

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)

На правах рукописи



ДАНИЛОВ ДАНИИЛ СЕРГЕЕВИЧ

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ
СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ РАСПРЕДЕЛЕННОГО УСИЛЕНИЯ ДЛЯ
ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
АППАРАТУРЕ**

Специальность 2.2.14 «Антенны, СВЧ устройства и их технологии»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
д-р. техн. наук, профессор
Малютин Николай Дмитриевич

Томск 2026

Оглавление

Введение.....	5
1 УСИЛИТЕЛИ СВЧ В КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ	11
1.1 Требования к СВЧ усилителям в контрольно-измерительной аппаратуре.....	11
1.2 Усилители в формирователях сигнала	12
1.3 Усилители в приемниках СВЧ сигнала.....	15
1.4 Усилители распределенного усиления.....	17
1.4.1 Краткие сведения из истории развития усилителей распределенного усиления	17
1.4.2 Схемы и конструкции усилителей распределенного усиления	19
1.4.3 Схемы распределенных усилителей	24
1.5 Модели распределенных усилителей.....	27
1.6 Технологии производства современных усилителей	31
1.7 Постановка целей и задач исследования	32
2 МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ РАСПРЕДЕЛЕННОГО УСИЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ КАСКОДНОГО СОЕДИНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ	34
2.1 Исследование схем каскода.....	34
2.2 Методика оценочного расчета МИС СВЧ. Схема сверхширокополосного распределенного усилителя	40
2.2.1 Деембединг	41
2.2.2 Оптимальное количество ячеек УРУ	42
2.2.3 Расчет корректирующего фильтра.....	44
2.2.4 Реализация каскода	45
2.2.5 Фазовая синхронизация.....	47
2.2.6 Оптимизация схемы УРУ	50

2.3 Малошумящий распределенный усилитель.....	52
2.4 Распределенный усилитель мощности	63
2.5 Усилитель ограниченного диапазона частот	68
2.6 Выводы.....	72
3. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТОПОЛОГИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	74
3.1 Электродинамическое моделирование топологии распределенного усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц	74
3.2 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц	76
3.3 Электродинамическое моделирование топологий малошумящих распределенных усилителей диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц.....	79
3.4 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС малошумящего УРУ диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц...	81
3.5 Электродинамическое моделирование топологий распределенных усилителей мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц и 10 МГц – 50 ГГц	83
3.6 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя мощности 10 МГц – 30 ГГц	86
3.7 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя мощности 10 МГц – 50 ГГц	88
3.8 Электродинамическое моделирование топологий распределенных усилителей ограниченного диапазона частот	90
3.9 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя частотного диапазона 3 ГГц – 50 ГГц.....	93
3.10 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя частотного диапазона 10 ГГц – 67 ГГц.....	95
3.11 Используемые методы экспериментальных исследований МИС, схемы и аппаратура	97
3.12 Выводы.....	99

Заключение	101
Рекомендации	103
Перспективы дальнейшей разработки темы	104
Список использованных источников	106
Приложение А. Методика расчета усилителя распределенного усиления	121
Приложение Б. Акт о внедрении	125
Приложение В. Свидетельства о регистрации топологии МИС	126

Введение

Актуальность темы исследования.

СВЧ-усилители мощности являются одними из важнейших устройств, применяемых в составе различных радиоэлектронных систем: телекоммуникационного оборудования, приемо-передающих модулей (ППМ), а также измерительной техники. В настоящее время наблюдается тенденция увеличения максимальной частоты и полосы рабочих частот контрольно-измерительной аппаратуры (КИА). Разрабатываются и широко применяются следующие типы КИА: векторные анализаторы цепей (ВАЦ); анализаторы спектра (АС); генераторы сигналов (ГС) с требуемой полосой рабочих частот от единиц герц до 67 ГГц. Кроме того, для увеличения функциональных возможностей КИА разрабатываются различные внешние конверторы к ВАЦ, АС и ГС для расширения полосы рабочих частот вплоть до 110 ГГц и выше.

Как известно, характеристики измерительных приборов определяются компонентной базой, входящей в эти приборы. Поскольку монолитные интегральные схемы (МИС) усилителей являются одними из основных компонентов, то требования, предъявляемые, например, к полосе рабочих частот прибора, также предъявляются и к усилителям. Кроме того, часто возникают требования к другим параметрам усилителей, в том числе противоречащим друг другу. Например, требования к минимальному шуму и высокой мощности при полосе рабочих частот в несколько октав для приемника АС или блока ГС, соответственно. Достижение требуемых характеристик МИС реализуется с помощью выбора соответствующей схемы и технологии. Одной из схем, представляющей интерес для исследования и разработки, является схема усилителя распределенного усиления (УРУ).

Схемы УРУ позволяют реализовывать усилители на диапазоны частот от единиц мегагерц до десятков гигагерц. УРУ являются неотъемлемой

частью СВЧ-узлов и блоков для различных КИА. В настоящее время из-за возрастающих требований к КИА возникает потребность в исследовании и разработке УРУ, обладающих широкой полосой рабочих частот, высокой мощностью и низким шумом.

Цель работы.

Разработка, исследование и оптимизация новых схемотехнических решений для применения в микросхемах усилителей распределенного усиления с целью улучшения их электрических характеристик, а также развитие методики проектирования ряда усилителей распределенного усиления для применения в контрольно-измерительной аппаратуре.

Для достижения цели работы поставлены следующие **задачи**:

- исследовать текущее состояние моделирования, разработки схем и технологии при реализации УРУ;
- исследование и моделирование схем, состоящих из двух транзисторов, включенных по схеме каскода;
- разработать поэтапную методику проектирования и оптимизации параметров МИС УРУ;
- разработать и экспериментально исследовать новые схемы и топологии распределенных усилителей различных типов и назначений:
 - 1) широкополосные МИС УРУ с перекрытием диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц;
 - 2) распределенные усилители мощности в рабочих диапазонах частот 10 МГц – 30 ГГц и 10 МГц – 50 ГГц;
 - 3) МИС малошумящих УРУ в диапазоне частот 10 МГц – 50 ГГц;
 - 4) МИС УРУ диапазонов частот 3 ГГц – 50 ГГц и 10 ГГц – 67 ГГц.

Научная новизна.

1. Предложена и опробована поэтапная методика расчета и проектирования распределённых усилителей, позволяющая учитывать влияние параметров искусственных линий передачи, Т-образного фильтра и фазовой синхронизации на характеристики усилителя с последующим

электродинамическим анализом оптимизированных топологий МИС УРУ.

2. Проведена классификация топологических построений периферии транзисторов в схеме каскода по степени влияния на параметры схем распределенного усиления, позволяющая сокращать время проектирования УРУ с заданными параметрами и особенностями применения.

3. Предложена модификация частотно-зависимой нагрузки, подключаемой к входной линии передачи распределенного усилителя, состоящей из RCR-элемента и демпфирующих цепей, что улучшает согласование УРУ с внешними цепями.

Теоретическая значимость работы.

1. Установлена связь между топологическими реализациями линий передачи распределенного усилителя, обеспечивающими фазовую синхронизацию эквивалентных искусственных линий и коррекции частотных характеристик Т-образным фильтром, что позволяет разрабатывать схемы сверхширокополосных УРУ диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц.

2. Анализ топологических реализаций схем каскода позволил выявить наиболее подходящие для разработки решения, на основе которых могут быть синтезированы сверхширокополосные УРУ, распределенные усилители мощности и маломощные УРУ с требуемыми для применения в КИА параметрами.

3. В результате анализа существующих и вновь полученных схемотехнических решений, а также экспериментально полученных данных в ходе разработки усилителей распределенного усиления предложены универсальные схемотехнические решения для улучшения характеристик УРУ при использовании различных технологий.

Практическая значимость работы.

Спроектированы, изготовлены и экспериментально исследованы нижеперечисленные типы УРУ для различных применений.

1) Широкополосный усилитель распределённого усиления

диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц с коэффициентом усиления 8–10 дБ во всей полосе частот.

2) Малошумящий УРУ диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц с коэффициентом шума ниже 5 дБ в полосе частот 50 МГц – 50 ГГц.

3) Распределенный усилитель мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц с точкой однодецибельной компрессии (PI_{dB}) 27 дБм.

4) УРУ диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц с мощностью насыщения (P_{sat}) 22 дБм до 40 ГГц.

5) УРУ диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц с коэффициентом усиления 18–20 дБ в полосе частот 50–67 ГГц.

Методы исследований.

Для решения поставленных задач применялись методы теории линейных и нелинейных электрических цепей, математического исключения параметров цепей, экстракции параметров нелинейных элементов, вычислительной математики, специализированных систем моделирования и автоматизированного проектирования, а также численные методы синтеза пассивных корректирующих и согласующих цепей.

Реализация и внедрение результатов работы.

Разработанные МИС усилителей используются в СВЧ-узлах, таких как приемники, умножители частот, генераторы, входящих в состав анализаторов спектра СК4М-26, СК4М-50, векторных анализаторов цепей серии «Панорама» до 50 ГГц и 67 ГГц и генераторов Г7-50 фирмы АО «НПФ «Микран».

Научные положения, выносимые на защиту.

1. Предложенная поэтапная методика оценки реализуемости параметров распределенных усилителей, основанная на расчете линий передачи как эквивалентных искусственных линий, учитывающая фазовую синхронизацию и свойства согласующего Т-образного фильтра, позволяет выполнить первичную параметризацию усилителя и получить адекватное начальное приближение, существенно сокращая время последующей

оптимизации УРУ в диапазонах частот до 70 ГГц.

2. Систематизация существующих схемотехнических решений построения топологий каскодов позволила выявить влияние реализации периферии транзисторов в каскоде на достижение задаваемых параметров УРУ, что позволило реализовать усилитель мощности диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц с мощностью насыщения 22 дБм в поддиапазоне от 10 МГц до 40 ГГц и 18 дБм в поддиапазоне от 40 ГГц до 50 ГГц.

3. Использование модифицированной частотно-зависимой нагрузки вместо классической согласованной нагрузки, подключённой к входной линии передачи усилителя распределенного усиления диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц, позволило снизить коэффициент шума до 3 дБ на частотах 50 МГц – 3 ГГц и при этом обеспечить коэффициент шума на частоте 50 ГГц ниже 5 дБ, а также получить коэффициент отражения по входу S_{11} –20 дБ и коэффициент усиления 13 дБ во всей рабочей полосе частот.

Достоверность и обоснованность полученных результатов.

Достоверность предложенного расчета ячейки усилителя распределенного усиления подтверждается совпадением электродинамического моделирования в САПР с измерением опытных образцов. Разработанные и изготовленные на подложке из арсенида галлия МИС внесены в реестр топологий интегральных схем, что подтверждено одиннадцатью свидетельствами о регистрации топологий.

Апробация результатов работы.

Основные результаты диссертационной работы представлялись и докладывались на следующих конференциях:

1. Метрология в радиоэлектронике. XIII Всероссийская научно-техническая конференция. Менделеево, 20–22 июня 2023.

2. 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 17-19 November 2022, Tomsk, Russian Federation.

3. Электронные средства и системы управления. Международная

научно-практическая конференция, Томск, ТУСУР, 26-27 ноября 2021.

4. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 28-я Международная Крымская конференция (КрыМиКо'2018). 2018.

Публикации.

По результатам проведенных исследований опубликовано 20 работ, в том числе 5 публикаций в журналах из перечня ВАК, 3 публикации в сборниках международных и всероссийских конференций, 10 свидетельств о регистрации топологий интегральных схем.

Личный вклад автора.

Диссертация является итогом исследований автора, проводившихся совместно с сотрудниками АО «НПФ «Микран» и ТУСУР. Основные исследования, результаты которых представлены в диссертации, были выполнены по инициативе автора. Совместно с научным руководителем обсуждались цели работы и пути их достижения, результаты работы. Личный вклад автора включает разработку схемотехнических решений, разработку топологий МИС, выбор методик исследований, моделирование в САПР, обработку экспериментальных результатов.

Структура и объем диссертации.

Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, списка литературы и трех приложений. Общий объем работы составляет 137 страниц. Основная часть включает 108 страниц текста, 63 рисунка и 1 таблицу. Список используемых источников содержит 122 наименования.

1 УСИЛИТЕЛИ СВЧ В КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

Цель данного раздела – анализ аспектов применения усилителей распределенного усиления в составе контрольно-измерительной аппаратуры. На примере структурных схем ВАЦ, ГС и АС показаны особенности использования и требования, возникающие к усилителям. Приведена историческая справка по развитию УРУ, описаны принцип работы и технологии изготовления, а также разработаны модели схем усилителей.

1.1 Требования к СВЧ усилителям в контрольно-измерительной аппаратуре

В современной КИА с рабочими частотами до 67 ГГц высокочастотные усилители играют ключевую роль в обеспечении точности, устойчивости и динамического диапазона измерений. Они применяются в каскадах предварительного усиления, в качестве буферных усилителей, в выходных каскадах генераторов [1–3]. Усилители должны обладать высокой линейностью, обеспечивая минимальные нелинейные искажения с высоким значением PI_{dB} , что критично для получения метрологических характеристик измеряемых устройств. Коэффициент шума должен быть минимальным, особенно в приёмных трактах АС [4,5], где усиление слабых сигналов требует низкого внесённого шума, а равномерность коэффициента усиления должна сохраняться во всей рабочей полосе частот. В трактах ГС высокая выходная мощность становится критическим требованием, определяющим не только качество и уровень сигнала, но и устойчивость спектральных характеристик. Согласование по входу и выходу должно обеспечивать КСВ менее 1,5 в рабочем диапазоне частот.

Поскольку современные измерительные приборы СВЧ работают от единиц герц до десятков гигагерц, то одной из основных проблем, возникающих при создании усилителей для КИА, является не сам факт необходимости обеспечения параметров, перечисленных выше, а необходимость в получении данных параметров в широкой полосе рабочих частот. Именно создание широкополосных схем, способных работать в широкой полосе частот с сохранением характеристик, позволяет формировать универсальные СВЧ-блоки, входящие в состав КИА и определяющие их функциональные возможности и пределы измерений [3–5].

Далее более подробно рассмотрим блоки КИА, в которых применяются СВЧ усилители.

1.2 Усилители в формирователях сигнала

Блоки формирования и синтезаторы частот являются фундаментальными компонентами любого комплексного измерительного прибора, включая векторные анализаторы цепей (ВАЦ) [1, 3] и анализаторы спектра (АС) [4, 5]. Усилители мощности применяются не только в генераторах сигналов (ГС) [2], но и в приёмных трактах для формирования сигналов гетеродина, а также для генерации зондирующих сигналов.

Рассмотрим структурную схему приемного СВЧ тракта ВАЦ, показанного на рисунке 1.1. В структуре классического двухпортового ВАЦ, в RF-генераторе формируется и усиливается усилителем мощности (РА) высокочастотный тестовый сигнал, который поочерёдно подаётся на каждый из измерительных портов (TestPort 1 и TestPort 2), подключённых к исследуемому устройству (ИУ). Отражённые и прошедшие через ИУ сигналы подаются на смесители, которые осуществляют преобразование частоты с использованием гетеродина, генерируемого LO-блоком. Анализ амплитудных и фазовых соотношений между зондирующим и принятыми

сигналами в сочетании с данными предварительной калибровки позволяет вычислить полную матрицу S-параметров ИУ. Более подробно алгоритм работы ВАЦ описан в [1].

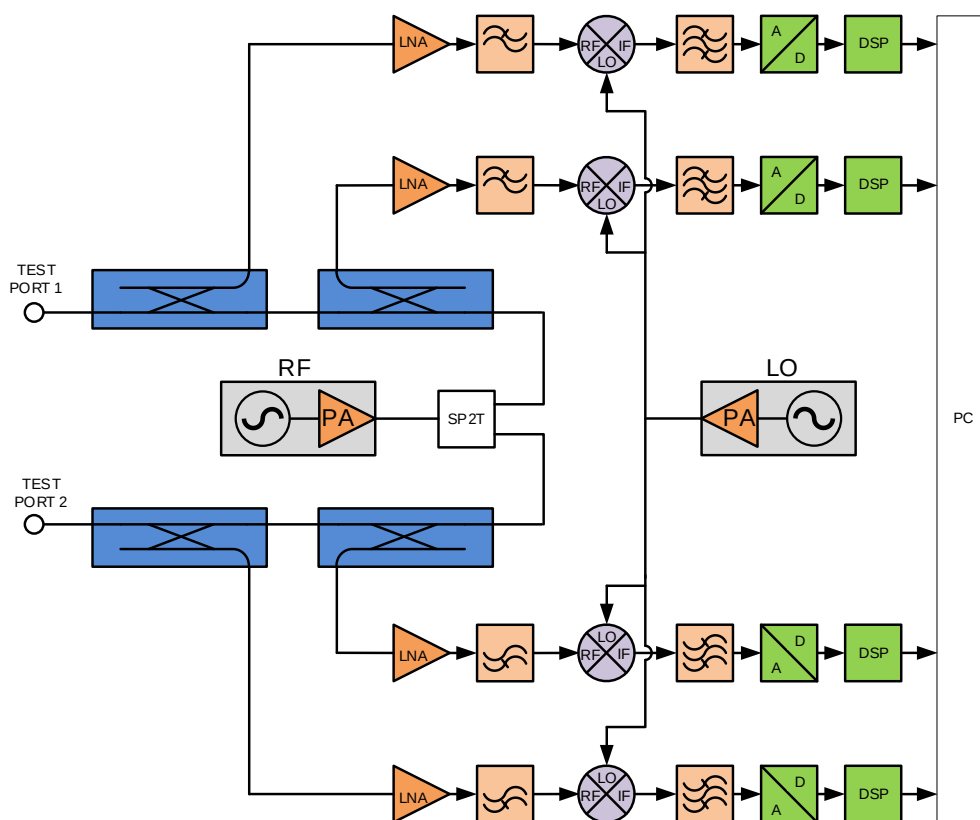


Рисунок 1.1 – Структурная схема приемного СВЧ тракта векторного анализатора цепей [1]

Для обеспечения работы ВАЦ в диапазоне до 67 ГГц блок RF должен генерировать сигналы от 10 МГц до 67 ГГц с достаточной выходной мощностью, поскольку именно он определяет уровень сигнала, подаваемого на ИУ. В силу технических ограничений применения одного усилителя для такой широкой полосы частот, диапазон традиционно разделяют на сегменты, например, 10 МГц – 40 ГГц и 40 ГГц – 67 ГГц с последующим объединением сигналов с помощью направленных ответвителей (НО) или диплексеров. Каждый сегмент требует отдельного усилителя мощности с требуемым уровнем мощности в данной полосе частот. Альтернативой, упрощающей требования к полосе частот усилителей, является дальнейшее дробление диапазона, что приводит к увеличению сложности, габаритов и стоимости системы и усугубляет проблему достижения высокого качества

КИА. Усилители в RF-тракте должны обладать не только высокой выходной мощностью и широкой полосой пропускания, но и высокой линейностью для минимизации искажений, а также встроенным детектором для точной регулировки выходной мощности. Использование внешних детекторов нежелательно, так как это увеличивает потери и снижает эффективную выходную мощность. Кроме того, усилитель RF-тракта напрямую влияет на коэффициент стоячей волны (КСВ) на выходе прибора, поэтому его коэффициент отражения по выходу S_{22} должен быть минимальным для обеспечения согласованной работы с нагрузкой [3].

ЛО-блок формирует сигнал гетеродина, который после деления на четыре канала подаётся на смесители приёмных трактов. Критически важно обеспечить стабильный и равномерный уровень гетеродина (13–15 дБм) во всей полосе рабочих частот, поскольку пассивные смесители требуют определённого порога мощности для линейной работы. Потери, вносимые делителями и элементами СВЧ-тракта, особенно на частотах выше 40 ГГц, приводят к значительному ослаблению сигнала гетеродина, что вынуждает применять усилители с нарастающим коэффициентом усиления по частоте. Такой подход, однако, усложняет проектирование и может ухудшить устойчивость. Альтернативой служат частотно-зависимые аттенюаторы (эквалайзеры), но они вносят дополнительные потери во всей полосе, снижая общую эффективность. Важнейшим требованием к приёмному тракту является высокая развязка между смесителями, определяющая динамический диапазон прибора. Эта развязка обеспечивается не только конструктивными решениями, но и характеристиками усилителей, включая низкий уровень коэффициента передачи S_{12} .

В АС блоки формирования частоты также используются для генерации гетеродина в приёмных трактах. К усилителям в этих цепях предъявляются схожие требования: высокая линейность, стабильность амплитуды и минимальные отражения. В ГС требования к усилителям формирования частоты ещё более жёсткие — необходимо обеспечить

высокую выходную мощность в широкой полосе частот, например, до 30 дБм в диапазоне от 10 МГц до 30 ГГц, что требует применения специализированных мощных усилительных каскадов. Таким образом, блоки формирования частоты в современных измерительных приборах представляют собой сложные системы, в которых усилители проектируются с учётом взаимосвязанных требований к мощности, линейности и согласованию, что делает их одними из ключевых факторов, определяющих производительность и точность всего прибора.

1.3 Усилители в приемниках СВЧ сигнала

В трактах приемников КИА усилители играют определяющую роль в формировании ключевых метрологических характеристик: чувствительности, собственного коэффициента шума и входного согласования. В частности, для измерения сигналов, уровень которых ниже шумового порога самого прибора, на входе анализатора спектра традиционно применяется малошумящий усилитель (LNA), обеспечивающий первичное усиление без значительного ухудшения отношения сигнал/шум (блок LNA на рисунке 1.2) [4,5].

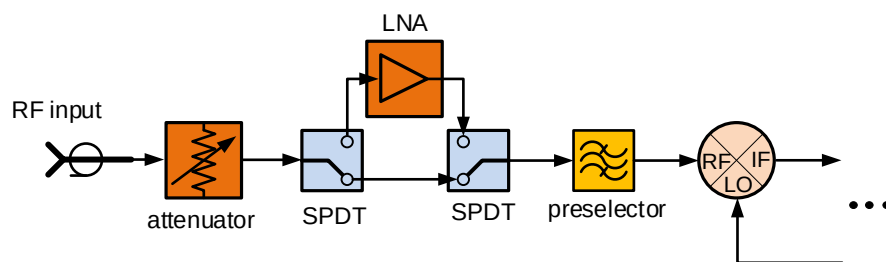


Рисунок 1.2 – Структурная схема входного приемного СВЧ тракта анализатора сигналов [4]

Современные LNA-блоки реализуются как каскадные структуры из нескольких сверхширокополосных усилителей, включенных последовательно и позволяющих достичь необходимого общего коэффициента усиления. При этом общий коэффициент шума системы в

значительной степени определяется первым каскадом, а его входной коэффициент отражения S_{11} напрямую влияет на точность калибровки и достоверность измерений. Усилители в таких трактах должны функционировать в широкой полосе частот – от десятков мегагерц до десятков гигагерц. Кроме исключительно жестких требований к их частотным характеристикам, предъявляются требования и к коэффициенту шума, устойчивости, линейности и температурной стабильности.

Анализ применения усилителей в различных блоках КИА позволяет выделить универсальные и специфические требования: в трактах генераторов необходима высокая выходная мощность (до 30 дБм) с интегрированным детектором мощности для обеспечения стабилизации уровня сигнала; в приёмных трактах — минимальный коэффициент шума во всей полосе рабочих частот; в каскадах предварительного усиления — высокий уровень согласования (S_{11} и $S_{22} < -15$ дБ) или развязка между входом и выходом ($S_{12} < -40$ дБ) для увеличения изоляции между каналами приемника. В ряде случаев возникает необходимость в использовании буферных или диапазонных усилителей для обеспечения стабильной работы в относительно узких сегментах частотного диапазона, что требует гибкости архитектурных решений. Однако наиболее критичным и универсальным параметром для любого СВЧ-усилителя в КИА является полоса рабочих частот, поскольку именно она определяет функциональную универсальность прибора и его способность работать в широком диапазоне без переключения или калибровки. В этих условиях традиционные узкополосные решения становятся неэффективными из-за усложнения архитектуры, увеличения числа переключателей, дуплексеров или НО, что приводит к росту стоимости и снижению надежности. Поэтому актуальной задачей является разработка сверхширокополосных усилителей, способных обеспечить параметры, перечисленные выше. Одной из наиболее перспективных структурных схем, отвечающих этим требованиям, является усилитель распределенного усиления (УРУ).

1.4 Усилители распределенного усиления

Усилитель распределённого усиления — это сверхширокополосный СВЧ-усилитель, в котором активные элементы (транзисторы) распределены вдоль входной и выходной линий передач, обеспечивая совместное усиление сигнала на протяжении всей структуры, что позволяет достичь исключительно широкой полосы пропускания и высокого входного и выходного согласования [6].

В данном подразделе приведены история создания и модернизации усилителей распределенного усиления, показан принцип работы, различные схемы и модели современных УРУ, описаны современные технологические процессы для производства.

1.4.1 Краткие сведения из истории развития усилителей распределенного усиления

Принцип распределённого усиления впервые предложен Уильямом Персивалем в 1936 г. [7] (рисунок 1.3).

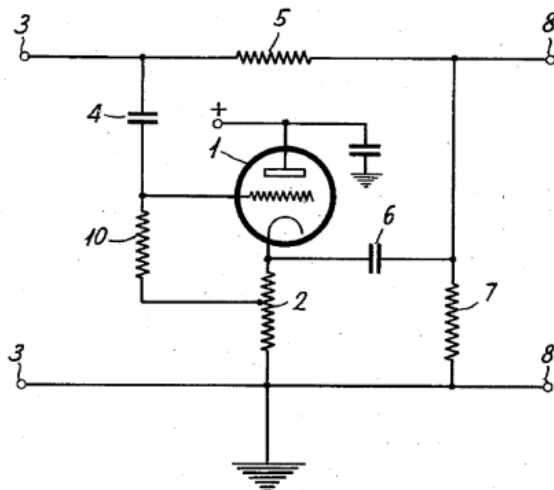


Рисунок 1.3 – Схема распределённого усиления, предложенная Уильямом Персивалем [7]

Схема представляла параллельно подключенные электронные вакуумные лампы, что дало увеличение усиления в широкой полосе частот.

Схему распределенного усиления предложил Хьюлет в 1948 г. [6] (рисунок 1.4).

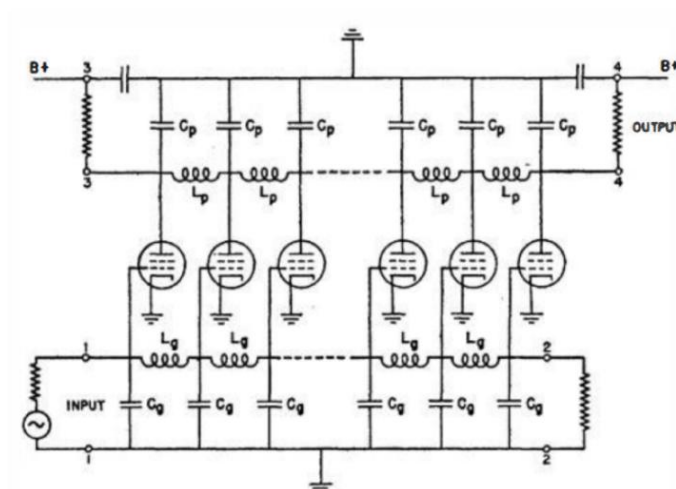


Рисунок 1.4 – Схема распределённого усилителя на вакуумных лампах

В 1982 году компания Strid & Gleason выпустила первый (рисунок 1.5) усилитель распределенного усиления, работающий от постоянного тока до 12 ГГц и выполненный на GaAs [8].

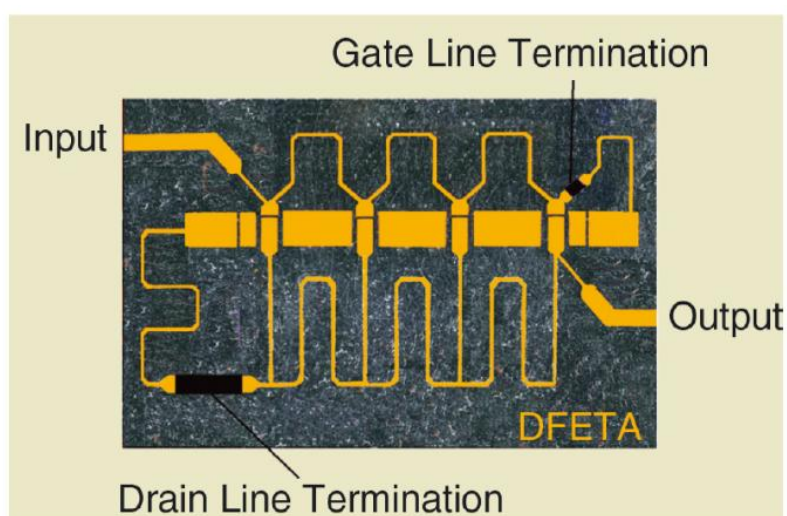


Рисунок 1.5 – Топология распределенного усилителя, выполненного на GaAs

В 1984 году представлен УРУ, работающий в диапазоне частот 2–20 ГГц [9]. В отдельном проекте также была представлена концепция конструкции усилителя бегущей волны (TWA) с емкостной связью, работающий в диапазоне 2–8 ГГц [10]. Был разработан двухзатворный полевой транзистор GaAs, работающий в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц

[11]. Аналогичная топология была использована Джерри Орром из HP в 1986 году для разработки усилителя в диапазоне частот 2–26,5 ГГц [12]. Отечественными авторами УРУ на вакуумных лампах и транзисторах описаны в работах Кузьмина А. А. [13, 14], Шапиро Л. Я. [15].

Далее рассмотрим принцип работы УРУ, различные современные схемы и конструкции. В частности, рассмотрим особенности работы и построения схемы каскода, используемой в схемах УРУ.

1.4.2 Схемы и конструкции усилителей распределенного усиления

Перед рассмотрением принципа работы схемы УРУ необходимо понять причины, из-за которых ограничивается полоса рабочих частот усилителей, в частности, транзисторов. Далее будет показано, как в схеме УРУ входные и выходные емкости транзисторов компенсируются индуктивностями в линиях передачи. Но, кроме этого, существуют дополнительные ограничения в работе транзистора, которые сужают полосу рабочих частот. Данной причиной является эффект Миллера [16]. В следующем разделе будет рассмотрено, как данный эффект нивелируется с помощью включения транзисторов по схеме каскода.

1.4.2.1 Эффект Миллера и схема каскода

Важнейшим элементом схемы усилителя распределенного усиления (УРУ) является каскодная конфигурация, применяемая в каждой ячейке усилительного тракта. Для понимания преимуществ каскодной схемы в широкополосных усилителях необходимо предварительно рассмотреть эквивалентную схему транзистора на высоких частотах и проанализировать влияние эффекта Миллера на входную ёмкость и полосу пропускания. В [16] рассмотрена электрическая и эквивалентная схема рНЕМТ транзистора, где C_{gs} – емкость затвора-истока, R_i – сопротивление затвора, C_{gd} – емкость

стока-затвора, R_{ds} – сопротивление стока, C_{ds} – емкость стока-истока. $g_m V_i$ – источник тока (рисунок 1.6, а).

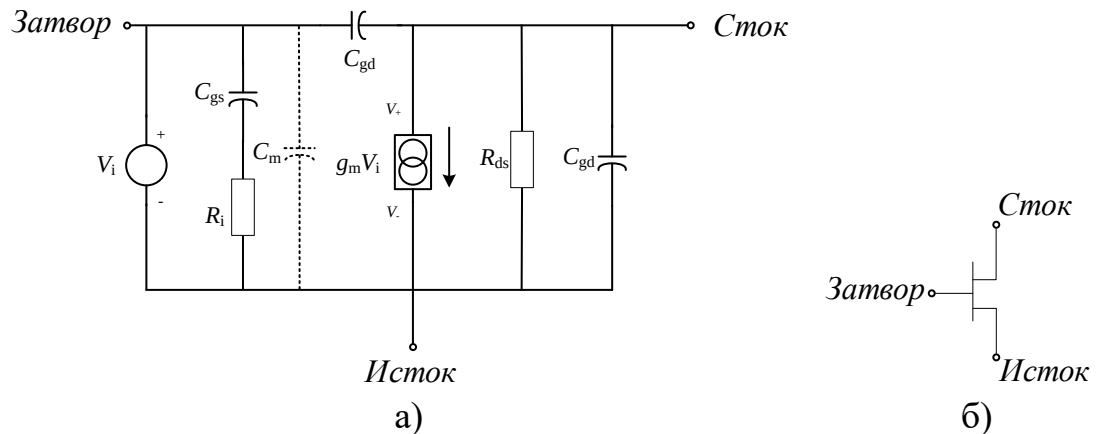


Рисунок 1.6 – Малосигнальная эквивалентная (а) и электрическая (б) схемы рНЕМТ транзистора

Формула для расчета входного сопротивления цепи на рисунке 1.6 (а):

$$Z_{in} = \frac{1}{s(1 + g_m R_{ds})C_{gd}}. \quad (1)$$

Емкость, вычисляемая по формуле $C_m = (1 + g_m R_{ds})C_{gd}$, называется емкостью Миллера (эффект Миллера). Она подключается к C_{gs} и R_i параллельно (выделена пунктиром на рисунке 1.6) [16]. Физически данная ёмкость отсутствует в модели транзистора, однако эффект появления и увеличения данной емкости с ростом частоты является основной причиной, ограничивающей пропускную способность транзистора.

Основным способом уменьшения емкости Миллера является использование каскодной конфигурации для включения транзисторов в схеме, которая показана на рисунке 1.7 [17,18].

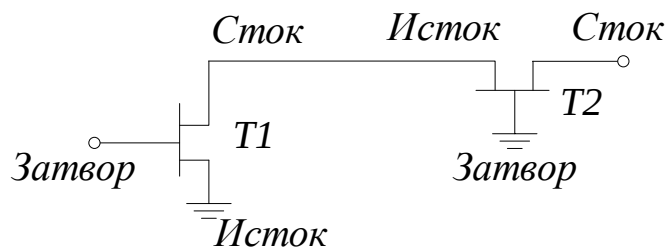


Рисунок 1.7 – Электрическая схема каскода

В данной схеме сток первого транзистора с общим истоком (Т1)

соединен с истоком второго транзистора с общим затвором (Т2). Такая конфигурация уменьшает проявления эффекта Миллера и увеличивает коэффициент усиления на высоких частотах. Это происходит из-за низкого входного сопротивления Т2, что помогает снизить коэффициент усиления по напряжению Т1. Таким образом, характеристики УРУ с использованием каскодной конфигурации значительно улучшаются по сравнению с классической схемой УРУ. В дополнение к этому потери усиления по напряжению в Т1 компенсируются транзистором Т2. Стоит отметить, что частотные характеристики Т2 не ухудшаются от емкости C_{gd} , поскольку затвор Т2 заземлен по переменному току. Другие преимущества каскодной схемы включают более высокие входные и выходные импедансы и улучшенный обратный коэффициент передачи за счет уменьшения нежелательной емкости обратной связи и последовательной комбинации собственных емкостей. Недостаток схемы заключается в том, что для смещения двух транзисторов требуется дополнительный источник питания, что увеличивает энергопотребление, кроме того, снижается устойчивость схемы, особенно на высоких частотах.

Существуют различные методы анализа высокочастотных схем каскода [18–21]. Их объединяет наличие определенной модели транзистора с учетом внутренних параметров и расчет коэффициента усиления схемы на основе данных моделей. Анализируя данные модели, можно прийти к выводу, что увеличение полосы рабочих частот и улучшение параметров работы каскода на высоких частотах является следствием уменьшения габаритов транзистора и работы с периферией транзистора, где, изменяя топологию и добавляя компенсирующие элементы, можно повлиять на параметры. Данные модели являются приближенными, поскольку не учитывают множество паразитных параметров и эффектов, возникающих между элементами схем, в особенности на частотах в десятки гигагерц. Поэтому более глубокий анализ СВЧ-устройств необходимо проводить средствами САПР в связи с большим количеством параметров, которые

необходимо учесть при моделировании.

Рассмотрим схему каскода, применяемую в усилителях распределенного усиления.

1.4.2.2 Устойчивость и коэффициент усиления каскода

В этом подразделе отражены результаты моделирования коэффициента усиления и устойчивости каскода при изменении параметров RC-цепи и линии передачи L1, соединяющей транзисторы (рисунок 1.8). Полученные зависимости используются в разделе 2; в настоящем разделе они приведены для уточнения задач исследования [15].

Кроме дополнительного источника питания недостатком каскодной схемы является наличие активного сопротивления у транзистора с общим затвором, что может привести к самовозбуждению через импеданс источника. Нивелируют данный эффект путем добавления RC-цепи к затвору транзистора, которая увеличивает реальную составляющую импеданса затвора, а также демпфирует потенциальные колебания, предотвращая самовозбуждение. Данная RC-цепь обозначена на рисунке 1.8 как R_g и C_g . Кроме того, конденсатор C_g позволяет подключить источник питания V_g через резистор высокого номинала. Помимо RC-цепи, элементом, влияющим на параметры каскода, является линия передачи, соединяющая транзисторы в каскоде и обозначенная как L1 (рисунок 1.8). Добавление передающей линии L1 оптимальной длины между стоком T1 и истоком T2 преобразует импеданс в каскодной ячейке, что в свою очередь также влияет на коэффициент усиления и устойчивость.

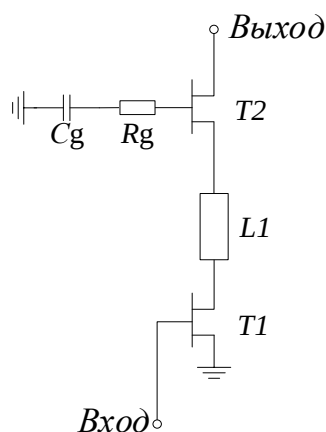


Рисунок 1.8 – Каскод с RC-цепью и линией передачи L1

С помощью RC-цепи и линии L1 можно регулировать устойчивость всего каскода, однако, чем выше устойчивость, тем ниже коэффициент усиления на высоких частотах. Данный эффект можно увидеть на графиках ниже. На рисунке 1.9 показано влияние RC-цепи на коэффициент усиления и коэффициент устойчивости при разных номиналах резистора (5 Ом, 10 Ом, 15 Ом) в схеме каскода. На рисунке 1.10 характеристики показаны в зависимости от разной длины линии передачи L1 (20 мкм, 50 мкм, 100 мкм) при ширине линии 10 мкм и резисторе R, равном 15 Ом. Номинал конденсатора C не менялся. Остальные элементы каскода были выбраны произвольно и также не изменялись при моделировании.

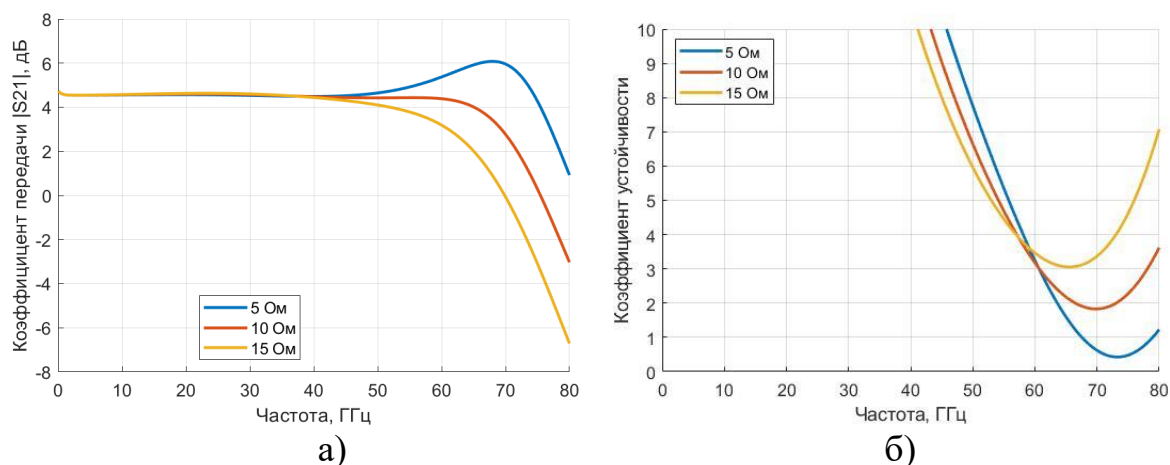


Рисунок 1.9 – Зависимость коэффициента усиления (а) и устойчивости (б) от номинала R в RC-цепи транзистора с общим затвором

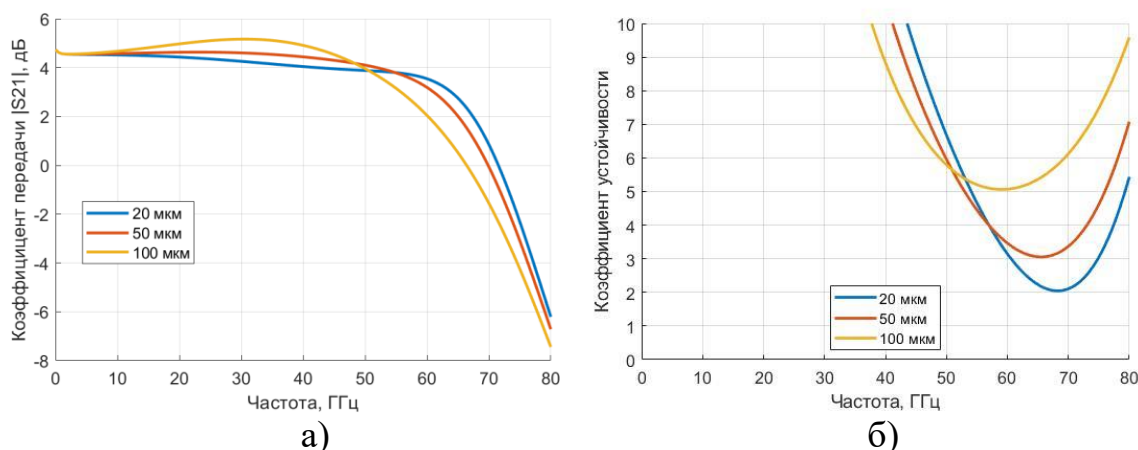


Рисунок 1.10 – Зависимость коэффициента усиления (а) и устойчивости (б) от длины линии передачи между транзисторами в каскаде

Из графиков рисунков 1.9, 1.10 видно, что RC-цепь и линия передачи $L1$, играют существенную роль в формировании параметров каскода, изменяя коэффициент усиления и устойчивость схемы на высоких частотах.

Кроме конкретных номиналов компонентов, на параметры схемы влияет способ подключения, который можно реализовать топологически. В связи с этим необходимо исследовать различные реализации каскода, сравнить их и определить, какие типы схем позволяют добиться требуемых параметров УРУ. Эти задачи решены и обсуждены в подразделе 2.1.

1.4.3 Схемы распределенных усилителей

Классическая схема УРУ показана на рисунке 1.11. Входной радиочастотный сигнал подается на вход и поступает на затвор каждого полевого транзистора, усиливается, а затем снимается на стоке. Входные и выходные линии передачи уменьшают коэффициент отражения от входа и выхода усилителя соответственно. Максимальное усиление может быть достигнуто на выходе схемы, если усиленные сигналы на стоке каждого полевого транзистора синфазны и суммируются на выходе. Такое явление называется фазовой синхронизацией [22–26].

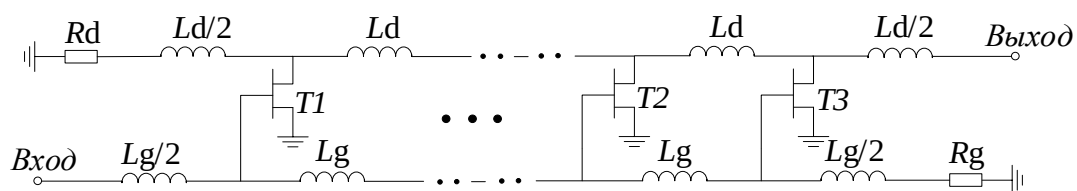


Рисунок 1.11 – Классическая схема УРУ [8]

Индуктивности L_g и L_d реализуются за счет входной и выходной линий передачи. Эти линии передачи обеспечивают необходимый сдвиг по фазе и компенсируют паразитные емкости схемы. В настоящее время классическая схема используется редко, в основном при разработке УРУ высокой мощности на технологии GaN. Наиболее часто используется схема с каскодным включением транзисторов (рисунок 1.12).

Использование схемы каскода позволяет существенно расширить полосу пропускания микросхемы и увеличить коэффициент усиления. Также появляется возможность регулировки усиления с помощью источника питания, подключаемого к транзисторам $T2$. Недостатком является необходимость использования дополнительного источника питания.

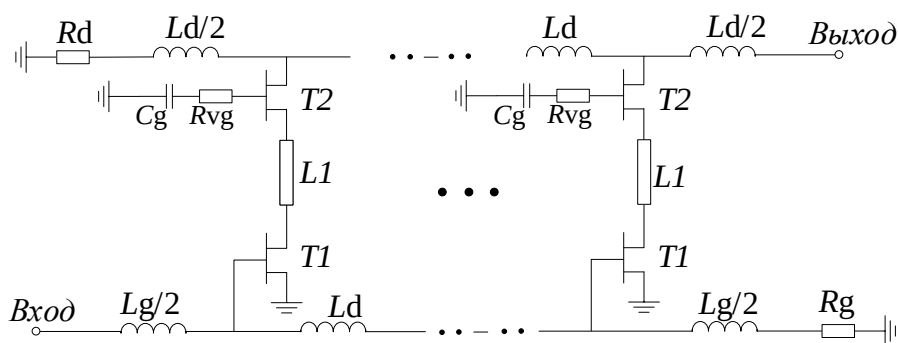


Рисунок 1.12 – Схема УРУ с использованием каскода

Пример УРУ, выполненного по классической схеме, показанной на рисунке 1.11, реализован на технологии 0,25 мкм GaN и описан в [27]. Данный усилитель работает от 2 до 6 ГГц с выходной мощностью 42 дБм. Еще один пример классической схемы, реализованной на технологии InP НЕМТ, приведен в [28]. Другие примеры усилителей без использования каскода представлены в [29–32].

Большинство современных УРУ реализовано по схеме на рисунке 1.12. Например, на технологии GaAs pHEMT реализованы УРУ описанные в [32–39]. Микросхемы, представленные в данных статьях, отличаются широкой полосой рабочих частот при остальных параметрах среднего уровня. Гораздо более широкие полосы рабочих частот можно получить, используя технологический процесс InP (InP HEMT, InP HBT), что показано в [40–47]. УРУ, реализованные на других технологических процессах, (CMOS, SOI, BiCMOS и др.), показаны в [48–59].

Помимо усилителей, выполненных по приведённым схемам, имеется отдельный класс микросхем, относимый к специальным или составным усилителям. К примеру, это МИС усилителей, имеющих в составе несколько УРУ, включенных последовательно. Пример такой МИС можно найти в [60], где при использовании технологии 0,15 мкм GaN HEMT последовательно включены три распределенных усилителя, которые, в свою очередь, включены в балансную схему усилителя мощности. Данное решение позволило добиться коэффициента усиления 24 дБ в диапазоне 16–40 ГГц и выходной мощности 40 дБм. Похожая схема также реализована в [61,62]. Также существуют схемы УРУ с одним входом и балансным выходом. Пример такой схемы реализован в [63]. Данную схему можно использовать для создания широкополосных активных смесителей частот. В [64] представлен пример УРУ с дифференциальным входом и выходом, где каждая ячейка микросхемы является дифференциальным усилителем.

По примерам микросхем, представленных выше, можно сделать вывод, что на полупроводнике GaN можно реализовывать высокоомощные УРУ, а используя InP и SOI можно получить максимальную полосу пропускания. Однако технологические процессы с использованием данных полупроводников имеют ряд недостатков для создания МИС усилителей с целью использования в КИА. Эти вопросы, примеры других технологических процессов и обоснование выбора технологии GaAs pHEMT обсуждены в подразделе 1.6.

1.5 Модели распределенных усилителей

В научной литературе уже существует несколько методов проектирования УРУ, и каждый новый предложенный метод, как правило, представляет собой улучшение по сравнению с предыдущими работами. Хотя эти методы полезны для предварительного подбора параметров, они не бывают полными. Каждая предложенная модель основана на определённых допущениях, которые делают её корректной лишь в рамках заданных ограничений проектирования. Кроме того, они представляют собой компромисс между надёжностью, сложностью и полнотой. Часто простота достигается за счёт аппроксимаций и пренебрежения некоторыми элементами схемы, что приводит к менее надёжной модели и, как следствие, к снижению точности по сравнению с экспериментом, не позволяя считать такую модель универсальным решением. Данный подраздел начинается с представления наиболее распространённого подхода к моделированию УРУ, предложенного в 1982 году [30]. Рассматриваются другие популярные решения, предшествовавшие современным методам, в которых проектировщики всё чаще полагаются на САПР.

Первая модель для усилителей распределенного усиления (УРУ) была предложена в 1982 году и до сих пор цитируется в современных публикациях [65–72] при объяснении принципа работы УРУ. Эта модель представляет собой систему математических уравнений, полученных путем моделирования входной и выходной линий УРУ как искусственных линий передачи. Вследствие этого предположения авторы называют свою структуру усилителем бегущей волны. Каждый элемент усилительной ячейки представляется как эквивалентная сосредоточенная схема, учитывающая встроенные паразитные параметры на единицу длины. Для подтверждения корректности модели, авторы работы [65] реализовали УРУ с полосой 1–13 ГГц на технологии 0,1 мкм GaAs.

Модель, упомянутая выше, предполагает однородное согласование –

каждая ячейка УРУ одинакова. В работе [73] была предложена модифицированная версия этой аналитической модели, в которой каждая ячейка теперь рассматривается как независимая, что позволяет настраивать параметры сегментов и ячеек УРУ индивидуально для каждой из них. Основной целью авторов являлась разработка методологии для повышения эффективности добавленной мощности УРУ. Это было достигнуто за счёт техники масштабирования ступеней на выходной линии передачи, позволяющей использовать больший диапазон напряжения при одновременном снижении общего потребления тока. Методика проектирования и анализа, представленные в [73], были разработаны для УРУ на биполярных транзисторах, однако их можно адаптировать и для УРУ на рНЕМТ-транзисторах. В УРУ с масштабированием ступеней импеданс линий передачи и размеры транзисторов одновременно изменяются от ячейки к ячейке.

Модель, предложенная в [74], представляет собой улучшение по сравнению с моделями [73] и [75]. В отличие от традиционного подхода, при котором сегменты ячейки рассматриваются как эквивалентные сосредоточенные цепи, в [74] каждый сегмент моделируется как реальная микрополосковая линия с учётом её распределённых параметров. Благодаря этому подходу учитываются эффекты распространения сигнала и несогласований между ячейками, что повышает точность предварительного подбора параметров за счёт более реалистичного учёта потерь в линиях передачи. Кроме того, в [74] усилитель с распределённой нагрузкой рассматривается как дискретная совокупность соединённых ячеек, в противовес концепции непрерывной искусственной линии, использованной в [75] и [73]. Такой подход считается более реалистичным, поскольку на практике ячейки УРУ обеспечивают усиление только в определённых дискретных точках (узлах) между входной и выходной нагруженными линиями. Следовательно, данная модель обеспечивает более надёжное представление амплитудно-частотной характеристики УРУ.

В работе [76] авторы предлагают модель, основанную на матричном представлении с использованием ABCD-параметров двухпортовых цепей. Авторы утверждают, что это принципиально отличается от традиционных методов, ограничивающих проектирование жёсткими допущениями (например, идеализацией активных элементов, пренебрежением обратной связью или фиксацией топологии пассивных элементов), и направлено на обеспечение универсальности, точности и гибкости моделирования на всех уровнях проектирования. Ключевая идея метода заключается в декомпозиции распределённого усилителя на идентичные элементарные ячейки, каждая из которых состоит из ячейки усилителя, представленной как обобщённая двухпортовая матрица проводимости, включающая собственные проводимости, моделирующие входную и выходную нагрузку активного элемента и взаимные проводимости, позволяющие корректно учитывать нелинейные и реактивные эффекты, присущие реальным транзисторам в миллиметровом диапазоне.

Еще одной важной методикой моделирования является использование искусственных нейронных сетей. Поскольку в миллиметровом диапазоне частот для описания определённого поведения необходимо учитывать множество параметров, процесс вывода аналитических уравнений значительно ускоряется с помощью машинного обучения. Нейронная сеть — одна из архитектур машинного обучения, которая выявляет взаимосвязь (функцию) между заданным набором входных данных и уже известными выходными результатами. Это достигается с помощью алгоритмов искусственного интеллекта, которые итеративно настраивают параметры функции до тех пор, пока не будут найдены такие наборы параметров, которые наилучшим образом соответствуют обучающему набору — то есть уже известным входным и выходным данным. Такой подход машинного обучения был продемонстрирован в работах [77–79], например, для моделирования поведения усилителей мощности. В отличие от ранее описанных математических моделей на основе уравнений, при

использовании нейронных сетей проектировщику не нужно учитывать мельчайшие эффекты, влияющие на поведение схемы. Таким образом, этот метод можно считать простым и быстрым инструментом на этапе проектирования, поскольку он, по сути, аналогичен многомерной аппроксимации кривых. Однако важно подчеркнуть критическую роль этапа предварительного обучения: без качественно сформированного обучающего набора сеть не будет работать корректно. Например, при моделировании УРУ проектировщик должен заранее провести симуляции большой выборки уже спроектированных ячеек УРУ и использовать результаты этих симуляций для обучения (подгонки) нейронной сети. Это означает, что при последующем использовании модели для новых задач её предсказания будут зависеть от качества и репрезентативности набора обучающих схем.

Наиболее предпочтительным и надёжным методом проектирования УРУ и электронных схем в целом является использование систем автоматизированного проектирования (САПР). Традиционно схемы сначала собираются на графическом интерфейсе путём выбора необходимых компонентов из библиотеки элементов. Затем задаются целевые параметры производительности, а переменные, подлежащие оптимизации, перечисляются. С помощью функции итерационной оптимизации САПР автоматически настраивает эти переменные в течение нескольких итераций до тех пор, пока не будут достигнуты или близко приближены заданные цели. Этот метод доказал свою высочайшую точность, поскольку не требует упрощающих допущений и наиболее точно воспроизводит поведение схемы, сопоставимое с реальными измерениями. Существует множество САПР, однако для проектирования радиочастотных и микроволновых интегральных схем наиболее известными являются Advanced Design System (ADS), AWR Enviroment и Cadence Virtuoso. Данные программные пакеты предоставляют полностью интегрированную среду проектирования для разработчиков радиочастотной электроники, включая мобильные телефоны, беспроводные сети, спутниковую связь, радарные системы и

высокоскоростные интерфейсы передачи данных. Они поддерживают все этапы цикла проектирования: от создания принципиальной схемы и размещения компонентов (layout), проверки правил проектирования (DRC), частотной и временной области симуляции схемы, до электромагнитного моделирования полей. Это позволяет инженеру полностью характеризовать и оптимизировать радиочастотную схему, не переходя между различными САПР.

1.6 Технологии производства современных усилителей

Полупроводниковый материал и тип транзистора непосредственно влияют на характеристики и области применения микросхемы усилителя.

На основе выбранных полупроводников формируются специфические транзисторные структуры. Разнообразие типов транзисторов для RF-приложений постоянно расширяется, включая биполярные транзисторы (BJT) и полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET), а также их специализированные модификации. Эти структуры обеспечивают компромисс между стоимостью, сложностью изготовления и эффективностью для различных задач.

Наиболее часто встречающиеся типы транзисторов можно разбить на две категории, в которые входят их разновидности:

- 1) биполярные транзисторы (BJT и их варианты): традиционные BJT и гетероструктурные BJT (HBT);
- 2) полевые транзисторы (FET и их варианты) MOSFET и адаптированные структуры (LDMOS и VDMOS) [82], MESFET, [83] HEMT (High Electron Mobility Transistors) и их разновидности GaN-HEMT, p-HEMT, M-HEMT, Ep-HEMT [80]; другие различные FET транзисторы – JFET (для коммутационных задач) и FINFET [84].

В таблице 1.1 сформирован список полупроводников и транзисторов на их основе.

Таблица 1.1 – Виды полупроводников и транзисторов на их основе

GaN/AlGaN	GaAs/AlGaAs	Inp	SiC	SiGe	Si	SoI
GAN HEMT	GaAs HEMT	InP HEMT	SiC HEMT	SiGe HBT	Si MOSFET	Si-On-Sapphire
GAN MESFET	GaAs MESFET	InP MESFET	SiC MESFET	SiGe/SiC	Si LDMOS	Si BiCMOS
	GaAs pHEMT	InP pHEMT	SiC MOSFET	SiGe BiCMOS	Si VDMOS	
	GaAs HBT	InP HBT				
	GaAs IGBT					
	GaAs FET					

Современные RF-приложения часто интегрируют различные структуры в гибридных технологиях, например, BiCMOS с SiGe HBT для синтезаторов частоты или автомобильных радиолокаторов. GaN и SiC, несмотря на относительную новизну, позволяют создавать инновационные устройства, превосходящие традиционные по мощности и частоте. Новые материалы расширяют границы для малошумящих и высокоэнергетических систем. Однако транзисторы pHEMT на основе GaAs остаются наиболее предпочтительными для компонентов, предназначенных для использования в контрольно-измерительной аппаратуре (КИА). Эта технология является достаточно отработанной, обеспечивая надежность и экономичность, что критично для серийного производства. При этом современные технологические процессы, такие как GaAs pHEMT с шириной затвора 0,1 мкм, позволяют достигать диапазонов частот вплоть до 110 ГГц при требуемом уровне мощности для применения в измерительной аппаратуре.

В данной работе использовался технологический процесс GaAs pHEMT с шириной затвора транзистора 0,1 мкм и 0,15 мкм.

1.7 Постановка целей и задач исследования

На основе проведенного анализа конструкций современных СВЧ-блоков, используемых в КИА, требований к широкополосным усилителям в

КИА и различных схем и технологий для производства УРУ выделены ключевые задачи настоящей работы по разработке и исследованию распределенных усилителей для их применения в СВЧ-блоках КИА:

1. Исследование различных схем и конструкций двух транзисторов, включенных по схеме каскода, с целью дальнейшего использования в схемах УРУ;

2. Разработка методики расчета сверхширокополосных УРУ, а также выявление основных ограничений на частотный диапазон рассматриваемой схемы и влияния различных элементов схемы на характеристики усилителя;

3. Разработка и исследование схем малошумящих УРУ с различными топологиями и сравнение различных схемотехнических решений, позволяющих добиться низкого коэффициента шума во всей полосе частот;

4. Разработка и исследование схемы распределенного усилителя мощности и способов увеличения выходной мощности в схеме УРУ;

5. Разработка и исследование схем УРУ ограниченного диапазона частот.

Как следует из приведенного обзора, УРУ являются одними из ключевых узлов для построения СВЧ-блоков и напрямую определяют характеристики КИА. Для достижения (а в некоторых случаях и превышения) конкурентных метрологических характеристик в сравнении с зарубежной измерительной техникой требуется найти новые подходы и оригинальные технические решения в разработке и исследовании УРУ, что является основной целью представленной работы.

2 МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ РАСПРЕДЕЛЕННОГО УСИЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ КАСКОДНОГО СОЕДИНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

В данном разделе представлены результаты исследования схем каскода, моделирования и разработки схем усилителей распределенного усиления. Описаны различные схемотехнические решения, позволяющие улучшать характеристики УРУ в интегральном исполнении.

Также приведены варианты и особенности топологий каскода, имеющих большое значение для обеспечения задаваемой полосы рабочих частот. Показана трансформация принципиальных схем в более сложные эквивалентные схемы, в которых учитываются параметры, так называемой периферии транзисторов. Это вся совокупность элементов цепей, отражаемых на схемах, но характеризующихся более сложными эквивалентными схемами вследствие наличия неоднородностей и паразитных параметров.

Материалы раздела опубликованы в работах [86–88] и защищены свидетельствами на топологии интегральных схем [89–99].

2.1 Исследование схем каскода

Как показано в первом разделе (п.1.4.2) каскодное включение транзисторов позволяет одновременно поднять верхнюю границу рабочей полосы и повысить выходную мощность усилителя распределённого усиления. Однако преимущества каскода реализуются лишь при правильном выборе топологии соединения транзисторов и межсоединений, поскольку от конфигурации металлизации зависят как внутренние паразитные элементы, так и характер нагрузки. Ниже рассмотрены четыре альтернативные реализации каскодной ячейки, проанализировано их влияние на характеристики МИС УРУ и обоснован выбор наиболее предпочтительных

структур и схем. Рассмотрим схему и классическое подключение транзисторов в топологии каскода, показанных на рисунке 2.1.

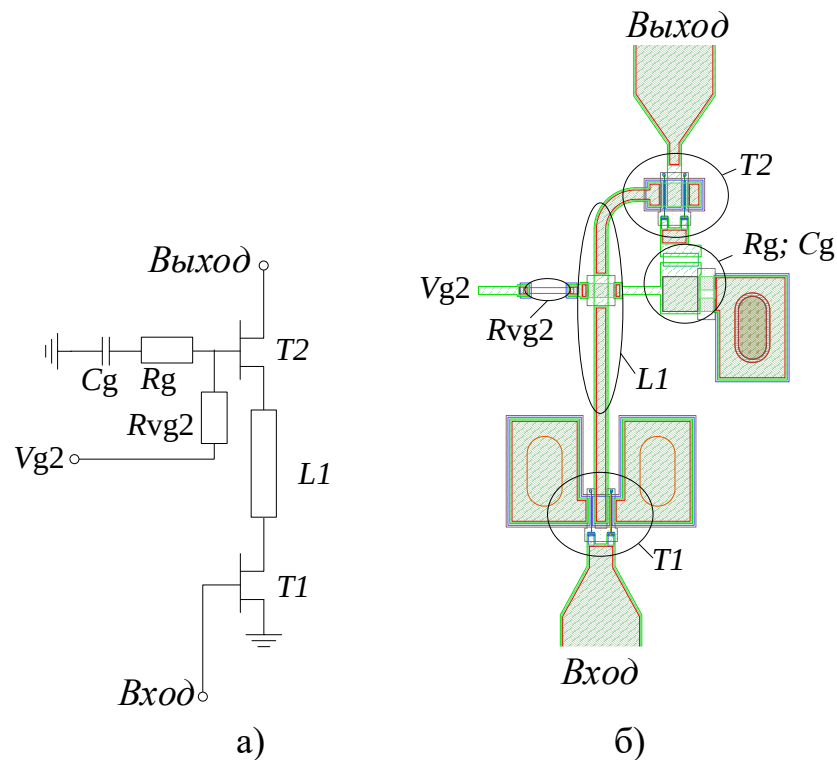


Рисунок 2.1 – Схема (а) и топология каскода (б)

В схеме (рисунок 2.1, а) линия передачи $L1$, соединяющая транзисторы, подключается к истоку транзистора с общим затвором. Обозначения в схеме: V_{g2} – питание транзистора с общим затвором; R_{vg2} – высокоомный резистор, подключенный к питанию V_{g2} ; остальные компоненты схемы описаны в пункте 1.4.2.2 раздела 1. Другим способом подключения является подключение линии передачи $L1$ к стоку транзистора $T2$, а выходная линия подключается к истоку транзистора $T2$. На рисунке 2.2 отдельно представлены топологии транзисторов с общим затвором с подключённой линией передачи к истоку и пример топологии с подключением к стоку транзистора. Обозначения z , c и u – это затвор, сток и исток транзистора $T2$, соответственно.

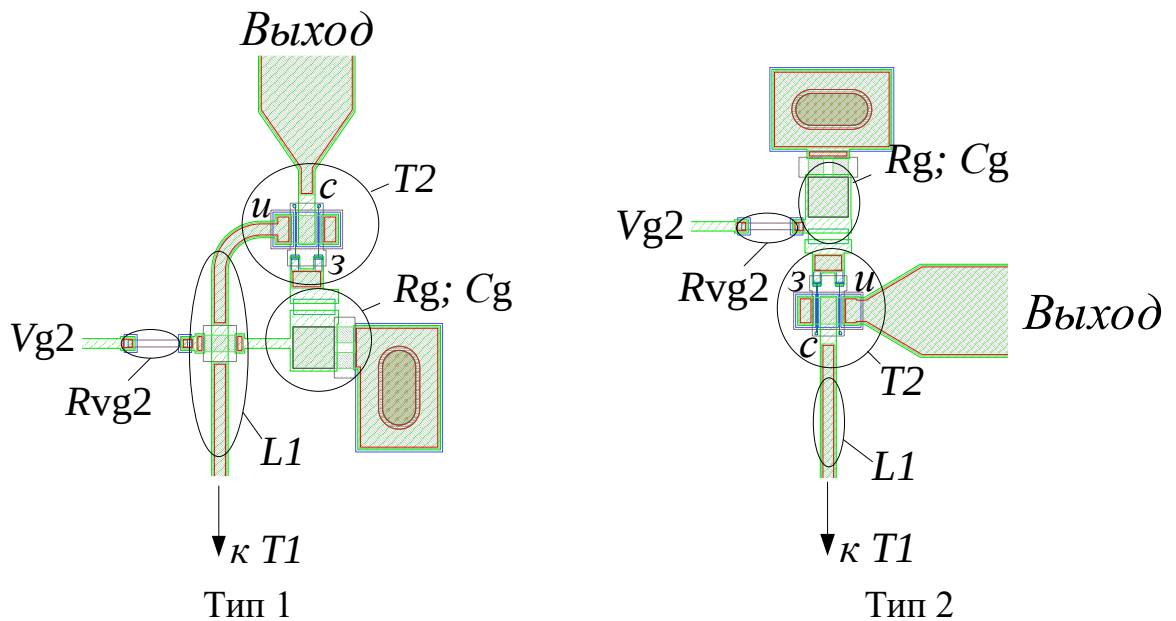


Рисунок 2.2 – Топологии каскодов с линией передачи L1, подключенной к истоку (тип 1) и к стоку (тип 2) транзисторов

Тип каскода 1 на рисунке 2.2 является классическим подключением транзисторов, где выходная линия передачи подключается к стоку. Тип 2, в свою очередь, позволяет расположить RC-цепь более удобно с точки зрения построения топологии, а также незначительно расширить полосу рабочих частот. Это обусловлено уменьшением паразитной емкости в узле соединения линии передачи и транзистора T2 при подключении к стоку, так как стоковая область транзистора обычно имеет меньшую площадь контактной площадки по сравнению с истоковой, что снижает вносимую емкостную нагрузку и повышает верхнюю граничную частоту схемы. УРУ с каскодами типа 1 и 2 предложены и исследованы автором в [86].

Рассмотрим два других способа реализации топологии подключения транзистора с общим затвором в каскаде (рисунок 2.3).

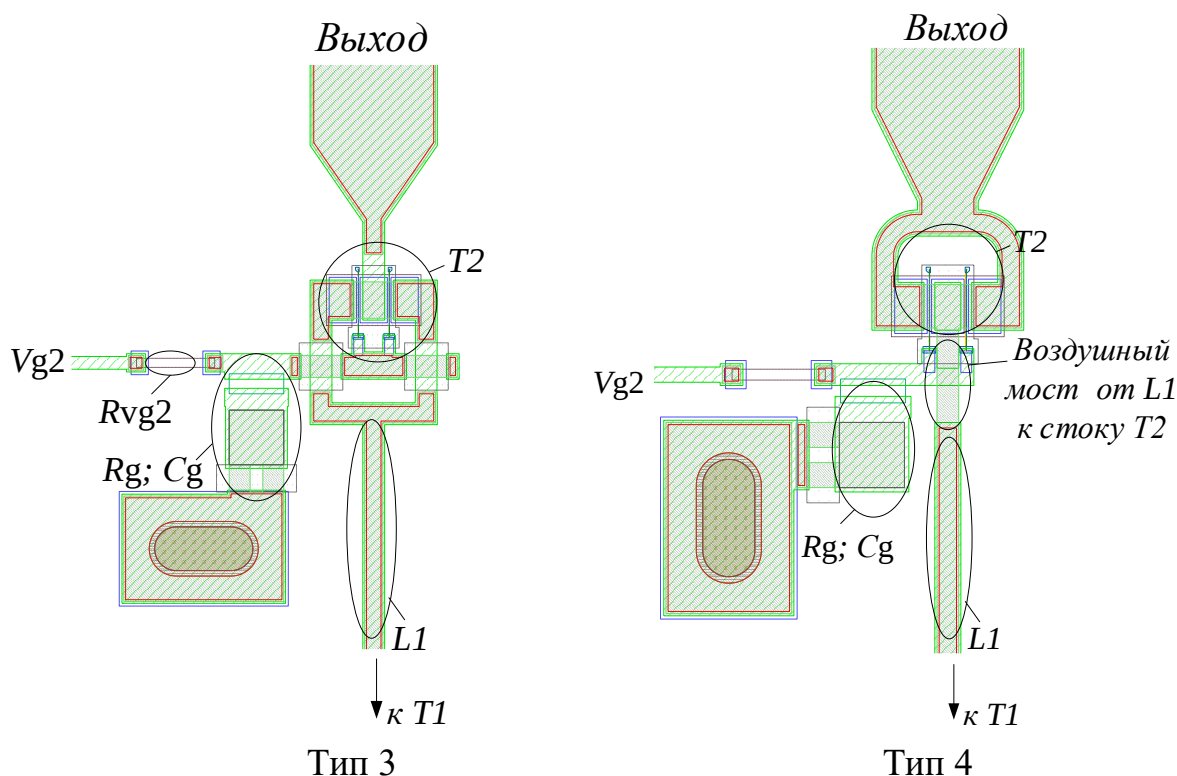


Рисунок 2.3 – Топологии каскодов с линией передачи L1, подключенной к истоку (тип 3) и к стоку (тип 4) транзисторов

На рисунке 2.3 показаны типы 3 и 4 подключения транзистора T2 в схеме каскода. В варианте 3 линия передачи L1 подключена симметрично к транзистору T2, что позволяет реализовать более компактную структуру при создании УРУ с большим количеством ячеек. Данная схема позволяет уменьшить периметр затвора транзистора T2, что приводит к снижению паразитных емкостей затвора и, как следствие, к увеличению полосы рабочих частот. Воздушный мост в варианте 4 уменьшает паразитную связь между линией передачи и подложкой, а также снижает емкость «металл-полупроводник» в области затвора [86].

Далее проведено сравнение различных версий каскодов в составе одной ячейки УРУ. Ячейка УРУ показана на рисунке 2.4.

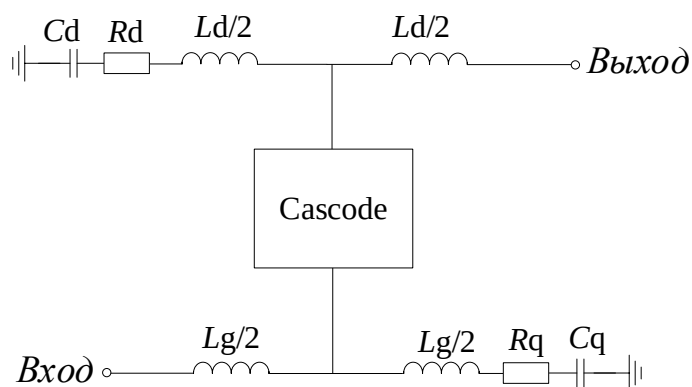
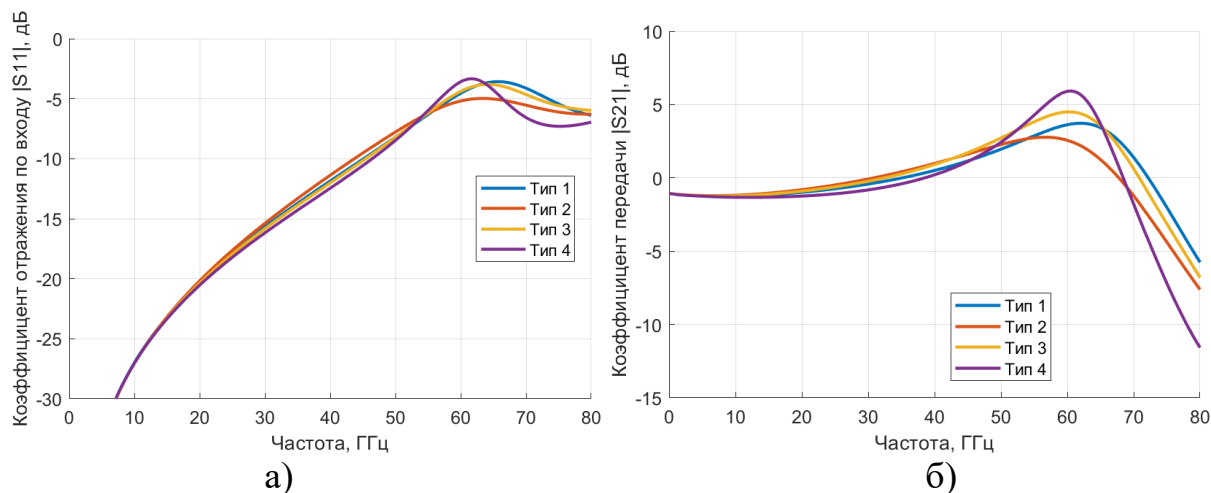


Рисунок 2.4 – Подключение топологий каскода в схему УРУ с одной ячейкой

Будем считать, что цепи питания в данной схеме УРУ идеальные. Линии передачи по входу и выходу схемы, транзисторы и топология каскода реализованы на технологии GaAs pHEMT 0,1 мкм. Поэтому их эквивалентные схемы должны включать весь набор паразитных параметров, зависящих от технологии GaAs pHEMT 0,1 мкм. Длина линий передачи 100 мкм, ширина 10 мкм, транзисторы с шириной затвора 25 мкм. Далее в блок “Cascode” на рисунке 2.4 подключались различные виды построения каскодов и сравнивались частотные параметры, коэффициент шума и точка однодецибельной компрессии $PI_{дБ}$. Характеристики моделей каскодов представлены на рисунке 2.5, а–д.



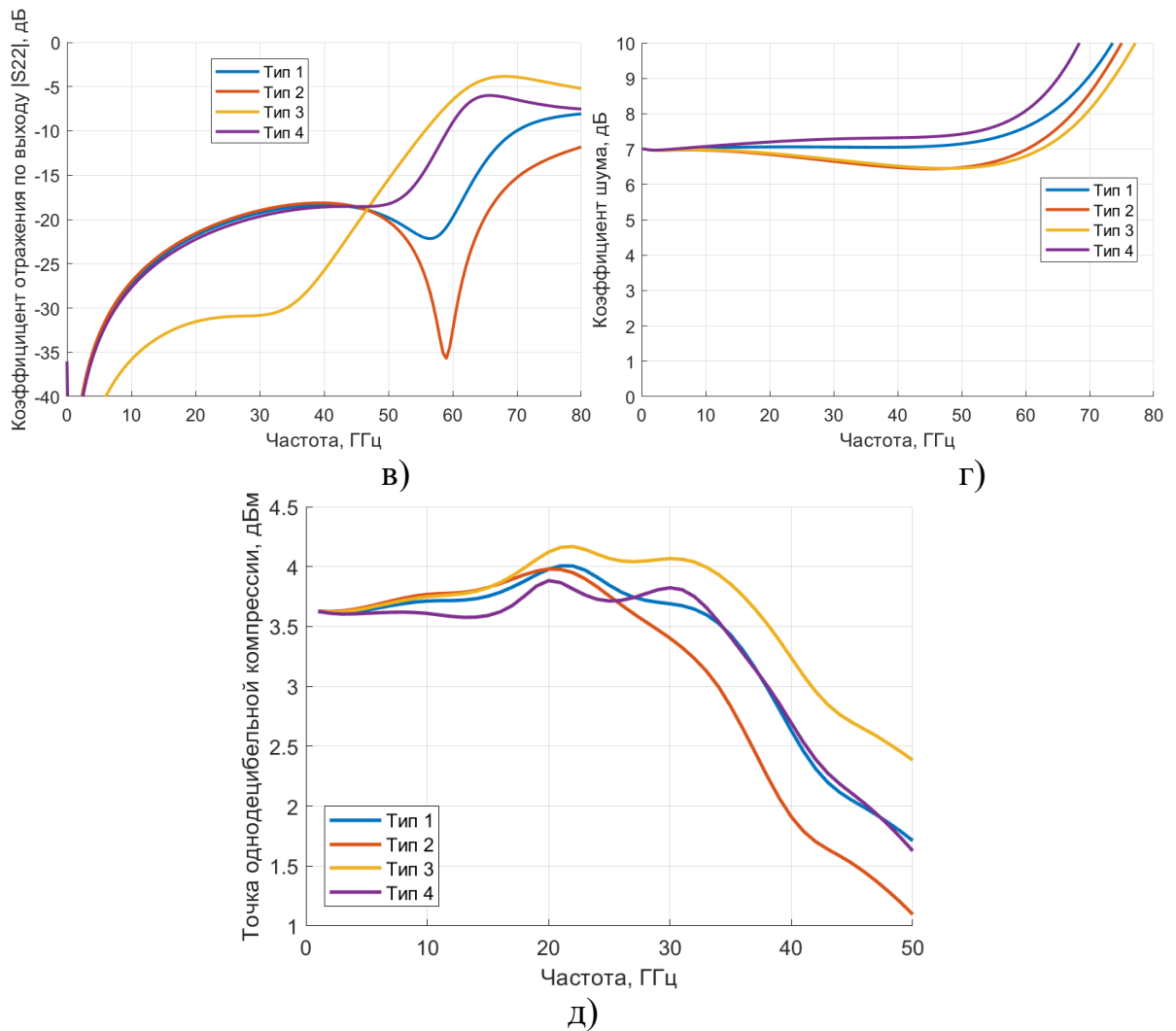


Рисунок 2.5 – Частотные зависимости коэффициента отражения по входу S_{11} (а), коэффициента передачи S_{21} (б), коэффициента отражения по выходу S_{22} (в), коэффициента шума (г), точки однодецибельной компрессии (д) каскодов типа 1, 2, 3 и 4

На графиках рисунка 2.5, а–д S-параметры и коэффициент шума рассчитаны в диапазоне частот от 10 МГц до 80 ГГц, выходная мощность до 50 ГГц.

Относительное различие между характеристиками различных типов подключения не превышает 1–2 дБ по коэффициенту передачи в диапазоне 40–80 ГГц и 1 дБм по выходной мощности на частоте 40 ГГц. Однако при каскадировании ячеек суммарное различие накапливается линейно с ростом количества ячеек. При разработке УРУ количество подобных ячеек каскодов может достигать 9–12, и поэтому суммарное различие в усилении может составлять несколько дБ. Кроме того, с ростом числа ячеек накапливается

влияние на выходную мощность и коэффициент шума всего усилителя, что будет показано в пункте 2.3. Дополнительное влияние на параметры микросхемы оказывают различные способы подключения питающего напряжения V_{g2} .

На основании представленных характеристик можно сделать вывод, что выбор топологии каскода представляет собой компромисс между полосой рабочих частот, коэффициентом шума и выходной мощностью. Для реализации более широкополосных и малошумящих схем предпочтительным является использование каскодов типа 1 и 2 (рисунок 2.2), коэффициент отражения которых по выходу составляет ниже -10 дБ до 80 ГГц, а коэффициент шума минимальный среди всех рассмотренных конфигураций. Для мощных выходных УРУ, где требования к шуму и согласованию менее жесткие, следует применять варианты 3 и 4, обеспечивающие более высокую выходную мощность за счет более компактной топологии и сниженных паразитных потерь.

Далее рассмотрена схема сверхширокополосного распределённого усилителя, проведен оценочный расчет количества ячеек и параметров линий передач.

2.2 Методика оценочного расчета МИС СВЧ. Схема сверхширокополосного распределенного усилителя

Сокращение временных затрат на проектирование МИС СВЧ и достижение задаваемых параметров в широкой полосе частот – одна из важных целей настоящей работы. Ее достижение стало возможным в результате разработки МИС разного функционального назначения для применения в КИА на основе методики, включающей оценочный расчет микросхем. В работах [118, 119, 120] представлены разработка и исследование смесителей, обеспечивающих полосу пропускания от 3 до 30 ГГц и от 5 до 50 ГГц, и смесителя частот диапазона 13 – 67 ГГц,

выполненных в такой последовательности применения методики: разработка схемы; моделирование и расчет входящих в схему пассивных элементов; выбор нелинейных элементов (диодов), экстракция их параметров; разработка топологии с применением САПР; электродинамический анализ интегральной схемы; измерение параметров готовых образцов.

В отношении исследования схемы сверхширокополосного УРУ проведен оценочный расчет по методике, состоящей из шести шагов:

- 1) деэмбединг и получение внутренних параметров транзистора;
- 2) расчет оптимального количества ячеек УРУ [21];
- 3) расчет индуктивностей корректирующего Т-образного фильтра и частоты среза;
- 4) расчет характеристик схемы с учетом каскодной конфигурации;
- 5) расчет и настройка фазовой синхронизации и коэффициентов отражения по входу и выходу схемы;
- 6) расчет и оптимизация схемы с использованием компонентов библиотеки PDK.

Далее показано содержание шагов описанной методики, примененной в процессе разработки схемы УРУ диапазона частот 10 МГц – 70 ГГц.

2.2.1 Деэмбединг

Расчет схемы УРУ предполагает наличие известных внутренних параметров транзистора, описанных в подразделе 1.4.2.1: C_{gs} – емкости затвора-истока, R_i – сопротивления затвора, R_{ds} – сопротивления стока. Процесс определения внутренних параметров транзисторов проводится на основе данных измерений S-параметров и последующего деэмбединга [102, 103] с переходом от полученных S-параметров к Y-параметрам и далее – непосредственно расчета внутренних параметров транзисторов. Система уравнений, описывающая параметры транзистора, была впервые решена в

работе Беррота [100]. Также данный расчет описан или дополнен в работах [101–108]. Кроме того, существует инструмент, реализованный в современных САПР для получения внутренних параметров транзисторов на основе модели библиотеки PDK [109]. В данной работе внутренние параметры транзистора получены с помощью САПР [121]. Процесс и результаты описаны в приложении А.

2.2.2 Оптимальное количество ячеек УРУ

Оптимальное число ячеек N_{opt} распределённого усилителя находится из анализа поведения его коэффициента усиления при увеличении количества ячеек [21]. В отличие от идеализированного случая без потерь, где усиление растёт пропорционально квадрату числа транзисторов, в реальной структуре присутствуют диссипативные потери во входной и в выходной линии передачи. Эти потери описываются экспоненциальными функциями с соответствующими погонными коэффициентами затухания: α_q для входной линии передачи, определяемого через параметры погонной индуктивности L_q , емкости C_q , входного сопротивления R_i и емкости затвористок C_{gs} , и α_d для линии стока (выходной), выражаемого через L_d , емкости C_d , сопротивления сток-исток R_{ds} и емкости C_{ds} . При этом межкаскадные расстояния заданы, как l_q и l_d соответственно. Вследствие этого функция усиления от числа ячеек имеет выраженный максимум, поскольку линейное накопление усиления от дополнительных активных элементов не компенсирует экспоненциальный спад $\exp(-N\alpha_q l_q)$ и $\exp(-N\alpha_d l_d)$, обусловленный потерями в распределённых линиях, даже с учетом формирования характеристических сопротивлений Z_g и Z_d , нагруженных на реактивные сопротивления транзисторов. Для определения этого максимума производится дифференцирование выражения для усиления по числу ячеек N и приравнивание производной к нулю. Полученное в результате значение N_{opt} рассчитывается по формуле (2) [21].

$$N_{opt} = \frac{\ln(\alpha_q l_q / \alpha_d l_d)}{\alpha_q l_q - \alpha_d l_d}. \quad (2)$$

Сами произведения $\alpha_q l_q$ и $\alpha_d l_d$ рассчитываются по формулам (3), (4), следующим из анализа погонных параметров нагруженных линий передачи.

$$\alpha_q l_q = \frac{\omega^2 R_i C_{gs}^2 Z_0}{2}, \quad (3)$$

$$\alpha_d l_d = \frac{Z_0}{2R_{ds}}. \quad (4)$$

Из формул (3), (4) видно, что полоса рабочих частот усилителя в значительной степени ограничивается постоянной затухания входной линии α_q . Это обусловлено тем обстоятельством, что входная ёмкость транзистора C_{gs} является доминирующим фактором, ограничивающим частотный диапазон ввиду шунтирования сигнала в линии затвора и роста вносимых резистивных потерь на высоких частотах. Таким образом, расчёт N_{opt} указывает границу, за которой добавление новых транзисторов перестаёт быть энергетически выгодным и приводит к снижению общего коэффициента передачи усилителя.

Расчеты, приведенные выше, выполнялись для двухпальцевых транзисторов с различной шириной затвора (50 мкм, 40 мкм, 30 мкм и 20 мкм), изготовленных по технологии GaAs 0,1 мкм рНЕМТ. На основе измеренных S-параметров и процедуры деэмбединга были получены внутренние параметры малосигнальной эквивалентной схемы каждого из приборов. Для первичной оценки параметров усилителя был выбран транзистор с шириной затвора 30 мкм. Далее, по формулам (1) – (3) был проведен расчет оптимального количества ячеек.

Расчетное оптимальное число ячеек $N_{opt} = 4,8$ в теории, дающее максимум усиления на частоте 70 ГГц, базируется на упрощенной модели сосредоточенных элементов и не учитывает ряд критических факторов, присущих миллиметровому диапазону длин волн, а именно: нарушение фазовой синхронизации сигналов во входной и выходной линиях передачи,

рост потерь на излучение в подложке и ухудшение коэффициентов отражения, а также влияние каскодного включения транзисторов. Расчет оптимального количества ячеек УРУ приведен в приложении А. Далее рассмотрим расчет корректирующего фильтра.

2.2.3 Расчет корректирующего фильтра

Далее рассчитывается Т-образный LC-фильтр, который состоит из входной и выходной емкости транзистора и индуктивностей $L_g/2$ и $L_d/2$, подключённых к затвору и стоку транзистора, соответственно. Необходимо рассчитать номиналы индуктивностей линий, подключаемых к транзистору и частоту среза фильтра. Рассмотрим данный фильтр на рисунке 2.6.

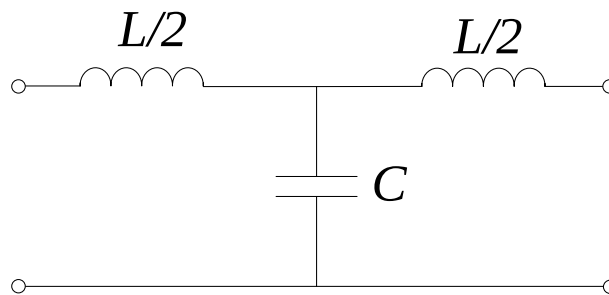


Рисунок 2.6 – Т-образный фильтр

Емкость C является входной или выходной емкостью транзистора, которые намного больше емкостей линий передачи, в связи с чем емкостями линий можно пренебречь. Расчет номиналов индуктивностей L_g и L_d и частоты среза фильтра проводится исходя из формул (5), (6)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (5)$$

$$L = Z_0^2 C, \quad (6)$$

с учетом $Z_0 = 50$ Ом. Далее рассчитывается частота среза (7):

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi Z_0 C}. \quad (7)$$

Расчет параметров индуктивностей приведён в приложении А.

С использованием полученных в ходе деэмбединга значений входной и выходной емкостей C_{gs} и C_{ds} были аналитически рассчитаны номиналы индуктивностей искусственных линий передачи L_g и L_d и частоты среза. Для первоначальной настройки и оптимизации был выбран транзистор с шириной затвора 30 мкм, для которого расчетные значения индуктивностей L_g и L_d составляют 230 пГн и 42 пГн соответственно. Однако полученная для данных номиналов частота среза входной линии передачи (приблизительно 67 ГГц) не обеспечивает требуемого запаса в 1,5–2,5 раза относительно верхней границы рабочего диапазона (70 ГГц), который необходим для компенсации неизбежного спада амплитудно-частотной характеристики, вносимого паразитными потерями в реальной микрополосковой топологии и эффектами рассогласования на высоких частотах. Для увеличения частоты среза до требуемого значения необходимо пропорциональное снижение номинала индуктивности L_g , однако уменьшение L_g при фиксированной емкости C_{gs} неизбежно приводит к снижению волнового сопротивления искусственной линии и, как следствие, к рассогласованию входного тракта относительно стандартных 50 Ом. Таким образом, задача сводится к поиску компромиссного решения между требуемой широкополосностью и допустимым уровнем входных отражений S_{11} .

2.2.4 Реализация каскода

Следующим этапом построения схемы УРУ является реализация каскода, образованного путем подключения транзистора с общим затвором Т2 к транзистору Т1. Ячейки схемы УРУ, рассчитанные выше со встроенным каскодом, представлены на рисунке 2.7 (представлены 1-я и 4-я ячейки). Номинал индуктивности L_g был оптимизирован для получения более высокой частоты среза и равномерного коэффициента усиления. На схеме рисунка 2.7 $L_g = 80$ пГн, частота среза при данной индуктивности равна 137 ГГц, что удовлетворяет требуемым значениям частоты среза,

описанным в предыдущем подпункте.

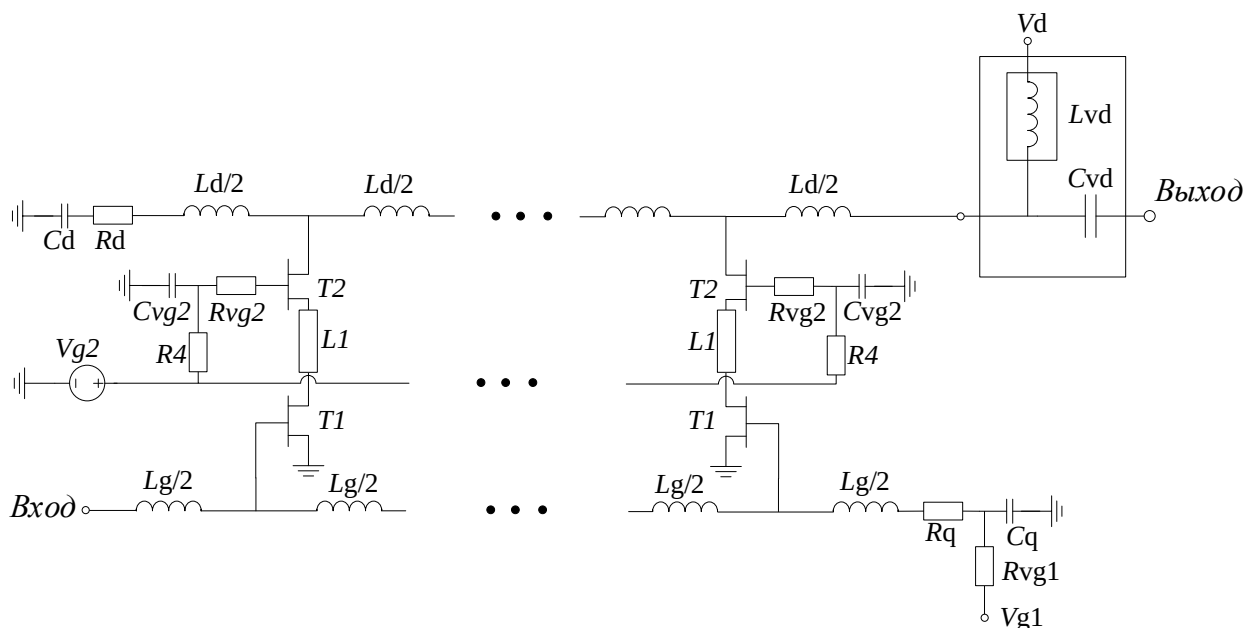


Рисунок 2.7 – Четырехсекционный УРУ на идеальных компонентах

В схеме рисунка 2.7 использовались идеальные компоненты без паразитных эффектов. Компоненты L_{vd} и C_{vd} образуют внешнюю втулку питания. Подключены три источника питания: $V_d = 4$ В, $V_{g1} = -0,4$ В и $V_{g2} = 1,6$ В. Коэффициент передачи S_{21} схемы показан на рисунке 2.8 в диапазоне до 70 ГГц. Также приведены коэффициенты передачи при других количествах ячеек: $N = 2, 6, 8$.

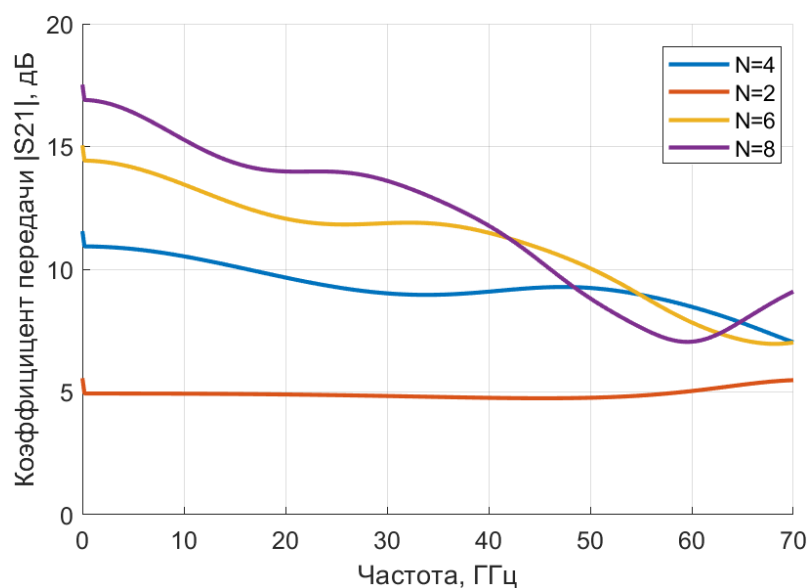


Рисунок 2.8 – Коэффициент передачи УРУ при количестве ячеек равным 2, 4, 6 и 8

По графику на рисунке 2.8 можно видеть, что при $N = 2$ и $N = 6$ коэффициент усиления ниже, чем при $N = 4$, а при $N = 8$ резко возрастает неравномерность коэффициента усиления. По расчетам в пункте 2.2.2 оптимальное количество ячеек равно 4,8. Однако для дальнейшего исследования был выбран УРУ с $N = 4$, поскольку при этом коэффициент передачи S_{21} является наиболее равномерным и достаточным по уровню усиления, примерно 8–10 дБ.

2.2.5 Фазовая синхронизация

Проведен расчет фазовой задержки при распространении сигналов во входной и выходной линии передачи УРУ. На рисунке 2.9 показаны набег фазы во входной и выходной линии от входа и выхода схемы до нагрузки 50 Ом соответственно. Условием достижения максимального усиления является наличие фазовой синхронизации, другими словами, фазы входной и выходной линии передач должны совпадать, что на графике 2.9 не наблюдается.

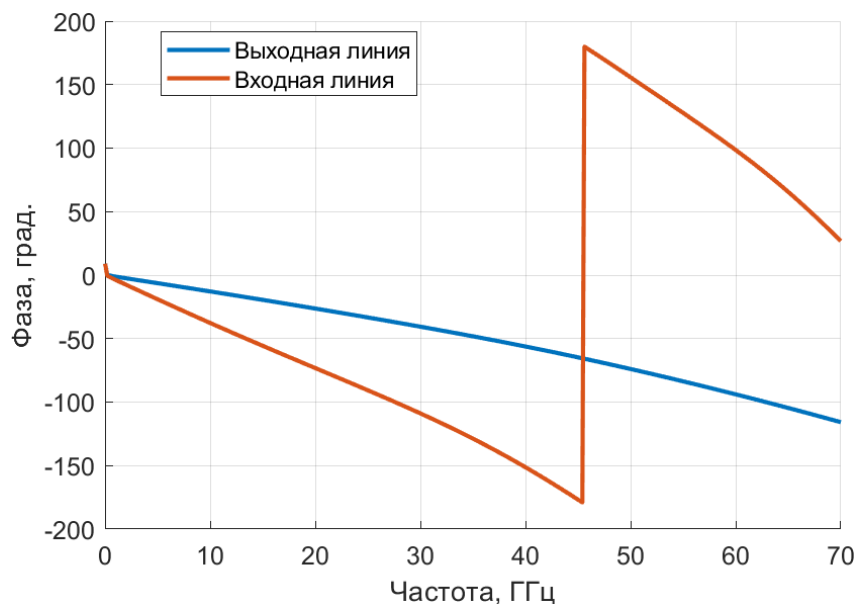


Рисунок 2.9 – Фазы входных и выходных линий передачи УРУ

Поэтому произведена настройка схемы, приведенной на рисунке 2.7 таким образом, чтобы разница фазовых сдвигов входной и выходной линий

передачи совпадали. Для этого изменялись номиналы индуктивностей L_g и L_d , подключаемых к затвору транзистора для обеспечения необходимой задержки по фазе. Найдены значения номиналов $L_g = 12$ пГн, $L_d = 55$ пГн. На рисунке 2.10 показаны фазы входных и выходных линий передачи при условии фазовой синхронизации.

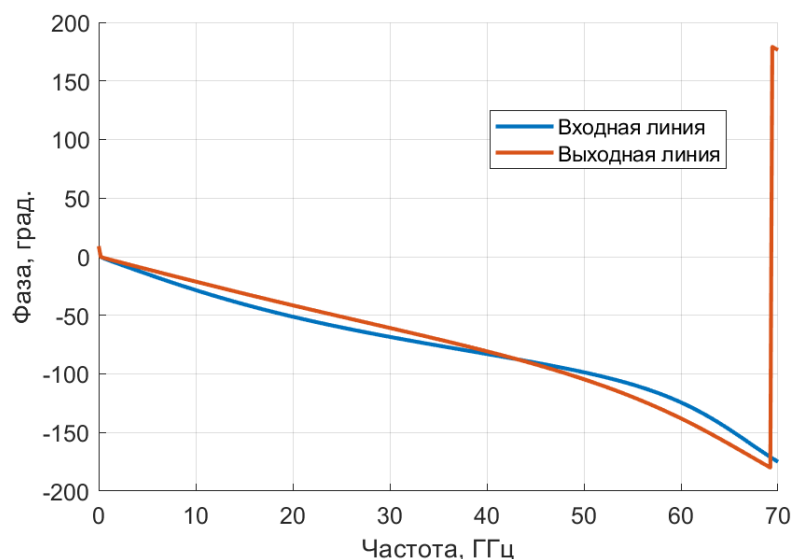
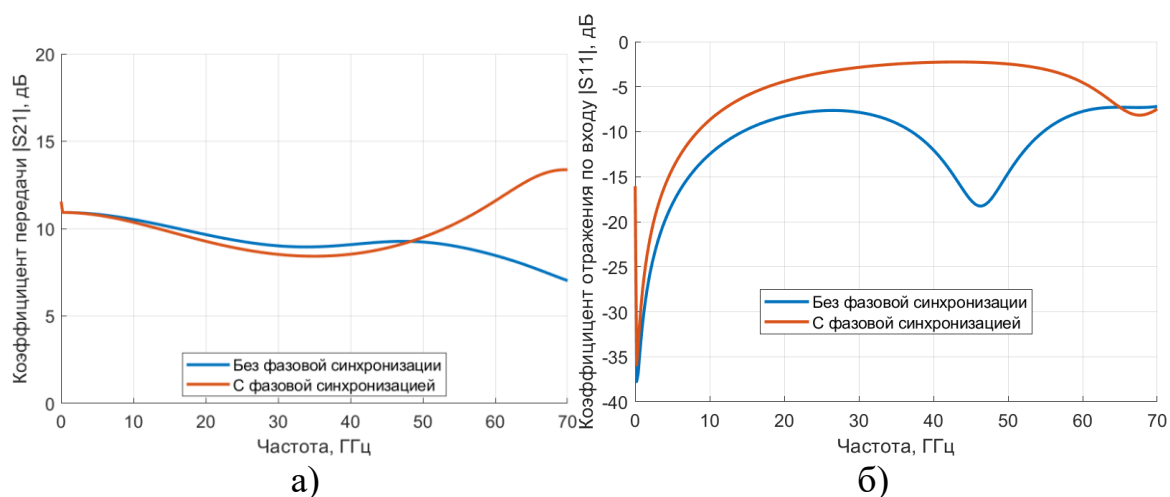


Рисунок 2.10 – Фазы входных и выходных линий передачи при условии фазовой синхронизации

На рисунке 2.11 показано сравнение характеристик 4-х секционного УРУ до и после достижения фазовой синхронизации.



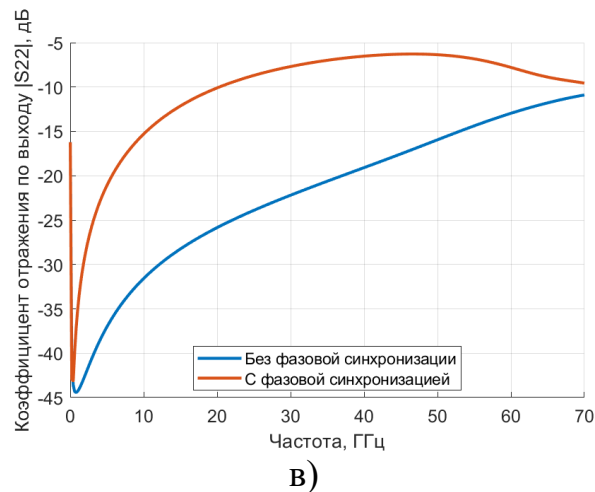


Рисунок 2.11 – Коэффициент передачи S_{21} (а), коэффициент отражения S_{11} (б) и S_{22} (в) при наличии и отсутствии фазовой синхронизации

Анализ характеристик, представленных на графике 2.11, показывает, что обеспечение фазовой синхронизации между входной и выходной линиями передачи приводит к существенному увеличению коэффициента усиления в верхней части рабочего диапазона. Прирост S_{21} составляет 6–7 дБ на частотах 60–70 ГГц. Однако достигнутое улучшение усиления сопровождается заметной деградацией характеристик согласования – значение коэффициента отражения по входу S_{11} ухудшается на 5–7 дБ в полосе частот 20–60 ГГц, а коэффициент отражения по выходу S_{22} демонстрирует снижение на 5–20 дБ практически во всем диапазоне частот вплоть до 60 ГГц. Указанное ухудшение согласования является прямым следствием уменьшения номинала индуктивности для получения фазовой синхронизации. В подпункте 2.2.4 показано, что уменьшение L_g с целью увеличения частоты среза входной линии также приводит к отклонению волнового сопротивления искусственной линии от значения 50 Ом. Таким образом, полученные результаты наглядно демонстрируют наличие фундаментального противоречия между тремя ключевыми характеристиками распределенного усилителя: фазовой синхронизацией (определяющей усиление в полосе частот и особенности на высоких частотах), волновым согласованием (определяющим уровень S_{11} и S_{22}) и частотой среза (определяющей полосу пропускания). В связи с этим одной

из центральных задач дальнейшего проектирования является параметрическая оптимизация топологии линий передачи, направленная на поиск компромиссного решения, обеспечивающего приемлемые значения коэффициента усиления, уровня отражений и ширины полосы пропускания.

2.2.6 Оптимизация схемы УРУ

На основе схемы, показанной на рисунке 2.8, с использованием технологического процесса GaAs 0,1 pHEMT реализована схема УРУ диапазона частот 10 МГц – 70 ГГц (рисунок 2.12). При переходе от моделирования идеальных компонент на компоненты библиотек PDK возникает ряд проблем, связанный с увеличением потерь на частотах выше 50 ГГц и увеличением коэффициента отражения по портам схемы. Это связано с тем, что в библиотеках фабрик (foundry) учтены различные паразитные составляющие используемых компонент.

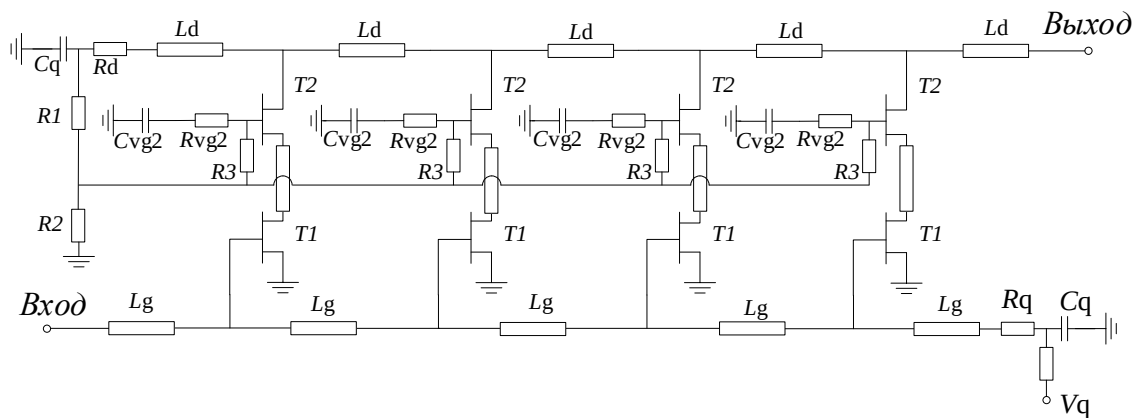


Рисунок 2.12 – Схема УРУ диапазоном частот 10 МГц – 67 ГГц выполненная на компонентах библиотеки GaAs 0,1 pHEMT

Параметры компонентов схемы были оптимизированы для получения равномерного (± 1 дБ) коэффициента усиления 11–12 дБ и коэффициентов отражения по входу и выходу схемы не выше –10 дБ до частоты 70 ГГц. На рисунке 2.13, а–д представлены характеристики полученной схемы.

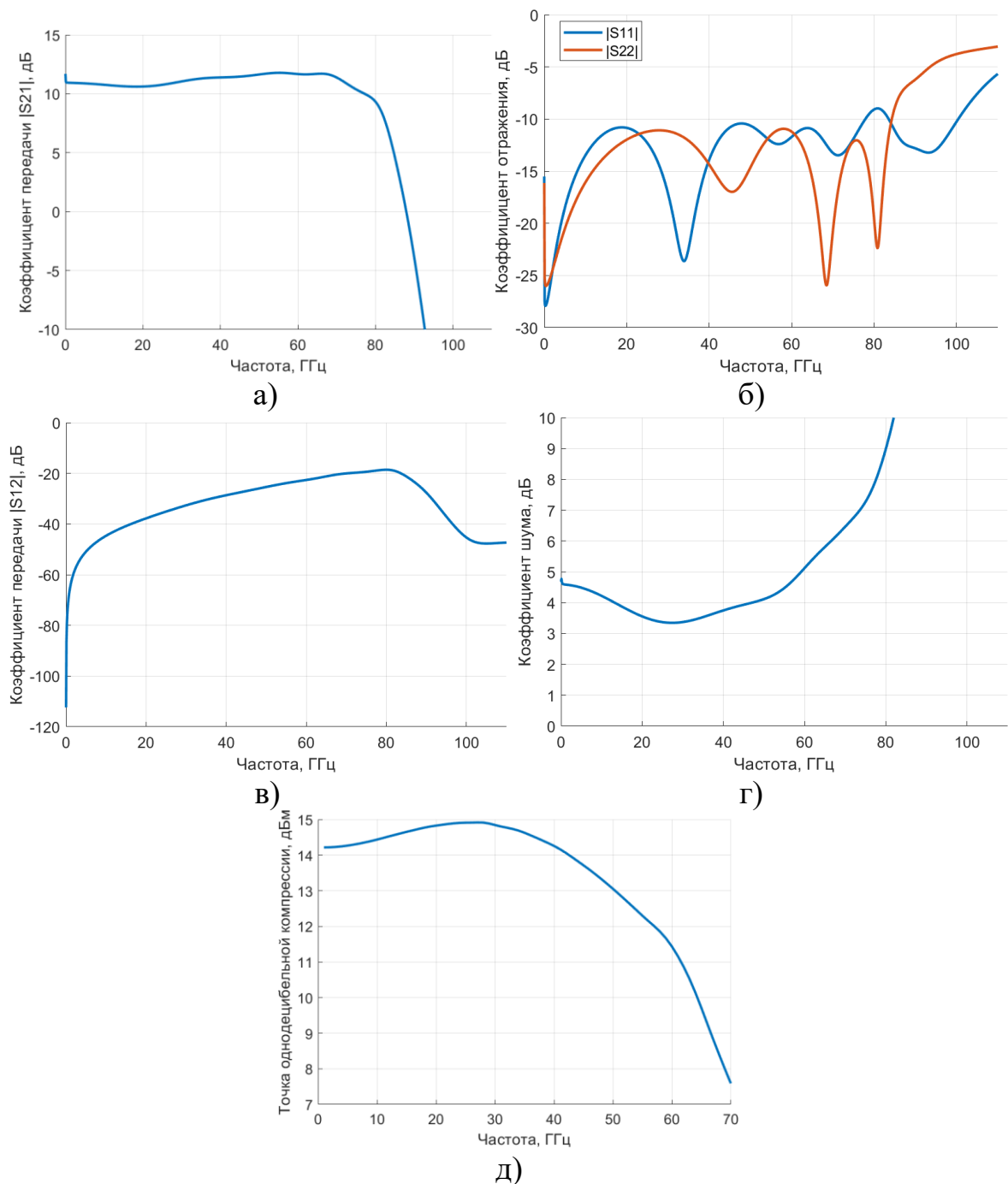


Рисунок 2.13 – Коэффициент передачи S_{21} (а), коэффициент отражения S_{11} и S_{22} (б), развязка S_{12} (в), коэффициент шума (г), точка одностенной компрессии $PI_{дБ}$ (д) УРУ диапазона частот 10 МГц – 70 ГГц

По вычислениям, сделанным выше, можно сделать вывод, что расчет количества ячеек УРУ, расчет параметров линий передачи и настройки фазовой синхронизации достаточны при первичной оценке параметров схемы и дальнейшим переходом к схеме на основе компонентов библиотек. В схеме на рисунке 2.12 были оптимизированы входные и выходные линии передачи для достижения наилучшей фазовой синхронизации, при этом на

входе и выходе схемы были подключены заземленные конденсаторы номиналом 0,01 пФ для достижения коэффициента отражения не выше – 10 дБ в частотном диапазоне до 70 ГГц. Этот и другие элементы, позволяющие улучшить параметры УРУ, будут описаны в главе 3 при разработке топологии усилителя 10 МГц – 70 ГГц.

Далее рассмотрены схемы УРУ, позволяющие достигнуть наилучшего коэффициента шума. Показана разработка малошумящего распределенного усилителя диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц.

2.3 Малошумящий распределенный усилитель

Основной проблемой достижения низкого коэффициента шума в усилителях распределенного усиления является наличие согласованной резистивной нагрузки на оконечном участке входной линии передачи. На частотах ниже нескольких гигагерц последовательные индуктивные элементы входной линии L_g обладают пренебрежимо малым реактивным сопротивлением, представляя собой эквивалент короткого замыкания. В данных условиях низкочастотный входной импеданс усилителя определяется преимущественно согласующим резистором номиналом 50 Ом, включенным параллельно высокоимпедансным цепям затворов полевых транзисторов. Указанный резистор генерирует тепловой шум мощностью $4kTR$, что приводит к снижению отношения сигнал/шум на входе тракта и устанавливает фундаментальный теоретический предел коэффициента шума на уровне 3 дБ, непреодолимый даже в условиях идеального согласования и применения «идеальных» не шумящих активных элементов.

При рассмотрении реальных схем ситуация с коэффициентом шума распределенного усилителя оказывается существенно хуже предсказанного теоретического предела в 3 дБ, обусловленного исключительно тепловым шумом входной согласующей резистивной нагрузки. Данное ухудшение

складывается из нескольких принципиально неустранимых в практической реализации источников деградации отношения сигнал/шум. Во-первых, помимо шума согласованного резистора свой вклад в общий шумовой баланс вносят собственные шумы активных приборов, входящих в состав усилительных ячеек, а именно, тепловой шум канала и дробовый шум, а также индуцированный шум затвора [18], который становится особенно значимым с ростом частоты. Во-вторых, неизбежное рассогласование импедансов вдоль линии передачи затвора, что приводит к появлению частичных отражений сигнала и, как следствие, к уменьшению мощности, доставляемой к каждому последующему каскаду при одновременном сохранении уровня вносимого активными элементами шума. В-третьих, паразитные эффекты реальной топологии, такие как омические потери в металлизации линий передачи, наличие паразитных емкостей и взаимных индуктивных связей между близкорасположенными проводниками, а также влияние цепей смещения по постоянному току, вносят дополнительный вклад в ухудшение шумовых характеристик, как в области низких частот, где влияние реактивных паразитных элементов уменьшается по сравнению с доминирующим шумом входного резистора, так и на верхней границе рабочего диапазона, где усиливается роль потерь в диэлектрике и излучении. Таким образом, результирующий коэффициент шума реального распределенного усилителя всегда превышает идеализированную оценку и в реальных схемах составляет в среднем 8–12 дБ в диапазоне 10 МГц – 3 ГГц. Задача его минимизации требует комплексного подхода, учитывающего как схемотехнические решения по модификации входа УРУ, так и тщательную оптимизацию топологии.

Под модификацией входа УРУ подразумеваются поиск и исследование такой нагрузки участка входной линии передачи, которая позволила бы улучшить коэффициент шума в низкочастотной области, не вызывая при этом деградации прочих параметров усилителя. На момент написания диссертации известны и реализованы различные подходы к модификации

нагрузки [111–115], направленные на улучшение шумовых характеристик УРУ. Данные подходы можно классифицировать по двум основным группам: первая группа связана с использованием активной нагрузки вместо пассивного согласованного резистора [111, 112]; вторая группа основана на применении частотно-зависимой RC-цепи обратной связи, подключенной с выхода схемы на входную линию вместо согласованной нагрузки [113, 114]. На рисунке 2.14 представлены фрагменты выходных ячеек схемы УРУ, иллюстрирующие различные типы нагрузки входной линии.

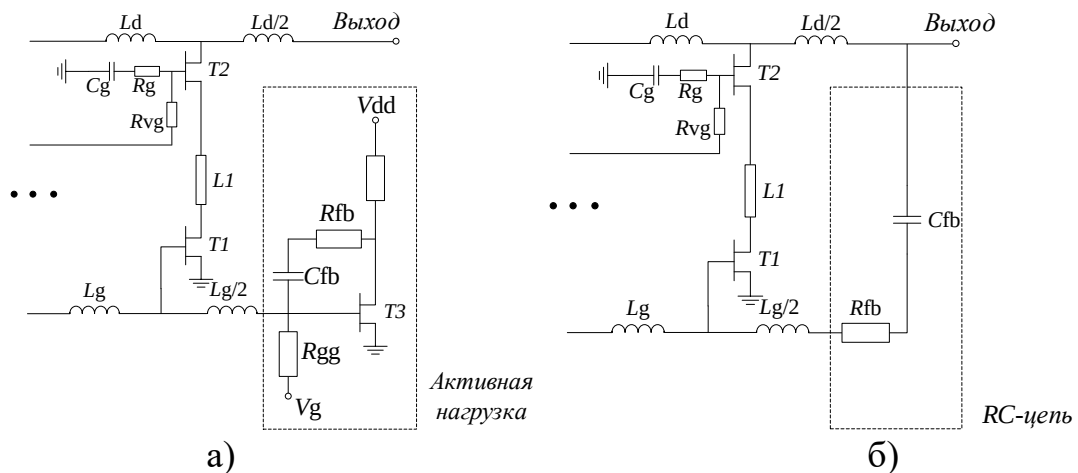


Рисунок 2.14 – Типы нагрузок входной линии передачи УРУ. Активная нагрузка (а), RC-цепь (б)

Активная нагрузка подразумевает замену резистора на активную цепь согласования, состоящую из транзистора T_3 , охваченного параллельной обратной связью через резистор R_{fb} и опциональные реактивные элементы C_{fb} и R_{gg} для расширения полосы частот (рисунок 2.14, а). Плюсом метода является снижение эффективного теплового шума за счет деления эквивалентного шумового напряжения нагрузки на коэффициент петлевого усиления активной цепи. Недостатком является генерирование активной нагрузкой паразитных искажений, которые подаются обратно на вход усилителя и усиливаются всеми последующими каскадами без соответствующего увеличения уровня полезного сигнала, что ухудшает динамический диапазон и линейность [112].

При использовании конфигурации с RC-цепью [113] традиционная

согласованная нагрузка исключается, а сигнал с выхода УРУ заводится на входную линию через последовательно включенные резистор и конденсатор, образующие цепь обратной связи, оптимизированную для достижения низкочастотного согласования по шумам и приемлемого значения коэффициента отражения S_{11} . Достоинством такого подхода является то, что он обеспечивает существенное снижение коэффициента шума на низких частотах, демонстрируя улучшение на 1–4 дБ по сравнению с резистивно-нагруженным вариантом. При этом в отличие от схемы с активной нагрузкой данная архитектура сохраняет усиление в петле обратной связи, что позволяет поддерживать отношение сигнал/шум на выходе и не приводит к ухудшению линейности в сравнении с классическим резистивным аналогом. Недостатком является образование через RC-цепь тракта положительной обратной связи в определенных частотных областях, что создает риск возникновения генерации.

Проанализировав совокупность данных, представленных в работах [111–115], можно сделать вывод, что для реализации малошумящего УРУ, предназначенного для применения в составе контрольно-измерительной аппаратуры, наиболее перспективной представляется схема с подключением RC-цепи обратной связи вместо пассивной согласованной нагрузки. Вместе с тем, современные требования к КИА предполагают функционирование малошумящих усилителей в полосе частот вплоть до 50 ГГц при одновременном обеспечении высокого качества согласования по входу, как было отмечено в подразделе 1.3. Классическая RC-цепь при расширении полосы частот провоцирует ухудшение согласования входной линии передачи УРУ, ограничивает максимальную ширину полосы рабочих частот и, как было указано выше, снижает запас устойчивости схемы. В связи с изложенным возникает необходимость усовершенствования структуры RC-цепи обратной связи, направленного на сохранение характеристик УРУ в верхней части рабочего диапазона вплоть до 50 ГГц без ухудшения достигнутых низкочастотных шумовых показателей.

Первым этапом была реализация УРУ диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц по методике, представленной в подразделе 2.1. В итоге была получена типовая схема УРУ (рисунок 2.12) с 8 ячейками. В данной схеме реализована классическая согласованная нагрузка на конце входной линии передачи. Характеристики схемы показаны на рисунке 2.15. После получения схемы идеальные компоненты были заменены на компоненты библиотек, после чего проведена оптимизация и настройка схемы.

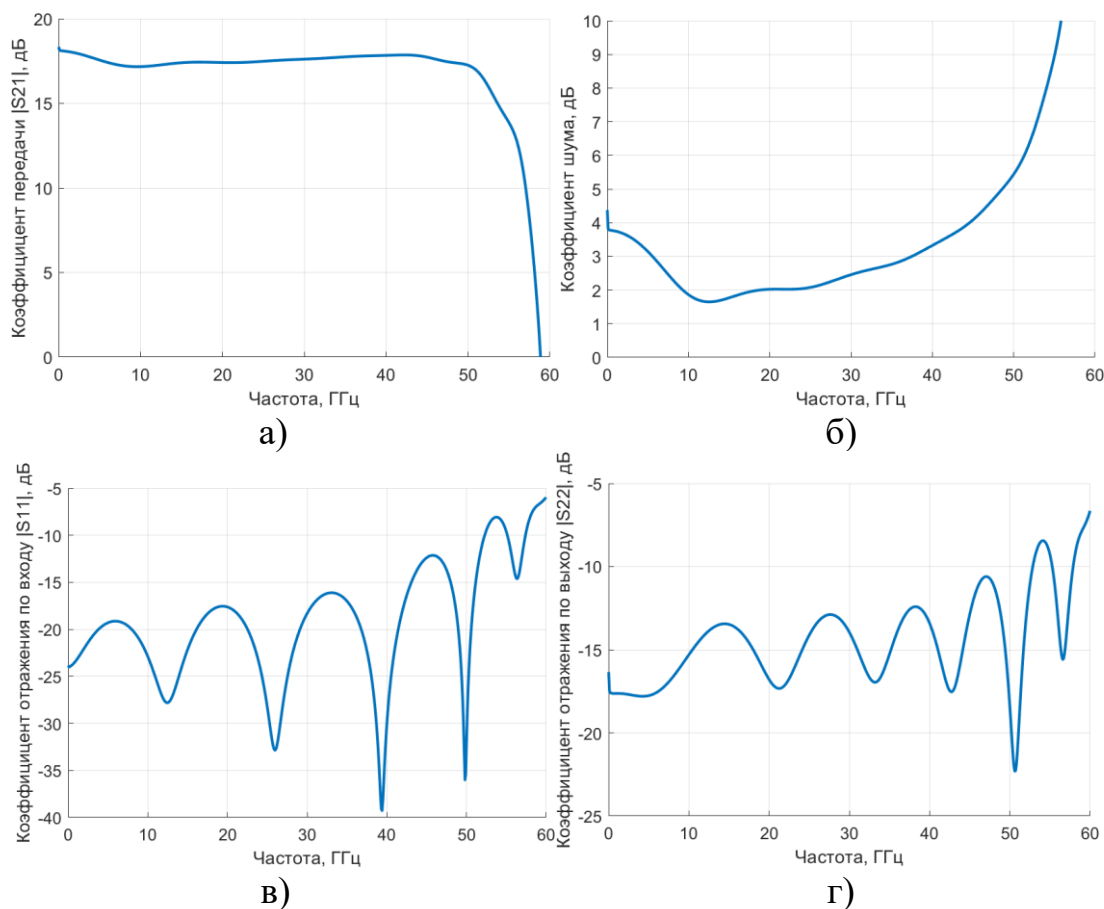


Рисунок 2.15 – Характеристики схемы малошумящего УРУ 10 МГц – 50 ГГц с классическими согласованными нагрузками. Коэффициент усиления (а), коэффициент шума (б), коэффициент отражения по входу S_{11} (в), коэффициент отражения по выходу S_{22} (г)

Далее в полученную схему была интегрирована RC-цепь (рисунок 2.14, б). Номиналы резистора R и конденсатора C не могут быть определены через прямое аналитическое решение в замкнутой форме, поскольку их выбор является результатом многофакторной параметрической оптимизации, разрешающей противоречие между снижением коэффициента

шума и сохранением качества согласования. Функционально резистор R определяет активную составляющую импеданса нагрузки на средних и высоких частотах рабочего диапазона, где реактивное сопротивление конденсатора становится пренебрежимо малым. Для уменьшения спектральной плотности мощности теплового шума, вносимого в тракт затворов, номинал R должен быть выбран существенно выше характеристического сопротивления линии Z_0 . Увеличение сопротивления нагрузки по сравнению со стандартным значением 50 Ом приводит к росту рассогласования на входе, поэтому допустимый верхний предел R ограничен компромиссным критерием по допустимому повышению входного коэффициента отражения S_{11} в пределах рабочей полосы частот.

Конденсатор C в данной конфигурации выполняет роль частотно-зависимого элемента, корректирующего импеданс входной линии передачи с ростом частоты. В области низких частот, ниже единиц гигагерц, реактивное сопротивление $X_c = 1/(j\omega C)$ велико, что приводит к повышению импеданса нагрузки, эффективно изолируя резистор R от линии затвора в том частотном интервале, где его шумовой вклад оказывает наиболее критическое влияние на общий коэффициент шума. На высоких частотах конденсатор шунтирует резистор, обеспечивая приближение импеданса нагрузки к требуемому для широкополосного согласования значению. Следовательно, величина ёмкости C определяет граничную частоту перехода от режима повышенного импеданса, способствующего минимизации шума, к режиму квазисогласованной нагрузки. Слишком малая ёмкость смещает указанную границу вверх, ограничивая эффективность подавления шума в нижней части спектра, тогда как избыточная ёмкость создаёт паразитный полюс, способный ухудшить устойчивость и снизить усиление. Практическое нахождение искомых номиналов осуществляется в среде схемотехнического моделирования методом сканирования переменных R и C с одновременным контролем частотных зависимостей коэффициента шума NF и параметров рассеяния,

где оптимальным признается сочетание, обеспечивающее минимальное значение NF на нижних частотах при условии сохранения приемлемого уровня обратных потерь на верхней границе полосы пропускания. На рисунке 2.16 представлены сравнения коэффициентов усиления, коэффициентов шума и коэффициентов устойчивости полученных схем с классической согласованной нагрузкой и с RC-цепью.

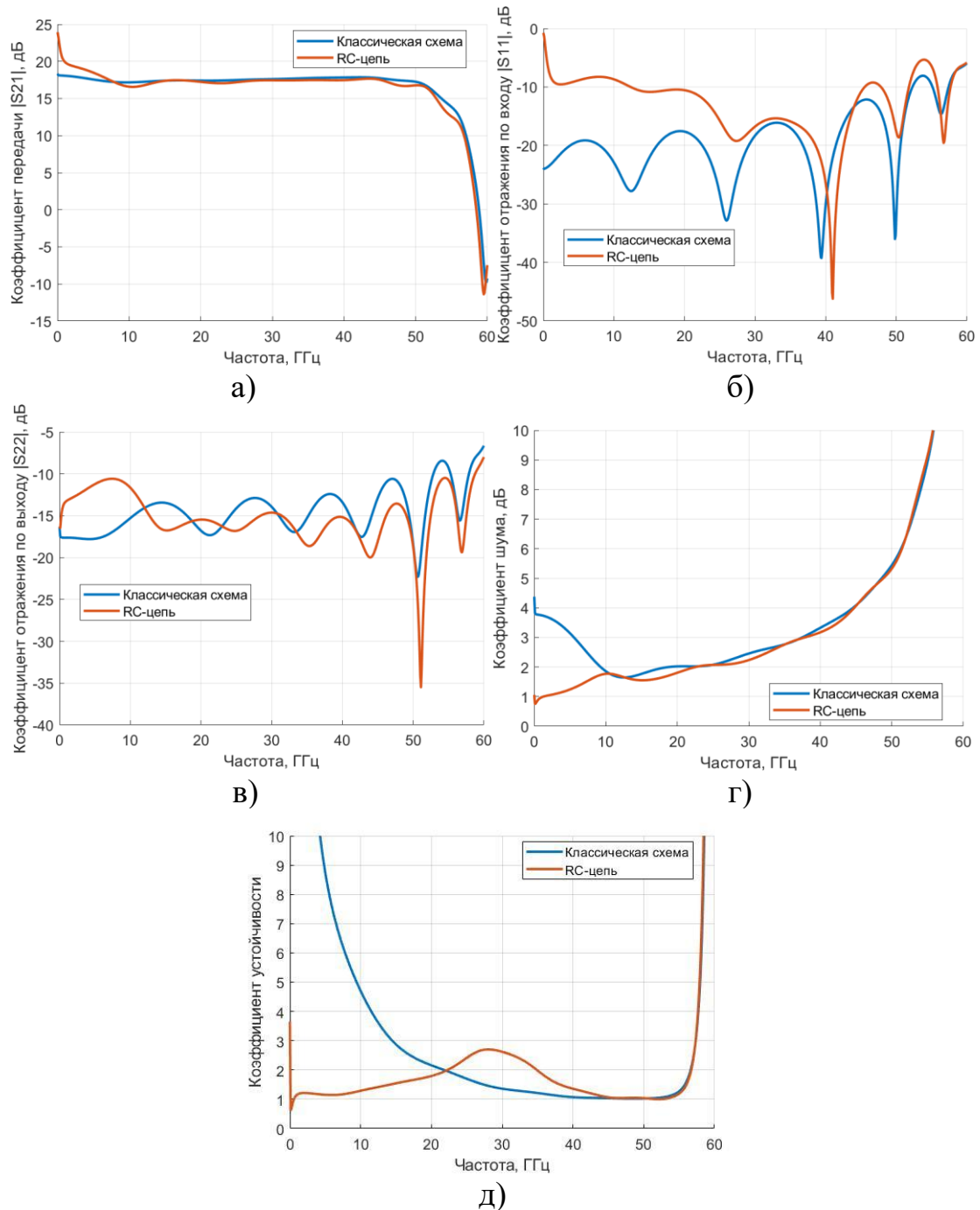


Рисунок 2.16 – Сравнение схем УРУ с классической нагрузкой и УРУ с RC-цепью. Коэффициент усиления (а), коэффициент отражения по входу S_{11} (б), коэффициент отражения по выходу S_{22} (в), коэффициент шума (г), коэффициент устойчивости (д)

Использование RC-цепи в качестве нагрузки входной линии передачи распределённого усилителя, как следует из анализа характеристик, приведённых на рисунке 2.16, действительно позволяет добиться заметного снижения коэффициента шума в низкочастотной области спектра (рисунок 2.16, г), достигающего величин порядка двух-трёх децибел на частотах ниже 3 ГГц. Однако данное решение сопряжено с возникновением нежелательных эффектов, существенно ухудшающих общие рабочие параметры устройства в рабочей полосе частот. На низких частотах RC-цепь формирует в точке подключения высокий уровень импеданса, что приводит к резкому возрастанию коэффициента отражения по входу (рисунок 2.16, б). Это также выражается в резком увеличении коэффициента усиления на низких частотах из-за отраженной мощности, поступающей на затворы транзисторов. Кроме этого, из-за подключения обратной связи, образованной RC-цепью, ухудшается устойчивость схемы (рисунок 2.16, д).

В связи с этим появляется задача разработки цепи согласования на конце входной линии передачи УРУ, которая сочетала бы в себе способность к подавлению избыточных шумов в области низких частот с сохранением режима бегущей волны и устойчивости в полосе рабочих частот до 50 ГГц. На рисунке 2.17 показана модифицированная схема нагрузки УРУ.

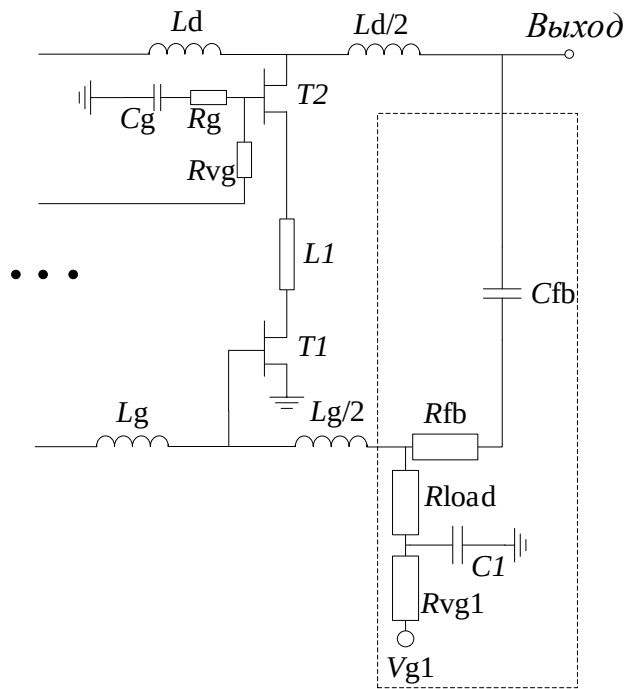


Рисунок 2.17 – Модифицированная нагрузка входной линии передачи распределенного усилителя

Схема, представленная на рисунке 2.17, сочетает в себе классическую RC-цепь, образованную последовательно включёнными резистором и конденсатором и соединяющую окончание входной линии передачи с выходом усилителя, с дополнительной нагрузкой R_{load} , подключаемой параллельно конденсатору C . К резистору R_{load} подсоединяются конденсатор высокого номинала, высокоомный резистор R_{vg1} и источник напряжения смещения. Данное техническое решение занимает промежуточное положение между свойствами классической RC-цепи и режимом полностью согласованной нагрузки. Следует отметить, что схема на рисунке 2.17 приведена в упрощённом виде. Детальное рассмотрение предложенной топологии будет выполнено в главе 3.

На рисунке 2.18 представлено сравнение частотных зависимостей коэффициента шума в низкочастотной области до 10 ГГц для трёх конфигураций УРУ: с согласованной нагрузкой, с классической RC-цепью и с модифицированной RCR-цепью.

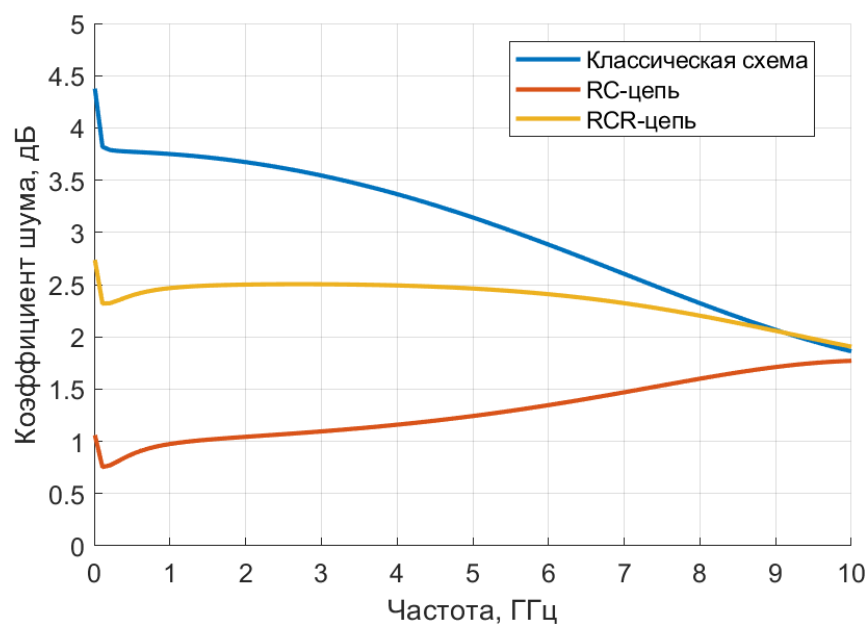


Рисунок 2.18 – Сравнение коэффициента шума УРУ в диапазоне частот до 10 ГГц с согласованной нагрузкой, классической RC-цепью и модифицированной RCR-цепью

Полученные характеристики наглядно демонстрируют, что введение дополнительного параллельно C резистора R_{load} позволяет подавить рост шума на низких частотах. Несмотря на то, что абсолютный минимум коэффициента шума в модифицированной конфигурации несколько уступает показателю классической RC-цепи, данный компромисс является оправданным. Модифицированная цепь позволяет избежать деградации таких важных параметров, как согласование и усиление в рабочей полосе частот, которая неизбежно возникает при использовании простой последовательной RC-структуры. Для оценки поведения схемы в широкой полосе частот на рисунке 2.19, а–д приведён набор характеристик УРУ с новой цепью нагрузки в диапазоне до 50 ГГц.

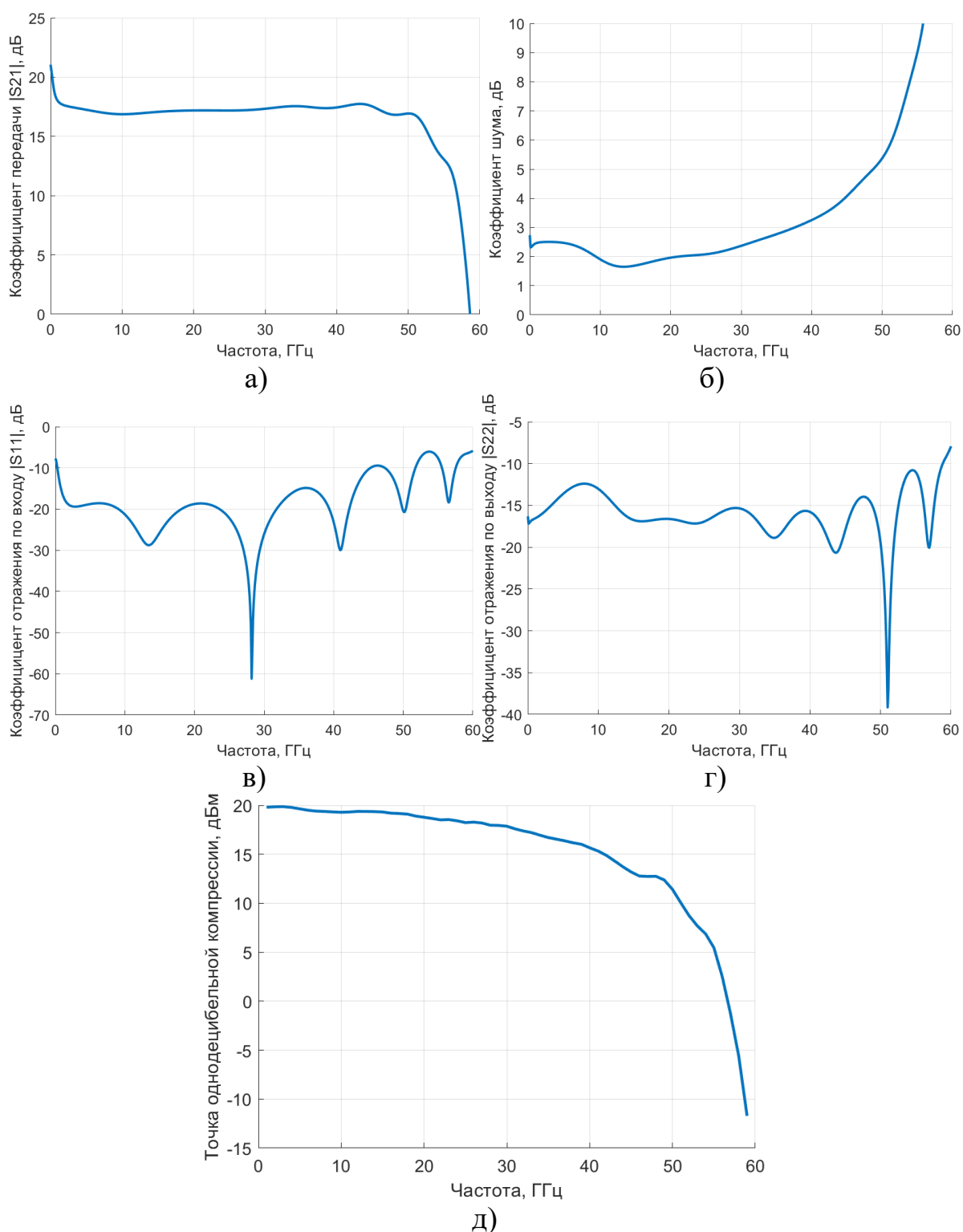


Рисунок 2.19 – Коэффициент усиления (а), коэффициент шума (б), коэффициент отражения по входу S_{11} (в), коэффициент отражения по выходу S_{22} (г), точка однодецибелной компрессии P_{1dB} (д) схемы УРУ с модифицированной нагрузкой

Анализ графиков показывает, что после введения и предварительной настройки модифицированной цепи нагрузки параметры усилителя в рабочей полосе приближаются к значениям, полученным ранее для случая

идеально согласованной нагрузки (рисунок 2.15), при этом негативный подъём коэффициента шума на низких частотах устранён. Тем не менее наблюдаются определённые искажения в верхней части частотного диапазона. В частности, на рисунке 2.19, в видно ухудшение коэффициента отражения по входу S_{11} в интервале от 30 до 50 ГГц. Кроме того, сохраняется незначительная неравномерность коэффициента усиления на частотах ниже 1 ГГц. Дальнейшая оптимизация схемы с целью устранения указанных недостатков и коррекции частотных характеристик будет производиться в главе 3.

2.4 Распределенный усилитель мощности

При разработке усилителей мощности распределенного усиления прибегают к неоднородному согласованию, при котором для каждой отдельной ячейки выбирается оптимальная динамическая характеристика, позволяющая добиться высокой выходной мощности [27], [116–118]. Данный процесс проводится с помощью расчета входных и выходных линий передачи и мощных транзисторов для каждой ячейки отдельно. Причем параметры линий и транзисторов в каждой линии передачи разные для каждой ячейки. Под транзисторами высокой мощности в данной работе понимается использование транзистора с несколькими пальцами (4 и более). При этом возникают следующие две проблемы:

- 1) мощный рНЕМТ-транзистор обычно обладает большой ёмкостью затвор-исток (C_{gs}) из-за большой периферии затвора, что снижает частоту среза входной искусственной линии передачи в распределённом усилителе и ухудшает его широкополосные характеристики;

- 2) мощный рНЕМТ-транзистор обычно обладает высоким коэффициентом усиления в области низких частот, что снижает его устойчивость.

Для решения этих проблем используют параллельную цепь из резистора R и конденсатора C_s , которая подключается к затвору транзистора

для увеличения устойчивости, как показано на рисунке 2.20, а. Эта RC-цепь уменьшает эквивалентное значение входной ёмкости благодаря последовательному соединению её собственной ёмкости с ёмкостью C_{gs} транзистора. Следовательно, она повышает частоту среза входной линии передачи в топологии распределённого усилителя, так как частота среза обратно пропорциональна квадратному корню из входной ёмкости. На рисунке 2.20, б представлен пример схемы УРУ с резисторами и конденсаторами по затвору без использования каскода.

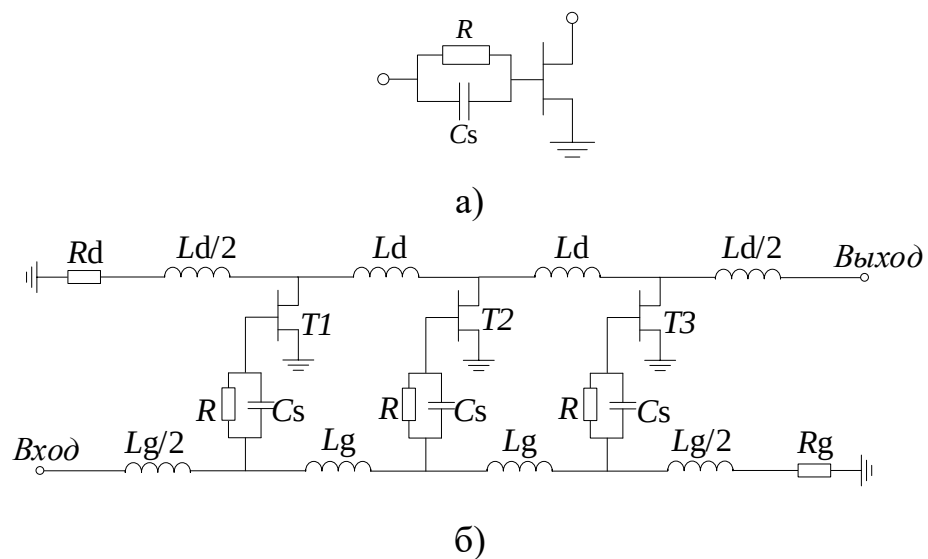


Рисунок 2.20 – Транзистор с параллельной цепью, состоящей из резистора (R) и конденсатора (C_s), которая подключена к затвору для повышения устойчивости транзистора (а), классическая схема УРУ с RC-цепями, подключенными к затворам транзисторов (б)

Данный способ построения УРУ позволяет добиться высокой выходной мощности, однако требует сложной оптимизации для получения фазовой синхронизации входной и выходной линий передачи. Также для каждой ячейки усилителя и всей схемы в целом необходимо контролировать устойчивость усилителя, поскольку использование мощных транзисторов повышает вероятность самовозбуждения. Далее представлена разработка усилителя мощности диапазоном частот 10 МГц – 30 ГГц с выходной мощностью 27 дБм.

Проектирование мощных широкополосных усилителей распределённого усиления (УРУ), работающих в диапазонах до 30 ГГц с

выходной мощностью 27–30 дБм, сопряжено со значительными трудностями, поскольку требует одновременного достижения высоких частотных и мощностных характеристик. Ключевой задачей является оптимизация каждой ячейки усилителя, что подразумевает комбинацию мощных (низкочастотных) и высокочастотных (маломощных) транзисторов для достижения максимальной мощности во всей рабочей полосе частот. Данная оптимизация включает в себя определение оптимального количества ячеек, выбор размеров транзисторов (количество и ширина затвора), расчёт параметров соединительных линий передачи (длины и ширины) и подбор номиналов RC-цепочки на входе транзистора с общим истоком для коррекции АЧХ. Аналитический расчёт такой многопараметрической системы крайне сложен из-за значительного влияния паразитных эффектов на высоких частотах, что делает необходимым применение систем автоматизированного проектирования (САПР) для ускорения процесса разработки и оптимизации схемы.

Первоначальным этапом проектирования усилителя 10 МГц – 30 ГГц является выбор наиболее подходящего типа каскода, описанного в пункте 2.1. Поскольку максимальная частота разрабатываемого усилителя 30 ГГц, а существенная разница между каскодами появляется после 40 ГГц, то можно остановиться на классической схеме (рисунок 2.1) для построения топологии каскода мощного УРУ.

Для расширения полосы пропускания применяется метод последовательной коррекции входной ёмкости транзистора с ОИ путём включения конденсатора C_s (рисунок 20, а). При выборе номинала $C_s = a \cdot C_{gs}$, где a – коэффициент, определяющий соотношение между ёмкостью корректирующего конденсатора C_s и ёмкостью транзистора C_{gs} , эффективная входная ёмкость ячейки снижается до $C'_{gs} = [a/(a+1)] \cdot C_{gs}$. Это преобразование эквивалентно повышению граничной частоты линии стока и снижению коэффициента затухания сигнала в линии затвора. В результате

частота среза линии увеличивается, что приводит к расширению полосы пропускания в $B'/B=1+1/a$ раз. Однако данный метод представляет собой фундаментальный компромисс: эффективная крутизна транзистора снижается до $g_m'=[a/(a+1)] \cdot g_m$, что пропорционально уменьшает коэффициент усиления, оставляя неизменным произведение усиления на полосу. Для компенсации этого снижения требуются дополнительные меры, такие как увеличение количества ячеек или масштабирование геометрии транзисторов.

На рисунке 2.21 представлена одна из ячеек схемы УРУ с RC-цепями, подключенными к затворам транзисторов для демонстрации влияния цепи коррекции. Всего в схеме использовались пять ячеек, состоящих из транзисторов с 4 пальцами длиной 75 мкм.

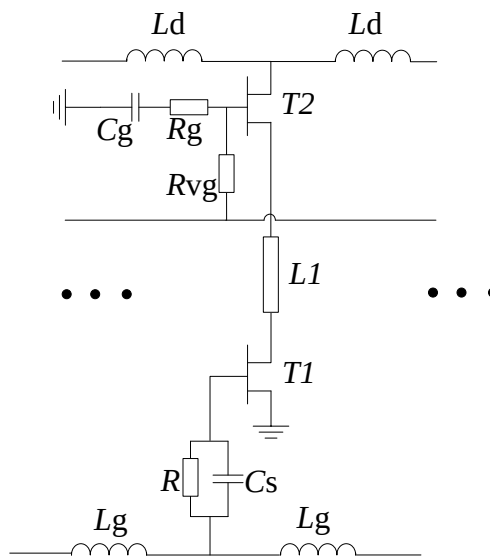


Рисунок 2.21 – Ячейка усилителя распределенного усиления для примера влияния RC цепи на частотные характеристики

Для моделирования применялись библиотечные компоненты технологии 0,15 мкм GaAs pHEMT, а также идеальные компоненты – разделительные конденсаторы по входу и выходу схемы, конденсаторы, подключенные к нагрузкам входных и выходных линий, втулка питания на выходе схемы. Ранее было сказано, что при разработке подобных схем используются неоднородные структуры. Однако в данном примере все

транзисторы и линии передачи идентичны, поскольку необходимо показать влияние только RC-цепей. Напряжения питания 8 В, смещение $-0,5$ В, питание транзисторов с общим затвором 1,5 В. Резистор R в цепи коррекции равен 1 кОм, он необходим для подключения питания смещения к транзистору от входной линии, а также для увеличения устойчивости усилителя. Далее представлены графики (рисунок 2.22) изменения коэффициента усиления при различных номиналах конденсатора C_s (1 пФ, 0,5 пФ, 0,3 пФ, 0,1 пФ).

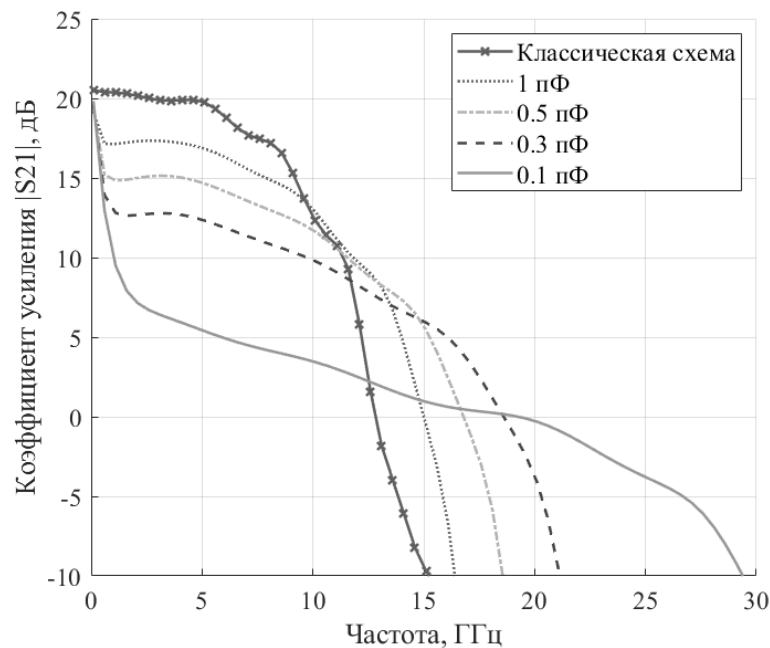


Рисунок 2.22 – Сравнение классической схемы УРУ и схемы с корректирующей цепью при разных номиналах C_s

Моделирование наглядно демонстрирует существенное расширение полосы пропускания при введении последовательной ёмкости C_s и соответствующее ей ожидаемое снижение коэффициента усиления S_{21} , что подтверждает описанный теоретический компромисс и необходимость оптимизации всей структуры усилителя.

После выбора подходящего типа каскода рассчитывается оптимальное количество ячеек УРУ по методике, описанной в подпункте 2.2.2 с учетом влияния конденсатора C_s , однако данная методика работает только для однородной схемы УРУ. В данном случае после определения оптимального количества ячеек и параметров линий передачи необходимо проводить

расчет и настройку каждого каскода в отдельности. Аналитически расчет проводится с помощью нахождения импедансов входа и выхода каждого каскода для получения максимальной выходной мощности. Данный метод упоминается в подпункте 1.4.3 [73]. В данной работе нахождение оптимальной нагрузки для получения максимальной выходной мощности проводилось с помощью САПР. Разработка топологии распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц показана в разделе 3.

2.5 Усилитель ограниченного диапазона частот

При разработке функциональных узлов для КИА возникает необходимость в сегментации частотных диапазонов на различные поддиапазоны. Это необходимо для фильтрации, подавления нежелательных гармоник или из-за отсутствия компонентной базы, позволяющей перекрыть всю требуемую полосу частот. В СВЧ-каналах, образованных в результате деления диапазона, также зачастую возникает необходимость использовать широкополосные усилители (две и более октавы). В связи с этим появляется задача разработки широкополосных УРУ, работающих в определённых частотных диапазонах. В данной главе описаны схемы УРУ с диапазоном частот 3–50 ГГц и 10–67 ГГц. Упрощенная схема усилителя диапазона 3–50 ГГц показана на рисунке 2.23.

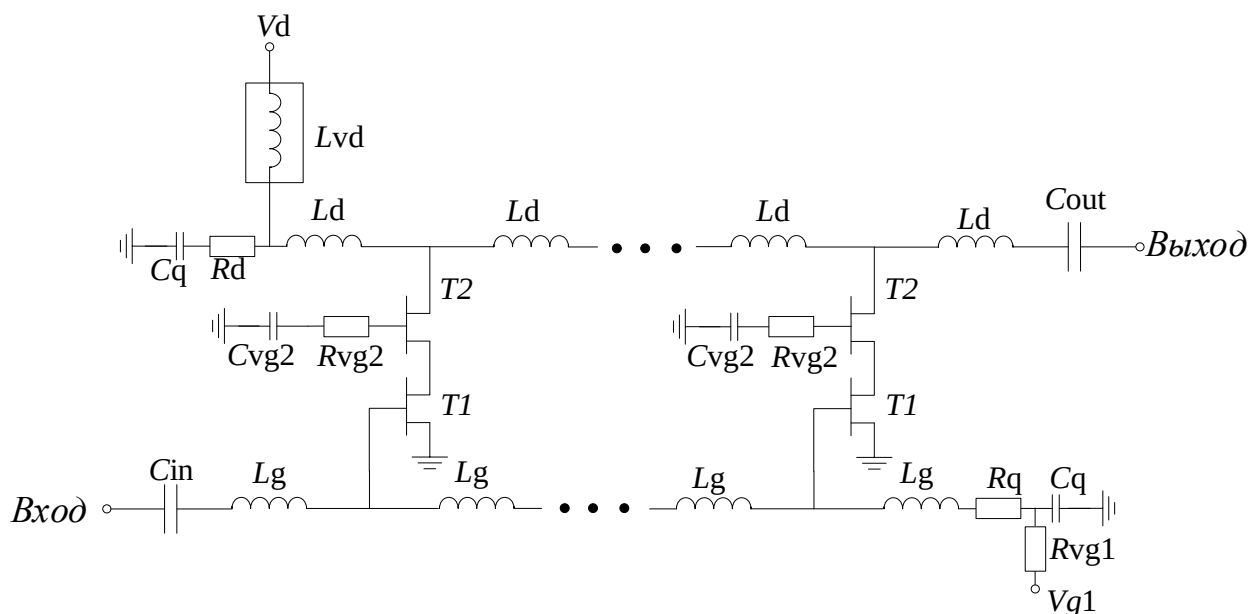


Рисунок 2.23 – Пример схемы диапазонного УРУ

Преимуществом схемы, показанной на рисунке 2.23, является наличие внутренних разделительных конденсаторов (C_{in} и C_{out}), в связи с чем нет необходимости использовать внешние чип-компоненты разделительных конденсаторов по входу и выходу схемы. Также данная схема содержит внутреннюю цепь питания L_{vd} , из-за чего пропадает необходимость подключать внешнюю широкополосную индуктивность на выход микросхемы.

Разработка диапазонного УРУ не отличается от разработки усилителей, описанных ранее, за исключением дополнительного расчета разделительных конденсаторов и цепи питания L_{vd} в зависимости от необходимой полосы рабочих частот. Затруднениями, возникающими при разработке диапазонных, но при этом широкополосных УРУ, является создание сверхширокополосной цепи питания, состоящей из индуктивности и различных RC-цепей.

Разработка усилителя диапазона 3–50 ГГц базируется на основе малошумящего усилителя диапазона 10 МГц – 50 ГГц, описанного в подпункте 2.3. После расчета разделительных конденсаторов C_{in} и C_{out} была синтезирована внутренняя цепь питания L_{vd} . Первая ячейка УРУ со схемой питания представлена на рисунке 2.24.

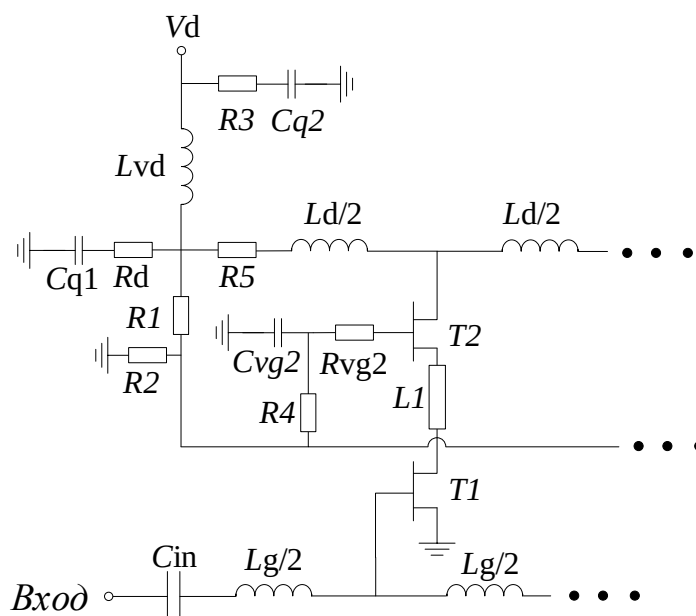


Рисунок 2.24 – Пример первой ячейки и схемы питания диапазонного УРУ

На схеме рисунка 2.24 $R1$ и $R2$ – это высокоомные (1 кОм и больше) резисторы, образующие делитель напряжения от основного источника питания V_d для питания транзисторов (V_{g2}) с общим затвором. $R4$ – высокоомный резистор по питанию V_{g2} . $R3$ и $R5$ – это низкоомные (5–10 Ом) резисторы для демпфирования резонансного контура, образованного катушкой индуктивности L_{vd} и фильтрующими конденсаторами C_{q1} и C_{q2} . Данные резисторы необходимы для сглаживания возможных резонансов, снижения добротности катушки и, как следствие, увеличения полосы рабочих частот схемы. L_{vd} – это основной компонент, накладывающий ограничения на создание сверхширокополосной схемы из-за того, что синтезировать сверхширокополосную индуктивность в микрополосковом виде затруднительная задача. В главе 3 будут более подробно рассмотрены особенности схемы питания диапазонного УРУ 3–50 ГГц в топологическом виде и будут показаны характеристики топологии данного УРУ. Далее рассмотрена разработка усилителя диапазона 10–67 ГГц.

Как было упомянуто в подпункте 1.1, современные КИА работают на частотах до 67 ГГц. В связи с этим зачастую встает необходимость разработки диапазонных усилителей, работающих до 67 ГГц, при этом с

минимально возможной начальной рабочей частотой. Кроме того, из-за высоких потерь в блоках функциональных узлов в диапазоне 40–67 ГГц, необходимо обеспечить высокий уровень коэффициента усиления (15 дБ и выше) и низкий коэффициент отражения по входу S_{11} . Также в некоторых приложениях есть необходимость в малошумящих диапазонных УРУ в диапазоне частот до 67 ГГц. Обеспечение высокого коэффициента усиления в частотном диапазоне 40–67 ГГц является весьма трудной задачей. Наиболее подходящим решением является каскадирование УРУ – подключение двух УРУ последовательно. При таком подключении коэффициенты усиления микросхем складываются, однако возникают трудности в разработке схемы питания и достижении равномерного усиления.

На рисунке 2.25 показана упрощенная схема усилителя диапазона частот 10–67 ГГц.

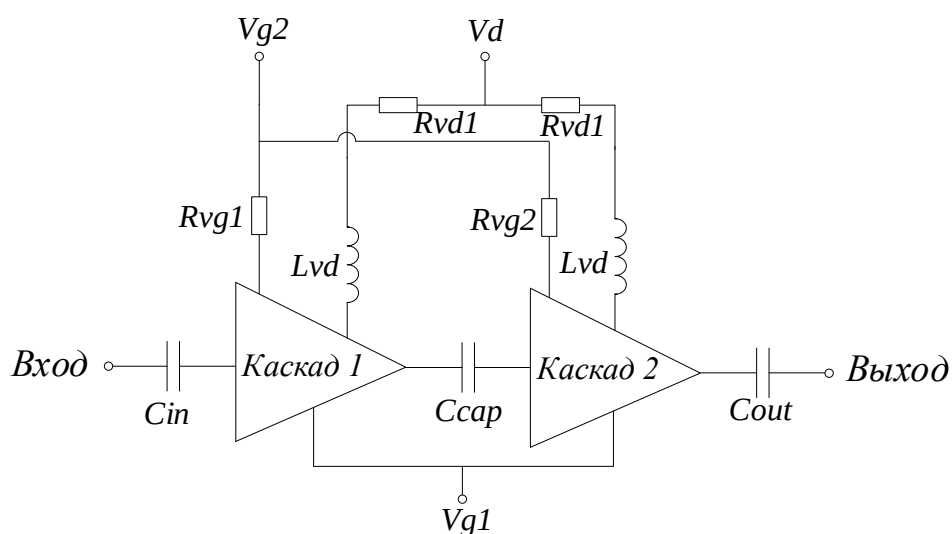


Рисунок 2.25 – Схема усилителя диапазона частот 10–67 ГГц

На рисунке 2.25 каскад 1 и каскад 2 – это усилители распределенного усиления диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц, представленные в подразделе 2.2. Каскад 1 оптимизирован для получения минимального коэффициента шума, каскад 2 – для получения максимальной мощности. C_{cap} – разделительный конденсатор между УРУ. C_{in} , C_{out} – разделительные конденсаторы по входу и выходу. R_{vg1} и R_{vg2} – высокоомные резисторы,

образующие делитель напряжения для подключения питания V_{g2} . R_{vd1} и R_{vd2} – резисторы, образующие делитель напряжения для подключения питания V_d . L_{vd} – это катушки индуктивностей для подключения основного источника питания.

Одной из важных задач, является топологическая реализация катушек индуктивностей L_{vd} и подключение источников питания V_{g1} и V_{g2} к каждому из каскадов. Это связано с узкой полосой рабочих частот индуктивностей в микрополосковом исполнении и возможности появления резонансов из-за широкой полосы рабочих частот усилителя. В связи с этим появляется необходимость введения демпфирующих цепей для их подавления. Кроме этого, каскад 2 нагружен на несогласованный каскад 1, в связи с этим резко ухудшаются характеристики каскада 2, что в свою очередь, также требует настройки и оптимизации. Данные вопросы будут рассмотрены в разделе 3 при разработке топологии усилителя.

2.6 Выводы

1. Анализ топологических реализаций схем каскода позволил выявить наиболее подходящие для разработки решения, на основе которых могут быть синтезированы сверхширокополосные УРУ, распределенные усилители мощности и малошумящие УРУ с требуемыми для применения в КИА параметрами.

2. На основе предложенной методики расчета УРУ, включающей расчет линий передачи как эквивалентных искусственных линий, расчет фазовой синхронизации и Т-образного фильтра, была разработана схема сверхширокополосного УРУ с рабочим диапазоном частот 10 МГц – 67 ГГц.

3. Добавление резистора R в классическую RC-цепь вместо согласованного резистора на конце входной линии передачи УРУ позволило получить оптимальный уровень коэффициента шума во всей полосе частот и реализовать схему МШУ УРУ диапазоном частот 10 МГц – 50 ГГц с

коэффициентом шума ниже 5 дБ в полосе частот 50 МГц – 50 ГГц.

4. Разработана схема диапазонного УРУ на основе двух УРУ диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц, включенных в каскадную структуру и позволяющая реализовать усилитель диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц с высоким коэффициентом усиления (более 15 дБ) на частотах 40–67 ГГц.

5. Предложена широкополосная схема цепи питания и на ее основе разработана схема УРУ диапазона частот 3 ГГц – 50 ГГц.

6. Исследовано влияние номиналов RC-цепи, подключаемой к входу транзисторов с общим истоком в схеме УРУ, на коэффициент усиления и выходную мощность. Используя данную схему и принцип неоднородного согласования ячеек, реализована схема усилителя мощности распределённого усиления диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТОПОЛОГИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В данном разделе представлены разработка, исследование и моделирование топологий УРУ. Представлена реализация различных схемотехнических решений, описанных в разделе 2, в топологическом виде.

Также представлены характеристики и сравнение моделей топологий УРУ с экспериментальными образцами. Проведен анализ полученных результатов и описаны особенности полученных топологий МИС [25].

3.1 Электродинамическое моделирование топологии распределенного усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц

На основе схемы УРУ диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц, выполненной на компонентах библиотеки GaAs 0,1 pHEMT (см. рисунок 2.12), была построена топология усилителя. На рисунке 3.1 показана одна ячейка разработанной топологии.

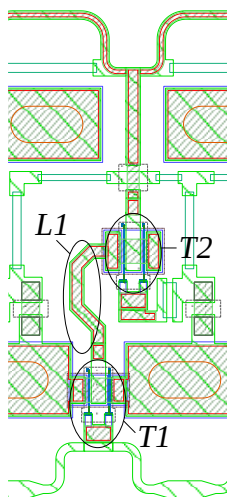


Рисунок 3.1 – Ячейка топологии МИС УРУ диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц

Для построения данной топологии был выбран тип каскода 1 (рисунок 2.2). RC-цепь, подключаемая к затвору транзистора T2, заземляется через

переходное отверстие транзистора T1, что позволяет реализовать линию передачи L1 наименьшей длины для достижения максимальной полосы рабочих частот. Также для построения топологии входной линии передачи использовалась только одна металлизация, что позволяет снизить толщину линии и, как следствие, снизить паразитные емкости линии передачи. Это приводит к увеличению максимальной частоты работы и улучшению согласования по входу.

В подпункте 2.2.6 упоминалось, что в схеме на рисунке 2.12 были подключены конденсаторы номиналом 0,01 пФ для снижения коэффициентов отражения S_{11} и S_{22} по входу и выходу схемы. Реализовать конденсатор емкостью 0,01 пФ проблематично по причине увеличения погрешности номинала. Поэтому в топологии данные конденсаторы были реализованы как емкостные «лепестки», что позволяет уменьшить потери от паразитных эффектов, неизбежных при исполнении на кристалле сосредоточенных элементов. Данные топологические конденсаторы выделены пунктиром на рисунке 3.2. На этом рисунке также выделена линия передачи L2. Данная линия передачи введена как индуктивность, которая вместе с выходной емкостью транзистора создает резонансный контур, позволяющий увеличить коэффициент усиления с ростом частоты, что весьма полезно в трактах блоков в КИА. Минусом данного решения является уменьшение устойчивости усилителя, в связи с чем были подключены резисторы обратной связи, обозначенные на рисунке как R. На рисунке 3.3 представлена полная топология усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц.

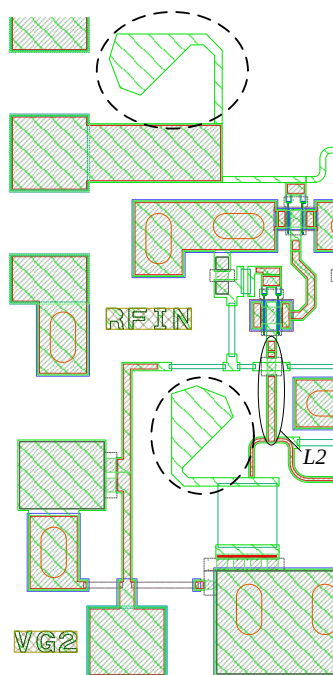


Рисунок 3.2 – Топологические конденсаторы для подстройки коэффициентов отражения по входу и выходу

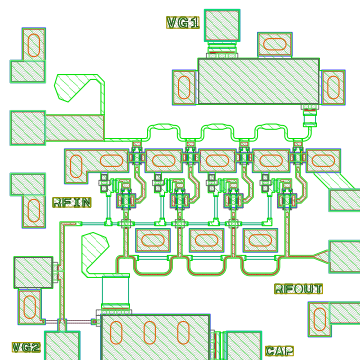


Рисунок 3.3 – Топология УРУ диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц

Размеры полученной МИС 1×1 мм. В следующем подпункте представлено сравнение расчетных параметров и измерений готового образца.

3.2 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц

На рисунке 3.4 показаны характеристики полученного усилителя. Представлены расчетные параметры и результаты измерения образца. Характеристики получены при питании $V_d = 4$ В, $V_{g1} = -0,3$ В. Питание на транзистор с общим затвором V_{g2} подключается через автосмещение от

основного источника питания и составляет 1,4 В. Потребляемый ток при данном режиме составляет 60 мА. S-параметры измерялись до 67 ГГц, а точка однодецибельной компрессии P_{1dB} и коэффициент шума до 50 ГГц.

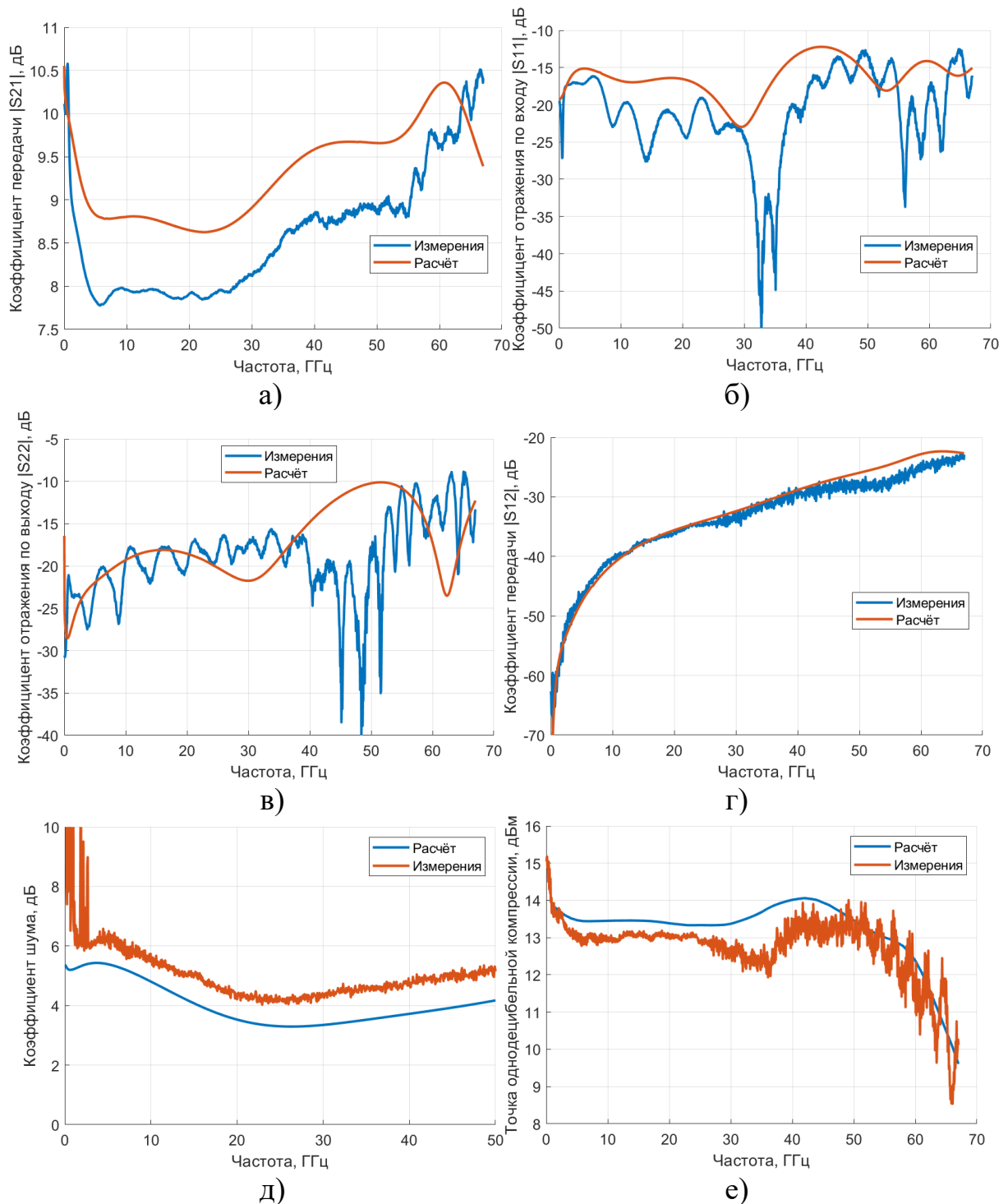


Рисунок 3.4 – Сравнение характеристик модели и измеренного образца усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц. Коэффициент усиления (а), коэффициент отражения по входу S_{11} (б), коэффициент отражения по выходу S_{22} (в), развязка S_{12} (г), коэффициент шума (д), точка однодецибельной компрессии (е)

Измеренные коэффициенты усиления и шума хуже расчета в среднем на 1 дБ. Коэффициенты отражения по входу и выходу в среднем совпадают с расчетом. Исследовано влияние различных режимов работы на характеристики усилителя. На рисунке 3.5 показаны характеристики коэффициента усиления при разных напряжениях смещения ($V_g = -0,1; -0,2; -0,3; -0,4$ В) и питающих напряжениях ($V_d = 4, 5, 6$ В).

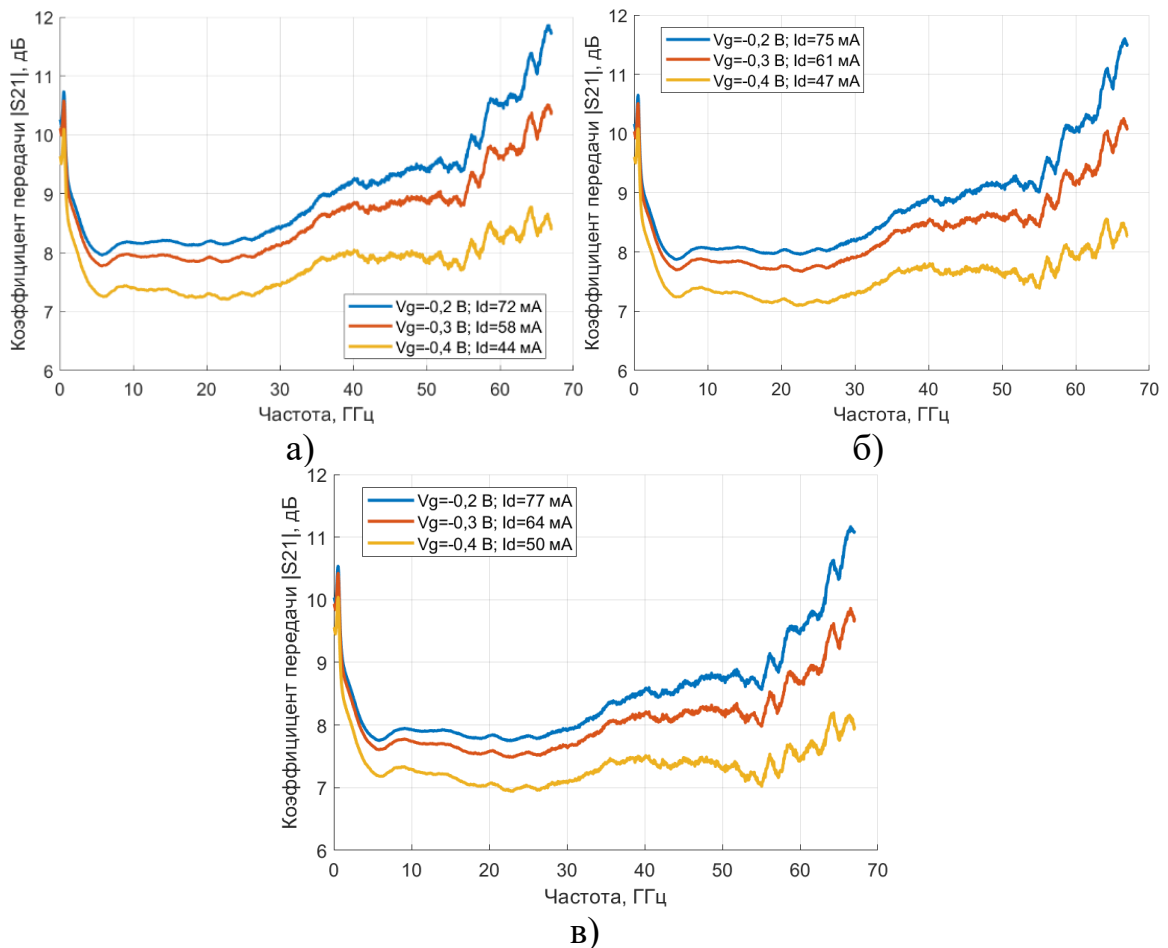


Рисунок 3.5 – Характеристики усилителя частот диапазоном 10 МГц – 67 ГГц при разных напряжениях питания и смещения. $V_d = 3$ В (а), $V_d = 5$ В (б), $V_d = 7$ В (в)

На рисунке 3.6 показаны характеристики точки однодецибелной компрессии $PI_{дв}$ при разных напряжениях питания $V_d = 5, 6, 7$ и 8 В, и напряжении смещения $V_{g1} = -0,17$ В.

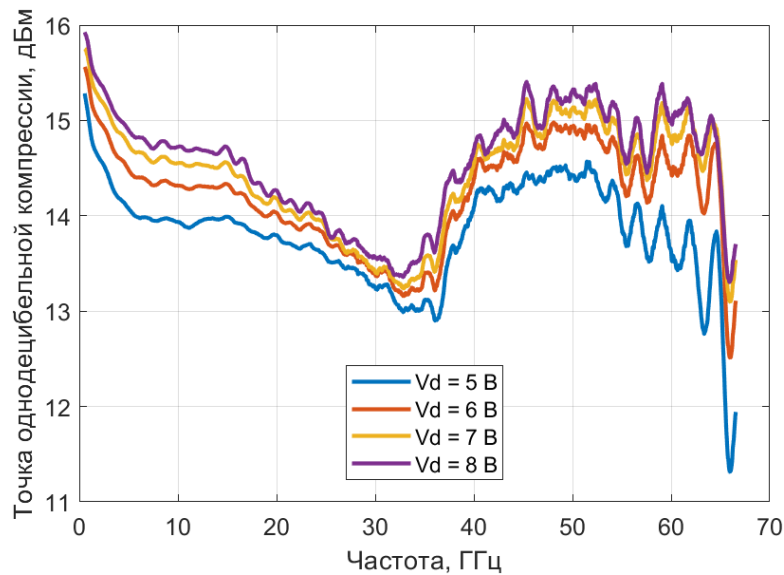


Рисунок 3.6 – Точка однодецибельной компрессии усилителя частот диапазоном 10 МГц – 67 ГГц при разных напряжениях питания $V_d = 5$ В, $V_d = 6$ В, $V_d = 7$ В, $V_d = 8$ В

Кроме коэффициентов усиления и выходной мощности также были измерены коэффициенты отражения по входу и выходу усилителя при различных режимах. На основе полученных данных был найден наиболее оптимальный режим для получения оптимального коэффициента усиления и выходной мощности во всей полосе частот, это $V_d = 4$ В, $I_{dd} = 60$ мА, $V_{g1} = -0,3$ В.

Полученный усилитель обладает широкой полосой рабочих частот 10 МГц – 67 ГГц при малом потреблении по току (60 мА), небольших размерах (1×1 мм), с двумя источниками питания (V_d и V_{g1}) и с возможностью регулировки усиления изменением питания V_{g2} . Данный усилитель может быть использован в СВЧ-блоках КИА в качестве буферного усилителя или усилителя мощности для гетеродина смесителей частот.

3.3 Электродинамическое моделирование топологий маломощных распределенных усилителей диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц

Топологическая реализация спроектированной в пункте 2.3 RCR-цепи,

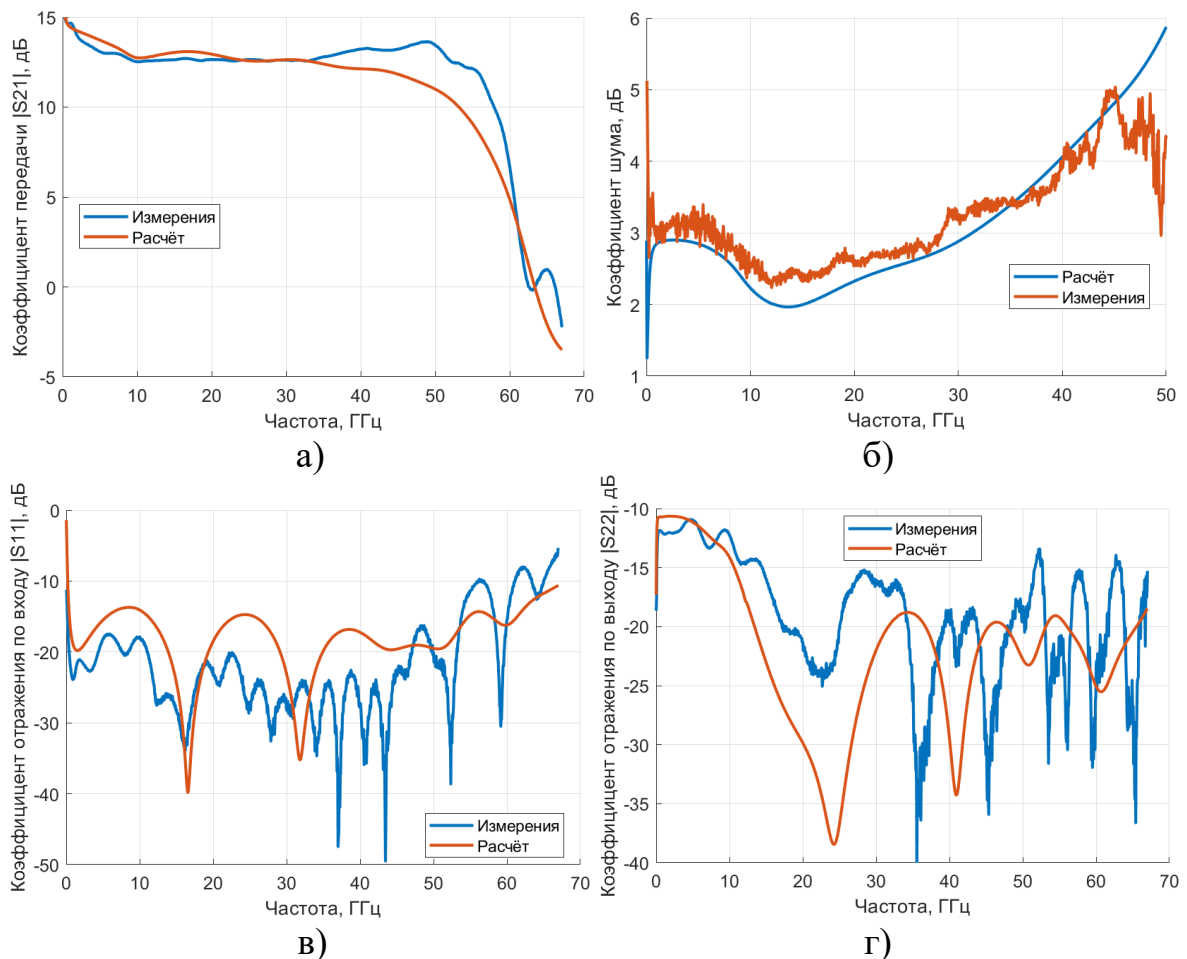
The diagram illustrates a hydraulic system layout. At the top, a reservoir is labeled "RESOUT". A main line leads down to a pump assembly. A branch line with a valve and a red arrow connects to a component labeled "R". The main line continues to a component labeled "C", which is connected to another component labeled "R". Below this, a line leads to a component labeled "VG1", which is part of a "Демпфирующая цепь" (Damping chain). The diagram uses green lines for piping and blue hatching for components.

На рисунке 3.8 представлена полная топология малошумящего усилителя 10 МГц – 50 ГГц [97].

Размеры полученной МИС $1,6 \times 1,2$ мм. В следующем подпункте представлено сравнение расчетных параметров и измерений изготовленного образца.

3.4 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС малошумящего УРУ диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц

На рисунке 3.9 изображены характеристики полученного малошумящего усилителя. Представлены расчетные параметры топологии и измеренного образца. Характеристики приведены для питания $V_d = 5$ В, $V_{g1} = -0,56$ В. Питание на транзистор с общим затвором V_{g2} подключается через автосмещение от основного источника питания и составляет 1,6 В. Потребляемый ток при данном режиме составляет 70 мА. S-параметры приведены до 67 ГГц. Точка однодецибелной компрессии PI_{dB} и коэффициент шума измерены в частотном диапазоне до 50 ГГц.



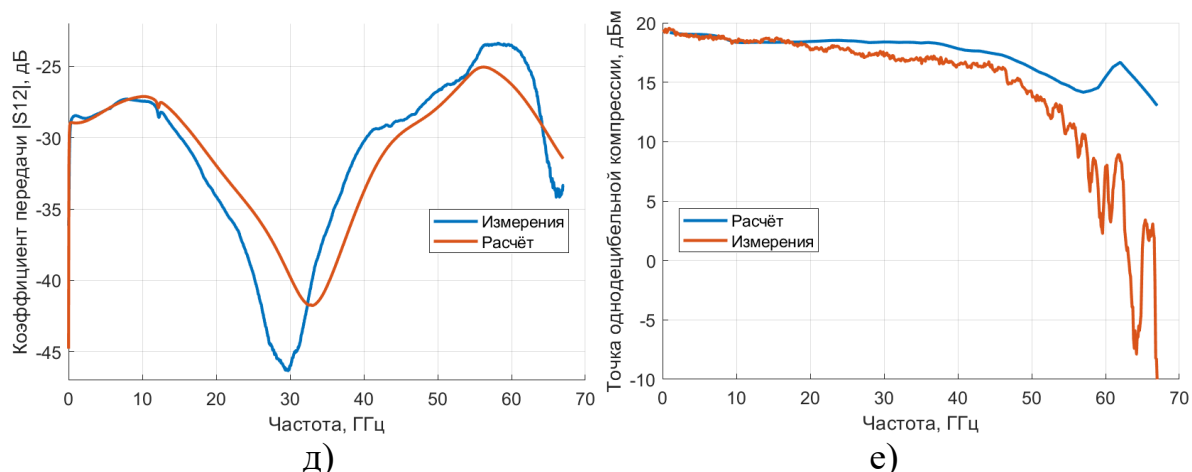


Рисунок 3.9 – Сравнение характеристик модели и измеренного образца МШУ УРУ диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц. Коэффициент усиления (а), коэффициент шума (б), коэффициент отражения по входу S_{11} (в), коэффициент отражения по выходу S_{22} (г), развязка S_{12} (д), точка однодецибельной компрессии (е)

Далее было проведено исследование влияния различных режимов работы на коэффициент усиления усилителя и коэффициент шума. На рисунке 3.10 представлены характеристики коэффициента усиления и коэффициента шума при различных напряжениях смещения. Напряжение питания $V_d = 5$ В.

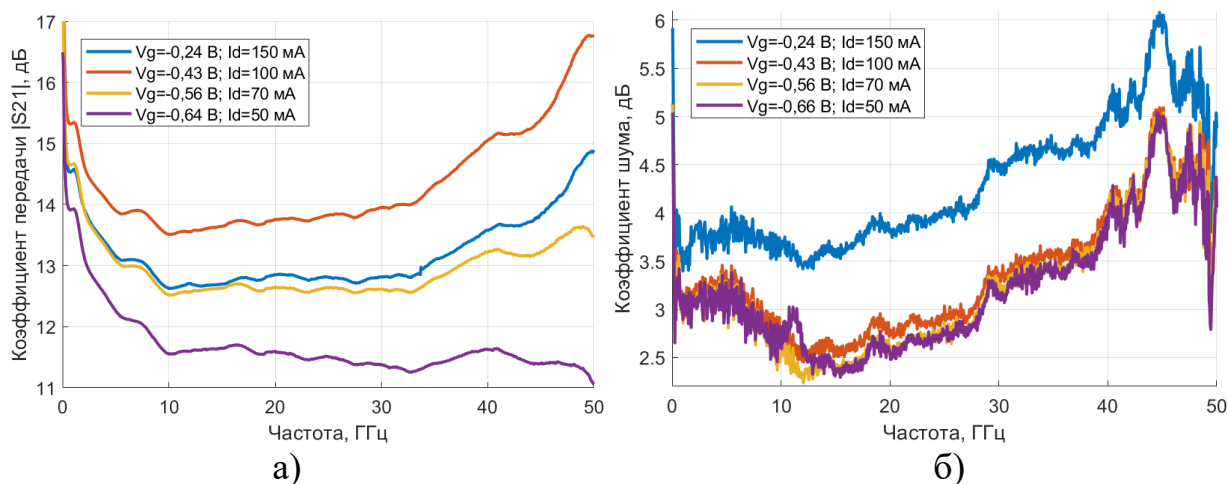


Рисунок 3.10 – Характеристики МШУ УРУ при различных режимах работы. Коэффициент усиления (а), коэффициент шума (б)

По полученным характеристикам был выбран оптимальный режим для минимального коэффициента шума, максимального коэффициента усиления: $V_d = 4$ В; $I_{dd} = 70$ мА; $V_g = -0,4$ В.

Характеристики, полученные в ходе измерений готовых образцов,

подтверждают результат, полученный в ходе моделирования: использование RCR-цепи со схемой демпфирования, вместо классической согласованной нагрузки или RC-цепи, позволяет добиться низкого коэффициента шума (ниже 5 дБ) в диапазоне частот от 50 МГц до 50 ГГц.

Далее рассмотрим реализацию топологии распределенных усилителей мощности на диапазон частот 10 МГц – 30 ГГц и 10 МГц – 50 ГГц.

3.5 Электродинамическое моделирование топологий распределенных усилителей мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц и 10 МГц – 50 ГГц

В данном подпункте описана разработка и исследование полученных образцов топологий распределенных усилителей мощности диапазона 10 МГц – 30 ГГц и 10 МГц – 50 ГГц. Показаны описание и особенности топологий, сравнение модели и измерений готовых образцов.

После предварительного определения параметров схемы, описанного в подразделе 2.4, была проведена многопараметрическая оптимизация топологии усилителя диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц с выходной мощностью 27 дБм. Целью оптимизации являлось достижение максимально возможной выходной мощности во всём рабочем диапазоне частот при сохранении требуемых значений остальных параметров. Оптимизации подлежали параметры следующих компонент: входные и выходные линии передачи между каждой ячейкой усилителя, линии передачи, соединяющие транзисторы по схеме с общим затвором и общей базой, нагрузки на концах линий передачи, ширины затворов транзисторов, номиналы конденсаторов и резисторов, включённых последовательно с затвором транзистора с общим затвором, а также параметры RC-цепи коррекции. Для каждой ячейки усилителя были получены собственные параметры используемых линий передачи, номиналы RC-цепи по затвору транзистора с общим затвором и ширины затворов транзисторов. Количество пальцев транзисторов не

оптимизировалось, так как было определено на первом этапе проектирования схемы и оставалось неизменным в процессе дальнейшего синтеза. Напряжение питания V_d подаётся на схему через внешнюю втулку питания на её выходе, напряжение смещения V_{g1} – через высокоомный резистор, подключённый после нагрузочного резистора входной линии передачи, а напряжение на затворы транзисторов с общим затвором V_{g2} формируется с помощью резистивного делителя напряжения от основного источника питания. На рисунке 3.11 представлена топология усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц.

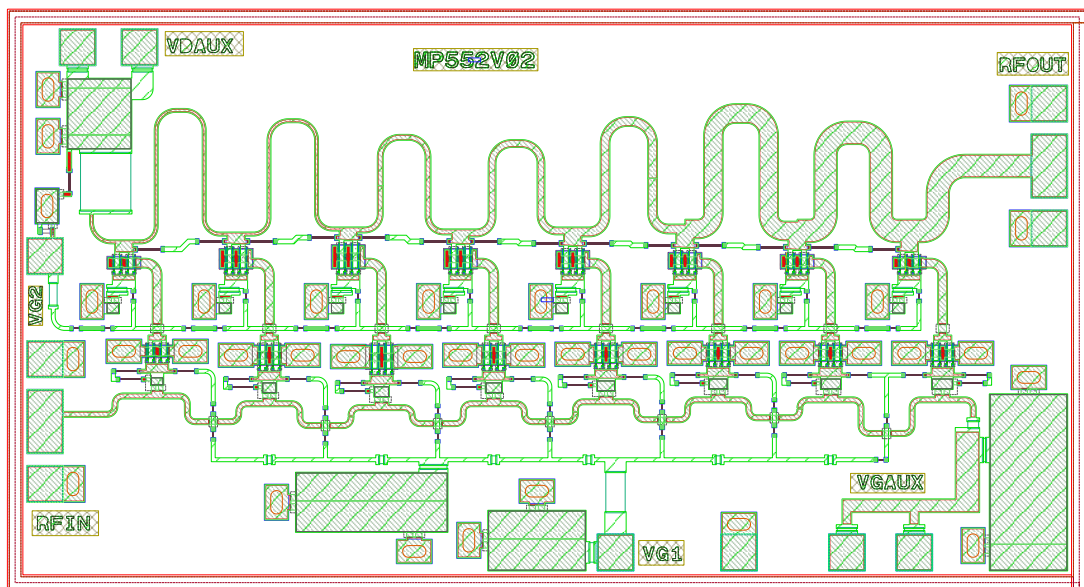


Рисунок 3.11 – Топология МИС распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц

Ширины затворов транзистора начиная с первой ячейки: 30 мкм, 50 мкм, 60 мкм, 50 мкм, 45 мкм, 40 мкм, 40 мкм, 40 мкм. Номиналы конденсатора C_s – 0,24 пФ, 0,36 пФ, 0,38 пФ, 0,42 пФ, 0,46 пФ, 0,48 пФ, 0,52 пФ, 0,55 пФ. Стандартный режим работы: напряжение питания $V_d = 10$ В, напряжение смещения $V_g = -0,6$ В, ток потребления $I_d = 250$ мА. Размеры полученной МИС 2,3×1,2 мм.

На рисунке 3.12 представлена топология усилителя мощности диапазона 10 МГц – 50 ГГц. В топологии данного усилителя не было подключения RC-цепи к затвору транзистора, как в предыдущей топологии, поскольку падение

коэффициента усиления в таком случае превышает допустимый максимум. Зависимость коэффициента усиления от выходной мощности описана в подразделе 2.4. В связи с этим была выбрана классическая схема с однородным согласованием. Поскольку частота данной топологии выше 40 ГГц и тип каскода влияет на параметры, выбран тип ячейки 3 (рисунок 2.3, а), поскольку эта схема каскода обладает более высокой выходной мощностью, чем остальные. В ходе проведения расчетов было установлено, что для получения требуемых параметров усилителя достаточно 9 ячеек каскодов с шириной затвора транзисторов 30 мкм. Режим работы микросхемы: напряжение питания $V_d = 7$ В, смещение $V_{g1} = -0,85$ В, V_{g2} подключается через делитель напряжения на нагрузке выходной линии передачи. Размеры полученной МИС $2,3 \times 1,2$ мм.

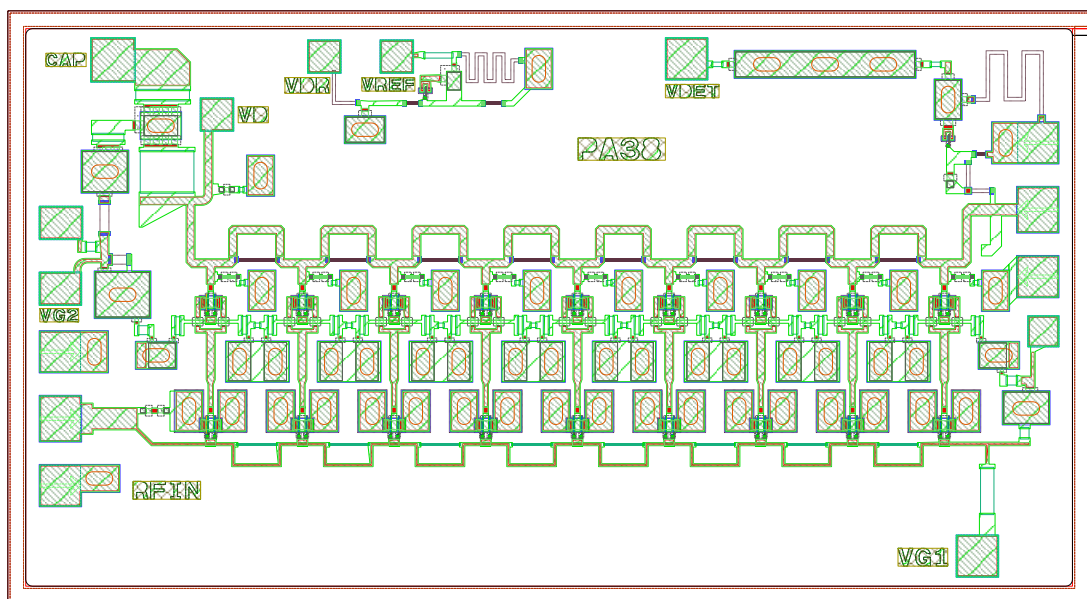


Рисунок 3.12 – Топология МИС распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц

В данной топологии к выходу усилителя подключен детектор мощности. Схема и топология детектора представлены на рисунке 3.13 а и б, соответственно.

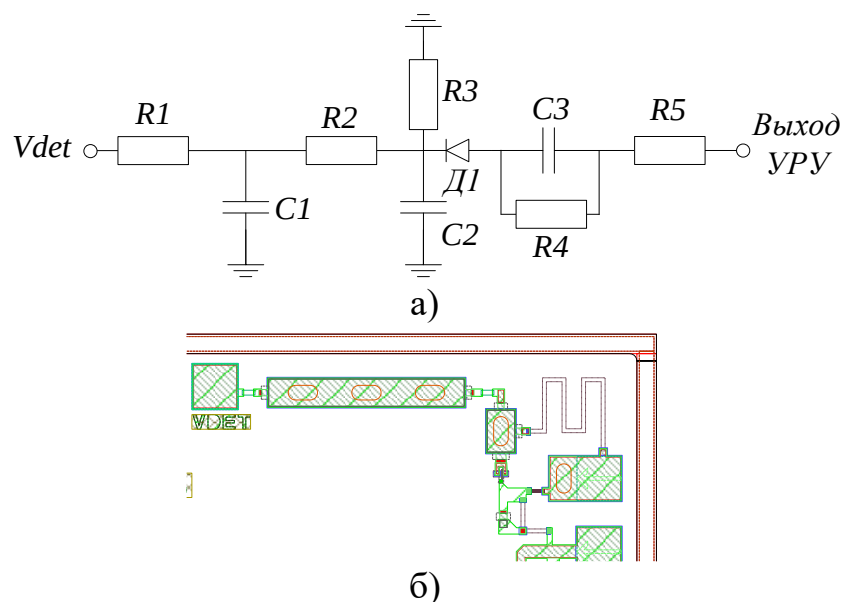


Рисунок 3.13 – Схема (а) и топология (б) детектора мощности усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц

В следующем подразделе представлено сравнение расчетных параметров и измерений изготовленного образца усилителя мощности диапазоном частот 10 МГц – 30 ГГц.

3.6 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя мощности 10 МГц – 30 ГГц

На рисунке 3.14 представлены расчетные и измеренные характеристики МИС усилителя мощности диапазона 10 МГц – 30 ГГц: S-параметры, точка одностенной компрессии PI_{dB} , мощность насыщения P_{sat} , коэффициент устойчивости.

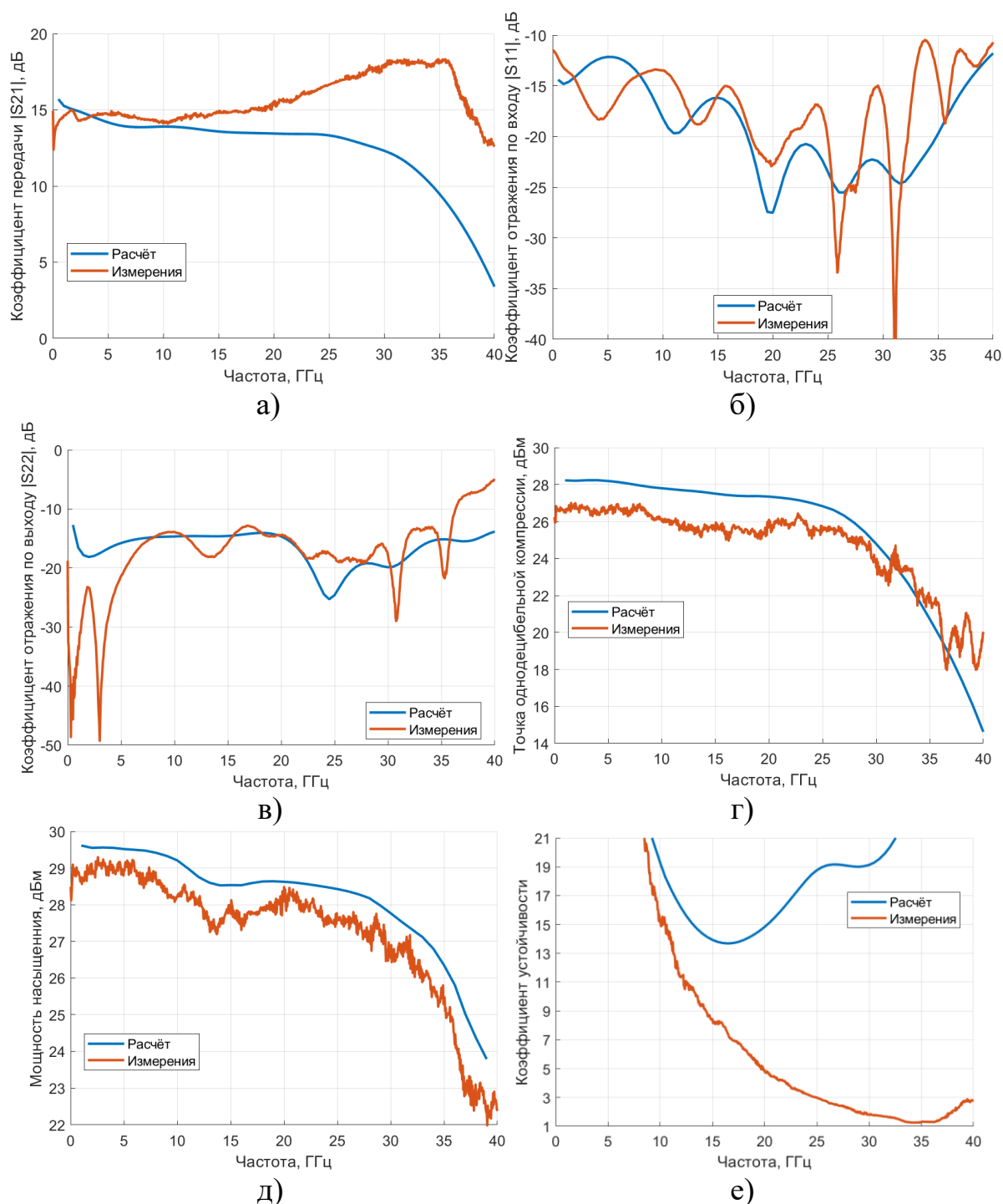


Рисунок 3.14 – Сравнение характеристик модели и измеренного образца распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц. Коэффициент усиления (а), коэффициент отражения по входу S_{11} (б), коэффициент отражения по выходу S_{22} (в), точка однодецибельной компрессии $P_{1\text{дБ}}$ (г), мощность насыщения P_{sat} (д), коэффициент устойчивости (е)

Сравнение результатов моделирования и измерений широкополосных усилителей мощности выявило существенное расхождение, главным образом, в области устойчивости (рисунок 3.14, е). Это связано с фундаментальными

сложностями проектирования: 1) неточность моделей и погрешности расчета; 2) с ростом частоты и мощности влияние паразитных элементов (емкостей, индуктивностей выводов) становится доминирующим; 3) существующие компоненты библиотек не всегда адекватно описывают поведение мощных транзисторов в реальных условиях; 4) электродинамическое моделирование пассивных компонентов (линий передачи, переходов и др.) также вносит погрешность, которая накапливается в многокаскадной схеме.

Для подавления потенциальной паразитной генерации в представленном усилителе был применен схемотехнический метод повышения устойчивости, состоящий из нескольких решений: включение резисторов в стоковые цепи транзисторов, шунтирующих входную искусственную линию передачи; увеличение номиналов резисторов на затворах транзисторов каскодов; глубокая оптимизация топологии, подавляющая резонансные явления.

В следующем подразделе представлено сравнение расчетных параметров и измерений изготовленного образца усилителя мощности диапазоном частот 10 МГц – 50 ГГц.

3.7 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя мощности 10 МГц – 50 ГГц

На рисунке 3.15 представлены расчетные и измеренные характеристики МИС усилителя мощности диапазона 10 МГц – 50 ГГц: S-параметры, точка однодецибельной компрессии PI_{dB} , мощность насыщения P_{sat} и коэффициент шума. Характеристики сравнивались при следующем режиме работы: напряжение питания $V_d = 7$ В, напряжение смещение $V_{gl} = -0,85$ В, ток потребления $I_d = 180$ мА.

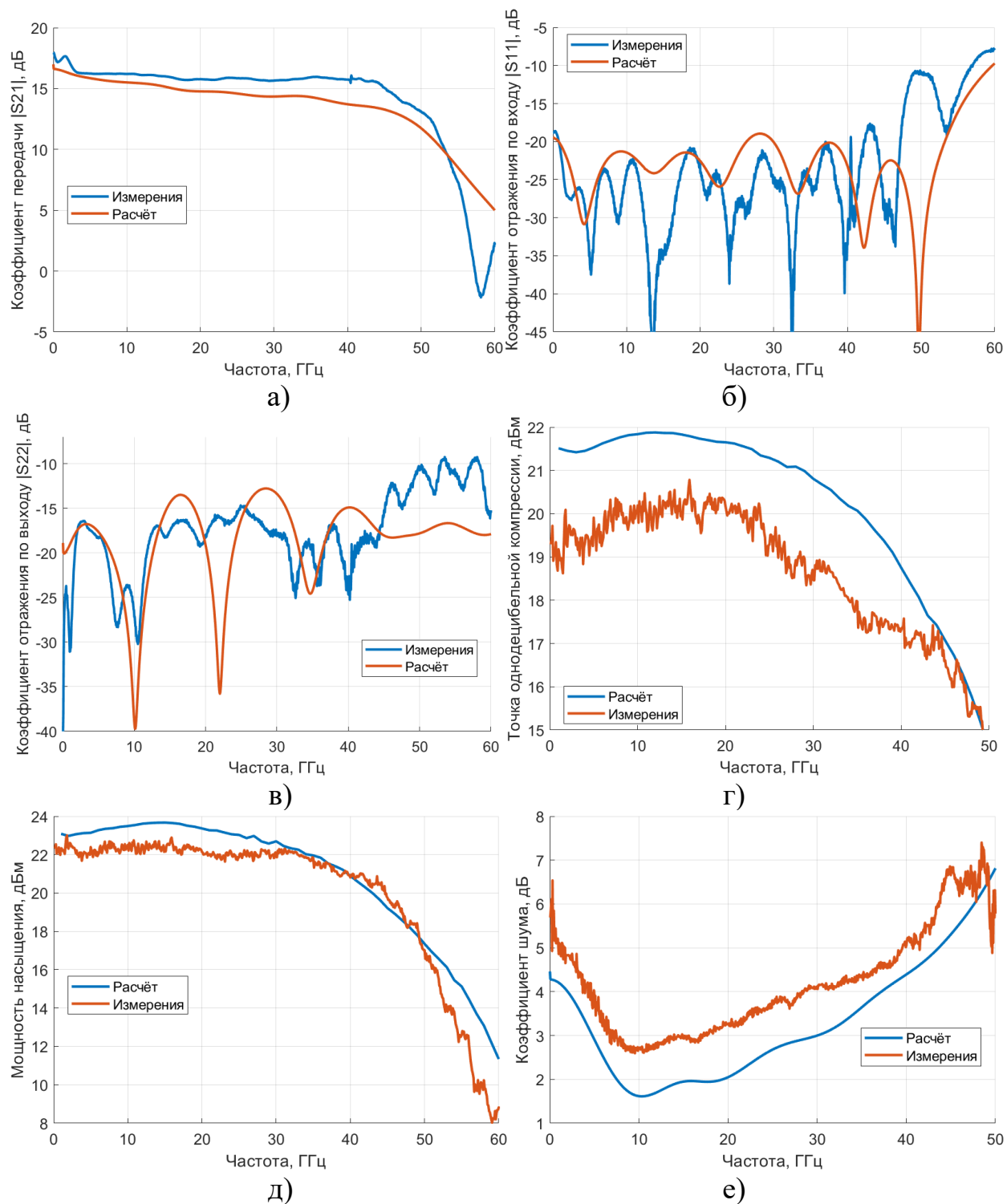


Рисунок 3.15 – Сравнение характеристик модели и измеренного образца усилителя частот диапазоном 10 МГц – 50 ГГц. Коэффициент усиления (а), коэффициент отражения по входу S_{11} (б), коэффициент отражения по выходу S_{22} (в), точка однодецибелной компрессии PI_{dB} (г), мощность насыщения P_{sat} (д), коэффициент шума (е)

Также были измерены характеристики детектора на выходе усилителя. На рисунке 3.16 показана зависимость выходной мощности от напряжения

детектора усилителя мощности 10 МГц – 50 ГГц.

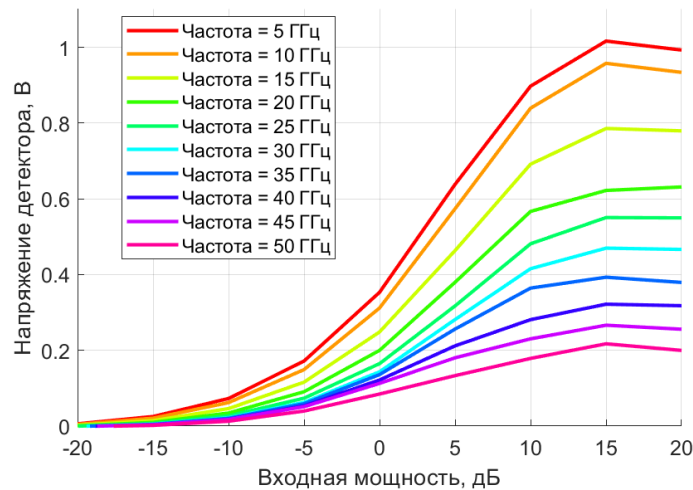


Рисунок 3.16 – Зависимость выходной мощности от напряжения детектора усилителя мощности 10 МГц – 50 ГГц

Полученный усилитель мощности обладает широкой полосой рабочих частот (10 МГц – 50 ГГц) и повышенной выходной мощностью: мощность насыщения 22 дБм до 40 ГГц и 19 дБм до 50 ГГц. Обладает двумя источниками питания (V_d и V_{g1}) с возможностью регулировки усиления изменением V_{g2} . Также имеется встроенный детектор. Данный усилитель может быть использован в СВЧ-блоках КИА в качестве сверхширокополосного усилителя мощности.

3.8 Электродинамическое моделирование топологий распределенных усилителей ограниченного диапазона частот

В данном подразделе описана разработка и исследование полученных образцов топологий УРУ ограниченного диапазона частот 3 ГГц – 50 ГГц и 10 ГГц – 67 ГГц. Показаны особенности топологий, сравнение модели и результатов измерений готовых образцов.

Далее представлена топология усилителя диапазона частот 3 ГГц – 50 ГГц. В подразделе 2.5 показано, что затруднением, возникающим при разработке диапазонных, но при этом широкополосных УРУ, является создание сверхширокополосной цепи питания, состоящей из индуктивности и

различных RC-цепей. В связи с этим кроме разработки топологии УРУ по методике, описанной в 2.2, необходимо было разработать широкополосную топологию цепи питания. Схема данной цепи была показана на рисунке 2.24. Топология цепи питания приведена на рисунке 3.17.

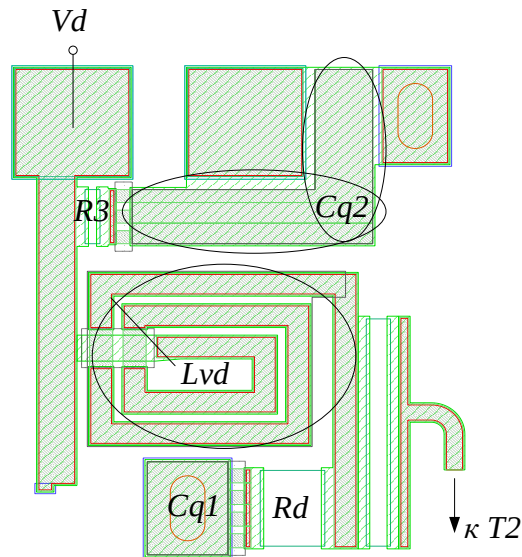


Рисунок 3.17 – Топология цепи питания усилителя диапазона частот 3–50 ГГц

Топология на рисунке 3.17 состоит из катушки индуктивности и демпфирующих RC-цепей, позволяющих расширить полосу рабочих частот всей цепи питания. При оптимизации данной топологии основной задачей было не допустить появления возможных резонансов в рабочем диапазоне, при этом обеспечить приемлемый уровень коэффициента усиления. Полная топология усилителя диапазона 3 ГГц – 50 ГГц показана на рисунке 3.18.

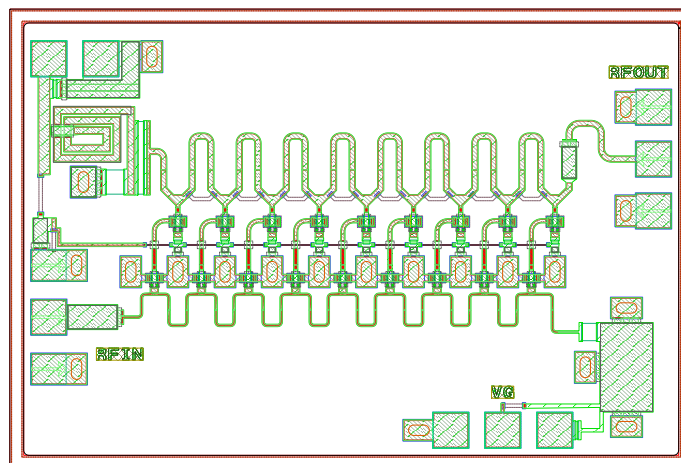


Рисунок 3.18 – Топология усилителя диапазона частот 3 ГГц – 50 ГГц

Режим работы микросхемы: напряжение питания $V_d = 5$ В, смещение $V_{g1} = -0,5$ В, V_{g2} подключается через делитель напряжения на нагрузке выходной линии передачи. Размеры полученной МИС $1,9 \times 1,2$ мм.

Топология цепи питания усилителя диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц показана на рисунке 3.19. Схема была представлена на рисунке 2.25.

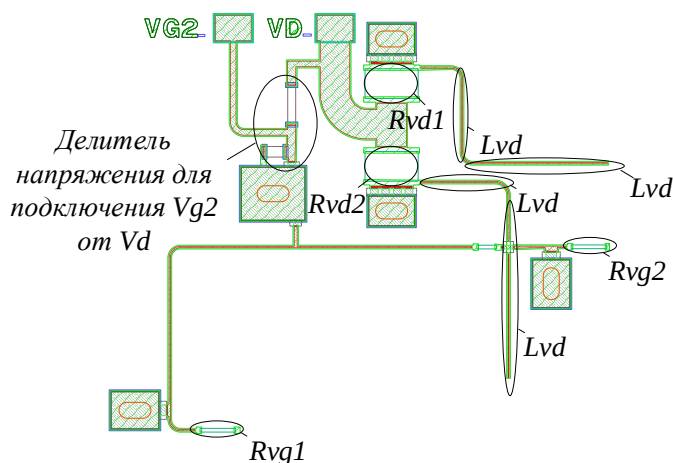


Рисунок 3.19 – Топология цепи питания усилителя диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц

На рисунке 3.19 показан реализованный делитель напряжения (резисторы R_{vd1} и R_{vd1}) для подключения питания V_d . Также реализован делитель напряжения от источника питания V_d для подключения V_{g2} . На рисунке 3.20 представлена полная топология усилителя диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц.

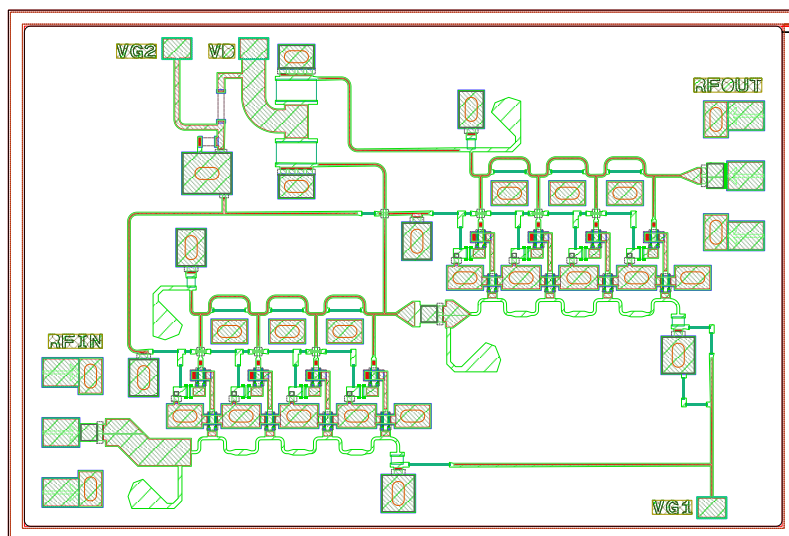


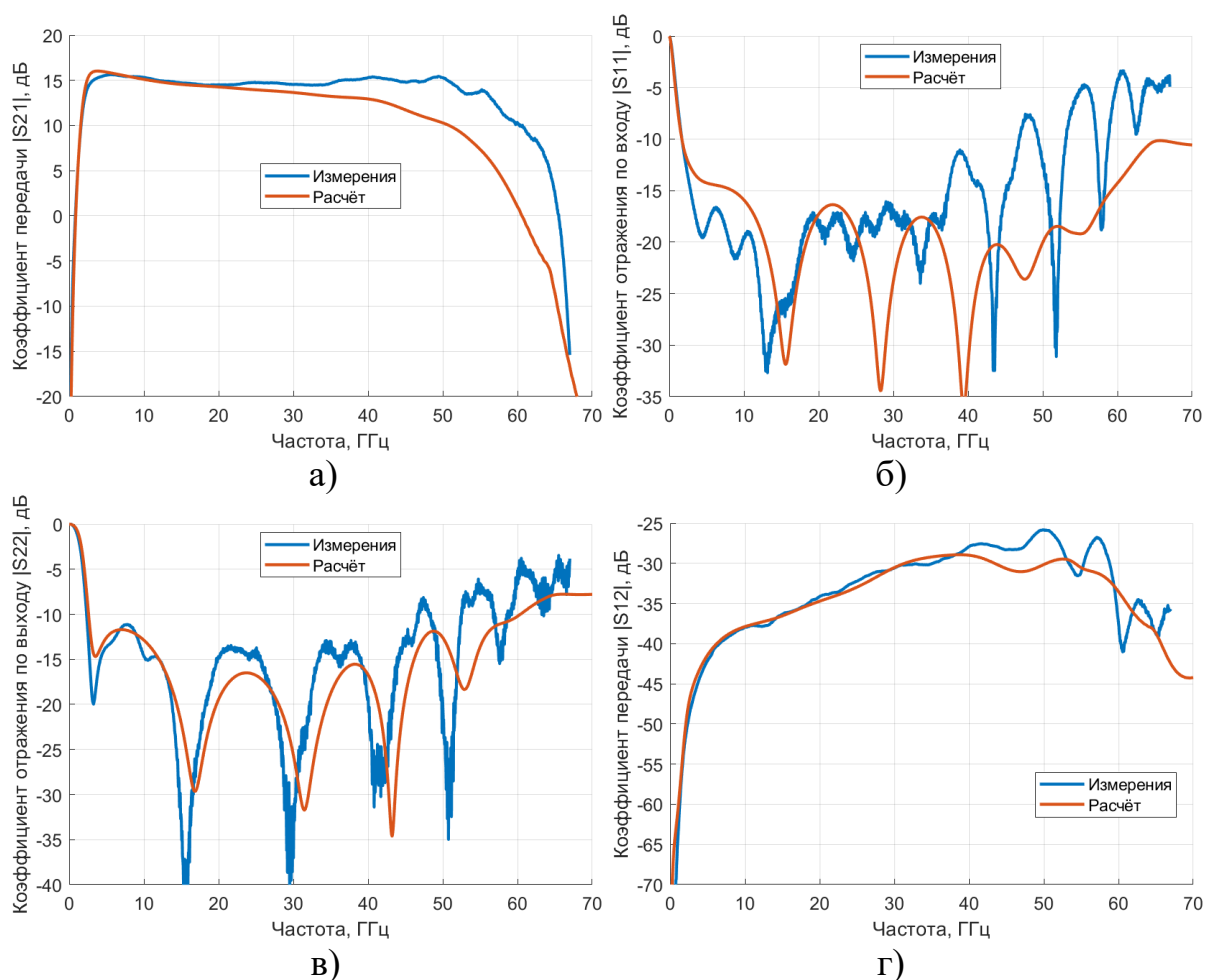
Рисунок 3.20 – Топология усилителя диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц

Режим работы микросхемы: напряжение питания $V_d = 8$ В, смещение $V_{g1} = -0,4$ В, V_{g2} подключается через делитель напряжения. Размеры полученной МИС $1,9 \times 1,2$ мм.

В следующем подразделе представлено сравнение расчетных параметров и измерений изготовленного образца усилителя диапазона частот 3 ГГц – 50 ГГц.

3.9 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя частотного диапазона 3 ГГц – 50 ГГц

На рисунке 3.21 представлены расчетные и измеренные характеристики МИС усилителя диапазона 3 ГГц – 50 ГГц: S-параметры, точка однодецибельной компрессии PI_{dB} , коэффициент шума. Характеристики сравнивались при следующем режиме работы: напряжение питания $V_d = 5$ В, напряжение смещения $V_{g1} = -0,3$ В, ток потребления $I_d = 150$ мА.



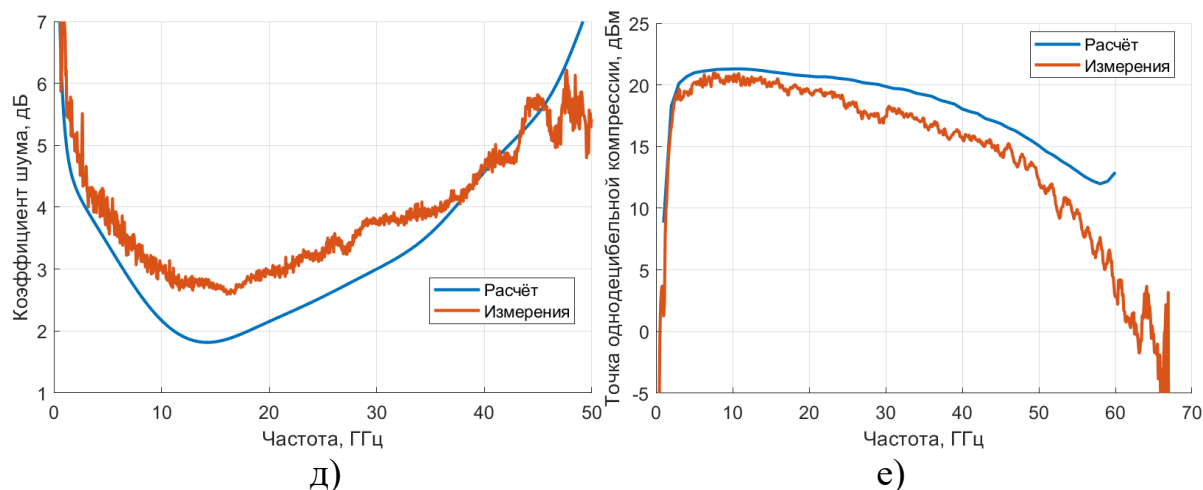


Рисунок 3.21 – Сравнение характеристик модели и измеренного образца усилителя диапазоном частот 3 ГГц – 50 ГГц. Коэффициент усиления (а), коэффициент отражения по входу S_{11} (б), коэффициент отражения по выходу S_{22} (в), развязка S_{12} (г), коэффициент шума (д), точка одностенной компрессии P_{1dB} (е)

Из характеристик на рисунке 3.21 видно, что параметры измеренного образца отличаются от модели: коэффициент усиления выше 40 ГГц возрастает по сравнению с моделью в среднем на 5–7 дБ. Коэффициент отражения по входу хуже на 10–12 дБ. Это объясняется в первую очередь влиянием цепи питания усилителя, при реализации которой в топологии возникают различные паразитные параметры, образующие резонансный контур на высоких частотах. Данные параметры затруднительно учесть даже при полном электродинамическом анализе топологии. В связи с этим необходимо обеспечивать запас по устойчивости и коэффициентам отражения по входу, что и было реализовано в топологии усилителя диапазона 3–50 ГГц.

На рисунке 3.22 а, б представлены характеристики при различных режимах работы усилителя: коэффициент усиления и коэффициент шума при разных напряжениях смещения. Напряжение питания $V_d = 5$ В.

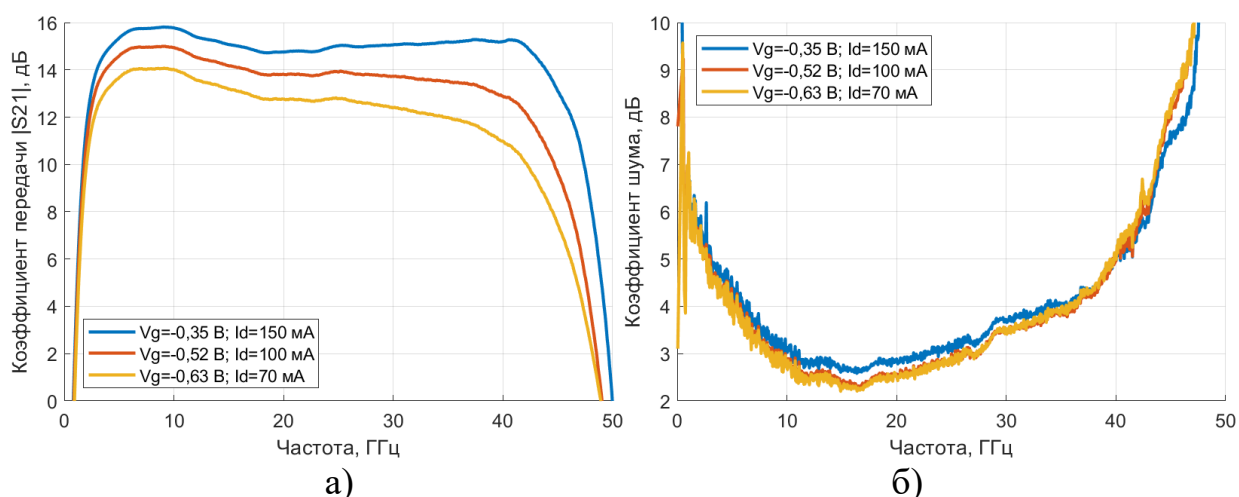


Рисунок 3.22 – Характеристики измеренного образца усилителя диапазоном частот 3 ГГц – 50 ГГц при различных режимах работы. Коэффициент усиления (а), коэффициент шума (б)

Преимущество данного усилителя заключается в отсутствии необходимости использовать внешние разделительные конденсаторы и в двух источниках питания без необходимости использовать внешнюю втулку питания. При этом усилитель обладает широкой полосой рабочих частот (3 ГГц – 50 ГГц). Данный усилитель может быть использован в СВЧ-блоках КИА в качестве сверхширокополосного усилителя.

3.10 Экспериментальное исследование и сравнение с расчетными данными МИС усилителя частотного диапазона 10 ГГц – 67 ГГц

На рисунке 3.23 представлены расчетные и измеренные характеристики МИС усилителя диапазона 10 ГГц – 67 ГГц: S-параметры, точка однодецибельной компрессии PI_{dB} , коэффициент шума. Характеристики сравнивались при следующем режиме работы: напряжение питания $V_d = 5$ В, смещение $V_{g1} = -0.3$ В, ток потребления $I_d = 150$ мА.

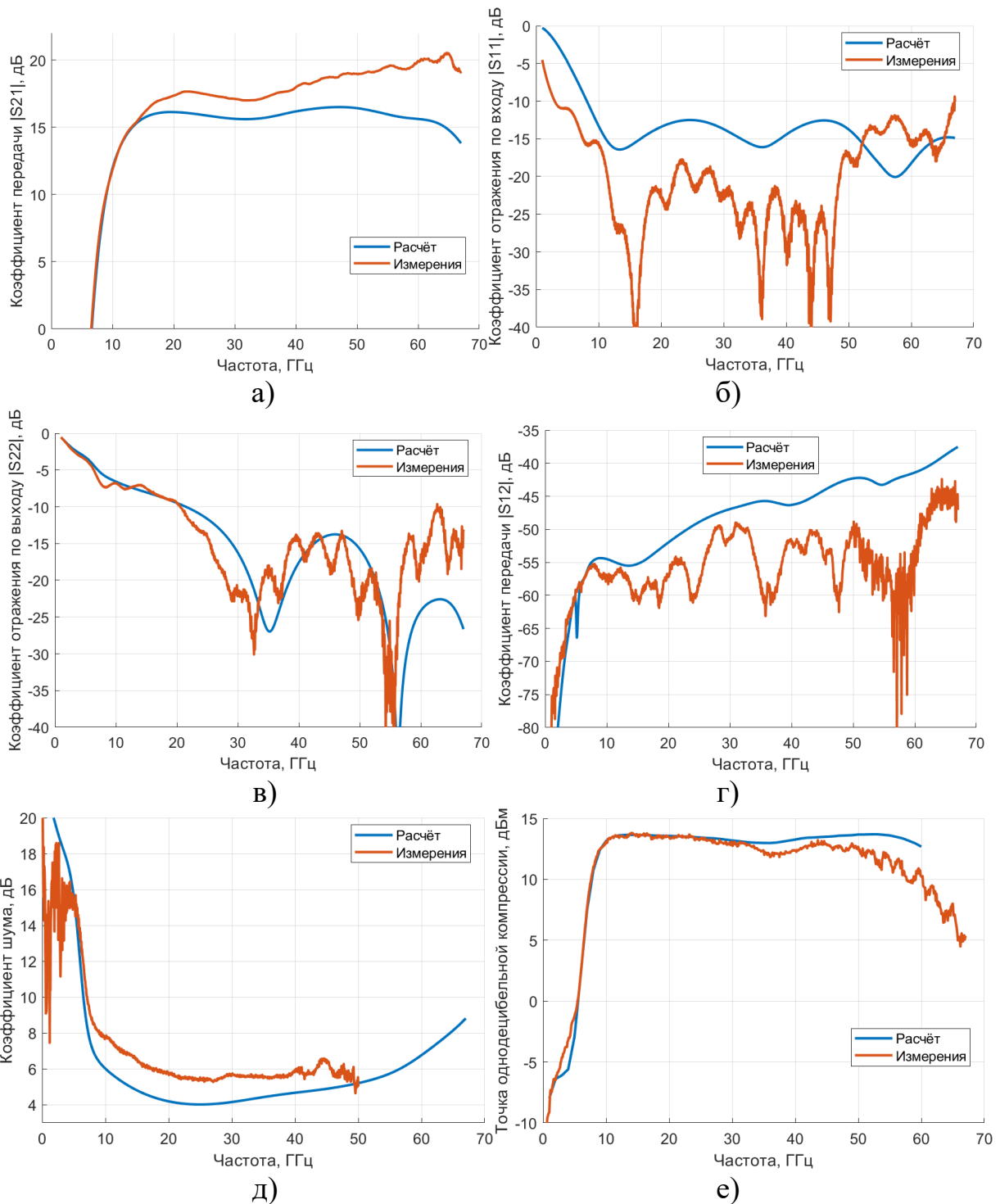


Рисунок 3.23 – Сравнение характеристик модели и измеренного образца усилителя частот диапазоном 10 ГГц – 67 ГГц. Коэффициент усиления (а), коэффициент отражения по входу S_{11} (б), коэффициент отражения по выходу S_{22} (в), развязка S_{12} (г), коэффициент шума (д), точка однодецибелной компрессии PI_{dB} (е)

На рисунке 3.24 представлены характеристики усилителя 10 ГГц – 67 ГГц при различных режимах работы. Показаны коэффициент усиления при различных напряжениях смещения и точка однодецибелной компрессии при

разных режимах питания.

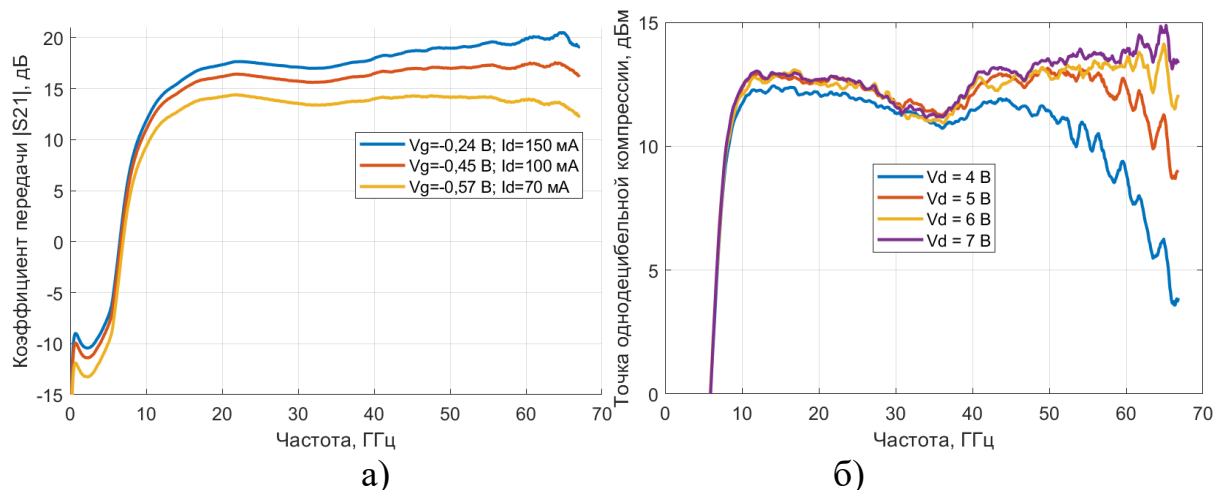


Рисунок 3.24 – Характеристики измеренного образца усилителя диапазоном частот 10 ГГц – 67 ГГц при различных режимах работы. Коэффициент усиления (а), точка однодецибелной компрессии P_{1dB} (б)

Полученный усилитель обладает высоким коэффициентом усиления в диапазоне частот 50 ГГц – 67 ГГц (15–18 дБ) и широкой полосой рабочих частот 10 ГГц – 67 ГГц. У усилителя имеется возможность регулировки усиления, используя дополнительный источник питания.

3.11 Используемые методы экспериментальных исследований МИС, схемы и аппаратура

В процессе экспериментальных исследований разработанных МИС использовался метод зондовых измерений на установках, включающих векторные анализаторы цепей фирмы Keysight и АО «НПФ «Микран», в том числе с применением электронного калибратора для векторного анализатора цепей на основе коммутационных рНЕМТ-транзисторов с диапазоном частот 10 МГц – 50 ГГц [121].

Для измерения S-параметров использовалась схема, представленная на рисунке 3.25, а. Данная схема состоит из зондовой станции, двухканального источника питания, измеряемых усилителей и ВАЦ до 40 ГГц или 67 ГГц. Для измерения коэффициента шума дополнительно использовался генератор шума

(ГШ) с диапазоном частот 50 МГц – 50 ГГц для калибровки коэффициента шума ВАЦ. Для измерения точки однодецибельной компрессии использовался дополнительный усилитель мощности (предусилитель) диапазона 10 МГц – 50 ГГц [93] с целью достижения нелинейного режима измеряемых усилителей (рисунок 3.25, б).

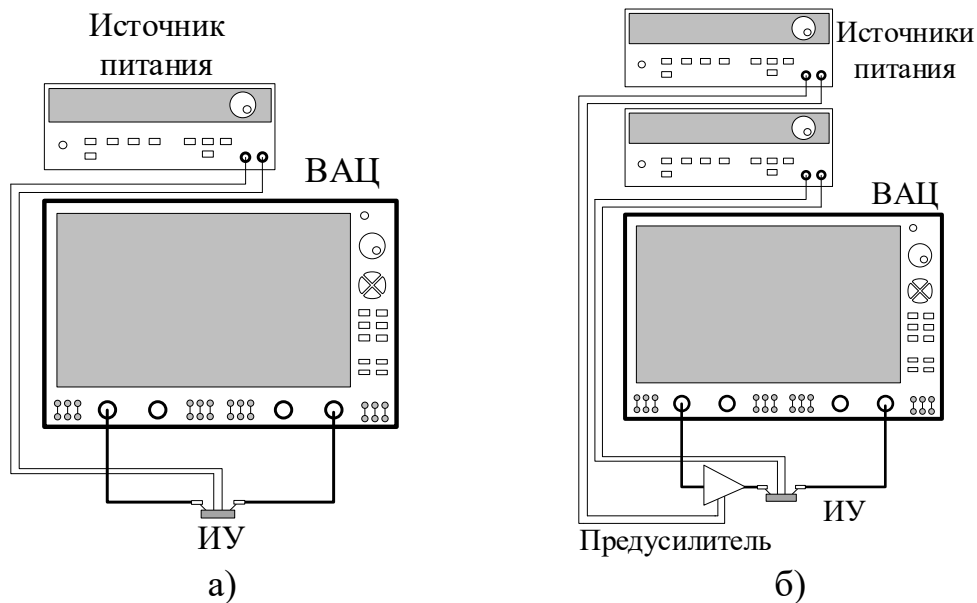


Рисунок 3.25 – Схема измерений S-параметров и коэффициента шума (а), схема измерений точки однодецибельной компрессии PI_{dB} и мощности насыщения P_{sat} (б)

При обработке результатов измерения фазовых сдвигов в каналах УРУ учитывались особенности измерения фазовой задержки в полосковых структурах [122].

Внешний вид стендов для измерений представлен на рисунке 3.26.



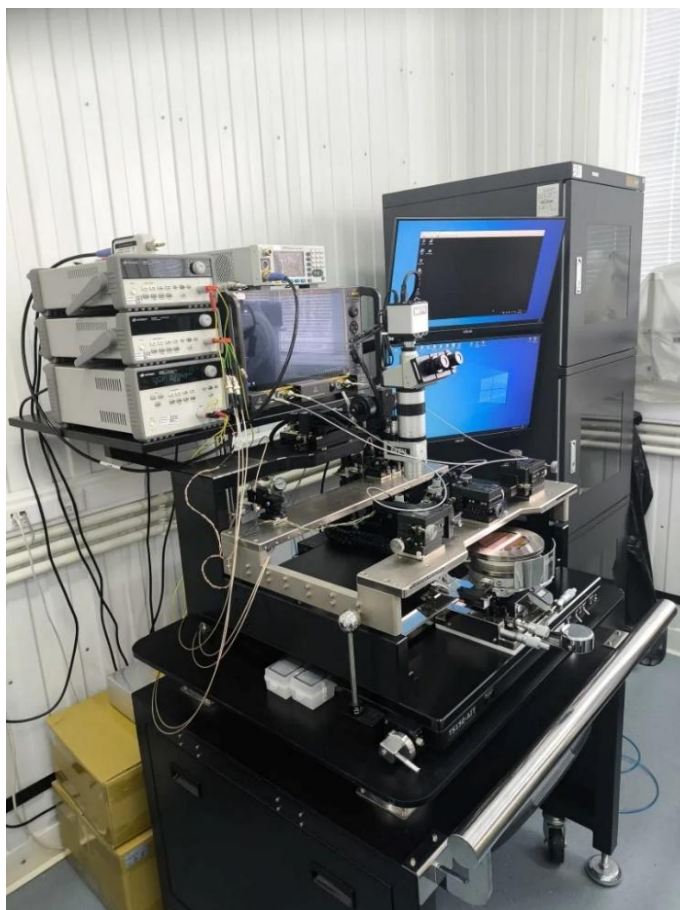


Рисунок 3.26 – Фото стендов для измерений параметров УРУ

3.12 Выводы

1. На основе схемы УРУ, рассчитанной по методике предложенной в подпункте 2.2, была разработана и произведена топология сверхширокополосного УРУ диапазоном частот 10 МГц – 67 ГГц с коэффициентом усиления 8–10 дБ, коэффициентом отражения менее –10 дБ по входу и выходу микросхемы и точкой однодецибельной компрессии $PI_{дБ}$ 15 дБм во всей полосе рабочих частот.

2. На основе схемы малошумящего УРУ была разработана топология усилителя диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц с коэффициентом шума ниже 5 дБ в диапазоне частот 50 МГц – 50 ГГц, коэффициентом усиления 13–15 дБ и коэффициентом отражения по входу –20 дБ.

3. Использование топологии каскода с наилучшими параметрами выходной мощности на частоте 50 ГГц позволило реализовать топологию

сверхширокополосного распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц с мощностью насыщения P_{sat} 22 дБм до 40 ГГц и 18 дБм до 50 ГГц. Также была разработана топология распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц с мощностью насыщения 27 дБм.

4. На основе схемы усилителя диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц была реализована топология усилителя диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц с коэффициентом усиления в диапазоне частот 50–67 ГГц, равным 15–20 дБ. Также была разработана топология усилителя диапазона частот 3 ГГц – 50 ГГц.

5. В главе представлены характеристики измеренных образцов и сравнение с параметрами моделей описанных МИС. Представлены характеристики УРУ при различных режимах работы.

Заключение

Таким образом, в диссертационной работе решены основные задачи моделирования и экспериментального исследования сверхширокополосных монолитных интегральных схем усилителей распределенного усиления, предназначенных для использования в контрольно-измерительной аппаратуре. Полученные научные результаты в области анализа физических и схемотехнических особенностей работы УРУ легли в основу сложившейся системы проектирования УРУ. Наиболее значимыми в этой системе являются результаты, перечисленные ниже.

1. Предложена поэтапная методика оценки параметров распределенного усилителя, основанная на представлении линий передачи эквивалентными искусственными линиями, учете фазовой синхронизации и анализе Т-образного фильтра, обеспечивающая оценку начальных параметров схемы для формирования корректных стартовых условий последующего детального моделирования в САПР в диапазоне частот до 70 ГГц.

2. Исследованы характеристики различных способов подключения двух GaAs pHEMT-транзисторов по схеме каскода. Выявлены зависимости параметров от различного построения периферии транзисторов и способов подключения линий передачи в каскоде, что позволяет выяснить, какую конструкцию использовать при разработке малошумящего, мощного или сверхширокополосного распределенного усилителя.

3. Используя предложенный метод расчета УРУ и выбрав каскод с наиболее высокой выходной мощностью на высоких частотах, была реализована топология распределенного усилителя мощности диапазона рабочих частот 10 МГц – 50 ГГц с мощностью насыщения 22 дБм до 40 ГГц и 18 дБм до 50 ГГц, коэффициентом усиления 14–15 дБ во всей полосе частот, а также встроенным детектором на выходе микросхемы.

4. Использование RCR-схемы вместо классической согласованной

нагрузки на входной линии передачи УРУ позволило реализовать МИС малошумящего сверхширокополосного усилителя диапазона частот 10 МГц – 50 ГГц, коэффициентом шума ниже 5 дБ в полосе частот 50 МГц – 50 ГГц и коэффициентом усиления 13–15 дБ во всей полосе рабочих частот.

5. Каскадное включение двух топологий сверхширокополосных УРУ диапазона частот 10 МГц – 67 ГГц вместе с широкополосной цепью питания и цепью автосмещения позволило реализовать усилитель диапазона частот 10 ГГц – 67 ГГц с коэффициентом усиления 18 дБ в диапазоне частот 50–67 ГГц и коэффициентом шума ниже 5 дБ на частотах до 50 ГГц.

6. Использование широкополосной цепи питания, встроенной в УРУ с дополнительными цепями демпфирования, позволило реализовать буферный усилитель диапазона частот 3–50 ГГц с коэффициентом усиления 13–15 дБ.

7. Использование RC-цепи, подключенной между входной линией передачи и затворами транзисторов, вместе с неоднородным согласованием ячеек УРУ, позволило реализовать топологию распределенного усилителя мощности диапазона частот 10 МГц – 30 ГГц с мощностью насыщения 27 дБм и коэффициентом усиления 12–15 дБ.

Итак, представленная диссертация содержит результат решения научной задачи, имеющей важное значение для развития техники СВЧ, в частности, разработки и внедрения сверхширокополосных монолитных интегральных схем усилителей распределенного усиления для использования в контрольно-измерительной аппаратуре.

Рекомендации

1. При необходимости проведения деэмбединга с целью получения внутренних параметров транзисторов и использования данных параметров при проектировании распределенных усилителей, зачастую лучше проводить деэмбединг в САПР. Современные САПР обладают функциями, позволяющими провести деэмбединг с использованием библиотек компонентов.

2. При проектировании сверхширокополосных УРУ диапазона частот до 67 ГГц необходимо акцентировать внимание на согласованной нагрузке на конце входной и выходной линий передач. Из-за данной нагрузки вместе с конденсатором, подключенным к земле, резко возрастает неравномерность коэффициента усиления на низких частотах. В связи с этим необходимо использовать различные демпфирующие цепи, делая нагрузку распределенной для снижения неравномерности усиления.

3. При использовании УРУ в СВЧ-блоках к топологии по питанию, смещению или к нагрузкам подключаются внешние дискретные конденсаторы в виде чип-компонентов. Данные конденсаторы подключаются к площадкам топологии УРУ через разварочные проволочки, которые имеют индуктивный характер. Номинал составляет в среднем 0,1 нГн. Данная индуктивность вместе с чип конденсатором образует LC-элемент и из-за нее может возникнуть резонанс в полосе частот 0,5–3 ГГц. Данный факт следует учитывать при разработке.

4. Для диапазонных УРУ необходимо аккуратно спроектировать топологическую «втулку питания», через которую подается питание на топологию. Данная индуктивность вместе с паразитными выходными емкостями транзисторов и всей топологии может образовать резонансный контур. В связи с чем рекомендуется использовать демпфирующие цепи, состоящие из резистора малого номинала (5–20 Ом) и конденсатора,

подключенного к земле между индуктивностью и площадкой для подключения питания схемы.

Также рекомендуется использовать резистор номинала 5–10 Ом, включенный последовательно с индуктивностью, что также позволит снизить добротность и повысить устойчивость. Однако необходимо использовать резистор достаточной ширины, поскольку через него будет проходить ток от источника питания. Также при моделировании индуктивности необходимо учитывать ток, проходящий через индуктивность и использовать линии передачи достаточной ширины.

5. При разработке распределённого усилителя мощности необходимо особое внимание уделять моделированию устойчивости – делать запас по устойчивости с помощью резисторов в цепи обратной связи и подключать RC-цепи на стоке транзистора с общим затвором в схеме каскода.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Перспективно совмещение предложенной методики с нахождением оптимальной нагрузки для каждой ячейки распределенного усилителя мощности с целью увеличения выходной мощности, а также введение дополнительных демпфирующих цепей для увеличения устойчивости схемы.

2. Использование технологических процессов с минимальным коэффициентом шума и оптимизация входной части малошумящего усилителя: входной линии передачи, RCR-нагрузки и демпфирующих цепей с целью уменьшения коэффициента шума и увеличения полосы рабочих частот.

3. Использование транзисторов типа E-mode для разработки диапазонных распределенных усилителей, а также их оптимизация с целью расширения частотного диапазона. Использование транзисторов E-mode позволит использовать положительное напряжение для смещения

транзисторов, а значит использовать только один источник питания, что гораздо удобнее для применения в СВЧ-блоках КИА.

Благодарности

Автор выражает благодарность Малютину Николаю Дмитриевичу за общее руководство диссертационной работой; коллективу департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ «Микран»; коллективу научно-производственного комплекса «Микроэлектроника» АО «НПФ «Микран».

Список использованных источников

1. Андронов, Е.В. Теоретический аппарат измерений на СВЧ: Методы измерений на СВЧ. Т. 1 / Е.В. Андронов, Г.Н. Глазов. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2010. – 804 с.
2. Глазов, Г.Н. Управляемые генераторы СВЧ / Г.Н. Глазов, А.В. Горевой. – Томск: Изд-во «Красное знамя», 2015. – 1014 с.
3. Hiebel, M. Fundamentals of vector network analysis / M. Hiebel. – Munich: Rohde & Schwarz, 2007. – 419 p.
4. Rauscher, C. Fundamentals of spectrum analysis / C. Rauscher, V. Janssen, R. Minihold: Rohde & Schwarz.
5. Agilent Technologies. Spectrum analysis basics: application note 150 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com>.
6. Ginzton, E.L. Distributed amplification / E.L. Ginzton, W.R. Hewlett, J.H. Jasberg, J.D. Noe // Proceedings of the IRE. – 1948. – Vol. 36. – No. 8. – P. 956–969.
7. Percival, W. Thermionic valve circuits // British Patent 460562. – 1936.
8. Strid, E.W. A DC-12 GHz monolithic GaAs FET distributed amplifier / E.W. Strid, K.R. Gleason // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1982. – Vol. 30. – No. 7. – P. 969–975.
9. Ayasli, Y. 2-20-GHz GaAs traveling-wave amplifier / Y. Ayasli, L.D. Reynolds, J.L. Vorhaus, L.K. Hanes // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. 32. – No. 1. – P. 71–77.
10. Ayasli, Y. Capacitively coupled traveling-wave power amplifier / Y. Ayasli, S.W. Miller, R. Mozzi, L.K. Hanes // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. 32. – No. 12. – P. 1704–1709.
11. Kennan, W. A 2-18-GHz monolithic distributed amplifier using dual-gate GaAs FET's / W. Kennan, T. Andrade, C.C. Huang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. 32. – No. 12. – P. 1693–1698.

12. Orr, J. A stable 2-26.5 GHz two-stage dual-gate distributed MMIC amplifier / J. Orr // *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits*. – 1986. – Vol. 86. – No. 1. – P. 19–22.
13. Кузьмин, А.А. Анализ усилителя с распределенными параметрами с учетом проходной проводимости усилительных элементов / А.А. Кузьмин // *Известия вузов СССР: Радиоэлектроника*. – 1964. – Т. 7. – № 4. – С.
14. Кузьмин, А.А. Малошумящий усилитель с распределенными параметрами на транзисторах / А.А. Кузьмин, В.И. Гришко // *Приборы и техника эксперимента*. – 1971.
15. Шапиро, Л. Я. Усилители с распределенным усилением / М.: Связь, 1965. – 240 с.: ил. – Библиогр.: с.236-240.
16. Miller, J.M. Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit / J.M. Miller // *Scientific Papers of the Bureau of Standards*. – 1920. – Vol. 15. – No. 351. – P. 367–385.
17. Dadashi, A. A high-performance CMOS modified amplifier / A. Dadashi, Y. Berg, O. Mirmotahari // *2016 IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE)*. – Sao Paulo, 2016. – P. 111–112. – DOI: 10.1109/ISCE.2016.7797395.
18. Gray, P.R. Analysis and design of analog integrated circuits / P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis, R.G. Meyer. – 5th ed. – New York: Wiley.
19. Balachandran, P. Design of low noise amplifier for IEEE standard 802.11b using cascode and modified cascode techniques / P. Balachandran, A. Daniel // *Procedia Technology*. – 2016. – Vol. 25. – P. 443–449. – DOI: 10.1016/j.protcy.2016.08.130.
20. Razavi, B. RF microelectronics / B. Razavi. – 2nd ed. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2011.
21. Pozar, D.M. Microwave engineering / D.M. Pozar. – 4th ed. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
22. Nikandish, G. A 40-GHz bandwidth tapered distributed LNA / G.

Nikandish, A. Medi // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs. – 2018. – Vol. 65. – No. 11. – P. 1614–1618.

23. Ko, C.-L. A 1-V 60-GHz CMOS low noise amplifier with low loss microstrip lines / C.-L. Ko, C.-P. Chang, C.-N. Kuo, D.-C. Chang, Y.-Z. Juang // Proceedings of Technical Program of 2012 VLSI Design, Automation and Test. – 2012. – P. 1–4.

24. Agarwal, B. 112-GHz, 157-GHz, and 180-GHz InP HEMT traveling-wave amplifiers / B. Agarwal, A.E. Schmitz, J.J. Brown, M. Matloubian, M.G. Case, M. Le, M. Lui, M.J.W. Rodwell // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1998. – Vol. 46. – No. 12. – P. 2553–2559.

25. Danilov, D.S. GaAs pHEMT traveling wave amplifiers up to 50 GHz / D.S. Danilov, A.V. Drozdov, T.M. Batoev, N.D. Malyutin // 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – 2022. – P. 1–4.

26. Beyer, J.B. MESFET distributed amplifier design guidelines / J.B. Beyer, S.N. Prasad, R.C. Becker, J.E. Nordman, G.K.M. Hohenwarter // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. 32. – No. 3. – P. 268–275.

27. Bae, K.-T. 2–6 GHz GaN distributed power amplifier MMIC with tapered gate-series/drain-shunt capacitors / K.-T. Bae, D.-W. Kim.

28. Eriksson, K. InP DHBT distributed amplifiers with up to 235-GHz bandwidth / K. Eriksson, I. Darwazeh, H. Zirath // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2015. – Vol. 63. – No. 4. – P. 1334–1341. – DOI: 10.1109/TMTT.2015.2405916.

29. Hiçdurmaz, B. A DC~1.6 GHz distributed amplifier with GaAs MESFETs / B. Hiçdurmaz, C. Ozzaim // Uludağ University Journal of The Faculty of Engineering. – 2016. – Vol. 21. – P. 159. – DOI: 10.17482/uujfe.81252.

30. Ayasli, Y. A monolithic GaAs 1-13 GHz traveling-wave amplifier / Y. Ayasli, R.L. Mozzi, J.L. Vorhaus, L.D. Reynolds, R.A. Pucel // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1982. – Vol. 30. – No. 7. – P. 976–981. – DOI: 10.1109/TMTT.1982.1131186.

31. Chirala, M.K. Design of an ultra-small distributed low-noise-amplifier for ultra-wideband applications / M.K. Chirala, C. Huynh, C. Nguyen, X. Guan // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). – Spokane, 2011. – P. 3361–3364. – DOI: 10.1109/APS.2011.6058707.
32. Fujii, K. Two novel broadband MMIC amplifiers in SMT package for 1 to 40 GHz low-cost applications / K. Fujii, H. Morkner // 2005 European Microwave Conference. – Paris, 2005. – P. 4. – DOI: 10.1109/EUMC.2005.1610118.
33. Fujii, K. DC to 85 GHz TWA and Ka-band 4.9 W power amplifier using an optical lithography based low cost PHEMT process / K. Fujii, J. Stanback, H. Morkner.
34. Shuicheng, C. 0-80 GHz 0.15 μm GaAs PHEMT distributed amplifier for optic-fiber transmission systems / C. Shuicheng, W. Zhigong // 2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – Guilin, 2007. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/ICMMT.2007.381431.
35. Sato, M. A 70-GHz bandwidth and 9-dB gain travelling wave amplifier using 0.15- μm gate InGaP/InGaAs HEMTs with coplanar transmission line technology / M. Sato, T. Hirose, Y. Watanabe // 2000 30th European Microwave Conference. – Paris, 2000. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/EUMA.2000.338729.
36. Chang, H.-Y. Design and analysis of a DC–43.5-GHz fully integrated distributed amplifier using GaAs HEMT–HBT cascode gain stage / H.-Y. Chang, Y.-C. Liu, S.-H. Weng, C.-H. Lin, Y.-L. Yeh, Y.-C. Wang // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – Vol. 59. – No. 2. – P. 443–455. – DOI: 10.1109/TMTT.2010.2092786.
37. Ying, Z. Design of a low noise distributed amplifier with adjustable gain control in 0.15 μm GaAs PHEMT / Z. Ying, W. Zhigong, X. Jian, L. Yin // Journal of Semiconductors. – 2012. – Vol. 33. – No. 3. – P. 035003. – DOI: 10.1088/1674-4926/33/3/035003.
38. Hu, L.-L. An ultra-wideband GaAs pHEMT distributed power

amplifier / L.-L. Hu [и др.] // 2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). – Chengdu, 2019. – P. 2144–2147. – DOI: 10.1109/IAEAC47372.2019.8997602.

39. Morkner, H. A novel 10 MHz to 70 GHz surface mount amplifier for broadband applications / H. Morkner, A. Riddle // 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference. – Rome, 2014. – P. 166–169. – DOI: 10.1109/EuMIC.2014.6997818.

40. Jyo, T. A 241-GHz-bandwidth distributed amplifier with 10-dBm P1dB in 0.25- μ m InP DHBT technology / T. Jyo [и др.] // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – Boston, 2019. – P. 1430–1433. – DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700975.

41. Jaeschke, T. A 240 GHz ultra-wideband FMCW radar system with on-chip antennas for high resolution radar imaging / T. Jaeschke, C. Bredendiek, N. Pohl // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). – Seattle, 2013. – P. 1–4.

42. Nguyen, N.L.K. A 1–160-GHz InP distributed amplifier using 3-D interdigital capacitors / N.L.K. Nguyen, D.P. Nguyen, A.N. Stameroff, A.-V. Pham // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2020. – Vol. 30. – No. 5. – P. 492–495. – DOI: 10.1109/LMWC.2020.2980280.

43. Agarwal, B. A 1-157 GHz InP HEMT traveling-wave amplifier / B. Agarwal, A.E. Schmitz, J.J. Brown, M. Le, M. Lui, M.J.W. Rodwell // 1998 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium. Digest of Papers. – Baltimore, 1998. – P. 21–23. – DOI: 10.1109/RFIC.1998.682039.

44. Kobayashi, K.W. A 50-MHz–55-GHz multidecade InP-based HBT distributed amplifier / K.W. Kobayashi [и др.] // IEEE Microwave Guided Wave Lett. – 1997. – Vol. 7. – No. 10. – P. 353–355. – DOI: 10.1109/75.631199.

45. Kobayashi, K.W. A 2-50 GHz InAlAs/InGaAs-InP HBT distributed amplifier / K.W. Kobayashi, J. Cowles, L.T. Tran, T.R. Block, A.K. Oki, D.C. Streit // GaAs IC Symposium IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium. 18th

Annual Technical Digest 1996. – Orlando, 1996. – P. 207–210. – DOI: 10.1109/GAAS.1996.567870.

46. Odedeyi, T. InP DHBT single-stage and multiplicative distributed amplifiers for ultra-wideband amplification / T. Odedeyi, S. Giannakopoulos, H. Zirath, I. Darwazeh // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers. – 2020. – Vol. 67. – No. 11. – P. 3804–3814. – DOI: 10.1109/TCSI.2020.3025487.

47. Yoon, S. A fully-integrated 40–222 GHz InP HBT distributed amplifier / S. Yoon, I. Lee, M. Urteaga, M. Kim, S. Jeon // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2014. – Vol. 24. – No. 7. – P. 460–462. – DOI: 10.1109/LMWC.2014.2316223.

48. Chen, P. A variable gain distributed amplifier with low voltage and low power in 0.18- μ m CMOS technology / P. Chen, Z.-Y. Liao, C.-C. Kuo, H. Wang // 2011 41st European Microwave Conference. – Manchester, 2011. – P. 1134–1137. – DOI: 10.23919/EuMC.2011.6101737.

49. El-Khatib, Z. A 0.1–12 GHz fully differential CMOS distributed amplifier employing a feedforward distortion cancellation technique / Z. El-Khatib, L. MacEachern, S.A. Mahmoud // 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). – Vancouver, 2004. – P. I-617. – DOI: 10.1109/ISCAS.2004.1328270.

50. Alizadeh, A. Design of a 2–12-GHz bidirectional distributed amplifier in a 0.18- μ m CMOS technology / A. Alizadeh, M. Meghdadi, M. Yaghoobi, A. Medi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2019. – Vol. 67. – No. 2. – P. 754–764. – DOI: 10.1109/TMTT.2018.2883956.

51. Chang, J.-F. DC ~ 10.5 GHz complementary metal oxide semiconductor distributed amplifier with RC gate terminal network for ultra-wideband pulse radio systems / J.-F. Chang, Y.-S. Lin // IET Microw. Antennas Propag. – 2012. – Vol. 6. – P. 127–134. – DOI: 10.1049/iet-map.2011.0231.

52. Lin, Y.-S. Analysis and design of CMOS distributed amplifier using

inductively peaking cascaded gain cell for UWB systems / Y.-S. Lin, J.-F. Chang, S.-S. Lu // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – Vol. 59. – No. 10. – P. 2513–2524. – DOI: 10.1109/TMTT.2011.2163726.

53. El-Aassar, O. A DC-to-108-GHz CMOS SOI distributed power amplifier and modulator driver leveraging multi-drive complementary stacked cells / O. El-Aassar, G.M. Rebeiz // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2019. – Vol. 54. – No. 12. – P. 3437–3451. – DOI: 10.1109/JSSC.2019.2941013.

54. El-Aassar, O. A cascaded multi-drive stacked-SOI distributed power amplifier with 23.5 dBm peak output power and over 4.5-THz GBW / O. El-Aassar, G.M. Rebeiz // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2020. – Vol. 68. – No. 7. – P. 3111–3119. – DOI: 10.1109/TMTT.2020.2984226.

55. El-Aassar, O. A 120-GHz bandwidth CMOS distributed power amplifier with multi-drive intra-stack coupling / O. El-Aassar, G.M. Rebeiz // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2020. – Vol. 30. – No. 8. – P. 782–785. – DOI: 10.1109/LMWC.2020.3001261.

56. Fang, K. Supply-scaling for efficiency enhancement in distributed power amplifiers / K. Fang, C.S. Levy, J.F. Buckwalter // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2016. – Vol. 51. – No. 9. – P. 1994–2005. – DOI: 10.1109/JSSC.2016.2584639.

57. Ghadiri, A. Gain-enhanced distributed amplifier using negative capacitance / A. Ghadiri, K. Moez // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers. – 2010. – Vol. 57. – No. 11. – P. 2834–2843. – DOI: 10.1109/TCSI.2010.2055610.

58. Kim, J. A 92 GHz bandwidth distributed amplifier in a 45 nm SOI CMOS technology / J. Kim, J.F. Buckwalter // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – 2011. – Vol. 21. – No. 6. – P. 329–331. – DOI: 10.1109/LMWC.2011.2139197.

59. Tarar, M.M. Design and implementation of wideband stacked distributed power amplifier in 0.13- μ m CMOS using uniform distributed topology / M.M. Tarar, R. Negra // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2017. – Vol. 65. –

No. 12. – P. 5212–5222. – DOI: 10.1109/TMTT.2017.2769053.

60. Campbell, C.F. Design and performance of 16–40 GHz GaN distributed power amplifier MMICs utilizing an advanced 0.15- μm GaN process / C.F. Campbell, S. Nayak, M.-Y. Kao, S. Chen // 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – San Francisco, 2016. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/MWSYM.2016.7540019.

61. Roberg, M. A compact 10 W 2–20 GHz GaN MMIC power amplifier using a decade bandwidth output impedance transformer / M. Roberg, M. Pilla, S. Schafer, T.R. Mya Kywe, R. Flynt, N. Chu // 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – Los Angeles, 2020. – P. 261–264. – DOI: 10.1109/IMS30576.2020.9223951.

62. Chuang, M.-C. A broadband medium power amplifier for millimeter-wave applications / M.-C. Chuang, M.-F. Lei, H. Wang // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. – Suzhou, 2005. – P. 3. – DOI: 10.1109/APMC.2005.1606595.

63. Jahanian, A. A CMOS distributed amplifier with distributed active input balun using GBW and linearity enhancing techniques / A. Jahanian, P. Heydari // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2012. – Vol. 60. – No. 5. – P. 1331–1341. – DOI: 10.1109/TMTT.2012.2184134.

64. Tsai, M.D. A 70 GHz cascaded multi-stage distributed amplifier in 90 nm CMOS technology / M.D. Tsai, H. Wang, J.-F. Kuan, C.-S. Chang // IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers. – 2005. – Vol. 1. – P. 402–403, 606.

65. Vasjanov, A. 0.13 μm CMOS traveling-wave power amplifier with on- and off-chip gate-line termination / A. Vasjanov, V. Barzdenas // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – P. 133. – DOI: 10.3390/electronics9010133.

66. El-Aassar, O. A compact pMOS stacked-SOI distributed power amplifier with over 100-GHz bandwidth and up to 22-dBm saturated output power / O. El-Aassar, G.M. Rebeiz // IEEE Solid-State Circuits Letters. – 2019. – Vol. 2.

– No. 2. – P. 9–12.

67. Gatzastras, A. A fully-differential travelling-wave amplifier up to 110 GHz in a 22 nm FD-SOI CMOS technology / A. Gatzastras, C. Volmer, I. Kallfass // 2023 18th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2023. – P. 365–368.

68. Chen, Y. Accurate 110 GHz—140 GHz InP HEMT small-signal model and amplifier using 3D-EM simulation / Y. Chen [и др.] // Chinese Journal of Electronics. – 2026. – Vol. 35. – No. 3. – P. 877–886. – DOI: 10.23919/cje.2025.00.454.

69. Arbabian, A. A tapered cascaded multi-stage distributed amplifier with 370 GHz GBW in 90 nm CMOS / A. Arbabian, A.M. Niknejad // 2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – Atlanta, 2008. – P. 57–60.

70. Li, Y. A 2 to 92 GHz distributed amplifier using 70-nm InP HEMTs / Y. Li, W.-L. Goh, Y.-Z. Xiong // 2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS). – Shenzhen, 2015. – P. 1–4.

71. Plouchart, J. A 4–91-GHz traveling-wave amplifier in a standard 0.12- μ m SOI CMOS microprocessor technology / J. Plouchart // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2004. – Vol. 39. – No. 9. – P. 1455–1461.

72. Teruo Jyo, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Miwa Mutoh, Yuta Shiratori, Hiroyuki Takahashi, "Over 200-GHz-Bandwidth InP DHBT Baseband Amplifier ICs and Ultrabroadband Modules With 1-/0.8-mm Coaxial Connectors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.72, no.9, pp.5297-5308, 2024.

73. Chen, J. Design and analysis of a stage-scaled distributed power amplifier / J. Chen, A.M. Niknejad // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2011. – Vol. 59. – No. 5. – P. 1274–1283.

74. EL Chaar, M. A non-closed-form mathematical model for uniform and non-uniform distributed amplifiers / M. EL Chaar, A.L. de Souza, M. Barragan, F. Podevin, S. Bourdel // 2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves

for Intelligent Mobility (ICMIM). – 2020. – P. 1–4.

75. Quémerais, T. CMOS 45-nm 3D metal-oxide-metal capacitors for millimeter wave applications / T. Quémerais, L. Moquillon, P. Benech, J. Fournier, S. Pruvost // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2011. – Vol. 53. – No. 7. – P. 1476–1478.

76. El-Chaar, M. Accurate design method for millimeter wave distributed amplifier based on four-port chain (ABCD) matrix model / M. El-Chaar, L. Vincent, J.-D. Arnould, A.A.L. de Souza, S. Bourdel, F. Podevin // *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*. – 2022. – Vol. 69. – No. 11. – P. 4510–4523.

77. Luongvinh, D. Behavioral modeling of power amplifiers using fully recurrent neural networks / D. Luongvinh, Y. Kwon // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005. – 2005. – P. 1979–1982.

78. Liu, T. Dynamic behavioral modeling of 3G power amplifiers using real-valued time-delay neural networks / T. Liu, S. Boumaiza, F.M. Ghannouchi // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2004. – Vol. 52. – No. 3. – P. 1025–1033.

79. Zirak, A.R. Design and modeling of RF power amplifiers with radial basis function artificial neural networks / A.R. Zirak, S. Roshani // *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA)*. – 2016. – Vol. 7. – No. 6.

80. Mike, G. The RF and microwave handbook / G. Mike. – Boca Raton: CRC Press LLC, 2001. – P. 664–671.

81. Albrecht, J. Electron transport characteristics of GaN for high temperature device modeling / J. Albrecht, R. Wang, P. Ruden, M. Farahmand, K. Brennan // *Journal of Applied Physics*. – 1998. – Vol. 83. – No. 9. – P. 4777–4781.

82. Handbook of RF and microwave power amplifiers. – Cambridge: Cambridge University Press, 2011. – P. 1–41. – DOI: 10.1017/CBO9781139015349.003.

83. Curtice, W.R. A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits / W.R. Curtice // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1980.

– Vol. 28. – No. 5. – P. 448–456. – DOI: 10.1109/TMTT.1980.1130099.

84. Karimi, K. Comprehensive review of FinFET technology: history, structure, challenges, innovations, and emerging sensing applications / K. Karimi, A. Fardoost, M. Javanmard // *Micromachines*. – 2024. – Vol. 15. – No. 10. – P. 1187. – DOI: 10.3390/mi15101187.

85. Shinghal, P. Cascode cell analysis for ultrabroadband GaAs MMIC component design applications / P. Shinghal, C. Duff, R. Sloan, S. Cochran // 2013 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference. – Dec 2013. – P. 1–4.

86. Данилов, Д.С. GaAs pHEMT усилители распределенного усиления с рабочим диапазоном частот до 50 ГГц / Д.С. Данилов, А.В. Дроздов, Ц.М. Батоев, Н.Д. Малютин // *Наука и технологии Сибири*. – 2026. – № 5 (8).

87. Данилов, Д.С. GaAs pHEMT усилитель распределенного усиления с диапазоном рабочих частот от 10 МГц до 35 ГГц / Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев, Ю.А. Ламанов, И.В. Хмара, А.С. Загородний // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2026. – Т. 80. – № 4. – С. 98–107. – DOI: 10.18127/j20700784-202604-10.

88. Данилов, Д.С. Монолитные интегральные схемы малошумящих усилителей распределенного усиления / Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев, Н.М. Харитонов, Н.Д. Малютин // *Ural Radio Engineering Journal*. – 2026. – Т. 10. – № 2. – С. 223–237. – DOI: 10.15826/urej.2026.10.2.005.

89. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2019630149. AMP_20_50_GIO25 / Д.С. Данилов, Н.Б. Дроботун. – Заявка № 2019630143, дата поступления 23.07.2019. Зарегистрировано в Реестре ТИМС 01.08.2019.

90. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2019630150. AMP_DC_50_GI25_GO25 / Д.С. Данилов, Н.Б. Дроботун. – Заявка № 2019630144, дата поступления 23.07.2019. Зарегистрировано 01.08.2019.

91. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2019630151. AMP_DC_50_R29_GI25_GO25 / Д.С. Данилов, Н.Б. Дроботун. – Заявка № 2019630145, дата поступления 23.07.2019. Зарегистрировано 01.08.2019.

92. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2019630152. AMP_20_50_GIO35 / Д.С. Данилов, Н.Б. Дроботун. – Заявка № 2019630146, дата поступления 23.07.2019. Зарегистрировано 01.08.2019.

93. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2023630084. Усилитель мощности MP538 / Д.С. Данилов, А.В. Дроздов, Ц.М. Батоев, А.С. Загородний. – Заявка № 2023630056, дата поступления 05.05.2023. Зарегистрировано 06.07.2023.

94. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2024630010. Усилитель мощности MP549 / Д.С. Данилов, А.В. Дроздов, Ц.М. Батоев, А.С. Загородний. – Заявка № 2024630004, дата поступления 11.01.2024. Зарегистрировано 22.01.2024.

95. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2025630296. Усилитель мощности MP552V02 / И.В. Хмара, Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев. – Заявка № 2025630179, дата поступления 14.07.2025. Зарегистрировано 16.09.2025.

96. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2025630303. Усилитель мощности MP548V03 / Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев, И.В. Хмара. – Заявка № 2025630292, дата поступления 15.09.2025. Зарегистрировано 19.09.2025.

97. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2025630304. Малошумящий усилитель MP511V02 / Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев, И.В. Хмара, Н.М. Харитонов. – Заявка № 2025630293, дата поступления 15.09.2025. Зарегистрировано 19.09.2025.

98. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2025630305. Малошумящий усилитель MP511V01 / Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев, И.В. Хмара, Н.М. Харитонов. – Заявка № 2025630294, дата поступления 15.09.2025. Зарегистрировано 19.09.2025.

99. Св-во о гос. регистрации ТИМС № 2025630306. Усилитель мощности MP539V02 / Д.С. Данилов, Ц.М. Батоев, Ю.А. Ламанов. – Заявка № 2025630295, дата поступления 15.09.2025. Зарегистрировано 19.09.2025.

100. Berroth, M. Broad-band determination of the FET small-signal

equivalent circuit / M. Berroth, R. Bosch // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1990. – Vol. 38. – No. 7. – P. 891–895.

101. Dambrine, G. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1988. – Vol. 36. – No. 7. – P. 1151–1159.

102. Shirakawa, K. An approach to determining an equivalent circuit for HEMT's / K. Shirakawa [и др.] // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1995. – Vol. 43. – No. 3. – P. 499–503.

103. Сверхширокополосный диплексерный переключатель диапазона 0-50 ГГц для контрольно-измерительной аппаратуры / И. В. Хмара, Д. С. Данилов, А. С. Загородний, С. Н. Шарангович // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2026. – Т. 29, № 1(89). – С. 75-81. – DOI 10.21293/1818-0442-2026-29-1-75-81. – EDN GTZMRK.

104. Ooi, B.L. Analytical extraction of extrinsic and intrinsic FET parameters / B.L. Ooi, Z. Zheng, M.-S. Leong // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – Vol. 57. – No. 7. – P. 254–261.

105. Rorsman, N. Accurate small-signal modeling of HFET's for millimeter-wave applications / N. Rorsman, M. Garcia, C. Karlsson, H. Zirath // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1996. – Vol. 44. – No. 3. – P. 432–437.

106. Berroth, M. High-frequency equivalent circuit of GaAs FET's for large-signal applications / M. Berroth, R. Bosch // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1991. – Vol. 39. – No. 2. – P. 224–229.

107. Ma, T. A new small signal model for asymmetrical AlGaIn/GaN HEMTs / T. Ma, Y. Hao, C. Chen, X. Ma // Journal of Semiconductors. – 2010. – Vol. 31. – No. 6.

108. Novotny, M. Unique and physically meaningful extraction of the bias-dependent series resistors of a 0.15 μm PHEMT demands extremely broadband and highly accurate measurements / M. Novotny, G. Kompa // 1996 IEEE MTT-S

Digest. – 1996. – P. 1715–1718.

109. Keysight Technologies. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/us/en/assets/9018-02221/training-materials/9018-02221.pdf> (дата обращения: 06.08.2026).

110. Kimura, S. 0–40 GHz GaAs MESFET distributed baseband amplifier ICs for high-speed optical transmission / S. Kimura, Y. Imai // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1996. – Vol. 44. – No. 11. – P. 2076–2082.

111. Ikalainen, P.K. Low-noise distributed amplifier with active load / P.K. Ikalainen // IEEE Microwave Guided-Wave Lett. – 1996. – Vol. 6. – No. 1. – P. 7–9.

112. Kobayashi, K.W. Low noise-linear power distributed amplifier / K.W. Kobayashi // US Patent 8,665,022. – 2014.

113. Голев Б.Ф., Гюнтер В.Я. / Авторское свидетельство № 1141568 // 23.02.85

114. Coers, M. DC to 6.5 GHz highly linear low-noise AlGaIn/GaN traveling wave amplifier with diode predistortion / M. Coers, W. Bosch // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Tampa Bay, 2014.

115. Wu, H. A 50 MHz to 6 GHz 1-Watt GaAs pHEMT stacked distributed power amplifier / H. Wu [и др.]. – Chengdu: Chengdu Ganide Technology.

116. Liu, C. Systematic design of a 1-W DC-6 GHz distributed amplifier in 0.25- μm GaAs pHEMT technology / C. Liu, F. Meng, K. Ma, S. Xu, S. Mou // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – Singapore, 2019. – P. 183–185. – DOI: 10.1109/APMC46564.2019.9038543.

117. Narendra, K. Distributed power amplifier with novel integration technique of broadband impedance transformer using pseudomorphic HEMT and gallium nitride HEMT / K. Narendra, H.H. Yan, B.S. Yarman, T.A. Latef // IET Microw. Antennas Propag. – 2017. – Vol. 11. – P. 949–954. – DOI: 10.1049/iet-map.2016.0934.

118. Drobotun, N. A decade bandwidth mixer based on planar transformers

and quasi-vertical Schottky diodes implemented in GaAs MMIC technology / N. Drobotun, D. Danilov // 2020 50th European Microwave Conference (EuMC). – 2021. – DOI: 10.23919/EuMC48046.2021.9338211.

119. Данилов, Д.С. Смеситель частот диапазона 13...67 ГГц / Д.С. Данилов, А.В. Дроздов, Ц.М. Батоев, Ю.А. Ламанов, А.С. Загородний, Н.Д. Малютин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2023. – Т. 26. – № 5. – С. 89–98. – DOI: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-89-98.

120. Данилов, Д.С. GaAs монолитные интегральные схемы широкополосных смесителей частоты на основе диодов с барьером Шоттки / Д.С. Данилов, Н.Б. Дроботун // Наноиндустрия. – 2020. – Т. 13. – № S5-2 (102). – С. 495–498.

121. Данилов, Д.С. Моделирование GaAs монолитно-интегральной схемы калибратора для векторного анализатора цепей на основе коммутационных рНЕМТ транзисторов с диапазоном частот DC-50 ГГц / Д.С. Данилов, Н.Б. Дроботун // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1-1. – С. 11–12

122. Малютин, Г.А. Особенности измерения фазовой задержки в полосковых структурах с диэлектрическим заполнением нелинейными объемными кристаллами / Г.А. Малютин, А.А. Арутюнян, Д.С. Данилов // Метрология в радиоэлектронике: Материалы XIII Всероссийской научно-технической конференции. – Менделеево, 2023. – С. 240–247.

Приложение А.

Методика расчета усилителя распределенного усиления

А.1 Деембеддинг и получение внутренних параметров транзистора

Проводится моделирование Y-параметров периферии транзистора: GatePad, DrainLain, SourceVia выделенных пунктиром на рисунке 1:

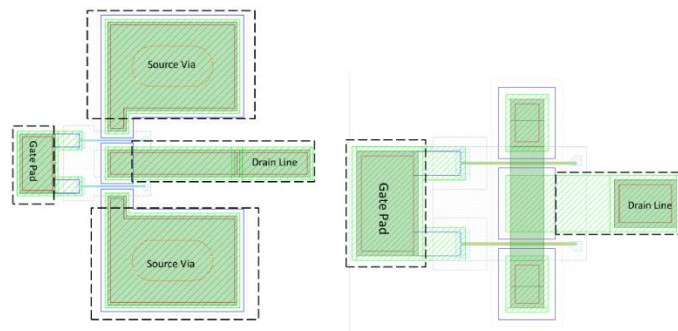


Рисунок 1 – транзисторы GaAs pHEMT

Далее Y-параметры подводящих линий и падов подгружаются в блоки De_embed. Характеристики транзистора в блок S2P на рисунке 2.

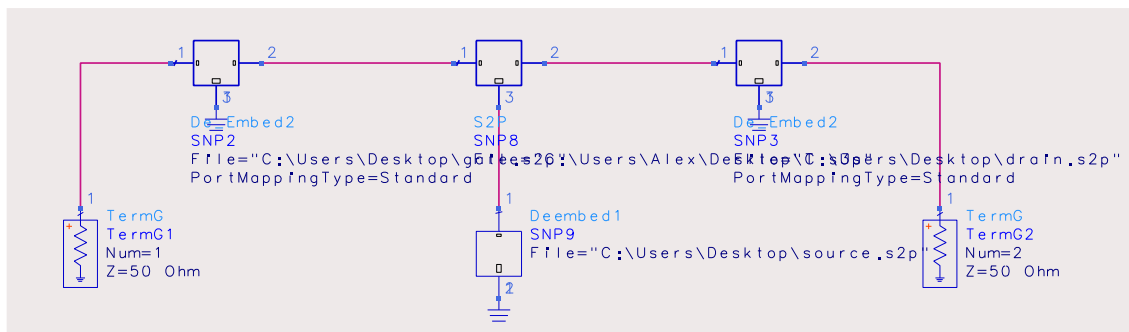


Рисунок 2 – Расчет внутренних Y-параметров GaAs pHEMT транзистора

Далее проводится расчет внутренних параметров транзистора по формулам ниже:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega}$$
$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) - \omega \cdot C_{gd}}{\omega} \cdot \left(1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11}))^2}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega \cdot C_{gd})^2}\right)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) - \omega \cdot C_{gd}}{\omega}$$

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22})$$

$$R_{ds} = -\frac{1}{\text{Re}(Y_{22})}$$

$$R_i = -\frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega \cdot C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}))^2}$$

Расчет проводился в MatLab:

```
clear
data_path = 'C:\Users\Alex\Desktop\';
file_name = 'Y_param.s2p';
data      = importfileYparam1([data_path, file_name], [6, Inf]);

w          = 2*pi*data.freq;
Cgd        = -data.imY12 ./ w;
Cgs        = ((data.imY11 - w.*Cgd) ./ w) .* (1 + ((data.reY11.^2) ./
(data.imY11 - w.*Cgd).^2));

Cds        = (data.imY22 - w.*Cgd) ./ w;

figure;plot(data.freq*1e-9, Cgd*1e15, 'k','LineWidth', 2)
xlabel('Frequency, GHz')
ylabel('C_g_d, fF')
set(gca, "FontSize", 14, "FontName", 'TimesNewRonam')
grid on

figure;plot(data.freq*1e-9, Cgs*1e15, 'k','LineWidth', 2)
set(gca, "FontSize", 14, "FontName", 'TimesNewRonam')
xlabel('Frequency, GHz')
ylabel('C_g_s, fF')
grid on

figure;plot(data.freq*1e-9, Cds*1e15, 'k','LineWidth', 2)
set(gca, "FontSize", 14, "FontName", 'TimesNewRonam')
xlabel('Frequency, GHz')
ylabel('C_d_s, fF')
grid on

data.freq(701)
Cgs(701)
Rds = 1 ./ data.reY22;
```

```
Ri = data.reY11 ./ ( (data.imY11 - w.*Cgd).^2 + (data.reY11).^2 );
```

```
figure;plot(data.freq*1e-9, Rds, 'k','LineWidth', 2)
set(gca, "FontSize", 14, "FontName", 'TimesNewRonam')
xlabel('Frequency, GHz')
ylabel('R_d_s, Ом')
grid on
```

```
figure;plot(data.freq*1e-9, Ri, 'k','LineWidth', 2)
set(gca, "FontSize", 14, "FontName", 'TimesNewRonam')
xlabel('Frequency, GHz')
ylabel('R_i, Ом')
grid on
```

Полученные внутренние параметры для расчета N_{opt} в зависимости от частоты представлены ниже:

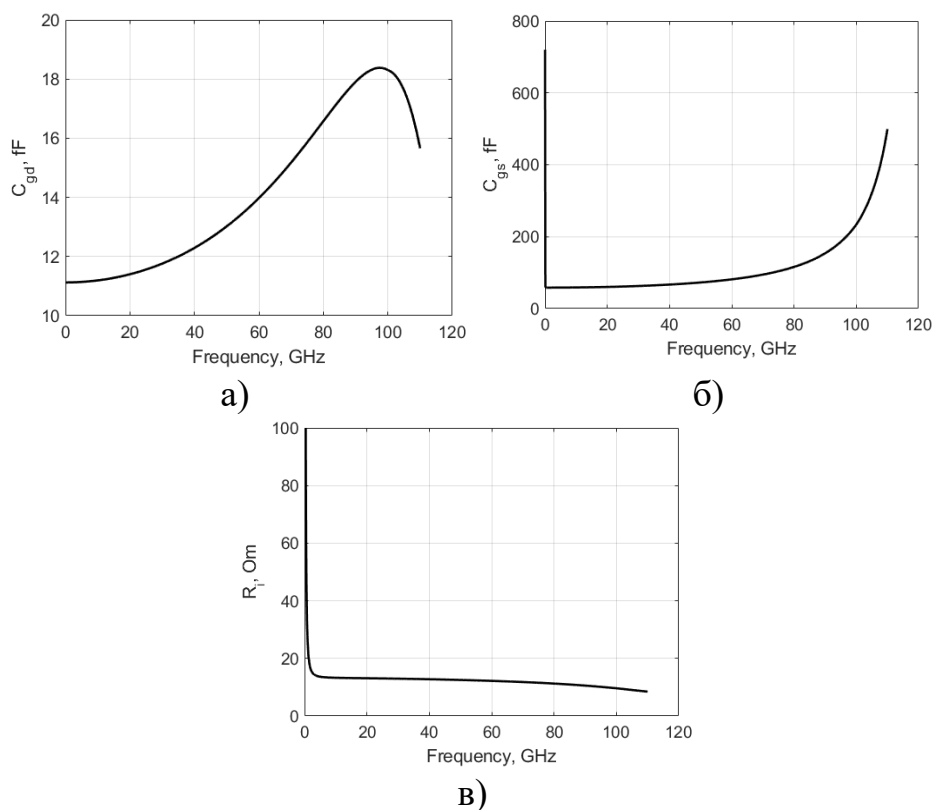


Рисунок 3 – Внутренние параметры для расчета оптимального количества ячеек УРУ C_{gd} (а), C_{gs} (б), R_i (в)

A.2 Расчет оптимального количества ячеек УРУ

Далее, используя полученные в пункте 1 значения для внутренних параметров транзистора проводится расчет оптимального количества ячеек по формулам ниже:

$$\alpha_g l_q = \frac{\omega^2 R_i C_{gs}^2 Z_0}{2}$$

$$\alpha_d l_d = \frac{Z_0}{2R_{ds}}$$

```
Z0      = 50;
iF      = 701;
data.freq(iF)
Cgs(iF)
AgLg    = (w(iF)^2 * Ri(iF) * Cgs(iF)^2 * Z0) / 2
AdLd    = Z0 / (2*Rds(iF))
```

$$N_{opt} = \frac{\ln(\alpha_g l_q / \alpha_d l_d)}{\alpha_g l_q - \alpha_d l_d}$$

```
Nopt = ( log(AgLg/AdLd) / (AgLg - AdLd) )
```

A.3 Расчет индуктивностей Т-образного фильтра и частоты среза

$$L = Z_0^2 C$$

```
R0  = 50;
Cq  = Cgs(iF)
Lq  = R0^2 * Cq
Cd  = Cds(iF)
Ld  = R0^2 * Cd
Lm  = 80e-12
R0m = sqrt(Lm/Cq)
```

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi Z_0 C}$$

```
fc = 1 / (pi * R0 * Cq)
1 / (pi * sqrt(Lq * Cq))
fcm = 1 / (pi * R0m * Cq)
```

Приложение Б.

Акт о внедрении



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма «Микран»
(АО «НПФ «Микран»)
пр-т Кирова, 51д, г. Томск, Россия, 634041
+7 3822 90-00-29 | +7 3822 60-18-30 факс
mic@micran.ru | www.micran.ru

ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113
код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет № 40702810700000039181
Банк ГПБ (АО) г. Москва
к/с 30101810200000000823

УТВЕРЖДАЮ

Директор департамента
информационно-измерительных
систем АО «НПФ «Микран»
_____ Кун Г.Р.
«19» 08 2026 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы
Данилова Даниила Сергеевича
в АО «НПФ «Микран»

Настоящим актом подтверждается, что следующие результаты диссертационной работы «сверхширокополосные монолитные интегральные схемы усилителей распределенного усиления для использования в контрольно-измерительной аппаратуре» Данилова Даниила Сергеевича на соискание ученой степени кандидата технических наук:

1. Разработанные СВЧ монолитно-интегральные схемы маломощных усилителей распределенного усиления: MP511V01, MP511V02;
2. Разработанные СВЧ монолитно-интегральные схемы распределенных усилителей мощности: MP538, MP551V02, MP548V03;
3. Разработанные СВЧ монолитно-интегральные схемы буферных и сверхширокополосных распределенных усилителей: MP549, MP539V02.

внедрены в серийное производство АО «НПФ» Микран», используются как отдельные устройства, так и в составе анализаторов спектра СК4М-50, векторных анализаторов цепей P4226, P4250 и генераторах сигналов Г7М50.

Начальник производственного отдела
департамента информационно-
измерительных систем
АО «НПФ «Микран»



_____ Лихотников Д.А.

Приложение В.
Свидетельства о регистрации топологии МИС

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2019630149
AMP_20_50_GIO25

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU),
Дроботун Николай Борисович (RU)*

Заявка № **2019630143**
Дата поступления **23 июля 2019 г.**
Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **01 августа 2019 г.**
Дата окончания срока действия исключительного права **01 июня 2029 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности


 **Г.П. Ивлиев**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2019630150

AMP_DC_50_GI25_GO25

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU),
Дроботун Николай Борисович (RU)*

Заявка № **2019630144**

Дата поступления **23 июля 2019 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем **01 августа 2019 г.**

Дата окончания срока действия исключительного права
01 июня 2029 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2019630151

AMP_DC_50_R29_GI25_GO25

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU),
Дроботун Николай Борисович (RU)*

Заявка № 2019630145

Дата поступления 23 июля 2019 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем 01 августа 2019 г.

Дата окончания срока действия исключительного права
01 июня 2029 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Г.П. Ивлиев'.

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2019630152

AMP_20_50_GIO35

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU),
Дроботун Николай Борисович (RU)*

Заявка № 2019630146

Дата поступления 23 июля 2019 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем 01 августа 2019 г.

Дата окончания срока действия исключительного права
01 июня 2029 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Измаилов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2023630084

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ MP538

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU), Дроздов Алексей Викторович (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU), Загородний Андрей Сергеевич (RU)*

Заявка № 2023630056

Дата поступления 05 мая 2023 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий
интегральных микросхем 06 июля 2023 г.

Дата окончания срока действия

исключительного права 06 июля 2033 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 4290b90fe363164baf96f83b73b4aa7
Владимир Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю. С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2024630010

Усилитель мощности MP549

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU), Дроздов Алексей Викторович (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU), Загородний Андрей Сергеевич (RU), Ламанов Юрий Александрович (RU)*

Заявка № **2024630004**

Дата поступления **11 января 2024 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **22 января 2024 г.**

Дата окончания срока действия
исключительного права **22 января 2034 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a0e3863164ba196f83b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы

№ 2025630134

Усилитель мощности MP551V02

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Ламанов Юрий Александрович (RU), Данилов Даниил Сергеевич (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU)*

Заявка № **2025630127**

Дата поступления **23 мая 2025 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **02 июня 2025 г.**

Дата окончания срока действия
исключительного права **02 июня 2035 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 0692e761ac300b5642d01670bca2026
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2025630296

Усилитель мощности MP552V02

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Хмара Иоанн Владимирович (RU), Данилов Даниил Сергеевич (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU)*

Заявка № 2025630179

Дата поступления 14 июля 2025 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем 16 сентября 2025 г.

Дата окончания срока действия
исключительного права 16 сентября 2035 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2025630303

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ MP548V03

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU), Батоев Цырен Мункобатович (RU), Хмара Иоанн Владимирович (RU)*

Заявка № 2025630292

Дата поступления 15 сентября 2025 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем 19 сентября 2025 г.

Дата окончания срока действия
исключительного права 19 сентября 2035 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2025630304

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ MP511V02

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU), Хмара Иоани Владимирович (RU), Харитонов Никита Михайлович (RU)*

Заявка № **2025630293**

Дата поступления **15 сентября 2025 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем **19 сентября 2025 г.**

Дата окончания срока действия
исключительного права **19 сентября 2035 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2025630305

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ MP511V01

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU), Ламанов Юрий Александрович (RU), Харитонов Никита Михайлович (RU)*

Заявка № 2025630294

Дата поступления 15 сентября 2025 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем 19 сентября 2025 г.

Дата окончания срока действия
исключительного права 19 сентября 2035 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации
топологии интегральной микросхемы
№ 2025630306

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ MP539V02

Правообладатель: *Акционерное общество «Научно-производственная фирма «Микран» (RU)*

Авторы: *Данилов Даниил Сергеевич (RU), Батоев Цырен Мункобатоевич (RU), Ламанов Юрий Александрович (RU)*

Заявка № 2025630295

Дата поступления 15 сентября 2025 г.

Дата государственной регистрации в Реестре топологий интегральных микросхем 19 сентября 2025 г.

Дата окончания срока действия
исключительного права 19 сентября 2035 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов