

**МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ  
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)**

На правах рукописи

**Малахов Роман Юрьевич**



**МОДУЛЬ БОРТОВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

**Специальность: Антенны, СВЧ-устройства и их технологии**

**ШИФР: 05.12.07**

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

**Научный руководитель: к.т.н., доцент Добычина Елена Михайловна**

Москва – 2015

## Содержание

Введение.....	4
1. Анализ требований к составным элементам приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки.....	14
1.1. Анализ современного состояния приёмопередающих модулей антенных решеток.....	14
1.2. Цифровая элементная база приёмопередающих модулей.....	23
1.3. Квадратурный модулятор в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением цифровой антенной решетки.....	27
2. Приёмопередающий модуль цифровой антенной решетки .....	35
2.1. Обоснование структуры модуля .....	40
2.1.1. Передающий тракт модуля .....	45
2.1.2. Приёмный тракт модуля .....	48
2.2. Амплитудно-фазовые ошибки передающего тракта модуля .....	51
2.3. Анализ энергетических характеристик антенной решетки на основе цифровых приёмопередающих модулей .....	61
3. Усилитель мощности в составе приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки.....	75
3.1. Влияние точности определения параметров транзисторов на частотные характеристики усилителей мощности .....	79
3.2. Моделирование мощного СВЧ транзистора .....	83
3.2.1. Алгоритмы определения параметров мощного СВЧ транзистора .....	85
3.2.2. Нелинейная модель мощного СВЧ транзистора на тестовой плате.....	88
3.3. Методика определения параметров мощного СВЧ транзистора .....	93
3.3.1. Определение номиналов элементов, моделирующих контактные площадки транзистора .....	95
3.3.2. Определение номиналов элементов резонансных контуров.....	98
4. Экспериментальные исследования элементов цифрового приёмопередающего модуля.....	108
4.1. Измерение и расчет параметров транзисторов на тестовой плате .....	108
4.2. Верификация результатов нелинейного моделирования мощного СВЧ транзистора .....	117
4.3. Разработка усилителя мощности передающего тракта цифрового приёмопередающего модуля .....	122

4.3.1. Разработка предварительного GaN усилителя мощности.....	123
4.3.2. Разработка топологии оконечного GaN усилителя мощности .....	126
4.3.3. Изготовление и измерение параметров предварительного усилителя мощности.....	129
4.4. Разработка элементов цифрового приёмопередающего модуля .....	136
4.4.1. Формирователь сигнала передающего тракта .....	138
4.4.2. Цифровая часть приёмного тракта.....	141
4.4.3. Техничко-экономические обоснование разработки модуля .....	142
Заключение .....	144
Список используемых сокращений.....	146
Список литературы .....	148

## Введение

Современные бортовые радиоэлектронные системы (РЭС) находятся в быстро меняющейся радиотехнической обстановке, поэтому их функциональные возможности должны обеспечивать гибкое изменение характеристик в зависимости от режима работы.

Задача комплексирования функций, выполняемых антенной системой, возникает при разработке бортовых многофункциональных радиолокационных систем (РЛС), осуществляющих обнаружение, сопровождение и идентификацию объектов, а также при совмещении функций РЛС и системы радиопротиводействия в одной антенне [1 – 4].

Применение активных фазированных антенных решеток (АФАР) в многофункциональных бортовых РЭС выдвигает ряд технических и научных проблем: обеспечение высокого уровня излучаемой мощности с ограниченной апертурой АФАР [5]; построение надежных полупроводниковых приемопередающих модулей (ППМ) на активных элементах с высокими КПД и коэффициентом усиления по мощности и стабильной фазовой характеристикой в широкой полосе частот, минимально возможным уровнем внеполосного излучения; разработка методов проектирования с учетом минимизации массы, габаритов, стоимости.

Существенное изменение входных сопротивлений излучателей при сканировании и смене режима работы АФАР обуславливает изменение характеристик активных элементов модуля и может нарушить их устойчивость. Это обстоятельство надо учитывать при проектировании выходных мощных каскадов передающей части ППМ.

Необходимо отметить наиболее важные проблемы построения различного класса бортовых многофункциональных радиосистем:

- создание новых схем построения АФАР на основе перспективной полупроводниковой цифровой элементной базы, обеспечивающих возможность совмещения ряда функций в одной антенной системе;

- разработка оптимальных методов управления частотой, амплитудой и фазой сигналов в АФАР;

- оптимизация характеристик АФАР, создаваемых на специализированной цифровой элементной базе;

- увеличение излучаемой мощности и КПД при расширении полосы рабочих частот, уменьшение массы, габаритов, стоимости ППМ.

Многофункциональность РЭС достигается переходом на цифровое диаграммообразование (ЦДО), при котором решетка становится цифровой (ЦАР) [6 – 7]. Использование ЦДО позволяет повысить помехозащищенность РЭС, её динамический диапазон, скорость управления амплитудно-фазовым распределением (АФР).

В настоящее время в мире ведутся активные работы по исследованию структуры приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки, а также его составных элементов – аналого-цифровых преобразователей (АЦП), цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) и других [8]. В основном они касаются антенных решеток в составе наземных систем связи, где ЦАР используются наиболее широко, и затрагивают вопросы формирования и обработки сигнала. При этом проблемам, возникающим в СВЧ части модуля не уделяется должного внимания.

Вопрос выбора структуры модуля для многоэлементных бортовых ЦАР является мало проработанным и требует дополнительного анализа. Использование ЦДО в этом случае сдерживается не только сложностью цифрового управления и синхронизации, но также и большой потребляемой мощностью модуля, что является недопустимым для бортовых РЭС.

Основными потребителями энергии в ЦАР, как и в АФАР, являются единый СВЧ возбудитель и активные приборы, входящие в состав модулей. Существенные потери мощности в системе распределения опорного СВЧ сигнала приводят к возрастанию энергопотребления возбудителя, особенно в случае реализации многолучевой ДН. Управляемые фазовращатели и аттенюаторы в

передающем тракте и АЦП в приёмном тракте модулей дополнительно увеличивают уровень потребляемой мощности и амплитудно-фазовые ошибки при формировании ДН ЦАР, что является недопустимым для бортовых РЭС. Существенное влияние на энергопотребление РЭС оказывает окончательный усилитель мощности в составе передающего тракта модуля ЦАР. Достижение высокого КПД усилителя возможно только при наличии точной нелинейной модели транзисторов, входящих в его состав.

Определение оптимальной структуры как цифровой, так и СВЧ частей модуля бортовой ЦАР, при которой возможно уменьшение энергопотребления многофункциональной РЭС является актуальной задачей.

### **Степень разработанности темы**

Известны работы, посвященные вопросам построения цифровых антенных решеток и их составных элементов таких авторов, как Воскресенский Д.И., Иммореев И.Я., Слока В.К., Евстропов Г.А., Слюсар В.И. Основное их внимание направлено на проблемы разработки приёмных ЦАР, в первую очередь наземного базирования.

Вопросы моделирования активных приборов рассматривались в трудах Неймана М.С., Шахгильдяна В.В., Челнокова О.А., Кулешова В.Н., Романюка В.А., Алексеева О.В., Ангелова И.

Известны работы зарубежных авторов - Гупта Д., Муханов О., Магил Е., по разработке ППМ, в состав которых входят прямые цифровые синтезаторы сетки частот (ССЧ). Однако уровень фазовых шумов и побочных составляющих в таких модулях являются недопустимыми для использования в доплеровской радиолокации.

**Целью работы является** разработка принципов построения и схемотехнической реализации приемопередающего модуля для бортовой цифровой антенной решетки многофункциональной радиоэлектронной системы, а также разработка моделей и путей создания новых устройств, позволяющих

снизить энергопотребление, массу и размеры модуля за счет использования высокоэффективных технологий и методов моделирования.

**Для достижения поставленной цели в диссертационной работе необходимо было решить следующие задачи:**

1. Выбрать принцип построения и схемотехническую реализацию приемопередающего модуля для цифровой антенной решетки бортовой многофункциональной радиоэлектронной системы, работающей в условиях ограниченного энергопотребления, имеющей минимальные массу и размеры.
2. Провести оценку энергетических характеристик ЦАР на основе рассматриваемой структуры модуля и сравнение их с АФАР традиционной архитектуры.
3. Выбрать метод нелинейного моделирования процессов в мощных многосекционных псевдоморфных СВЧ транзисторах, позволяющий интерпретировать результаты их экспериментальных исследований.
4. Создать нелинейную модель транзистора, позволяющую находить его оптимальный режим для достижения высокого КПД и требуемого усиления в широкой полосе рабочих частот.
5. Провести экспериментальные исследования мощных СВЧ усилителей на псевдоморфных транзисторах для подтверждения возможности использования их в составе передающего тракта модуля ЦАР.

### **Методы исследования**

В диссертационной работе используются: метод гармонического баланса для описания нелинейных электрических цепей, теория функций комплексного переменного, элементы линейного программирования, теория статистического анализа, матричные методы решения систем линейных алгебраических уравнений, теория матричного описания антенн и устройств СВЧ, электродинамическое моделирование СВЧ устройств методом моментов.

### **Научная новизна**

1. Предложена схемотехническая реализация приемопередающего модуля цифровой антенной решетки, позволяющая снизить энергопотребление бортовой многофункциональной радиоэлектронной системы за счет использования в каждом модуле синтезатора сетки частот с цифровым кольцом ФАПЧ.
2. Развита методика нелинейного моделирования процессов в мощных многосекционных псевдоморфных СВЧ транзисторах на основе результатов их экспериментальных исследований.
3. Предложена нелинейная модель транзистора, в которой учтена зависимость режима от совокупности параметров, влияющих на его основные энергетические характеристики.
4. Разработана методика определения элементов эквивалентной электрической схемы мощного СВЧ транзистора, позволяющая увеличить точность определения его параметров по сравнению с существующими методиками.

### **Основные положения, выносимые на защиту**

1. Схемотехническая реализация модуля цифровой антенной решетки, обеспечивающая снижение энергопотребления бортовой РЭС на 3 – 5 % в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц за счет использования в качестве СВЧ возбуждителя синтезатора сетки частот с цифровым кольцом ФАПЧ.
2. Нелинейная модель мощного СВЧ транзистора на тестовой плате на основе параллельных резонансных контуров, обеспечивающая более высокую точность моделирования транзистора в широкой полосе частот и позволяющая за счет этого повысить КПД усилителей мощности на 3 – 5 %, а уровень выходной мощности на 8 – 10 %.
3. Алгоритм и методика его использования для определения параметров мощных СВЧ транзисторов на основе результатов их экспериментальных исследований, позволяющие реализовать предложенную модель.



### **Практическая значимость результатов работы**

Полученные в процессе работы над диссертацией результаты могут стать основой для разработки бортовых ЦАР многофункциональных РЭС, обеспечивающих более высокие энергетические характеристики.

Предложенный в работе алгоритм определения параметров мощных СВЧ транзисторов и нелинейная модель могут послужить основой для разработки СВЧ усилителей мощности, обладающих повышенным КПД и уровнем выходной мощности в широком диапазоне рабочих частот. Проведена разработка и экспериментальные исследования макетов мощных СВЧ усилителей, подтверждающие повышение КПД и выходной мощности за счет использования предложенного метода моделирования транзистора на тестовой плате.

### **Реализация и внедрение результатов работы**

Результаты диссертационной работы использованы при решении задач измерений и моделирования ряда новых отечественных и зарубежных мощных СВЧ GaAs и GaN транзисторов, а также в разработке гибридно-интегральных GaN усилителей мощности сантиметрового диапазона длин волн.

Научные результаты диссертационной работы были использованы на предприятии ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга» и в НЦ СРМ МАИ при разработке многофункциональной бортовой радиолокационной системы.

Представленные в диссертационной работе научные и практические результаты внедрены в учебный процесс на кафедре «Радиофизика, антенны и микроволновая техника» МАИ. Они использованы при чтении лекций и проведении практических занятий по дисциплине «Передающие модули СВЧ и оптического диапазона», а также вошли в 2015 году в состав учебного пособия «Антенные решетки современных радиоэлектронных систем» (авторский 1 п.л.).

Акты о внедрении представлены в приложении.

**Достоверность полученных результатов** обуславливается корректностью исходных положений, приближений и преобразований, использованием широко

известного и апробированного математического аппарата, компьютерных программ, а также экспериментальными исследованиями и разработками.

### **Апробация результатов работы**

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

#### **Международных научно-практических конференциях:**

- 10-ой и 11-ой Международной конференции «Авиация и космонавтика», г. Москва, 2011 г., 2012 г.
- 9-ой Международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций», г. Севастополь, 2012 г., 2013 г.
- 23-ой и 24-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, 2013 г., 2014 г.
- 15<sup>th</sup>, 16<sup>th</sup> International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Cartagena, Spain, 2013 / Graz, Austria, 2014.
- The 29th Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences (ICAS-2014), St Petersburg, 2014.

#### **Всероссийских научно-технических конференциях:**

- Научно-практической конференции студентов и молодых учёных МАИ «Инновации в авиации и космонавтике-2011», г. Москва, 2011;
- Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2012», г. Москва, 2012;
- I Всероссийской микроволновой конференции, г. Москва, 2013;
- III межвузовской студенческой конференции «Научная сессия – современная радиоэлектроника», г. Москва, 2014;

### **Публикации**

Результаты исследований, проведённых в процессе выполнения диссертационной работы опубликованы в 18 печатных работах, из них 6 научных статей в журналах из перечня ВАК, 11 тезисов докладов и одно учебное пособие.

### **Личный вклад**

Все представленные в диссертации результаты исследований и экспериментальные данные получены лично автором либо при его непосредственном участии.

### **Структура и объём работы**

Диссертационная работа изложена на 156 машинописных листах и состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемых сокращений, списка литературы и приложения. Иллюстративный материал представлен в виде 97 рисунков и 20 таблиц. Список литературы включает 96 наименования.

В **главе 1** проведён обзор структур ППМ антенных решеток, а также их составных элементов. Анализ показал, что, несмотря на большое разнообразие фирм-разработчиков, структура ППМ обычно остается неизменной, за исключением ППМ на принципе SDR (software-defined radio), которые в настоящее время не используются в бортовых многоэлементных ЦАР. Полупроводниковые СВЧ фазовращатели и аттенюаторы ограничивают возможный частотный диапазон ППМ и уменьшают КПД модуля. Потери компенсируется введением дополнительных усилительных каскадов, приводящих к увеличению габаритных размеров и массы изделия.

Увеличение КПД модуля ЦАР возможно осуществить при использовании квадратурного модулятора (КМ) в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением на передачу в ЦАР. Разрядность и полоса входного СВЧ сигнала современных коммерчески доступных АЦП позволяет обеспечить преобразование непосредственно на несущей частоте в приёмных трактах ППМ вплоть до 20 ГГц, что увеличивает динамический диапазон РЭС.

Проведённый анализ показал, что реализация бортовой ЦАР невозможна при использовании ППМ с традиционной архитектурой, а выбор и обоснование структуры модуля ЦАР, позволяющего улучшить энергетические и электрические характеристики бортовых антенных решеток, является актуальной задачей.

Для снижения энергопотребления бортовой РЛС в **главе 2** предложена структура ЦАР, в которой отсутствует система распределения СВЧ сигнала. СВЧ возбудитель входит в состав каждого модуля, а распределительная система становится полностью цифровой.

Для обеспечения малого уровня фазовых шумов в качестве возбудителя в модуле ЦАР предложено использовать синтезатор сетки частот (ССЧ) с цифровым кольцом фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Когерентность модулей реализуется общим в ЦАР генератором тактовых импульсов (ГТИ), стабильность которого определяется опорным кварцевым генератором (ОКГ).

Была осуществлена оценка энергетических характеристик ЦАР на основе рассматриваемой структуры модуля, позволившая провести сравнение с АФАР традиционной архитектуры (цифровой приёмный тракт, фазовращатель и аттенуатор в передающем тракте). В качестве основного критерия была выбрана общая потребляемая мощность антенной решетки. Сравнение проводилось с АФАР, использующей коаксиальную (от 1 до 18 ГГц) и волноводную (от 10 до 40 ГГц) систему распределения СВЧ сигнала.

Показано, что предложенная структура модуля обеспечивает снижение энергопотребления бортовой ЦАР на 0,1 – 0,2 дБ в диапазоне частот 1 – 18 ГГц при использовании коаксиальной разводки и на 0,05 – 0,1 дБ в диапазоне частот 10 – 40 ГГц при использовании волноводов. Было определено, что увеличение количества излучателей и требуемой выходной мощности приводит к дальнейшему относительному уменьшению энергопотребления.

Существенный вклад в энергопотребление бортовых ЦАР вносит окончательный УМ передающего тракта модуля, вопросам повышения КПД которого посвящена **глава 3**. Обеспечение высокого КПД и требуемого уровня выходной мощности в широкой полосе рабочих частот возможно только при наличии адекватной нелинейной модели транзисторов, входящих в состав УМ.

Одним из недостатков существующих моделей мощных СВЧ транзисторов является использование оптимизационных методов, что может привести к

некорректному определению параметров эквивалентной электрической схемы в широкой полосе частот. В **главе 3** предложен алгоритм определения параметров мощных СВЧ транзисторов, не требующий использования оптимизационных методов, а также нелинейная модель, необходимая для его реализации.

**Глава 4** посвящена экспериментальным исследованиям мощных GaAs и GaN транзисторов, а также вопросам технологии и изготовления СВЧ УМ на их основе. Осуществлена верификация алгоритма определения параметров мощных отечественных и зарубежных СВЧ транзисторов. Полученные нелинейные модели были использованы для проектирования СВЧ усилителей мощности и результаты их экспериментальных исследований подтвердили прогнозы, полученные расчетным путем, что говорит о корректности предложенного алгоритма.

## 1. Анализ требований к составным элементам приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки

У АФАР и ЦАР есть отличие, которое изменяет построение решеток коренным образом. В ЦАР используется цифровая система синтеза и анализа сигналов – цифровой модуль. Выбор оптимальной структуры приёмопередающего модуля ЦАР невозможен без анализа современного состояния модулей.

### 1.1. Анализ современного состояния приёмопередающих модулей антенных решеток

Основой традиционной АФАР является приёмопередающий модуль, структурная схема которого представлена на рисунке 1.1.

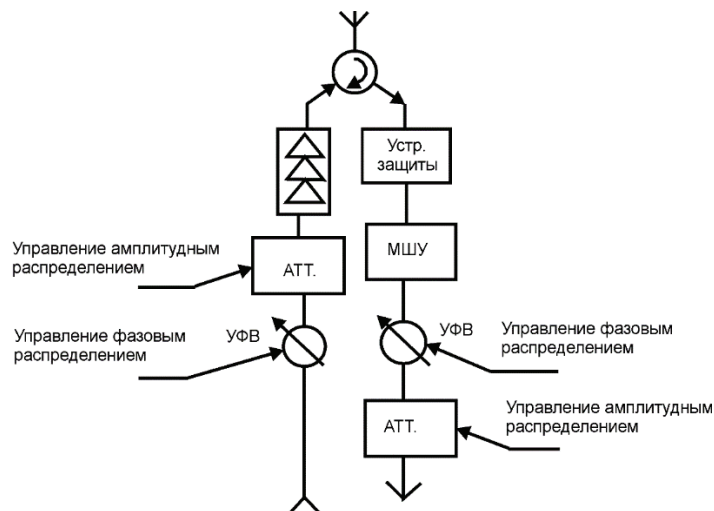


Рисунок 1.1 – Структурная схема традиционного ППМ АФАР

В состав ППМ входит излучатель, приёмный и передающий тракты. Развязка между трактами осуществляется с помощью ферритового или полупроводникового циркулятора. Требуемую выходную мощность передающего тракта обеспечивает полупроводниковый СВЧ усилитель мощности. Устройство защиты в приёмном тракте обеспечивает необходимую защиту по входной мощности. Малошумящий усилитель (МШУ) обеспечивает повышение мощности входного СВЧ сигнала до уровня, достаточного для детектирования и

оптимальной обработки. Управление фазовым и амплитудным распределением на приём и передачу осуществляется с помощью полупроводниковых фазовращателей и аттенюаторов с цифровым управлением и реализуемым дискретом до  $11,25^0$  и 0,5 дБ соответственно [9]. Существуют различные схемы построения ППМ, учитывающие требуемый частотный диапазон, уровень выходной мощности, динамический диапазон и т.д. [10]. Использование того или иного варианта зависит от функций, выполняемых радиоэлектронной системой.

Разработчиками ППМ для АФАР в РФ являются НПФ «Микран», ОАО «НИИПП», ОАО «НПП «Пульсар», АО «НПП «Исток» им. Шокина», ЗАО «Микроволновые системы».

НПФ «Микран» обладает целой линейкой ППМ различного частотного диапазона [11], среди которых выделяются ППМ «Морфей-ВЧА», «Морфей-ММ», «Орлик», «Ратэп», «Триумфатор», «Трамплин». Внешний вид модулей представлен на рисунке 1.2.

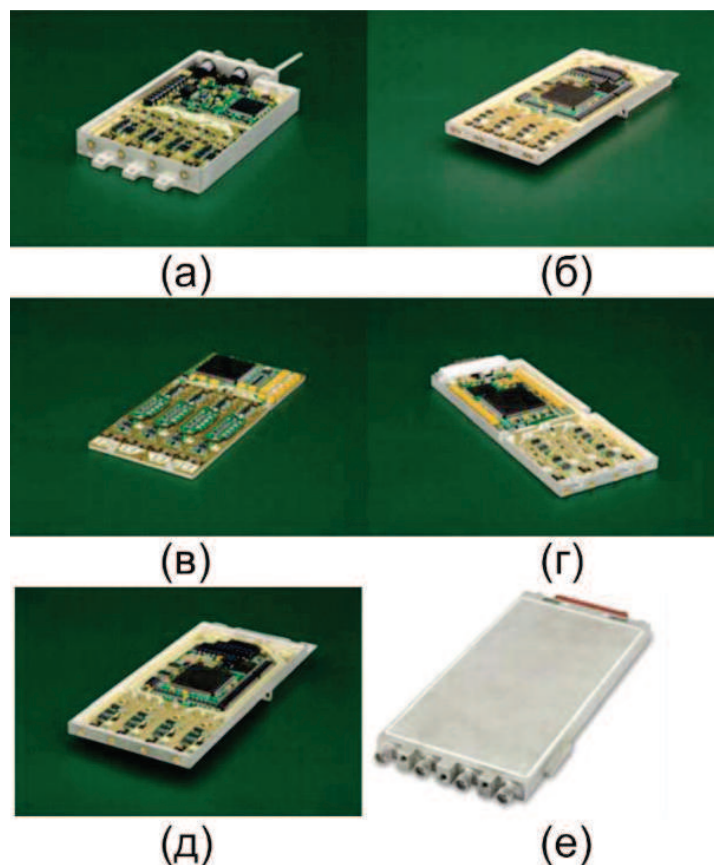


Рисунок 1.2 – Внешний вид ППМ НПФ «Микран» а) «Морфей-ВЧА»; б) «Морфей-ММ»; в) «Орлик»; г) «Ратэп»; д) «Триумфатор»; е) «Трамплин»

ППМ НПФ “Микран” являются четырехканальными. В качестве основного цифрового интерфейса взаимодействия с внешней цифровой вычислительной машиной (ЦВМ) используются LVDS линии (Low Voltage Differential Signal). Каждый ППМ содержит регистры внутренней памяти для хранения корректирующих кодов. Коррекция при этом осуществляется в диапазоне рабочих частот и температур. Для осуществления цифровой обработки сигнала используется одно или два частотных преобразования в приёмном тракте в зависимости от частотного диапазона. Характеристики модулей представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Сравнительные характеристики ППМ НПФ “Микран”

Характеристика	Морфей-ВЧА	Морфей-ММ	Орлик	Ратэп	Триумфатор	Трамплин
Выходная мощность передатчика, Вт	0,4 ... 3,0	5 ... 7	10 ... 15	5 ... 7	5 ... 7	5 ... 7
Коэффициент шума приемника, дБ, не более	5	4,5	4,5	4,5	4,5	4,5
Шаг регулировки фазы, град.	5,6	11	11	11	6	6
Динамический диапазон регулировки усиления, дБ с шагом, дБ	23 1,5	23,5 0,75	23,5 0,75	28 0,9	28 0,9	28 0,9

ОАО “НИИПП” разработал многофункциональный ППМ сантиметрового диапазона длин волн «М55317» [12]. Модуль разработан на основе современных GaAs монолитных и гибридно-интегральных схем (МИС и ГИС), что обеспечивает широкий динамический и температурный диапазоны. Внешний вид ППМ представлен на рисунке 1.3.





Рисунок 1.3 – Внешний вид ППМ «М55317» ОАО «НИИПП»

Диапазон рабочих частот этого ППМ составляет 5 – 16 ГГц. Габаритные размеры ППМ составляют  $70 \times 64 \times 12$  мм, масса не более 150 г, ток питания не более 0,7 А. В ППМ «М55317» используется двойное преобразование частоты в приёмном тракте.

Одно из последних направлений в создании ППМ – многоканальные ППМ на основе низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC) [13]. Данное направление развития широко используется в ОАО «НИИПП», где был разработан приемный модуль на основе LTCC, а в настоящее время идет исследование и разработка передающего модуля и приемо-передающего модуля на LTCC. Внешний вид модуля представлен на рисунке 1.4.

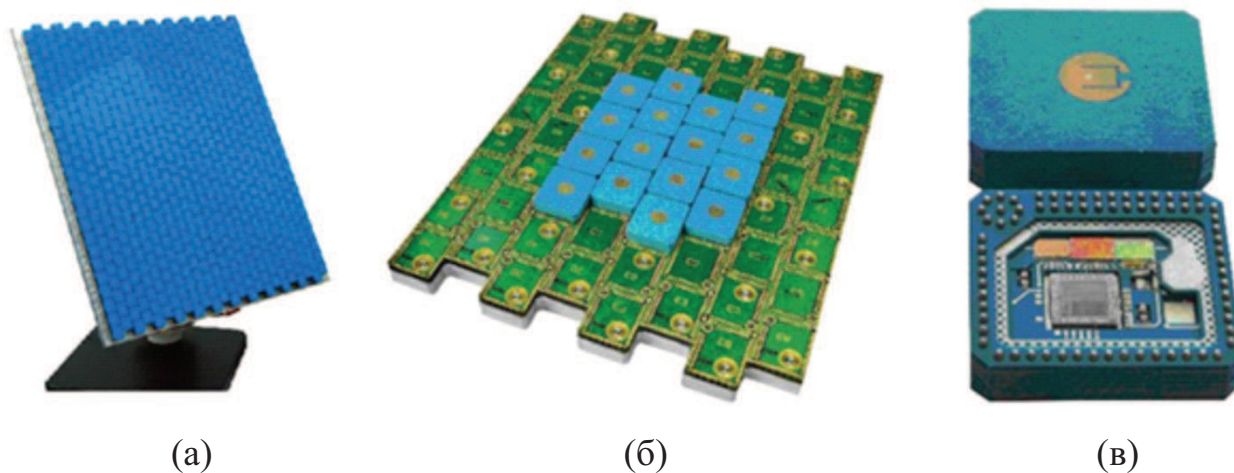


Рисунок 1.4 – (а) планарная АФАР на LTCC, (б) 16 модулей в составе АФАР, (в) LTCC ППМ

Использование LTCC для изготовления СВЧ модулей дает следующие преимущества:

- не требуется дополнительного корпуса, т.е. LTCC сама является объемным, механически прочным корпусом СВЧ-модуля;

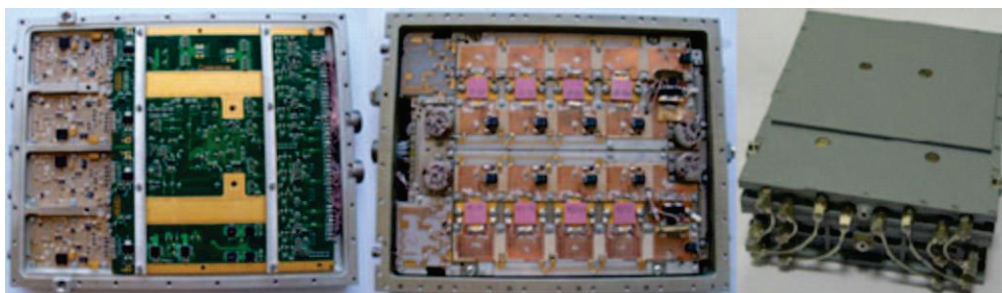
- герметичность, высокая стойкость к внешним воздействиям и стабильность параметров;
- более высокая, чем у печатных плат, теплопроводность;
- возможность непосредственной установки и плотной компоновки кристаллов СВЧ МИС и других элементов;
- возможность интеграции пассивных элементов (резисторы, конденсаторы, индуктивности) на внутренних слоях.

Каждый приемный модуль ППМ имеет 64 СВЧ-субмодуля, установленных в узлах гексагональной решетки. Модули могут соединяться между собой без нарушения шага излучателей решетки, тем самым из них можно составлять полотно АФАР неограниченной площади. Общие характеристики ППМ представлены в таблице 1.2.

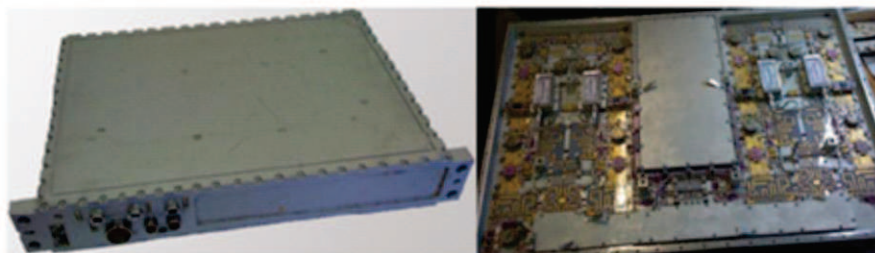
Таблица 1.2 – Характеристики ППМ на LTCC

Характеристики	Значение
Полоса рабочих частот, %	10
Разрядность фазовращателей	6
Разрядность аттенюаторов	5
Диапазон регулировки аттенюаторов, дБ	25
Коэффициент шума приёмного тракта, дБ, не более	3
Потребляемая мощность, мВт	300

ОАО «НПП «Пульсар» разработало ряд ППМ L-диапазона для бортовых АФАР [14]. Модули являются 4-канальными, в каждый ППМ входит сигнальный процессор, осуществляющий управление амплитудой и фазой ППМ, а также первичную обработку информации. Выходная мощность ППМ составляет сотни Вт, разрядность фазовращателей составляет от 5 до 7 разрядов, диапазон регулировки аттенюаторов составляет около 25 дБ. Внешний вид ППМ представлен на рисунке 1.5.



(а)



(б)

Рисунок 1.5 – Внешний вид ППМ производства ОАО “НПП “Пульсар” (а) – для бортового запросчика L-диапазона, (б) – для РЛС L - диапазона

АО "НПП "Исток" им. Шокина" является также крупным разработчиком ППМ для бортовых АФАР [15]. Были разработаны приёмные модули АФАР сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн, параметры которых приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Сравнительные характеристики приёмных модулей АО "НПП "Исток" им. Шокина"

Характеристики	X – диапазон	Ku – диапазон
Коэффициент шума, дБ	7	4
Коэффициент усиления, дБ	20	24 – 30
Масса модуля, г	400	160

В приёмных модулях осуществляется двойное преобразование частоты, формирование амплитудно-фазового распределение осуществляется управлением усилением приёмного тракта и фазовым сдвигом фазовращателя. На входах модулей стоят полупроводниковые устройства защиты. Внешний вид модулей представлен на рисунке 1.6.

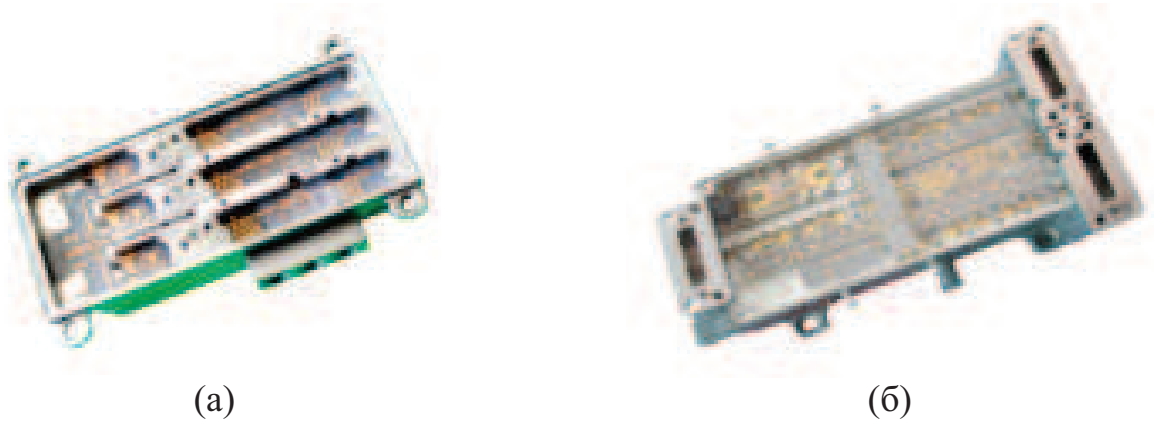


Рисунок 1.6 – Внешний вид приёмных модулей АО "НПП "Исток" им. Шокина"  
(а) – сантиметрового, (б) – миллиметрового диапазона длин волн

ЗАО «Микроволновые системы», в 2009 году в рамках проводимой ОКР приступило к разработке опытной партии приемо-передающих модулей (рисунок 1.7) для бортовой АФАР системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ) [16].

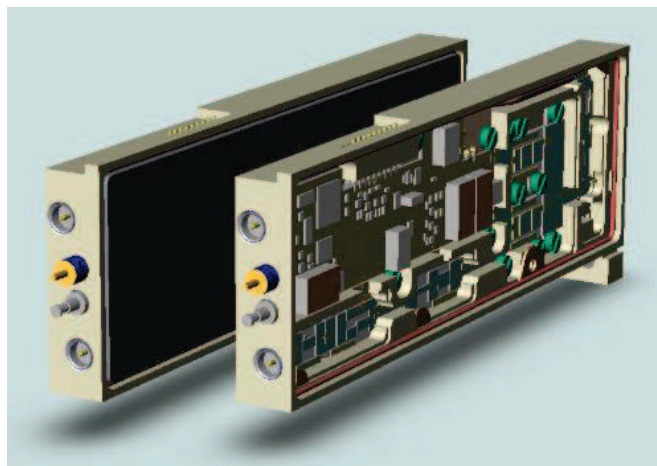


Рисунок 1.7 - ППМ для бортовой АФАР системы РЭБ (ЗАО «Микроволновые системы»)

Выходная мощность модуля составляет 1,8 Вт, полоса рабочих частот – более октавы. Управление усилением ППМ осуществляется с помощью 4 – разрядных аттенюаторов.

К недостаткам рассмотренных ППМ относится низкий приёмный динамический диапазон и малый КПД. Повышение энергоэффективности возможно осуществить при переходе на новую элементную базу – широкозонные транзисторы (GaN, SiC).

Компания «Fujitsu Laboratories Ltd» разработала компактный ППМ миллиметрового диапазона длин волн, показанный на рисунке 1.8, используя GaN-технологиию [17].

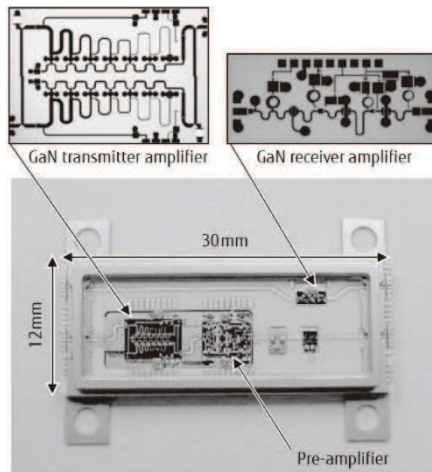


Рисунок 1.8. – Внешний вид GaN ППМ «Fujitsu Laboratories Ltd»

Размеры приёмопередающего модуля - 12мм × 30мм × 3,3 мм. Выходная мощность модуля составляет 20 Вт при КПД превышающем 25%, что составляет в среднем на 10% больше, чем в существующих аналогах на GaAs элементной базе.

Одной из передовых зарубежных разработок является ППМ LMS6002D фирмы «Lime Microsystems» [18], фотография которого представлена на рисунке 1.9.



Рисунок 1.9 – Фотография ППМ LMS6002D фирмы «Lime Microsystems»

В качестве устройства управления фазой выходного колебания ППМ используется квадратурный модулятор, синфазный и квадратурный сигналы на входе которого формируются с помощью встроенных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) из входного 12 – разрядного слова. В обоих каналах расположены усилители мощности с управляемым коэффициентом усиления. Входной демультиплексор осуществляет преобразование входного информационного слова из последовательного в параллельный код, что обеспечивает уменьшение габаритов цифрового интерфейса.

В приёмном тракте расположен квадратурный демодулятор, понижающий несущую частоту, после чего осуществляется аналого-цифровое преобразование. ППМ имеет встроенную петлю фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и широкополосный СВЧ генератор управляемый напряжением (ГУН). ППМ управляется универсальным последовательным SPI – интерфейсом. Общие характеристики ППМ представлены в таблице 1.4.

Таблица 1.4 – Характеристики ППМ LMS6002D фирмы «Lime Microsystems

Параметр	Значение
Частота выходного сигнала, ГГц	0,3 – 3,8
Потребляемый ток, мА	220 – 280
Выходная мощность, дБм	6
Коэффициент усиления передатчика, дБ	56
Дискрет коэффициента усиления передатчика, дБ	1
Коэффициент усиления приемника, дБ	61
Дискрет усиления приемника, дБ	1
Количество бит АЦП	12
Количество бит ЦАП	12
Частота дискретизации ЦАП/АЦП, МГц	40

Одним из последних достижений в области цифровых ППМ на основе принципа SDR является ППМ AD9364 фирмы Analog Devices [19]. Структура его повторяет описанную выше структуру ППМ LMS6002D, однако в нем нет дополнительных ЦАП и АЦП для систем автокалибровки. Общие параметры ППМ представлены в таблице 1.5.

Таблица 1.5 – Характеристики ППМ AD9364 фирмы Analog Devices

Параметр	Значение
Частота выходного сигнала, ГГц	0,07 – 6
Потребляемый ток, не более, мА	200
Коэффициент шума приёмного тракта, не более, дБ	3,8
Разрядность ЦАП/АЦП	12
Частота дискретизации ЦАП/АЦП, МГц	40

Проведенный анализ показал, что несмотря на большое разнообразие фирм-разработчиков, структура и функциональный состав ППМ всегда остается неизменным, за исключением ППМ на принципе SDR. Использование полупроводниковых СВЧ фазовращателей и аттенюаторов ограничивает возможный частотный диапазон ППМ и вносит существенные потери в СВЧ сигнал, уменьшая КПД модуля, а значит и всей системы. Потери в модуле компенсируются введением дополнительных усилительных каскадов, что приводит к увеличению габаритных размеров и массы изделия. Погрешности, вносимые современными фазовращателями, не позволяет реализовать системы с высокими требованиями по точности установки луча – интегрированные бортовые РЛС, наземные РЛС дальнего обнаружения, системы спутниковой связи и другие.

Обзор показал, что наиболее подходящей для реализации всех достоинств ЦАР (адаптивность, цифровое формирование ДН) является структура ППМ, основанная на принципе SDR. В состав каждого такого модуля входят АЦП/ЦАП, а также квадратурный модулятор/демодулятор. Рассмотрим подробнее эти устройства на соответствие их характеристик требуемым в модулях бортовых ЦАР.

## 1.2. Цифровая элементная база приёмопередающих модулей

Элементами любой ЦАР, от параметров которых зависят её точностные и энергетические характеристики, являются преобразовательные устройства АЦП и

ЦАП [20], а также средства обработки СВЧ сигналов – ЦСП. Важной задачей является формирование требований к данным устройствам в составе ЦАР, а также анализ существующих промышленных аналогов.

Частота дискретизации АЦП и ЦАП определяется шириной спектра излучаемого сигнала и требуемой скоростью управления амплитудно-фазовым распределением. В реальных системах АФАР обычно достаточной является частота дискретизации порядка 100 – 200 МГц.

Важной характеристикой ЦАР является динамический диапазон, определяющий отношение максимально допустимого и минимального детектируемого сигналов. При использовании цифрового диаграммообразования динамический диапазон ЦАР определяется следующим выражением [1]:

$$D_{\text{ЦАР}}(N_{\text{АЦП}}, N, R_{\text{ЭФФ}}) = 6 \cdot N_{\text{АЦПЭФФ}} + 10 \cdot \log(N) + 10 \cdot \log(R_{\text{ЭФФ}}) - N_{\text{ПРМ}}, \quad (1.1)$$

где  $N_{\text{АЦП}}$  – эффективное количество разрядов АЦП приёмного тракта;

$N$  – количество элементов в антенной решетке (при наличии АЦП в каждом модуле);

$R_{\text{ЭФФ}}$  – эффективная размерность частотно-временной обработки сигналов ЦАР (число анализируемых сигнальных гипотез).

$N_{\text{ПРМ}}$  – коэффициент шума приёмного тракта ППМ, дБ.

Количество анализируемых сигнальных гипотез определяется реализуемым дискретом фазы и количеством лучей:

$$R_{\text{ЭФФ}}(\Delta\varphi, N_{\text{луч}}, N_F) = \frac{360}{\Delta\varphi} N_{\text{луч}} N_F, \quad (1.2)$$

где  $N_{\text{луч}}$  – количество лучей в ДН ЦАР;

где  $N_F$  – количество анализируемых частот;

$\Delta\varphi$  – дискрет управления фазой, град.

Требуемая производительность ЦСП при пространственной обработке согласно [1] определяется следующим выражением:

$$P_{\text{ПР}}(N, N_{\text{луч}}, f_D) = N \cdot N_{\text{луч}} \cdot f_D, \quad (1.3)$$

где  $f_D$  – частота дискретизации, Гц.



Рынок современных коммерчески доступных высокоскоростных АЦП и ЦАП стремительно развивается. Проведем анализ таких устройств и оценим возможности их использования в составе модулей ЦАР.

Одними из наиболее известных фирм-разработчиков высокоскоростных АЦП являются Texas Instruments [21], E2V [22], Hittite Microwave [23], Analog Devices [19]. Для повышения конкурентоспособности последние две фирмы в середине 2014 года объявили о слиянии, что может в будущем значительно ускорить темпы развития разрабатываемых ими цифровых устройств.

В 2014 году фирма Texas Instruments представила свой самый высокоскоростной на данный момент АЦП ADC12J4000. Частота дискретизации в нём может достигать 4 ГГц, а ширина полосы пропускания входного СВЧ сигнала составляет 3 ГГц. АЦП имеет дифференциальные СВЧ вход и вход сигнала синхронизации. Управление осуществляется универсальным последовательным SPI-интерфейсом.

Прямым конкурентом ADC12J4000 является АЦП EV10AQ190, частота дискретизации которого достигает 5 ГГц, а полоса входного СВЧ сигнала также составляет 3 ГГц. В таблице 1.6 представлены сравнительные параметры рассмотренных АЦП.

Таблица 1.6 – Сравнительные параметры высокоскоростных АЦП

Параметр	ADC12J4000	EV10AQ190
Разрядность	12	10
Частота дискретизации, ГГц	4	5
Полоса входного сигнала, ГГц	3	3
Потребляемая мощность, Вт	2	3
Габаритные размеры, мм	10 × 10	29,21 × 29,21

АЦП фирмы Texas Instruments обладает меньшими габаритными размерами и большей разрядностью, что позволит обеспечить более высокий динамический диапазон приёмного тракта модуля ЦАР.

Analog Devices специализируется в основном на низкоскоростных АЦП с частотой дискретизации до 2 ГГц и полосой СВЧ сигнала до 1 ГГц.

Повышение допустимой полосы входного СВЧ сигнала в АЦП приводит к существенному уменьшению его разрядности. HMCAD5831LP9BE фирмы Hittite Microwave обладает рекордными для промышленных АЦП частотой дискретизации равной 26 ГГц и полосой входного СВЧ сигнала, равной 20 ГГц, что позволяет оцифровывать сигнал непосредственно на несущей вплоть до миллиметрового диапазона длин волн. Такие характеристики приводят к низкой разрядности (3 разряда) и высокой потребляемой мощности (4,2 Вт).

Использование АЦП с широкой полосой входного сигнала особенно актуально для систем РЭБ, традиционно перекрывающие несколько декад. В статье [24] был описан обзор АЦП и ЦАП для перспективных комплексов РЭБ, где показана актуальность и принципиальная возможность появления сверхвысокоскоростных, сверхширокополосных цифровых преобразователей в ближайшее десятилетие.

Американское агентство DARPA в 2009 года начала осуществление разработки нового класса цифровых устройств – реконфигурируемых АЦП [25]. Основной целью данной разработки было создание высокоскоростных АЦП (частота дискретизации 20 ГГц) с полосой СВЧ сигнала порядка 10 ГГц, 10-битной разрядностью, малой потребляемой мощностью и габаритами. Для этого интерфейс АЦП становится последовательно-параллельным.

В 2013 году стало известно о начале разработки бортовых РЛС на принципах SDR [26]. Формирование многолучевых диаграмм направленности и адаптация при воздействии нескольких внешних помех требуют наличия сверхскоростных ЦАП и АЦП, частота дискретизации которых составляет не менее 25 ГГц, а разрядность не менее 10.

Среди производителей высокоскоростных ЦАП выделяются фирмы Analog Devices, Maxim Integrated [27], IDT [28]. Наиболее совершенными ЦАП Analog Devices являются 4-канальный AD9144, обеспечивающий частоту дискретизации 2,6 ГГц и 16 разрядов и 1-канальный AD9129. В фирме Maxim Integrated выделяется ЦАП MAX19693 с частотой дискретизации 4 ГГц, а в IDT особое

внимание представляет DAC1653D/DAC1658D. Сравнительные характеристики рассматриваемых ЦАП представлены в таблице 1.7.

Таблица 1.7– Сравнительные характеристики высокоскоростных ЦАП

Параметр	AD9144	AD9129	MAX19693	DAC1658D
Разрядность	16	14	12	16
Частота дискретизации, ГГц	2,8	5,6	4	2
Число каналов	4	1	4	2
Потребляемая мощность, Вт	1,7	1,3	1,3	0,8

Характеристики современных ЦАП достаточно близки друг к другу. Особенностью использования ЦАП и АЦП в ЦАР является отсутствие необходимости в высокой частоте дискретизации. Современные бортовые РЭС, например РЛС и средства РЭБ, требуют длительного времени накопления сигнала для его обработки и не требуют скорости управления амплитудно-фазовым распределением (АФР) более 100 – 200 МГц. Количество каналов ЦАП для его использования в составе модуля ЦАР должно составлять два на каждый канал модуля (синфазный и квадратурный каналы квадратурного модулятора). Необходимая разрядность ЦАП определяется требуемым фазовым и амплитудным дискретом в ЦАР, что будет подробнее описано в разделе 1.3.

Основным требованием к АЦП в составе модуля ЦАР является обеспечение требуемой разрядности (не меньше 10) и наличие широкой полосы входного СВЧ сигнала для его обработки непосредственно на несущей. Важным также является наличие управляемого диттеринга.

### **1.3. Квадратурный модулятор в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением цифровой антенной решетки**

В качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением в ЦАР на передачу целесообразно использовать квадратурный модулятор. Квадратурный модулятор (КМ) – устройство балансного типа, фаза и амплитуда

выходного СВЧ колебания которого зависит от соотношения амплитуд между сигналами синфазного I и квадратурного Q входных каналов. Модулируемое СВЧ колебание поступает на смесители в синфазный и квадратурный каналы, причем в квадратурный канал после осуществления фазового сдвига в девяносто градусов. Сигналы с выхода смесителей поступают на выходной операционный усилитель, преобразующий дифференциальный сигнал в одиночный. Выходной сигнал КМ определяется следующим выражением:

$$s(t) = I(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + Q(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1.4)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота, рад/сек;

$\varphi_0$  - начальная фаза, рад;

$I(t), Q(t)$  - синфазный и квадратурный сигнал соответственно.

Входные I/Q сигналы представляют собой последовательности цифровых импульсов, формируемых ЦАП из внешнего набора цифровых данных в соответствии с требуемым законом изменения параметров опорного СВЧ колебания. Для устранения широкополосного шума ЦАП на информационные входы КМ ставят фильтры нижних частот (ФНЧ), частота среза которых должна быть равна максимальной частоте I/Q сигналов. Обобщенная структурная схема КМ показана на рисунке 1.10.

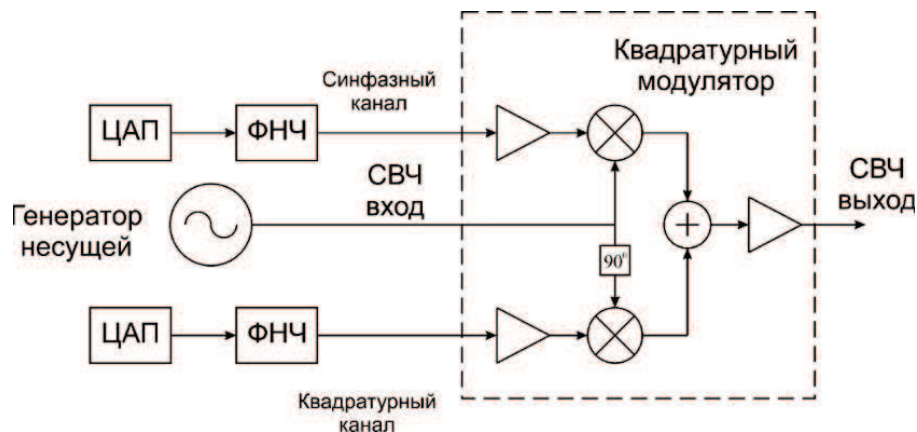


Рисунок 1.10 - Структурная схема КМ

Основным элементом современных квадратурных модуляторов является смеситель на ячейках Гилберта [29]. Ячейка Гилберта представляет собой балансное устройство, выполненное на четырех транзисторах, имеющее

дифференциальные входы и выходы. Упрощенная электрическая схема ячейки Гилберта представлена на рисунке 1.11.

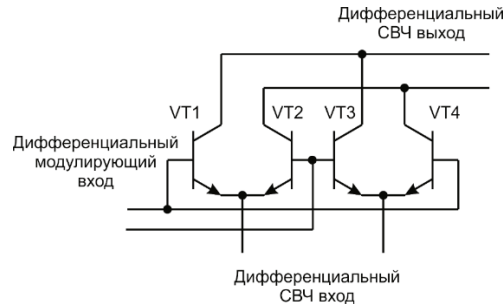


Рисунок 1.11 – Упрощенная схема ячейки Гилберта

Номенклатура коммерчески доступных аналоговых КМ на данный момент достаточно широка. Это вызвано в первую очередь тем, что КМ активно используется в передающих модулях телекоммуникационных систем третьего и четвертого поколения. Массовое использование КМ в аппаратуре мобильной связи привело к относительно низкой стоимости аналоговых модуляторов, работающих в соответствующих частотных диапазонах (1-6 ГГц).

Наиболее полно номенклатура коммерчески доступных КМ представлена фирмами Analog Device, Hittite Microwave Corporation и Texas Instruments и показана в таблице 1.8.

Таблица 1.8 - Коммерчески доступные модуляторы

Фирма-производитель	Модель	Диапазон выходных частот, ГГц	Амплитудный и фазовый баланс, дБ/град.	Наличие ЦАП
MITEQ	SSM0812LC2M DQ	8 – 12	1,5 / 7°	-
ET Industries	M-8000-QPSK	7,5 – 8,5	2 / 5°	+
Analog Devices	ADL5375	0,4 – 6	0,1 / 1,7°	-
Hittite Microwave Corporation	HMC496LP3	4 – 7	1,5 / 4°	-
Linear Technology	LTC5588-1	0,2 – 6	0,1 / 2°	+
Texas Instruments	TRF372017	0,3 – 4,8	0,1 / 1,3°	+

Современные коммерческие КМ представляют собой конструктивно завершенные аналого-цифровые устройства, содержащие системы автокалибровки, встроенные микроконтроллеры, регистры внутренней памяти, датчики температуры. Управление КМ может осуществляться посредством универсальных интерфейсов I<sup>2</sup>C или SPI, с помощью которых возможно управление питанием отдельных элементов КМ, отключение выходного сигнала с его работой на внутреннюю согласованную нагрузку и многое другое. Все это значительно повышает возможности существующих КМ.

Массовое использование КМ позволило значительно сократить их стоимость, которая для фирм Analog Devices и Hittite Microwave Corporation в диапазоне до 6 ГГц составляет менее десяти долларов США.

КМ до 6 ГГц выпускаются в стандартизированных корпусах размером 4×4 мм, имеющих 24 выводов, работоспособные при температурах от минус 45 до плюс 85 градусов Цельсия. Выходная мощность насыщения КМ обычно не превышает 10 дБ, а вносимые потери лежат в диапазоне от 2 до 4 дБ. Типовой ток потребления составляет в среднем 0,2 А, напряжение питания от плюс 3,3 В до плюс 5 В. Время включения типовых КМ составляет от десятков до сотен наносекунд.

Важными характеристиками аналогового КМ являются амплитудный и фазовый баланс, определяющие дисперсию ошибки в амплитуде и фазе выходного колебания соответственно. Амплитудный и фазовый баланс определяется идентичностью конструктивного и технологического исполнения элементов информационных каналов – смесителей, операционных усилителей, линий передач, сумматора мощности.

Исследования в области КМ направлены в первую очередь на расширение допустимой полосы рабочих частот и уменьшение фазовых и амплитудных ошибок. Так, в работе [30] была продемонстрирована разработка КМ на 0,18 мкм SiGe, обеспечивающего работу в диапазоне 80 – 95 ГГц. КМ выполнен на традиционных ячейках Гилберта, размеры платы составили 480 × 260 мкм.

В статье [31] описан КМ для перспективных систем терагерцовой связи, работоспособный вплоть до 300 ГГц. КМ выполнен в виде МИС. Полученные значения амплитудного и фазового баланса составили 0,6 дБ и 4° соответственно, что является рекордным для этого диапазона. В работе [32] представлен КМ, диапазон рабочих частот которого достигает 60 ГГц. Размеры МИС составили 400 × 300 мкм, а энергопотребление всего 28 мВт, что значительно превосходит аналоги в данной полосе частот.

Для управления амплитудно-фазовым распределением (АФР) в раскрыве ЦАР на синфазный и квадратурный входы КМ необходимо подать последовательность биполярных многоуровневых импульсов, частота следования которых соответствует требуемой скорости изменения АФР.

Реализуемый дискрет фазы и амплитуды КМ не зависит от его внутренней структуры и определяется способом формирования входных I/Q сигналов – разрядностью ЦАП. Требуемая разрядность ЦАП определяется следующим выражением:

$$N_{\text{ЦАП}} = \left\lceil \log_2 \frac{360}{\Delta\varphi} \right\rceil + \left\lceil \log_2 \frac{1}{\Delta\alpha} \right\rceil + 1, \quad (1.5)$$

где  $N_{\text{ЦАП}}$  – требуемая разрядность ЦАП;

$\Delta\varphi$  – дискрет фазы, град;

$\Delta\alpha$  – дискрет амплитуды, В.

Разрядность современных низкоскоростных ЦАП (частота дискретизации менее 300 МГц) составляет от 10 до 16 бит, что, с учетом ошибок, которые будут описаны в разделе 1.3, дает возможность реализации фазового дискрета вплоть до 0,352° и амплитудного дискрета 0,471 дБ (10 разрядов – фаза, 5 разрядов – амплитуда). Потери СВЧ мощности в КМ не зависят от требуемой разрядности и в диапазоне от 1 до 40 ГГц составляют около 6 – 8 дБ.

С помощью КМ возможно одновременное управление фазовым и амплитудным распределением в решетке. Изменение фазы выходного СВЧ колебания осуществляется путем изменения амплитуд I/Q сигналов при выполнении следующего условия:

$$\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} = A, \quad (1.6)$$

где  $I(t)$  – амплитуда синфазного сигнала, В;

$Q(t)$  – амплитуда квадратурного сигнала, В;

$A$  – требуемая амплитуда сигнала на выходе КМ, В.

Множество возможных состояний выходного колебания КМ удобно представлять в полярной системе координат в виде диаграммы состояний, оси которой являются проекциями нормированных амплитуд сигналов  $I$  и  $Q$  каналов. Для случая управления фазовым распределением с фазовым дискретом  $\Delta\varphi = 11,25^\circ$  диаграмма состояний выходного колебания КМ показана на рисунке 1.12. Все возможные состояния выходного СВЧ сигнала в этом случае равномерно распределены по окружности единичного радиуса.

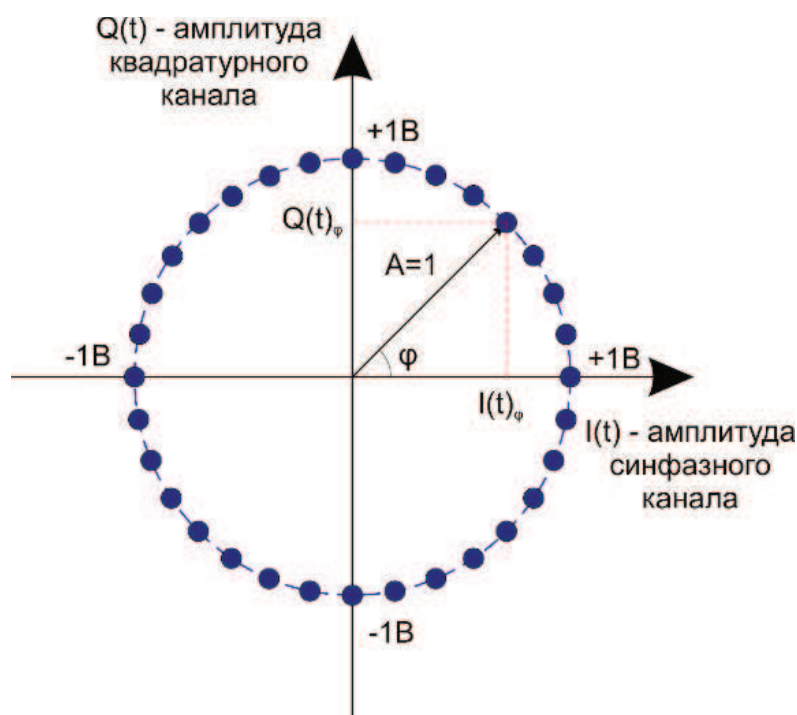


Рисунок 1.12 – Диаграмма состояний КМ для фазового дискрета  $\Delta\varphi = 11,25^\circ$

Управление амплитудным распределением осуществляется путем изменения амплитуд синфазного и квадратурного канала на одинаковую величину. Выполнение условия (1.6) при этом не ведет к изменению фазы выходного СВЧ колебания. Диаграмма состояний КМ для фазового дискрета  $\Delta\varphi = 11,25^\circ$  и амплитудного дискрета  $\Delta\alpha = 0,125$  показана на рисунке 1.13.



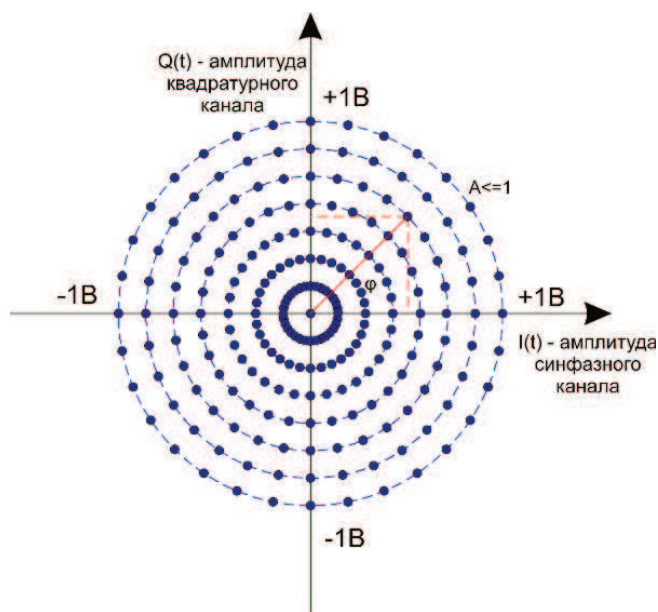


Рисунок 1.13 – Диаграмма состояний КМ для фазового дискрета  $\Delta\varphi = 11,25^\circ$  и амплитудного дискрета  $\Delta\alpha = 0,125$

Для одновременного управления амплитудным и фазовым распределением ЦАР синфазный и квадратурный сигналы должны формироваться в соответствии со следующими выражениями:

$$I_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \sin(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i}), \quad (1.7)$$

$$Q_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \cos(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i}), \quad (1.8)$$

где  $\varphi_i$  – требуемое значение фазы выходного СВЧ колебания, рад;

$\alpha_i$  – требуемое значение амплитуды выходного СВЧ колебания;

$E_T$  – значение амплитуды выходного напряжения ЦАП, В;

$K_{\alpha_i}, \varphi_{K_i}$  – амплитудный и фазовый коэффициенты коррекции соответственно.

Каждому значению амплитуды и фазы выходного СВЧ колебания соответствуют свои коэффициенты коррекции, определяемые на стадии испытаний и в ходе проведения штатной калибровки передающего тракта модуля ЦАР.

Кроме амплитудной и фазовой модуляции, КМ позволяет осуществить линейную (ЛЧМ) и нелинейную частотную модуляцию. Для случая формирования ЛЧМ сигнала на выходе КМ, сигналы синфазного и квадратурного каналов с учетом выражений (1.7) и (1.8) записываются следующим образом:

$$I_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \sin(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i} + 2\pi \frac{b}{2} t^2), \quad (1.9)$$

$$Q_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \cos(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i} + 2\pi \frac{b}{2} t^2), \quad (1.10)$$

$$b = \frac{\Delta f}{T_c}, \quad (1.11)$$

где  $\Delta f$  – девиация частота, Гц;

$T_c$  - длительность ЛЧМ сигнала, с.

### Выводы

1. Разработка перспективных многофункциональных бортовых РЛС является комплексной задачей, требующей изменения не только методов обработки сигнала, но и в целом структуры антенной решетки.
2. Для увеличения динамического диапазона приёмного тракта модуля ЦАР необходимо использовать аналого-цифровое преобразование непосредственно на несущей. Разрядность АЦП при этом должна составлять не менее 10 для решения задач бортовых РЛС.
3. Использование квадратурного модулятора в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением в ЦАР позволяет уменьшить реализуемый фазовый дискрет (до 10 разрядов), а также потери в СВЧ тракте ППМ на 2 – 3 дБ.
4. Наиболее подходящей для реализации всех достоинств бортовой ЦАР (адаптивность, цифровое формирование ДН) является структура модуля, в которую входит АЦП, ЦАП и КМ в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением.

## 2. Приёмопередающий модуль цифровой антенной решетки

Антенные решетки бортовых РЭС, реализующие принцип ЦДО, являются в настоящее время одним из приоритетных направлений в развитии антенной техники [34, 35]. Формирование диаграммы направленности на прием в таких решетках осуществляется в цифровом виде после двойного понижения частоты и аналого-цифрового преобразования в приёмном тракте, что уменьшает динамический диапазон системы, вносит дополнительные амплитудно-фазовые ошибки, увеличивает габариты приёмного тракта.

Поскольку общее количество ППМ ЦАР может составлять несколько тысяч, то проблема разводки сигнала от СВЧ генератора несущей ко входам передающих каналов ППМ, снятие и обработка сигнала с выходов приемных каналов ППМ очень сложна. Кроме того, существенной задачей является отвод тепла от активных приборов в условиях компактного размещения модулей. Традиционная структура ЦАР представлена на рисунке 2.1.

В последнее время появились публикации с примерами структур ЦАР, в которых отсутствует СВЧ распределительная система. В работе [8] предлагается использовать в качестве источника СВЧ сигнала ЦАП, входящий в состав ППМ. Известны также патенты, в которых предлагается антенная решетка, в состав каждого ППМ которой входит прямой цифровой синтезатор частоты и синхросигналов (ССЧ) [36-38]. В таких ССЧ формирование требуемых параметров сигнала (частота, фаза, амплитуда) осуществляется цифровыми методами с последующим цифро-аналоговым преобразованием и фильтрацией широкополосного шума ЦАП.

Для получения на выходе ЦАП синусоидального СВЧ колебания на его вход необходимо подать последовательность отсчетов функции  $\sin$ , следующих с частотой дискретизации. Частота дискретизации ЦАП в этом случае по теореме Котельникова должна быть как минимум в 2 раза больше максимальной частоты в спектре выходного СВЧ сигнала.

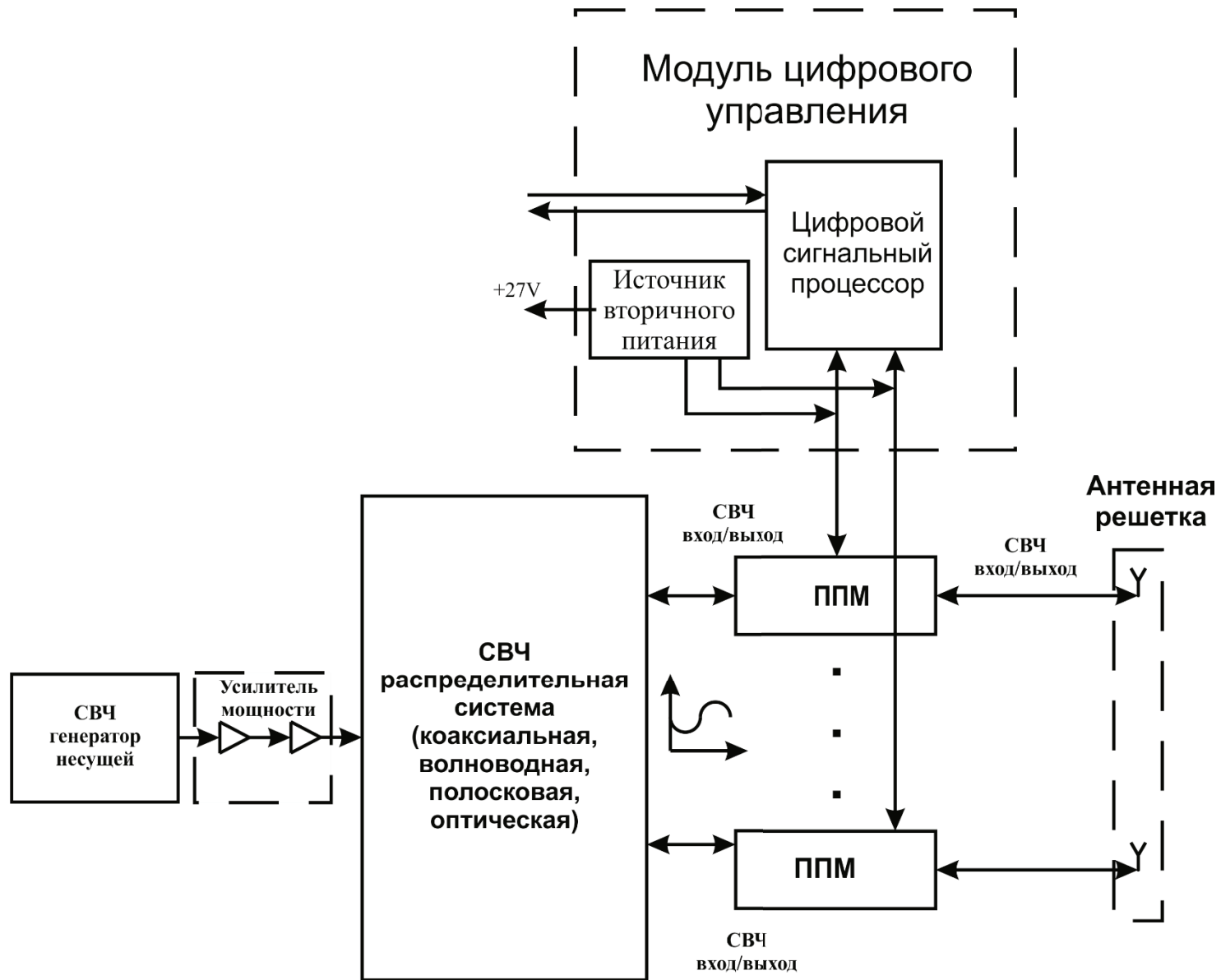


Рисунок 2.1 – Структурная схема традиционной ЦАР

Закон изменения  $\sin$  от времени сложен и цифровыми методами просто не реализуется. Поэтому в прямых цифровых ССЧ используется табличный метод формирования отсчетов, который реализуется встроенной в ПЗУ перекодировочной таблицей (Look Up Table). Входными данными для ПЗУ являются аргументы функции  $\sin$  (фаза колебания), а выходными – её модуль (мгновенное значение амплитуды).

Обеспечение когерентности сигналов таких ППМ возможно лишь при очень малом джиттере опорного сигнала ЦАП (доли пс), что для высокоскоростных цифровых сигналов является задачей едва ли не более трудной, чем разводка СВЧ колебания. Уровень побочных составляющих СВЧ сигнала на выходе ЦАП значительно больше, чем при использовании других методов частотного синтеза, так же как и уровень фазовых шумов [46, 47]. К тому же, уровень потребляемой мощности ЦАП существенно возрастает с увеличением частоты дискретизации (например для 2 – 2,5 ГГц потребляемая мощность составляет около 1 Вт [19, 27]). Все это приводит к нецелесообразности использования прямого цифрового синтеза в бортовых антенных решетках, где предъявляются жесткие требования к энергопотреблению.

В диссертационной работе предлагается структура ЦАР для бортовой РЭС, в которой отсутствует СВЧ распределительная система, вносящая существенные ошибки в АФР и увеличивающая энергопотребление всей системы (рисунок 2.2). ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ входит в состав каждого модуля и синхронизируются единым генератором тактовых импульсов. Распределительная система становится полностью цифровой.

Основой построения предложенной ЦАР служит её модули. Кроме ССЧ с цифровой ФАПЧ в состав каждого модуля входит микроконтроллер, позволяющий оперативно изменять параметры выходного сигнала модуля. В качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением в ЦАР выступает КМ. Обобщенная структурная схема предлагаемого в диссертационной работе модуля ЦАР представлена на рисунке 2.3.

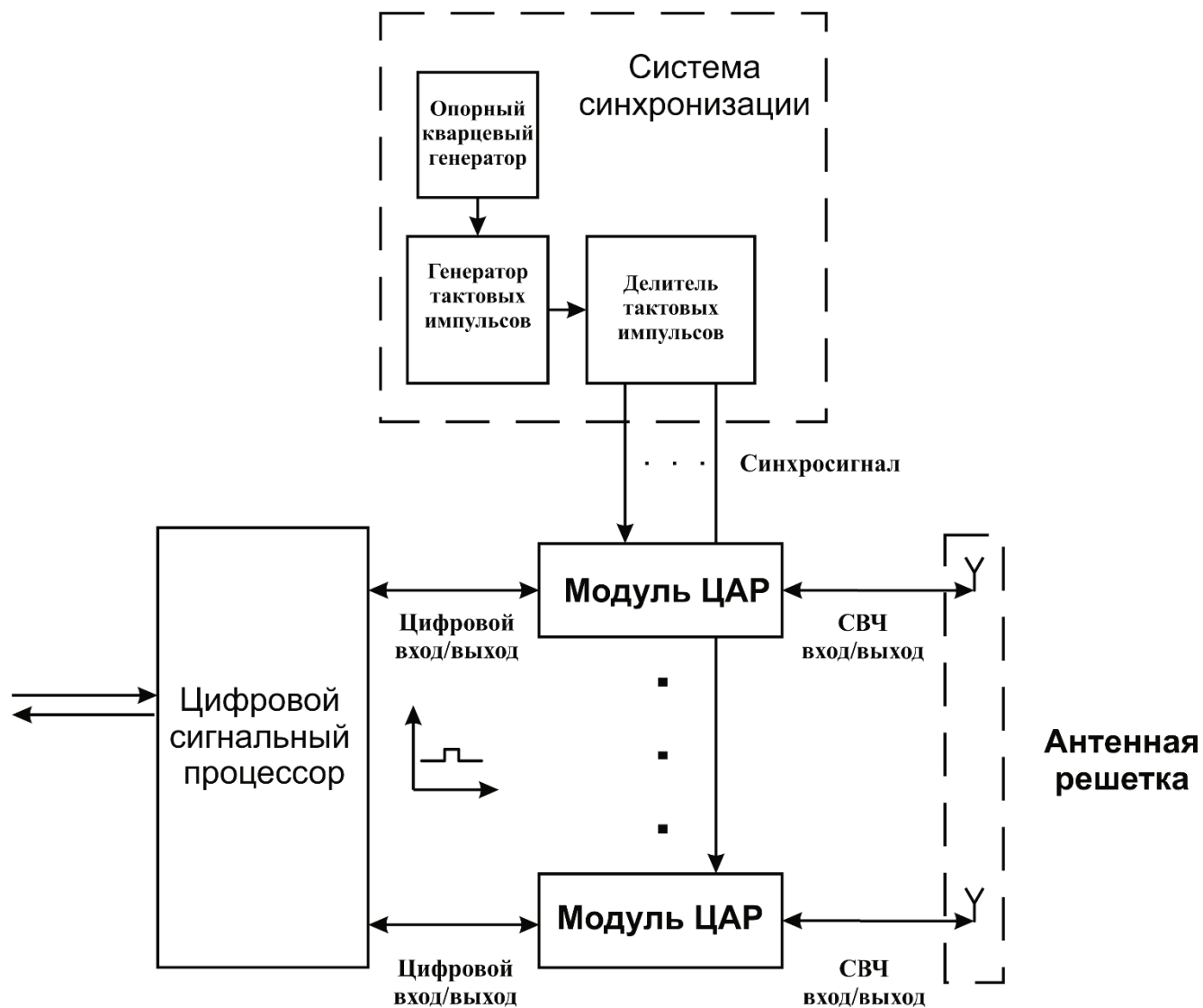


Рисунок 2.2 – Предлагаемая структурная схема ЦАР

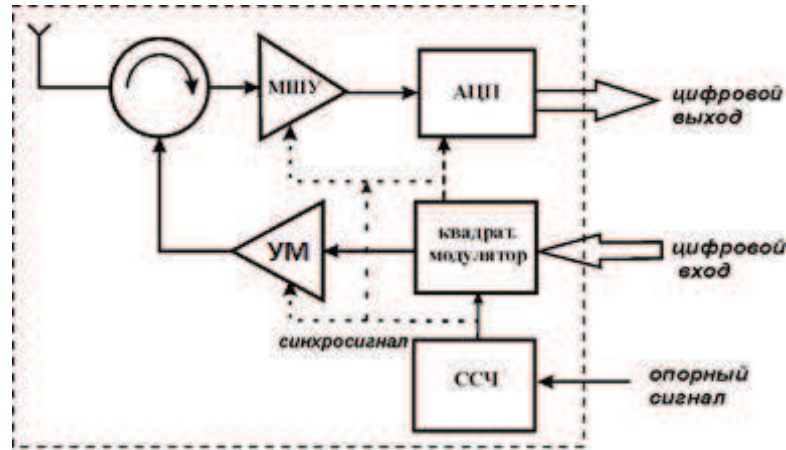


Рисунок 2.3 – Структурная схема модуля ЦАР

Преобразование СВЧ сигнала в цифровую форму в приёмном тракте модуля ЦАР осуществляется непосредственно на несущей. Частота дискретизации АЦП в этом случае должна быть больше или равна требуемой частоте выборки приёмного сигнала. Аналого-цифровое преобразование на несущей позволяет увеличить динамический диапазон приёмной системы и уменьшить коэффициент шума.

В [42] и [43] был проведен обзор современной элементной базы ЦАР, включающей в себя АЦП, ЦАП, микроконтроллеры и ЦСП. Обзор показал возможность реализации предлагаемой структуры модуля ЦАР в цифровой части в частотном диапазоне вплоть до 20 ГГц.

Предлагаемый модуль ЦАР позволит обеспечить гибкое изменение характеристик всей радиосистемы и повысить точность и скорость формирования диаграммы направленности ЦАР [44]. Объединение принципов цифрового диаграммообразования с программно-реконфигурируемой архитектурой позволит создать новый класс устройств с повышенной степенью интеграции и улучшенными точностными характеристиками.

## 2.1. Обоснование структуры модуля

Высокие требования по массогабаритным параметрам, энергетическим и электрическим характеристикам ЦАР приводят к необходимости поиска оптимальной структуры модуля ЦАР для различных частотных диапазонов, уровней выходной мощности, требований к приёмному тракту. Предлагаемая в диссертационной работе структура ЦАР не содержит СВЧ распределительной системы, как показано на рисунке 2.2. Формирование опорного колебания для ССЧ всех модулей и их синхронизация осуществляется с помощью ГТИ представляющего собой кольцо ФАПЧ, на вход которого поступает сигнал с ОКГ, единого для всех модулей ЦАР. Стабильность частоты ССЧ модуля определяется в первую очередь стабильностью используемого ОКГ. Опорный сигнал после ГТИ поступает на распределитель тактовых импульсов.

Высокоскоростные АЦП и ЦАП чувствительны к уровню джиттера опорного сигнала, который для частоты дискретизации 100 МГц при сохранении необходимого динамического диапазона должен составлять не более 0,5 пс. Формирование диаграмм направленности на приём и передачу осуществляется в специализированном ЦСП.

Развязка приёмного и передающего тракта осуществляется с помощью ферритового циркулятора. Для распределения синхронизирующих сигналов на плате модуля ЦАР расположен распределитель тактовых импульсов, с которого опорный сигнал поступает на приёмный и передающий тракты.

Управление параметрами модуля ЦАР осуществляется с помощью встроенного микроконтроллера (МК). МК связан с цифровыми устройствами ППМ посредством универсального последовательного SPI-интерфейса.



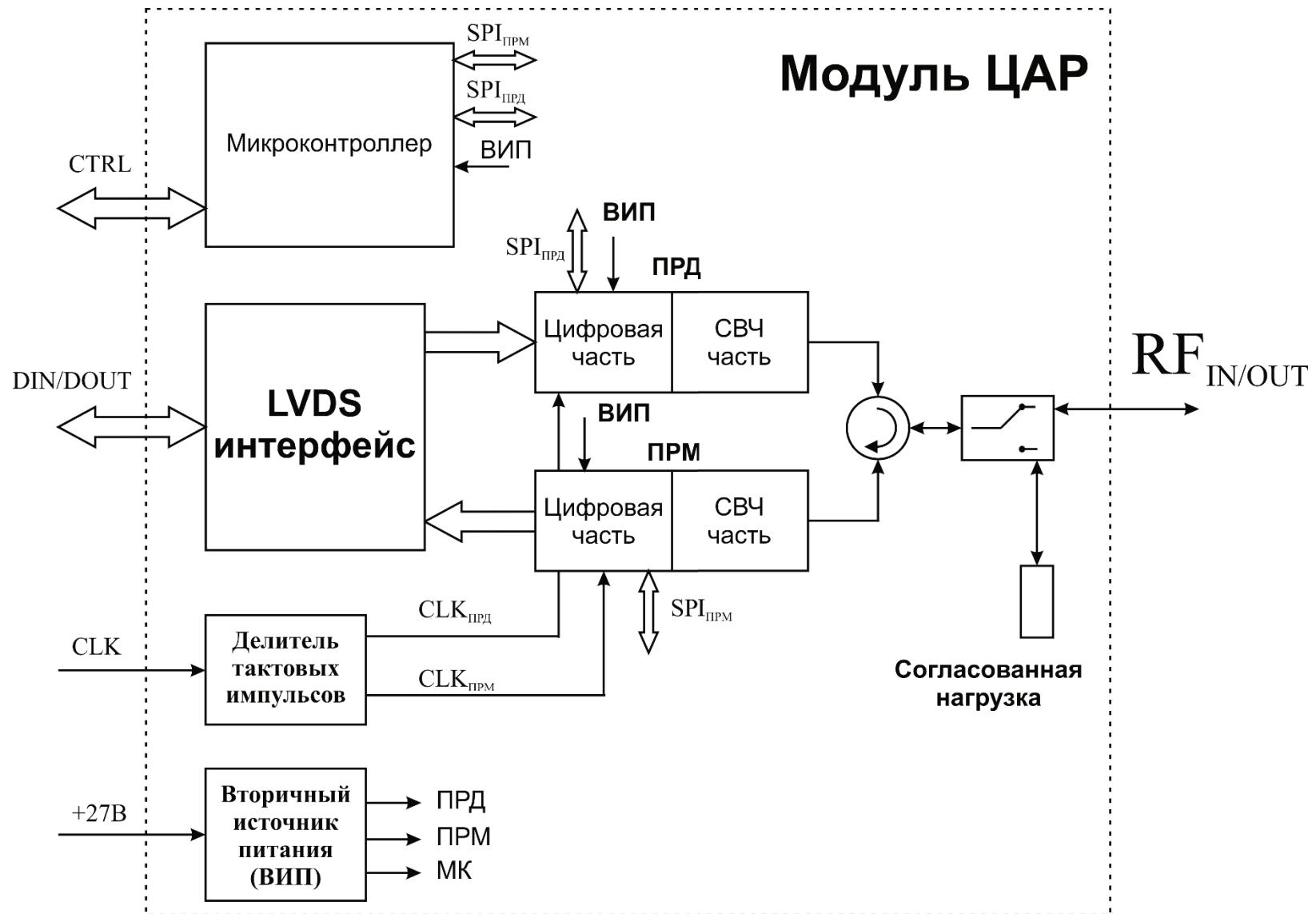


Рисунок 2.4 – Функциональная схема модуля ЦАР

Каждой частотной литере модуля ЦАР во внутренней постоянной памяти МК соответствуют свои значения целочисленного и дробного коэффициента деления ССЧ, а также значение выходного тока ССЧ, определяющего его выходную мощность на каждой конкретной частоте, что позволяет корректировать неравномерность АЧХ передающего тракта модуля. Каждой частотной литере в памяти МК также соответствуют значения корректирующих амплитуд и фаз выходного сигнала ССЧ. Память современных МК позволяет хранить до нескольких сотен частотных литер. Включение в состав модуля ЦАР внешнего относительно МК постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) позволяет значительно повысить объем хранимой информации.

Цифровые устройства модуля ЦАР обладают возможностью программного отключения питания, во время которого сохраняются все текущие значения регистров внутренней памяти. Включение режима малого потребления тока осуществляется с помощью МК.

Выбор интерфейса взаимодействия модуля ЦАР с ЦВМ осуществляется в первую очередь исходя из объема передаваемых данных. Увеличение требуемой скорости управления АФР ЦАР и параметрами выходного сигнала модуля вплоть до 100 – 200 МГц приводит к необходимости использования высокоскоростных цифровых интерфейсов связи, обеспечивающих низкое потребление источника питания и малые вносимые шумы в передаваемый сигнал. Требуемая скорость передачи данных на интерфейсе модуль ЦАР - ЦВС определяется следующим выражением:

$$F_{DATA} = 2 \cdot F_{DAC} N_{DAC} + F_{ADC} N_{ADC} + F_{МК} N_{DATA}, \quad (2.1)$$

где  $F_{DAC}, F_{ADC}$  – частота дискретизации ЦАП и АЦП, Гц;

$N_{DAC}, N_{ADC}$  – разрядность ЦАП и АЦП, бит;

$F_{МК}$  - частота управления микроконтроллером, Гц;

$N_{DATA}$  - разрядность управляющего слова, бит.

Полоса пропускания канала цифровой связи должна быть на 10 – 20% больше частоты, рассчитанной согласно выражению (2.1).

В качестве цифрового интерфейса связи используется стандарт ANSI/TIA/EIA-644 (LVDS) – низковольтная дифференциальная передача сигналов, спецификация на которую приведена в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Спецификация стандарта LVDS

Параметр	Значение
Дифференциальное выходное напряжение, мВ	247 – 454
Напряжение смещения, В	1,125 – 1,375 В
Максимальный входной ток, мА	20
Диапазон входного напряжения, В	0 – 2,4
Максимальная скорость передачи данных (теоретическая), Мбит/сек	655 (1923)

Передача данных в LVDS осуществляется по двум дифференциальным линиям с противоположенным по знаку значением напряжения в каждый момент времени. Приём сигналов LVDS осуществляется путем сравнения напряжения на обеих линиях, что позволяет устранить влияние шумов, вносящих паразитную постоянную составляющую в сигнал и уменьшить требуемое для передачи напряжение, что в свою очередь снижает энергопотребление интерфейса. Общая структура LVDS интерфейса представлена на рисунке 2.5.

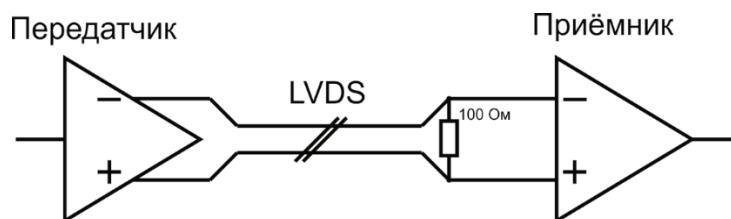


Рисунок 2.5 - Общая структура LVDS интерфейса

Скорость передачи данных по дифференциальным линиям значительно выше, чем по интерфейсу на транзисторно-транзисторной логике (ТТЛ). Это позволяет мультиплексировать несколько ТТЛ сигналов в одну дифференциальную линию, значительно сокращая размеры соединителей и кабелей.

Кроме интерфейса модуль ЦАП – ЦВМ дифференциальные линии используются для разводки высокочастотных тактовых импульсов по плате

модуля. Расстояние между линиями должно быть минимальным для выбранного класса точности. Оптимальное согласование устройств на основе LVDS осуществляется тогда, когда волновое сопротивление дифференциальных линий составляет 100 Ом. Расчет требуемых значений ширины линий проводился исходя из следующих выражений [90]:

$$Z_{DIFF\_MSL}(S, h) = 2 \cdot Z_{0\_MSL} (1 - 0.48e^{-0.96\frac{S}{h}}), \quad (2.2)$$

$$Z_{DIFF\_STL}(S, h) = 2 \cdot Z_{0\_STL} (1 - 0.375e^{-2.9\frac{S}{h}}), \quad (2.3)$$

$$Z_{0\_MSL}(W, h, t, \varepsilon_r) = \frac{60}{\sqrt{0.475\varepsilon_r + 0.67}} \ln\left(\frac{4h}{0.67 \cdot (0.8W + t)}\right), \quad (2.4)$$

$$Z_{0\_STL}(W, h, t, \varepsilon_r) = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{4h}{0.67 \cdot (0.8W + t)}\right), \quad (2.5)$$

где  $Z_{DIFF\_MSL}, Z_{DIFF\_STL}$  – дифференциальное сопротивление микрополосковых (несимметричных) и симметричных линий передач соответственно, Ом;

$Z_{0\_MSL}, Z_{0\_STL}$  – волновое сопротивление микрополосковой и симметричной линии передачи соответственно, Ом;

$h$  – толщина диэлектрической подложки, мкм;

$S$  – расстояние между дифференциальными линиями, мкм;

$W$  – ширина дифференциальных линий, мкм;

$t$  – толщина металлизированного слоя дифференциальных линий, мкм;

$\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая постоянная подложки.

Ключевыми элементами модуля ЦАР являются его передающий и приёмный тракты. В зависимости от предъявляемых требований к ЦАР возможно несколько вариантов построения СВЧ трактов модуля. Определение структуры передающего и приёмного тракта модуля бортовой ЦАР является актуальной задачей, требующей дополнительной проработки.

### 2.1.1. Передающий тракт модуля

В состав СВЧ части передающего тракта входит УМ, содержащий обычно от двух до трех усилительных каскадов и обладающий выходной мощностью от 5 до 20 Вт. КПД УМ должен составлять не менее 45%. СВЧ УМ размещают на отдельной печатной плате, обеспечивающей требуемый уровень СВЧ потерь, волновые сопротивления микрополосковых линий передачи и эффективный теплоотвод.

В зависимости от вида используемого в ССЧ источника СВЧ сигнала возможно два варианта построения передающего тракта модуля ЦАР. Структурная схема передающего тракта с ССЧ на цифровом кольце ФАПЧ и СВЧ ГУН показана на рисунке 2.6.

Входящий в состав ССЧ ГУН вырабатывает СВЧ сигнал, частота которого пропорциональна его входному напряжению. Для стабилизации сигнал с выхода ГУН оцифровывается и поступает на делитель с дробно-переменным коэффициентом деления (ДПКД), после которого в импульсно-фазовом детекторе (ИФД) сравнивается с опорным высокостабильным низкочастотным сигналом. ИФД вырабатывает напряжение, пропорциональное разнице частот двух сигналов, которое через внешний ФНЧ поступает в качестве управляющего на ГУН, стабилизируя частоту его выходного колебания. Процесс подстройки выходной частоты ГУН осуществляется до тех пор, пока не будет достигнуто равенство сравниваемых частот.

Управление амплитудой и фазой СВЧ сигнала передающего тракта модуля ЦАР осуществляется с помощью КМ. Вместе с выходным сигналом ГУН на вход КМ поступают дифференциальные синфазные и квадратурные сигналы, представляющие собой последовательность уровней постоянного напряжения, генерируемые в ЦАП под управлением ЦВМ.

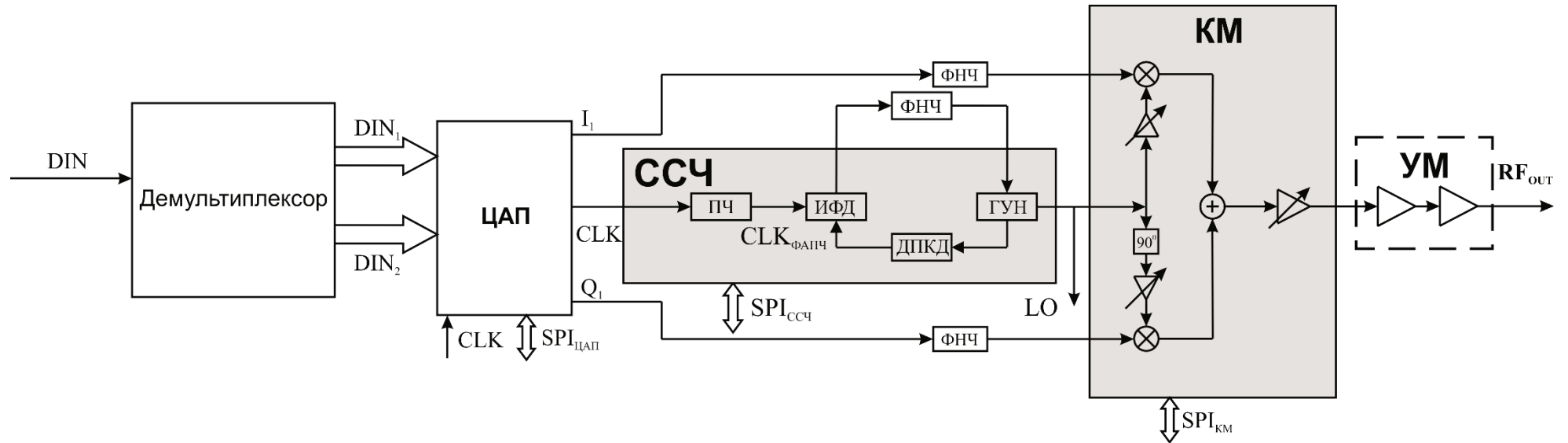


Рисунок 2.6 – Структурная схема передающего тракта модуля ЦАП с ССЧ на основе цифрового кольца ФАПЧ

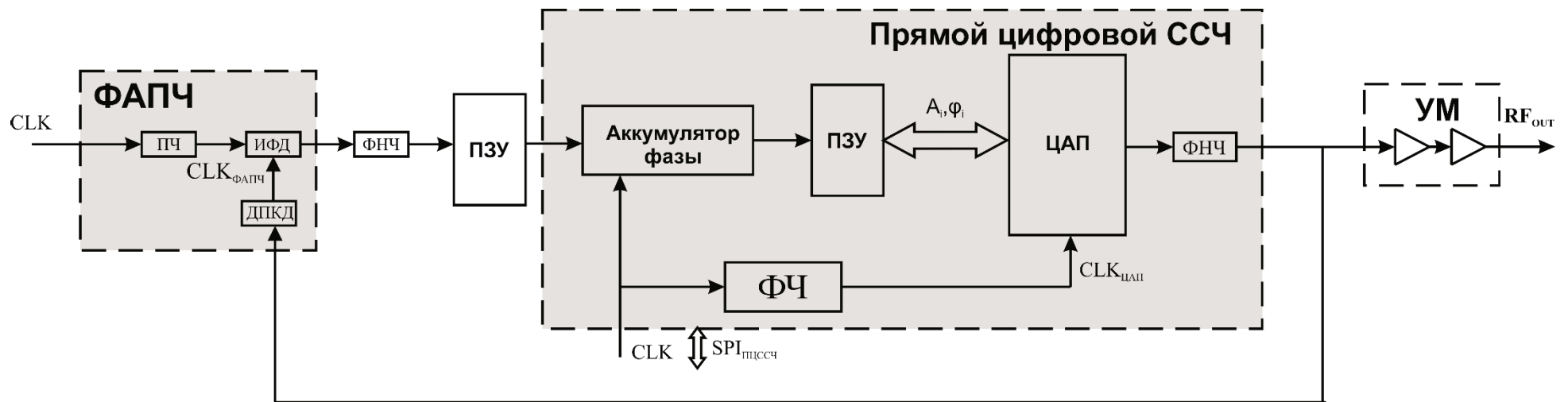


Рисунок 2.7 – Структурная схема передающего тракта модуля ЦАП с прямым цифровым синтезатором и кольцом ФАПЧ

Стабильность частоты выходного СВЧ сигнала модуля ЦАР определяется стабильностью опорного низкочастотного цифрового сигнала, поступающего на вход ИФД ССЧ, и может быть значительно выше, чем в случае прямого цифрового ССЧ. Современные аналоговые ГУН обладают лучшей спектральной чистотой и уровень побочных составляющих в выходном сигнале достаточно низкий в сравнении с другими методами синтеза частоты.

Использование ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ в передающем тракте модуля ЦАР позволяет без дополнительных частотных преобразований формировать СВЧ сигнал вплоть до миллиметрового диапазона длин волн. Использование трех устройств (ФАПЧ, ЦАП и КМ) вместо одного интегрированного (прямой цифровой ССЧ) обеспечивает большую гибкость в получении требуемых характеристик по скорости управления АФР (частота дискретизации ЦАП), дискрету фазы и амплитуды (разрядность ЦАП), фазовым шумам (ФНЧ в петле обратной связи ФАПЧ). Недостатком такого подхода является увеличение габаритных характеристик передающего тракта модуля ЦАР, а также наличие продолжительного по времени процесса перестройки частоты.

На относительно низких выходных частотах (единицы ГГц) и при высоких требованиях к стабильности частоты возможен вариант построения модуля ЦАР с использованием петли цифровой ФАПЧ и прямого цифрового синтезатора в качестве источника СВЧ сигнала вместо ГУН. Структурная схема такого варианта показана на рисунке 2.7.

Сигнал с выхода прямого цифрового ССЧ проходит аналого-цифровое преобразование и поступает на ДПКД. Напряжение, пропорциональное разнице сравниваемых в ИФД частот, после ФНЧ поступает на ПЗУ. На основе встроенной в ПЗУ перекодировочной таблицы осуществляется формирование новой выходной частоты для ССЧ. Такая схема путем небольшого увеличения габаритов (цифровая часть ФАПЧ и ПЗУ) позволяет использовать все достоинства прямого цифрового синтеза, обеспечив при этом высокую стабильность частоты.

Тем не менее, такой вариант не лишен таких недостатков прямого цифрового синтеза, как большое энергопотребление и высокий уровень фазовых шумов.

Проведенный анализ показал, наиболее оптимальным для бортовой ЦАР вариантом построения передающего тракта модуля ЦАР является ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ, позволяющий обеспечивать хорошую гибкость структуры, высокую стабильность частоты и малый уровень фазовых шумов, который можно корректировать подбором амплитудно-фазовой характеристики ФНЧ в ФАПЧ.

### **2.1.2. Приёмный тракт модуля**

Одними из основных требований к приёмному тракту модуля ЦАР являются динамический диапазон, коэффициент шума и чувствительность. В зависимости от перечисленных требований и частотного диапазона возможно несколько вариантов построения приёмного тракта модуля ЦАР.

При высоких требованиях к динамическому диапазону приёмный тракт модуля целесообразно реализовать без частотного преобразования. В этом случае частота дискретизации АЦП должна быть больше или равна требуемой частоте смены АФР, а эффективная полоса пропускания – больше или равна максимальной частоте входного СВЧ сигнала.

Современные АЦП, как отечественные так и зарубежные, требуют представления входного сигнала в дифференциальной форме. Существуют две основные схемы преобразования одиночного сигнала в дифференциальный – с помощью трансформаторных схем и на операционных усилителях (рисунок 2.8). На низких частотах наиболее распространенным методом является использование одного или пары операционных усилителя. Достоинством такого метода является технологичность (усилители могут быть выполнены в виде МИС или изделий в стандартных корпусах) и коммерческая доступность подобных устройств. Недостатком такого метода является малая полоса пропускания (обычно не более



2 – 3 ГГц) коммерчески доступных операционных усилителей и высокий реализуемый коэффициент шума (свыше 4-5 дБ).

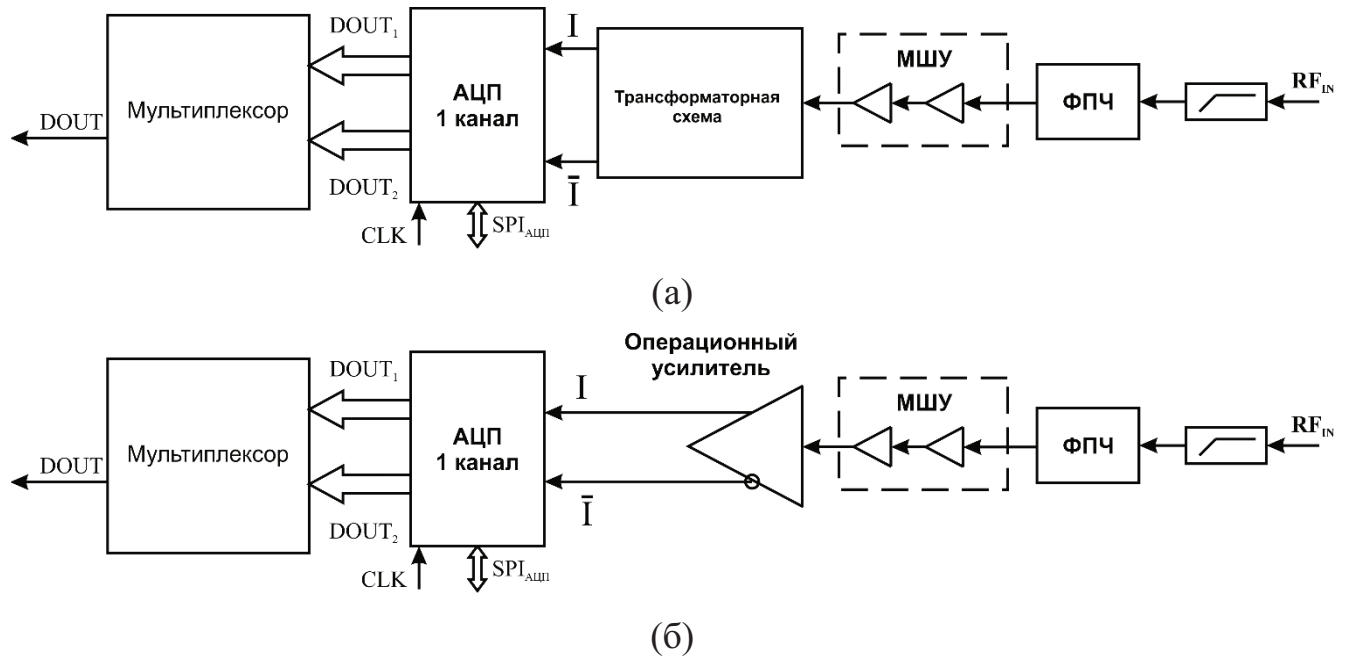


Рисунок 2.8 – Структурная схема приёмного тракта модуля ЦАР с преобразованием на несущей при использовании (а) трансформаторной схемы, (б) операционного усилителя

Повышение частоты преобразования (СВЧ несущая) и требований к динамическому диапазону системы приводит к необходимости использования трансформаторных схем формирования дифференциального сигнала.

Динамический диапазон приёмного тракта дополнительно увеличивается с использованием в АЦП дитеринга – подмешивания искусственного шума в сигнал АЦП. При наличии малого СВЧ сигнала (срабатывании только младшего разряда АЦП) микроконтроллер модуля ЦАР вырабатывает управляющую команду в АЦП на подмешивание в сигнал белого гауссовского шума с известными статистическими параметрами, что позволяет увеличить величину входного сигнала на 8 – 10 дБм. Так как разрядность сигнальных процессоров превышает разрядность АЦП, в результате обработки информации от модуля такой заранее известный шум возможно устранить, тем самым повысив эффективный динамический диапазон системы на 8 – 10 дБ.

При необходимости оцифровки СВЧ сигнала на частотах свыше 4 – 5 ГГц в приёмном тракте модуля возможно использовать частотное преобразование. Традиционная структурная схема модуля, где в качестве преобразователя используется микрополосковый СВЧ смеситель, представлена на рисунке 2.9.

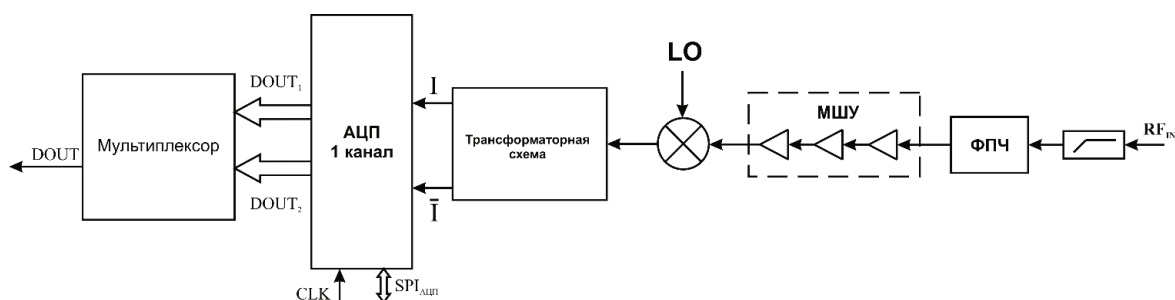


Рисунок 2.9 – Структурная схема приёмного тракта модуля ЦАП с СВЧ смесителем

Преобразование в дифференциальный сигнал в этом случае целесообразно реализовать с помощью трансформаторной схемы, описанной выше. Суммарные потери СВЧ смесителя и трансформатора в СВЧ диапазоне составляют не менее 14 – 18 дБ в сантиметровом диапазоне длин волн. Для компенсации необходимо увеличивать коэффициент усиления МШУ, что приводит к снижению КПД и ухудшению габаритных характеристик модуля ЦАП. Такая схема построения приёмного тракта модуля приводит к значительному снижению динамического диапазона и возрастанию коэффициента шума.

Вместо смесителя в приёмном тракте модуля ЦАП возможно использовать квадратурный демодулятор (КДМ). Структурная схема в этом случае будет выглядеть так, как показано на рисунке 2.10.

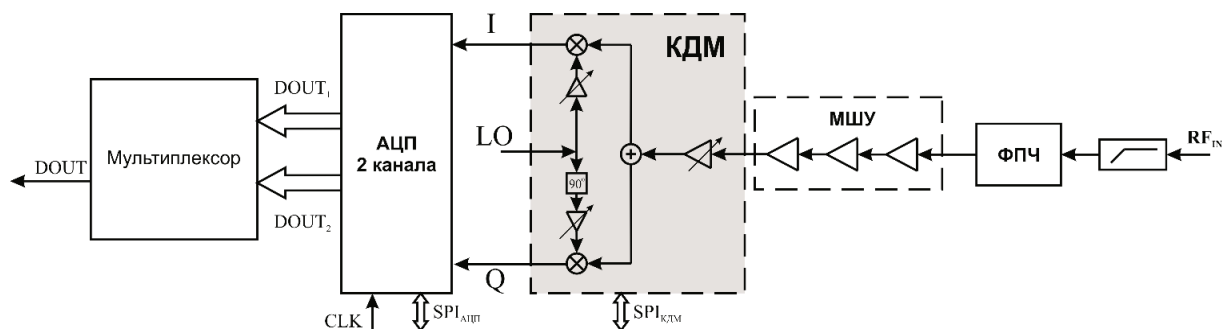


Рисунок 2.10 – Структурная схема приёмного тракта модуля ЦАП с квадратурным демодулятором

Так как в КДМ используются балансные схемы смесителей, как было описано ранее, сигнал на их выходе представлен в дифференциальном виде, и необходимость в дополнительном преобразовании отпадает. Коэффициент шума КДМ обычно составляет 10 – 14 дБ, что показывает выигрыш в 4 – 5 дБ динамического диапазона (и коэффициента шума) относительно варианта с одиночным смесителем. Недостатком использования КДМ является необходимость наличия двухканального АЦП (в остальных вариантах был нужен только один канал).

Таким образом, оптимальным по электрическим и энергетическим характеристикам вариантом построения модуля ЦАР является использование ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ и приёмный тракт с аналого-цифровым преобразованием непосредственно на несущей. Необходимо провести анализ энергетических и точностных характеристик предложенной структуры модуля ЦАР.

## **2.2. Амплитудно-фазовые ошибки передающего тракта модуля**

Основными источниками амплитудно-фазовых ошибок в выбранной структуре модуля ЦАР является ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ и КМ. Конструктивно ССЧ часто совмещают с КМ, образуя интегрированное устройство – формирователь сигналов (ФС). Проведем оценку ошибок ФС и их влияние на выходные характеристики модуля.

Рассмотрим ФС, на I/Q входы которого поступают уровни напряжения в соответствии с выражениями (1.7) и (1.8).

Основными источниками возникновения амплитудных ошибок в ФС являются [48, 49]:

- Наличие дополнительного постоянного смещения в синфазном и квадратурном каналах;
- Неидентичность АЧХ синфазного и квадратурного каналов;

Основными источниками фазовых ошибок КМ являются:

- Неидентичность ФЧХ синфазного и квадратурного каналов;
- Фазовые шумы сигнала опорного СВЧ генератора;
- Нестабильность тактовой частоты ЦАП и частоты опорного генератора;
- Неточность формирования  $90^\circ$  фазового сдвига сигнала гетеродина.

Для оценки влияния рассмотренных источников ошибок ФС на его выходные характеристики была составлена аналитическая модель ФС, структурная схема которой показана на рисунке 2.11. Белым цветом обозначены идеализируемые блоки, оранжевым – блоки, вносящие ошибки. На входы ЦАП подавались псевдослучайные последовательности униполярных цифровых сигналов, соответствующие ТТЛ. Количество бит в пачке цифровой последовательности составляло 16 для моделирования 16-разрядного ЦАП. Фазовый дискрет модели составлял  $90^\circ$ .

Для упрощения анализа все элементы аналитической модели являются частотно-независимыми, отсутствуют задержки сигнала. Частота дискретизации ЦАП составляла одну десятую частоты генератора несущей.

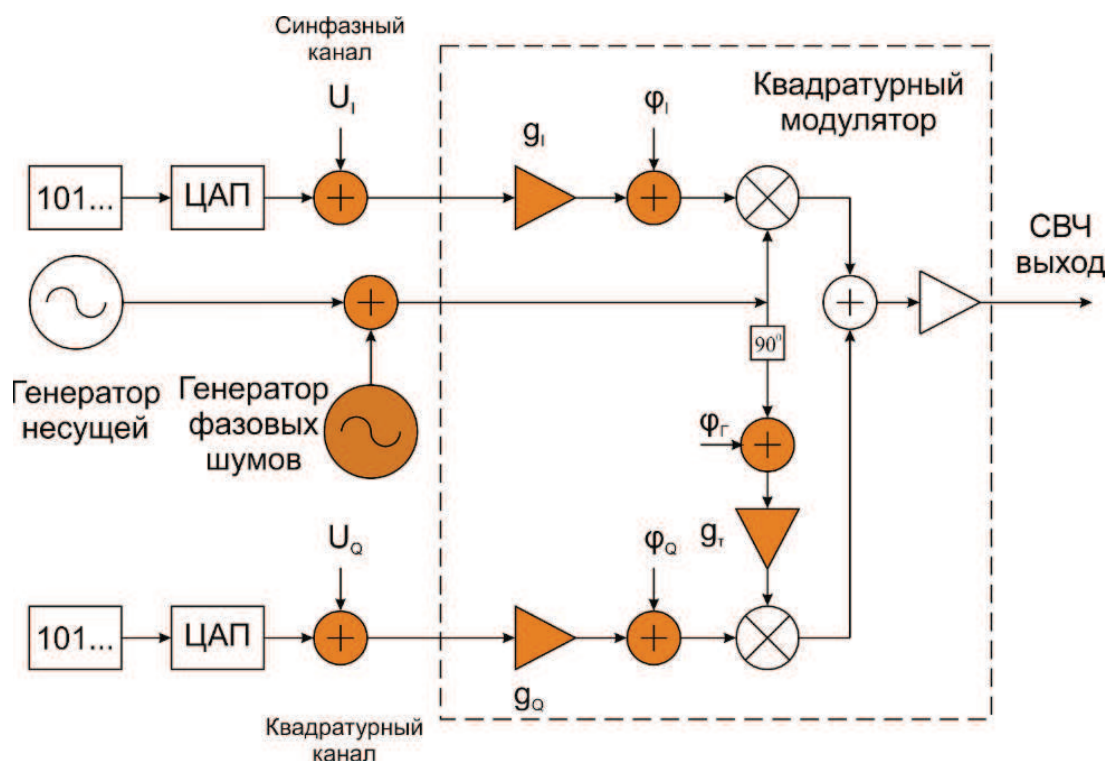


Рисунок 2.11 – Аналитическая модель ФС

Наличие постоянного смещения на I/Q входах ФС и ошибки дискретизации ЦАП представлены в качестве добавочных уровней напряжения  $U_I$  и  $U_Q$ . Неидентичность АЧХ I/Q каналов моделируется введением усилителей с коэффициентами передачи  $g_I$  и  $g_Q$ . Неидентичность ФЧХ I/Q каналов моделируется введением дополнительных фазовых сдвигов  $\varphi_I$  и  $\varphi_Q$ . Ошибка формирования  $90^\circ$  фазового сдвига представлена в виде фазы ошибки  $\varphi_\Gamma$  и коэффициента передачи усилителя  $g_\tau$ . Рассмотрение влияния ошибок на выходной сигнал ФС целесообразно проводить независимо друг от друга – при условии равенства нулю всех ошибок, кроме рассматриваемой.

В состав каждого модуля ЦАР входит ССЧ, ошибки которого характеризуются спектром его фазовых шумов. Любое электрическое колебание, полученное с помощью известных современных науке методов, содержит составляющие фазовой (или частотной) модуляции случайного характера [33].

Спектр фазовых шумов генератора несущей, использованный в аналитической модели ФС, представлен на рисунке 2.12. Кроме спектра фазовых шумов СВЧ генератор несущей характеризуется выходной мощностью 10 дБм (10 мВт) и стабильностью частоты  $10^{-7}$ , определяемой стабильностью опорного кварцевого генератора.

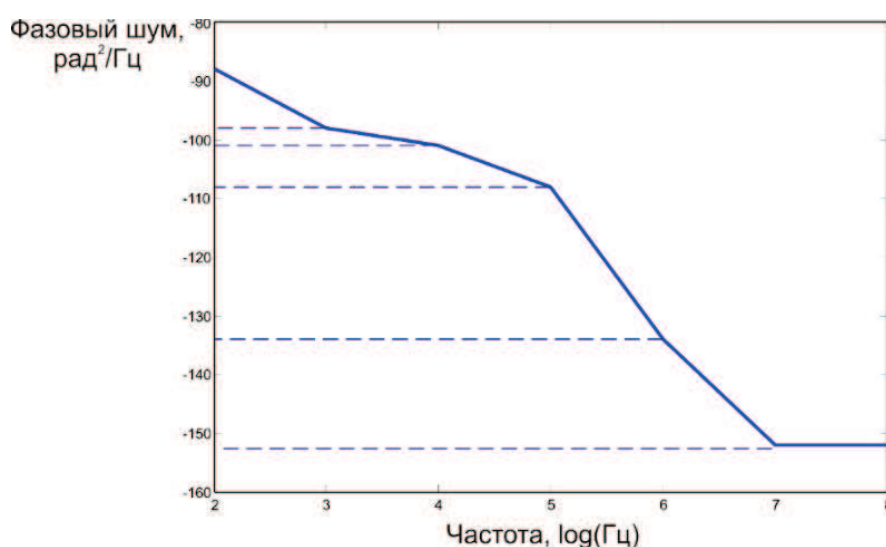


Рисунок 2.12 – Спектральная плотность фазовых шумов модели генератора несущей ФС

Фаза и амплитуда выходного колебания генератора являются случайными величинами, подчиняющиеся нормальному закону распределения. Дисперсия этих величин зависит от спектра фазовых шумов. Фазовый шум генератора принято оценивать по величине отношения спектральной плотности измеренной мощности одной боковой полосы шумов к полной мощности колебания в полосе частот равной 1 Гц и при определенной отстройке от несущей.

Плотность вероятности распределения фазы выходного колебания ФС в зависимости от спектральной плотности мощности фазовых шумов ССЧ, входящего в его состав, представлены на рисунке 2.13.

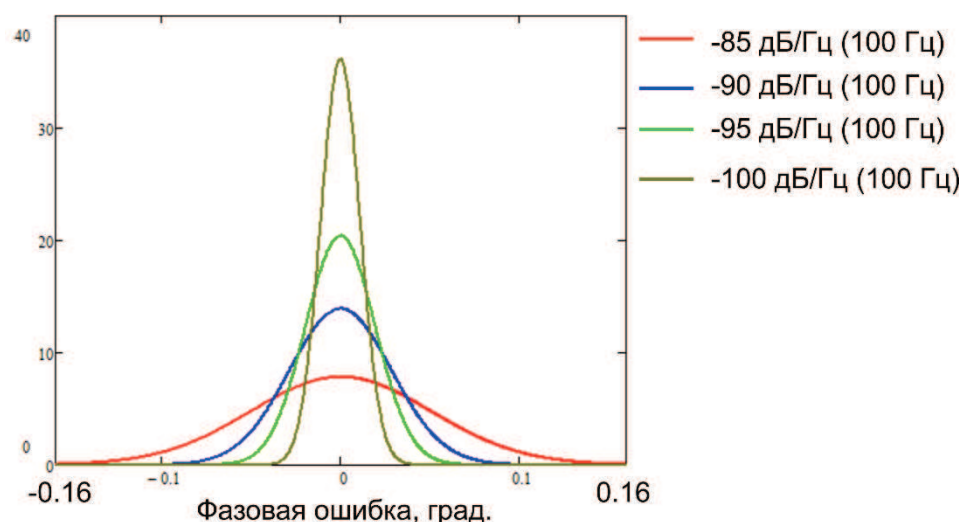


Рисунок 2.13 – Плотность распределения фазы выходного колебания ФС

Влияние фазовых шумов на амплитуду выходного колебания ФС незначительны и в дальнейшем ими можно пренебречь. Математическое ожидание фазы выходного колебания ФС во всех случаях равнялось фазе, рассчитанной в соответствии с входными I/Q сигналами (1.7) и (1.8). Анализировалась выборка из 4000 значений фаз выходного колебания, измеренных в моменты времени смены значений I/Q сигналов в аналитической модели КМ.

Использование ССЧ в каждом модуле приводит к зависимости возможного реализуемого дискрета выходной фазы СВЧ колебания от уровня фазовых шумов, показанной на рисунке 2.14.

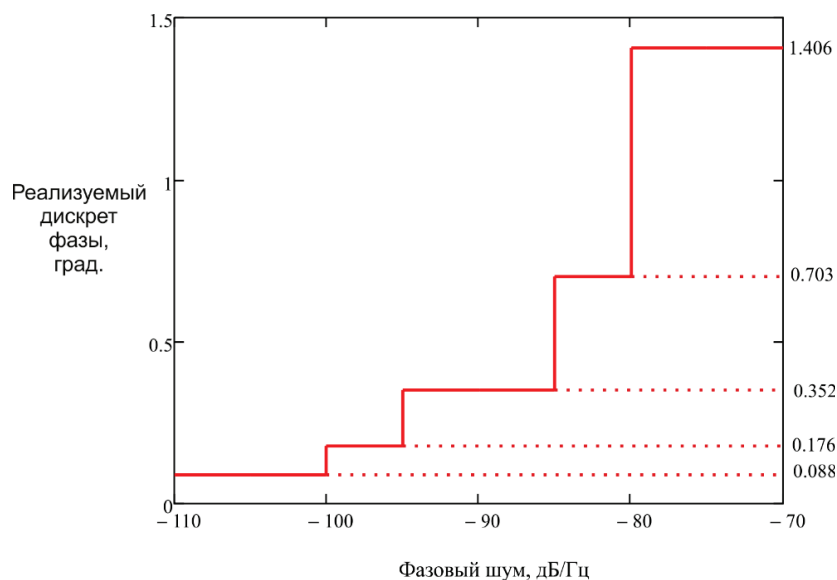


Рисунок 2.14 – Зависимость реализуемого дискрета фазы от величины фазовых шумов СВЧ генератора

Полученные данные показывают, что для реализации фазового дискрета  $0,352^\circ$  (10 разрядов) фазовый шум на выходе ФС должен составлять не более минус 85 дБ/Гц при отстройке от несущей на 100 Гц.

Наличие дополнительного фазового сдвига в синфазном канале приводит к повороту диаграммы состояния выходного сигнала ФС (рисунок 2.15) против часовой стрелки в случае положительного сдвига. Фазовый сдвиг являлся случайной величиной, распределенной по нормальному закону с математическим ожиданием равным  $0^\circ$  и средним отклонением в  $10^\circ$ .

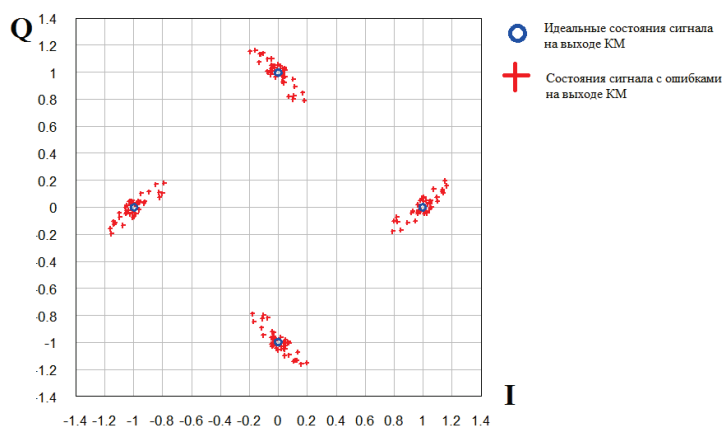


Рисунок 2.15 – Диаграмма состояний сигнала на выходе ФС при фазовом сдвиге в синфазном канале

Введение дополнительного фазового сдвига с аналогичными параметрами в квадратурный канал увеличивает разброс фаз и амплитуд выходного сигнала, диаграмма состояний которого приведена на рисунке 2.16.

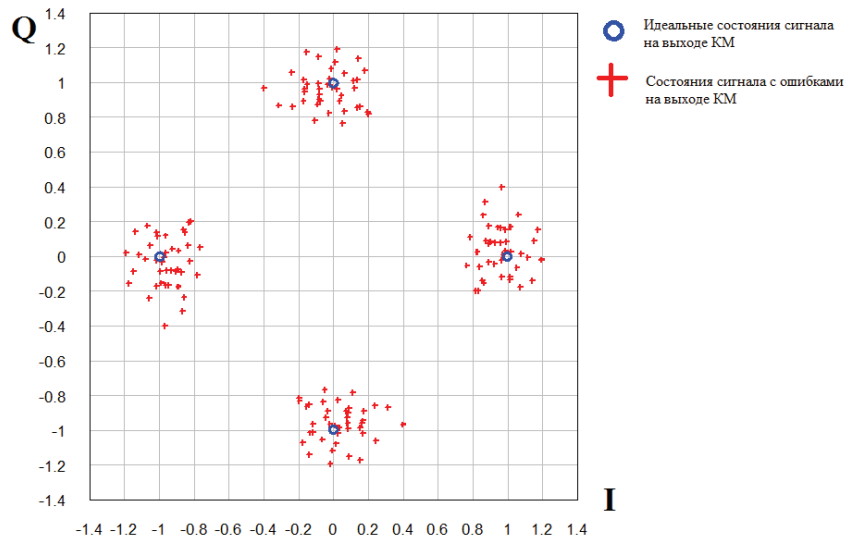


Рисунок 2.16 – Диаграмма состояний сигнала на выходе ФС при фазовых сдвигах в синфазном и квадратурном каналах

Относительный фазовый сдвиг выходного колебания ФС зависит от суммы фазовых сдвигов в синфазном и квадратурном каналах и определяется следующим выражением:

$$\Delta\varphi_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi_I, \Delta\varphi_Q) = \frac{\Delta\varphi_I + \Delta\varphi_Q}{2} \quad (2.6)$$

где  $\Delta\varphi_I$  – фазовый сдвиг синфазного канала, рад;

$\Delta\varphi_Q$  – фазовый сдвиг квадратурного канала, рад.

Относительная амплитудная ошибка  $K_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi_I, \Delta\varphi_Q)$  выходного колебания КМ зависит от разности фазовых сдвигов в синфазном и квадратурном каналах и определяется следующим выражением:

$$K_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi_I, \Delta\varphi_Q) = \sin\left(\frac{\Delta\varphi_I - \Delta\varphi_Q}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I - \Delta\varphi_Q}{2}\right) \quad (2.7)$$

График зависимости нормированной амплитуды выходного колебания ФС от разности фазовых сдвигов приведен на рисунке 2.17.



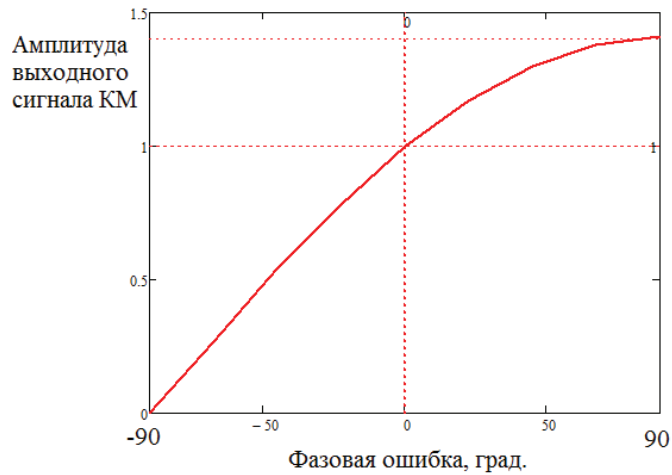


Рисунок 2.17 – Относительный амплитудный множитель выходного колебания ФС

Неидентичность АЧХ синфазного и квадратурного каналов оказывает меньшее влияние на параметры выходного колебания ФС, которые определяются следующими выражениями:

$$K_{\text{ВЫХ}}(\Delta A_I, \Delta A_Q) = \frac{\Delta A_I + \Delta A_Q}{4} \text{ при } (\Delta A_I + \Delta A_Q) < 6 \text{ дБ}, \quad (2.8)$$

$$\Delta \varphi_{\text{ВЫХ}}(\Delta A_I, \Delta A_Q) = \frac{\pi}{60} (\Delta A_I - \Delta A_Q), \quad (2.9)$$

где  $\Delta A_I$  – амплитудные потери синфазного канала, дБ;

$\Delta A_Q$  – амплитудные потери квадратурного канала, дБ.

Для обеспечения требуемого режима работы транзисторов в ячейках Гильберта в дифференциальных сигналах синфазного и квадратурного канала ФС присутствует постоянная составляющая. Отклонение постоянного смещения в синфазном и квадратурном каналах от требуемого приводит к смещению центра диаграммы состояния выходного колебания ФС, показанной на рисунке 2.18. Положительное смещение приводит к сдвигу диаграммы состояний в правый верхний сектор, отрицательное – в левый нижний сектор.

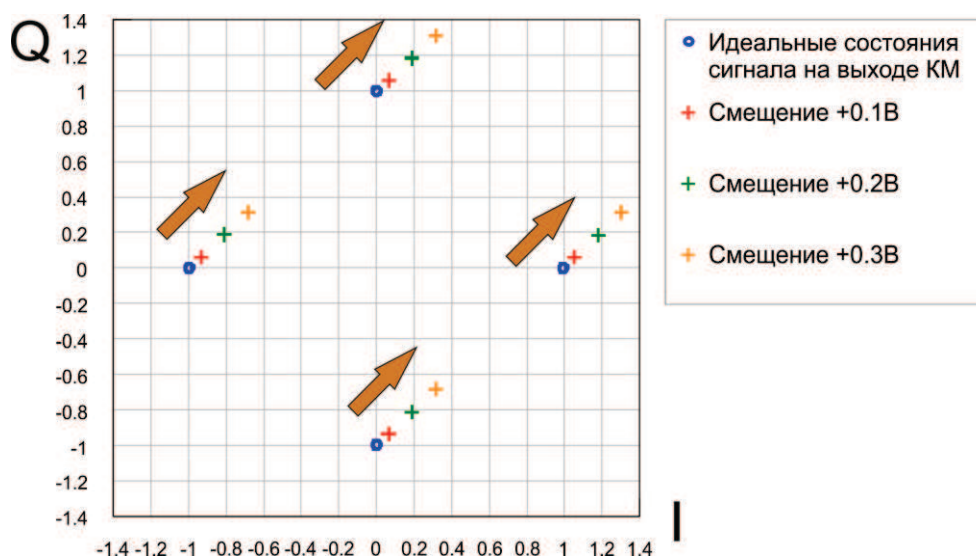


Рисунок 2.18 – Диаграмма состояний выходного колебания ФС в зависимости от наличия постоянного смещения на синфазном и квадратурном каналах

В модуле ЦАП постоянное смещение в информационных каналах реализуется в цифровом виде совместно с I/Q сигналами. Его отклонение от номинального определяется разрядностью ЦАП (половина цены младшего разряда), и соответствующий вклад в суммарную ошибку ФС мал. Неидентичность АЧХ синфазного и квадратурного каналов ФС обычно не превышает 1-3 дБ, и его влиянием на амплитуду выходного колебания ФС можно пренебречь.

Коррекция амплитудно-фазовых ошибок ФС в штатном режиме требует аналитического выражения выходного сигнала ФС, учитывающего описанные выше ошибки. С учетом результатов моделирования и сделанных выше допущений была составлена упрощенная аналитическая модель ФС, показанная на рисунке 2.19 [50].

Неидентичность фазовых сдвигов в синфазном и квадратурном каналах и ошибка формирования  $90^\circ$  фазового сдвига несущей объединены в единый блок. Неидентичность АЧХ каналов представлена в виде фильтра с импульсной характеристикой  $h(t)$  [51] и усилителя с коэффициентом усиления  $g_\tau$ .

Выходной сигнал КМ можно записать в виде:

$$s(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_T) \quad (2.10)$$

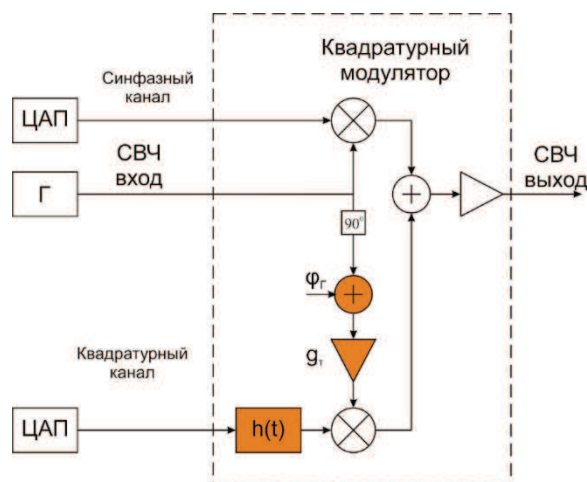


Рисунок 2.19 – Упрощенная аналитическая модель ФС

Воспользовавшись тригонометрической формулой:

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) + \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) \quad (2.11)$$

Выражение 2.10 можно переписать в виде:

$$s(t) = (z_I(t) - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \sin \varphi_T) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \cos \varphi_T \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (2.12)$$

Из формулы Эйлера известно:

$$\sin(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i} \quad \cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2} \quad (2.13)$$

Тогда, (2.12) переписывается:

$$s(t) = \left( z_I(t) - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \frac{e^{i\varphi_T} - e^{-i\varphi_T}}{2i} \right) \cdot \frac{e^{i\omega_0 \cdot t} + e^{-i\omega_0 \cdot t}}{2} - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \frac{e^{i\varphi_T} + e^{-i\varphi_T}}{2} \cdot \frac{e^{i\omega_0 \cdot t} - e^{-i\omega_0 \cdot t}}{2i} \quad (2.14)$$

Известно, что:

$$z_I(t) = \frac{z(t) + z(t)^*}{2} \quad z_Q(t) = \frac{z(t) - z(t)^*}{2i} \quad (2.15)$$

Тогда, (2.14) можно переписать в виде:

$$s(t) = \left( A - B \cdot \frac{e^{i\varphi_\Gamma} - e^{-i\varphi_\Gamma}}{2i} \right) \cdot \frac{e^{i\omega_0 \cdot t} + e^{-i\omega_0 \cdot t}}{2} - B \cdot \frac{e^{i\varphi_\Gamma} + e^{-i\varphi_\Gamma}}{2} \cdot \frac{e^{i\omega_0 \cdot t} - e^{-i\omega_0 \cdot t}}{2i}, \quad (2.16)$$

$$\text{где } A = \frac{z(t) + z(t)^*}{2};$$

$$B = \frac{z(t) - z(t)^*}{2i} \cdot h(t) \cdot g_\Gamma$$

После раскрытия скобок, упрощения и группировки элементов, выражение (2.16) можно записать в виде:

$$s(t) = \left( A - B \cdot \frac{e^{i\varphi_\Gamma}}{i} \right) \cdot \frac{e^{i\omega_0 \cdot t}}{2} + \left( A + B \cdot \frac{e^{-i\varphi_\Gamma}}{i} \right) \cdot \frac{e^{-i\omega_0 \cdot t}}{2} \quad (2.17)$$

Учитывая сделанные ранее обозначения (2.15) и выполнив ряд преобразований, можно получить, что выходной сигнал квадратурного модулятора:

$$s(t) = [g_1(t) \cdot z(t) + g_2(t) \cdot z(t)^*] \cdot \frac{e^{i\omega_0 \cdot t}}{2} + [g_1(t) \cdot z(t) + g_2(t) \cdot z(t)^*]^* \cdot \frac{e^{-i\omega_0 \cdot t}}{2}, \quad (2.18)$$

$$\text{где } g_1(t) = \frac{1 + g_\Gamma \cdot e^{i\varphi_\Gamma} \cdot h(t)}{2};$$

$$g_2(t) = \frac{1 - g_\Gamma \cdot e^{i\varphi_\Gamma} \cdot h(t)}{2}.$$

Рассмотренная аналитическая модель ФС позволила оценить влияние ошибок ССЧ и КМ на выходной сигнал передающего тракта модуля ЦАР и сформировать требования к амплитудно-фазовому балансу КМ и уровню спектральной плотности шумов СВЧ генератора несущей – ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ.

### 2.3. Анализ энергетических характеристик антенной решетки на основе цифровых приёмопередающих модулей

Особенностью рассматриваемой в диссертационной работе структуры ЦАР является отсутствие распределительной системы СВЧ сигнала. Наличие в каждом цифровом модуле ССЧ, КМ и ЦАП требует анализа энергетических характеристик ЦАР и их сравнения с аналогичными показателями АФАР традиционной архитектуры (цифровой приёмный тракт, фазовращатель и аттенюатор в передающем тракте, СВЧ распределительная система).

В качестве основного сравнительного критерия выбрана потребляемая мощность антенной решетки, за исключением мощности, потребляемой ЦСП и ЦВМ. Сравнение осуществлялось в частотном диапазоне от 1 до 40 ГГц. Для проведения сравнительного анализа были выбраны модель антенной решетки с традиционной структурой и модель ЦАР с предложенным модулем.

Исходными данными для расчета моделей АФАР и ЦАР служили требуемая выходная мощность передающего модуля ( $P_{\text{ВЫХ}}$ ) и количество элементов в антенной решетке. В дальнейшем полагаем, что антенная решетка имеет равномерное амплитудное распределение.

Основными потребителями мощности в АФАР являются ППМ и единый возбудитель СВЧ сигнала. Структурные схемы ППМ АФАР и распределительной системы представлены на рисунках 2.20 и 2.21 соответственно.

В качестве устройств управления АФАР в ППМ выступают фазовращатель (ФВ) и аттенюатор (АТ), представленные в модели ППМ соответствующими коэффициентами передачи, учитывающие потери СВЧ мощности, проходящей через них. Коэффициент передачи ФВ не имеет частотной зависимости и постоянен для всех значений реализуемых фазовых сдвигов. В качестве коэффициента передачи АТ берутся его потери, не зависящие от частоты несущего колебания и выставленного ослабления.

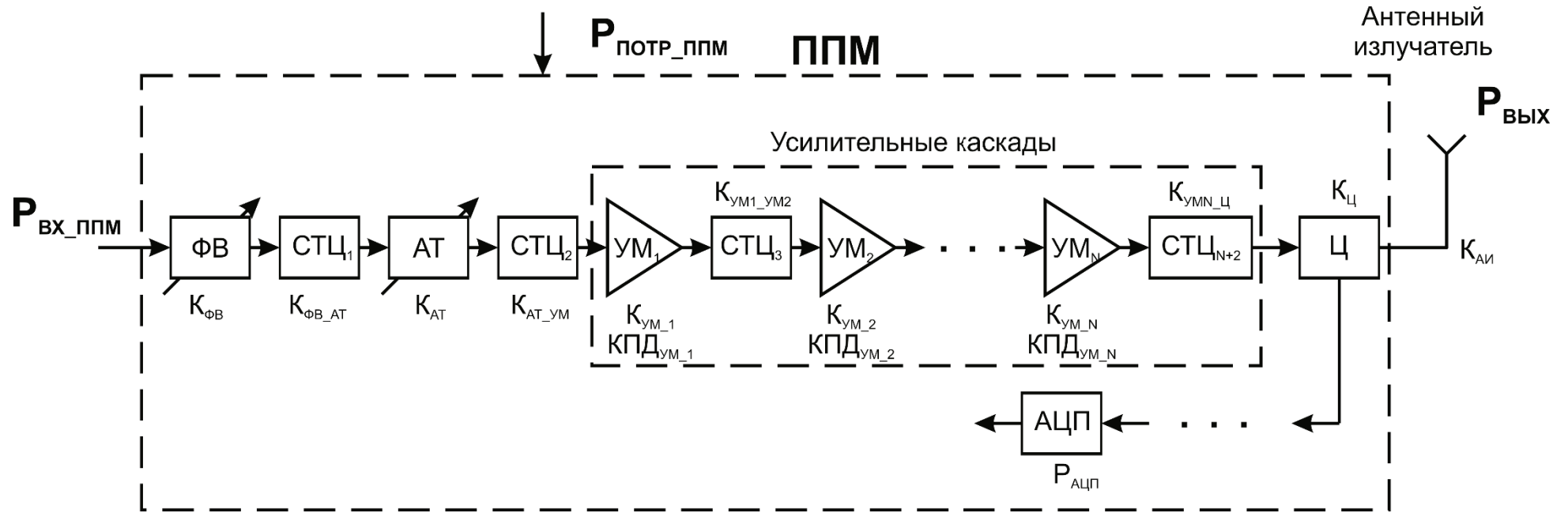


Рисунок 2.20 – Модель ППМ АФАР

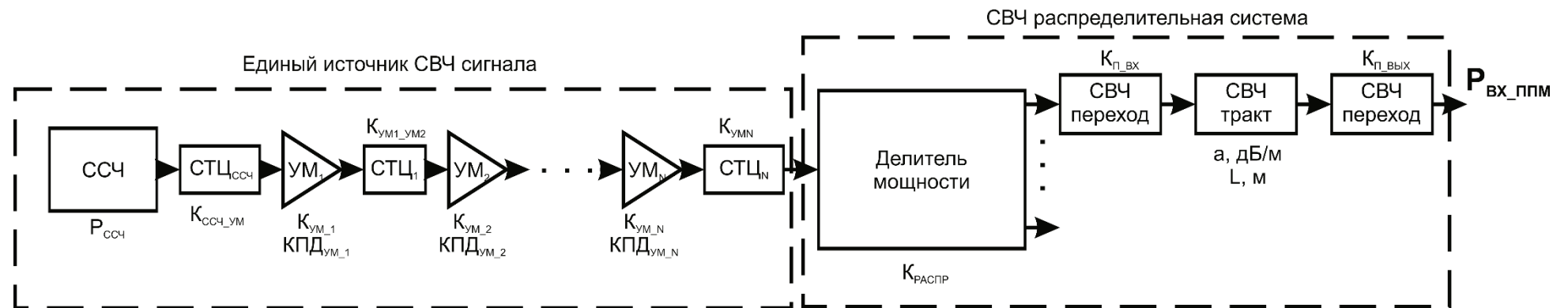


Рисунок 2.21 – Структурная схема возбуждителя СВЧ сигнала в АФАР

На основании обзора ведущих зарубежных и отечественных фирм-изготовителей ФВ и АТ [11, 15, 52 - 55] было определено, что типовыми значениями потерь полупроводниковых узкополосных устройств управления АФР с количеством разрядов большим или равном пяти, в диапазоне частот до 40 ГГц являются 4 дБ для ФВ и 4 дБ для АТ.

Усилители мощности (УМ) в модели ППМ представлены в виде коэффициентов усиления (КУ) по мощности и КПД. Требуемое в модуле количество усилительных каскадов рассчитывалось исходя из заданной  $P_{\text{ВЫХ}}$  при условии  $P_{\text{ВХ}} = 10$  мВт (10 дБм), где  $P_{\text{ВХ}}$  – входная СВЧ мощность ППМ.

Для упрощения анализа предполагалось, что КУ всех каскадов не зависит от уровня выходной мощности и находится в диапазоне  $KU_{\text{МАХ}}(f) - 3 \leq KU(f) \leq KU_{\text{МАХ}}(f)$ , дБ. Определение минимального количества каскадов осуществлялось итеративным методом с учетом потерь в согласующе-трансформирующих цепях (СТЦ) при условии равенства всех КУ и нахождения их в выбранном выше диапазоне.

Коэффициент усиления по мощности СВЧ УМ определяется типом транзистора и частотой. Аналитическая зависимость максимально допустимого КУ УМ для технологии псевдоморфных гетероструктурных транзисторов (рНЕМТ), использованная при построении модели, показана на рисунке 2.22.

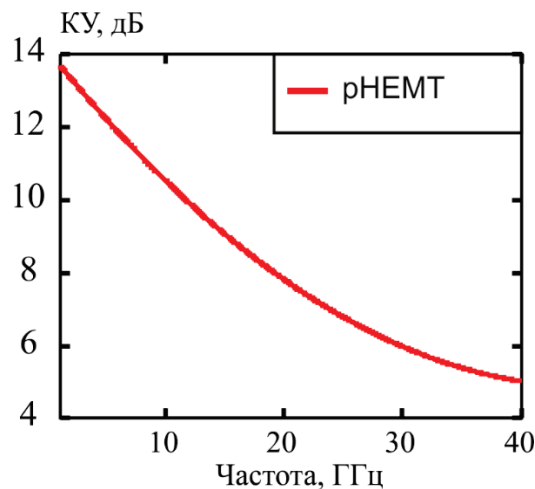


Рисунок 2.22 – Зависимость КУ УМ от частоты

Коэффициент полезного действия усилителя предопределяется типом используемого полупроводникового материала. В настоящее время при разработках УМ используются транзисторы на GaAs и GaN (см. глава 3). На основании обзора ведущих зарубежных и отечественных фирм-изготовителей УМ [11, 15, 16, 52, 53, 56 - 62] была определена частотная зависимость КПД с учетом типа используемого транзистора (рисунок 2.23), которая использовалась при моделировании. В модели предполагается, что КПД всех УМ одинаков и определяется лишь частотой и полупроводниковым материалом.

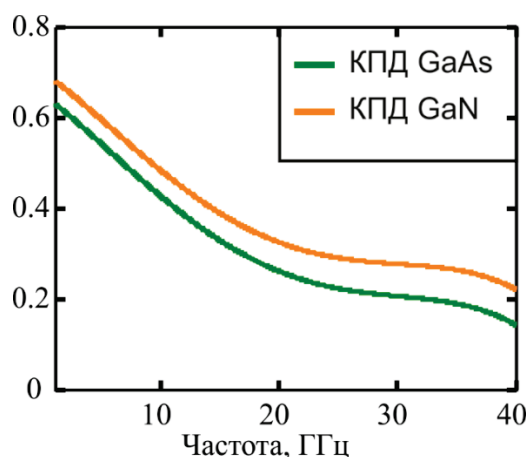


Рисунок 2.23 – КПД УМ в зависимости от частоты и типа транзистора

В качестве устройства развязки приёмного и передающего тракта ППМ выступает циркулятор (Ц), потери которого в модели также не зависели от частоты и равнялись 0,3 дБ. Полагалось, что антенный излучатель (АИ) согласован с циркулятором по уровню КСВ равном 1,2.

Потребление приёмного тракта ППМ по сравнению с передающим трактом является малой величиной и учитывается только мощностью, потребляемой АЦП. Для АЦП с частотой дискретизации менее 100 МГц уровень потребляемой мощности составляет обычно не более 0,5 Вт.

Коэффициенты передачи всех СТЦ рассчитывались на основе значения входного КСВ последующего каскада, не зависящего от частоты несущего колебания. Потери в СТЦ рассчитывались согласно следующему выражению:

$$K_i(\text{КСВ}_i) = -20 \log \left( 1 - \frac{\text{КСВ}_i - 1}{\text{КСВ}_i + 1} \right), \text{ дБ} \quad (2.19)$$



Общее потребление мощности рассматриваемого ППМ определяется в соответствии со следующим выражением:

$$P_{\text{ППМ}}(f, P_{\text{ВЫХ}}) = \left( \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{\left( \frac{1}{10^{0.1K_{\text{ФВ}}}} \right) \cdot \left( \frac{1}{10^{0.1K_{\text{АТ}}}} \right) \cdot \text{КПД}(f)} \right) \cdot \left( 1 + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{(10^{0.1K_{\text{У}_i})^i} \cdot \left( \frac{1}{10^{0.1K_i}} \right)^i} \right) + P_{\text{АЦП}}, \quad (2.20)$$

Где  $f$  – частота несущего колебания, ГГц;

$K_{\text{АТ}} = K_{\text{ФВ}} = 3$  дБ – потери СВЧ сигнала в АТ и ФВ соответственно;

$K_{\text{У}_i}$  – коэффициент усиления по мощности  $i$ -го каскада, дБ;

$n$  – количество усилительных каскадов;

$\text{КПД}(f)$  – частотная зависимость КПД УМ (рисунок 2.23);

$P_{\text{АЦП}}$  – потребляемая мощность АЦП, Вт.

В традиционной структуре АФАР необходимо учитывать потребление мощности не только ППМ, но и возбудителя СВЧ сигнала, а также потери мощности в СВЧ распределительной системе (рисунок 2.21).

В АФАР единый источник СВЧ сигнала содержит ССЧ. Уровень потребляемой мощности ССЧ на основе цифровой петли ФАПЧ в диапазоне от 1 до 40 ГГц составляет от 0,4 Вт до 1,5 Вт. Количество усилительных каскадов определяется исходя из требуемой выходной мощности (с учетом потерь в распределительной системе) по алгоритму, аналогичному (2.20). Их входная мощность в зависимости от частотного диапазона и типа ССЧ составляет не более 10 мВт.

СВЧ распределительная система состоит из делителя мощности на  $N$  каналов, где  $N$  – это количество модулей в антенной решетке, а также СВЧ тракта и переходов. В качестве распределительной системы в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц в АФАР обычно используется коаксиальная линия передач. Использование полосковой линии передач сопряжено с большими потерями при разводке, а волноводы использовать еще нецелесообразно из-за больших габаритов [63]. В дальнейшем будем рассматривать коаксиальную линию в диапазоне от 1 до 18 ГГц и волноводную в диапазоне от 10 до 40 ГГц.

Погонные потери в коаксиальной линии передачи складываются из потерь в диэлектрике и проводнике и определяются следующими выражениями [64, 65]:

$$a_{\text{КОАКС}}(f, D, d, \varepsilon, tg(\beta)) = a_{\text{МЕТ}}(f, D, d, \varepsilon) + a_{\text{ДИЭЛ}}(f, \varepsilon, tg(\beta)) \quad (2.21)$$

$$a_{\text{МЕТ}}(f, D, d, \varepsilon) = \left( \frac{1.898 \cdot 10^{-8} \sqrt{\varepsilon \cdot f}}{\log\left(\frac{D}{d}\right)} \right) \cdot \left( \frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \quad (2.22)$$

$$a_{\text{ДИЭЛ}}(f, \varepsilon, tg(\beta)) = 9 \cdot 10^{-11} \cdot f \sqrt{\varepsilon} \cdot tg(\beta) \quad (2.23)$$

где  $a_{\text{КОАКС}}$  – погонные потери коаксиального кабеля, дБ/м;

$\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость заполнения кабеля;

$D, d$  – внешний и внутренний радиусы оплетки кабеля, м;

$tg(\beta)$  – тангенс угла диэлектрических потерь.

Для оценки энергетических характеристик АФАР в представленной модели использовались типовые параметры коаксиального кабеля РК-50, работоспособного вплоть до 40 ГГц. В качестве диэлектрика использовался воздух. Рассчитанные погонные потери коаксиальной линии передачи представлены на рисунке 2.24. Погонные потери волноводной линии рассчитывались согласно [65].

Входной и выходной КСВ коаксиальных кабелей, как и волноводов, в модели составлял 1,2. Потери на коаксиально-микропролосковые и волноводно-полосковые переходы рассчитывались согласно выражению (2.19).

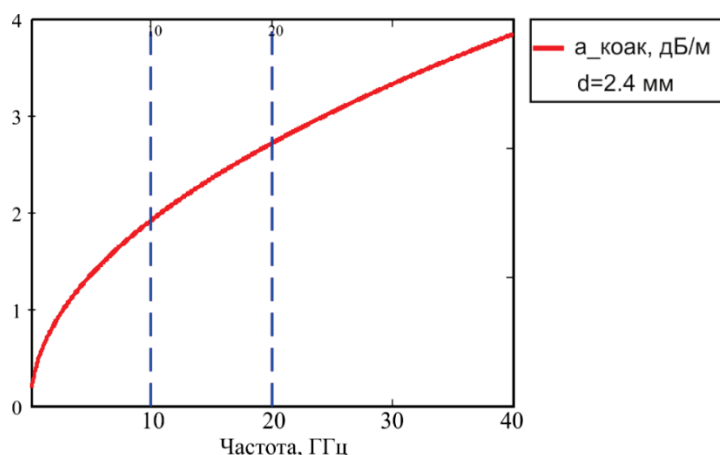


Рисунок 2.24 – Частотная зависимость погонных потерь в коаксиальной линии передачи

Потери на каждое двоичное деление составляет в среднем 0,2 дБ. Длина линии передачи от возбуждителя до каждого из ППМ рассчитывалась как минимальная длина из центра решетки до крайнего излучателя при условии, что антенная решетка квадратная. Таким образом, общие потери на СВЧ распределительную систему на одну линию с учетом выбранного типа линии передач определяются следующим выражением:

$$Loss_{РАСП}(f, N, K_L) = a(f) \cdot \frac{\sqrt{N} \cdot c \cdot K_L}{2\sqrt{2} \cdot f} + K(1.2) + 0.2 \log_2 N \quad (2.24)$$

где  $a(f)$  – погонные потери соответствующей линии передачи, дБ/м;  
 $K_L$  – масштабирующий коэффициент (при минимальной длине разводки  $K_L=1$ ).

С учетом выражений (2.20) и (2.24) общая потребляемая мощность АФАР определяется как:

$$P_{ПОТР_{АФАР}}(f, N, P_{ВЫХ}) = N \cdot P_{ППМ}(f, P_{ВЫХ}) + P_{ВОЗ}(f, N, P_{ВЫХ}) \quad (2.25)$$

Тип используемых транзисторов в ППМ АФАР существенно влияет на её энергетические характеристики. Технология рНЕМТ обеспечивает работу транзисторов в более широкой полосе частот, поэтому именно она используется в модели при описании характеристик УМ. На рисунке 2.25 показана частотная зависимость потребляемой мощности АФАР при использовании GaAs и GaN технологии, полученная в результате использования предложенной аналитической модели.

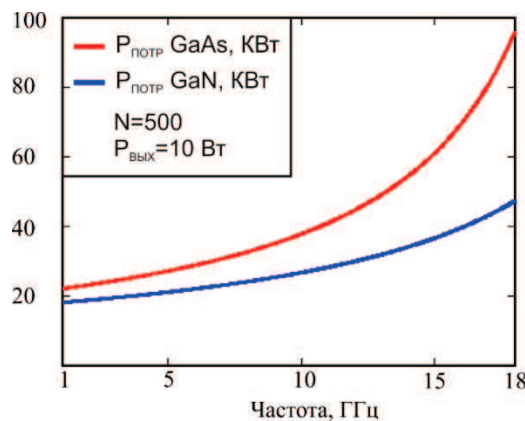


Рисунок 2.25 – Потребляемая мощность АФАР

Из полученной зависимости видно, что УМ на GaN дают существенный выигрыш в энергетике АФАР. Особенности УМ на GaN и достижимые характеристики более подробно описаны в главе 3. В дальнейшем будем полагать, что УМ в составе как АФАР, так и ЦАР выполнены на основе GaN транзисторов.

Модуль ЦАР состоит из ряда усилительных каскадов, вносящих наибольший вклад в потребляемую мощность (рисунок 2.27). Порядок их расчета аналогичен описанному выше. Потребляемая мощность ЦАП с частотой дискретизации до 200 МГц составляет около 300 мВт. Реализуемая выходная мощность ССЧ не превышает 10 мВт. Потери коммерчески доступных узкополосных КМ в диапазоне до 40 ГГц не превышают 7 дБ. Потребляемая мощность типовых 16-разрядных МК в составе модуля ЦАР не превышает 100 мВт.

Общая потребляемая мощность ЦАР определяется выражением:

$$P_{\text{ПОТР}_{\text{ЦАР}}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}}) = N \cdot P_{\text{модуль ЦАР}}(f, P_{\text{ВЫХ}}) \quad (2.26)$$

Проведём сравнительный анализ энергетических характеристик АФАР и ЦАР. На рисунке 2.29 показана частотная зависимость потребляемых мощностей АФАР и ЦАР для случая  $P_{\text{ВЫХ}} = 5$  Вт,  $N = 500$  с использованием (а) - коаксиальной и (б) – волноводной разводки.

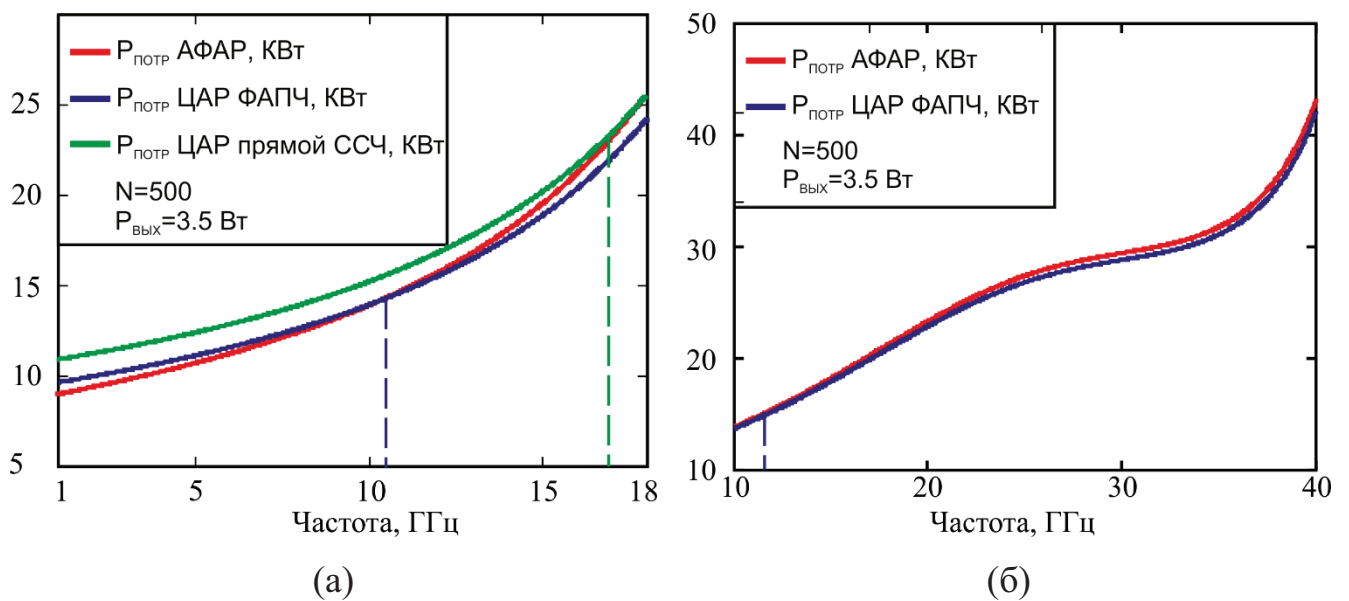


Рисунок 2.26 – Потребляемые мощности АФАР и ЦАР

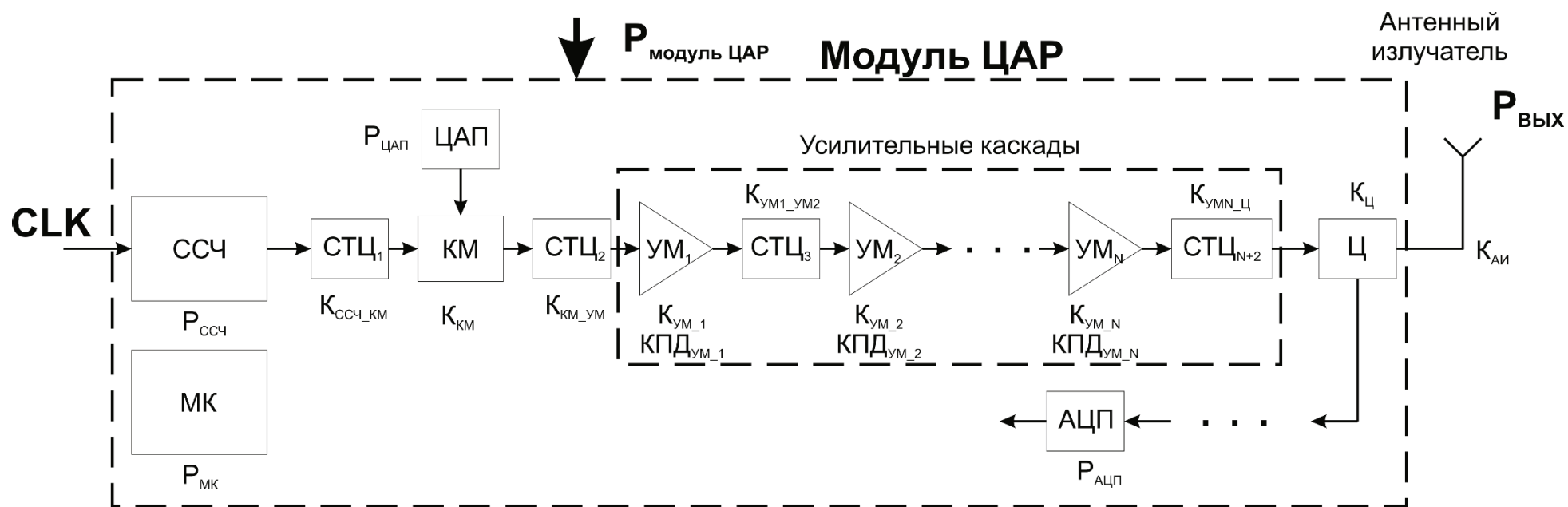


Рисунок 2.27 – Структурная схема модуля ЦАР

За счет уменьшения КПД УМ и возрастания потерь в СВЧ распределительной системе при увеличении частоты несущего колебания, наблюдаются области, в которых энергетически ЦАР оказывается выгоднее АФАР. Использование прямого цифрового ССЧ в силу высокого потребления мощности, оказывается менее энергоэффективным, поэтому в дальнейшем все сравнения осуществляются с вариантом модуля на основе цифровой петли ФАПЧ.

Для определения условий энергетического выигрыша необходимо рассмотреть влияние различных параметров антенной решетки на частотный сдвиг данных областей. Для этого в дальнейшем оперируем следующей величиной:

$$dP_{\text{ПОТР}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}}) = 10 \log \left( \frac{P_{\text{ПОТР}_{\text{АФАР}}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}})}{P_{\text{ПОТР}_{\text{ЦАР}}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}})} \right), \text{ дБ} \quad (2.27)$$

Положительное значение  $dP$  показывает энергетический выигрыш ЦАР, в то время как отрицательное значение показывает выигрыш традиционной АФАР. Частота, начиная с которой потребление мощности ЦАР оказывается меньше АФАР, в дальнейшем будем называть граничной.

Влияние  $P_{\text{ВЫХ}}$  передающего тракта модуля на отношение потребляемой мощности АФАР и ЦАР представлено на рисунке 2.28 для (а) – коаксиальной и (б) – волноводной разводки.

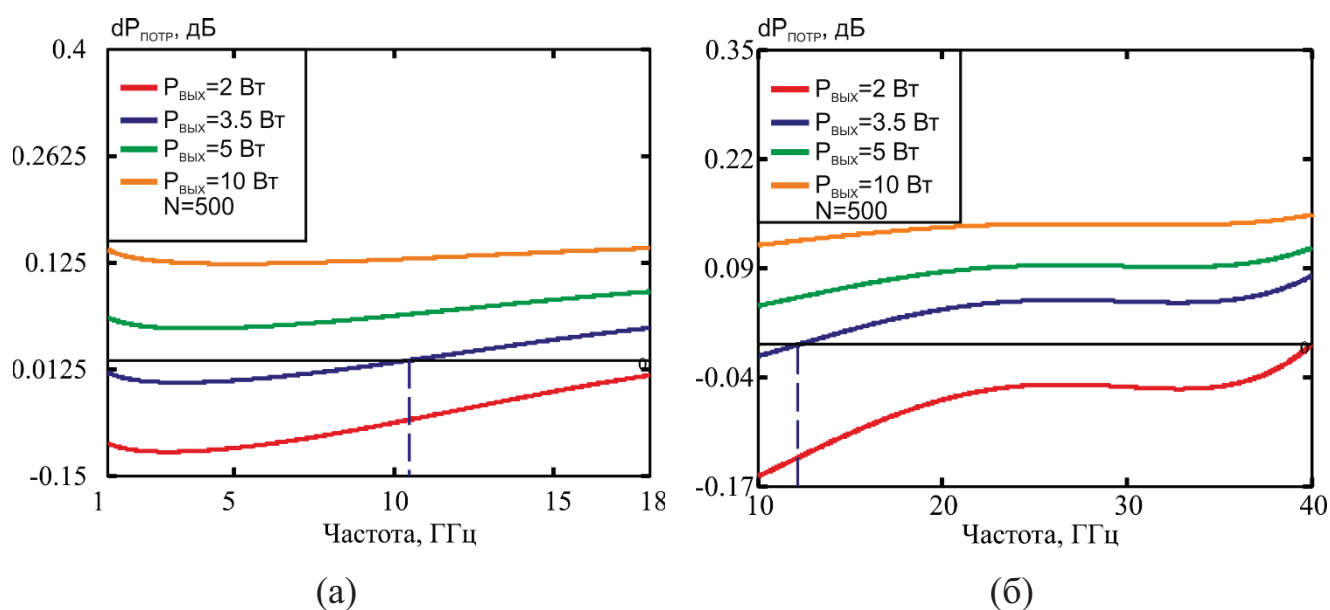


Рисунок 2.28 – Частотная зависимость  $dP_{\text{ПОТР}}$  при различных значениях  $P_{\text{ВЫХ}}$

Повышение выходной мощности ППМ приводит к более раннему по частоте выигрышу ЦАР по энергетическим характеристикам. Это связано с тем фактом, что потребление мощности ЦАП и МК не зависит от увеличения частоты несущего колебания, а потребление ССЧ меняется достаточно слабо. В случае 500 – элементной антенной решетки, при  $P_{\text{ВЫХ}} = 3,5$  Вт рассматриваемый вариант построения модуля ЦАР оказывается более энергоэффективным начиная с 10,5 ГГц для коаксиальной и 12,8 ГГц для волноводной разводки.

Влияние количества элементов антенной решетки на  $dP_{\text{ПОТР}}$  представлено на рисунке 2.29 для (а) – коаксиальной и (б) – волноводной разводки.

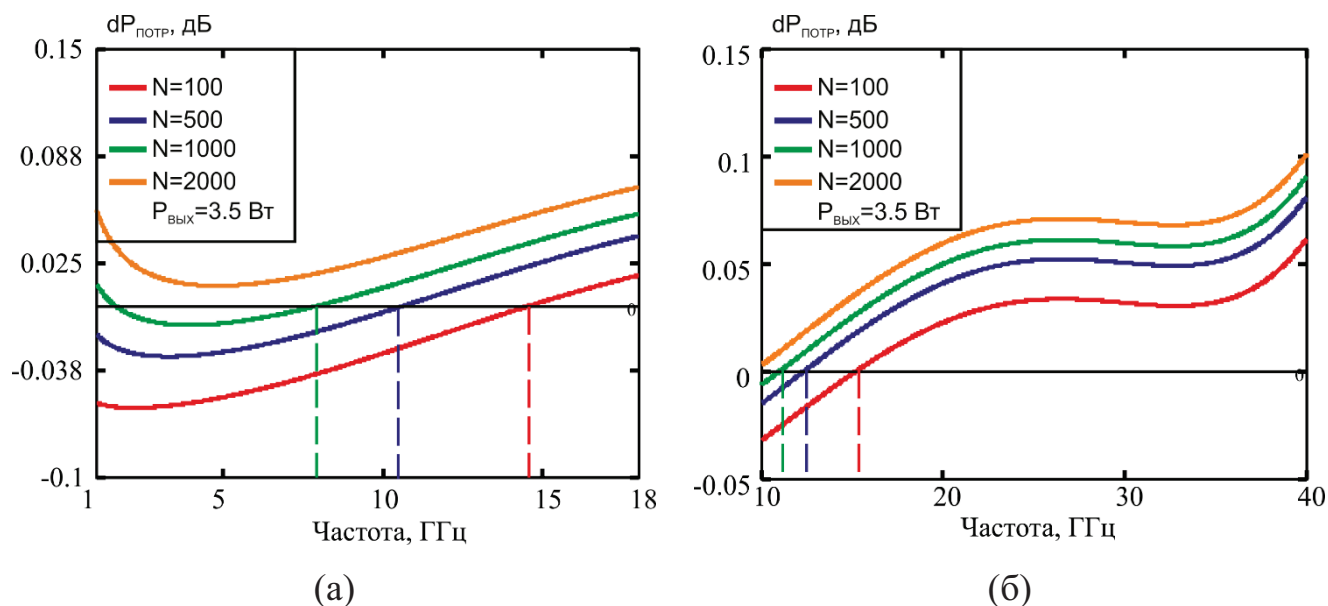


Рисунок 2.29 – Частотная зависимость  $dP_{\text{ПОТР}}$  при различных значениях  $N$

Увеличение количества элементов антенной решетки приводит к незначительному смещению граничной частоты начала энергетического выигрыша ЦАР в область низких частот. Для случая возрастания  $N$  с 100 до 1000, смещение частоты составило 7 ГГц для коаксиальной и 3,7 ГГц для волноводной разводки.

Существенное влияние на энергетику АФАР оказывают размеры СВЧ распределительной системы, определяющиеся масштабирующим коэффициентом  $K_L$  в (2.24). Влияние  $K_L$  на энергетику ЦАР показано на рисунке 2.30.

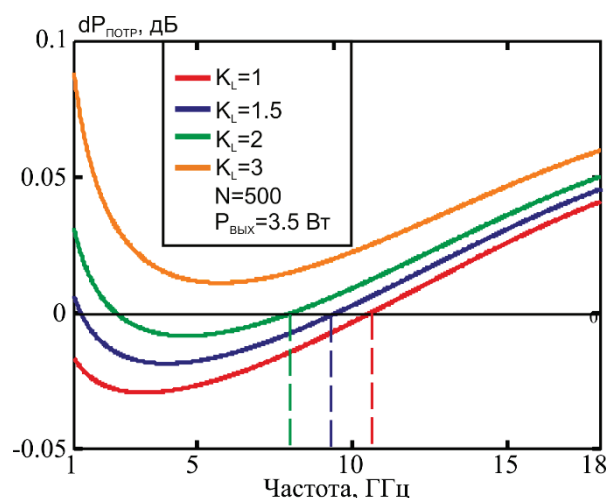


Рисунок 2.30 – Частотная зависимость  $dP_{\text{ПOTР}}$  при различных значениях  $K_L$  для коаксиальной разводки

Увеличение требуемой длины коаксиальных кабелей (увеличение потерь в распределительной системе и повышение потребляемой мощности единого источника СВЧ сигнала) приводит к смещению граничной частоты в область низких частот. При необходимости длинных коаксиальных кабелей (наземные РЛС дальнего обнаружения, астрономические системы) с  $K_L > 1$  предложенная структура ЦАР оказывается более энергоэффективна начиная с 10,5 ГГц.

ППМ АФАР кроме передающего и приёмного тракта обычно содержат МК и ПЗУ, хранящие корректирующие коды для фаз и амплитуд выходного сигнала. Это позволяет осуществлять калибровку ППМ в частотной области, обеспечить температурную компенсацию (уход фазы УМ в зависимости от температуры полупроводникового кристалла). В области высоких частот в АФАР часто используются многоканальные ППМ, позволяющие сократить потери в разводке СВЧ сигнала, а также улучшить массогабаритные характеристики системы ППМ в целом. Рассмотрим влияние многоканальной архитектуры ППМ на энергетические характеристики АФАР и ЦАР. Многоканальный модуль ЦАР целесообразно реализовывать с единым ССЧ и МК на все каналы. Количество КМ, ЦАП и АЦП при этом будет эквивалентно количеству каналов. Влияние количества каналов в каждом модуле на энергетические характеристики АФАР и ЦАР представлено на рисунке 2.31.



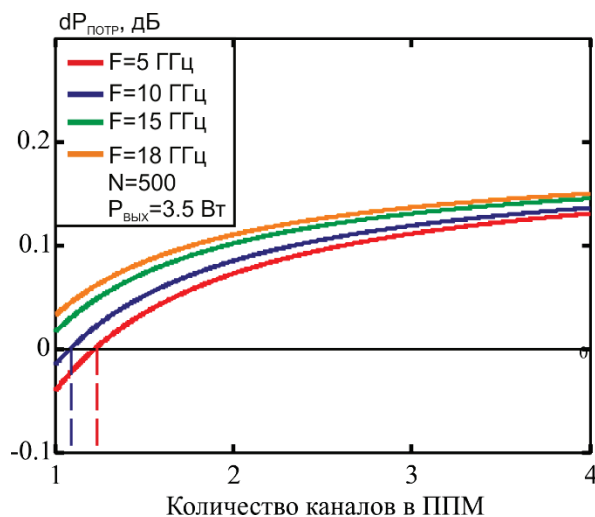


Рисунок 2.31 – Зависимость  $dP_{\text{ПOTР}}$  при разном количестве каналов в составе ППМ и несущей частоте

Из полученных зависимостей видно, что использование многоканальных модулей ЦАР приводит к существенному смещению граничной частоты энергетического выигрыша ЦАР в область низких частот. Замена традиционных 4-канальных ППМ на 4-канальные модули предложенной структуры дает существенный выигрыш по энергетике многоэлементной ЦАР, начиная с  $P_{\text{ВЫХ}} = 2$  Вт при частотах свыше 12 ГГц.

### Выводы

1. Предложена структура приёмопередающего модуля, позволяющая уменьшить габариты и массу многоэлементной бортовой ЦАР за счет исключения СВЧ распределительной системы и управляемых фазовращателей.
2. Рассмотрена аналитическая модель формирователя сигналов, позволившая оценить влияние ошибок ССЧ и КМ на выходной сигнал модуля и сформировать требования к амплитудно-фазовому балансу КМ и уровню спектральной плотности шумов СВЧ генератора несущей – ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ.
3. Построена модель, позволяющая провести сравнительный анализ энергопотребления традиционной АФАР и ЦАР с предложенной структурой модуля. Результаты моделирования показали, что

предложенная структура модуля обеспечивает снижение энергопотребления бортовой ЦАР на 3 – 5 % в диапазоне частот 1 – 18 ГГц при использовании коаксиальной разводки и на 2 – 3 % в диапазоне частот 10 – 40 ГГц при использовании волноводной разводки. Увеличение количества излучателей и требуемой выходной мощности приводит к дальнейшему уменьшению энергопотребления.

4. Наибольшее влияние на энергопотребление ЦАР оказывает окончательный усилитель мощности в составе передающего тракта, КПД которого определяет возможность использования предложенного модуля в составе бортовой ЦАР.

### **3. Усилитель мощности в составе приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки**

Основным элементом аналоговой части передающего тракта модуля ЦАР, определяющим его энергетическую эффективность, является УМ. Наиболее важными характеристиками УМ в составе бортовых ЦАР являются:

- уровень выходной мощности;
- КПД и эффективность системы отвода тепла;
- габаритные размеры и масса;
- равномерность коэффициента усиления по мощности и фазовой характеристики в полосе рабочих частот;
- уровень фазовых шумов.

Габаритные размеры модуля определяются возможностью размещения их в антенной решетке. Проблема миниатюризации решается при исполнении модуля в виде МИС или ГИС, что в свою очередь, вследствие малых размеров полупроводниковых элементов, приводит к большому локальному тепловыделению и необходимости применения эффективных устройств охлаждения.

Одним из основных требований к усилителю в составе модуля ЦАР является его КПД, который должен составлять не менее 50%. Значение КПД всего модуля определяется тепловыми характеристиками оконечных усилителей, режимом их работы, материалом используемой подложки (GaAs, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, Si, AlN, BeO) и типом транзистора (GaAs, GaN, SiC, InP). Для получения высоких значений КПД транзистор должен работать в нелинейном режиме, что приводит к снижению усиления, появлению высших гармоник, искажению выходного сигнала. Вследствие тенденции к увеличению полосы передаваемого сигнала (широкополосные системы радиоэлектронного противодействия, сверхширокополосные локаторы зондирования местности, интегрированные

антенные комплексы), фильтрация таких гармоник путем становится затруднительной.

Реализация многолучевой работы, повышение информативности РЭС и интеграция антенных систем требуют повышения энергетического потенциала ЦАР, что приводит к увеличению средней выходной мощности модуля с традиционных 5-10 Вт до 20-30 Вт [66]. Достижение такой выходной мощности на GaAs транзисторах, вследствие больших потерь на сложение мощности и потенциально невысокого электронного КПД (до 45% в сантиметровом диапазоне длин волн), является сложной задачей, особенно при её осуществлении на борту ЛА в условиях жестко ограниченного энергопотребления.

Технологии, используемые до настоящего времени в проектировании УМ, такие как Si-LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductors – смещено-диффузионная МОП технология) или GaAs pHEMT (pseudomorphic High Electron Mobility Transistor – псевдоморфные транзисторы с высокой подвижностью электронов), достигли своего предела [67]. Интенсивные исследования в области полупроводниковых материалов в последние годы сделало возможным разработку технологий изготовления устройств на новых широкозонных материалах, таких как GaN и SiC.

Большое внимание в настоящее время уделяется разработке УМ на AlGaIn/GaN pHEMT, имеющих высокую граничную частоту (десятки ГГц), большое напряжение пробоя (более 100 В), высокие плотности мощности на единицу ширины затвора (до 30 Вт/мм) и работоспособных при высокой температуре канала (плюс 250°C). Широкозонные GaN транзисторы обладают повышенным КПД (вплоть до 80% в режиме АВ), что снижает требования к системе охлаждения, и более высокими значениями входных и выходных сопротивлений, что упрощает процесс широкополосного согласования [66].

Наиболее широкая номенклатура GaN дискретных транзисторов, работающих вплоть до 18 ГГц, представлена фирмой TriQuint Semiconductor. Основой линейки является дискретный транзистор TGF2023-2-01, используя

который в качестве элементарной ячейки усиления, были разработаны кристаллы с номинальной выходной мощностью в 25, 50 и 100 Вт. Транзисторы требуют напряжение питания 28 В, имеют электронный КПД вплоть до 71%. Протяженные GaN структуры, например, TGF2023-2-10 (рисунок 3.1) обладают худшими частотными свойствами (меньшей граничной частотой), меньшим КПД (на практике до 65%), сложны в согласовании, но позволяют получить потенциально большие мощности при малых габаритных размерах.

При размерах многосекционного транзистора, сопоставимого с четвертью длины волны входного СВЧ колебания, важно учитывать фазовое и амплитудное рассогласование токов на контактах затвора и выдерживать одинаковые длины входных соединительных перемычек.

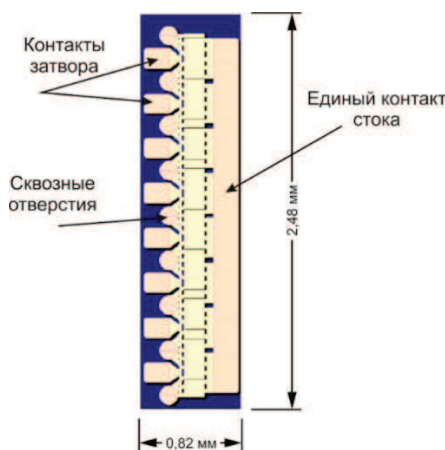


Рисунок 3.1 - Внешний вид TGF2023-2-10

Современные коммерчески доступные GaN дискретные транзисторы представлены в основном в относительно низкочастотном диапазоне (до 6 ГГц) и показаны в таблице 3.1. Более высокочастотные диапазоны (X и Ku) в настоящее время освоены только фирмами Triquint Semiconductor и Cree Inc.

Таблица 3.1 - Коммерчески доступные GaN дискретные транзисторы

Фирма-производитель	Модель	Частотный диапазон, ГГц	Выходная мощность, Вт	КПД, %	Напряжение стока, В
Triquint Semiconductor	TGF2023-2-01	0-18	6 (10 ГГц)	66 (10 ГГц)	28
Cree Inc.	CGHV1J006D	0-18	6 (10 ГГц)	60 (10 ГГц)	40
Cree Inc.	CGH60008D	0,5 – 6	8 (4 ГГц)	50 (4 ГГц)	28

Продолжение таблицы 3.1

Фирма-производитель	Модель	Частотный диапазон, ГГц	Выходная мощность, Вт	КПД, %	Напряжение стока, В
Sumitomo Electric Device Innovations	EGN35C070I2D	0,5 – 4,5	75 (3,5 ГГц)	60 (3,5 ГГц)	50
NXP Semiconductor	CLF1G0060(S)-10	0 – 6	10	34	50
United Monolithic Semiconductors	CHK015A-SMA	0 – 6	15	50	50

Использование GaN транзисторов в УМ позволяет существенно повысить выходную мощность модуля ЦАР при сохранении, а иногда и при улучшении массогабаритных характеристик модуля. В работе [69] описан гибридный широкополосный GaN усилитель с выходной мощностью 20 Вт в X-диапазоне, КПД которого превышает 40%. Высокий КПД GaN транзисторов позволяет значительно снизить общее энергопотребление бортовых антенных решеток. Так, в работе [70] продемонстрирован выходной усилитель мощности сантиметрового диапазона длин волн с КПД, достигающим 64% в режиме АВ. Использование сложных видов цифровой модуляции (например при одновременном управлении амплитудным и фазовым распределением в решетке) накладывает на усилители мощности дополнительные требования по линейности, которые можно достичь с помощью системы цифрового предварительного искажения, как было показано в работе [71] при разработке усилителя мощности X-диапазона космического базирования.

Одним из очевидных применений GaN транзисторов являются системы радиопротиводействия, традиционно перекрывающие многооктавные полосы в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн. Высокая граничная частота GaN рHEMT позволяет создавать сверхширокополосные усилители, как в работе [72], где продемонстрирован GaN МИС с 20 Вт средней выходной мощностью в диапазоне частот 6 – 18 ГГц. Широкое применение GaN

транзисторы находят в многолучевых системах, как в [73], где был описан 2 – 8 ГГц усилитель мощности с 30% КПД.

Ведущими производителями МИС УМ СВЧ диапазона на основе GaN транзисторов являются следующие фирмы: TriQuint Semiconductor (США), Eudyna (США), Cree (США), Nitronex (США), Raytheon (США), Fraunhofer (Германия), HRL (США), Selex (Италия) и др. Параметры некоторых коммерчески доступных GaN УМ представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 - Коммерчески доступные GaN УМ

Фирма-производитель	Модель	Частотный диапазон, ГГц	Выходная мощность, Вт	КПД, %
Cree Inc.	СМРА801В025D	8-11	25	45
Triquint Semiconductor	TGA2573-TS	2-18	10	22
MITEQ	AMFG-3F-00030400-60-32P	0,03-4	3	48
Eudyna	EGN28B400M1B-R	2,7-2,9	400	50
RFMD	RF3933D	0-4	90	47
Nitronex	NPA1001	2,5-6	10	42

AlGaN/GaN транзистор на SiC подложке является лучшим претендентом для использования в усилительных каскадах модуля ЦАР для современных бортовых РЭС. Высокие значения КПД и плотности мощности на единицу ширины затвора обеспечивают значительное снижение массогабаритных характеристик УМ на их основе, а значит и всего бортового радиоэлектронного комплекса в целом.

### **3.1. Влияние точности определения параметров транзисторов на частотные характеристики усилителей мощности**

Характеристики СВЧ УМ в широкой полосе частот зависят от точного определения параметров режима мощных транзисторов, входящих в их состав. Существенное влияние на режим работы усилителя оказывают входное и выходное комплексные сопротивления активного прибора. Случайные ошибки, возникающие при неточном определении этих сопротивлений, часто не

принимает во внимание, что приводит к снижению как коэффициента усиления по мощности (КУ), так и КПД всего усилителя. Рассмотрим влияние этих ошибок на частотные характеристики УМ, разработка которого описана в главе 4.

Исследование проводилось в программной среде Applied Wave Research Design Environment (AWR). В качестве закона распределения случайных величин (сопротивлений) было выбрано нормальное распределение. При статистическом анализе предполагалось, что математическое ожидание активной и реактивной составляющей сопротивлений равнялось их номинальному значению, полученному из разработанных нелинейных моделей при рабочих значениях напряжения питания и смещения. В качестве дисперсии принималась величина равная 10% от номинала.

Влияние случайной ошибки в определении входного и выходного сопротивления GaN транзистора на его КУ по мощности в усилителе показано на рисунке 3.2. Здесь и далее заштрихованная часть графика показывает область значений, которые принимает КУ при различных номиналах входного сопротивления.

Погрешность в определении входного сопротивления GaN транзистора с дисперсией 10% от среднего значения приводит к увеличению неравномерности выходной мощности до 3,4 дБ по сравнению с неравномерностью 0,5 дБ в случае отсутствия ошибок, и уменьшению максимального КУ более чем на 4 дБ на частоте 9,4 ГГц.

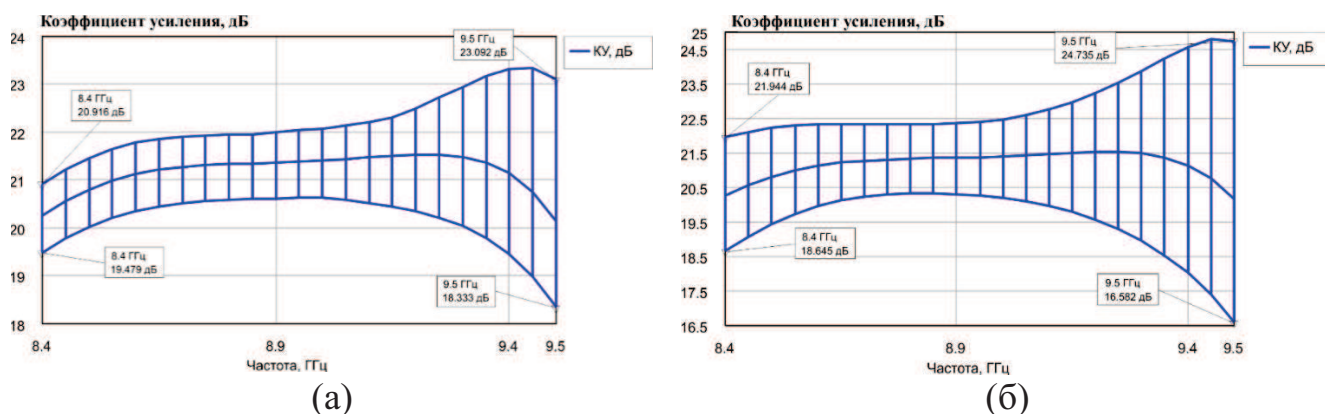


Рисунок 3.2 – Частотная зависимость КУ по мощности УМ – (а) входного и (б) выходного сопротивления



Погрешность в определении выходного сопротивления GaN транзистора с дисперсией 10% от среднего значения приводит к увеличению неравномерности выходной мощности до 5,7 дБ и уменьшению максимального КУ более чем на 5,5 дБ на частоте 9,4 ГГц. В силу более высокого значения активной составляющей выходного сопротивления GaN транзистора относительно активной составляющей его входного сопротивления, его влияние на частотные характеристики УМ оказывается заметнее. Влияние входного и выходного сопротивления в данном случае рассматривалось независимо друг от друга.

Предварительный УМ, описанный в главе 4, состоит из двух каскадов. Влияние погрешности в определении сопротивлений СВЧ транзисторов в обоих каскадах предварительного УМ показано на рисунке 3.3. Выходной КСВ в худшем случае увеличивался до 8,4 (с 1,5). Неравномерность КУ по мощности может возрастать до значения 10,6 дБ, а максимальный КУ в рабочем диапазоне частот уменьшается до 13,4 дБ (на 6,8 дБ).

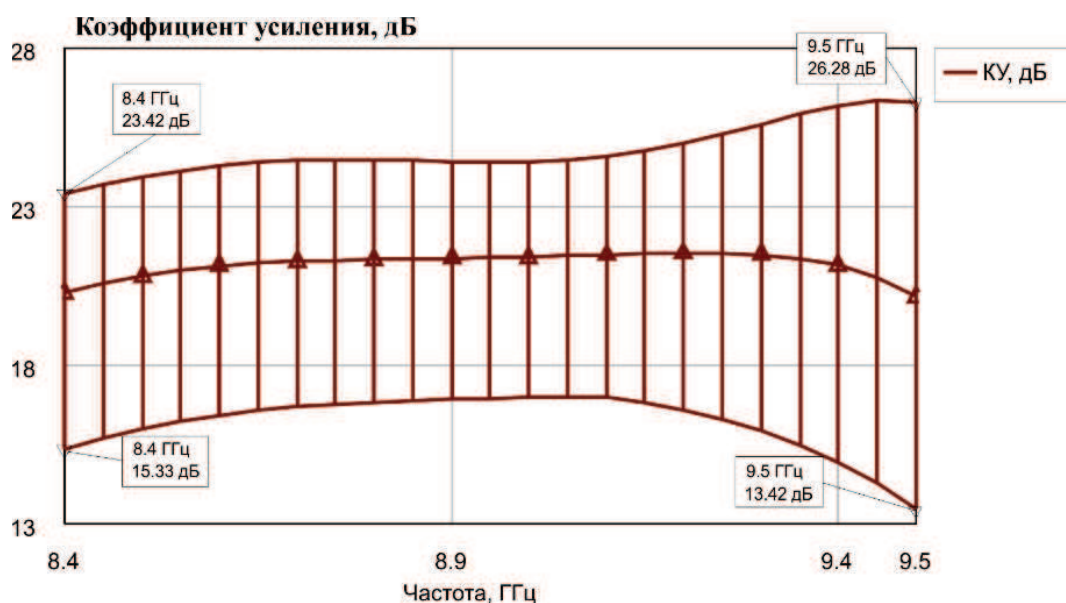


Рисунок 3.3– Частотная зависимость КУ по мощности предварительного УМ при 10% погрешности в определении сопротивлений СВЧ транзисторов

Ошибка в определении сопротивлений транзисторов приводит также к уменьшению КПД УМ более чем на 30%, как показано на рисунке 3.4.

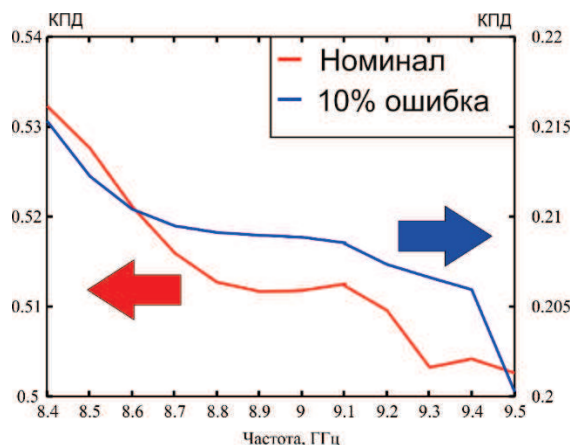


Рисунок 3.4 – КПД при отклонении сопротивлений транзисторов от их номинала

Точность моделирования транзисторов, особенно с высокой выходной мощностью и в широкой полосе частот, существенно влияет на разброс частотных характеристик разработанных УМ. Так как GaN транзисторы обладают более высоким входным и выходным сопротивлением чем GaAs транзисторы, одна и та же нелинейная модель в случае GaN будет давать больший разброс частотных характеристик готового СВЧ устройства. Более высокие значения крутизны ВАХ и температурного коэффициента GaN транзисторов приводят к еще большей погрешности в случае рассмотрения частотных характеристик устройства в режиме большого сигнала.

При разработке согласующих цепей СВЧ УМ важно учитывать влияние технологических разбросов, возникающих при изготовлении образца. Наибольшее влияние на частотные характеристики СВЧ УМ оказывает разброс в значении относительной диэлектрической постоянной подложки (рисунок 3.5).

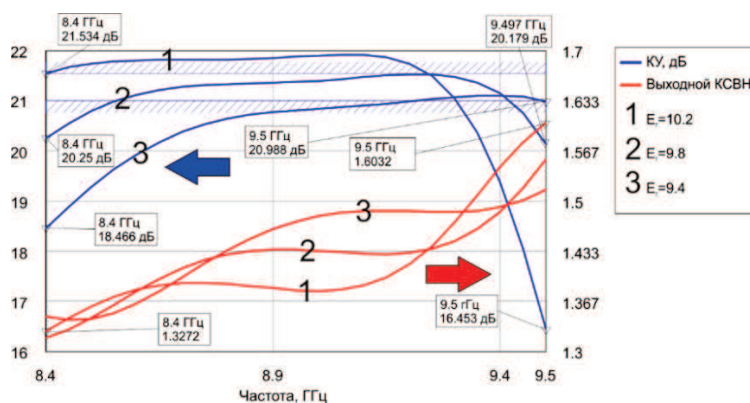


Рисунок 3.5 – Частотная зависимость КУ и выходного КСВ при различных значениях относительной диэлектрической постоянной подложки

Изменение относительной диэлектрической постоянной подложки приводит к смещению частотных характеристик СВЧ УМ. Уменьшение постоянной смещает характеристики в область высоких частот, увеличение – в область низких частот.

Входные и выходные сопротивления мощных СВЧ транзисторов имеют выраженную частотную зависимость. Поэтому при изменении диэлектрической постоянной наблюдается не только смещение частотных характеристик СВЧ УМ, но также и изменение максимального и минимального КУ до 21,9 дБ и 16,4 дБ соответственно.

Случайные ошибки при определении параметров мощного СВЧ транзистора приводят к ухудшению характеристик УМ в составе модуля ЦАР. Для достижения заданных энергетических и электрических характеристик СВЧ УМ необходима нелинейная модель транзисторов, входящих в его состав.

### **3.2. Моделирование мощного СВЧ транзистора**

Характеристики СВЧ УМ во многом определяются используемой элементной базой – транзисторами. Получение высокого КПД, широкой полосы рабочих частот и требуемого усиления невозможно без точного описания поведения транзисторов в нелинейной области. В научных публикациях на эту тему представлено большое количество разнообразных моделей, проанализировав которые можно выделить три основных вида [74 – 82]:

1. Физическая модель – основывается на информации о характеристиках материала, транспортных свойствах зарядов и геометрии транзистора [74 – 76]. В физической модели качественные характеристики устройства получаются из решения системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих внутреннее поле транзистора и перемещение зарядов, основанных на электродинамике.

2. Аналитическая модель – реализуется в виде набора аналитических уравнений, полученных из измеренных заранее параметров транзистора [77 – 79].

Аналитическая модель представляет собой математический образ проектируемого изделия.

3. Табличная модель – устройство представляется четырехполюсником, который описывается только экспериментально измеренными элементами матрицы рассеяния – S-параметрами или X-параметрами транзистора.

Основные достоинства и недостатки рассмотренных классов моделей транзисторов сведены в таблицу 3.3.

Таблица 3.3 - Сравнение основных классов моделей активных устройств

Класс модели	Достоинства	Недостатки
Физическая	1. Возможность в полной мере моделировать физическое поведение устройства.	1. Большое время моделирования. 2. Высокие требования к производительности ЭВМ. 3. Сложность реализации. 4. Необходимость доступа к технологическому процессу.
Аналитическая	1. Возможность масштабирования (для многосекционных). 2. Возможность моделирования устройства вне диапазона измеренных параметров (частота, рабочие напряжения, температура). 3. Высокая скорость вычисления.	1. Низкая точность. 2. Отсутствие физической интерпретации элементов модели.
Табличная	1. Высокая точность. 2. Малое время создания модели. 3. Простота реализации.	1. Невозможность моделирования устройства вне измеренного диапазона. 2. Отсутствие возможности масштабирования. 3. Необходимость дорогостоящего оборудования (например, для измерения X-параметров).

Обычно, специалисты, занимающиеся разработкой усилителей мощности, не имеют достаточного доступа к технологии изготовления транзистора и поэтому предпочтительными являются аналитические и табличные модели. Выбор конкретной модели зависит от многих факторов – необходимой точности конечной модели, времени разработки, наличия измерительного оборудования, задач моделирования. Например, элементы матрицы рассеяния СВЧ устройства, указанные в технической документации активного устройства, рассчитываются

для всего рабочего диапазона частот, но только для одной комбинации напряжений питания-смещения, характеризующей тот режим транзистора, в котором производитель проводил измерения, обычно этот режим не является оптимальным. Модель на основе лишь измеренных S-параметров является линейной и отражает свойства транзистора лишь при работе в режиме малого сигнала. Недостатком применения такого подхода является то, что полученные в результате моделирования параметры устройства не являются функциями от напряжений питания и смещения, а значит, рабочий режим устройства не может быть оптимизирован на этапе разработки под конкретные требования и задачи.

В диссертационной работе предложена нелинейная модель, в которой учтена зависимость режима транзистора от совокупности параметров, влияющих на его основные энергетические характеристики. Эта модель содержит эквивалентную электрическую схему транзистора, элементы которой определяются путем извлечения (экстракции) их из результатов экспериментального исследования транзистора на тестовой плате (ТТП). Разработан специальный алгоритм определения элементов эквивалентной схемы, позволяющий увеличить точность определения параметров мощного СВЧ транзистора, по сравнению с существующими методами.

### **3.2.1. Алгоритмы определения параметров мощного СВЧ транзистора**

При моделировании транзисторов различными методами осуществляется анализ, базирующийся на эквивалентных электрических схемах [96]. Элементами таких моделей являются резисторы, индуктивности, конденсаторы, генераторы постоянного тока, диоды, источники заряда и т.д. Алгоритмы определения этих элементов зависят от целей, которые преследует разработчик того или иного устройства.

В современных системах автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ устройств, таких как Advanced Design System (ADS) или AWR, используются различные модификации широко распространенных аналитических моделей

Ангелова [80] или Кёртиса [81]. Основой их является типовая эквивалентная электрическая схема мощного полевого транзистора в режиме малого сигнала [82], представленная на рисунке 3.6.

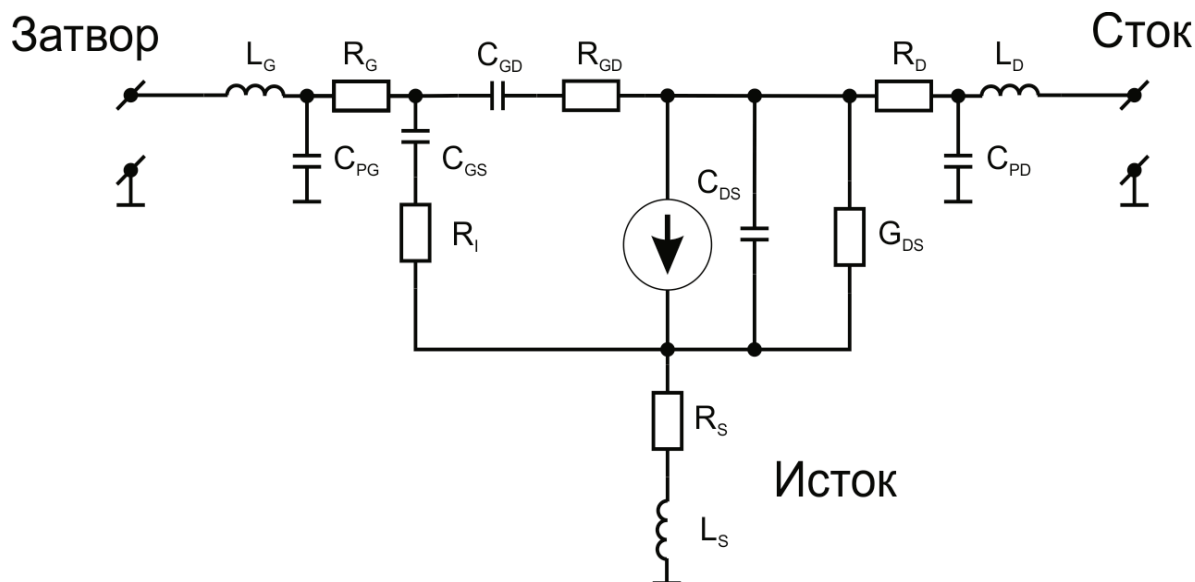


Рисунок 3.6 – Типовая эквивалентная электрическая схема мощного полевого транзистора

В существующих алгоритмах определения параметров мощных СВЧ транзисторов [77 – 82] также используются результаты экспериментальных измерений характеристик ТТП. Учет влияния элементов СВЧ-цепей тестовой платы происходит, когда из результатов измерений ТТП с помощью линейных матричных преобразований «исключаются» параметры СВЧ-цепей. S-параметры транзистора при этом имеют сложную частотную зависимость и для их моделирования требуются эквивалентные электрические схемы, содержащие десятки сосредоточенных элементов. Недостатком таких аналитических моделей является использование оптимизационных алгоритмов при определении их параметров [83 – 85]. Увеличение количества элементов, требующих определения при необходимом увеличении точности моделирования или создании модели многосекционного транзистора, приводит к возрастанию количества глобальных минимумов целевой функции в процессе оптимизации, что вызывает ошибку при масштабировании модели в области рабочих напряжений, частот или ширины затвора.

В диссертации предложен алгоритм создания модели без оптимизации, когда все элементы электрической эквивалентной схемы определяются однозначно из результатов эксперимента.

Для повышения точности определения всех элементов эквивалентной электрической схемы предлагается вначале создать нелинейную модель транзистора на тестовой плате (ТПП) на основе проведенных измерений, а затем произвести определение параметров транзистора (рисунок 3.7).

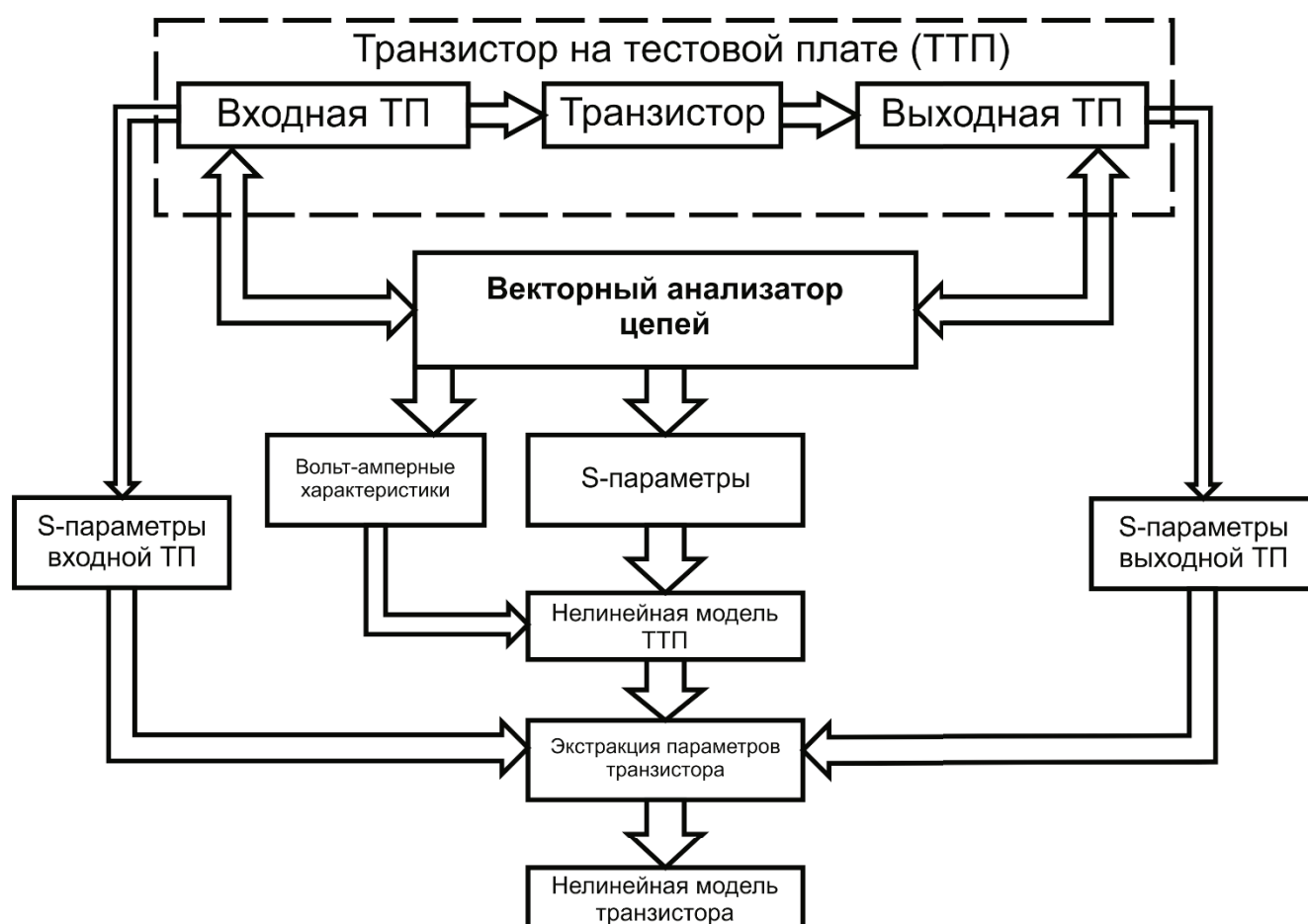


Рисунок 3.7 – Алгоритм создания нелинейной модели мощного СВЧ транзистора

Для определения параметров активного прибора сначала рассматривается модель объединенного объекта - транзистора на тестовой плате (ТПП), а возможно даже и модель ТПП в корпусе с разъемами. Затем производится определение параметров эквивалентной схемы этого объекта. Исходными данными для этой процедуры служит набор импульсных  $S$ -параметров в режиме малого сигнала и семейство вольтамперных характеристик, измеренные с

помощью векторного анализатора цепей. Длительность импульса в этом случае должна быть меньше температурной постоянной транзистора.

Разработка нелинейной модели мощного СВЧ ТПТ позволит более полно моделировать поведение транзистора в составе топологии, максимально приближенной к рабочему варианту согласующих цепей в УМ.

### 3.2.2. Нелинейная модель мощного СВЧ транзистора на тестовой плате

При разработке УМ для модуля ЦАР необходимы модели мощных СВЧ многосекционных транзисторов, количество элементарных секций которых может варьироваться от двух до шестнадцати. Такие структуры позволяют повысить выходную мощность транзистора при сохранении малых габаритных размеров, но их использование усложняет процесс разработки усилителя мощности за счет возникновения эффектов, которые не отражаются существующими моделями.

В диссертационной работе проведена разработка нелинейной модели мощного многосекционного транзистора на тестовой плате, что коренным образом отличается от ранее принятых подходов к определению параметров мощных СВЧ транзисторов.

В качестве основы модели транзистора предложено использовать электрическую схему в виде Т-топологии. Как известно из теории цепей, для четырёхполюсников [83] элементы матрицы комплексных сопротивлений ( $Z$ -параметры) электрической цепи с Т-топологией, через полные сопротивления  $Z_L$  (левая ветвь),  $Z_\Pi$  (правая ветвь), и  $Z_H$  (нижняя ветвь) выражаются следующими соотношениями:

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{11} &= \dot{Z}_L + \dot{Z}_H, \\ \dot{Z}_{12} &= \dot{Z}_{21} = \dot{Z}_H, \\ \dot{Z}_{22} &= \dot{Z}_\Pi + \dot{Z}_H,\end{aligned}\tag{3.1}$$

где  $\dot{Z} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{11} & \dot{Z}_{12} \\ \dot{Z}_{21} & \dot{Z}_{22} \end{bmatrix}$  – матрица комплексных сопротивлений, Ом;

Удобство использования Т-топологии в качестве эквивалентной электрической схемы транзистора заключается в возможности независимого



моделирования входного и выходного сопротивлений, причем изменение сопротивления  $\dot{Z}_L$  не меняет параметр  $\dot{Z}_{22}$ , а изменение сопротивления  $\dot{Z}_\Pi$  не меняет параметр  $\dot{Z}_{11}$ .

В результате изучения большого количества экспериментальных данных отмечено, что элементы матрицы Z-параметров ТТП в зависимости от частоты носят резонансный характер, который определяется резонансными свойствами микрополосковых линий передач в топологии тестовой платы. Рисунок 3.8 иллюстрирует типовую зависимость активной и реактивной составляющих параметра  $\dot{Z}_{22}(f)$  для ТТП.

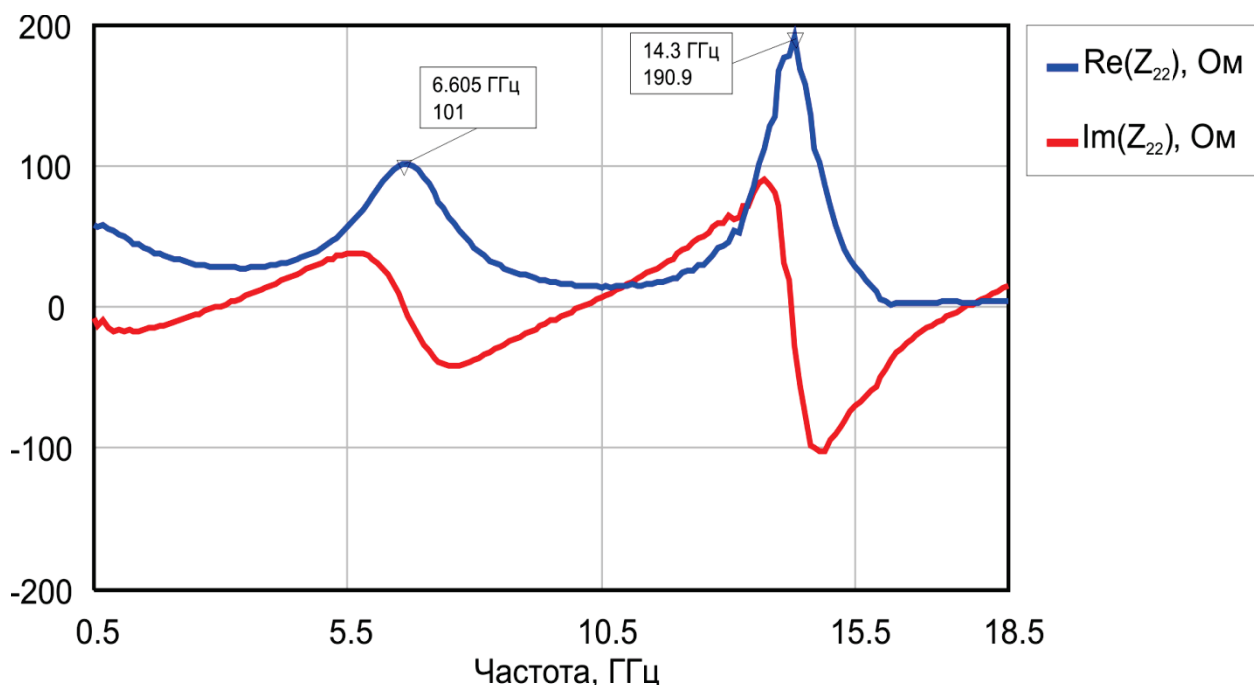


Рисунок 3.8 – Типовой  $Z_{22}(f)$  ТТП

Подобной частотной зависимостью обладают  $Z_{11}(f)$  и  $Z_{12}(f)$ . Поэтому в качестве базового элемента эквивалентной электрической схемы ТТП выбран параллельный резонансный контур с потерями. Именно такая структура отражает реальное поведение мощного СВЧ транзистора в составе тестовой платы. Предлагаемая эквивалентная электрическая схема ТТП представлена на рисунке 3.9.

Эквивалентная электрическая схема ТТП содержит внешние элементы, отражающие характеристики контактных площадок транзистора и нелинейные

внутренние элементы (резонансные контура), которые моделируют активную область затвора.

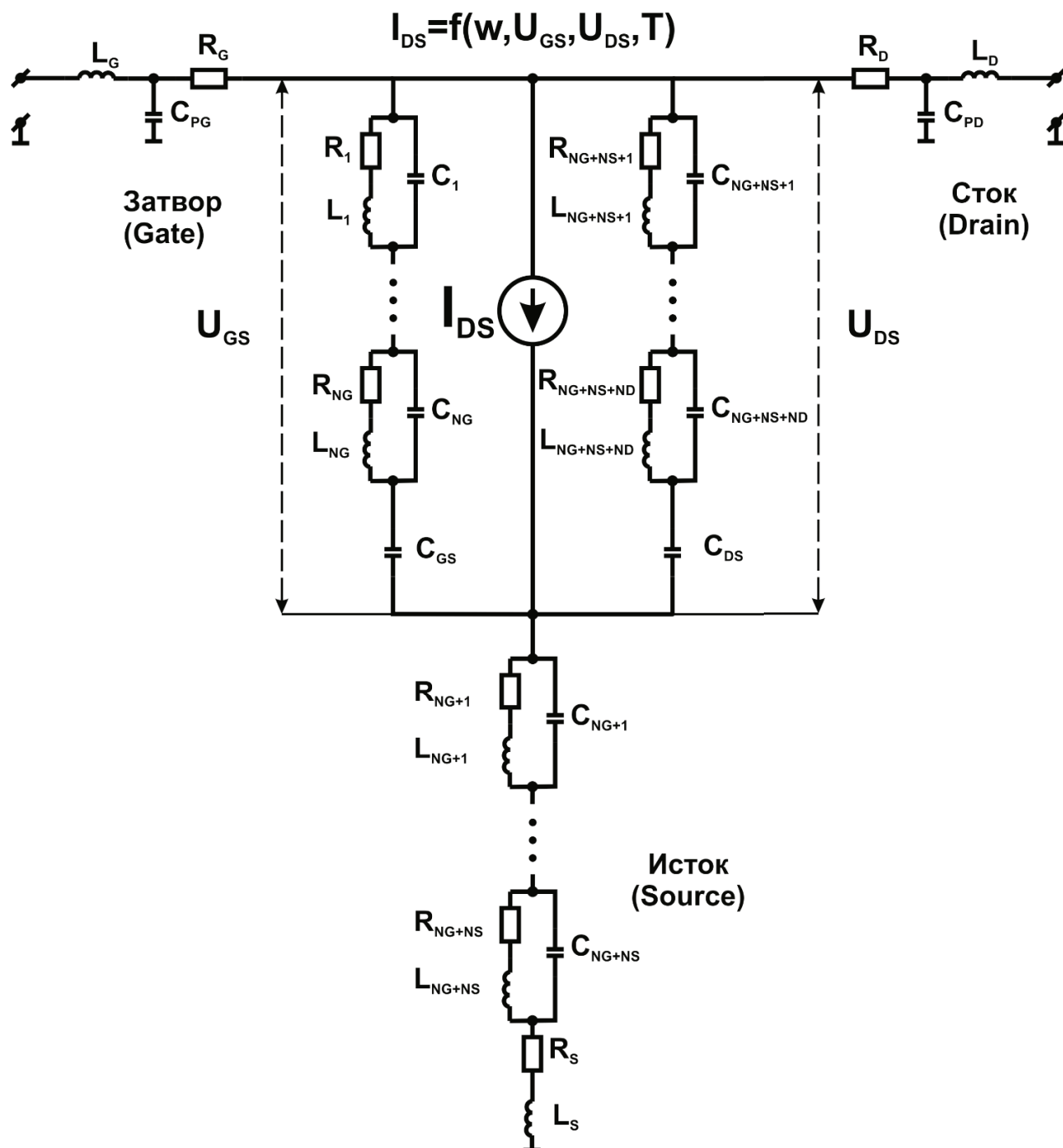


Рисунок 3.9 – Эквивалентная электрическая схема ТТ

Последовательно соединённые резисторы ( $R_G, R_D, R_S$ ) с индуктивностями ( $L_G, L_D, L_S$ ) в ветвях Т-топологии моделируют СВЧ контактные площадки затвора, стока и истока. Конденсаторы  $C_{PG}$  и  $C_{PD}$  моделируют паразитную емкость контактов. Индуктивности отражают процесс увеличения мнимых частей

входного и выходного сопротивления с увеличением частоты несущего колебания, а резисторы увеличивают активные составляющие сопротивлений.

Эквивалентная электрическая схема ТТП содержит  $NG$ ,  $ND$  и  $NS$  резонансных контуров в цепи затвора, стока и истока соответственно. Требуемое количество резонансных контуров зависит от конфигурации входной и выходной согласующих цепей тестовой платы, типа транзистора, а также рассматриваемого частотного диапазона.

Для исключения процесса оптимизации предложено зависимость всех элементов резонансных контуров от напряжений смещения и питания представить полиномиальными функциями [94]. Тогда номиналы элементов резонансных контуров запишем как:

$$\begin{aligned} R_i(U_{DS}, U_{GS}) &= (RG_i \cdot U_{GS}) \cdot (RD_i \cdot U_{DS}), \\ L_i(U_{DS}, U_{GS}) &= (LG_i \cdot U_{GS}) \cdot (LD_i \cdot U_{DS}), \\ C_i(U_{DS}, U_{GS}) &= (CG_i \cdot U_{GS}) \cdot (CD_i \cdot U_{DS}), \end{aligned} \quad (3.2)$$

где  $i$  – порядковый номер резонансного контура;

$$U_{GS} = \begin{bmatrix} 1 \\ U_{GS} \\ U_{GS}^2 \\ \vdots \\ U_{GS}^{P_{MAX}} \end{bmatrix}, U_{DS} = \begin{bmatrix} 1 \\ U_{DS} \\ U_{DS}^2 \\ \vdots \\ U_{DS}^{P_{MAX}} \end{bmatrix} - \text{векторы-столбцы напряжений затвор-исток и}$$

сток-исток, соответственно, размерностью  $P_{MAX}$ ;

$RG_i, RD_i, LG_i, LD_i, CG_i, CD_i$  – векторы-строки соответствующих полиномиальных коэффициентов размерностью  $P_{MAX}$ ;

$P_{MAX}$  – наибольший порядок полинома.

Формирование импульса выходного тока ТТП в предложенной модели осуществляется генератором постоянного тока, который управляется переменным напряжением на входе ТТП, являющимся суммой постоянного напряжения смещения и входного переменного напряжения высокочастотного сигнала. Аналогично моделируется зависимость тока от напряжения на выходе ТТП (питание).

Учитывая особенности эквивалентной схемы ТТП и принимая во внимание результаты измерений её характеристик, запишем мгновенное значение тока на выходе генератора ( $I_{DS}$ ) [91]:

$$I_{DS}(\omega, U_{DS}, U_{GS}, T) = I_{MAX} \cdot \tanh(c_s \cdot U_{DS}) \cdot \left( \tanh\left(b_s \cdot (U_{GS_c}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \frac{U'_{GS}}{2})\right) + 1 \right) \cdot (1 - \alpha_T T) e^{-j\omega\tau}, \quad (3.3)$$

где  $I_{MAX}$  – максимально возможная величина тока стока, А;

$b_s$  – крутизна зависимости тока стока от напряжения затвора;

$c_s$  – крутизна зависимости тока стока от напряжения стока;

$U'_{GS}$  – напряжение отсечки, В;

$T$  – температура канала транзистора, К;

$\alpha_T$  - температурный коэффициент учитывающий, влияние температуры транзистора на максимальную величину тока стока,  $K^{-1}$ .

Для GaN рНЕМТ транзисторов на SiC подложке температурный коэффициент обычно лежит в диапазоне  $0,001 < \alpha_T < 0,002 K^{-1}$ . Для GaAs  $0,002 < \alpha_T < 0,003 K^{-1}$ . В дальнейшем для моделирования примем  $\alpha_T = 0,0015 K^{-1}$  для GaN и  $\alpha_T = 0,0025 K^{-1}$  для GaAs транзисторов.

Параметр временной задержки  $\tau$  позволяет моделировать сложные нелинейные эффекты транзистора, например паразитные амплитудные и фазовые модуляции. Для режима малого сигнала параметр  $\tau$  фиксирован и не зависит от приложенных к переходу транзистора напряжений (питания и смещения) и температуры.

Напряжение затвор-исток  $U_{GS_c}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  является суммой переменной составляющей СВЧ напряжения и постоянного напряжения смещения и в соответствии с предложенной эквивалентной электрической схемой ТТП (рисунок 3.6) можно записать:

$$U_{GS_c}(\omega, U_{GS0}, U_{GS1}) = \frac{R_{bias\_in}}{R_{bias\_in} + R_G} \cdot U_{GS0} + \gamma(\omega, U_{DS}, U_{GS}) U_{GS1}(\omega) \quad (3.4)$$

$$\gamma(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \left( \sum_i^{NG} \frac{R^i(U_{DS}, U_{GS}) + j\omega \cdot L^i(U_{DS}, U_{GS})}{1 + j\omega \cdot C^i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot R^i(U_{DS}, U_{GS}) - \omega^2 \cdot L^i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot C^i(U_{DS}, U_{GS})} \right) + R_G(U_{DS}, U_{GS}) + j\omega \cdot L_G(U_{DS}, U_{GS})^{-1}, \quad (3.5)$$

где  $U_{GS1}(\omega)$  – амплитуда переменной составляющей СВЧ колебания на входе транзистора, В;

$R_{bias\_in}$  – сопротивление цепи подачи смещения, Ом.

Для создания предложенной нелинейной модели мощных СВЧ транзисторов необходимо разработать алгоритм определения номиналов элементов эквивалентной электрической схемы, представленной на рисунке 3.9. При этом необходимо учитывать как влияние тестовой платы, так и измерительного оборудования.

### 3.3. Методика определения параметров мощного СВЧ транзистора

Существующие методы определения параметров мощных транзисторов основаны в основном на оптимизационных алгоритмах [86]. Значения элементов эквивалентной схемы, полученные оптимизационными методами, зависят от начального приближения и выбранного алгоритма оптимизации. При этом найденные величины элементов обычно существенно отличаются от их реальных, физических значений, что вносит большую погрешность при создании модели.

В диссертационной работе разработан алгоритм определения параметров предложенной нелинейной модели мощного СВЧ транзистора, представленный на рисунке 3.10 [87].

Результатом измерений ТТП являются S-параметры в режиме малого сигнала, когда амплитуда входного напряжения менее 0,1 В, для дискретного набора напряжений питания и смещения в заданном диапазоне частот. Для определения параметров модели необходимо произвести следующее преобразование [90]:

$$\dot{\mathbf{Z}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = (\mathbf{E} - \mathbf{F}^{-1} \cdot \dot{\mathbf{S}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \mathbf{F})^{-1} (\mathbf{F}^{-1} \cdot \dot{\mathbf{S}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \mathbf{F} \cdot \dot{\mathbf{Z}}_R + \dot{\mathbf{Z}}_R^*), \quad (3.6)$$

где  $\mathbf{F} = 0.5 \cdot (\text{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_R))^{-1}$  - вспомогательная матрица размерности  $2 \times 2$ ;

$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  – единичная матрица размерности  $2 \times 2$ ;

$\dot{\mathbf{S}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  – матрица измеренных S-параметров ТТП;

$\dot{\mathbf{Z}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  – матрица Z-параметров ТТП;

$\dot{\mathbf{Z}}_R = \begin{bmatrix} Z_O & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix}$  – диагональная матрица комплексных сопротивлений нагрузки;

$Z_O = Z_L = 50 \text{ Ом}$ ;  $Z_O$  – сопротивление генератора;  $Z_L$  – сопротивление нагрузки.

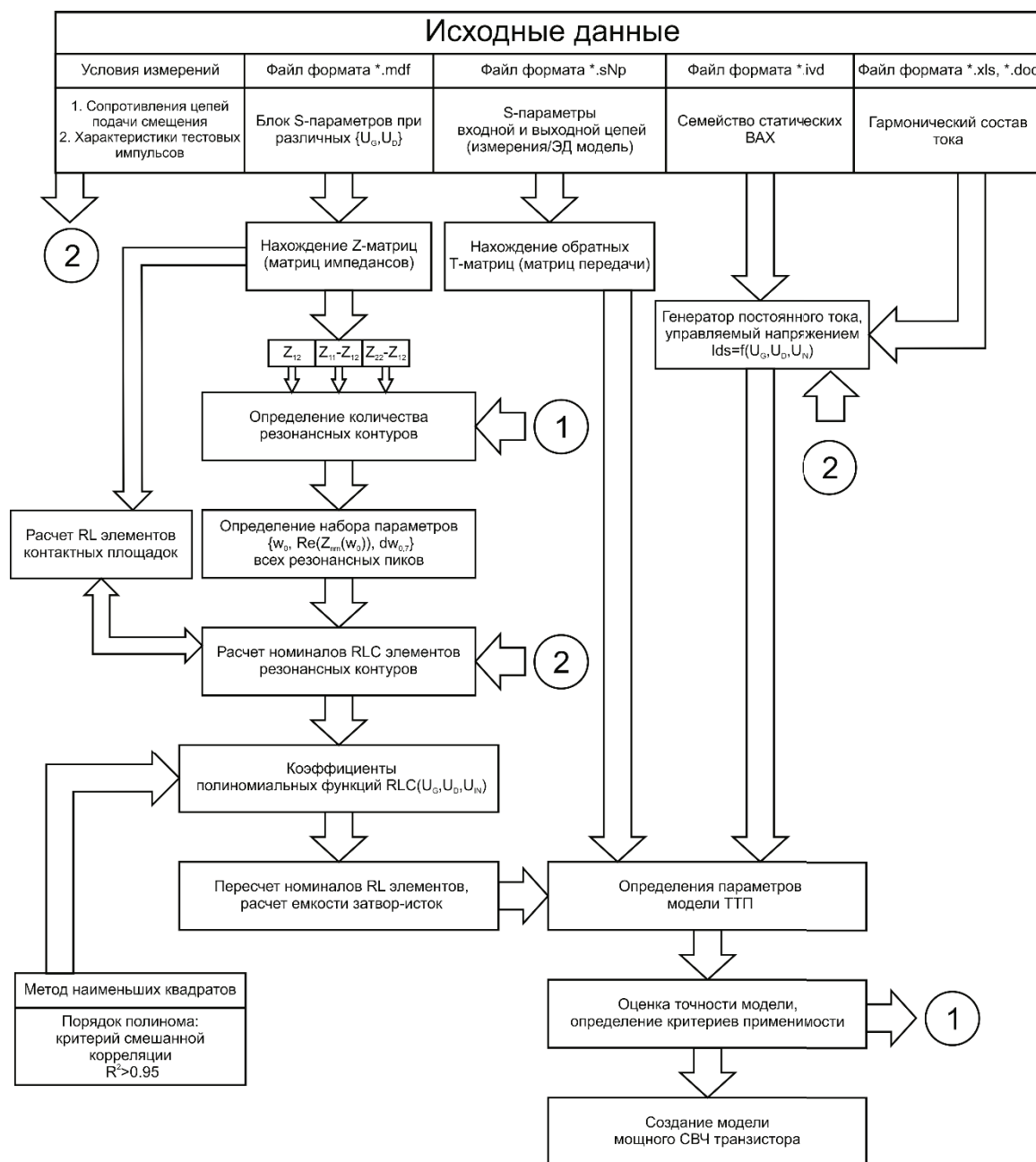


Рисунок 3.10 – Определение параметров модели мощного СВЧ транзистора

Количество резонансных пиков функции  $Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$  зависит от структуры тестовой платы, типа используемого транзистора, рассматриваемого частотного диапазона. На форму резонансных кривых влияет максимальная выходная мощность транзистора – чем она больше, тем сильнее выражен

резонанс  $Re(\dot{Z}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$  на низких частотах. Изменение напряжений питания и смещения приводит к смещению пиков резонансных кривых по частоте и изменению их добротности.

Следующим этапом определения параметров модели мощного СВЧ транзистора является определение номиналов элементов эквивалентной электрической схемы, моделирующих контактные площадки транзистора.

### 3.3.1. Определение номиналов элементов, моделирующих контактные площадки транзистора

Процедура определения номиналов внешних элементов схемы основывается на использовании S-параметров ТТП, измеренных в “холодном” режиме, когда напряжение питания  $U_{DS} = 0$  В [88]. При этом элементы эквивалентной схемы, моделирующие активную область канала - генератор тока, управляемый напряжением, резонансные контура - могут быть удалены, что значительно упрощает её анализ.

Дополнительное упрощение эквивалентной схемы может быть осуществлено в случае, если напряжение смещения на затворе будет меньше напряжения отсечки транзистора  $U_{GS} < U'_{GS}$ . В этом случае схема будет выглядеть так, как показано на рисунке 3.11.

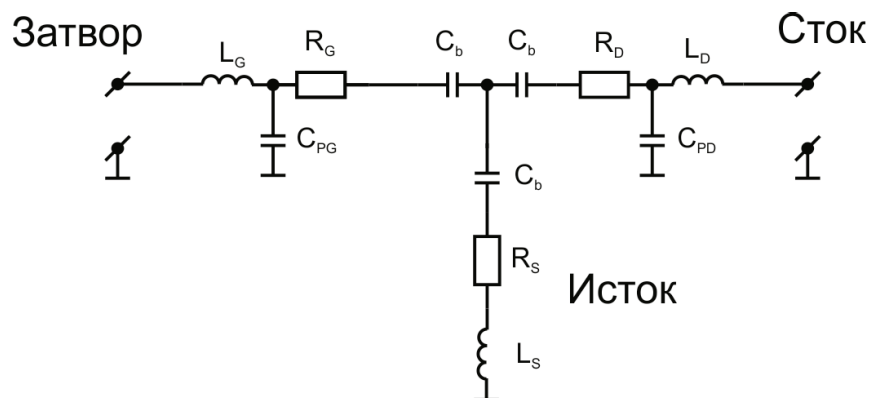


Рисунок 3.11 – Эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора при  $U_{GS} < U'_{GS}$

При измерении ТТП на частотах  $\omega < \frac{\omega_{ГР}}{30}$  ( $\omega_{ГР}$  – граничная частота, рад/с) паразитные индуктивности и емкости контактов не оказывают существенного влияния на его Z-параметры. В этом случае можно получить следующие выражения:

$$R_G(\omega) = Re(\mathbf{Z}_{11}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})) - Re(\mathbf{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})), \quad (3.7)$$

$$R_S(\omega) = Re\left(\mathbf{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right), \quad (3.8)$$

$$R_D(\omega) = Re\left(\mathbf{Z}_{22}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right) - Re\left(\mathbf{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right), \quad (3.9)$$

При  $\omega < \frac{\omega_{ГР}}{30}$  индуктивности и сопротивления, моделирующие металлизированные контакты, не оказывают существенного влияния на мнимые части Y-параметров рассматриваемой схемы, которые могут быть записаны в виде:

$$Im(\dot{\mathbf{Y}}_{11}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) = j\omega\left(C_{pg} + \frac{2}{3}C_b\right), \quad (3.10)$$

$$Im(\dot{\mathbf{Y}}_{12}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) = Im(Y_{21}) = -j\omega\frac{C_b}{3}, \quad (3.11)$$

$$Im(\dot{\mathbf{Y}}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) = j\omega\left(C_{pd} + \frac{2}{3}C_b\right), \quad (3.12)$$

В таком случае паразитные емкости контактов определяются следующими выражениями:

$$C_{PD}(\omega) = \frac{Im\left(\dot{\mathbf{Y}}_{22}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right) - 2 \cdot Im\left(\dot{\mathbf{Y}}_{12}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right)}{\omega}, \quad (3.13)$$

$$C_{PG}(\omega) = \frac{Im\left(\dot{\mathbf{Y}}_{11}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right) - 2 \cdot Im\left(\dot{\mathbf{Y}}_{12}^{Test}(\omega, 0, U_{GS})\right)}{\omega}, \quad (3.14)$$

Y-параметры ТТП аналитически находятся из Z-параметров путем следующего матричного преобразования:

$$\dot{\mathbf{Y}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = (\dot{\mathbf{Z}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))^{-1} \quad (3.15)$$

Далее требуется найти номиналы паразитных индуктивностей. Определение паразитных индуктивностей металлизированных контактов обычно производится в “холодном” режиме и при положительном напряжении на затворе.



Высокие значения напряжения на затворе не являются типовыми условиями функционирования мощного СВЧ транзистора, могут привести к деградации затвора, способствуют сильному нагреву структуры, затрудняя её анализ.

При условии  $U_{GS} = U_{DS} = 0$  В эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора может быть представлена в виде схемы, изображенной на рисунке 3.12, где  $r_g$  и  $C_b$  – дифференциальное сопротивление и емкость барьера Шоттки соответственно.

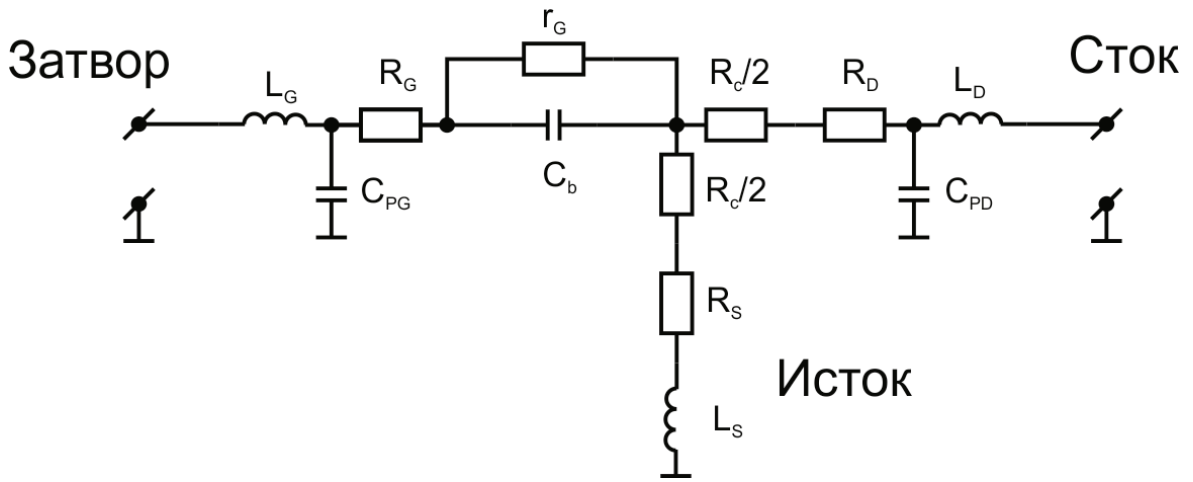


Рисунок 3.12 – Эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора при условии  $U_{GS} = U_{DS} = 0$  В

Z-параметры эквивалентной схемы на рисунке 3.12 записываются в следующем виде:

$$\dot{Z}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = R_g + R_s + \frac{R_c}{2} + \frac{r_g}{D} + j\omega(L_g + L_s - \frac{C_g r_g^2}{D}), \quad (3.16)$$

$$\dot{Z}_{12}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{Z}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega L_s, \quad (3.17)$$

$$\dot{Z}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = R_d + R_s + R_c + j\omega(L_s + L_d), \quad (3.18)$$

где  $D(\omega) = 1 + (\omega C_g r_g)^2$ ;

$r_g = \frac{nKT}{qI_g}$  – дифференциальное сопротивление барьера Шоттки, Ом;

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  – постоянная Больцмана,  $\frac{Дж}{К}$ ;

На частотах  $\omega < \frac{\omega_{ГР}}{10}$   $D \approx 1$ ,  $L_g \gg \frac{C_g r_g^2}{D}$  и паразитные индуктивности контактов определяются следующими выражениями:

$$L_D(\omega) = \frac{\text{Im}(\dot{Z}_{22}^{Test}(\omega, 0, 0)) - \text{Im}(\dot{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, 0))}{\omega}, \quad (3.19)$$

$$L_S(\omega) = \frac{\text{Im}(\dot{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, 0))}{\omega}, \quad (3.20)$$

$$L_G(\omega) = \frac{\text{Im}(\dot{Z}_{11}^{Test}(\omega, 0, 0)) - \text{Im}(\dot{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, 0))}{\omega}, \quad (3.21)$$

где  $L_G, L_D, L_S$  – индуктивности, моделирующие реактивные потери на металлизированных контактах затвора, стока и истока соответственно, Гн.

### 3.3.2. Определение номиналов элементов резонансных контуров

Для нахождения номиналов элементов резонансных контуров необходимо определить параметры части эквивалентной электрической схемы ТТП, которая моделирует активную область затвора. Последовательность этой процедуры показана на рисунке 3.13, где  $S'(\omega, U_{DS}, U_{GS}), S''(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  – промежуточные матрицы S-параметров.

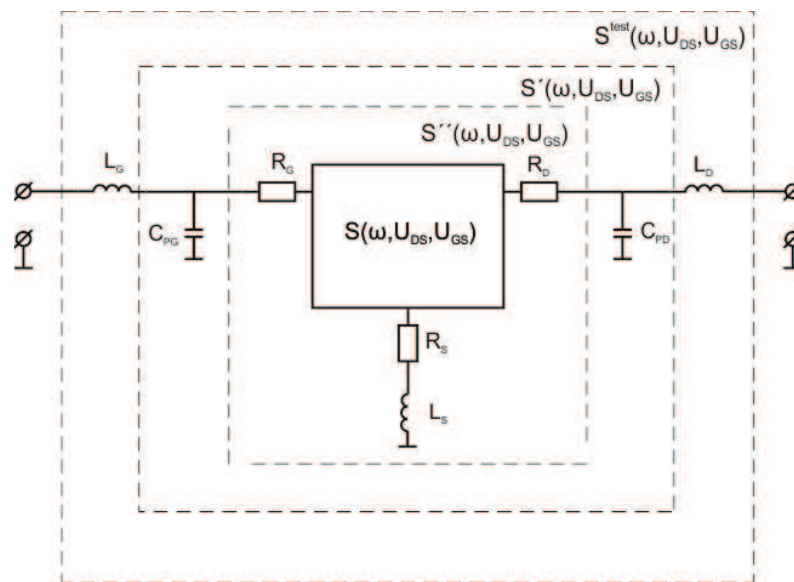


Рисунок 3.13 – Определение параметров части эквивалентной электрической схемы ТТП

Учет индуктивностей затвора и стока осуществляется согласно следующему выражению:

$$\dot{\mathbf{Z}}'(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{\mathbf{Z}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{\mathbf{Z}}_L(\omega), \quad (3.22)$$

$$\text{где } \dot{\mathbf{Z}}_L(\omega) = \begin{bmatrix} -j\omega \cdot L_G & 0 \\ 0 & -j\omega \cdot L_D \end{bmatrix}$$

Преобразование Z-параметров в Y-параметры осуществляется согласно выражению (3.15). Учет паразитных емкостей затвора и стока осуществляется согласно следующему выражению:

$$\dot{\mathbf{Y}}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{\mathbf{Y}}'(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{\mathbf{Y}}_C(\omega, \omega_{MIN}), \quad (3.23)$$

$$\text{где } \dot{\mathbf{Y}}_C(\omega, \omega_{MIN}) = \begin{bmatrix} -j\omega \cdot C_{PG}(\omega_{MIN}) & 0 \\ 0 & -j\omega \cdot C_{PD}(\omega_{MIN}) \end{bmatrix}.$$

Далее осуществляется преобразование полученных Y-параметров в Z-параметры:

$$\dot{\mathbf{Z}}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = (\dot{\mathbf{Y}}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}))^{-1} \quad (3.24)$$

Учет активных сопротивлений затвора и стока и комплексного сопротивления истока осуществляется согласно следующему выражению:

$$\dot{\mathbf{Z}}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{\mathbf{Z}}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{\mathbf{Z}}_{RLC}(\omega), \quad (3.25)$$

$$\text{где } \dot{\mathbf{Z}}_{RLC}(\omega) = \begin{bmatrix} -R_G - R_S - j\omega \cdot L_S(\omega_{MIN}) & -R_S - j\omega \cdot L_S(\omega_{MIN}) \\ -R_S - j\omega \cdot L_S(\omega_{MIN}) & -R_D - R_S - j\omega \cdot L_S(\omega_{MIN}) \end{bmatrix}.$$

Полученный набор Z-параметров является исходным для дальнейшего определения номиналов элементов резонансных контуров.

После нахождения значений паразитных элементов схемы, моделирующих металлизированные контакты транзистора, необходимо определить количество резонансных контуров, которое будет использовано при моделировании активной области (канала) транзистора. Для этого необходимо проанализировать полученные из выражения (3.25) Z-параметры ТТП и на их основе сформировать структуру электрической эквивалентной схемы ТТП.

Задача определения количества резонансных пиков соответствующих Z-параметров сводится к задаче нахождения экстремумов функции  $Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$ . Для этого необходимо найти нули первой частной производной функции:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))' &= \left. \frac{d\operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_1} = & (3.26) \\
 &= \lim_{\omega \rightarrow \omega_1} \frac{\operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) - \operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_1, U_{DS}, U_{GS}))}{\omega - \omega_1}
 \end{aligned}$$

$\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  – внутренние  $\dot{\mathbf{Z}}_{nm}$  параметры ТТП на частоте  $\omega$ , при постоянном напряжении на затворе, равном  $U_{GS}$  и напряжении питания, равном  $U_{DS}$ .

Для случая дискретной функции формула (3.26) принимает следующий вид:

$$\operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))' = \frac{\operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) - \operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega + \Delta\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{\Delta\omega} = 0, \quad (3.27)$$

где  $\Delta\omega$  – шаг сетки измеренных частот, рад/с.

Для определения характера экстремума (максимум или минимум) необходимо определить знак второй производной в точке экстремума.

$$\begin{cases} \left. \frac{d^2 \operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} > 0 \rightarrow \text{MAX} \\ \left. \frac{d^2 \operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} < 0 \rightarrow \text{MIN} \end{cases} \quad (3.28)$$

Результатом решения уравнения (3.28) служит набор резонансных частот  $\{\omega_0^1; \dots; \omega_0^{m-1}\}_{ij}$  для каждой цепи транзистора – затвора ( $i = 1, j = 1$ ), стока ( $i = 2, j = 2$ ) и истока ( $i = 1, j = 2$ ).

Для однозначного определения номиналов элементов резонансных контуров при определенных значениях внешних напряжений (питания, смещения, амплитуды входного сигнала) необходимо знать:

- резонансную частоту колебания  $\omega_0$ , при которой наблюдается максимум действительной составляющей  $\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$ ;
- значение действительной составляющей соответствующей  $\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  на частоте резонанса функции  $\operatorname{Re}(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$ ;
- добротность  $i$ -резонансного контура.

Для определения добротности резонансных контуров необходимо определить значение ширины полосы пропускания резонансных кривых по уровню  $B = 0,7$  по напряжению (0,5 по мощности). Задача поиска ширины полосы пропускания функции  $Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$  вблизи каждого из резонансов сводится к решению следующего уравнения:

$$Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) - B \cdot Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS})) = 0, \quad (3.29)$$

где  $\omega_{0i}$  - резонансная частота  $i$ -резонансного контура, рад/с.

Результатом решения уравнения (3.29) является множество пар частот  $\{\omega_1; \omega_2\}_i$  для каждого  $i$ -го резонансного пика. Ширина полосы пропускания в этом случае определяется следующим выражением:

$$\Delta\omega_i(U_{DS}, U_{GS}) = |\omega_1 - \omega_2|_i \quad (3.30)$$

Добротность  $i$ -резонансной кривой определяется как:

$$Q_i(U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\omega_{0i}(U_{DS}, U_{GS})}{\Delta\omega_i(U_{DS}, U_{GS})} \quad (3.31)$$

Номиналы элементов резонансных контуров определяются следующими выражениями:

$$\mathbf{R}_i(U_{DS}, U_{GS}) = \frac{Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS}))}{Q_i^2(U_{DS}, U_{GS})}, \quad (3.32)$$

$$\mathbf{C}_i(U_{DS}, U_{GS}) = \sqrt{\frac{1}{\omega_i^2(U_{DS}, U_{GS}) \cdot Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS})) \cdot \mathbf{R}_i(U_{DS}, U_{GS})}}, \quad (3.33)$$

$$\mathbf{L}_i(U_{DS}, U_{GS}) = Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS})) \cdot \mathbf{R}_i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot \mathbf{C}_i(U_{DS}, U_{GS}), \quad (3.34)$$

где  $\mathbf{R}_i(U_{DS}, U_{GS})$  – величина сопротивления  $i$ -го резонансного контура, Ом;

$\mathbf{C}_i(U_{DS}, U_{GS})$  – величина емкости  $i$ -го резонансного контура, Ф;

$\mathbf{L}_i(U_{DS}, U_{GS})$  – величина индуктивности  $i$ -го резонансного контура, Гн;

$U_{DS}(U_{DS0}, \beta) = \beta(R_D, R_{bias\_out}) \cdot U_{DS0}$  – напряжение сток-исток, В;

$U_{DS0}$  – постоянное напряжение сток-исток (напряжение питания), В;

$\beta(R_D, R_{bias\_out})$  – выходной коэффициент ослабления, вызванного активными потерями в цепи подачи смещения и металлизированном контакте стока;

$R_D$  – активная составляющая сопротивления металлизированного контакта стока транзистора, Ом;

$R_{bias\_out}$  – активная составляющая сопротивления цепи подачи питания, Ом;

$U_{GS}(U_{GS0}, U_{GS1}) = \alpha(R_G, R_{bias\_in}) \cdot U_{GS0}$  – напряжение затвор-исток, В;

$U_{GS0}$  – постоянная величина напряжения смещения, В;

$\alpha(R_G, R_{bias\_in})$  – входной коэффициент ослабления, вызванного активными потерями в цепи подачи смещения и металлизированном контакте затвора;

$R_G$  – активная составляющая сопротивления металлизированного контакта затвора транзистора, Ом.

Результатом расчета являются таблицы значений функций  $\{\mathbf{R}^i(U_{DS}, U_{GS}), \mathbf{L}^i(U_{DS}, U_{GS}), \mathbf{C}^i(U_{DS}, U_{GS})\}$  для каждого  $i$ -резонансного пика.

Следующим этапом является определение функциональных зависимостей номиналов элементов резонансных контуров от внешних напряжений по найденным табличным данным.

Пусть имеется  $N$  значений искомой функции  $f(U_{DS}, U_{GS})_{BASE}$ . Определим исходную функцию как:

$$\mathbf{f}(U_{DS}, U_{GS})_{BASE} = \{\mathbf{R}^i(U_{DS}, U_{GS}), \mathbf{L}^i(U_{DS}, U_{GS}), \mathbf{C}^i(U_{DS}, U_{GS})\}_{BASE} \quad (3.35)$$

Для описания функциональных зависимостей представленных величин от  $(U_{DS}, U_{GS})$  использовались полиномиальные функции  $m$ -порядка. Для этого представим каждую из функций в виде:

$$\mathbf{f}(U_{DS}, U_{GS})_{BASE} = \mathbf{f}(U_{DS}) \cdot \mathbf{f}(U_{GS}), \quad (3.36)$$

где  $\mathbf{f}(U_{DS}), \mathbf{f}(U_{GS})$  – полиномиальные функции  $m$ -порядка.

Порядок полинома  $m_i$  и коэффициенты полиномов выражения (3.2) определяются из решения системы линейных уравнений методом наименьших квадратов.

Каждому набору  $(U_{DS}, U_{GS})$  соответствует своя матрица Z-параметров и свой набор  $\{f_{0i}(U_{DS}, U_{GS}), \Delta f_i(U_{DS}, U_{GS}), Q_i(U_{DS}, U_{GS})\}_{BASE}$  для каждого  $i$ -го резонансного контура. Необходимо найти функциональные зависимости  $\{R^i(U_{DS}, U_{GS}), L^i(U_{DS}, U_{GS}), C^i(U_{DS}, U_{GS})\}$  таким образом, чтобы соответствующий им набор  $\{f_{0i}(U_{DS}, U_{GS}), \Delta f_i(U_{DS}, U_{GS}), Q_i(U_{DS}, U_{GS})\}_{NEW}$  был наиболее близок к исходному.

Матрицу полиномиальных коэффициентов (3.2) можно найти из следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} \sum_i p_i x_0^i = f(x_0)_{BASE} \\ \dots \\ \sum_i p_i x_n^i = f(x_n)_{BASE} \end{cases} \quad (3.37)$$

В матричном виде система записывается в следующем виде:

$$M \cdot P = F \quad (3.38)$$

где  $P = [p_0 \ \dots \ p_m]^T$  – вектор-столбец коэффициентов полинома размерностью  $m \times 1$ ;

$F = [f(x_0)_{BASE} \ \dots \ f(x_n)_{BASE}]^T$  – вектор-столбец значений исходной функции размерностью  $n \times 1$ ;

$M = \begin{bmatrix} x_0 & \dots & x_0^m \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_n & \dots & x_n^m \end{bmatrix}$  – вспомогательная матрица размерностью  $n \times m$ .

В общем случае (при  $n \neq m$ ):

$$P = (M^T M)^{-1} M^T F \quad (3.39)$$

Определение порядка полинома происходит итеративным методом, исходя из оценки точности аппроксимации резонансных кривых. Оценка сходимости аппроксимации к исходной функции  $f(x)_{BASE}$  осуществляется с помощью критерия смешанной корреляции  $R^2$ :

$$R^2 = 1 - SSE/SST, \quad (3.40)$$

где  $SSE = \sum_i w_i (y_i - \hat{y}_i)^2$  – сумма квадратов ошибок;

$SST = \sum_i w_i (y_i - \bar{y})^2$  – полная сумма квадратов;

$y_i$  – значения исходной функции;

$w_i$  – веса значений исходной функции (в нашем случае равны единице);

$\hat{y}_i$  – значения найденной функции (аппроксимации);

$\bar{y}$  – среднее значение исходной функции.

При  $R^2 \leq 0,95$  порядок полинома увеличивается на единицу и повторяется процесс нахождения его коэффициентов. Процесс прекращается при  $R^2 > 0,95$  или при количестве резонансных контуров равном 4. Моделирование ТТП по представленной методике значительно осложняется при количестве резонансов более 4, что на практике обычно не встречается.

Если в результате окончательного расчета модели по критерию  $R^2$  по входному или выходному сопротивлению не удовлетворяет предъявленным критериям точности, то можно заменить соответствующую цепь ТТП либо на параллельно соединенную емкость и сопротивление либо только на емкость, как на рисунке 3.14. В первом случае для расчета элементов цепи необходимо произвести частичное определение параметров транзистора по входной или выходной топологиям ТТП.

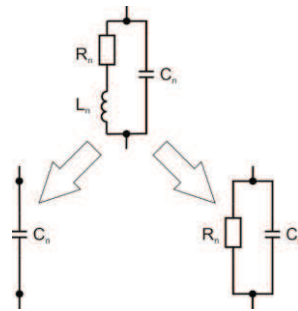


Рисунок 3.14 – Варианты замены резонансного контура в эквивалентной электрической схеме ТТП

Для получения исходных данных необходимо сделать матричные преобразования для S-параметров ТТП, входной и выходной тестовой платы:

$$\dot{T}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{12}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\dot{S}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (3.41)$$



$$\dot{T}_{12}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (3.42)$$

$$\dot{T}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{-\dot{S}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (3.43)$$

$$\dot{T}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{1}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (3.43)$$

$$\mathbf{T}^{Base}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \begin{cases} \mathbf{T}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \mathbf{T}_2^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) & \text{если } R^2(\dot{Z}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) < 0,95 \\ \mathbf{T}_1^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \mathbf{T}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) & \text{если } R^2(\dot{Z}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) < 0,95 \end{cases} \quad (3.44)$$

где  $\mathbf{T}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  - матрица передачи ТТП;

$\mathbf{T}_2^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  – обратная матрица передачи выходной тестовой платы;

$\mathbf{T}_1^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$  – обратная матрица передачи входной тестовой платы;

$R^2$  - значение критерия смешанной корреляции для соответствующей функции.

В случае использования одиночной емкости для моделирования входного или выходного сопротивления ТТП, номинал емкости определяется методом наименьших квадратов для полинома первой степени. После нахождения всех функциональных зависимостей элементов эквивалентной электрической схемы ТТП необходимо провести определение параметров мощного СВЧ транзистора.

Пусть  $S^0$  – измеренная матрица S-параметров ТТП,  $S^1$  – матрица S-параметров входной ВЧ цепи,  $S^2$  – матрица S-параметров выходной ВЧ цепи,  $S^X$  – искомая матрица S-параметров транзистора,  $S^{1X}$  – промежуточная матрица S-параметров. Общая процедура определения параметров транзистора для этого случая показана на рисунке 3.15.

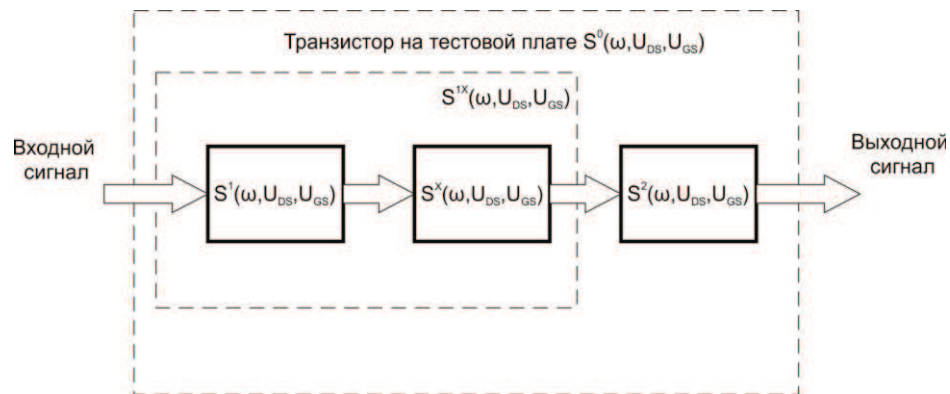


Рисунок 3.15 – Определение параметров мощного СВЧ транзистора

S-параметры ТТП через S-параметры промежуточной цепи и S-параметры выходной ВЧ цепи можно записать в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_{11}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \\ \quad \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \\ \dot{S}_{12}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \\ \dot{S}_{21}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \\ \dot{S}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{22}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \\ \quad \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \end{array} \right. \quad (3.45)$$

Решая представленную систему уравнений, получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{22}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(\dot{S}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{22}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) + \dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \\ \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{12}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{21}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{11}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \end{array} \right. \quad (3.46)$$

Используя аналогичные преобразования для промежуточной платы, получаем искомые S-параметры транзистора:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_{11}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{11}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(\dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{11}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) + \dot{S}_{12}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \\ \dot{S}_{12}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{12}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{21}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{22}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \frac{\dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\left(1 - \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)} \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \end{array} \right. \quad (3.47)$$

Разработанную модель можно использовать при разработке СВЧ УМ в САПР, где используется метод гармонического баланса для анализа нелинейных электрических цепей (AWR, ADS). Для оценки точности предложенной нелинейной модели и алгоритма определения её параметров необходимо осуществить экспериментальное исследование ряда мощных СВЧ транзисторов с различным количеством секций, частотным диапазоном и уровнем выходной мощности.

## Выводы

1. Для достижения высоких энергетических и электрических характеристик СВЧ УМ требуется наличие точной нелинейной модели мощных транзисторов, входящих в его состав. Некорректное определение параметров эквивалентной электрической схемы мощного СВЧ транзистора приводит к ухудшению энергетических характеристик УМ в составе модуля ЦАР, что снижает КПД всей бортовой РЭС.
2. Предложен алгоритм определения параметров мощных СВЧ транзисторов, позволяющий найти значения элементов эквивалентной схемы транзистора в широкой полосе частот при различных значениях напряжений питания и смещения.
3. Разработана нелинейная модель мощных СВЧ транзисторов на тестовой плате, позволяющая определить режим работы транзистора в составе СВЧ УМ для обеспечения высокого КПД при требуемой выходной мощности в заданной полосе рабочих частот.

## **4. Экспериментальные исследования элементов модуля цифровой антенной решетка**

В 1, 2 и 3 главах диссертационной работы были выбраны и обоснованы структуры передающего и приёмного тракта модуля ЦАР, определен выигрыш в энергетических и точностных характеристиках по сравнению с существующими ППМ. Предложен алгоритм определения параметров мощных СВЧ транзисторов, а также соответствующая ему нелинейная модель, которые позволяют улучшить энергетические характеристики модуля за счет повышения точности его моделирования и расчета.

Для подтверждения (верификации) предложенного метода определения параметров мощных СВЧ транзисторов, а также нелинейной модели транзистора были разработаны методики и проведены экспериментальные исследования ТТП, а также разработанных на основе предложенного метода усилителей мощности.

### **4.1. Измерение и расчет параметров транзисторов на тестовой плате**

Для определения параметров мощного СВЧ транзистора необходимы результаты измерений внешних характеристик ТТП, включающие в себя:

- набор S-параметров ТТП для всего требуемого диапазона частот при различных значениях напряжений питания и смещения, измеренный в режиме малого сигнала (амплитуда напряжения входного СВЧ сигнала менее 0,1 В);
- выходные и проходные ВАХ;
- гармонический состав выходного тока;
- уровень потребления постоянного тока от источника питания при различных значениях напряжений питания и смещения.

Измерения мощных СВЧ транзисторов осуществляют на тестовых платах с возможностью настройки режимов. Основное назначение тестовой платы – оценка уровня выходной мощности, КПД, КУ транзистора в режиме большого сигнала. Получение таких характеристик транзистора требует оптимального

согласования входного и выходного сопротивлений транзистора, что обеспечивается подстроечными конденсаторами или изолированными микрополосковыми площадками, позволяющими настраивать длину параллельных микрополосковых согласующих шлейфов.

Тестовая плата должна обеспечивать необходимый тепловой режим мощного транзистора, иметь малые потери в рабочем частотном диапазоне, учитывать характер входного/выходного сопротивления измеряемого транзистора.

Для проведения измерений была разработана тестовая плата в корпусе, фотография которой представлена на рисунке 4.1. Тестовая плата предназначена для измерения характеристик одно- и многосекционных мощных СВЧ транзисторов, работающих в диапазоне до 20 ГГц и имеющих ширину меньшую, чем 750 мкм. Ширина затвора при этом должна составлять не более 800 – 1000 мкм, иначе входные и выходные контакты транзистора будут возбуждаться неравномерно. Для оценки характеристик транзисторов в режиме большого сигнала плата имеет возможность настройки путем соединения металлизированных площадок в параллельных шлейфах СТЦ.

В качестве диэлектрического основания использовался поликор толщиной 250 мкм. Измеряемые транзисторы устанавливаются на пьедестал из сплава медь-молибден (МД-50) шириной 800 мкм. Пьедестал соединен с обратной стороной платы. Для осуществления требуемой адгезии и теплового режима использовался припой золото-сурьма ПЗЛО 78,5 (ТУ48-1-385-80). В качестве материала микрополосковых линий использовалась медь.

Транзистор соединяется с подводящими контактами посредством золотых перемычек. В качестве СВЧ входа и выхода используется подвид SMA-разъемов 2.4-f, работоспособный вплоть до 20 ГГц. С двух сторон корпуса имеются металлизированные контакты подвода питания и смещения, на каждый из которых приходится по заземляющему контакту.

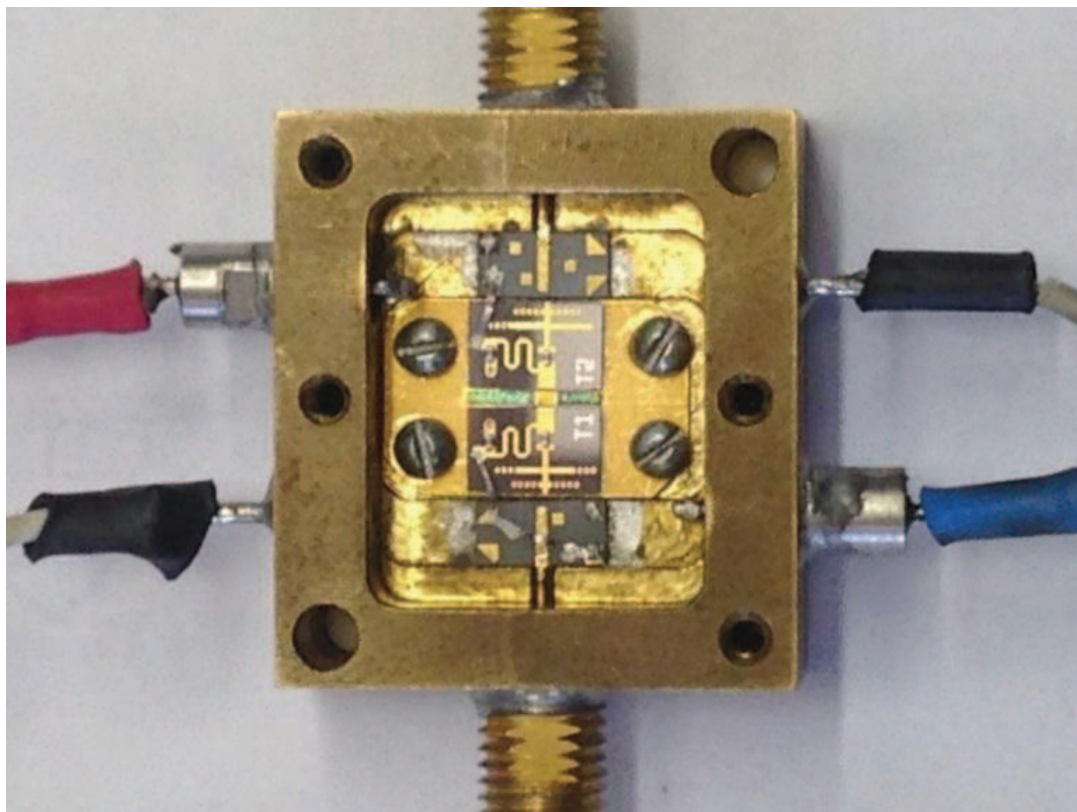
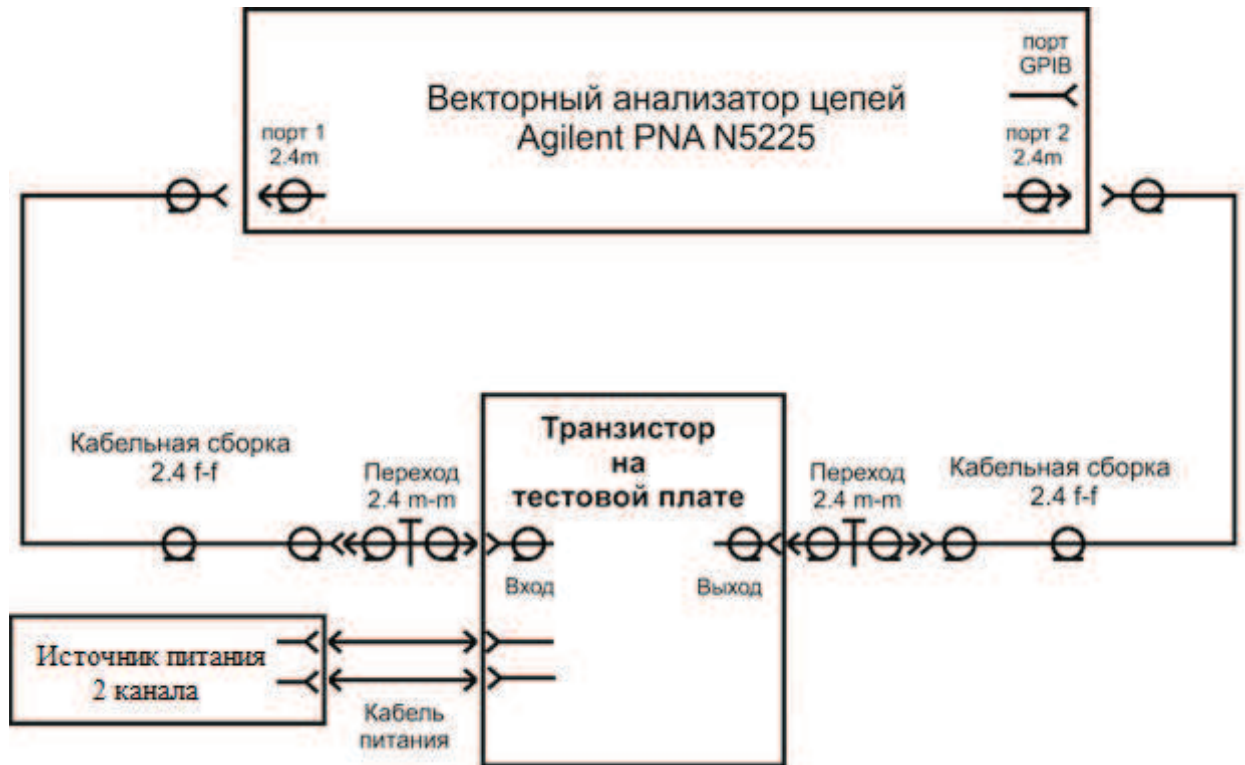


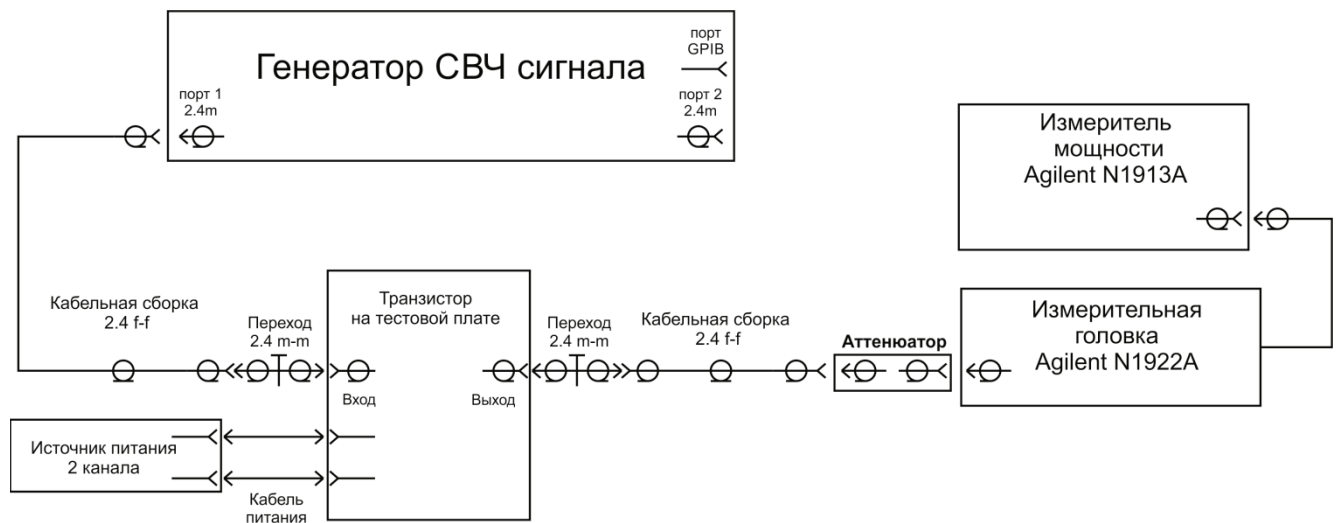
Рисунок 4.1 – Тестовая плата в корпусе для измерений параметров мощных СВЧ транзисторов

Для устранения низкочастотных паразитных колебаний в цепях питания расположены SMD конденсаторы номиналом 100 пФ и 4,7 мкФ. Четвертьволновая микрополосковая линия в цепи питания и смещения рассчитана на 10 ГГц. Её волновое сопротивление составило 100 Ом.

При проведении измерений напряжение питания менялось в диапазоне от 0 В до  $U_{РАБ}$  с шагом 1 В, напряжение смещения – в диапазоне от  $U'_{GS} - 0.2$  до  $U_{НАС}$  с шагом 0,1 В, частота несущего колебания – от 0,1 ГГц до 20 ГГц с шагом 100 МГц. Перед проведением каждого измерения проводилась стандартная двухпортовая SOLT калибровка векторного анализатора цепей (ВАЦ) и калибровка по выходной мощности.  $U_{РАБ}$  и  $U_{НАС}$  – типовые значения напряжений питания и насыщения соответственно, определенные на первом этапе измерений. Структурные схемы измерения S-параметров и выходной мощности транзистора показаны на рисунках 4.2. а, б.



(а)



(б)

Рисунок 4.2 – Структурные схемы измерения (а) – S-параметров, (б) – выходной мощности ТТП

Было проведено определение (экстракция) параметров мощного отечественного СВЧ GaAs транзистора, отечественного GaN транзистора производства ОАО “Светлана” (рисунок 4.3), GaN транзистора TGF2023-02-01 (рисунок 4.4) и GaAs транзистора (рисунок 4.5) фирмы Triquint Semiconductor.

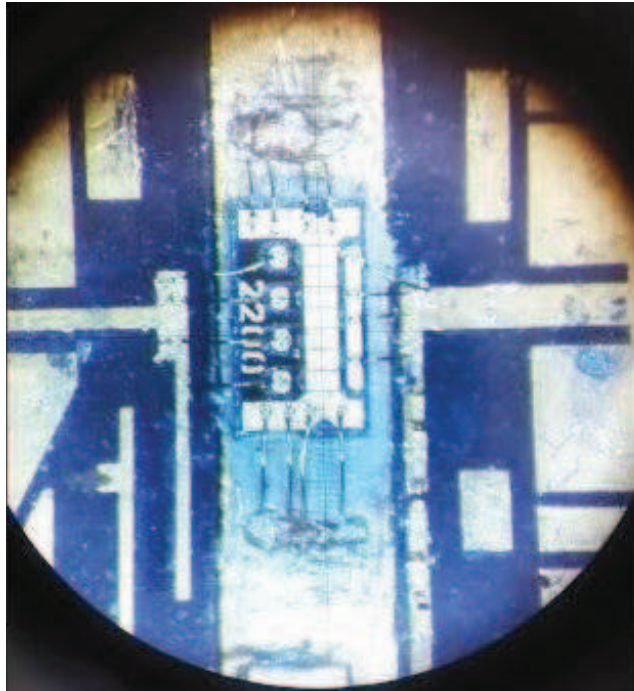


Рисунок 4.3 –Отечественный многосекционный СВЧ GaN транзистор в составе УМ

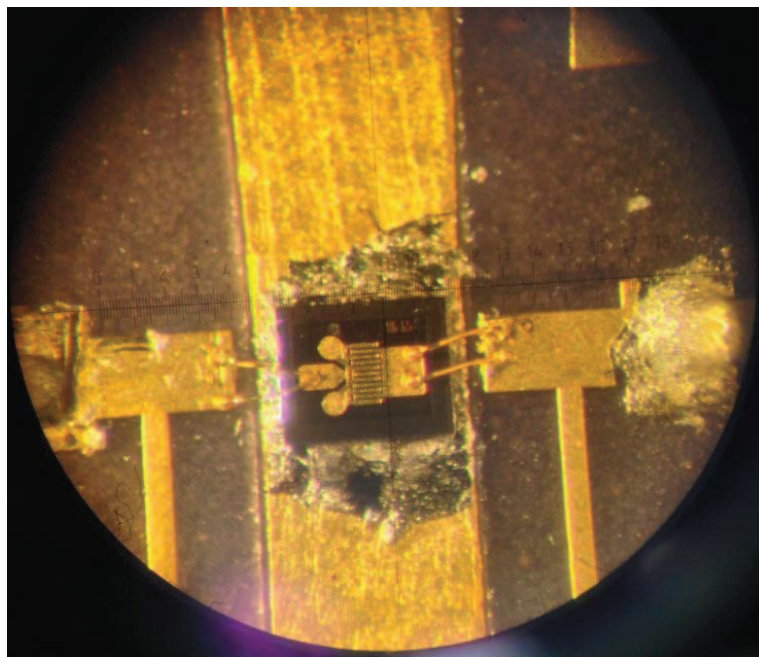


Рисунок 4.4 – AlGaIn/GaN транзистор TGF2023-02-01 в составе УМ



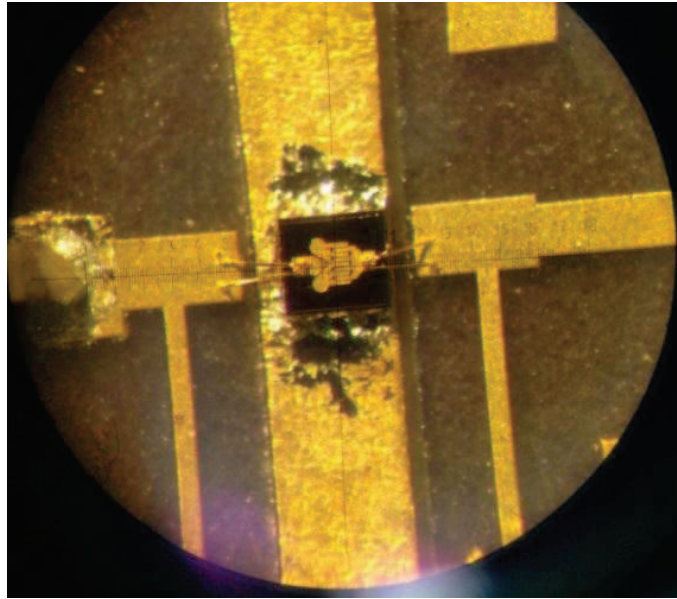


Рисунок 4.5 –GaAs транзистор TGF2022-01 в составе УМ

Ввиду идентичности алгоритмов определения параметров эквивалентной схемы всех транзисторов, в работе приводятся результаты определения параметров отечественного мощного гетероструктурного GaAs СВЧ транзистора.

Первым этапом определения параметров СВЧ ТТП является получение его ВАХ. Ток насыщения составил 250 мА, напряжение отсечки лежит в диапазоне от минус 1,3 В до минус 1,1 В. Выходные ВАХ и сток-затворная характеристика исследуемого транзистора представлены на рисунках 4.6 и 4.7 соответственно.

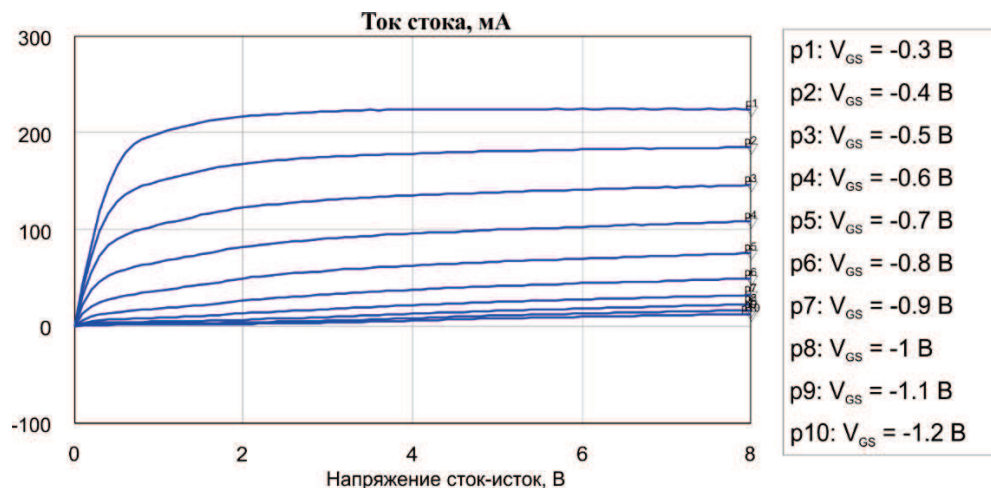


Рисунок 4.6 – Экспериментальные выходные ВАХ ТТП при различных напряжениях на затворе

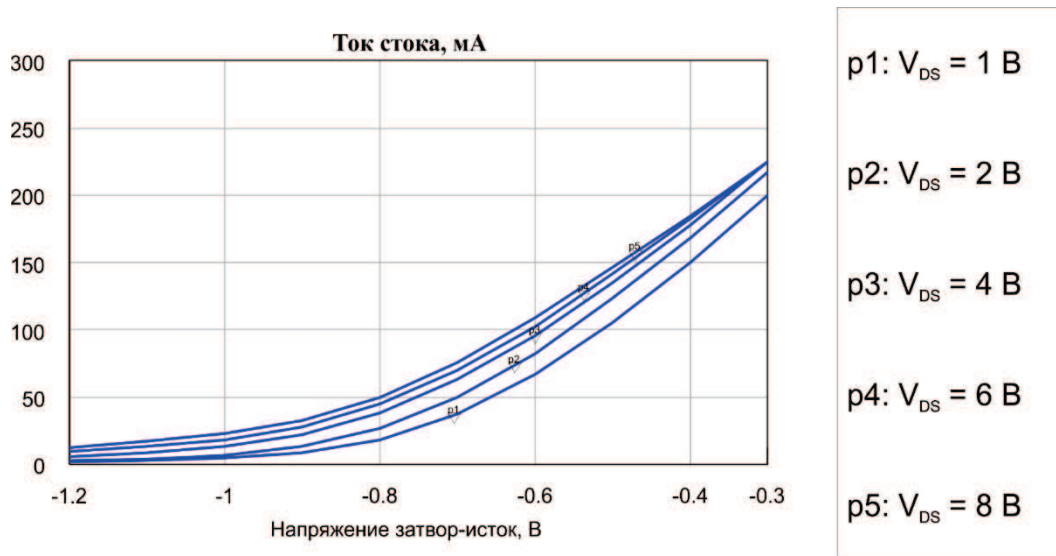


Рисунок 4.7 – Экспериментальные сток-затворные характеристики ТТП при различных напряжениях на стоке

Насыщение СВЧ транзистора наступает при достижении напряжения между затвором и истоком порядка минус 0,3 В. После этого значения в транзисторе начинает проявляться эффект самонагрева, проявляющийся во всплесках в выходных ВАХ и снижению выходной мощности.

Результатами измерений ТТП с помощью ВАЦ являются наборы S-параметров для различных значений частоты, напряжений питания и смещения. Как было описано в главе 3, для определения номиналов элементов эквивалентной электрической схемы ТТП, необходимо рассчитать его Z-параметры согласно выражению (3.6). Было исследовано влияние напряжений затвор-исток и сток-исток на входное и выходное сопротивление ТТП, определяемые согласно (4.1). При этом на вход транзистора подавалось переменное СВЧ напряжение амплитудой 0,8 В.

$$Z_{ВХ} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + 50} \quad (4.1)$$

$$Z_{ВЫХ} = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11} + 50}$$

Графики рассчитанных  $Z_{ВХ}$  ТТП от напряжения на затворе при четырех разных значениях частоты входного СВЧ колебания приведены на рисунке 4.8.

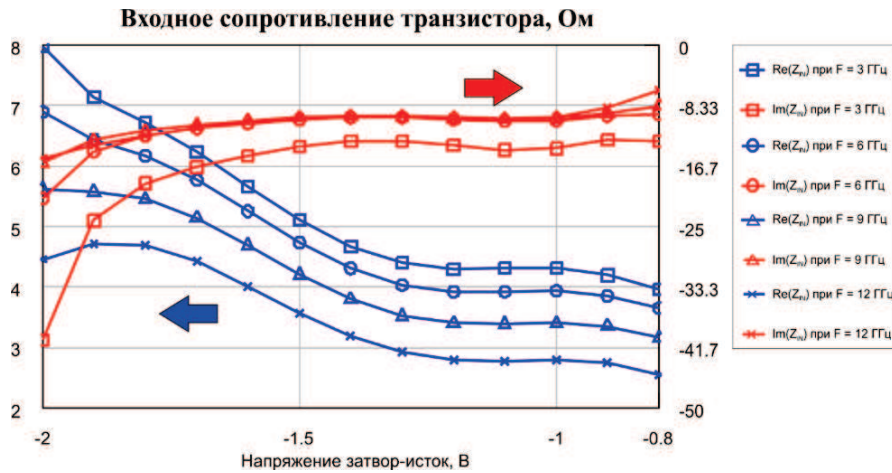


Рисунок 4.8 – Зависимость  $Z_{вх}$  ТП от напряжения на затворе при различной частоте входного СВЧ колебания

Реактивная часть  $Z_{вх}$  ТП практически не меняется с частотой после 3 ГГц и слабо зависит от напряжения на затворе при рабочем напряжении стока равном 8 В. Увеличение напряжения на затворе и частоты входного СВЧ колебания ведет к снижению активной части  $Z_{вх}$ , что усложняет процесс согласования.

При фиксированном напряжении на затворе равном минус 0,4 В, реактивная часть  $Z_{вх}$  при увеличении напряжения на затворе остается неизменной, а активная часть имеет тенденцию к уменьшению. Соответствующие графики приведены на рисунке 4.9.

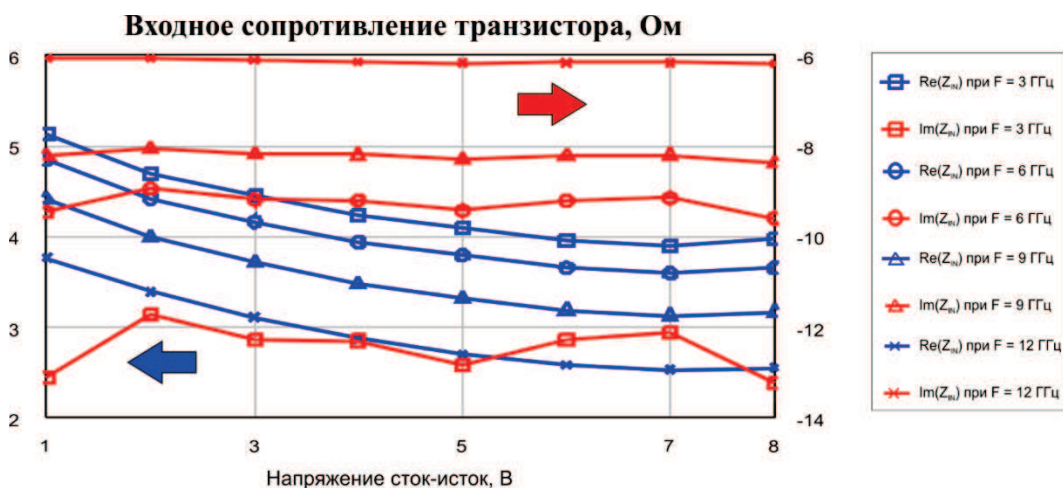


Рисунок 4.9 – Зависимость  $Z_{вх}$  ТП от напряжения на стоке при различной частоте входного СВЧ колебания

Активная составляющая  $Z_{\text{ВЫХ}}$  ТТП при частотах больших 3 ГГц увеличивается с увеличением напряжения на затворе, в то время как реактивная уменьшается. Соответствующие графики приведены на рисунке 4.10.

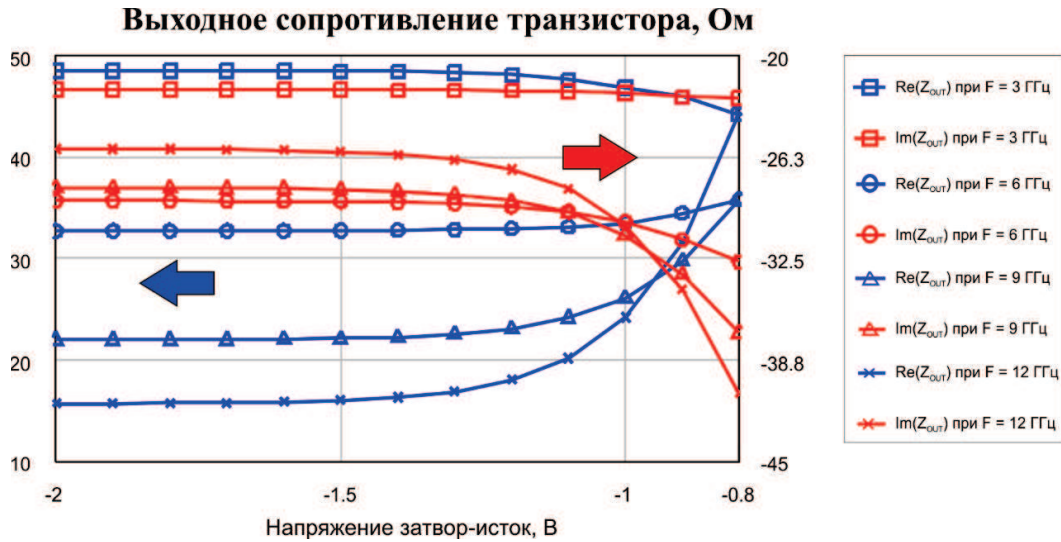


Рисунок 4.10 – Зависимость  $Z_{\text{ВЫХ}}$  ТТП от напряжения на затворе при различной частоте входного СВЧ колебания

Изменение напряжения на стоке при фиксированном напряжении на затворе равном минус 0,4 В не приводит к существенному изменению активной и реактивной составляющих  $Z_{\text{ВЫХ}}$  ТТП. Соответствующие графики приведены на рисунке 4.11.

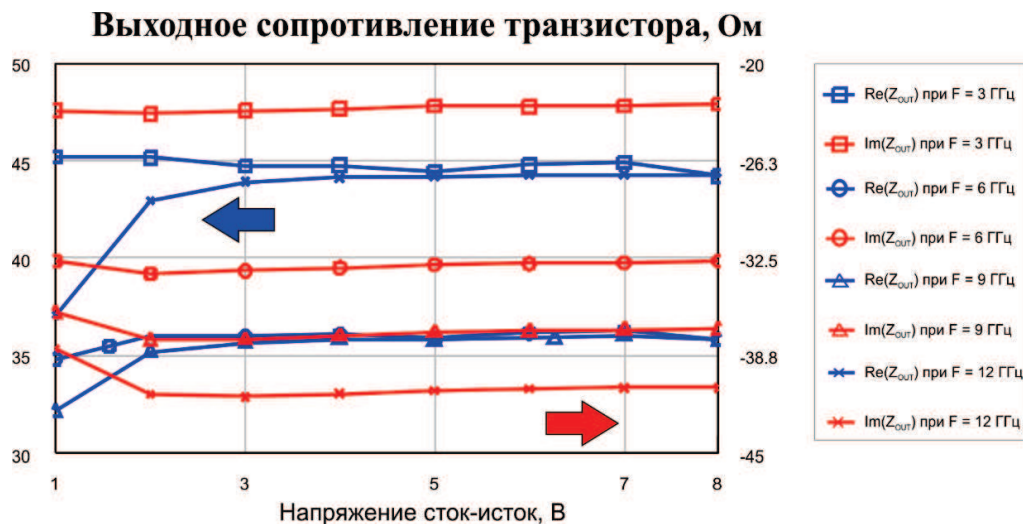


Рисунок 4.11 – Зависимость  $Z_{\text{ВЫХ}}$  ТТП от напряжения на стоке при различной частоте входного СВЧ колебания

Входное и выходное сопротивление транзистора носит емкостной характер. Действительная составляющая входного сопротивления лежит в диапазоне от 3 до 8 Ом, выходного – в диапазоне от 20 до 50 Ом. Диапазон рабочих частот составил 0,5 – 15,5 ГГц, максимальный ток стока 250 мА.

#### 4.2. Верификация результатов нелинейного моделирования мощного СВЧ транзистора

Для оценки точности предложенной нелинейной модели ТТП было осуществлено определение параметров эквивалентной электрической схемы мощного отечественного GaAs транзистора и проведена верификация результатов моделирования, путем сравнения с результатами экспериментального исследования усилителя мощности на этом же транзисторе.

На основании измерений и расчетов (п. 4.1) построены зависимости  $Z$ -параметров измеренного ТТП от частоты для случая  $U_{DS} = 8$  В и  $U_{GS} = -1$  В, показанные на рисунке 4.12

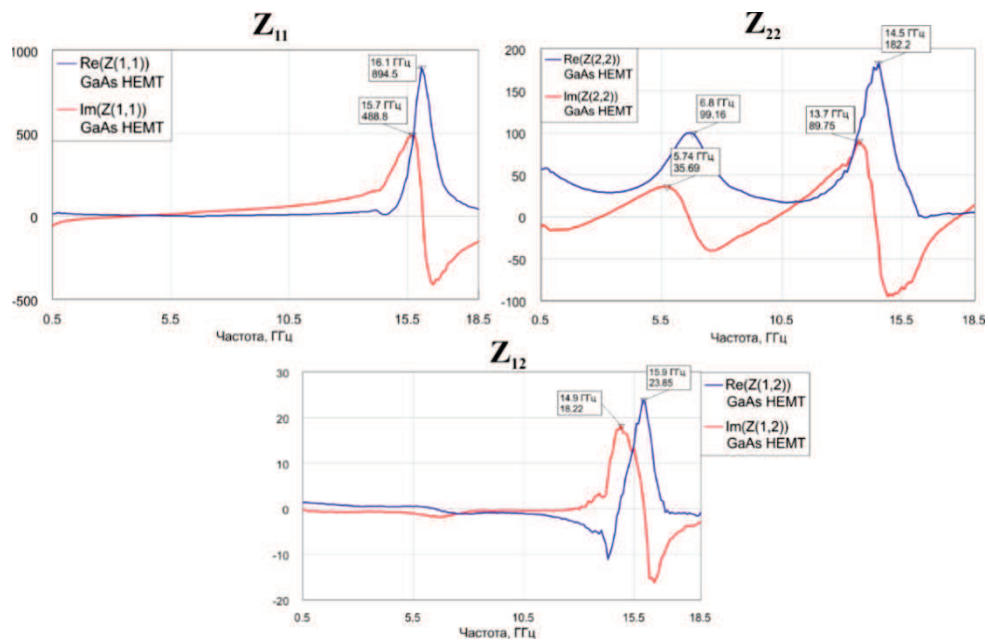


Рисунок 4.12 – Z-параметры мощного GaAs ТТП

Количество резонансных контуров составило один на моделирование затвора, один на моделирование истока и два на моделирование канала стока.

Были аналитически получены номиналы элементов схемы, моделирующие контактные площадки. Зависимость номиналов элементов резонансных контуров от напряжений питания и смещения показана в виде поверхностей на рисунке 4.13 (цепь затвора) и рисунке 4.14 (цепь стока).

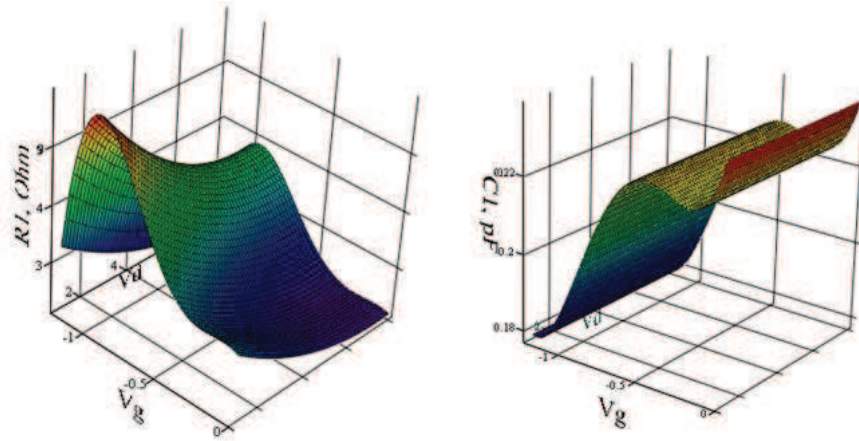


Рисунок 4.13 – Зависимость номиналов элементов резонансных контуров в цепи затвора от напряжений питания ( $V_g$ ) и смещения ( $V_d$ )

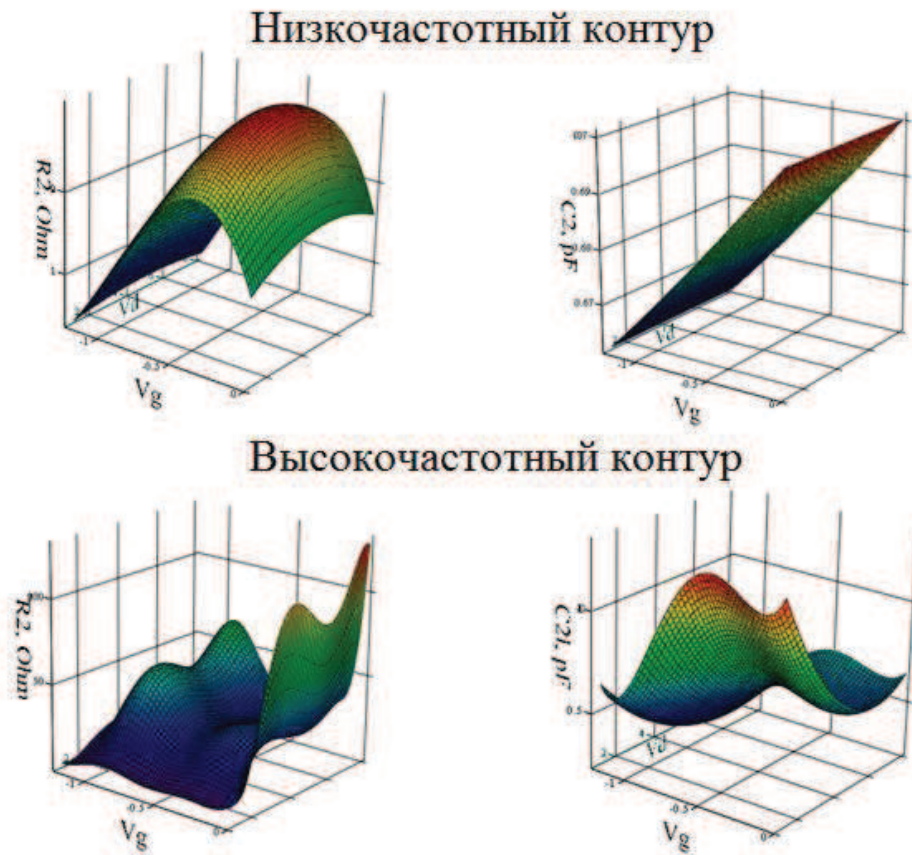


Рисунок 4.14 – Зависимость номиналов элементов резонансных контуров в цепи стока от напряжений питания ( $V_g$ ) и смещения ( $V_d$ )

Было осуществлено определение параметров СВЧ транзистора. Для получения сопротивлений транзистора и ВАХ транзистора использовался метод гармонического баланса [83]. Графики активной и реактивной составляющих входного и выходного сопротивления транзистора от частоты представлены на рисунках 4.15 и 4.16 соответственно. Сплошными линиями обозначены результаты моделирования, прерывистыми – экспериментальные данные.

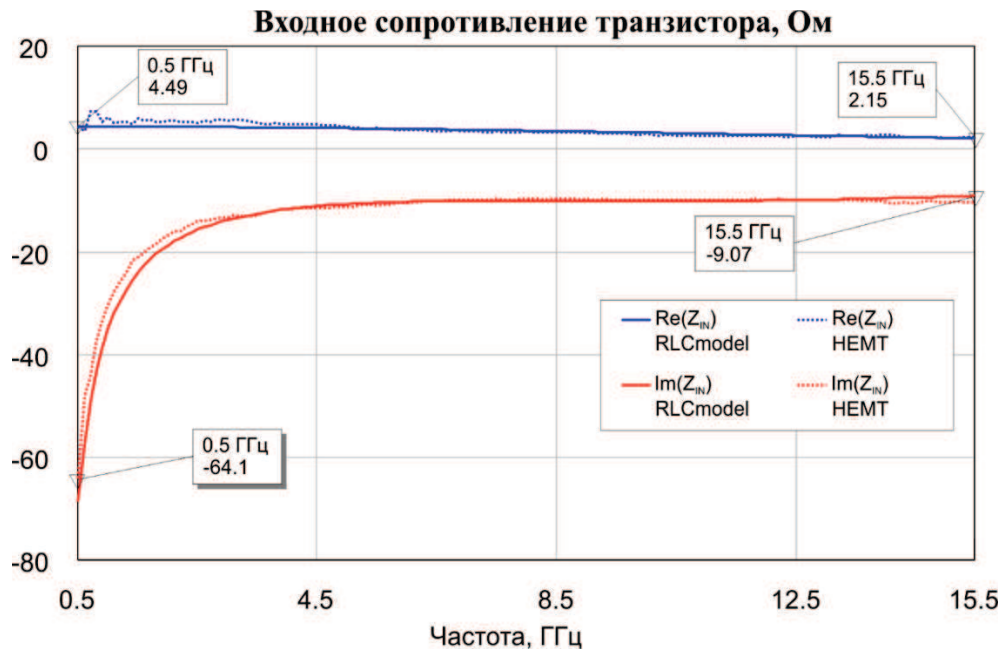


Рисунок 4.15 – Зависимость входного сопротивления транзистора от частоты

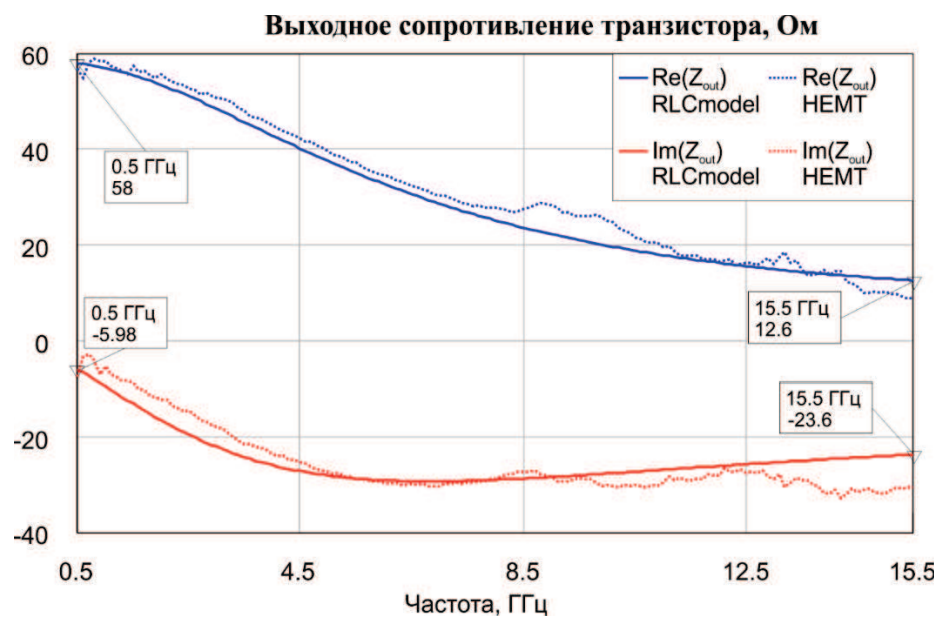


Рисунок 4.16 – Зависимость выходного сопротивления транзистора от частоты

Важной характеристикой мощного СВЧ транзистора является его характеристика, представляющая собой зависимость выходной мощности от входной на фиксированной частоте и при неизменных значениях напряжений питания и смещения, показанная на рисунке 4.17.

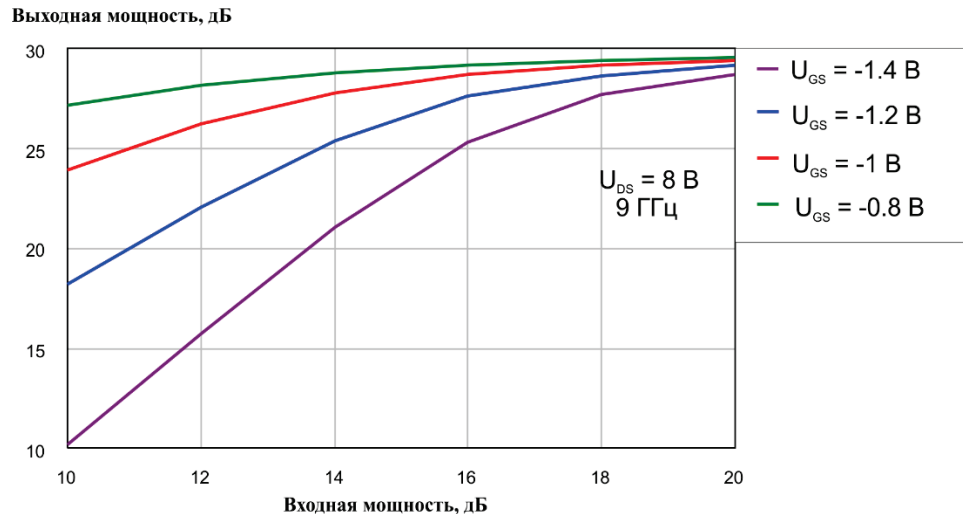


Рисунок 4.17 – Зависимость выходной мощности транзистора от мощности на его входе

Мощность насыщения мощного СВЧ транзистора составила 1 – 2 Вт. Коэффициент усиления по мощности уменьшается с частотой от 11,7 дБ до 7,5 дБ при рабочем смещении в минус 0,6 В. Соответствующие зависимости представлены на рисунке 4.18.

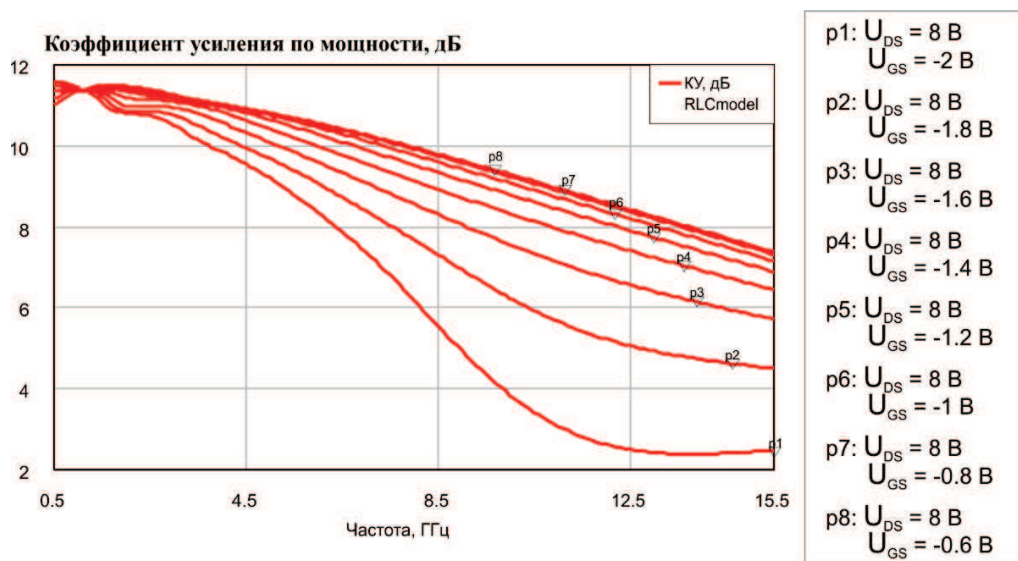


Рисунок 4.18 – Графики зависимости коэффициента усиления по мощности от частоты и смещения на затворе



На основании экспериментальных исследований отечественного ТТП была разработана модель, предложенная в диссертационной работе, и проведено сравнение с широко используемой нелинейной моделью Ангелова [80].

С помощью этих моделей транзистора были определены необходимые уровень входной мощности, напряжения смещения и питания для максимальной выходной импульсной мощности в частотном диапазоне 8,5 – 10,5 ГГц. Для верификации моделей был осуществлен монтаж двух аналогичных транзисторов в платы СВЧ УМ, проведена их настройка, а затем измерение энергетических параметров.

Настройка осуществлялась на основании результатов моделирования транзистора и согласующих цепей СВЧ УМ. Экспериментальная частотная зависимость КПД двух СВЧ УМ, разработанных на основе моделей Ангелова – красная кривая, и модели, предложенной в диссертационной работе – синяя кривая, представлены на рисунке 4.19.

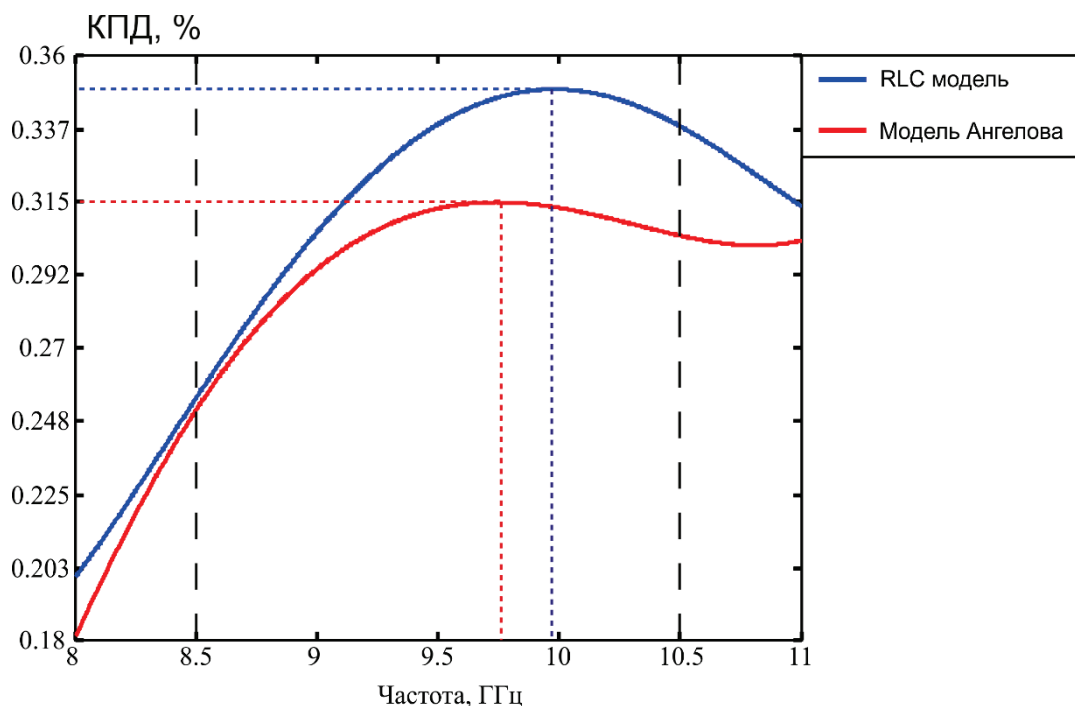


Рисунок 4.19 – Сравнение КПД СВЧ УМ

СВЧ УМ на основе модели Ангелова обладает максимальной выходной мощностью 1,65 Вт и КПД 31,5%. СВЧ УМ на основе предложенной в диссертационной работе модели обладает максимальной выходной мощностью

1,78 Вт и КПД 35,5%. Таким образом, предложенная нелинейная модель обеспечивает увеличение выходной мощности и КПД за счет более точного моделирования режима мощного СВЧ транзистора.

С помощью критерия смешанной корреляции  $R^2$  по выражению (2.42) была рассчитана точность моделирования входного и выходного сопротивления транзистора, которая составила  $R^2_{IN} = 0,98$  для входного сопротивления и  $R^2_{OUT} = 0,93$  для выходного сопротивления. Разработанная модель получила хорошее согласование с экспериментальными данными по ВАХ, по которым  $R^2_{IV} = 0,95$ . Точность моделирования выходной мощности при этом составила  $R^2_{Pout} = 0,9$ .

Полученные результаты создания нелинейной модели GaAs транзистора позволили аналитически оптимизировать режим работы транзистора и сократить время разработки СВЧ УМ на его основе.

В рамках диссертационной работы аналогично были верифицированы нелинейная модель мощного многосекционного транзистора фирмы ОАО “Светлана” (фотография транзистора представлена на рисунке 4.3), односекционного GaN транзистора TGF2023-2-01 (рисунок 4.5) и GaAs транзистора TGF2022-06 (рисунок 4.6) фирмы Triquint Semiconductor [91], которые послужили основой для разработки СВЧ УМ, описанного в следующем разделе.

### **4.3. Разработка усилителя мощности передающего тракта модуля**

На основе методики, описанной в главе 3, были составлены нелинейные модели транзисторов TGF2023-2-01 и TGF2022-06. Для верификации предложенного метода определения параметров мощных СВЧ транзисторов была осуществлена разработка УМ [89], полоса рабочих частот которого должна составлять 8,5 – 9,5 ГГц, выходная мощность не менее 20 Вт, КПД не менее 45%.

Для упрощения процесса моделирования и последующего изготовления, УМ передающего тракта модуля ЦАР состоит из двух частей: предварительного и окончного усилителя (рисунок 4.20).

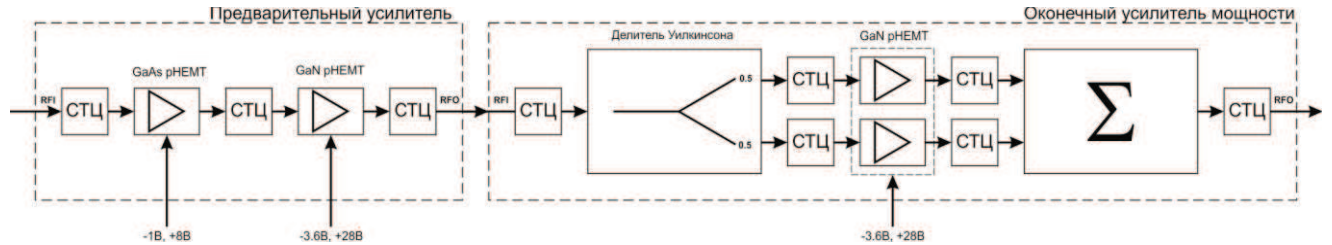


Рисунок 4.20 - Структурная схема усилителя мощности

Предварительный усилитель состоит из двух каскадов и трёх печатных плат. Первый каскад выполнен на бескорпусном GaAs транзисторе TGF2022-06 фирмы Triquint Semiconductor. Второй каскад выполнен на бескорпусном GaN транзисторе TGF2023-2-01. Расчетная выходная мощность предварительного УМ составляет 5 Вт. Оконечный УМ составлен из двух двухсекционных GaN транзисторов TGF2023-2-04. Характеристики используемых транзисторов представлены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Характеристики выбранных транзисторов

Наименование транзистора	Технология	Частотный диапазон, ГГц	КПД, %	Коэффициент усиления, дБ	Мощность насыщения, дБм
TGF2022-06	GaAs pHEMT	0,5-18,5	50	11,2	32
TGF2023-2-01	GaN pHEMT	0,5-18,5	65	10,6	37
TGF2023-2-02	GaN pHEMT	0,5-18,5	60	10,2	40

#### 4.3.1. Разработка предварительного GaN усилителя мощности

Для достижения требуемой полосы рабочих частот использовались крестообразные согласующе-трансформирующие цепи (СТЦ) с равными длинами параллельных шлейфов. Такая структура позволила расширить полосу рабочих частот, не приводя к увеличению его габаритов [95]. Особенностью GaN транзисторов является более высокое входное сопротивление, чем у GaAs

аналогичной выходной мощности. Входные и выходные сопротивления, полученные в результате моделирования односекционного TGF2023-2-01, показаны на рисунке 4.21.

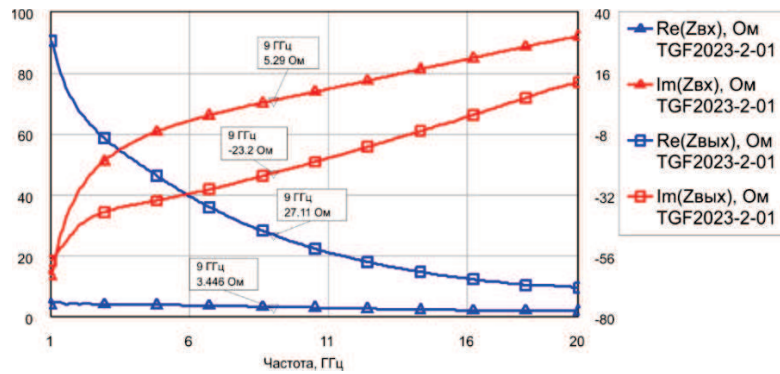


Рисунок 4.21 – Входное и выходное сопротивление TGF2023-2-01 с учетом влияния соединительных перемычек

При моделировании усилителя учитывалось влияние корпуса, СВЧ разъемов, соединительных перемычек и особенностей технологии. Электродинамическое моделирование топологии осуществлялось методом конечных элементов. Частотный диапазон составлял 1-20 ГГц с шагом 50 МГц. Шаг размерной сетки составлял 10 мкм. Для ускорения процесса моделирования учитывался только медный слой металлизации, толщиной 10 мкм, диэлектрическая подложка, верхний и нижний проводящие экраны, теплопроводное основание. При определении величины относительной диэлектрической проницаемости подложки бралось её максимальное значение, вызванное технологическим разбросом. Топология предварительного УМ представлена на рисунке 4.22.

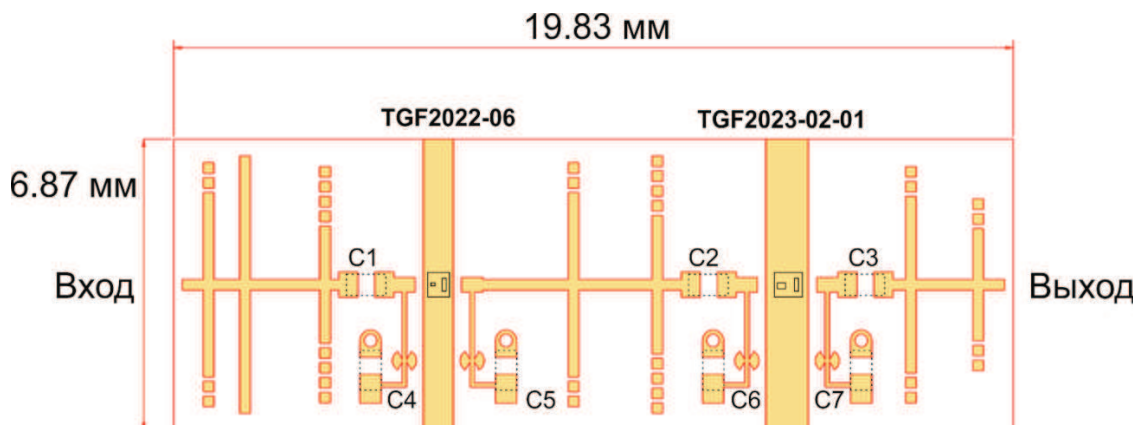


Рисунок 4.22 - Топология предварительного усилителя

Полоса рабочих частот усилителя составила 8,5 – 9,4 ГГц при неравномерности коэффициента усиления 0,5 дБ. Уровень выходного КСВ в полосе менее 1,5. Максимальный уровень выходной мощности составил 4,5 Вт при входной мощности 30 мВт. Полученные частотные характеристики предварительного усилителя представлены на рисунке 4.23.

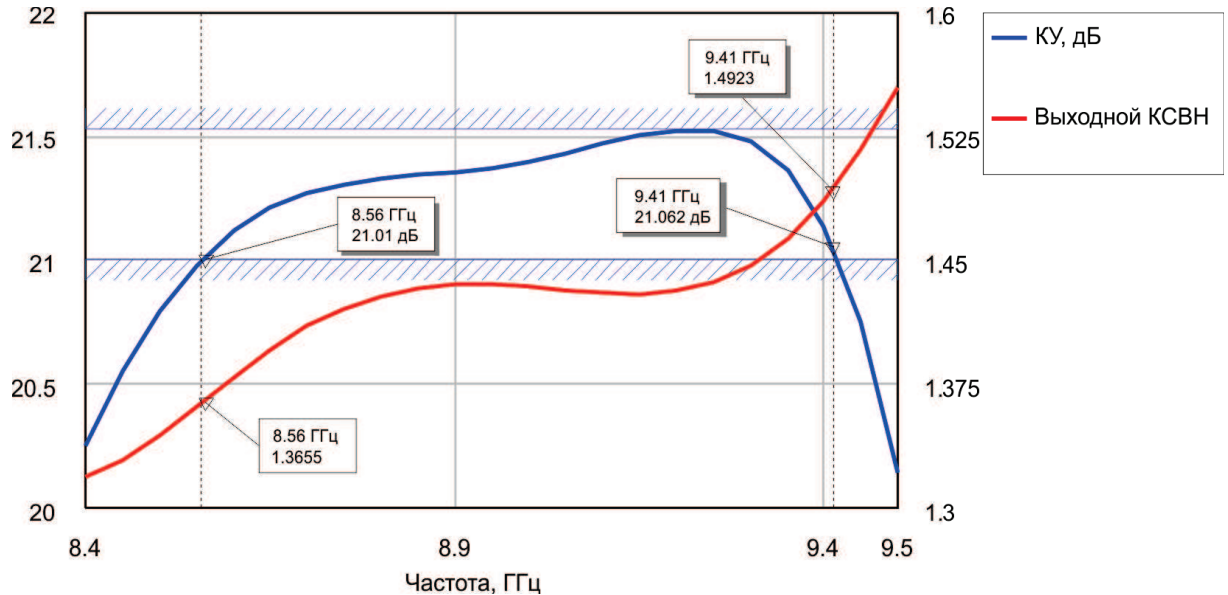


Рисунок 4.23 – Частотные характеристики предварительного усилителя

Важным аспектом при разработке усилителей мощности является оценка его устойчивости. Усилитель мощности считается безусловно устойчивым в заданном диапазоне частот, если он не возбуждается в этом диапазоне при любых сопротивлениях пассивных внешних нагрузок. Анализ устойчивости осуществляется на основе S-параметров, из которых находят коэффициенты устойчивости  $K(f)$  и  $B1(f)$ :

$$K(f) = \frac{1 - |S_{11}(f)|^2 - |S_{22}(f)|^2 + |\Delta(f)|^2}{2|S_{12}(f)S_{21}(f)|}, \quad (4.1)$$

$$B1(f) = 1 + |S_{11}(f)|^2 - |S_{22}(f)|^2 - |\Delta(f)|^2, \quad (4.2)$$

$$\Delta(f) = S_{11}(f)S_{22}(f) - S_{12}(f)S_{21}(f), \quad (4.3)$$

Графики зависимости коэффициентов устойчивости предварительного усилителя от частоты показаны на рисунке 4.24. Необходимыми и достаточными условиями устойчивости усилителя мощности являются:

$$K(f) > 1, \quad (4.4)$$

$$B1(f) > 0 \quad (4.5)$$

Как видно из расчетных соотношений (рисунок 4.24), предварительный усилитель устойчив во всем диапазоне рабочих частот.

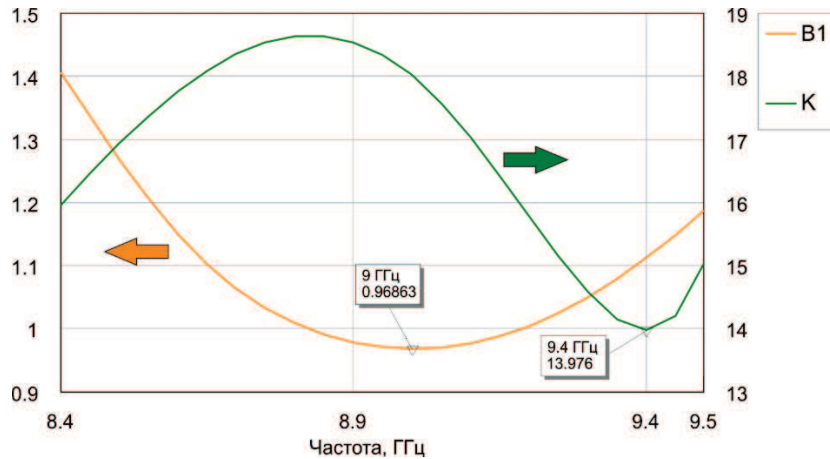


Рисунок 4.24 – Зависимость коэффициентов устойчивости предварительного усилителя от частоты

Модель предварительного УМ обеспечила требуемый уровень выходной мощности в 4,5 Вт в заданной полосе частот 8,5 – 9,4 ГГц. Далее рассмотрим моделирование окончного УМ.

#### 4.3.2. Разработка топологии окончного GaN усилителя мощности

Оконечный усилитель мощности состоит из одного каскада, составленного из двух двухсекционных GaN транзисторов TGF2023-2-02, параметры которых представлены в таблице 4.1. На каждый контакт затвора TGF2023-2-02 приходится по две соединительные перемычки. Контакты стока соединены с линиями передач четырьмя соединительными перемычками. В качестве схемы деления мощности был выбран кольцевой делитель-сумматор мощности (КДСМ) Уилкинсона, благодаря наличию в нём развязки между выходами. Номинал балансного резистора в КДСМ для равновесного деления равняется 100 Ом. Коэффициент деления моста с учетом вносимых потерь составил минус 3,2 дБ.

Степень влияния отражений от выходов мостовой схемы деления мощности на другие каналы принято оценивать величиной развязки между каналами. Полученная зависимость развязки от частоты несущего колебания

показана на рисунке 4.25. В диапазоне рабочих частот 8,5 – 9,5 ГГц развязка составила более чем минус 28 дБ.

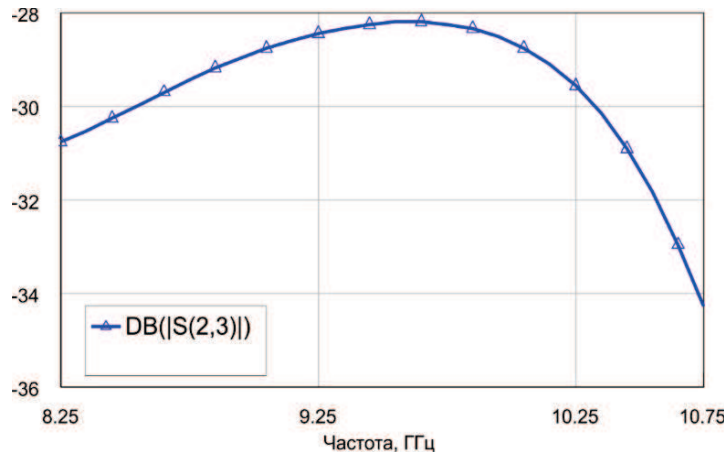


Рис. 4.25 - Развязка между выходами мостовой схемы деления

Входные СТЦ в оконечном усилителе мощности объединены с КДСМ и представляют собой параллельные трансформаторы, компенсирующие емкостный характер входного сопротивления используемых транзисторов. Для упрощения процесса согласования и уменьшения габаритных характеристик УМ контакты стоков транзисторов нагружены на единую широкую площадку, на которой происходит сложение мощности. В топологии оконечного УМ использовались те же конденсаторы, что и для предварительного усилителя. Топология оконечного усилителя представлена на рисунке 4.26.

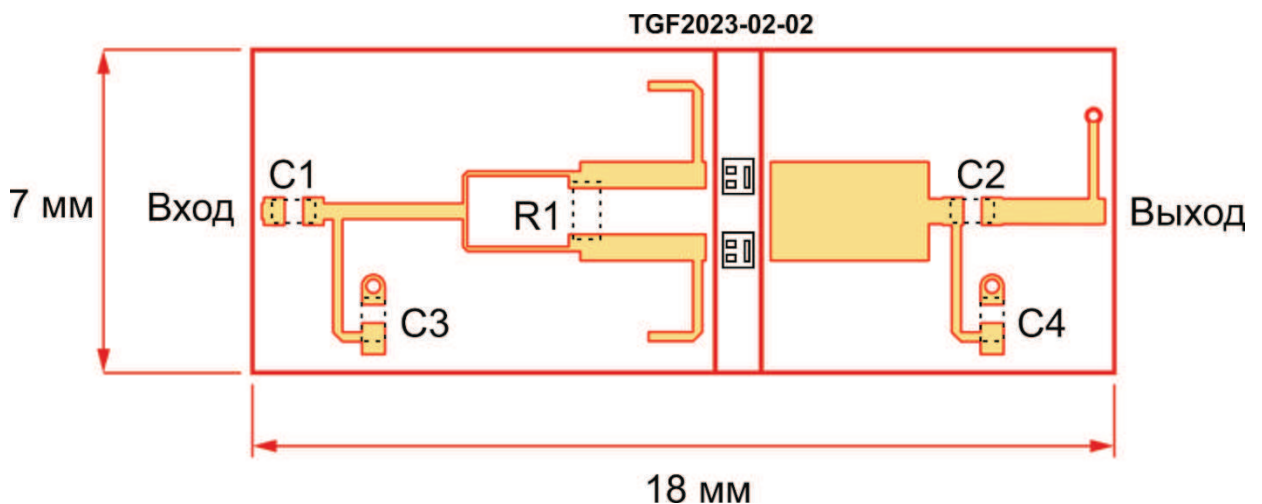


Рисунок 4.26 - Топология оконечного усилителя мощности

Результаты моделирования усилителя мощности представлены на рисунках 4.27 и 4.28.

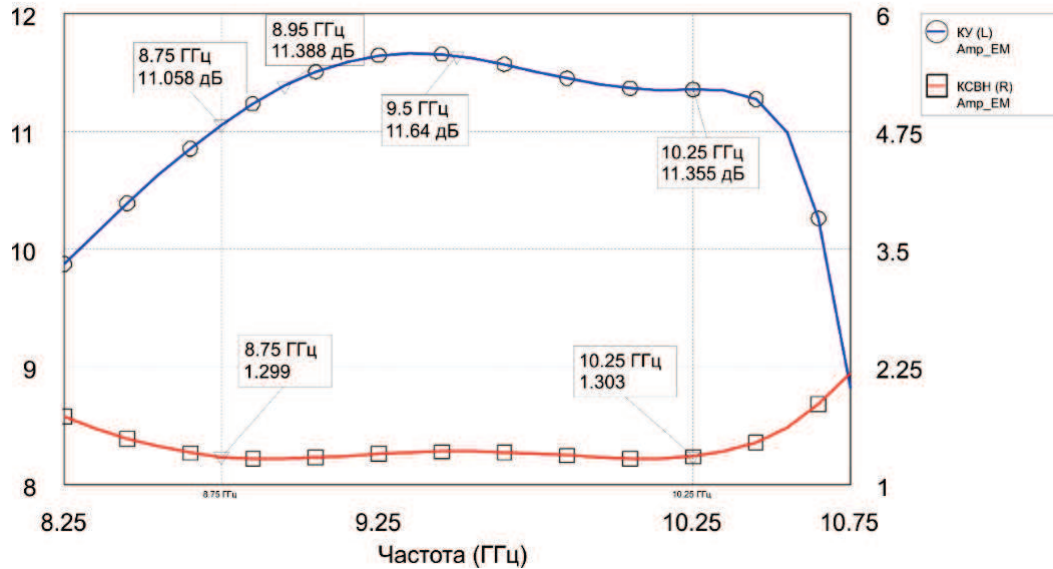


Рисунок 4.27 - Частотные характеристики оконечного усилителя мощности

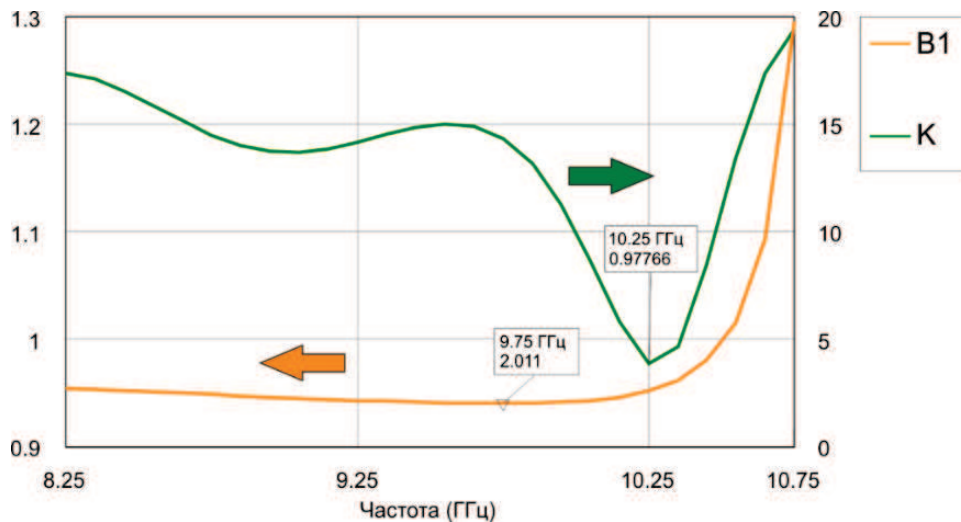


Рисунок 4.28 - Зависимость коэффициентов устойчивости оконечного усилителя мощности от частоты

Рабочая полоса частот составила 8,75-10,5 ГГц. Коэффициент усиления в полосе составил 11-11,4 дБ (неравномерность 0,4 дБ). Максимальная выходная мощность составила 15 Вт. Выходной коэффициент стоячей волны был меньше двух во всей полосе рабочих частот. График зависимости коэффициентов устойчивости оконечного УМ представлен на рисунке 4.28, из которого видно, что разработанный УМ устойчив во всем диапазоне рабочих частот.



### 4.3.3. Изготовление и измерение параметров предварительного усилителя мощности

Для экспериментального подтверждения точности предложенной нелинейной модели транзисторов было осуществлено изготовление опытного образца предварительного УМ.

Для упрощения процесса согласования GaN – кристалла с входом/выходом усилителя и улучшения теплообмена с внешней средой была выбрана 250 мкм толщина подложки. В качестве материала используется керамика алюмооксидная с содержанием  $Al_2O_3$  от 98 до 100% марки ВК 100-1, имеющая высокую теплопроводность, высокую механическую прочность и предназначенную для изготовления микросхем СВЧ повышенной точности, работающих в условиях повышенных температур. Характеристики выбранного материала представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Характеристики материала диэлектрической подложки

Параметр	Значение
Относительная диэлектрическая проницаемость	9,8 – 10,6
Тангенс угла диэлектрических потерь	$10^{-4}$
Диапазон достигаемой шероховатости, мкм	0,025-0,1
Теплопроводность, Вт/см $^{\circ}C$	0,23
Величина напряжения пробоя, МВт/см	0,4

В качестве проводника используется медная микрополосковая несимметричная линия (МПЛ), выполненная по тонкопленочной технологии на основе вакуумного напыления.

Первый слой проводника – высокоомный материал с хорошими адгезионными свойствами, коэффициент теплового линейного расширения (КТЛР) которого с высокой точностью должен совпадать с КТЛР диэлектрической подложки. В качестве адгезионного слоя выступает хром (Cr), толщина которого составила 0,3 мкм.

Второй слой проводника – металл с высокой проводимостью. Наиболее распространенными материалами для вакуумного напыления являются медь (Cu) бескислородная марки МБ (ГОСТ 10988-75) и медь вакуум-плавленная гранулированная (БКО 028.007 ТУ).

Третий слой МПЛ должен обеспечивать защиту от воздействий внешней среды и лужения всего проводника либо его части для проведения монтажных операций. Материалом третьего слоя целесообразно выбрать золото (Au) толщиной 3 мкм. Для лучшего сцепления золота и меди между ними необходимо напылить 1 мкм слой никеля (Ni). Структура слоёв СВЧ платы представлена на рисунке 4.29.

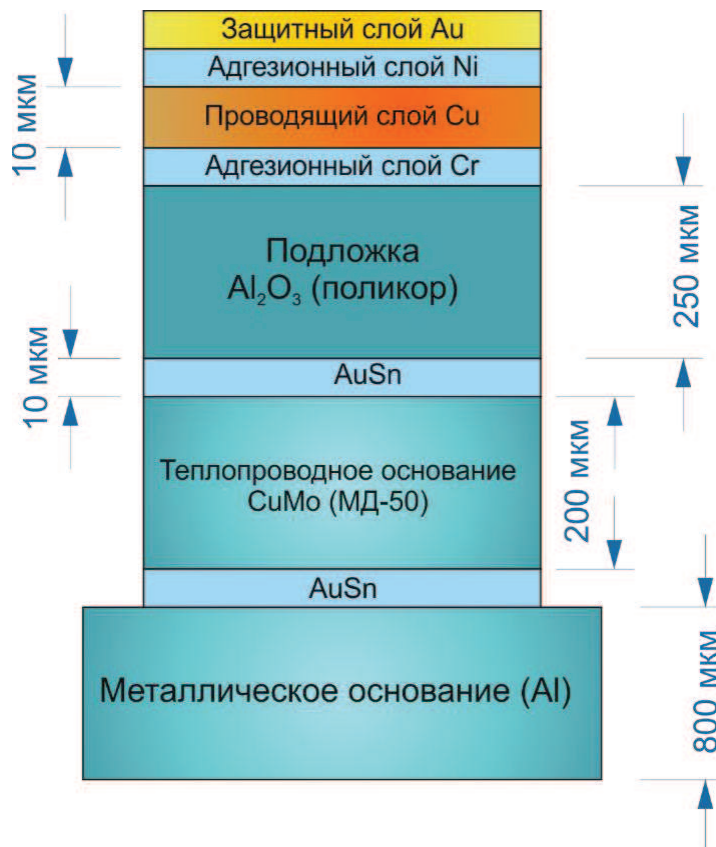


Рисунок 4.29 – СВЧ плата усилителя мощности

Жесткие требования к обеспечению необходимой температуры канала GaN транзистора привели к тому, что транзистор и диэлектрическую плату располагают на высокотеплопроводном слое из сплава медь-молибден (МД-50) толщиной 450 мкм и 200 мкм соответственно. Для пайки кристалла к теплопроводному основанию используется эвтектический контакт 10-25 мкм

припоем сплава золото-сурьма (AuSn). Температура пайки составляет плюс 320 °С. В качестве металлического основания, необходимого для придания жесткости конструкции усилителя, выступает алюминиевый экран, толщиной 800 мкм. Технология монтажа мощного GaN транзистора показана на рисунке 4.30.

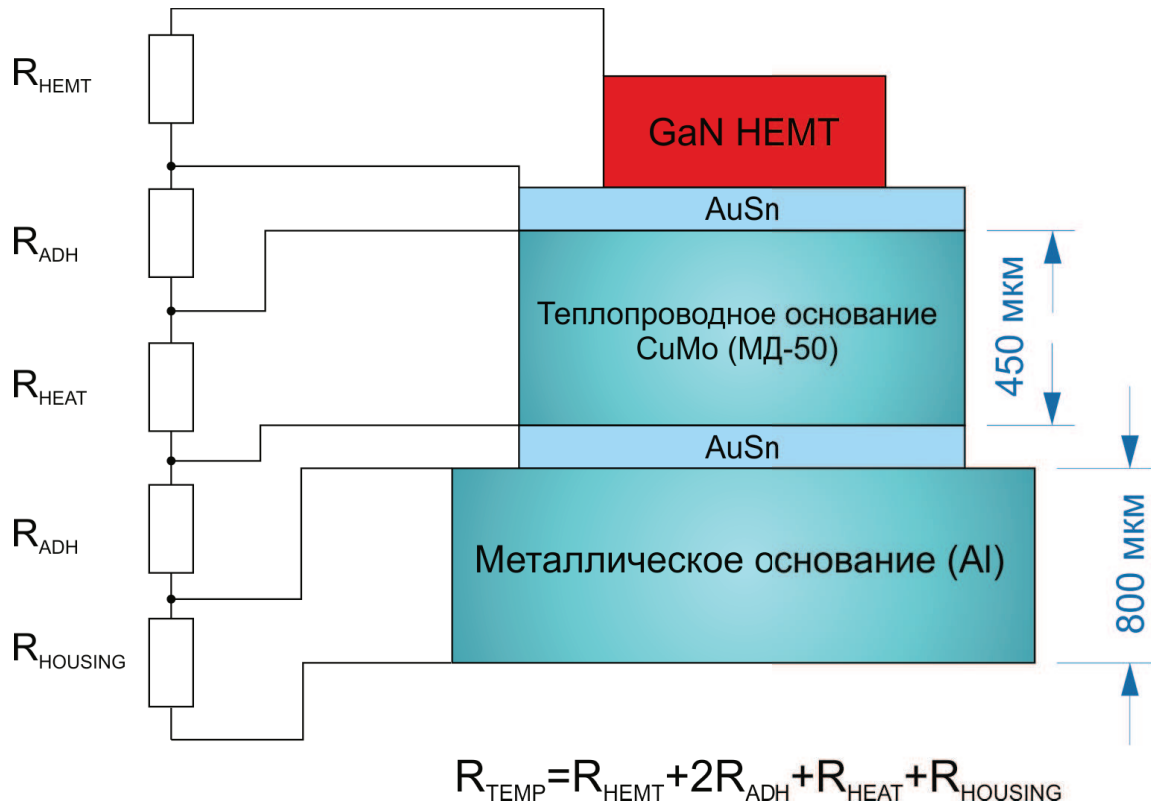


Рисунок 4.30 – Технология посадки мощного GaN транзистора

Транзистор соединяется с подводящими линиями посредством перемычек. Материалом соединительных перемычек, характеристики которых представлены в таблице 4.3, выступает золото. Также перемычки используются для соединения контактных площадок питания и смещения транзисторов с выводами питания на корпусе.

Таблица 4.3 – Характеристики соединительных перемычек

Параметр	Значение
Длина, мкм	400 (вход) 400 (выход)
Диаметр, мкм	18
Высота подвеса над подложкой, мкм	50-150
Материал перемычек	Золото (Au)

Для учета влияния перемычек на характеристики усилителя мощности воспользуемся следующими выражениями для расчета эквивалентных индуктивностей перемычек [93]:

$$Z_0(w_{\Pi}, h_{\Pi}, e_{\Pi}) = \frac{60}{\sqrt{e_{\Pi}}} \ln\left(\frac{8h_{\Pi}}{w_{\Pi}} + \frac{0.25w_{\Pi}}{h_{\Pi}}\right) \text{ для } \frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} \leq 1, \quad (4.6)$$

$$Z_0(w_{\Pi}, h_{\Pi}, e_{\Pi}) = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{e_{\Pi}}}}{\frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} + 1.444\right)} \text{ для } \frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} \geq 1, \quad (4.7)$$

$$w_{\Pi} = (n - 1)D, \quad (4.8)$$

$$L_e = \frac{nZ_0}{300}, \quad (4.9)$$

где  $Z_0(w_{\Pi}, h_{\Pi}, e_{\Pi})$  – характеристическое сопротивление перемычек, Ом;

$n$  – количество параллельных перемычек;

$D$  – расстояние между перемычками, мм;

$h_{\Pi}$  – высота подвеса перемычек, мм;

$L_e$  – эквивалентная погонная индуктивность набора перемычек,  $\frac{\text{нГн}}{\text{мм}}$ .

Количество перемычек на входе/выходе GaN кристалла подбиралось из условия оптимального согласования (паразитная индуктивность, вносимая перемычками, компенсирует емкостной характер выходного сопротивления транзистора) и равняется два и два соответственно для TGF2023-2-01, четыре и четыре для TGF2023-2-02. Дальнейшее увеличение количества входных перемычек позволяет улучшить входной КСВ и общий коэффициент усиления, но сужает рабочую полосу УМ. Диаметр и материал перемычек подбирался из технологических возможностей и предельно допустимых значений постоянного и переменного тока, проходящего через них. Значение тока рассчитывалось исходя из расчетного КПД, уровня входной мощности, потерь в цепях подачи питания и СТЦ. Максимальная амплитуда тока (переменная и постоянная составляющие) на перемычках с учетом их количества составила 0,5 А.

Высокие плотности мощности на выходе GaN транзисторов приводят к необходимости расчета максимально допустимой температуры корпуса усилителя

для обеспечения требуемого теплового режима, параметры которого указаны в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Тепловые параметры усилителя мощности

Параметр	Значение
Диапазон рабочих температур усилителя	От минус 55°C до плюс 85°C
Режима работы	Импульсный/непрерывный
Длительность импульса, мкс	200
Q – скважность	7
Выходная импульсная мощность, Вт	16
Предельная поверхностная плотность тока линий передач, А/мм <sup>2</sup>	200
Максимально допустимая температура корпуса, °C	150

Температура транзисторов, являющимися источниками тепла, должна находиться в пределах, определяемых технологией изготовления, материалом полупроводника, типом диэлектрической подложки кристалла. Параметры теплового режима входящих в усилитель мощности транзисторов показаны в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – Тепловые параметры транзисторов

Параметр	Значение		
	GaAs	1 секция GaN	2 секции GaN
$T_{HEMT_i}$ – максимально допустимая температура кристалла, °C	150	225	225
Тепловое сопротивление, °C/Вт	138	16	10,5
$P_{DIS_i}$ – рассеиваемая мощность, Вт	0,54	4,1	7,9

Монтаж всех транзисторов соответствует рисунку 4.30. Тепловое сопротивление перехода транзистор-корпус определяется следующим выражением:

$$R_{\Sigma i} = 2R_{AuSn} + R_{CuMo} + R_{Cu} + R_{HEMT_i}, \quad (4.10)$$

где  $R_{AuSn}$  – тепловое сопротивление эвтектики, °C/Вт;

$R_{CuMo}$  – тепловое сопротивление тепловодного основания МД – 40, °C/Вт;

$R_{HEMT_i}$  – тепловое сопротивление  $i$  – го кристалла, °C/Вт.

Тепловое сопротивление слоя определяется как:

$$R_t = \frac{1}{K_t} \cdot \frac{h}{S}, \quad (4.11)$$

где  $K_t$  – коэффициент теплопроводности материала слоя,  $\frac{\text{Вт}}{\text{м}\cdot\text{К}}$ ;

$h$  – толщина слоя, мм;

$S$  – контактная площадь, мм<sup>2</sup>.

В расчетах используем простейшую тепловую модель, в которой рассеиваемая мощность полностью уходит вниз через теплопроводное основание вертикальным потоком. В этом случае контактные площади всех слоев равны между собой и соответствуют площади источника тепла – полупроводникового кристалла.

При работе в импульсном режиме максимально допустимая температура корпуса усилителя мощности определяется выражением:

$$T_{BASE} = \min \left( T_{HEMT_i} - R_{\Sigma_i} P_{DIS_i} * \frac{1}{Q} \right), \quad (4.12)$$

Результаты теплового расчета сведены в таблицу 4.6.

Таблица 4.6 – Результаты теплового расчета

Параметр	Значение		
	GaAs	1 секция GaN	2 секции GaN
Рабочая температура кристалла, °С	149,73	155	163,13
$T_{BASE}$ – максимально допустимая температура корпуса, °С	136		

Проведённый тепловой расчет показал, что рассмотренная технология посадки мощных GaN и GaAs транзисторов обеспечивает эффективный теплоотвод от полупроводниковых кристаллов.

На основе проведённого расчета топологии и технологии изготовления был разработан СВЧ усилитель мощности, фотография которого представлена на рисунке 4.31.

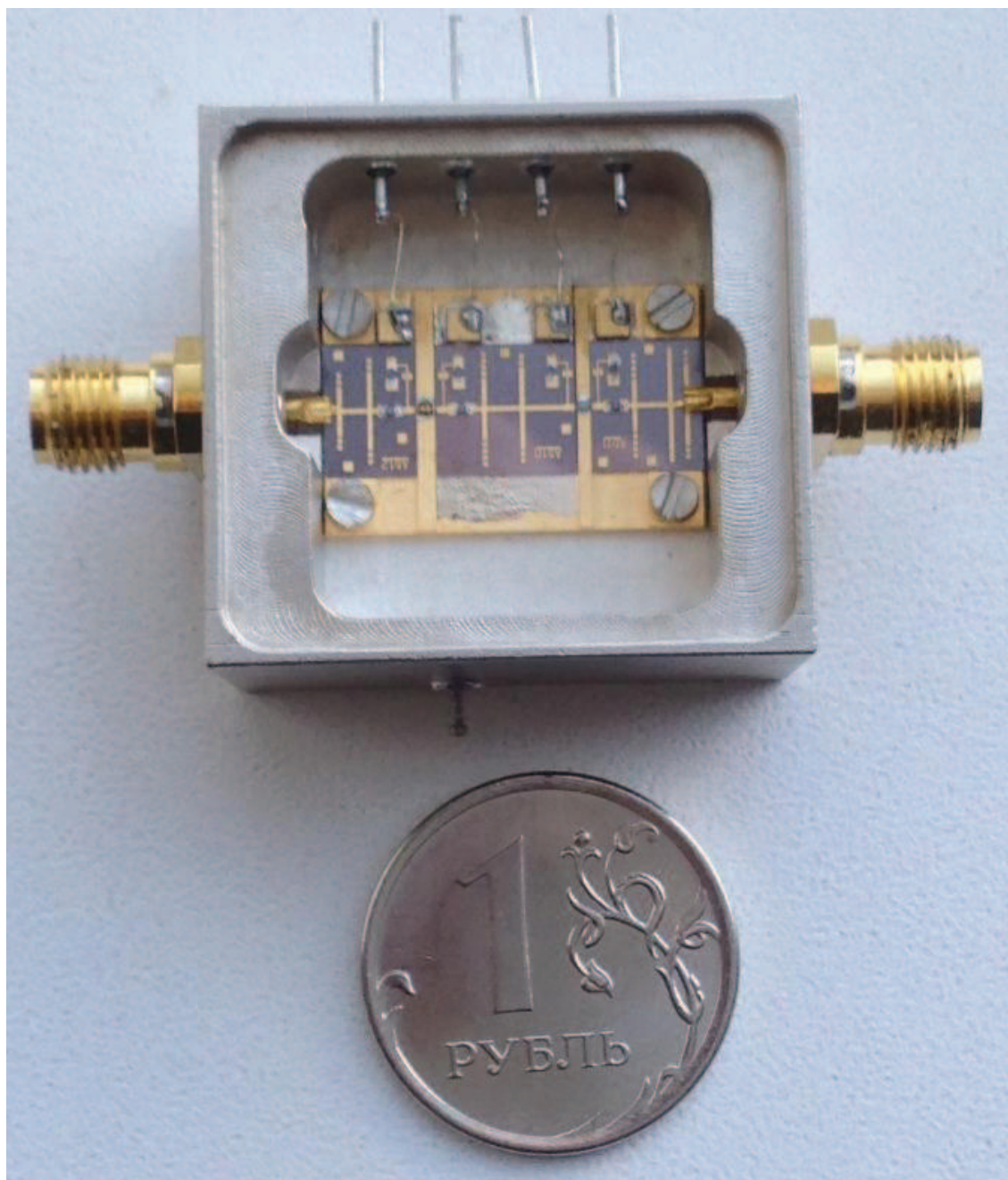


Рисунок 4.31 – Фотография разработанного СВЧ усилителя мощности

Измерение характеристик УМ проводилось на контрольно-измерительной аппаратуре (КИА), структурная схема подключения которого представлена на рисунке 4.32.

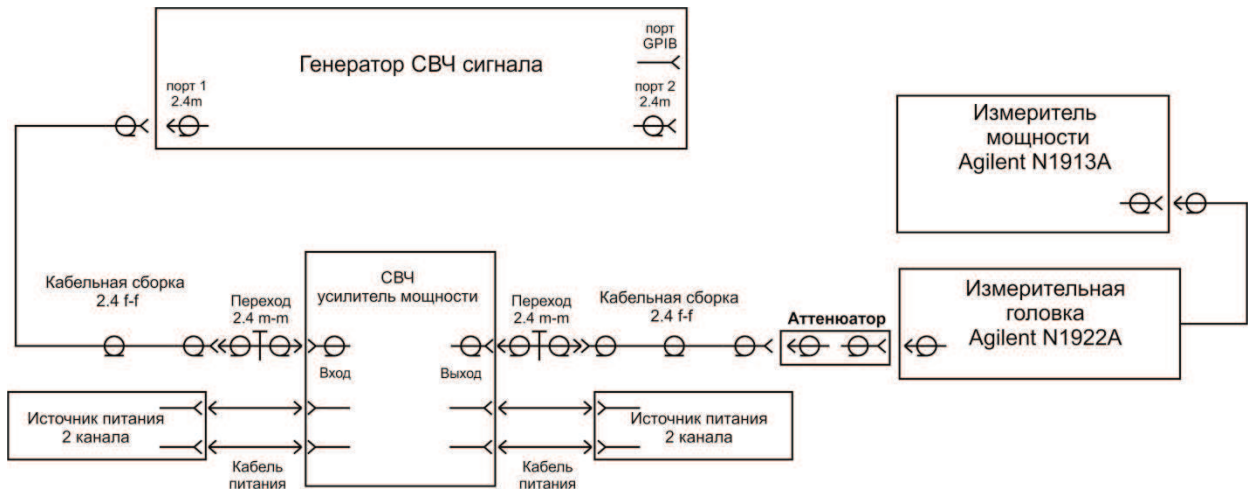


Рисунок 4.32 – Структурная схема КИА для измерений мощностных характеристик СВЧ УМ

Частотные характеристики разработанного УМ получили хорошее согласование с результатами моделирования, что говорит о корректности предложенной нелинейно модели транзисторов. Максимальная выходная мощность в рабочем диапазоне частот составила 4,5 Вт. Неравномерность КУ по мощности составила 0,9 дБ. Минимальный КУ составил 19,3 дБ. КПД разработанного УМ составляет 47%.

#### 4.4. Разработка элементов цифрового приёмопередающего модуля

Для оценки возможностей предложенной в диссертационной работе структуры модуля ЦАР необходимо оценить его массогабаритные характеристики, а также проработать вопросы, связанные с топологией и конструкцией. В разделе описывается процесс разработки элементов конструкции передающего и приёмного тракта широкополосного модуля дециметрового диапазона. Данный диапазон был выбран из-за коммерческой доступности всей необходимой элементной базы и возможности изготовления экспериментального образца.

Модуль ЦАР конструктивно состоит из трех печатных плат – платы формирования тактовых импульсов, передающего и приёмного трактов. В соответствии с ГОСТ 23751-86 был выбран четвертый класс точности печатных



плат. В качестве диэлектрического основания печатных плат использовался стеклотекстолит FR-4, толщиной 2 мм и относительной диэлектрической постоянной  $\epsilon_r = 4,4 \dots 4,8$ .

Плата формирования тактовых импульсов – односторонняя, двухслойная. На верхнем слое размещаются навесные элементы и топологический рисунок. Нижний слой платы выступает в качестве земли. Для экспериментального образца на плате располагается также вторичный источник питания (ВИП). ВИП состоит из двух понижающих трансформаторов и формирует из бортового источника плюс 28В необходимые для модуля ЦАР уровни напряжений (плюс 5В, плюс 3,3В, плюс 1,8В). Перед трансформаторами в цепь ВИП включен стабилизатор напряжения, защищающий последующие элементы схемы от нестабильностей бортового ИП.

Для снижения влияния шумов, вносящих паразитную постоянную составляющую в синхросигнал, последний выполнен в дифференциальном виде. Цепь дополнительного постоянного смещения плюс 0,45В необходима для корректной работы ССЧ в составе передающего тракта модуля ЦАР. Внешний вид платы формирования тактовых импульсов представлен на рисунке 4.33.

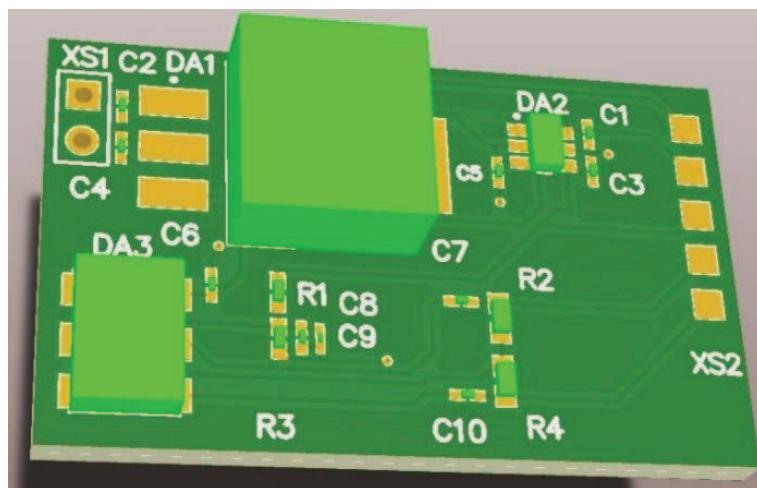


Рисунок 4.33 – Внешний вид платы формирования тактовых импульсов

Габаритные размеры платы составили  $20 \times 30$  мм. Шаг между контактами разъемов составлял 1,27 мм. Вся элементная база была подобрана из коммерчески доступных образцов.

#### 4.4.1. Формирователь сигнала передающего тракта

Ключевым элементом передающего тракта модуля ЦАР является ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ, совмещенный с КМ. В состав ССЧ также входит микроконтроллер с 34 8-битными регистрами внутренней памяти, позволяющими хранить временные данные для управления ССЧ. Доступ к регистрам осуществляется через универсальный последовательный SPI интерфейс. Общие характеристики ССЧ представлены в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Характеристики выбранного ССЧ

Параметр	Значение
Наименование	ADRF6755
Частотный диапазон, МГц	100 – 2100
Максимальный уровень выходной мощности, дБм	4
Разрешение по частоте, Гц	1

Управление фазой выходного колебания передающего тракта модуля ЦАР осуществляется с помощью входящего в состав ССЧ КМ. Источником синфазного и квадратурного цифрового сигнала КМ является ЦАП AD9743 фирмы Analog Devices. Его характеристики представлены в таблице 4.8.

Таблица 4.8 – Характеристики выбранного ЦАП

Параметр	Значение
Наименование	AD9743
Разрядность, бит	10
Максимальная частота дискретизации	250 МГц

Частота дискретизации ЦАП равна 100 МГц и задается частотой следования импульсов внешнего генератора тактовых импульсов, поступающих на дифференциальные контакты CLK<sub>N</sub> и CLK<sub>P</sub> микросхемы ЦАП. Входными данными для ЦАП выступают два десятиразрядных слова (I и Q), представленные в параллельном формате данных в виде сигналов ТТЛ логики. Формирование требуемых I/Q сигналов осуществляется в ЦВМ.

Синфазный и квадратурный сигналы являются дифференциальными сигналами с максимальной амплитудой равной 0,45 В и постоянным смещением равным 0,5 В.

Для устранения широкополосного шума ЦАП на выходе синфазного и квадратурного канала ЦАП расположены ФНЧ с частотой среза 100 МГц. Топология и амплитудно-частотная характеристика фильтров показана на рисунке 4.34.

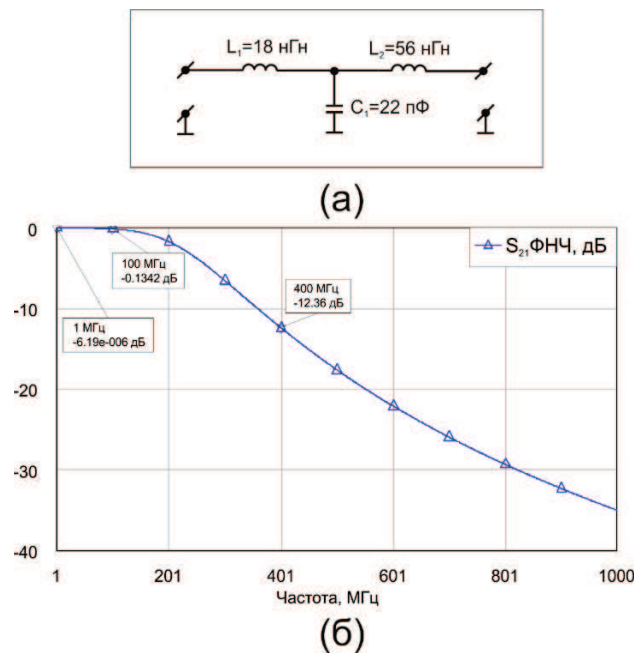


Рисунок 4.34 – Топология (а) и АЧХ фильтра на выходе ЦАП (б)

Сигнал с выходного КМ поступает на микросхему GaAs предварительного усилителя мощности MGA-30889 фирмы Avago Technologies. В качестве модели усилителя мощности и выходного сигнала ССЧ использовались их S-параметры. Моделирование цепей связи и подачи смещения осуществлялось с помощью S-параметров использованных сосредоточенных элементов. Зависимость выходной мощности модели передающего тракта модуля ЦАР от частоты несущего колебания и температуры микросхемы ССЧ представлена на рисунке 4.35.

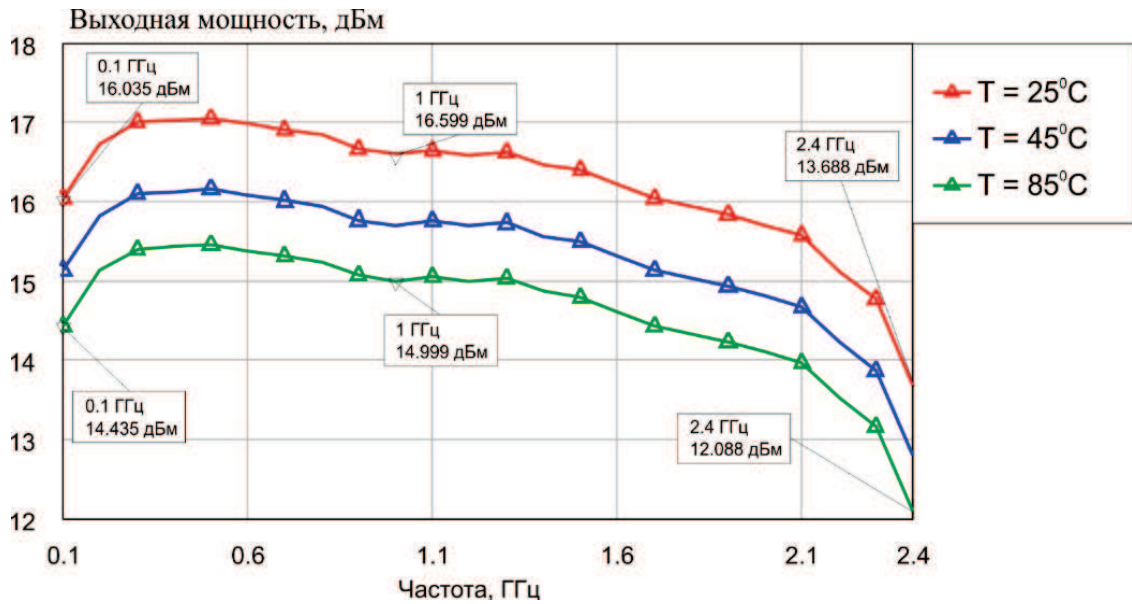


Рисунок 4.35 – Зависимость выходной мощности передающего тракта модуля ЦАР от температуры корпуса ССЧ

Плата передающего тракта модуля состоит из трех слоёв – двух сигнальных и одного заземляющего. Элементы схемы расположены с верхней стороны платы. На выходе всех контактов цифровой земли микросхем передающего тракта расположены индуктивности для устранения влияния аналоговых сигналов на цифровые через общую землю. В качестве СВЧ разъемов выступают фланцевые разъёмы SMA-типа 2.4-м. КСВ разъема в полосе частот 100 МГц – 2,1 ГГц составляет менее 1,2. Габаритные размеры платы составили 20 × 70 мм. Внешний вид печатной платы представлен на рисунке 4.36.

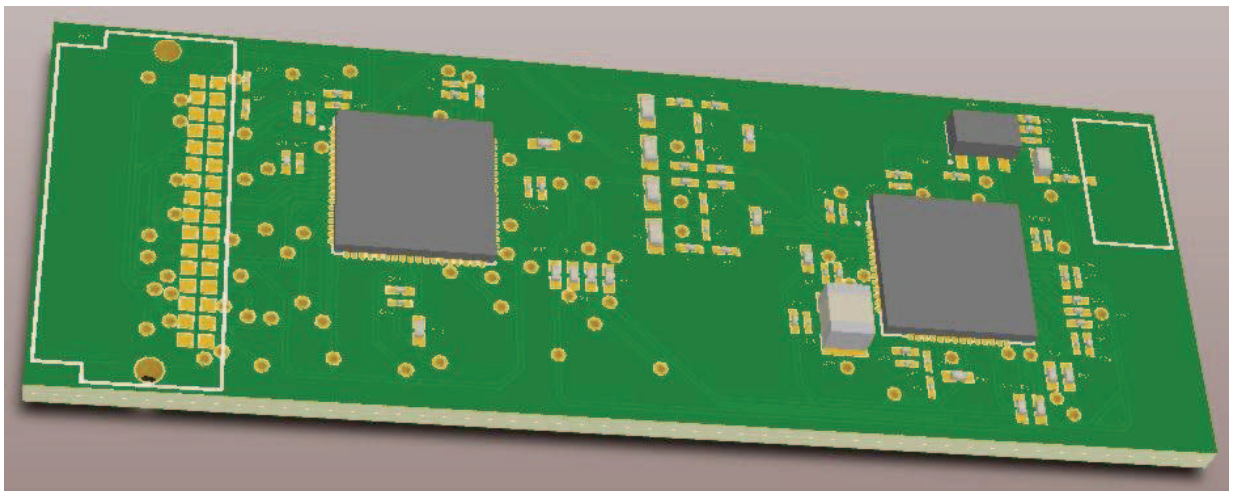


Рисунок 4.36 – Внешний вид платы цифровой части передающего тракта модуля

#### 4.4.2. Цифровая часть приёмного тракта

Цифровая часть приёмного тракта модуля ЦАР состоит из АЦП и схемы формирования дифференциального сигнала. В качестве преобразователя выступает АЦП ADC12J4000 фирмы Texas Instruments.

Для достижения высокого отношения сигнал/шум современные высокоскоростные АЦП имеют дифференциальный СВЧ вход. Амплитуда входного напряжения дифференциального сигнала для выбранного АЦП должна быть не более  $V_{P-P} = 1\text{В}$ .

В качестве основного преобразующего элемента выступает СВЧ трансформатор ETC1-1-13TR фирмы M/A-COM Technology Solutions с коэффициентом трансформации  $K = 1$ .

Источником напряжения  $V_{VP}$  является контакт VCM выбранного АЦП. С учетом потерь трансформатора и паразитного комплексного сопротивления конденсаторов, максимальная мощность на входе трансформатора составляет  $P_{BALUN} = 11,6$  дБм. Эпюры напряжений дифференциальных сигналов на входе АЦП для частоты 500 МГц в этом случае показаны на рисунке 4.37.

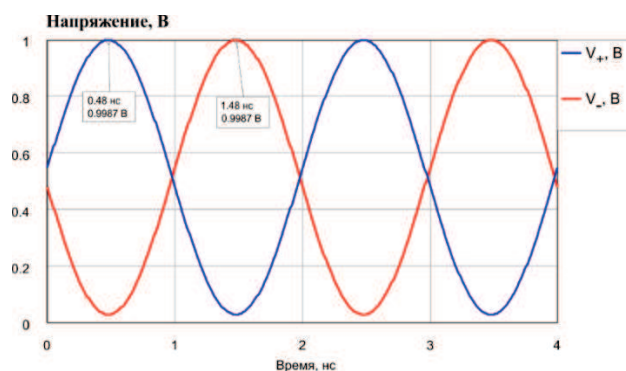


Рисунок 4.37 – Эпюры напряжений на дифференциальном входе АЦП

Плата цифровой части приёмного тракта модуля ЦАР состоит из трех слоёв – двух сигнальных и одного заземляющего. Габаритные размеры платы составили  $15 \times 45$  мм. Внешний вид печатной платы представлен на рисунке 4.38.

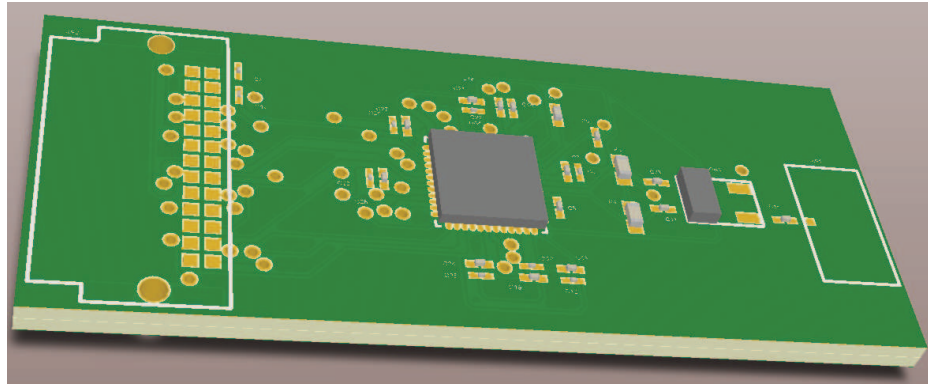


Рисунок 4.38 – Внешний вид платы цифровой части приёмного тракта модуля

Приёмный тракт обеспечивает преобразование СВЧ сигнала непосредственно на несущей в полосе частот до 3 ГГц. Для определения коэффициента шума и динамического диапазона требуется разработка аналоговой части приёмного тракта модуля ЦАР, что является отдельной сложной технической задачей и в диссертационной работе не рассматривается.

#### 4.4.3. Технико-экономические обоснование разработки модуля

Конечная стоимость модуля ЦАР определяется рядом факторов – технологией, частотным диапазоном, уровнем выходной мощности и т.д. Для оценки стоимости предложенного в диссертационной работе модуля ЦАР была выбрана коммерчески доступная элементная база, состоящая как из отечественных, так и зарубежных компонентов, необходимая для разработки печатных плат, описанных в разделе 4.4. Общая смета расходов включала в себя закупку всех элементов, монтаж на печатные платы, а также корпусирование. Общая стоимость модуля составила 12180 рублей.

Наибольший вклад в общую стоимость модуля вносит АЦП, позволяющий оцифровывать сигнал на частотах вплоть до 2 ГГц (6800 руб.). Стоимость ССЧ на цифровом кольце ФАПЧ (вместе с ГУН) в диапазоне до 18 ГГц не превосходит 2000 руб.

Габаритные размеры ФС и цифровой части приёмного тракта модуля ЦАР практически не зависят от частоты несущего колебания а целиком определяются технологией изготовления (количество слоёв, LTCC, класс точности

изготовления), реализацией сосредоточенных элементов (навесные, монолитно-интегральные) используемыми микросхемами.

Для уменьшения габаритов модуля ФС и цифровая часть приёмного тракта выполняются на одной многослойной печатной плате. При использовании четырехслойной печатной платы без LTCC, габаритные размеры цифровой части модуля с учетом корпуса не превышают  $25 \times 70 \times 30$  мм.

## **Выводы**

1. Разработана тестовая плата, позволяющая провести измерения и настройку одно- и многосекционных мощных СВЧ транзисторов в диапазоне от 100 МГц до 20 ГГц.
2. Разработаны и верифицированы нелинейные модели ряда отечественных и зарубежных мощных GaAs и GaN СВЧ транзисторов. Ошибка при моделировании входных и выходных сопротивлений транзисторов при этом составляла не более 7% в рабочей полосе частот.
3. Экспериментально подтверждено увеличение КПД усилителей мощности, разработанных на основе предложенной в диссертационной работе модели, на 3 – 5 % в диапазоне частот 8,5 – 10,5 ГГц по сравнению с традиционными моделями.
4. На основании предложенной нелинейной модели разработан СВЧ усилитель мощности, диапазон рабочих частот которого составил 8,5 – 9,5 ГГц, выходная мощность – не менее 4,5 Вт, КПД – не менее 47%.
5. Разработанные топологии передающего и приёмного тракта модуля ЦАР обладают малыми массогабаритными характеристиками, а также низкой стоимостью, что позволяет использовать предложенную структуру модуля в ЦАР бортовых РЭС.

## Заключение

В диссертационной работе были получены следующие результаты:

В диссертационной работе были получены следующие результаты:

1. Предложена структура модуля, позволяющая уменьшить габариты и массу многоэлементной бортовой ЦАР за счет исключения СВЧ распределительной системы и управляемых фазовращателей.
2. Рассмотрена аналитическая модель формирователя сигналов, позволившая оценить влияние ошибок ССЧ и КМ на выходной сигнал модуля ЦАР и сформировать требования к амплитудно-фазовому балансу КМ и уровню спектральной плотности шумов СВЧ генератора несущей – ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ.
3. Построена модель, позволяющая провести оценку и сравнение энергопотребления традиционной АФАР и ЦАР с предложенной структурой модуля. Результаты моделирования показали, что предложенная структура модуля обеспечивает снижение энергопотребления бортовой ЦАР на 3 – 5 % в диапазоне частот 1 – 18 ГГц при использовании коаксиальной разводки и на 2 – 3 % в диапазоне частот 10 – 40 ГГц при использовании волноводной разводки. Увеличение количества излучателей и требуемой выходной мощности приводит к дальнейшему уменьшению энергопотребления.
4. Разработана тестовая плата, обеспечивающая измерения и настройку одно – и многосекционных мощных СВЧ транзисторов в диапазоне от 100 МГц до 20 ГГц.
5. Разработаны и верифицированы нелинейные модели ряда отечественных и зарубежных мощных GaAs и GaN СВЧ транзисторов. Ошибка при моделировании входных и выходных сопротивлений транзисторов при этом составляла не более 7% в рабочей полосе частот.
6. Экспериментально подтверждено увеличение КПД и уровня выходной мощности усилителей, разработанных на основе предложенной в



диссертационной работе модели, на 3 – 5 % и 8 – 10% соответственно в диапазоне частот 8,5 – 10,5 ГГц по сравнению с моделью Ангелова.

7. На основании предложенной нелинейной модели разработан СВЧ усилитель мощности, диапазон рабочих частот которого составил 8,5 – 9,5 ГГц, выходная мощность не менее 4,5 Вт, КПД не менее 47%.
8. Разработанные топологии передающего и приёмного тракта модулей ЦАР обладают малыми массогабаритными характеристиками, а также низкой стоимостью, что позволяет использовать предложенную схему модуля в бортовых РЭС.

Результаты диссертационной работы внедрены в работах ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга» и НЦ СРМ МАИ. Акты о внедрении представлены в приложении.

Представленные в диссертационной работе результаты внедрены в учебный процесс на кафедре «Радиофизика, антенны и микроволновая техника» МАИ при чтении лекций и проведении практических занятий по дисциплине «Передающие модули СВЧ и оптического диапазона», а также вошли в 2015 году в состав учебного пособия «Антенные решетки современных радиоэлектронных систем» (авторский 1 п.л.).

Результаты исследований, проведённых в процессе выполнения диссертационной работы опубликованы в 18 печатных работах, из них 6 научных статей в журналах из перечня ВАК, 11 тезисов докладов и одно учебное пособие.

### Список используемых сокращений

АТ – аттенюатор

АФАР – активная фазированная антенная решетка

АФР – амплитудно-фазовое распределение

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

БПФ – быстрое преобразование Фурье

ВАХ – вольт-амперная характеристика

ВАЦ – векторный анализатор цепей

ВИП – вторичный источник питания

ГИС – гибридно-интегральная схема

ГТИ – генератор тактовых импульсов

ГУН – генератор управляемый напряжением

ДН – диаграмма направленности

ДПКД – делитель с дробно-переменным коэффициентом деления

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

ИФД – импульсно-фазовый детектор

КДМ – квадратурный демодулятор

КДСМ – кольцевой делитель-сумматор мощности

КМ – квадратурный модулятор

КПД – коэффициент полезного действия

КСВ – коэффициент стоячей волны

КТЛР – коэффициент теплового линейного расширения

КУ – коэффициент усиления

ЛЧМ – линейно-частотная модуляция

МИС – монолитно-интегральная схема

МК – микроконтроллер

МПЛ – микрополосковая линия

ОКГ – опорный кварцевый генератор

ПЗУ – постоянное запоминающее устройство  
ППМ – приёмопередающий модуль  
РЛС – радиолокационная система  
РЭБ – радиоэлектронная борьба  
РЭС – радиоэлектронная система  
САПР – среда автоматизированного проектирования  
ССЧ – синтезатор сетки частот  
СТЦ – согласующе-трансформирующая цепь  
ТЗ – техническое задание  
ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика  
ТТП – транзистор на тестовой плате  
УМ – усилитель мощности  
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты  
ФВ – фазовращатель  
ФС – формировать сигналов  
ФЧХ – фазо-частотная характеристика  
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь  
ЦАР – цифровая антенная решетка  
ЦВМ – центральная вычислительная машина  
ЦДО – цифровое диаграммообразование  
ЦСП – цифровой сигнальный процессор  
ЭМС – электромагнитная совместимость

### Список литературы

1. Применение перспективных радиолокационных методов при разработке бортовых РЛС // Научно-техническая информация. Серия: Авиационные системы. – М.: НИЦ ГосНИИАС, 2002. № 4-5.
2. Колпаков, К.М., Павлов, А.М. Состояние и тенденции развития бортовых вычислительных систем перспективных летательных аппаратов. Ч. 1 – 2. Аналитический обзор по материалам зарубежной информации / Под ред. Е.А. Федосова. – М.: НИЦ ГосНИИАС, 2008.
3. Поповкин, В. Мы не можем позволить себе закупать плохое вооружение /В. Поповкин // Военно-промышленный курьер. – 2011. – №8 (374).
4. Верба, В. Концептуальные подходы к построению информационно-управляющих систем воздушно-космической обороны нового поколения /В. Верба // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон- НИИР». – М.: ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР», 2011. № 3-4 (16).
5. Воскресенский, Д.И. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. с. – 488.
6. Евстропов, Г.А., Иммореев, И.Я. Цифровые методы формирования диаграмм направленности приемных антенных решеток / Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского // Проблемы антенной техники. – М.: Радио и связь, 1989. – с. 368.
7. Гуськов, Ю. Н. Унифицированные БРЛС – очередной этап развития / Ю.Н. Гуськов // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон- НИИР». – М.: ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР», 2011. № 3-4 (16).
8. Гуськов Ю. Н. Технология разработки БРЛС с АФАР/ Ю.Н. Гуськов , Н.Ю. Жибуртович // Вопросы радиоэлектроники. Серия РЛТ. – 2014. – Вып. 3. – С.25.

9. Евстигнеев, А. Полнофункциональный модуль бортовой АФАР L-диапазона / А. Евстигнеев, Г. Колодыко, В. Аронов, Л. Кравцов, С. Поляков, А. Шишкань // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон- НИИР». М.: ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР», 2011. № 3 – 4 (16).
10. Гостюхин, В.Л. Активные фазированные антенны решетки / В.Л. Гостюхин, В.Н. Трусов, К.Г. Климачев, Ю.С. Данич. – М.: Радио и связь, 1993, с. 272.
11. URL: <http://www.micran.ru/>
12. URL: <http://www.niipp.ru/>
13. Monastirev E., Kevruh S., Moloshnikov V., Denisov P., Akimov A., Ponomarev A. LTCC based planar modules for X-band AESA // *2011 21th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2011, Sevastopol, pp. 195 – 197.
14. URL: <http://www.pulsarnpp.ru/>
15. URL: <http://www.istokmw.ru/>
16. URL: <http://www.mwsystems.ru/>
17. Joshin K., Kikkawa T., Masuda S., Watanabe K. Outlook for GaN HEMT Technology // *FUJITSU Scien Tech. J.*, January 2014, Vol. 50, №.1, pp. 138-143
18. URL: <http://www.limemicro.com/>
19. URL: <http://www.analog.com/en/index.html>
20. Малахов, Р.Ю. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // *Научный вестник МГТУ ГА.* – 2012, №186. – с. 176 – 183.
21. URL: <http://www.ti.com/>
22. URL: <http://www.e2v.com/>
23. URL: <http://www.hittite.com/>
24. Manz B. ADCs and DACs in EW: Far More Than Bit Players // *Journal of Electronic Defense*, volume 35, № 2, 2012, pp. 32–39.

25. Remoted Analog-to-Digital Converter with De-serialization and Reconstruction (RADER), Broad Agency Announcement. DARPA-BAA-09-51, Microsystems Technology Office, May 28, 2009, P. 38.
26. Keller J. Programmable Radar and Adaptive Electronic Warfare Take Center Stage, Military & Aerospace Electronics, №4, 2013, pp. 8–15.
27. URL: <http://www.maximintegrated.com/>
28. URL: <http://www.idt.com/>
29. Голуб, В.С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В.С. Голуб // Электроника: НТБ, №3, 2003, с. 28 – 32.
30. Abbasi M., Carpenter S., Zirath H., Dielacher F. A 80–95 GHz direct quadrature modulator in SiGe technology // 2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems (SiRF), Newport Beach, 19-23 Jan. 2014, P. 56 – 58.
31. Ho-Jin Song, Jae-Young Kim, Ajito K., Yaita M., Kukutsu N. Direct quadrature modulator MMIC for future terahertz communications at 300 GHz // 2013 European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Nuremberg 6-8 Oct. 2013, P. 208 – 211.
32. Kaixue Ma, Shouxian Mou, Yisheng Wang, Jinna Yan, Kiat Seng Yeo, Wei Meng Lim. A miniaturized 28mW 60GHz differential quadrature sub-harmonic QPSK modulator in 0.18um SiGe BiCMOS // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Tampa, 1-6 June 2014, P. 1 – 4.
33. Евтянов, С.И., Кулешов, В.Н. Флуктуации в автогенераторах / С.И. Евтянов, В.Н. Кулешов // Радиотехника и электроника. – 1961, том 6, № 4. – С. 496.
34. Slyusar V.I. etc. Experimental radar with 64-channel digital antenna array // 2010 International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), Lviv-Slavske, 2010, pp. 95

35. Zhuo Zhang etc. Measurement and performance of digital monopulse radar array antenna, 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Chengdu, 2010, pp. 983 – 986
36. Patent US20130004180A1. Digital radio transceiver system and method / Gupta D., Mukhanov O., Jan. 3 2013, P. 23
37. Patent US005943010A. Direct digital synthesizer driven phased array antenna / Rudish. R., Magil E., Aug. 24 1999, P. 1
38. Patent US8213876B2. Direct Digital transceiver and method / Sankar et. al, Jul. 3, 2012, P. 14
39. Sha Huan etc. Software-defined system integrated communications based on active phased array radar // 2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE), Beijing, 2011, pp. 508 – 511
40. Garmatyuk D. etc. Radar and data communication fusion with UWB-OFDM soft-ware-defined system // IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2009. ICUWB 2009, Vancouver, 2009, pp. 454 – 458.
41. Keller J. Programmable Radar and Adaptive Electronic Warfare Take Center Stage // Military & Aerospace Electronics, 2013, № 4, P. 8–15.
42. Добычина, Е.М., Кольцов, Ю.В. Цифровые антенные решетки и скоростные аналого-цифровые преобразователи / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов. – М.: Изд-во МАИ, 2012, с. 168.
43. Добычина, Е.М., Кольцов, Ю.В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов. – М.: Изд-во МАИ, 2013, с. 160.
44. Малахов, Р.Ю. Приёмопередающий модуль цифровой антенной решетки / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // Антенны. – 2014. – № 2 (201). – с. 53 – 57.
45. Dobychina, E. Malakhov, R.; Snastin, M. Digital transceiver module for on-board communication system // 16th International Conference on Transparent

- Optical Networks (ICTON-2014), Graz, Austria, 6-10 July 2014, INSPEC Accession Number:14526397, DOI:10.1109/ICTON.2014.6876333, P. 1-4.
46. Ридико, Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001, № 7.
  47. Ткаченко, А. Прямая цифровая модуляция: принципы и решения / А. Ткаченко // Электроника: НТБ, №3, 2014, с. 162–174.
  48. Малахов, Р.Ю. Фазовые ошибки аналоговой части передающего тракта цифровой антенной решетки / Р.Ю. Малахов // Научно-практическая конференция студентов и молодых учёных МАИ «Инновации в авиации и космонавтике – 2011». Москва. Сборник тезисов докладов. – М.: МЭЙЛЕР. – с. 57 – 58.
  49. Кулешов, В.Н., Кочемасов, Д.В. Требования к точности реализации кольцевых автогенераторов квадратурных колебаний / В.Н. Кулешов, Д.В. Кочемасов // Электросвязь. – М.: ООО “Инфо-Электросвязь”, 2013, № 5, с. 27 – 30.
  50. Степанов В.К., Малахов Р.Ю. Исследование амплитудных и фазовых ошибок квадратурных модуляторов // 11-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2012». 13–15 ноября 2012 года, Москва. Тезисы докладов. – СПб.: Мастерская печати, 2012, С. 323-324
  51. Olli M., Lauri A., Mikko V. Digital transmitter I/Q imbalance calibration: real-time prototype implementation and performance measurement // 18th European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010), Aalborg, Denmark, 2010, pp. 537 – 541.
  52. URL: <http://www.triquint.com/>
  53. URL: <http://www.macom.com/>
  54. URL: <http://www.tdk.com/>
  55. URL: <http://www.onsemi.ru.com/>
  56. URL: <http://www.cree.com/>
  57. URL: <http://www.miteq.com/>



58. URL: <http://www.hittite.com/>
59. URL: <http://www.amcomusa.com/>
60. URL: <http://www.nxp.com/>
61. Коколов, А.А., Черкашин, М.В. Построение и характеристики СВЧ монолитных усилителей / А.А. Коколов, М.В. Черкашин // Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 2, декабрь 2011, с. 17 – 23.
62. Кищинский, А.А. Твердотельные СВЧ усилители мощности на нитриде галлия — состояние и перспективы развития / А.А. Кищинский // Материалы 19 международной Крымской конференции “СВЧ и телекоммуникационные технологии” (Крымико 2009), 14 – 18 сентября, Севастополь, Украина, 2009, с. 11 – 16.
63. Воскресенский, Д.И., Гостюхин, В.Л., Максимов, В.М., Пономарев, Л.И. Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев. Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2008, с. 384.
64. Григорьев, А.Д. Электродинамика и микроволновая техника: Учебник. 2-е изд. / А.Д. Григорьев. – СПб: Изд. "Лань", 2007, с. 708.
65. Максимов, В.М. Устройства СВЧ: основы теории и элементы тракта: Учебное пособие для вузов / В. М. Максимов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002, с.72.
66. Малахов, Р.Ю. Усилители мощности цифровых антенных решеток бортовых радиоэлектронных систем / Р.Ю. Малахов // Вестник Московского Авиационного Института. – 2014. – № 2, том 21. – с. 135 – 142.
67. Малахов, Р.Ю. Мощные транзисторы для передатчиков бортовых радиолокационных систем / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2012, №186. – с. 184 – 190.
68. Schuh P. GaN MMIC based T/R-Module Front-End for X-Band Applications // *EwMIC Conference Proceedings*, 2008, pp. 274-277.

69. Kasal M. Microwave solid state power amplifier technology // *2013 Conference on Microwave Techniques (COMITE)*, Pardubice, 2013, pp. 173 – 176.
70. Schafer S., Litchfield M., Zai A., Popovic Z., Campbell C. X-band MMIC GaN power amplifiers designed for high-efficiency supply-modulated transmitters // *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Seattle, 2013, pp. 1 – 3.
71. Watanabe H., Ceyln O., Saito H., Tomiki A.; Nunomura H., Shigeta O., Iwakire N., Shinke T., Fukami T. High-efficiency X band GaN power amplifier for small satellite downlink system // *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Seattle, 2013, pp. 1 – 4.
72. Kuwata E., Yamanaka K., Koyama H., Kamo Y., Kirikoshi T., Nakayama M., Hirano Y. C-Ku band ultra broadband GaN MMIC amplifier with 20W output power // *2011 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Melbourne, 2011, pp. 1558 – 1561.
73. Markinov E.G., Radchenko A.V. A 2–8 GHz ultrawideband 14 W power amplifier // *2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo)*, Sevastopol, 2013, pp. 96 – 97.
74. Vitanov S., Palankovski V., Maroldt S., Quay R., Murad S., Rodle T., Selberherr S. Physics-Based Modeling of GaN HEMTs // *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 59, issue 3, 2012, pp. 685 – 693.
75. Radhakrishna U., Lan Wei, Dong-Seup Lee, Palacios T., Antoniadis D. Physics-based GaN HEMT transport and charge model: Experimental verification and performance projection // *2012 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2012, pp. 13.6.1 - 13.6.4.
76. Islam Syed S., Anwar A.F.M., Webster Richard T. A physics-based frequency dispersion model of GaN MESFETs // *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 51, issue 6, 2004, pp. 846 – 853.

77. Torres-Rios E., Saavedra C. A new compact nonlinear model improvement methodology for GaN-HEMT // *2014 IEEE 5th Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, Santiago, 2014, pp. 1 – 4.
78. Marcoux N. L., Fisher C.J., White D., Lachapelle J., Palacios T., Saadat O., Sonkusale S. A new GaN HEMT nonlinear model for evaluation and design of 1–2 watt power amplifiers // *2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Boise, 2012, pp. 53 – 56.
79. Chang C., Di Giacomo-Brunel V., Floriot D., Grunenputt J., Hosch M., Blanck H. Nonlinear transistor modeling for industrial 0.25- $\mu\text{m}$  AlGaIn-GaN HEMTs // *2013 European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, 2013, pp. 1471 – 1474.
80. Angelov I., Zirath H. New empirical nonlinear model for HEMT devices // *Electronics Letters*, vol. 28, issue 2, 1992, pp. 140 – 142.
81. Curtice W.R., Camisa R.L. Self-consistent GaAs FET models for amplifier design and device diagnostics // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-32, 1984, pp. 1573 – 1578.
82. Berroth M., Bosch R. High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FETs for Large Signal Applications // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 39, pp. 224-229, Feb. 1991.
83. Атабеков Г.И. Основные теории цепей. Изд.4-е, переработанное/ Под ред. Г.И. Атабекова. – М.: Энергия, 1975, с. 752.
84. Гилл, Ф., Мюррей, У., Райт, М. Практическая оптимизация. Пер. с англ. / Ф. Гилл, У. Мюррей, М. Райт. – М: Мир, 1985, с. 509.
85. Бейко, И.В., Бублик, Б.Н., Зинько, П.Н. Методы и алгоритмы решения задач оптимизации / И.В. Бейко, Б.Н. Бублик, П.Н. Зинько. – М: Высшая школа, 1983, с. 512.
86. Коколов, А.А., Бабак, Л.И. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // *Доклады ТУСУРа*, № 2 (22), часть 1, 2010, с. 153 – 156.

87. Малахов, Р.Ю. Экстракция параметров мощных СВЧ транзисторов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014, №213, с. 136 – 144.
88. Dambrine G., Cappy A., Heliodore F., Playez E. A new method for Determining the FET small-signal equivalent circuit // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 36, № 7, 1988, pp. 1151-1159.
89. Dobychina, E. Malachov, R.; Snastin, M. GaN pHEMT power amplifier for cellular network base station // 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON-2013), Cartagena, Spain, 23-27 June 2013, INSPEC Accession Number:13779155, 10.1109/ ICTON.2013.6602739, P. 1-4.
90. David M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition* – John Wiley & Sons Inc., 2012, P. 756.
91. Малахов, Р.Ю. Экстракция параметров мощных многосекционных транзисторов / Б. В. Крылов, Е. М. Добычина, Р. Ю. Малахов, Б. Б. Сергеев // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014), Севастополь. – 2014. – с. 123 – 125.
92. Справочник по расчету и конструированию полосковых устройств. Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982, с. 328.
93. Sechi F. *Solid-State Microwave High-Power Amplifiers*. Artech House, 2009, P. 307.
94. Корн, Г., Корн, Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1974. — с. 832.
95. Петров, И.А. Фильтры СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур / И.А. Петров // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. – 2011, Т. 14, № 1, с. 51-56.
96. Устройства генерирования и формирования радиосигналов. Учебник для вузов / Л.А. Белов, В.М. Богачев, М.В. Благовещенский и др. ; под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова и М.В. Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1994, с. 416.