

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

На правах рукописи



Добычина Елена Михайловна

**ЦИФРОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ БОРТОВЫХ СИСТЕМ**

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант:
доктор технических наук, профессор
Воскресенский Дмитрий Иванович

Москва – 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ – НОВЫЙ КЛАСС АНТЕННЫХ СИСТЕМ.....	
1.1 Современные радиоэлектронные бортовые системы.....	22
1.2 Приемопередающий модуль АФАР.....	24
1.3 Проблемы и особенности ЦАР на борту ЛА	29
1.4 Схемы формирования диаграммы направленности цифровых решеток...	33
1.5 Энергетические характеристики ЦАР и АФАР.....	41
1.6 Процедуры малоразрядной дискретизации в ЦАР.....	52
1.6.1 Квантование сигналов как процесс квантования распределений.....	56
1.6.2 Аналого-цифровое преобразование как процесс стохастического оценивания.....	58
1.7 Выводы.....	63
2. ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ ТРАКТЫ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	
2.1 Анализ требований к составным элементам приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки.....	65
2.1.1 Анализ современного состояния приёмопередающих модулей антенных решеток.....	66
2.1.2 Цифровая элементная база приёмопередающих модулей.....	73
2.1.3 Квадратурный модулятор в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением цифровой антенной решетки.....	77
2.2 Приёмопередающий модуль цифровой антенной решетки.....	83
2.2.1 Обоснование структуры цифрового приёмопередающего модуля...	87
2.2.2 Передающий тракт модуля.....	91
2.2.3 Приёмный тракт модуля.....	94
2.2.4 Амплитудно-фазовые ошибки передающего тракта ЦППМ.....	97

2.3	Усилитель мощности в составе приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки.....	106
2.3.1	Точность определения параметров транзистора и её влияние на частотные характеристики усилителей мощности.....	110
2.3.2	Моделирование мощного активного элемента.....	114
2.3.3	Нелинейная модель мощного активного элемента на плате.....	118
2.3.4	Методика определения параметров мощного активного элемента..	123
2.4	Выводы.....	136
3.	КАЛИБРОВКА ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	138
3.1	Методы диагностики антенных решеток.....	139
3.2	Устройство калибровки многолучевой цифровой антенной решетки...	143
3.3	Предлагаемый алгоритм калибровки и структура калибровочного сигнала.....	150
3.4	Оценка фазовых и амплитудных ошибок калибровки ЦАР.....	156
3.5	Расчёт вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения синхронизирующего участка калибровочного кадра.....	166
3.6	Разрешающая способность и динамический диапазон ЦАР в процессе калибровки.....	169
3.7	Анализ калибруемых параметров с учётом ошибок в управлении и дискретизации.....	171
3.7.1	Математическая модель системы калибровки с учетом ошибок в управлении и дискретизации.....	172
3.7.2	Имитационная модель системы калибровки с учетом ошибок в управлении и дискретизации.....	174
3.7.3	Анализ результатов имитационного моделирования системы калибровки с учетом ошибок в управлении и дискретизации.....	179
3.8	Процесс калибровки.....	186
3.8.1	Схема алгоритма калибровки.....	186
3.8.2	Примеры реализации алгоритма калибровки.....	189

3.9 Выводы.....	194
4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ.....	195
4.1 Экспериментальные исследования характеристик элементов приемопередающего тракта цифровых антенных решеток.....	195
4.1.1. Результаты измерений параметров мощных АЭ на плате.....	195
4.1.2 Верификация результатов нелинейного моделирования мощного СВЧ активного элемента на плате.....	203
4.1.3 Разработка усилителя мощности передающего тракта модуля.....	209
4.1.4 Результаты экспериментальных исследований параметров предварительного усилителя мощности.....	216
4.1.5 Разработка элементов цифрового приемопередающего модуля.....	222
4.2 Экспериментальные исследования цифрового диаграммообразования и модели калибровки цифровых антенных решеток.....	229
4.2.1 Описание экспериментальной лаборатории на базе безэховой камеры.....	230
4.2.2 Результаты экспериментальных исследований цифрового диаграммообразования в лаборатории на базе безэховой камеры.....	237
4.2.3 Результаты экспериментальных исследований алгоритмов калибровки модели цифровой приемной решетки в лаборатории на базе безэховой камеры.....	248
4.3 Выводы.....	253
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	255
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	258
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	262
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	285
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	289

ВВЕДЕНИЕ

Общая характеристика работы

Основными направлениями совершенствования радиоэлектронных систем (РЭС) на борту летательных аппаратов (ЛА) являются: существенное расширение функциональных возможностей – многофункциональность, достижение высокого уровня информативности, повышение интеллектуальных качеств и степени автоматизации, интеграция с другим радиоэлектронным оборудованием ЛА, обеспечение работы в составе многопозиционных РЭС и комплексов защиты ЛА, радикальное повышение роли цифровой обработки информации [1 – 3]. Многофункциональность позволяет расширить круг задач, решение которых ранее обеспечивалось при одновременном размещении нескольких РЭС на борту ЛА.

Основой построения современных бортовых РЭС (БРЭС) должна стать интеллектуальная антенная система – цифровая антенная решетка (ЦАР).

Актуальность темы исследования

Необходимость интеллектуализации БРЭС обусловлена требованиями обеспечения многофункциональности и интегрированности, которые должны быть присущи перспективным радиоэлектронным комплексам ЛА, а также высокой степенью неопределенности априорных сведений об условиях работы. В наибольшей степени свойство интеллектуальности функций проявляется, во-первых, при решении задачи адаптации РЭС к быстроменяющейся внешней обстановке с целью обеспечения оптимального распределения ограниченных временных, частотных, пространственных и энергетических ресурсов по множеству обрабатываемых объектов. Во-вторых, уровень интеллектуальности приобретает принципиальное значение при действиях бортовых РЭС в условиях сложной помеховой обстановки, когда на нее оказывается непредсказуемое заранее комплексное воздействие разнообразных помех при столь же заранее неизвестной их пространственно-временной динамике. Особенно большое

значение интеллектуальные способности системы имеют для вертолетов и беспилотных ЛА, которые должны выполнять не только разведывательные и ударные задачи, но и широкий спектр задач ближайшей перспективы [4].

Актуальным направлением современного развития радиоэлектронной техники является переход к цифровым антенным системам, которые должны обладать высоким энергетическим потенциалом, работать в многолучевом режиме, иметь гибкое управление своими ресурсами и динамически адаптироваться в условиях пассивных и активных помех в изменяющейся электромагнитной обстановке.

Степень разработанности темы диссертации

Большой вклад в развитие теории и техники ЦАР, в том числе на борту ЛА, внесли многие отечественные и зарубежные ученые и инженеры, начиная с таких авторов, как Воскресенский Д.И., Иммореев И.Я., Слока В.К., Евстропов Г.А., Григорьев Л.Н., а также Brookner E., Josefsson L., Persson P.

Теорией цифровой обработки сигналов, а также алгоритмами адаптации в ЦАР занимались такие ученые, как Лихарев В.А., Ратынский М.В., Монзинго Р.А., Миллер Т.У. и продолжают заниматься Джиган В.И., V.Warcrop, Fenn A.J.

Моделированию характеристик и вопросам построения многолучевых антенных решеток, в том числе цифровых и аналого-цифровых посвящены работы таких исследователей, как Бей Н. А., Петров А.С., Прилуцкий А. А., Фролов О.П., Kuroda M., Miura M. и др.

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

Известны работы авторов – Гуськов Ю.Н., Гупта Д., Муханов О., Магил Е., по разработке ППМ, в состав которых входят прямые цифровые синтезаторы сетки частот (ССЧ). Однако проблемы со стабильностью частоты в таких синтезаторах делают их неприемлемыми для бортовых РЭС.

Несмотря на то, что изучению и анализу характеристик самих ЦАР и их составных частей посвящено достаточно большое количество публикаций, в

основном они носят теоретический характер или ограничиваются частными случаями конкретных применений и измерений.

В целом вопросам анализа принципов построения ЦАР посвящено много работ, однако в связи с переходом к практической реализации проектов ЦАР, особенно для бортовых РЭС, необходимо решить ряд научных и технических проблем, таких как обеспечение высокого уровня излучаемой мощности с ограниченной апертуры антенной решетки [5]; построение надежных полупроводниковых приемопередающих модулей (ППМ) на активных элементах с высокими КПД, коэффициентом усиления по мощности и стабильной фазовой характеристикой в широкой полосе частот, минимально возможным уровнем внеполосного излучения; разработка методов проектирования ЦАР с учетом минимизации массы, габаритов, стоимости.

В то время, как термин ЦАР зачастую используется для обозначения антенных решеток, в которых аналого-цифровому преобразованию подвергается уже сформированная аналоговым путем диаграмма направленности (ДН), в данной работе под ЦАР понимается, согласно ГОСТу [6], «антенная решетка с поэлементной обработкой сигналов, в которой сигналы от излучающих элементов решетки подвергаются аналого-цифровому преобразованию с последующей обработкой по определенным алгоритмам».

В настоящее время в мире ведутся активные работы по исследованию структуры цифрового приемопередающего модуля (ЦППМ) активной антенной решетки, а также его составных элементов – аналого-цифровых преобразователей (АЦП), цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) и других [7]. 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.

Выбор способа построения модуля для многоэлементных бортовых ЦАР недостаточно представлен в открытых публикациях, и требует дополнительного исследования. Использование цифрового диаграммообразования (ЦДО) обычно

сдерживается не только сложностью цифрового управления и синхронизации, но также и большой потребляемой мощностью модуля, что является недопустимым в бортовых РЭС.

Поиск путей построения оптимальной структуры как цифровой, так и СВЧ частей бортовой ЦАР, при которой возможно увеличение энергетического потенциала и уменьшение энергопотребления многофункциональной РЭС является актуальной задачей.

Цель диссертационной работы и решаемые научно-технические задачи

Целью работы является разработка принципов построения и схемотехнической реализации бортовой цифровой антенной решетки многофункциональной радиоэлектронной системы, а также моделей и путей создания новых устройств, в том числе цифровых приемопередающих модулей, позволяющих повысить энергетический потенциал, уменьшить уровень боковых лепестков, снизить энергопотребление, минимизировать массогабаритные характеристики системы за счет использования высокоэффективных технологий, методов расчета и моделирования.

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

1. разработка путей построения и схемотехнической реализации цифровой антенной решетки бортовой радиоэлектронной системы, работающей в условиях ограниченного энергопотребления, имеющей минимальные массу и размеры;
2. анализ и количественная оценка энергетических характеристик бортовой ЦАР и сравнение их с АФАР традиционной архитектуры;
3. разработка методологии построения и схемотехнической реализации передающего тракта ППМ для цифровой антенной решетки БРЭС на активных элементах с высокими уровнями выходной мощности, КПД и коэффициентом усиления по мощности, стабильной амплитудно-фазовой характеристикой в широкой полосе частот, низким уровнем фазовых шумов, а также разработка методики его проектирования с учетом минимизации массы, габаритов, стоимости;

4. развитие метода моделирования нелинейных процессов в мощных многосекционных псевдоморфных СВЧ транзисторах для цифровых ППМ на основе интерпретации результатов их экспериментальных исследований;

5. разработка математической модели мощного активного элемента (АЭ) с протяженной псевдоморфной структурой для достижения максимального КПД и требуемого усиления в рабочей полосе частот;

6. экспериментальное исследование мощных СВЧ усилителей на псевдоморфных транзисторах для подтверждения эффективности использования их в составе передающего тракта модуля ЦАР;

7. изыскание принципов построения и схемотехнической реализации приемного тракта ППМ цифровой антенной решетки БРЭС на основе использования процедур малоразрядной дискретизации для снижения вычислительных затрат и увеличения быстродействия РЭС;

8. развитие метода и разработка устройства калибровки для прецизионного управления амплитудно-фазовым распределением в раскрыве многоканальной ЦАР;

9. разработка имитационных моделей ЦАР, экспериментальное исследование примеров цифрового диаграммообразования и точностных характеристик калибровки ЦАР.

Методология и методы исследования

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

Программная реализация алгоритмов управления измерительным комплексом, сбора и обработки данных при проведении экспериментальных исследований, имитационного моделирования процесса калибровки ЦАР

осуществлялось с помощью уникального программного обеспечения и в среде MATCAD.

Объектом исследования являются антенные решетки с цифровым формированием и обработкой сигнала (ЦАР).

Предметом исследования являются ЦАР и ЦППМ, характеристики, математические и имитационные модели радиосистем на основе ЦАР.

Научная новизна полученных в работе результатов заключается в следующем.

1. Предложены технические решения для создания нового класса приемопередающих антенных решеток с цифровым диаграммообразованием без применения аналоговых фазовращателей и распределительной системы СВЧ сигнала.

2. Проведено сравнение характеристик цифровых и аналоговых АР и показаны основные преимущества и недостатки ЦАР.

3. Разработан цифровой приемопередающий модуль, позволяющий снизить энергопотребление, массу и габариты бортовой ЦАР за счет размещения в нем высокостабильного источника СВЧ сигнала с фазовой автоподстройкой от единого для всей ЦАР опорного сигнала.

4. Развита методика нелинейного моделирования мощных многосекционных псевдоморфных СВЧ активных приборов для извлечения их параметров путем сравнения с результатами экспериментальных исследований.

5. Разработана методика определения элементов эквивалентной электрической схемы мощного АЭ на плате, позволяющая увеличить точность определения его параметров по сравнению с существующими методиками.

6. Предложены принципы построения и схемотехнической реализации приемного тракта ППМ цифровой антенной решетки БРЭС на основе использования процедур малоразрядной дискретизации для снижения вычислительных затрат и увеличения быстродействия РЭС.

7. Разработано новое устройство калибровки для прецизионного управления амплитудно-фазовым распределением в раскрыве многоканальной ЦАР.

8. Разработан и апробирован принцип построения экспериментального стенда для исследования возможностей цифрового диаграммообразования в антенном измерительно-вычислительном комплексе на базе безэховой камеры (БЭК), созданной в научно-производственном центре радиоинформационной метрологии (НПЦ РИМ) факультета «Радиоэлектроники ЛА» МАИ.

Теоретическая и практическая значимость работы заключается в том, что полученные в процессе работы над диссертацией результаты являются основой для разработки бортовых ЦАР многофункциональных комплексов, обеспечивающих повышение их энергетического потенциала, реализацию динамической адаптации рабочей зоны на основе оперативного перенацеливания приемо-передающих лучей, повышение чувствительности приемного тракта ЦАР при отказе от громоздкой системы обработки СВЧ сигнала, реализацию программно-реконфигурируемой архитектуры РЭС.

Предложенный в работе алгоритм определения параметров мощных СВЧ транзисторов и нелинейная модель АЭ служат 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 активного элемента на плате.

Предложено новое техническое решение, в котором реализована возможность проведения калибровки многолучевых ЦАР в штатном режиме, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РЭС в целом. Разработанный алгоритм калибровки ЦАР позволяет получать высокую производительность и сходимость процесса для различных отношений сигнал/шум и объемов выборки, обеспечивая точность наведения каждого луча ЦАР на порядок выше, чем в аналоговых системах.

Реализация и внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы Добычиной Е.М., связанные с организацией процедуры калибровки, в соответствии с предложенным в работе алгоритмом были использованы при выполнении работ по перенацеливанию станций спутниковой связи на предприятии АО «ВИСАТ-ТЕЛ».

Научные результаты диссертационной работы были использованы на предприятии АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга» в разработке гибридно-интегральных GaN усилителей мощности сантиметрового диапазона длин волн, что позволило повысить их КПД и коэффициент усиления по мощности.

В Научном центре специальных радиоэлектронных систем и менеджмента МАИ (НЦ СРМ МАИ) нелинейная модель мощного псевдоморфного СВЧ транзистора была использована при разработке усилителя мощности для многофункциональной бортовой радиолокационной системы (МБРЛС), тема 450-10/41360-15550.

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 дисциплинам «Устройства генерирования и формирования сигналов»; «Передающие модули СВЧ и оптического диапазона», «Генераторы колебаний с управляемыми параметрами», а также с 1994 по 2016 год вошли в состав 9-ти учебных пособий.

Внедрение результатов диссертационной работы подтверждается соответствующими актами.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Цифровые антенные решетки позволяют повысить энергетический потенциал бортовой РЭС, а также снизить энергопотребление на 5–10 % по сравнению с АФАР за счет увеличения коэффициента усиления и КПД предложенного цифрового приемопередающего модуля (Пат. 157114 Российская Федерация), при снижении габаритов и массы решетки, в результате исключения СВЧ распределительной системы и управляемых фазовращателей.

2. Алгоритм определения параметров, а также соответствующая ему нелинейная модель мощного активного элемента на плате на основе параллельных резонансных контуров, позволяют улучшить энергетические характеристики цифрового приемопередающего модуля путём увеличения КПД усилителей мощности на 10–15%, а уровня выходной мощности на 8 – 10 %.

3. Устройство, реализующее коммутационный метод калибровки, применительно к многолучевой бортовой ЦАР (Пат. 166501 Российская Федерация), в котором устранено влияние дестабилизирующих факторов, вносящих неконтролируемые случайные амплитудные и фазовые ошибки в формирование ДН, позволяет повысить точность наведения лучей до долей ширины ДН ЦАР в штатном режиме, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РЭС в целом.

4. Результаты экспериментальных измерений и имитационного моделирования приемной ЦАР в БЭК на частотах 3 ГГц и 10 ГГц при наличии шумов подтверждают, что использование цифровой обработки в каждом канале при осуществлении моноимпульсной пеленгации источника излучения повышает точность определения угла прихода сигнала до долей ширины ДН, а также позволяет проводить калибровку ЦАР с точностями, превышающими существующие аналоговые системы, за одну итерацию.

Достоверность результатов работы обеспечивается:

- корректным использованием методов теории вероятности и математической статистики;
- строгим использованием математического аппарата для всех полученных научных результатов, соответствием в определенных случаях полученных результатов результатам других авторов, опубликованным в отечественной и зарубежной литературе;
- экспериментальной проверкой предложенных математических моделей и совпадением в частных случаях результатов имитационного моделирования с полученными аналитическими решениями;

- использованием измерительных средств и оборудования, прошедших метрологическую аттестацию.

Апробация результатов работы

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

Международных научно-практических конференциях:

15th, 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Cartagena, Spain, 2013 / Graz, Austria, 2014; с 17-й по 26-ю Международных Крымских конференциях «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь, с 2008 г. по 2017 г.; 14-й и 17-й Международных научно-технических конференциях «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, в 2008 г. и 2011 г.; 12-й и 14-й Международных конференциях «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2010 /2012», Москва, в 2010 г. и 2012 г.; 10-й, 11-й, 14-й, 15-й Международных конференциях «Авиация и космонавтика – 2011/2012/2015/2016», Москва, в 2010 г., 2012 г., 2015 г., 2016 г.; XLII Международной молодежной научной конференции «Гагаринские чтения-2016», Москва, в 2016 г.;

Всероссийских научно-технических конференциях:

Конференции Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова: научная сессия, посвященная дню радио, Москва, 2010 г.; конференции Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова: цифровая обработка сигналов и ее применение, Москва, 2011г.; 1-й Всероссийской Микроволновой конференции, Москва, 2013 г.; Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2015», Москва, 2015 г.; Всероссийской научно-технической конференции «Расплетинские чтения – 2016» Москва, 2016 г.; конференции «Иосифьяновские чтения 2017», Истра, 2017 г.

Публикации по теме диссертации

Основные положения и результаты диссертации опубликованы в 61 работе, из них 4 монографии, 9 учебных пособий, 13 статей в изданиях из списка ВАК

Минобрнауки России, сделано 32 доклада на международных и всероссийских конференциях, 12 опубликованы в изданиях, входящих в системы Scopus и Web of Science, 8 работ опубликовано без соавторов, получено 2 патента РФ на полезную модель, 1 патент РФ на изобретение.

Личный вклад автора

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

Постановка и проведение ряда экспериментальных измерений, связанных с моделированием принципов работы и процедуры калибровки ЦАР, выполнены совместно с инженером научно-производственного центра радиоинформационной метрологии (НПЦ РИМ) МАИ М.В. Снастиным. Часть экспериментальных результатов и модель мощного СВЧ транзистора получена вместе с к.т.н. Р.Ю. Малаховым.

В работах, опубликованных в соавторстве, соискатель предложила методы решения задач, разработала методики и программно-алгоритмические средства обработки результатов экспериментов, математические модели, алгоритмы моделирования, провела анализ и интерпретацию полученных результатов.

Структура и объём работы

Работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и двух приложений, содержит 158 рисунков, 150 формул, 22 таблицы. Объем работы 284 страницы машинописного текста. Список использованных источников содержит 205 наименований.

Соответствие работы паспорту специальности

Работа соответствует паспорту специальности 05.12.07 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии», пункт 2 «Исследование характеристик антенн и СВЧ устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.», пункт 6 «Разработка и

исследование новых технологий производства, настройки и эксплуатации антенных систем».

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении представлена общая характеристика работы, обоснована актуальность темы исследования, определена цель работы и решаемые научно-технические задачи. Приведены научная новизна и практическая ценность работы, а также сформулированы положения, выносимые на защиту.

В первой главе приведены доказательства того, что антенные решетки с цифровым диаграммообразованием являются новым классом антенных систем.

Проведен анализ современных радиоэлектронных систем на борту ЛА. Показано, что многофункциональные системы ЛА ближайшего десятилетия должны создаваться на основе интеллектуальных антенных решеток. Именно это является основным научно-техническим направлением в радиоинформационной системотехнике и позволит «скачкообразно» увеличить эффективность бортовых систем радиолокации, радиосвязи и радиоразведки.

Для построения энергоэффективной бортовой РЭС предложена структура ЦАР, в которой отсутствует система разводки СВЧ сигнала. Источник высокочастотного колебания входит в состав каждого модуля, а фазирование каналов осуществляется цифровой системой синхронизации. Проведен аналитический обзор элементной базы цифровых АР, который показал возможность их реализации в различных диапазонах частот, включая СВЧ. Показано, что практическое применение ЦАР в настоящее время определяется допустимой стоимостью элементов.

Предложена структура приёмопередающего модуля, позволяющая в разы уменьшить габариты и массу многоэлементной бортовой ЦАР, по сравнению с АФАР, за счет исключения СВЧ распределительной системы, управляемых фазовращателей (УФВ) и аттенуаторов.

Проведена оценка энергетических характеристик ЦАР на основе рассматриваемой структуры модуля, позволившая провести сравнение с АФАР традиционной архитектуры. В качестве основного критерия 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.

Разработана математическая модель для сравнительного анализа энергопотребления традиционной АФАР и ЦАР с предложенной структурой модуля. Результаты моделирования показали, что предложенная структура модуля обеспечивает снижение энергопотребления бортовой ЦАР на 5 – 10 % в диапазоне частот 1 – 18 ГГц при использовании коаксиальной разводки и на 3 – 5 % в диапазоне частот 10 – 40 ГГц при использовании волноводной разводки. Увеличение количества излучателей и требуемой выходной мощности приводит к дальнейшему выигрышу в энергопотреблении для ЦАР. Показано влияние на энергопотребление ЦАР выходного усилителя мощности (УМ) в составе передающего тракта, КПД которого определяет энергетическую эффективность использования предложенного модуля в составе бортовой ЦАР.

Обобщены принципы построения и схемотехнической реализации приемного тракта ЦППМ цифровой антенной решетки БРЛС на основе использования процедур малоразрядной дискретизации для снижения вычислительных затрат и увеличения быстродействия РЭС.

Вторая глава посвящена решению задач, возникающих при построении приемопередающих трактов цифровых антенных решеток на борту ЛА.

Проведён обзор структур ППМ антенных решеток, а также их составных элементов, который показал, что реализация основных функций бортовой ЦАР – адаптивность, многолучевость, самокалибровка – возможна только со структурой модуля, в которую входит АЦП, ЦАП и квадратурный модулятор (КМ) в качестве устройств формирования АФР решетки. КМ в качестве устройства управления АФР в передающем тракте ЦАР позволяет уменьшить реализуемый фазовый дискрет до долей градуса, а также потери в СВЧ тракте ППМ на 2 – 3 дБ по сравнению с традиционными ППМ АФАР с УФВ и аттенюаторами.

Предложено новое техническое решение – приемопередающий модуль бортовой цифровой антенной решетки, позволяющее увеличить энергетический

потенциал многоэлементной бортовой ЦАР, за счет увеличения коэффициента усиления и КПД модуля, при снижении габаритов и массы минимум в два раза в результате исключения СВЧ распределительной системы и УФВ.

Разработана аналитическая модель формирователя сигналов, позволившая оценить влияние ошибок синтезатора сетки частот (ССЧ) и КМ на выходной сигнал модуля и сформировать требования к амплитудно-фазовому балансу КМ и уровню спектральной плотности мощности шумов СВЧ генератора несущей – ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ.

Выявлена необходимость наличия точной нелинейной модели мощных активных элементов, входящих в состав передающего тракта цифрового ППМ для достижения высоких энергетических и электрических характеристик СВЧ УМ. Предложен алгоритм определения параметров мощных СВЧ активных элементов на плате (АЭП), позволяющий найти значения элементов эквивалентной схемы самого АЭ в широкой полосе частот при различных значениях напряжений питания и смещения.

Разработана нелинейная модель мощного АЭ на плате, позволяющая оптимизировать режим его работы в составе СВЧ УМ для обеспечения высоких КПД и КУ при требуемой выходной мощности в заданной полосе рабочих частот.

В третьей главе проведен аналитический обзор существующих в настоящее время систем калибровки антенных решеток СВЧ, который показал, что их использование в ЦАР не обеспечивают нормальное функционирование всей радиосистемы, т.к. не позволяет осуществлять эту процедуру в рабочем режиме.

Предложено новое техническое решение – устройство, реализующее коммутационный метод калибровки, применительно к многолучевой бортовой ЦАР, в котором исключен ряд аналоговых устройств, таких как аттенюаторы, управляемые фазовращатели, узкополосный фильтр и квадратурный детектор для измерения мощности, вносящих неконтролируемые случайные амплитудные и фазовые ошибки в формирование ДН. Показано, что это решение позволяет повысить точность наведения каждого луча ЦАР до долей градуса.

Выявлены временные затраты на обслуживание процедуры калибровки ЦАР. Изменение фазовых состояний калибруемых каналов циклично – оно ограничивается четырьмя ортогональными значениями, что уменьшает время калибровки до десятков микросекунд, в зависимости от числа элементов решетки, а использование алгоритма максимального правдоподобия даёт оптимальную точность оценок.

Показана возможность проведения калибровки в многолучевых ЦАР в штатном режиме, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РТС в целом. Развита метод прецизионного управления амплитудно-фазовым распределением в раскрытие многоканальной ЦАР: получены выражения для оценок фазовых и амплитудных погрешностей калибруемого канала и для фазовых и амплитудных ошибок самого процесса калибровки.

Разработан алгоритм процесса калибровки ЦАР, исследованы его точностные характеристики: получена высокая производительность и сходимость алгоритма для соответствующих отношений сигнал/шум и объемов выборки.

В четвертой главе приведены основные результаты экспериментальных измерений, подтверждающие основные выводы и положения, сформулированные в предыдущих главах диссертационной работы.

Представлены результаты разработки и верификации нелинейных моделей партии отечественных и зарубежных мощных GaAs и GaN СВЧ транзисторов. Среднеквадратическая ошибка при моделировании входных и выходных сопротивлений транзисторов составила не более 4% в рабочей полосе частот. Разработаны методики и проведены экспериментальные исследования активного элемента на плате (АЭП), а также разработанных на основе предложенного метода усилителей мощности.

Экспериментально подтверждено увеличение КПД и уровня выходной мощности усилителей, разработанных на основе предложенной в диссертационной работе модели, на 10 – 15 % и 15 – 20% соответственно в диапазоне частот 8,5 – 10,5 ГГц по сравнению с моделью Ангелова. На основании предложенной нелинейной модели разработан СВЧ усилитель мощности,

диапазон рабочих частот которого составил 8,5 – 10,5 ГГц, выходная мощность от 4 до 5 Вт, максимальный КПД – 47%.

Показаны примеры разработок топологий элементов передающего и приёмного тракта модуля ЦАР, обладающих малыми массогабаритными характеристиками, а также низкой стоимостью, что позволяет использовать предложенную структуру модуля в ЦАР бортовых РЭС.

В экранированной безэховой камере (БЭК) с использованием установки планарного сканирования антенны проведена серия экспериментов, в результате которых полностью цифровым образом построены суммарные и разностные цифровые диаграммы направленности ЦАР, причем воспроизведен режим пеленгации источника излучения с определением угла прихода сигнала с точностью до тысячных долей ширины ДН ЦАР.

В экранированной БЭК проведена серия экспериментов для подтверждения теоретических положений о возможности калибровки цифровых решеток в процессе их основной работы с точностями, превышающими существующие аналоговые системы. Получены экспериментальные данные, подтверждающие теоретические положения о возможности проведения диагностики антенной системы с погрешностью определения фазовой ошибки $\widehat{\Delta\delta}_k = 0,5$ градусов за одну итерацию калибровки. Результаты натурного моделирования послужили основой для разработки устройства калибровки многолучевой антенной решетки.

В заключении приведены основные научно-технические результаты, полученные в результате выполнения диссертационной работы. Показано, что решена важная научная проблема, внесшая вклад в исследование и разработку нового класса антенных систем – цифровых антенных решеток, предназначенных для бортовых радиоэлектронных комплексов. Показаны пути дальнейшей разработки темы и перспективы дальнейших исследований.

ГЛАВА 1 АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ – НОВЫЙ КЛАСС АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Современные радиосистемы на борту ЛА работают в быстро меняющейся радиотехнической обстановке, поэтому их функциональные возможности должны обеспечивать гибкое изменение своих характеристик. Бортовые РЭС используются при решении широкого круга задач, в том числе разведки, наблюдения, проведения поисково-спасательных работ, нанесения авиационных ударов и выполнения других тактических задач в любое время суток, в простых и сложных метеоусловиях, при наличии естественных и искусственных помех [8–14].

Современные тенденции таковы, что антенна превращается из устройства в сложную систему, и её построение и классификация меняются коренным образом. Становится необходимым подходить к развитию антенн, как к совершенствованию целой радиосистемы, включающей в себя не только устройства излучения и приема электромагнитных колебаний, но и устройства генерирования, формирования, а зачастую и обработки сигналов. Надо рассматривать различные существующие, разрабатываемые и вновь предлагаемые антенные системы и процессы, происходящие в них, с единых позиций. Критерием их классификации и развития можно считать способ обработки сигнала, происходящей в антенне и ее СВЧ-тракте. Такая обработка может осуществляться на частотах принимаемого или излучаемого сигнала, на более высоких или более низких промежуточных частотах, быть линейной или нелинейной, аналоговой или цифровой, адаптивной и т.д. Так как поле, падающее на отдельный элемент решетки, характеризуется поляризацией, амплитудой и фазой, то в антенной решетке обработка сигналов по амплитуде и фазе может быть дополнена поляризационной обработкой [15].

Новый класс антенных систем с цифровой обработкой сигнала – ЦАР – может включать в себя системы усилителей, смесителей, фазовых детекторов и

аналогово-цифровых преобразователей (АЦП), а также цифровых сигнальных процессоров (ЦСП), с помощью которых осуществляется цифровое формирование ДН.

1.1 Современные радиоэлектронные бортовые системы

Оснащение различных летательных аппаратов, таких как боевые вертолеты, самолеты, спутники, современными РЭС является одним из приоритетных направлений развития авиастроения во всём мире.

Несколько последних десятилетий в нашей стране и за рубежом, прежде всего в США, ведутся интенсивные работы по созданию малогабаритных многофункциональных РЭС, особенность которых – широкое использование цифровых методов формирования зондирующих сигналов, обработки отраженных сигналов и управления всеми устройствами радиосистемы.

В связи с существенными достоинствами малогабаритных БРЭС с синтезированной апертурой за рубежом большое внимание уделяется их внедрению в бортовое радиоэлектронное оборудование беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Рынок бортовых РЛС данного вида интенсивно развивается. В частности, ежегодный рост финансирования в 2006 – 2017 финансовых годах в США на создание бортовых радиолокационных систем (РЛС) с синтезированной апертурой для БЛА составляет 15%, лишь незначительно уступая росту финансирования, выделяемого на создание наиболее приоритетных из всех систем – гиперспектральных визирных систем.

В США к бортовым РЛС с синтезированием апертуры (СА), предназначенным для оснащения средневысотных разведывательных БЛА, относятся следующие малогабаритные РЛС: Tactical Endurance Synthetic Aperture Radar (AN//ZPQ-1 TESAR), Tactical Unmanned Aerial Vehicle Radar (TUAVR), AN//APY-8 «Lynx», Miniature Synthetic Aperture Radar (MiniSAR), Airborne Search Target Attack Radar (ASTAR) и AN//APQ-141. В Европе к таким РЛС относятся станции Synthetic Aperture Radar Standoff all-Weather Observation and Reconnaissance Drone (SWORD), QuaSAR, «Swift», в Израиле — EL//M-2055[16].

На ударные БЛА одноразового действия также устанавливаются малогабаритные РЛС с синтезированной апертурой и режимом селекции движущихся целей. Примером является одноразовый ударный аппарат малого радиуса действия «Taifun//KDN», разработанный германской фирмой STN ATLAS, который оснащен РЛС восьмимиллиметрового диапазона волн [17].

Интеллектуальные качества перспективных бортовых РЭС позволяют им решать задачи, в которых отсутствуют четко формализованные правила обработки информации, и обучаться в процессе функционирования, что является новым научно-техническим направлением в радиолокационной системотехнике, результаты развития которого создают основу для резкого повышения эффективности применения многофункциональных ЛА [4].

Решающая роль в обеспечении высокой информативности БРЛС и придании ей высоких интеллектуальных качеств принадлежит системе цифровой обработки и формирования радиолокационных сигналов. В радиолокационных системах цифровая обработка информации осуществляется цифровыми приемниками и цифровыми вычислительными системами, цифровыми синтезаторами, формированием разнообразных зондирующих сигналов. При этом функции антенной системы меняются и приобретают решающее значение во всем радиоконтакте.

В условиях, когда обстановка требует использования информационно-управляющих систем, обеспечивающих решение задач многофункциональности, «управления большими группами объектов с оптимизацией коллективных интересов» [4], перехода от иерархической системы построения управления к распределенной, учитывающей их адаптацию к условиям функционирования, процедура формирования распределения поля в раскрыте антенны должна основываться на оптимальном управлении, адаптированном к возможности изменения сигналов не только от времени, но и от пространства. Основой построения системы становится приемо-передающий модуль (ППМ), из которого формируется апертура активной, адаптивной цифровой решетки.

В настоящее время ведутся активные работы по совершенствованию и развитию ППМ, как основного элемента АФАР, предполагающие переход на технологии 3D и последующее создание конформных решеток [18]. Это направление является ведущим и в передовых с точки зрения авиационно-космических технологий странах. Определяя основные черты потенциального истребителя шестого поколения, журнал «Эйр Форс Мэгазин» называет экстремальную незаметность (*extreme stealth*), эффективный полет в широком диапазоне скоростей, способность к реконфигурации, исключительно чувствительные обзорные системы. Что касается антенной системы, или даже РЛС в целом, она называется «интеллектуальной обшивкой» (*smart skins*), обладающей высокой степенью интеграции в информационные сети [19].

Это говорит о том, что радиолокационные и радиоинформационные системы ЛА ближайшего десятилетия должны создаваться на основе интеллектуальных ФАР. Это уже является основным научно-техническим направлением в радиоинформационной системотехнике [20]. Именно это позволит «скачкообразно» увеличить эффективность систем радиолокации, радиосвязи и радиоразведки. Понятно, что интеллектуальная антенная решетка – это прежде всего ЦАР [21]. Преимущества ЦАР уже хорошо известны. Почему же они не получили всеобщего распространения на современном этапе? Считается, что они очень дороги, что они еще не обеспечены соответствующей элементной базой и что большой объем вычислений снижает быстродействие. Необходимо объективно рассмотреть достоинства и недостатки ЦАР на основе сравнения с традиционной АФАР.

1.2 Приемопередающий модуль АФАР

Основа традиционной АФАР – приемо-передающий модуль (ППМ), упрощенная схема которого изображена на рисунке 1.1. Модуль состоит из излучателя и двух каналов – передающего и приемного. В передающем канале на выходе стоит полупроводниковый усилитель мощности СВЧ-диапазона, обеспечивающий среднюю выходную мощность порядка 8-15 Вт. Коэффициент

усиления по мощности в этом диапазоне может составлять $K_p=30$ дБ, при КПД усилителя максимум 35%, тогда мощность на входе ППМ должна составлять примерно $P_{вх}=15$ мВт.

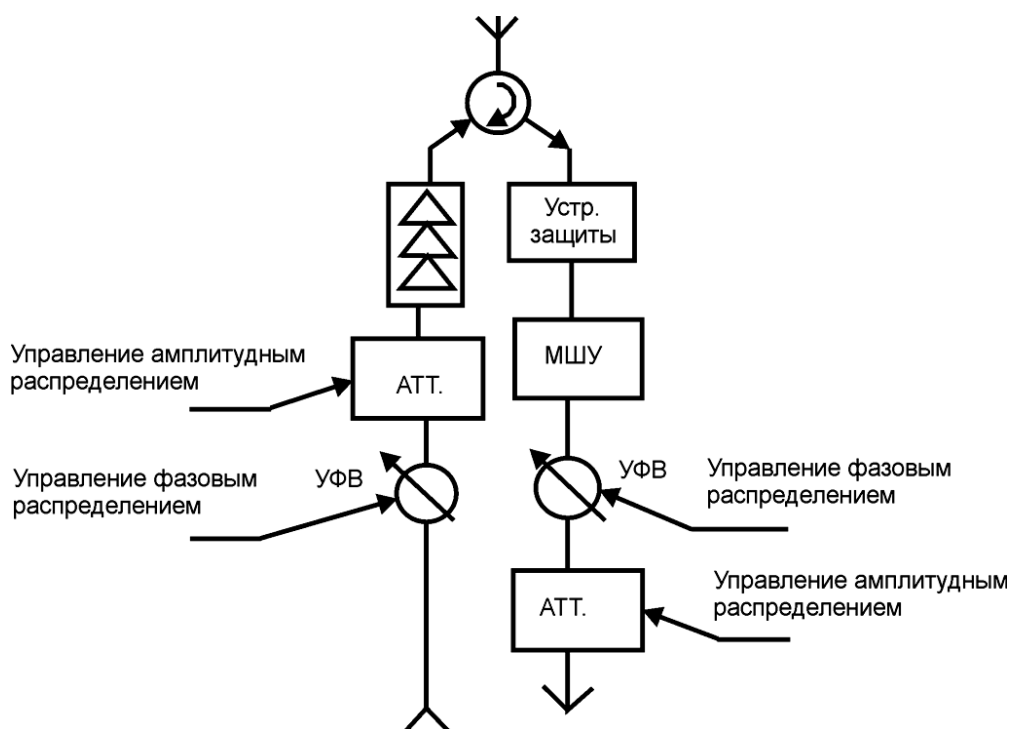


Рисунок 1.1 – Структурная схема ППМ АФАР

Аттенюатор (АТТ.), управляющий выходной мощностью модуля, а, следовательно, амплитудным распределением в апертуре АФАР, может отсутствовать. Управляемый фазовращатель (УФВ) создает требуемый фазовый набег в ППМ и управляет фазовым распределением в решетке. Используются дискретные УФВ, с дискретом фазы $\Delta\varphi$ от $11,25^0$ до 90^0 , и цифровым управлением [22].

На входе приемного канала стоят устройство защиты и малошумящий усилитель (МШУ). МШУ выполняется на основе ММІС микросхемы размером примерно $3 \times 2 \times 1,5$ мм и может иметь коэффициент усиления порядка 17 дБ. Аттенюатор и УФВ в приемном канале аналогичны таким же элементам в передающем канале и выполняют те же функции [23].

ППМ располагается обычно в специальном корпусе, размер которого зависит от используемой элементной базы, и в X-диапазоне может составлять порядка 160×200 мм [22]. Высота корпуса будет определяться в основном

размером мощного СВЧ-усилителя в передающем канале и может составлять в зависимости от фирмы-изготовителя до 150 мм.

Поскольку общее число ППМ в решетке может составлять несколько тысяч, то проблема подведения СВЧ-сигнала от устройства генерирования и формирования излучаемого сигнала к входам передающих каналов ППМ, снятие и обработка сигнала с выходов приемных каналов ППМ весьма сложна [24, 25]. Кроме того, существенной задачей является отвод тепла от активных приборов в условиях компактного размещения модулей [26].

Простейший способ возбуждения большой АФАР – оптический пространственный способ проходного типа. Проходная антенная решетка имеет не только выходные, но и входные излучатели [27], а ППМ располагаются между ними. Входные излучатели облучаются четырьмя рупорными антеннами – по числу секций решетки, для формирования разностных ДН. Такая система разводки является достаточно широкополосной. Однако в этом случае АФАР не сможет работать одновременно на прием и передачу, а кроме того, она является довольно громоздкой [28].

На рисунке 1.2 представлена схема разводки от ППМ внутри подрешетки. Поскольку каждая подрешетка состоит из ППМ, то удобно реализовать бинарную схему деления как для разводки сигнала передатчика, так и для формирования суммарного и двух разностных сигналов подрешетки. К выходу каждого ППМ подключается мост, на одном выходе которого сигнал для формирования суммарной ДН, а на втором выходе – сигнал с набегом фазы π , для формирования разностных ДН [29, 30]. Аттenuаторы в каждом разностном канале позволяют формировать амплитудное распределение для построения оптимальных разностных ДН, для обеспечения требуемой крутизны пеленгационных характеристик. Таким образом, каждая подрешетка имеет один вход на передачу и три выхода: один – для формирования суммарного сигнала (« Σ ») и два – для формирования разностных – по азимуту (« β ») и углу места (« ϵ »).

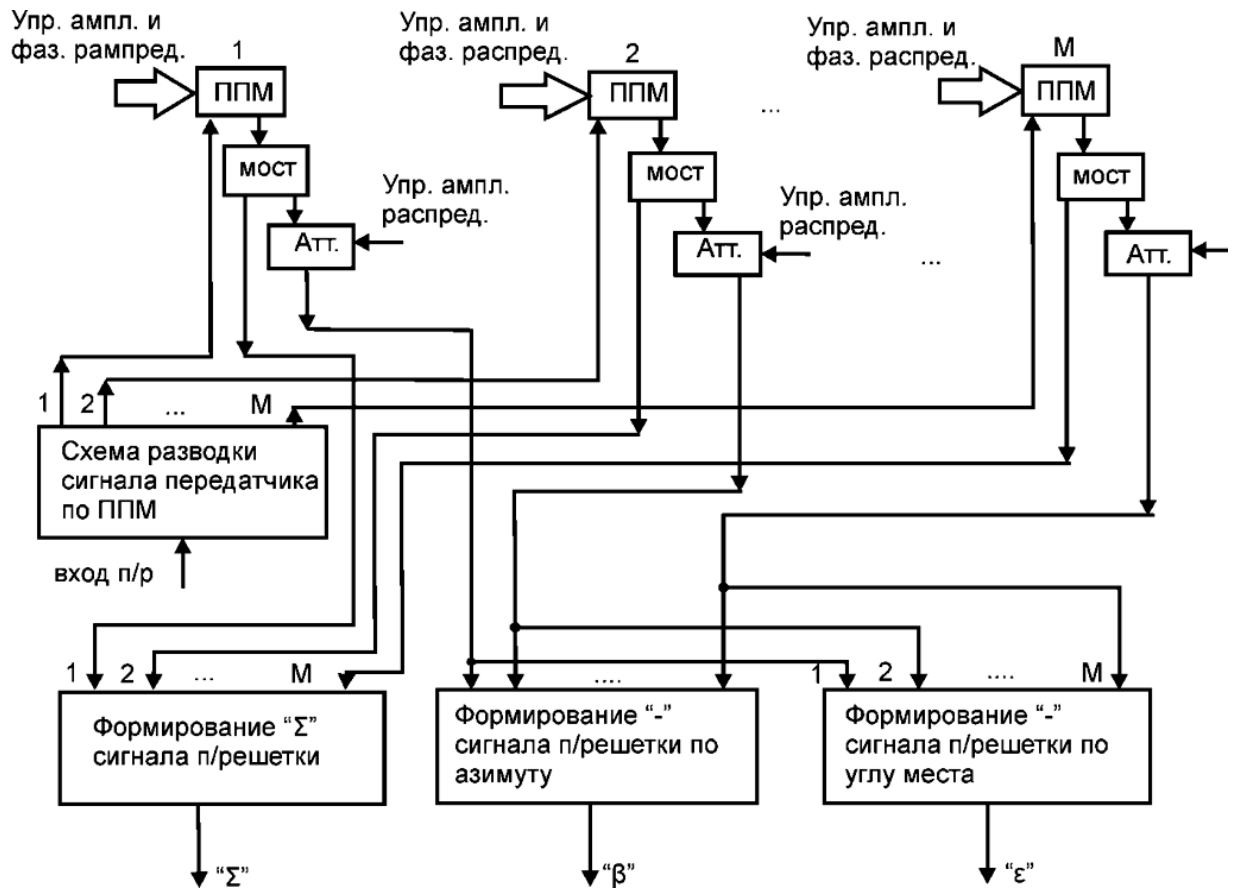


Рисунок 1.2 – Структурная схема подрешетки АФАР

На рисунке 1.3 представлена схема разводки сигнала передатчика к входам подрешетки, и схема формирования суммарного и двух разностных сигналов всей АФАР.

В режиме передачи схема распределения может подавать одинаковые сигналы на все подрешетки. УФВ, имеющиеся в ППМ, упрощают расчеты параметров управления лучом и позволяют подавать на все ППМ одинаковые команды управления. Если в УФВ использовать схемы временной задержки, то система становится более широкополосной.

Конструктивно схемы распределения можно выполнять в волноводном, коаксиальном или микрополосковом виде. Волноводный вариант в сантиметровом диапазоне длин волн вряд ли приемлем из-за большой массы. Коаксиальный и полосковый варианты равноценны по затуханию, и выбор надо делать, исходя из технологических и конструктивных требований ко всей системе. В миллиметровом диапазоне длин волн волноводный вариант системы

распределения является единственно возможным из-за увеличения затухания с ростом частоты в других исполнениях [31].

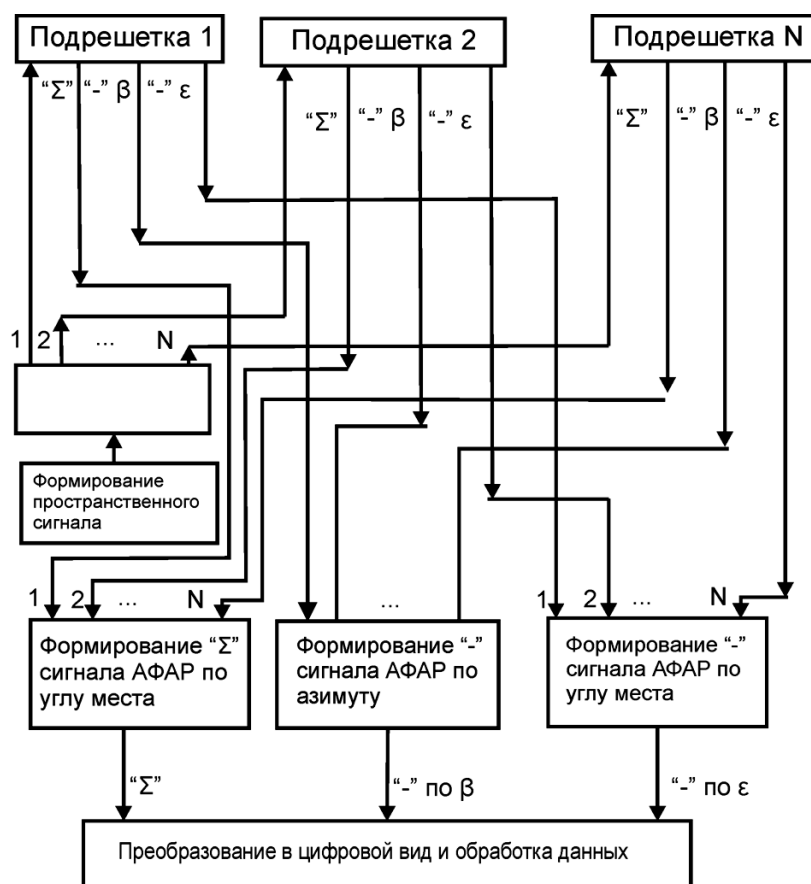


Рисунок 1.3 – Схема разводки АФАР

Недостатки АФАР этого типа [32]:

- громоздкая система разводки сигналов, которая строится в АФАР на основной частоте, а это СВЧ-диапазон со всеми присущими ему особенностями. Делители и схемы сложения сигналов будут вносить существенные погрешности в формирование как амплитудного, так и фазового распределения, что требует специального процесса настройки антенны [33];

- для оптимизации суммарной и разностных ДН, систему распределения придется еще усложнять – необходима дополнительная конструкторская проработка для устранения взаимодействия между элементами схемы разводки и специальные мероприятия для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС);

- управляемые фазовращатели вносят потери, которые придется компенсировать увеличением усиления мощных усилителей;

- для устранения амплитудных и фазовых ошибок потребуется разработка дополнительной системы калибровки каналов АФАР;
- преобразование в цифровой вид производится на самом последнем этапе обработки сигнала, после формирования аналоговой ДН, что существенно обедняет возможности системы.

1.3 Проблемы и особенности ЦАР на борту ЛА

Основными факторами, определяющими преимущества ЦАР на борту ЛА перед АФАР, являются существенное снижение потерь высокочастотной энергии, повышение энергетического потенциала и возможность гибкого управления амплитудно-фазовым распределением (АФР) в раскрыве решетки, откуда следуют основные достоинства ЦАР [34].

1. Традиционные АФАР создаются на основе аналоговых СВЧ-устройств или гибридных технологий, использующих громоздкие и нестабильные диаграммообразующие схемы с ферритовыми или полупроводниковыми фазовращателями, огромным числом делителей и сумматоров СВЧ-сигналов. Это приводит к неоправданным потерям энергии в антенне, особенно при увеличении ее апертуры и числа формируемых лучей [35], а также повышает нестабильность антенных трактов, что влияет на точность работы и эффективность помехозащиты. В ЦАР происходит замена громоздкой, нестабильной аналоговой диаграммообразующей схемы с управляемыми аналоговыми или дискретными фазовращателями на высокоточные цифровые диаграммообразующие (ЦДО) схемы [36]. Подключение МШУ и усилителей мощности осуществляется непосредственно к излучателям с минимальными потерями энергии сигнала.

2. Возможность электрически управлять в реальном масштабе времени не только фазовым распределением в раскрыве решетки, что имело место и в АФАР, но за счет АЦП и ЦАП, максимально приближенных к полю излучателей, осуществлять быстрое управление АФР в раскрыве как приемной, так и передающей ЦАР, что позволит, например, быстро изменять ширину луча, для осуществления поиска и слежения лучами разной формы. Кроме того, мощность

радары и время подсветки цели являются драгоценными ресурсами РЭС [37], и гибкость цифровых коэффициентов взвешивания позволит распределять эти ресурсы для различных задач.

3. Возможность адаптации в условиях воздействия помех. Важной характеристикой адаптивной антенной решётки будет являться способность автоматической фильтрации помехи [38 – 40]. Это реализуется изменением элементов весового вектора $w = (w_0, w_1, \dots, w_{N-1})$, таким образом, результирующая ДН имеет нули в направлении помех. Крайне важным параметром является время, необходимое для адаптации к изменившейся ситуации, так как слишком медленная адаптация может сделать систему бесполезной в масштабе реального времени. Известный алгоритм управления – простое обращение матриц (ПОМ) – состоит из сложных вычислений и требует скоростного процессора, поэтому он может быть реализован на практике только в цифровой области.

4. Реализация многолучевой работы [41]. Если элементарные сигналы оцифрованы, то может быть сформировано любое число близко расположенных лучей с низким уровнем бокового излучения, без ухудшения отношения сигнал/шум. Это отличие от аналоговых формирователей многолучёвости, таких, как матрица Батлера или линза Ротмана, где выходные лучи должны быть ортогональны, чтобы избежать потери мощности сигнала [42].

Многолучевая ДН позволяет реализовать ряд функциональных преимуществ:

- одновременную работу в нескольких основных режимах;
- бистатический режим работы, при котором ДН антенной системы приемной станции является обычно многолучевой, обеспечивая пространственную синхронизацию участвующей в работе пары РЛС;
- многоканальную работу для одновременного наблюдения нескольких целей с высокой разрешающей способностью, а также многоканального наведения на маневрирующие цели.

5. Перспективная РЭС должна использовать антенную систему, позволяющую реализовать режим сверхрелеевого разрешения по угловым

координатам, что позволит обеспечить разрешение целей в группе. Методы сверхразрешения включают в себя нелинейную обработку сигнала и алгоритмы высочайшей сложности [43]. Адаптивность и возможность точной калибровки делают решётку с цифровым формированием луча (ЦФЛ) единственным решением для практического применения задач сверхразрешения.

6. Самокалибровка и низкий уровень боковых лепестков антенны. Процедура калибровки может быть включена в решётку с ЦФЛ с относительной лёгкостью, потенциально опережая возможности по формированию высококачественных ДН аналоговых решеток с низким УБЛ. Будущее, несомненно, за ЦАР с самокалибровкой [44]. Используется несколько способов калибровки, такие как добавление определённых тестовых высокочастотных сигналов во входные каскады приёмника или фокусировка на источник с известным положением в ближней или дальней зоне.

7. Эксплуатационные достоинства – снижение энергопотребления, массы и габаритов аппаратуры; простоту настройки и регулировки аппаратуры; повышение ее надежности и технологичности; возможность модернизации аппаратуры за счет модификации программного обеспечения, которые позволяют снизить затраты на всех стадиях разработки, производства и эксплуатации радиоаппаратуры.

ЦАР – это антенная система, представляющая собой совокупность аналого-цифровых каналов, в которой диаграмма направленности формируется в цифровом виде, без фазовращателей. Современные технологии ЦАР своим массовым развитием обязаны интеграции процессоров цифровой обработки сигналов (в виде DSP (ЦСП) или на ПЛИС) с аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями (АЦП//ЦАП) в рамках одного модуля или даже чипа. Построение каналов ЦАР на такой основе позволяет унифицировать процедуры и аппаратные узлы обработки сигналов и упрощает их адаптацию к тому или иному протоколу работы. При этом архитектура радиоэлектронной аппаратуры может оптимизироваться (по ресурсам и функциональности) под непосредственно выполняемые задачи [45].

Ключевая особенность ЦАР – цифровое формирование лучей ДН антенны. Созвездие лучей, синтезируемое, например, по алгоритмам быстрого преобразования Фурье либо посредством классических процедур дискретного Фурье-анализа, является совокупностью пространственно-частотных фильтров, каждый из которых селектирует строго определенный набор сигналов и подавляет остальные, воспринимаемые как помехи. Технология цифрового диаграммообразования (ЦДО) резко повышает помехозащищенность системы при интенсивном радиопротиводействии. Это объясняется тем, что характеристики цифровых фильтров в антенных каналах практически идентичны. Разброс же характеристик фильтров в аналоговых ФАР приводит к тому, что при возникновении случайной помехи в каждом из каналов появляется мультипликативный помеховый сигнал, пропорциональный произведению амплитуды помехи на отклонение характеристик входного фильтра от номинального значения. Мультипликативные же помехи, проявляющиеся как замирания сигнала, гораздо неприятнее аддитивных. Действительно, от аддитивного шума, одинакового в каждом из каналов, можно избавиться, идентифицируя его как общую составляющую сигнала во всех каналах и вычитая его из сигнальной смеси. Мультипликативный же помеховый сигнал компенсировать невозможно. Однако благодаря ЦДО мультипликативные помехи удается минимизировать.

ЦДО способствует и увеличению динамического диапазона приемных антенн. Это происходит за счет возможности снижения минимального уровня различимого сигнала на фоне помех в приемных каналах ЦАР. Применяв рандомизацию [46] или в английской интерпретации дитеринг (dithering), добавив некоторое количество шума с заданными характеристиками к сигналу на входе АЦП, при выполнении определенных условий [45], можно существенно расширить динамический диапазон. В результате "нули" ДН в направлениях источников помех формируются без "заплываний" провалов, обычных при недостаточном динамическом диапазоне приемного модуля.

1.4 Схемы формирования диаграмм направленности цифровых решеток

Основой построения ЦАР должен служить цифровой ППМ (ЦППМ). В отличие от ППМ аналоговой АФАР его главная функция – преобразование аналогового сигнала в цифровой на более раннем этапе в приемной части решетки, и наоборот, цифрового сигнала в аналоговый в передающей части (рисунок 1.4). Основное преимущество ЦППМ реализуется путем исключения традиционных фазовращателей и осуществления управления фазой цифровыми методами [47], при этом надо стремиться к осуществлению аналого-цифрового преобразования сигнала непосредственно на несущей частоте.

Следует сказать о применении АЦП в технике ЦДО. Основная особенность таких систем – применение АЦП (ЦАП) в каждом приемном и передающем канале каждого модуля. При этом исключаются операции преобразования частоты, детектирования сигналов с выделением огибающей и, тем самым, уменьшаются энергетические потери, повышается чувствительность приемной системы и упрощается конструкция модуля.

В состав каждого модуля входит синтезатор сетки частот (ССЧ) с цифровым кольцом фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и микроконтроллер (МК), позволяющий управлять характеристиками выходного СВЧ сигнала. Для управления амплитудно-фазовым распределением ЦАР к выходу ССЧ подключен квадратурный модулятор (КМ).

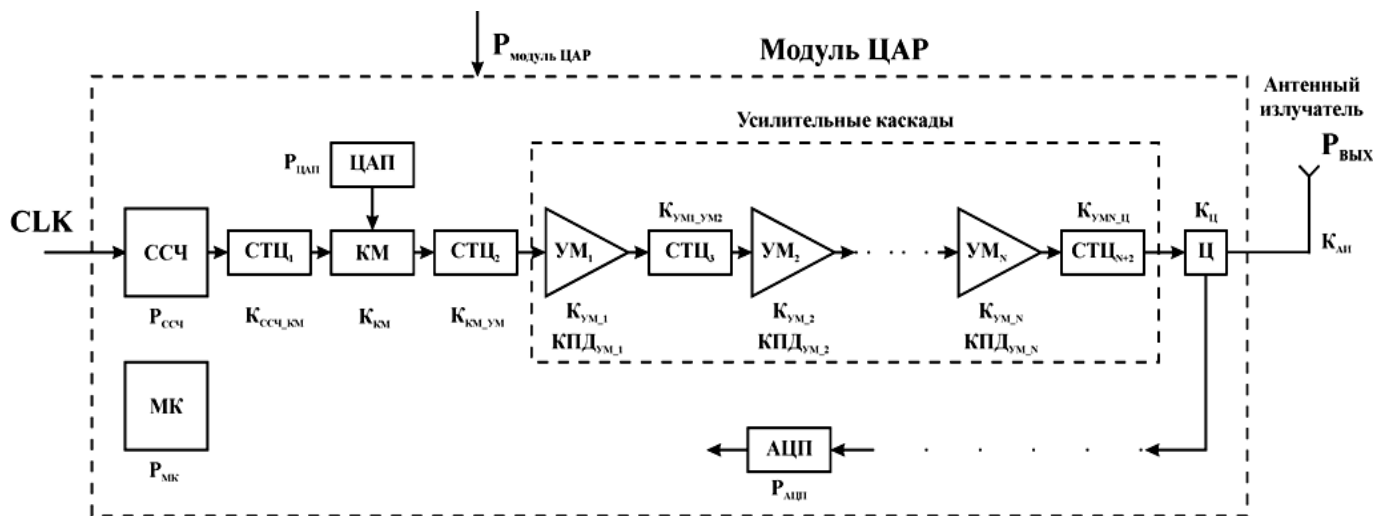


Рисунок 1.4 – Детализация передающего тракта цифрового ППМ

Известны производители, вносящие существенный вклад в решение проблем цифрового диаграммообразования в современных системах. Это прежде всего фирмы Analog Devices, Texas Instruments и Atmel – крупнейшие поставщики сигнальных процессоров, АЦП и ЦАП. Цифровые сигналы, поступающие с выхода АЦП, суммируются и обрабатываются цифровым сигнальным процессором (DSP). В настоящее время эти технологии реализуются на широко распространенной и финансово доступной элементной базе. Современный уровень технологии АЦП дает возможность проводить аналого-цифровое преобразование сигналов со скоростью до 40 Гигавыборок в секунду – это АЦП с 8 – 10-разрядным разрешением, при этом диапазон входных аналоговых сигналов составляет до 13 ГГц в серийных образцах и до 60 ГГц в исследовательских [45].

Дальнейшая обработка цифрового сигнала может быть разной. Наиболее распространен способ введения в числовые последовательности с выхода излучателей фазовых сдвигов с последующим сложением получаемых значений, соответствующих одним и тем же моментам квантования (ДПФ или БПФ).

Итак, аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования будем производить непосредственно на несущей частоте для каждого излучателя. На рисунке 1.5 показана упрощенная структурная схема такой ЦАР.

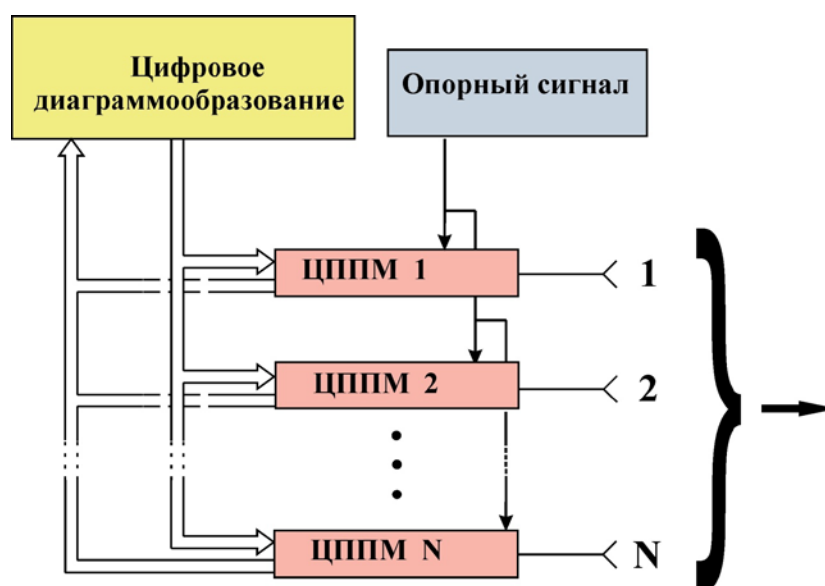


Рисунок 1.5 – Цифровая антенная решетка

В ней отсутствует система разводки СВЧ сигнала; по существу это набор ЦППМ, объединенных только системой цифровых линий передачи, соединяющих их с модулем цифрового диаграммообразования (ЦДО), в котором формируются в цифровом виде команды для реализации амплитудного и фазового распределения ЦАР. Фазирование каналов осуществляется с помощью высокостабильного опорного сигнала, единого для всей решетки.. Так же, как и в аналоговой АФАР, в каждом передающем тракте располагаются мощные СВЧ-усилители [48].

Преимущества цифровой обработки наиболее полно проявляются в процессе приема, поэтому на рисунке 1.6 изображена функциональная схема приемной части ЦАР, для случая формирования нескольких лучей хотя бы в одной из плоскостей .

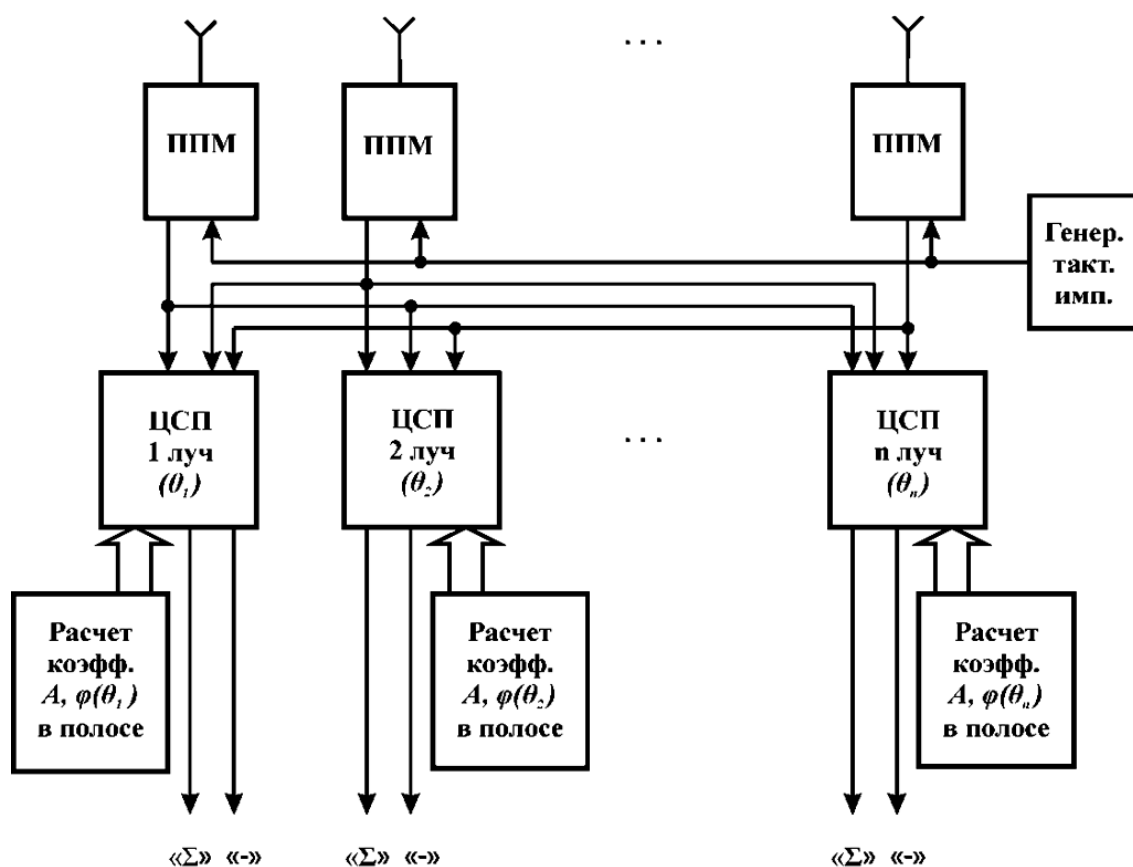


Рисунок 1.6 – Приемный тракт многолучевой ЦАР

Оцифрованные сигналы с выходов ППМ поступают на входы цифровых сигнальных процессоров (ЦСП, DSP). Амплитудные и фазовые коэффициенты для различных лучей, предварительно рассчитанные и хранящиеся в специальных

запоминающих устройствах, также поступают в ЦСП и участвуют в формировании суммарной и разностной ДН, для моноимпульсного режима работы в каждом луче [49].

Если для решения поставленной задачи многолучевой режим не обязателен, то можно осуществлять сканирование луча в заданном секторе пространства. Тогда все сигналы с выходов цифровых ППМ поступают на один ЦСП, фазовые коэффициенты для реализации сканирования последовательно поступают из блока расчета. Скорость вычислений будет определяться темпом обзора пространства (рисунок 1.7).

Аналого-цифровые преобразователи должны иметь возможность работать на несущей частоте, при этом частота выборок должна соответствовать мгновенной полосе частот, т.е. быть существенно ниже несущей (Приложение А), а также скорости перемещения постановщиков помех [50, 51].

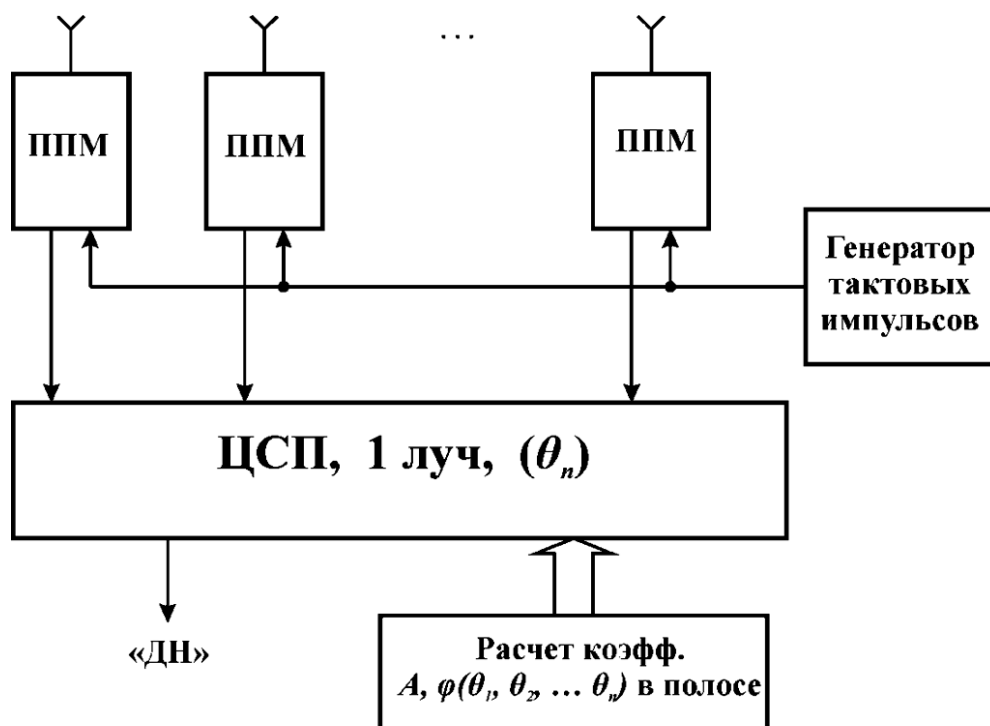


Рисунок 1.7 –Приемный тракт сканирующей ЦАР

Основным вопросом для такой системы будет являться синхронизация работы АЦП всех каналов, с помощью генератора тактовых импульсов. Это необходимо для взятия выборки во всех каналах одновременно. Тогда теоретически появляется возможность по одной выборке оценить всю

пространственную ситуацию, соответствующую этому моменту. Разводка по полотну сигнала генератора тактовых импульсов – одна из важнейших задач в ЦАР.

Если же самые современные и быстродействующие АЦП не способны обеспечить работу в требуемом частотном диапазоне, предлагается следующая схема реализации ЦАР (рисунок 1.8) [52].

Поступающие из широкополосных излучателей сигналы усиливаются в МШУ и далее подаются на смесители, куда одновременно поступают сигналы с широкополосных синтезаторов сетки частот (ССЧ). Эти ССЧ могут быть выполнены по схеме с цифровым кольцом ФАПЧ с общим ОКГ, что позволяет сфазировать все выходные сигналы ССЧ.

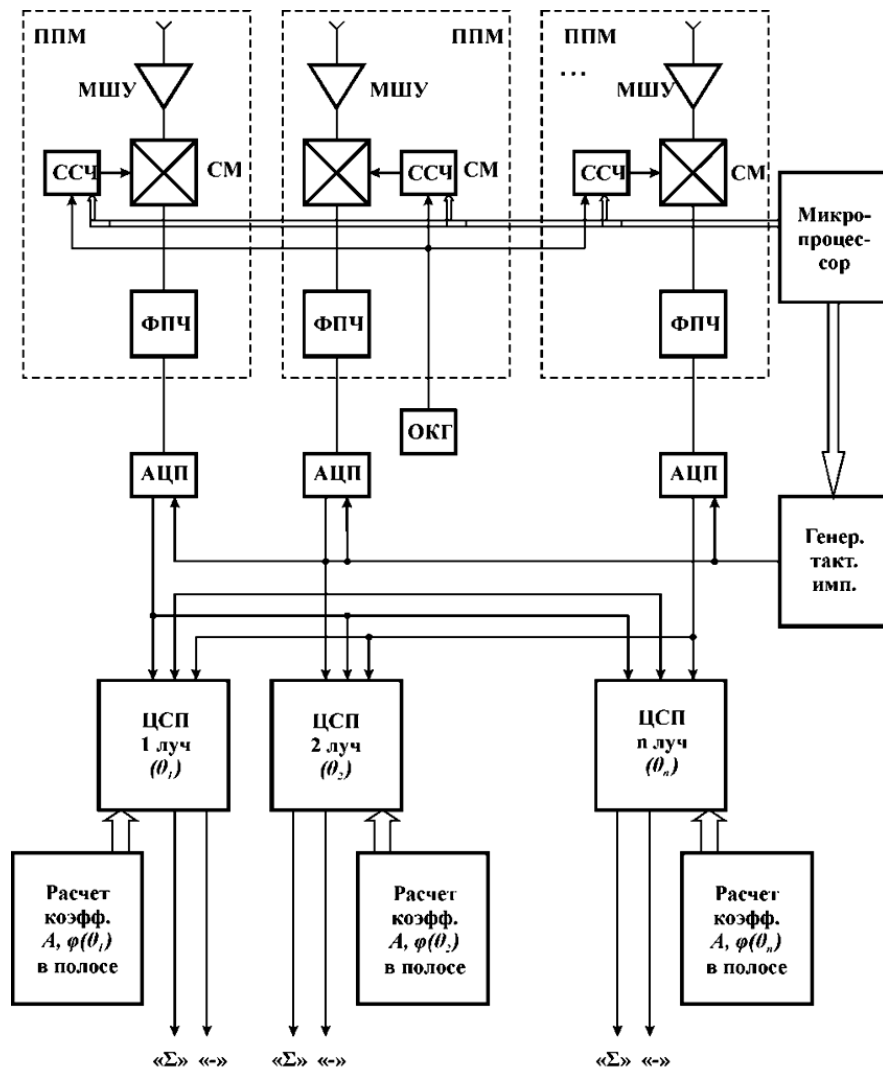


Рисунок 1.8 – Приемный тракт ЦАР с понижением частоты

В настоящее время есть возможность создания широкополосных ССЧ, составляя их из микросхем, таким образом мы можем построить систему так, чтобы на выходе смесителя была или одна промежуточная частота, или сигнал с достаточно узким диапазоном. После этого выполняется традиционная обработка, как в более низкочастотной системе.

Приемная и передающая части ЦАР могут работать на одно антенное полотно и тогда СВЧ-каскады и АЦП (ЦАП) могут располагаться непосредственно в антенном полотне, а информационно -управляющая система, в которой в том числе осуществляется функция ЦДО, в отдельном блоке, или помещении.

Актуальна реализация бистатического режима работы, когда в процессе участвуют две РЛС: одна работает только в режиме излучения зондирующего сигнала, а другая только в режиме приема. Тогда приемная часть может быть реализована, как показано на рисунке 1.9.

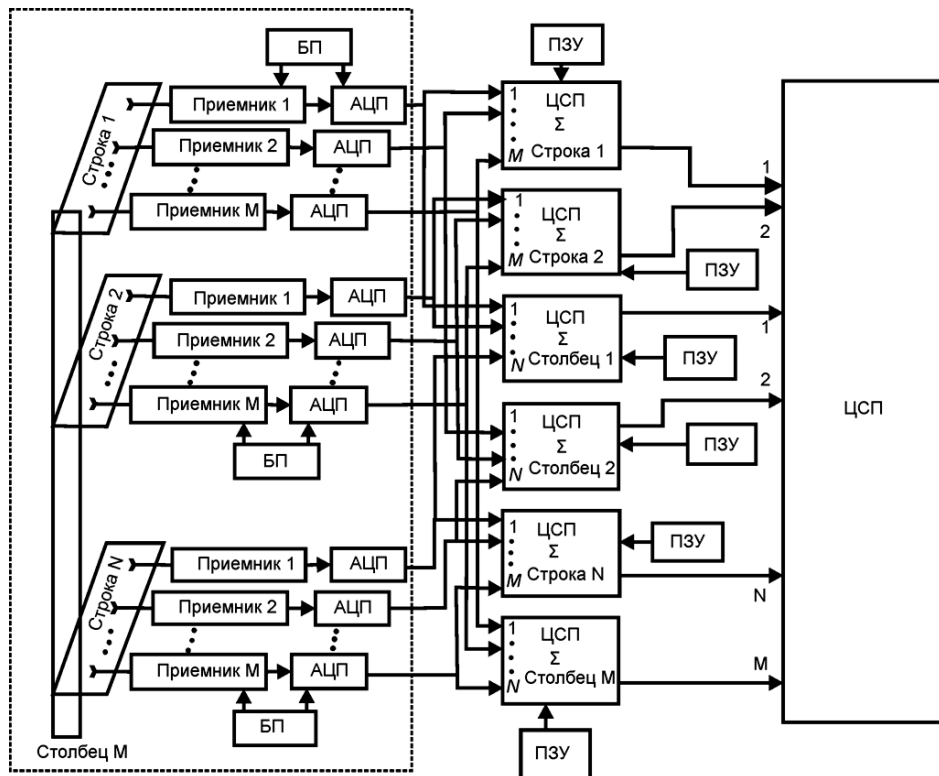


Рисунок 1.9 – Приемная ЦАР многопозиционной РЛС

Используется модульное построение решетки. В состав модуля входят излучатель, приемник, включающий в себя устройство защиты, фильтр и МШУ, а

также АЦП [53]. Из модулей могут составляться сначала более мелкие блоки, например строки, это вписывается в идею дальнейшей распределенной цифровой обработки сигнала. Затем строки объединяются в общее полотно. В состав модуля должен входить малогабаритный высокостабильный блок питания (БП), а также генератор тактовых импульсов. Отмеченная пунктиром часть составляет непосредственно антенное полотно и выполняется с учетом возможных неблагоприятных внешних воздействий. Далее можно использовать так называемую «распределенную» обработку цифровых данных в ЦСП, т.е. сначала обрабатывается информация в строках, а затем она поступает в общий ЦСП, где рассчитываются требуемые характеристики для окончательной обработки сигнала.

В каждом модуле располагаются высокоскоростные АЦП например фирмы Atmel. Они могут быть в герметичных корпусах, а также размещаться по несколько штук на плате, в общем корпусе, для оцифровки сигналов со строки излучателей. С учетом размера излучателя, а также линий передачи синхронизирующего сигнала для тактовых генераторов глубина антенного полотна может составлять 0,2 – 0,3 м.

Цифровая обработка сигналов осуществляется в отдельном отсеке на борту ЛА, где и располагаются блоки ЦСП, мощный процессор для окончательного диаграммообразования и реализации адаптационных алгоритмов. Для предварительной обработки используются высокоскоростные ЦСП.

Передающая часть РЛС строится аналогичным образом, только в блоке ЦСП формируется цифровой сигнал, который разводится по каналам, в каналах располагаются квадратурные модуляторы с ЦАП, к которым подается сигнал гетеродина. Необходимой частью передающего модуля являются мощные усилители, обеспечивающие высокие выходные мощности модулей. В настоящее время производятся мощные модули, работающие в СВЧ-диапазоне, имеющие компактные размеры.

При таком построении ЦАР, в зависимости от числа каналов, необходимо использовать большое количество цифровых устройств – тысячи сборок

одноканальных АЦП, столько же демультиплексоров с регистрами, ЦСП для обработки сигналов по строкам и один мощный быстродействующий ЦСП. Цена цифровых элементов соизмерима с ценами на аналоговые элементы, входящие в состав АФАР. Наиболее дорогим может оказаться мощный ЦСП. Поэтому сейчас особенно актуален вопрос о построении систем с распределенной вычислительной системой или даже с вычислителем, находящимся вне расположения самой решетки.

Итак, элементная база ЦАР – это цифровые сигнальные процессоры (ЦСП), аналого-цифровые (цифро-аналоговые) преобразователи (АЦП (ЦАП)), квадратурные модуляторы-демодуляторы и стандартные цифровые схемы – мультиплексоры-демультиплексоры, контроллеры различного назначения, регистры и т.д.

Цифровая обработка сигналов представляет собой разновидность цифровой обработки данных. Однако при этом подразумевается, что данные, информация, обработкой которых занимается DSP (ЦСП), – это процесс, протекающий в реальном времени. В интернете можно найти большое количество фирм-посредников, представляющих цифровую элементную базу ведущих фирм-производителей [54 – 59]. Такие схемы, как квадратурные модуляторы-демодуляторы, мультиплексоры-демультиплексоры, контроллеры различного назначения, регистры, широко используются в бытовой цифровой технике и особенно в телекоммуникациях. Требования к ним в этих областях не отличаются от требований для использования в ЦАР, они имеют хорошие характеристики при вполне доступных ценах.

Для построения модулей в X-диапазоне потребуются смесители, опорные гетеродины и синтезаторы сетки частот (ССЧ). В настоящее время имеется большой выбор таких устройств практически для всех диапазонов частот, работающих в широкой полосе. Необходимо отметить, что если применение элементной базы отечественных производителей не является обязательным требованием, то можно рассчитывать на устройства в миниатюрном исполнении с существенно более лучшими массогабаритными характеристиками.

1.5 Энергетические характеристики ЦАР и АФАР

Как показано в предыдущем разделе, основным отличием ЦАР от АФАР является отсутствие распределительной системы СВЧ сигнала [60]. Для решения вопроса об энергетической эффективности применения цифровых решений проведем расчет энергетических характеристик ЦАР и их сравнение с аналогичными показателями АФАР, включающей цифровой приёмный тракт, а также передающий с фазовращателями, аттенюаторами и СВЧ распределительной системой.

В качестве показателя эффективности выбрана потребляемая мощность антенной решетки. В расчетах не учитывается потребление ЦСП и модулем ЦДО. 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. Амплитудное распределение в раскрыве решетки принято равномерным. Основными потребителями мощности в АФАР являются ППМ и единый возбудитель СВЧ сигнала. Структурные схемы ППМ АФАР и распределительной системы представлены на рисунках 1.10 и 1.11 соответственно.

В качестве устройств управления в аналоговом ППМ выступают фазовращатель (ФВ) и аттенюатор (АТ), представленные в модели ППМ своими коэффициентами передачи, отражающими потери в них СВЧ мощности [62]. Считаем, что коэффициент передачи фазовращателя не зависит от частоты и одинаков для всех значений реализуемых фазовых сдвигов. В АТ учитываются потери, не зависящие от частоты несущего колебания и ослабления.

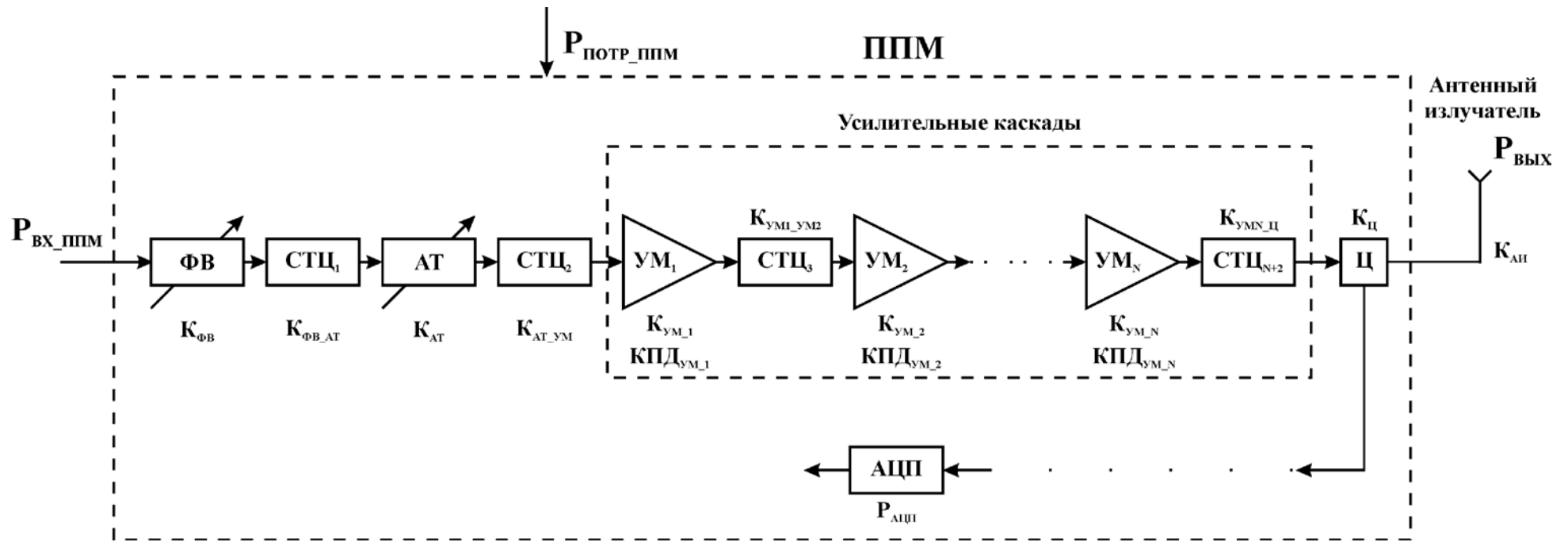


Рисунок 1.10 – ППМ АФАР

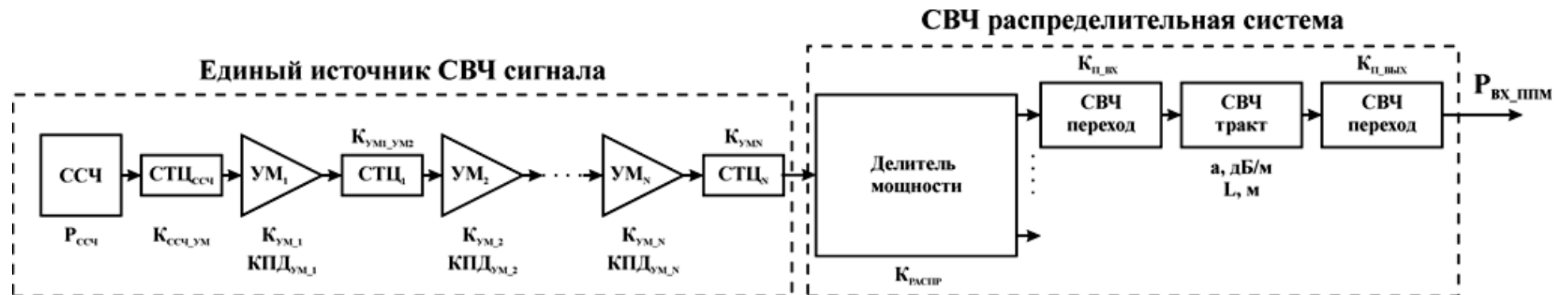


Рисунок 1.11 – Схема источника СВЧ сигнала в АФАР с системой разводки

На основании обзора материалов ведущих зарубежных и отечественных фирм изготовителей ФВ и АТ [63 – 68] было определено, что типовыми значениями потерь полупроводниковых узкополосных устройств управления АФР с количеством разрядов большим или равным пяти, в диапазоне частот до 40 ГГц являются 3 дБ для ФВ и 3 дБ для АТ. Усилители мощности (УМ) в модели ППМ представлены своими коэффициентами усиления (КУ) по мощности и КПД. 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 [61], показана на рисунке 1.12.

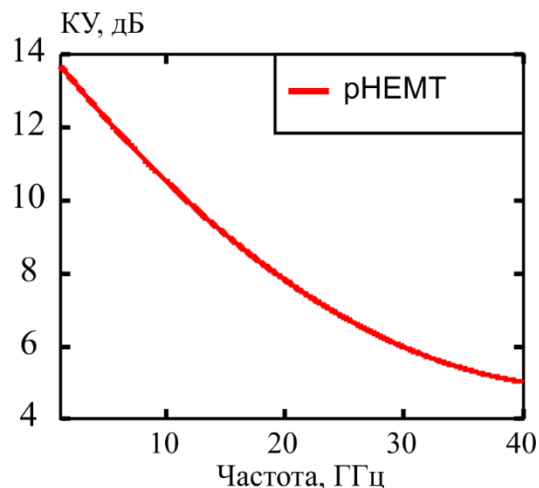


Рисунок 1.12 – Зависимость КУ УМ от частоты

Коэффициент полезного действия усилителя предопределяется типом используемого полупроводникового материала. В настоящее время при

разработках УМ используются транзисторы на GaAs и GaN (см. главу 2). На основании обзора ведущих зарубежных и отечественных фирм-изготовителей УМ [63 – 73] была определена частотная зависимость КПД с учетом типа используемого транзистора (рисунок 1.13), которая использовалась при моделировании. В модели предполагается, что КПД всех УМ одинаков и определяется лишь частотой и полупроводниковым материалом.

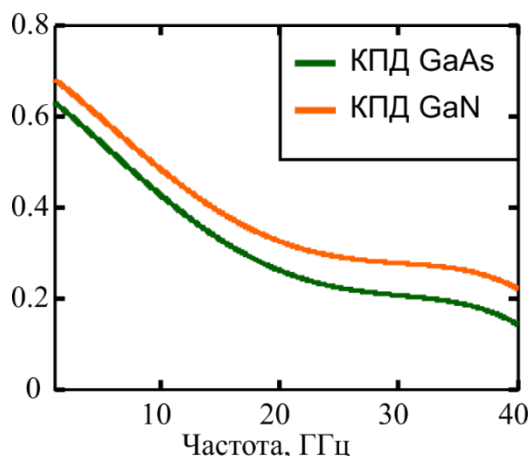


Рисунок 1.13 – КПД УМ в зависимости от частоты и типа транзистора

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, 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:

$$K_i(\text{КСВ}_i) = -20 \log \left(1 - \frac{\text{КСВ}_i - 1}{\text{КСВ}_i + 1} \right), \text{ дБ} \quad (1.1)$$

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

$$P_{\text{ППМ}}(f, P_{\text{ВЫХ}}) = \left(\frac{P_{\text{ВЫХ}}}{\left(\frac{1}{10^{0.1K_{\text{ФВ}}}} \right) \cdot \left(\frac{1}{10^{0.1K_{\text{АТ}}}} \right) \cdot \text{КПД}(f)} \right) \cdot \left(1 + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{(10^{0.1K_{\text{У}_i})^i} \cdot \left(\frac{1}{10^{0.1K_i}} \right)^i} \right) + P_{\text{АЦП}}, \quad (1.2)$$

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 1.13);

$P_{\text{АЦП}}$ – 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 1.11).

В качестве возбудителя в АФАР выбран синтезатор частот. 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 [74]. Количество усилительных каскадов определяется исходя из требуемой выходной мощности (с учетом потерь в распределительной системе) по выражению, аналогичному (1.2). Их входная мощность в зависимости от частотного диапазона и типа ССЧ составляет не более 10 мВт.

Система разводки СВЧ сигнала включает в себя делители мощности, обеспечивающие распределение сигнала по N каналам решетки, а также фидерные тракты и переходы. В качестве распределительной системы в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц в АФАР используется коаксиальная линия передач. Использование полосковой линии передач сопряжено с большими потерями при разводке, а волноводы использовать нецелесообразно из-за больших габаритов [15]. 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 [69, 75]:

$$a_{\text{КОАКС}}(f, D, d, \varepsilon, \text{tg}(\beta)) = a_{\text{МЕТ}}(f, D, d, \varepsilon) + a_{\text{ДИЭЛ}}(f, \varepsilon, \text{tg}(\beta)) \quad (1.3)$$

$$a_{\text{МЕТ}}(f, D, d, \varepsilon) = \left(\frac{1.898 \cdot 10^{-8} \sqrt{\varepsilon \cdot f}}{\log\left(\frac{D}{d}\right)} \right) \cdot \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \quad (1.4)$$

$$a_{\text{ДИЭЛ}}(f, \varepsilon, \text{tg}(\beta)) = 9 \cdot 10^{-11} \cdot f \sqrt{\varepsilon} \cdot \text{tg}(\beta) \quad (1.5)$$

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

ε – относительная диэлектрическая проницаемость заполнения кабеля;

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

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

Для оценки энергетических характеристик АФАР в представленной модели использовались типовые параметры коаксиального кабеля РК-50, работающего вплоть до 40 ГГц. В качестве диэлектрика использовался воздух. Рассчитанные погонные потери коаксиальной линии передачи представлены на рисунке 1.14. Погонные потери волноводной линии рассчитывались согласно [75].

Входной и выходной КСВ коаксиальных кабелей, как и волноводов, в модели составлял 1,2. Потери на коаксиально-микрополосковые и волноводно-полосковые переходы рассчитывались согласно выражению (1.1).

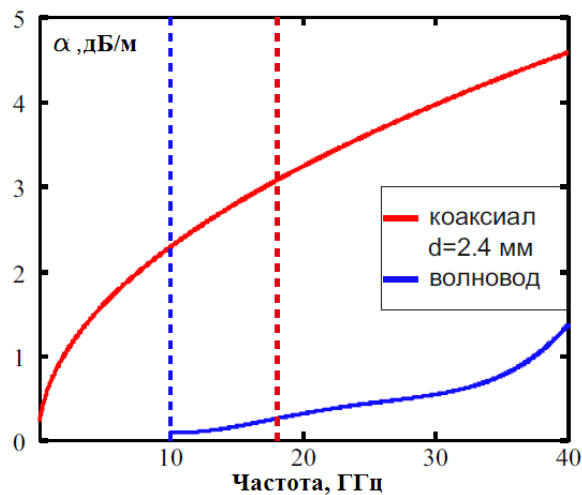


Рисунок 1.14 – Частотная зависимость погонных потерь в линии передачи

Потери на двоичное деление приняты 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. Общие потери на СВЧ распределительную систему на одну

линию с учетом выбранного типа линии передач определяются следующим выражением:

$$Loss_{РАСП}(f, N, K_L) = a(f) \cdot \frac{\sqrt{N} \cdot c \cdot K_L}{2\sqrt{2} \cdot f} + K(1.2) + 0.2 \log_2 N \quad (1.6)$$

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

С учетом выражений (1.2) и (1.6) общая потребляемая мощность АФАР определяется как:

$$P_{ПОТР_{АФАР}}(f, N, P_{ВЫХ}) = N \cdot P_{ППМ}(f, P_{ВЫХ}) + P_{ВОЗ}(f, N, P_{ВЫХ}) \quad (1.7)$$

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 1.15 показана частотная зависимость потребляемой мощности АФАР при использовании GaAs и GaN технологии, полученная в результате использования предложенной аналитической модели.

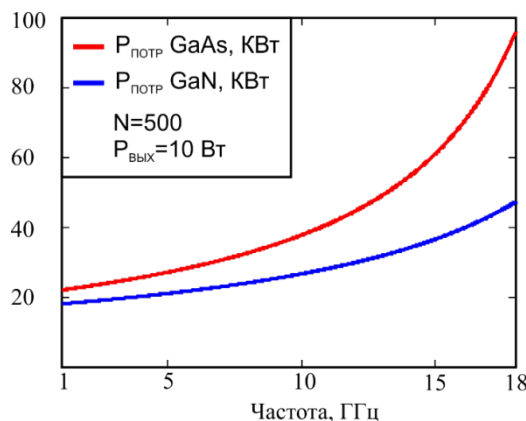


Рисунок 1.15 – Потребляемая мощность АФАР

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 2. Для использования в энергетической модели были выбраны именно GaN транзисторы.

Модуль ЦАР состоит из ряда усилительных каскадов, вносящих наибольший вклад в потребление мощности (рисунок 1.4). 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 узкополосных КМ в диапазоне до 40 ГГц по самым пессимистическим прогнозам не превышают 7 дБ. Потребляемая мощность типовых 16-разрядных МК в составе модуля ЦАР не превышает 100 мВт. Тогда потребляемая мощность ЦАР определяется как:

$$P_{\text{ПОТР}_{\text{ЦАР}}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}}) = N \cdot P_{\text{модуль ЦАР}}(f, P_{\text{ВЫХ}}) \quad (1.8)$$

Выполнен сравнительный анализ энергетических характеристик АФАР и ЦАР [61]. На рисунке 1.16 показаны частотные зависимости потребляемых мощностей АФАР и ЦАР для случая $P_{\text{ВЫХ}} = 3,5$ Вт, $N = 500$ с использованием (а) - коаксиальной и (б) – волноводной разводки.

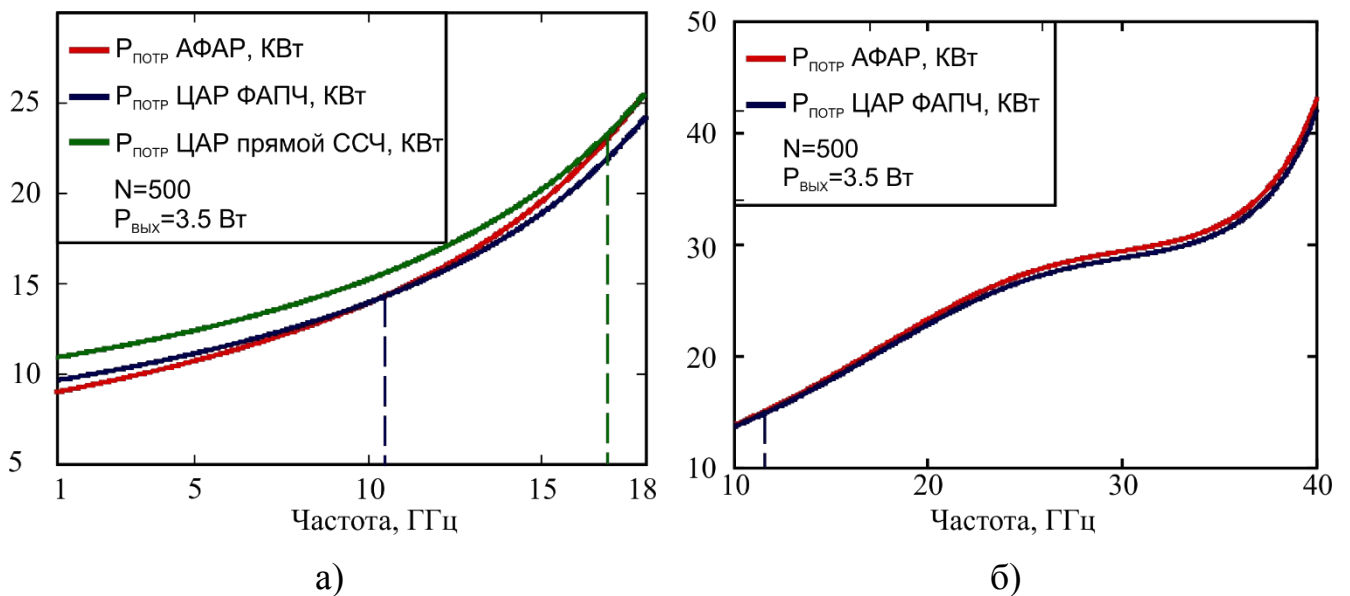


Рисунок 1.16 – Потребляемые мощности АФАР и ЦАР

За счет уменьшения КПД УМ и возрастания потерь в СВЧ распределительной системе при увеличении частоты несущего колебания, наблюдаются области, в которых ЦАР оказывается энергетически 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 синтезатора с цифровой петлей ФАПЧ.

Для определения условий энергетического выигрыша ЦАР рассмотрено влияние различных параметров антенной решетки на частотную зависимость мощности потребления. Для этого введен параметр $dP_{\text{ПОТР}}$ – энергетический выигрыш:

$$dP_{\text{ПОТР}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}}) = 10 \log \left(\frac{P_{\text{ПОТР}_{\text{АФАР}}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}})}{P_{\text{ПОТР}_{\text{ЦАР}}}(f, N, P_{\text{ВЫХ}})} \right), \text{ дБ} \quad (1.9)$$

Положительное значение $dP_{\text{ПОТР}}$ показывает энергетический выигрыш ЦАР, в то время как отрицательное значение показывает выигрыш традиционной АФАР. Частота, начиная с которой потребление мощности ЦАР оказывается меньше, чем у АФАР, в назовем эффективной.

Влияние $P_{\text{ВЫХ}}$ передающего тракта модуля на энергетический выигрыш АФАР и ЦАР представлено на рисунке 1.17 для (а) – коаксиальной и (б) – волноводной разводки.

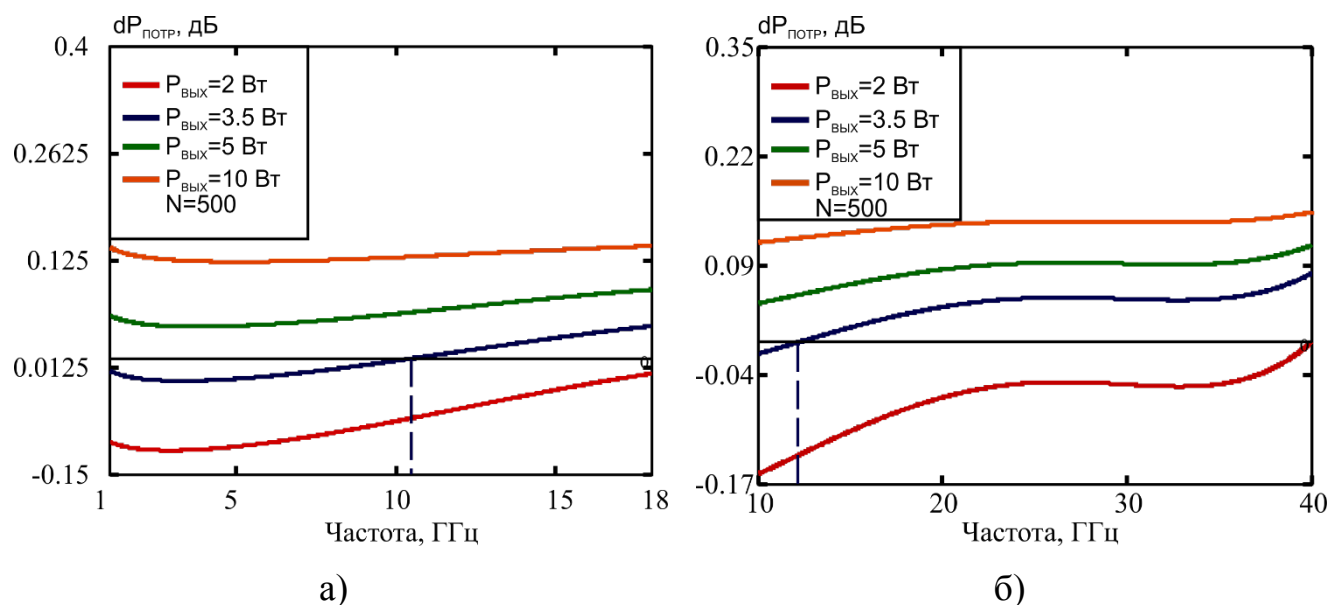


Рисунок 1.17 – Частотная зависимость $dP_{\text{ПОТР}}$ при различных значениях $P_{\text{ВЫХ}}$

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 СВЧ меняется достаточно слабо. Для антенной решетки с 500 каналами, 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 1.18 для (а) – коаксиальной и (б) – волноводной разводки.

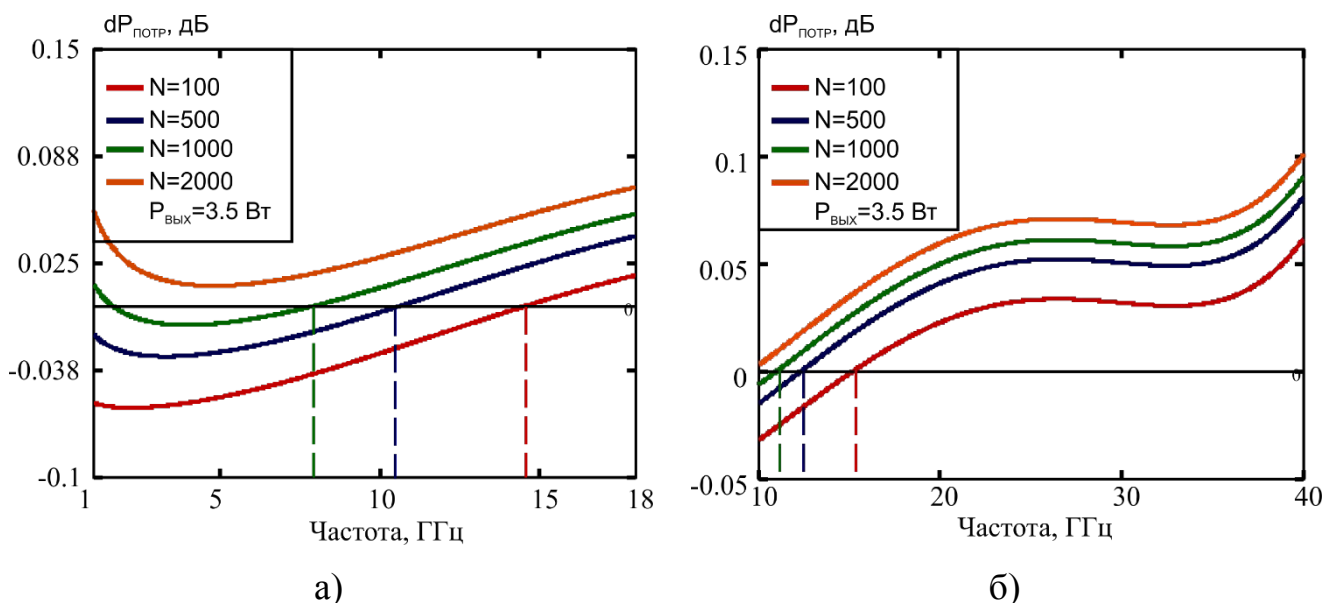


Рисунок 1.18 – Частотная зависимость $dP_{\text{ПОТР}}$ при различных значениях N

Увеличение количества элементов антенной решетки приводит к незначительному смещению эффективной 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.

Решающее влияние на энергетический выигрыш оказывают размеры СВЧ распределительной системы, которые характеризуются коэффициентом масштабирования K_L в (1.6). Влияние K_L на $dP_{\text{ПОТР}}$ показано на рисунке 1.19.

Увеличение требуемой длины коаксиальных кабелей (увеличение потерь в распределительной системе и повышение потребляемой мощности единого источника СВЧ сигнала) приводит к смещению эффективной частоты в более низкую область. При необходимости длинных коаксиальных кабелей (наземные

РЛС дальнего обнаружения, астрономические системы) с $K_L > 1$ предложенная структура ЦАР оказывается более энергоэффективной, начиная с 10,5 ГГц.

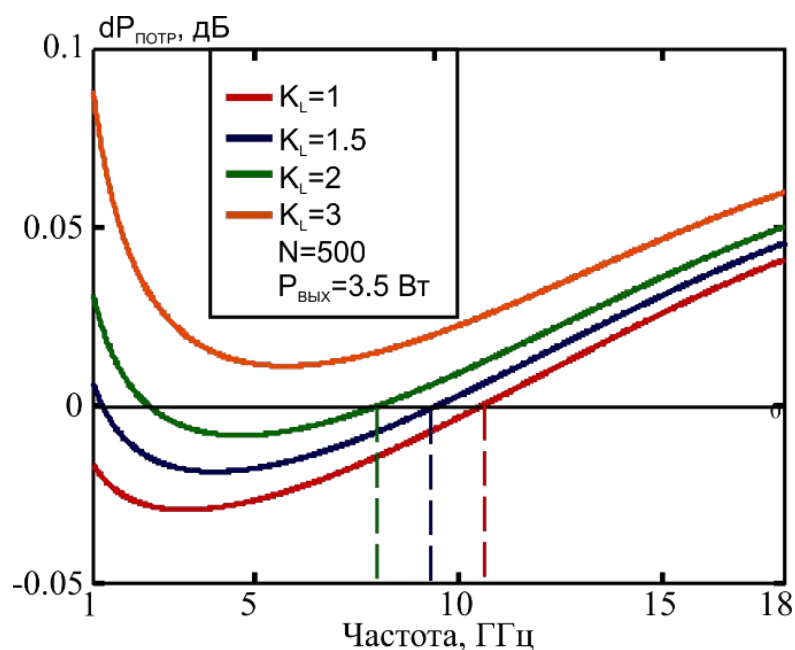


Рисунок 1.19 – Частотная зависимость $dP_{\text{ПOTР}}$ при различных значениях K_L для коаксиальной разводки

ППМ АФАР кроме передающего и приёмного тракта обычно содержат МК и ПЗУ, хранящие корректирующие коды фаз и амплитуд выходного сигнала. Это позволяет осуществлять калибровку ППМ в частотной области, обеспечивать температурную компенсацию. 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. Рассмотрено 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 энергетический выигрыш ЦАР перед АФАР представлено на рисунке 1.20.

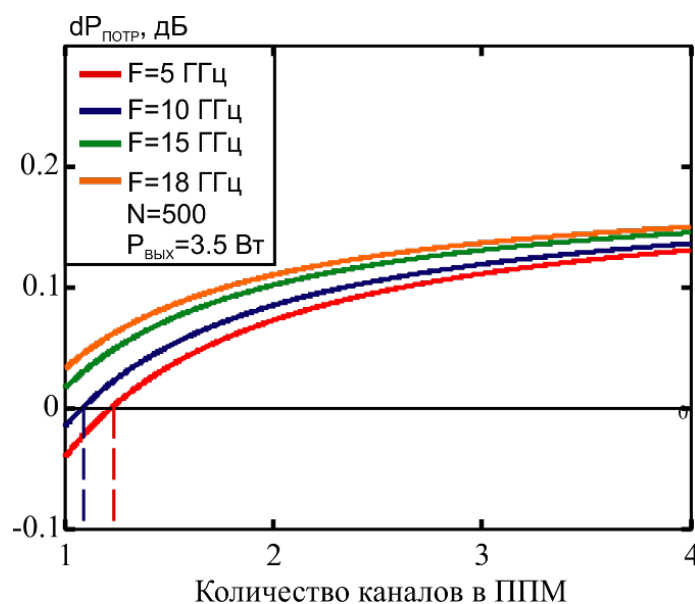


Рисунок 1.20 – Зависимость $dP_{\text{ПOTР}}$ при разном количестве каналов в составе ППМ и несущей частоте

Из полученных зависимостей видно, что использование многоканальных модулей ЦАР приводит к существенному смещению эффективной частоты энергетического выигрыша ЦАР в область низких частот. Замена традиционных ППМ на 4-канальные модули дает существенный выигрыш по энергетике многоэлементной ЦАР, начиная с $P_{\text{ВЫХ}} = 2$ Вт при частотах свыше 10 ГГц.

1.6 Процедуры малоразрядной дискретизации в ЦАР

Системы цифровой обработки радиосигналов уже нашли широкое применение в радиолокационных комплексах (РЛК) бортового базирования, дальнейшее развитие которых связано с совмещением в них функций РЛС, навигации, радиотехнической разведки (РТР), радиоэлектронной борьбы (РЭБ), связи, госопознавания – с разработкой интегрированной РЭС [76].

Гибкость такой структуры может быть обеспечена только применением дискретной цифровой пространственно-временной (ПВ) обработки сигналов, применением ЦАР, цифровых процессоров обработки сигналов, информационно-управляющих сетей, а также когерентного приемопередающего тракта.

Сложность построения цифровой системы обработки ПВ-сигналов в значительной степени определяется разрядностью обрабатываемых

информационных массивов. При параллельной обработке информации разрядность информационных потоков радиолокационных данных напрямую определяет техническую сложность построения аппаратуры. При последовательной обработке техническая реализация упрощается, однако увеличивается время обработки и снижается быстродействие системы.

Разрядность радиолокационных данных (разрядность АЦП, цифровых фильтров и т. п.), частота дискретизации, размеры окон пространственных и временных выборок должны быть выбраны минимальными, однако это становится несовместимым с требованием обеспечения высокой эффективности работы системы обработки, поскольку при этом растут шумы квантования и боковые лепестки, возникают эффекты стробоскопического характера – «слепые фазы», «слепые направления», «слепые скорости», проявляются нелинейности амплитудных характеристик типа: «зона нечувствительности», «люфт», «жёсткое ограничения» и другие [46].

Обычно для учета шума квантования увеличивают входной шум на величину эквивалентной по мощности дисперсии шума квантования $D_{\Delta} = \Delta^2 / 12$, что соответствует СКО $\sigma_{\Delta} = \Delta / 2\sqrt{3}$, где Δ - цена младшего разряда АЦП [77]. В работах С.З. Кузьмина, В.А. Лихарева [78] и др. показано, что ценой потерь $1 \div 1,5$ дБ при обнаружении сигнала на фоне шума достаточно на входе системы обработки иметь бинарное квантование, однако при обнаружении сигнала на фоне коррелированных помех, цветного шума разрядность АЦП увеличивается до $8 \div 10$. Упрощенный расчет шума квантования предполагает, что СКО собственного шума приемника σ и амплитуда сигнала A соизмеримы или существенно превышают шаг квантования Δ , однако при работе когерентно-импульсных РЛС на фоне мощных отражений от подстилающей поверхности или гидрометеоров, наблюдаются эффекты ограничения сигналов, когда слабый полезный сигнал подавляется мощными помехами, а его амплитуда становится соизмеримой или меньше Δ .

Накопление – усреднение сигналов не всегда позволяет достичь желаемого результата, т.к. «грубые» [46] отсчеты (ГО) являются недостаточно информативными и их использование, как правило, связано с теми или иными потерями мощности сигнала, информации, что недопустимо для построения РЭС в условиях технических ограничений.

В таких случаях целесообразно применять «зашумление» или рандомизацию, которая принципиально отличается от естественного зашумления, и это принципиальное отличие связано с точным знанием шумовых реализаций, рандомизирующих процесс аналого-цифрового преобразования. Технически это обеспечивается запоминанием вводимых псевдослучайных реализаций, которые учитываются при дальнейшей обработке.

Для научного обоснования такого приема может быть использована теория радиолокационного обнаружения сигналов, однако с учетом эффектов дискретизации и квантования. Задача приёма сигнала на фоне шума формулируется в рамках теории статистических решений. В общем случае сигнал подвергается ряду преобразований $\{w\} = T_R^{\{G,P,L\}}, T_Z^{\{G,P,L\}}, T_T^{\{G,P,L\}}$, где w – совокупность переданных, принятых сообщений или вытекающих из них решений; $T_R^{\{G,P,L\}}, T_Z^{\{G,P,L\}}, T_T^{\{G,P,L\}}$ – операция приёма, операция, характеризующая влияние среды и операция передачи соответственно, G – размер временного окна, $P \times L$ – размеры пространственного окна.

В классической теории решений проектировщик системы не может управлять сигналом на входе: операция передачи $T_T^{\{G,P,L\}}$ задаётся априори, все сигналы заданы наперёд вместе с вероятностями наступления каждого из них, и разработчик не может изменять эти данные, т. е. заданы распределения принимаемых сигналов

$$F_{G,P,L}(\vec{X}/0) \text{ и } F_{G,P,L}(\vec{X}/\vec{S}) \quad (1.10)$$

где \vec{X} и \vec{S} – G, P, L -мерные векторы пространства наблюдений и сигналов.

Известен принцип [46], позволяющий расширить границы применимости теории, основанной на искусственной и естественной рандомизации процесса

обработки путём «зашумления». Совокупность технических приёмов обеления шумов квантования характеризуется понятием «рандомизация». В некоторых случаях используют термин линеаризация, так как рандомизация обладает свойством линеаризации нелинейностей дискретизаторов, формирующих «грубые отсчеты». Термин random (случайный) предполагает искусственное введение случайностей – случайные пороги, случайные аддитивные учитываемые добавки, случайные весовые коэффициенты – в процедуру обеления шумов квантования, обусловленных дискретизацией. Процедуры подобного типа известны в литературе, например их использует целый ряд устройств, реализующих различные способы обеления, «рандомизации», «стохастической линеаризации», «накачки», «вобуляции» [79, 80].

Метод разрешает компромисс между «грубым квантованием» и размерами окна ПВ-выборки. Он позволяет найти и оценить количественный ресурс ПВ-обработки, достаточный для получения заданной эффективности в сформулированных условиях наличия помех, эффектов дискретизации и квантования, и, таким образом, доказать, что метод Монте-Карло, ранее известный и широко используемый в основном в вычислительной математике, своими техническими приложениями может быть применен в рамках новой теории. Пусть в формировании пространства наблюдений принимает участие Наблюдатель, так что плотности вероятности выборки шума и смеси сигнала с шумом и помехами задаются в виде

$$F_{G,P,L}(\vec{X}/0, \vec{\xi}_{G,P,L}) \text{ и } F_{G,P,L}(\vec{X}/\vec{S}, \vec{\xi}_{G,P,L}), \quad (1.11)$$

где $\vec{\xi}_{G,P,L}$ – вектор рандомизирующего процесса параметров распределений, выбираемый Наблюдателем в пространстве параметров.

Принадлежащие данному подклассу задачи названы задачами с варьируемыми случайными параметрами распределений. Наблюдатель получает дополнительную степень свободы помимо тех, которые имеются в задачах в классической постановке, например назначение цен за ошибки при критерии среднего риска или назначение вероятности ложной тревоги при критерии

Неймана-Пирсона. Степень свободы в рассматриваемом классе задач связана с необходимостью и возможностью учёта параметров самих распределений выборки.

Задача выбора наблюдателем вектора $\vec{\xi}_{G,P,L}$ параметров распределения выборки решается в рамках самой задачи обнаружения: отыскивается оптимальная операция приёма (обработки) данных для поставленного класса задач. Обозначим эту операцию по аналогии с операцией $T_R^{\{G,P,L\}}$ как $\tilde{T}_R^{\{G,P,L\}}$. Поскольку операция $\tilde{T}_R^{\{G,P,L\}}$ по определению является оптимальной, она должна переходить в операцию $T_R^{\{G,P,L\}}$, когда наблюдателем выбран вектор параметров $\vec{\xi}_{G,P,L,opt} \in \{\vec{\xi}_{G,P,L}\}$, т. е. когда распределения (1.11) переходят в распределения (1.10) и тем самым однозначно (в статистическом смысле) определяется пространство наблюдений,

$$\tilde{T}_R^{\{G,P,L\}}\{\vec{X}\} = T_S^\xi T_R^{\{G,P,L\}}\{\vec{X}\}, \quad (1.12)$$

где T_S^ξ - операция выбора (select) оптимального вектора $\vec{\xi}_{G,P,L}$.

Нахождение $\tilde{T}_R^{\{G,P,L\}}$ сводится к отысканию операции T_S^ξ ; строгое аналитическое доказательство существования оптимального вектора $\vec{\xi}$ пока в литературе неизвестно, однако при решении конкретных задач найдено множество условных оптимумов, достигаемых в конкретных устройствах, реализующих оригинальные процедуры устранения (уменьшения) эффектов дискретизации и квантования [46] .

1.6.1 Квантование сигналов как процесс квантования распределений

Предположим, что выборочные значения сигнала x_m , $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ имеют распределение, описываемое характеристической функцией

$$W(\Omega) = E\{e^{-j\Omega x_m}\} = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_m) e^{-j\Omega x_m} dx_m, \quad (1.13)$$

где знак $E\{.\}$ - математическое ожидание, $\omega(x_m)$ - квантуемое распределение.

Выражение (1.13) по форме аналогично преобразованию Фурье, записанному для круговой частоты Ω . В ряде случаев функцию $W(\Omega)$ можно ограничить некоторой частотой $\Omega_{\max} = 2\pi F_{\max}$ и считать распределение $\omega(x_m)$ функцией с ограниченным в полосе $|0, F_{\max}|$ спектром.

Формально, по теореме отсчетов такую функцию можно заменить последовательностью равноотстоящих значений, взятых через интервалы

$$\Delta = \frac{1}{2F_{\max}}.$$

Рассматривая в качестве функции, подлежащей квантованию, распределение $\omega(x_m)$, а не сигнал x_m , ограничиваются восстановлением моментов распределения исходного сигнала по квантованным данным, а не ставится задача восстановления самого сигнала. С этой точки зрения достаточным может оказаться «грубое» (вплоть до двоичного) [78] квантование сигнала по уровню в тех случаях, когда необходимо лишь решить, например, задачу обнаружения в принимаемой смеси x_m полезного сигнала s_m .

Для конкретных условий квантования можно установить вполне конкретные соответствия между моментами распределения x_m и x_m^* . Например, для способа округления «до ближайшего целого» [81], если мощность шума приемного устройства $\sigma^2 \gg \Delta^2$, где Δ – дискрет квантования в АЦП

$$E_1\{x_m\} = E_1\{x_m^*\}; \quad (1.14)$$

$$E_1\{x_m^2\} = E_1^2\{x_m^*\} - \frac{\Delta^2}{12}. \quad (1.15)$$

Соотношения подобного рода называются поправками Шеппарда [78].

Если условие $\sigma^2 \gg \Delta^2$ не выполняется, соотношения (1.4) и (1.5) становятся приближенными, возникают погрешности в квантовании распределений. В таких ситуациях за счет рандомизации можно искусственно создать условия, при которых можно установить точное соответствие между моментами распределения x_m и x_m^* .

1.6.2 Аналого-цифровое преобразование как процесс стохастического оценивания

Учёт шума квантования представляет интерес для выявления соотношений между интервалом квантования Δ АЦП, мощностью шума (помехи) и статистическими характеристиками шумового рандомизирующего напряжения.

На основе теории статистических оценок получим формулы для среднеквадратических значений уровня шумов квантования в зависимости от статистических характеристик компонентов вектора шумового напряжения смещения и числа M совместно обрабатываемых отсчетов.

При анализе предположим, что за время обработки изменением измеряемого параметра можно пренебречь. Инструментальную погрешность будем уменьшать за счет рандомизированной обработки, так как простое усреднение грубых отсчетов с большим элементом дискретности (квантом) Δ по серии M импульсов на приводит к увеличению точности преобразования, поскольку при малом изменении измеряемого параметра в пределах серии M импульсов и малом уровне шумов ($\sigma \ll \Delta$) ошибки отдельных отсчетов практически имеют одинаковую величину и знак.

Разрушить жесткую числовую структуру цифрового преобразования и создать условия, при которых ошибки (шумы) квантования отдельных слагаемых будут иметь разные знаки и при усреднении компенсировать друг друга, позволяют рандомизированные процедуры (алгоритмы) преобразования, использующие в отличие от детерминированных случайных эксперимент (случайное смещение порогов, «подмешивание» случайного компонента во входной сигнал и т. д.). В дальнейшем процедуры такого рода назовем рандомизацией.

В задачах аналого-цифрового преобразования, как и в задачах измерения, оказывается возможным с позиции теории статистических оценок определить основные операции, выполняемые некоторым идеализированным устройством преобразования, имеющим на своем входе дискретизатор в виде

рандомизированного АЦП [45]. Основной операцией, осуществляемой таким устройством, является формирование функции правдоподобия $L_M(x) = W(\vec{x}_M^*/x)$ измеряемого параметра x , где $\vec{x}_M^* = (x_1^*, x_2^*, \dots, x_M^*)$ M -мерный вектор-выборка отсчетов x_i^* , $i = 1, 2, \dots, M$ с выхода АЦП.

При отсутствии априорной информации о преобразуемом параметре часто используют оценку максимального правдоподобия, являющейся решением уравнения правдоподобия

$$\frac{\partial L_M(x)}{\partial x} = 0 \Big|_{x=x_{МП}}. \quad (1.16)$$

Для нахождения оценки максимального правдоподобия в [79] была решена задача формирования специальной случайной добавки $\vec{\xi}_M = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_M)$, каждый компонент которого распределен по закону $W(\xi_i)$ на интервале $\xi_i \in \left[-\frac{\Delta-\Delta\varphi}{2}, \frac{\Delta-\Delta\varphi}{2}\right]$, дополняющим интервал флуктуаций шума $\Delta\varphi$ до Δ . В этом случае вероятность

$$p_i = \int_{x-\frac{\Delta}{2}}^{x+\frac{\Delta}{2}} W(v_i - x) dv_i, \quad (1.17)$$

где $v_i = y_i + \xi_i$ - i -й компонент суммарного вектора случайного воздействия $\vec{v}_M = (v_1, v_2, \dots, v_M)$; $W(v_i)$ - закон распределения v_i , определяемый как свертка $W(y_i)$ и $W(\xi_i)$. Все дальнейшие результаты получены для равномерного распределения $W(v_i)$, которое не может быть найдено как результат свертки любых невырожденных распределений $W(y_i)$ и $W(\xi_i)$, однако при отсутствии флуктуаций, когда $\Delta\varphi = 0$, такое возможно.

Вектор $\vec{\xi}_M$ в общем виде - это коррелированная выборка, поэтому представляет особый интерес исследование качества оценок максимального правдоподобия при различных статистических связях отсчетов x_i^* , $i = 1, 2, \dots, M$ между собой. В этом случае функция правдоподобия $L_M(x)$ определяется в

соответствии с общей теоремой повторения зависимых опытов; независимые опыты рассматриваются как частный случай.

Если $\vec{y}_M + \vec{\xi}_M = 0$, т. е. рандомизации искусственная и естественная отсутствуют, максимальная ошибка преобразования равна $\pm \frac{\Delta}{2}$.

Если вектор $\vec{\xi}_N$ представляет собой коррелированную выборку, такую, что преобразования на отдельных отсчетах зависимы и связаны простой однородной цепью Маркова [81], причем вероятность события $\mu_{i+1} = 1$ равна α при $\mu_i = 1$ и β при $\mu_i = 0$, т. е. задана двумерная матрица переходных вероятностей

$$\pi_{ij} = \begin{vmatrix} \alpha & 1 - \alpha \\ \beta & 1 - \beta \end{vmatrix}.$$

Использование этой модели позволило [79] получить выражение для среднеквадратической ошибки преобразования

$$\sigma_i = +\sqrt{E\{(x_{\text{м.п.}} - x)^2\}} \cong \Delta \sqrt{\frac{p_i q_i}{M} \left(1 - \frac{M-1}{M}\right)} = \frac{\Delta \sqrt{p_i q_i}}{M}, \quad (1.18)$$

где $q_i = 1 - p_i$.

Из (1.18) видно, что при зависимых по Маркову преобразованиях x среднеквадратическая ошибка преобразования уменьшается в зависимости от M как $1/M$ вместо $1/\sqrt{M}$ для случая независимых преобразований. В других точках скорость уменьшения среднеквадратической ошибки ниже.

Полученный результат довольно условен, так как $\delta = \alpha - \beta = -1$ означает, что $\alpha = 0$, а $\beta = 1$, т. е. марковская последовательность $\{\mu_i\}$ вырождается в неслучайную регулярную последовательность $\mu_i = 0, 1, 0, 1, \dots$, которая дает оценку $x^* = \Delta \sum_{i=1}^M \frac{\mu_i}{M}$ такую, что $\lim_{m \rightarrow \infty} x^* = x$, приближающуюся к ней как гармонический ряд только в точке $x = \frac{\Delta}{2}$.

Для произвольных α и β вытекает условие получения выигрыша в точности за счет отрицательного слагаемого $\frac{2\delta(M-1)pq}{M^2(1-\delta)}$, при $\delta < 0$, означающего

выполнение неравенства $\alpha < \beta$. При $\alpha - \beta < 0$ коэффициент корреляции i -го и $(i+1)$ -го отчётов $p_{i,i+1} < 0$, что подтверждает предположение о необходимости использования отрицательно-коррелированных компонентов в векторе шума $\vec{\xi}_M$, что доказано в [79].

Среди большого многообразия известных способов обработки наибольшее распространение получили системы ПВ-обработки типа «режекторный фильтр – когерентный накопитель» (РФ – КН). При большой разрядности АЦП ($L > 8$) указанный способ является способом оптимальной согласованной фильтрации сигналов на фоне коррелированных помех, осуществляющим «обеление» пассивных помех в РФ и накопление сигналов КН. Одной из проблем, которая возникает перед разработчиками устройств обработки, реализующих вышеупомянутый алгоритм, является отсутствие соотношений, оценивающих эффективность выделения полезных сигналов по уровню. Идея метода состоит во введении на вход АЦП шумового напряжения смещения, рандомизирующего процесс квантования – дитеринг. В результате, квантование входного сигнала осуществляется с помощью случайной шкалы.

Необходимо оценивать потенциальные – с учетом собственного шума приемника – возможности подавления пассивных помех в системе обработки, реализующих алгоритмы ПВ-фильтрации на основе стохастического АЦП с малым числом разрядов, поскольку увеличение разрядности квантования в дальнейшем обеспечивается за счет накопления.

Алгоритм фильтрации РФ – КН можно реализовать следующим образом: в качестве РФ применить нерекурсивный фильтр r -го порядка, а в качестве КН – алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ) размерностью M . При этом учитывать основные соотношения между шагом квантования АЦП Δ , мощностью шума σ^2 , мощностью помехи σ_{Π}^2 и статистическими характеристиками вектора шумового напряжения смещения $\vec{\xi}_{r+m}$ в зависимости от ПВ-распределения помех.

В задаче цифрового измерения дальности, при заданной мощности помехи σ_{Π}^2 закон распределения $\omega(\vec{\xi}_{r+M})$ зависит от мощностей σ^2 и σ_{Π}^2 и шага дискретизации Δ . Линеаризация амплитудной характеристики АЦП может быть получена за счет рандомизированного квантования, что достигается совместным действием шума приемника и шумового напряжения смещения $\vec{\xi}_{r+M}$, причем эффект от рандомизации ожидается тем выше, чем больше отношение между смещением $\vec{\xi}_{r+M}$ и шумом приемника. Это относится к случаю использования векторов $\vec{\xi}_{r+M}$ с коррелированными элементами $\xi_i, i = 1, 2, \dots, r + M$.

Наиболее важным для практики является случай $L = 1$, соответствующий квантованию сигнала на два уровня, когда без применения рандомизации алгоритмы фильтрации РФ – КН оказываются практически непригодными. При рандомизации появляется возможность получения удовлетворительного качества подавления помех за счет увеличения порядка r РФ и числа M обрабатываемых выборок в КН [46].

Входными воздействиями для АЦП при обычной детерминированной обработке являются квадратурные составляющие x_c и x_s - соответственно реальная (косинусная) и мнимая (синусная) части комплексного вектора \dot{x} входного сигнала. Отличительная особенность схемы рандомизированной обработки – наличие генератора случайной добавки (ГСД), предназначенного для выработки $\vec{\xi}_{r+m}$. Каждый компонент добавки распределен равномерно на интервале $[0, \Delta]$ или $[-\frac{\Delta}{2}, +\frac{\Delta}{2}]$ и «подмешивается» к сигналу до АЦП.

Анализ, проведенный в [79] показал, что степень подавления коррелированных помех в случае рандомизированной обработки определяется не только разрядностью L АЦП, но и порядком r режекторного фильтра, а также числом M анализируемых отсчетов в блоке ДПФ. Выбирая соответствующим образом параметры M и r , можно существенно сократить число уровней квантования $k = 2^L$ для достижения требуемого подавления. При детерминированной обработке, степень подавления определяется разрядностью L

АЦП, при этом удельное подавление в расчете на один двоичный разряд не превышает 6 дБ.

При обнаружении слабых сигналов нелинейность ступенчатой амплитудной характеристики приводит к тому, что если амплитуда полезного сигнала $S < Q\{x/\Delta\}\Delta$, где $Q\{x/\Delta\}$ – функция расстояния до ближайшего целого x/Δ , то за счет нелинейности типа «зона нечувствительности» такая цель при обработке теряется. Рандомизация обработки позволяет линеаризовать указанную нелинейность и таким образом обнаружить сигнал от цели, находящейся внутри кванта АЦП [79]. Из полученных в работе [79] формул следует, что заданный коэффициент улучшения рандомизированного фильтра селекции движущейся цели (СДЦ) при соответствующем выборе параметров M и r РФ и КН может быть достигнут при меньшем, чем при детерминированной обработке числе уровней квантования во входном АЦП.

Результаты приведенного анализа справедливы для построения систем пространственно-временной обработки, где с помощью пространственного режекторного фильтра формируются провалы в диаграмме направленности ЦАР бортового радара, а когерентный накопитель типа ДПФ осуществляет когерентное накопление сигнала с Q -го углового направления.

Исследования последних лет окончательно поставили точку в вопросе целесообразности использования процедуры АЦП непосредственно в приемном тракте ЦППМ на несущей частоте.

1.7 Выводы

1. ЦАР позволяют сделать прорыв в технике электрически сканирующих антенн, заключающийся в:

- возможности создания многолучевой сканирующей антенны с одной апертуры;
- реализации в одной апертуре многочастотного приемопередающего режима, определяемого излучателем в полотне решетки;

- отказе от применения аналоговых фазовращателей и распределительной системы СВЧ сигнала и связанных с ними потерь;
- существенном упрощении реализации режима адаптации интеллектуальных ЦАР;
- получении новых результатов в теории решеток при цифровом синтезе ДН;
- осуществлении самокалибровки в процессе работы ЦАР.

2. Аналитический обзор элементной базы цифровых АР показал возможность их реализации в различных диапазонах частот, включая СВЧ. Практическое применение ЦАР в настоящее время определяется допустимой стоимостью элементов.

3. Предложена структура приёмопередающего модуля, позволяющая в разы уменьшить габариты и массу многоэлементной бортовой ЦАР, по сравнению с АФАР, за счет исключения СВЧ распределительной системы, управляемых фазовращателей и аттенюаторов.

4. Разработана математическая модель для сравнительного анализа энергопотребления традиционной АФАР и ЦАР с предложенной структурой модуля. Результаты моделирования показали, что предложенная структура модуля обеспечивает снижение энергопотребления бортовой ЦАР на 5 – 10 % в диапазоне частот 1 – 18 ГГц при использовании коаксиальной разводки и на 3 – 5 % в диапазоне частот 10 – 40 ГГц при использовании волноводной разводки. Увеличение количества излучателей и требуемой выходной мощности приводит к дальнейшему выигрышу в энергопотреблении для ЦАР.

5. Показано влияние на энергопотребление ЦАР выходного усилителя мощности в составе передающего тракта, КПД которого определяет энергетическую эффективность использования предложенного модуля в составе бортовой ЦАР.

6. Обобщены принципы построения и схемотехнической реализации приемного тракта ЦППМ цифровой антенной решетки БРЛС на основе использования процедур малоразрядной дискретизации для снижения вычислительных затрат и увеличения быстродействия РЭС.

ГЛАВА 2 ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ ТРАКТЫ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Сегодня цифровая обработка сигналов все шире проникает и практически всецело захватывает различные радиотехнические системы, включая локацию, средства связи, телекоммуникации и измерительную технику. Основное преимущество цифровых средств сбора и обработки данных, по сравнению с аналоговыми – возможность создавать в рамках одной аппаратной платформы набор устройств, способных изменять выполняемые функции посредством обновления программного обеспечения. Поскольку физические явления имеют аналоговый характер, одна из важных и неотъемлемых задач современной цифровой технологии – преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму. Поэтому развитие и расширение областей применения цифровых систем обработки сигналов невозможно без развития средств аналого-цифрового преобразования.

2.1 Анализ требований к составным элементам приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки

Основное отличие ЦАР от ФАР изменяет построение решеток коренным образом. В ЦАР осуществляется цифровой синтез и анализ сигналов, а реализуется это в цифровом приёмопередающем модуле (ЦППМ). Выбор структуры ППМ ЦАР невозможен без анализа современного состояния модулей [46].

Замена аналоговой обработки на цифровую должна начинаться с введения новых элементов в ППМ. Если ЦАР работает в диапазоне частот до 3 ГГц, ППМ должен содержать в передающей части квадратурный модулятор с ЦАП и несколько каскадов аналоговых усилителей, для получения требуемой мощности на входе излучателя. В приемной части на выходе излучателя ставят малошумящий усилитель (МШУ) и АЦП. В современных АФАР излучатель входит в состав ППМ, а выходы модуля являются цифровыми.

2.1.1 Анализ современного состояния приёмопередающих модулей антенных решеток

Приемопередающие модули появились как основные элементы построения АФАР и это дало возможность существенно повысить энергетический потенциал радиоэлектронных систем, в которых они использовались. К настоящему времени средства повышения потенциала РЭС нельзя считать исчерпанными, так как учёные и инженеры продолжают работы как по созданию новых мощных усилительных приборов, так и по уменьшению энергетических потерь в усилительных каскадах, составляющих основу передающего тракта ППМ.

Разработчиками ППМ для АФАР в России 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 [82], среди которых выделяются ППМ «Морфей-ВЧА», «Морфей-ММ», «Орлик», «Ратэп», «Триумфатор», «Трамплин». Внешний вид модулей показан на рисунке 2.1.

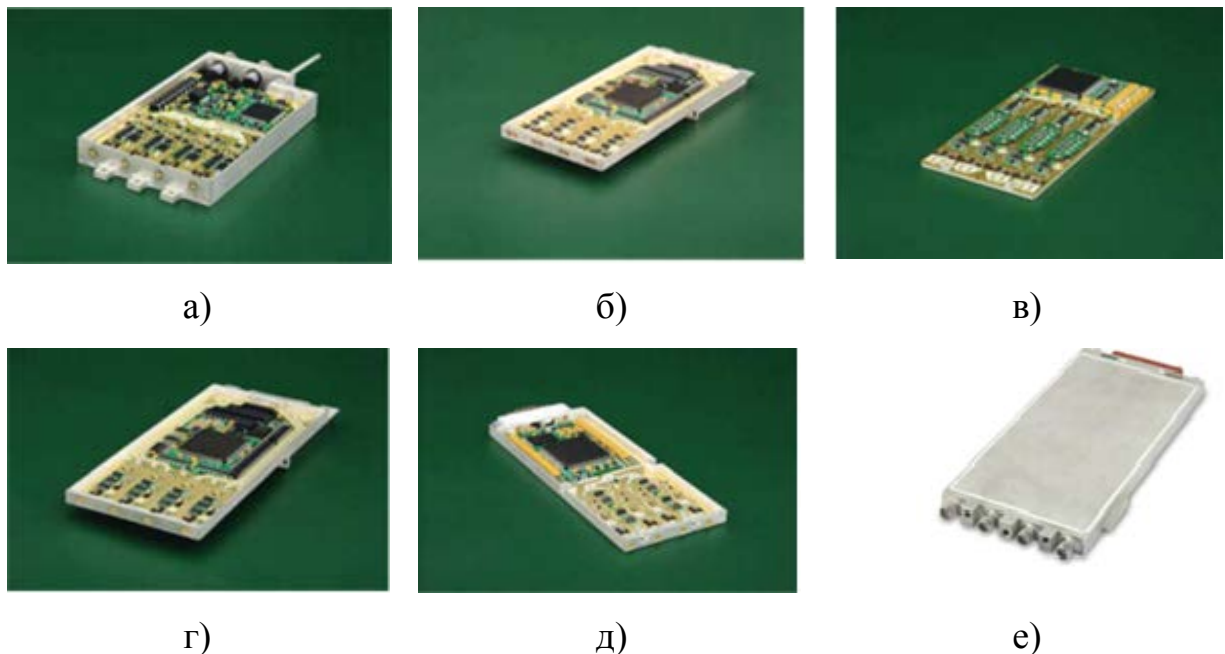


Рисунок 2.1 – Внешний вид ППМ НПФ «Микран» [97] а) «Морфей-ВЧА»; б) «Морфей-ММ»; в) «Орлик»; г) «Триумфатор»; д) «Ратэп»; е) «Трамплин»

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 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.

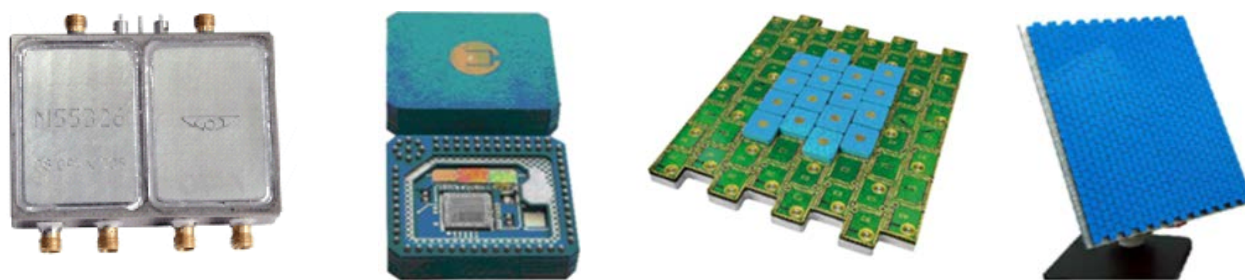
Таблица 1 – Сравнительные характеристики ППМ НПФ “Микран” [61]

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» [83] на основе современных GaAs монолитных и гибридно-интегральных схем (МИС и ГИС), что обеспечивает широкий динамический и температурный диапазоны в полосе рабочих частот 5 – 16 ГГц (Рис. 2.2 а). Габаритные размеры модуля составляют 70 × 64 × 12 мм, масса не превышает 150 г, ток питания не более 0,7 А. В ППМ «М55317» используется двойное преобразование частоты в приёмном тракте.

В последнее время с развитием технологий при создании АФАР используются многоканальные ППМ на низкотемпературной совместно обжигаемой керамике (LTCC – Low Temperature Co-Fired Ceramic) [84]. В ОАО «НИИПП» разработан приемный модуль на основе LTCC, идет исследование и

разработка передающего модуля и приемо-передающего модуля на LTCC. Примеры модуля и АФАР из этих ППМ представлены на рисунке 2.2 б), в), г).



а)

б)

в)

г)

Рисунок 2.2 – изделия ОАО «НИИПП» [97]: а) ППМ «М55317»; б) LTCC ППМ; в) 16 модулей в составе АФАР; г) планарная АФАР на LTCC

Использование LTCC для изготовления СВЧ модулей дает существенные преимущества: не требуется дополнительного корпуса – LTCC сама является объемным, механически прочным корпусом ППМ; герметичность, высокая стойкость к внешним воздействиям и стабильность параметров; более высокая, чем у печатных плат, теплопроводность; удобство установки кристаллов СВЧ МИС и других элементов; возможность интеграции пассивных элементов – резисторы, конденсаторы, индуктивности – на внутренних слоях. Общие характеристики таких ППМ представлены в таблице 2.

Таблица 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

Модули соединяются между собой без нарушения шага излучателей решетки, следовательно из них можно составлять полотно АФАР необходимого размера.

ОАО “НПП “Пульсар” разработало ряд ППМ L-диапазона для бортовых АФАР [85]. Модули являются 4-канальными, в каждый ППМ входит процессор, осуществляющий управление амплитудой и фазой сигнала, а также первичную обработку информации. Выходная мощность составляет сотни ватт, разрядность фазовращателей от 5 до 7 разрядов, диапазон регулировки аттенюаторов 25 дБ. Внешний вид ППМ представлен на рисунке 2.3 а), б).

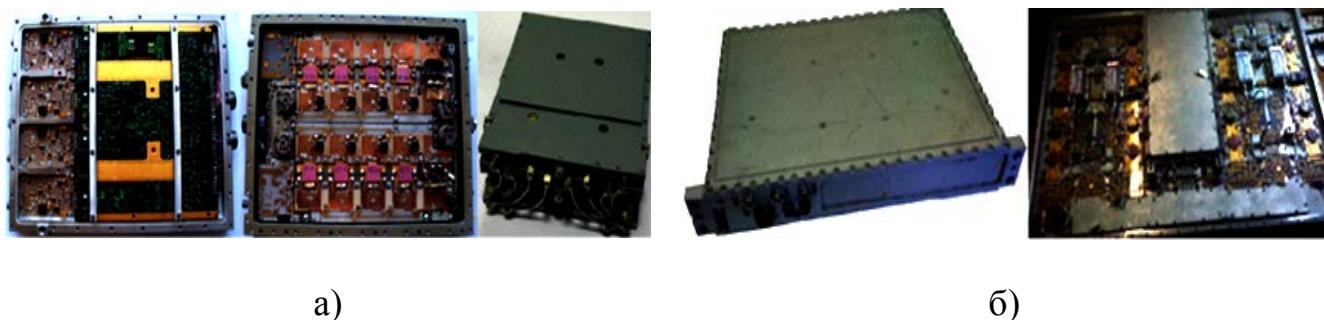


Рисунок 2.3 – ППМ производства ОАО “НПП “Пульсар” [61]:

а) для бортового запросчика L-диапазона; б) для РЛС L - диапазона

АО “НПП “Исток” им. Шокина” производит ППМ для бортовых АФАР [86], в частности приёмные модули (ПМ) сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн, параметры которых приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Характеристики ПМ 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 ПМ осуществляется двойное преобразование частоты; формирование необходимого АФР в АР осуществляется путем управления усилением приёмного тракта и фазовым сдвигом фазовращателя. На входах модулей стоят полупроводниковые устройства защиты. Внешний вид ПМ представлен на рисунке 2.4 а), б).

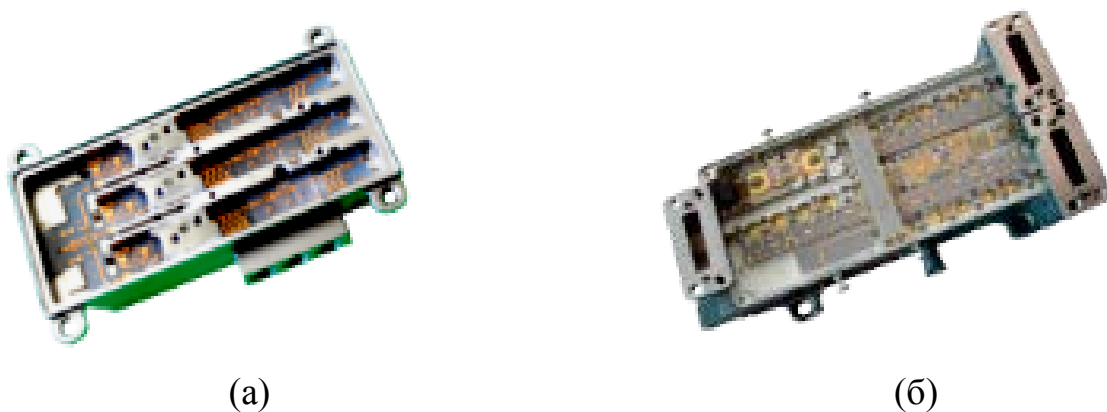


Рисунок 2.4 – ПМ АО "НПП "Исток" им. Шокина":

а) сантиметрового диапазона; б) миллиметрового диапазона

В ЗАО «Микроволновые системы» разработан широкополосный приемопередающий модуль для бортовой АФАР системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ) [87]. Выходная мощность модуля составляет 1,8 Вт, полоса рабочих частот более октавы. Управление усилением ППМ осуществляется с помощью четырехразрядных аттенюаторов (рисунок 2.5 а).

К недостаткам рассмотренных отечественных ППМ относится низкий динамический диапазон приёмного тракта и малый КПД передающего. 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 2.5 б), используя GaN-технологии [88]. Размеры приёмопередающего модуля $12 \times 30 \times 3,3$ мм. Выходная мощность 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» [63], фотография которого представлена на рисунке 2.5 в). 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 двенадцатиразрядного 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.

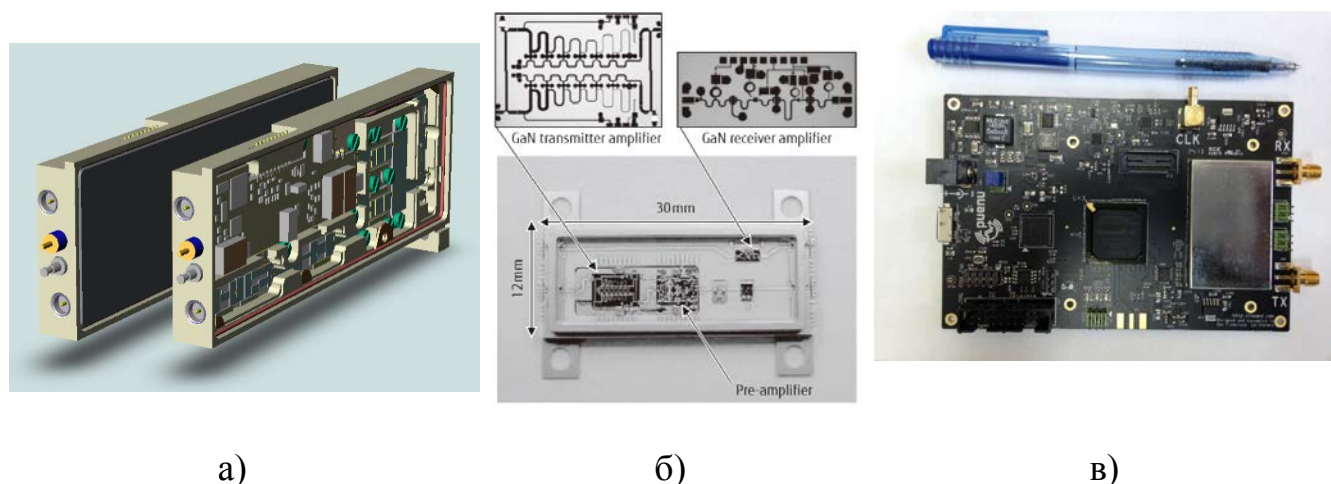


Рисунок 2.5 – Примеры актуальных ППМ:

а) для бортовой АФАР системы РЭБ ЗАО «Микроволновые системы»;

б) GaN ППМ «Fujitsu Laboratories Ltd»;

в) ППМ LMS6002D фирмы «Lime Microsystems»

В приёмном тракте расположен квадратурный демодулятор, понижающий несущую частоту, после чего осуществляется аналого-цифровое преобразование. В модуле присутствует система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и ГУН – СВЧ генератор, управляемый напряжением. ППМ управляется универсальным последовательным SPI-интерфейсом. Общие характеристики ППМ представлены в таблице 4.

Таблица 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	1
Коэффициент усиления приемника, дБ	61

Параметр	Значение
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 (Software Defined Radio) является ППМ AD9364 фирмы Analog Devices [57]. Структура его повторяет описанную выше структуру ППМ LMS6002D, однако в нем нет дополнительных ЦАП и АЦП для систем автокалибровки. Общие параметры AD9364 представлены в таблице 5.

Таблица 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 до настоящего времени, несмотря на большое разнообразие фирм-разработчиков, структура и функциональный состав модулей для АФАР практически остается неизменным, за исключением ППМ на принципе SDR. Использование ферритовых и полупроводниковых СВЧ фазовращателей и аттенюаторов ограничивает возможный частотный диапазон устройств 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, стоимости и массы изделия. Ошибки, вносимые современными фазовращателями, не позволяют реализовать системы с высокими показателями по точности установки луча, которые необходимы в интегрированных бортовых РЛС, наземных РЛС дальнего обнаружения, системах спутниковой связи и других.

Обзор показал, что наиболее подходящей для реализации всех достоинств ЦАР – адаптивность, цифровое формирование ДН – является структура ППМ, основанная на принципе программно-реконфигурированного радио. В состав каждого такого модуля входят АЦП/ЦАП, а также квадратурный модулятор/демодулятор и устройство управления. Необходимо рассмотреть параметры и свойства этих составляющих ЦППМ частей, а также соответствие их характеристик требуемым в модулях бортовых ЦАР.

2.1.2 Цифровая элементная база приёмопередающих модулей

Элементами ЦАР, от параметров которых зависят её точностные и энергетические характеристики, являются преобразовательные устройства АЦП и ЦАП [45], а также средства обработки СВЧ сигналов – ЦСП. Требования к этим устройствам в составе ЦАР определяют возможность построения той или иной системы и определяются выпускаемыми промышленными образцами.

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

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

$$D_{\text{ЦАР}}(N_{\text{АЦПЭФФ}}, N, R_{\text{ЭФФ}}) = 6N_{\text{АЦПЭФФ}} + 10 \log(N) + 10 \log(R_{\text{ЭФФ}}) - N_{\text{ПРМ}}, \quad (2.1)$$

где $N_{\text{АЦПЭФФ}}$ – 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:

$$R_{\text{ЭФФ}}(\Delta\varphi, N_{\text{луч}}, N_F) = \frac{360}{\Delta\varphi} N_{\text{луч}} N_F, \quad (2.2)$$

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

N_F – число анализируемых частот;

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

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

$$P_{\text{ПР}}(N, N_{\text{луч}}, f_D) = N \cdot N_{\text{луч}} \cdot f_D, \quad (2.3)$$

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 [89], E2V [64], Hittite Microwave [67], Analog Devices [57]. 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 6 представлены сравнительные параметры рассмотренных АЦП.

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.

Таблица 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

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 перекрывающих несколько декад. В статье [90] сделан 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 с 2009 года начало разработку нового класса цифровых устройств – реконфигурируемых АЦП [91]. Основной целью 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 [92]. 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 [93], IDT [94]. 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 7.

Таблица 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

Особенностью использования ЦАП и АЦП в ЦАР является отсутствие необходимости в высокой частоте дискретизации [51]. 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. Для использования ЦАП в составе модуля ЦАР их должно быть 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 2.1.3.

Основным требованием к АЦП в составе модуля ЦАР является обеспечение требуемой разрядности и возможность работать в широкой полосе входного СВЧ сигнала для его обработки непосредственно на несущей. Важным также является наличие управляемого диттеринга [45]. Области применения АЦП, включая суперскоростные, постоянно расширяются и охватывают как военное, так и промышленное направления. За последнее десятилетие частота дискретизации АЦП увеличилась в 40 раз. Модульные АЦП имеют самые крепкие позиции в отрасли, поскольку обладают наилучшими параметрами и являются наиболее скоростны-

ми, прецизионными и выпускаются промышленно. Модульные АЦП на фирменных технологиях реализуют частоты дискретизации до 12,5 ГГц в полосе частот до 6,25 ГГц.

Авторы большого количества публикаций, посвященных исследовательским АЦП, возлагают определенные надежды на достигнутые рекордные результаты, хотя на промышленное освоение опытных образцов уходит слишком много времени. Параметры исследовательских АЦП и сейчас значительно превышают параметры серийных, обеспечивая частоты дискретизации до 40–50 ГГц.

2.1.3 Квадратурный модулятор в качестве устройства управления амплитудно-фазовым распределением цифровой антенной решетки

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. 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 попадают на выходной операционный усилитель, преобразующий дифференциальный сигнал в одиночный. Выходной сигнал КМ определяется следующим выражением:

$$s(t) = I(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + Q(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.4)$$

где ω_0 – несущая частота, рад/сек;

φ_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 [61]. Обобщенная структурная схема КМ показана на рисунке 2.6.

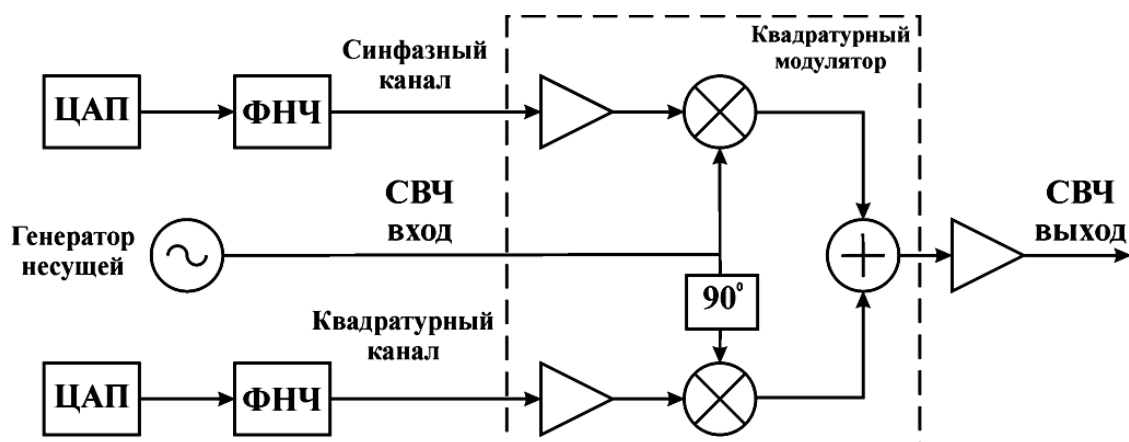


Рисунок 2.6 – Структурная схема квадратурного модулятора

Основным элементом современных квадратурных модуляторов является смеситель на ячейках Гилберта [95]. Ячейка Гилберта представляет собой балансное устройство, выполненное на четырех транзисторах, имеющее дифференциальные входы и выходы. Упрощенная электрическая схема ячейки Гилберта представлена на рисунке 2.7.

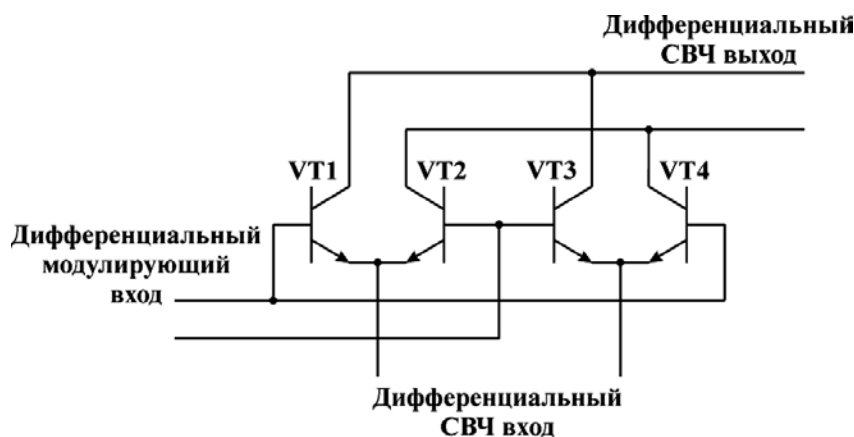


Рисунок 2.7 – Упрощенная схема ячейки Гилберта

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).

Потребительские параметры коммерчески доступных КМ, представленных фирмами Analog Device, Hittite Microwave Corporation, Texas Instruments, показаны в таблице 8.

Таблица 8 - Параметры квадратурных модуляторов

Фирма-производитель	Модель	Диапазон выходных частот, ГГц	Амплитудный и фазовый баланс, дБ/град.	Наличие ЦАП
MITEQ	SSM0812LC2MD	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 I²C 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.

Модуляторы до 6 ГГц выпускаются в стандартизированных корпусах размером 4×4 мм, имеющих 24 вывода и они работоспособны при температурах от минус 45 до плюс 85 градусов Цельсия. Выходная мощность насыщения КМ обычно не превышает 10 дБм, 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 [61]. 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 полосы рабочих частот и уменьшение фазовых и амплитудных ошибок. Так, в работе [96] 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 [97] 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 [98] 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 подавать 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 [99] :

$$N_{\text{ЦАП}} = \left\lceil \log_2 \frac{360}{\Delta\varphi} \right\rceil + \left\lceil \log_2 \frac{1}{\Delta\alpha} \right\rceil + 1, \quad (2.5)$$

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

$\Delta\varphi$ – дискрет фазы, град;

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

Разрядность современных низкоскоростных ЦАП с частотой дискретизации менее 300 МГц составляет от 10 до 16 бит, что, с учетом ошибок, которые будут рассмотрены в разделе 2.2.4, дает возможность реализации фазового дискрета вплоть до $0,352^\circ$ 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 менее 1 дБ.

С помощью КМ возможно одновременное управление фазовым и амплитудным распределением в решетке, путем изменения соотношения амплитуд I/Q :

$$\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} = A(t), \quad (2.6)$$

$$\tan^{-1} Q(t)/I(t) = \varphi(t), \quad (2.7)$$

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

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

$A(t)$ – требуемая амплитуда сигнала на выходе КМ, В;

$\varphi(t)$ – требуемая фаза сигнала на выходе КМ, град.

Множество возможных состояний выходного колебания КМ удобно представлять в полярной системе координат в виде диаграммы состояний, оси которой являются проекциями нормированных амплитуд сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ квадратурных каналов. Для случая управления фазовым распределением с фазовым дискретом $\Delta\varphi = 11,25^\circ$ диаграмма состояний выходного колебания КМ показана на рисунке 2.8 а). На ней представлены все фазовые состояния выходного сигнала, которые равномерно распределены по окружности от 0 до 360 градусов.

Управление амплитудным распределением осуществляется путем изменения амплитуд синфазного и квадратурного канала на одинаковую величину. Выполнение условия (2.6) при этом не ведет к изменению фазы выходного СВЧ колебания. Диаграмма состояний КМ для фазового дискрета

$\Delta\varphi = 11,25^\circ$ и амплитудного дискрета $\Delta\alpha = 0,14$ В показана на рисунке 2.8 б). Для одновременного управления амплитудным и фазовым распределением в канале ЦАР синфазный и квадратурный сигналы должны формироваться в соответствии со следующими выражениями:

$$I_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \sin(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i}), \quad (2.8)$$

$$Q_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \cos(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i}), \quad (2.9)$$

где $\varphi_i(t)$ – требуемое значение фазы выходного СВЧ колебания, град;

$\alpha_i(t)$ – требуемое значение амплитуды выходного СВЧ колебания, В;

E_T – значение амплитуды выходного напряжения ЦАП, В;

K_{α_i} – амплитудный коэффициент коррекции;

φ_{K_i} – начальная фаза сигнала в i -м канале, град.

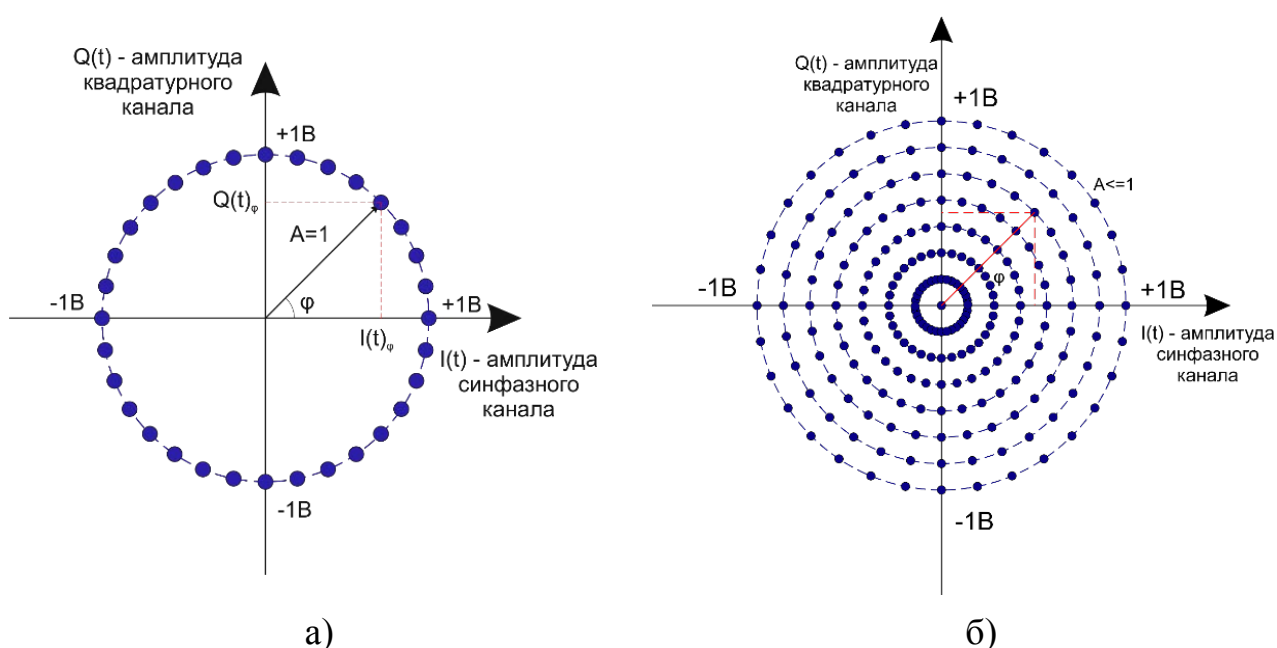


Рисунок 2.8 – Диаграммы состояний КМ: а) для фазового дискрета $\Delta\varphi = 11,25^\circ$;
 б) для фазового дискрета $\Delta\varphi = 11,25^\circ$ и амплитудного дискрета $\Delta\alpha = 0,14$ В

Каждому значению амплитуды и фазы выходного СВЧ колебания соответствуют свои коэффициенты коррекции и начальные фазы, определяемые на стадии испытаний и в ходе проведения штатной калибровки передающего тракта модуля ЦАР. Алгоритмы учета этих факторов предложены и исследованы в главе 3 настоящей работы.

Кроме амплитудной и фазовой модуляции, КМ позволяет осуществить линейную частотную (ЛЧМ) и нелинейную частотную модуляцию. Для случая формирования ЛЧМ сигнала на выходе КМ, сигналы синфазного и квадратурного каналов с учетом выражений (2.8) и (2.9) записываются следующим образом:

$$I_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \sin(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i} + 2\pi \frac{b}{2} t^2), \quad (2.10)$$

$$Q_i(t) = E_T K_{\alpha_i} \alpha_i(t) \cos(\varphi_i(t) + \varphi_{K_i} + 2\pi \frac{b}{2} t^2), \quad (2.11)$$

$$b = \frac{\Delta f}{T_c},$$

где Δf – девиация частота, Гц; T_c - длительность ЛЧМ сигнала, с.

В результате проведенного анализа требований к составным элементам приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки можно сделать выводы:

- реализация основных функций бортовой ЦАР – адаптивность, многолучевость, самокалибровка – возможна со структурой модуля, в которую входит АЦП, ЦАП и КМ в качестве устройств формирования АФР решетки;
- для увеличения динамического диапазона приёмного тракта модуля ЦАР предпочтительно использовать аналого-цифровое преобразование непосредственно на несущей частоте;
- квадратурный модулятор в качестве устройства управления АФР в ЦАР позволяет уменьшить реализуемый фазовый дискрет, а также потери в СВЧ тракте ППМ на 2 – 3 дБ по сравнению с традиционными ППМ АФАР с УФВ и аттенюаторами;
- разработка перспективных многофункциональных бортовых РЛС является комплексной задачей, требующей изменения не только методов обработки сигнала, но и в целом структуры ППМ ЦАР.

2.2 Приёмопередающий модуль цифровой антенной решетки

Цифровые антенные решетки бортовых РЭС, являются в настоящее время одним из приоритетных направлений в развитии антенной техники [100, 101]. На сегодняшний день, формирование диаграммы направленности на прием в

большинстве АР 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 [61].

Разводка сигнала от СВЧ генератора несущей ко входам передающих каналов ППМ, снятие и обработка сигнала с выходов приемных каналов ППМ очень сложна и громоздка. Кроме того, существенной задачей является отвод тепла от активных приборов в условиях компактного размещения модулей. Упрощенная структура традиционной АР с цифровой обработкой сигнала (ЦОС) представлена на рисунке 2.9.

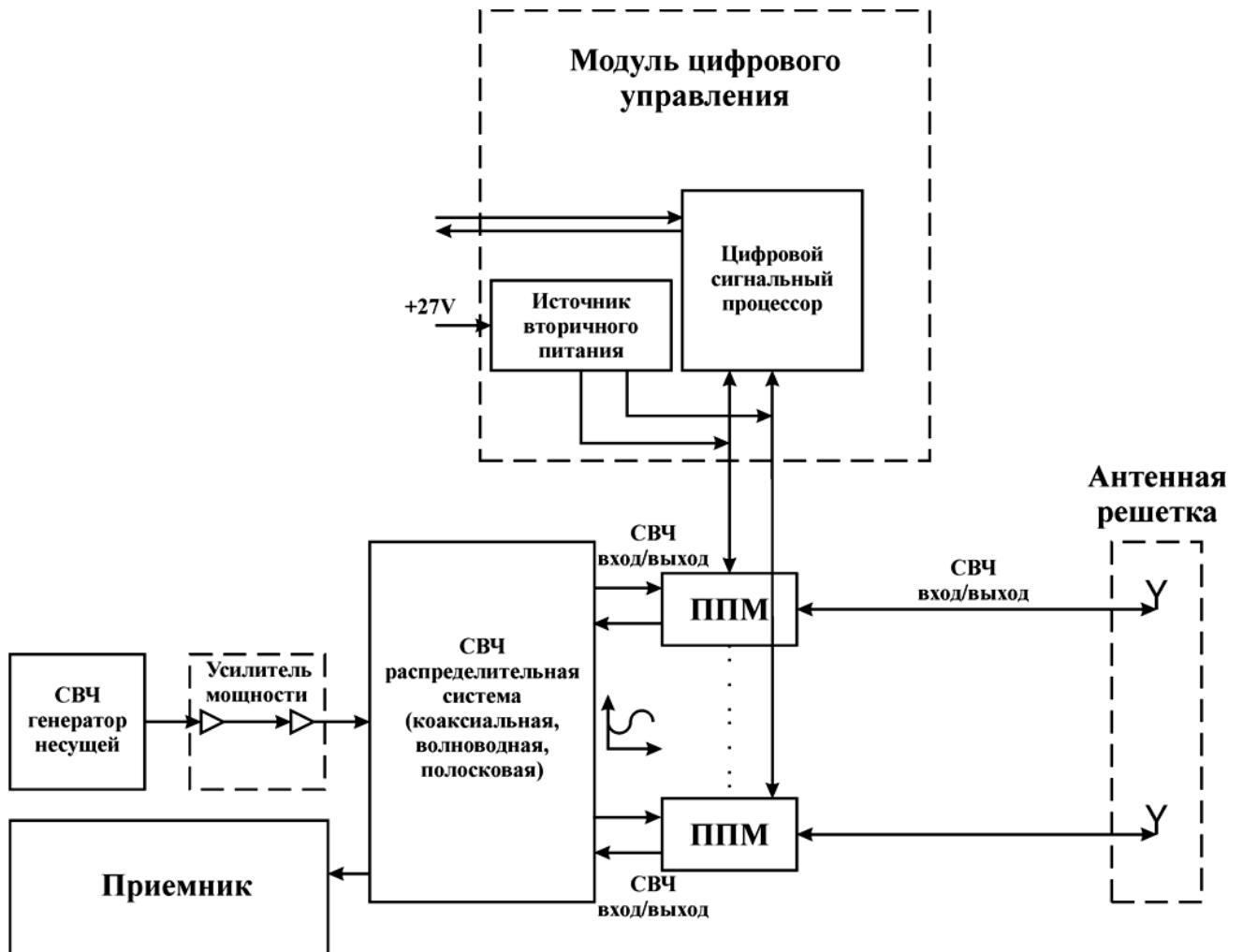


Рисунок 2.9 – Структурная схема традиционной АР с ЦОС

В последнее время появились публикации с примерами структур АР, в которых отсутствует СВЧ распределительная система. В работе [7] 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) [102 – 104]. 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. 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 [105, 106]. 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 [57, 93]). Все это приводит к нецелесообразности использования прямого цифрового синтеза в бортовых антенных решетках, где предъявляются жесткие требования к энергопотреблению.

В первой главе работы предложена структура ЦАР для бортовой РЭС, в которой отсутствует СВЧ распределительная система, вносящая существенные

ошибки в АФР и увеличивающая энергопотребление всей системы (Рис. 1.5). ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ входит в состав каждого модуля (Рис. 1.4) и синхронизируются единым генератором тактовых импульсов.

Основой построения предложенной ЦАР служат её модули [97]. 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 [107] представлена на рисунке 2.10.

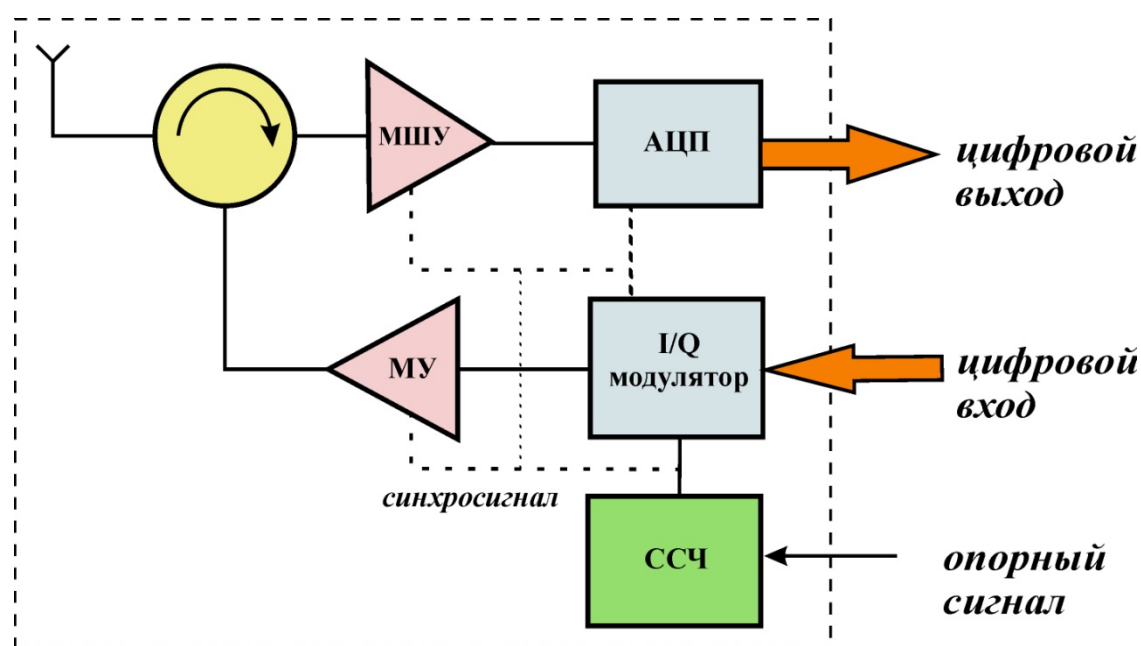


Рисунок 2.10 – Структурная схема модуля ЦАР

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

В [34] и [45] 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 [108]. Объединение принципов цифрового диаграммообразования с программно-реконфигурируемой архитектурой позволит создать новый класс устройств с повышенной степенью интеграции и улучшенными точностными характеристиками.

2.2.1 Обоснование структуры цифрового приемопередающего модуля

Высокие требования по массогабаритным параметрам, энергетическим и электрическим характеристикам систем с ЦДО приводят к необходимости поиска оптимальной структуры ЦППМ для различных частотных диапазонов, уровней выходной мощности, требований к приёмному тракту и т.д. Все это реализуется при использовании принципа программной реконфигурации модуля, когда изменение его функций или характеристик осуществляется только программными методами, а СВЧ часть остается неизменной. Пример реализации такой структуры ЦППМ изображен на рис. 2.11, где более детально показано взаимодействие и принцип управления его цифровой частью [47, 109].

Требования к цифровой и СВЧ частям передающего и приёмного тракта ЦППМ различны, поэтому их целесообразно размещать на разных печатных платах. Экранирование СВЧ частей позволит уменьшить нежелательное влияние электромагнитных волн на цифровые сигналы управления. Развязка приёмного и передающего тракта осуществляется с помощью циркулятора, выполненного в волноводном или печатном исполнении. На выходе циркулятора может быть расположена ключевая схема, обеспечивающая работу модуля на антенный излучатель или на согласованную нагрузку. Для распределения синхронизирующих сигналов на плате ЦППМ расположен делитель тактовых импульсов, разделяющий прохождение опорного сигнала в приёмный и передающий тракты.

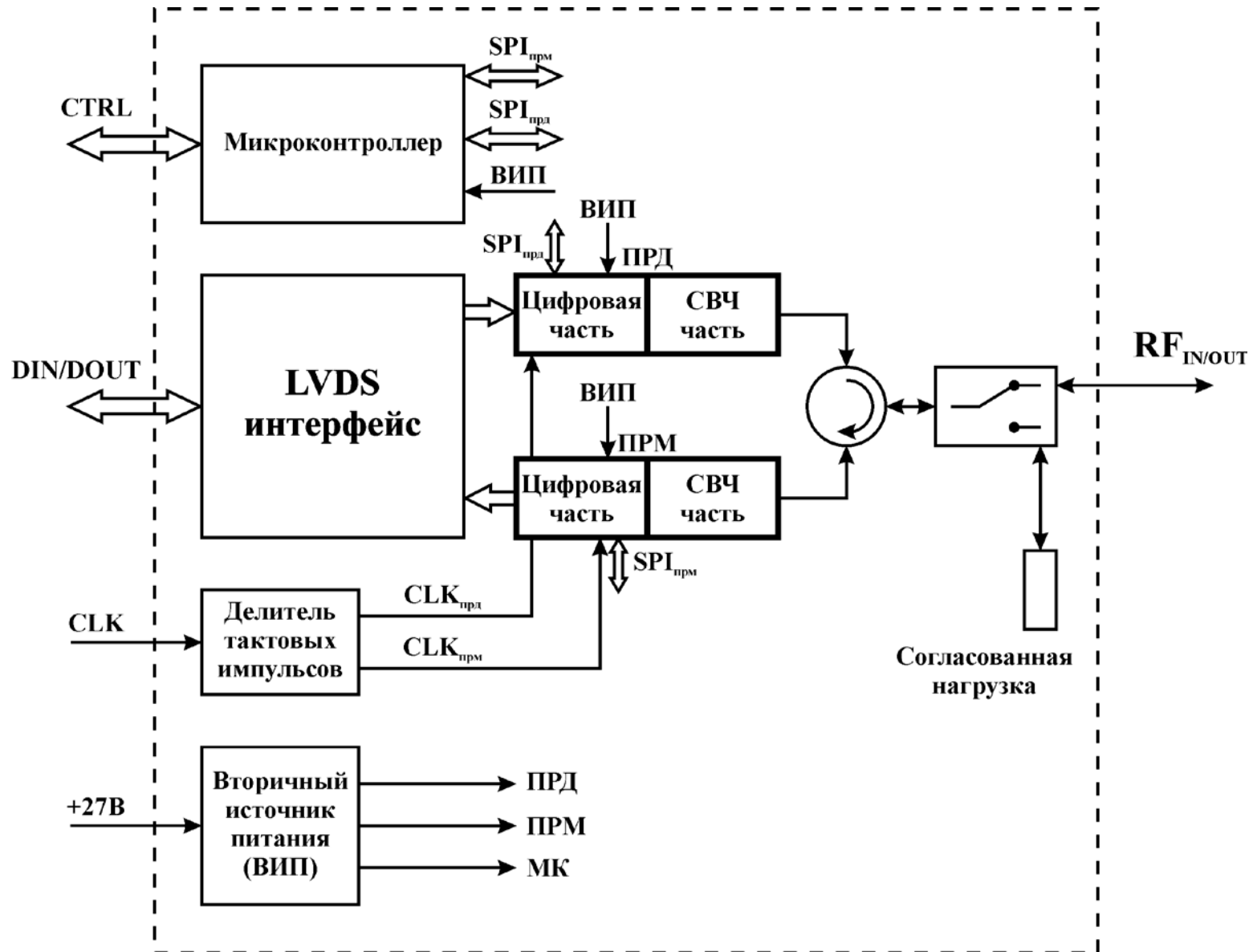


Рисунок 2.11 – Функциональная схема модуля ЦАР

Управление параметрами модуля осуществляется с помощью встроенного 8-битного или 16-битного микроконтроллера (МК). Он связан с цифровыми устройствами посредством универсального последовательного SPI-интерфейса.

МК управляет всеми составными частями модуля и, в том числе, процессом изменения частоты на его выходе. Например, каждой частотной литере ЦППМ во внутренней постоянной SRAM-памяти МК соответствуют свои значения целочисленного и дробного коэффициента деления ССЧ, находящегося в цифровой части каждого модуля, а также значение выходного тока ССЧ, определяющего его выходную мощность на конкретной частоте, что позволяет корректировать неравномерность АЧХ передающего тракта. Каждой частоте в памяти МК соответствуют значения корректирующих амплитуд и фаз выходного сигнала. Память современных МК позволяет хранить до нескольких сотен значений частот. Включение в состав ЦППМ постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) позволяет значительно повысить объем хранимой информации [110].

В части управления параметрами АЦП в приёмном тракте контроллер позволяет изменять уровень постоянного смещения на его дифференциальных входах и включать/выключать внутреннюю схему диттеринга.

Цифровые устройства ЦППМ обладают возможностью программного отключения питания, во время которого сохраняются все текущие значения регистров внутренней памяти. Включение режима малого потребления тока осуществляется с помощью МК по высокому уровню на контакте. Потребление тока в этом режиме обычно не превышает 100 – 200 мА.

Важной задачей МК является осуществление процедуры запуска ЦППМ и контроля параметров, входящих в его состав компонентов, с последующей выдачей квитанции о текущем состоянии модуля в центральную вычислительную систему (ЦВС) РЭС [61].

Выбор интерфейса взаимодействия ЦППМ с ЦВС осуществляется в первую очередь исходя из объема передаваемых данных. Повышение требований к изменению амплитудно-фазового распределения антенной системы до скоростей, соответствующих частотам обработки 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 F_{DATA} на интерфейсе ЦППМ - ЦВС определяется следующим выражением:

$$F_{DATA} = 2 \cdot F_{DAC} N_{DAC} + F_{ADC} N_{ADC} + F_{МК} N_{DATA}, \quad (2.12)$$

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 (2.12).

В качестве цифрового интерфейса связи используется стандарт ANSI/TIA/EIA-644 (LVDS) – низковольтная дифференциальная передача сигналов, спецификация на которую приведена в таблице 9.

Таблица 9 – Спецификация стандарта LVDS

Параметр	Значение
Дифференциальное выходное напряжение, мВ	247 – 454
Напряжение смещения, В	1,125 – 1,375
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.

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 реализации интерфейса модуль ЦАР – ЦВС дифференциальные линии используются для разводки высокочастотных тактовых импульсов по плате модуля. Расстояние между линиями должно быть минимальным для выбранного класса точности.

Модуль ЦАР состоит из передающего и приёмного трактов. В зависимости от предъявляемых к ЦАР требований возможно несколько вариантов построения СВЧ трактов модуля. Определение структуры передающего и приёмного тракта модуля бортовой ЦАР является актуальной задачей, требующей дополнительной проработки.

2.2.2 Передающий тракт модуля

В состав СВЧ части передающего тракта входит мощный усилитель (УМ), содержащий обычно от двух до трех усилительных каскадов и обладающий выходной мощностью от 5 до 20 Вт. КПД всего усилительного тракта должен составлять не менее 45% для обеспечения теплового режима ЦАР [111]. СВЧ УМ размещают на отдельной печатной плате, обеспечивающей требуемый уровень СВЧ потерь, расчетные волновые сопротивления микрополосковых линий передачи и эффективный теплоотвод.

В зависимости от вида используемого в тракте источника СВЧ сигнала рассмотрим два варианта построения модуля ЦАР [61]. Структурная схема передающего тракта с ССЧ на цифровом кольце ФАПЧ и СВЧ ГУН показана на рисунке 2.12.

Изменение выходной амплитуды и фазы высокочастотного сигнала передающего тракта цифрового модуля 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 ЦВС.

Стабильность частоты выходного СВЧ сигнала модуля ЦАР определяется стабильностью ССЧ с ФАПЧ, которая значительно выше, чем в случае прямого цифрового ССЧ. 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 прямого цифрового ССЧ, обеспечивает большую гибкость в получении высокой скорости управления АФР, дискрету фазы, амплитуды и фазовым шумам.

На относительно низких выходных частотах, не более единиц ГГц, возможен вариант построения модуля ЦАР с использованием петли цифровой ФАПЧ и прямого цифрового синтезатора в качестве источника СВЧ сигнала вместо ГУН [61]. Структурная схема такого варианта показана на рисунке 2.13.

Сигнал с выхода прямого цифрового ССЧ проходит аналого-цифровое преобразование и поступает в петлю ФАПЧ косвенного ССЧ. 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 более высокую стабильность частоты. Тем не менее, такой вариант не лишен недостатков прямого цифрового синтеза таких, как большое энергопотребление и высокий уровень фазовых шумов.

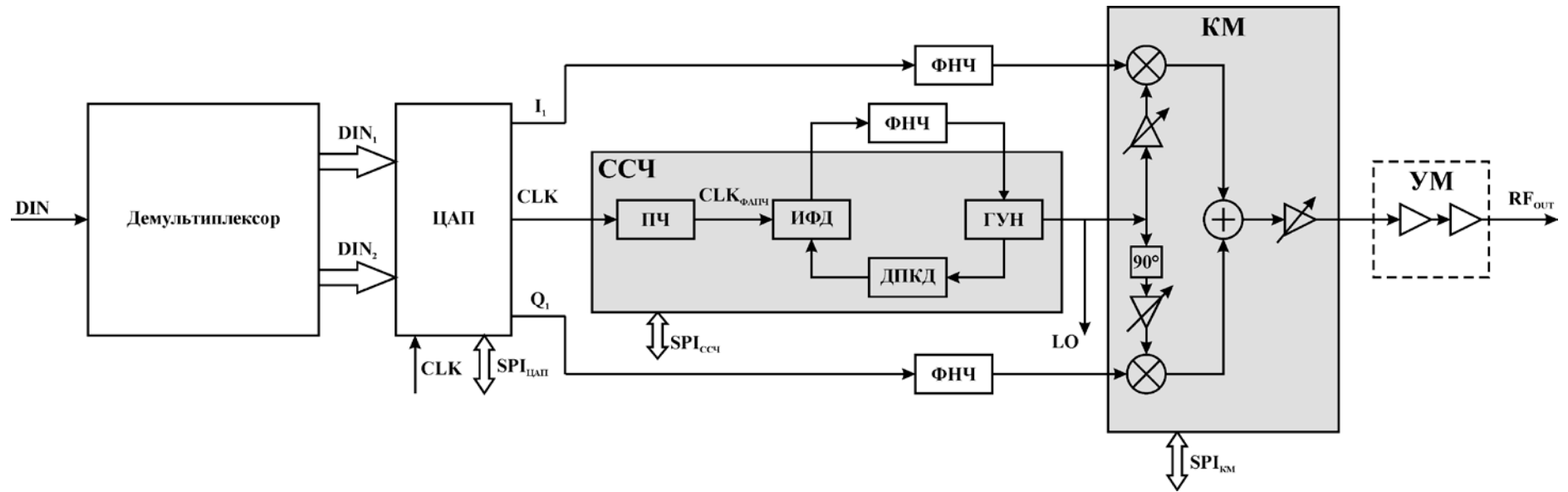


Рисунок 2.12 – Структурная схема передающего тракта модуля ЦАП с ССЧ на основе цифрового кольца ФАПЧ

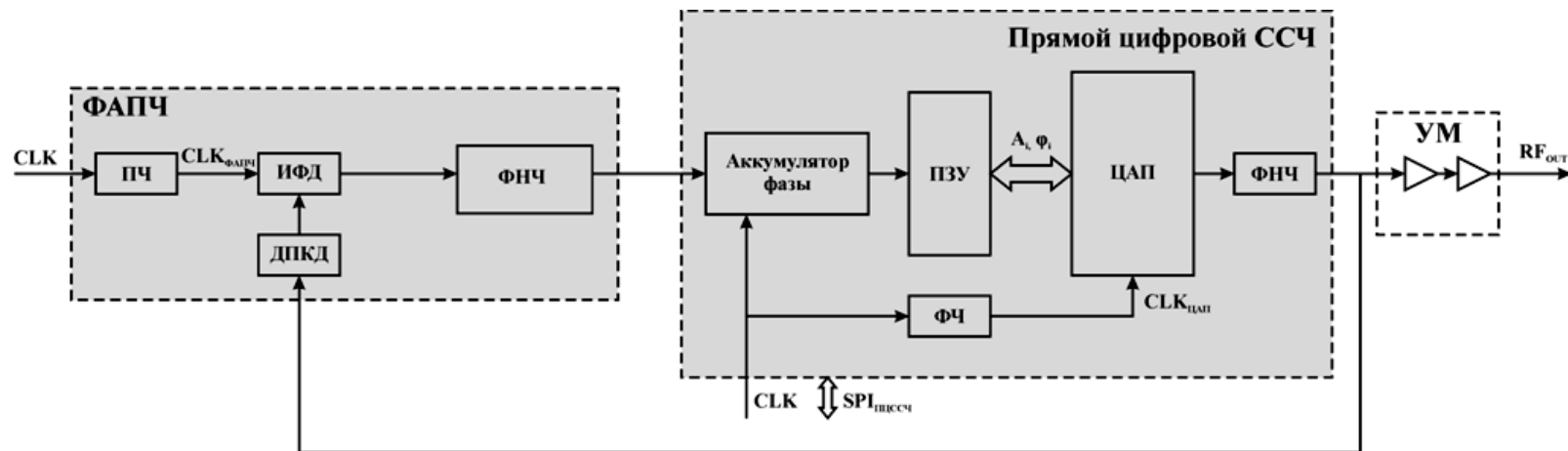


Рисунок 2.13 – Структурная схема передающего тракта модуля ЦАП с прямым цифровым синтезатором и кольцом ФАПЧ

Таким образом, предпочтительным для бортовой ЦАР вариантом построения передающего тракта модуля ЦАР является схема с использованием ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ, позволяющая обеспечивать хорошую гибкость структуры, высокую стабильность частоты и малый уровень фазовых шумов, который можно корректировать подбором характеристики ФНЧ в ФАПЧ [112].

2.2.3 Приёмный тракт модуля

Основными требованиями к приёмному тракту ЦППМ являются большой динамический диапазон, малый коэффициент шума и высокая 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 (Приложение А), 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. В работе рассмотрены две схемы преобразования одиночного сигнала в дифференциальный – с помощью трансформаторной схемы и на операционном усилителе (ОУ).

На относительно низких несущих частотах целесообразней использовать схему размещения одного или пары ОУ (рисунок 2.14 а). Достоинством такого метода является технологичность, так как усилители могут быть выполнены в виде МИС или изделий в стандартных корпусах, и коммерческая доступность подобных устройств. Недостатками являются ограничения по частоте – обычно не более 2 – 3 ГГц и высокий коэффициент шума, у коммерчески доступных ОУ свыше 4–5 дБ.

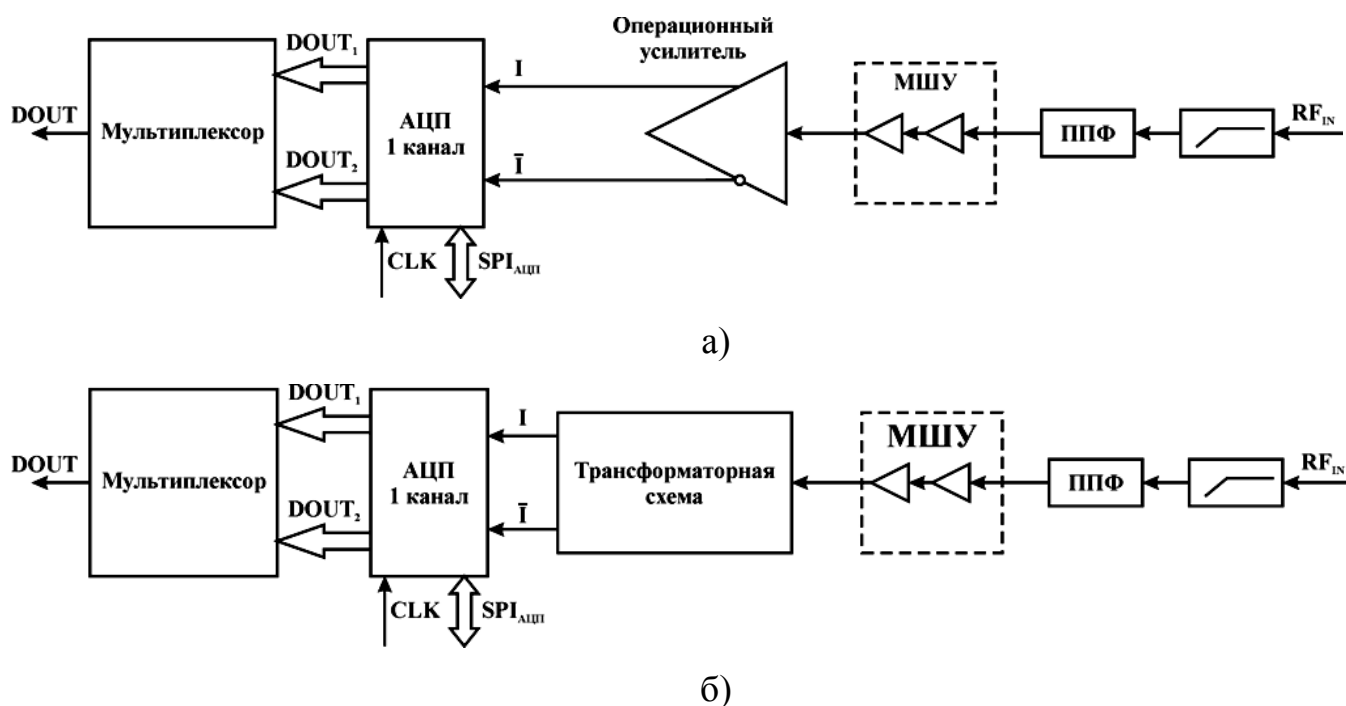


Рисунок 2.14 – Структурная схема приёмного тракта ЦППМ с преобразованием на несущей при использовании:
а) операционного усилителя; б) трансформаторной схемы

При повышении частоты преобразования (СВЧ несущая) и увеличении требований к динамическому диапазону системы предлагается трансформаторная схема формирования дифференциального сигнала (рисунок 2.14 б).

Динамический диапазон приёмного тракта дополнительно увеличивается с использованием в АЦП дитеринга – подмешивания искусственного шума в сигнал АЦП [45]. При наличии малого СВЧ сигнала, когда срабатывает только младший разряд АЦП, или вообще нет срабатывания, микроконтроллер ЦППМ, показанного на рисунке 2.11, вырабатывает управляющую команду в АЦП на подмешивание в сигнал белого гауссовского шума с известными статистическими параметрами, что позволяет увеличить величину входного сигнала с шумом на 8 – 10 дБм. Так как разрядность сигнальных процессоров превышает разрядность АЦП, то, в результате обработки цифровой информации на выходе 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, превышающих возможности доступных АЦП, в приёмном тракте модуля возможно использовать частотное преобразование. Структурная схема приемной части модуля, где в качестве преобразователя используется, например, микрополосковый СВЧ смеситель, представлена на рисунке 2.15.

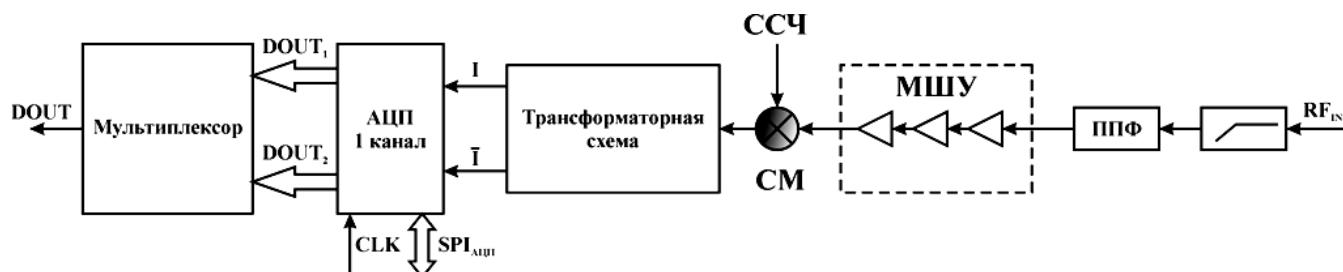


Рисунок 2.15 – Структурная схема приёмного тракта ЦППМ с СВЧ смесителем

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 ЦАР. Такая схема построения приёмного тракта модуля приводит к значительному снижению динамического диапазона и возрастанию коэффициента шума.

Вместо смесителя в приёмном тракте модуля ЦАР возможно использовать квадратурный демодулятор (КДМ). Структурная схема в этом случае будет выглядеть так, как показано на рисунке 2.16.

Так как в КДМ используются балансные схемы смесителей, сигнал на их выходе представлен в дифференциальном виде, и необходимость в дополнительном преобразовании отпадает. Коэффициент шума демодуляторов может достигать 10 – 14 дБ, что дает преимущество в 4 – 5 дБ динамического диапазона относительно случая использования одиночного смесителя. Недостатком использования КДМ является необходимость наличия двухканального АЦП – в остальных вариантах был нужен только один канал.

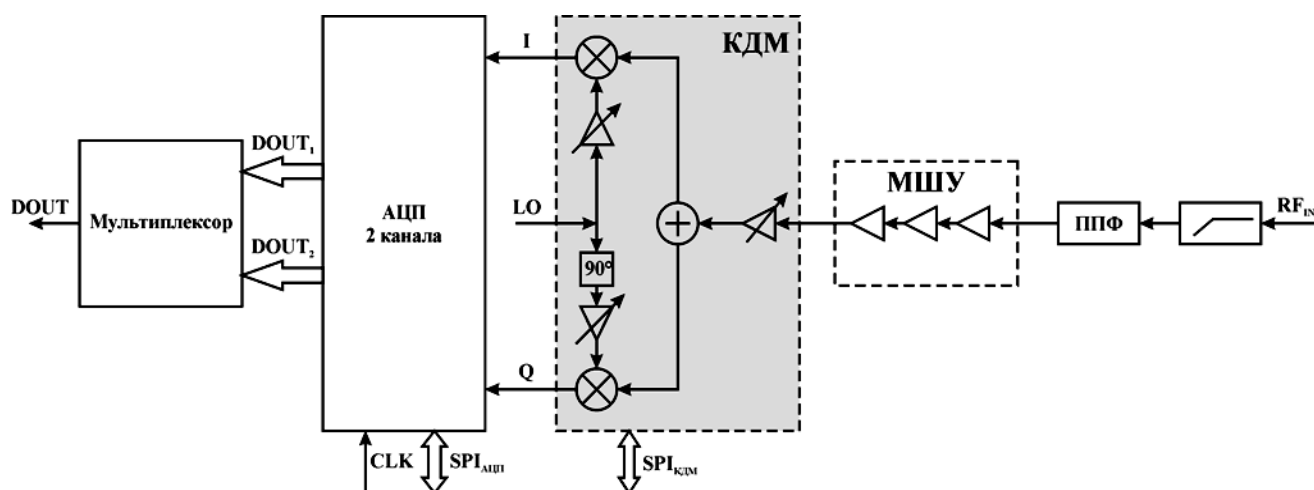


Рисунок 2.16 – Структурная схема приёмного тракта ЦППМ с квадратурным демодулятором

Таким образом показано, что 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 точностных характеристик предложенной структуры модуля ЦАР.

2.2.4 Амплитудно-фазовые ошибки передающего тракта ЦППМ

Основными источниками амплитудно-фазовых ошибок в выбранной структуре модуля ЦАР является ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ и КМ. Конструктивно ССЧ совмещают с КМ, как будет показано в главе 4 настоящей работы, 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 (2.8) и (2.9). Основными источниками возникновения амплитудных ошибок в ФС являются [113, 114]: 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° фазового сдвига сигнала гетеродина.

Необходимость коррекции амплитудно-фазовых ошибок ФС 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 2.17 [115].

Различия в фазовых сдвигах в синфазном и квадратурном каналах и отклонение разности фаз в каналах от 90° моделируются в одном блоке. Неидентичность АЧХ каналов представлена в виде фильтра с импульсной характеристикой $h(t)$ [116] и усилителя с коэффициентом усиления g_τ .

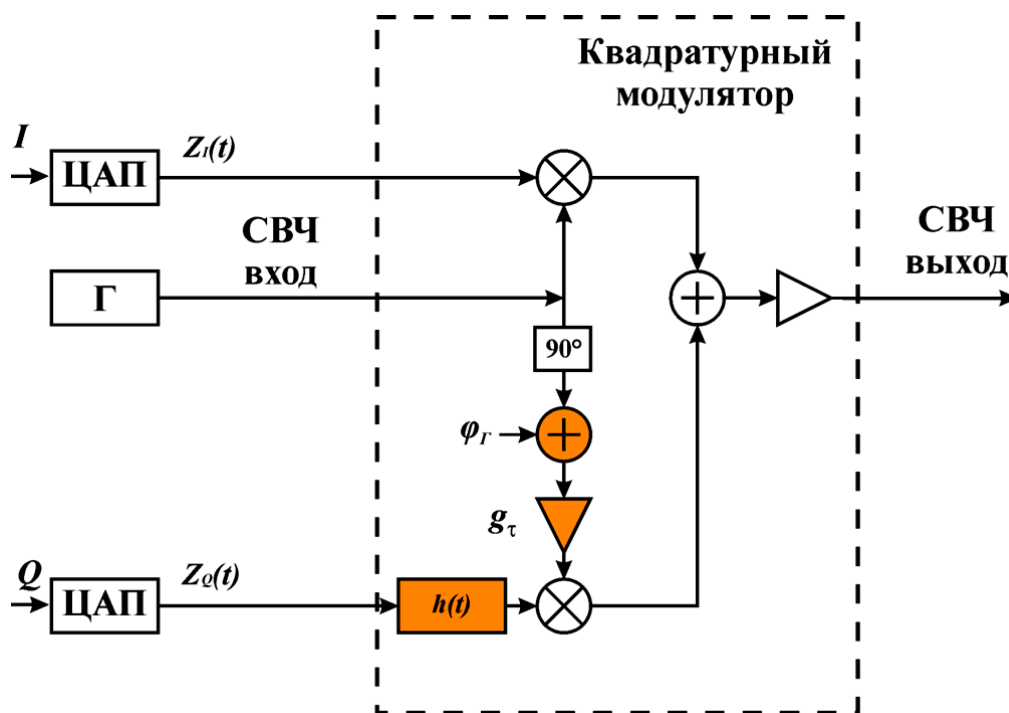


Рисунок 2.17 – Упрощенная аналитическая модель ФС

Выходной сигнал КМ можно записать в виде:

$$s(t) = I(t) \cdot \cos \omega_0 t + Q(t) \cdot h(t) \cdot g_\tau \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_r). \quad (2.13)$$

После несложных тригонометрических преобразований выражение (2.13) представим в виде:

$$s(t) = (z_I(t) - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \sin \varphi_r) \cdot \cos \omega_0 t - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \cos \varphi_r \cdot \sin \omega_0 t, \quad (2.14)$$

где $z_I(t)$ и $z_Q(t)$ – аналоговые сигналы на выходе ЦАП синфазного и квадратурного каналов соответственно.

С учетом формулы Эйлера (2.14) переписывается:

$$s(t) = \left(z_I(t) - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \frac{e^{i\varphi_r} - e^{-i\varphi_r}}{2i} \right) \cdot \frac{e^{i\omega_0 t} + e^{-i\omega_0 t}}{2} - z_Q(t) \cdot h(t) \cdot g_T \cdot \frac{e^{i\varphi_r} + e^{-i\varphi_r}}{2} \cdot \frac{e^{i\omega_0 t} - e^{-i\omega_0 t}}{2i}. \quad (2.15)$$

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.

Для оценки влияния рассмотренных источников ошибок ФС на его выходные характеристики была составлена полная аналитическая модель ФС, структурная схема которой показана на рисунке 2.18. Белым цветом обозначены идеализируемые блоки, оранжевым – блоки, вносящие ошибки.

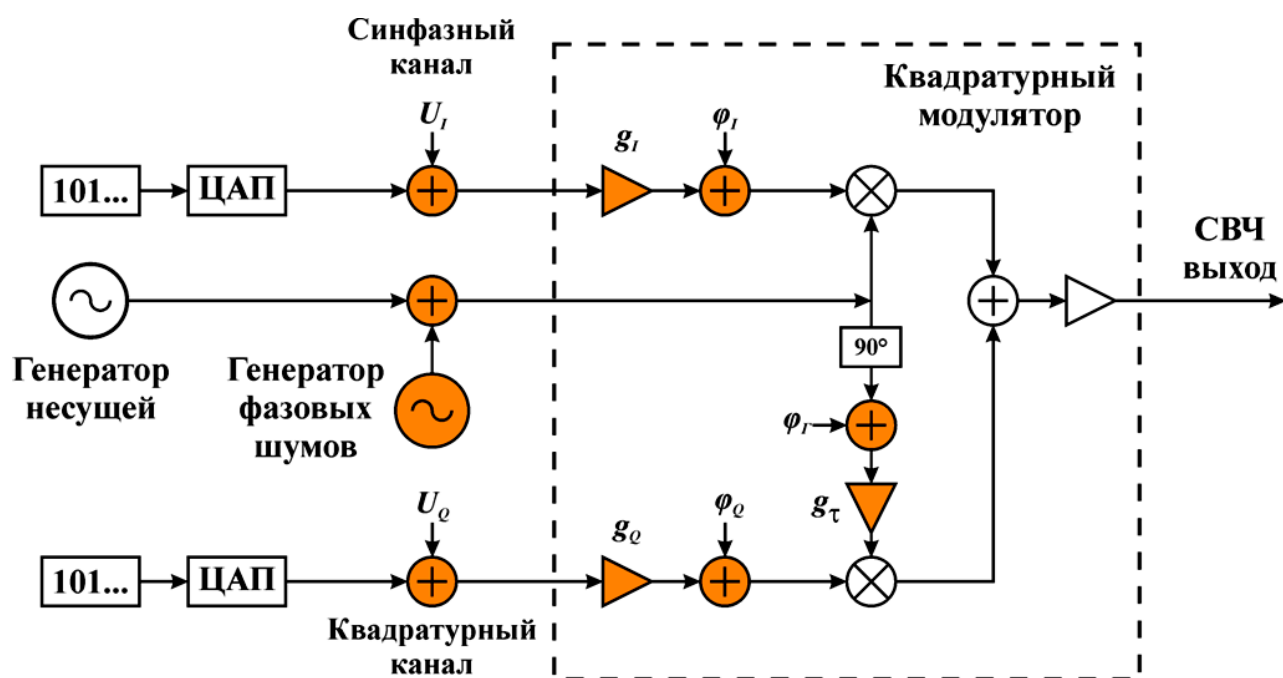


Рисунок 2.18 – Аналитическая модель ФС

На входы ЦАП подавались псевдослучайные последовательности униполярных цифровых сигналов, соответствующие ТТЛ. Количество бит в пакке цифровой последовательности составляло 16 для моделирования 16-разрядного ЦАП. Фазовый дискрет модели составлял 90° .

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

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 φ_I и φ_Q .

Ошибка формирования 90° фазового сдвига представлена в виде фазы ошибки φ_Γ и коэффициента передачи усилителя g_τ . При анализе выходного сигнала формирователя рассматриваются влияния различных ошибок, независимо друг от друга.

Синтезатор присутствует в каждом модуле цифровой решетки, в модели он представляется спектром его фазовых шумов [112]. Любое электрическое колебание, полученное с помощью известных современной науке методов, содержит составляющие фазовой (или частотной) модуляции случайного характера [117]. Спектральная плотность мощности фазовых шумов генератора несущей, использованного в аналитической модели ФС, представлен на рисунке 2.19.

Кроме спектра фазовых шумов СВЧ генератор несущей характеризуется выходной мощностью 10 дБм и стабильностью частоты 10^{-7} , определяемой стабильностью опорного кварцевого генератора [118]. Фаза и амплитуда выходного колебания генератора являются случайными величинами, подчиняющиеся нормальному закону распределения. Дисперсия этих величин зависит от спектра фазовых шумов.

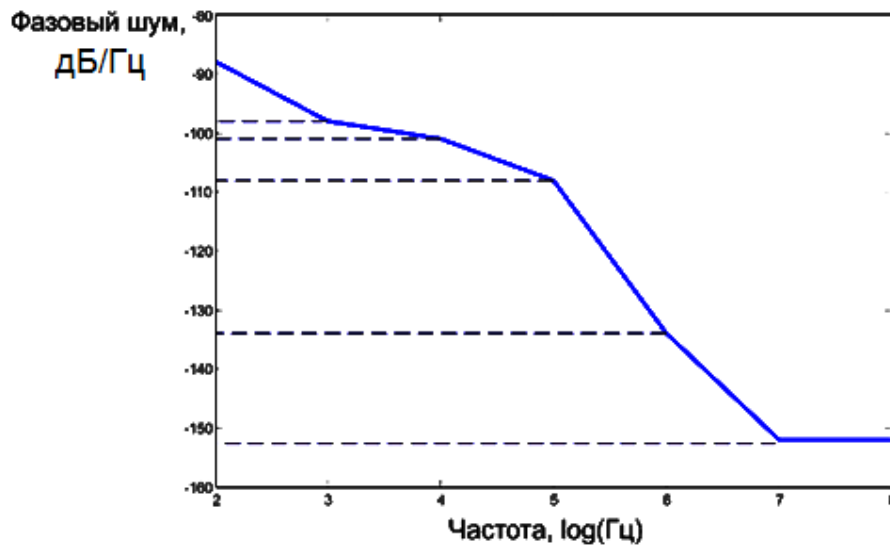


Рисунок 2.19 – Спектральная плотность фазовых шумов модели генератора несущей ФС

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 [119].

Плотность вероятности P распределения фазовой ошибки выходного колебания ФС в зависимости от спектральной плотности мощности фазовых шумов ССЧ, входящего в его состав, представлена на рисунке 2.20.

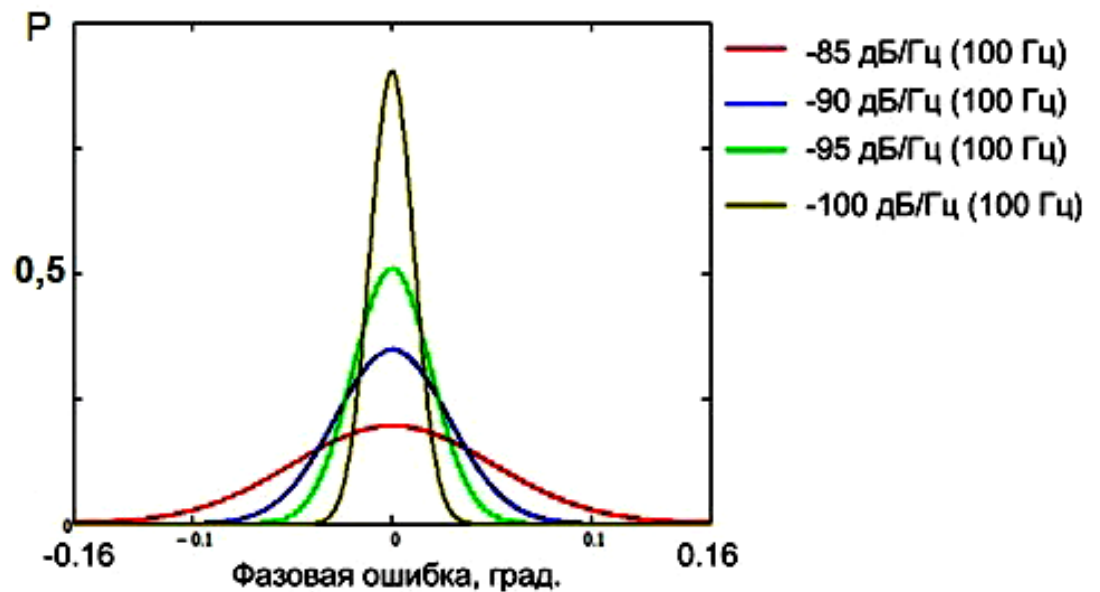


Рисунок 2.20 – Распределение фазы выходного колебания ФС

Влияние фазовых шумов на амплитуду выходного колебания ФС незначительно 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 (2.8) и (2.9). Анализировалась выборка из 4000 значений фаз выходного колебания, измеренных в моменты времени смены значений I/Q сигналов в аналитической модели КМ, показанной на рисунке 2.18. Использование ССЧ в каждом модуле приводит к зависимости возможного реализуемого дискрета выходной фазы СВЧ колебания от уровня фазовых шумов, показанной на рисунке 2.21.

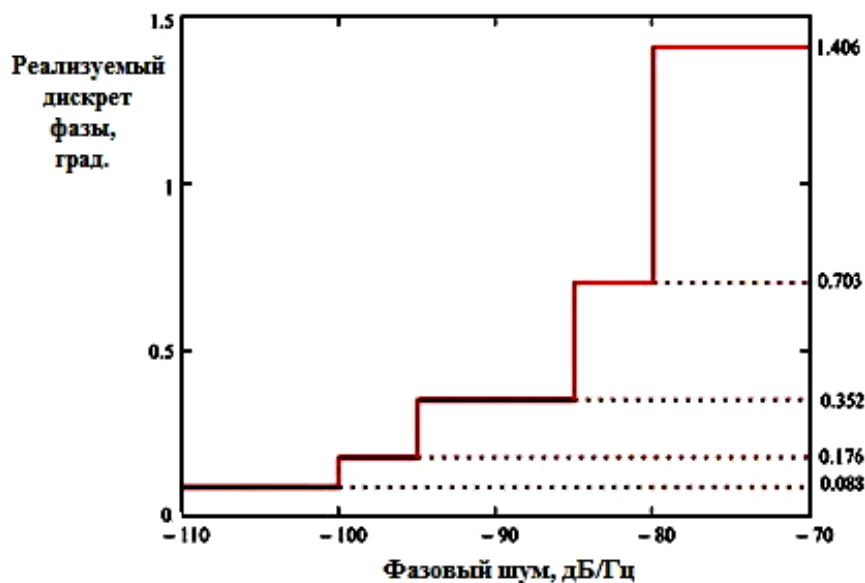


Рисунок 2.21 – Зависимость реализуемого дискрета фазы от величины фазовых шумов СВЧ генератора

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 2.22) против часовой стрелки в случае положительного сдвига. Фазовый сдвиг являлся случайной величиной, распределенной по нормальному закону с математическим ожиданием равным 0° и средним отклонением в 10° .

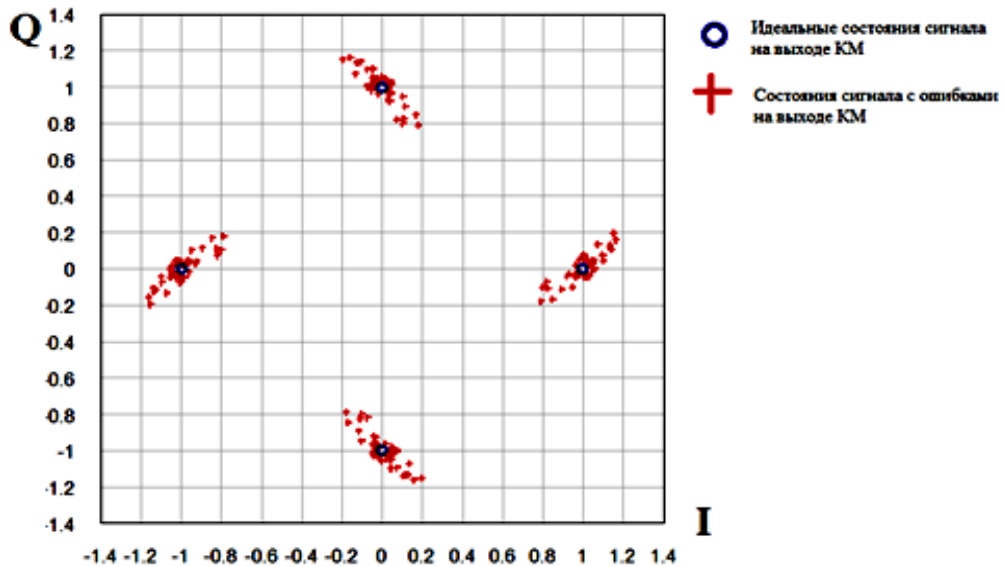


Рисунок 2.22 – Диаграмма состояний сигнала на выходе ФС при фазовом сдвиге в синфазном канале

Введение дополнительного фазового сдвига с аналогичными параметрами в квадратурный канал увеличивает разброс фаз и амплитуд выходного сигнала, диаграмма состояний которого приведена на рисунке 2.23.

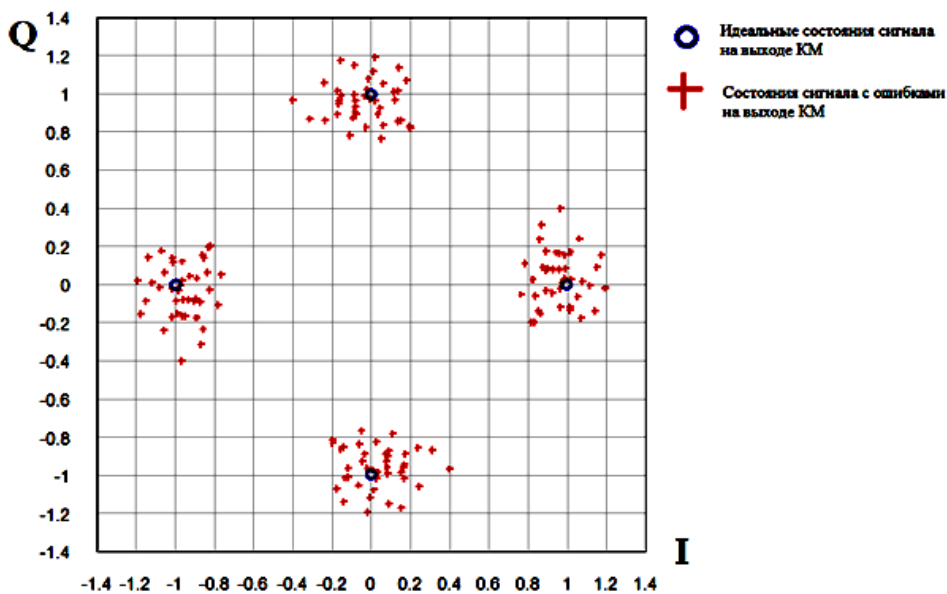


Рисунок 2.23 – Диаграмма состояний сигнала на выходе ФС при фазовых сдвигах в синфазном и квадратурном каналах

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

$$\Delta\varphi_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi_I, \Delta\varphi_Q) = \frac{\Delta\varphi_I + \Delta\varphi_Q}{2}, \quad (2.16)$$

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:

$$K_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi_I, \Delta\varphi_Q) = \sin\left(\frac{\Delta\varphi_I - \Delta\varphi_Q}{2}\right) + \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I - \Delta\varphi_Q}{2}\right) \quad (2.17)$$

График зависимости нормированной амплитуды выходного колебания ФС от разности фазовых сдвигов в синфазном и квадратурном каналах КМ приведен на рисунке 2.24.

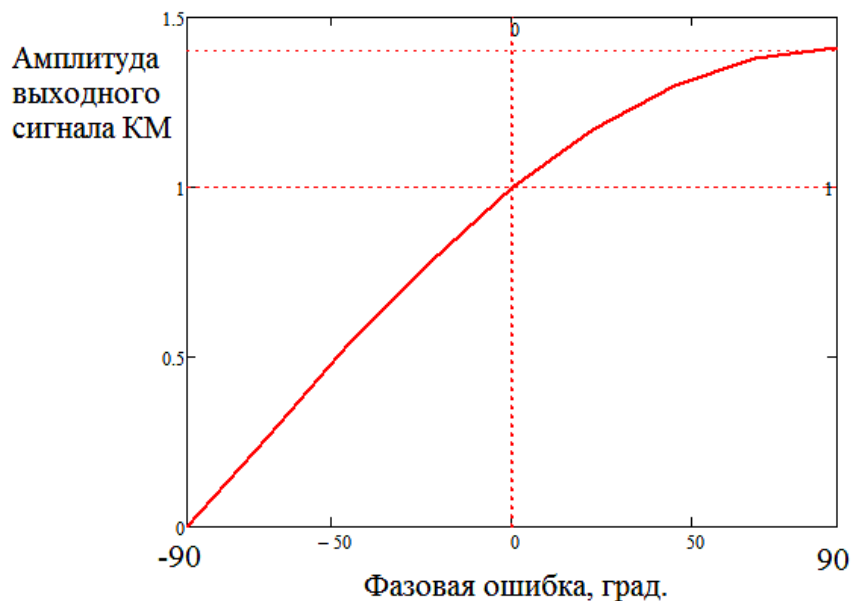


Рисунок 2.24 – График зависимости относительной амплитуды выходного колебания КМ от разности фазовых сдвигов в синфазном и квадратурном каналах

Неидентичность АЧХ синфазного и квадратурного каналов оказывает меньшее влияние на параметры выходного колебания ФС:

$$K_{\text{ВЫХ}}(\Delta A_I, \Delta A_Q) = \frac{\Delta A_I + \Delta A_Q}{4} \text{ при } (\Delta A_I + \Delta A_Q) < 6 \text{ дБ}, \quad (2.18)$$

$$\Delta\varphi_{\text{ВЫХ}}(\Delta A_I, \Delta A_Q) = \frac{\pi}{60}(\Delta A_I - \Delta A_Q), \quad (2.19)$$

где ΔA_I – амплитудные потери синфазного канала, дБ;

ΔA_Q – амплитудные потери квадратурного канала, дБ.

Для обеспечения расчетного 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 2.25. Положительное смещение приводит к сдвигу диаграммы состояний в правый верхний сектор, отрицательное – в левый нижний сектор.

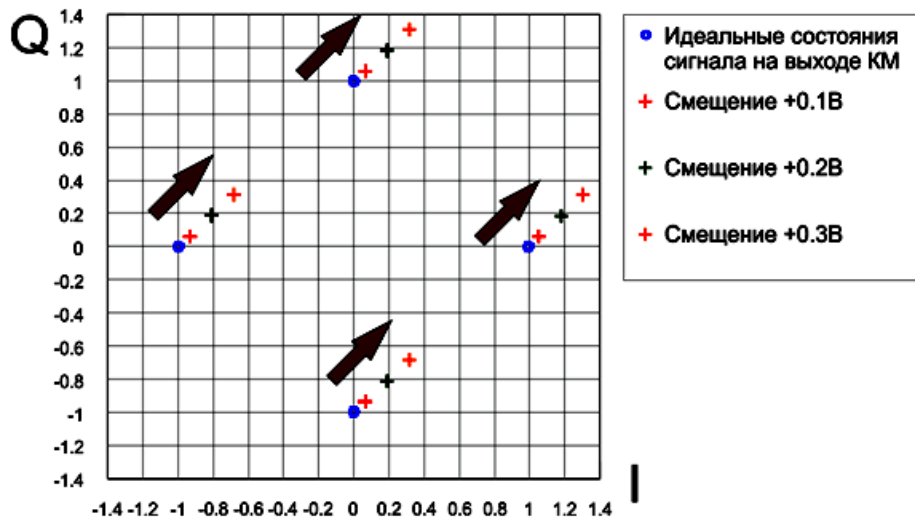


Рисунок 2.25 – Диаграмма состояний выходного колебания ФС в зависимости от наличия постоянного смещения на синфазном и квадратурном каналах

В модуле ЦАР 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.

2.3 Усилитель мощности в составе приёмопередающего модуля цифровой антенной решетки

Основным элементом аналоговой части передающего тракта модуля ЦАР, определяющим его энергетическую эффективность, является мощный усилитель (УМ). Наиболее существенными характеристиками УМ в составе бортовых ЦАР являются:

- уровень выходной мощности в заданной полосе частот;
- 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 определяют возможность размещения его в антенной решетке. Проблема миниатюризации решается при исполнении модуля в виде монолитной интегральной схемы (МИС) или гибридной интегральной схемы (ГИС) и, вследствие малых размеров полупроводниковых элементов, приводит к большому локальному тепловыделению и необходимости применения эффективных устройств охлаждения.

Важнейшим параметром усилителя в составе модуля ЦАР является его КПД, который должен составлять не менее 50%, а в некоторых случаях превышать 60%. Значение КПД всего модуля определяется тепловыми характеристиками оконечных усилителей, режимом их работы, материалом используемой подложки (GaAs, Al₂O₃, 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 [120]. Вследствие тенденции к увеличению полосы передаваемого сигнала в широкополосных системах радиоэлектронного противодействия, сверхширокополосных локаторах

зондирования местности, интегрированных антенных комплексах, фильтрация таких гармоник 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 [121]. Достижение такой выходной мощности на GaAs транзисторах, вследствие больших потерь на сложение мощности и потенциально невысокого электронного КПД, до 35% 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 металло-оксидно-полупроводниковая технология) или GaAs pHEMT (pseudomorphic High Electron Mobility Transistor – псевдоморфные транзисторы с высокой подвижностью электронов), достигли своего предела [71]. Интенсивные исследования в области полупроводниковых материалов в последние годы сделали возможным разработку технологий изготовления устройств на новых широкозонных материалах, таких как GaN и SiC.

Большое внимание в настоящее время уделяется разработке УМ на AlGaN/GaN pHEMT, имеющих высокую граничную частоту, достигающую десятков ГГц, напряжение пробоя более 100 В, высокую плотность мощности на единицу ширины затвора – 30 Вт/мм и работоспособных при температуре канала плюс 250°C. Широкозонные GaN транзисторы обладают повышенным КПД, достигающим до 80%, что снижает требования к системе охлаждения, и более высокими значениями входных и выходных сопротивлений, что упрощает процесс широкополосного согласования [121].

Наиболее широкая номенклатура GaN дискретных транзисторов, работающих вплоть до 40 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 2.26) обладают худшими частотными свойствами, меньшей граничной частотой, КПД до 65%. Они 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, на эффективность его работы начинают влиять фазовое и амплитудное рассогласование токов на контактах затвора, что необходимо учитывать при расчете длин входных соединительных перемычек.

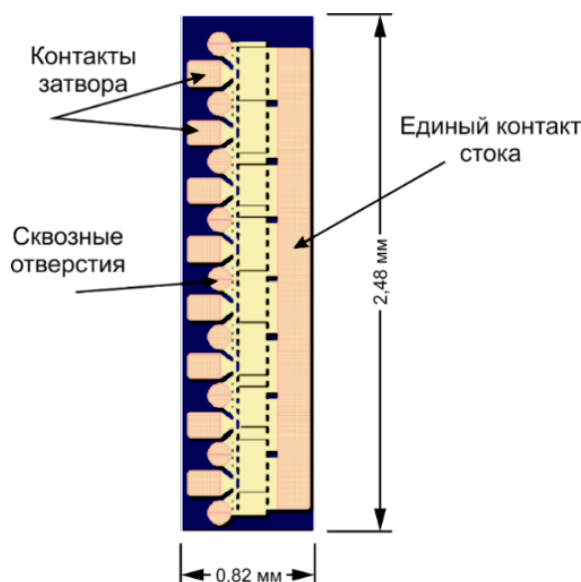


Рисунок 2.26 - Внешний вид TGF2023-2-10

Типовые параметры современных коммерчески доступных GaN дискретных транзисторов в диапазоне до 18 ГГц показаны в таблице 10. Более высокочастотные диапазоны в настоящее время освоены фирмами Triquint Semiconductor и Cree Inc.

Использование GaN транзисторов в УМ позволяет существенно повысить выходную мощность модуля ЦАР при сохранении, а иногда и при улучшении массогабаритных характеристик модуля. В работе [122] описан гибридный широкополосный GaN усилитель с выходной мощностью 20 Вт в X-диапазоне, КПД которого превышает 40%.

Таблица 10 - 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
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

Высокий КПД GaN транзисторов позволяет значительно снизить общее энергопотребление бортовых антенных решеток. В работе [123] продемонстрирован выходной усилитель мощности сантиметрового диапазона длин волн с КПД, достигающим 64% в режиме АВ. Использование сложных видов цифровой модуляции 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 [124], при осуществлении разработки усилителя мощности X-диапазона космического базирования.

GaN транзисторы всё активней применяются в системах радиоэлектронной борьбы для аппаратуры с полосой пропускания в несколько октав в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн. Высокая граничная частота GaN pHEMT позволяет создавать сверхширокополосные усилители, как в работе [125], где продемонстрирована GaN МИС с 20 Вт средней выходной мощности в диапазоне частот 6 – 18 ГГц. Широкое применение GaN транзисторы находят в многолучевых системах, как в [126], где был описан 2 – 8 ГГц усилитель мощности с 30% КПД.

Ведущими производителями МИС УМ СВЧ диапазона на основе GaN транзисторов являются 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 11.

Таблица 11 - 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

AlGaIn/GaN транзистор на SiC подложке является лучшим вариантом для использования в усилительных каскадах модулей ЦАР для современных бортовых РЛС. 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.

2.3.1 Точность определения параметров транзистора и её влияние на частотные характеристики усилителя мощности

Характеристики СВЧ УМ в широкой полосе частот зависят от точности определения параметров режима мощных транзисторов или усилителей, выполненных в виде бескорпусных МИС, входящих в их состав. Назовем для обобщения последующих исследований любой элемент, будь то корпусированный или бескорпусной транзистор или уже готовый усилитель в виде МИС, активным элементом (АЭ). Для разработчика мощного УМ

отклонение от паспортных данных как параметров дискретного транзистора, так и усилителя на МИС, является препятствием для получения оптимальных значений коэффициента усиления по мощности (КУ) и КПД.

Существенное влияние на режим работы усилителя оказывают входное и выходное комплексные сопротивления АЭ. Пренебрежение ошибками определения этих сопротивлений, особенно в полосе частот, приводит к изменению расчетного режима и, как следствие, снижению КУ и КПД усилителя. Рассмотрим влияние этих ошибок на частотные характеристики УМ, разработка которого описана в главе 4.

Исследование проведено в программной среде Applied Wave Research Design Environment (AWR). В качестве закона изменения случайных величин сопротивлений выбрано нормальное распределение. В ходе статистического анализа было принято, что математическое ожидание активной и реактивной составляющей сопротивлений соответствует их номинальному первоначально выбранному значению, которое известно из традиционных моделей и рассчитывается для рекомендуемых изготовителем напряжения питания и смещения. Дисперсия принималась равной по величине 10% от номинала.

Влияние случайной ошибки определения входного и выходного сопротивления АЭ, в качестве которого был выбран GaN транзистор, на его КУ по мощности в усилителе показано на рисунке 2.27. 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.

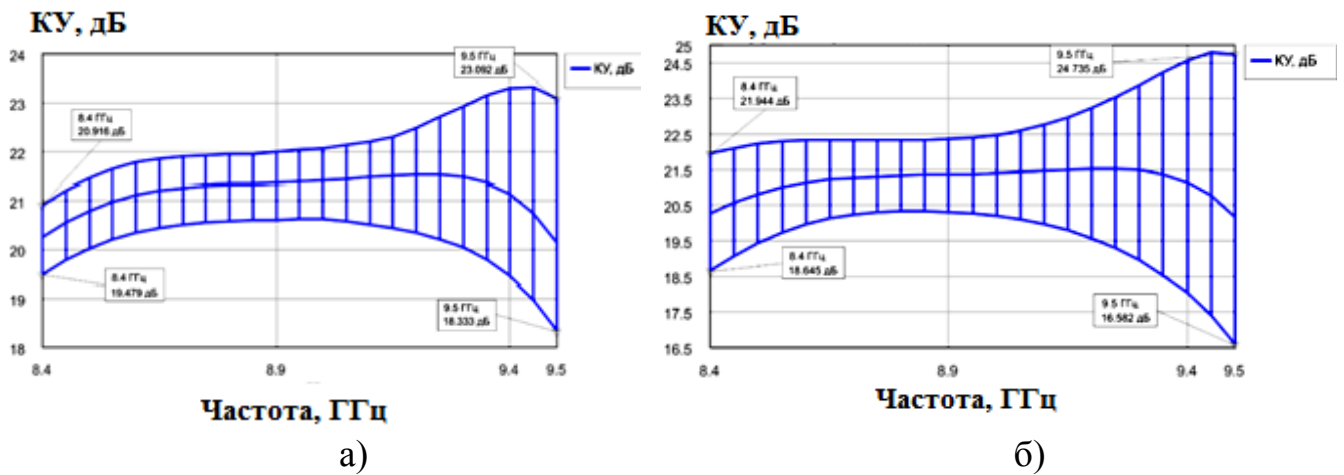


Рисунок 2.27 – Частотная зависимость коэффициента усиления УМ:

а) от входного сопротивления; б) от выходного сопротивления

Погрешность в определении выходного сопротивления АЭ 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. За счет более высокого значения активной составляющей выходного сопротивления GaN транзистора относительно активной составляющей входного сопротивления его влияние на частотные характеристика УМ оказывается заметнее. Изменение входного и выходного сопротивления при расчетах производилось независимо друг от друга.

Предварительный УМ, экспериментальные исследования которого приведены в главе 4, состоит из двух каскадов. Влияние погрешности в определении сопротивлений СВЧ транзисторов в них показано на рисунке 2.28.

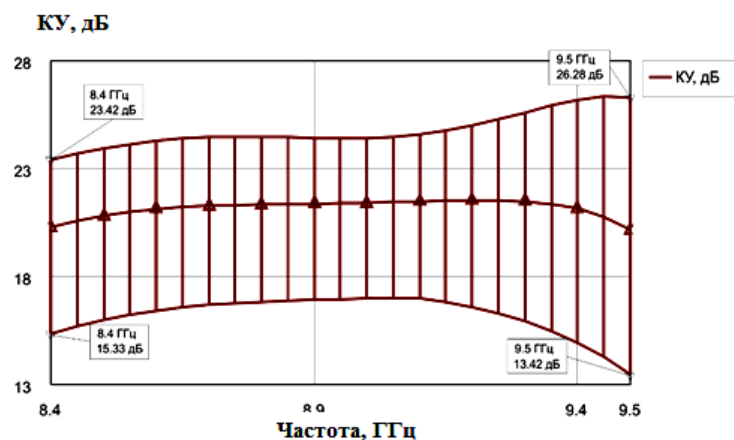


Рисунок 2.28 – Частотная зависимость КУ по мощности предварительного УМ при 10% погрешности в определении сопротивлений СВЧ транзисторов

Выходной КСВ из-за неточности определения сопротивлений в худшем случае увеличивался от значения в 1,5 до 8,4. Неравномерность КУ по мощности может возрасти до значения 10,6 дБ, а максимальный КУ в рабочем диапазоне частот уменьшается до 13,4 дБ, то есть на 6,8 дБ.

Ошибка в определении сопротивлений АЭ приводит также к уменьшению КПД УМ более чем на 30%, как показано на рисунке 2.29.

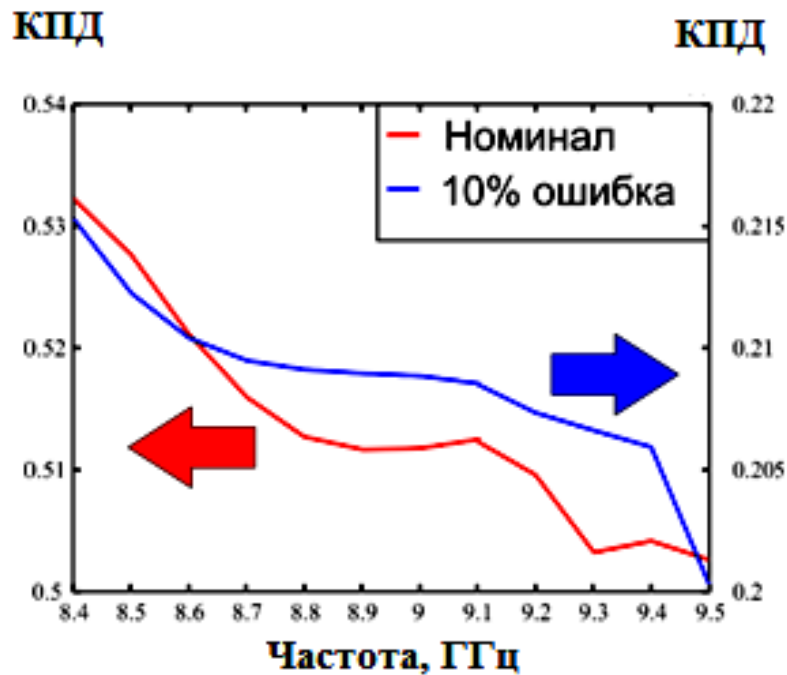


Рисунок 2.29 – КПД при отклонении сопротивлений АЭ от их номинала

Точность моделирования АЭ, особенно с высокой выходной мощностью и в широкой полосе частот, существенно влияет на разброс частотных характеристик 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 2.30).

Её изменение приводит к смещению частотных характеристик СВЧ УМ. Уменьшение постоянной смещает характеристики в область высоких частот, увеличение – в область низких частот.

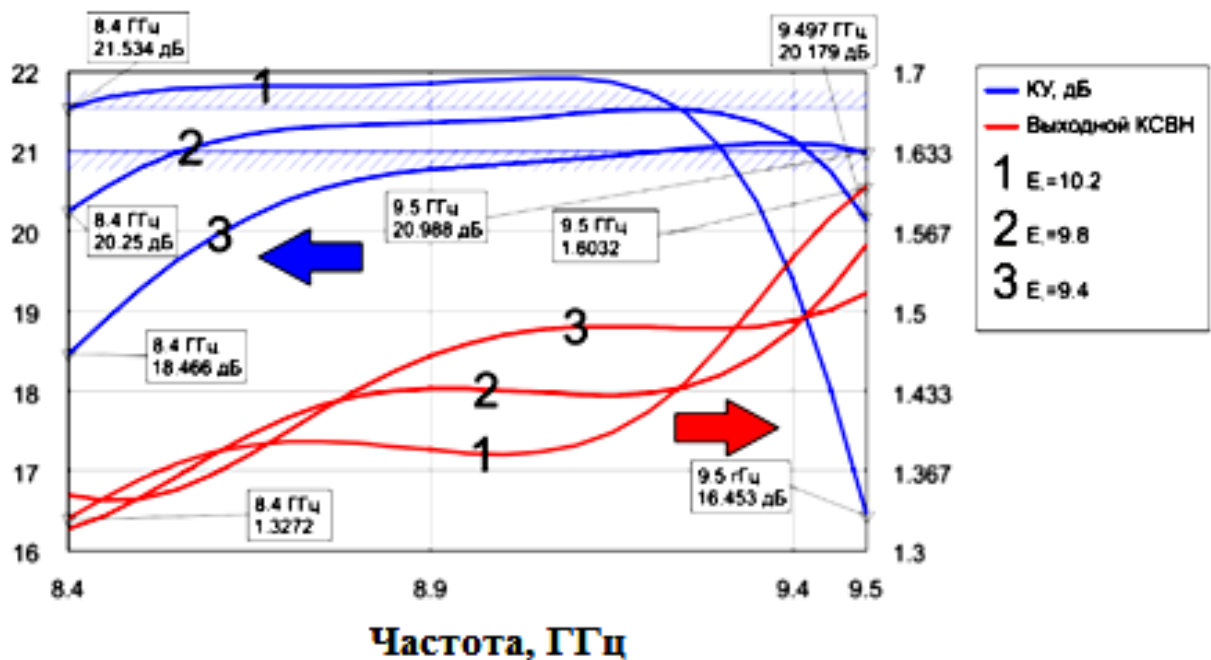


Рисунок 2.30 – Частотная зависимость КУ и выходного КСВ при различных значениях относительной диэлектрической постоянной подложки

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 активного элемента приводят к существенному ухудшению характеристик УМ в составе модуля ЦАР. Для достижения высоких энергетических и электрических характеристик УМ необходим пересмотр принципов подхода к нелинейному моделированию АЭ и в частности СВЧ транзисторов.

2.3.2 Моделирование мощного активного элемента

Характеристики СВЧ УМ во многом определяются используемой элементной базой – АЭ. Получение высокого КПД, широкой полосы рабочих

частот и требуемого усиления невозможно без точного описания поведения АЭ в нелинейной области. В научных публикациях на эту тему представлено большое количество моделей, проанализировав которые можно выделить три основных вида [127 – 135]: физическая, аналитическая и табличная модель.

Обычно, специалисты, занимающиеся разработкой усилителей мощности, не имеют достаточного доступа к технологии изготовления транзистора или усилителя на МИС 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 АЭ, в котором производитель проводил измерения, обычно этот режим не является оптимальным.

Модель на основе измеренных S-параметров является линейной и отражает свойства АЭ 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.

Необходима разработка такой нелинейной модели, в которой учтена зависимость режима АЭ от совокупности параметров, влияющих на его основные энергетические характеристики. Эта модель должна содержать эквивалентную электрическую схему, параметры которой определяются путем извлечения (экстракции) их из результатов экспериментального исследования АЭ на плате (АЭП). Разработан специальный алгоритм определения состава эквивалентной схемы, позволяющий увеличить точность определения параметров мощного СВЧ АЭ, по сравнению с существующими методами.

При моделировании транзисторов различными методами осуществляется анализ, базирующийся на эквивалентных электрических схемах [136]. 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 на АЭ.

В современных системах автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ устройств, таких как Advanced Design System (ADS) или AWR, используются различные модификации широко распространенных аналитических моделей Ангелова [133] или Кёртиса [134]. Их основой является типовая эквивалентная электрическая схема мощного полевого транзистора в режиме малого сигнала [135].

В существующих алгоритмах определения параметров мощных СВЧ транзисторов [130 – 135] также используются результаты экспериментальных измерений характеристик транзисторов. Учет влияния элементов СВЧ-цепей платы происходит, когда из результатов измерений с помощью линейных матричных преобразований «исключаются» параметры теоретически рассчитанных СВЧ-цепей. S-параметры транзистора при этом приобретают 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 [137, 138].

Если число параметров, подлежащих определению возрастает, что типично для многосекционных транзисторов, то возрастает и количества глобальных экстремумов целевой функции при оптимизации. Это приводит к ошибкам масштабирования моделей в диапазоне частот, рабочих напряжений, или изменении ширины затвора.

В диссертации разработан алгоритм создания высокоточной модели любого АЭ, когда параметры его электрической эквивалентной схемы автоматически

определяются путем моделирования объекта экспериментального исследования с последующим учетом влияния различных цепей друг на друга .

Для повышения точности определения всех элементов эквивалентной электрической схемы предлагается сначала создать нелинейную модель АЭП на основе проведенных измерений, а затем произвести определение параметров самого АЭ, включая дискретный транзистор или МИС усилитель (рисунок 2.31).

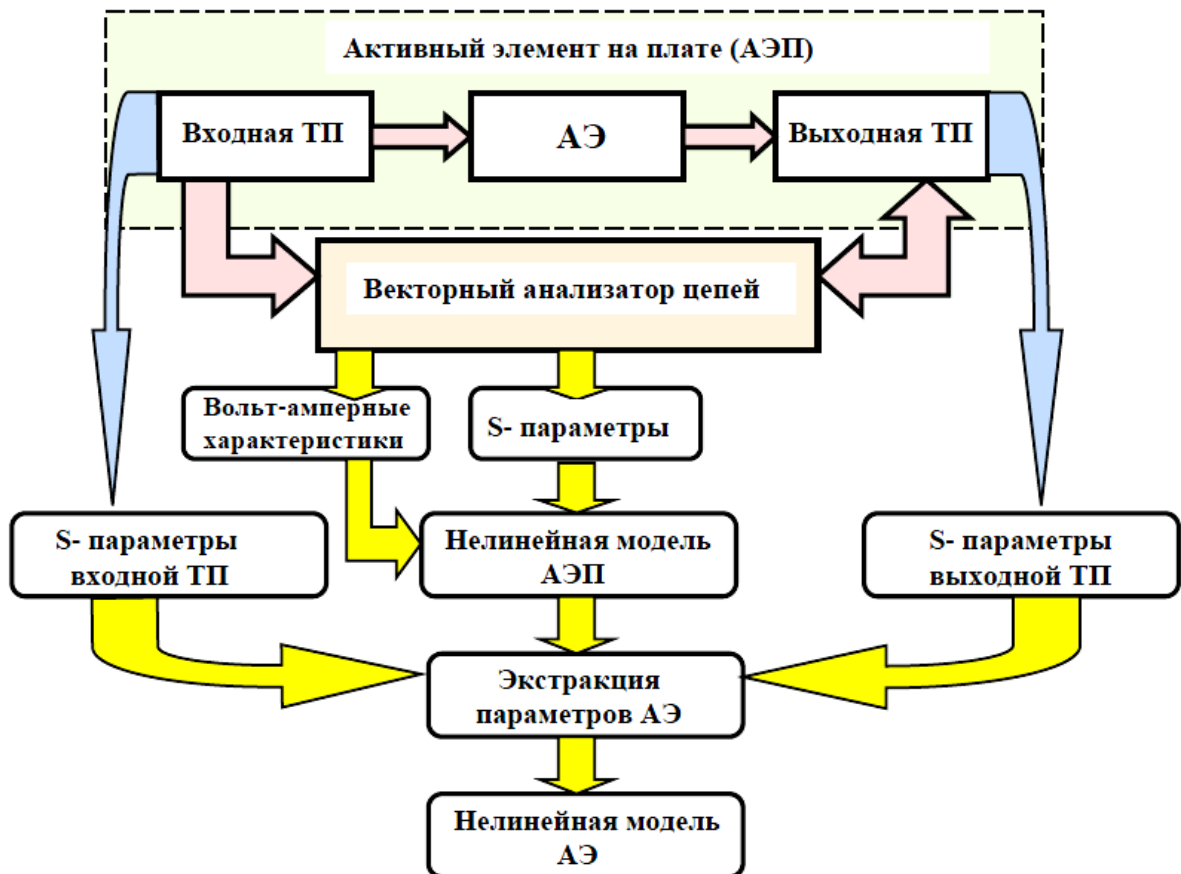


Рисунок 2.31 – Алгоритм нелинейного моделирования мощного СВЧ АЭ

Для определения параметров активного прибора сначала рассматривается модель объединенного объекта – активного элемента на плате (АЭП), а возможно даже и модель АЭП в корпусе с разъемами. Затем производится определение параметров эквивалентной схемы этого объекта. Моделирование опирается на результаты измерений S-параметров АЭП в режиме малого сигнала, а также набор ВАХ. Длительность импульса в этом случае должна быть меньше температурной постоянной АЭ.

Разработка нелинейной модели мощного СВЧ АЭП позволит более полно моделировать поведение самого активного элемента в составе топологии, максимально приближенной к рабочему варианту согласующих цепей в УМ.

2.3.3 Нелинейная модель мощного активного элемента на плате

При разработке УМ для модуля ЦАР необходимы модели мощных СВЧ многосекционных транзисторов, количество элементарных секций которых может варьироваться от двух до шестнадцати. Повышение мощности в них обеспечивается сложением сигнала с выходов элементарных ячеек, входящих в состав АЭ, это существенно усложняет процесс моделирования, так как существующие модели не отражают особенностей этой структуры.

Проведена разработка нелинейной модели мощного АЭП, что коренным образом отличается от ранее принятых подходов к определению параметров мощных СВЧ АЭ.

В качестве основы модели транзистора предложено использовать электрическую схему в виде Т-топологии. Как известно из теории цепей, для четырёхполюсников [139] элементы матрицы комплексных сопротивлений, или Z-параметры электрической цепи с Т-топологией, через полные сопротивления Z_L – левой ветви, Z_P – правой ветви и Z_H – нижней ветви, выражаются следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{11} &= \dot{Z}_L + \dot{Z}_H, \\ \dot{Z}_{12} &= \dot{Z}_{21} = \dot{Z}_H, \\ \dot{Z}_{22} &= \dot{Z}_P + \dot{Z}_H, \end{aligned} \quad (2.20)$$

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}_P не меняет параметр \dot{Z}_{11} .

В результате изучения большого количества экспериментальных данных отмечено, что элементы матрицы Z-параметров АЭП 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 $\hat{Z}_{22}(f)$ для АЭП.

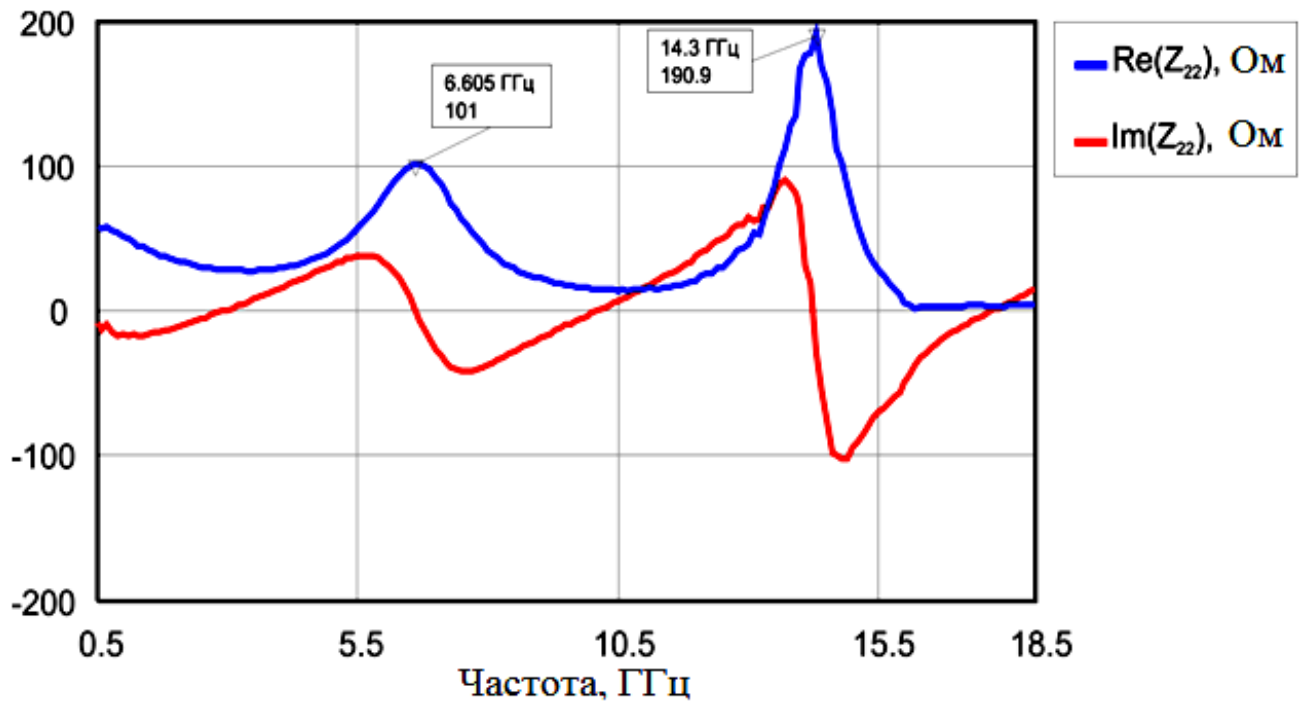


Рисунок 2.32 – Типовая зависимость $Z_{22}(f)$ АЭП

Подобной частотной зависимостью обладают $Z_{11}(f)$ и $Z_{12}(f)$. Поэтому в качестве базового элемента эквивалентной электрической схемы АЭП выбран параллельный резонансный контур с потерями. Именно такая структура наиболее адекватно отражает реальное поведение мощного СВЧ транзистора в составе платы. Предлагаемая эквивалентная электрическая схема АЭП для случая мощного полевого транзистора представлена на рисунке 2.33.

Эквивалентная электрическая схема АЭП содержит внешние элементы, отражающие характеристики контактных площадок транзистора и нелинейные внутренние элементы – резонансные контура, которые моделируют активную область затвора.

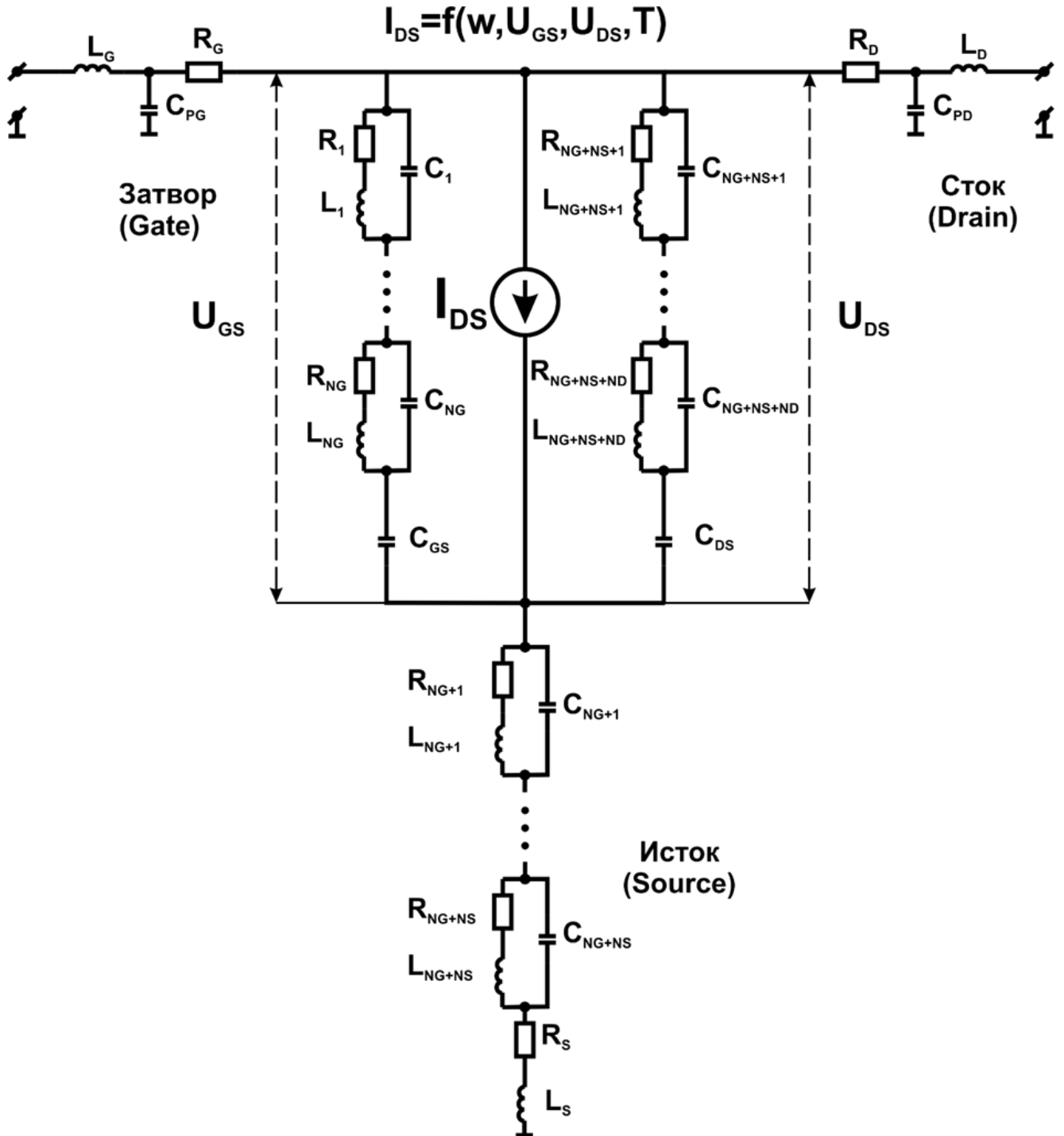


Рисунок 2.33 – Эквивалентная электрическая схема мощного полевого транзистора на плате

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 АЭП 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 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 [140]. Тогда номиналы элементов резонансных контуров запишем как:

$$\begin{aligned} R_i(U_{DS}, U_{GS}) &= (RG_i \cdot U_{GS}) \cdot (RD_i \cdot U_{DS}), \\ L_i(U_{DS}, U_{GS}) &= (LG_i \cdot U_{GS}) \cdot (LD_i \cdot U_{DS}), \\ C_i(U_{DS}, U_{GS}) &= (CG_i \cdot U_{GS}) \cdot (CD_i \cdot U_{DS}), \end{aligned} \quad (2.21)$$

где i – порядковый номер резонансного контура;

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

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 АЭП в предложенной модели осуществляется генератором постоянного тока, который управляется переменным напряжением на входе АЭП, являющимся суммой постоянного напряжения смещения и входного переменного напряжения высокочастотного сигнала. Аналогично моделируется зависимость тока от напряжения на выходе АЭП – напряжения питания.

Учитывая особенности эквивалентной схемы АЭП и принимая во внимание результаты измерений её характеристик, запишем мгновенное значение тока на выходе генератора (I_{DS}) [141]:

$$I_{DS}(\omega, U_{DS}, U_{GS}, T) = I_{MAX} \cdot \tanh(c_s \cdot U_{DS}) \cdot \left(\tanh\left(b_s \cdot (U_{GS_c}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \frac{U'_{GS}}{2})\right) + 1 \right) \cdot (1 - \alpha_T T) e^{-j\omega\tau}, \quad (2.22)$$

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;

α_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 используется значение $\alpha_T = 0,0015 K^{-1}$ для GaN и $\alpha_T = 0,0025 K^{-1}$ для GaAs транзисторов или усилителей МИС на их основе.

Параметр временной задержки τ позволяет моделировать сложные нелинейные эффекты АЭ, например паразитные амплитудные и фазовые модуляции. Для режима малого сигнала параметр τ фиксирован и не зависит от приложенных к переходу транзистора напряжений питания и смещения, а также 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 АЭП (рисунок 2.33) можно записать:

$$U_{GS_c}(\omega, U_{GS0}, U_{GS1}) = \frac{R_{biasin}}{R_{biasin} + R_G} \cdot U_{GS0} + \gamma(\omega, U_{DS}, U_{GS}) U_{GS1}(\omega), \quad (2.23)$$

$$\gamma(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \left(\sum_i^{NG} \frac{R^i(U_{DS}, U_{GS}) + j\omega \cdot L^i(U_{DS}, U_{GS})}{1 + j\omega \cdot C^i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot R^i(U_{DS}, U_{GS}) - \omega^2 \cdot L^i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot C^i(U_{DS}, U_{GS})} \right) + R_G(U_{DS}, U_{GS}) + j\omega \cdot L_G(U_{DS}, U_{GS})^{-1}, \quad (2.24)$$

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

R_{bias_in} – сопротивление цепи подачи смещения, Ом.

Для создания предложенной нелинейной модели мощных АЭП необходимо разработать алгоритм определения номиналов элементов эквивалентной электрической схемы, представленной на рисунке 2.33. При этом необходимо учитывать как влияние платы, так и измерительного оборудования.

2.3.4 Методика определения параметров мощного активного элемента

Существующие методы определения параметров мощных транзисторов основаны в основном на оптимизационных алгоритмах [138]. 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 представлена новая методика определения параметров предложенной нелинейной модели мощного СВЧ транзистора, как частного случая мощного АЭ, алгоритм которой изображен на рисунке 2.34 [142].

Результатом измерений АЭП 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 [143]:

$$\dot{Z}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = (E - F^{-1} \cdot \dot{S}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot F)^{-1} (F^{-1} \cdot \dot{S}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot F \cdot \dot{Z}_R + \dot{Z}_R^*), \quad (2.25)$$

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

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

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

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

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

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

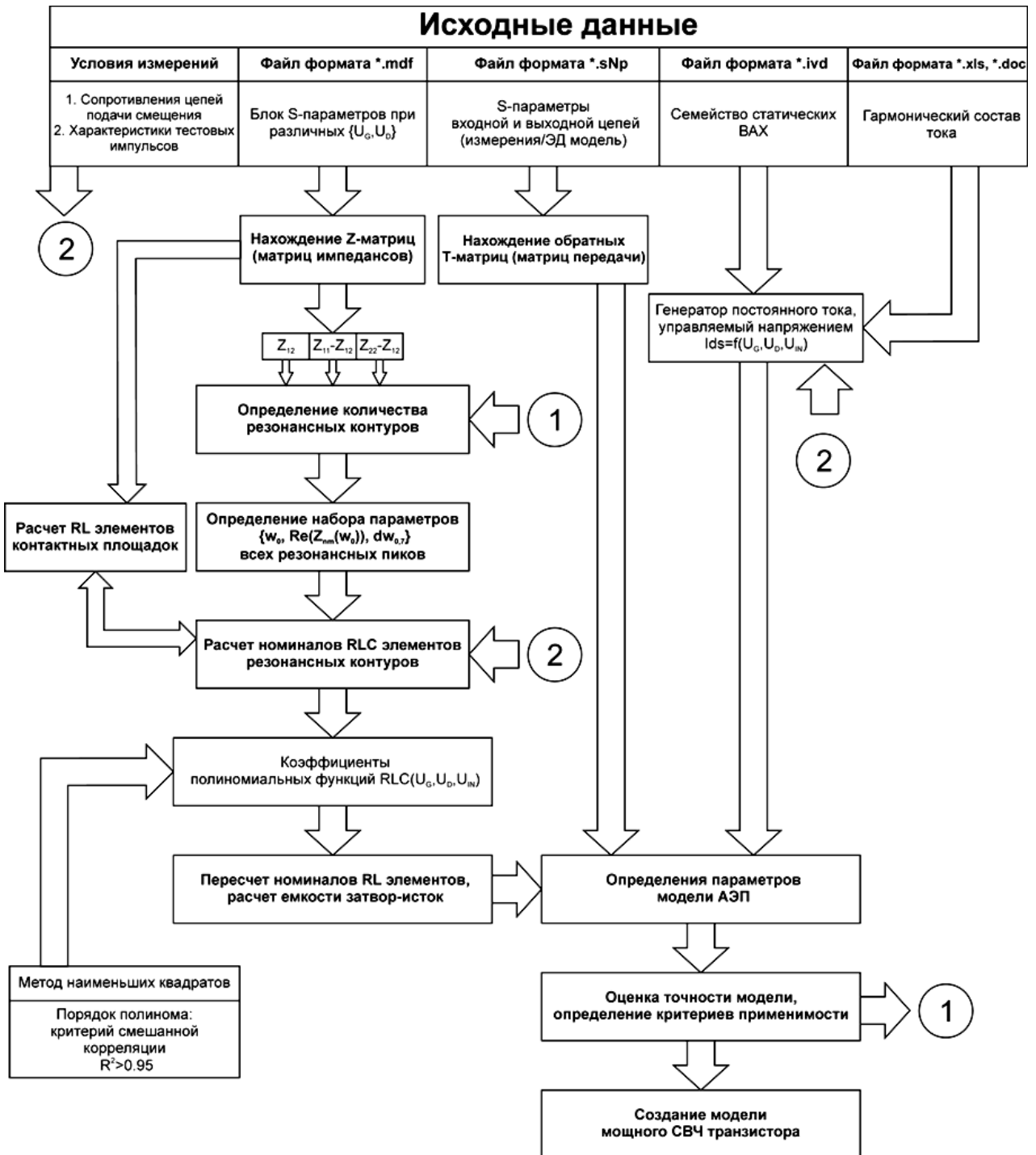


Рисунок 2.34 – Определение параметров модели мощного СВЧ транзистора

Количество резонансных пиков функции $Re(\dot{Z}_{nm}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$ зависит от структуры СВЧ платы, типа используемого АЭ, рассматриваемого частотного диапазона. На форму резонансных кривых влияет максимальная выходная мощность АЭ – чем она больше, тем сильнее выражен резонанс $Re(\dot{Z}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$ на низких частотах. К смещению частот, соответствующих максимумам резонансных характеристик, и изменению добротности контуров приводят изменение напряжений питания и смещения.

Далее необходимо определить параметры модели мощного АЭ для определения элементов эквивалентной электрической схемы, соответствующих контактным площадкам транзистора.

Процедура определения номиналов внешних элементов схемы основывается на использовании S-параметров АЭП, измеренных в “холодном” режиме, когда напряжение питания $U_{DS} = 0$ В [144]. При этом элементы эквивалентной схемы, моделирующие активную область канала – генератор тока, управляемый напряжением, резонансные контура могут быть удалены, что значительно упрощает её анализ.

Эквивалентная схема существенно упрощается, если принять, что напряжение смещения на затворе меньше напряжения отсечки транзистора $U_{GS} < U'_{GS}$. В этом случае схема будет выглядеть так, как показано на рисунке 2.35.

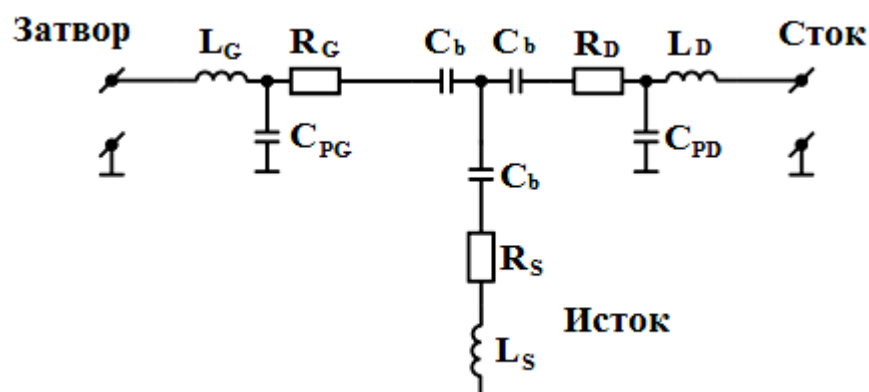


Рисунок 2.35 – Эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора при $U_{GS} < U'_{GS}$

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

$$R_G(\omega) = \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_{11}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})) - \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_{12}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})), \quad (2.26)$$

$$R_S(\omega) = \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_{12}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})), \quad (2.27)$$

$$R_D(\omega) = \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_{22}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})) - \operatorname{Re}(\mathbf{Z}_{12}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})). \quad (2.28)$$

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

$$\operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{11}^{\text{Test}}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) = j\omega \left(C_{pg} + \frac{2}{3}C_b \right), \quad (2.29)$$

$$\operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{12}^{\text{Test}}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) = \operatorname{Im}(Y_{21}) = -j\omega \frac{C_b}{3}, \quad (2.30)$$

$$\operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{22}^{\text{Test}}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) = j\omega \left(C_{pd} + \frac{2}{3}C_b \right). \quad (2.31)$$

В таком случае паразитные емкости контактов определяются следующими выражениями:

$$C_{PD}(\omega) = \frac{\operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{22}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})) - 2 \cdot \operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{12}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS}))}{\omega}, \quad (2.32)$$

$$C_{PG}(\omega) = \frac{\operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{11}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS})) - 2 \cdot \operatorname{Im}(\dot{\mathbf{Y}}_{12}^{\text{Test}}(\omega, 0, U_{GS}))}{\omega}, \quad (2.33)$$

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

$$\dot{\mathbf{Y}}^{\text{Test}}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = (\dot{\mathbf{Z}}^{\text{Test}}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))^{-1} \quad (2.34)$$

После этого 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 АЭ, так как 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 2.36, где r_G и C_b – дифференциальное сопротивление и емкость барьера Шоттки соответственно.

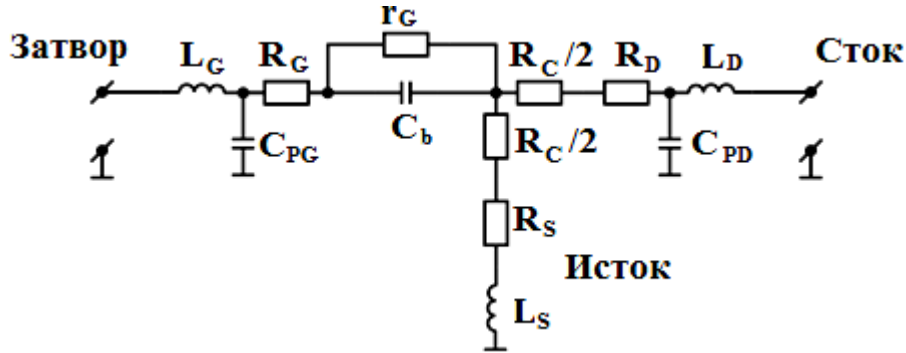


Рисунок 2.36 – Эквивалентная электрическая схема мощного СВЧ транзистора при условии $U_{GS} = U_{DS} = 0$ В

Z-параметры эквивалентной схемы на рисунке 2.36 записываются в следующем виде:

$$\dot{Z}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = R_G + R_S + \frac{R_C}{2} + \frac{r_G}{D} + j\omega(L_G + L_S - \frac{C_G r_G^2}{D}), \quad (2.35)$$

$$\dot{Z}_{12}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{Z}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = R_S + \frac{R_C}{2} + j\omega L_S, \quad (2.36)$$

$$\dot{Z}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = R_D + R_S + R_C + j\omega(L_S + L_D), \quad (2.37)$$

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:

$$L_D(\omega) = \frac{Im(\dot{Z}_{22}^{Test}(\omega, 0, 0)) - Im(\dot{Z}_{12}^{Test}(\omega, 0, 0))}{\omega}, \quad (2.38)$$

$$L_S(\omega) = \frac{\text{Im}(\dot{\mathbf{Z}}_{12}^{Test}(\omega, 0, 0))}{\omega}, \quad (2.39)$$

$$L_G(\omega) = \frac{\text{Im}(\dot{\mathbf{Z}}_{11}^{Test}(\omega, 0, 0)) - \text{Im}(\dot{\mathbf{Z}}_{12}^{Test}(\omega, 0, 0))}{\omega}, \quad (2.40)$$

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

Для нахождения номиналов элементов резонансных контуров необходимо определить параметры части эквивалентной электрической схемы АЭП, которая моделирует активную область затвора. Последовательность этой процедуры показана на рисунке 2.37, где $S'(\omega, U_{DS}, U_{GS}), S''(\omega, U_{DS}, U_{GS})$ – промежуточные матрицы S-параметров.

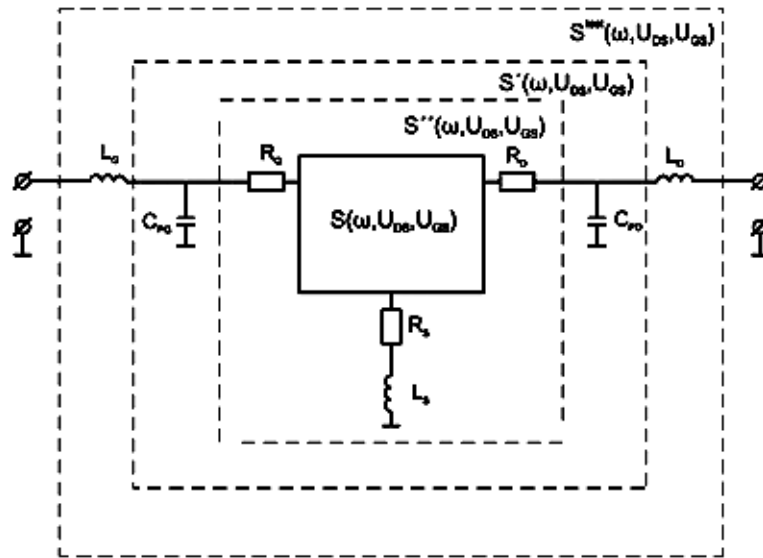


Рисунок 2.37 – Определение параметров части эквивалентной электрической схемы АЭП

Учет индуктивностей затвора и стока осуществляется согласно следующему выражению:

$$\dot{\mathbf{Z}}'(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{\mathbf{Z}}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{\mathbf{Z}}_L(\omega), \quad (2.41)$$

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 (2.34). Учет паразитных емкостей затвора и стока осуществляется согласно следующему выражению:

$$\dot{Y}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{Y}'(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{Y}_C(\omega, \omega_{MIN}), \quad (2.42)$$

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

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

$$\dot{Z}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = (\dot{Y}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}))^{-1} \quad (2.43)$$

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

$$\dot{Z}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{Z}''(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{Z}_{RLC}(\omega), \quad (2.44)$$

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

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

После нахождения значений паразитных элементов схемы, моделирующих металлизированные контакты АЭ, необходимо определить количество резонансных контуров, которое будет использовано при моделировании его активной области (канала транзистора). Для этого необходимо проанализировать полученные из выражения (2.44) Z-параметры АЭП и на их основе сформировать структуру электрической эквивалентной схемы АЭП.

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

$$\begin{aligned} Re(\dot{Z}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))' &= \left. \frac{dRe(\dot{Z}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_1} = \\ &= \lim_{\omega \rightarrow \omega_1} \frac{Re(\dot{Z}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) - Re(\dot{Z}_{nm}(\omega_1, U_{DS}, U_{GS}))}{\omega - \omega_1}, \end{aligned} \quad (2.45)$$

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

Для случая дискретной функции формула (2.45) принимает следующий вид:

$$Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))' = \frac{Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) - Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega + \Delta\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{\Delta\omega} = 0, \quad (2.46)$$

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

Для определения характера найденного экстремума – максимум или минимум – необходимо определить знак второй производной в точке экстремума.

$$\begin{cases} \left. \frac{d^2 Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} > 0 \rightarrow MAX \\ \left. \frac{d^2 Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} < 0 \rightarrow MIN \end{cases} \quad (2.47)$$

Результатом решения уравнения (2.47) 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, а также амплитуды входного сигнала, необходимо знать:

- резонансную частоту колебания ω_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 $Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS}))$;
- 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:

$$Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) - B \cdot Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS})) = 0, \quad (2.48)$$

где ω_{0i} - резонансная частота i -резонансного контура, рад/с.

Результатом решения уравнения (2.48) является множество пар частот $\{\omega_1; \omega_2\}_i$ для каждого i -го резонансного пика. Ширина полосы пропускания в этом случае определяется следующим выражением:

$$\Delta\omega_i(U_{DS}, U_{GS}) = |\omega_1 - \omega_2|_i. \quad (2.49)$$

Добротность i -резонансной кривой определяется как:

$$Q_i(U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\omega_{0i}(U_{DS}, U_{GS})}{\Delta\omega_i(U_{DS}, U_{GS})} \quad (2.50)$$

Номиналы элементов резонансных контуров определяются следующими выражениями:

$$R_i(U_{DS}, U_{GS}) = \frac{Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS}))}{Q_i^2(U_{DS}, U_{GS})}, \quad (2.51)$$

$$C_i(U_{DS}, U_{GS}) = \sqrt{\frac{1}{\omega_{0i}^2(U_{DS}, U_{GS}) \cdot Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS})) \cdot R_i(U_{DS}, U_{GS})}}, \quad (2.52)$$

$$L_i(U_{DS}, U_{GS}) = Re(\dot{\mathbf{Z}}_{nm}(\omega_{0i}, U_{DS}, U_{GS})) \cdot R_i(U_{DS}, U_{GS}) \cdot C_i(U_{DS}, U_{GS}), \quad (2.53)$$

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

$C_i(U_{DS}, U_{GS})$ – величина емкости i -го резонансного контура, Ф;

$L_i(U_{DS}, U_{GS})$ – 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 $\{R^i(U_{DS}, U_{GS}), L^i(U_{DS}, U_{GS}), C^i(U_{DS}, U_{GS})\}$ для каждого i -резонансного пика.

Следующим этапом является определение функциональных зависимостей номиналов элементов резонансных контуров от внешних напряжений по найденным табличным данным [61].

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

$$f(U_{DS}, U_{GS})_{BASE} = \{R^i(U_{DS}, U_{GS}), L^i(U_{DS}, U_{GS}), C^i(U_{DS}, U_{GS})\}_{BASE} \quad (2.54)$$

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

$$f(U_{DS}, U_{GS})_{BASE} = f(U_{DS}) \cdot f(U_{GS}), \quad (2.55)$$

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

Порядок полинома m_i и коэффициенты полиномов выражения (2.21) 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 (2.21) можно найти из следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} \sum_i p_i x_0^i = f(x_0)_{BASE} \\ \dots \\ \sum_i p_i x_n^i = f(x_n)_{BASE} \end{cases} \quad (2.56)$$

В матричном виде система записывается в следующем виде:

$$M \cdot P = F, \quad (2.57)$$

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 $n \neq m$):

$$P = (M^T M)^{-1} M^T F \quad (2.58)$$

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 :

$$R^2 = 1 - SSE/SST, \quad (2.59)$$

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 АЭП по представленной методике несколько 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 АЭП либо на параллельно соединенную емкость и сопротивление либо только на емкость, как на рисунке 2.38. В первом случае для расчета элементов цепи необходимо произвести частичное определение параметров АЭ по входной или выходной топологиям АЭП.

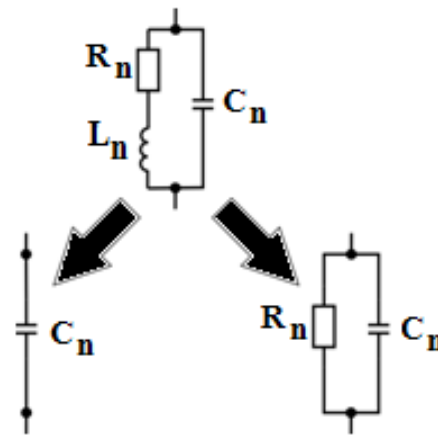


Рисунок 2.38 – Варианты замены резонансного контура в эквивалентной электрической схеме АЭП

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

$$\dot{T}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{12}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\dot{S}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (2.60)$$

$$\dot{T}_{12}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (2.61)$$

$$\dot{T}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{-\dot{S}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (2.62)$$

$$\dot{T}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{1}{\dot{S}_{21}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}, \quad (2.63)$$

$$T^{Base}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \begin{cases} T^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot T_2^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) & \text{если } R^2(\dot{Z}_{22}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) < 0,95 \\ T_1^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot T^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) & \text{если } R^2(\dot{Z}_{11}(\omega, U_{DS}, U_{GS})) < 0,95, \end{cases} \quad (2.64)$$

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

$T_2^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$ – обратная матрица передачи выходной платы;

$T_1^{-1}(\omega, U_{DS}, U_{GS})$ – обратная матрица передачи входной платы;

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

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

Если S^0 – измеренная матрица S-параметров АЭП, 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 2.39.

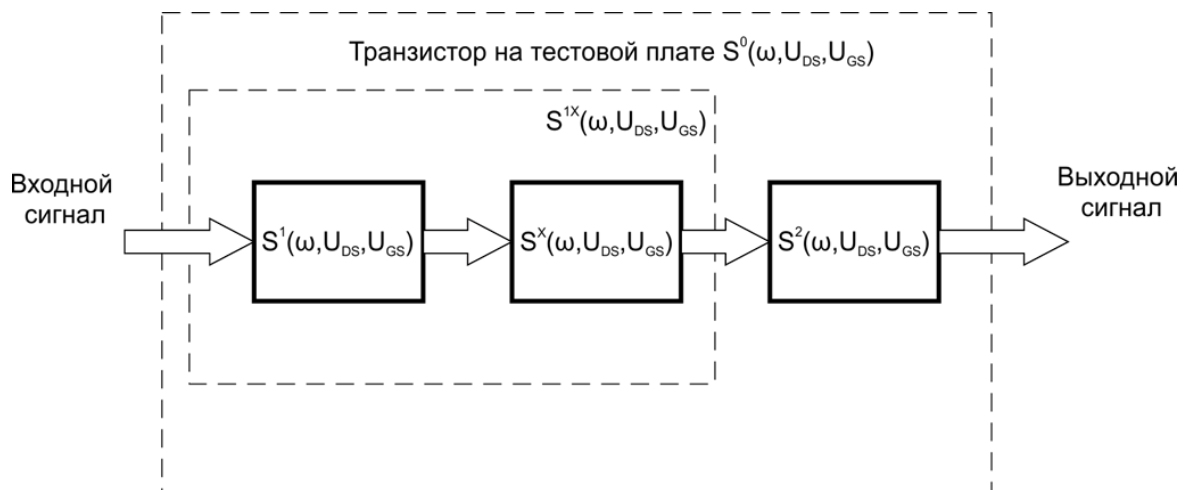


Рисунок 2.39 – Определение параметров мощного СВЧ транзистора

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_{11}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \\ \quad \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \\ \dot{S}_{12}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \\ \dot{S}_{21}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \\ \dot{S}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{22}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) + \dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \\ \quad \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \end{array} \right. \quad (2.65)$$

Решая представленную систему уравнений, получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{22}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(\dot{S}_{22}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{22}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) + \dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \\ \dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{12}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{12}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{21}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{11}^{Test}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \\ \quad \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\left(1 - \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)^{-1} \cdot \dot{S}_{11}^2(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \end{array} \right. \quad (2.66)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_{11}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{11}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \left(\dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \dot{S}_{11}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) + \dot{S}_{12}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \\ \dot{S}_{12}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{12}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{21}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \frac{\dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\dot{S}_{21}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})} \cdot \left(1 - \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right) \\ \dot{S}_{22}^X(\omega, U_{DS}, U_{GS}) = \dot{S}_{22}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) - \frac{\dot{S}_{12}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{21}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS})}{\left(1 - \dot{S}_{11}^{1X}(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS})\right)} \cdot \dot{S}_{22}^1(\omega, U_{DS}, U_{GS}) \end{array} \right. \quad (2.67)$$

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 экспериментальное исследование ряда мощных СВЧ транзисторов с различным количеством секций, частотным диапазоном и уровнем выходной мощности, которое было проведено и представлено в 4 главе настоящей работы.

2.4 Выводы

1. Проведенный анализ современного состояния ППМ антенных решеток показал, что реализация основных функций бортовой ЦАР – адаптивность, многолучевость, самокалибровка – возможна только со структурой модуля, в

которую входит АЦП, ЦАП и КМ в качестве устройств формирования АФР решетки.

2. Квадратурный модулятор в качестве устройства управления АФР в передающем тракте ЦАР позволяет уменьшить реализуемый фазовый дискрет до долей градуса, а также потери в СВЧ тракте ППМ на 2 – 3 дБ по сравнению с традиционными ППМ АФАР с УФВ и аттенюаторами.

4. Предложено новое техническое решение – приемопередающий модуль бортовой цифровой антенной решетки [Пат. 157114 Российская Федерация, МПК ⁷ Н 01 Q 21/00], позволяющее увеличить энергетический потенциал многоэлементной бортовой ЦАР, за счет увеличения коэффициента усиления и КПД модуля, при снижении габаритов и массы минимум в два раза в результате исключения СВЧ распределительной системы и УФВ.

5. Разработана аналитическая модель формирователя сигналов, позволившая оценить влияние ошибок ССЧ и КМ на выходной сигнал модуля и обосновать требования к амплитудно-фазовому балансу КМ и уровню спектральной плотности мощности шумов СВЧ генератора несущей – ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ.

6. Выявлена необходимость наличия точной нелинейной модели мощных активных элементов, входящих в состав передающего тракта цифрового ППМ для достижения высоких энергетических и электрических характеристик СВЧ УМ.

7. Предложен алгоритм определения параметров мощных СВЧ АЭП, позволяющий найти значения элементов эквивалентной схемы самого АЭ в широкой полосе частот при различных значениях напряжений питания и смещения.

8. Разработана нелинейная модель мощного АЭ на плате, позволяющая оптимизировать режим его работы в составе СВЧ УМ для обеспечения высоких КПД и КУ при требуемой выходной мощности в заданной полосе рабочих частот.

ГЛАВА 3 КАЛИБРОВКА ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Для реализации основных преимуществ ЦАР, рассмотренных в первой главе работы, необходимо минимизировать амплитудно-фазовые ошибки в апертуре, которые неизбежно появляются в процессе эксплуатации РЭС на борту ЛА.

В составе ЦАР присутствуют, как цифровая, так и аналоговая части, отличающиеся формой представления сигналов. В зависимости от возможностей элементной базы и диапазона функционирования ЦАР аналого-цифровое преобразование принимаемых сигналов и цифро-аналоговое преобразование передающих сигналов может быть реализовано на промежуточной частоте либо непосредственно на несущей. Тактовый сигнал на все АЦП/ЦАП должен разводиться от общего опорного генератора, чтобы во всех каналах эти устройства срабатывали синхронно.

Как показано в главе 1, основное преимущество предлагаемых схемных решений метрового и соседнего с ним участка дециметрового диапазонов волн – возможность оцифровки сигналов на несущей частоте. В этом случае в приемной части ЦАР АЦП подключаются непосредственно к выходам соответствующих антенных элементов через малошумящие усилители. При этом исключаются операции преобразования частоты, детектирования сигналов с выделением их огибающей, что сокращает энергетические потери, повышает чувствительность приемной системы и упрощает аппаратную реализацию.

При оцифровке сигналов на промежуточной частоте в состав приемной аналоговой части каждого из каналов дополнительно вводится смеситель и полосовой усилитель промежуточной частоты, а также в состав ЦАР в целом – общий для всех каналов гетеродин.

Когда точное наведение луча ЦАР требует прецизионного управления фазой и амплитудой, необходимо безошибочное знание усиления и фазового набега в аналоговой части электроники, входящей в состав ППМ. Для максимального

приближения к реализации потенциальных возможностей технологии цифрового формирования лучей характеристики аналоговых частей передающих и приемных каналов должны обладать высокой идентичностью. Однако параметры электронных компонентов изменяются с температурой, могут дрейфовать во времени, а на борту ЛА еще и зависят от механических воздействий. В результате амплитуды и фазы сигналов на выходах разных каналов многоканальной системы будут отличаться от расчетных значений, это вызывает ошибки в амплитудно-фазовом распределении вдоль апертуры ЦАР относительно расчетных величин и, в конечном счете, вызывает ухудшение таких важнейших параметров, как коэффициент направленного действия (КНД), коэффициент полезного действия (КПД) ЦАР и уровень боковых лепестков (УБЛ). Так, например, уровень боковых лепестков в зависимости от амплитудных и фазовых ошибок в каналах ЦАР может возрастать на десятки дБ [145].

Калибровка антенной решетки в процессе ее эксплуатации может быть настолько сложной процедурой и требовать таких временных затрат, что это повлияет на работу антенны и потребует непоправимых расходов на ее обслуживание [146]. Учитывая неизбежность технологических погрешностей, возникающих в процессе монтажа ППМ, а также неидентичность характеристик аналоговых элементов в процессе эксплуатации системы, предлагается ввести в состав ЦАР блок цифровой диагностики и коррекции для обнаружения и компенсации фазовых и амплитудных ошибок в каждом канале решетки.

3.1 Методы диагностики антенных решеток

Диагностика технического состояния ФАР в процессе ее эксплуатации – актуальная задача антенной метрологии. Диагностика является начальным, необходимым, но не достаточным этапом процесса калибровки всей антенной системы. Задача диагностики антенных решеток или ФАР, т.е. задача определения состояния ее реального АФР и неисправностей в решетке является одной из наиболее важных в процессе разработки и отладки, особенно при эксплуатации ФАР, входящей в состав той или иной радиотехнической системы (РТС) [147].

Существующие в настоящее время методы диагностики различаются своими характеристиками. Эти методы можно разделить на низкочастотные и высокочастотные. Низкочастотные методы заключаются в проверке целостности цепей управления УФВ, соответствия цифровых кодов и аналоговых сигналов управления требуемому отклонению луча ФАР [148 – 150]. Недостаток этих методов в том, что они не дают информацию о реальном АФР в решетке. Высокочастотные методы диагностики позволяют оценить амплитудные и фазовые ошибки в каждом из каналов ФАР, т.е. реальное АФР в решетке. Высокочастотные методы диагностики классифицированы по различным признакам.

Первый способ – по месту реализации метода – стендовые методы и методы диагностики ФАР, находящихся в составе РТС (штатные методы). Стендовые методы диагностики используются в ходе испытаний разрабатываемых ФАР, проверки работоспособности их систем управления лучом (СУЛ). Зачастую эти методы реализуются на стенде, размещенном в безэховой камере (БЭК) с помощью комплекта дополнительной аппаратуры и контрольного зонда, работающего на излучение или на прием [151 – 157]. Диагностика ФАР, находящихся в составе РТС, используется обычно при включении РТС для контроля работоспособности ФАР или в ходе регламентных работ. Характерной особенностью штатных методов является использование при диагностике ФАР имеющихся в современных РТС цифровых устройств и генерируемых передатчиком РТС сигналов, при диагностике приемопередающих ФАР.

Второй способ классификации высокочастотных методов – разделение на фазовые и бесфазовые методы. К фазовым относятся такие методы диагностики, для реализации которых необходимо иметь специальную линию передачи опорной фазы (опорного сигнала) от источника контрольного сигнала до исследуемой антенны или до измерительного зонда, если диагностика ФАР осуществляется в режиме передачи [158 – 161]. В бесфазовых методах эта специальная линия не нужна. В качестве опорного используются: либо сигнал с выхода сумматора решетки, либо сигнал одного из каналов решетки, либо сигнал генератора передатчика (для приемопередающих решеток). К числу бесфазовых относится также

метод, при котором фаза поля, создаваемого решеткой, определяется путем обработки информации о значениях амплитуд поля в смежных точках пространства [162 – 164].

Третий способ классификации высокочастотных методов диагностики – это разбиение их на методы "встроенного контроля" и "внешние методы". Характерной чертой методов первой группы является включение в состав ФАР специально в интересах диагностики тех или иных дополнительных элементов. Внешние методы диагностики основаны на измерении и анализе особенностей поля ФАР либо в апертуре, либо в ближней и дальней зонах ее излучения, что требует крупногабаритных антенных полигонов. Более перспективны ближнезонные методы [150].

Амплифазометрические (голографические) методы, в основе которых лежит непосредственное измерение поля (АФР) в апертуре решетки или вблизи ее сканирующим зондом или многоэлементным регистратором. Измерение АФР представляет собой первый этап в процедуре ближнезонных методов измерения (восстановления) характеристик антенн [150], [151].

Модуляционный метод контроля элементов ФАР. Суть его заключается в "подкраске" (по какому либо закону модуляции) сигналов, излучаемых произвольным каналом ФАР с целью последующей фильтрации этого сигнала из общего поля решетки. Анализ особенностей отфильтрованного сигнала позволяет сделать заключение о состоянии рассматриваемого канала. Очевидным недостатком этого метода является неоперативность, громоздкость, низкая точность [150], [165], [166]. Последнее объясняется слабой чувствительностью выборочного контроля сигналов от отдельных каналов ФАР на фоне ее полного поля.

Матрично-коммутиционный метод (МКМ) [166] и модернизированный вариант его – метод реконструктивной диагностики (МРД) [167]. Диагностика ФАР в этих методах реализуется на основе решения системы уравнений, связывающих искомое АФР в решетке с величиной создаваемого ею сигнала при различных фазовых состояниях элементов решетки. Достоинства этих методов – применение неподвижного зонда для регистрации сигнала в ближней зоне решетки и эффек-

тивное использование возможностей современных вычислительных средств. Недостатки – необходимость создания линии передачи опорного сигнала, обеспечивающего измерение фазы радиосигнала амплифазометром и возможность возникновения ошибок в определении АФР при обращении плохо обусловленных матриц [150].

Приведенная выше классификация методов диагностики является весьма условной [150]. Методы, попавшие в ту или иную группу по одному из признаков, могут быть вполне реализуемы в других группах методов. Так, например, фазовые методы могут быть с равным успехом реализованы как при стендовой диагностике АР, так и при диагностике ее в составе РТС.

Рассмотрим подробнее бесфазовый метод диагностики АР. Существует несколько бесфазовых методов диагностики АР. В их основе лежит использование пары дискретных преобразований Фурье (ДПФ), реализуемых обычно в базисе дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ). Прямое пространственное преобразование произведения комплексной амплитуды сигнала и реального АФР решетки осуществляется в традиционных аналоговых ФАР с помощью управляемого фазовращателя решетки и ее сумматора. Полученные при этом результаты являются оценками пространственного спектра АФР сигнала в том или ином базисе. Оценки составляющих искомого вектора АФР решетки получаются в результате применения обратного ДПФ к оценкам спектра сигнала и нормировки полученного вектора. Обратное преобразование реализуется спецпроцессором с использованием процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Бесфазовые методы диагностики предпочтительнее фазовых при диагностике ФАР в составе РТС [150].

Результаты диагностики АР могут быть использованы для решения следующих задач:

- компенсация электрическими методами искажений, вносимых неисправностями решетки в АФР в процессе функционирования РТС;
- когда часть решетки неуправляема электрическими методами, решается задача о корректировке (синтезе) АФР в оставшейся управляемой части решетки

с целью максимизации желаемых показателей качества РТС. Неуправляемые каналы АР подлежат ремонту и замене;

- фиксация имеющегося в решетке реального АФР в памяти процессора для использования этой информации при реализации в РТС современных методов обработки сигналов, требующих априорных сведений о состоянии решетки в момент оцифровки сигналов [168].

Возможность и качество решения указанных задач определяются характеристиками используемого метода диагностики, которые в немалой мере зависят от состава и конструкции РТС [169]. Результаты диагностики АР, осуществляемой периодически или непрерывно, должны тем или иным способом учитываться в ходе работы АР. Если диагностика осуществляется непрерывно, т.е. при каждом новом фазировании решетки, и результаты ее учитываются автоматически, то можно говорить об адаптивной РТС [170].

В ЦАР появляется возможность осуществлять измерение и корректировку АФР, т.е. калибровку, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РТС в целом. Это особенно актуально в бортовых многофункциональных, многолучевых РЛС, когда необходимо проводить калибровку, находясь в воздухе.

3.2 Устройство калибровки многолучевой цифровой антенной решетки

Рассмотрим несколько примеров существующих устройств калибровки АР, чтобы на их примере продемонстрировать основные проблемы, возникающие в процессе диагностики и коррекции амплитудных и фазовых ошибок аналоговых трактов современных РЭС. Распространенным вариантом является схема калибровки антенной решетки, показанная на рисунке 3.1, в составе базовой станции сотовой системы связи [159]. Калибровка на прием осуществляется путем подачи известных калибровочных сигналов в каждый антенный канал и измерения сигналов на выходе каждого антенного канала. Передатчик в этой схеме формирует сигнал, подаваемый в каждый канал решетки посредством калибровочной схемы, которая является пассивной распределительной схемой деления сформированного сигнала для его подачи на калибровочные входы каждого антенного канала. Затем

каждый сигнал проходит через малошумящий усилитель своего канала, после чего в диаграммообразующей схеме формируется суммарный сигнал всех каналов.

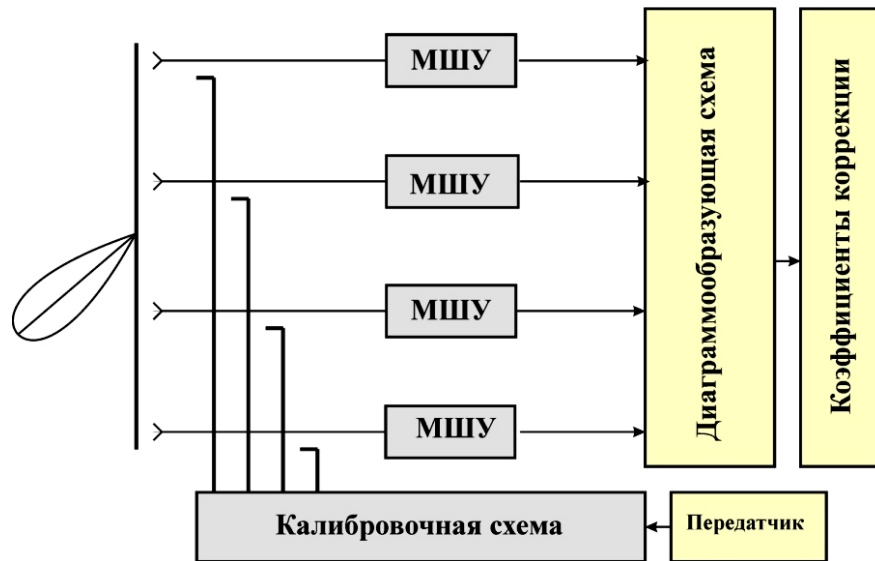


Рисунок 3.1 – Схема калибровки приемной ФАР

В диаграммообразующей схеме получают корректирующие коэффициенты путем сравнения передаваемого и принятого сформированного сигналов так, чтобы обеспечить индивидуальную калибровку каждого канала антенной решетки. Корректирующие коэффициенты могут быть заданы в виде коэффициентов коррекции амплитуды и фазы.

Недостатком этого устройства является то, что калибровочные сигналы для каждого канала формируются из одного опорного сигнала в пассивной распределительной схеме. Очевидно, что обеспечить полную идентичность каналов этой схемы деления практически невозможно. При увеличении числа каналов в калибруемой АР это приведет к возрастанию амплитудных и особенно фазовых ошибок. Кроме того системы разводки СВЧ опорных колебаний являются громоздкими и имеют существенные размеры. Эти недостатки делают невозможным использование известного устройства в составе бортовых РЭС.

Известно также устройство для калибровки интеллектуальной антенной решетки [171], содержащее соединительную структуру из питающих кабелей и контрольного приемопередатчика, образующих вместе калибровочную линию, как показано на рисунке 3.2. Осуществляется предварительная калибровка этой со-

единительной структуры с помощью векторного анализатора цепей и запись ее результатов в режиме приема и передачи соответственно.

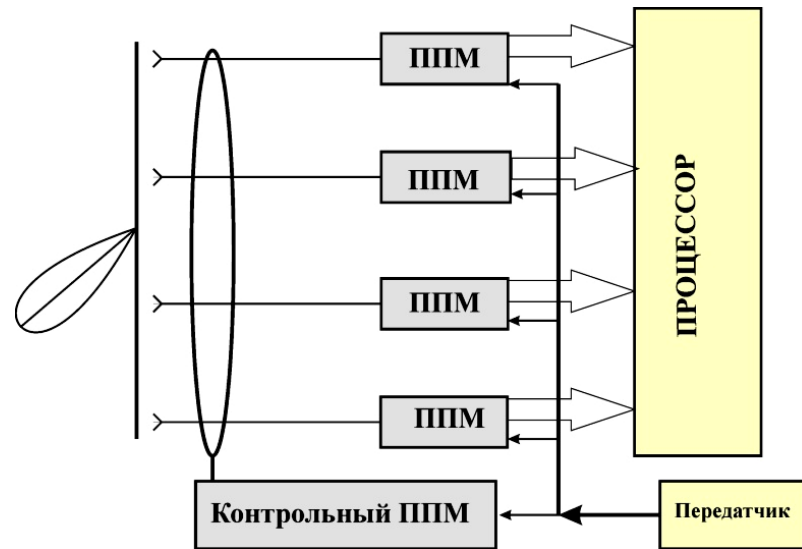


Рисунок 3.2 – Схема калибровки антенной решетки мобильной системы радиосвязи

Выполнение калибровки на прием интеллектуальной антенной решеткой осуществляется посредством подстройки модуля коэффициента передачи каждого приемного канала к опорной линии и сохранения фазовой разницы между каждым приемным каналом и опорной линией в процессоре для последующей коррекции в рабочей полосе частот.

Недостатком этого устройства является то, что процедура предварительной калибровки опорной линии с помощью векторного анализатора цепей не автоматизирована и требует участия человека в процессе калибровки. Это делает невозможным использование указанного устройства для калибровки, например, спутниковых АР, а также других бортовых систем, которая должна осуществляться непосредственно в процессе работы системы связи на борту спутника.

Устройство калибровки фазированной решетки [172] использует коммутационный метод калибровки. Калибровка производится в аналоговой многолучевой АР наведением одного из лучей на фиксированный источник калибровочного сигнала, что позволяет контролировать отдельные каналы. Во время калибровки одного канала решетки фазы всех других каналов, участвующих в формировании этой диаграммы направленности (ДН) фиксируются и соответствуют текущим

значениям, необходимым для наведения луча на фиксированный источник калибровочного сигнала. Впоследствии фаза калибруемого канала с помощью управляемого фазовращателя изменяется по некоторому алгоритму на 180° , 90° и 270° относительно начального положения. Фазовая и амплитудная ошибки в этом канале связаны математически с мощностью, измеренной в четырёх фазовых состояниях, процедура повторяется для каждого канала в решётке. Использование в известном устройстве цикличности четырех ортогональных фаз канала уменьшает время калибровки.

Недостатком этого устройства является то, что его измерительная система содержит узкополосный фильтр и детектор мощности, выходное напряжение которого пропорционально мощности принятого радиосигнала, как изображено на рисунке 3.3, а изменение фазы калибруемого канала производится с помощью управляемых фазовращателей. Эти устройства являются аналоговыми и меняют свои амплитудные и фазовые характеристики со временем, а также под воздействием различных внешних условий таких, как температура окружающей среды, нестабильность источников напряжения питания и других.

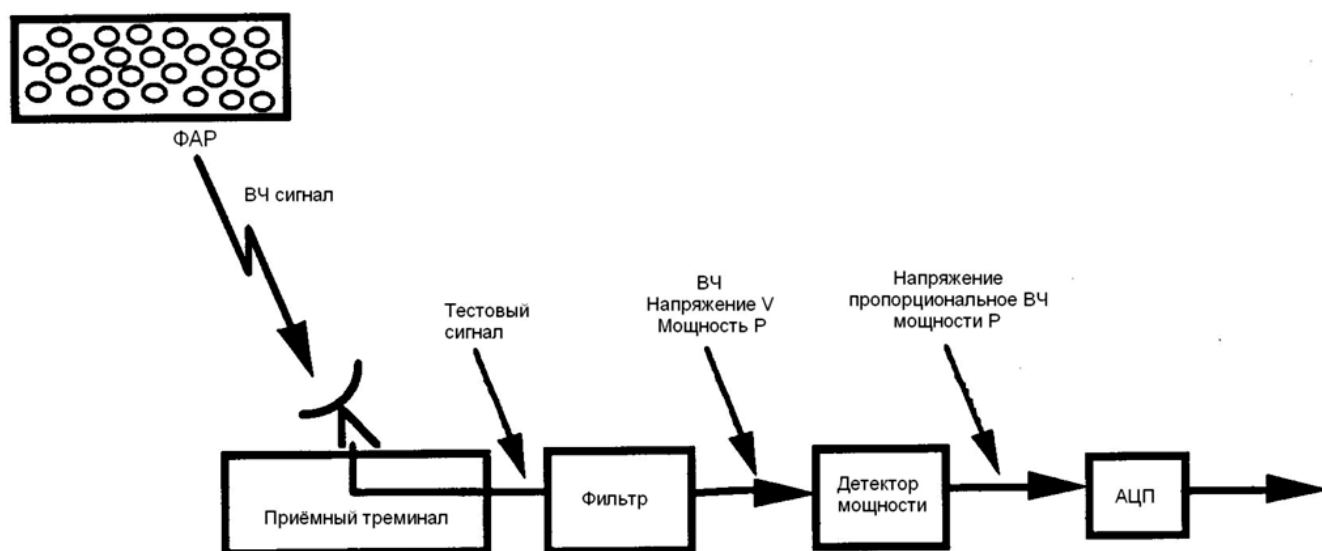


Рисунок 3.3 – Схема измерительного канала устройства калибровки ФАР

Это приводит к появлению случайных амплитудных и фазовых ошибок самой системы калибровки, которые снижают точность определения амплитудных и фазовых поправок, а, следовательно, и точность наведения лучей АР.

Поэтому разработка устройства калибровки, обеспечивающего в составе многолучевой ЦАР повышение точности наведения лучей, путем уменьшения амплитудных и фазовых ошибок в приемных (передающих) каналах ППМ является актуальной задачей.

Было предложено устройство, реализующее коммутационный метод калибровки, который применительно к многолучевой ЦАР является новым техническим решением [3.29]. Упрощенная структурная схема такого устройства представлена на рисунке 3.4.

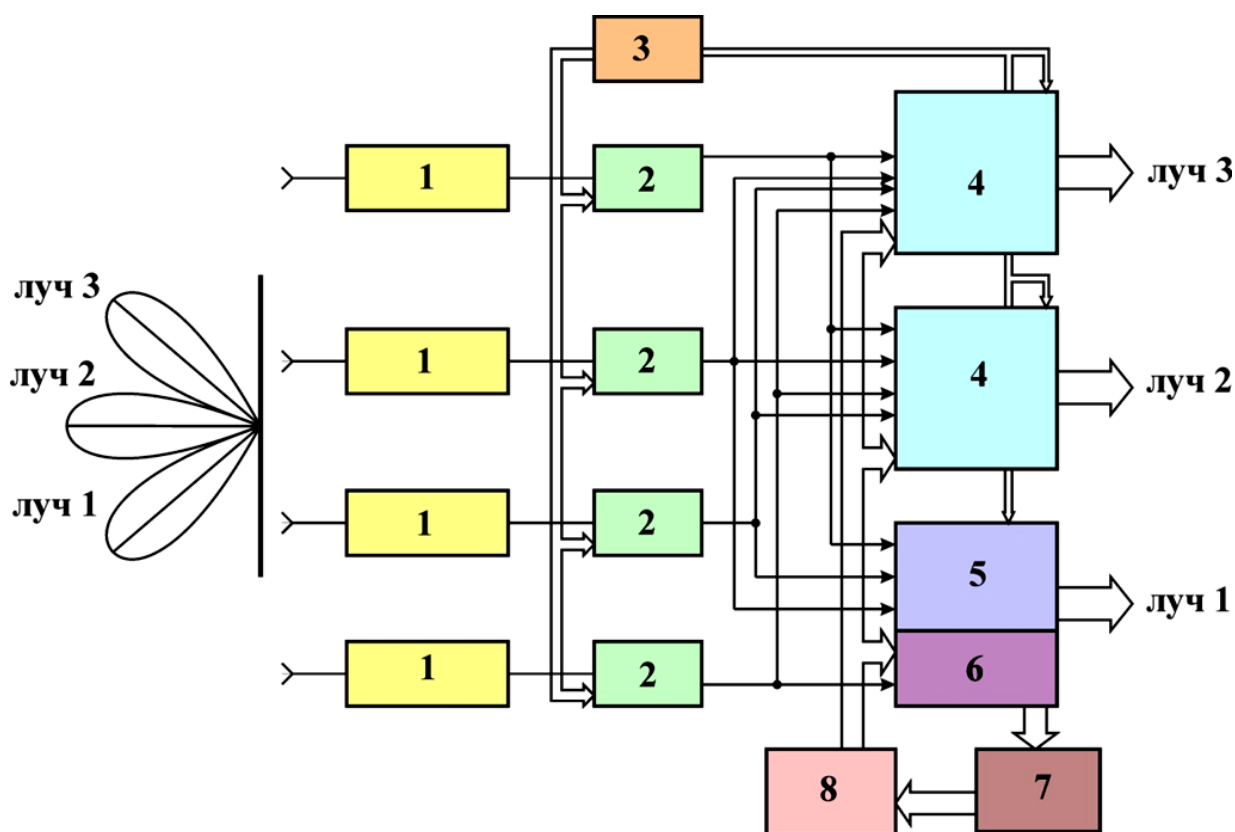


Рисунок 3.4 – Устройство калибровки ЦАР

На рисунке изображена схема устройства калибровки в составе многолучевой ЦАР, где обозначено: 1 – аналоговая СВЧ приемная (передающая) часть одного канала АР; 2 – аналого-цифровой преобразователь (АЦП) для приемного и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) для передающего канала АР соответственно; 3 – источник цифрового сигнала синхронизации; 4 – цифровой сигнальный процессор (ЦСП) формирования одного луча ЦАР; 5 – цифровой сигнальный процессор, формирующий калибруемый луч (ЦСПК); 6 – блок калибровки в со-

ставе ЦСПК; 7 – блок расчета калибрационных поправок в составе блока калибровки; 8 – блок расчета амплитудных и фазовых коэффициентов в составе блока калибровки.

Новизна этого решение заключается в том, что в каждый приемный канал многолучевой АР после аналоговой СВЧ части вводится АЦП, каждый цифровой выход которого из выходной шины соединён с одним из цифровых входов входной шины каждого ЦСП, на выходной шине которого цифровым способом формируется диаграмма направленности одного луча решетки, причем в цифровом сигнальном процессоре 5, формирующем калибруемый луч (ЦСПК) алгоритмическим путем организуется блок калибровки 6, содержащий блок расчета калибрационных поправок 7 и блок расчета амплитудных и фазовых коэффициентов 8, при этом структура передающего канала формируется аналогично приемному заменой АЦП на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) с соответствующим изменением функций его входных и выходных шин, а синхронизация аналого-цифровых, цифро-аналоговых преобразований и всех вычислений в ЦСП осуществляется от источника цифрового сигнала синхронизации 3.

Калибровка осуществляется цифровым способом, когда изменение фазового состояния в калибруемом канале производится не УФВ, а амплитудного состояния не аттенюатором, которые в принципе отсутствуют как в приемной, так и в передающей части ЦАР, а в ЦСП, в данном примере на рисунке 3.4 в ЦСПК 5, в котором программным путем организован расчетный блок калибровки. Фаза в калибруемом канале периодически меняется по алгоритму, который более детально представлен в параграфе 3.3 настоящей работы, однако не аналоговым методом, а цифровым, например, путем использования для расчета мощности в ЦСПК выборок выходного сигнала калибруемого канала, взятых с интервалами времени, пропорциональными вводимым фазовым сдвигам. Поскольку в формировании каждого луча участвуют все каналы ЦАР, то калибровка по одному лучу дает возможность корректировки амплитудных и фазовых коэффициентов всех каналов. После вычисления калибрационных поправок и поправок в амплитудные и фазовые коэффициенты всех каналов, эта информация в цифровом виде передает-

ся в соответствующие ЦСП, которые и учитывает эту поправку при формировании своей цифровой ДН, т.е. при формировании своего луча. Вновь введенные устройства выполняют все необходимые функции в составе каналов ЦАР, при этом позволяют исключить ряд аналоговых устройств, таких как аттенюаторы, управляемые фазовращатели, узкополосный фильтр и квадратурный детектор для измерения мощности, вносящих неконтролируемые случайные амплитудные и фазовые ошибки в формирование ДН. Таким образом, повышается точность наведения каждого луча ЦАР [44].

Каждый ЦСП 4 и ЦСПК 5 имеют во входной шине столько цифровых входов, сколько приемных (передающих) каналов в АР. Структура передающего канала формируется аналогично приемному заменой АЦП 2 на ЦАП 2 с соответствующим изменением функций его входных и выходных шин. Цифровой выход источника цифрового сигнала синхронизации 3 соединяется с соответствующими цифровыми входами тактовых сигналов АЦП (ЦАП) 2, ЦСП 4 каждого канала АР и ЦСПК 5.

Калибровка производится в многолучевой ЦАР наведением одного из лучей на фиксированный источник калибровочного сигнала, при калибровке на прием, что позволяет контролировать отдельные каналы. Во время калибровки одного канала АР фазы всех других каналов, участвующих в формировании ДН (луча) фиксируются и соответствуют текущим значениям, необходимым для наведения луча на фиксированный источник калибровочного сигнала. Фаза калибруемого канала цифровым путем изменяется по некоторому алгоритму на 180° , 90° и 270° относительно начального положения. Фазовая и амплитудная ошибки в этом канале связаны математически с мощностью, рассчитанной также математическим путем в четырех фазовых состояниях [172], [174] процедура повторяется для каждого канала в АР. Повторные измерения и расчеты используются для повышения отношения сигнала к шуму, и процедура может повторяться для достижения требуемой точности калибровки. Использование цикличности только четырех ортогональных фаз калибруемого канала уменьшает время калибровки, а использование алгоритма максимального правдоподобия обеспечивает точность метода.

Изменение фазового состояния в калибруемом канале производится в ЦСПК 5, в котором программным путем организован расчетный блок калибровки 6.

При калибровке на передачу фазовые сдвиги вводятся через ЦАП 2 в излучаемый AP сигнал в выбранном луче в цифровом виде с помощью ЦСП 5, а измерение и расчет оценок мощности производятся, например, на наземном терминале, куда и нацелен калибровочный луч, и передаются обратно, чтобы в блоке калибровки рассчитать амплитудные и фазовые поправочные коэффициенты и ввести их для повышения точности наведения лучей.

Вновь введенные устройства являются типовыми элементами цифровых AP, что позволяет без проблем воспроизвести предложенное устройство калибровки в полном объеме.

3.3 Предлагаемый алгоритм калибровки и структура калибровочного сигнала

В бортовых ЦАР предлагается метод калибровки, который снижает требования к точности выполнения аналоговых элементов, находящихся между излучателями и цифровой частью каждого канала решетки, так как в соответствии с представленным алгоритмом амплитудные и фазовые ошибки, существующие в этих элементах, измеряются и корректируются. Калибровочная схема может непрерывно, не нарушая основную работу ЦАР, тестировать устройства, относящиеся к каждому каналу решетки, чтобы удостовериться в ее исправности.

Такая калибровка может быть реализована только в решётке с ЦФЛ [175], в которой различия параметров аналоговых каскадов компенсируются цифровыми методами в процессе работы. Это необходимо для систем, в которых каждый канал содержит СВЧ-приёмник (передатчик) со своими АЧХ и ФЧХ, заданными в широкой полосе рабочих частот. Различия в этих характеристиках могут препятствовать управлению, формированию и адаптации ДН ЦАР.

Калибровка производится наведением одного из лучей многолучевой приемной или передающей цифровой решётки на фиксированный источник калибровочного сигнала, что позволяет контролировать отдельные каналы (рисунок 3.4)

[173]. Во время калибровки одного канала решётки фазы всех других каналов, участвующих в формировании этой ДН фиксируются и соответствуют текущим значениям, необходимым для наведения луча на фиксированный источник калибровочного сигнала. Значения фаз для этого положения луча рассматриваются как нулевое состояние параметров системы калибровки.

В традиционных ФАР фаза калибруемого элемента, соответствующая выбранной ДН, принимает все возможные значения в заданном диапазоне с помощью УФВ, а принимаемая или передаваемая мощность измеряется для каждого значения фазы [167], [168]. После приёма достаточного количества данных измерений, определяемого выбранным критерием, разность между значениями, дающими максимальную мощность, и значениями, соответствующими нулевому состоянию системы, берётся как калибрационная расстройка в виде амплитудных и фазовых ошибок. Это достаточно громоздкая процедура, она требует значительных временных и аппаратурных затрат. Кроме того, на время осуществления калибровки, радиоэлектронная система прекращает выполнение своей основной функции, что невозможно на борту ЛА [146].

Предложенный метод калибровки уменьшает потенциальные затраты за счёт уменьшения числа изменяемых фазовых значений. Измерения для четырёх ортогональных значений фазы 0° , 180° , 90° и 270° дают достаточное количество информации для получения оценки максимального правдоподобия калибровки [172], [174]. После калибровки одного канала рассмотренная процедура повторяется для остальных каналов ЦАР. Дополнительные циклы измерений также могут быть использованы для улучшения отношения сигнал/шум, а процедура может повторяться для достижения необходимой точности цифровой регулировки фазы, пока алгоритм полностью не сойдётся.

Процесс калибровки заключается в измерении мощностей P_0 , P_{180} , P_{90} и P_{270} , соответствующих фазам калибруемого канала Φ_0 , Φ_{180} , Φ_{90} и Φ_{270} . Осуществление цифровой калибровки в схеме с замкнутой петлёй обратной связи уменьшает сложность технической реализации систем, например, в спутниковых ЦАР.

Отметим особенно, что калибровка осуществляется цифровым способом, т.е. изменение фазовых состояний в калибруемом канале производится не УФВ, которые в принципе отсутствуют в ЦАР, а в ЦСП, в примере на рисунке 3.4 в ЦСПК 5, в котором специально организован блок калибровки. Фаза в канале меняется «математически» при вычислении мощности, принимаемой данным каналом. Поскольку в формировании одного луча участвуют все каналы ЦАР, так же как и при формировании всех других лучей, то калибровка по одному лучу дает возможность корректировки амплитудных и фазовых коэффициентов всех каналов. На рисунке 3.4 показано, что после вычисления калибрационных поправок и внесения этих поправок в амплитудные и фазовые коэффициенты всех каналов эта информация в цифровом виде передается в соответствующий ЦСП, который и учитывает эту поправку при формировании своей цифровой ДН, т.е. при формировании своего луча.

На рисунке 3.5 показана последовательность сигналов, генерируемых системой управления ЦАР. Эта система тактируется общими для ЦАР сигналами синхронизации. Длительность всех калибровочных процессов пропорциональна длительности тактовых импульсов $T_{\text{ТИ}}$ синхросистемы.

Началом этой последовательности, которая может повторяться K раз, служит период синхронизации $T_{\text{СИНХ}}$, в течение которого в ЦСПК фиксируются амплитуды и фазы каждого канала, соответствующие нулевому сигналу, т.е. амплитудному и фазовому состоянию канала на момент начала калибровки. Далее следует время простоя $T_{\text{ПР}}$, за которое в блоке калибровки ЦСПК происходит одно повторение и запоминание (обучение) последовательности значений фаз каждого элемента решётки. Последовательность изменения значения фазы отдельного канала начинается со времени синхронизации кадра $T_{\text{СК}}$, в начале которого в ЦСПК осуществляется переход элемента из начального фазового состояния 0^0 (Φ_0) в состояние 180^0 (Φ_{180}), и удержание в этом состоянии определенное время, например $4T_{\text{ТИ}}$ – это служит сигналом начала передачи последовательности значений фаз.

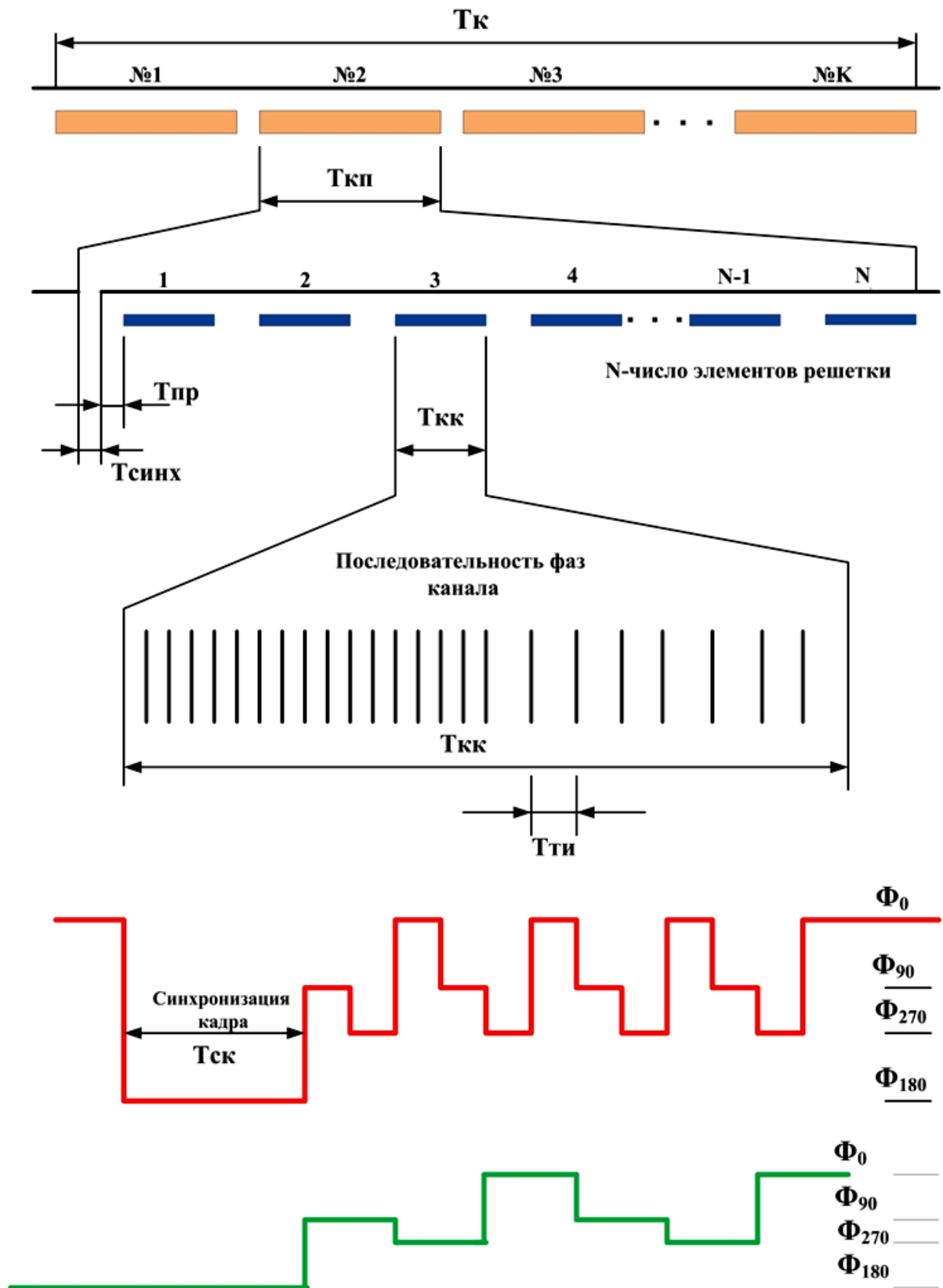


Рисунок 3.5 – Пример калибровочных последовательностей

Для вычисления мощности сигнала в ЦСПК для каждого фазового состояния канала возводятся в квадрат и суммируются его квадратурные составляющие.

Примеры последовательности изменения фаз в калибровочном кадре показаны в нижней части рисунка 3.5. Выбор этого порядка чередования фаз обусловлен задачей предотвращения больших фазовых ошибок в процессе калибровки. Например, фазовый переход из положения Φ_0 в положения Φ_{180} помогает за время $T_{СК}$ выполнить точную синхронизацию и рассчитать мощность P_{180} в ЦСПК. Далее при «переключении» фазы на 90° , 270° и 0° между состояниями Φ_{90} , Φ_{270} и Φ_0 происходит расчет мощностей P_{90} , P_{270} и P_0 .

Особый случай встречается в кадре, когда фазовая ошибка калибруемого канала δ_k принимает одно из четырёх значений. Когда δ_k близка 90° или 270° , P_0 и P_{180} приблизительно равны, переход из Φ_0 в Φ_{180} может быть незамечен. Однако переход из Φ_{180} в Φ_{90} будет обнаружен в конце кадра синхронизации, так же как переход из Φ_{270} в Φ_{180} и из Φ_{180} в Φ_{90} в начале следующего повторения фазы. Когда δ_k близка 45° или 235° , P_{180} и P_{90} приблизительно равны, значит, переход из Φ_{180} в Φ_{90} может быть не замечен. В этом случае будет обнаружен переход из Φ_0 в Φ_{180} в начале длинного импульса в начале следующего повторения фазовой последовательности. Таким образом, калибровка может осуществляться во всех случаях.

Оценим время, которое надо затратить на калибровку. Если принять, что $T_{КП}$ – время, за которое последовательно осуществляется калибровка всех N каналов ЦАР, а K – число повторений этой последовательности, то полное время калибровки T_K найдем по формуле: $T_K = KT_{КП}$. Все процессы в системе калибровки осуществляются в соответствии с длительностью тактовых импульсов $T_{ТИ}$. Время, в течение которого канал «находится» в фиксированном фазовом состоянии, обозначим T_Φ . Оно зависит от количества выборок M за этот период, которые следуют с частотой, пропорциональной частоте тактовых импульсов синхронизации всей системы, тогда $T_\Phi = MT_{ТИ}$. При разработке такой системы возникает также задача выбора числа циклов фазовых переходов K_Φ за время диагностики одного канала $T_{КК}$. На рисунке 3.5 в нижней части показаны примеры последовательности изменения фаз в калибровочном кадре, на одном из них $K_{\Phi 1} = 3$, а на другом $K_{\Phi 2} = 2$. Тогда $T_{КК} = T_{СК} + K_\Phi MT_{ТИ}$. Время синхрониза-

ции кадра $T_{СК}$, за которое в ЦСПК осуществляется переход элемента из начального фазового состояния 0^0 (Φ_0) в состояние 180^0 (Φ_{180}) и удерживается в нем, часто принимается равным $4T_{ТИ}$, тогда $T_{КК} = T_{ТИ}(4 + K_{\Phi}M)$. Очевидно, что полная длительность процесса калибровки $T_{К}$ увеличивается при увеличении числа N каналов ЦАР, а также зависит от длительности тактовых импульсов $T_{ТИ}$ и числа повторений процедуры калибровки K , что можно записать, как

$$T_{К} = K(T_{СИНХ} + T_{ПР} + NT_{ТИ}(4 + K_{\Phi}M)).$$

Пример зависимости полного времени калибровки ЦАР в режиме на прием или на передачу от числа циклов фазовых переходов K_{Φ} за время диагностики одного канала изображен на рисунке 3.6.

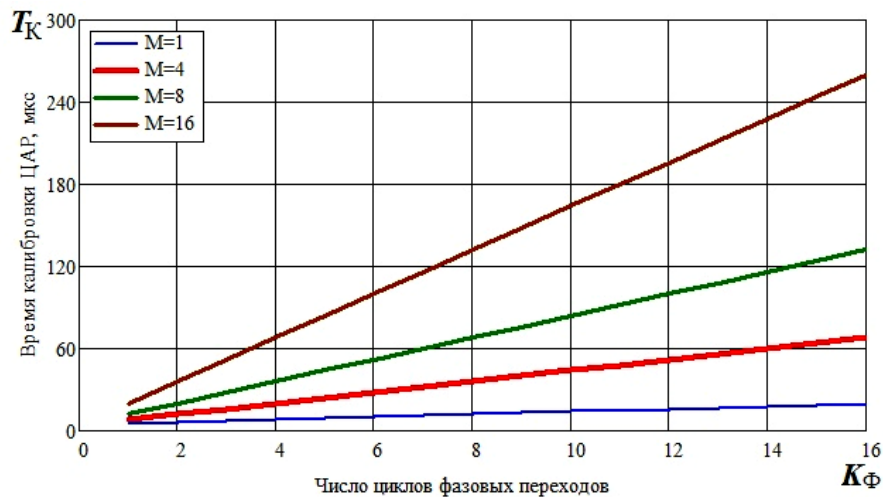


Рисунок 3.6 – Время калибровки ЦАР

Рассмотрен частный случай для антенной решетки с числом каналов $N = 1000$ и минимального числа повторений процедуры калибровки $K = 1$. Длительность тактового импульса синхронизации выбрана $T_{ТИ} = 1$ нс, при этом изменяется число выборок сигнала за время «нахождения» канала в одном фазовом состоянии M от единицы – синий график, до шестнадцати – коричневый график на рисунке 3.6.

Очевидно, что уменьшение числа каналов ЦАР так же, как и числа повторений процедуры калибровки и числа выборок сигнала в одном фазовом состоянии сокращают время, необходимое для проведения полной коррекции фазового и амплитудного распределения по раскрытию ЦАР, однако возникает важнейший вопрос о влиянии всех этих параметров на точность калибровки.

3.4 Оценка фазовых и амплитудных ошибок калибровки ЦАР

В линейной решетке из N излучателей, расположенных эквидистантно на расстоянии d друг от друга падающая на решетку под углом θ электромагнитная волна с длиной λ возбуждает в каждом n -м излучателе колебание с частотой $\omega = 2\pi c/\lambda$, где c - скорость света; амплитудой A_n и фазой φ_n . Это колебание может быть записано так:

$$\dot{U}_n(t) = A_n e^{i(\omega t - \varphi_n)}. \quad (3.1)$$

В АЦП это колебание преобразуется в последовательность выборок, следующих через $\Delta t \gg 1/B$, где $2B$ – полоса пропускания выходного фильтра последнего перед АЦП аналогового устройства, например, МШУ. Величина B должна быть больше максимальной частоты в спектре «информационного» сигнала, который определяется назначением решетки. Для представления выборок в аналитической форме воспользуемся понятием единичного импульса:

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t = 0 \\ 0 & \text{при } t \neq 0. \end{cases}$$

Тогда любая, например m -я, выборка напряжения (3.1) может быть представлена, как $\dot{U}_n(m\Delta t)\delta(t - m\Delta t)$ и последовательность из M выборок в n -м канале решетки примет вид:

$$\dot{u}_n(t) = A_n e^{-i\varphi_n} \sum_{m=0}^{M-1} e^{i\omega m\Delta t} \delta(t - m\Delta t). \quad (3.2)$$

Сигнал $\dot{u}_n(t)$ в каждом канале является функцией не только времени, но и угла θ , поскольку величины A_n и φ_n зависят от этого угла. Амплитуда A_n зависит от угла, так как ДН реального излучателя всегда обладает направленностью, и под разными углами будет иметь разный уровень. Однако для рассматриваемого способа калибровки измерения производятся наведением одного луча многолучевой решетки на источник калибровочного сигнала, и положение этого луча не изменяется в процессе работы. Опираясь на практические результаты, можно считать ДН

излучателей одинаковыми и достаточно равномерными в пределах сектора обзора решетки, поэтому примем $A_n = \text{const}$.

Величина φ_n – разность фаз между колебаниями, возбуждаемыми в первом и n -м излучателях решетки, зависит от разницы расстояний, которые пробегает до этих излучателей волна, падающая на решетку. Ее можно записать

$$\varphi_n = nkd \cos \theta_1,$$

где θ_1 – угол между направлением луча, по которому производится калибровка и нормалью к плоскости решетки, а $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число. Поскольку в процессе калибровки θ_1 не изменяется, а $d = \text{const}$, то разность фаз между соседними излучателями $\Delta\varphi = kd \cos \theta_1$ – тоже величина постоянная и можно записать $\varphi_n = n\Delta\varphi$. Эта величина при известном угле θ_1 рассчитывается заранее для каждого излучателя.

В ЦСПК, в котором осуществляется ЦФЛ, по которому производится калибровка, одновременно поступают значения выборок сигнала, соответствующих моменту $m\Delta t$, с каждого n -го канала решетки:

$$\dot{S}_n(m\Delta t) = A_n e^{-i(n\Delta\varphi + \delta_n)} \sum_{m=0}^{M-1} e^{i\omega m\Delta t} \delta(t - m\Delta t), \quad (3.3)$$

где δ_n – фазовый сдвиг в n -м канале решетки относительно его номинального значения, вызванный нестабильностью и неидентичностью характеристик аналоговых каскадов приемника.

Рассмотрим сначала процесс обработки ансамбля выборок, соответствующих одному моменту времени, например $m = 0$, по всем каналам решетки. В ЦСПК с целью формирования ЦДН осуществляется ДПФ, для чего каждая выборка каждого n -го канала в фиксированный момент времени сначала умножается на соответствующий этому каналу фазовый коэффициент $e^{in\Delta\varphi}$, в результате сигнал $\dot{S}_n = A_n e^{-i\delta_n}$.

Для осуществления калибровки в калибруемый в данный момент канал, например с номером k , вводится дополнительный фазовый сдвиг Φ в соответствии со структурой калибровочного сигнала решетки. Запишем сигнал этого канала:

$$\dot{S}_k = A_k e^{-i(\delta_k + \Phi)},$$

при этом δ_k и A_k приобретают смысл фазовых и амплитудных ошибок в калибруемом канале.

Далее, в соответствии с алгоритмом ДПФ, выборки разных каналов, полученные в один момент времени, складываются:

$$\dot{S}_\Sigma = \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} A_n e^{-i\delta_n} + A_k e^{-i(\delta_k + \Phi)} + n_{m\Delta t}, \quad (3.4)$$

где $n_{m\Delta t}$ – сумма выборок узкополосного шума N каналов решетки, некоррелированных между собой.

Узкополосный шум $n(t) = n_c(t)\cos\omega t - in_s(t)\sin\omega t$, где $n_c(t)$ и $n_s(t)$ – независимые синфазная и квадратурная шумовые компоненты с гауссовым распределением вероятности, нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2 = N_0B$, где $N_0/2$ – спектральная плотность мощности шума в полосе фильтра $2B$.

Гауссовский случайный процесс является адекватной математической моделью активных и пассивных помех, атмосферных и космических шумов, каналов с замиранием и многолучевым распространением. Флуктуационные шумы приемных устройств, вызванные дробовым эффектом и тепловым движением электронов, также подчиняются нормальному закону распределения. Адекватность модели гауссовского случайного процесса многим реальным помехам и сигналам объясняется действием центральной предельной теоремы теории вероятностей [176].

Представим слагаемые из выражения (3.4) в тригонометрической форме:

$$\dot{S}_\Sigma = \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} A_n \cos\delta_n - i \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} A_n \sin\delta_n + A_k \cos(\delta_k + \Phi) - i A_k \sin(\delta_k + \Phi) + n_c - in_s. \quad (3.5)$$

Для вычисления мощности сигнала в ЦСПК возводятся в квадрат и суммируются его квадратурные составляющие. Тогда выборка мощности, соответствующая моменту квантования $m\Delta t$, для $m = 0$, и фазовому сдвигу Φ в калибруемом канале

$$P_{\Phi m} = (A_c + V_{c\Phi} + n_{c\Phi})^2 + (A_s + V_{s\Phi} + n_{s\Phi})^2, \quad (3.6)$$

где

$$A_c = \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} A_n \cos \delta_n \quad A_s = \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^{N-1} A_n \sin \delta_n,$$

$$V_{c\phi} = A_k \cos(\delta_k + \Phi) \quad V_{s\phi} = A_k \sin(\delta_k + \Phi),$$

а $n_{c\phi}$ и $n_{s\phi}$ – выборки гауссовых переменных, описанных выше. Величина выборки мощности P_{ϕ_m} (3.6) является нецентральной случайной величиной, распределенной по закону χ^2 с двумя степенями свободы и плотностью распределения [3.35]:

$$f(P_{\phi_m}) = (2\sigma^2)^{-1} \exp[-(P_{\phi_m} + \Lambda)/2\sigma^2] I_0\left(\sqrt{P_{\phi_m} \Lambda}/\sigma^2\right), \quad (3.7)$$

где параметр нецентральности:

$$\Lambda = (A_c + V_{c\phi})^2 + (A_s + V_{s\phi})^2. \quad (3.8)$$

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины P_{ϕ_m} равны:

$$\mu = E\{P_{\phi_m}\} = \Lambda + 2\sigma^2, \quad (3.9)$$

$$\sigma_p^2 = D\{P_{\phi_m}\} = 4\sigma^2 \Lambda + 4\sigma^4. \quad (3.10)$$

$I_0(\cdot)$ в (3.7) – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Теперь рассмотрим оценку мощности $\overline{P_\phi}$ принимаемого сигнала по M выборкам, которая находится как среднее значение выборочных величин мощности P_{ϕ_m} для каждой выборки:

$$\overline{P_\phi} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_{\phi_m}. \quad (3.11)$$

P_{ϕ_m} – независимые отсчеты величины P_ϕ , тогда переменная $\overline{P_\phi}$ является нецентральной случайной величиной, распределённой по закону χ^2 и имеет $2M$ степеней свободы с параметром нецентральности:

$$\bar{\Lambda} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left[(A_c + V_{c\phi})^2 + (A_s + V_{s\phi})^2 \right] = \Lambda. \quad (3.12)$$

Плотность распределения случайной величины $\overline{P_\Phi}$:

$$f(\overline{P_\Phi}) = (2\sigma^2/M)^{-1} (\overline{P_\Phi}/\Lambda)^{\frac{M-1}{2}} \exp[-(\overline{P_\Phi} + \Lambda)/(2\sigma^2/M)] I_{M-1} \left[\sqrt{\overline{P_\Phi} \Lambda / (\sigma^2/M)} \right], \quad (3.13)$$

математическое ожидание и дисперсия:

$$\bar{\mu} = E\{\overline{P_\Phi}\} = \mu = \Lambda + 2\sigma^2, \quad (3.14)$$

$$\overline{\sigma_p^2} = D\{\overline{P_\Phi}\} = (4\sigma^2\Lambda + 4\sigma^4)/M. \quad (3.15)$$

Случайная величина $\overline{P_\Phi}$, являющаяся средней мощностью сигнала, рассчитанной по M выборкам, является несмещенной состоятельной оценкой математического ожидания μ , когда:

$$E\{\overline{P_\Phi}\} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E\{P_{\Phi_m}\} = E\{P_\Phi\} = \Lambda + 2\sigma^2, \quad (3.16)$$

и тогда эта оценка асимптотически эффективна.

Фазовые δ_k и амплитудные A_k ошибки в калибруемом канале можно рассчитать с помощью алгоритма максимального правдоподобия путем нахождения градиента функции правдоподобия, определяющей условия получения максимальной выходной мощности. Однако градиентная процедура поиска экстремума, основанная на решении дифференциальных уравнений, достаточно сложна и требует больших вычислительных затрат.

Для упрощения решения этой задачи воспользуемся известным свойством распределения χ^2 : для больших значений степеней свободы оно приближенно совпадает с нормальным распределением, симметричным относительно математического ожидания, при этом усреднённый отсчёт $\overline{P_\Phi}$ также является асимптотически эффективным [140]. Из выражения (3.16) понятно, что $\overline{P_\Phi}$ является смещённой оценкой параметра нецентральности Λ , и что, зная Λ , можно найти фазовые δ_k и амплитудные A_k ошибки в калибруемом канале, используя выражения (3.12) и (3.6). Смещение в выборочном среднем может быть компен-

сировано при рассмотрении разностей $\overline{P}_{270} - \overline{P}_{90}$ и $\overline{P}_0 - \overline{P}_{180}$, которые являются несмещёнными оценками.

$$\overline{P}_{270} - \overline{P}_{90} = A_{270} + 2\sigma^2 - A_{90} - 2\sigma^2 = \left[(A_c + V_{c\phi})^2 + (A_s + V_{s\phi})^2 \right]_{\phi=270^\circ} - \left[(A_c + V_{c\phi})^2 + (A_s + V_{s\phi})^2 \right]_{\phi=90^\circ}. \quad (3.17)$$

Подставив значения $A_c, A_s, V_{c\phi}, V_{s\phi}$ для соответствующих фазовых состояний из (3.6) и выполнив тригонометрические преобразования, получим:

$$\overline{P}_{270} - \overline{P}_{90} = 4A_k(A_c \sin \delta_k - A_s \cos \delta_k). \quad (3.18)$$

Аналогично для $\overline{P}_0 - \overline{P}_{180}$:

$$\overline{P}_0 - \overline{P}_{180} = 4A_k(A_c \cos \delta_k + A_s \sin \delta_k). \quad (3.19)$$

Заметим, что в процессе калибровки измерение мощности производится для каждой из четырех фазовых позиций калибруемого элемента с индексом k . Будем считать, что изменения суммарной мощности для разных фазовых состояний вызываются амплитудными и фазовыми ошибками только калибруемого канала, при этом сумма напряжений некалибруемых каналов не изменяется. Следовательно, ошибки, вносимые этими каналами, стремятся к нулю и $A_s \approx 0$, что существенно упрощает выражения (3.18) и (3.19):

$$\overline{P}_{270} - \overline{P}_{90} \cong 4A_k A_c \sin \delta_k, \quad (3.20)$$

$$\overline{P}_0 - \overline{P}_{180} \cong 4A_k A_c \cos \delta_k. \quad (3.21)$$

Отсюда можно выразить оценки фазовых и амплитудных погрешностей калибруемого канала:

$$\widehat{\delta}_k = \tan^{-1} \left(\frac{\overline{P}_{270} - \overline{P}_{90}}{\overline{P}_0 - \overline{P}_{180}} \right), \quad (3.22)$$

$$\widehat{A}_k = \frac{\sqrt{(\overline{P}_{270} - \overline{P}_{90})^2 + (\overline{P}_0 - \overline{P}_{180})^2}}{4A_c}. \quad (3.23)$$

Дисперсии этих оценок находятся из дифференциалов первого порядка:

$$\widehat{\sigma}_{\delta}^2 = D\{\widehat{\delta}_k\} \cong \sum_{\Phi} \left(\frac{\partial \widehat{\delta}_k}{\partial P_{\Phi}} \right)^2 = \sum_{\Phi} \sigma_{\delta_{\Phi}}^2 = \quad (3.24)$$

$$= \frac{\sigma^2}{2A_k^2 A_c^2 M} (\sigma^2 + A_c^2 + A_s^2 + A_k^2),$$

$$\widehat{\sigma}_A^2 = D\{\widehat{A}_k\} \cong \sum_{\Phi} \left(\frac{\partial \widehat{A}_k}{\partial P_{\Phi}} \right)^2 = \sum_{\Phi} \sigma_{A_{\Phi}}^2 = \frac{\sigma^2}{2A_c^2 M} (\sigma^2 + A_c^2 + A_s^2 + A_k^2). \quad (3.25)$$

Будем считать, что для равномерного амплитудного распределения в раскрыве решетки, когда $A_n = \text{const}$, амплитудные ошибки во всех каналах одинаковы, значит $A_n \approx A_k$, для всех n , и $A_c \approx (N-1)A_k$, а также $A_s \approx 0$. Получим окончательные выражения для фазовых и амплитудных ошибок калибровки:

$$\widehat{\sigma}_{\delta}^2 = \frac{N_0 B}{4MP_k} \left(1 + \frac{N_0 B}{2P_k(N-1)^2} \right), \quad (3.26)$$

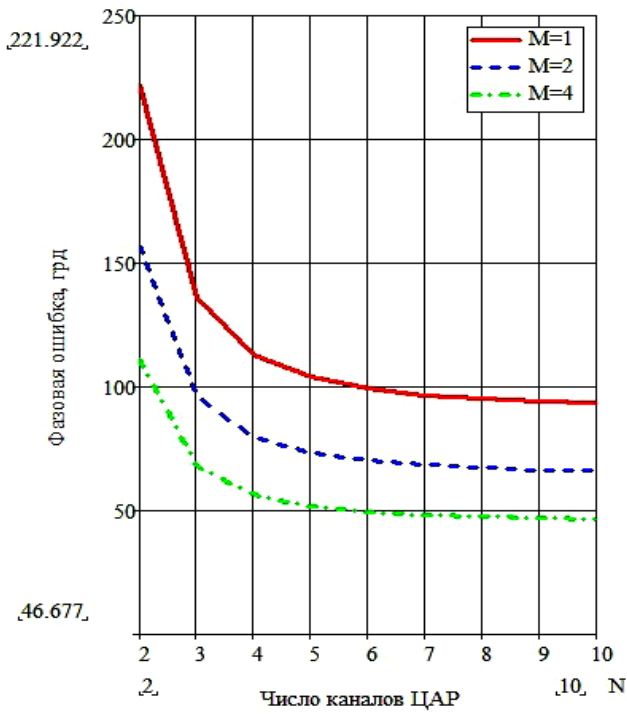
$$\widehat{\sigma}_A^2 = \frac{N_0 B}{2M} \left(1 + \frac{N_0 B}{2P_k(N-1)^2} \right), \quad (3.27)$$

где $P_k = A_k^2/2$ – мощность сигнала в калибруемом канале.

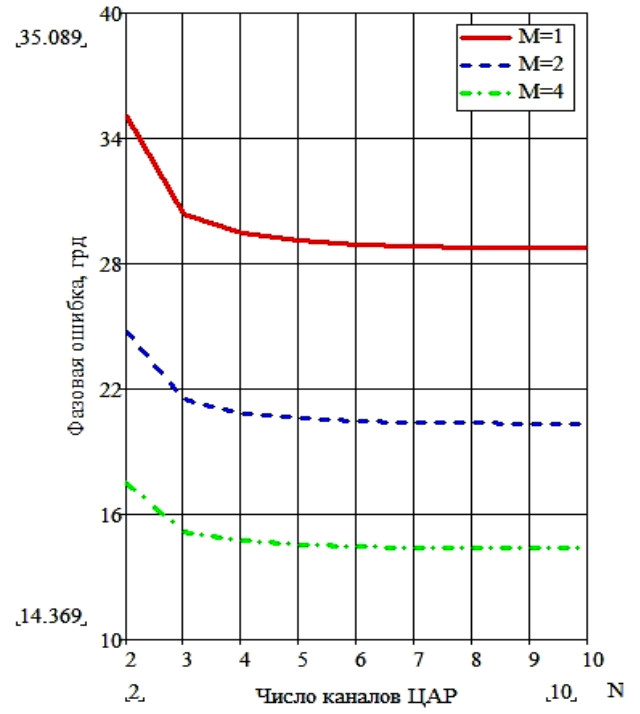
Зависимости оценок среднеквадратических ошибок фазовой коррекции $\widehat{\sigma}_{\delta}$ от числа каналов ЦАР при разных отношениях сигнал/шум в калибруемом канале для различного числа M выборок принимаемого сигнала показаны на рисунке 3.7, причем отношение сигнал/шум меняется от значения минус 10 дБ на рисунке 3.7 а) в сторону увеличения до 13 дБ на рисунке 3.7 г). Только при существенном превышении шумом уровня сигнала увеличение числа каналов ЦАР приводит к снижению фазовой ошибки калибровки, но уже при числе каналов N больше десяти, ошибка стабилизируется и может быть снижена только путем повторения процедуры калибровки или увеличением M .

Если же уровень шума в процессе калибровки равен уровню сигнала, то, уже начиная с числа каналов равно шести, фазовая ошибка стабилизируется, и увеличение числа каналов не оказывает на нее никакого влияния, как показано на рисунке 3.7 б). Поскольку в процессе калибровки существует возможность обеспечивать превышение уровня сигнала над уровнем шума, то, как видно на рисунке

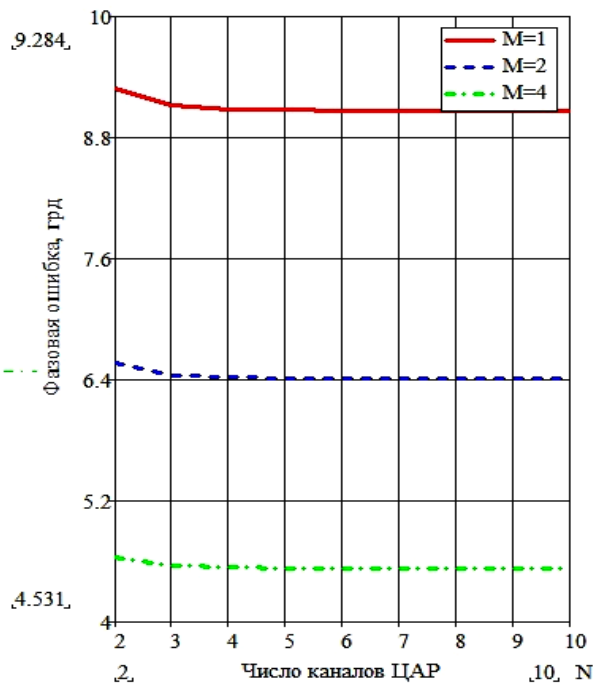
ке 3.7 в), г) уже, начиная с числа каналов решетки равном четырем, фазовая ошибка калибровки стабилизируется.



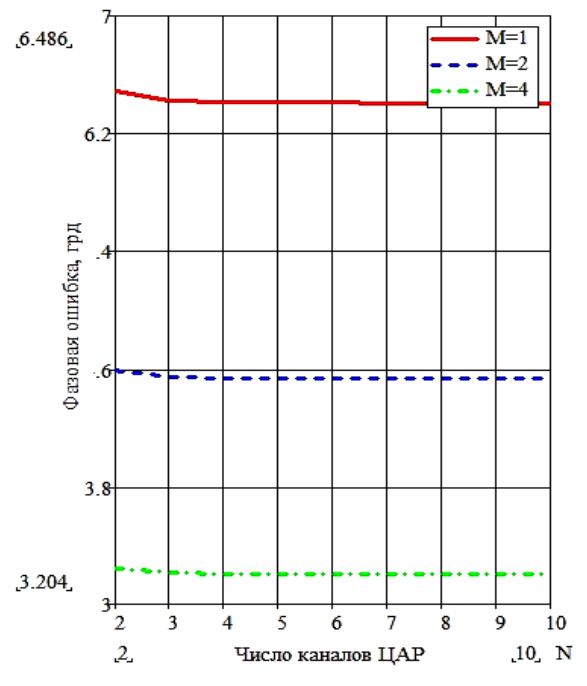
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.7 – Фазовые ошибки калибровки в ЦАР с разным числом каналов при отношении сигнал/шум а) минус 10 дБ; б) 0 дБ; в) 10 дБ; г) 13 дБ

Наибольшее влияние на точность работы ЦАР оказывают фазовые ошибки, поэтому на рисунке 3.8 построены зависимости оценок среднеквадратических ошибок фазовой коррекции $\widehat{\sigma}_\delta$ от отношения сигнал/шум в калибруемом канале для различного числа M выборок принимаемого (передаваемого) сигнала.

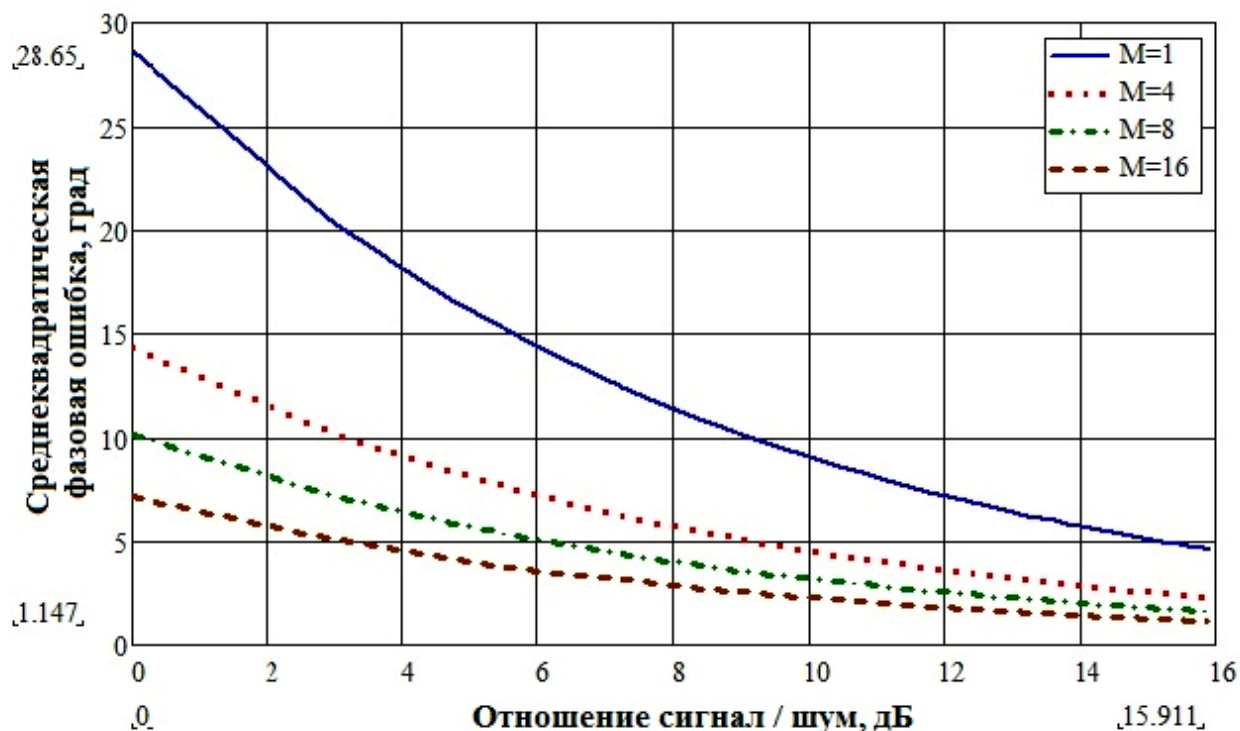
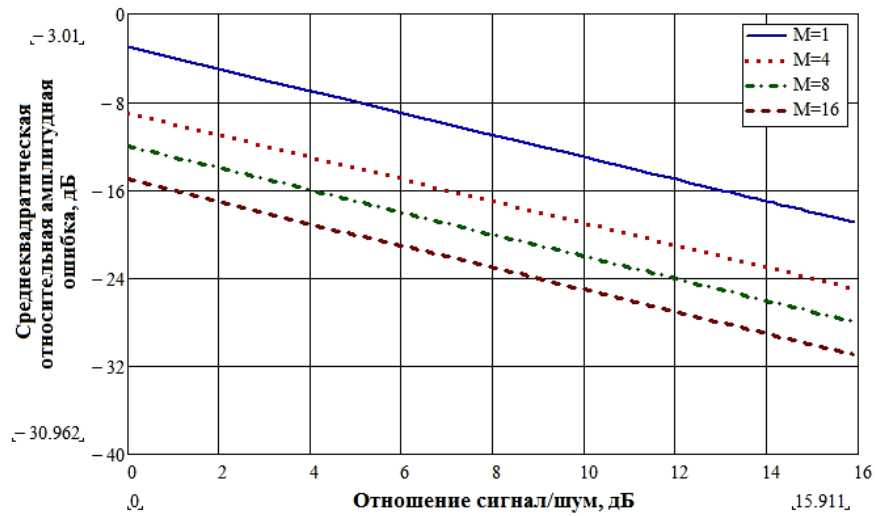


Рисунок 3.8 – Фазовая ошибка калибровки

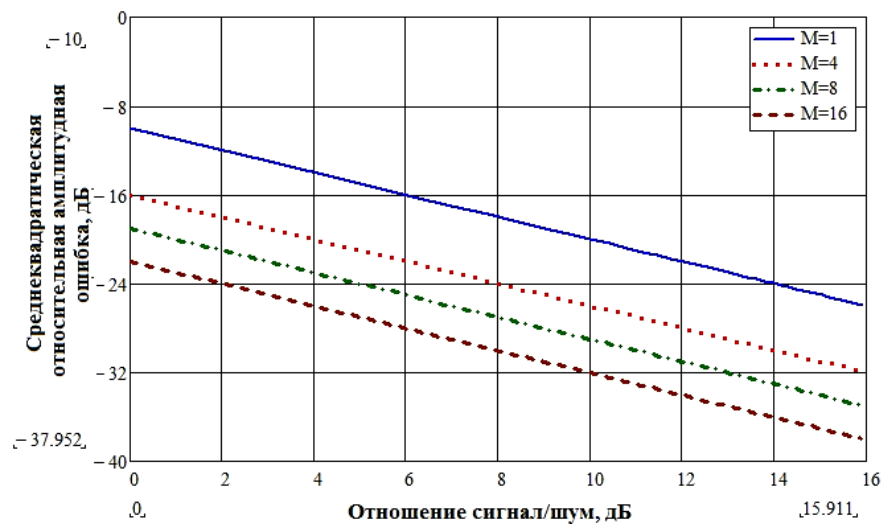
Число излучателей решетки N не оказывает существенного влияния на точность калибровки, как уже было показано на рисунке 3.7, поэтому для расчета можно принять любое значение, например $N = 1000$. Точность фазовой коррекции, равная $\widehat{\sigma}_\delta \approx 2$ град, требует 4 выборки сигнала в каждом фазовом состоянии при отношении мощностей сигнала и шума 16 дБ на канал, если же отношение сигнал/шум составляет 12 дБ, то число выборок сигнала для достижения той же точности должно увеличиться до 8.

Из сравнения выражений (3.26) и (3.27) понятно, что зависимость амплитудных ошибок от отношения сигнал/шум в канале аналогична зависимости фазовых ошибок с коэффициентом, определяемым мощностью сигнала в калибруемом канале. На рисунке 3.9 показаны зависимости оценок относительных среднеквадратических ошибок амплитудной коррекции $\widehat{\sigma}_A$, нормированных к мощности сиг-

нала в канале, от отношения сигнал/шум в калибруемом тракте для различного числа M выборок сигнала.



а)



б)

Рисунок 3.9 – Относительная амплитудная ошибка калибровки:

а) мощность сигнала в канале P_k ; б) мощность сигнала в канале $5P_k$

Очевидно, что амплитудная ошибка калибровки зависит от уровня мощности в калибруемом канале. Абсолютная среднеквадратическая амплитудная ошибка обратно пропорциональна мощности сигнала, однако относительная ошибка, нормированная к мощности сигнала, практически остается такой же. На рисунке 3.9 показаны зависимости оценок относительных среднеквадратических ошибок амплитудной коррекции $\widehat{\sigma}_A$, нормированных к мощности сигнала в канале, причем мощность сигнала для графика б) больше мощности сигнала для гра-

фика а) на 7 дБ, при этом наблюдается уменьшение относительной ошибки так же на 7 дБ.

3.5 Расчёт вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения синхронизирующего участка калибровочного кадра

Как показано в разделе 3.2, калибровка ЦАР предложенным методом осуществляется по одному лучу, в то время как другие лучи продолжают работать в штатном режиме. Когда калибровка не проводится, калибровочный луч выполняет свои рабочие функции. Для достоверного различения штатного режима работы и режима калибровки переход системы управления ЦАР к генерации или приему фазовой последовательности, соответствующей началу калибровки, должен обнаруживаться с максимальной вероятностью.

Как следует из структуры калибровочного сигнала (Рис. 3.5), режим калибровки одного канала начинается с фазового перехода сигнала из состояния Φ_0 в состояние Φ_{180} , при этом осуществляется синхронизация всех систем и подготовка к расчету калибрационных расстроек. Фазовый сдвиг из произвольного состояния ν в состояние ψ обнаруживается сравнением разности выборок мощности $P_{\nu m} - P_{\psi m}$ с порогом τ , который устанавливается обычно как середина диапазона изменения мощности:

$$\tau = (P_{\nu m} - P_{\psi m})/2 \cong 4(N - 1)P_k. \quad (3.28)$$

Вероятность того, что этот фазовый сдвиг произойдет, вычисляется следующим образом [177]:

$$p_{\nu\psi} = p\{P_{\nu m} - P_{\psi m} > \tau\} = \int_0^\infty f(P_{\psi m}) \int_{P_{\nu m} + \tau}^\infty f(P_{\nu m}) dP_{\nu m} dP_{\psi m}, \quad (3.29)$$

где $f(\cdot)$ – плотность распределения нецентральной случайной величины выборки мощности P_{Φ_m} , распределенной по закону χ^2 с двумя степенями свободы, находится из выражения (3.7).

Тогда вероятность правильного обнаружения перехода фазовой последовательности в режим калибровки:

$$D = p\{P_{\nu m} - P_{\psi m} > \tau | \nu - \psi = \pi\} = \quad (3.30)$$

$$= \int_0^\infty f(P_{\psi_m}) \int_{P_{\nu_m} + \tau}^\infty f(P_{\nu_m}) dP_{\nu_m} dP_{\psi_m},$$

а также вероятность ложной тревоги обнаружения начала калибровки:

$$\begin{aligned} F &= p\{P_{\nu_m} - P_{\psi_m} > \tau | \mathbf{v} = \boldsymbol{\psi}\} = \\ &= \int_0^\infty f(P_{\nu_m}) \int_{P_{\nu_m} + \tau}^\infty f(P'_{\nu_m}) dP'_{\nu_m} dP_{\nu_m}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Вычисление интегралов в выражениях (3.30), (3.31) – сложная процедура, однако, аппроксимируя переменную $P = P_{\nu_m} - P_{\psi_m}$ гауссовским распределением с математическим ожиданием $E\{P\} = \Lambda_{\nu} - \Lambda_{\psi}$ и дисперсией $\sigma_P^2 = 4\sigma^2(\Lambda_{\nu} + \Lambda_{\psi} + 2\sigma^2)$, получаем [178]:

$$\begin{aligned} D &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \int_{\tau}^{\infty} e^{-(P-\mu_D)^2/2\sigma_D^2} dP = 1 - G(\tau - \mu_D/\sigma_D) = \\ &= G\left(\frac{N-1}{\sqrt{(N-1)^2+1}} \sqrt{\frac{P_k}{N_0B}} / \sqrt{1 + \frac{N_0B}{2P_k[(N-1)^2+1]}}\right), \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_F} \int_{\tau}^{\infty} e^{-P^2/2\sigma_F^2} dP = 1 - G(\tau/\sigma_F) = \\ &= 1 - G\left(\frac{N-1}{N} \sqrt{\frac{P_k}{N_0B}} / \sqrt{1 + \frac{N_0B}{2P_kN^2}}\right), \end{aligned} \quad (3.33)$$

где $\sigma_F^2 \cong 8\sigma^2(2P_kN^2 + \sigma^2)$, $\sigma_D^2 \cong 8\sigma^2(2P_k[(N-1)^2 + 1] + \sigma^2)$, $\mu_D \cong 8(M-1)P_k$, а $G(\cdot)$ – нормальная функция распределения:

$$G(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^u e^{-t^2/2} dt. \quad (3.34)$$

Зависимость вероятности ложной тревоги F обнаружения фазового перехода, соответствующего началу калибровочного процесса, от отношения сигнал/шум в калибровочном сигнале для цифровой решётки с числом элементов $N = 1000$ изображена на рисунке 3.10. Видно, что частота ложной тревоги, равная 10^{-6} , требует отношения сигнал/шум приблизительно 13 дБ. Однако и для случаев, когда уровень шума превышает уровень сигнала, что соответствует отрицательным значениям отношения сигнал/шум и может встречаться при калибровке

вертолетных ЦАР, вероятность ложной тревоги не поднимается выше величины $F = 0,2$, что может быть вполне допустимо в экстремальных условиях работы.

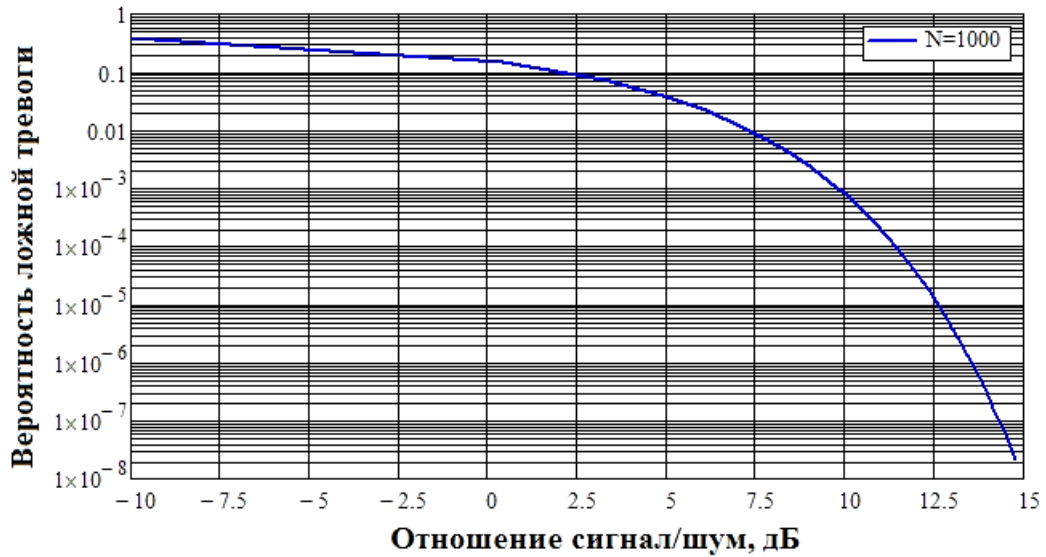


Рисунок 3.10 – Вероятность ложной тревоги начала калибровки

Зависимость вероятности правильного обнаружения D фазового перехода, соответствующего началу калибровочного процесса, от отношения сигнал/шум в калибровочном сигнале для цифровой решетки с числом элементов $N = 1000$ изображена на рисунке 3.11.

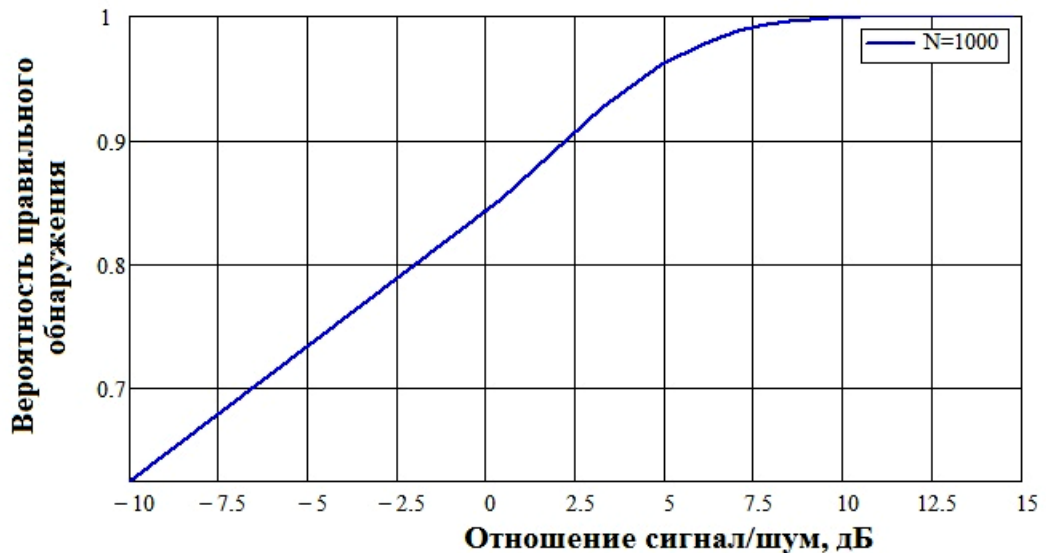


Рисунок 3.11 – Вероятность правильного обнаружения начала калибровки

Вероятность правильного обнаружения начала калибровки для тех же условий, когда вероятность ложной тревоги, равна 10^{-6} и отношение сигнал/шум приблизительно 13 дБ, превышает величину $D = 0,99$. Таким образом, можно ут-

верждать, что для предложенного устройства калибровки ЦАР момент начала калибровки будет обнаруживаться достоверно, что обеспечит его надежную работу.

3.6 Разрешающая способность и динамический диапазон ЦАР в процессе калибровки

Для предложенного устройства калибровки ЦАР разрешающая способность и динамический диапазон определяются характеристиками приемных каналов, регистрирующих калибровочный сигнал [174]. Для корректировки АФР в режиме приема в каналах решетки, решающее влияние на эти характеристики оказывают параметры АЦП. Аналогично в режиме передачи, характеристики диагностики формируются на приемной стороне источника (приемника) калибровочного сигнала наземной станции [179].

Размер шага квантования АЦП должен быть достаточно малым для регистрации малейших изменений напряжения сигнала, которые потом пересчитываются ЦСПК (Рис. 3.4) в минимальные изменения мощности. Минимальным измеримым изменением мощности является разность между сигналами в фазовых состояниях $\overline{P_{270}}$ и $\overline{P_{90}}$ из (3.20):

$$\Delta P_{\phi} = \overline{P_{270}} - \overline{P_{90}} = 4A_k A_c \sin \delta_k \cong 4(N-1)A_k^2 \sin \delta_k.$$

Для перекрытия диапазона возможных входных сигналов уровень отношения предела измерений АЦП по шкале к уровню минимально значащего бита должен быть больше или равен отношению предела измерения по мощности к минимально измеряемому шагу. Предел измерения по мощности пропорционален максимуму высокочастотной мощности сигнала $P_{max} \approx N^2 A_k^2$, принимая приближенно, что в процессе калибровки уровни сигналов в каналах ЦАР примерно равны и не изменяются в процессе диагностики.

Тогда минимальное число битов для обнаружения изменения величиной δ_k в фазе одиночного элемента в отсутствии шума равно:

$$N_b = \log_2 \left(\frac{P_{max}}{\Delta P_{\phi}} \right) = \log_2 \left[\frac{N^2}{4(N-1) \sin \delta_k} \right]. \quad (3.35)$$

Требуемое минимальное число бит для измерений с разрешением $\delta_k = 2$ град в 36-элементной решётке равно восьми, как изображено на рисунке 3.12; а в решетке с числом элементов $N = 200$ для восьмиразрядных АЦП, разрешающая способность уменьшается и минимальная измеряемая фазовая ошибка составит $\delta_k = 6$ град.

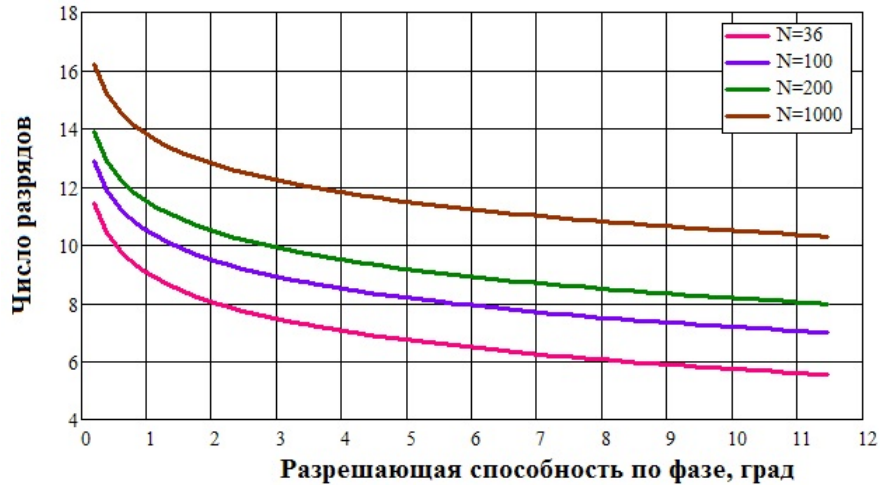


Рисунок 3.12 – Требуемая разрядность АЦП в отсутствие шума

Для оценки вклада ошибок квантования в общий шум приемного канала сделаем простейшую самую грубую оценку отношения сигнал/шум (С/Ш), которую для пиковых нагрузок АЦП приблизительно принимают равной [3.39]:

$$C/\text{Ш} = 6,02 N_b + 1,76 \text{ [дБ]}. \quad (3.36)$$

На рисунке 3.13 а) построена зависимость отношения сигнала к шуму квантования, которое соответствует необходимому числу разрядов квантования для обеспечения заданной разрешающей способности по фазе в процессе калибровки.

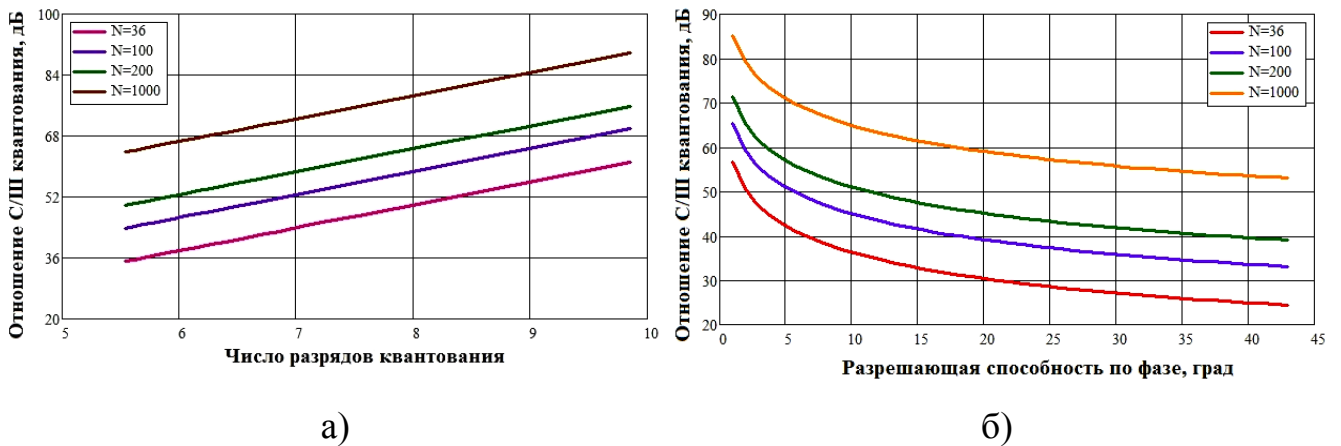


Рисунок 3.13 – Отношение сигнал/шум квантования

Отношение сигнала к шуму квантования должно быть минимум на 10 дБ больше, чем уровень мощностного отношения сигнал/шум калибровочного сигнала для предотвращения искажений от квантования. Для ЦАР с числом каналов $N = 36$ использование АЦП с числом разрядов 8 отношение сигнала к шуму квантования $S/\text{Ш} = 49,92$ дБ – это примерно на 35 дБ больше уровня самого высокого мощностного отношения сигнал/шум, достаточного для успешного проведения калибровки. При увеличении числа каналов решетки отношение сигнала к шуму квантования еще увеличивается, что означает, что вкладом шума квантования в суммарную фазовую ошибку можно пренебречь.

Необходимо отметить, что при уменьшении числа разрядов квантования, что свойственно быстродействующим АЦП, разрешающая способность по фазе в процессе калибровки уменьшается, как показано на рисунке 3.13 б). Если необходимо проводить диагностику фазового распределения в апертуре с точностью не хуже пяти градусов, то необходимо обеспечивать отношение сигнала к шуму квантования не менее 40 дБ, а следовательно использовать АЦП с числом разрядов не менее восьми.

3.7 Анализ калибруемых параметров с учётом ошибок в управлении и дискретизации

Вывод формул оценки фазы и амплитуды в (3.22) и (3.23) подразумевает идеальную точность управления амплитудой и фазой сигнала в калибруемом приемном или передающем канале в процессе калибровки.

Синфазная и квадратурная составляющие этого сигнала, как показано в (3.6), равны $V_{c\phi} = A_k \cos(\delta_k + \Phi)$ и $V_{s\phi} = A_k \sin(\delta_k + \Phi)$. В реальной ЦАР квадратурные модуляторы с ЦАП в передающем тракте не смогут обеспечить точную установку фазы 0° , 90° , 180° , 270° , и не дадут возможности идеально контролировать амплитуду A_k .

В приемном тракте АЦП будет также вносить амплитудную ошибку квантования и фазовую ошибку за счет неизбежного джиттера и шума квантования.

Появятся погрешности настройки, которые имеют конкретные значения и их можно также учесть в процессе калибровки.

3.7.1 Математическая модель системы калибровки с учётом ошибок в управлении и дискретизации

Обозначим вносимый фазовый сдвиг в калибруемом канале $\Phi_m = \frac{m\pi}{2}$, $m = 0, 1, 2, 3$, тогда соответствующие компоненты сигнала в нем

$$\begin{aligned} V_{c\Phi} &= A_{km} \cos(\Phi_m + \zeta_{km} + \delta_k), \\ V_{s\Phi} &= A_{km} \sin(\Phi_m + \zeta_{km} + \delta_k), \end{aligned}$$

где амплитуда A_{km} и смещение фазы ζ_{km} учитывают амплитудные ошибки и несовершенства фазировки в процессе процедуры калибровки. Следуя тому же рассуждению, которое привело к выражениям (3.18) и (3.19), получим

$$\begin{aligned} E \{ P_{\Phi_m} - P_{\Phi_{m_1}} \} & \tag{3.37} \\ &= A_{km}^2 - A_{km_1}^2 \\ &+ 2A_c [A_{km} \cos(\Phi_m + \zeta_{km} + \delta_k) \\ &- A_{km_1} \cos(\Phi_{m_1} + \zeta_{km} + \delta_k)] \\ &+ 2A_s [A_{km} \sin(\Phi_m + \zeta_{km} + \delta_k) \\ &- A_{km_1} \sin(\Phi_{m_1} + \zeta_{km} + \delta_k)], \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} A_c &= \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A_{l,0} \cos(\zeta_{l,0} + \delta_l), \\ A_s &= \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N A_{l,0} \sin(\zeta_{l,0} + \delta_l). \end{aligned}$$

Подставляя в (3.37) $\Phi_m = 270^\circ$ и $\Phi_{m_1} = 90^\circ$ получим

$$\begin{aligned}
\overline{P_{270}} - \overline{P_{90}} &= A_{k270}^2 - A_{k90}^2 \\
&+ [2A_c(A_{k270}\sin\zeta_{270} + A_{k90}\sin\zeta_{90}) \\
&- 2A_s(A_{k270}\cos\zeta_{270} + A_{k90}\cos\zeta_{90})]\cos\delta_k \\
&+ [2A_c(A_{k270}\cos\zeta_{270} + A_{k90}\cos\zeta_{90}) \\
&+ 2A_s(A_{k270}\sin\zeta_{270} + A_{k90}\sin\zeta_{90})]\sin\delta_k
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Аналогично для $\Phi_m=180^0$ и $\Phi_{m_1}=0^0$

$$\begin{aligned}
\overline{P_0} - \overline{P_{180}} &= A_{k0}^2 - A_{k180}^2 \\
&+ [2A_c(A_{k0}\cos\zeta_0 + A_{k180}\cos\zeta_{180}) \\
&+ 2A_s(A_{k0}\sin\zeta_0 + A_{k180}\sin\zeta_{180})]\cos\delta_k \\
&- [2A_c(A_{k0}\sin\zeta_0 + A_{k180}\sin\zeta_{180}) \\
&- 2A_s(A_{k0}\cos\zeta_0 + A_{k180}\cos\zeta_{180})]\sin\delta_k.
\end{aligned} \tag{3.39}$$

Преобразовав выражения (3.38) и (3.39) можно написать:

$$\begin{aligned}
(\overline{P_{270}} - A_{k270}^2) - (\overline{P_{90}} - A_{k90}^2) &= W_{11}\cos\delta_k + W_{12}\sin\delta_k, \\
(\overline{P_0} - A_{k0}^2) - (\overline{P_{180}} - A_{k180}^2) &= W_{21}\cos\delta_k + W_{22}\sin\delta_k,
\end{aligned} \tag{3.40}$$

где

$$\begin{aligned}
W_{11} &= 2A_c(A_{k270}\sin\zeta_{270} + A_{k90}\sin\zeta_{90}) - 2A_s(A_{k270}\cos\zeta_{270} + A_{k90}\cos\zeta_{90}), \\
W_{12} &= 2A_c(A_{k270}\cos\zeta_{270} + A_{k90}\cos\zeta_{90}) + 2A_s(A_{k270}\sin\zeta_{270} + A_{k90}\sin\zeta_{90}), \\
W_{21} &= 2A_c(A_{k0}\cos\zeta_0 + A_{k180}\cos\zeta_{180}) + 2A_s(A_{k0}\sin\zeta_0 + A_{k180}\sin\zeta_{180}), \\
W_{22} &= -2A_c(A_{k0}\sin\zeta_0 + A_{k180}\sin\zeta_{180}) + 2A_s(A_{k0}\cos\zeta_0 + A_{k180}\cos\zeta_{180}).
\end{aligned} \tag{3.41}$$

Уравнения (3.40) решаются относительно фазовой ошибки δ_k , для получения её оценки

$$\begin{aligned}
\hat{\delta}_k &= \tan^{-1}(\{W_{11}[(\overline{P_0} - A_{k0}^2) - (\overline{P_{180}} - A_{k180}^2)] - W_{21}[(\overline{P_{270}} - A_{k270}^2) \\
&- (\overline{P_{90}} - A_{k90}^2)]\} \\
&/\{W_{22}[(\overline{P_{270}} - A_{k270}^2) - (\overline{P_{90}} - A_{k90}^2)] - W_{12}[(\overline{P_0} - A_{k0}^2) \\
&- (\overline{P_{180}} - A_{k180}^2)]\}).
\end{aligned} \tag{3.42}$$

В итоге, получаем оценку, где амплитуды с учетом ошибки управления A_{km} и дополнительный фазовый сдвиг ζ_{km} получены из измерений. Решение линейных уравнений (3.41) относительно оценки амплитуды дает:

$$\begin{aligned}
\hat{A}_{k0} &= [W_{22}(A_c \cos \zeta_{180} + A_s \sin \zeta_{180}) + W_{21}(A_c \sin \zeta_{180} - A_s \cos \zeta_{180})]/2 \\
&\quad \times [(A_c \cos \zeta_0 + A_s \sin \zeta_0) \times (A_c \sin \zeta_{180} - A_s \cos \zeta_{180}) \\
&\quad - (A_c \sin \zeta_0 - A_s \cos \zeta_0) \times (A_c \cos \zeta_{180} + A_s \sin \zeta_{180})]; \\
\hat{A}_{k180} &= -[W_{22}(A_c \cos \zeta_0 + A_s \sin \zeta_0) + W_{21}(A_c \sin \zeta_0 - A_s \cos \zeta_0)]/2 \\
&\quad \times [(A_c \cos \zeta_0 + A_s \sin \zeta_0) \times (A_c \sin \zeta_{180} - A_s \cos \zeta_{180}) \\
&\quad - (A_c \sin \zeta_0 - A_s \cos \zeta_0) \times (A_c \cos \zeta_{180} + A_s \sin \zeta_{180})]; \\
\hat{A}_{k90} &= [W_{11}(A_c \cos \zeta_{270} + A_s \sin \zeta_{270}) - W_{12}(A_c \sin \zeta_{270} - A_s \cos \zeta_{270})]/2 \\
&\quad \times [(A_c \sin \zeta_{90} - A_s \cos \zeta_{90}) \times (A_c \cos \zeta_{270} + A_s \sin \zeta_{270}) \\
&\quad - (A_c \cos \zeta_{90} + A_s \sin \zeta_{90}) \times (A_c \sin \zeta_{270} - A_s \cos \zeta_{270})]; \\
\hat{A}_{k270} &= -[W_{11}(A_c \cos \zeta_{90} + A_s \sin \zeta_{90}) - W_{12}(A_c \sin \zeta_{90} - A_s \cos \zeta_{90})]/2 \\
&\quad \times [(A_c \sin \zeta_{90} - A_s \cos \zeta_{90}) \times (A_c \cos \zeta_{270} + A_s \sin \zeta_{270}) \\
&\quad - (A_c \cos \zeta_{90} + A_s \sin \zeta_{90}) \times (A_c \sin \zeta_{270} - A_s \cos \zeta_{270})].
\end{aligned} \tag{3.43}$$

Необходимо подчеркнуть, что функции оценки изменений амплитуды и фазы в (3.42) и (3.43) не являются окончательными, поскольку коэффициенты W_{11} , W_{12} , W_{21} , W_{22} , A_c и A_s зависят от многих переменных. Следовательно, оценки должны быть получены методом итераций. Кроме того, заметим, что, так как осуществляются измерения мощности P_{Φ_m} для четырех значений фазы в каждом канале ЦАР, мы имеем $4N$ измеренных значений мощности. Так как оценки $\hat{\delta}_k$ и \hat{A}_{km} образуют набор из $5N$ переменных; оценочные уравнения, полученные в (3.42) и (3.43) связаны между собой. Эта проблема может быть решена использованием выражения (3.23) для оценки начальной амплитуды. Выражение (3.22) может быть использовано для оценки начальной фазовой ошибки и далее использование (3.40) и (3.42) для итеративного нахождения самой фазовой ошибки.

3.7.2 Имитационная модель системы калибровки с учётом ошибок в управлении и дискретизации

Для проверки точности, сходимости и подтверждения возможности предложенного способа проведения процедуры калибровки была составлена компьютерная имитационная модель (Приложение Б). Она генерирует измерения мощно-

сти с гауссовым шумом и подразумевает знание начальных значений фазовых ошибок управления ζ_{km} и идеальные значения \hat{A}'_k оценки начальных амплитуд для каждого канала. Используя оценки измерения мощности $\overline{P_{k_m}}$ и (3.22), программа вычисляет оценки начальной фазовой ошибки в калибруемом канале

$$\hat{\delta}_k^{(0)} = \tan^{-1} \left(\frac{\overline{P_{k_{270}}} - \overline{P_{k_{90}}}}{\overline{P_{k_0}} - \overline{P_{k_{180}}}} \right).$$

Начальные значения сумм сигналов для каждого канала, кроме калибруемого, с учетом начальных измеренных ошибок управления

$$A_{c,k}^{(0)} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N \hat{A}'_l \cos(\zeta_{l,0} + \hat{\delta}_l^{(0)})$$

и

$$A_{s,k}^{(0)} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^N \hat{A}'_l \sin(\zeta_{l,0} + \hat{\delta}_l^{(0)})$$

и оценка амплитудной ошибки (3.23)

$$\hat{A}_k = \frac{\sqrt{(\overline{P_{k_{270}}} - \overline{P_{k_{90}}})^2 + (\overline{P_{k_0}} - \overline{P_{k_{180}}})^2}}{4A_{c,k}^{(0)}}.$$

Коэффициенты в (3.41)

$$W_{k,11}^{(i)} = 2\hat{A}_k \left[A_{c,k}^{(i)} (\sin\zeta_{k,270} + \sin\zeta_{k,90}) - A_{s,k}^{(i)} (\cos\zeta_{k,270} + \cos\zeta_{k,90}) \right]$$

$$W_{k,12}^{(i)} = 2\hat{A}_k \left[A_{c,k}^{(i)} (\cos\zeta_{k,270} + \cos\zeta_{k,90}) + A_{s,k}^{(i)} (\sin\zeta_{k,270} + \sin\zeta_{k,90}) \right]$$

$$W_{k,21}^{(i)} = 2\hat{A}_k \left[A_{c,k}^{(i)} (\cos\zeta_{k,0} + \cos\zeta_{k,180}) + A_{s,k}^{(i)} (\sin\zeta_{k,0} + \sin\zeta_{k,180}) \right]$$

$$W_{k,22}^{(i)} = 2\hat{A}_k \left[-A_{c,k}^{(i)} (\sin\zeta_{k,0} + \sin\zeta_{k,180}) + A_{s,k}^{(i)} (\cos\zeta_{k,0} + \cos\zeta_{k,180}) \right]$$

и оценка фазовой ошибки (3.42)

$$\hat{\delta}_k^{(i+1)} = \tan^{-1} \left(\frac{W_{k,11}^{(i)} [\overline{P_{k_0}} - \overline{P_{k_{180}}}] - W_{k,21}^{(i)} [\overline{P_{k_{270}}} - \overline{P_{k_{90}}}]}{W_{k,22}^{(i)} [\overline{P_{k_{270}}} - \overline{P_{k_{90}}}] - W_{k,12}^{(i)} [\overline{P_{k_0}} - \overline{P_{k_{180}}}] } \right)$$

Программа итерационно вычисляет последующие значения сумм сигналов

$$A_{c,k}^{(i+1)} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^M \widehat{A}_l \cos(\zeta_{l,0} + \widehat{\delta}_l^{(i+1)}),$$

и

$$A_{s,k}^{(i+1)} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^M \widehat{A}_l \sin(\zeta_{l,0} + \widehat{\delta}_l^{(i+1)}).$$

Итерации продолжаются до тех пор, пока оценка $\widehat{\delta}_k^{(i+1)}$ не сойдется с заданной точностью ψ с предыдущей оценкой $\widehat{\delta}_k^{(i)}$.

Чтобы подтвердить результаты (3.40) – (3.42), эти обобщения должны свестись к предыдущим выражениям (3.22) и (3.23) при допущении, что ошибки малы или незначительны. Упрощение даёт

$$\begin{aligned} \overline{P_{\Phi_m}} - \overline{P_{\Phi_{m_1}}} &\cong A_{km}^2 - A_{km_1}^2 \\ &+ 2A_c [A_{km} \cos(\Phi_m + \zeta_{km}) \cos \delta_k \\ &- A_{km} \sin(\Phi_m + \zeta_{km}) \sin \delta_k - A_{km_1} \cos(\Phi_m + \zeta_{km}) \cos \delta_k \\ &+ A_{km_1} \sin(\Phi_{m_1} + \zeta_{km}) \sin \delta_k], \end{aligned} \quad (3.44)$$

при условии, что в процессе калибровки сумма напряжений некалибруемых каналов не изменяется $A_s \cong 0$.

Если записать изменения амплитуды как $A_{km} - A_{km_1} = \varepsilon_m$, учитывая $\Phi_{m_1} = \Phi_m + \pi$ и считая несущественным вклад членов выше первого порядка, т. е. ε^2 , $\varepsilon \cos \zeta$, $\varepsilon \sin \zeta$, и т. д. получим

$$\begin{aligned} \overline{P_{\Phi_m}} - \overline{P_{\Phi_{m_1}}} &\cong 2A_k \varepsilon_m \\ &+ 2A_k A_c [\cos \delta_k \{ \cos(\Phi_m + \zeta_m) - \cos(\Phi_{m_1} + \zeta_{m_1}) \} \\ &- \sin \delta_k \{ \sin(\Phi_m + \zeta_m) - \sin(\Phi_{m_1} + \zeta_{m_1}) \}] \\ &= 2A_k \{ \varepsilon_m + A_c [\cos \delta_k \{ \cos(\Phi_m + \zeta_m) - \cos(\Phi_{m_1} + \zeta_{m_1}) \} \\ &- \sin \delta_k \{ \sin(\Phi_m + \zeta_m) - \sin(\Phi_{m_1} + \zeta_{m_1}) \}] \} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Для $\Phi_{180} = 180^\circ$; $\Phi_0 = 0^\circ$ или $\Phi_{90} = 90^\circ$; $\Phi_{270} = 270^\circ$, получаются соотношения

$$\overline{P_{270}} - \overline{P_{90}} \cong 2A_k[2A_c \sin(\zeta + \delta_k) - \varepsilon], \quad (3.46)$$

$$\overline{P_0} - \overline{P_{180}} \cong 2A_k[\varepsilon + 2A_c \cos(\zeta + \delta_k)], \quad (3.47)$$

причем, при условии $\zeta \cong \zeta_m \cong \zeta_{m1}$, при незначительной амплитуде A_k и соответственно $\sin \zeta_m \cong 0$ и $\sin \zeta_{m1} \cong 0$. Это упрощение является тождественным при условии, что все погрешности для каждого канала являются однотипными при любых настройках фазы. При этих допущениях, оценочные функции (3.42) и (3.43) упрощаются до вида

$$\hat{\delta}_k^{(i)} = \tan^{-1} \left(\frac{\overline{P_{270}} - \overline{P_{90}} + 2A_k \varepsilon_{270}}{\overline{P_0} - \overline{P_{180}} - 2A_k \varepsilon_0} \right) - \zeta \quad (3.48)$$

$$\widehat{A}_k = \frac{\sqrt{(\overline{P_{270}} - \overline{P_{90}} + 2A_k \varepsilon_{270})^2 + (\overline{P_0} - \overline{P_{180}} - 2A_k \varepsilon_0)^2}}{4A_c} \quad (3.49)$$

Нетрудно заметить, что результаты (3.48) и (3.49), которые содержат погрешности контроля амплитуды и фазы, можно упростить до выражений точного контроля (3.22) и (3.23), где нет ошибок, т. е. $\varepsilon = 0$ и $\zeta = 0$.

Схема алгоритма моделирования процесса калибровки ЦАР предложенным методом представлена на рисунке 3.14. Модель позволяет рассматривать процедуру калибровки, как для передающих трактов, так и для приемных, причем есть возможность генерировать ошибки управления в трактах с помощью генератора случайных чисел с заданным законом распределения.

Моделируется линейная ЦАР с числом приемно-передающих каналов $N = 15$. Программа генерирует случайным образом измерения мощности с гауссовым шумом, случайные начальные значения фазовых ошибок управления ζ_{km} в каждом канале и вычисляет идеальные значения \hat{A}'_k оценки начальных амплитуд для каждого канала. Используя оценки измерения мощности $\overline{P_{km}}$ и (3.22), высчитываются оценки начальной фазовой ошибки в калибруемом канале. В приведенных далее результатах моделирования оценка случайных величин производилась в седьмом канале по M выборкам средней мощности, число выборок при этом можно варьировать. Задавая начальные значения излучаемой (принимаемой)

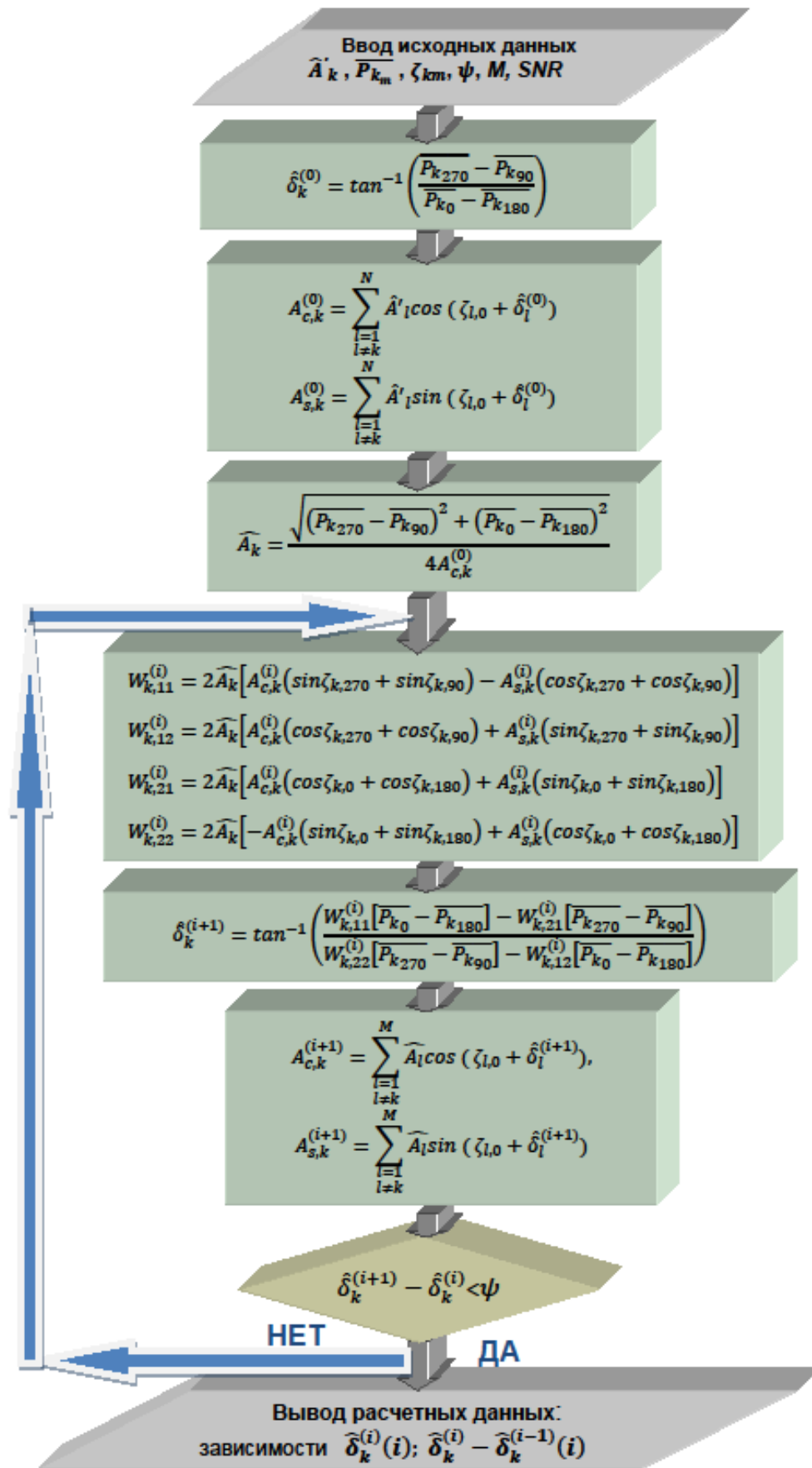


Рисунок 3.14 – Схема алгоритма моделирования процесса калибровки ЦАР

мощности, в зависимости от вида производимой калибровки, а также изменяя статистические характеристики шума можно задавать значения отношения сигнал/шум (SNR) и оценивать влияние его на процесс калибровки и на фазовые и амплитудные ошибки в калибруемом канале.

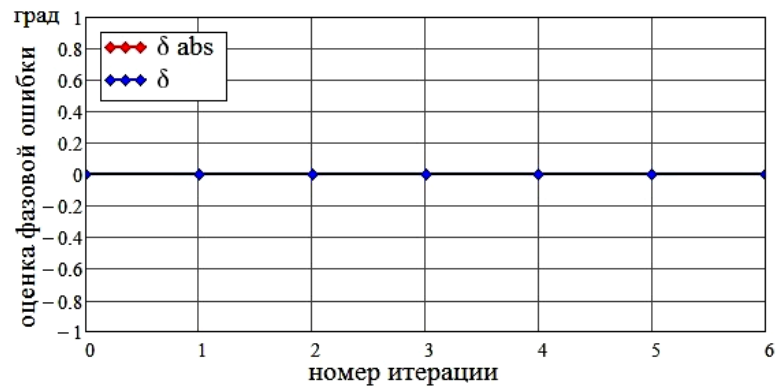
3.7.3 Анализ результатов имитационного моделирования системы калибровки с учётом ошибок в управлении и дискретизации

Для проверки достоверности имитационной модели сначала рассмотрен случай отсутствия ошибок управления, соответствующий выражению (3.48), когда $\varepsilon = 0$ и $\zeta = 0$. Если при этом отношение сигнал/шум таково, что оценка фазовой ошибки калибровки $\widehat{\delta}_k = 0$, то фазовых ошибок в калибруемом тракте нет, согласно модели, как видно на рисунке 3.15 а).

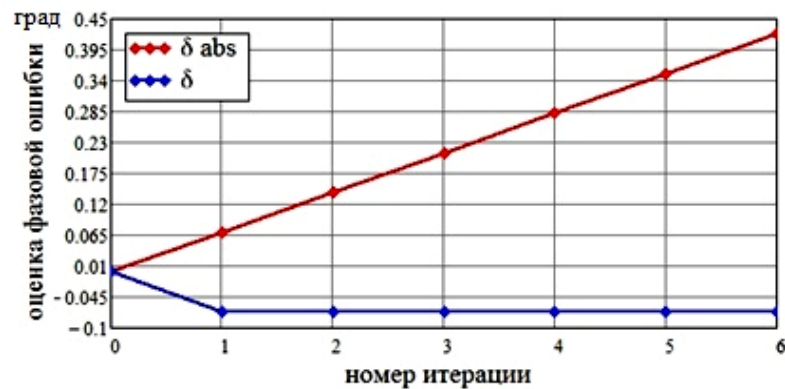
При появлении случайной фазовой погрешности управления $\zeta_{k0} = \zeta$ в одном (любом) канале из пятнадцати (Рис. 3.15 б) алгоритм определяет оценку фазовой ошибки, вызванной этой погрешностью, и обрабатывает её за одну итерацию, при этом для упрощения расчетов полагается, что фазовые ошибки управления идентичны во всех фазовых состояниях. Это приближение точно отражает ситуацию при калибровке приемного тракта ЦАР, где эта ошибка определяется джиттером АЦП и не зависит от величины фазового сдвига, т.е. времени взятия выборки. Аналогичное рассуждение правомерно и для калибровки передающего тракта, где источником амплитудных и фазовых ошибок управления является квадратурный модулятор в каждом цифровом передающем модуле. В главе 4 настоящей работы адекватность этого допущения проверена экспериментальным путем.

Процесс отработки фазовой ошибки в модели носит устойчивый характер, величина оценки не изменяется, начиная со второй итерации, и составляет менее 0,1 градуса. На графиках красной линией изображается изменение так называемой абсолютной фазовой ошибки δ_{abs} , которая характеризует процесс добавления фазового набегу в цикле моделирования. Синей линией показана динамика относительной ошибки $\widehat{\delta}_k^{(i)} - \widehat{\delta}_k^{(i-1)}$, которая и иллюстрирует процесс окончания калибровки с заданной точностью.

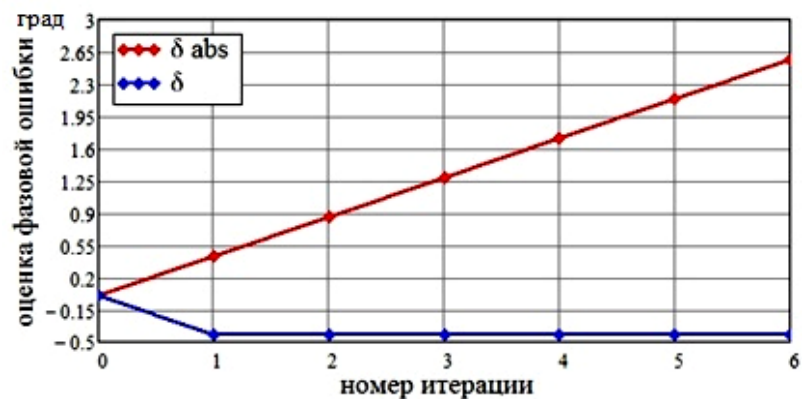
При появлении одинаковых фазовых погрешностей в шести каналах из пятнадцати (Рис. 3.15 в) процесс повторяется, однако величина оценки фазовой ошибки составляет уже около 0,5 градусов, что говорит о том, что алгоритм калибровки полностью отслеживает вносимые устройствами управления фазовые погрешности.



а)



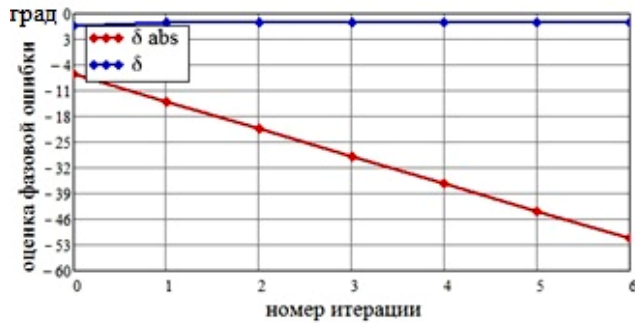
б)



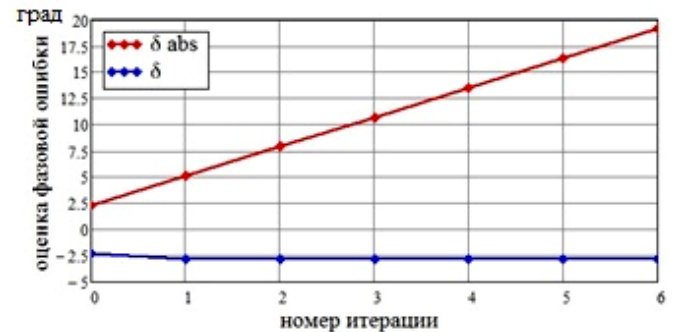
в)

Рисунок 3.15 – Сходимость процесса калибровки при отношении сигнал/шум 30 дБ при а) $\zeta = 0$; б) $\zeta \neq 0$ в одном канале; в) $\zeta \neq 0$ в шести каналах

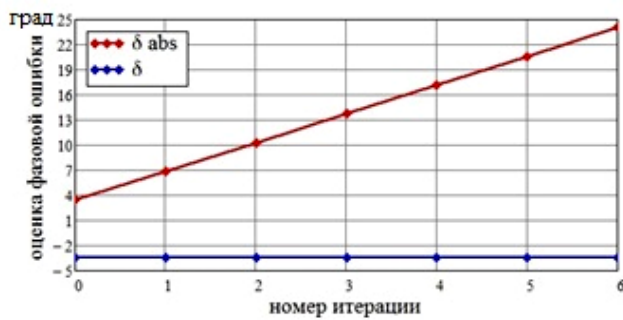
На рисунках 3.16 (а, б, в, г) показаны графики сходимости предложенного алгоритма при разных отношениях сигнал/шум в калибруемом канале для различного числа M выборок принимаемого сигнала.



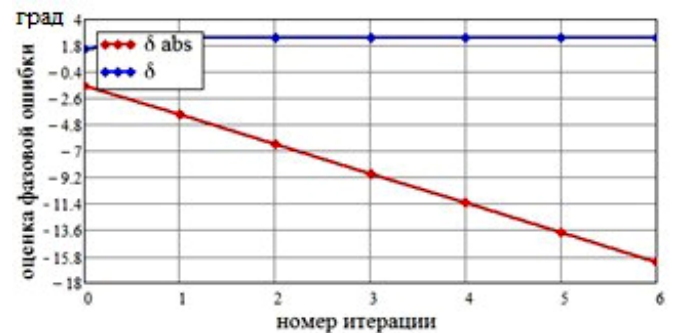
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.16 – Примеры сходимости процесса калибровки при

- а) SNR= 8 дБ, $M = 4$, $\hat{\delta}_k^{(0)} = 6.5^0$; б) SNR=16 дБ, $M = 4$, $\hat{\delta}_k^{(0)} = -2.25^0$;
 в) SNR=10 дБ, $M = 8$, $\hat{\delta}_k^{(0)} = -3.2^0$; г) SNR=16 дБ, $M = 16$, $\hat{\delta}_k^{(0)} = 1.5^0$

Полученные результаты имитационного моделирования полностью подтверждают теоретические соотношения, относительно фазовых ошибок калибровки, представленные в разделе 3.4 и изображенные на рисунке 3.8. Так модель позволяет оценить совместное влияние на фазовую ошибку в калибруемом канале отношения сигнал/шум в приходящем (передаваемом) колебании и числа выборок каждого из значений сигнала в калибруемом канале. Показательным является сравнение процессов сходимости процедуры калибровки в имитационной модели, представленных на графиках рисунка 3.16 а) и б). При одинаковом числе выборок $M = 4$ модель на рисунке а) для которой SNR= 8 дБ обеспечивает начальную

оценку фазовой ошибки с точностью $\hat{\delta}_k^{(0)} = 6.5^\circ$; если же увеличить отношение сигнал/ шум до SNR=16 дБ, при том же числе выборок, то начальная оценка ошибки уменьшается до $\hat{\delta}_k^{(0)} = -2.25^\circ$, знак ошибки в данном случае не имеет значения, но показывает, что определяется не только модуль ошибки, но и направление изменения фазового набега. Увеличение числа выборок сигнала до $M = 16$ в одном цикле калибровки при сохранении SNR=16 дБ (рисунок 3.16 г) уменьшает фазовую ошибку калибровки до $\hat{\delta}_k^{(0)} = 1.5^\circ$. Это полностью соответствует теоретическим выводам, сделанным в разделе 3.4 настоящей работы [146], [178]. Процесс сходимости на рисунке 3.16 в) иллюстрирует, что при увеличении отношения сигнал/шум по сравнению со случаем на рисунке 3.16 а) до SNR=10 дБ и числа выборок до $M = 8$, удается снизить ошибку калибровки до $\hat{\delta}_k^{(0)} = -3.2^\circ$, примерно в два раза.

Для всех представленных на рисунке 3.16 случаев можно отметить, что процесс определения фазовой ошибки с той или иной точностью сходится, причем этот процесс равномерный, ошибка уменьшается до минимально возможного значения, определяемого оценкой ошибки, соответствующей заданным параметрам системы.

Представляет интерес особый случай, представленный на рисунке 3.17.

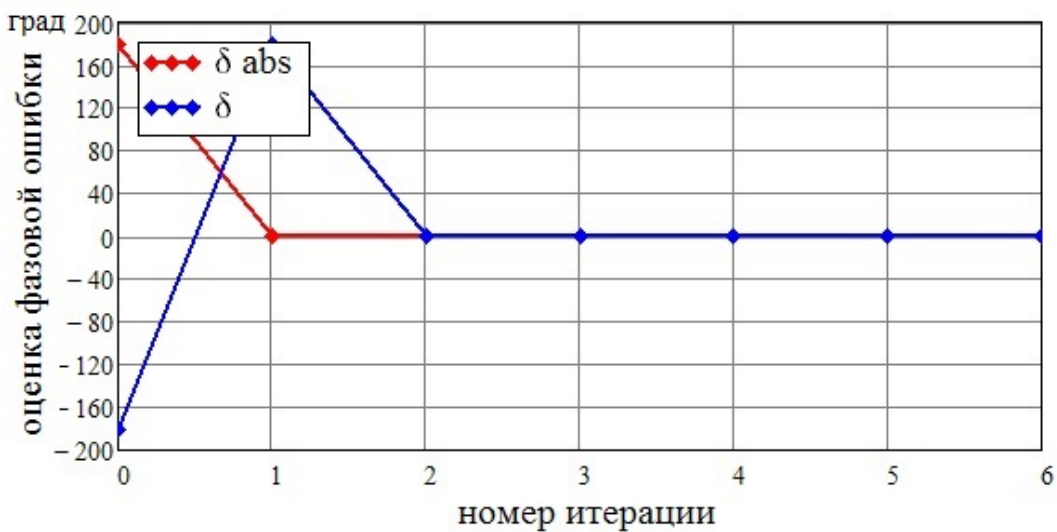


Рисунок 3.17 – Сходимость процесса калибровки при $\hat{\delta}_k^{(0)} = 180^\circ$

Этот случай соответствует начальному фазовому набегу в тракте перед началом калибровки $\hat{\delta}_k^{(0)} = 180^\circ$ (или минус 180°), это может привести к тому, что значение мощности в фазовом состоянии Φ_0 станет очень мало, а в фазовом состоянии Φ_{180} наоборот велико, что может угрожать процессу калибровки, однако модель демонстрирует, что процесс затягивается всего лишь на одну итерацию и после скачка фазы в канале до 180° на второй итерации, уже на третьей процесс устанавливается, и ошибка однозначно вычисляется.

Графики на рисунке 3.18 позволяют оценить решающее влияние отношения сигнал/шум на сходимость калибровочного процесса и на его устойчивость. На рисунке 3.18 а) показана процедура калибровки в канале при отношении $\text{SNR} = 4$ дБ, при этом оценка мощности производится всего по одной выборке сигнала, т.е. $M = 1$. Фазовые и амплитудные ошибки управления в данном расчете равнялись нулю. Результатом таких исходных данных является высокий уровень начальной фазовой ошибки $\hat{\delta}_k^{(0)} = 180^\circ$, а также возможность неустойчивой калибровки, что выражается в скачкообразном изменении фазы после четырех итераций сходимости. Если посмотреть процесс итераций на большем временном отрезке (Рис. 3.18 б) то видно, что такие «выбросы» фазы случаются периодически на каждой пятой итерации, однако стоит заметить, что все остальное время процесс калибровки сходится.

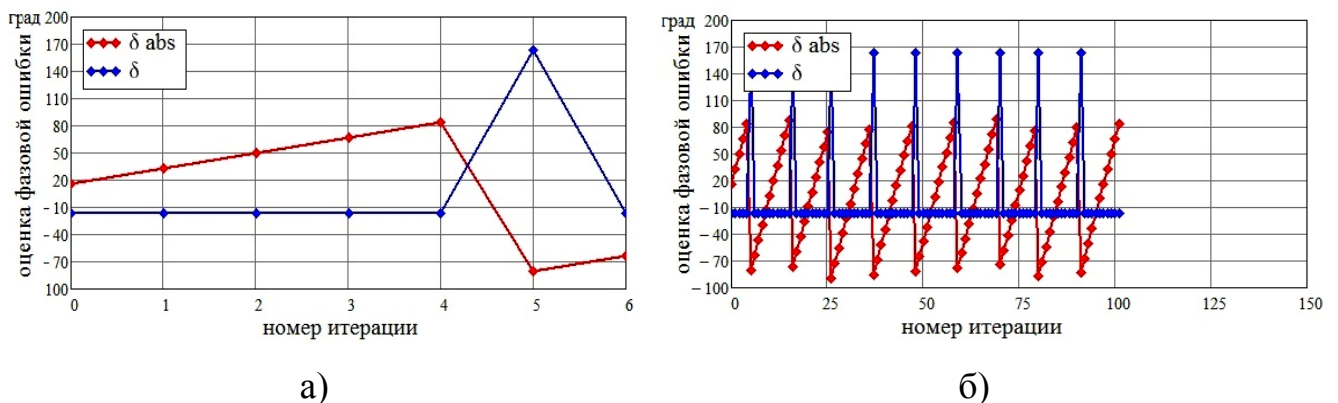


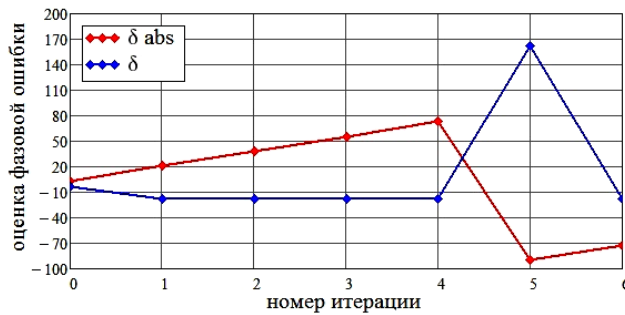
Рисунок 3.18 – Сходимость процесса калибровки при $\text{SNR} = 4$ дБ, $M = 1$,

$\hat{\delta}_k^{(0)} = 180^\circ$ а) для пяти итераций б) для ста итераций

Такой вид калибровки может быть допустим при ограниченных временных ресурсах на её осуществление, а также, если работа осуществляется с антенной

решеткой, в которой невозможно специальными методами улучшить соотношение сигнал/ шум или на эту процедуру нет времени.

Моделирование процесса калибровки каналов ЦАР позволило выявить важное свойство предложенного устройства, которое в упрощенном виде проиллюстрировано на рисунках 3.19 а), б), в). г). Анализ процессов сходимости, изображенных на графиках для разных параметров калибруемой системы и отношения сигнал/шум принимаемого сигнала, показывает, что влияние ошибок управления аналогично уменьшению отношения сигнал/шум. Например, для случая, когда



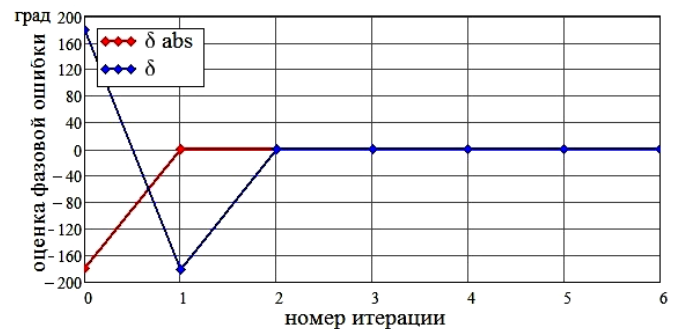
а)



б)



в)



г)

Рисунок 3.19 – Примеры сходимости процесса калибровки при

а) $\text{SNR} = 10$ дБ, $M = 8$, $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 3.2^\circ$, $\zeta \leq 45^\circ$;

б) $\text{SNR} = 10$ дБ, $M = 8$, $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 3.2^\circ$, $\zeta = 0^\circ$;

в) $\text{SNR} = 10$ дБ, $M = 8$, $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 3.2^\circ$, $\zeta \leq 8^\circ$;

г) $\text{SNR} < 0$ дБ, $M = 1$, $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 180^\circ$, $\zeta = 0^\circ$

отношение сигнал/шум высоко $\text{SNR} = 10$ дБ и число выборок для оценки мощности тоже достаточно велико $M = 8$, оценка начальной фазовой ошибки в калибруемом канале, без учета ошибок управления равна $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 3.2^\circ$, как видно на

графике рисунка 3.19.б) для нулевой итерации. Если в модель вносится случайная ошибка управления с возможным максимальным значением $\zeta \leq 45^\circ$, что вполне возможно в аналоговых фазовращателях, причем даже с цифровым управлением [55 – 59], то поведение системы калибровки становится аналогичным случаю, когда отношение SNR мало и оценка мощности производится всего по одной выборке сигнала, т.е. $M = 1$. что соответствует случаю, изображенному на рисунке 3.19 а). При этом также существует возможность неустойчивой калибровки, что выражается в скачкообразном изменении фазы после четырех итераций сходимости. Если же параметры системы в модели остаются те же, но ошибка управления становится $\zeta = 0^\circ$, как показано на рисунке 3.19 б), то процесс сходимости идет равномерно и уже на нулевой итерации оценка фазовой ошибки устойчиво определяется. Если появляется ошибка управления, но она равномерно распределена между всеми каналами решетки и её максимальное среднеквадратическое отклонение $\zeta \leq 8^\circ$ (рисунок 3.19 в), то в нулевой итерации эта ошибка не отслеживается и составляет, как и для случая на рисунке 3.19 б) $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 3.2^\circ$, однако уже на первой итерации дополнительная ошибка вычисляется, и процесс сходимости завершается ко второй итерации.

Аналогичные результаты показывает ситуация, когда наоборот сигнал существенно меньше шумов $\text{SNR} < 0$ дБ, что вполне соответствует процедуре калибровки радиолокационной системы в условиях искусственных помех. Если задать при этом число выборок $M = 1$, чтобы промоделировать самый неблагоприятный случай, то начальная фазовая ошибка очень велика $\widehat{\delta}_k^{(0)} = 180^\circ$, даже в отсутствие ошибок управления $\zeta = 0^\circ$, как представлено на рисунке 3.19 г), однако уже после двух итераций ошибка определяется, и процесс сходимости носит устойчивый характер до шестой итерации.

Во всех приведенных примерах метод сходится дифференциально за 1–2 итерации, при этом считается, что параметры каналов ЦАР и электронных устройств в её составе в процессе калибровки изменяются незначительно.

3.8 Процесс калибровки

Оценки фазовой ошибки $\widehat{\delta}_k$ и амплитудной ошибки \widehat{A}_k для каждого канала ЦАР, согласно (3.22) и (3.23), содержат не только ошибки, обусловленные управляющей и аналого-цифровой электроникой, но и ошибки, внесенные неточностью наведения и ориентации платформы антенны, будь то КА или другой ЛА. Из соотношения для множителя антенной решетки [145] следует, что любая фазовая ошибка, которая влияет на фазу всех элементов одинаково, не влияет на направленность антенны. К тому же, случайные ошибки, у которых время корреляции больше времени калибровки и систематические ошибки, которые постоянны в течение всего времени калибровки так же незначительны [170]. Однако систематические и случайные ошибки наведения достаточно короткой длительности, чтобы повлиять на калибровку, существенны, если они влияют на каждый элемент по-разному. В той степени, насколько систематические ошибки или значения случайных ошибок могут быть определены, их необходимо вычесть из измеренных ошибок $\widehat{\delta}_k$ и \widehat{A}_k , чтобы получить исправленные оценки $\widetilde{\delta}_k$ и \widetilde{A}_k . Все оставшиеся ошибки наведения, которые нельзя вычислить, должны быть устранены путем нескольких итераций процедуры калибровки.

3.8.1 Схема алгоритма калибровки

Для начала диагностического измерения луч антенны, выбранный в качестве калибровочного, направляется на наземную станцию с использованием ранее рассчитанных или заданных по результатам юстировки корректировок фазы Φ_δ и амплитуды A_A (алгоритм на рисунке 3.20). Далее процесс осуществляется в соответствии с алгоритмом калибровки, уже представленном в разделе 3.3 настоящей работы, а все временные соотношения соответствуют примеру калибрационной последовательности, показанной на рисунке 3.5. Для упрощения представления схемы алгоритма калибровки всей ЦАР, отдельно на рисунке 3.21 показана схема алгоритма определения амплитудных и фазовых ошибок одного канала в составе N -канальной антенной решетки.

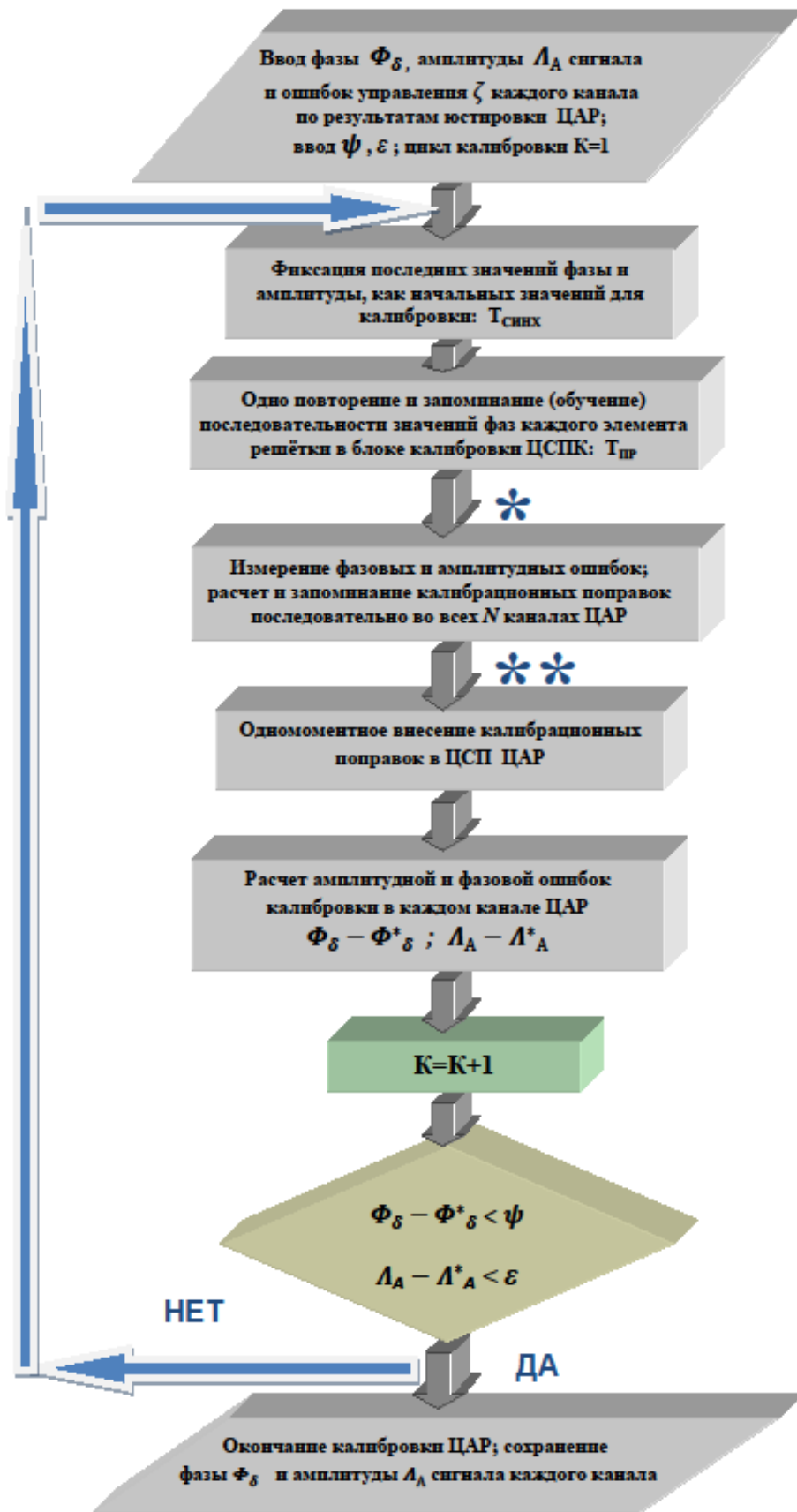


Рисунок 3.20 – Схема алгоритма калибровки ЦАР

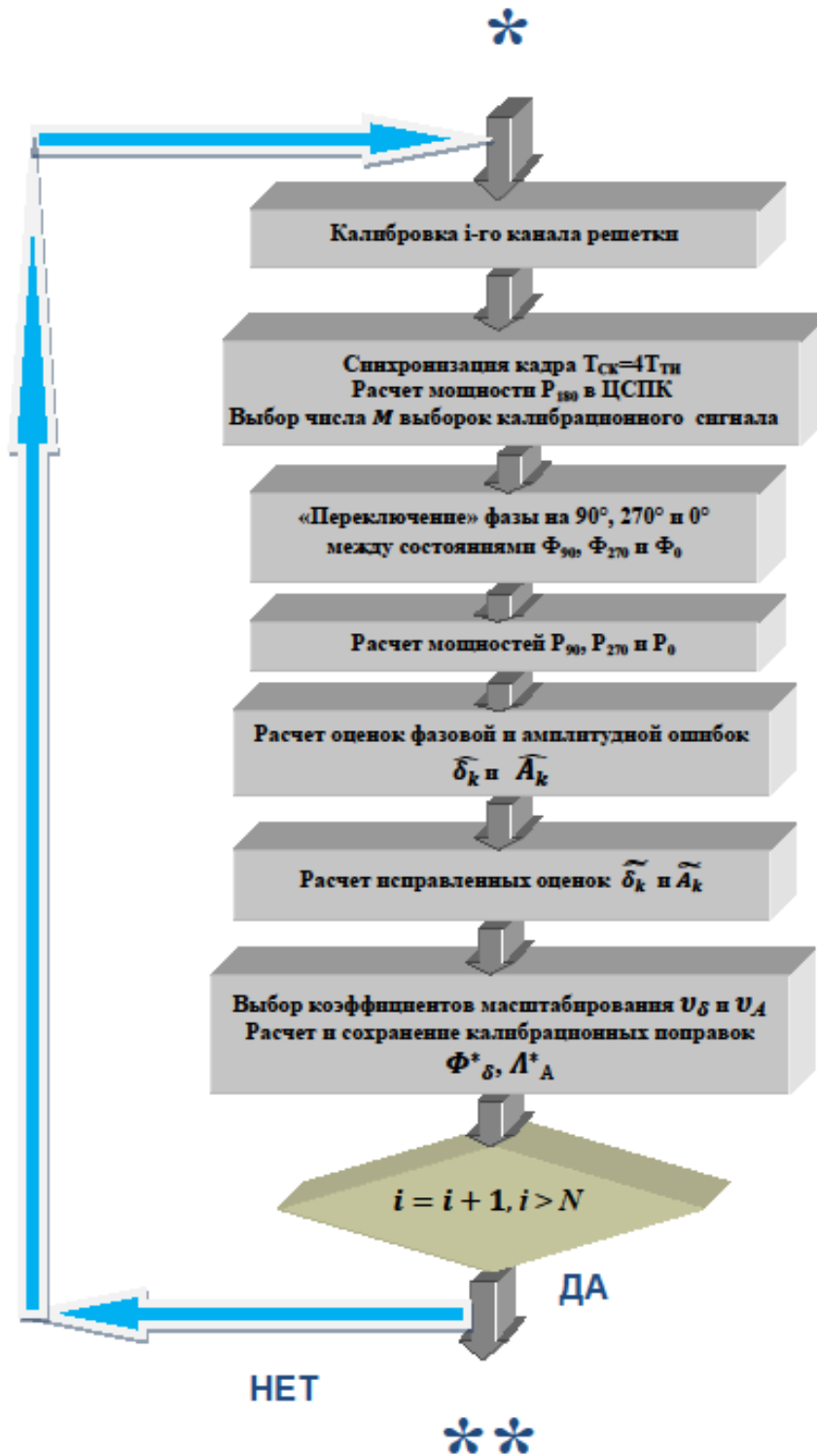


Рисунок 3.21 – Схема алгоритма калибровки одного канала ЦАР

Определив в соответствии с алгоритмом исправленные оценки фазовых и амплитудных ошибок $\widetilde{\delta}_k$ и \widetilde{A}_k в каждом канале, корректировку фазы Φ^*_δ и амплитуды Λ^*_A , можно осуществить путем рекурсивного вычисления на основе предыдущих корректировок:

$$\Phi^*_\delta = \Phi_\delta - v_\delta \widetilde{\delta}_k, \quad (3.50)$$

$$\Lambda^*_A = \Lambda_A - v_A \widetilde{A}_k. \quad (3.51)$$

Коэффициенты масштабирования v_δ и v_A выбираются в каждом конкретном случае таким образом, чтобы обеспечить сходимость корректировки, причем регулировку следует осуществлять одномоментно после калибровки всей решетки, одновременно во всех каналах, так как настройка одного элемента изменит начальные данные для калибровки всех остальных элементов ЦАР. Коррекция АФР всей ЦАР должна производиться итеративно, пока не будет достигнута требуемая точность распределений: $\Phi_\delta - \Phi^*_\delta < \psi$; $\Lambda_A - \Lambda^*_A < \varepsilon$.

3.8.2 Примеры реализации алгоритма калибровки

Организация процедуры калибровки в соответствии с предложенным алгоритмом может различаться для отдельных РЭС, находящихся в разных эксплуатационных условиях [179]. Несомненное преимущество этой методики в увеличении скорости проведения калибровки за счет минимизации числа фазовых состояний каналов, а также точности за счет использования амплитудного метода диагностики АФР. При этом появляется возможность проводить калибровку в многолучевых ЦАР в штатном режиме, не прекращая основную работу системы.

Процесс калибровки относительно прост, если ЦАР располагается на спутнике связи. Калибровка может быть произведена, как мера диагностики, при слабом или аномальном сигнале или, как одна из периодических процедур спутниковой РЭС [180]. Процедуры диагностики АФР могут использоваться как при передаче калибровочного сигнала самой решеткой, так и при приеме такого сигнала от наземного источника.

Упрощенная схема взаимодействия различных систем в процессе осуществления калибровки приемных каналов спутниковой ЦАР показана на рисунке 3.22. Цифровая антенная решетка на спутнике 1 оснащена цифровым сигнальным процессором (ЦСПК) 2, формирующим цифровой луч калибровки. Этот ЦСПК отличается от других процессоров в составе ЦАР наличием в нем блока калибровки, включающего в себя блок расчета калибрационных поправок, а также блок расчета амплитудных и фазовых коэффициентов.

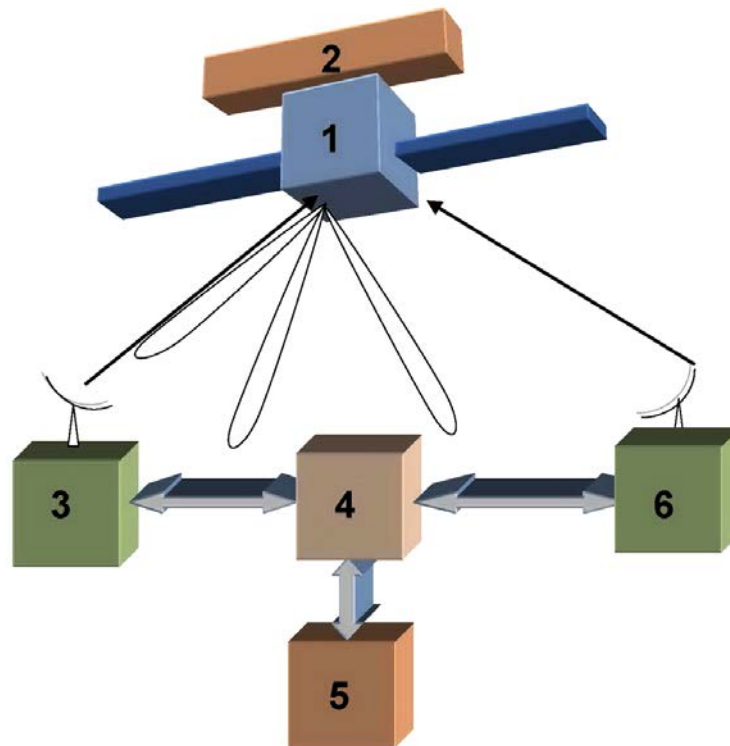


Рисунок 3.22 – Калибровка приемных трактов ЦАР

Земное оборудование включает в свой состав функционально: 3 –Земную станцию (ЗС) слежения и наведения антенны на спутник и его сопровождение; 4- наземную станцию сопряжения; 5- сервер обработки информации центра управления; 6- тестовый терминал или передающий (приемный) терминал или региональную ЗС [181]. Задача наземных систем при калибровке приемных каналов ЦАР заключается лишь в том, чтобы при получении из сервера 5 через станцию 4 сигнала о начале процесса диагностики в течение периода $T_{\text{синх}}$ выработать и послать с ЗС 3 на ЦАР спутника сигнал синхронизации, в течение которого в ЦСПК 2 фиксируются амплитуды и фазы каждого канала ЦАР, соответствующие нулевому сигналу, т.е. амплитудному и фазовому состоянию канала на момент

начала калибровки. Далее, за время простоя $T_{\text{пр}}$ в блоке калибровки ЦСПК 2 происходит одно повторение и запоминание (обучение) последовательности значений фаз каждого элемента решётки. После этого система калибровки ЦАР готова к приему калибровочного гармонического сигнала и процесс диагностики и коррекции АФР ЦАР происходит по ранее предложенному алгоритму, до тех пор, пока ЦСПК 2 не примет решение о прекращении процесса калибровки.

Схема взаимодействия различных систем в процессе осуществления калибровки передающих каналов спутниковой ЦАР показана на рисунке 3.23.

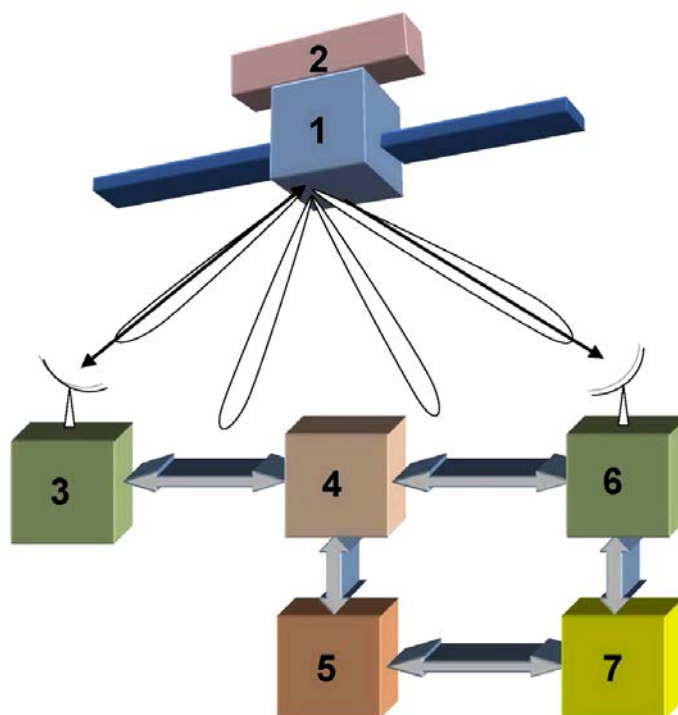


Рисунок 3.23 – Калибровка передающих трактов ЦАР

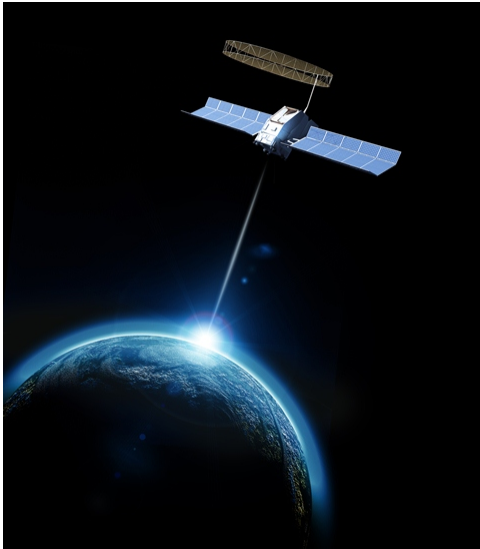
Сигнал о начале калибровки может поступить с Земли, например с ЗС 3, а может быть выработан и в самой ЦАР в ЦСПК 2. Цифровая антенная решетка на спутнике 1 по команде ЦСПК 2 формирует цифровой калибровочный луч, в котором реализуются четыре необходимых фазовых состояния в соответствии с алгоритмом калибровки (Рис. 3.20, 3.21). Наземный ЦСПК 7 получает информацию от ЗС 6, принимающей калибровочный сигнал и именно в нем находятся блок расчета калибрационных поправок, а также блок расчета амплитудных и фазовых коэффициентов, которые через сервер центра управления 5 поступают на станцию

сопряжения 4, где и принимается решение, какая Земная станция, например ЗС 3 посылает на спутник калибрационные поправки для каналов ЦАР. Решение о прекращении или продолжении калибровки принимает ЦСПК 7 после оценки результирующих фазовых и амплитудных ошибок.

В обоих случаях сигнал проходит через всю решетку по калибровочному лучу, который в данный момент не используется и электроника получает команду «провести» чередование фаз после наведения на наземную станцию. При этом все системы автоматической регулировки усиления и переключения каналов должны быть отключены на время проведения калибровки.

Определение ошибок и выработка калибрационного сигнала для передающей системы осуществляются на наземной станции. Это продолжается до тех пор, пока фазовые и амплитудные ошибки не будут соответствовать заданным нормам. Калибровочные измерения могут быть проведены повторно, чтобы подтвердить результат или дополнительно уменьшить ошибки наведения, а ошибками, которые не превышают заданный уровень, можно пренебречь. Ошибки в приемных трактах не корректируются, а учитываются, как поправки в ЦСПК 2 при расчете цифровой ДН. Ошибки, выявленные при диагностике передающего тракта необходимо исправить. Систематические ошибки, нередкие в производстве, могут быть устранены путем введения особых правил или процедур, так как они не являются случайными.

Необходимо отметить, что предложенные решения реализуются с учетом современного развития антенной, приемопередающей аппаратуры, а также основываются на возможностях цифровой вычислительной техники последнего поколения, что показано в первой главе настоящей работы. В качестве примера хорошей иллюстрацией сказанного служат характеристики системы регионального оператора спутниковой связи, который более десяти лет работает в Европе, Средней Азии, Австралии и Африке под брендом Thuraya. На рисунке 3.24 а) приведена фотография спутника с антенной решеткой [182], а на рисунке 3.24 б) фотография антенных систем ЗС [183].



а)



б)

Рисунок 3.24 – Антенные комплексы спутниковой системы связи Thuraya

Стоит процитировать описание функций, выполняемых цифровой антенной решеткой на спутнике, от компании Boeing Satellite Systems [184]: «Каждый спутник оснащен антенной с диаметром рефлектора в 12,25 метра, произведенного компанией TRW Astro Aerospace. Огромный рефлектор L-диапазона, совмещенный с процессором цифровой обработки сигнала компании Boeing, образует активную фазированную решетку, создающую более 200 локальных лучей и одновременно обрабатывающую 13 750 телефонных разговоров. Процессор цифровой обработки в пять раз превышает мощность обработки любого процессора, когда-либо выпущенного компанией Boeing, и обладает вычислительной мощностью превышающую мощность 3 000 компьютеров на базе Pentium. Система образования луча, позволяет менять конфигурацию лучей в зоне покрытия путем расширения или увеличения количества последних. Она также позволяет концентрировать лучи в районах максимальной активности, увеличивая пропускную емкость и направлять до 20% общей мощности на любой из лучей».

3.9 Выводы

1. Аналитический обзор существующих в настоящее время систем калибровки антенных решеток СВЧ показывает, что их использование в ЦАР не обеспечивают нормальное функционирование всей радиосистемы, т.к. не позволяет осуществлять эту процедуру в рабочем режиме.

2. Выявлены временные затраты на обслуживание процедуры калибровки ЦАР. Изменение фазовых состояний калибруемых каналов циклично – оно ограничивается четырьмя ортогональными значениями, что уменьшает время калибровки до десятков микросекунд, в зависимости от числа элементов решетки, а использование алгоритма максимального правдоподобия даёт оптимальную точность.

3. Предложено новое техническое решение – устройство, реализующее коммутационный метод калибровки, применительно к многолучевой бортовой ЦАР, в котором исключен ряд аналоговых устройств, таких как аттенюаторы, управляемые фазовращатели, узкополосный фильтр и квадратурный детектор для измерения мощности, вносящих неконтролируемые случайные амплитудные и фазовые ошибки в формирование ДН. Показано, что это решение повышает точность наведения каждого луча ЦАР до долей градуса.

4. Показана возможность проведения калибровки в многолучевых ЦАР в штатном режиме, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РТС в целом.

5. Развита метод прецизионного управления амплитудно-фазовым распределением в раскрыве многоканальной ЦАР: получены выражения для оценок фазовых и амплитудных погрешностей калибруемого канала и для фазовых и амплитудных ошибок самого процесса калибровки.

6. Разработан алгоритм процесса калибровки ЦАР, исследованы его точностные характеристики: получена высокая производительность и сходимость алгоритма для соответствующих отношений сигнал/шум и объемов выборки.

ГЛАВА 4 РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ

В этой главе приведены основные результаты экспериментальных измерений, подтверждающие основные выводы и положения, сформулированные в предыдущих главах диссертационной работы.

4.1 Экспериментальные исследования характеристик элементов приемопередающего тракта цифровых антенных решеток

В первой и второй главах были предложены 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 АЭП, 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 АЭ, а также нелинейной модели АЭ были разработаны методики и проведены экспериментальные исследования АЭП, а также разработанных на основе предложенного метода усилителей мощности.

4.1.1 Результаты измерений параметров мощных АЭ на плате

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

- набор S-параметров АЭП 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 проводилось на специально разработанных платах с возможностью настройки режимов [61]. Основное назначение таких плат – обеспечить измерение 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.

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 плата в корпусе, фотография АЭ на этой плате представлена на рисунке 4.1. Плата предназначена для измерения характеристик одно- и многосекционных мощных СВЧ транзисторов, работающих в диапазоне до 20 ГГц.

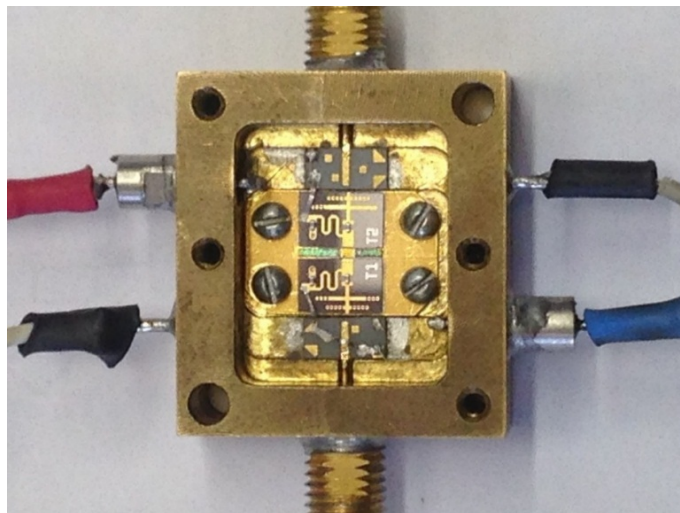


Рисунок 4.1 – АЭП в корпусе

Ширина затвора АЭ должна составлять не более 800 – 1000 мкм, иначе его входные и выходные контакты будут возбуждаться неравномерно. Для оценки

характеристик транзисторов в режиме большого сигнала плата имеет возможность настройки путем соединения металлизированных площадок в параллельных шлейфах СТЦ.

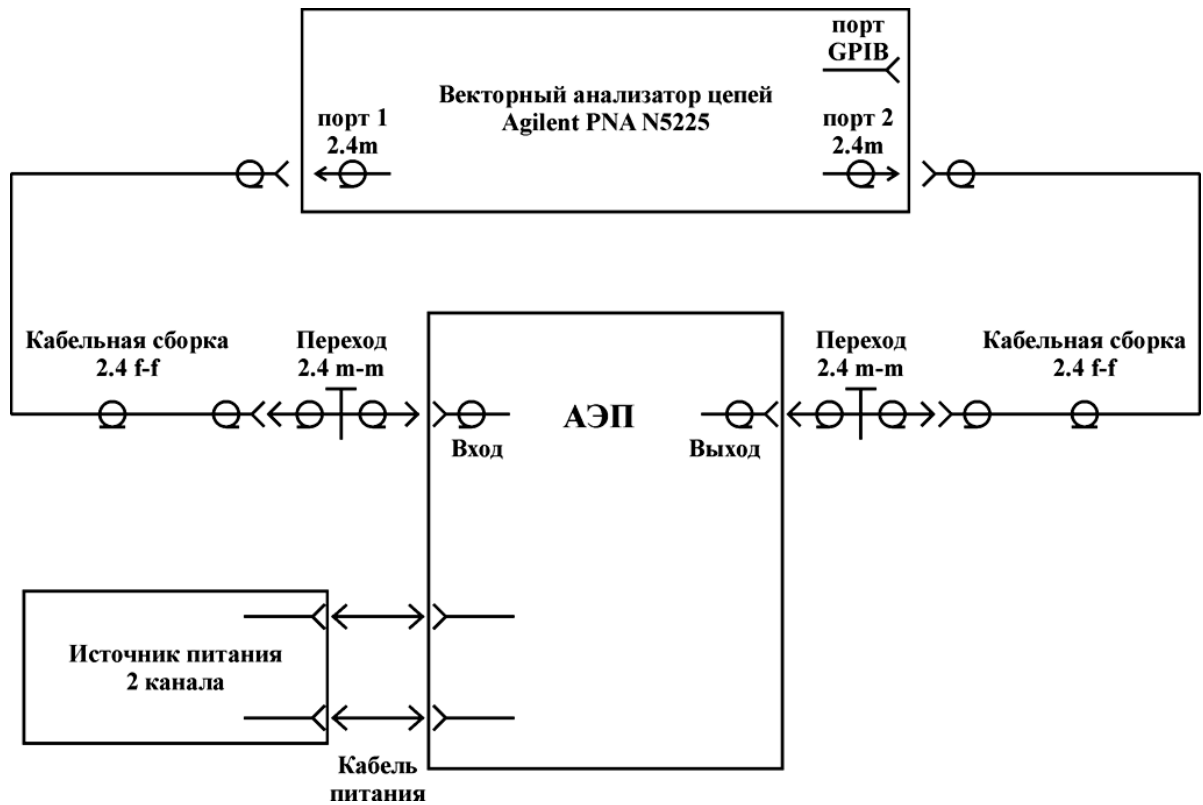
В качестве диэлектрического основания использовался поликор толщиной 250 мкм. Измеряемые транзисторы устанавливаются на пьедестал из сплава медь-молибден (МД-50) шириной 800 мкм. Пьедестал соединен с обратной стороной платы. Для осуществления требуемой адгезии и теплового режима использовался припой 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 разъем 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.

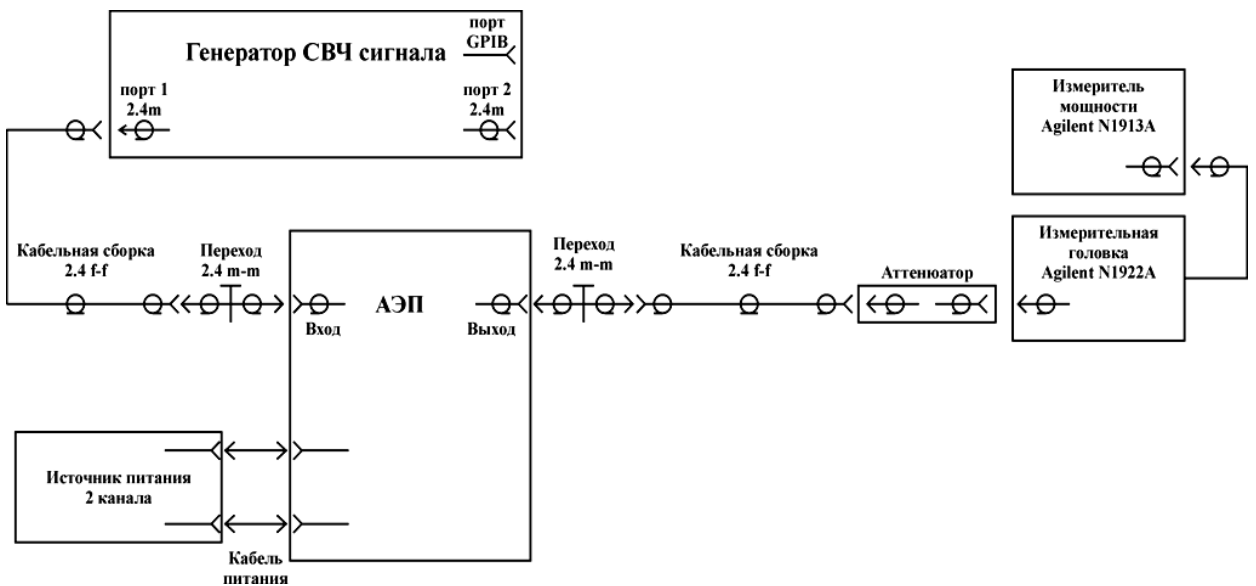
Для устранения низкочастотных паразитных колебаний в цепях питания расположены SMD (surface mounted device) конденсаторы номиналом 100 пФ и 4,7 мкФ. Четвертьволновая микрополосковая линия в цепи питания и смещения рассчитана на 10 ГГц [185]. Её волновое сопротивление составило 100 Ом.

При проведении измерений напряжение питания менялось в диапазоне от 0 В до 8 В с шагом 1 В, напряжение смещения – в диапазоне от минус 1,4 В до минус 0,3 В 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 (короткое замыкание (Short) - разрыв (Open) - согласованная нагрузка (Load) и прямое соединение (Thru) 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 АЭП показаны на рисунках 4.2. а, б.



а)



б)

Рисунок 4.2 – Схемы установок для измерения а) S-параметров АЭП;
б) выходной мощности АЭП

Была проведена экстракция параметров мощного отечественного СВЧ GaAs транзистора, отечественного GaN транзистора производства ОАО “Светлана” (рисунок 4.3), GaN транзистора TGF2023-2-01 (рисунок 4.4) и GaAs транзистора (рисунок 4.5) фирмы Triquint Semiconductor.

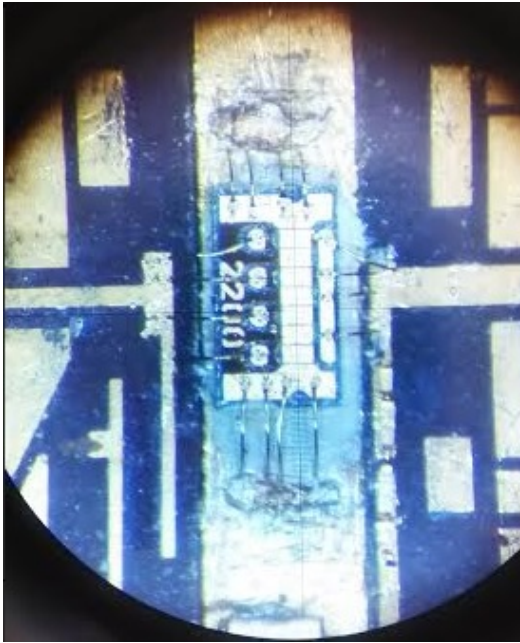


Рисунок 4.3 – Отечественный многосекционный СВЧ GaN транзистор в составе УМ

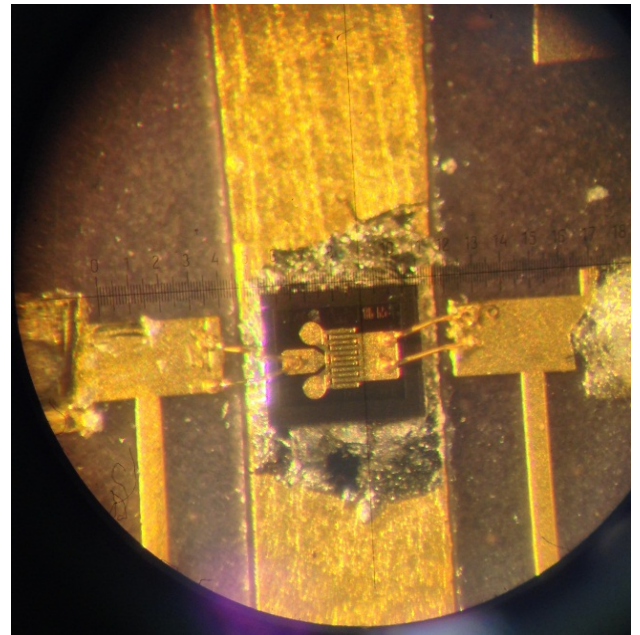


Рисунок 4.4 – AlGaN/GaN транзистор TGF2023-2-01 в составе УМ

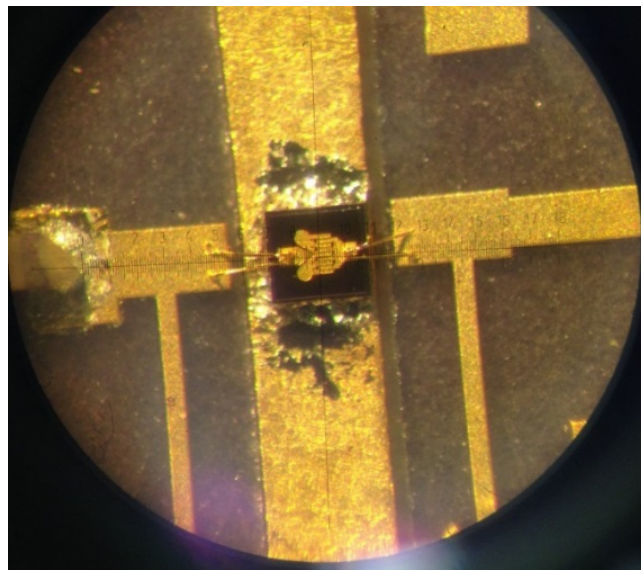


Рисунок 4.5 – GaAs транзистор TGF2022-06 в составе УМ

Ввиду идентичности алгоритмов определения параметров эквивалентной схемы всех транзисторов, в работе приводятся результаты определения только параметров отечественного мощного многосекционного GaN СВЧ транзистора.

Первым этапом определения параметров СВЧ АЭП является получение его статических ВАХ. Ток насыщения составил 675 мА, напряжение отсечки лежит в диапазоне от минус 1,2 В до минус 1,1 В. Выходные ВАХ и сток-затворная

характеристика исследуемого транзистора представлены на рисунках 4.6 и 4.7 соответственно.

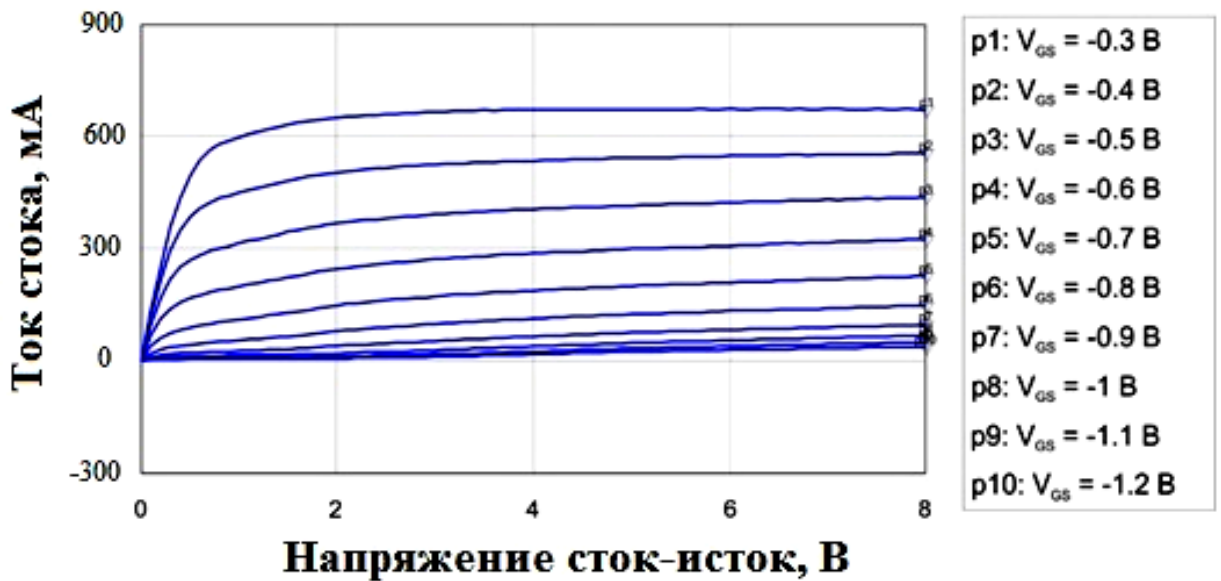


Рисунок 4.6 – Экспериментальные выходные характеристики АЭП при различных напряжениях затвор-исток

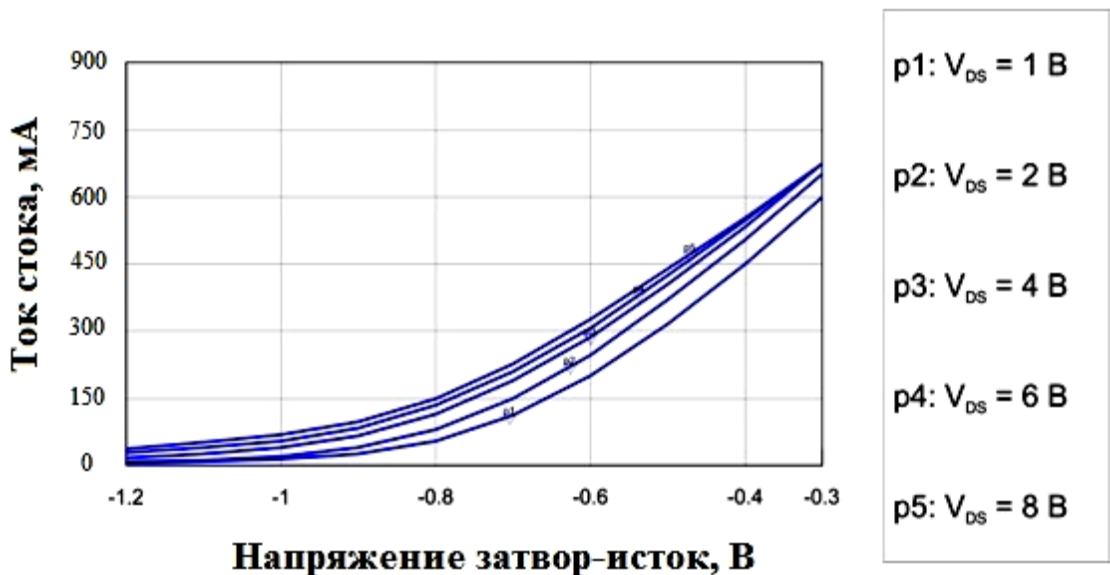


Рисунок 4.7 – Экспериментальные сток-затворные характеристики АЭП при различных напряжениях сток-исток

Насыщение мощного 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 АЭП с помощью ВАЦ являются наборы S-параметров для различных значений частоты, напряжений питания и смещения. Как было показано в главе 2, для определения номиналов элементов эквивалентной электрической схемы АЭП, необходимо рассчитать его Z-параметры, в соответствии с полученным выражением (2.20). Было исследовано влияние напряжений затвор-исток и сток-исток на входное и выходное сопротивление АЭП, определяемые как

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

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

При этом на вход транзистора подавалось переменное СВЧ напряжение амплитудой 1 В.

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

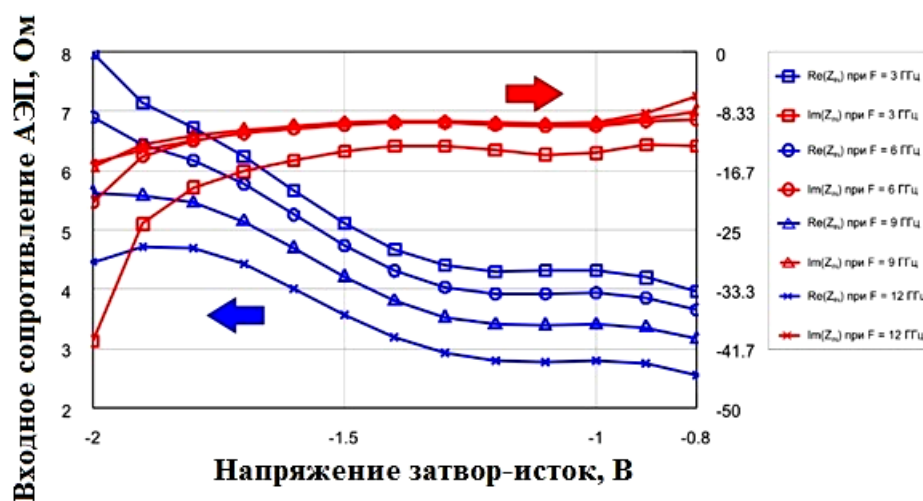


Рисунок 4.8 – Зависимость $Z_{ВХ}$ АЭП от напряжения на затворе для различных частот входного СВЧ колебания

Реактивная часть $Z_{ВХ}$ ($\text{Im } Z_{ВХ}$) АЭП незначительно меняется с частотой выше 3 ГГц и слабо зависит от напряжения на затворе при рабочем напряжении стока равном 8 В. Однако, увеличение напряжения на затворе и частоты входного СВЧ колебания ведет к снижению активной части $Z_{ВХ}$ ($\text{Re } Z_{ВХ}$), что существенно усложняет процесс согласования.

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

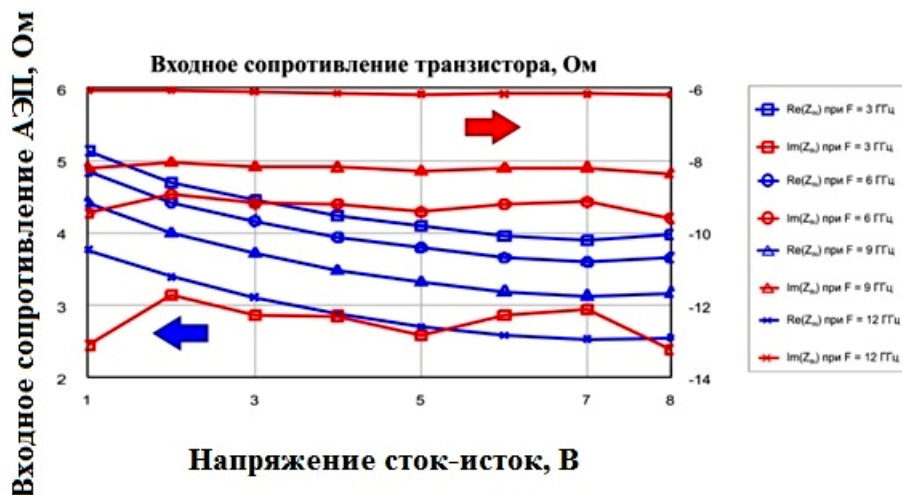


Рисунок 4.9 – Зависимость $Z_{\text{ВХ}}$ АЭП от напряжения на стоке для различных частот входного СВЧ колебания

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

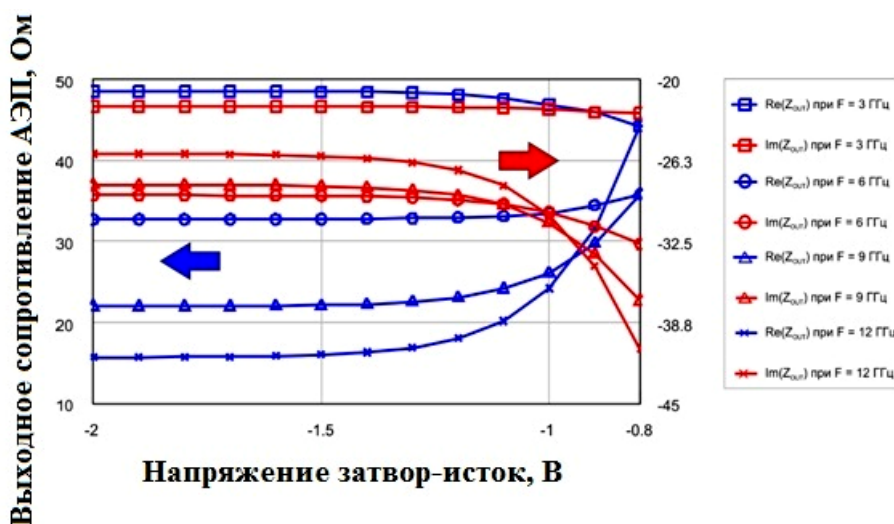


Рисунок 4.10 – Зависимость $Z_{\text{ВЫХ}}$ АЭП от напряжения на затворе для различных частот входного СВЧ колебания

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

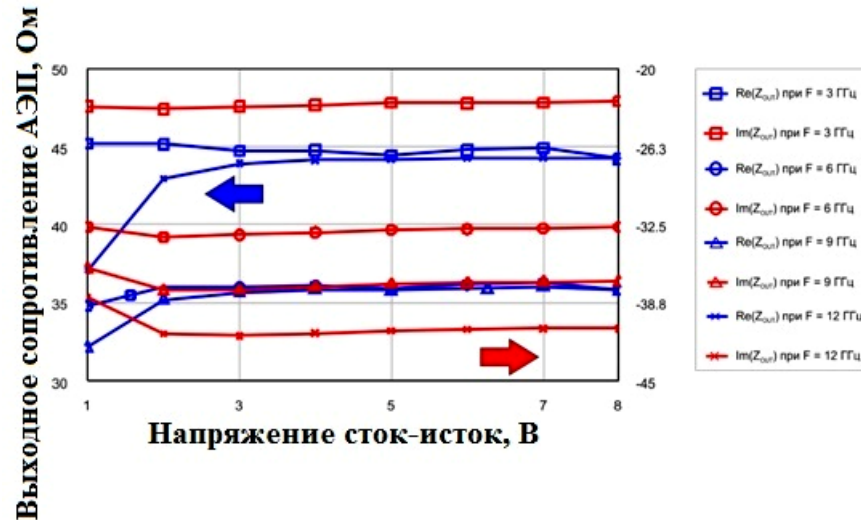


Рисунок 4.11 – Зависимость $Z_{\text{ВЫХ}}$ АЭП от напряжения на стоке для различных частот входного СВЧ колебания

Реактивная составляющая входного сопротивления АЭП носит, судя по экспериментальным зависимостям, индуктивный характер, а реактивная составляющая выходного сопротивления АЭП 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 675 мА.

4.1.2 Верификация результатов нелинейного моделирования мощного СВЧ активного элемента на плате

Для оценки точности предложенной нелинейной модели АЭП были определены параметры эквивалентной электрической схемы мощного отечественного GaN транзистора и проведена верификация результатов моделирования, путем сравнения с результатами экспериментального исследования усилителя мощности на этом же транзисторе.

На основании проведенных измерений и расчетов получены зависимости Z-параметров измеренного АЭП от частоты для случая $U_{DS} = 8$ В и $U_{GS} = -1$ В, показанные на рисунке 4.12

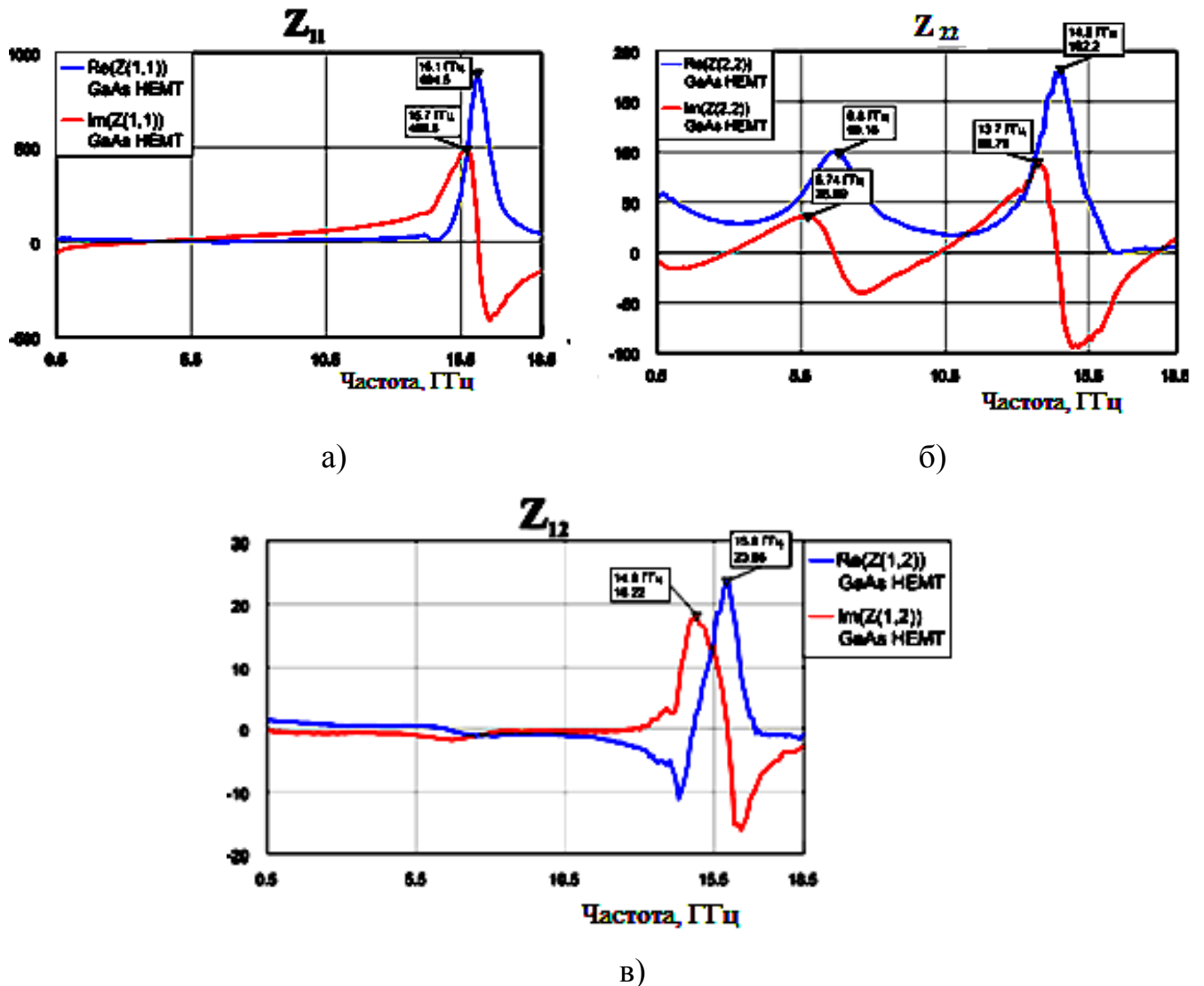


Рисунок 4.12 – Z-параметры мощного GaN АЭП

Количество резонансных контуров составило один при моделировании затвора, один при моделировании истока и два при моделировании 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).

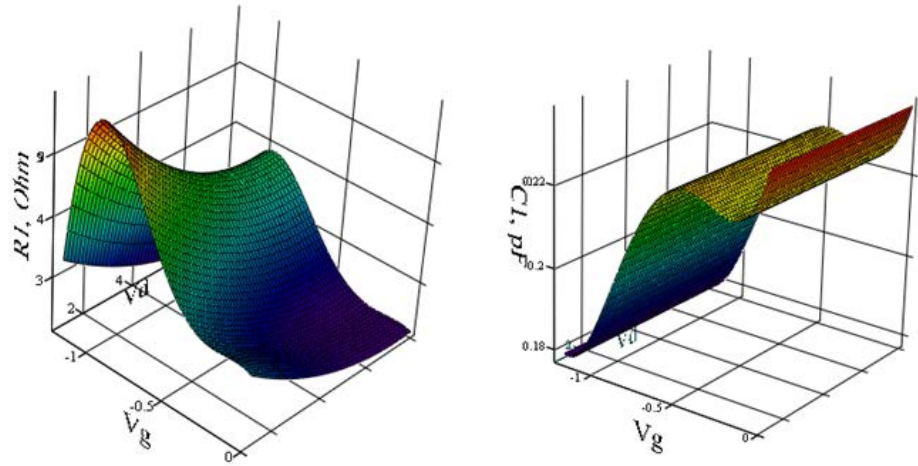
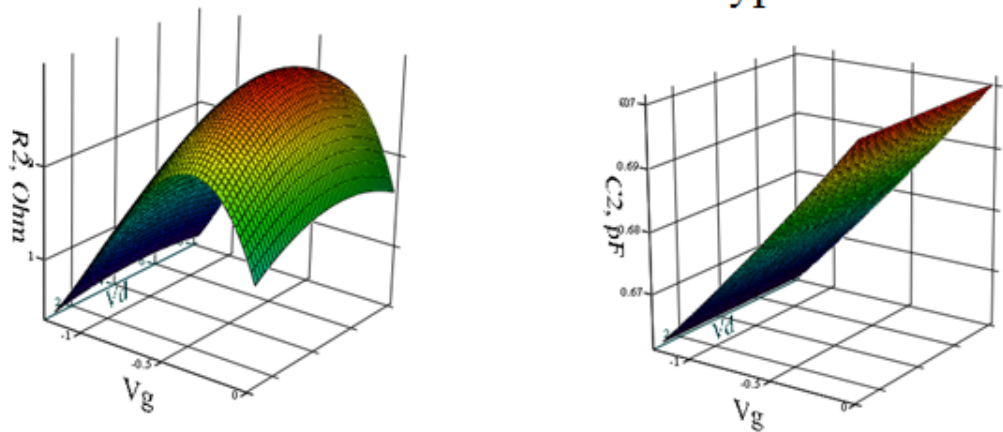


Рисунок 4.13 – Зависимость номиналов элементов резонансных контуров в цепи затвора от напряжений питания (V_g) и смещения (V_d)

Низкочастотный контур



Высокочастотный контур

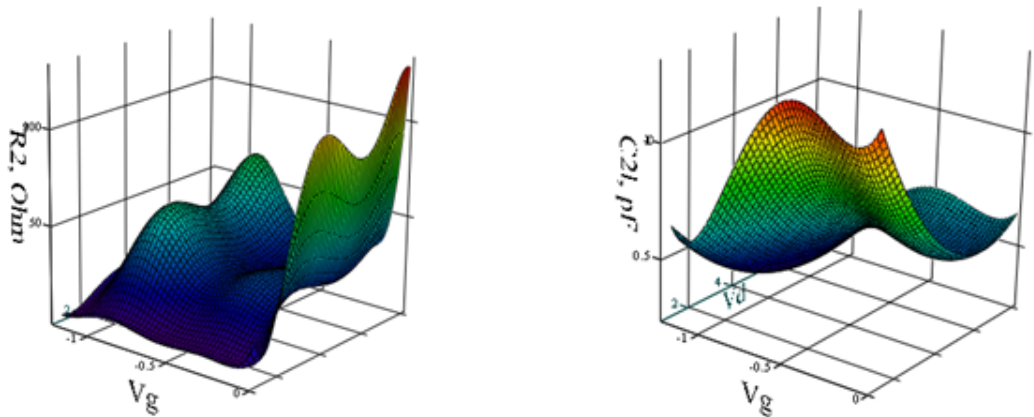


Рисунок 4.14 – Зависимость номиналов элементов резонансных контуров в цепи стока от напряжений питания (V_g) и смещения (V_d)

Была осуществлена экстракция параметров СВЧ транзистора [141]. Для получения сопротивлений транзистора и ВАХ транзистора использовался гармонический анализ токов [139]. Графики зависимостей 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 – результаты экспериментального исследования.

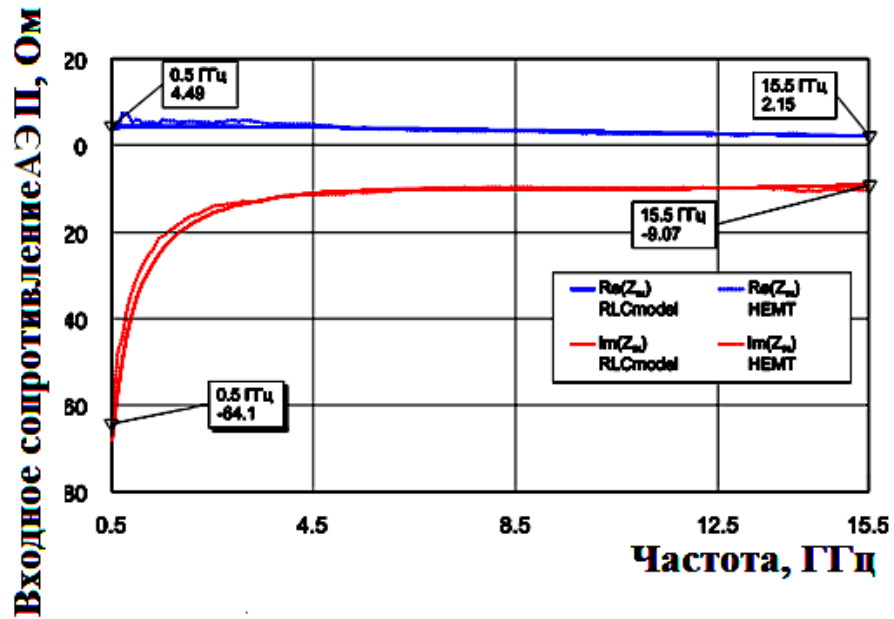


Рисунок 4.15 – Верификация входного сопротивления АЭП

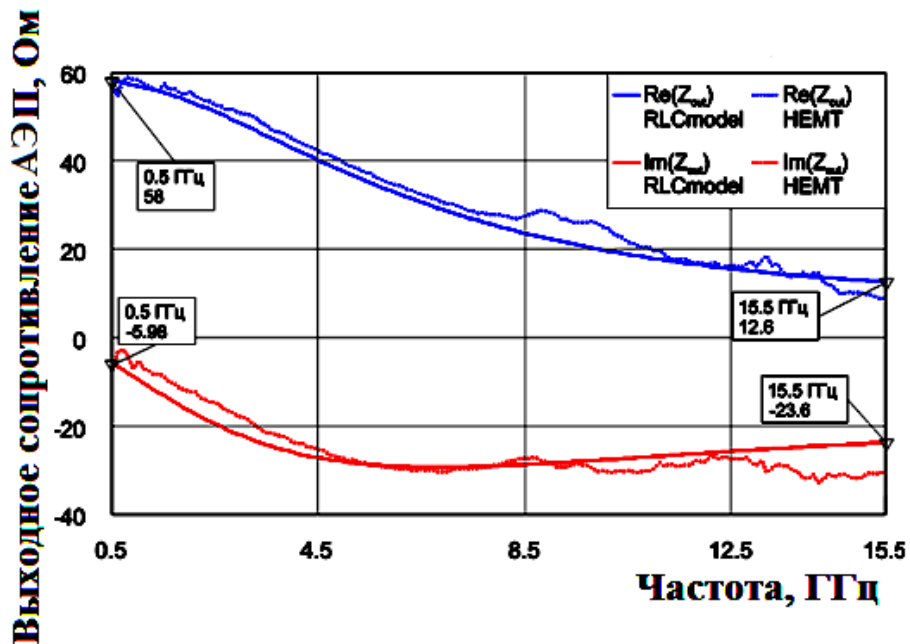


Рисунок 4.16 – Верификация выходного сопротивления АЭП

Важной характеристикой мощного СВЧ АЭП является зависимость выходной мощности от входной на фиксированной частоте при неизменных значениях напряжений питания и смещения, измеренная на экспериментальной установке (Рис. 4.2 б) и показанная на рисунке 4.17. Для сравнения на этом же графике приведены аналогичные зависимости для этого же транзистора, режим которого рассчитан по методике Ангелова.

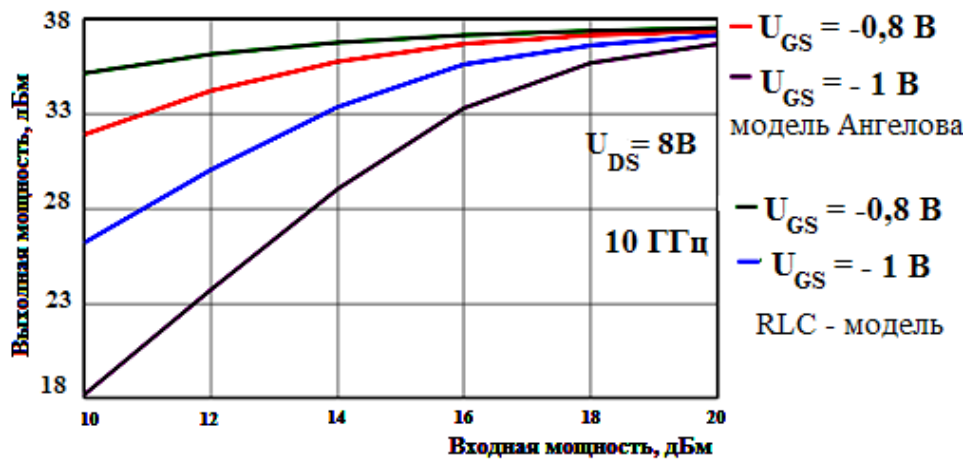


Рисунок 4.17 – Зависимости выходной мощности АЭП от мощности на его входе

Мощность насыщения мощного СВЧ АЭП не превышает 5 Вт. Коэффициент усиления по мощности уменьшается с частотой от 11,7 дБ до 7,5 дБ при рабочем смещении в минус 0,8 В. Соответствующие зависимости представлены на рисунке 4.18.

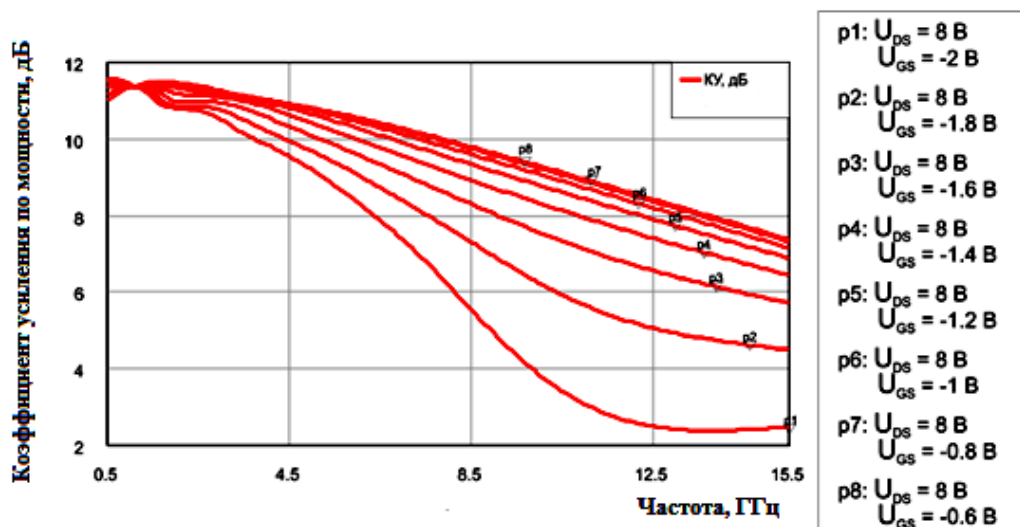


Рисунок 4.18 – Графики зависимости коэффициента усиления АЭП по мощности от частоты и смещения на затворе

На основании экспериментальных исследований отечественного АЭП была разработана модель, предложенная в главе 2 диссертационной работы, и проведено сравнение с широко используемой и упоминаемой в открытой печати нелинейной моделью Ангелова [133].

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 проведено 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.

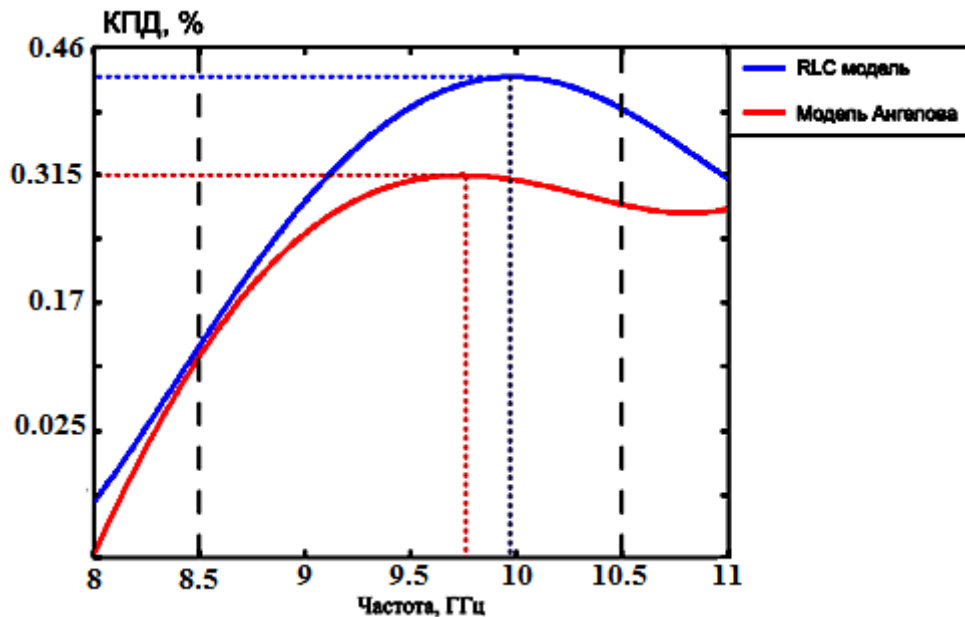


Рисунок 4.19 – Сравнение КПД СВЧ УМ

СВЧ УМ на основе модели Ангелова обладает на частоте 10 ГГц максимальной выходной мощностью 3,2 Вт и КПД 31 % при входной мощности 16 дБм. СВЧ УМ на основе предложенной в диссертационной работе модели обладает в тех же условиях максимальной выходной мощностью более 4 Вт и

КПД 45 %. Таким образом, предложенная нелинейная модель обеспечивает увеличение выходной мощности и КПД за счет более точного моделирования режима мощного СВЧ транзистора на тестовой плате.

С помощью критерия смешанной корреляции R^2 по выражению (2.59) 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 $R^2_M = 0,95$. 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.

Таким образом, в рамках диссертационной работы были верифицированы нелинейная модель мощного многосекционного транзистора фирмы ОАО “Светлана” (фотография транзистора представлена на рисунке 4.3), односекционного GaN транзистора TGF2023-2-01 (рисунок 4.4) и GaAs транзистора TGF2022-06 (рисунок 4.5) фирмы Triquint Semiconductor [91], которые послужили основой для разработки СВЧ УМ, представленного в следующем разделе.

4.1.3 Разработка усилителя мощности передающего тракта модуля

На основе методики, разработанной в главе 2, были составлены нелинейные модели транзисторов TGF2023-2-01 и TGF2022-06. Для верификации предложенного метода определения параметров мощных СВЧ транзисторов была осуществлена разработка УМ [186], полоса рабочих частот которого должна составлять 8,5 – 9,5 ГГц, выходная мощность не менее 15 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).

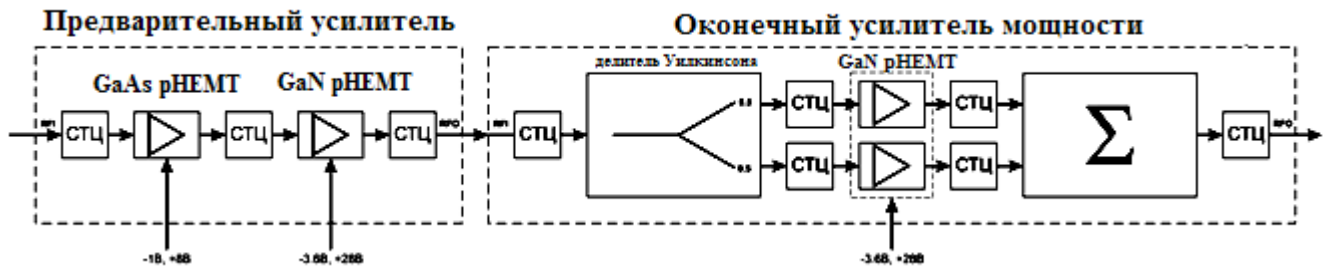


Рисунок 4.20 - Структурная схема усилителя мощности

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 TGF2023-2-02. Характеристики используемых транзисторов представлены в таблице 12.

Таблица 12 – 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

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 [187]. Особенностью GaN транзисторов является более высокое входное сопротивление, чем у GaAs с аналогичной выходной мощностью. Входные и выходные сопротивления,

полученные в результате моделирования односекционного TGF2023-2-01, показаны на рисунке 4.21.

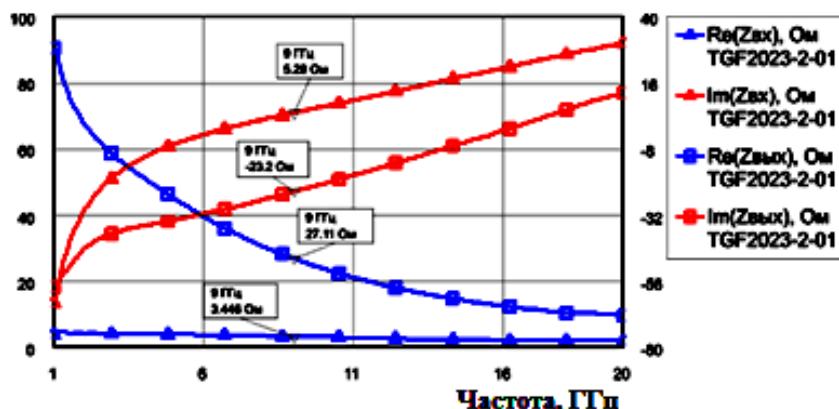


Рисунок 4.21 – Входное и выходное сопротивление TGF2023-2-01 с учетом влияния соединительных перемычек

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.

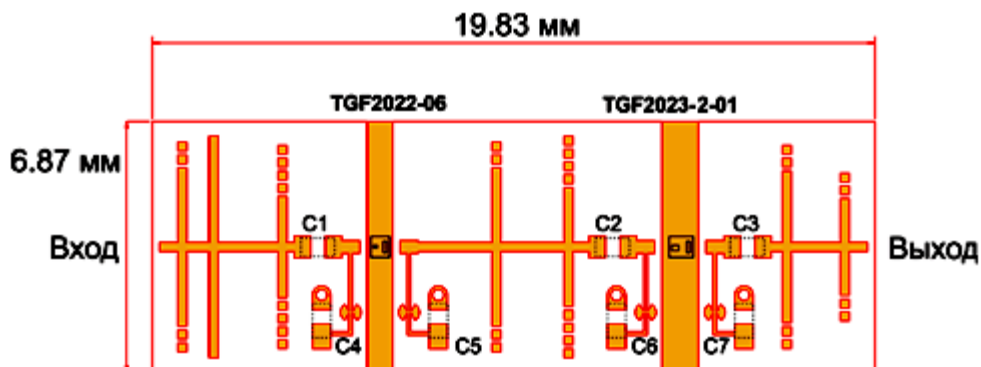


Рисунок 4.22 - Топология предварительного усилителя

Полоса рабочих частот усилителя составила 8,5 – 9,4 ГГц при неравномерности коэффициента усиления 0,5 дБ. Уровень выходного КСВН 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.

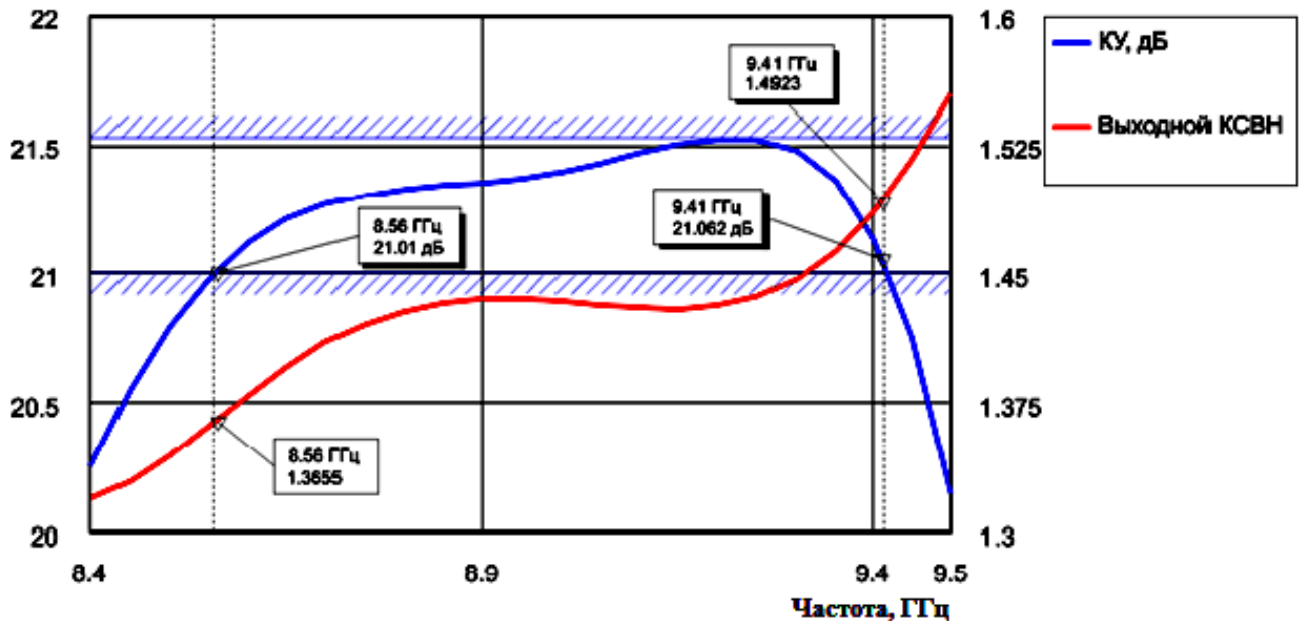


Рисунок 4.23 – Частотные характеристики предварительного усилителя

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 $B1(f)$:

$$K(f) = \frac{1 - |S_{11}(f)|^2 - |S_{22}(f)|^2 + |\Delta(f)|^2}{2|S_{12}(f)S_{21}(f)|}, \quad (4.2)$$

$$B1(f) = 1 + |S_{11}(f)|^2 - |S_{22}(f)|^2 - |\Delta(f)|^2, \quad (4.3)$$

$$\Delta(f) = S_{11}(f)S_{22}(f) - S_{12}(f)S_{21}(f). \quad (4.4)$$

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

$$K(f) > 1, \quad (4.5)$$

$$B1(f) > 0 \quad (4.6)$$

Как видно из расчетных соотношений (4.5), (4.6) и рисунка 4.24, предварительный усилитель устойчив во всем диапазоне рабочих частот.

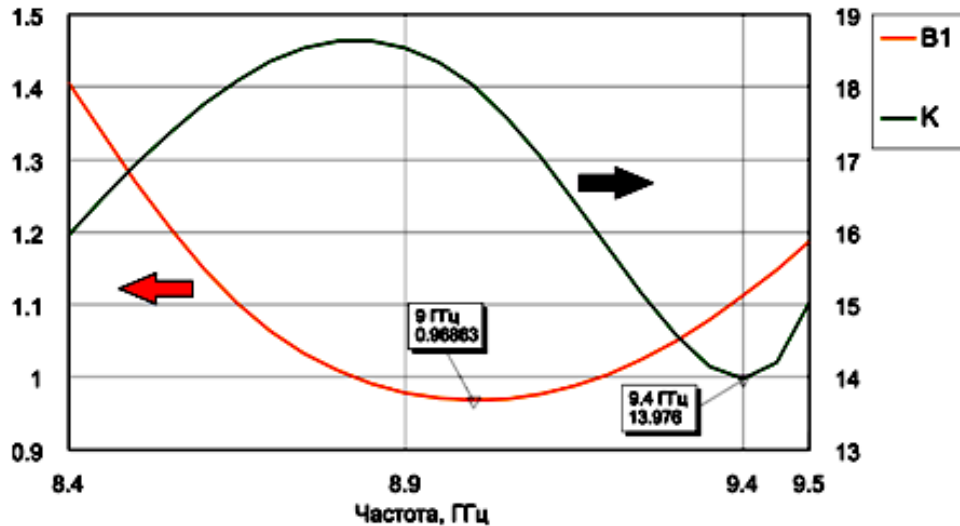


Рисунок 4.24 – Зависимость коэффициентов устойчивости предварительного усилителя от частоты

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

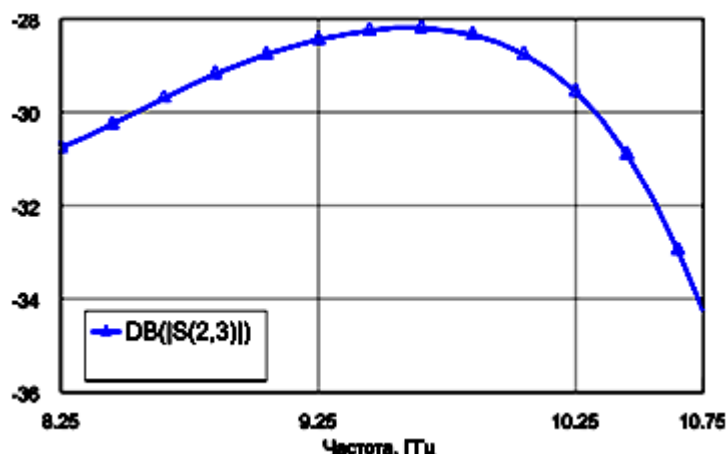


Рис. 4.25 - Развязка между выходами мостовой схемы деления

Входные СТЦ в оконечном усилителе мощности объединены с КДСМ и представляют собой параллельные трансформаторы, компенсирующие индуктивный характер входных сопротивлений 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.

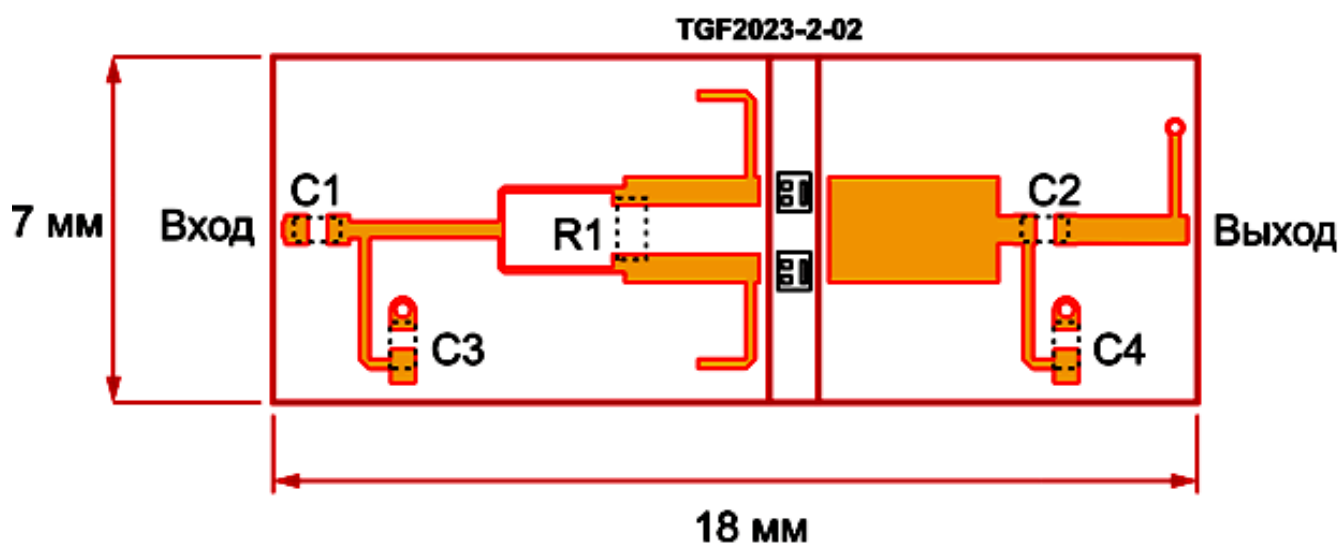


Рисунок 4.26 - Топология оконечного усилителя мощности

Результаты моделирования усилителя мощности представлены на рисунках 4.27 и 4.28.

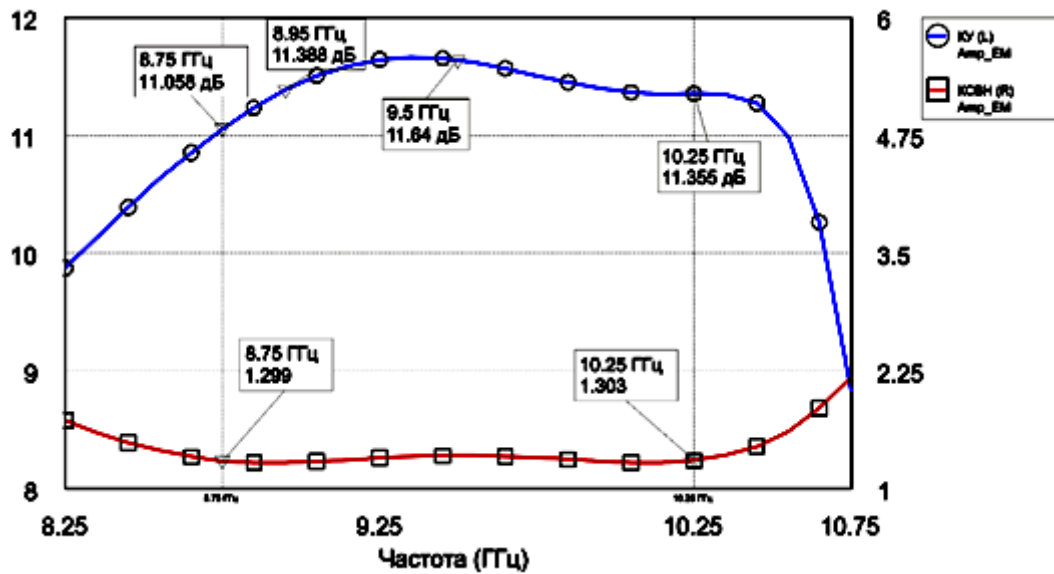


Рисунок 4.27 - Частотные характеристики оконечного усилителя мощности

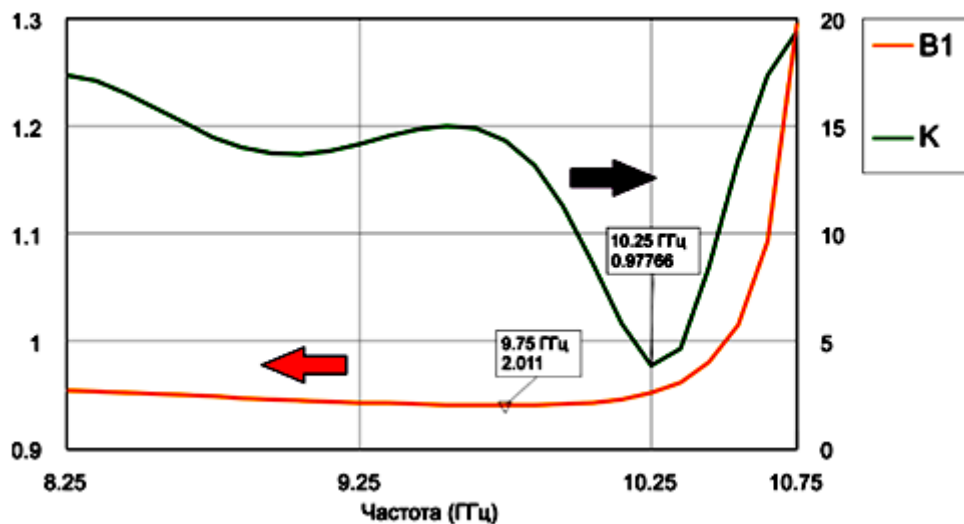


Рисунок 4.28 - Зависимость коэффициентов устойчивости оконечного усилителя мощности от частоты

Рабочая полоса частот составила 8,75-10,5 ГГц. Коэффициент усиления в полосе составил 11,1-11,64 дБ (неравномерность 0,54 дБ). Максимальная выходная мощность составила 15,6 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.

4.1.4 Результаты экспериментальных исследований 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 13.

Таблица 13 – 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·°С	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.

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.

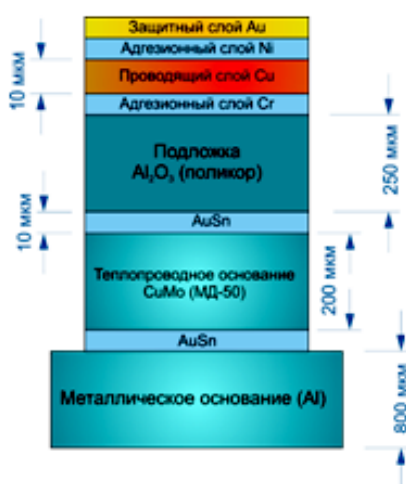


Рисунок 4.29 – СВЧ плата усилителя мощности

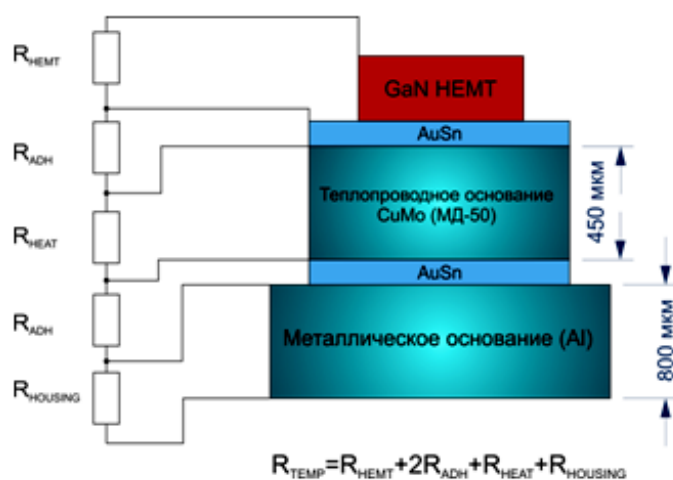


Рисунок 4.30 – Технология посадки мощного GaN транзистора

Транзистор соединяется с подводящими линиями посредством перемычек. Материалом соединительных перемычек, характеристики которых представлены в таблице 14, выступает золото. Также перемычки используются для соединения контактных площадок питания и смещения транзисторов с выводами питания на корпусе.

Таблица 14 – 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 [188]:

$$Z_0(w_{\Pi}, h_{\Pi}, e_{\Pi}) = \frac{60}{\sqrt{e_{\Pi}}} \ln \left(\frac{8h_{\Pi}}{w_{\Pi}} + \frac{0.25w_{\Pi}}{h_{\Pi}} \right) \text{ для } \frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} \leq 1, \quad (4.7)$$

$$Z_0(w_{\Pi}, h_{\Pi}, e_{\Pi}) = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{e_{\Pi}}}}{\frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} + 1.444 \right)} \text{ для } \frac{w_{\Pi}}{h_{\Pi}} \geq 1, \quad (4.8)$$

$$w_{\Pi} = (n - 1)D, \quad (4.9)$$

$$L_e = \frac{nZ_0}{300}, \quad (4.10)$$

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

n – количество параллельных перемычек;

D – расстояние между перемычками, мм;

h_{Π} – 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 переключателей позволяет улучшить входной КСВ и общий коэффициент усиления, но сужает рабочую полосу УМ. Диаметр и материал переключателей подбирались 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 переключателях 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 15.

Таблица 15 – Тепловые параметры усилителя мощности

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

Таблица 16 – 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

Технология посадки 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, мм².

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 [91]:

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

Результаты теплового расчета сведены в таблицу 17.

Таблица 17 – Результаты теплового расчета

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

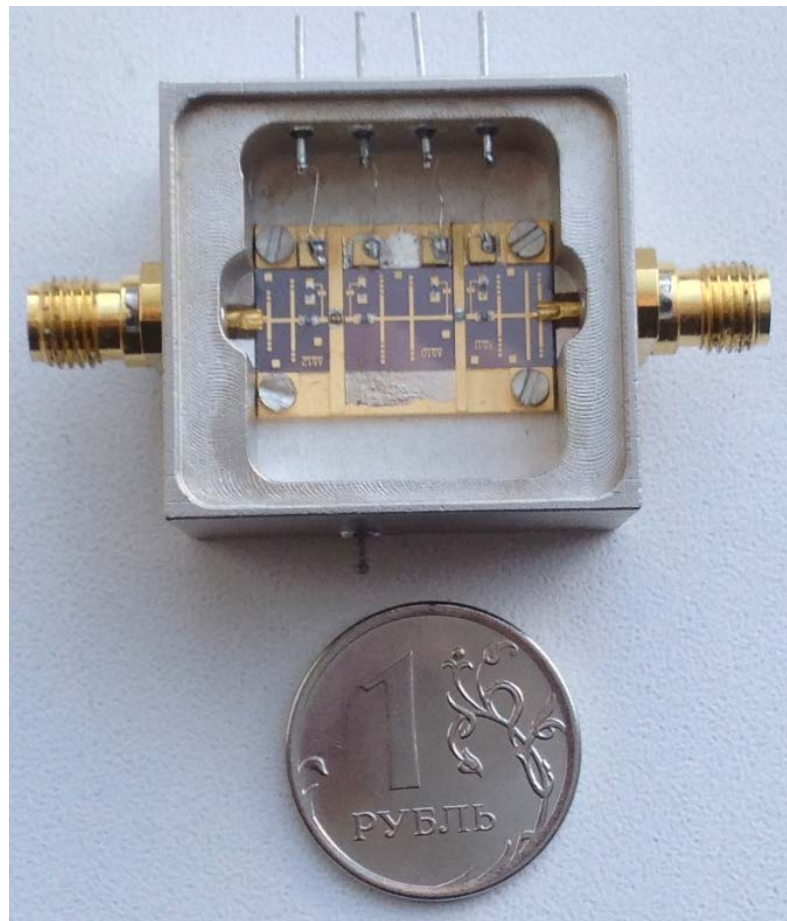


Рисунок 4.31 – Фотография разработанного СВЧ усилителя мощности

Измерение характеристик УМ проводилось на контрольно-измерительной аппаратуре (КИА), структурная схема подключения которого представлена на рисунке 4.2 б), только АЭП в данном случае это СВЧ усилитель мощности. Частотные характеристики разработанного УМ получили хорошее согласование с результатами моделирования, что говорит о корректности предложенной нелинейной 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 составил 47%.

4.1.5 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 напряжения плюс 28 В

бортового источника необходимые для модуля ЦАР уровни напряжений (плюс 5 В, плюс 3,3 В, плюс 1,8 В). 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 0,45 В необходима для корректной работы ССЧ в составе передающего тракта модуля ЦАР. Внешний вид платы формирования тактовых импульсов представлен на рисунке 4.32.

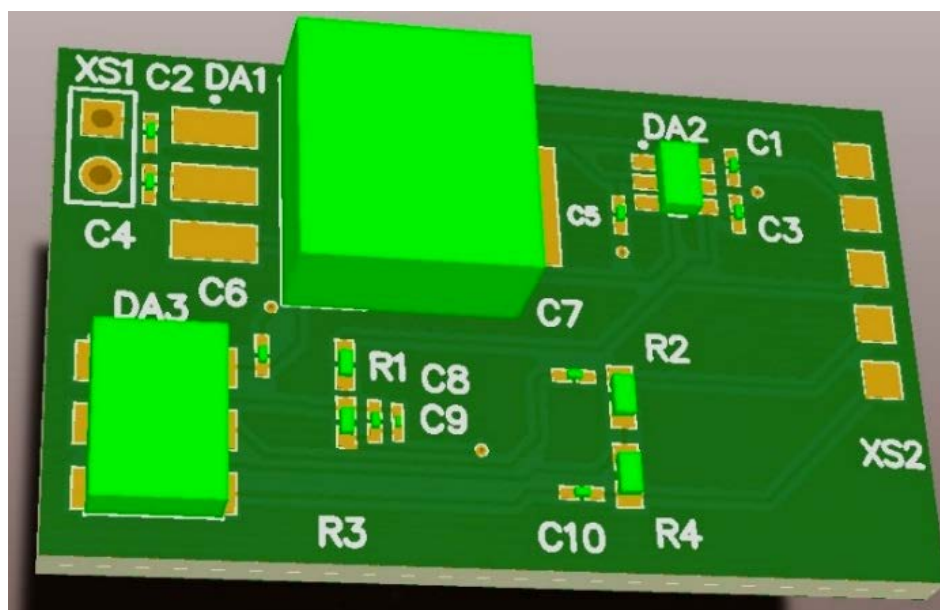


Рисунок 4.32 – Внешний вид платы формирования тактовых импульсов

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

Важным элементом передающего тракта модуля ЦАР является ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ, совмещенный с КМ. В состав ССЧ также входит микроконтроллер с 348-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 18.

Таблица 18 – 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 ЦАП 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 19.

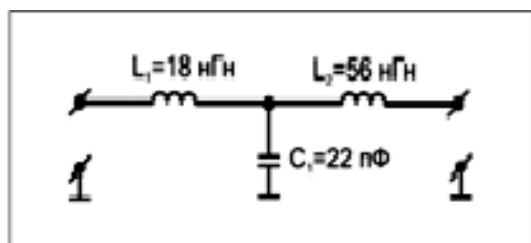
Таблица 19 – Характеристики выбранного ЦАП

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

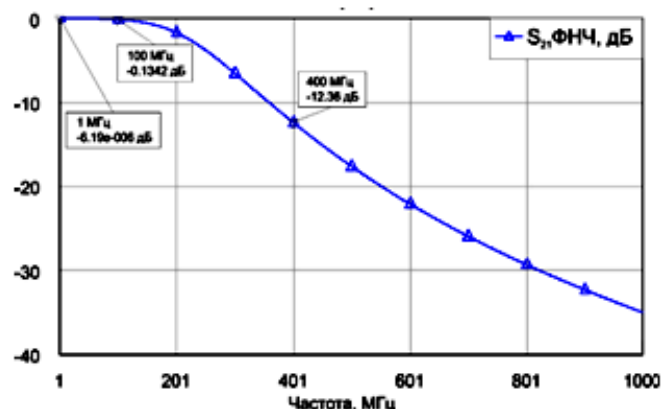
Частота дискретизации ЦАП равна 100 МГц и задается частотой следования импульсов внешнего генератора тактовых импульсов, поступающих на дифференциальные контакты CLK_N и CLK_P микросхемы ЦАП. Входными данными для ЦАП выступают два десятиразрядных слова (I и Q), представленные в параллельном формате данных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

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. Схема и амплитудно-частотная характеристика фильтров показана на рисунке 4.33.



а)



б)

Рисунок 4.33 – Фильтр на выходе ЦАП а) схема б) АЧХ

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 4.34.

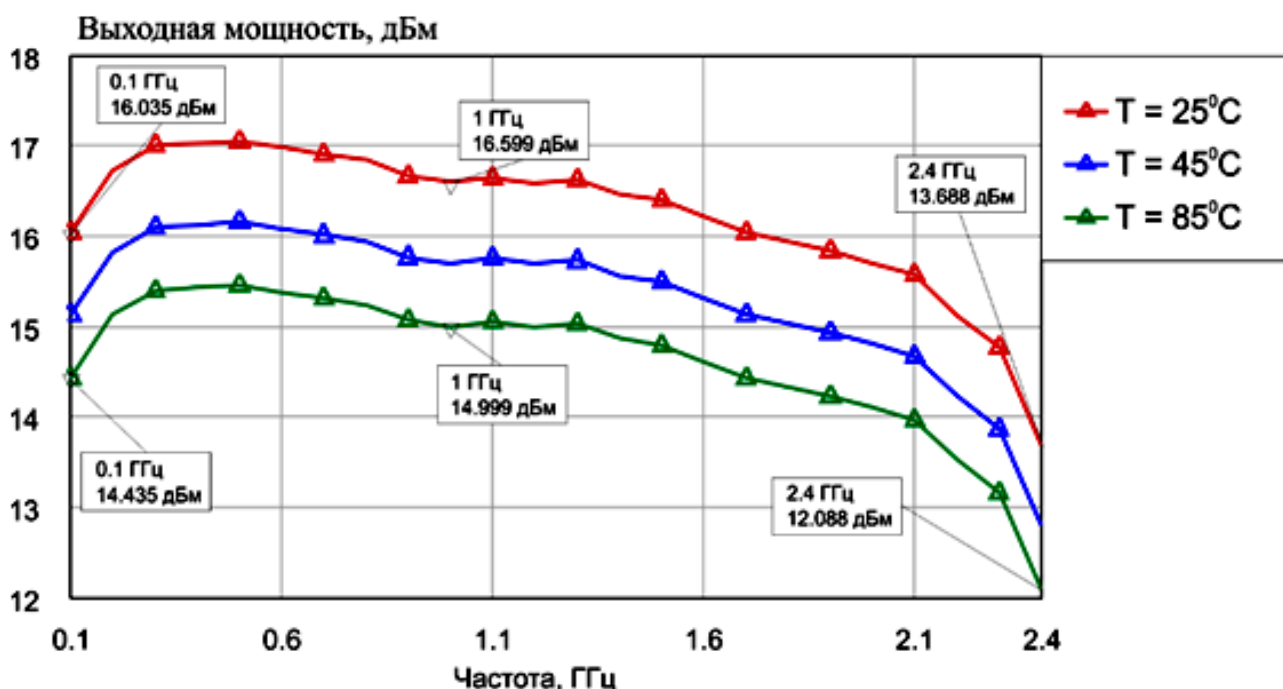


Рисунок 4.34 – Зависимость выходной мощности передающего тракта модуля ЦАР от температуры корпуса ССЧ

Плата передающего тракта модуля состоит из трех слоёв – двух сигнальных и одного общего. 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 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 4.35.

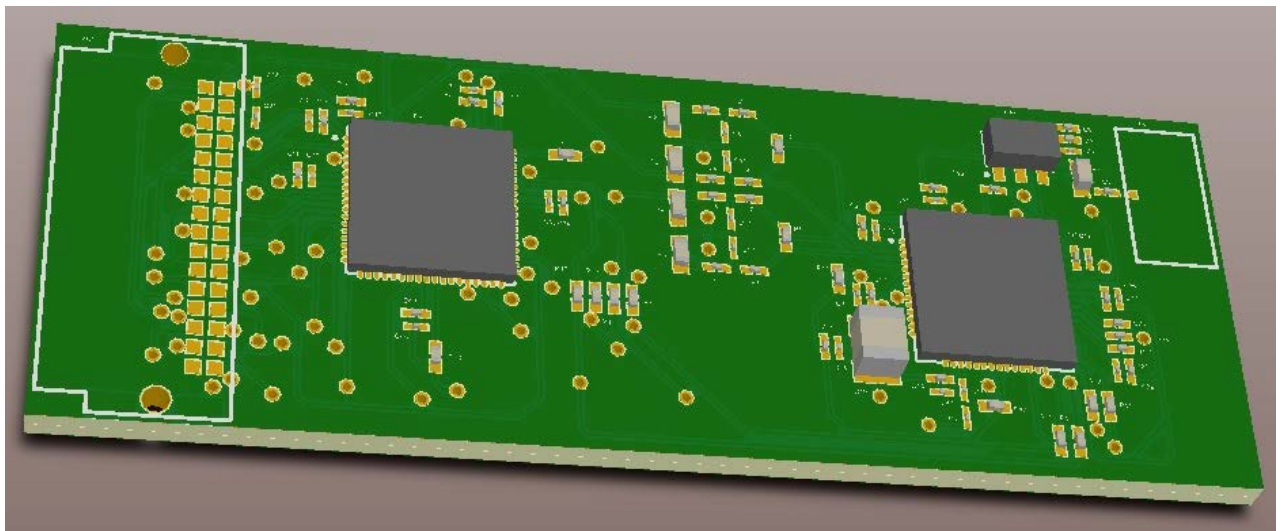


Рисунок 4.35 – Внешний вид платы цифровой части передающего тракта модуля

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 $V_{p-p} = 1$ 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 VSM 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 4.36.

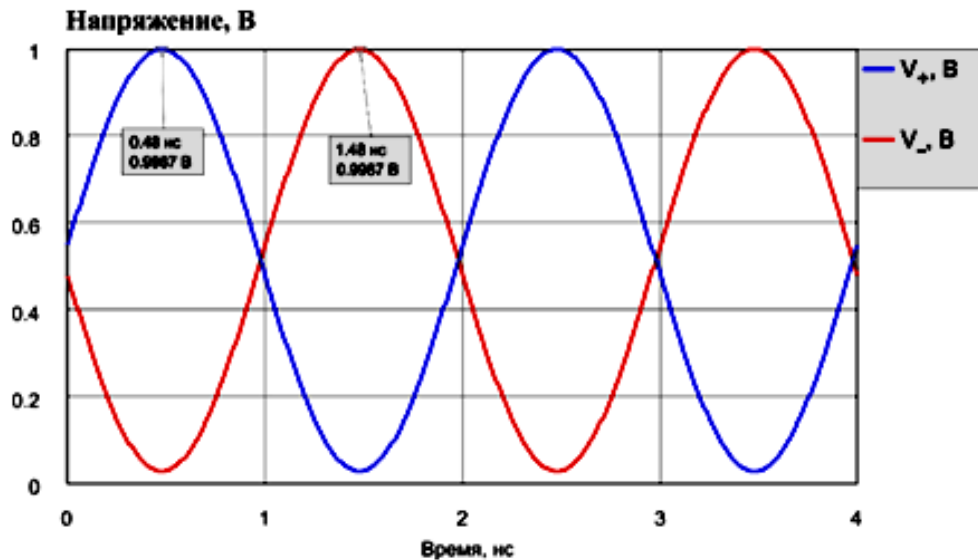


Рисунок 4.36 – Эпюры напряжений на дифференциальном входе АЦП

Плата цифровой части приёмного тракта модуля ЦАР состоит из трех слоёв – двух сигнальных и одного заземлённого. Габаритные размеры платы составили 15×45 мм. Внешний вид печатной платы представлен на рисунке 4.37.

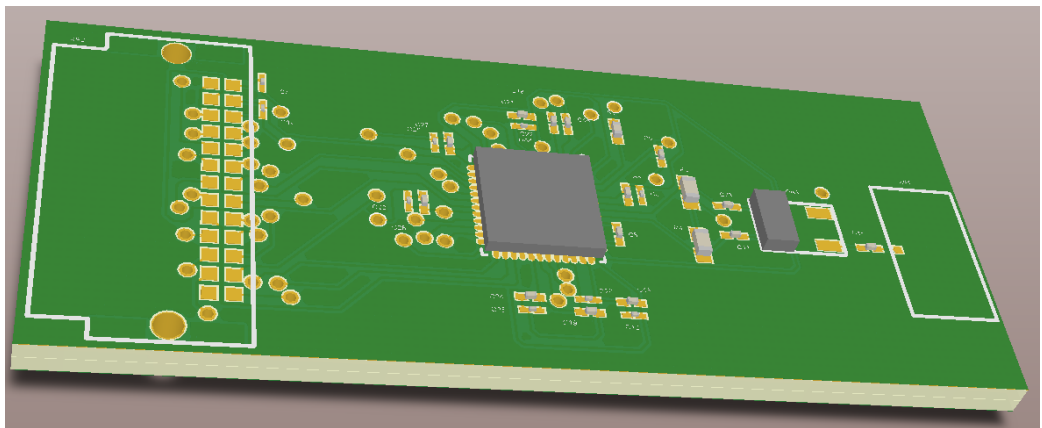


Рисунок 4.37 – Внешний вид платы цифровой части приёмного тракта модуля

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.

Конечная стоимость модуля ЦАР определяется рядом факторов – технологией, частотным диапазоном, уровнем выходной мощности и т.д. Для примерной 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, представленных в этом разделе. Общая смета расходов включала в себя закупку всех элементов, монтаж на печатные платы, а также корпусирование. Общая стоимость модуля составила 15180 рублей. Наибольший вклад в общую стоимость модуля вносит АЦП, позволяющий оцифровывать сигнал на частотах вплоть до 3 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.

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%. Предложенные топологии передающего и приёмного тракта модуля ЦАР обладают малыми массогабаритными характеристиками, а также низкой стоимостью, что позволяет использовать структуру модуля в ЦАР бортовых РЭС.

Необходимо отдельно отметить роль антенного излучателя в структуре ЦППМ и влияние его параметров на характеристики модуля и всей ЦАР. Если

модуль должен обладать сверхширокополосностью, то и излучатель проектируется, как сверхширокополосный [189]. Для космических применений необходим малогабаритный двухполяризационный волноводный излучатель с высокой развязкой между каналами [190] или излучатель с вращающейся поляризацией [191]. Тенденцией последних лет является интеграция антенны в корпус модуля – это неизбежный этап при переходе к конформным ЦАР [7,8].

Актуальным является также использование в модулях элементов СВЧ-фотоники [192 – 194], однако это еще более дорогостоящее в настоящее время оборудование, по-сравнению даже с цифровой элементной базой, а ряд нерешенных в этой области проблем тормозят внедрение фотоники в бортовые РЭС.

4.2 Экспериментальные исследования цифрового диаграммообразования и модели калибровки цифровых антенных решеток

Настоящий раздел посвящен натурному моделированию процессов цифрового диаграммообразования, принципов обработки и использования полученных экспериментальных результатов, а также проверке сходимости предложенного в 3 главе алгоритма калибровки ЦАР. На основе этого анализа разработаны методики и создана экспериментальная установка для натурного моделирования и измерения характеристик цифровых антенных систем с пространственно-временной обработкой сигнала в научно-производственном центре радиоинформационной метрологии МАИ (НПЦ РИМ МАИ). Центр создан в 2012 году, когда МАИ, как национальный исследовательский университет, приобрел уникальное оборудование, и на факультете радиоэлектроники летательных аппаратов появился автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс (АИВК) на базе экранированной безэховой камеры (БЭК) [195], позволяющий проводить измерения радиотехнических характеристик антенн и антенных систем в диапазоне частот от 0,8 до 40 ГГц.

4.2.1 Описание экспериментальной лаборатории на базе безэховой камеры

Измерения характеристик антенн традиционно проводятся на антенных полигонах, где пытаются обеспечить условия работы в дальней зоне, даже для больших АР. Основной трудностью при проведении экспериментальных исследований таким способом является многолучевой характер распространения радиоволн, обусловленный влиянием подстилающей поверхности – земли. В результате связь между измеряемой и измерительной антеннами осуществляется не только прямым лучом, соединяющим их фазовые центры, но и лучом, отраженным от поверхности земли.

Использование безэховых камер позволяет резко сократить или полностью исключить натурные испытания на полигонах, что приводит к значительной экономии средств и времени на разработку сложной радиотехнической аппаратуры. В МАИ построена БЭК с экранированными дверями и помещением для рабочих мест (РМ) операторов, объем помещения БЭК равен 325,7 м³; размеры 9,28м × 9м × 3,9м.

Для определения экранирования БЭК использовалась «Методика проведения инструментальной аттестации экранированной камеры», а также ГОСТ 30373-95/Р 50414-92 «Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование для испытаний. Камеры экранированные. Классы, основные параметры и методы испытаний.», принятый Межгосударственным Советом по стандартизации, метрологии и сертификации. Выполнены следующие измерения: определение энергетического динамического диапазона измерительной установки, измерение коэффициента передачи экранирующих конструкций. После обработки и анализа результатов измерений установлен коэффициент экранирования всей БЭК [196].

Для реализации требуемого коэффициента безэховости применено радиопоглощающее покрытие (РПП) ВБР-3-0,8/40-10, разработанное и изготовленное Российскими специалистами (ФГУП ВИАМ, ФГУП ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга). РПП состоит из нескольких плоских слоев

диэлектрических материалов, имеющих гладкую поверхность, что позволило монтировать его на стенах и потолке БЭК. Покрытие является абсолютно негорючим, что обеспечивает безопасность работ в камере. Материал сформирован в параллелепипеды и упакован в специальную диэлектрическую пленку. Блоки имеют небольшой вес, могут легко располагаться на полу и убираться, когда в помещении происходит монтаж измерительной установки. Такой материал незаменим для создания измерительных лабораторий в небольших помещениях (Табл. 20).

Таблица 20 – Параметры БЭК

Частотный диапазон	800 МГц – 40 ГГц
Коэффициент ослабления (экранирования) БЭК и дверей БЭК, не менее	90 дБ на частотах от 400 МГц до 40 ГГц
Коэффициент безэховости (уровень отраженного сигнала) при нормальном падении плоской волны и при падении плоской волны под углом 45°, не более	минус 30 дБ на частотах от 1 ГГц до 40 ГГц; минус 20 дБ на частотах от 0,8 ГГц до 1 ГГц
Электрогерметичный экран	состоит из стальных панелей, соединенных методом сварки

Для проведения автоматизированных измерений параметров антенн разработано специализированное программное обеспечение. Оно позволяет осуществлять: автоматизированный сбор данных с измерительных приборов; управление измерительными приборами и приводами смещений, как во время проведения автоматизированных измерений параметров антенн, так и вне автоматизированных измерений; обработку данных, расчет параметров измеряемых антенн; визуализацию и систематизацию результатов измерений и анализа параметров антенн. Также обеспечена возможность автоматизированной проверки работоспособности АИВК с выводом отчёта о состоянии физических устройств и систем программной части. Фотография БЭК с потолком и стенами, покрытыми РПП, представлена на рисунке 4.38, помещение с рабочими местами операторов показано на рисунке 4.39.



Рисунок 4.38 – Безэховая камера



Рисунок 4.39 – Рабочие места операторов

Лабораторный комплекс обеспечивает проведение автоматизированных измерений радиотехнических характеристик антенн, антенных систем и СВЧ устройств в указанном диапазоне частот, в ближней и дальней зоне в том числе:

- амплитудных диаграмм направленности (ДН) антенн с линейной и эллиптической поляризациями, при этом учитывается кроссполяризация составляющая при измерениях характеристик антенн с двумя ортогональными поляризациями [197];
- фазовых ДН антенн с линейной и эллиптической поляризациями;
- амплитудных распределений по апертуре антенны, АР;
- фазовых распределений по апертуре антенны, АР;
- коэффициентов усиления (КУ) АР, антенн с линейной и эллиптической поляризациями [198 – 200];
- коэффициентов эллиптичности антенн с эллиптической поляризацией;
- координат фазового центра антенн, АР;
- коэффициента стоячей волны по напряженности поля (КСВН) антенн и СВЧ устройств;
- измерение характеристик рассеяния объектов сложной формы [201 – 202].

Антенные измерения проводятся с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ).

Для исследования амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля в раскрыве исследуемых антенн в ОАО «Волжский электромеханический завод» (ВЭМЗ) изготовлен планарный четырехкоординатный сканер с характеристиками, представленными в таблице 21. Внешний вид сканера показан на фотографии рисунка 4.40. Планарное сканирование с использованием набора тестовых антенн позволяет проводить измерения характеристик антенн и антенных решеток в ближней зоне; также сканер был использован в представленной работе для моделирования и исследования процессов цифрового диаграммообразования.

Таблица 21 – Характеристики сканера

Размер рабочей зоны сканера, не менее, м	1,5 x 1,5 x 1
Число программно управляемых координат сканера, не менее	4 (X, Y, Z, P)
Точность позиционирования антенны-зонда сканера по линейным координатам, мм	$\pm 0,1$
Точность позиционирования антенны-зонда сканера по угловым координатам, град	$\pm 0,15$



Рисунок 4.40 – БЭЖ с планарным сканером

Для размещения и кругового движения антенн и антенных решеток при измерениях пространственных диаграмм направленности и поляризационных характеристик в дальней зоне, как показано на схеме рисунка 4.41, используется

опорно-поворотное устройство (ОПУ) с характеристиками, представленными в таблице 22.

Таблица 22 – Характеристики ОПУ

Максимальная нагрузка на ОПУ, кг/м ²	до 80
Максимальная нагрузка на стол ОПУ, кг/м ²	до 200 / 4
Приспособление для крепления малоразмерных антенн, нагрузка, кг/м ²	до 15 / 0,5
Число программно-управляемых координат ОПУ	3 (AZ, EV, P)
Точность позиционирования, град	± 0,15 для AZ; EV; ± 0.15 для P
ОПУ по линейной координате Z, мм	± 0,1

АИВК оборудован системами жизнеобеспечения, видеонаблюдения и контроля доступа. Аппаратура для проведения автоматизированных измерений находится в отдельном экранированном помещении (Рис. 4.42).

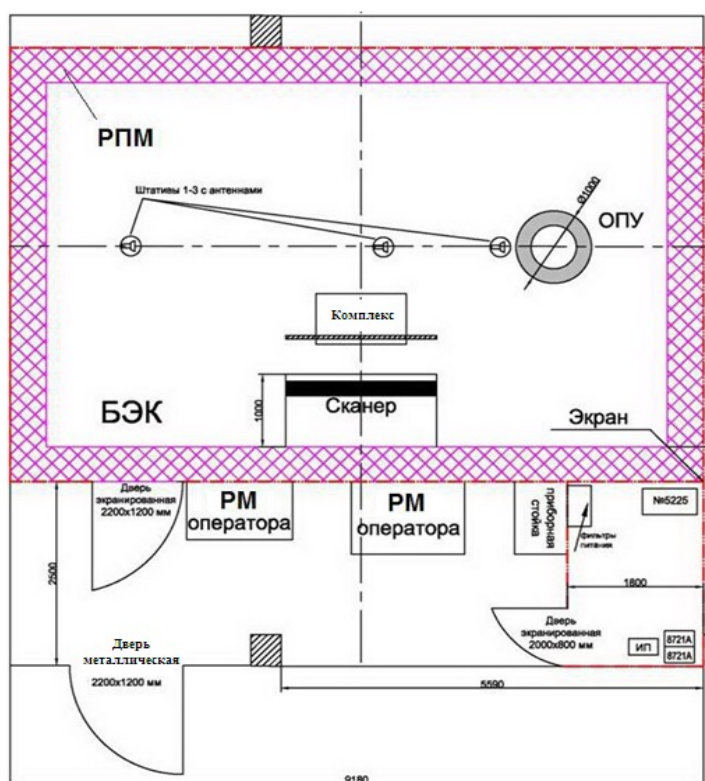


Рисунок 4.41 – Схема АИВК



Рисунок 4.42 – Аппаратное помещение

Для АИВК сотрудниками центра разработаны методики проведения антенных измерений с учетом новейших технических решений, примененных в

комплексе. Эти решения позволяют проводить измерения характеристик антенных систем в полосе 800 МГц ÷ 40 ГГц за один цикл, без дополнительной перенастройки аппаратуры в полностью автоматическом режиме [203].

В качестве примера на рисунке 4.43 представлена схема измерительной установки для исследования характеристик направленности антенных решеток, размер дальней зоны которых составляет десятки метров. Установка реализует все возможности исследований характеристик таких АР в их ближней зоне.

Результаты измерений поступают в персональный компьютер (ПК) и могут быть использованы, как для составления протоколов, так и для продолжения расчетов или моделирования.

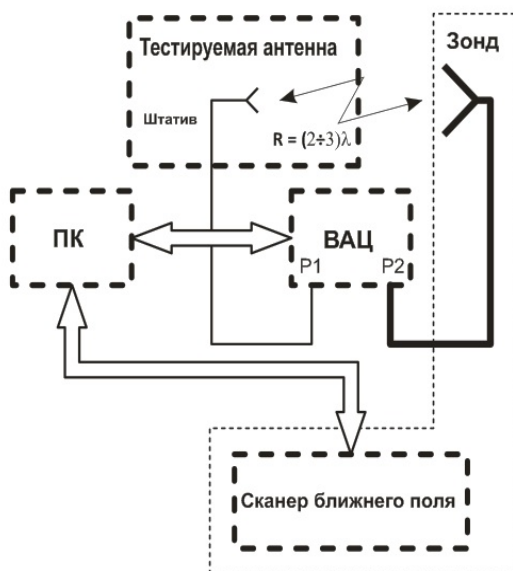


Рисунок 4.43 – Схема измерительного стенда

Рисунок 4.44 – АР перед сканером в БЭК

Для демонстрации возможностей планарного сканирования можно привести результаты измерения амплитудно-фазового распределения волноводно-щелевой антенной решетки (ВЦАР) миллиметрового диапазона длин волн, для которой размер дальней зоны составляет 73 метра. Тем не менее она была исследована на установке с помощью сканера (Рис. 4.44) и амплитудное распределение в плоскости сканирования в ближней зоне показано на рисунке 4.45. На рисунке 4.46 показано это же распределение в трехмерном представлении, что возможно с

помощью программного обеспечения АИВК. При необходимости можно использовать и фазовое распределение.

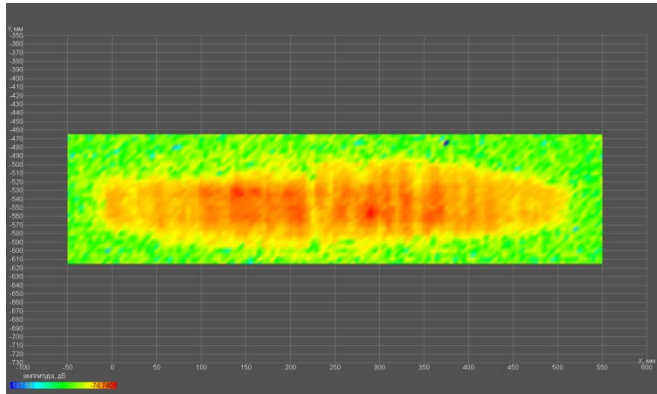


Рисунок 4.45 – Амплитудное распределение

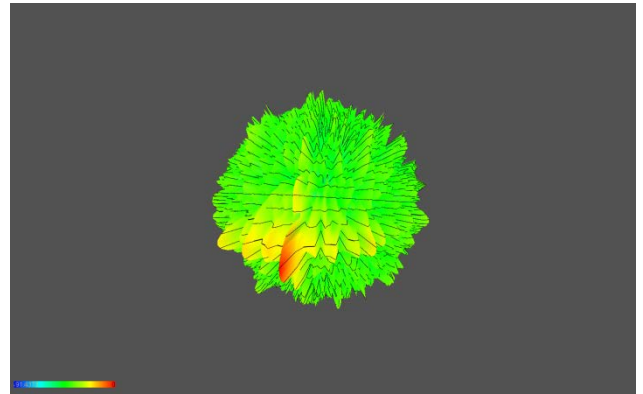


Рисунок 4.46 – Трехмерное представление амплитудного распределения

Пересчет в дальнюю зону производится с помощью известных алгоритмов [204]. Результаты пересчета экспериментальных распределений в дальнюю зону в виде амплитудных ДН АР миллиметрового диапазона показаны на рисунке 4.47 и рисунке 4.48.

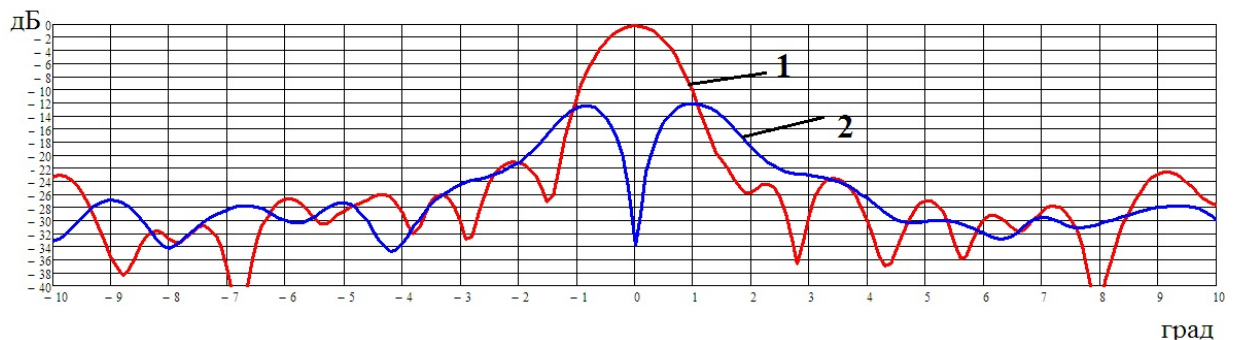


Рисунок 4.47 – ДН в азимутальной плоскости: 1-суммарный канал АР; 2-разностный канал.

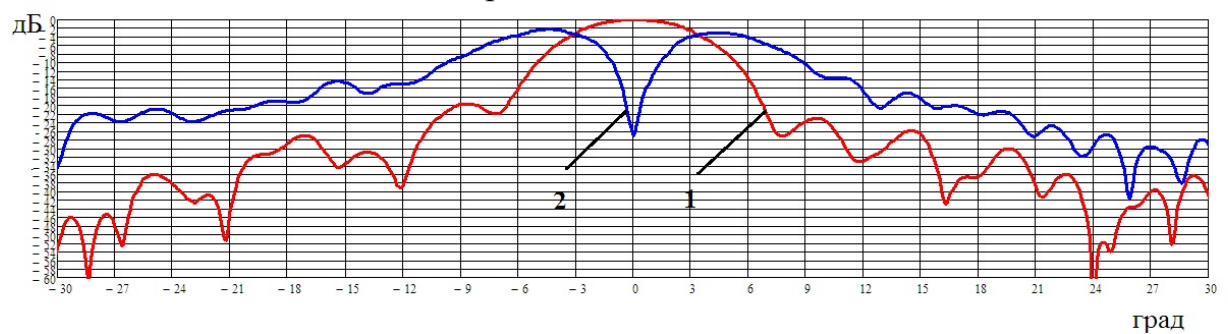


Рисунок 4.48 – ДН в угломестной плоскости: 1-суммарный канал АР; 2-разностный канал.

Точность пересчёта результатов измерений планарного сканирования в угловые координаты составляет $0,1^\circ$.

На этих установках были проведены эксперименты, позволившие подтвердить основные теоретические выводы, полученные в предыдущих главах, касающиеся возможностей ЦДО и вопросов точности предложенного устройства калибровки ЦАР.

4.2.2 Результаты экспериментальных исследований цифрового диаграммообразования в лаборатории на базе безэховой камеры

Для понимания процесса цифрового формирования диаграммы направленности и подтверждения возможностей ЦДО в безэховой камере собрана экспериментальная установка, схема которой показана на рисунке 4.49, позволяющая воспроизводить процесс пеленгации с помощью ЦАР и расчет углового положения имитатора цели. Исследования представляли собой дискретные измерения комплексного коэффициента передачи с помощью векторного анализатора цепей N 5225 А между передающей антенной QR 2000 (Рис. 4.50 а) и каждым элементом приемной линейной решетки, которая моделировалась линейным перемещением вдоль оси X измерительного зонда SH 4000 или SH 800 (Рис. 4.50 б), в) на антенном позиционере – планарном сканере. Излучатель, имитирующий пеленгуемую цель, устанавливался в дальней зоне виртуальной приемной антенной решетки.

Измерения проводились на несущих частотах 3 ГГц и 10 ГГц, полоса приёмника ВАЦ для моделирования различного соотношения сигнал/шум устанавливалась равной 1 кГц и 10 кГц.

Применяемые антенны:

- SH 4000 – частотный диапазон 4.0 .. 40.0 ГГц
- QR 2000 – частотный диапазон 2.0 .. 18.0 ГГц
- SH 800 – частотный диапазон 0.8 .. 12.0 ГГц

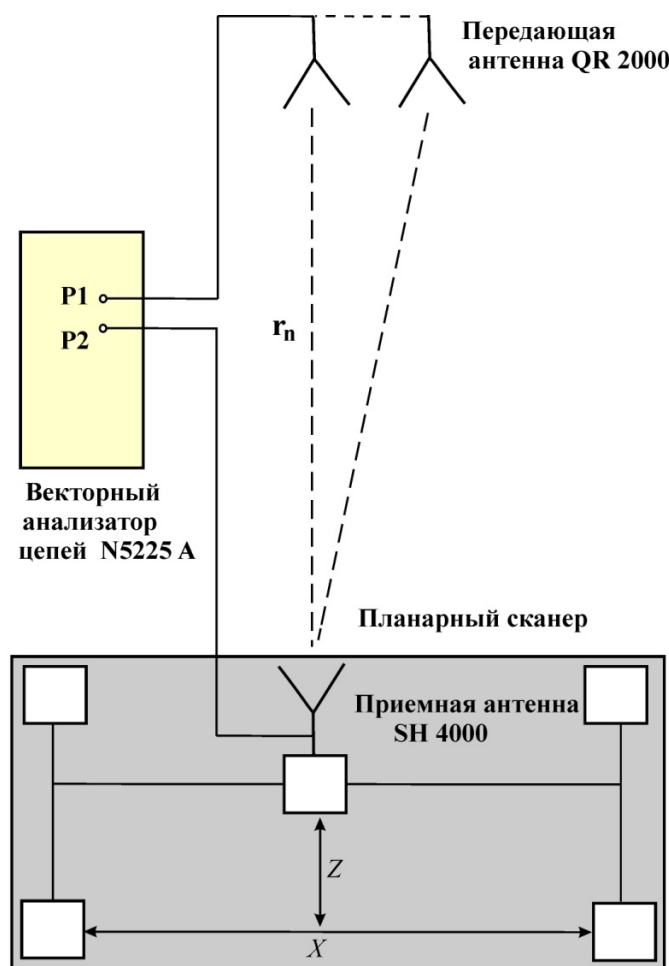


Рисунок 4.49 – Схема экспериментальной установки в БЭЖ



а)



б)



в)

Рисунок 4.50 – Измерительные антенны:

а) QR 2000; б) SH 4000; в) SH 800

Пример расположения антенны SH 4000 на позиционере планарного сканера показан на рисунке 4.51. Для случаев, когда отношение С/Ш необходимо было увеличить, применялось укрытие позиционера радиопоглощающим материалом (Рис. 4.52).

Передающая антенна устанавливалась напротив центрального положения элемента приемной цифровой апертуры, т.е. центрального положения антенны на планарном подвижном сканере. Проводилось измерение комплексного коэффициента передачи между двумя антеннами в зависимости от геометрического положения приёмной антенны по оси X при согласованной

поляризации. Перед этим проводилась полная двухпортовая SOLT калибровка на каждой измеряемой частоте. Измерения повторялись для нескольких уровней мощности передатчика и разных полос приёмника; устанавливалась вертикальная поляризация.



Рисунок 4.51 – Антенна SH 4000 на сканере

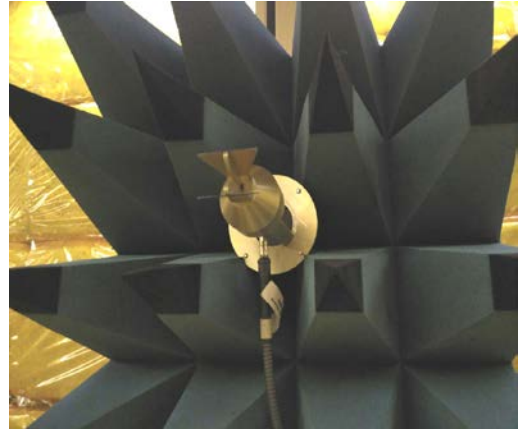


Рисунок 4.52 – Антенна SH 4000 с РПМ

На первом этапе была выбрана рабочая частота $f=3$ ГГц, приемная антенна на сканере перемещалась с шагом равным $\lambda/2$, пройдя расстояние 40 см. Дальняя зона для АР с аналогичными параметрами составляет 320 см, а в эксперименте излучающая антенна, имитирующая цель, располагалась на расстоянии более, чем 325 см от сканера.

В результате измерений были получены выборки амплитудного и фазового распределения вдоль плоскости виртуальной антенны, представленные соответственно на рисунках 4.53 и 4.54.

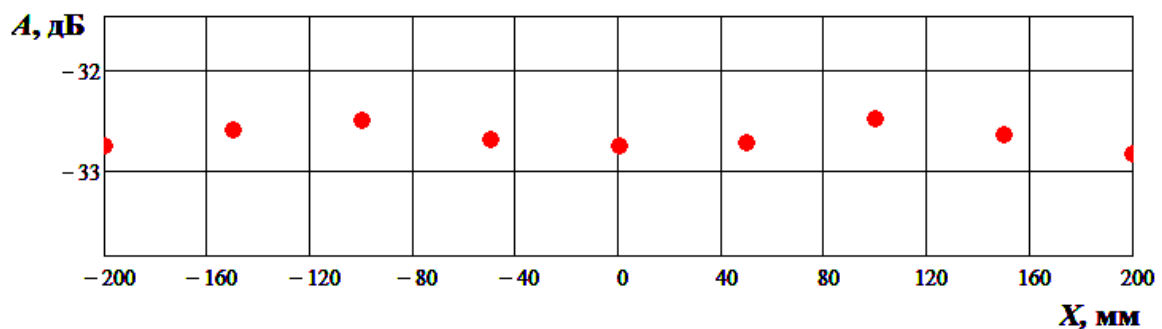


Рисунок 4.53 – Выборка амплитудного распределения ЦАР

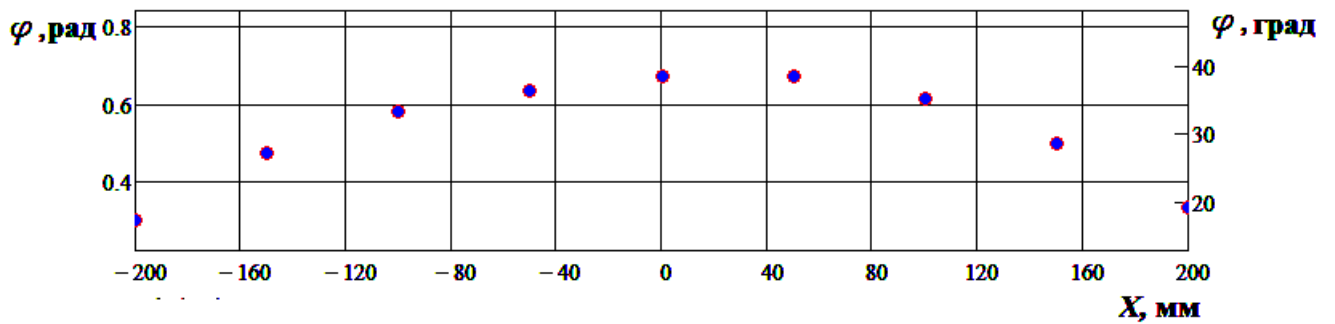


Рисунок 4.54 – Выборка фазового распределения ЦАР

Был составлен алгоритм и написана программа (Приложение Б) для определения угла прихода сигнала. Для этого сначала восстанавливался комплексный сигнал по измеренным данным

$$s_n = A_n \cdot \exp(j \cdot \varphi_n), \quad (4.13)$$

где A_n и φ_n соответственно значения выборок амплитуды и фазы принятого сигнала для n -го положения элемента моделируемой антенной решетки. Далее применяется алгоритм быстрой свёртки принятого сигнала s_n со всеми возможными сигналами, $s_{et}(\alpha_i)$ принятыми со всех возможных направлений α_i

$$s_n * s_{et}(\alpha_i) = \frac{1}{N} \sum \text{IDFT}[(\text{DFT}(s_n))^* \cdot (\text{DFT}(s_{et}(\alpha_i)))], \quad (4.14)$$

где $\text{DFT}(x)$ – дискретное преобразование Фурье от выборки x ; $\text{IDFT}(X)$ – обратное дискретное преобразование Фурье от выборки X ; $x^* = \text{Re } x - j \cdot \text{Im } x$ – комплексное сопряжение; N – число элементов виртуальной ЦАР, в эксперименте равно 9, т.е. числу положений измерительной антенны на сканере.

Задавшись углом обзора $\theta = -\pi/2 \dots \pi/2$ с шагом 1° , рассчитаем взаимнокорреляционную функцию (ВКФ), которую для наглядности представим в виде цветовой диаграммы (Рис. 4.55), где наибольшая корреляция изображается более светлым тоном.

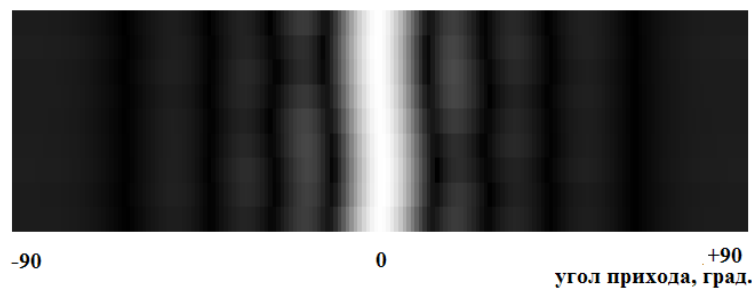


Рисунок 4.55 – Корреляционная функция ЦАР

По результатам расчета ВКФ можно восстановить цифровую диаграмму направленности (ЦДН) модели экспериментальной решетки (Рис. 4.56), максимум которой соответствует углу прихода сигнала от антенны имитатора цели. ЦДН в полярных координатах показана на рисунке 4.57.

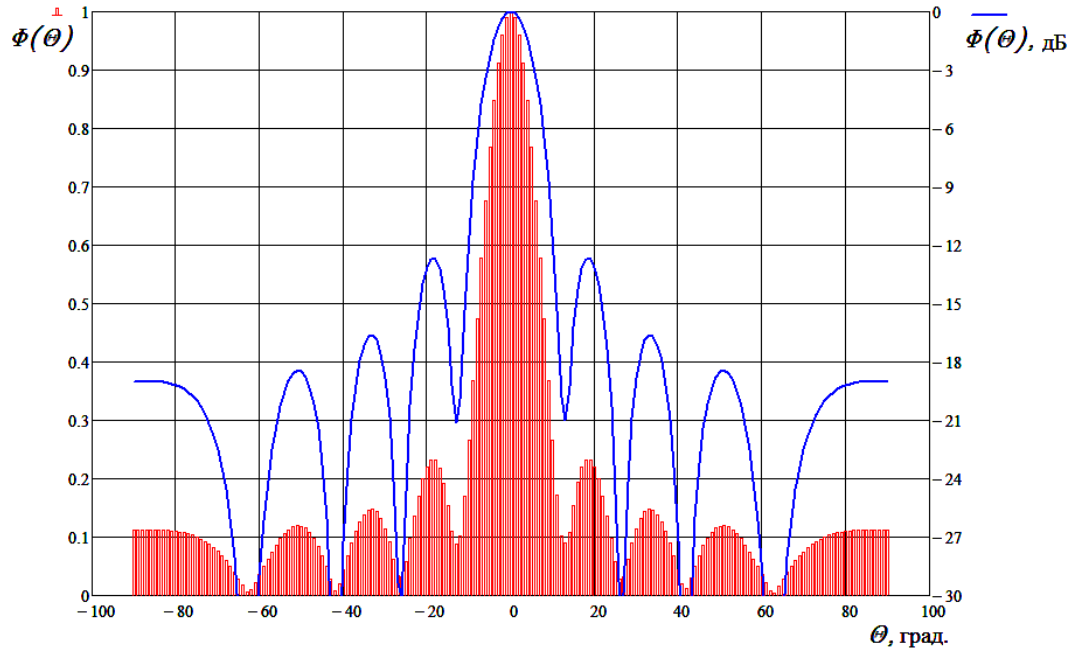


Рисунок 4.56 – ДН экспериментальной ЦАР, угол прихода 0 град.

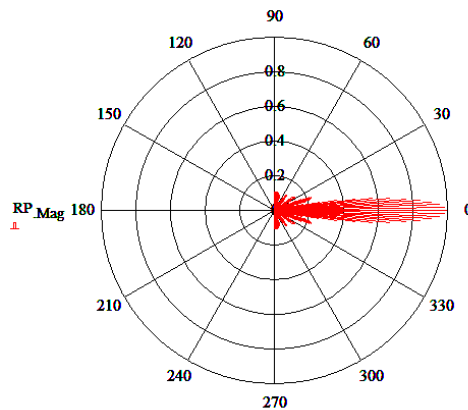


Рисунок 4.57 – ДН экспериментальной ЦАР в полярных координатах

В результате построения цифровой ДН можно определить её ширину по уровню минус 3 дБ, она соответствует $2\theta_{0,7}=11,4$ град. Эта величина соответствует ширине луча расчетной решетки с учетом ширины ДН одного излучателя. На рисунках 4.56 и 4.57 видно, что положение максимума синтезированной цифровым методом ДН соответствует углу прихода сигнала от имитатора цели $\theta_{иц}=0^0$, что подтверждает возможность пеленгации цифровым

способом с очень высокой точностью [205]. УБЛ составляет минус 12,7 дБ, что соответствует заданному равномерному амплитудному распределению. Надо заметить, что эксперимент проводился в условиях воздействия внешних шумов, которые воспроизводились в БЭК в виде отражений от стен камеры, а также от различных элементов сканера и ОПУ.

Конечно эти шумы существенно ниже, чем в реальной радиолокационной обстановке на борту ЛА, кроме того необходимо помнить о возможности активной помехи со стороны цели. Влияние отношения С/Ш на точность работы ЦАР будет рассмотрена в разделе 4.2.3.

При цифровой обработке не составляет труда построить разностную ДН, что и продемонстрировано на рисунках 4.58 и 4.59.

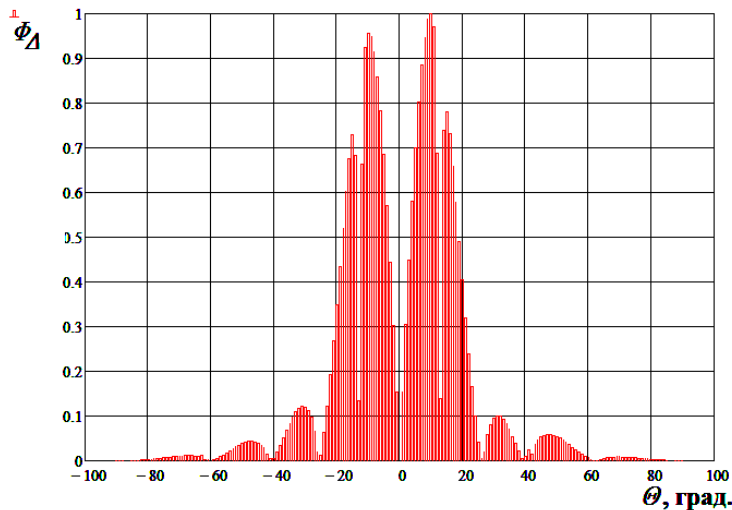


Рисунок 4.58 – Разностная ДН экспериментальной ЦАР, угол прихода 0 град.

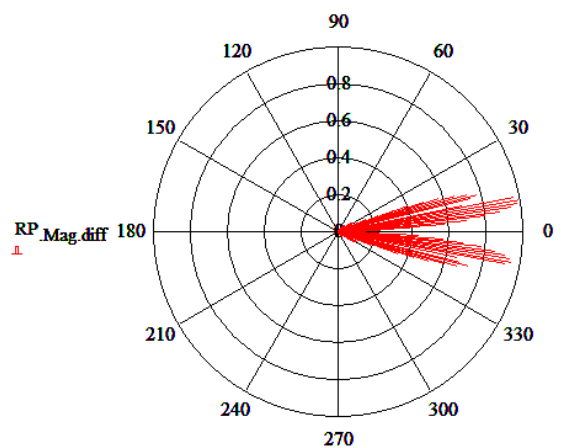


Рисунок 4.59 – Разностная ДН экспериментальной ЦАР в полярных координатах

Цифровой метод построения ДН дает возможность увеличить точность определения угла прихода сигнала от имитатора без дополнительных средств, только путем изменения параметров алгоритма вычислений. Пример расчета ЦДН с более мелким угловым шагом показан на рисунках 4.60 и 4.61.

На рисунке 4.60 видно, что суммарная ДН не дает точной информации об угловом положении цели, видно, что точность пеленгации составляет $\pm 1^\circ$, а

построение цифровым путем разностной ДН, показанной на рисунке 4.61 а) дает возможность определить угол прихода сигнала с точностью $\pm 0,1^{\circ}$; если объем вычислительных затрат не является ограничением в конкретной ЦАР, то теоретически ошибку можно уменьшить до сколь угодно малых величин. Это иллюстрирует разностная ДН (рис. 4.61 б), где расчет производился с шагом 0,01 град. В результате удалось обнаружить угловое отклонение источника излучение от нормали на 0,01 град.

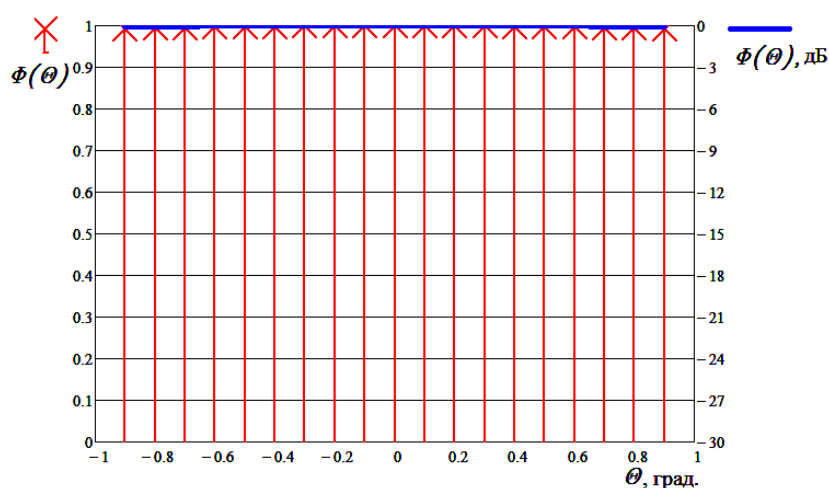


Рисунок 4.60 – Суммарная ДН экспериментальной ЦАР, шаг выборки 0,1 град.

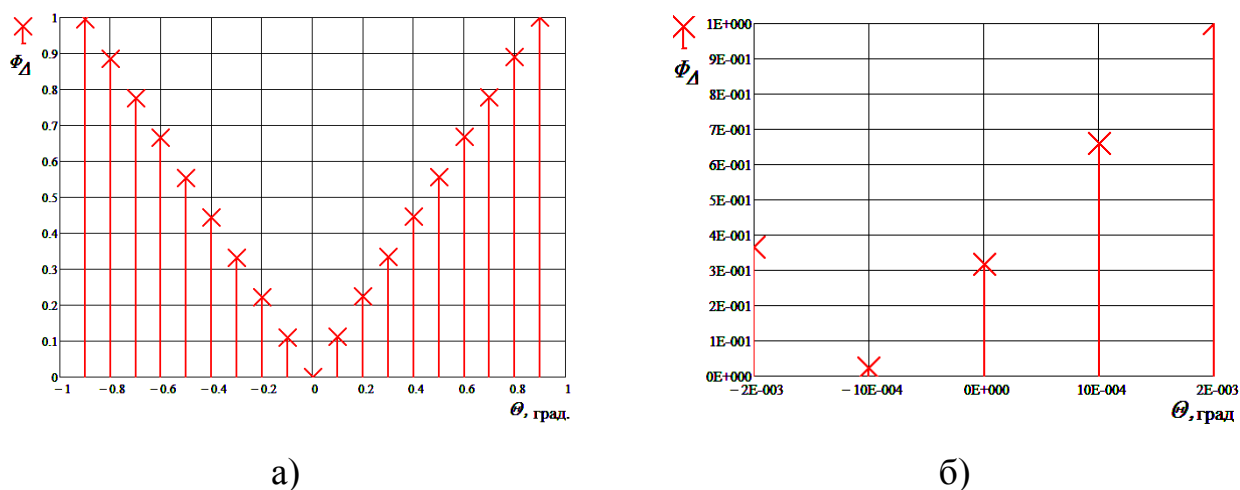


Рисунок 4.61 – Разностная ДН экспериментальной ЦАР, шаг выборки

а) 0,1 град. б) 0,01 град.

Для подтверждения выводов о возможностях пеленгации с помощью макета цифровой решетки были изменены условия эксперимента: передающая антенна устанавливалась на расстоянии примерно 1,5 метра от центрального положения элемента приемной цифровой апертуры, т.е. центрального положения антенны на

планарном подвижном сканере. Это отклонение соответствовало угловому перемещению примерно на 25 градусов по сравнению с первым экспериментом. Измерение углового положения проводилось подручными средствами и более точное измерение предполагалось с помощью макета ЦАР. Повторно проводилось измерение комплексного коэффициента передачи между двумя антеннами в зависимости от геометрического положения приёмной антенны по оси X при согласованной поляризации. По прежнему рабочая частота $f=3$ ГГц, приёмная антенна на сканере (Рис. 4.51, 4.52) перемещалась с шагом равным $\lambda/2$, пройдя расстояние 40 см.

В результате измерений еще раз были получены выборки амплитудного и фазового распределения вдоль плоскости виртуальной антенны, представленные соответственно на рисунках 4.62 и 4.63.

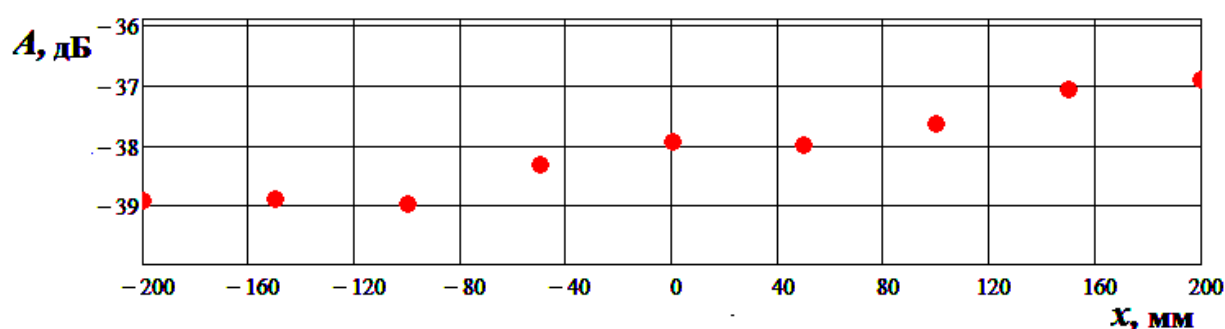


Рисунок 4.62 – Выборка амплитудного распределения ЦАР, угол прихода 25 град.

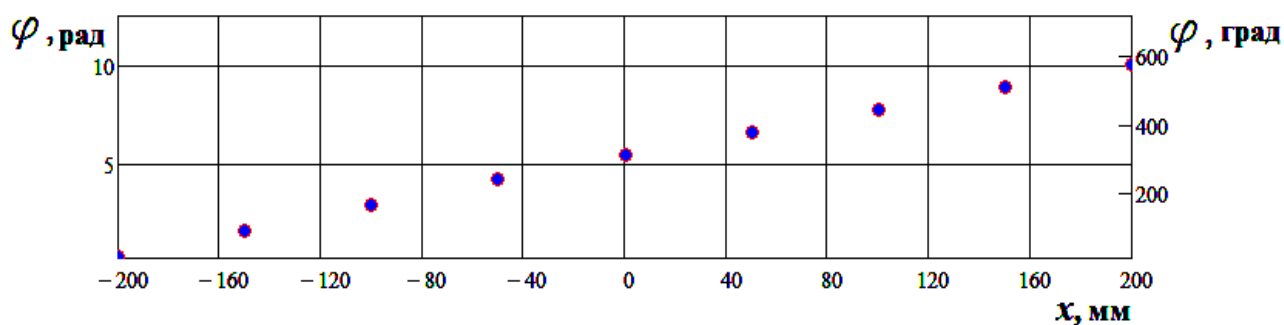


Рисунок 4.63 – Выборка фазового распределения ЦАР, угол прихода 25 град.

Задавшись углом обзора $\theta = -\pi/2 \dots \pi/2$ с шагом 1° , рассчитаем взаимнокорреляционную функцию (ВКФ), которую представим в виде цветовой диаграммы (Рис. 4.64), где наибольшая корреляция изображается более светлым тоном, которая заметно сместилась в сторону от 0^0 .

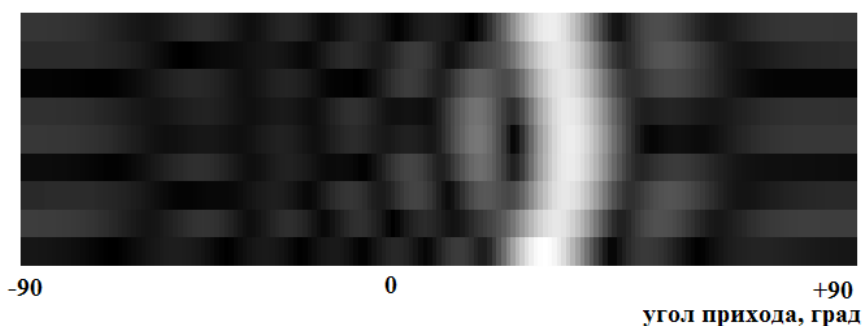


Рисунок 4.64 – Корреляционная функция ЦАР, угол прихода 25 град.

По результатам расчета ВКФ еще раз восстанавливается ЦДН модели экспериментальной решетки (Рис. 4.65), максимум которой соответствует углу прихода сигнала от антенны имитатора цели. ЦДН в полярных координатах показана на рисунке 4.66.

Расчет производился с угловой точностью 1° , поэтому по восстановленной ДН угол прихода определяется, как $\theta_{иц} = 26^\circ \pm 1^\circ$. Ширина ДН по уровню минус 3 дБ увеличилась и составила $2\theta_{0,7} = 13$ град, сама ДН стала несимметричной, уровень одного бокового лепестка возрос до минус 9 дБ, а другого составил минус 12 дБ.

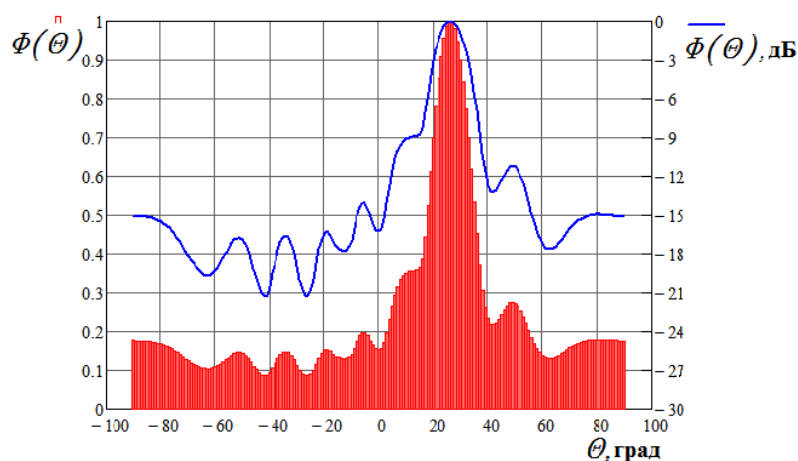


Рисунок 4.65 – ДН экспериментальной ЦАР, угол прихода 26 град.

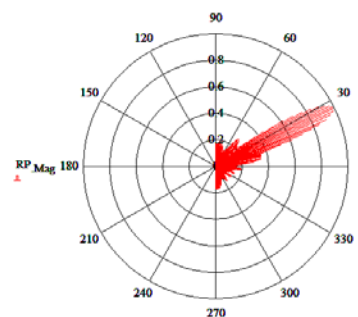


Рисунок 4.66 – ДН ЦАР в полярных координатах, угол прихода 26 град.

Для повышения точности определения угла прихода от имитатора цели с помощью специализированного алгоритма рассчитаны ЦДН с более мелким угловым шагом, показанные на рисунках 4.67 и 4.68. На рисунке 4.67 видно, что суммарная ДН не дает точной информации об угловом положении цели, точность

пеленгации составляет $\pm 1^0$, а расчет цифровым путем разностной ДН, показанной на рисунке 4.68 а) дает возможность определить угол прихода сигнала с точностью $\pm 0,1^0$; в приведенном примере он составляет $\theta_{иц} = 26,4^0 \pm 0,1^0$. Разностная ДН (рис. 4.61 б), где расчет производился с шагом 0,001 град. дала возможность обнаружить угловое отклонение источника излучения от нормали на $\theta_{иц} = 26,422^0 \pm 0,001^0$.

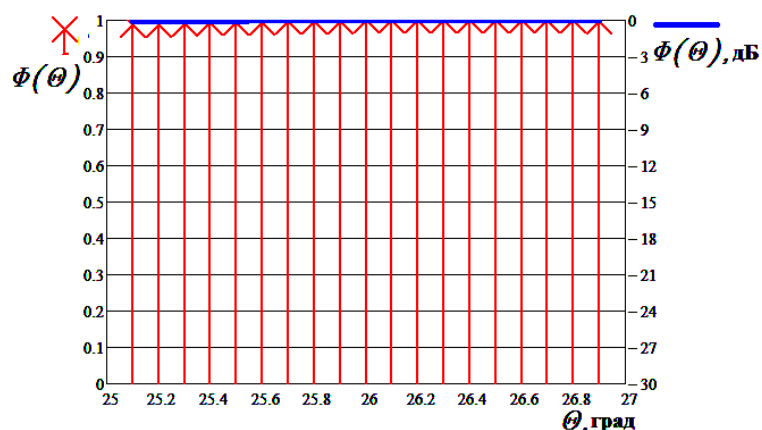


Рисунок 4.67 – Суммарная ДН экспериментальной ЦАР, угол прихода 26 град.
шаг выборки 0,1 град.

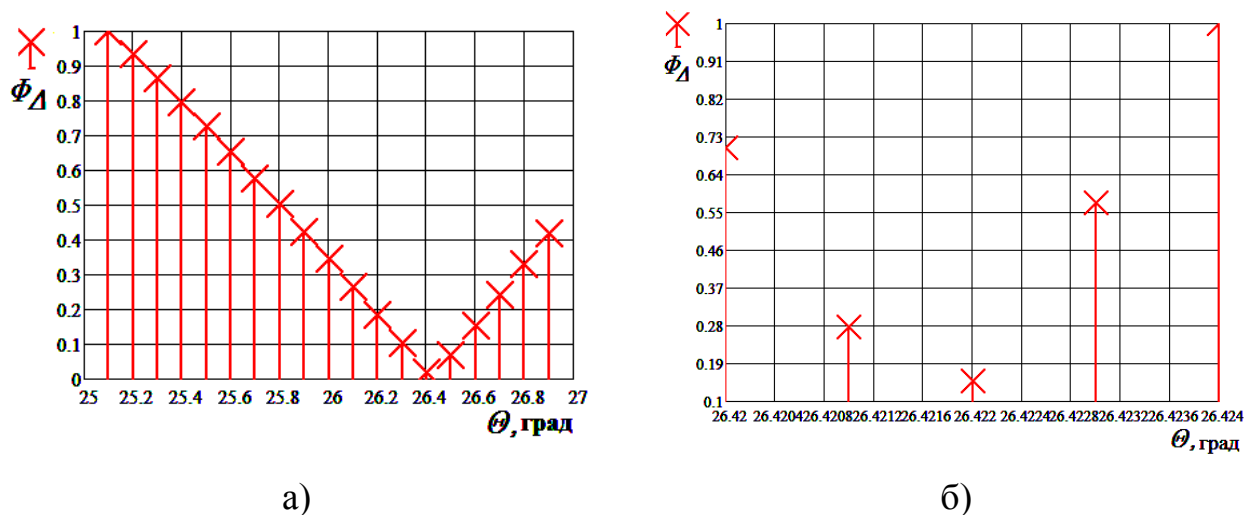


Рисунок 4.68 – Разностная ДН экспериментальной ЦАР,

а) шаг выборки 0,1 град. угол прихода 26,4 град.

б) шаг выборки 0,001 град. угол прихода 26,422 град.

Эксперимент был проведен повторно на рабочей частоте $f=10$ ГГц, приемная антенна на сканере (Рис. 4.51, 4.52) перемещалась с шагом равным

$\lambda/2 = 15$ мм, пройдя расстояние 21 сантиметр, занимая 15 дискретных положений на планарном позиционере - сканере. Дальняя зона для АР с аналогичными параметрами составляет 294 см, а в эксперименте излучающая антенна, имитирующая цель, располагалась на расстоянии более, чем 325 см от сканера.

По результатам расчета ВКФ восстановлена ЦДН модели экспериментальной решетки (Рис. 4.69), максимум которой соответствует углу прихода сигнала от антенны имитатора цели. В результате построения цифровой ДН зафиксировано уменьшение её ширины по уровню минус 3 дБ до $2\theta_{0,7} = 4$ град. Эта величина соответствует ширине луча расчетной решетки с учетом ширины ДН одного излучателя. УБЛ составляет минус 13 дБ, что соответствует заданному равномерному амплитудному распределению.

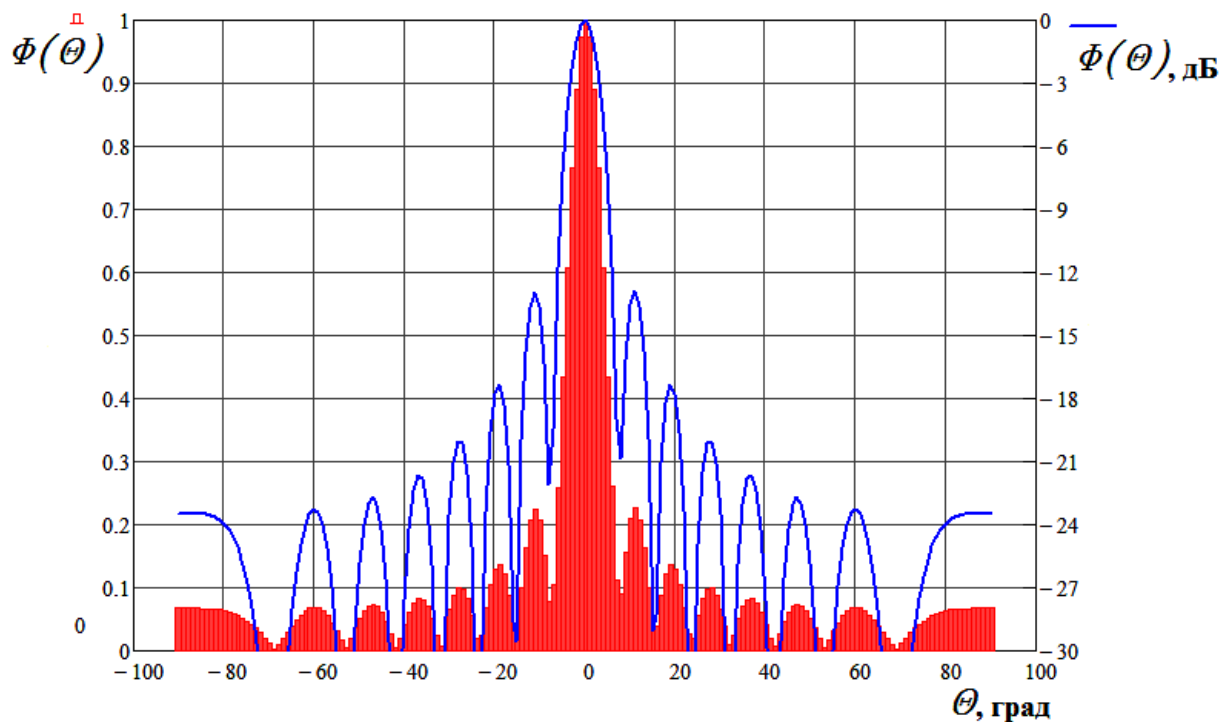


Рисунок 4.69 – ДН экспериментальной ЦАР, частота 10 ГГц

Таким образом, в ходе проведения экспериментальных измерений составлен алгоритм и показан пример формирования цифровой диаграммы направленности с помощью имитационной натурной модели приемной ЦАР. Подтверждена возможность цифрового электрического сканирования в пространстве и высокоточного определения угловой координаты цели.

Измерения проводились в присутствии шумов, возникающих даже в безэховых камерах за счет ограниченного отражения сигнала от близкорасположенных предметов, намеренно использованных в представленном эксперименте. Исследования влияния шума на точностные параметры ЦАР рассмотрено в следующем разделе.

4.2.3 Результаты экспериментальных исследований алгоритмов калибровки модели цифровой приемной решетки в лаборатории на базе безэховой камеры

Для получения численных значений точности калибровки ЦАР и верификации имитационной модели процесса диагностики её АФР в безэховой камере собрана экспериментальная установка, схема которой показана на рисунке 4.49, позволяющая воспроизводить процесс калибровки методом, алгоритм которого предложен в главе 3. Калибруемая ЦАР имитировалась последовательным перемещением измерительной антенны SH4000 вдоль оси X планарного сканера. Измерения проводились на частоте 10 ГГц, шаг перемещения антенны составлял $\lambda/2 = 15$ мм на расстояние 21 сантиметр, занимая $N = 15$ дискретных положений на планарном позиционере - сканере. Дальняя зона для АР с аналогичными параметрами составляет 294 см, а в эксперименте передающая антенна, излучающая калибровочный сигнал, располагалась на расстоянии более, чем 325 см от сканера. Вообще для процесса калибровки ЦАР предложенным способом угловое расположение калибровочной антенны не имеет значение, важно только определенность этого положения; однако в эксперименте для минимизации инструментальных ошибок она была установлена по нормали к плоскости перемещения зонда по сканеру.

Исследования представляли собой дискретные измерения комплексного коэффициента передачи с помощью векторного анализатора цепей N 5225 А между передающей антенной QR 2000 (Рис. 4.50 а) и каждым элементом приемной линейной решетки. Необходимо отметить, что установка позволяет

моделировать и процесс калибровки передающей решетки, тогда ЦАР является источником калибровочного сигнала, и комплексный коэффициент передачи меряется между перемещающимся зондом и приемной антенной на штативе. Результаты измерений полностью идентичны, поэтому для определенности будет рассматриваться случай калибровки на прием.

В процессе эксперимента антенна на сканере в ручном режиме перемещалась вдоль оси X с шагом $\lambda/2$, пройдя расстояние 21 см. В каждом положении измерялось и сохранялось $M=16$ выборок комплексного коэффициента передачи. Для проверки алгоритма диагностики амплитудного и фазового распределения выбирается один канал, т.е. одно положение зонда на сканере, в данном случае это положение соответствовало $k = 7$. Процедура диагностики осуществлялась двумя способами: в первом случае в выбранном для калибровки пространственном положении на оси X антенна с зондом перемещалась в ручном режиме по оси Z на расстояния, эквивалентные вносимому фазовому набегу и во всех фазовых состояниях измерялось и запоминалось по $M=16$ выборок комплексного сигнала; во втором случае использовались разные временные выборки сигнала в калибруемом канале, а четыре фазовых состояния, необходимые для определения амплитудной и фазовой ошибки, рассчитывались математически. Источниками амплитудных ошибок в эксперименте являлись отражения от стен БЭК, а также от металлических предметов, количество которых изменялось для моделирования ситуации различного отношения С/Ш на входе калибруемого канала. Источниками фазовых ошибок являлись естественные и намеренные отклонения траектории движения зонда по сканеру от идеальной линейной, а также имитировались ошибки, вносимые фазовращателями в АР, путем неточного перемещения зонда по оси Z в четыре фазовых состояния в процессе диагностики.

Все экспериментальные значения подгружались в составленную по разработанному алгоритму программу (Приложение Б), в которой производились рассмотренные в главе 3 необходимые математические вычисления, а результаты

представлялись как в виде таблиц, так и в виде графиков. Для наглядности следует привести наиболее интересные из полученных результатов.

На рисунке 4.70 представлен алгоритм обработки фазовой ошибки в выбранном канале $k = 7$ по результатам измерений сигнала, когда антенна на сканере перемещалась в ручном режиме по оси Z на расстояния, эквивалентные вносимому фазовому набегу и во всех фазовых состояниях измерялось и запоминалось по $M=16$ выборок комплексного сигнала. С помощью точной предварительной юстировки воспроизведен случай отсутствия ошибок управления, соответствующий выражению (3.48), когда $\varepsilon = 0$ и $\zeta = 0$. Отношение сигнал/шум в БЭЖ таково, что оценка фазовой ошибки калибровки $\widehat{\sigma}_{\delta}^2 = 0$. В результате вычисления получено фазовое отклонение в калибруемом канале $\widehat{\delta}_7 = 4,47$ град, относительная амплитудная ошибка \widehat{A}_k равна минус 32,4 дБ. Фазовая ошибка в калибруемом канале соответствует отклонению положения позиционера на сканере от заданного значения на 0,37 мм; выявление таких погрешностей характеризует высокую точность используемого устройства диагностики [172].

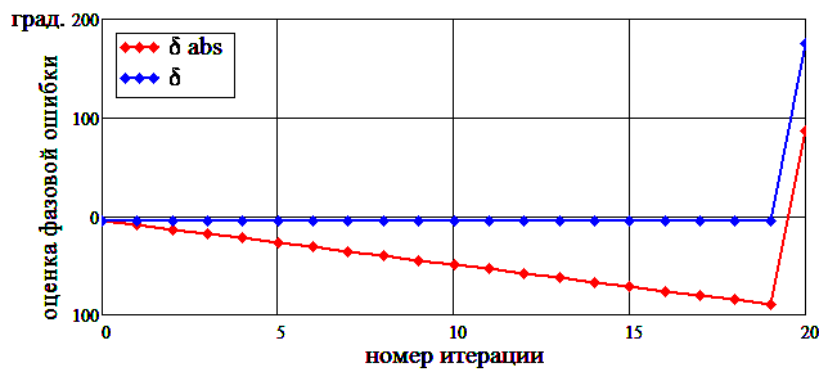


Рисунок 4.70 – Сходимость процесса калибровки экспериментальной ЦАР

$\zeta = 0$, частота 10 ГГц

На графиках красной линией изображается изменение так называемой абсолютной фазовой ошибки δ_{abs} , которая характеризует процесс добавления фазового набега в цикле моделирования. Синей линией показана динамика относительной ошибки $\widehat{\delta}_k^{(i)} - \widehat{\delta}_k^{(i-1)}$, которая и иллюстрирует процесс окончания калибровки с заданной точностью. Процесс обработки фазовой ошибки в модели

носит устойчивый характер, как видно на рисунке 4.71; величина оценки не изменяется, начиная со второй итерации, и составляет 0 градусов.



Рисунок 4.71 – Результирующая фазовая ошибка экспериментальной ЦАР

При добавлении искусственной фазовой погрешности управления от $\zeta_2 = 9^\circ$ до $\zeta_7 = 18^\circ$ в пять каналов из пятнадцати алгоритм определяет оценку суммарной фазовой ошибки в калибруемом канале, вызванной этой погрешностью $\widehat{\delta}_7 = 18,9$ град. (Рис. 4.72), и обрабатывает её за одну итерацию (Рис. 4.73).

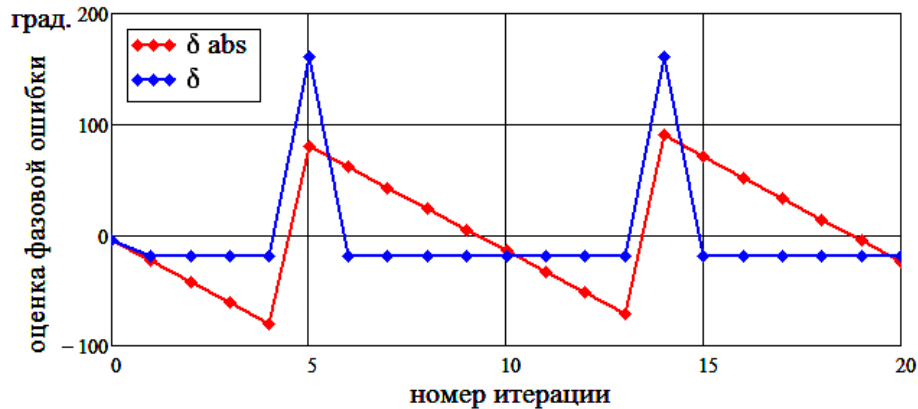


Рисунок 4.72 – Сходимость процесса калибровки экспериментальной ЦАР, $\zeta \neq 0$ в пяти каналах



Рисунок 4.73 – Результирующая фазовая ошибка экспериментальной ЦАР, $\zeta \neq 0$ в пяти каналах

Небольшое уменьшение отношения С/Ш, путем снижения излучаемой мощности и увеличения полосы пропускания входного фильтра приемника ВАЦ, при той же фазовой погрешности управления от $\zeta_2=9^\circ$ до $\zeta_7=18^\circ$ в пяти каналах из пятнадцати, приводит к увеличению фазового отклонения в калибруемом канале до $\widehat{\delta}_7 = 23,18$ град, относительная амплитудная ошибка \widehat{A}_k становится равна минус 31 дБ. Характер графиков, иллюстрирующих процесс сходимости алгоритма калибровки, существенным образом не изменяется.

Представляет интерес эксперимент, когда использовались разные временные выборки сигнала в калибруемом канале, а четыре фазовых состояния, необходимые для определения амплитудной и фазовой ошибки, рассчитывались математически. Для этого случая были искусственно увеличены отражения в БЭК, путем размещения металлических предметов, количество которых подбиралось для моделирования ситуации различного отношения С/Ш на входе калибруемого канала. Источниками фазовых ошибок являлись теперь только естественные отклонения траектории движения зонда по сканеру от идеальной линейной, а ошибки, имитирующие вносимые фазовращателями исключались, что соответствует случаю ЦАР. Результаты работы алгоритма расчета фазовой ошибки для SNR = 16 дБ представлены на рисунках 4.74 и 4.75.

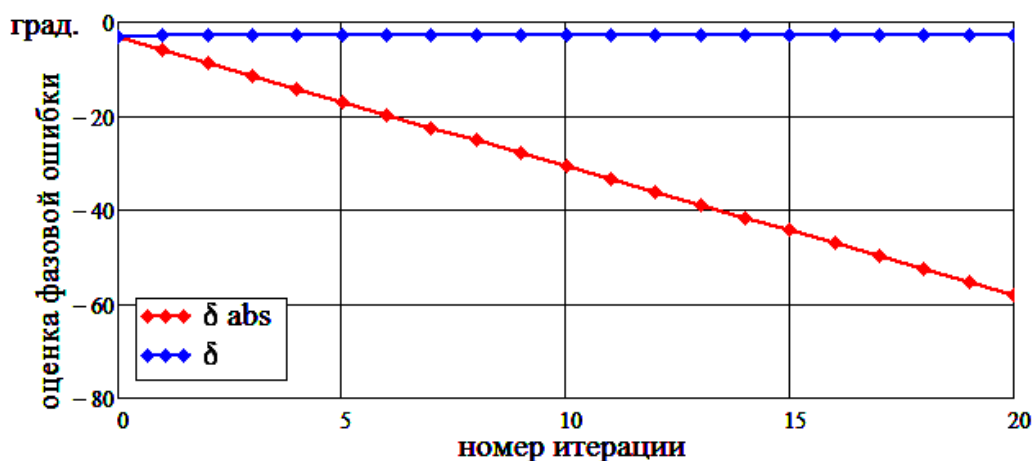


Рисунок 4.74 – Сходимость процесса калибровки экспериментальной ЦАР, для математического расчета фазовых состояний



Рисунок 4.75 – Результирующая фазовая ошибка экспериментальной ЦАР, для математического расчета фазовых состояний

Исключение из процесса калибровки управляемых фазовращателей, меняющих фазовые состояния тракта, уменьшает суммарную фазовую ошибку в калибруемом канале до $\widehat{\delta}_7 = 2,7$ град, причем начальная погрешность определения этой ошибки составляет всего $\Delta\widehat{\delta}_7 = 0,5$ град. Уменьшение отношения С/Ш привело к увеличению относительной амплитудной ошибки до минус 28 дБ.

Для всех представленных на рисунках 4.70 –4.75 случаев можно отметить, что процесс определения фазовой ошибки с высокой точностью сходится, причем этот процесс равномерный, ошибка уменьшается до минимально возможного значения, определяемого оценкой ошибки, соответствующей заданным параметрам системы и методам расчета.

4.3 Выводы

1. Разработаны и верифицированы нелинейные модели партии отечественных и зарубежных мощных GaAs и GaN СВЧ транзисторов. Среднеквадратическая ошибка при моделировании входных и выходных сопротивлений транзисторов составила не более 4% в рабочей полосе частот.

2. Разработаны методики и проведены экспериментальные исследования активного элемента на плате (АЭП), а также разработанных на основе предложенного метода усилителей мощности.

3. Экспериментально подтверждено увеличение КПД и уровня выходной мощности усилителей, разработанных на основе предложенной в

диссертационной работе модели, на 10 – 15 % и 15 – 20% соответственно в диапазоне частот 8,5 – 10,5 ГГц по сравнению с моделью Ангелова.

4. На основании предложенной нелинейной модели разработан СВЧ усилитель мощности, диапазон рабочих частот которого составил 8,5 – 10,5 ГГц, выходная мощность от 4 до 5 Вт, максимальный КПД – 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.

6. В экранированной безэховой камере с использованием установки планарного сканирования антенны проведена серия экспериментов, в результате которых полностью цифровым образом построены суммарные и разностные цифровые диаграммы направленности ЦАР, причем воспроизведен режим пеленгации источника излучения с определением угла прихода сигнала с точностью до тысячных долей ширины ДН ЦАР.

7. В экранированной безэховой камере проведена серия экспериментов для подтверждения теоретических положений о возможности калибровки цифровых решеток в процессе их основной работы с точностями, превышающими существующие аналоговые системы.

8. Получены экспериментальные данные, подтверждающие теоретические положения о возможности проведения диагностики антенной системы с погрешностью определения фазовой ошибки $\widehat{\Delta\delta}_k = 0,5$ градусов за одну итерацию калибровки.

9. Результаты натурального моделирования послужили основой для разработки устройства калибровки многолучевой антенной решетки [Пат. 166501 Российская Федерация, МПК⁷ Н 01 Q 3/26].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были получены следующие результаты:

1. Обоснован переход от иерархической аналого-цифровой структуры активной решетки к распределенной, где интегрированные с излучателем цифровые ППМ связаны между собой только цифровыми системами синхронизации, управления и диаграммообразования, что позволяет рационально распределять ресурсы высокочастотной энергии, повышает энергетический потенциал и реализует возможность гибкого управления амплитудно-фазовым распределением (АФР) в раскрыве решетки.

2. Предложено новое устройство – цифровой приемопередающий модуль (ЦППМ), содержащий в передающем тракте источник СВЧ - сигнала, квадратурный модулятор и осуществляющий в приемном тракте аналого-цифровое преобразование на несущей частоте, позволяющий в составе многоэлементной бортовой ЦАР уменьшить её габариты и массу минимум в два раза за счет исключения СВЧ распределительной системы, аттенюаторов и управляемых фазовращателей.

3. Разработана математическая модель, позволившая доказать энергетическую эффективность ЦАР, построенной на основе предложенного ЦППМ перед АФАР, выявив диапазоны частот, число элементов решетки, выходные мощности модулей и число каналов в них, при которых энергопотребление ЦАР становится ниже на 5 – 10 %, чем в АФАР, а энергетический выигрыш определяется ростом КПД выходного мощного усилителя передающего тракта модуля.

4. Разработана аналитическая модель формирователя СВЧ сигнала передающего тракта ЦППМ, позволившая оценить влияние амплитудных и фазовых ошибок синтезатора сетки частот (ССЧ) и квадратурного модулятора

(КМ) в его составе на амплитуду и фазу выходного сигнала модуля и сформировать требования к амплитудно-фазовому балансу КМ и уровню спектральной плотности мощности шумов ССЧ с цифровым кольцом ФАПЧ.

5. Развита метод моделирования нелинейных процессов в мощных многосекционных псевдоморфных СВЧ транзисторах для ЦППМ на основе интерпретации результатов их экспериментальных исследований.

6. 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 4 % в рабочей полосе частот.

7. На основании предложенной нелинейной модели разработан СВЧ усилитель мощности, диапазон рабочих частот которого составил 8,5 – 10,5 ГГц, выходная мощность от 4 до 5 Вт, максимальный КПД – 47%.

8. Экспериментально подтверждено увеличение КПД и уровня выходной мощности усилителей, разработанных на основе предложенной в диссертационной работе модели, на 10 – 15 % и 15 – 20% соответственно в диапазоне частот 8,5 – 10,5 ГГц по сравнению с моделью Ангелова.

9. Развита статистическая теория калибровки амплитудно-фазового распределения в раскрыве многоканальной АР, для случая предложенной цифровой решетки; получены выражения для оценок фазовых и амплитудных погрешностей калибруемого канала и для фазовых и амплитудных ошибок самого процесса калибровки.

10. Новое техническое решение – устройство, реализующее коммутационный метод калибровки, применительно к многолучевой бортовой ЦАР, в котором устранено влияние дестабилизирующих факторов, вносящих неконтролируемые случайные амплитудные и фазовые ошибки в формирование ДН, позволяет повысить точность наведения каждого луча ЦАР до долей

ширины ДН в штатном режиме, не прекращая выполнение основных функций решетки и всей РТС в целом.

11. Получены результаты экспериментальных исследований и имитационного моделирования цифровой решетки, доказывающие возможность полностью цифровыми методами осуществлять пеленгацию источника излучения с определением угла прихода сигнала с точностью до **сотых долей ширины ДН**, а также проведена диагностика модели цифровой антенной системы с погрешностью определения фазовой ошибки $\Delta\widehat{\delta}_k = 0,5$ градусов за одну итерацию калибровки.

Таким образом, решена важная научная проблема, внесшая вклад в исследование и разработку нового класса антенных систем – цифровых антенных решеток, предназначенных для бортовых радиоэлектронных комплексов, позволяющих повысить их энергетический потенциал за счет оптимизации режима работы высокоэффективных активных устройств и обеспечения высокой точности формирования АФР с помощью устройства калибровки.

Для дальнейшей разработки темы необходимо обосновать энергетическую целесообразность многолучевой работы ЦАР на передачу; реализовать экспериментальную модель предложенного в работе ЦППМ и исследовать его характеристики; провести практические опыты по аналого-цифровым преобразованиям на несущих частотах СВЧ-диапазона, а также по синхронизации распределенной системы цифровых процессоров для ЦДО, в том числе посредством беспроводных сетей. Представляются перспективными для дальнейших исследований также вопросы реализации алгоритмов сверхразрешения в ЦАР и создания конформных антенных систем для интеграции с поверхностью носителя. Эффективность работ в указанных направлениях будет определяться прогрессом в совершенствовании технологий цифровой элементной базы, повышением её быстродействия при снижении массы габаритов и стоимости.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ADC – Analog-to-Digital Converter

ADS – Advanced Design System

AWR – Applied Wave Research Design Environment

DAC – Digital-to-Analog Converter

DSP – Digital Signal Processor

I²C – Inter-Integrated Circuit

LDMOS – Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductors

LTCC – Low Temperature Co-Fired Ceramic

LVDS – Low Voltage Differential Signal

MMIC – Monolithic Microwave Integrated Circuit

pHEMT – pseudomorphic High Electron Mobility Transistor

SDR – Software-Defined Radio

SMD – Surface Mounted Device

SNR – Signal to Noise Ratio

SOLT – Short Open Load Thru

SPI – Serial Peripheral Interface

SRAM – Static Random Access Memory

АИ – антенный излучатель

АИВК – автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс

АР – антенная решетка

АТ – аттенюатор

АФАР – активная фазированная антенная решетка

АФР – амплитудно-фазовое распределение

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

АЭ – активный элемент

АЭП – активный элемент на плате

БЛА – беспилотный летательный аппарат
БП – блок питания
БПФ – быстрое преобразование Фурье
БРЭС – бортовая радиоэлектронная система
БЭК – безэховая камера
ВАХ – вольтамперная характеристика
ВАЦ – векторный анализатор цепей
ВИП – вторичный источник питания
ВКФ – взаимнокорреляционная функция
ВЧ – высокочастотный
ВЩАР – волноводно-щелевая антенная решетка
ГИС – гибридно-интегральная схема
ГО – грубые отсчеты
ГСД – генератор случайной добавки
ГТИ – генератор тактовых импульсов
ГУН – генератор управляемый напряжением
ДН – диаграмма направленности
ДПФ – дискретное преобразование Фурье
ДЭФ – дискретная экспоненциальная функция
ЗС – земная станция слежения и наведения антенны
ИП – источник питания
ИФД – импульсно-фазовый детектор
КА – космический аппарат
КДМ – квадратурный демодулятор
КДСМ – кольцевой делитель-сумматор мощности
КИА – контрольно-измерительная аппаратура
КМ – квадратурный модулятор
КН – когерентный накопитель
КНД – коэффициент направленного действия
КПД – коэффициент полезного действия

КСВ – коэффициент стоячей волны

КСВН – коэффициент стоячей волны по напряженности поля

КТЛР – коэффициент теплового линейного расширения

КУ – коэффициент усиления

ЛА – летательный аппарат

ЛЧМ – линейно-частотная модуляция

МИС – монолитно-интегральная схема

МК – микроконтроллер

МКМ – матрично-коммутационный метод

МПЛ – микрополосковая линия

МРД – метод реконструктивной диагностики

МШУ – малошумящий усилитель

ОКГ – опорный кварцевый генератор

ОПУ – опорно-поворотное устройство

ОУ – операционный усилитель

ПВ – пространственно-временной

ПЗУ – постоянное запоминающее устройство

ПК – персональный компьютер

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ПМ – приемный модуль

ПОМ – простое обращение матриц

ППМ – приёмопередающий модуль

РЛК – радиолокационный комплекс

РЛС – радиолокационная система

РМ – рабочее место

РПП – радиопоглощающее покрытие

РТР – радиотехническая разведка

РТС – радиотехническая система

РФ – режекторный фильтр

РЭБ – радиоэлектронная борьба

РЭС – радиоэлектронная система

САПР – среда автоматизированного проектирования

СВЧ – сверхвысокие частоты

СДЦ – селекция движущейся цели

СКО – среднеквадратическое отклонение

ССЧ – синтезатор сетки частот

СТЦ – согласующе-трансформирующая цепь

СУЛ – система управления лучом

ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика

УБЛ – уровень боковых лепестков

УМ – усилитель мощности

УФВ – управляемый фазовращатель

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФАР – фазированная антенная решетка

ФВ – фазовращатель

ФНЧ – фильтр нижних частот

ФС – формировать сигналов

ФЧХ – фазо-частотная характеристика

Ц – циркулятор

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

ЦАР – цифровая антенная решетка

ЦВМ – центральная вычислительная машина

ЦВС – центральная вычислительная система

ЦДН – цифровая диаграмма направленности

ЦДО – цифровое диаграммообразование

ЦППМ – цифровой приемопередающий модуль

ЦСП – цифровой сигнальный процессор

ЦСПК – цифровой сигнальный процессор, формирующий калибруемый луч

ЦФЛ – цифровое формирование луча

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 // Военно-промышленный курьер . – 2011. – № 8 (374).
4. Верба В. Концептуальные подходы к построению информационно-управляющих систем воздушно-космической обороны нового поколения // 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. – 488 с.
6. ГОСТ 23282–91. Решетки антенные. Термины и определения. – Введ. 1992–01–01.–М.: Изд-во стандартов, 1991.– 7 с.
7. Гуськов Ю. Н. Технология разработки БРЛС с АФАР / Ю.Н. Гуськов, Н.Ю. Жибуртович // Вопросы радиоэлектроники. Серия РЛТ. – 2014. – Вып. 3. – С.25.
8. Бортовые радиолокационные станции военной авиации зарубежных стран. Аналитический обзор по материалам открытой печати / Под ред. С.В. Ягольников и В.С. Вербы. – МО РФ, 2ЦНИИ. – 2005.
9. Мухин В.В., Нестеров М.Ю., Макрушин А.П., Колтышев Е.Е., Фролов А.Ю., Янковский В.Т. Малогабаритная радиолокационная станция бокового обзора «Шмель-М» / Сборник трудов Третьей всероссийской научно-технической

конференции «Радиовысотометрия – 2010». – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть. – 2010.

10. Ануфриев О.Н., Герасимов А.А., Меркулов В.И., Самарин О.Ф., Чернов В.С. Ударные беспилотные летательные аппараты и их радиолокационные системы // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 7.

11. Направления и системная концепция миниатюризации РЛС с синтезированной апертурой // Доклад Сандийских национальных лабораторий на симпозиуме по технологии РЛС с синтезированной апертурой. – 16-17 октября 2003.

12. Беспилотные летательные аппараты военного назначения зарубежных стран. Аналитический обзор по материалам иностранной печати, – ЦНИИ МО РФ. – 2002.

13. Володин В.В., Васильев А.В. Развитие беспилотной авиации и роль информационных технологий в ее реализации. Обзор по материалам зарубежной информации / Под ред. Е.А. Федосова. – М.: НИЦ ГосНИИАС. – 2005.

14. Антипов В.Н., Меркулов В.И., Самарин О.Ф., Чернов В.С. Основные направления развития авиационных бортовых РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 10.

15. 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. – 384 с.

16. Беспилотные летательные аппараты. Справочник. UAV Guide. Составители: В.Ю. Барковский, Л.Н. Милованова. Под ред. Н.Н. Милованова. – М.: Информационное агентство АРМС-ТАСС, 2016.

17. Новые технологии в разработке бортовых информационных систем для беспилотной авиации США // Научно-техническая информация. Серия: Авиационные системы. – М.: НИЦ ГосНИИАС. – 2007. – № 5.

18. Гуськов Ю. Унифицированные БРЛС – очередной этап развития // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон-НИИР». М.: ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР». – 2011. – № 3-4 (16).
19. Гуськов Ю., Велович А. Облик и концепции истребителей будущего // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон-НИИР». М.: ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР». – 2011. – № 3-4 (16).
20. Добычина, Е.М. Антенные решетки современных радиоэлектронных систем. Учебное пособие / Е.М. Добычина, Е.В. Калябин, В.В. Карев, Р.Ю. Малахов и др. – М.: Изд. Доброе слово, 2015. – 208 с.
21. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки ЛА: Учебное пособие / Е.М. Добычина. – М.: Издательство МАИ-ПРИНТ, 2011. – 56 с.
22. Евстигнеев А., Колодыко Г., Аронов В., Кравцов Л., Поляков С., Шишкань А. Полнофункциональный модуль бортовой АФАР L-диапазона // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон-НИИР». М.: ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР». – 2011. – № 3 – 4 (16).
23. Добычина, Е.М. Передающая система распределенного радиолокационного комплекса / Р.Ю. Малахов, Е.М. Добычина, М.В. Снастин, // Аннотированный сборник материалов Всероссийской научно-технической конференции «Расплетинские чтения – 2016» / под общей редакцией Н.Э. Ненартовича. – М.: ПАО «НПО «Алмаз» . – 2015. – С. 87.
24. Добычина, Е.М. Фазостабильная система разводки СВЧ сигнала / Е.М. Добычина // Известия Вузов. Радиоэлектроника. – 1993. – № 6. – С. 68 – 71.
25. Добычина, Е.М. Фазостабильные тракты СВЧ / Е.М. Добычина, Г.П. Земцов // Радиотехника. – 1995. – № 7-8. – С. 56 – 62.
26. Добычина, Е.М. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебное пособие / И.И. Гурова, Е.М. Добычина, Г.П. Земцов и др.; под ред. Р.А. Грановской. – М.: Издательство МАИ, 2006. – 100 с.
27. Гежа Д.С., Годин А.С., Климов К.Н. Электродинамическое моделирование приемных зондов СВЧ-распределительной системы оптического типа многолучевой АФАР // Антенны. – 2015. – №3(214). – С. 48–53.

28. Добычина, Е.М. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. Учебное пособие для вузов / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин и др.; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2012. – 744 с.

29. Добычина, Е.М. Бортовая волноводно-щелевая антенная решетка / Е. М. Добычина, М. В. Снастин, М. С. Бибко // Материалы 24-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014) 7–13 сентября, Севастополь. – 2014. – С. 123-125.

30. Добычина, Е.М. Волноводно-щелевая антенная решетка Ки-диапазона длин волн / Е.М. Добычина, С.В. Харалгин // XLII Международная молодежная научная конференция «Гагаринские чтения-2016» 12–15 апреля, МАИ, Москва. – 2016. – С. 502 – 503.

31. Добычина, Е.М. Расчет и моделирование линии передачи и излучателя контрольного сигнала (КС) для антенно-фидерного устройства (АФУ) сантиметрового и миллиметрового диапазона / А.Г. Титов, Е.М. Добычина // 10-я Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2011», Москва. – 2011. – С. 211 – 212.

32. Добычина, Е.М. Антенная решетка миллиметрового диапазона для многофункциональной бортовой РЛС / Е.М. Добычина, К.К. Клионовски // 17-я Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» 12-14 апреля, Воронеж. – 2011. – Т.3. – С. 2055 – 2062.

33. Добычина, Е.М. Исследование характеристик волноводно-щелевой антенной решетки в антенном измерительно-вычислительном комплексе на базе безэховой камеры / Е.М. Добычина, М.В. Снастин, С.В. Харалгин // 15-я Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2016» 14–18 ноября, Москва. – 2016. – С. 372 – 374.

34. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов. – М.: Издательство МАИ, 2013. – 160 с.

35. Петров, А.С. Моделирование механических деформаций апертуры и анализ их влияния на диаграмму направленности АФАР/ А.А. Прилуцкий, Е.А. Сидорчук, А.С. Петров // Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. – 2017. – № 4. – С.160–170.

36. Добычина, Е.М. Построение цифровых антенных решеток для современных радиоэлектронных систем / Е.М. Добычина, П.А. Шмачилин // Антенны. – 2011. – № 3(166). – С.36 – 46.

37. Петров, А.С. Моделирование зон засветки поверхности Земли диаграммами направленности многолучевых активных фазированных антенных решеток / И.А. Юскевич, В.Д. Тепляков, А.С. Петров // Радиотехника и электроника. – 2017. – т.62, № 9. – С.847–856.

38. Джиган, В.И. Алгоритмы адаптивной линейно-ограниченной слепой обработки сигналов в цифровых антенных решетках с нечетной симметрией // Цифровая обработка сигналов. – 2015. – №2. – С. 3–13.

39. Джиган, В.И. Оптимальный вектор весовых коэффициентов линейно-ограниченной адаптивной антенной решетки в арифметике действительных чисел // Доклады 18-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применения (DSPA-2016)» (Российская академия наук: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, 30 марта – 1 апреля 2016 г.). – Москва. – 2016. – Том 1. – С. 162–169.

40. Петров, А.С. Моделирование характеристик адаптивных антенных компенсаторов помех, применяемых в глобальных навигационных спутниковых системах // Антенны. – 2015. – №8. – С. 44 – 64.

41. Добычина, Е.М. Разработка приемной многолучевой ЦАР / Д.И. Воскресенский, Е.М. Добычина // Материалы 18-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2008) 8–12 сентября, Севастополь. – 2008. – Т. 2. – С. 401 – 402.

42. Климов К.Н., Фирсов-Шибяев Д.О., Перфильев В.В. Геометрическая интерпретация синтеза квазиоптической распределительной системы для

многолучевых фазированных антенных решеток // Радиотехника и электроника. – 2015. – т.60, №3. – С. 254–281.

43. Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках.– М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

44. Добычина, Е.М. Калибровка цифровой антенной решетки / А.Н. Братчиков, Е.М. Добычина // Материалы 19-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009) 14–18 сентября, Севастополь. – 2009. – Т. 2. – С. 401 – 402.

45. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки и скоростные аналого-цифровые преобразователи / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов. – М.: Издательство МАИ, 2012. – 168 с.

46. Горбунов Ю.Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования: Монография // Федеральное космическое агентство, ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А. И. Берга». – М., 2007. – 87 с.

47. Добычина, Е.М. Цифровой приемо-передающий модуль активной фазированной антенной решетки / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014. – № 213. – С. 117 – 123.

48. Добычина, Е.М. Построение цифровых антенных решеток для современных радиоэлектронных систем / Е.М. Добычина, П.А. Шмачилин // Научно-технические серии. Выпуск: Устройства СВЧ и антенные системы. Книга 3. Активные и цифровые антенные решетки и их элементы. Коллективная монография; под ред. А.Ю. Гринева – М.: Радиотехника, 2014. – 172 с.

49. Добычина, Е.М. Построение широкополосной ЦАР / Д.И. Воскресенский, Ю.П. Большаков, Е.М. Добычина // XIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2008) 15-17 апреля, Воронеж. – 2008. – Т.1. – С. 548 – 555.

50. Добычина, Е.М. Проблемы аналого-цифрового преобразования ВЧ сигналов в цифровой антенной решетке (ЦАР) / Е.М. Добычина, Д.Л. Бохин //

10-я Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2011», Москва. – 2011. – С. 191 – 192.

51. Добычина, Е.М. Аналого-цифровое преобразование в цифровых антенных решетках / Е.М. Добычина, Д.Л. Бохин // 14-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012» 28 – 30 марта, Москва. – 2012. – выпуск XIV-1. – С. 243 – 247.

52. Добычина, Е.М. Цифровая антенная решетка миллиметрового диапазона / Е.М. Добычина, К.К. Клионовски., И.С. Баклашов // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова, серия: цифровая обработка сигналов и ее применение, Москва. – 2011. – выпуск XIII-2. – С. 20 – 23.

53. Добычина, Е.М. Разработка модуля приемной широкополосной ЦАР / Д.И. Воскресенский, Е.М. Добычина // Материалы 17-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007) 10–14 сентября, Севастополь. – 2007. – Т. 2. – С. 394 – 395.

54. Справочник по электронным компонентам [Электронный ресурс] // Рынок микроэлектроники. – 2018. – URL: <http://www.gaw.ru/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

55. ZONEEDIT [Электронный ресурс] // Sirenta.com. – 2018. – URL: <http://www.sirenta.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

56. Supplyframe [Электронный ресурс] // Радиолоцман. – 2018. – URL: <http://www.rlocman.ru/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

57. Analog Device [Электронный ресурс] // New products. – 2018. – URL: <http://www.analog.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

58. TE connectivity [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.tycoelectronics.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

59. Datasheets.ru [Электронный ресурс] // Производители электронных компонентов. – 2018. – URL: <http://www.datasheets.ru/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

60. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки / Е.М. Добычина // Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов

и др.; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2016. – Раздел 18.1. – С. 478–483.

61. Малахов, Р.Ю. Модуль бортовой цифровой антенной решетки: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.07 / Малахов Роман Юрьевич, научный руководитель Е.М. Добычина. – М., 2015. – 156 с.

62. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2012. – № 186. – С. 176 – 183.

63. Lime Microsystems [Электронный ресурс] // Software Defined Radio. – 2018. – URL: <http://www.limemicro.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

64. Teledyne e2v [Электронный ресурс] // Everywhereyoulook. – 2018. – URL: <http://www.e2v.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

65. Amcom communications [Электронный ресурс] // The RF Power House. – 2018. – URL: <http://www.amcomusa.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

66. NXP [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.nxp.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

67. Analog Device [Электронный ресурс] // Hittite.com. – 2018. – URL: <http://www.hittite.com/>. – (Дата обращения 28.07.2018).

68. 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. – 2019. – С. 11 – 16.

69. Григорьев, А.Д. Электродинамика и микроволновая техника: Учебник. 2-е изд. / А.Д. Григорьев. – СПб: Изд. "Лань", 2007. – 708 с.

70. 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.

71. Добычина, Е.М. Мощные транзисторы для передатчиков бортовых радиолокационных систем / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2012. – № 186. – С. 184 – 190.
72. Schuh, P. GaN MMIC based T/R-Module Front-End for X-Band Applications // EwMIC Conference Proceedings. – 2008. – P. 274 – 277.
73. Kasal, M. Microwave solid state power amplifier technology // 2013 Conference on Microwave Techniques (COMITE), Pardubice. – 2013. – P. 173 – 176.
74. Добычина, Е.М. Способы построения и элементная база быстродействующих широкополосных синтезаторов частот / Е.М. Добычина, Д.С. Криков // Электросвязь. – 2017. – № 4. – С. 33-38.
75. Максимов, В.М. Устройства СВЧ: основы теории и элементы тракта: Учебное пособие для вузов / В. М. Максимов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 72 с.
76. Добычина, Е.М. Цифровая антенная решетка для многофункциональной бортовой РЛС / Д.И. Воскресенский, Е.М. Добычина // Материалы 21-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011) 12 –16 сентября, Севастополь. – 2011. – С. 525 – 526.
77. Григорьев, Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
78. Лихарев, В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М.: Советское радио, 1973. – 456 с.
79. Слока, В.К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. – М.: Советское радио, 1970. – 256 с.
80. Brennan, L. E., Reed, I. S. Quantization Noise in digital Moving Targets Indication Systems. // IEEE Transaction. – 1966. – vol. AES-2, №6. – P. 655-658.
81. Горбунов, Ю.Н. Теоретическое и экспериментальное исследование вопросов повышения точности автоматического отсчета дальности в импульсных РЛС с цифровой обработкой сигналов.: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук // МАИ. – М.: 1978. – 167 с.

82. Микран [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.micran.ru/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
83. НИИПП [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.niipp.ru/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
84. Monastyrnev, 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), Sevastopol . – 2011. – P. 195 – 197.
85. НПП ПУЛЬСАР [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.pulsarnpp.ru/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
86. АО "НПП "Исток" им. Шокина" [Электронный ресурс] // Продукция и услуги. – 2018. – URL: <http://www.istokmw.ru/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
87. АО «Микроволновые системы» [Электронный ресурс] // Продукция. – 2018. – URL: <http://www.mwsystems.ru/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
88. Joshin, K., Kikkawa, T., Masuda S., Watanabe K. Outlook for GaN HEMT Technology // FUJITSU Scien Tech. J., January 2014. – Vol. 50, №.1. – P. 138-143.
89. Texas Instruments [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.ti.com/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
90. Manz, B. ADCs and DACs in EW: Far More Than Bit Players // Journal of Electronic Defense. – 2012. – v. 35, № 2. – P. 32–39.
91. 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.
92. Keller, J. Programmable Radar and Adaptive Electronic Warfare Take Center Stage, Military & Aerospace Electronics. – 2013. – № 4. – P. 8–15.
93. Maxim integrated [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.maximintegrated.com/>. – (Дата обращения 29.07.2018).
94. Integrated Device Technology [Электронный ресурс] // Products. – 2018. – URL: <http://www.idt.com/>. – (Дата обращения 29.07.2018).

95. Голуб, В.С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В.С. Голуб // Электроника: НТБ. – 2003. – №3. – С. 28 – 32.

96. 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.

97. 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.

98. Kaixue, Ma, Shouxian, Mou, Yisheng, Wang, Jinna, Yan, Kiat Seng, Yeo, Wei Meng, Lim. A miniaturized 28mW 60 GHz 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.

99. Добычина, Е.М. Цифровой приёмопередающий модуль интеллектуальной антенной решётки / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов, М.В. Снастин, В.К. Степанов // Материалы 23-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013) 8 –13 сентября, Севастополь. – 2013. – С. 638 – 639.

100. 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. – P. 95.

101. Zhuo, Zhang etc. Measurement and performance of digital monopulse radar array antenna, 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Chengdu. – 2010. – P. 983 – 986.

102. Gupta, D. **Patent US20130004180A1**. Digital radio transceiver system and method / D. Gupta, O. Mukhanov, Jan. 3, 2013, P. 23.

103. Rudish. R. **Patent US005943010A**. Direct digital synthesizer driven phased array antenna / R. Rudish, E. Magil, Aug. 24, 1999, P. 1.

104. Sankar. **Patent US8213876B2**. Direct Digital transceiver and method / Sankar et. al, Jul. 3, 2012, P. 14.

105. Ридико, Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7.

106. Ткаченко, А. Прямая цифровая модуляция: принципы и решения / А. Ткаченко // Электроника: НТБ. – 2014. – №3. – С. 162–174.

107. Добычина, Е.М. **Пат. 157114 Российская Федерация, МПК⁷ Н 01 Q 21/00**. Приемопередающий модуль бортовой цифровой антенной решетки / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов, М.В. Снастин; заявитель и патентообладатель федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)(МАИ) (RU). – № 2015109623/08, заявл. 19.03.2015; опубл. 20.11.2015. Бюл. № 32. – 9 с.: ил.

108. Dobychina, E. Digital transceiver module for on-board communication system / E. Dobychina, R. Malachov, M. Snastin // 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.

109. Добычина, Е.М. Приемопередающий модуль цифровой антенной решетки / Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов // Антенны. – 2014. – № 2 (201). – С. 53 – 57.

110. Добычина, Е.М. Цифровой приемо-передающий модуль бортовой активной фазированной антенной решетки / Р.Ю. Малахов, Е.М. Добычина, М.В. Снастин // 1 Всероссийская Микроволновая конференция, Москва. – 2013. – С. 361 – 365.

111. Добычина, Е.М. Схемы построения мощного усилителя X-диапазона бортовых радиоэлектронных систем / М.В. Снастин, Е.М. Добычина // Антенны. – 2014. – № 2 (201). – С. 45 – 52.

112. Добычина, Е.М. Фазовые шумы синтезаторов частот / Е.М. Добычина // Вестник Московского Авиационного Института. – 2009. – т.16, № 3. – С. 69 – 76.

113. 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.

114. Кулешов, В.Н. Требования к точности реализации кольцевых автогенераторов квадратурных колебаний / В.Н. Кулешов, Д.В. Кочемасов // Электросвязь. – М.: ООО “Инфо-Электросвязь”. – 2013. – № 5. – С. 27 – 30.

115. 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.

116. 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. – P. 537 – 541.

117. Евтянов, С.И., Кулешов, В.Н. Флуктуации в автогенераторах / С.И. Евтянов, В.Н. Кулешов // Радиотехника и электроника. – 1961. – том 6, № 4. – С. 496.

118. Добычина, Е.М. Расчет кварцевых генераторов: Учебное пособие / Р.А. Грановская, И.И. Постников, Е.М. Добычина, А.К. Ельцов – М.: Издательство МАИ, 1999. – 88 с.

119. Манассевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ./Под ред. А.С. Галича. – М.: Связь, 1979. – 384 с.

120. Добычина, Е.М. Автоматизированное проектирование генераторных каскадов: Учебное пособие / Г.П. Земцов, Р.А. Грановская, Е.М. Добычина. – М.: Издательство МАИ, 1994. – 52 с.

121. 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.

122. Kasal, M. Microwave solid state power amplifier technology // 2013 Conference on Microwave Techniques (COMITE), Pardubice. – 2013. – P. 173 – 176.
123. 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. – P. 1 – 3.
124. Watanabe, H., Ceyln, O., Saito, H., Tomiki, A.; Nunomura, H., Shigeta, O., Iwa-kire, 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. – P. 1 – 4.
125. 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. – P. 1558 – 1561.
126. 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. – P. 96 – 97.
127. 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. – P. 685 – 693.
128. 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. – P. 13.6.1 - 13.6.4.
129. 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. – P. 846 – 853.
130. 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. – P. 1 – 4.

131. 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. – P. 53 – 56.

132. Chang, C., Di Giacomo-Brunel, V., Floriot, D., Grunenput,t J., Hosch, M., Blanck, H. Nonlinear transistor modeling for industrial 0.25- μm AlGaIn-GaN HEMTs // 2013 European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg. – 2013. – P. 1471 – 1474.

133. Angelov, I., Zirath, H. New empirical nonlinear model for HEMT devices // Electronics Letters. – vol. 28, issue 2. – 1992. – P. 140 – 142.

134. 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. – P. 1573 – 1578.

135. Berroth, M., Bosch, R. High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FETs for Large Signal Applications // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – Feb. 1991. – vol. 39. – P. 224-229.

136. Кулешов, В.Н. 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. – 416 с.

137. 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. – 512с.

138. Коколов, А.А., Бабак, Л.И. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2 (22), часть 1. – С. 153 – 156.

139. Атабеков, Г.И. Основы теории цепей. Изд.4-е, переработанное. Под ред. Г.И. Атабекова. – М.: Энергия. – 1975. – 752 с.

140. Корн, Г. Справочник по математике. Для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1978. – 832 с.

141. Добычина, Е.М. Экстракция параметров мощных многосекционных транзисторов / Б. В. Крылов, Е. М. Добычина, Р. Ю. Малахов, Б. Б. Сергеев // Материалы 24-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014) 7 –13 сентября, Севастополь. – 2014. – С. 123-125.

142. Малахов, Р.Ю. Экстракция параметров мощных СВЧ транзисторов // Научный вестник МГТУ ГА. – 2014, №213. – С. 136 – 144.

143. David, M. Pozar. Microwave Engineering, 4th Edition – John Wiley & Sons Inc. – 2012. – P. 756.

144. 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. – 1988. – vol. 36, № 7. – P. 1151-1159.

145. Гостюхин, В.Л. Основные характеристики АФАР/ В.Л. Гостюхин // Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учебное пособие для вузов / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов и др.; под ред. Д.И. Воскресенского. – 3-е изд. – М.: Радиотехника, 2008. – Раздел 4.6.2. – С. 444–447.

146. Добычина, Е.М. Калибровка ЦАР бортовых РЛС / Е.М. Добычина // Радиолокационные системы специального и гражданского назначения. 2010-2012 / А.В. Авласенок, П.А. Агеев, М.В. Акимова и др.; под ред. Ю.И. Белого. – М.: Радиотехника, 2011. – Раздел 4.29. – С. 695 – 699.

147. Воронин, Е.Н. Диагностика антенных решеток. / Е.Н. Воронин, У.Р. Лиепинь, Я.С. Шифрин // Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – Гл.13. – С. 387–427.

148. Kuwahara, Y. Phased array antenna with temperature compensating capability/ Y. Kuwahara // IEEE Int. Symp. ARRAY, Boston, MA. – 1996. – P. 21–26.

149. Natera, M. A. S. Automated measurement procedure for the calibration of planar active arrays / M. A. S. Natera, R. M. Rodriguez-Osorio, L. de Haro Ariet // Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP), Barcelona, Spain. – 2010. – P. 1–5.

150. Воронин, Е.Н. Современные методы антенных измерений / Е.Н. Воронин, Е.Е. Нечаев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1984 . – №1. – С. 26 – 42.
151. Бахрах, Л.Д. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин, В.А. Усин, Я.С. Шифрин. – Л.: Наука, 1989. – 272 с.
152. Bucci, O.M. Accurate diagnosis of conformal arrays from near-field data using the matrix method / O.M. Bucci, M.D. Migliore, G. Panariello // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2005. – V. 53. – № 3. – P. 1114–1120.
153. Wang, J.J.H. An examination of theory and practices of planar near-field measurement/ J.J.H.Wang // IEEE Trans. on Antennas and Propagation . – 1988. – V. 36. – № 6. – P. 11–17.
154. Migliore, M.D. A compressed sensing approach for array diagnosis from a small set of near-field measurements/ M.D. Migliore // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2011. – V. 59. – № 6. – P. 2127–2133.
155. Кузнецов, Г.Ю. Комбинированный метод диагностики антенных решеток на основе ограниченного набора измерений полевых характеристик в ближней зоне / Г.Ю. Кузнецов, В.С. Темченко // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2015. – № 8. – С. 48–53.
156. Hansen, T.B. Complex-point dipole formulation of probe-corrected cylindrical and spherical near-field scanning of electromagnetic fields/ T.B. Hansen // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2009. – V. 57. – № 3. – P. 728–741.
157. Shipley, C. Mutual coupling-based calibration of phased array antennas / C. Shipley, D. Woods // IEEE Int. Conf. ARRAY, Dana Point, CA, USA. – 2000. – P. 529–532.
158. Aumann, H. M. Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements / H. M. Aumann, A. J. Fenn, F. G. Willwerth // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1989. – vol. 37. – no. 7. – P. 844–850.
159. Пат. 2147753 Российская Федерация, МПК 7 G 01 S7/40, H 01 Q3/36. Калибровка антенной решетки / Йоханиссон Б. Г. (SE), Форссен У. (SE); заявитель

и патентообладатель Телефонактиеболагет ЛМ Эрикссон (SE). – № 97100131/09, заявл. 01.06.1995; опубл. 20.04.2000. – 4 с.: ил.

160. Пат. 2641615 Российская Федерация, МПК 7 Н 01 Q 21/00 . Способ и устройство для калибровки приемной активной фазированной антенной решетки / Шишов Ю. А., Подольцев В. В. , и др.; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное военное образовательное учреждение высшего образования "Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского". – № 2016117444, заявл. 04.05.2016; опубл. 18.01.18 . Бюл. № 2. – 6 с.: ил.

161. Salas-Natera, M. A. Procedure for measurement, characterization, and calibration of active antenna arrays / M. A. Salas-Natera, R. M. Rodriguez-Osorio, L. de Haro // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 2013. – vol. 62. – no. 2. – P. 377–391.

162. Sali, S. New possibilities for phaseless microwave diagnostics // IEE Proc. H. – 1985 . – vol.132. – No 5. – P.291–306.

163. Нечаев, Е.Е. К вопросу восстановления АФР токов антенны курсового радиомаяка безфазовым методом измерений / Е.Е. Нечаев, И.Н. Рождественский // Научный Вестник МГТУ ГА, серия Радиофизика и радиотехника. – 2003. – № 62. – С. 100-107.

164. Yaccarino, R. G. Phaseless bi-polar planar near field measurements and diagnostics of array antennas / R. G. Yaccarino, Y. Rahmat-Samii // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 1999. – vol. 47. – P. 574 – 583.

165. Голубцов, Е.А. Оценка распределения поля в раскрыве АР по спектральным характеристикам фазомодулированных сигналов от отдельных излучателей / Е.А. Голубцов, Л.А. Летунов, М.Б. Митяшев, В.С. Рабинович // Радиотехника. – 1995. – №7 – 8. – С. 61 – 63.

166. Бубнов, Г.Г. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР / Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Серяков, С.А. Фурсов. – М.: Радио и связь, 1988 . – 120 с.

167. Воронин, Е.Н. Реконструктивные антенные измерения / Воронин Е.В., Нечаев Е.Е., Шашенков В.Ф. . – М.: Наука. Физматлит, 1995 . – 352 с.

168. Лиепинь, У.Р. Диагностика и адаптация к техническому состоянию приемо-передающих ФАР / У.Р. Лиепинь, Л.В. Головина // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1996. – т.36. – №10. – С. 43 – 50.

169. Shifrin, Y.S. Antenna array diagnostics based on the measurement of received or transmitted signals intensity / Y.S. Shifrin, U.R. Liepin, L.V. Golovina // Proc. of second Int. Conf. of Antenna Theory and Techniques, Kiev. –1997. – P. 233 – 235.

170. Shifrin, Y.S. The method of fast diagnostics and adaptation of phased antenna arrays / Y.S. Shifrin, U.R. Liepin // IEEE Antennas and Prop. Int. Symp. Digest, Atlanta. –1998. – v.1. – P. 63.

171. Пат. **2265263 Российская Федерация, МПК 7 Н 01 Q3/26**. Способ и устройство для калибровки решетки интеллектуальной антенны / Ли Шихе (CN); заявитель и патентообладатель Чайна академи оф телекоммуникейшнс текнолоджи (CN). – № 2002106105/09, заявл. 26.06.2000; опубл. 27.11.2005. Бюл. № 33. – 18 с.: ил.

172. Sorace, R. Phased array Calibration / R. Sorace // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2001. – V. 49. – № 4. – P. 517 – 525.

173. Добычина, Е.М. Пат. **166501 Российская Федерация, МПК 7 Н 01 Q 3/26**. Устройство калибровки многолучевой антенной решетки / Добычина Е.М., Снастин М.В.; заявитель и патентообладатель федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)(МАИ) (RU). – № 2016119618/28, заявл. 23.05.2016; опубл. 27.11.2016. Бюл. № 33. – 10 с.: ил.

174. Добычина, Е.М. Адаптивный метод диагностики цифровой антенной решетки / Е.М. Добычина // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова, серия: научная сессия, посвященная дню радио, Москва– 2010. – выпуск LXV – С. 8– 10.

175. Добычина, Е.М. Калибровка цифровой антенной решетки / Е.М. Добычина // 12-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка

сигналов и ее применение – DSPA-2010» 31 марта – 2 апреля, Москва. – 2010. – выпуск XII-2. – С. 44 – 47.

176. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

177. Анго, А. Математика для электро- и радиоинженеров / Андре Анго. – М.: Наука, 1964. – 772 с.

178. Добычина, Е.М. Калибровка цифровых антенных решеток / Е.М. Добычина // Радиотехника. Антенны. – 2013. – №9 (196). – С. 46 – 55.

179. Katagi, T. A large deployable active phased array antenna for satellite use / T. Katagi, Y. Konishi, Y. Tamai, Y. Iida // Proc. Amer. Inst. Aeronautics and Astronautics. – 1994. – AIAA-94-1070-CP – P. 1075–1084.

180. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2 изд. – М.: «Вильямс», 2007. – 1104 с.

181. Roddy, D. Satellite Communications / Dennis Roddy. – McGraw-Hill Telecommunications, 2001. – 500 p.

182. The Thuraya story [Электронный ресурс] // THURAYA. – 2018. – URL: <http://www.thuraya.com/node/1325/>. – (Дата обращения 02.03.2018).

183. ZALMAN [Электронный ресурс] // Zalman. – 2018. – URL: <http://zalmanrus.ru/>. – (Дата обращения 03.03.2018).

184. Thuraya [Электронный ресурс] // ТЕССКОМ. – 2018. – URL: <http://www.teccom.ru/>. – (Дата обращения 03.03.2018).

185. Добычина, Е.М. Мощный нитрид галлиевый усилитель 3-см длин волн / И.А. Петров, Е.М. Добычина // 11-я Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2012», Москва. – 2012. – С. 309 – 310.

186. Dobychina, E. GaN pHEMT power amplifier for cellular network base station / E. Dobychina, R. Malachov, M. Snastin // 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.

187. 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.

188. Sechi, F. Solid-State Microwave High-Power Amplifiers. Artech House. – 2009. – 307 p.

189. Venkatakrisnan, S.B., Papantonis, D.K., Akhiyat, A.A., Alwan, E.A., Volakis, J.L. Experimental Validation of On-Site Coding Digital Beamformer With Ultra-Wideband Antenna Arrays // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2017. – v. 4. – P. 1-10.

190. Добычина, Е.М. Пат. **2655033 Российская Федерация, МПК⁷ Н 01 Р 5/08**. Малогабаритный двухполяризационный волноводный излучатель фазированной антенной решетки с высокой развязкой между каналами / Л.И. Пономарев, А.А. Прилуцкий, А.А. Васин, Е.М. Добычина, Р.Ю. Малахов, О.В. Терехин, С.В. Харалгин; заявитель и патентообладатель федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ) (RU). – № 2017123814, заявл. 06.07.2017; опубл. 23.05.2018. Бюл. № 15. – 12 с.: ил.

191. Добычина, Е.М. Волноводный излучатель с вращающейся поляризацией X-диапазона длин волн / С.В. Харалгин, М.И. Войтович, М.В. Снастин, Е.М. Добычина // Материалы 27-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017) 10–16 сентября, Севастополь. – 2017. – С. 641-648.

192. Добычина, Е.М. Цифровая антенная решетка с элементами СВЧ-фотоники / А.Н. Братчиков, Е.М. Добычина // Материалы 20-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010) 13–17 сентября, Севастополь. – 2010. – Т. 2. – С. 550 – 551.

193. Добычина, Е.М. Интегрально-оптические модуляторы для волоконных каналов СВЧ-фотоники ЛА: Учебное пособие / А.Н. Братчиков, Е.М. Добычина. – М.: Издательство МАИ-ПРИНТ, 2011. – 76 с.

194. Добычина, Е.М. Антенны радиоэлектронных систем летательных аппаратов. Учебное пособие / Е.М. Добычина, Е.В. Калябин, В.В. Карев и др. – М.: Изд. Доброе слово, 2016. – 184 с.

195. Добычина, Е.М. Антенный измерительно-вычислительный комплекс на базе безэховой камеры / Е.М. Добычина // Материалы 22-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012) 10 –14 сентября, Севастополь. – 2012. – С. 477 – 478.

196. Добычина, Е.М. Измерение характеристик экранированной безэховой камеры / Е.М. Добычина, М.И. Войтович, А.Е. Обухов // Материалы 23-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013) 8 –13 сентября, Севастополь. – 2013. – С. 634 – 635.

197. Добычина, Е.М. Учет кроссполяризационной составляющей при измерениях характеристик антенн / Е.М. Добычина, М.В. Снастин, М.С. Бибко // Московская молодежная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике-2015», Москва. – 2015. – С. 161 – 162.

198. Добычина, Е.М. Измерение коэффициента усиления антенн методом отражения / Е. М. Добычина, М.В. Снастин, Р.Ю. Малахов // Материалы 25-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015) 6 –12 сентября, Севастополь. – 2015. – Т.1. – С. 449-450.

199. Добычина, Е.М. Абсолютный метод измерения коэффициента усиления антенн / М.В. Снастин, Е.М. Добычина // 14-я Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2015», Москва. – 2015. – С. 274 – 276.

200. Добычина, Е.М. Исследование точности измерения коэффициента усиления антенн методом плоского экрана / Е.М. Добычина, М.В. Снастин., С.В. Харалгин // Электросвязь. – 2016. – № 12. – С. 33-38.

201. Добычина, Е.М. Характеристики рассеяния антенных решеток на борту летательных аппаратов / М.В. Снастин, Е. М. Добычина, А.Е. Обухов // Материалы 26-й международной Крымской конференции «СВЧ-техника и

телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016) 4 –10 сентября, Севастополь. – 2016. – С. 1147-1153.

202. Добычина, Е.М. Измерение характеристик рассеяния объектов / Е.М. Добычина, М.В. Снастин, А.Е. Обухов // Тезисы докладов конференции «Иосифьяновские чтения 2017», Истра. – 2017. – С. 270 – 272.

203. Добычина, Е.М. Испытания антенных решеток бортовых радиолокационных систем в антенном измерительно-вычислительном комплексе / Е.М. Добычина, М.В. Снастин, А.Е. Обухов, С.В. Харалгин // Труды МАИ . – 2016. – № 91. – С. – URL:<http://trudymai.ru/published.php?ID=75661>.

204. Gregson, S., McCormick, J., Parini, C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements // The Institution of Engineering and Technology. London. – 2007. – 413 p.

205. Добычина, Е.М. Экспериментальное исследование цифрового диаграммообразования / Е.М. Добычина, М.В. Снастин, В.Р. Мезин, А.В. Пышненко // XLII Международная молодежная научная конференция «Гагаринские чтения-2016» 12 –15 апреля, МАИ, Москва. – 2016 . – С. 503 – 504.

**ПРИЛОЖЕНИЕ А. КОМПЛЕКСНАЯ ОГИБАЮЩАЯ И НЕОБХОДИМАЯ
ЧАСТОТА ДИСКРЕТИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА**

Пусть $x(t)$ – стационарный случайный процесс с нулевым средним, корреляционной функцией

$$r(\tau) = \overline{x(t)x(t+\tau)} \quad (\text{П1.1})$$

и энергетическим спектром

$$S(w) = \int_{-x}^x r(\tau) e^{-jw\tau} d\tau. \quad (\text{П1.2})$$

Пусть $x'(t)$ – сопряженный $x(t)$ процесс, определяемый интегральным преобразованием Гилберта:

$$x'(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-x}^x \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau, \quad (\text{П1.3})$$

причем

$$x(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-x}^x \frac{x'(\tau)}{t-\tau} d\tau. \quad (\text{П1.4})$$

Тогда аналитический сигнал $X(t)$, соответствующий $x(t)$, определяется как комплексная функция действительного аргумента:

$$X(t) = x(t) + j x'(t). \quad (\text{П1.5})$$

Непосредственно проверкой нетрудно убедиться в справедливости следующих соотношений [43]:

$$\overline{x'(t)x'(t+\tau)} = r(\tau), \overline{x(t)x'(t+\tau)} = r'(\tau), \overline{x'(t)x(t+\tau)} = -r'(\tau), \quad (\text{П1.6})$$

где $r'(\tau)$ – преобразование Гилберта от $r(\tau)$.

Огибающая $X_0(t)$ и фаза $\Phi(t)$ процесса $x(t)$ однозначно определяются как модуль и аргумент аналитического сигнала $X(t)$:

$$X_0(t) = |X(t)| = \sqrt{x^2(t) + x'^2(t)}, \quad (\text{П1.7})$$

$$\Phi(t) = \arg X(t) = \text{arctg}(x'(t)/x(t)). \quad (\text{П1.8})$$

Использование понятия огибающей и фазы особенно удобно и наглядно в случае узкополосных процессов, энергетический спектр которых сосредоточен в окрестности частот ω_0 и $-\omega_0$, например, процессов на выходе узкополосной линейной системы с резонансной частотой ω_0 . Представляя в этом случае фазу $\Phi(t)$ в виде суммы детерминированной $\omega_0(t)$ и случайной $\varphi(t)$ составляющих:

$$\Phi(t) = \omega_0(t) + \varphi(t), \quad (\text{П1.9})$$

можем записать аналитический сигнал в виде

$$X(t) = \underline{X}(t)e^{j\omega_0 t}, \quad (\text{П1.10})$$

где

$$\underline{X}(t) = X_0 e^{j\varphi(t)}, \quad (\text{П1.11})$$

– комплексная огибающая узкополосного процесса $x(t)$.

При известной (фиксированной) частоте ω_0 комплексная огибающая $\underline{X}(t)$ содержит, по существу всю информацию о процессе $x(t)$, который связан с $\underline{X}(t)$ соотношением:

$$x(t) = \text{Re } X(t) = \text{Re } (\underline{X}(t)e^{j\omega_0 t}). \quad (\text{П1.12})$$

Из (П1.10) и (П1.5) с учетом (П1.1), (П1.6) нетрудно получить:

$$\overline{\underline{X}(t)X(t+\tau)} = 0, \quad (\text{П1.13})$$

$$\underline{X}^*(t)X(t+\tau) = 2(r(\tau) + jr'(\tau))e^{-j\omega_0 t}, \quad (\text{П1.14})$$

где звездочка $*$ – знак комплексной сопряженности.

Если по аналогии с (П1.5) ввести комплексную корреляционную функция процесса $x(t)$,

$$R(\tau) = r(\tau) + jr'(\tau), \quad (\text{П1.15})$$

и определить корреляционную функция комплексной огибающей процесса $x(t)$ как

$$\underline{R}(\tau) = \frac{1}{2} \overline{\underline{X}^*(t)X(t+\tau)}, \quad (\text{П1.16})$$

то из (П1.14) следует

$$R(\tau) = \underline{R}(\tau)e^{j\omega_0 \tau}, \quad (\text{П1.17})$$

то есть комплексная огибающая корреляционной функции равна корреляционной функции комплексной огибающей исходного процесса $x(t)$.

Из (П1.15) и (П1.17), аналогично (П1.12), получаем:

$$r(\tau) = \operatorname{Re} R(\tau) = \operatorname{Re} (\underline{R}(\tau)e^{j\omega_0 t}). \quad (\text{П1.18})$$

Если корреляционная функция $r(\tau)$ является четной функцией:

$$r(-\tau) = r(\tau), \quad (\text{П1.19})$$

то для корреляционной функции комплексной огибающей справедливо следующее соотношение, непосредственно вытекающее из (П1.16):

$$\underline{R}(-\tau) = \underline{R}^*(\tau). \quad (\text{П1.20})$$

Определяя энергетический спектр комплексной огибающей как

$$\underline{S}(\omega) = \frac{1}{2} \int_{-x}^x \underline{R}(\tau)e^{-j\omega t}, \quad (\text{П1.21})$$

причем $\underline{S}(\omega)$ – действительная величина, из (П1.2) с учетом (П1.18), (П1.20) получаем

$$S(\omega) = \underline{S}(\omega - \omega_0) + \underline{S}(-\omega - \omega_0), \quad (\text{П1.22})$$

откуда следует, что энергетический спектр комплексной огибающей узкополосного процесса сосредоточен вблизи нулевой частоты, а потому **минимальная частота дискретизации комплексной огибающей определяется шириной полосы процесса $x(t)$ и не зависит от ω_0 .**

Аналогичным образом, на основе понятия комплексной огибающей, могут быть описаны взаимные энергетические характеристики пары стационарных и стационарно связанных узкополосных случайных процессов (взаимная корреляционная функция и взаимный энергетический спектр), а также характеристики узкополосных линейных систем (импульсная характеристика и передаточная функция) [43].

Возвращаясь к равенству (П1.11), можем представить его в виде

$$\underline{X}(t) = \underline{X}_R(t) + j\underline{X}_I(t), \quad (\text{П1.23})$$

где

$$\underline{X}_R(t) = \underline{X}_0(t) \cos \varphi(t); \quad \underline{X}_I(t) = \underline{X}_0(t) \sin \varphi(t) \quad (\text{П1.24})$$

– квадратурные составляющие комплексной огибающей. Последние также являются узкополосными случайными процессами практически с таким же энергетическим спектром, как и энергетический спектр комплексной огибающей. Если исходный процесс $x(t)$ – стационарный нормальный случайный процесс, то квадратурные составляющие комплексной огибающей – также стационарные нормальные случайные процессы, независимые в совпадающие моменты времени, и их дисперсии равны дисперсии процесса $x(t)$. Указанные соотношения удобно использовать при цифровом моделировании комплексной огибающей, а также выбирая частоту дискретизации аналогового сигнала.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА КАЛИБРОВКИ ЦАР И ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ ДН

```
Path := concat(CWD, "Raw")
```

```
//Scripts
```

+

```
//Misc func and vars
```

```
TFreq := 

|        |
|--------|
| 3 GHz  |
| 10 GHz |


TPower := 

|        |
|--------|
| 16 dBm |
| 10 dBm |


TBW := 

|        |
|--------|
| 1 kHz  |
| 10 kHz |


TAz := 

|        |
|--------|
| 0 deg  |
| 25 deg |


SVFreq SVPower SVBW SVAz
```

```
GZ := READCSV(concat(Path, SGZ, VFreqTFreq, SExt)) UZ
```

```
VZ := SetNumSV(GZ, SCZ)
```

```
GX := READCSV(concat(Path, SGX, VFreqTFreq, SExt)) UX
```

```
VX := SetNumSV(GX, SCX)
```

```
GetBound(GX) =  $\begin{pmatrix} -105 \\ 105 \end{pmatrix}$  .mm      GetBound(GZ) =  $\begin{pmatrix} 0 \\ 30 \end{pmatrix}$  .mm
```

```
GetΔ(GX) = 210 .mm      GetΔ(GZ) = 30 .mm
```

```
VDir := Dir(Path, DeQuote(format("EMCal{0}{1}{2}{3}", VAzTAz, VFreqTFreq, VBWTBW, VPowerTPower)), ".csv")
```

```
DataRaw := csort(ReadAllData(Path, VDir, VZ, GZ, UZ), 0)
```

```
CZRaw := DataRaw<0>      FreqC := GFreqTFreq · UFreq
```

```
CXRaw := DataRaw<1>
```

```
DataMag := DataRaw<2>
```

```
DataArg := DataRaw<3> deg
```

```
//Выборка данных и усреднение, поиск точки калибровки
```

//Калибровка

```
//Задание случайного [равномерного] распределения δ
```

+

```
Getδ(Δ, n) :=  $\begin{cases} \text{SetEl}(i, j) \leftarrow \text{rnd}(\Delta) \\ \text{matrix}(n, 1, \text{SetEl}) - 0.5\Delta \end{cases}$ 
```

```
Vδ := Getδ(27, rows(GX))■      //NB: добавлен усилитель 10 дБ
```

```
//Ручной ввод
```

```
//Распределение мощности по фазовращателю в калибруемом канале
```

	0
0	0
1	7.5
2	15
3	22.5
4	30

GZ = .mm

	0
0	-105
1	-90
2	-75
3	-60
4	-45
5	-30
6	-15
7	0
8	15
9	30
10	45
11	60
12	75
13	90
14	105

GX = .mm

Vδ :=

	0
0	0
1	1
2	0
3	1
4	1
5	1
6	0
7	0
8	1
9	0
10	1
11	0
12	0
13	1
14	1
15	

$$A_{pwr.cal} := \text{GroupMean}(\text{dB2PR}(\text{Data}_{Mag_ZCut} + 10), \text{GAVG}) = \blacksquare$$

//Распределение мощности по раскрытию решётки

$$A_u := \text{GroupMean}(\text{dB2VR}(\text{Data}_{Mag_XCut} + 10), \text{GAVG})$$

$$\begin{pmatrix} _0 \\ _90 \\ _180 \\ _270 \end{pmatrix} := \text{matrix}(4, 1, \text{FLinSpace}(1)) = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{pmatrix}$$

+

A_u =

	0
0	0.031
1	0.032
2	0.031
3	0.031
4	0.031
5	0.031
6	0.031
7	0.031
8	0.031
9	0.031
10	0.031
11	0.031
12	0.031
13	...

Vδ := Vδ-deg

//Ручной ввод

$$A_{pwr.cal} := \text{stack}(0.0009898, 0.0009618, 0.0009101, 0.00095720, 0.0009579)$$

//Формулы

$$\text{Ind}_{Cal} := \text{GetSweepInd}(\text{CX}_{Raw}, U_X, \text{GX}, U_X) = 7$$

$$V\zeta := \text{GetVI}(5) \cdot V\delta_{\text{Ind}_{Cal}}$$

$$V\zeta = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot \text{deg} \quad //\zeta \text{ для разных фаз в калибруемом канале}$$

$$\delta := \text{stack}[\text{atan2}[(A_{pwr.cal_0} - A_{pwr.cal_180}), (A_{pwr.cal_270} - A_{pwr.cal_90})]] = (-3.303) \cdot \text{deg}$$

$$A_{Ck} := \text{GetAc}(A_u, V\delta + \delta_0, \text{Ind}_{Cal})$$

$$A_k := (4A_{Ck})^{-1} \cdot \sqrt{(A_{pwr.cal_270} - A_{pwr.cal_90})^2 + (A_{pwr.cal_0} - A_{pwr.cal_180})^2}$$

N := 20 //необходимо подстраивать

$$\begin{pmatrix} VIter \\ \delta \\ A_{Ck} \\ A_{Sk} \\ W_{k.11} \\ W_{k.12} \\ W_{k.21} \\ W_{k.22} \end{pmatrix} := \text{SetIter}(A_u, A_k, \delta, V\delta, V\zeta, \text{Ind}_{Cal}, N)$$

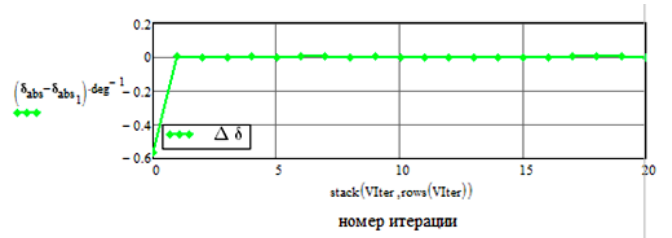
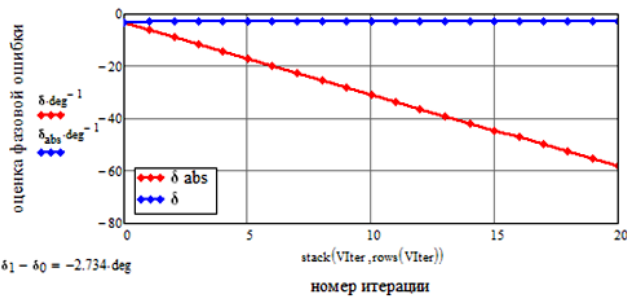
Vδ =

	0
0	0
1	1
2	0
3	1
4	1
5	1
6	0
7	0
8	1
9	0
10	1
11	0
12	0
13	1
14	1

deg

$$xm := \text{stack}(0, 20)$$

$$\delta_{abs} := \text{GetDerivative}(\delta, 0)$$



0	0	0
0	-3.303	0.4325
1	-6.037	0.4310
2	-8.772	0.4285
3	-11.506	0.4251
4	-14.240	0.4207
5	-16.974	0.4153
6	-19.708	0.4090
7	-22.443	0.4018
8	-25.177	0.3936
9	-27.911	0.3846
10	-30.645	0.3747
11	-33.379	0.3639
12	-36.113	0.3523
13	-38.848	0.3399
14	-41.582	0.3267
15

$A_{\text{deg}} = \dots$ $A_{\text{deg}} = \dots$ $A_{\text{deg}} = \dots$ $A_{\text{deg}} = 4.615 \times 10^{-5}$

0	0
0	-3.303
1	-2.734
2	-2.734
3	-2.734
4	-2.734
5	-2.734
6	-2.734
7	-2.734
8	-2.734
9	-2.734
10	-2.734
11	-2.734
12	-2.734
13	-2.734
14	-2.734
15	...

$\delta_{\text{abs}} = \dots$ $\delta_{\text{abs}} - \delta_0 = \dots$

0	0
0	0.000
1	0.569
2	0.569
3	0.569
4	0.569
5	0.569
6	0.569
7	0.569
8	0.569
9	0.569
10	0.569
11	0.569
12	0.569
13	0.569
14	0.569
15	...

$\delta_{\text{abs}} - \delta_0 = \dots$ $\delta_{\text{abs}} - \delta_0 = \dots$

//Определение ДН на приём, восстановление угла прихода

//Усреднение выборок

CAVG := 1 GroupOffset := 0

Data_Mag_XCut_mean := GroupMean(GroupDecimate(Data_Mag_XCut, GAVG, CAVG, GroupOffset), CAVG)

Data_Arg_XCut_mean := GroupMean(GroupDecimate(Data_Arg_XCut, GAVG, CAVG, GroupOffset), CAVG)

U_{GXX} := mm

+

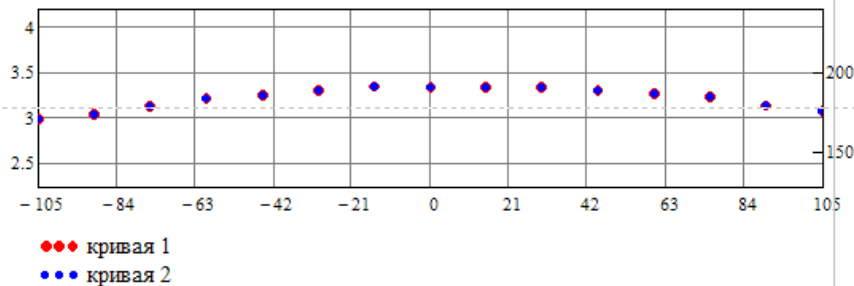
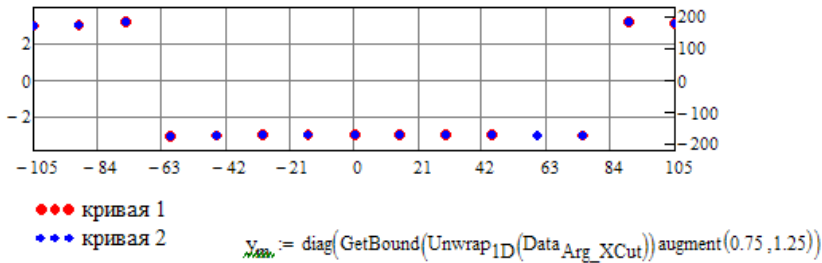
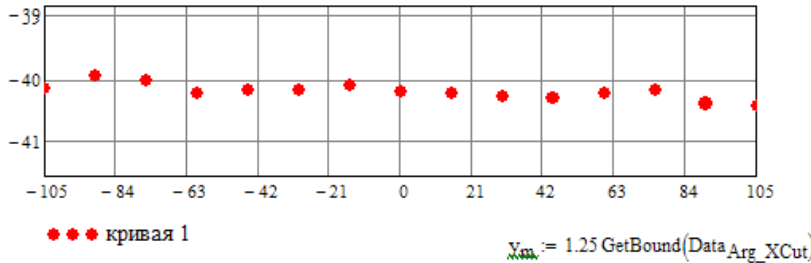
$x_m := \text{GetBound}(GX) \cdot U_{\text{GX}}^{-1}$

$y_m := \text{GetBound}(\text{Data_Mag_XCut}) + 1 \text{ stack}(-1, 1)$

```

m ← rows(GZ)
SweepInd ← GetSweepInd(CXRaw UX, GX, UX)
BufXSweep ← dB2PR(GroupMean(GroupDecimate(DataMag_XCut, GAVG, CAVG, GroupOffset), CAVG) - GPowerTPower)
BufZLine ← dB2PR(GroupMean(GroupDecimate(DataMag_ZCut, GAVG, CAVG, GroupOffset), CAVG) - GPowerTPower)
BufXLine_Arg ← GroupMean(GroupDecimate(DataArg_XCut, GAVG, CAVG, GroupOffset), CAVG)
BufXLine_Mag ← BufXSweep
BufXLineSweepInd ← 0
Ac ← BufXLine_Mag · cos(BufXLine_Arg)
i ← 0
while i < m
  BufXLine_MagSweepInd ← BufZLinei
  Resi ← mean(BufXLine_Mag)
  i ← i + 1
δ ← atan((Res3 - Res1) / (Res0 - Res2))
a ← (4 · Ac)-1 · √((Res3 - Res1)2 + (Res0 - Res2)2)

```



$$\text{MMul}(V_a, V_b) := \overrightarrow{(V_a \cdot V_b)}$$

$$\text{GetMag}(V, \text{IsDB}) := \text{if}(\text{IsDB}, \text{PR2dB}(\text{GetMag}(\text{dB2PR}(V), 0)), \overrightarrow{|V|})$$

$$\text{GetArg}(V) := \text{arg}(V)$$

$$\text{FastConvolution}(V_a, V_b) := \text{ICFFT}(\text{MMul}(\text{CFFT}(V_a), \text{CFFT}(V_b)))$$

$$\text{MyConv}(V_a, V_b) := 2(V_a = V_b) - 1$$

//Составляем сигнал

$$SRC := MMul(dB2VR(DataMag_XCut_mean + GPowerTPower), exp(i \cdot DataArg_XCut_mean))$$

$$SRC_{diff} := \begin{cases} n \leftarrow trunc(0.5 \cdot rows(SRC)) \\ Buf_{n-1} \leftarrow 0 \\ Buf \leftarrow \text{if}([(rows(SRC) - 2 \cdot n), stack(Buf, 90deg, Buf + 180deg), stack(Buf, Buf + 180deg)]) \\ MMul[dB2VR(DataMag_XCut_mean + GPowerTPower), exp[i \cdot (DataArg_XCut_mean + Buf)]] \end{cases}$$

//Ожидаемый сигнал с расстояния дальней зоны RFF по пеленгу α при излучении в центр решётки по координатам x.n

$$DST(RFF, \alpha, x_n, G_{RX}, G_{TX}, PC_{RX}, PC_{TX}, P0, Freq) := \begin{cases} n \leftarrow rows(x_n) \\ SRC \leftarrow (RFF + PC_{TX} + PC_{RX}) \cdot stack(\cos(\alpha), \sin(\alpha)) + stack(0, mean(x_n)) \\ Buf \leftarrow x_n^T \\ Buf_{1,n-1} \leftarrow 0 \\ Res_{0,n-1} \leftarrow 0 \\ i \leftarrow 0 \\ \text{while } i < n \\ \quad \begin{cases} Res_{0,i} \leftarrow |Buf^{(i)} - SRC \\ i \leftarrow i + 1 \end{cases} \\ MMul\left(dB2VR\left(G_{TX} + G_{RX} + VR2dB\left(\frac{\lambda(Freq)}{4\pi Res^T}\right) + P0\right), exp(i \cdot Res^T \cdot k(Freq))\right) \end{cases}$$

$$GetConv(Va, FVb, V\alpha, FConv) := \begin{cases} ARow \leftarrow rows(Va) \\ (ACol \ \alpha_0 \ d\alpha) \leftarrow V\alpha^T \\ Res_{ARow-1, 2ACol} \leftarrow 0 \\ (n \ i) \leftarrow \text{augment}(2 \cdot ACol + 1, 0) \\ \text{while } i < n \\ \quad \begin{cases} Res^{(i)} \leftarrow FConv(FVb(\alpha_0 - ACol \cdot d\alpha + i \cdot d\alpha), Va) \\ i \leftarrow i + 1 \end{cases} \\ Res \end{cases}$$

$$PackData(V) := \begin{cases} n \leftarrow rows(V) \\ i \leftarrow 0 \\ \text{while } i < n \\ \quad \begin{cases} Res \leftarrow \text{if}(i, \text{augment}(Res, V_i), V_i) \\ i \leftarrow i + 1 \end{cases} \\ Res \leftarrow Res^T \\ i \leftarrow 0 \\ \text{while } i < cols(Res) \\ \quad \begin{cases} Buf_i \leftarrow \text{round}(mean(Res^{(i)})) \\ i \leftarrow i + 1 \end{cases} \\ Res \leftarrow 0 \\ Buf \end{cases}$$

$$Test := DST(3.25\text{-m}, 90\text{-deg}, GX, 16.8, 7.26, 0, 1.4\text{-cm}, GPowerTPower, GFreqTFreq \cup Freq)$$

	0
0	-28.67E+000
1	-28.67E+000
2	-28.67E+000
3	-28.66E+000
4	-28.66E+000
5	-28.66E+000
6	-28.66E+000
7	-28.66E+000
8	-28.66E+000
9	-28.66E+000
10	-28.66E+000
11	-28.66E+000

$$VR2dB(GetMag(Test, 0)) =$$

	0
0	20.275
1	14.897
2	10.346
3	6.622
4	3.725
5	1.656
6	0.414
7	0
8	0.414
9	1.656
10	3.725
11	6.622
12	10.346
13	...

$$Buf \leftarrow Unwrap_{1D}(GetArg(Test))$$

$$Buf - Buf_{GetSweepInd(CX_{Raw} \cup X, GX, U_X)}$$

= -deg

$$FDST(\alpha) := DST(1\text{-km}, \alpha, GX, 16.8, 7.26, 0, 1.4\text{-cm}, GPowerTPower, GFreqTFreq \cup Freq)$$

$$V\alpha := stack(90, 90\text{-deg}, 1\text{-deg})$$

$$Conv := GetConv(SRC, FDST, V\alpha, FastConvolution)$$

$$Conv_{diff} := GetConv(SRC_{diff}, FDST, V\alpha, FastConvolution)$$

VR2dB(GetMag(SRC,0)) =

	0
0	-30.12E+000
1	-29.94E+000
2	-30.01E+000
3	-30.21E+000
4	-30.17E+000
5	-30.16E+000
6	-30.10E+000
7	-30.19E+000
8	-30.22E+000
9	-30.27E+000
10	-30.29E+000
11	-30.21E+000
12	-30.17E+000
13	...

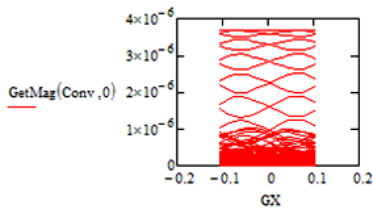
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Buf} \leftarrow \text{Unwrap}_{1D}(\text{GetArg}(\text{SRC})) \\ \text{Buf} - \text{Buf}_{\text{GetSweepInd}(\text{CX}_{\text{Raw}}, \text{U}_j^j \text{X})} \end{array} \right. = \text{deg}$$

	0
0	-19.828
1	-16.265
2	-11.907
3	-6.933
4	-4.475
5	-1.358
6	0.603
7	0
8	0.163
9	-0.096
10	-1.192
11	-3.478
12	-6.317
13	...

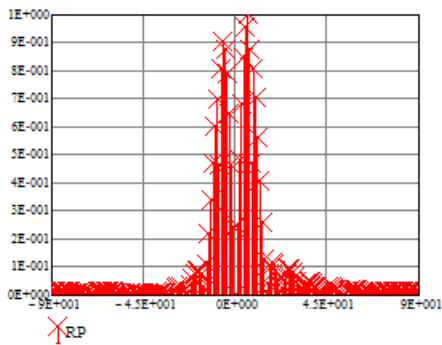
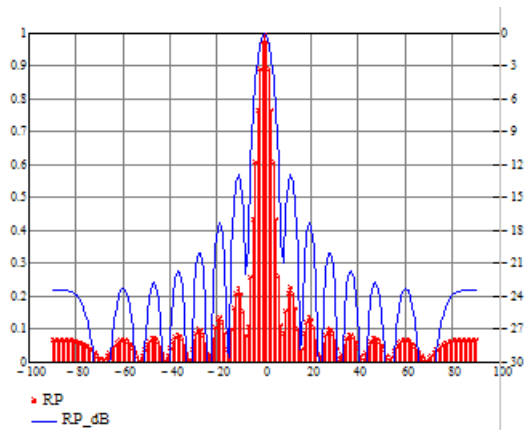
V α := stack(90, 90-deg, 1-deg)

Conv := GetConv(SRC, FDST, V α , FastConvolution)

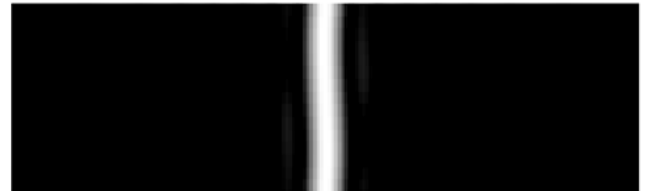
Conv_{diff} := GetConv(SRC_{diff}, FDST, V α , FastConvolution)



V ← VR2dB(GetMag(Conv, 0)) = 0-deg
PackData(match(max(V), V))₁.V α ₂ - V α ₁

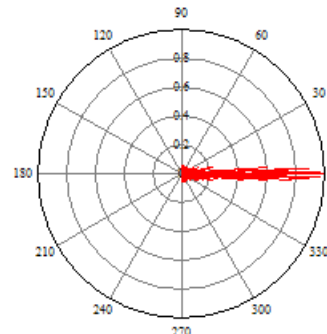


$$\text{Buf}_{\text{Mag}} := \left\{ \begin{array}{l} V \leftarrow \text{GetMag}(\text{Conv}, 0) \\ (V - \min(V)) \cdot (\max(V) - \min(V))^{-1} \end{array} \right.$$

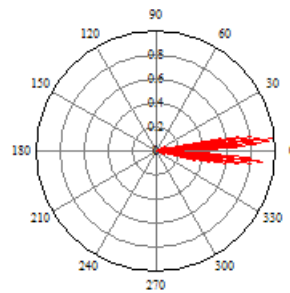


255:Buf_{Mag}

$$\text{Buf}_{\text{Arg}} := \left\{ \begin{array}{l} V \leftarrow \text{GetArg}(\text{Conv}) \\ (V - \min(V)) \cdot (\max(V) - \min(V))^{-1} \end{array} \right.$$



▲ RP



▲ RP