1.

Таблица Д.1 – Результаты моделирования ТИУ для оптических систем со скоростью 25 Гбит/с на основе отечественной 90 нм КМОП технологии

Параметр	Описание	Результаты моделирования
Диапазон рабочих частот, ГГц	Полоса частот по уровню 3 дБ	DC-20
$ S_{11} ,  S_{22} $ , дБ	Согласование с 50 Ом по входу и выходу	<-10
$ S_{21} $ , дБ	Малосигнальный коэффициент усиления	13-16
$Z_T$ , дБΩ	Трансимпеданс	53-56
$P_{1дБ}$ , дБм	Мощность по уровню сжатия на 1 дБ для каждого канала(20 ГГц)	~-3,2
$V_{p-p}$ , мВ	Амплитуда выходного сигнала(по $P_{1дБ}$ для частоты 20 ГГц)	+/-200
КГИ, %	Коэффициент гармонических искажений (по $P_{1дБ}$ для частоты 20 ГГц)	4,7
$I_{ш}$ , пА/(Гц) <sup>0,5</sup>	Шумовой ток на входе	26
ГВЗ, пс	Групповое время задержки	100+/-30
$B$ , Гбит	Битовая скорость	25 (ПСП)
$V_{DC}$ , В	Напряжение питания	2,5/1,8
$I_{DC}$ , мА	Ток потребления от источника питания	58
$P_{DC}$ , мВт	Потребляемая мощность	117
$S$ , мм <sup>2</sup>	Площадь чипа	1,32

По окончанию проектирования, топология разработанного ТИУ была зарегистрирована №2022630155 под названием «Монолитная интегральная схема трансимпедансного усилителя для линий связи 25 Гб/с на основе 90 нм КМОП технологии» [186].

Приложение Е. Свидетельства о регистрации РИД, дипломы, благодарности,  
удостоверения, акты внедрения и использования

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**  
о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы  
**№ 2018630181**

**Монолитная интегральная схема SiGe BiCMOS  
трансимпедансного усилителя диапазона DC-20 ГГц с  
дифференциальным выходом и компенсацией постоянной  
составляющей**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования «Томский  
государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники» (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № **2018630172**  
Дата поступления **27 сентября 2018 г.**  
Дата государственной регистрации в Реестре топологий  
интегральных микросхем **30 октября 2018 г.**  
Дата окончания срока действия исключительного права  
**30 октября 2028 г.**



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев

Авторы: *Коряковцев Артем (KZ), Коколов Андрей Александрович  
(RU), Шеерман Федор Иванович (RU), Бабак Леонид Иванович  
(RU)*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы

№ 2019630215

**Монолитная интегральная схема SiGe BiCMOS  
оптоэлектронного приемника диапазона DC-20 ГГц со  
встроенным трансимпедансным усилителем с  
дифференциальным выходом и компенсацией постоянной  
составляющей**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования «Томский  
государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники» (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2019630190

Дата поступления 04 октября 2019 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий  
интегральных микросхем 12 ноября 2019 г.

Дата окончания срока действия исключительного права  
12 ноября 2029 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев



Авторы: *Коряковцев Артём (KZ), Кокотов Андрей Александрович  
(RU), Шеерман Фёдор Иванович (RU), Бабак Леонид Иванович  
(RU), Конкин Дмитрий Александрович (RU)*



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы  
№ 2022630155

**Монолитная интегральная схема трансимпедансного  
усилителя для линий связи 25 Гб/с на основе 90 нм  
КМОП технологии**

Правообладатель: *Общество с ограниченной  
ответственностью «Микроэлектронные системы» (RU)*

Авторы: *Коколов Андрей Александрович (RU), Коряковцев  
Артём Сергеевич (RU), Шеерман Фёдор Иванович (RU),  
Бабак Леонид Иванович (RU)*

Заявка № 2022630148

Дата поступления 26 сентября 2022 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий  
интегральных микросхем 04 октября 2022 г.

Дата окончания срока действия  
исключительного права 04 октября 2032 г.



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Ю.С. Зубов*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы  
№ 2024630158

**МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА  
ОДНОКАСКАДНОГО ТРАНСИМПЕДАНСНОГО  
УСИЛИТЕЛЯ НА ОСНОВЕ 0,5 МКМ GAAS PHEMT  
ТЕХНОЛОГИИ**

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Коряковцев Артём Сергеевич (RU), Коколов Андрей Александрович (RU), Бабак Леонид Иванович (RU)*

Заявка № **2024630158**

Дата поступления **19 августа 2024 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **26 августа 2024 г.**

Дата окончания срока действия

исключительного права **26 августа 2034 г.**



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Ю.С. Зубов*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

71111111-2023-03



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации  
топологии интегральной микросхемы  
№ 2023630274

**МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА  
ТРАНСИМПЕДАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ЛИНИЙ  
СВЯЗИ 2,5 ГБ/С НА ОСНОВЕ 180 НМ КМОП  
ТЕХНОЛОГИИ**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (РУ)*

Авторы: *Коряковцев Артём Сергеевич (РУ), Кокотов Андрей Александрович (РУ), Бабак Леонид Иванович (РУ)*

Заявка № 2023630283

Дата поступления **14 декабря 2023 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **25 декабря 2023 г.**

Дата окончания срока действия  
исключительного права **25 декабря 2033 г.**



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023685658

Программа для символического анализа СВЧ-  
трансимпедансных усилителей "Трансимпеданс"

Правообладатель: *Общество с ограниченной  
ответственностью "Микроэлектронные системы" (RU)*

Авторы: *Коряковцев Артём Сергеевич (RU), Коколов Андрей  
Александрович (RU), Бабак Леонид Иванович (RU)*

Заявка № 2023683602

Дата поступления 08 ноября 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 ноября 2023 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат: 42966019134031646a96183b73b4aa7  
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 18.08.2023 по 02.08.2024

Ю. С. Зубов

**УТВЕРЖДАЮ**  
Генеральный директор

АО «ОКБ-Планета»



А.В. Петров

20 \_\_\_\_ г.

М.П.

**АКТ**

**об использовании результатов диссертационного исследования  
Коряковцева Артёма Сергеевича**

**«Автоматизированное проектирование и разработка интегральных  
трансимпедансных усилителей для быстродействующих оптических приемников»**

Настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы Коряковцева Артёма Сергеевича, выполненной под руководством профессора кафедры КСУП Л.И. Бабака, были использованы в рамках совместной работы ТУСУРа и АО «ОКБ-Планета» «Разработка комплекта интегральных электронных компонентов и конструкций оптических приемопередающих модулей со скоростями не менее 5, 12 и 20 Гбит/с» (соглашение РНФ № 23-91-06207).

В частности, используя предложенные в диссертационной работе методики автоматизированного проектирования был разработан комплект ИС трансимпедансных усилителей для скоростей 5, 12 и 20 Гбит/с на основе отечественных КМОП и GaAs технологий. Также Коряковцевым А.С. был разработан и исследован гибридный оптический приемник с полосой пропускания свыше 2 ГГц, построенный на основе InGaAs p-i-n фотодиода 60Ф502АН5 (АО «ОКБ «Планета») и разработанной микросхемы трансимпедансного усилителя (отечественная 180 нм КМОП технология, АО «Микрон»). Применение результатов диссертационной работы позволило спроектировать трансимпедансный усилитель с высокими техническими характеристиками, правильно учесть емкость фотодиода и получить работоспособный прототип оптического приемника, что было подтверждено в ходе предварительных испытаний.

Руководитель направления по НИОКР

/ И.В. Романов

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор

ООО "Микроэлектронные Системы"

Коколов А.А.

20 24 г.

**АКТ****о внедрении (использовании) результатов диссертационного исследования****Коряковцева Артёма Сергеевича****«Автоматизированное проектирование и разработка интегральных  
трансимпедансных усилителей для быстродействующих оптических приемников»**

Настоящим актом подтверждается факт использования в ООО "Микроэлектронные Системы" результатов диссертационной работы Коряковцева Артёма Сергеевича, а именно комплекта исследовательских программ символьного анализа входных каскадов трансимпедансных усилителей (ТИУ). Комплект программ позволяет выполнить символьный анализ и численное моделирование комплекса характеристик распространенных типов усилительных каскадов СВЧ КМОП ТИУ с целью исследования, рассчитать цепи коррекции каскадов с различной требуемой формой АЧХ коэффициента усиления, осуществить проектирование оптических приемников с многокаскадными ТИУ, в том числе с применением противозумовой коррекции.

Ведущий инженер ООО "Микроэлектронные Системы"

 / Шеерман Ф.И.



# Диплом I степени

награждается

*Коряковцев Артём Сергеевич*  
младший научный сотрудник  
ЛИКС ТУСУР

за лучший доклад на  
Международной научно-практической  
конференции «Электронные средства  
и системы управления»

20 - 22 ноября 2019 г.

Секция 3 «Наноэлектроника СВЧ. Интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем»

**Председатель конференции**

Президент ТУСУРа

А.А. Шелупанов

**Председатель организационного  
комитета конференции**

Ректор ТУСУРа

В.М. Рулевский



**ВСЕРОССИЙСКИЙ ФЕСТИВАЛЬ НАУКА O+**

МИНОБРАЗОВАНИЯ РОССИИ  
 Московский государственный университет имени М.В.Ломоносова  
 РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

**Коряковцеву Артему Сергеевичу,**  
 младшему научному сотруднику  
 лаборатории интеллектуальных компьютерных  
 систем федерального государственного бюджетного  
 образовательного учреждения высшего образования  
 «Томский университет систем управления и радиоэлектроники»

**БЛАГОДАРНОСТЬ**

**Уважаемый Артем Сергеевич!**

Выражаем Вам благодарность за организацию и проведение мероприятий Всероссийского фестиваля «НАУКА O+» в Томской области.

Благодаря Вашей работе Фестиваль прошел на высоком уровне, а жители и гости города получили новые знания и массу радостных, незабываемых впечатлений.

С наилучшими пожеланиями и надеждой на дальнейшее сотрудничество,

Заместитель Губернатора Томской области по научно-образовательному комплексу и цифровой трансформации  
**Л.М. Огородова**

2022  
 СОЗДАВАЯ БУДУЩЕЕ

Год науки и технологий '21

**ВСЕРОССИЙСКИЙ ФЕСТИВАЛЬ НАУКИ НАУКА O+**

**г. ТОМСК**  
 ТОМСКАЯ ОБЛАСТЬ

**БЛАГОДАРНОСТЬ**  
 ВРУЧАЕТСЯ

*Коряковцеву Артему Сергеевичу,*  
 младшему научному сотруднику лаборатории интеллектуальных компьютерных систем  
 федерального государственного бюджетного образовательного учреждения  
 высшего образования «Томский университет систем управления и радиоэлектроники»

**Уважаемый Артем Сергеевич!**

Выражаем Вам благодарность за эффективную работу, творческий подход и высокий уровень организации мероприятий Всероссийского фестиваля «НАУКА O+» в Томской области.

Желаю Вам дальнейших успехов в деле популяризации науки и продвижения научно-популярных проектов Вашего учреждения на всероссийском и международном уровнях. Надеюсь на дальнейшее плодотворное сотрудничество.

Заместитель Губернатора Томской области по научно-образовательному комплексу и цифровой трансформации  
**Л.М. Огородова**

**ТУСУР 60**  
 ВЫСОКИЕ ТЕХНОЛОГИИ – РЕЗУЛЬТАТЫ

**БЛАГОДАРСТВЕННОЕ ПИСЬМО**

Младшему научному сотруднику Лаборатории СВЧ микроэлектроники НИИ МЭС  
**Коряковцеву Артему Сергеевичу**

За организацию и проведение секции «IT-Технологии и электроника» XIX Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» – 2022.

Проректор по научной работе и инновациям  
**А. Г. Лошцилов**

2022

**ТУСУР**  
 Томский государственный университет систем управления  
 TUSUR UNIVERSITY и радиоэлектроники

**БЛАГОДАРСТВЕННОЕ ПИСЬМО**

Младшему научному сотруднику Лаборатории СВЧ микроэлектроники НИИ МЭС ТУСУР  
**Коряковцеву Артему Сергеевичу**

Выражаю Вам благодарность за организацию и проведение секции «IT-технологии и электроника» XX Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук»

Проректор по научной работе и инновациям  
**А. Г. Лошцилов**

2023