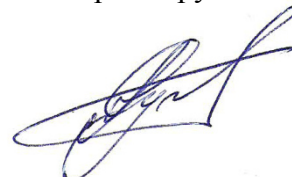


**Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)**

На правах рукописи



Сучков Александр Владимирович

**ЧАСТОТНО-СКАНИРУЮЩИЕ МОНОИМПУЛЬСНЫЕ
АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ТРЕХКООРДИНАТНЫХ РЛС**

Специальность

05.12.07 – «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель: д.т.н., профессор **Гринев Александр Юрьевич**

Москва – 2018

Оглавление

Список сокращений.....	5
Введение.....	6
Актуальность работы.....	6
Основные задачи диссертации.....	7
Методы исследования.....	8
Научная новизна работы.....	8
Практическая значимость результатов работы.....	9
Реализация и внедрение результатов.....	10
Достоверность полученных результатов.....	10
Основные положения, выносимые на защиту.....	10
Аппробация результатов работы.....	11
Публикации.....	12
Структура и объем работы.....	12
Глава 1. Антенные решетки с частотным сканированием.....	15
1.1 Принципы построения АРЧС.....	15
1.1.1 Введение.....	15
1.1.2 Основные соотношения.....	15
1.1.3 Этапы проектирования АРЧС.....	17
1.2 Аналитический обзор частотно-сканирующих антенных решеток трехкоординатных РЛС.....	18
1.2.1 Первые РЛС с частотно-сканирующими антеннами.....	19
1.2.2 Зарубежные аналоги РЛС с частотно-сканирующими антеннами.....	20
1.2.3 Антенные решетки с частотным сканированием современных систем.....	23
1.3 Варианты построения моноимпульсных АРЧС.....	28
1.3.1 Моноимпульсная АРЧС на основе ДОС последовательного типа.....	28
1.3.2 Моноимпульсная АРЧС на основе ДОС параллельного типа.....	29
1.3.3 Комбинированные схемы построения.....	30
1.3.4 Антенная решетка с уплотнением шага между излучателями.....	31
1.4 Конструктивно-технологические особенности АРЧС.....	31
1.5 Требуемые параметры и реализованные характеристики.....	33

1.6 Выводы	35
Глава 2. Схемы построения и основные характеристики разработанных моноимпульсных АРЧС	36
2.1 Исходные данные	36
2.2 Моноимпульсная волноводно-щелевая АРЧС на основе модифицированной ДОС последовательного типа.....	39
2.2.1 Особенности применения АРЧС.....	42
2.2.2 Расчетная оценка основных параметров	43
2.2.3 АФР, формируемое ДОС последовательного типа.....	50
2.2.4 Компенсация фазовых ошибок	52
2.2.5 Минимизация амплитудных ошибок.....	55
2.2.6 Устранение эффекта «нормали»	59
2.2.7 Результаты.....	59
2.2.8 К вопросу точности измерения угловых координат	62
2.3 Моноимпульсная волноводная АРЧС на основе модифицированной последовательно-параллельной схемы.....	66
2.3.1 Схемные решения.....	67
2.3.2 Основные характеристики.....	69
2.3.3 Особенности моноимпульсной волноводной АРЧС.....	73
2.4 Независимое формирование АФР суммарного и разностного каналов.....	74
2.5 Выводы	76
Глава 3. Моделирование характеристик моноимпульсных АРЧС.....	78
3.1 Численно-экспериментальное моделирование эффекта «нормали».....	78
3.1.1 Описание алгоритма.....	78
3.1.2 Результаты моделирования	81
3.1.3 Особенности при переходе к последовательно-параллельной ДОС	86
3.1.4 Моделирование суммарно-разностной ДОС	88
3.2 Моделирование восстановления АФР ДОС	92
3.2.1 Моделирование Т-щелевого направленного ответвителя.....	92
3.2.2 Описание математической модели	95
3.2.3 Результаты моделирования	97
3.3 Моделирование моноимпульсной АРЧС S-диапазона	98

3.3.1	Полноволновое моделирование ВЦЛ излучателей.....	98
3.3.2	Полноволновое моделирование последовательной ДОС.....	100
3.3.3	Численное моделирование излучающего полотна АРЧС.....	104
3.4	Моделирование моноимпульсной АРЧС X -диапазона.....	106
3.4.1	Полноволновое моделирование ДОС и волноводных излучателей.....	106
3.4.2	Численное моделирование излучающего полотна АРЧС.....	109
3.5	Выводы.....	111
Глава 4. Результаты экспериментальных исследований, конструктивные особенности и технологии производства моноимпульсных АРЧС.....		113
4.1	Методы и средства измерений.....	113
4.2	Результаты экспериментальных исследований разработанных АРЧС.....	115
4.2.1	Измеренные характеристики моноимпульсной АРЧС S -диапазона.....	116
4.2.2	Измеренные характеристики моноимпульсной АРЧС X -диапазона.....	117
4.2.3	Сравнительный анализ полученных результатов.....	118
4.3	Конструктивные особенности и технологии производства АРЧС.....	119
4.3.1	Конструктивно-технологическое исполнение разработанных АРЧС.....	119
4.3.2	Волноводная скрутка с изгибом в E/H -плоскости.....	126
4.3.3	Соображения по реализации ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов.....	128
4.4	Влияние конструктивно-технологических погрешностей и условий эксплуатации на характеристики АРЧС.....	129
4.4.1	Классификация конструктивно-технологических погрешностей.....	129
4.4.2	Влияние допусковых погрешностей на характеристики АРЧС.....	131
4.4.3	Температурная зависимость углового положения ДН.....	133
4.5	Выводы.....	135
Заключение.....		137
Список литературы.....		139
Приложение А: Волноводный фазовращатель. Вывод расчетных соотношений.....		147
Приложение Б: Программа расчета характеристик ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов.....		149

Список сокращений

- АР – антенная решетка
- АРЛК – аэродромный радиолокационный комплекс
- АРЧС – антенная решетка с частотным сканированием
- АС – антенная система
- АФР – амплитудно-фазовое распределение
- ВО – воздушный объект
- ВЩАР – волноводно-щелевая антенная решетка
- ДН – диаграмма направленности
- ДМ – делитель мощности
- ДОС – диаграммообразующая схема
- ЗС – замедляющая система
- КИП – коэффициент использования поверхности раскрыва
- КНД – коэффициент направленного действия
- КПД – коэффициент полезного действия
- КСВН – коэффициент стоячей волны (по напряжению)
- КУ – коэффициент усиления
- ЛВЩР – линейная волноводно-щелевая решетка
- ЛЗ – линия задержки
- МКЭ – метод конечных элементов
- НО – направленный ответвитель
- РЛС – радиолокационная система
- СВЧ – сверхвысокие частоты
- ТРЛК – трассовый радиолокационный комплекс
- УБЛ – уровень боковых лепестков
- ФАР – фазированная антенная решетка
- ЧПУ – числовое программное управление
- ЧС – частотное сканирование
- ЧСА – частотно-сканирующая антенна
- ЭМП – электромагнитное поле
- ЭПР – эффективная поверхность рассеяния

Введение

Актуальность работы

В настоящее время в условиях роста требований, предъявляемых к трехкоординатным радиолокационным системам (РЛС) обзора воздушного пространства и управления воздушным движением в части обеспечения требуемой зоны обнаружения с заданными точностными характеристиками и темпом обновления выдаваемой информации, а также эффективности функционирования при воздействии пассивных помех, возникает необходимость в использовании узконаправленных сканирующих антенных систем (АС) с несколькими независимыми каналами, низким уровнем боковых лепестков (УБЛ), максимальным коэффициентом усиления [1]. Ужесточение требований к тактико-техническим характеристикам радиолокационного оборудования, в первую очередь, обусловлено необходимостью пространственного разрешения целей при высокой интенсивности полетов в зонах аэродромов и на воздушных трассах [2]. Кроме того, с целью эксплуатации в любых климатических районах современные РЛС разрабатываются по принципу необслуживаемых станций [3, 4], способных круглосуточно функционировать без участия технического персонала и обеспечивать формирование единого информационного пространства о состоянии воздушной обстановки [5]. В составе таких систем желательно иметь надежные, необслуживаемые, антенны без управляемых элементов с наименьшей стоимостью [6]. Практическая реализация подобных антенн, как правило, дополнительно усложняется ограничениями по массогабаритным и эксплуатационным характеристикам. Одним из возможных направлений для решения указанных проблем является применение в составе современных РЛС антенных решеток с частотным сканированием (АРЧС), которые представляют собой полностью пассивные устройства и, соответственно, надежный, сравнительно простой и наименее дорогой вариант для осуществления электрического управления диаграммой направленности (ДН).

Частотно-сканирующие антенные решетки рассматривались многими авторами: Дерюгин Л.Н., Бахрах Л.Д., Воскресенский Д.И., Ленци Ю.И., Зимин Д.Б., Кашин А.В., Немоляев А.И., Skolnik M.I., Hansen R.C., Wang H., Wheeler M.S., Kinsey R.R., Begovich N.A., Ishimaru A. и др. Наблюдаемый в последние годы интерес к практической реализации таких антенн в моноимпульсном исполнении, вызвали публикации: Ajioka J.S. «Frequency-scan antennas» [7], Бородин Н.Д., Исаков М.В. «Моноимпульсная антенна с частотным сканированием» [8], посвященные частотно-сканирующим антенным решеткам трехкоординатных РЛС, в которых используется моноимпульсный метод пеленгации [9], позволяющий существенно повысить точность измерения угловых координат, по сравнению с

применяемым в одноканальных АРЧС методом интерполяции угловой координаты путем сравнения амплитуд в соседних лучах, сформированных на разнесенных частотах [10].

Тем не менее, недостаточно исследованы многие важные для практической реализации моноимпульсных АРЧС вопросы. В том числе: поиск и внедрение научно обоснованных технических решений, направленных на устранение характерных недостатков различных вариантов построения диаграммообразующих схем (ДОС) моноимпульсных АРЧС; определение возможности достижения в полосе рабочих частот в плоскости частотного сканирования низкого УБЛ ДН суммарного канала без ухудшения КПД ДОС, а также обеспечения равенства амплитуд в максимумах и увеличения глубины нуля ДН разностного канала при ограничении массогабаритных характеристик антенной системы; обеспечение согласования суммарного и разностного входов в полосе рабочих частот при широкоугольном сканировании [11] через нормаль к апертуре антенны; специфика реализации низкого УБЛ ДН суммарного и разностного каналов; разработка электродинамических моделей ДОС, методик для их численного анализа и последующей оптимизации параметров; обоснование преимуществ технических решений с внедрением моноимпульсных АРЧС в конкретные практические разработки, например, в РЛС обзора воздушного пространства и управления воздушным движением.

Объект исследования – трехкоординатные РЛС обнаружения аэродромных и трассовых комплексов, предназначенные для эксплуатации в целях гражданской авиации, в которых используется моноимпульсный метод измерения угловых координат.

Предмет исследования – частотно-сканирующие моноимпульсные антенные решетки, применяемые в составе трехкоординатных РЛС.

Цель работы – разработка частотно-сканирующих моноимпульсных антенных решеток трехкоординатных РЛС с высоким коэффициентом усиления, низким УБЛ, повышенной глубиной нуля и равенством амплитуд в максимумах ДН разностного канала, низкопрофильной конструкцией и возможностью широкоугольного сканирования через нормаль к апертуре на основе модифицированных схем построения с учетом высокоэффективных технологий и средств современного производства.

Основные задачи диссертации

Для достижения поставленной цели требуется решение следующих основных задач:

1. Модификация схем построения моноимпульсных АРЧС с учетом предъявляемых требований и обоснование технических решений, принятых к реализации.

2. Исследование возможности достижения в полосе рабочих частот в плоскости частотного сканирования низкого УБЛ ДН суммарного канала без ухудшения КПД ДОС, а

также обеспечения равенства амплитуд в максимумах и увеличения глубины нуля ДН разностного канала.

3. Исследование особенностей обеспечения согласования суммарного и разностного входов АРЧС в полосе рабочих частот при широкоугольном сканировании через нормаль к апертуре.

4. Разработка волноводно-щелевой моноимпульсной антенной решетки S -диапазона с частотным сканированием по углу места и круговым механическим сканированием по азимуту для трассовой РЛС.

5. Разработка волноводной моноимпульсной антенной решетки аэродромной РЛС X -диапазона с ДН веерного типа и частотным сканированием по азимуту.

6. Анализ путей реализации ДОС с независимым формированием амплитудно-фазового распределения суммарного и разностного каналов АРЧС в плоскости частотного сканирования.

Методы исследования

Аппарат теории антенн, устройств СВЧ и математической физики, включая метод конечных элементов для численного электродинамического моделирования, численные методы оптимизации целевых функций, программные средства систем автоматизированного проектирования для решения задач в области конструирования, анализа и технологической подготовки производства, а также экспериментальные методы антенных измерений.

Научная новизна работы

1. Разработан комплекс технических решений, заложенных при построении моноимпульсных частотно-сканирующих антенных решеток на основе модифицированных ДОС последовательного и последовательно-параллельного типов, позволяющий при осуществлении широкоугольного сканирования через нормаль к апертуре получить высокий коэффициент усиления и низкий УБЛ ДН суммарного канала, а также ДН разностного канала с повышенной глубиной нуля и равенством амплитуд в максимумах, что обеспечивает повышение точности измерения угловых координат моноимпульсным методом, низкопрофильность конструкции антенны и улучшение тактико-технических характеристик трехкоординатных РЛС.

2. Проведено исследование электродинамических характеристик волноводных направленных ответвителей с Т-образным элементом связи в S - и X -диапазоне частот, что позволило создать технологичную конструкцию ответвителя, интегрируемую с волноводными ДОС в качестве типового элемента распределения мощности.

3. Выявлены ошибки амплитудно-фазового распределения (АФР), формируемого ДОС моноимпульсной АРЧС с последовательным питанием излучателей, обусловленные

диапазонными свойствами направленных ответвителей и приводящие к существенному ухудшению УБЛ ДН.

4. Предложен принцип реализации широкополосного низкопрофильного волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления мощности на основе двух 3-децибельных направленных ответвителей и фазовращателя, включенного между ними, позволяющий устранить асимметрию амплитудного распределения ДОС последовательного типа.

5. Представлен способ обеспечения согласования АРЧС в рабочем диапазоне частот при широкоугольном сканировании через нормаль к апертуре антенны, позволяющий расширить сектор сканирования и полосу рабочих частот, улучшить согласование, повысить коэффициент усиления и снизить трудоемкость изготовления антенны.

Практическая значимость результатов работы

1. Разработанные принципы построения и оптимизации суммарно-разностной ДОС последовательного типа, позволили обеспечить возможность практической реализации надежных низкопрофильных моноимпульсных АРЧС *S*- и *X*-диапазона, с низким УБЛ суммарной ДН, высоким коэффициентом усиления, равенством амплитуд в максимумах и увеличенной глубиной нуля разностной ДН, возможностью широкоугольного частотного сканирования через нормаль к апертуре без ухудшения согласования в полосе рабочих частот, и, тем самым, улучшить радиотехнические и эксплуатационные характеристики трехкоординатных радиолокаторов с АРЧС в частности: точность измерения угловых координат моноимпульсным методом, эффективность функционирования в условиях пассивных помех, максимальную дальность обнаружения.

2. Разработанный принцип конструктивно-технологической реализации моноимпульсных АРЧС, позволяет обеспечить простоту и точность изготовления и сборки, возможность реализации групповых методов изготовления деталей, высокие прочностные и эксплуатационные показатели, снижение трудоемкости и высокий процент выхода годных изделий при серийном производстве.

3. Разработана методика, включающая алгоритм и программу расчёта суммарно-разностной ДОС последовательного типа, позволяющая минимизировать ошибки формируемого амплитудно-фазового распределения, обусловленные диапазонными свойствами направленных ответвителей, и обеспечить требуемые радиотехнические характеристики АРЧС.

4. Проведена оценка влияния допусковых погрешностей, определяемых технологией изготовления, на радиотехнические характеристики АРЧС, что позволило установить

требования к точности производственного оборудования, обеспечивающие характеристики разработанных моноимпульсных АРЧС S- и X-диапазона в заданных пределах.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке частотно-сканирующих моноимпульсных антенных систем трехкоординатных РЛС сантиметрового и дециметрового диапазонов.

Реализация и внедрение результатов

Реализация результатов диссертационной работы позволит модернизировать частотно-сканирующие антенные системы разработанных и перспективных аэродромных и трассовых комплексов, улучшив их радиотехнические и эксплуатационные характеристики.

Результаты диссертационного исследования, оформленные в виде акта внедрения № 100/03-630 от 19.05.2017, использованы:

– в ОКР «Наблюдатель» и ОКР «Модернизация РСП-27С, РСП-28М», проведенных «АО «НПО ЛЭМЗ» в период с 2013 г. по 2016 г. с целью создания перспективных аэродромных и трассовых РЛК обзора воздушного пространства и управления воздушным движением, способных круглосуточно функционировать без участия технического персонала и обеспечивать формирование единого информационного пространства о состоянии воздушной обстановки в интересах различных потребителей.

– при разработке, изготовлении, комплексной регулировке и серийном освоении частотно-сканирующих моноимпульсных антенных систем 125АС02 ЦИВР.464657.012, 125АС51 ЦИВР.464657.013, 275АА01 ЦИВР.464657.017, 275АА02 ЦИВР.464657.018, используемых для улучшения радиотехнических и эксплуатационных характеристик в составе унифицированного РЛК «12А6К» и посадочного радиолокатора «ПРЛ-27СМ».

Достоверность полученных результатов

Обеспечивается использованием апробированного математического аппарата, теории антенн и устройств СВЧ, специализированного программного обеспечения, строгой постановкой граничных задач при численном электродинамическом моделировании и подтверждением результатов, полученных разными методами, сравнением полученных результатов с имеющимися в литературе отдельными частными случаями, согласованностью результатов расчетов с данными измерений экспериментальных и первых серийных образцов.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Моноимпульсная антенная решетка с частотным сканированием (АРЧС) с высоким коэффициентом усиления, низким УБЛ ДН суммарного канала, повышенной глубиной нуля и равенством амплитуд в максимумах ДН разностного канала, позволяющая осуществлять

широкоугольное сканирование через нормаль к апертуре и повысить точность пеленгации в плоскости частотного сканирования в 3 раза (до 5 угловых минут), что достигается за счет применения суммарно-разностной ДОС последовательного типа, волноводных фазовращателей, мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления, Т-целевых направленных ответвителей, коррекции длин периодов линий задержки.

2. Комплекс технических и конструкторско-технологических решений, заложенных при построении моноимпульсной волноводно-целевой АРЧС S-диапазона на основе модифицированной ДОС последовательного типа, позволяющий осуществлять сканирование в секторе от $-20,5^\circ$ до $+24,5^\circ$ в полосе рабочих частот 5% и по сравнению с аналогичным вариантом реализации антенны на основе существующей последовательной схемы снизить УБЛ ДН суммарного канала на 7,6 дБ (до $-30,1$ дБ) при коэффициенте усиления не менее 41 дБ, улучшить глубину нуля ДН разностного канала на 11,9 дБ (до $-33,7$ дБ), уменьшить модуль разности амплитуд в ее максимумах на 1,63 дБ (до 0,21 дБ) и сократить высоту профиля конструкции антенны в 2,5 раза.

3. Комплекс технических и конструкторско-технологических решений, заложенных при построении моноимпульсной волноводной АРЧС X-диапазона на основе модифицированной последовательно-параллельной ДОС, позволяющий осуществлять сканирование в секторе от -16° до $+19^\circ$ в полосе рабочих частот 4,5% и по сравнению с аналогичным вариантом реализации антенны на основе существующей последовательно-параллельной схемы снизить УБЛ ДН суммарного канала на 8,9 дБ (до $-30,3$ дБ) при коэффициенте усиления не менее 32 дБ, улучшить глубину нуля ДН разностного канала на 10,5 дБ (до $-32,1$ дБ), уменьшить модуль разности амплитуд в ее максимумах на 2,56 дБ (до 0,23 дБ) и сократить максимальную длину периода линии задержки параллельной части схемы на $3,5\Lambda_{\text{норм}}$ (до $1,5\Lambda_{\text{норм}}$).

4. Методика проектирования, включающая алгоритм и программу расчета волноводной суммарно-разностной ДОС последовательного типа, построенной на основе направленных ответвителей, позволяющая выявить и минимизировать ошибки формируемого АФР, обусловленные особенностями построения, и обеспечивающая возможность практической реализации моноимпульсной АРЧС с заданными характеристиками ДН.

Апробация результатов работы

Основные положения диссертационной работы докладывались на:

– 27-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'17, Севастополь, 2017 г.;

- Международной научно-практической конференции «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии», Сочи, 2016 г.;
- 15-й Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2016», Москва, 2016 г.;
- 4-й Всероссийской микроволновой конференции, Москва, 2016 г.;
- межотраслевом конкурсе научно-технических работ и проектов «Молодёжь и будущее авиации и космонавтики», Москва, 2015 г.

Публикации

По основным результатам выполненных в диссертации исследований опубликовано 20 печатных работ, в том числе 8 публикаций в научно-технических журналах, включенных в перечень ВАК, 2 патента, 10 публикаций в журналах и сборниках трудов конференций, входящих в систему РИНЦ. Список этих работ представлен в разделе 5 автореферата.

Структура и объем работы

Диссертационная работа изложена на 152 машинописных страницах и состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений, списка литературы, включающего 105 наименований и двух приложений. Основное содержание состоит из 122 страниц, включая иллюстративный материал, представленный в виде 101 рисунка и 10 таблиц.

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертационной работы, сформулирована цель и основные задачи исследований, научная новизна и практическая значимость полученных результатов, изложены положения, выносимые на защиту. Приведены структура диссертации, форма апробации и внедрения результатов.

В первой главе анализируется развитие частотно-сканирующих антенных решеток трехкоординатных РЛС обзора воздушного пространства и управления воздушным движением. По материалам открытых российских и зарубежных информационных источников представлен обзор таких антенн и анализ технических решений, используемых при их реализации в различных диапазонах частот. Рассмотрены основные типы применяемых частотно-сканирующих антенн, начиная от простейших до моноимпульсных. Приведены требуемые параметры и реализованные характеристики. По результатам анализа требований, предъявляемых к современным трехкоординатным РЛС проводится обоснование выбранных технических решений в части принципа построения ДОС и излучающего полотна, позволяющих обеспечить необходимые электродинамические и эксплуатационные характеристики АРЧС в моноимпульсном исполнении.

Вторая глава посвящена исследованию характеристик разработанных вариантов построения моноимпульсных АРЧС на основе: ДОС последовательного типа, ДОС

последовательно-параллельного типа, ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов.

Для обеспечения требуемых характеристик суммарной и разностной ДН в условиях широкоугольного частотного сканирования в заданной полосе частот исследованы вопросы снижения потерь в ДОС, а также специфика минимизации амплитудных и фазовых ошибок формируемого распределения, определены АФР, позволяющие по сравнению с аналогами получить высокую крутизну пеленгационной характеристики. Определен наиболее рациональный (с точки зрения практической реализации) вариант построения моноимпульсной АРЧС на основе ДОС последовательного типа, позволяющий в секторе сканирования 45° относительно нормали к апертуре в полосе рабочих частот 5% снизить УБЛ ДН суммарного канала на 10 дБ без снижения коэффициента усиления, а также получить глубину нуля ДН разностного канала на уровне минус 30 дБ и равенство амплитуд в ее максимумах с точностью $\pm 0,25$ дБ. Для достижения заявленных характеристик предложен комплекс технических решений по усовершенствованию ДОС в части применения Т-щелевых направленных ответвителей, коррекции длин петель замедляющей системы, организации полного вывода мощности на крайние элементы в половинах схемы, применения волноводных фазовращателей и волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления, которые позволяют реализовать низкопрофильную конструкцию антенны на базе технологии фрезерования на современных высокоточных станках с числовым программным управлением.

В **третьей главе** проведено численное моделирование на основе метода конечных элементов и алгоритмов итерационной оптимизации, позволяющее определить основные электродинамические характеристики и подтвердить правильность заложенных технических и конструктивно-технологических решений для практической реализации разработанных вариантов построения моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС *S*-диапазона и моноимпульсной волноводной АРЧС *X*-диапазона. На основе разработанных алгоритма и программы численного моделирования суммарно-разностной ДОС последовательного типа, построенной на основе направленных ответвителей (НО) мощности, проведено исследование характеристик моноимпульсных АРЧС, с последующим сравнительным анализом полученных результатов с результатами строгого электродинамического моделирования на основе метода конечных элементов. Предложены методы устранения эффекта «нормали» и выявленного при численном моделировании эффекта «ослепления» в области верхней и нижней границ рабочего диапазона.

Также исследованы характеристики ключевого элемента ДОС – волноводного Т-щелевого НО в части диапазонных свойств, переходного ослабления, направленности, согласования, предельно-допустимого уровня мощности, фазовых ошибок. Выработаны

основные критерии, в соответствии с которыми выполнена оптимизация параметров электродинамической модели НО. Представлен сравнительный анализ характеристик НО, полученных по результатам электродинамического моделирования и макетирования, с результатами расчета в соответствии с известными аналитическими выражениями. Проведенные исследования позволили создать технологичную конструкцию ответвителя, интегрируемую с волноводными ДОС в качестве типового элемента распределения мощности.

В четвертой главе приведены основные результаты экспериментальных исследований характеристик разработанных моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС S -диапазона, выполненной на основе ДОС последовательного типа, а также моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона на основе последовательно-параллельной ДОС.

Особое внимание уделено адекватным подходам к конструктивно-технологической реализации частотно-сканирующих антенн на базе современных высокотехнологичных методов производства. Анализируются характерные конструктивно-технологические погрешности и дефекты, допускаемые в процессе изготовления, представлены их обобщенная классификация и экспериментально-расчетная оценка влияния на тактико-технические характеристики антенн. Проработаны конструктивно-технологические вопросы по реализации ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов в плоскости частотного сканирования, позволяющей улучшить характеристики разностной ДН в части повышения коэффициента усиления и снижения УБЛ.

Проведен анализ полученных характеристик направленности АРЧС на статистическую устойчивость с учетом точностных ограничений, накладываемых технологией изготовления и условиями эксплуатации.

В заключении сформулированы основные выводы по результатам работы.

Глава 1. Антенные решетки с частотным сканированием

Метод частотного сканирования по сравнению с другими методами электрического управления диаграммой направленности (ДН) более экономичен, сравнительно прост и надежен [10, 12], и по этим причинам широко применяется при реализации антенных систем современных трехкоординатных РЛС обзора воздушного пространства и управления воздушным движением. Такие РЛС предназначены для обнаружения и определения координат и параметров движения воздушных объектов (ВО) и включают в большинстве случаев антенны с механическим вращением по азимуту и с частотным сканированием по углу места (высоте) для определения трех координат [7, 13]. При этом, сканирующая антенная система является ключевой подсистемой и одним из наиболее важных объектов проектирования, т.к. ее физическая реализуемость и достигнутые параметры определяют в конечном итоге технико-экономический эффект всего радиолокатора [14, 15].

1.1 Принципы построения АРЧС

1.1.1 Введение

Принцип частотного сканирования основан на том, что фазовая задержка при распространении электромагнитных колебаний в линии передачи (ЛП) изменяется в зависимости от частоты [16]. Для ЛП с колебаниями типа T фазовый сдвиг прямо пропорционален частоте и длине линии. Для дисперсионных структур с длиной волны λ_g , например, волноводной ЛП с колебаниями типа H_{10} он пропорционален волновому числу $k_g = 2\pi / \lambda_g$ и длине линии. Большая часть АРЧС построена в соответствии с 3-мя основными типами систем питания: последовательной (рисунок 1.1 *а*), параллельной (рисунок 1.1 *б*) или комбинированной (рисунок 1.1 *в, г*). Для излучателей ($R_1, R_2 \dots R_N$), разнесенных на расстояние d и возбуждаемых от входа (1) с помощью системы питания, построенной на основе ответвителей мощности (3) и линии задержки (2), соединенной с оконечной нагрузкой (4), имеется межэлементная фазовая задержка, которая линейно нарастает от 1-го к N -му элементу и является функцией частоты. Соответственно, луч ДН при изменении частоты сканирует.

1.1.2 Основные соотношения

Известно, что для формирования луча в направлении θ относительно нормали должно быть выполнено равенство [7]:

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} S - 2\pi m, \quad (1.1)$$

где λ – длина волны в свободном пространстве, d – расстояние между излучающими элементами, S – длина ЛП между элементами, m – целое число. Из выражения (1.1) находим, соотношение, являющееся уравнением частотного сканирования:

$$\theta = \arcsin \left[\frac{S\lambda}{d} \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{m}{S} \right) \right] \quad (1.2)$$

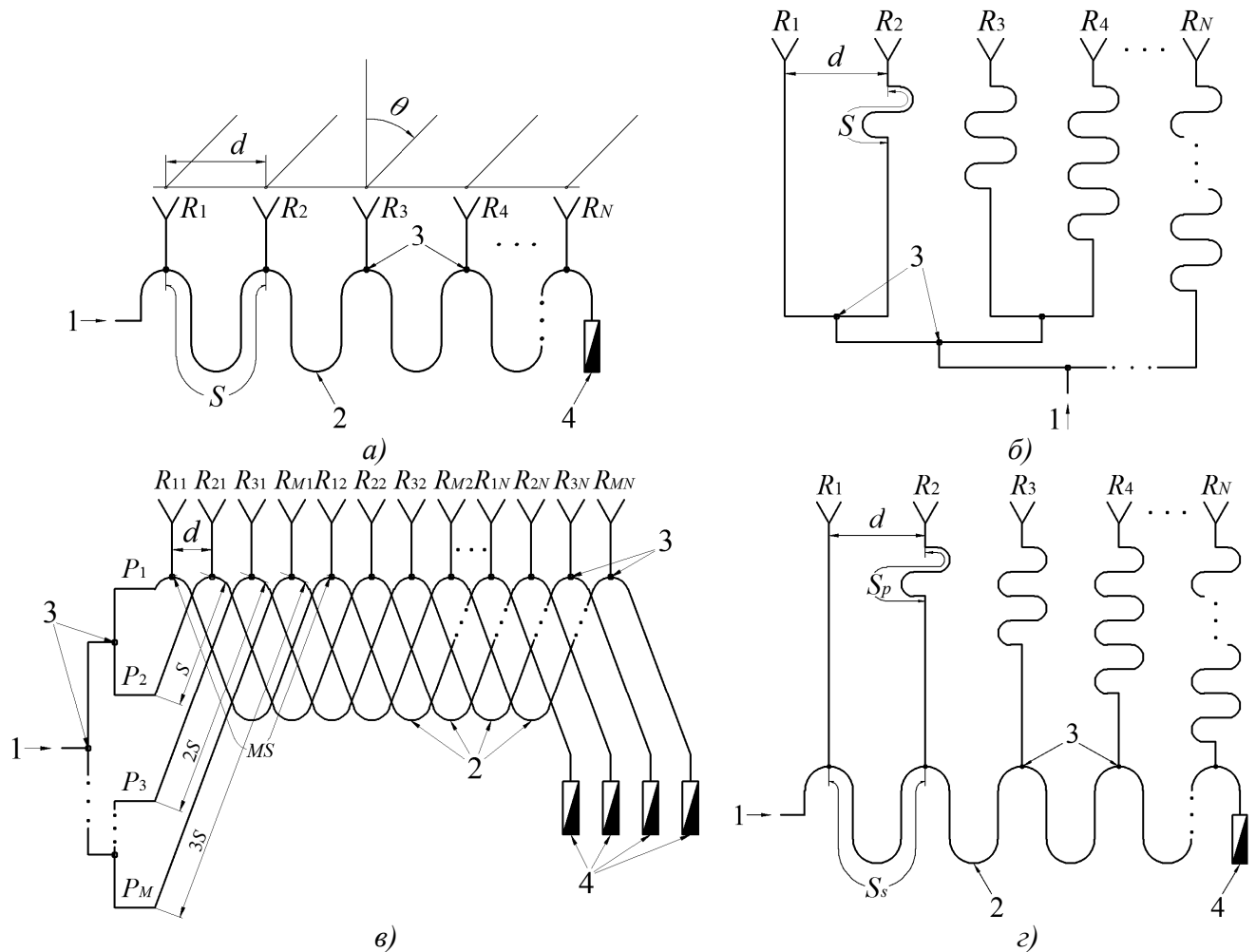


Рисунок 1.1 – Типы систем питания излучателей антенн с частотным сканированием:
 а) – последовательная система; б) – параллельная; в) – параллельно-последовательная;
 г) – последовательно-параллельная.

Из уравнения (1.2) видно, что чем больше путь прохождения сигналов в ЛП по сравнению с разнесом элементов, тем в большей степени изменяется угол отклонения луча θ в зависимости от изменения длины волны (рисунок 1.2). Для получения высокой угловой чувствительности к отклонению луча в зависимости от изменения частоты ЛП, питающая излучающий элемент должна быть значительно большей длины, чем это требуется для прямого соединения.

Таким образом, линия питания представляет собой по существу линию задержки (ЛЗ) с отводами или некоторую замедляющую структуру. Она может быть выполнена в виде

изогнутой петлеобразной линии, в виде спирали или иметь диэлектрическое наполнение. Петлевую структуру обычно называют змейковой [17] или синусоидальной [7].



Рисунок 1.2 – Зависимость угла отклонения ДН от частоты.

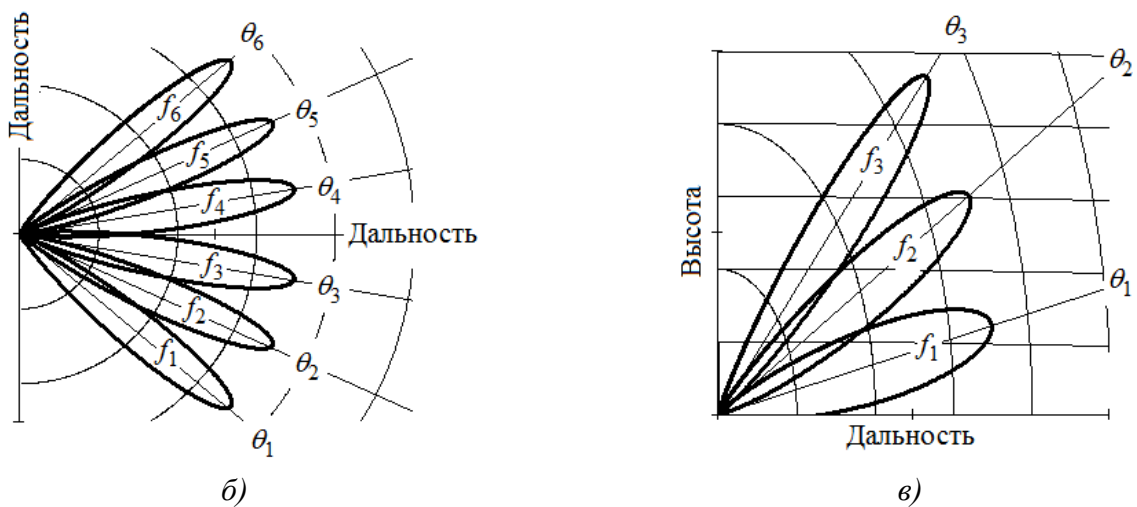


Рисунок 1.3 – Изменение положения ДН при частотном сканировании:
а) – по азимуту; б) – по углу места.

В антеннах, включающих подобную линию задержки, угол отклонения ДН может изменяться с высокой точностью в зависимости от частоты СВЧ колебаний [18]. Поэтому, применяя такие антенны в РЛС, можно обеспечивать обзор пространства путем изменения частоты сигналов, вырабатываемых передатчиком в определенной последовательности (рисунок 1.3 а, б). Антенны, работающие на этом принципе, могут изготавливаться и использоваться для любого частотного диапазона современных РЛС [19]. Ширина основного лепестка ДН этих антенн, определяемая требованиями конкретного применения, обычно находится в пределах $0,5-5^\circ$ в плоскости частотного сканирования. Сектор обзора, получаемый при частотном сканировании, может быть от 10 до 90° и, как правило, достигается при изменении частоты в пределах 1-10% от несущей.

1.1.3 Этапы проектирования АРЧС

При проектировании АРЧС можно выделить следующие основные этапы.

1. Анализ тактико-технических характеристик, предъявляемых к РЛС и выработка исходных данных для проектирования в части полосы частот, рабочей поляризации, параметров ДН в плоскости частотного сканирования, а также в ортогональной к ней плоскости, сектора сканирования, коэффициента усиления (КУ), коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) входа антенны, допустимой импульсной и средней мощности на входе, массогабаритных и эксплуатационных параметров.

2. Выбор типа линии передачи и расчет геометрии ЛЗ ДОС в соответствии уравнением (1.2), связывающим угловое положение луча и рабочую частоту [10], исходя из компромисса между приемлемостью конструктивного исполнения и допустимыми потерями (КПД системы [20]) с учетом требуемой ширины луча ДН в плоскости частотного сканирования, рабочего диапазона частот и сектора сканирования. Оценка углочастотной чувствительности [10] и дисперсионных свойств ЛЗ [21].

3. Выбор варианта построения ДОС в соответствии основными системами питания излучателей АРЧС (см. рисунок 1.1).

4. Выбор типа и расчет коэффициентов связи [20] и геометрии ответвителей мощности исходя из условия формирования необходимого амплитудного распределения на выходах ДОС.

5. Выбор типа и расчет электрических и геометрических параметров излучателей АРЧС.

6. Электродинамическое моделирование методом конечных элементов (МКЭ) и итерационная оптимизация характеристик и геометрии составных частей АРЧС – ДОС и излучателей.

7. Оценка влияния геометрических и электрофизических параметров ДОС, излучателей и антенного обтекателя (при наличии) на характеристики АРЧС.

8. Макетное моделирование отдельных элементов и узлов АРЧС.

9. Корректировка геометрических размеров ЛЗ ДОС, ответвителей мощности и излучателей по результатам макетного моделирования.

1.2 Аналитический обзор частотно-сканирующих антенных решеток трехкоординатных РЛС

Частотно-сканирующие антенны (ЧСА) представляют собой полностью пассивные устройства и, соответственно, являются наименее дорогим вариантом для осуществления электрического сканирования лучом. Они могут работать в любом диапазоне частот. В них отсутствует система управляемых фазовращателей, а изменение фазового распределения достигается изменением частоты передающего устройства. Антенные решетки с частотным сканированием имеют определенные преимущества перед фазированными антенными

решетками (ФАР). Они просто осуществляют многолучевое сканирование: для получения многолучевой ДН необходимо излучать и принимать сигналы одновременно на нескольких частотах. Другим преимуществом является возможность мгновенного обзора пространства путем излучения широкополосного сигнала с линейным изменением несущей частоты [10, 12]. Простота, относительно низкая стоимость и высокая надежность являются основными достоинствами таких антенн. Поэтому количество разработанных и введенных в эксплуатацию РЛС, реализованных на основе метода частотного сканирования [14, 15], сопоставимо с количеством радиолокаторов, построенных на базе других известных способов электрического управления ДН ФАР [1, 22].

1.2.1 Первые РЛС с частотно-сканирующими антеннами

Исследования и разработки в области СВЧ антенн с частотным сканированием активно ведутся уже свыше 60 лет. Конструирование РЛС с частотно-сканирующими антеннами было начато в середине 50-х годов прошлого столетия, после реализации идеи электрического качания луча в широком диапазоне углов путем изменения частоты в дисперсионных замедляющих структурах [23], а также появления источников высокого уровня мощности СВЧ, которые можно было перестраивать в относительной полосе шириной несколько процентов [20].

В 1962 г. создана корабельная трехкоординатная РЛС обнаружения воздушных целей МР-600 «Восход», для которой впервые в практике разработки отечественных радиолокаторов была реализована зеркальная антенная система (АС) с электрическим сканированием луча в вертикальной плоскости (рисунок 1.4 *а*), что обеспечивало определение третьей координаты (угла места) на проходе в режиме кругового обзора. На рисунке 1.4 *б* также представлена одна из первых модификаций трехкоординатной РЛС корабельного базирования семейства «Фрегат» – МР-710М «Фрегат-М». Основная антенна РЛС МР-600 и МР-710М, работающая, соответственно, в *С*- и *Е*-диапазонах, представляет собой зеркальную АС с частотным сканированием по углу места и круговым механическим сканированием по азимуту. Отражатель выполнен в виде параболического цилиндра [1] с небольшим наклоном от вертикали, облучатель – в виде частотно-сканирующей волноводно-щелевой антенной решетки (ВЩАР), реализованной по схеме, приведенной на рисунке 1.1 *а* на базе спирально навитого на штангу волновода [10], который расположен на фокусной линии отражателя, продольные щелевые излучатели, прорезанные в широкой стенке волновода [24], распределены по его длине и находятся со стороны отражателя. Облучатели антенн радиолокаторов МР-600 и МР-710М являются первыми ВЩАР с частотным сканированием, разработанными предприятием «Салют» [15].

В антенне E -диапазона сектор обзора формируется двумя участками диапазона [25] в общей полосе около 25%. Коротковолновый участок обеспечивает обзор сектора в углах места от 0° до 45° , длинноволновый – от 0° до 60° . Однако, вследствие значительного затенения рефлектора, создаваемого облучателем, характеристики ДН имеют большие боковые лепестки.

Этот недостаток послужил толчком к освоению и производству плоских ВЦАР. Таким образом, антенна с сектором сканирования, сформированным двумя участками E -диапазона, перепроектирована в две ВЦАР, установленными «спина к спине» с улучшенным качеством характеристик ДН, удвоенным темпом обновления информации и сбалансированным антенным постом (рисунок 1.4 в).

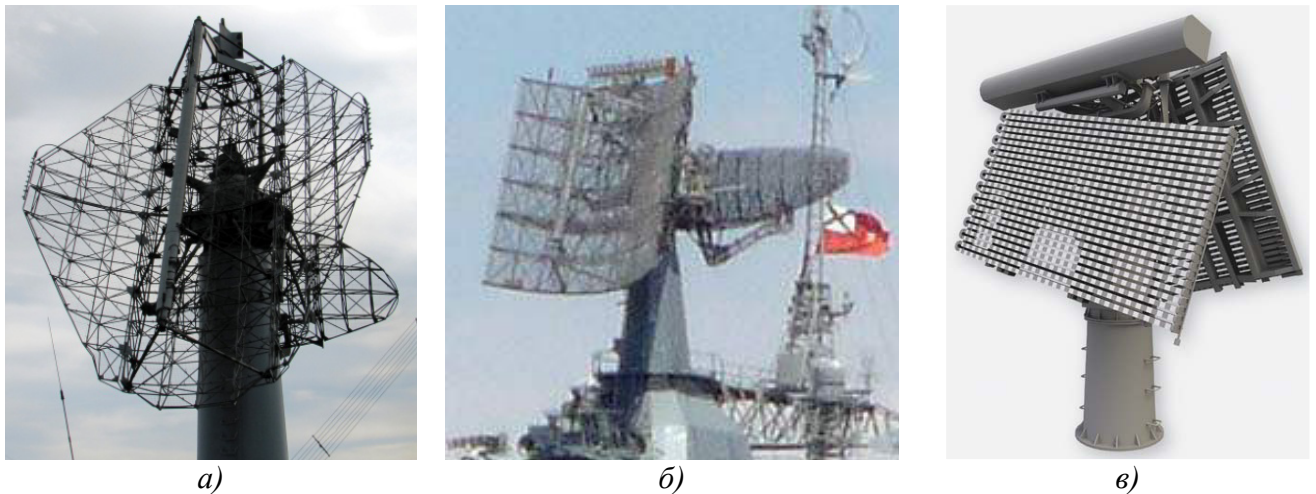


Рисунок 1.4 – Антенные системы первых РЛС с частотным сканированием:
 а) – АС РЛС МР-600 «Восход»; б) – АС РЛС МР-710М «Фрегат-М»;
 в) – АС РЛС «Фрегат-М2ЭМ».

Антенна C -диапазона перепроектирована в нестабилизированную ВЦАР с вдвое меньшей массой антенного поста [26]. Плоские антенные решетки также построены в соответствии со схемой, показанной на рисунке 1.1 а, излучатели которой выполнены в виде линейных решеток щелей в узкой стенке волновода [12, 21]. Наилучшие экземпляры антенн имеют в горизонтальной плоскости ДН с уровнем боковых лепестков (УБЛ) не более минус 30 дБ, а в вертикальной несколько выше [15].

1.2.2 Зарубежные аналоги РЛС с частотно-сканирующими антеннами

Одним из зарубежных инициаторов поисковых научно-технических работ в области антенн с частотным сканированием выступила американская компания «Hughes Aircraft», которая в 1957 г. произвела установку и испытания трехкоординатной РЛС S -диапазона *AN/SPS-26* на эсминце ВМС США *USS Norfolk (DL-1)*. В 1960 г. была представлена РЛС *AN/SPS-39*, являющаяся доработанным для промышленной серии вариантом *AN/SPS-26*. Модели *AN/SPS-26* и *AN/SPS-39* имели частотно-сканирующую антенну в форме

параболического цилиндра [7], которая весила около 1400 кг и была наклонена под углом 15° к вертикали (рисунок 1.5 а).

В 1963 г. был выпущен корабельный трехкоординатный радиолокатор *AN/SPS-52* (рисунок 1.5 б), который получил новую плоскую антенную решетку (АР) с линейными волноводно-щелевыми решетками (ЛВЩР) излучателей [27] и являлся дальнейшим развитием РЛС *AN/SPS-39*. Были разработаны две альтернативные планарные антенны: малая и большая. Антенны получили наименование *SPA-64* и *SPA-72*, соответственно [28]. Планарная антенна *SPA-72* отклонена от вертикали на угол 25° и состоит из 60 горизонтальных ЛВЩ излучателей (98 щелей в каждом). Вдоль одной из сторон антенны перпендикулярно ее плоскости расположена волноводная замедляющая система (ЗС) синусоидальной конфигурации [29].

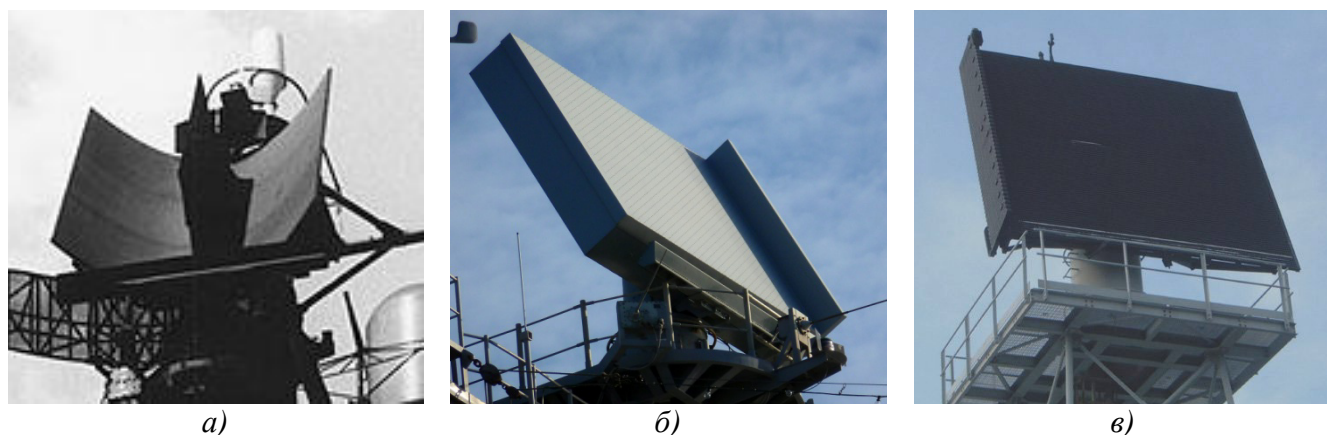


Рисунок 1.5 – ЧСА зарубежных РЛС: а) – зеркальная АС РЛС *AN/SPS-39*; б) – антенна РЛС *AN/SPS-52*; в) – антенна РЛС *AN/SPS-48*.

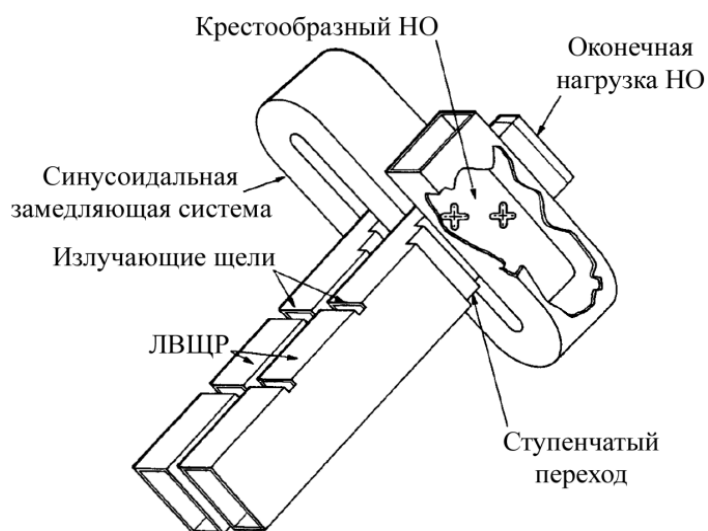


Рисунок 1.6 – Фрагмент АР РЛС *AN/SPS-48*, *AN/SPS-52*.

AN/SPS-48 – американский корабельный трехкоординатный радиолокатор *S*-диапазона с частотно-сканирующей АР компании «*ITT Corporation*» (рисунок 1.5 в) являлся ключевым элементом программы «*NTU*» по модернизации устаревшего электронного оборудования кораблей ВМС США.

Антенные решетки РЛС *AN/SPS-48* и *AN/SPS-52* [7] построены по схеме, показанной на рисунке 1.1 *а* и имеют в качестве ответвителей мощности направленные ответвители (НО) с крестообразными элементами связи в общей широкой стенке 2-х взаимно перпендикулярных волноводов (волноводной ЗС и вторичной волноводной линии НО) [30, 31], а также ЛВЦР в качестве излучателей (рисунок 1.6). Выходы ЛВЦР, а также балансные выходы НО сопряжены с окончными нагрузками.

В 1961 г. произведены экспериментальный корабельный радиолокатор *AN/SPS-32* *P*-диапазона, а также трехкоординатная РЛС сопровождения *S*-диапазона *AN/SPS-33*, в которых использованы антенны с фазовым сканированием в азимутальной плоскости и частотным сканированием по углу места, разработанные компанией «*Hughes Aircraft*» [20].

Антенная система РЛС представляла собой 4 плоских решетки, расположенные со смещением в 90° по азимуту с 4-х сторон надстройки корабля (рисунок 1.7 *а*). Каждая решетка обеспечивала обзор одного октанта верхнего полупространства. *AN/SPS-33*, установленная на ракетном крейсере «Лонг-Бич» и авианосце «Энтерпрайз», выполняла функцию сопровождения целей в составе многофункциональной системы «*SCANFAR*».



а)



б)



в)

Рисунок 1.7 – ЧСА зарубежных РЛС: а) – АС РЛС *AN/SPS-32*, *AN/SPS-33*; б) – антенна РЛС *AN/TPS-32*; в) – антенна РЛС *AN/TPQ-36*.

Линия задержки антенны РЛС *AN/SPS-32*, работающей на частоте около 200 МГц выполнена на базе коаксиальной линии с диаметром внешнего проводника 80 мм, что обеспечивает минимальные потери мощности при требуемом запасе по электрической прочности. Частотное сканирование антенной решетки РЛС *AN/SPS-33* реализовано по параллельно-последовательной схеме (рисунок 1.1 *в*) при $M=2$ [7].

В РЛС *S*-диапазона корпуса морской пехоты *AN/TPS-32* (рисунок 1.7 *б*) и радиолокаторе обнаружения минометных позиций армии США *AN/TPQ-36* *X*-диапазона (рисунок 1.7 *в*) также используются антенны с частотным сканированием. Основные характеристики ЧСА рассмотренных зарубежных РЛС представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Характеристики ЧСА зарубежных РЛС.

Характеристики	<i>AN/SPS-39</i>	<i>AN/SPS-52</i> <i>SPA-64 / SPA-72</i>	<i>AN/SPS-48</i>	<i>AN/SPS-32</i>	<i>AN/TPS-32</i>
Диапазон частот	2,91–3,1 ГГц	2,91–3,1 ГГц	2,9–3,1 ГГц	<i>P</i>	<i>X</i>
Ширина луча	2,4°×3,0°	1,9°×2,25° / 1,1°×2,25°	1,5°×1,6°	7°×50°	1,4°×0,7°
КУ антенны	34 дБ	37 дБ / 39,5 дБ	38,5 дБ	18 дБ	42 дБ
Размеры антенны	3×2 м	4,19×4,24 м / 6,59×4,24 м	4,93×5,79 м	12,2×6,1 м	1,8×3,7 м
Пиковая мощность	1 МВт	1 МВт	2,4 МВт	1,5 МВт	8 кВт
Сканирование по азимуту	механич. 360°	механич. 360°	механич. 360°	фазовое ±45°	фазовое ±45°
Сканирование по углу места	частотное (26 лучей)	частотное	частотное (28 лучей)	частотное	частотное (32 луча)

Разработанные зарубежные аналоги ЧСА из состава РЛС *AN/SPS-48*, *AN/SPS-52*, *AN/TPS-32*, *AN/TPQ-36* [15, 28] модернизируются, имеют несколько модификаций и находятся на вооружении армии и ВМФ США и стран *NATO*.

1.2.3 Антенные решетки с частотным сканированием современных систем

Современные трехкоординатные РЛС обзора воздушного пространства и управления воздушным движением, реализованные на основе метода частотного сканирования, включают в большинстве случаев антенны с механическим вращением по азимуту и частотным сканированием по углу места [8, 14, 15, 32, 33, 34]. При этом развитие РЛС этого класса [35] идет по пути снижения мощности излучения зондирующего сигнала, что необходимо как для обеспечения экологической безопасности (например, при размещении РЛС в зоне аэропорта), так и для снижения электромагнитной заметности и уязвимости от противорадиолокационных средств [1, 36]. С другой стороны, развитие помехово-целевой обстановки, заключающейся в снижении эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) [1, 13] и росте скоростей целей, требует от РЛС повышения энергетического потенциала [3] для сохранения прежних требуемых значений рубежей обнаружения. В этом случае одним из эффективных решений является повышение КУ антенной системы за счет увеличения габаритов излучающего раскрыва и, соответственно, реализации игольчатого луча ДН с шириной около 1-2° [3, 6, 14, 32, 37]. Габариты излучающего раскрыва таких антенн достигают нескольких десятков длин волн.

На рисунке 1.8 *а, б* представлены АРЧС корабельных трехкоординатных радиолокаторов «Подберезовик-ЭТ1» *S*-диапазона и «Фрегат-МАЭ-4К» *H*-диапазона [32], которые устанавливаются на кораблях и радиотехнических постах берегового наблюдения для обнаружения воздушных и надводных целей и выдачи целеуказания огневым средствам. Разработчик и производитель РЛС – научно-производственное предприятие «Салют». На рисунке 1.8 *в* показана антенная система трассового радиолокационного комплекса (ТРЛК) *S*-

диапазона «Сопка-2» [14], предназначенного для использования в качестве источника радиолокационной информации для систем управления воздушным движением и контроля воздушного пространства. Разработчик и производитель ТРЛК – АО «НПО «ЛЭМЗ».

Антенны радиолокаторов (рисунок 1.8) представляют собой плоские эквидистантные антенные решетки с частотным сканированием по углу места, реализованные в соответствии с последовательной схемой построения (рисунок 1.1 *а*) на базе ЛВЦР излучателей [38], которые установлены в раскрыве с шагом d и соединены с многоканальным волноводным делителем мощности (ДМ) бегущей волны [39–41], расположенном в плоскости, параллельной излучающей поверхности. ДМ выполнен на основе ответвителей, которые последовательно включены в ЗС синусоидальной конфигурации [42].

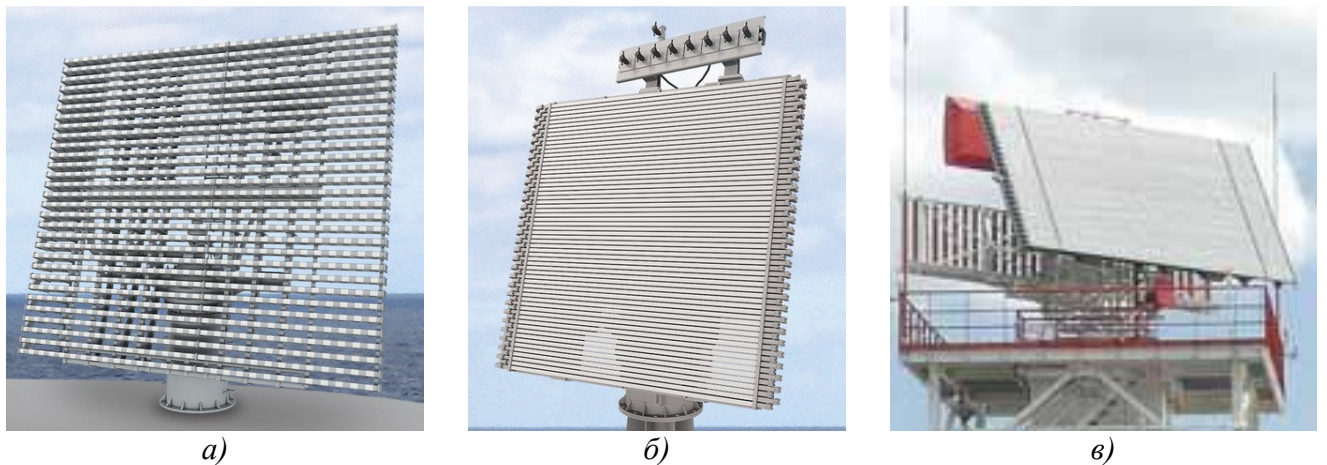


Рисунок 1.8 – АРЧС современных систем: *а*) – антенна РЛС «Подберезовик-ЭТ1»; *б*) – антенная система РЛС «Фрегат-МАЭ-4К»; *в*) – антенная система ТРЛК «Сопка-2».

Рассмотрим технологию изготовления ДМ современных АРЧС. ДМ АРЧС (рисунок 1.8 *а*) представляет собой систему волноводно-полосковых НО [43, 44], выполненных на отрезках алюминиевого волновода стандартного сечения. ЗС получена последовательным соединением первичных волноводных линий НО 180-градусными изгибами, путём пайки в печи [15]. Недостатком данной технологии является то, что пайка при производстве делителя приводит к деформации конструкции НО и волноводного канала ЗС, что приводит к искажениям амплитудно-фазового распределения на выходах ДМ и, соответственно, увеличению УБЛ. Кроме того, деформация конструкции приводит к увеличению коэффициента отражения от периодических неоднородностей – 180-градусных изгибов и НО, что является причиной возникновения эффекта «нормали» [42]. Данный эффект приводит к снижению коэффициента усиления и, соответственно, потенциала РЛС при угловом положении сканирующего луча ДН в направлении нормали к апертуре антенны. Для устранения указанных недостатков в настоящее время освоена технология изготовления ДМ с использованием высокоточных станков с числовым программным управлением (ЧПУ). При этом конструкция ДМ выполняется в виде 2-

х зеркально-симметричных алюминиевых плит, в которых соответствующим образом фрезеруется волноводная топология (рисунок 1.9).

Стыковка плит производится вдоль плоскости, являющейся плоскостью симметрии внутренних волноводных каналов перпендикулярной их широкой стенке. На основе данной технологии, обеспечивающей высокую точность и повторяемость расчетных размеров и выходных параметров антенн, изготовлены ДМ АРЧС (рисунок 1.8 б, в). В качестве ответвителей мощности в ДМ АРЧС (рисунок 1.8 б) применен волноводно-полосковый НО [43], в ДМ АРЧС (рисунок 1.8 в) – согласованный волноводный тройник, образованный присоединением к узкой стенке основного волновода перпендикулярного волновода, в который осуществляется отвод мощности [15, 40].

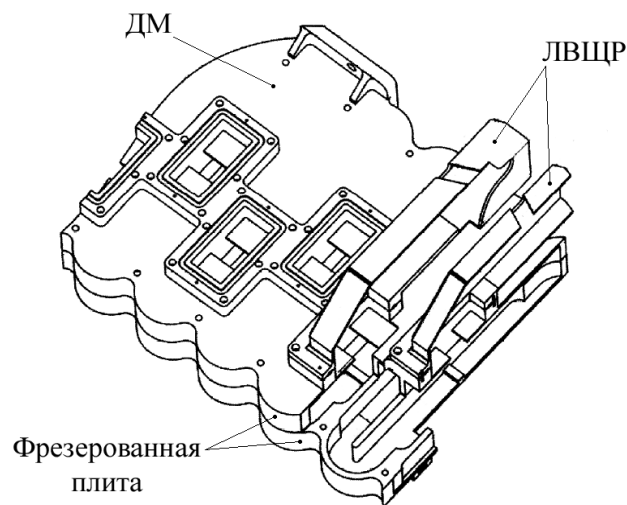


Рисунок 1.9 – Фрагмент АРЧС ТРЛК «Сопка-2».

Отличительной особенностью АРЧС современных российских систем от зарубежных аналогов (антенн РЛС *AN/SPS-48* и *AN/SPS-52*) является возможность размещения ДМ с тыльной стороны антенны в плоскости, параллельной плоскости излучающего раскрыва (рисунок 1.9), что позволяет обеспечить низкопрофильность конструкции. Однако реализация ответвителей мощности на основе волноводно-полосковых НО подразумевает наличие волноводно-коаксиальных переходов как на выходах ДМ, так и на входах ЛВЦР излучателей [15], что приводит к увеличению трудоемкости изготовления антенны и дополнительному усложнению конструкции. Устранить данный недостаток позволяет применение ответвителей в виде согласованных волноводных тройников, однако при конечном уровне согласования излучателей УБЛ антенны, построенной на данном типе ответвителей будет значительно хуже.

С целью устранения эффекта «нормали» [42] и улучшения электрических параметров АРЧС (рисунок 1.8 а-в, рисунок 1.9) в ДМ, система четных ответвителей по отношению к нечетным ответвителям смещена на четверть длины волны в волноводе. Это обеспечивает взаимную компенсацию отражений от четных и нечетных групп ответвителей. Возникающая

при этом несогласованность фаз компенсируется соответствующей разницей длин входного участка четных и нечетных излучателей [40]. Недостатком данного технического решения является то, что полное устранение эффекта «нормали» не представляется возможным ввиду синфазного сложения отражений от изгибов ЗС синусоидальной конфигурации на входе антенны на частоте, соответствующей формированию луча ДН в направлении нормали к излучающей апертуре. Кроме того, в подразделе 3.2.2 установлено, что при реализации широкоугольного сканирования луча через нормаль к апертуре антенны, требующего соответствующего увеличения диапазона рабочих частот, в точках диапазона, отстоящих от частоты нормали на относительно большом расстоянии как в сторону нижних, так и в сторону верхних частот возникает эффект «ослепления» антенны (резкое ухудшение согласования входа), подобный эффекту «нормали», который связан с синфазным сложением отражений от ответвителей и 180-градусных изгибов на входе АРЧС, обусловленным фазочастотной характеристикой волновода ЗС.

Особо следует отметить, что в условиях роста требований к точностным характеристикам современных трехкоординатных РЛС [35], возможность применения в их составе ранее разработанных и серийно освоенных АРЧС ограничена, так как одноканальное построение таких антенн, обеспечивающее в плоскости частотного сканирования формирование многолучевой ДН, позволяет определять направление на цель методом интерполяции угловой координаты при одновременном сравнении амплитуд эхо-сигналов, принятых независимыми каналами смежных лучей. Недостатком этого метода является проблематичность обеспечения требуемой точности измерения угловой координаты, вследствие флуктуации амплитуд (декорреляции) сравниваемых эхо-сигналов в соседних лучах, формируемых на разнесенных частотах за счет изменения ЭПР цели при изменении несущей частоты зондирующего сигнала. Устранение указанных недостатков возможно при использовании моноимпульсного метода измерения угловой координаты в пределах каждого луча на фиксированной частоте эхо-сигнала [7–9, 45, 46]. На рисунке 1.10 *a* показана антенна глиссады (АГ) посадочного радиолокатора «ПРЛ-27С», «ПРЛ-28М» [37, 47] с частотным управлением положением луча в вертикальной плоскости в угловом секторе от -1° до $+8^\circ$ [48].

Каждый из каналов АГ построен на основе зеркальной АС с отражателем в виде параболического цилиндра, облучаемого линейной волноводной АРЧС [49]. Конструкция антенны глиссады содержит три одноканальные АС, совмещенные в единой апертуре: одну передающую (в центре) и две идентичные приемные (по краям), обеспечивающие реализацию амплитудного моноимпульсного метода обнаружения и оценки координат воздушных судов [47]. Антенна глиссады ориентирована в направлении взлетно-посадочной полосы и не имеет механического сканирования в горизонтальной плоскости. Частотное сканирование по азимуту

в секторе углов $\pm 17,5^\circ$ осуществляется с помощью выполненной аналогичным образом моноимпульсной антенны курса (рисунок 1.10 б) При этом среднеквадратичная ошибка определения угла места ПРЛ не превышает 6' [46], против 30' и 18' в РЛС «Подберезовик-ЭТ1» и «Фрегат-МАЭ-4К» [32], соответственно, и 15' в ТРЛК «Сопка-2» [14], что подтверждает преимущества моноимпульсного метода пеленгации.



Рисунок 1.10 – Моноимпульсная антенная система «ПРЛ-27С», «ПРЛ-28М»: а) – антенна глissады; б) – антенна курса (встроена в аппаратный контейнер).

Однако данный вариант построения моноимпульсных антенн является нерациональным, так как его практическая реализация приводит к существенному усложнению конструкции, увеличению стоимости и ухудшению массогабаритных характеристик. Более оптимальным, с точки зрения конструктивного исполнения является вариант построения АС в виде моноимпульсной антенной решетки [8], реализующей амплитудно-фазовый моноимпульсный метод измерения угловых координат [9].

Одной из важнейших характеристик РЛС является помехозащищенность [9, 36], особенно защищенность от воздействия активных помех, что во многом и определяет конструкцию антенной системы.

Достоинством современных РЛС с частотным сканированием является возможность адаптации обзора в соответствии со складывающейся воздушной и помеховой обстановкой путем изменения параметров зондирующего сигнала. Так, выбором достаточно длинного ЛЧМ сигнала с определенной средней частотой и малой девиацией частоты можно производить длительное зондирование определенных угловых направлений, обеспечивая возможность обнаружения сигналов в шумовых помехах повышенной плотности [50].

Недостаток метода частотного сканирования заключается в проблематичности использования перестройки частоты для защиты от прицельных активных помех. В [3] было показано, что при воздействии активной помехи с определенной спектральной плотностью

мощности по дальним боковым лепесткам ДН происходит значительное снижение потенциала (потери дальности обнаружения составляют до 70%), а при воздействии аналогичной помехи по главному лепестку – полное «ослепление» РЛС в соответствующем угловом направлении.

Для РЛС с механическим круговым сканированием в азимутальной плоскости и частотным сканированием в по углу места построение антенной системы на базе двух ЧСА, работающих в двух различных диапазонах частот и установленных по принципу «back to back» [33, 51] представляет собой эффективное решение, позволяющее при воздействии активных прицельных помех обеспечить работоспособность системы по крайней мере в одном из диапазонов. В случае отсутствия помех в РЛС имеется возможность обзора воздушного пространства с удвоенным темпом при той же скорости вращения [15]. Также в [25] рассмотрены пути построения АРЧС, способной функционировать в заданном угловом секторе в двух разнесенных поддиапазонах частот. Возможность работы такой антенны обеспечивается конструкцией линии задержки и широкополосностью основных функциональных узлов: ответвителей мощности, излучателей и волноводных элементов.

1.3 Варианты построения моноимпульсных АРЧС

Для получения устройства, обеспечивающего измерение угловых координат в плоскости частотного сканирования амплитудно-фазовым моноимпульсным методом, необходимо использовать антенну, построенную на основе одной из трех диаграммообразующих схем: с последовательной (рисунок 1.11 а), параллельной (рисунок 1.11 б) или комбинированной (рисунок 1.12) запиткой излучающих элементов [7, 10].

1.3.1 Моноимпульсная АРЧС на основе ДОС последовательного типа

Для реализации ДОС с последовательной запиткой излучателей [52] необходимо иметь две линии задержки – короткую и длинную (рисунок 1.11 а). Подход к ее построению в зарубежной литературе имеет название «Dummy-snake monopulse technique» [7].

Основной недостаток схемы, приведенной на рисунке 1.11 а, состоит в том, что последний элемент ($N/2$), включенный в более короткую ЛЗ (1) перед нагрузкой (4), находится в центре решетки и поэтому для формирования необходимого распределения в плоскости апертуры требуется значительная мощность возбуждения этого элемента. Ввиду слабой связи, которая может быть получена между линией питания и излучающими элементами ($R_1, R_2 \dots R_N$) с помощью ответвителей мощности (3), для обеспечения допустимого уровня фазовых ошибок и согласования нагрузки линии необходимо создать в самой линии около последнего элемента сравнительно большую мощность. Эта мощность затем должна рассеиваться в поглощающей

нагрузке более короткой линии, что приводит к возрастанию потерь в схеме и, соответственно, снижению коэффициента усиления антенны [10].

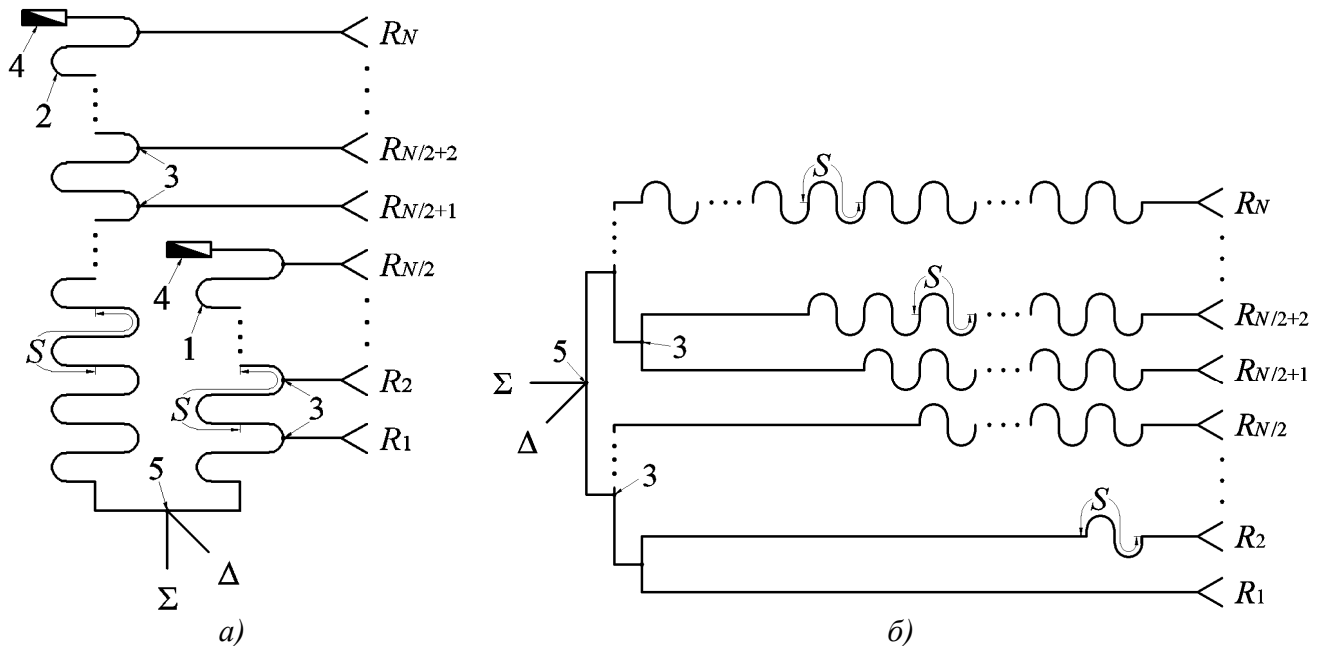


Рисунок 1.11 – Схемы построения моноимпульсных антенн с частотным сканированием: а) – с последовательной запиткой излучателей; б) – с параллельной.

С целью снижения потерь в [8] предлагалась последовательная схема с полным выводом мощности, где вместо поглощающих нагрузок короткой и длинной ЛЗ были подключены излучатели. При этом УБЛ ДН при построении антенны на основе предложенной схемы будет существенно выше по сравнению с вариантом, представленным на рисунке 1.11 а вследствие наличия на центральном и крайнем излучателях либо амплитудной ошибки (при использовании ответвителей со слабой связью) либо фазовой (при коэффициенте связи ответвителей от минус 5 дБ и выше). Кроме того, общим недостатком схем, приведенных в [8] и на рисунке 1.11 а, является резкое увеличение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) суммарного (Σ) и разностного (Δ) входов АРЧС на частоте f_n , соответствующей формированию луча ДН в направлении нормали к излучающему раскрытию, в результате синфазного сложения большого количества даже малых по величине отражений от периодических неоднородностей – изгибов ЛЗ и ответвителей мощности. Это явление, приводящее к значительной потере коэффициента усиления и неприемлемым искажениям формы ДН, в литературе [42] имеет название эффект «нормали».

1.3.2 Моноимпульсная АРЧС на основе ДОС параллельного типа

Вариант построения АРЧС на основе ДОС с параллельной запиткой излучающих элементов (рисунок 1.11 б), рассмотренный в литературе [7] в разделе «Parallel-fed monopulse array», подразумевает использование ЛЗ на каждом из выходов системы и является более

предпочтительным с точки зрения возможности получения требуемых электродинамических характеристик, однако, наличие ряда недостатков, связанных с ухудшением массогабаритных показателей конструкции и существенным увеличением трудоемкости ее изготовления приводит к ограничениям применения такой схемы при практической реализации [10].

1.3.3 Комбинированные схемы построения

Комбинированные схемы построения моноимпульсных АРЧС представляют собой сочетание последовательной и параллельной схем. На рисунке 1.12 приведена последовательно-параллельная схема, которая по аналогии с последовательной схемой состоит из короткой (1) и длинной (2) ЛЗ, соединенных с оконечными поглощающими нагрузками (4), а также дополнительных ЛЗ, включенных по аналогии с параллельной схемой между ответвителями мощности (3) и излучателями ($R_1, R_2 \dots R_N$).

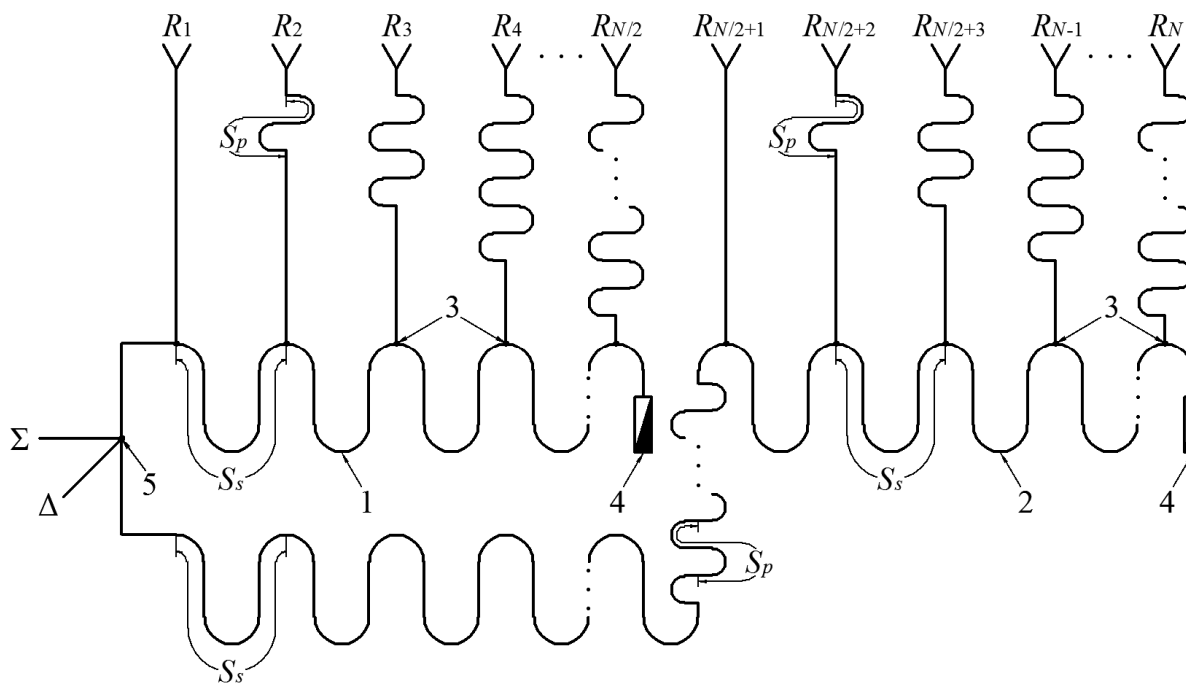


Рисунок 1.12 – Последовательно-параллельная схема построения моноимпульсной АРЧС.

Данная схема обладает всеми недостатками последовательного варианта построения (рисунок 1.11 а). Преимуществом последовательно-параллельной ДОС является возможность вывода эффекта «нормали» в высокочастотную область за верхнюю границу диапазона рабочих частот, достигаемую вследствие сокращения длины ЛЗ между соседними излучателями в последовательной части схемы (межэлементного периода S_s). Кроме того, такое построение АРЧС обеспечивает более компактное конструктивное исполнение последовательной части схемы с межэлементным периодом S_s , при этом параллельная часть схемы, имеющая период S_p может быть размещена непосредственно в самих излучателях.

Другой вариант – параллельно-последовательная ДОС выполняется на базе двух половин, каждая из которых представляет собой схему, приведенную на рисунке 1.1 в. Половины запитываются через суммарно-разностное устройство, например, двойной мост, с соответствующим увеличением длин ЛЗ последовательной части второй половины схемы. Данная схема, имея недостаток, обусловленный уменьшением КУ вследствие рассеяния полезной мощности в оконечных нагрузках последовательной части (по аналогии с последовательным и последовательно-параллельным вариантами построения), также имеет существенные ограничения, связанные с конструктивными проблемами при ее практической реализации.

1.3.4 Антенная решетка с уплотнением шага между излучателями

Также возможен вариант построения моноимпульсной АРЧС на основе схемы с двукратным уплотнением шага между излучающими элементами, структура которой представляет собой две отдельные одноканальные антенные решетки, механически совмещенные в единой апертуре. Для возможности получения двух независимых каналов в предлагаемой схеме в соответствии с принципами, рассмотренными в публикации «An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse» [53], необходимо реализовать пространственное сложение парциальных характеристик ДН объединенных решеток с помощью мостового устройства, подключенного к их входам. При обеспечении приемлемого качества суммарной и разностной ДН данная схема имеет ряд существенных недостатков: практически двукратное увеличение массы антенной системы, повышенная «парусность» конструкции (при ветровых нагрузках), проблематичность физической реализации линейных излучающих элементов при уплотненном шаге, а также необходимость учета их взаимного влияния при проектировании [54]. Несмотря на недостатки, данный вариант явился толчком к поиску более рациональных технических решений, направленных на реализацию моноимпульсной схемы с возможностью независимого формирования амплитудно-фазового распределения суммарного и разностного каналов.

1.4 Конструктивно-технологические особенности АРЧС

Анализ технических решений, используемых при создании ЧСА трехкоординатных РЛС показал, что в таких антеннах требуется обеспечение сравнительно жестких допусков на механическую конструкцию. Кроме того, многие из подобных антенн являются крупногабаритными, а в отдельных решетках используется большое число линий задержки. Поэтому методы изготовления конструкций этих антенн играют существенную роль при их

практической реализации. Фактически тип применяемых антенн зачастую определяется возможностями технологии изготовления, необходимой для получения конкретной конструкции. Основное различие между антеннами этого класса и другими антеннами для иглообразного или веерного луча заключается в использовании СВЧ линий задержки. Поэтому далее будут рассмотрены в основном особенности, связанные с конструкцией линии задержки.

Высокочастотные ЛЗ на прямоугольных волноводах изготавливаются обычно в виде изогнутой или спиральной конструкции, при этом почти во всех случаях в качестве основного материала применяются различные алюминиевые сплавы. Для получения достаточной точности изготовления секций с изгибом на 180° в дециметровой части диапазона СВЧ (ниже S -диапазона) при изготовлении первых зарубежных АРЧС (рисунок 1.5 *а*) применялся метод отливки [10]. Другой применявшийся метод заключается в изготовлении линии задержки в виде спирального волновода [55]. В качестве заготовки при этом используется сплошной металлический блок или толстостенный цилиндр, в котором на винторезном станке прорезаются прямоугольные канавки, образующие три стенки волновода. На эти канавки затем накладывается непрерывная металлическая лента, образующая четвертую стенку волновода. Соединение по всей длине линии задержки осуществляется в двух углах волновода и находится, таким образом, в точках с большой величиной тока. Поэтому для получения приемлемых потерь в линии необходимо обеспечить весьма хороший и непрерывный контакт в местах стыков. При использовании метода, описанного в работе [55], для получения непрерывного контакта под давлением применяется горячая штамповка. Однако ЛЗ, изготовленная таким способом, имеет потери примерно на 30% больше, чем прямоугольный волновод из алюминиевого проката.

Наиболее удачным оказался метод пайки погружением, который, однако, является весьма критичным с точки зрения обеспечения требуемых допусков [15, 43]. Температура ванны с припоем должна быть близка к точке плавления алюминия, что может вызвать деформацию волновода, а, следовательно, и появление за счет этого фазовых ошибок в ЛЗ. ЛЗ может иметь длину в несколько десятков метров, поэтому для ее изготовления необходимо использовать специальные большие ванны для пайки. При отсутствии больших ванн ЛЗ составляется из небольших секций, получаемых методом пайки погружением, которые сочленяются между собой при помощи обычных волноводных соединений. АРЧС с ЛЗ, изготовленной таким способом, показана на рисунке 1.5 *а, б*.

АРЧС современных систем, представляющие собой двумерные волноводно-щелевые решетки отличаются сравнительно сложной конструкцией (рисунок 1.8). При изготовлении решетки используется технология металлообработки, применяемая для получения ЛЗ из алюминиевых заготовок [10, 15]. Из каждой части заготовки изготавливается по половине

изогнутого волновода, после чего обе половины вдоль середины размера широкой волноводной стенки соединяются, образуя ЛЗ. Подобная конструкция показана на рисунке 1.9. Поскольку места сопряжения проходят в точках нулевого тока, хороший непрерывный контакт здесь не является принципиально необходимым. Поэтому оказывается вполне достаточным скрепление половин путем стяжки винтами через определенные интервалы. В каждой заготовке необходимо точно отфрезеровать канавку волновода довольно значительной длины, включая профильную часть в каждом изгибе. Для снижения стоимости изготовления волноводных линий из половинных заготовок следует использовать фрезерные станки с числовым программным управлением (ЧПУ) несколькими режущими инструментами, которые дают наиболее ощутимый экономический эффект при изготовлении ЛЗ в количествах, необходимых для серийного производства ЧСА. Существенным достоинством подобного способа изготовления является то, что при сравнительно невысоких экономических затратах достигается высокая точность, необходимая для реализации АРЧС в сантиметровом диапазоне СВЧ (выше S -диапазона).

1.5 Требуемые параметры и реализованные характеристики

Проведенный обзор частотно-сканирующих антенных решеток, используемых в трехкоординатных РЛС обзора воздушного пространства и управления воздушным движением показал, что большинство таких антенн разрабатывается для систем, где требуется создание узкого ($1...3^\circ$) сканирующего луча. При этом в большинстве случаев выдвигаются специальные дополнительные требования, которые и определяют оптимальную структуру подобной антенны и связаны с обеспечением допустимого уровня боковых лепестков (около 30 дБ), необходимого угла сканирования ($10...60^\circ$) при изменении частоты в пределах ($1...10\%$), а также с надежностью, массой, размерами, мобильностью, несложностью развертывания, стоимостью. В настоящее время наиболее распространенными конструкциями частотно-сканирующих антенн трехкоординатных РЛС, реализуемых преимущественно в S -, C - или X -диапазоне, являются одноканальные волноводно-щелевые антенные решетки [38, 56, 57], а также зеркальные системы, построенные на основе отражателя в виде параболического цилиндра, облучаемого линейной волноводной антенной решеткой. При этом для обеспечения заданных рубежей обнаружения РЛС (40...500 км) требуется существенное увеличение энергетического потенциала (произведения мощности передатчика P и КУ антенной системы G). Тенденцией развития современных высоконадежных передающих устройств является их реализация в твердотельном исполнении [2, 58, 59], при котором возможность наращивания мощности ограничена исходя из конструктивных и ценовых соображений. По этим причинам построение

антенной системы в виде решетки на основе полых прямоугольных волноводов и волноводных элементов представляет собой наиболее рациональный вариант, обеспечивающий возможность получения КУ порядка 35..45 дБ, при допустимом УБЛ, адекватном конструктивном исполнении и сравнительно невысоких затратах. Данные антенны являются крупноапертурными и состоят из большого числа излучателей, запитываемых от многоканальной ДОС, и имеют в большинстве случаев механическое вращение по азимуту и частотное сканирование по углу места. Методы изготовления конструкций этих антенн играют существенную роль при проектировании. Фактически тип применяемых антенн зачастую определяется возможностями технологии изготовления ДОС и излучателей, необходимой для получения конкретной конструкции. Анализ публикаций показал, что наиболее экономичной и эффективной при серийном производстве технологией является технология фрезерования составных частей АРЧС на современных высокоточных станках с ЧПУ.

Рост требований к точностным характеристикам современных систем приводит к необходимости использования АРЧС, обеспечивающих возможность измерения угловых координат с погрешностью около $6...10'$ моноимпульсным методом [6, 8, 37, 45, 47]. Анализ литературы показывает, что существующие методы реализации АРЧС в моноимпульсном исполнении приводят либо к значительному усложнению конструкции и технологии изготовления, росту стоимости, ухудшению массогабаритных и эксплуатационных характеристик, либо к ухудшению электрических параметров антенн при возможности приемлемой конструктивной реализации. С одной стороны конструктивно-технологические проблемы могут быть решены с помощью перспективной *SIW*-технологии [60, 61], позволяющей изготовить антенну на основе волновода, интегрированного в подложку, либо печатной технологии [62–64] при полосковом или микрополосковом вариантах построения. Однако при создании крупноапертурных антенн с узконаправленным лучом для обеспечения требуемой точности измерения угловых координат, возможность применения данных технологий имеет ограничения, связанные с неприемлемым увеличением потерь в антенне и соответствующим снижением коэффициента усиления. Поэтому данные технологии находят успешное применение для решения ряда задач [62, 63, 65–75], охватывающих другие направления радиотехники. Кроме того, следует отметить, что УБЛ ДН в плоскости частотного сканирования, который можно получить при реализации моноимпульсной антенны на основе рассмотренных схем (около минус 15...20 дБ), на практике не всегда достаточен для обеспечения эффективности функционирования РЛС в условиях пассивных помех.

Таким образом, актуальной научно-технической задачей является поиск подходов к усовершенствованию моноимпульсных схем построения волноводных АРЧС с целью повышения качества их электрических характеристик в части снижения УБЛ ДН суммарного

канала до 30...33 дБ, обеспечения КУ суммарного канала порядка 35...40 дБ, а также обеспечения глубины нуля ДН разностного канала на уровне минус 30 дБ и равенства амплитуд в ее максимумах с точностью не хуже 0,5 дБ. Также актуальными вопросами являются разработка эффективных алгоритмов численного анализа таких схем и преодоление ряда проблем конструктивно-технологического характера. Решить поставленные задачи, сохранив при этом все основные достоинства наработанных технических решений в части технологии производства волноводной замедляющей системы и волноводно-щелевых излучателей одноканальных антенн, представляется возможным за счет кардинальной переработки структуры делителя мощности, позволяющей реализовать в нем регулируемую суммарно-разностную диаграммообразующую схему (ДОС) а, соответственно, моноимпульсный метод измерения высоты в пределах каждого луча на фиксированной частоте эхо-сигнала [76].

1.6 Выводы

1. Проведен аналитический обзор отечественных и зарубежных частотно-сканирующих антенных решеток трехкоординатных РЛС обнаружения. Показано, что ужесточение требований к точностным характеристикам современных систем приводит к необходимости использования АРЧС, обеспечивающих возможность измерения угловых координат моноимпульсным методом.

2. Сформулированы основные технические требования, предъявляемые к частотно-сканирующим моноимпульсным антенным решеткам трехкоординатных РЛС обзора воздушного пространства и управления воздушным движением, применяемых в составе современных аэродромных и трассовых комплексов. Выработаны общие требования к составным частям моноимпульсных АРЧС, рассмотрены возможные варианты их построения и конструктивно-технологической реализации.

3. Определены характерные недостатки общепринятых схем построения моноимпульсных АРЧС (проблематичность получения низкого УБЛ и высокого коэффициента усиления суммарной ДН, а также требуемого качества разностной ДН при адекватных габаритах и массе конструкции). Показано, что устранить указанные недостатки возможно путем кардинальной переработки структуры частотно-сканирующей ДОС. Проведено обоснование выбранных технических решений в части принципа построения ДОС и излучающего полотна, позволяющих обеспечить требуемые электродинамические и эксплуатационные характеристики АРЧС.

Глава 2. Схемы построения и основные характеристики разработанных моноимпульсных АРЧС

Рассмотрены особенности построения и основные характеристики разработанных моноимпульсных волноводных антенных решеток с частотным сканированием. Совокупность предложенных технических решений показала возможность практической реализации таких антенн на базе современных высокоэффективных технологий производства и позволила обеспечить в разработанных антеннах высокое качество технических и эксплуатационных характеристик. Исследованы пути усовершенствования различных вариантов диаграммообразующих схем, приведены способы устранения характерных для них недостатков. Обсуждаются способы оптимизации геометрических параметров диаграммообразующих схем и волноводных излучателей, приведены методики численного анализа их электродинамических характеристик.

2.1 Исходные данные

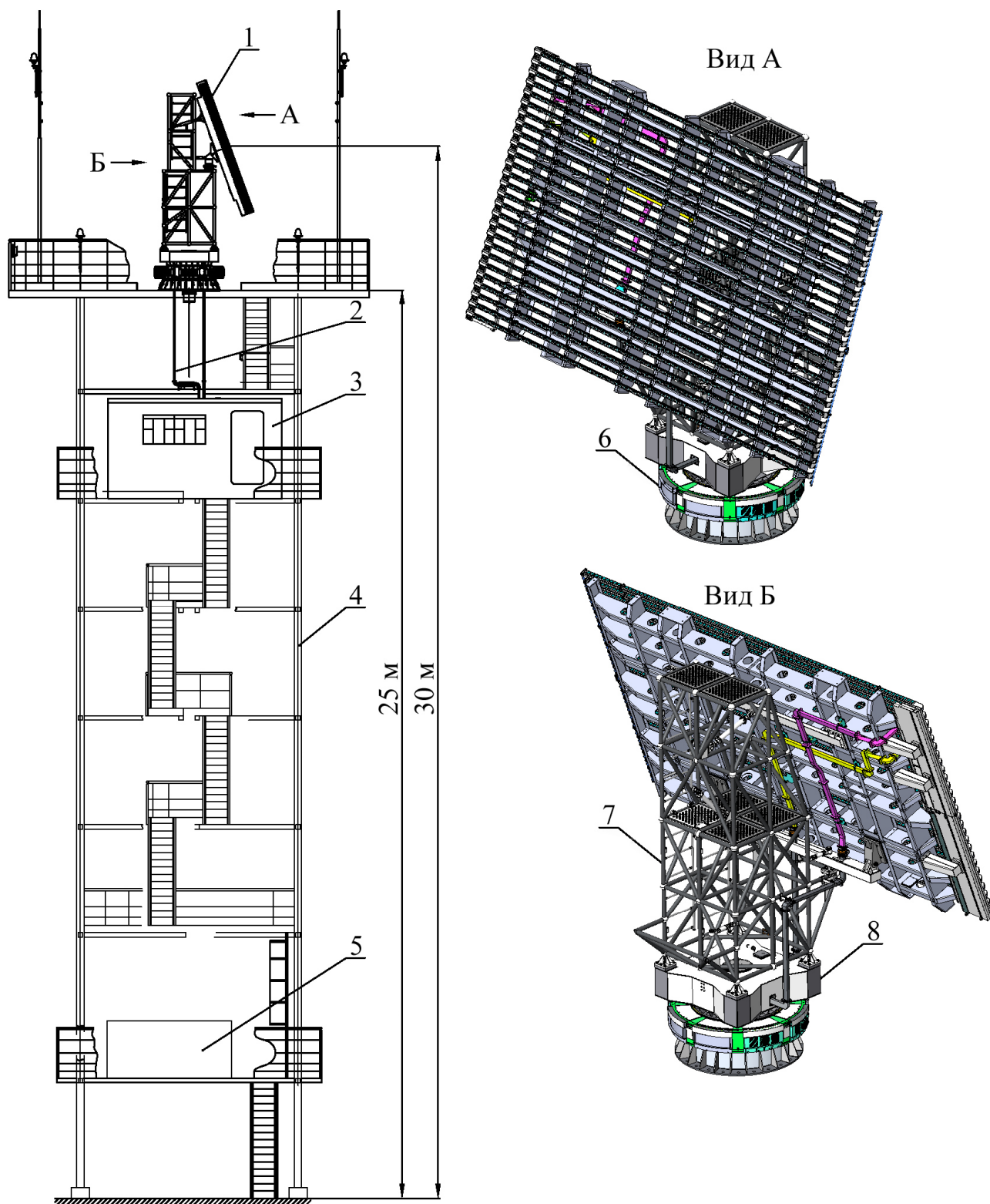
В качестве исходных данных для проработки схем построения и конструкции моноимпульсных АРЧС приняты тактико-техническое задание на опытно-конструкторскую работу (ОКР), выполненную в рамках модернизации стационарного первичного обзорного радиолокатора (ПОРЛ) трассового радиолокационного комплекса (ТРЛК) «Сопка-2», и техническое задание на разработку посадочного радиолокатора «ПРЛ-27СМ», являющееся составной частью ОКР «Модернизация РСП-27С, РСП-28М», проведенной в рамках мероприятий по замене устаревшего оборудования аэродромного радиолокационного комплекса (АРЛК) в части стационарного и мобильного посадочных радиолокаторов – «ПРЛ-27С» и «ПРЛ-28М». Технические требования к антенным системам ПОРЛ ТРЛК и «ПРЛ-27СМ» АРЛК, сформулированные на основании анализа данных технических заданий, представлены в таблице 2.1.

Антенная система S -диапазона размещается на штатном опорно-поворотном устройстве (ОПУ) ТРЛК «Сопка-2» с помощью штатной фермы крепления. ОПУ устанавливается на типовой 8-ми секционной башне высотой 25 м (рисунок 2.1), в стационарном варианте исполнения РЛС без радиопрозрачного укрытия (РПУ).

Антенная система X -диапазона размещается на внешней торцевой стороне перевозимого аппаратного контейнера «ПРЛ-27СМ» на высоте 2,5 м без РПУ (рисунок 2.2).

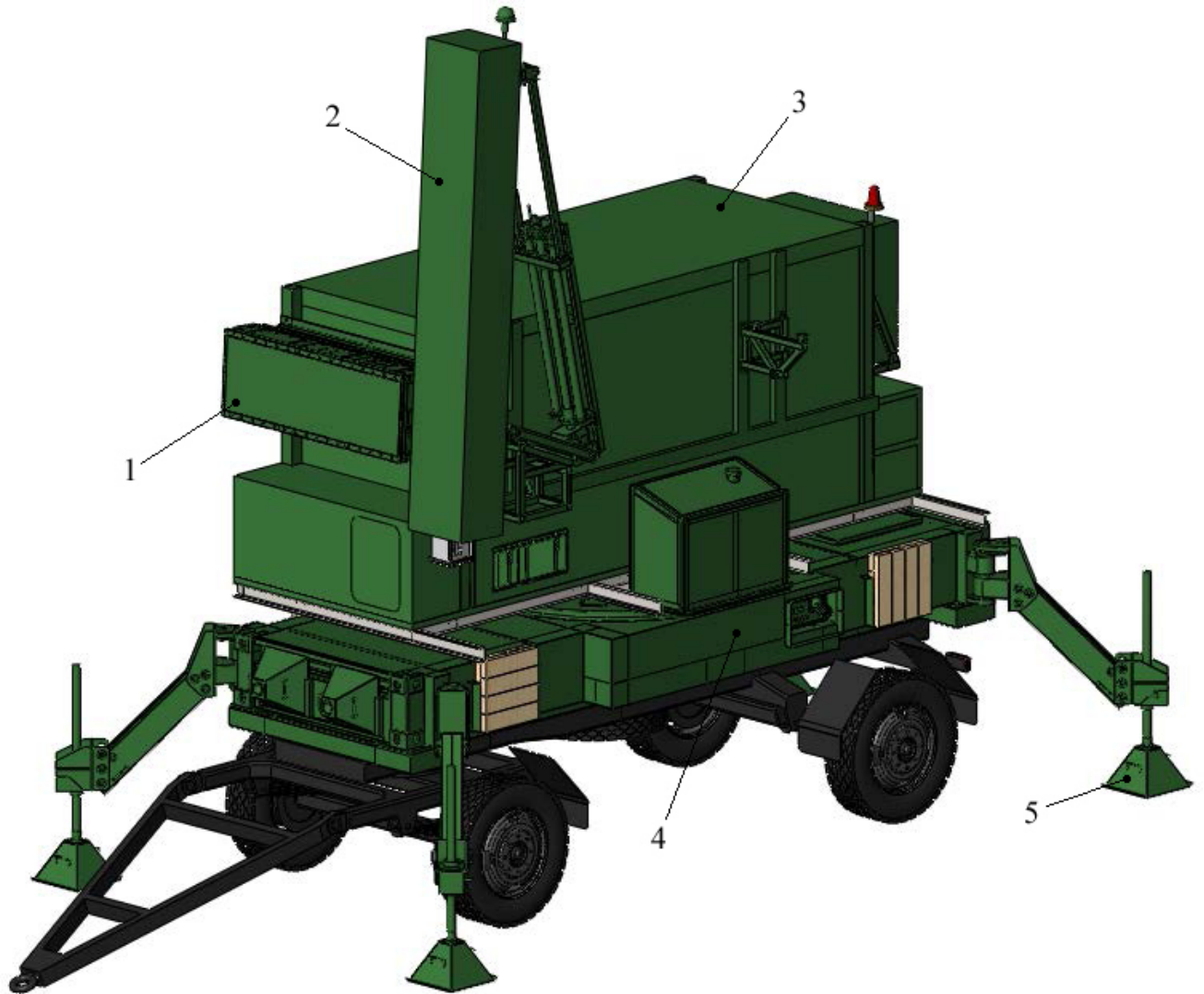
Таблица 2.1 – Технические требования к антенным системам.

№ п.	Параметр	Значение	
		АС ПОРЛ ТРЛК	АС «ПРЛ-27СМ» АРЛК
1	Диапазон частот	<i>S</i> -диапазон	<i>X</i> -диапазон
1.1	Ширина рабочей полосы частот	5%	4,5%
2	Поляризация	линейная, горизонтальная	линейная, вертикальная
3	Параметры ДН в азимутальной плоскости:	<i>E</i> -плоскость	<i>H</i> -плоскость
3.1	Тип сканирования	механическое	частотное
3.2	Сектор сканирования	360°	35°±0,5°
3.3	Ширина суммарной ДН на уровне –3 дБ	1,15°±0,1°	1,5°±0,1°
3.4	Максимальный УБЛ суммарной ДН	–30 дБ	–30 дБ
3.5	Средний УБЛ суммарной ДН, не более: в секторе ±15° от максимума за пределами сектора ±15° от максимума	–35 дБ –40 дБ	–35 дБ –40 дБ
3.6	Уровень пересечения суммарной и разностной ДН	–	–4±0,5 дБ
3.7	Глубина нуля разностной ДН, не более	–	–30 дБ
4	Параметры ДН в угломестной плоскости:	<i>H</i> -плоскость	<i>E</i> -плоскость
4.1	Тип сканирования	частотное	$\operatorname{cosec}^2(\theta)$ в углах места 0°...12°
4.2	Сектор сканирования	45°±0,5°	
4.3	Ширина суммарной ДН на уровне –3 дБ	1,8°±0,2°	6°±0,5°
4.4	Максимальный УБЛ суммарной ДН	–30 дБ	–20 дБ
4.5	Средний УБЛ суммарной ДН, не более	–34 дБ	–
4.6	Уровень пересечения суммарной и разностной ДН	–4±0,5 дБ	–
4.7	Глубина нуля разностной ДН, не более	–30 дБ	–
5	Уровень кроссполяризации в направлении максимума главного лепестка ДН, не более	–25 дБ	–25 дБ
6	Коэффициент усиления суммарного канала, не менее	41 дБ	32 дБ
7	КСВН суммарного и разностного входов, не более	1,5	1,5
8	Максимальная импульсная / средняя мощность на суммарном входе	60 кВт / 6 кВт	5 кВт / 500 Вт
9	Тип суммарного / разностного входа	волновод прямоугольного сечения	
		72×34 мм	23×10 мм
10	Срок службы, не менее	15 лет	
11	Периодичность обслуживания	необслуживаемая	
12	Условия эксплуатации	по ГОСТ РВ 20.39.304-98 исп. «О»	
		группа 1.1	группа 1.10
13	Требования к размещению	рисунок 2.1	рисунок 2.2
14	Габаритные размеры (В×Ш×Г), не более	4×6,5×0,4 м	0,6×1,7×0,3 м
15	Масса, не более	1500 кг	300 кг



1 – антенная система, 2 – волноводный тракт, 3 – аппаратный контейнер, 4 – башня, 5 – дизель-электростанция, 6 – электродвигатель, 7 – ферма крепления антенной системы, 8 – опорно-поворотное устройство

Рисунок 2.1 – Размещение антенной системы *S*-диапазона.



1 – курсовая антенная система X -диапазона с частотным сканированием по азимуту, 2 – глissадная антенная система X -диапазона с частотным сканированием по углу места, 3 – аппаратный контейнер, 4 – прицеп, 5 – подставка

Рисунок 2.2 – Размещение антенной системы X -диапазона.

2.2 Моноимпульсная волноводно-щелевая АРЧС на основе модифицированной ДОС последовательного типа

На основе анализа требований к техническим и эксплуатационным характеристикам АС ПОРЛ ТРЛК, представленным в таблице 2.1, имеющегося задела в части наработок по техническим, конструктивным и технологическим решениям [7, 8, 10, 14, 15, 37, 77], а также известных вариантов схем построения частотно-сканирующих антенн (последовательной, рисунок 1.11 *а* или параллельной, рисунок 1.11 *б*) к реализации S -диапазоне частот была предложена моноимпульсная волноводно-щелевая АРЧС на базе модифицированной ДОС последовательного типа (рисунок 2.3). Предлагаемая антенна представляет собой

эквидистантную плоскую волноводно-щелевую решетку, излучающая поверхность которой образована из 54-х строк волноводно-щелевых линейных решеток излучателей (ВЩЛ) [34, 78], которые установлены с шагом 70 мм и запитаны с помощью 54-канальной суммарно-разностной ДОС.

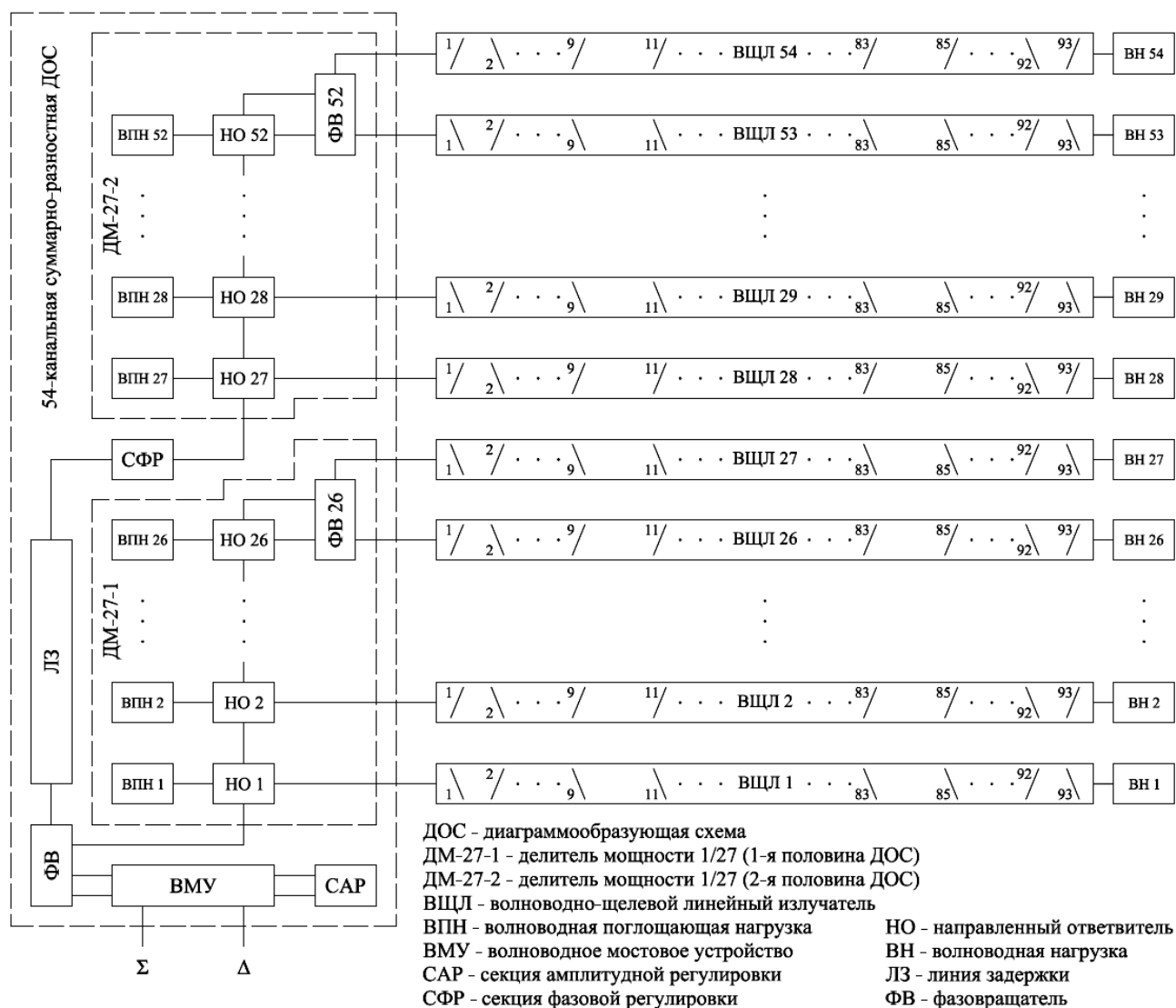


Рисунок 2.3 – Структурная схема моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС.

ВЩЛ выполнены по принципу антенны бегущей волны [24, 79] и формируют в горизонтальной плоскости амплитудное распределение (АР) типа «косинус квадрат на пьедестале» [21]: $A_n = 0,17 + 0,83 \cos^2[\pi(-0,5 + (n-1)/(N-1))]$; $N = 93$, $n = 1, 2 \dots N$, обеспечивающее по сравнению с другими АР наибольшую скорость спада боковых лепестков [80], что необходимо для выполнения требований к среднему УБЛ при заданных ширине луча ДН, максимальном УБЛ и размерах раскрыва [81, 82]. В качестве питающей линии ВЩЛ выбран прямоугольный волновод сечения 72×34 мм, выход которого сопряжен с оконечной волноводной нагрузкой (ВН), а в качестве излучателей – наклонные щели на узкой стенке волновода [21]. ВЩЛ содержит 93 щели, расположенные с шагом 64 мм. Учитывая, что шаг щелей близок к половине длины волны в волноводе, направление наклона щелей чередуется,

для получения линейного фазового распределения (ФР) в горизонтальной плоскости [40]. Ограничения, связанные с максимальной длиной поставляемого волноводного проката и возможностями технологического оборудования приводят к необходимости выполнения ВЩЛ из 3-х составных частей, имеющих фланцевые соединения. Поэтому 10 и 84 щели приняты неизлучающими, а на их местах организованы волноводные фланцы. ДОС представляет собой 54-канальную суммарно-разностную волноводную систему распределения мощности, которая спроектирована таким образом, чтобы обеспечить при работе в составе АРЧС:

1) формирование в вертикальной плоскости \bar{n} -параметрического АР Тейлора [13] при $SLR = 33$ дБ, $A = 1,4299$, $\bar{n} = 5$, $\sigma = 1,0589$, $g(\pm 1) = 0,41$, $g(\pm 0,87) = 0,35$, позволяющего по сравнению с другими АР получить наибольшие значения коэффициента использования поверхности (КИП) раскрыва и крутизны разностной ДН [80] при заданных ширине и УБЛ суммарной ДН с учетом требований к габаритным размерам антенны;

2) формирование ФР в раскрыве, необходимого для управления положением луча ДН в заданном угловом секторе в вертикальной плоскости методом частотного сканирования;

3) возможность синфазной и противофазной запитки половин раскрыва АРЧС (по 27 элементов каждая: ДМ-27-1 и ДМ-27-2) для формирования в вертикальной плоскости ДН суммарного и разностного каналов;

4) минимизацию искажений амплитудно-фазового распределения (АФР) в рабочем диапазоне частот в излучающем раскрыве АРЧС;

5) минимизацию потерь мощности в схеме деления;

6) необходимый уровень развязки между суммарным и разностным каналами;

7) необходимый уровень согласования между составными элементами схемы.

Структурно суммарно-разностная ДОС состоит из 2-х 27-канальных волноводных делителей мощности (ДМ-27-1 и ДМ-27-2), каждый из которых построен на базе 26-ти направленных ответвителей (НО), включенных с регулярным интервалом между изогнутыми волноводными участками специальной конфигурации (периодами), соединенными последовательно и образующими свернутую в Е-плоскости синусоидальную линию задержки [7]. К балансным плечам НО подключены волноводные поглощающие нагрузки (ВПН). Перед 2-м делителем мощности (ДМ-27-2) включена волноводная линия задержки (ЛЗ), создающая дополнительный фазовый набег на элементах с 28 по 54. Волноводное мостовое устройство (ВМУ) запитывает в требуемом амплитудном соотношении делители ДМ-27-1 и ДМ-27-2: синфазно при подаче сигнала на суммарный вход (Σ) или в противофазе при подаче сигнала на разностный вход (Δ). В составе ДОС имеются также двухканальные волноводные фазовращатели (ФВ, ФВ26, ФВ52), а также секции амплитудной и фазовой регулировки (САР и СФР), назначение и принцип работы которых будут рассмотрены ниже.

2.2.1 Особенности применения АРЧС

Обеспечение требуемых тактико-технических характеристик ПОРЛ ТРЛК предполагает реализацию антенной системы с круговым механическим вращением по азимуту и частотным сканированием по углу места. Поскольку параметры ВЩЛ, также как и параметры замедляющей системы ДОС антенны зависят от частоты, луч ДН при сканировании по углу места будет иметь дополнительное отклонение и в горизонтальной плоскости при изменении частоты, приводящее к ошибке определения азимута [83]. Для устранения ошибок в аппаратуре сигнальной обработки ПОРЛ производится программная юстировка антенны относительно эталонного направления, с учетом преобразования действительного положения луча относительно нормали к полотну антенны в общую сферическую систему координат [84]. Анализ требований к точности определения координат и разрешающей способности ПОРЛ [85, 86] по углу места показал, что в зоне обзора от 0° до 45° необходимо сформировать 24 луча ДН (рисунок 2.4).

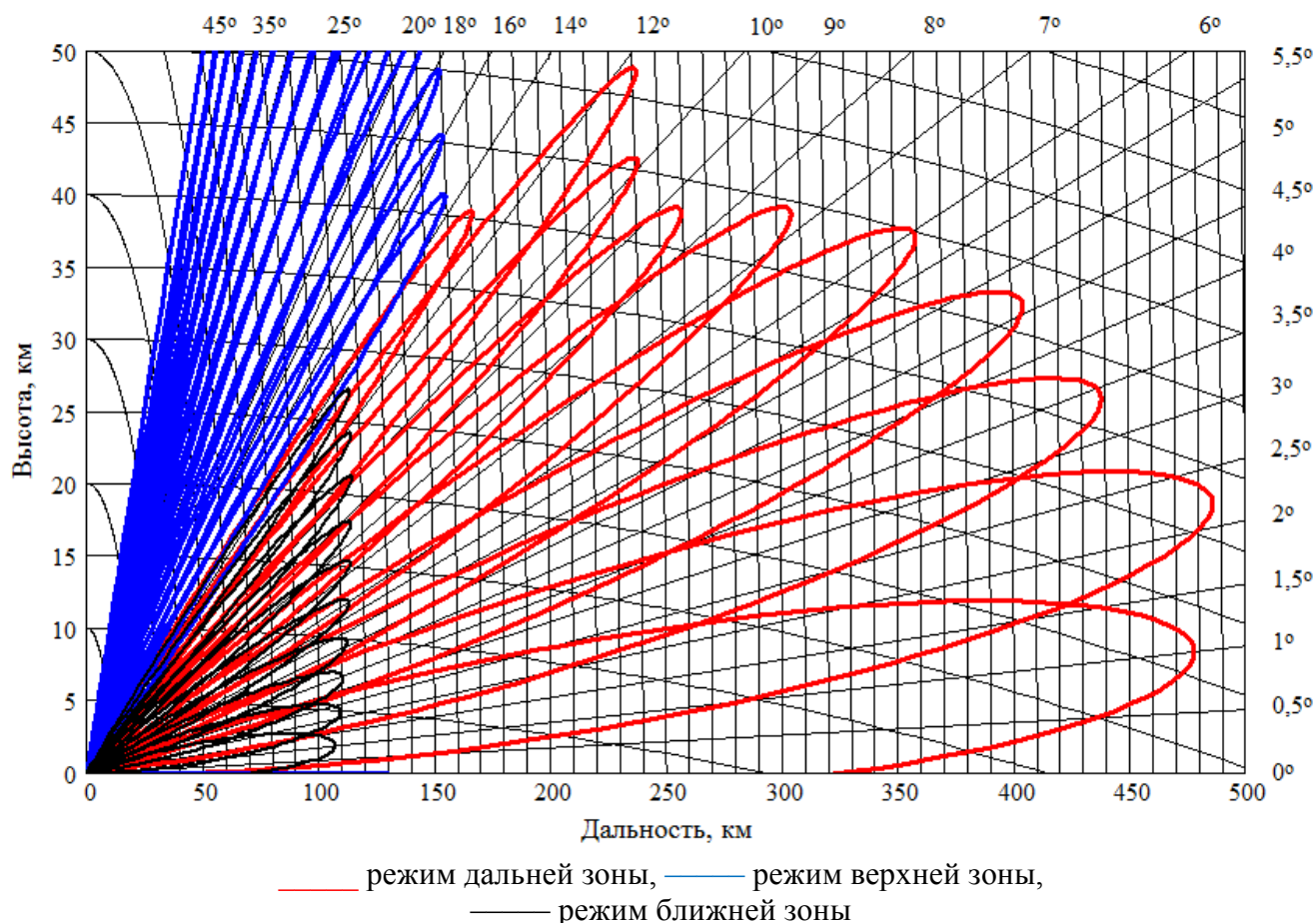


Рисунок 2.4 – Зона обнаружения в свободном пространстве ПОРЛ ТРЛК.

Для этого в рабочей полосе осуществляется генерация, усиление и излучение последовательности импульсных сигналов необходимой длительности на 24 частотах с разномом $0,13-0,27\%$. Для обеспечения перекрытия требуемой зоны обнаружения необходимо сформировать 3 рабочих режима ПОРЛ: режим «дальней зоны» (режим однозначного

определения дальности на дистанции до 400 км при когерентном накоплении одной пачки из 2-х импульсов); режим «верхней зоны» (режим с высокой частотой повторения, соответствующей однозначной дальности 120 км при когерентном накоплении 3-х пачек по 7 импульсов в каждой и возбужденном периоде повторения); режима «ближней зоны», (режим с однозначным измерением дальности при когерентном накоплении 3-х пачек по 10 импульсов в каждой и возбужденном периоде повторения) [3].

2.2.2 Расчетная оценка основных параметров

Одним из ключевых моментов при расчете параметров конструкции ВЦЛ является определение конкретных размеров каждой щели, для обеспечения приемлемого согласования и необходимых коэффициентов связи щелей C_f с бегущей волной в волноводе, а соответственно, и АР, требуемого для формирования заданных характеристик ДН (рисунок 2.5).

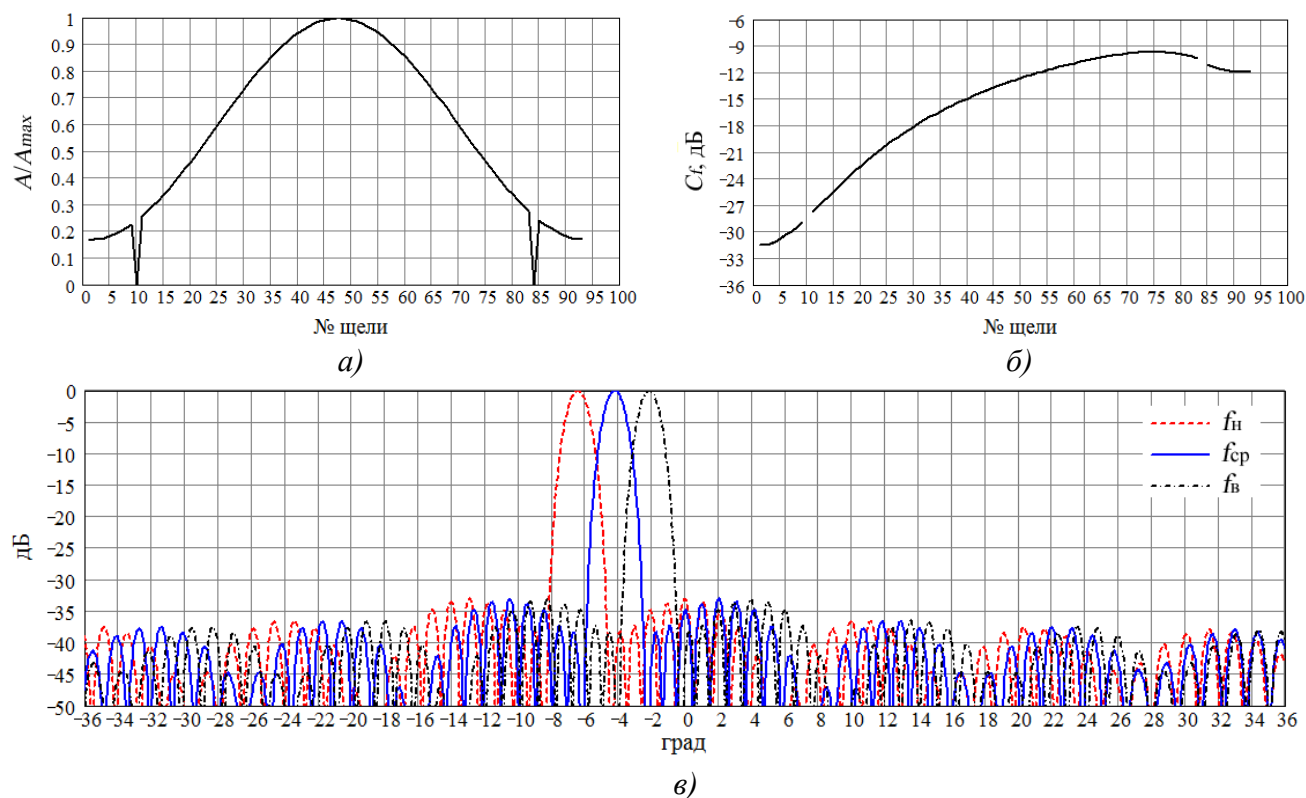
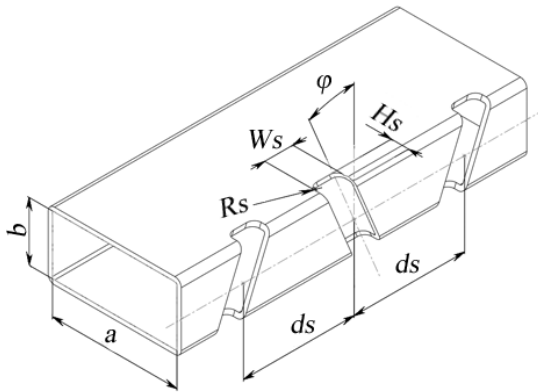


Рисунок 2.5 – Основные характеристики ВЦЛ: а) – теоретическое АР; б) – коэффициенты связи щелей с питающим волноводом; в) – ДН, восстановленные по теоретическому АФР ВЦЛ на нижней (f_H), средней (f_{cp}) и верхней (f_B) частотах рабочего диапазона.

Предварительная оценка коэффициента связи наклонной щели на узкой стенке волновода производится в соответствии с [21] по формуле:

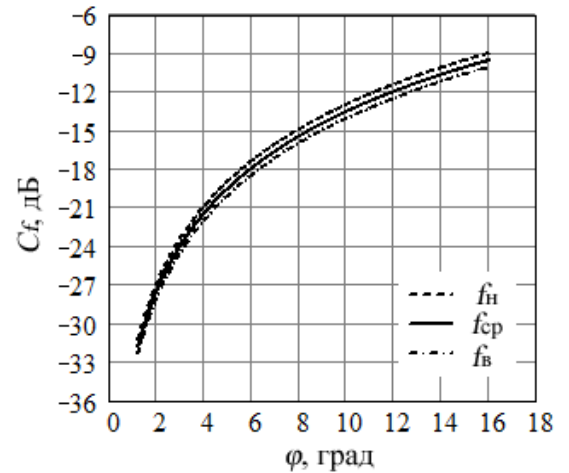
$$C_f = 10 \lg \left(\frac{P_r}{P_t} \right) = 10 \lg \left[\frac{30}{73\pi} \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{\lambda^4}{a^3 b} \left(\frac{\sin \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda_g} \sin \right)}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g} \right)^2 \sin^2} \right)^2 \right], \quad (2.1)$$

где P_r – мощность, излученная щелью, P_t – мощность, распространяющаяся по волноводу после щели, a – размер широкой стенки волновода, b – размер узкой стенки волновода, λ – длина волны в свободном пространстве, λ_g – длина волны в волноводе, φ – угол наклона щели. Данная формула определяет проводимость бесконечно узкой щели в волноводе с бесконечно тонкими стенками и не учитывает влияние соседних щелей на волноводе и соседних линеек в полотне, а также глубину врезания щели в широкие стенки волновода (рисунок 2.6).



a – размер широкой стенки волновода, b – размер узкой стенки волновода, ds – шаг между щелями, Ws – ширина щели, Hs – глубина врезания щели в широкие стенки волновода, φ – угол наклона щели

а)



б)

Рисунок 2.6 – Излучающая наклонная щель, прорезанная в узкой стенке волновода: а) – геометрия щелей (фрагмент ВЦЛ); б) – зависимость коэффициента связи щели с волноводом от угла наклона щели на частотах f_n , f_{cp} и f_v рабочего диапазона рассчитанная по формуле (2.1).

Уточнение результатов для конкретных условий должно производиться при электродинамическом расчете характеристик излучающей щели методом конечных элементов [87]. При этом необходимо получить графики частотной зависимости коэффициента связи щели с волноводом от параметров геометрии щели. В соответствии с полученными графиками определяется конфигурация ВЦЛ и разрабатывается трехмерная модель для электродинамического анализа. При моделировании, для получения требуемых характеристик ДН, итерационным способом производится оптимизация электродинамической модели ВЦЛ в части пересчета коэффициентов связи щелей с волноводом, и соответственно, коррекции их геометрических параметров. Критерием сходимости процесса является приближение с заданной точностью рассчитываемого при моделировании ближнего поля ВЦЛ к теоретическому АР (рисунок 2.5 а), принятому к реализации и обеспечивающему УБЛ ДН около -33 дБ (рисунок 2.5 в). Такой подход позволяет минимизировать значения амплитудных ошибок в излучающем раскрытии ВЦЛ до уровня $\pm 0,5$ дБ и получить требуемые (таблица 2.1) характеристики ДН АРЧС в горизонтальной плоскости.

В первой главе было приведено основное соотношение (1.2), характеризующее сканирование луча (уравнение частотного сканирования). Учитывая, что длина волны в волноводе прямоугольного сечения определяется выражением:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{2ac}{\sqrt{4f^2a^2 - c^2}}, \quad (2.2)$$

где a – размер широкой стенки волновода; c – скорость распространения электромагнитных колебаний в свободном пространстве; f – частота; λ – длина волны и подставляя выражение (2.2) в уравнение (1.2) получаем:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{S}{2afd} \sqrt{4f^2a^2 - c^2} - \frac{nc}{fd}\right) \quad (2.3)$$

Расчет основных геометрических параметров линии задержки ДОС производился в соответствии уравнением (2.3), связывающим угловое положение луча и частоту [10], исходя из компромисса между приемлемостью конструктивного исполнения и КПД системы с учетом требуемой ширины луча ДН в вертикальной плоскости, рабочего диапазона частот и сектора сканирования. В результате расчета были определены следующие параметры: $\theta = -20,5^\circ \dots +24,5^\circ$ – угловое положение луча ДН в вертикальной плоскости соответствующее изменению частоты f в интервале от f_n до f_v относительной полосы 4,6%; $S = 722,3$ мм – длина волноводной линии задержки между двумя соседними НО (период ЛЗ); $a = 64,7$ мм – размер широкой стенки волновода линии задержки; $d = 70$ мм – интервал между выходами НО (шаг между ВЩЛ); $n = 4,5$ – количество длин волн на частоте нормали ($f_{\text{норм}}$), образующих длину S периода (витка) замедляющей системы.

Частотная чувствительность углового положения луча (углочастотная чувствительность) при использовании ЛЗ на основе прямоугольного волновода определяется путем дифференцирования уравнения (2.3):

$$\frac{d\theta}{df} = \frac{18 \cdot 10^7}{\pi \cos \theta} \left[\frac{2Sa}{d\sqrt{4f^2a^2 - c^2}} - \frac{S\sqrt{4f^2a^2 - c^2}}{2af^2d} + \frac{nc}{f^2d} \right] \left[\frac{\text{град}}{\text{МГц}} \right] \quad (2.4)$$

В соответствии с (2.3) углочастотная чувствительность системы имеет нелинейное нарастание от 0,3 /МГц до 0,4 /МГц при уменьшении частоты от f_v до f_n . Дисперсионная характеристика [21] волновода линии задержки принимает значения от 1,54 до 1,67 при изменении $\lambda/2a$ от 0,76 до 0,8, соответственно. Графики углочастотной характеристики, углочастотной чувствительности и дисперсионной характеристики волновода ЛЗ представлены на рисунке 2.7.

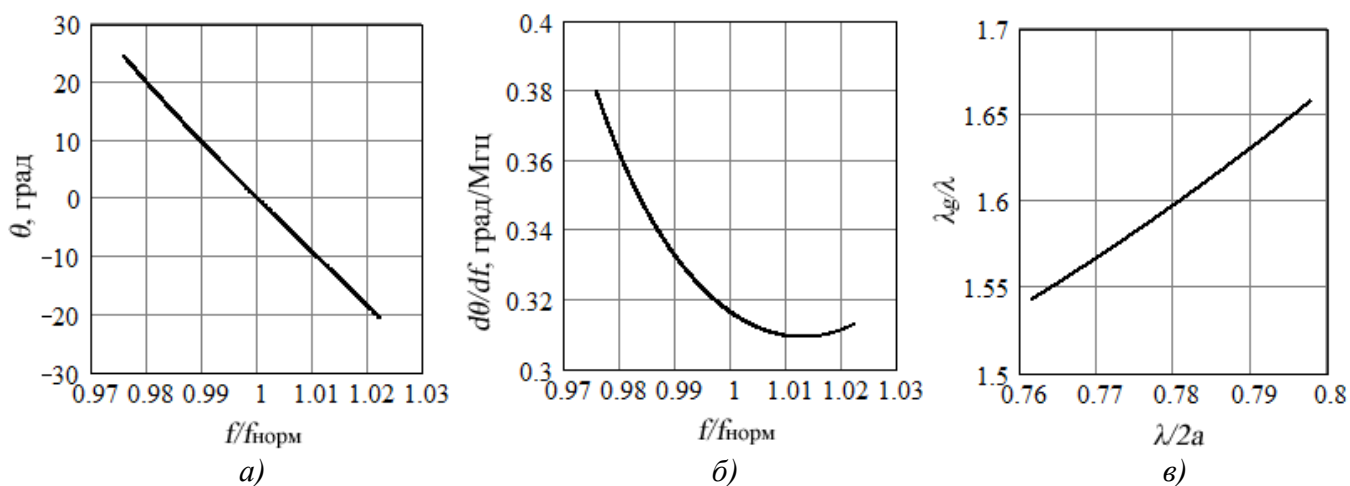


Рисунок 2.7 – Характеристики линии задержки ДОС: а) – углочастотная характеристика; б) – углочастотная чувствительность; в) – дисперсионная характеристика волновода ЛЗ.

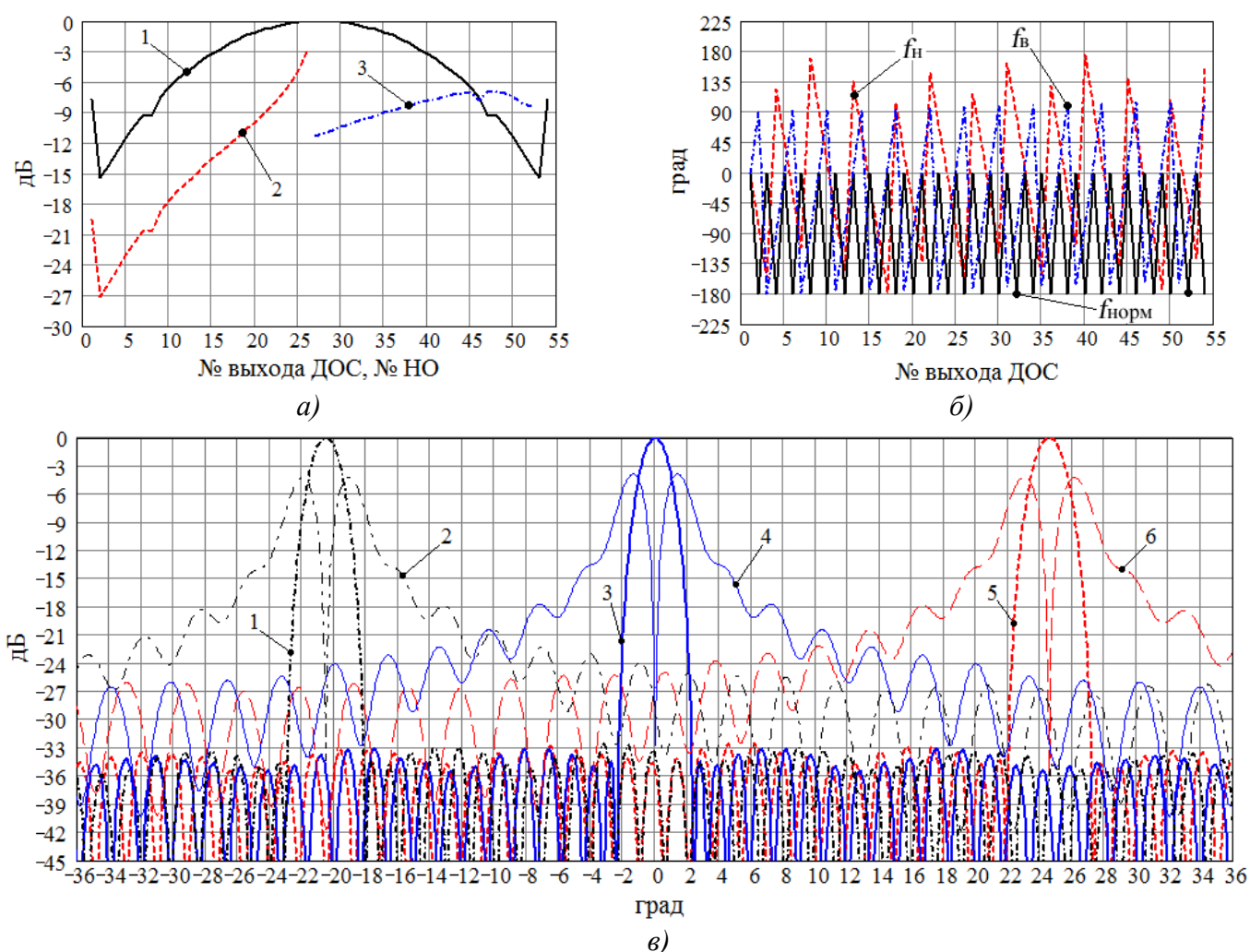


Рисунок 2.8 – Основные характеристики ДОС: а) – теоретическое АР (1) и переходные ослабления НО ДМ-27-1 (2) и ДМ-27-2 (3); б) – теоретическое ФР; в) – ДН, восстановленные по теоретическому АФР ДОС: суммарная (1) и разностная (2) ДН на частоте $f_{\text{в}}$, суммарная (3) и разностная (4) ДН на частоте $f_{\text{норм}}$, суммарная (5) и разностная (6) ДН на частоте $f_{\text{н}}$.

Исходя из условия формирования требуемого АР на выходах были определены переходные ослабления НО ДОС (рисунок 2.8 а). Также на основании результатов оценки

геометрических параметров ЛЗ рассчитано ФР на выходах ДОС (рисунок 2.8 б). ДН, восстановленные по теоретическому АФР ДОС на частотах f_n , $f_{\text{норм}}$ и f_v показаны на рисунке 2.8 в. Исходя из соображений минимизации амплитудных и фазовых ошибок, обеспечения адекватной конструктивной реализации волноводной замедляющей системы, а также с целью снижения потерь мощности в ДОС при формировании требуемого спадающего амплитудного распределения в качестве типового распределительного элемента схемы применен волноводный направленный ответвитель с Т-образным элементом связи [30, 31].

Конструкция такого направленного ответвителя изображена на рисунке 2.9 и представляет собой два параллельных прямоугольных волновода, связанных с помощью двух щелей, одна из которых расположена параллельно, другая – перпендикулярно продольной оси волноводов. Щели прорезаются в общей широкой стенке волноводов. По требуемым значениям переходных ослаблений НО (рисунок 2.8 а, кривые 2 и 3) на основании выражения (2.5), которое определяет комплексную амплитуду ответвленной волны, возбуждаемой Т-образным элементом связи во вторичном волноводе, произведен оценочный расчет размеров поперечной и продольной щелей.

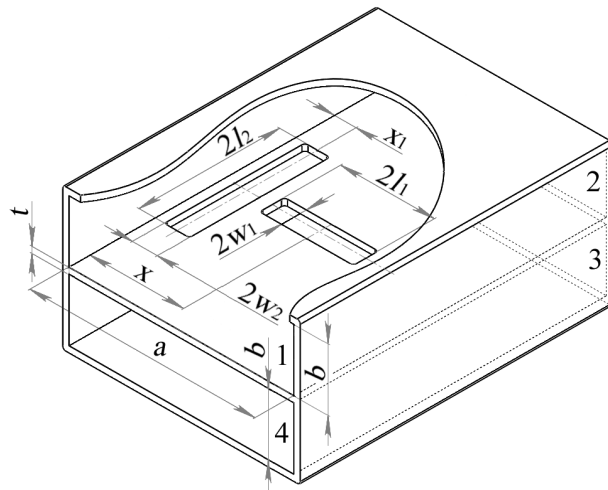


Рисунок 2.9 – Связь двух прямоугольных волноводов с помощью продольной и поперечной щелей связи

Пусть 1 и 2 – плечи первичной волноводной линии НО, а 3 и 4 – плечи вторичной волноводной линии, при этом запитка НО осуществляется через плечо 1, а плечо 4 является балансным. Тогда комплексная амплитуда ответвленной волны, возбуждаемой Т-образным элементом связи во вторичной волноводной линии НО [31]:

$$S_{13} = j \frac{2\pi}{\lambda_g ab} \left[M_1 \sin^2 \frac{\pi x}{a} \cdot F_{m1} + M_2 \frac{\lambda_g^2}{4a^2} \cos^2 \frac{\pi x}{a} \cdot F_{m2} - P_e \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \sin^2 \frac{\pi x}{a} \cdot F_e + \right. \\ \left. + M_2' \sin^2 \frac{\pi x_1}{a} \cdot F_{m2}' + M_1' \frac{\lambda_g^2}{4a^2} \cos^2 \frac{\pi x_1}{a} \cdot F_{m1}' - P_e' \cdot \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \sin^2 \frac{\pi x_1}{a} \cdot F_e' \right], \quad (2.5)$$

где

$$M_1 = \frac{\pi l_1^3}{3} \cdot \frac{1}{\ln \frac{4l_1}{w_1} - 1}; \quad M_2 = \frac{\pi l_1 w_1^2}{2}; \quad P_e = \frac{\pi l_1 w_1^2}{2};$$

$$F_{m1} = e^{-\frac{\pi}{2l_1} \sqrt{1 - \left(\frac{4l_1}{\lambda}\right)^2} \cdot t}; \quad F_{m2} = e^{-\frac{\pi}{2w_1} \sqrt{1 - \left(\frac{4w_1}{\lambda}\right)^2} \cdot t};$$

$$F_e = e^{-\frac{2\pi}{\lambda_{кр}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda}\right)^2} \cdot t}; \quad \lambda_{кр} = \frac{4l_1 w_1}{\sqrt{l_1^2 + w_1^2}}.$$

Величины $M'_1, M'_2, P'_e, F'_{m1}, F'_{m2}$ и F'_e аналогичны записанным $M_1, M_2, P_e, F_{m1}, F_{m2}$ и F_e и получаются из них заменой l_1, w_1 на l_2, w_2, x и x_1 – характеризуют положение несовпадающих осей симметрии щелей связи (рисунок 2.9).

На рис. 2.10 приведены расчетные зависимости амплитуд и фаз проходящей (S_{12}) и ответвленной (S_{13}) волн от длин поперечной (l_1) и продольной (l_2) щелей НО на частотах $f_n, f_{норм}$ и f_b рабочего диапазона. Значения l_1 и l_2 приняты равными и являются переменными параметрами конфигурации НО. Значения остальных параметров приняты постоянными: $a=64,7$ мм, $b=17$ мм, $w_1=w_2=2,5$ мм, $t=2,5$ мм, $x=a/2, x_1=5$ мм.

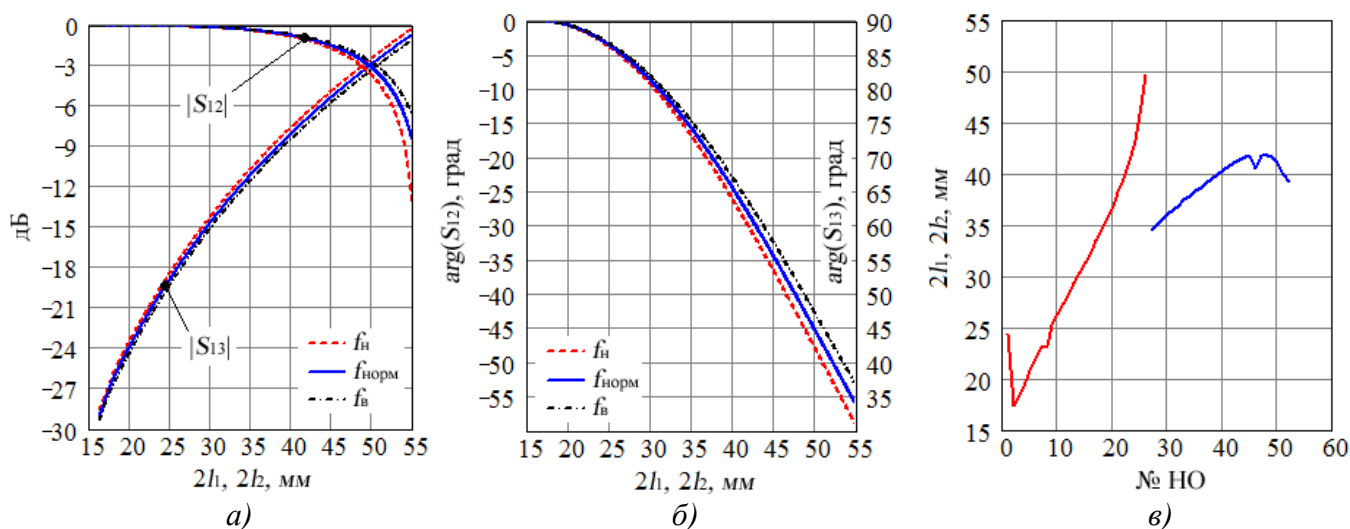


Рисунок 2.10 – Характеристики НО с Т-образным элементом связи:

- а) – зависимость амплитуды проходящей $|S_{12}|$ и ответвленной $|S_{13}|$ волн от длин щелей связи;
 б) – зависимость фазы проходящей $\arg(S_{12})$ и ответвленной $\arg(S_{13})$ волн от длин щелей связи;
 в) – размеры щелей НО ДОС.

Конфигурация НО, рассчитанная в соответствии с выражением (2.5) на практике не обеспечит приемлемого совпадения экспериментальных характеристик с расчетными, а также необходимых уровней согласования и направленности в полосе рабочих частот, что обусловлено проблематичностью учета в аналитическом виде всех необходимых параметров (толщины общей стенки, взаимной ориентации щелей, технологических радиусов в углах

щелей связи и т.п.). Поиск оптимальной конфигурации НО с точки зрения реализации требуемого диапазона переходных ослаблений, направленности, уровня согласования и широкополосности, достигаемых при определенных соотношениях длин и ширин щелей к поперечному сечению основного и вспомогательного волноводов, а также взаимном расположении щелей на общей стенке, требует численного моделирования устройства методом конечных элементов или макетирования.

Оценка коэффициента усиления АРЧС произведена согласно методике, приведенной в [3] по следующей формуле:

$$G \approx 10 \cdot \lg \left\{ \frac{4\pi}{\int_{-\pi}^{\pi} F(\alpha)^2 \cdot d\alpha \cdot \int_{-\pi}^{\pi} F(\beta)^2 \cdot d\beta} \cdot \eta \cdot \cos \theta \right\}, \quad (2.6)$$

где $F(\alpha)$ – главное сечение расчетной нормированной ДН в горизонтальной плоскости на частоте f_n (рисунок 2.5 в), $F(\alpha)$ – главное сечение расчетной нормированной ДН в вертикальной плоскости на частоте $f_{\text{норм}}$ (рисунок 2.8 в), α и β – угловые координаты, η – КПД АРЧС, θ – угол отклонения луча от нормали в вертикальной плоскости.

При ожидаемом среднем уровне фона АРЧС в задней полусфере не более минус 35 дБ, значения интегралов от расчетных нормированных ДН $F(\alpha)$ и $F(\alpha)$ принимают следующие значения:

$$\int_{-\pi}^{\pi} F(\alpha)^2 \cdot d\alpha \approx 0,02; \quad \int_{-\pi}^{\pi} F(\beta)^2 \cdot d\beta \approx 0,033$$

КПД АРЧС складывается из КПД ДОС ($\eta_{\text{дос}}$), КПД ВЩЛ ($\eta_{\text{вщл}}$) и коэффициента потерь на рассогласование (η_p): $\eta = \eta_{\text{дос}} \cdot \eta_{\text{вщл}} \cdot \eta_p$.

$\eta_{\text{дос}}$ – определяется потерями мощности в линиях задержки ДМ-27-1 ($\eta_{\text{лз1}}$), ДМ-27-2 ($\eta_{\text{лз2}}$) и в балансных нагрузках направленных ответвителей ($\eta_{\text{впн}}$).

$\eta_{\text{вщл}}$ определяется коэффициентом потерь в волноводной линии ($\eta_{\text{вл}}$) и потерями в оконечной волноводной нагрузке ($\eta_{\text{вн}}$): $\eta_{\text{вщл}} = \eta_{\text{вл}} \cdot (1 - \eta_{\text{вн}})$.

ДМ-27-1, ДМ-27-2 и ВЩЛ представляют собой устройства бегущей волны, построенные на основе системы деления с последовательным ответвлением мощности. КПД такой системы определяется в соответствии с выражением:

$$Ef = \sum_{n=1}^N P_n, \quad (2.7)$$

где N – количество выходов системы; $n=2,3 \dots N$; $P_n = Pt_{n-1} \cdot 10^{\frac{Cf_n}{10}}$ – мощность на n -м выходе системы деления;

$P_{t_n} = (P_{t_{n-1}} - P_n) \cdot 10^{\frac{S \cdot \alpha_s}{10}}$ – мощность, распространяющаяся в линии передачи после ответвления на n -м выходе; S – длина линии передачи между соседними выходами; α_s – погонные потери в линии передачи [дБ/м]; Cf_n – коэффициент связи n -го выхода с линией передачи [дБ]. При $n=1$ $P_n = P_0 \cdot 10^{\frac{Cf_n}{10}}$; P_0 – мощность на входе системы; $P_{t_n} = (P_0 - P_n) \cdot 10^{\frac{S \cdot \alpha_s}{10}}$.

Таким образом, для ДМ-27-1 и ДМ-27-2 $N=27$, в соответствии с (2.3) $S = 722,3$ мм. Погонные потери в линиях задержки ДОС, выполненных на основе прямоугольного волновода сечения $64,7 \times 17$ мм на частоте $f_{\text{норм}}$ составляют $\alpha_s = -0,052$ дБ/м. Коэффициенты связи представлены на рисунок 2.8 а: кривая 2 соответствует ДМ-27-1, кривая 3 – ДМ-27-2. Для ДМ-27-1 $P_0 = 1 - 10^{\frac{Cb}{10}}$, где $Cb = -2,75$ дБ – мощность, ответвляемая волноводным мостовым устройством к выходам ДОС с 28 по 54. Для ДМ-27-2 $P_0 = 10^{\frac{Cb}{10}} \cdot 10^{\frac{S \cdot \alpha_s \cdot (N-1)}{10}}$ где $10^{\frac{S \cdot \alpha_s \cdot (N-1)}{10}}$ – определяет коэффициент потерь мощности в дополнительной линии задержки, включенной перед ДМ-27-2 (рисунок 2.3). В соответствии с (2.7) определяем: $\eta_{\text{лз1}} = 0,399$, $\eta_{\text{лз2}} = 0,397$, при уровне направленности ответвителей мощности ДОС не менее 20 дБ $\eta_{\text{впн}} = 0,008$. Тогда $\eta_{\text{дос}} = (\eta_{\text{лз1}} + \eta_{\text{лз2}}) \cdot (1 - \eta_{\text{впн}}) = 0,79$ (–1,02 дБ).

Учитывая, что для ВЦЛ, выполненной на базе стандартного прямоугольного алюминиевого волновода сечения 72×34 мм погонные потери $\alpha_s = -0,025$ дБ/м (на частоте $f_{\text{сп}}$), шаг между щелями $S=64$ мм, количество щелей $N=93$, входная мощность $P_0 = 1$ получаем $\eta_{\text{вл}} = 0,973$. Коэффициенты связи щелей с волноводом (при заложенном коэффициенте потерь мощности в оконечной волноводной нагрузке $\eta_{\text{вн}} = 0,01$) приведены на рисунке 2.5 б. Тогда $\eta_{\text{вцл}} = 0,973 \cdot (1 - 0,01) = 0,963$ (–0,16 дБ).

Коэффициент потерь на рассогласование при КСВН входа не более 1,5 составляет 0,96 (–0,18 дБ).

Соответственно, $\eta = 0,79 \cdot 0,963 \cdot 0,96 = 0,73$ (–1,36 дБ).

При рассчитанных выше углах отклонения луча от нормали $-20,5^\circ$, 0° и $24,5^\circ$, соответствующих частотам $f_{\text{в}}$, $f_{\text{норм}}$ и $f_{\text{н}}$ окончательно получаем коэффициент усиления АРЧС при работе в направлении нормали и на краях сектора сканирования: $G_{f_{\text{норм}}} \approx 41,47$ дБ; $G_{f_{\text{в}}} \approx 41,19$ дБ; $G_{f_{\text{н}}} \approx 41,06$ дБ.

2.2.3 АФР, формируемое ДОС последовательного типа

По рассчитанным значениям переходных ослаблений НО (рисунок 2.8 а) и графиков (рисунок 2.10 а) были определены размеры поперечной и продольной щелей l_1 и l_2 (рисунок 2.10 в). На основании этих данных для частот $f_{\text{н}}$, $f_{\text{норм}}$ и $f_{\text{в}}$ вычислены представленные

на рисунке 2.11 амплитуды и фазы проходящей (S_{12}) и ответвленной (S_{13}) волн в каждом НО ДОС.

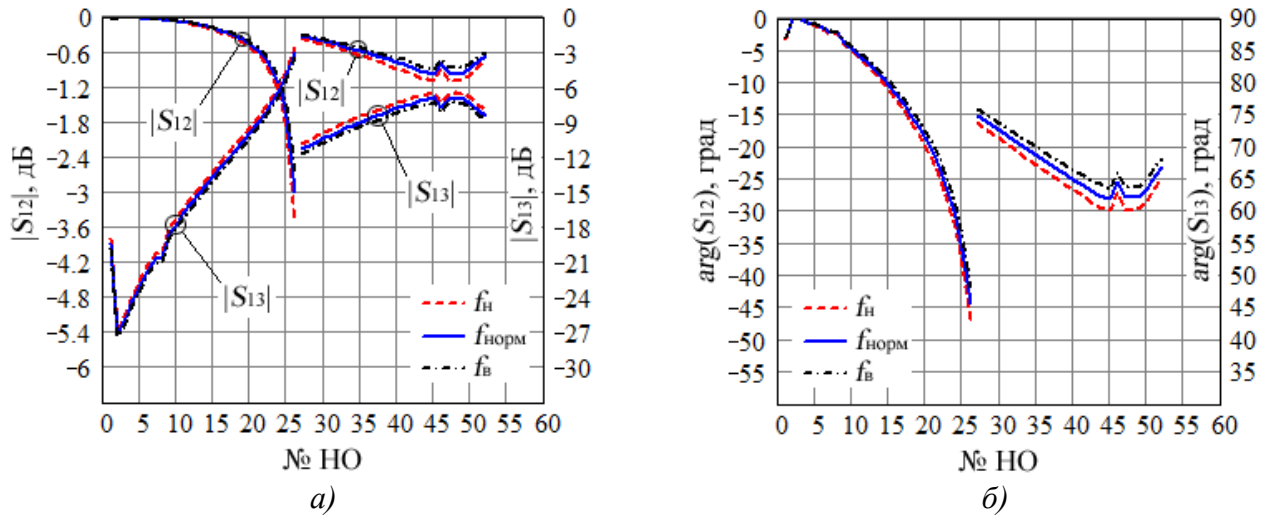


Рисунок 2.11 – Амплитуды и фазы проходящей и ответвленной волн в НО ДОС: а) – амплитуды проходящей $|S_{12}|$ и ответвленной $|S_{13}|$ волн; б) – фазы проходящей $arg(S_{12})$ и ответвленной $arg(S_{13})$ волн.

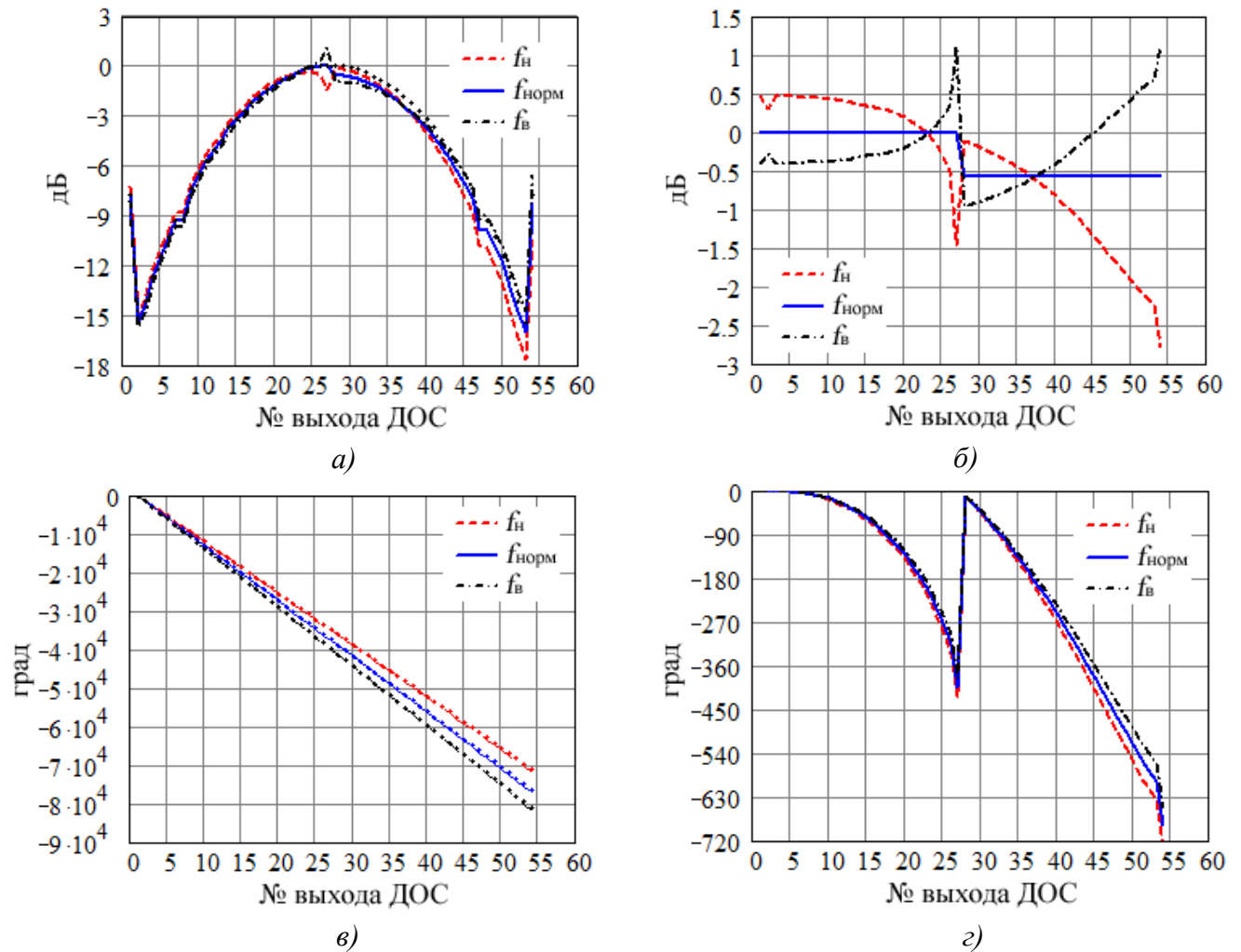


Рисунок 2.12 – Характеристики ДОС: а) – восстановленное АР (точками показано теоретическое АР); б) – отклонение восстановленного АР от теоретического; в) – восстановленное ФР (тонкими линиями показано теоретическое линейное ФР); г) – отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного.

На основании результатов расчета, представленных на рисунке 2.11, в программном пакете *Mathcad* был реализован алгоритм, позволяющий по известным значениям амплитуд и фаз проходящей и ответвленной волн в направленных ответвителях с учетом найденной в соответствии с выражением (2.3) длины периода ЛЗ S , восстановить амплитудно-фазовое распределение, формируемое на выходах ДОС на частотах f_n , $f_{\text{норм}}$ и f_v (рисунок 2.12). Методика расчета АФР ДОС приведена в подразделе 3.3.

Таким образом, характеристики, представленные на рисунке 2.12 показывают, что восстановленное АФР на выходах ДОС последовательного типа имеет значительные отклонения от заложенного теоретического. Рассмотрим далее причины возникновения ошибок АФР и возможные пути их устранения.

2.2.4 Компенсация фазовых ошибок

Анализ рисунков 2.11 и 2.12 показывает, что одним из ключевых факторов, влияющих на качество формируемого АФР, и соответственно ДН антенны в плоскости частотного сканирования, является фазовая поправка, возникающая в щелях связи НО ДОС, имеющих различные коэффициенты связи с питающей линией. Для формирования в вертикальной плоскости требуемого спадающего амплитудного распределения необходима реализация переходных ослаблений НО в диапазоне от минус 27 дБ до минус 3 дБ (рисунок 2.8 а). Соответственно, фазовая поправка, вносимая НО в данном диапазоне переходных ослаблений, составит ориентировочно от 0° до минус 45° для проходящей (S_{12}) волны и от 90° до 45° для ответвленной (S_{13}) волны (рисунок 2.11 б), что в свою очередь, при последовательной схеме включения НО в линию задержки, приведет к нелинейному нарастанию фазовой ошибки в половинах ДОС (делителях ДМ-27-1 и ДМ-27-2) до нескольких сотен градусов (рисунок 2.12 в). С целью компенсации ошибок ФР выбор длин регулярных участков периодов линий задержки ДМ-27-1 и ДМ-27 произведен с учетом зависимости фазы НО от величины переходного ослабления в соответствии с формулой (2.8):

$$S_{c_n} = S - \frac{\lambda_{\text{норм}}(\Delta\varphi_{n+1} - \Delta\varphi_n)}{0,36\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{норм}}}{2a}\right)^2}} \quad (2.8)$$

где S_{c_n} – длина периода линии задержки, скорректированная с учетом фазовой поправки НО; S – теоретическая длина периода, рассчитанная согласно (2.3); $\Delta\varphi_n = \varphi l_n - \varphi_n$ – разность фаз на частоте нормали между требуемым линейным фазовым распределением φl_n на выходах ДОС (рисунок 2.12 в) и восстановленным фазовым распределением φ_n ; $\lambda_{\text{норм}}$ – длина волны, соответствующая частоте нормали $f_{\text{норм}}$; a – размер широкой стенки волноводной линии

задержки ДОС; $n = 1, 2 \dots 53$. Отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного после коррекции длин периодов линии задержки показано на рисунке 2.13 *а*.

Результаты расчета ДН с заложенными отклонениями ФР показывают, что «пилообразный» характер фазовой ошибки (рисунок 2.13 *а*), а также выбросы на выходах 27 и 54 приводят к искажению формы разностной ДН (перепаду амплитуд в ее максимумах с соответствующим ухудшением уровней пересечения ДН суммарного и разностного каналов) и увеличению УБЛ суммарной ДН.

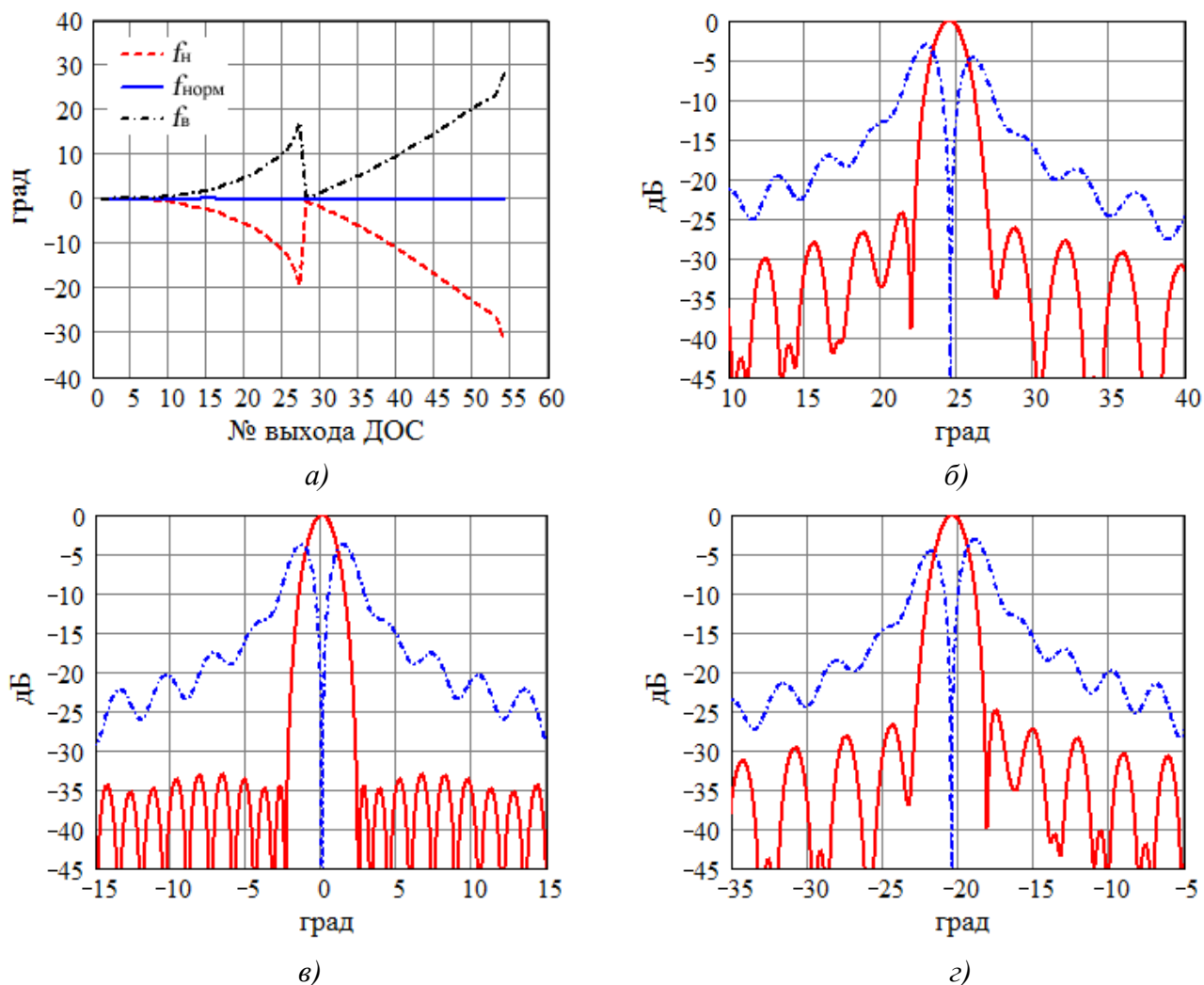


Рисунок 2.13: *а*) – отклонение восстановленного ФР от теоретического после коррекции длин периодов ЛЗ; *б*) – ДН на частоте f_n ; *в*) – ДН на частоте $f_{\text{норм}}$; *з*) – ДН на частоте f_v .

Ввиду проблематичности физической реализации НО с переходным ослаблением более минус 3 дБ для снижения потерь мощности в ДОС делители ДМ-27-1 и ДМ-27-2, выполнены по схеме с полным выводом мощности от НО 26 и НО 52 на ВЦЛ 26, ВЦЛ 27 и ВЦЛ 53, ВЦЛ 54, соответственно. Добор фазовой длины для выходов 27 и 54 ДОС, которая должна быть равна изменению фазы ответвленной волны S_{13} в НО 26 и НО 52, осуществляется на последнем периоде линии задержки каждого из делителей мощности. Для устранения частотной неравномерности фазы на последних выходах ДМ-27-1 и ДМ-27-2 (рисунок 2.13 *а*, выбросы на

выходах 27 и 54) применены двухканальные волноводные фазовращатели ФВ 26 и ФВ 52, обеспечивающие постоянство разности фаз проходящей S_{12} и ответвленной S_{13} волн НО 26 и НО 52 в рабочем диапазоне частот.

Принцип работы фазовращателей ФВ 26 и ФВ 52 основан на том факте, что два прямоугольных волновода с сечениями каналов $a_1 \times b$ и $a_2 \times b$ и длинами L_1 и L_2 , соответственно, могут обеспечить постоянство разности фаз $\Delta\varphi$ в диапазоне длин волн от f_n до f_v . Тогда, принимая известными значения a_1 , a_2 , b , f_n , f_v и $\Delta\varphi$ величины L_1 и L_2 могут быть определены исходя из следующих соотношений:

$$L_1 = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \cdot \frac{1 - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{в2}}}{\frac{1}{\Lambda_{в1}} - \frac{1}{\Lambda_{в2}} - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{в2}} \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right)} \quad (2.9)$$

$$L_2 = L_1 + \Lambda_{н2} \left[L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right) - \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right] \quad (2.10)$$

где $\Lambda_{н1}$, $\Lambda_{в1}$, $\Lambda_{н2}$, $\Lambda_{в2}$ – длина волны в волноводе с соответствующим поперечным сечением $a_1 \times b$ ($a_2 \times b$) для нижней (f_n) и верхней (f_v) частот рабочего диапазона. Очевидно, что в соответствии с выражениями (2.9) и (2.10) длина фазовращателя будет определяться соотношением размеров широких стенок волноводных каналов a_1 и a_2 . При этом, исходя из соображений упрощения конструкции топологии ДОС значение a_1 целесообразно принять равным величине широкой стенки волноводной замедляющей системы. Для обеспечения согласования канала фазовращателя, имеющего сечение $a_2 \times b$, с подводщими волноводными линиями с сечением $a_1 \times b$ при $|a_2 - a_1| \geq 4.5$ мм в конструкции должны быть предусмотрены согласующие четвертьволновые трансформаторы. Вывод соотношений (2.9) и (2.10) приведен в Приложении А.

Кроме того, вследствие частотной зависимости фазовой поправки, вносимой НО (рисунок 2.10 б, рисунок 2.11 б) линии задержки ДМ-27-1 и ДМ-27-2, а также ЛЗ, создающая дополнительный фазовый набег на ВЦЛ с 28 по 54 (рисунок 2.3), не обеспечивают равномерность нарастания фазового фронта на выходах ДОС во всем рабочем диапазоне, что является причиной «пилообразной» формы фазовой ошибки (рисунок 2.13 а). Для устранения этого существенного недостатка на выходах ВМУ также применен рассчитанный в соответствии с выражениями (2.9) и (2.10) волноводный фазовращатель (ФВ), по исполнению аналогичный рассмотренным ФВ 26 и ФВ 52, которые установлены на выходах НО 26 и НО 52 (рисунок 2.3). Следует отметить, что фазовращатели данного типа при соответствующих соотношениях L_1 и L_2 , a_1 и a_2 также могут обеспечивать и необходимую в некоторых случаях частотную неравномерность фазы в рабочей полосе частот.

Таким образом, после фазировки ДОС с помощью ФВ, ФВ 26 и ФВ 52 нелинейность фазового фронта на ее выходах в рабочем диапазоне частот не выходит за пределы $\pm 5^\circ$ (рисунок 2.14). При этом за счет устранения «пилообразного» характера фазовой ошибки ухудшение УБЛ суммарной ДН составило не более 0,5 дБ от теоретического уровня -33 дБ, а перепад амплитуд в максимумах разностной ДН практически отсутствует (0,03...0,05 дБ).

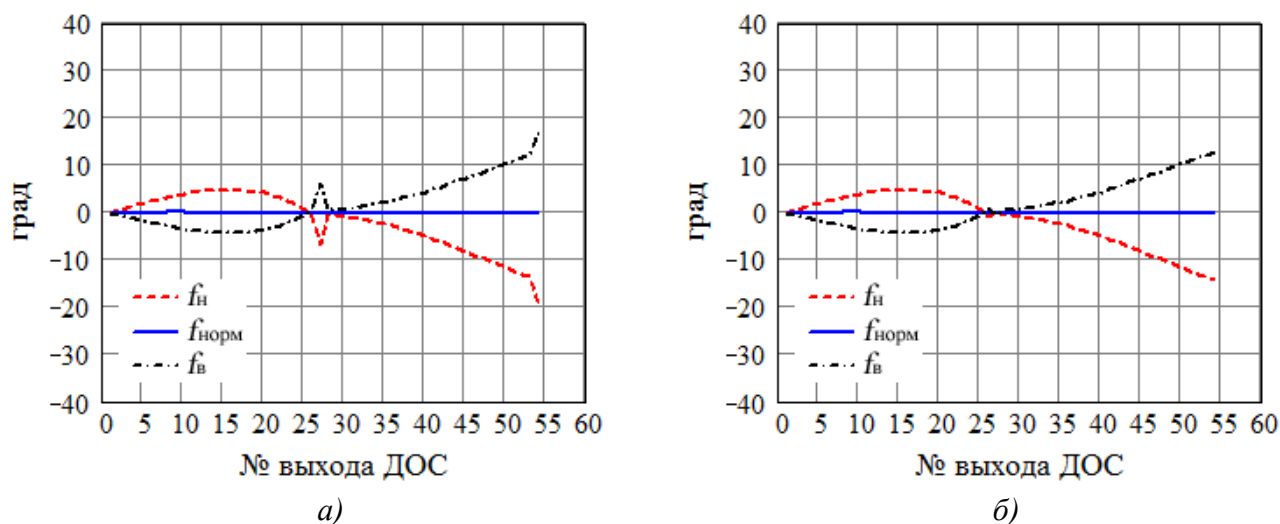


Рисунок 2.14 – Отклонение восстановленного ФР от теоретического линейного после коррекции длин периодов ЛЗ: *а)* – с учетом включения в схему ФВ; *б)* – с учетом включения в схему ФВ, ФВ 26 и ФВ 52.

Для устранения скачка фазового фронта между половинами излучающего раскрыва, связанным с неидентичностью фазовых характеристик ДМ-27-1, ДМ-27-2 и ЛЗ, обусловленной влиянием допусков изготовления на размер широкой стенки волновода, на входе второй половины ДОС включена секция фазовой регулировки (СФР), обеспечивающая необходимую подстройку фазы при изменении электрической длины.

2.2.5 Минимизация амплитудных ошибок

Отклонение восстановленного амплитудного распределения от теоретического (рисунок 2.12 б) обусловлено двумя факторами: различием потерь в ДМ-27-1 и ЛЗ (рисунок 2.3) и диапазонными свойствами направленных ответвителей (зависимостью амплитуд проходящей $|S_{12}|$ и ответвленной $|S_{13}|$ волн от частоты, см. рисунок 2.10 а, рисунок 2.11 а). Диапазонные свойства НО являются причиной выбросов АР в центре и постепенного нарастания амплитудной ошибки к краям ДОС, что приводит к незначительному ухудшению УБЛ суммарной ДН (1-2 дБ в рабочем диапазоне частот). При этом на крайних частотах f_n, f_v ошибки достигают максимальных значений, и практически отсутствуют на частоте нормали $f_{норм}$, расположенной в центральной области частотного диапазона. Оптимизация характеристик НО, позволяющая устранить отмеченные ошибки АР подробно рассмотрена в главе 3.

Виду последовательного ответвления мощности из замедляющей системы ДМ-27-1

потери мощности в нем оказываются меньше, чем в ЛЗ, включенной перед ДМ-27-2. Различие в потерях в ДМ-27-1 и ЛЗ составляет около 0,5 дБ, что является причиной «ступенчатой» амплитудной ошибки между половинами ДОС (рисунок 2.12 б), приводящей к ухудшению глубины нуля разностной ДН до 22–26 дБ. Поэтому в волноводном мостовом устройстве (ВМУ, рисунок 2.3), предназначенном для синфазно-противофазной запитки половин ДОС реализована возможность перестройки коэффициента деления. Это связано с тем, что для получения заданной глубины нуля разностной ДН на уровне 30 дБ необходима балансировка амплитуд СВЧ-сигналов, подаваемых на ДМ-27-1 и ДМ-27-2, позволяющая минимизировать отклонение амплитудного распределения, формируемого ДОС, от теоретического (рисунок 2.12 б). При этом точность балансировки должна быть не хуже $\pm 0,1$ дБ. Соответственно, основным требованием, предъявляемым к ВМУ, является достижение оптимальных электродинамических характеристик с точки зрения получения требуемых амплитуд и фаз на выходах в рабочем диапазоне частот, минимального амплитудного и фазового разбаланса, минимальных вносимых потерь, необходимой развязки между выходами, приемлемого согласования выходов.

Основными недостатками известных и широко применяемых волноводных мостовых устройств (щелевой мост, кольцевой мост, двойной Т-мост и их различные модификации) [10, 12] являются их относительная узкополосность, а также практическое отсутствие возможности регулировки выходных электрических параметров, которые могут иметь существенное отклонение от расчетных, за счет влияния разброса технологических допусков при изготовлении. С учетом обозначенных проблем в процессе проектирования ДОС была поставлена задача разработки конструкции и исследования характеристик волноводного моста с регулируемым коэффициентом деления.

Для решения поставленной задачи был предложен вариант исполнения мостового устройства, показанный на рисунке 2.15.

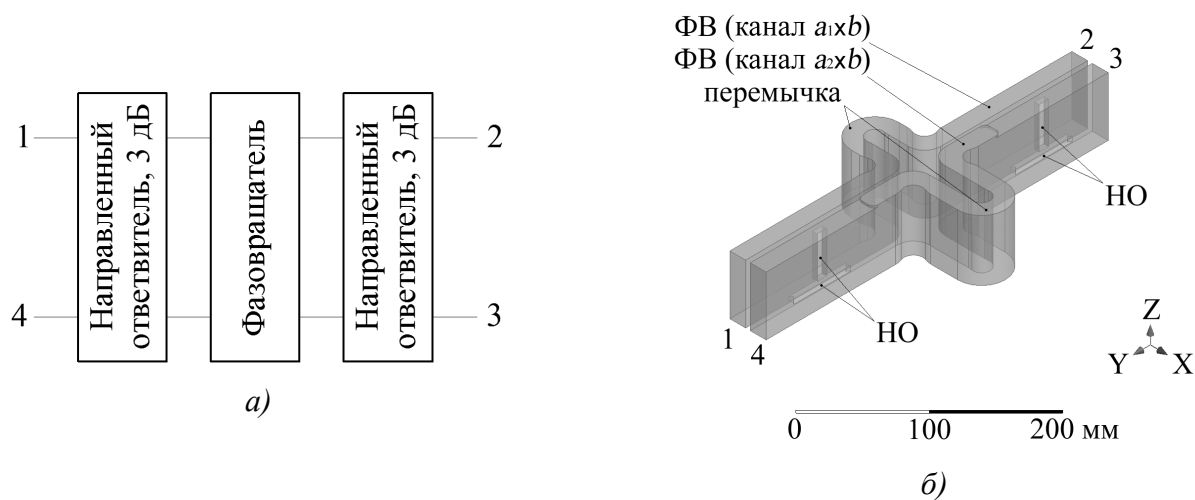


Рисунок 2.15 – Волноводное мостовое устройство с регулируемым коэффициентом деления: а) – структурная схема; б) – конструкция.

Устройство построено на базе 2-х Т-щелевых НО (рисунок 2.9) с переходным ослаблением 3 дБ и волноводного фазовращателя (аналогичного рассмотренным выше ФВ, ФВ 26 и ФВ 52), включенного между ними.

Принцип работы устройства заключается в следующем. При возбуждении плеча 1 мощность делится в требуемом соотношении между плечами 2 и 3, возбуждая их синфазно. Плечо 4 оказывается развязанным, так как волны распространяющиеся по устройству в этой области равны и противофазны. При возбуждении плеча 4 мощность также делится в требуемом соотношении между плечами 2 и 3, однако, возбуждая их в противофазе. Плечо 1 при этом оказывается развязанным. Коэффициент деления ВМУ определяется значением разности фаз сигналов на выходах фазовращателя (рисунок 2.16 а).

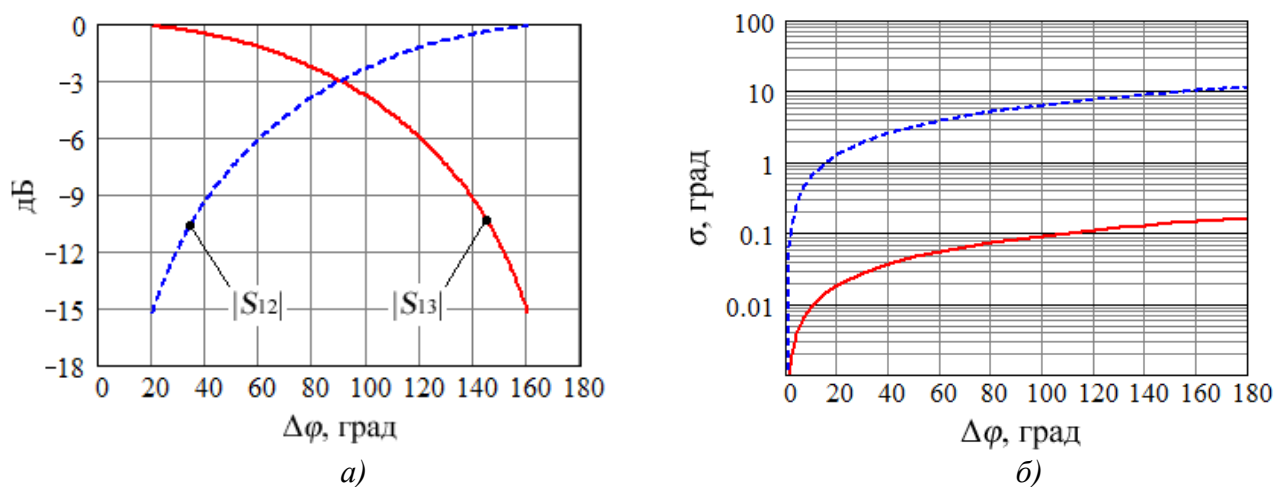


Рисунок 2.16 – Характеристики ВМУ: а) – диапазон перестройки коэффициента деления (ввиду симметрии устройства $|S_{12}| = |S_{43}|$, $|S_{13}| = |S_{42}|$); б) – частотная неравномерность разности фаз между каналами фазовращателя.

Оригинальным элементом, определяющим качество характеристик предлагаемого варианта мостового устройства, является перестраиваемый двухканальный фазовращатель, рассчитанный в соответствии с выражениями (2.9) и (2.10) и обеспечивающий постоянство разности фаз $\Delta\varphi$ между волноводными каналами в рабочей полосе частот, без применения в составе его конструкции диэлектрических фазосдвигающих клиньев. При проведении расчетов фазовращателя было установлено, что частотная неравномерность разности фаз σ увеличивается с ростом величины $\Delta\varphi$ и при $\Delta\varphi = 180^\circ$ не выходит за пределы $\pm 0,2^\circ$ в диапазоне частот около 5% (рисунок 2.16 б). Для сравнения на рисунке 2.16 б также приведена частотная неравномерность фазовращателя выполненного на базе 2-х волноводных каналов одинакового сечения $a_1 \times b$ (показано пунктирной линией). В качестве примера на рисунке 2.17 а приведены частотные характеристики амплитуд на выходах ВМУ с коэффициентом деления 1:2 (3 дБ). Характеристики 1 и 2 соответствуют ВМУ, в котором применен фазовращатель с длинами волноводных каналов $L_1 = 298,7$ мм, $L_2 = 318,2$ мм, рассчитанный в полосе частот 5% согласно (2.9) и (2.10) при $\Delta\varphi = 90^\circ$, $a_1 = 64,7$ мм, $a_2 = 67,7$ мм, $b = 17$ мм. Характеристики 3 и 4

вычислены для ВМУ с фазовращателем на основе 2-х одинаковых волноводных каналов с сечением $64,7 \times 17$ мм, при $L_1 - L_2 = \Lambda_0/4$, где Λ_0 – длина волны в волноводе на центральной частоте рабочего диапазона f_0 . Также на рисунке 2.17 б приведены частотные зависимости амплитуд проходящей и ответвленной волн НО с переходным ослаблением 3 дБ, вычисленные в соответствии с (2.5) и заложенные при расчете характеристик, приведенных на рисунке 2.17 а.

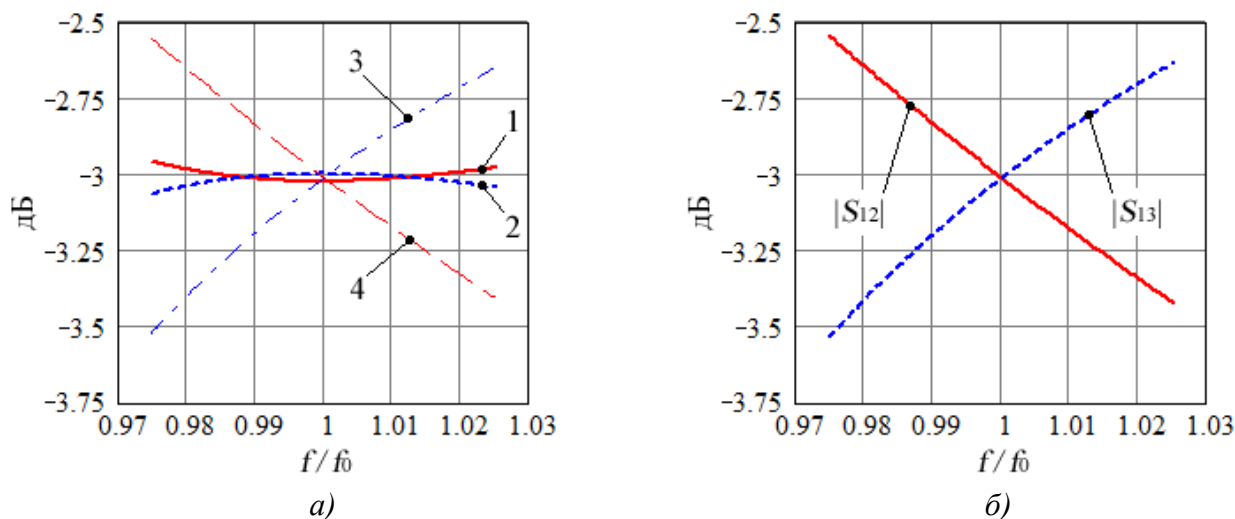


Рисунок 2.17 – Характеристики ВМУ с коэффициентом деления 1:2: а) – частотная характеристика амплитуд на выходах ВМУ; б) – частотная характеристика проходящей $|S_{12}|$ и ответвленной $|S_{13}|$ волн НО с переходным ослаблением 3 дБ.

Анализ рисунка 2.16 а показывает, что при изменении разности фаз между каналами фазовращателя в пределах $20^\circ \dots 160^\circ$ диапазон перестройки коэффициента деления устройства составляет не менее 15 дБ. Эта особенность позволяет произвести запитку половин ДОС с необходимым соотношением мощностей на входах ДМ-27-1 и ДМ-27-2, а также компенсировать влияние технологических допусков изготовления на амплитудные характеристики устройства при сохранении качества согласования, развязок между выходами и фазовых характеристик. При этом необходимая регулировка коэффициента деления (относительно реально полученного значения) составляет около ± 2 дБ. Для обеспечения такой регулировки требуется изменение длины одного из каналов фазовращателя L_1 или L_2 . Для этого волноводная топология каждого из каналов фазовращателя имеет два выхода, которые с помощью фланцевого соединения могут быть сопряжены с секцией амплитудной регулировки (САР, рисунок 2.3), выполненной в виде перемычки (рисунок 2.15 б), представляющей собой поворот волновода в Е-плоскости на 180° . При регулировке производится изменение электрической длины САР, что позволяет получить необходимое соотношение амплитуд на выходах устройства с заданной точностью во всем рабочем диапазоне частот.

Выводы:

– характеристики ВМУ достигнуты за счет применения в его составе фазовращателя, рассчитанного в соответствии с выражениями (2.9) и (2.10) и обеспечивающего постоянство

разности фаз между волноводными каналами в рабочей полосе с частотной неравномерностью порядка $\pm 0,2^\circ$;

- влияние технологических допусков изготовления на амплитудные характеристики устройства компенсируется возможностью регулировки коэффициента деления;

- электрическая прочность устройства ограничивается размерами поперечной и продольной щелей Т-образного элемента связи направленных ответвителей, примененных в составе конструкции;

- применение ВМУ с регулируемым коэффициентом деления в составе ДОС позволяет обеспечить глубину нуля разностной ДН на уровне 30-35 дБ.

2.2.6 Устранение эффекта «нормали»

Применение НО при построении ДОС обусловлено необходимостью минимизации искажений АФР, возникающих вследствие конечного согласования ВЦЛ и изгибов волновода линии задержки. Окна связи НО также имеют конечный уровень согласования, что может привести к резкому увеличению КСВН на входе АРЧС на частоте $f_{\text{норм}}$, соответствующей формированию луча ДН в направлении нормали к излучающей апертуре, в результате синфазного сложения большого количества даже малых по величине отражений. Это явление, приводящее к значительной потере коэффициента усиления и неприемлемым искажениям суммарной и разностной ДН, в литературе имеет название эффект «нормали» [42]. С целью компенсации переотражений, окна связи четных НО смещены на $\Lambda_{\text{норм}}/4$ (четверть длины волны в ЛЗ на частоте нормали $f_{\text{норм}}$) к входам ВЦЛ. Набор недостающей фазовой длины осуществляется на прямолинейных волноводных участках вторичных линий нечетных НО. Таким образом, производится компенсация отражений от четной и нечетной групп НО, что позволяет устранить эффект «нормали».

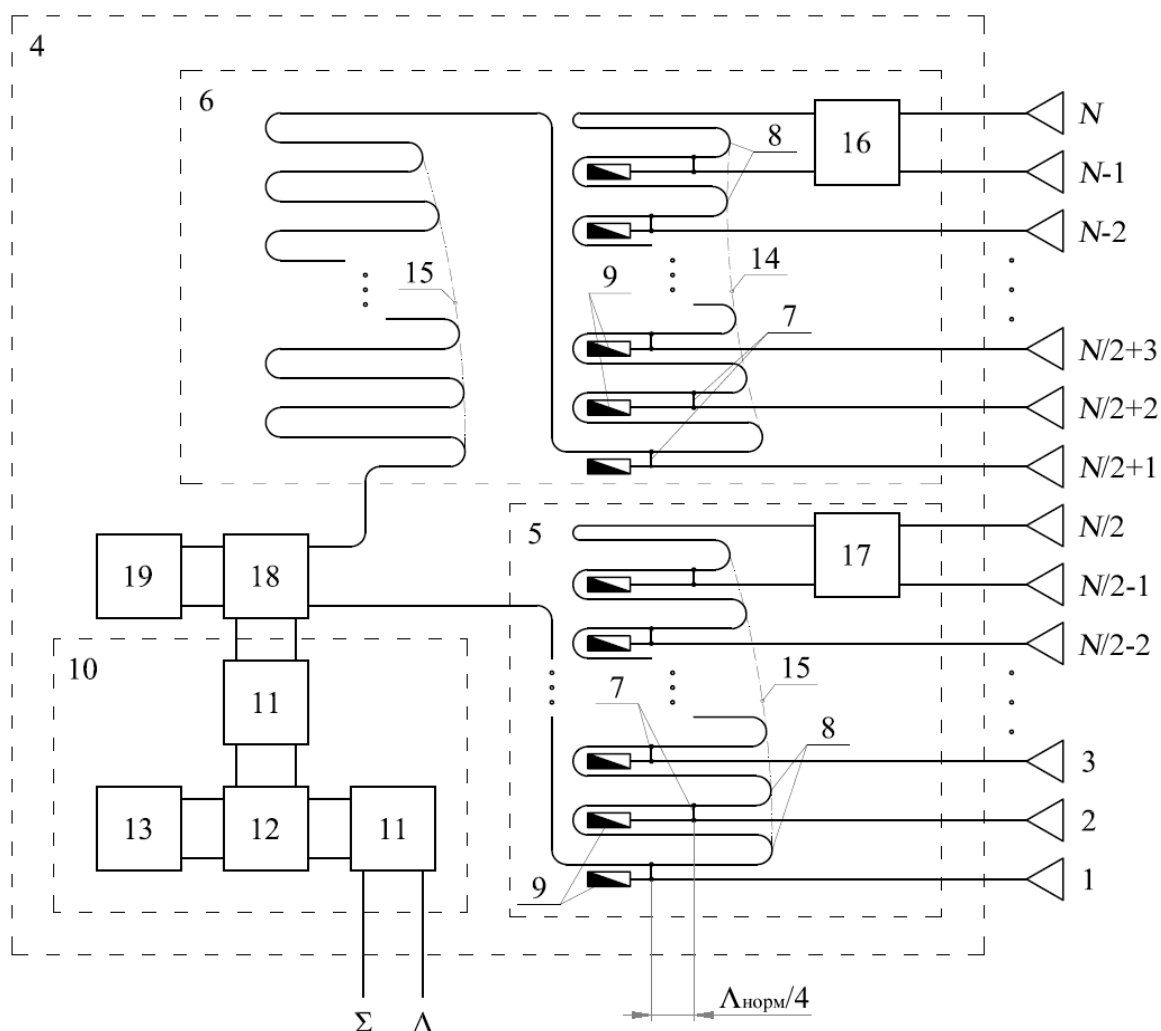
2.2.7 Результаты

Обобщенная структурная схема моноимпульсной волноводной АРЧС на основе модифицированной ДОС последовательного типа, поясняющая основные технические решения, рассмотренные в подразделе 2.2, приведена на рисунке 2.18. По сравнению с рассмотренными выше аналогами разработанная схема имеет отличительные особенности в части:

- построения ДОС на основе Т-щелевых НО (7), позволяющих снизить ошибки формируемого АФР, обусловленные конечным уровнем согласования излучателей и составных элементов схемы;

- коррекции длин периодов линий задержки ДОС для устранения фазовых искажений, вносимых НО с различными переходными ослаблениями (длины периодов ЛЗ после коррекции соответствуют огибающим 14 и 15, условно показанным на рисунке 2.18);

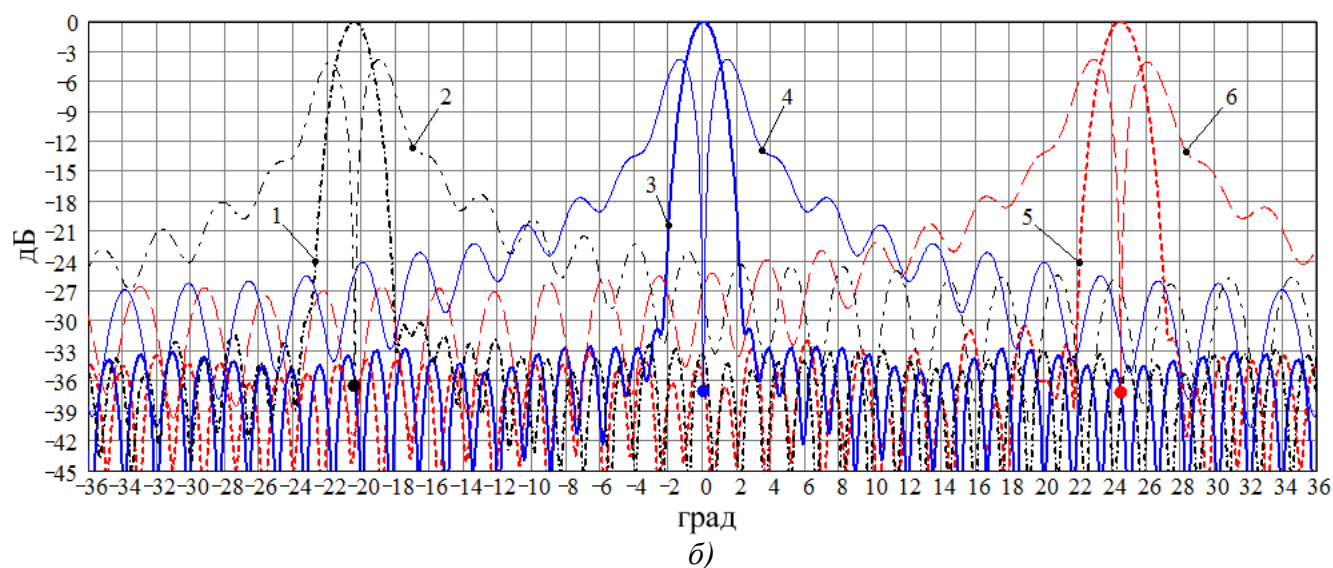
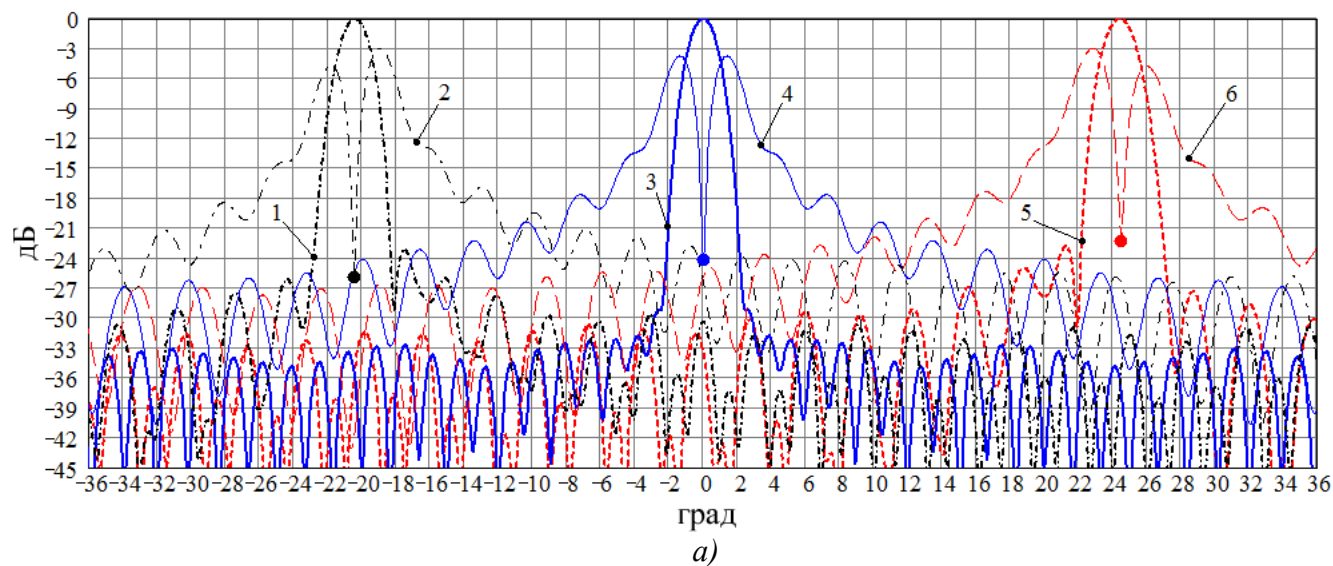
- исключения оконечных нагрузок из короткой (5) и длинной (6) ЛЗ с целью вывода мощности на средний и крайний излучатели, что позволяет увеличить КПД ДОС;
- применения волноводных фазовращателей, компенсирующих частотную неравномерность фазового распределения, формируемого на выходах ДОС;
- использования в составе ДОС волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления и внешней секции фазовой регулировки, которые позволяют оперативно осуществлять амплитудную и фазовую балансировку половин схемы;
- смещения элементов связи четных НО к входам излучателей на $\Lambda_{\text{норм}}/4$ с целью взаимной компенсации отражений от четной и нечетной групп НО ДОС, что позволяет устранить эффект «нормали» (при этом набор недостающей фазовой длины осуществляется на прямолинейных волноводных участках вторичных линий нечетных НО, что позволяет сократить габариты АРЧС).



1,2,3...N – излучатели, образующие поверхность раскрыва антенны; 4 – волноводная ДОС; 5 – делитель мощности (ДМ) на основе короткой ЛЗ; 6 – ДМ на основе длинной ЛЗ; 7 – Т-щелевые элементы связи НО; 8 – период ЛЗ; 9 – балансная нагрузка НО; 10 – ВМУ; 11 – Т-щелевой НО с переходным ослаблением 3 дБ; 12 – фазовращатель; 13 – секция регулировки амплитуды; 14, 15 – кривая коррекции периодов ЛЗ; 16, 17, 18 – фазовращатели; 19 – секция регулировки фазы

Рисунок 2.18 – Обобщенная структурная схема моноимпульсной волноводной АРЧС

Основные характеристики моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС полученные до и после компенсации амплитудных и фазовых ошибок представлены на рисунке 2.19 и в таблице 2.2. Также в таблице 2.2 приведены характеристики АРЧС, соответствующие принятому к реализации теоретическому АФР. ДН, восстановленные на основании теоретического АФР, были показаны ранее на рисунке 2.8 в.



- 1 – суммарная ДН на частоте f_v ; 2 – разностная ДН на частоте f_v ;
 3 – суммарная ДН на частоте $f_{норм}$; 4 – разностная ДН на частоте $f_{норм}$;
 5 – суммарная ДН на частоте f_n ; 6 – разностная ДН на частоте f_n .

Рисунок 2.19 – ДН моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС в плоскости частотного сканирования, восстановленные по АФР ДОС: а) – до компенсации амплитудных и фазовых ошибок; б) – после компенсации.

Таким образом, разработанный комплекс технических решений, заложенных при построении моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС на основе модифицированной ДОС последовательного типа, позволяет существенно улучшить параметры антенной системы, что обеспечивает повышение точности пеленгации моноимпульсным методом, низкопрофильность

конструкции антенны и улучшение тактико-технических характеристик трехкоординатных РЛС.

Таблица 2.2 – Параметры ДН моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС.

№ п.	Параметр	Значение			
		соотв. теор. АФР	до комп. ошибок АФР	после комп. ошибок АФР	
1	Сектор сканирования, град	45,08	44,83	44,94	
2	Ширина суммарной ДН на уровне минус 3 дБ, град	f_H	1,92	1,98	1,98
		$f_{НОРМ}$	1,68	1,73	1,73
		f_B	1,8	1,84	1,8
		min/max^*	1,68/1,92	1,73/1,98	1,73/1,98
3	Максимальный УБЛ суммарной ДН, дБ	f_H	- 33	-22,9	-30,4
		$f_{НОРМ}$		-29,2	-30,5
		f_B		-23,1	-30,2
		min/max^*		-29,2/-22,5	-31,7/-30,1
4	Уровень пересечения суммарной и разностной ДН, не менее, дБ	f_H	-4,3	-5,22	-4,35
		$f_{НОРМ}$	-4,2	-4,23	-4,22
		f_B	-4,3	-5,18	-4,39
		min/max^*	-4,3/-4,2	-5,27/-4,23	-4,39/-4,17
5	Глубина нуля разностной ДН, дБ	f_H	-∞	-22,3	-36,9
		$f_{НОРМ}$		-24,2	-37,1
		f_B		-25,9	-36,5
		min/max^*		-26,1/-21,8	-38,3/-33,7
6	Модуль разности амплитуд в максимумах разностной ДН, дБ	f_H	0	1,79	0,18
		$f_{НОРМ}$		0	0
		f_B		1,63	0,15
		min/max^*		0/1,84	0/0,21
7	Коэффициент усиления суммарного канала, дБ	f_H	41,06	40,67	41,05
		$f_{НОРМ}$	41,47	41,25	41,39
		f_B	41,19	40,9	41,21
		min/max^*	41,06/41,47	40,67/41,25	41,05/41,39

* – минимальное и максимальное значения в рабочей полосе частот

2.2.8 К вопросу точности измерения угловых координат

Рассмотренная волноводно-щелевая АРЧС является суммарно-разностной моноимпульсной системой, которая, как показано в [9] менее требовательна к идентичности характеристик приемных каналов и поэтому более широко используется в современных трехкоординатных РЛС [3]. В таких системах принятые от цели высокочастотные сигналы с суммарного и разностного выходов антенны поступают в суммарный и разностный приемные каналы, где преобразуются в сигналы промежуточной частоты [36, 88] и усиливаются до необходимого значения. Амплитуда отношения разностного сигнала к суммарному определяет модуль отклонения цели по угловой координате от направления максимума суммарной ДН (нуля разностной ДН) а разность фаз между суммарным и разностным сигналом – направление

этого отклонения. Разностный сигнал используется непосредственно для пеленгования цели в плоскости частотного сканирования, которая в конкретном случае совпадает с угломестной плоскостью. Образующийся при приеме суммарный сигнал используется не только как опорный, но и для обнаружения цели, измерения дальности до цели, ее азимута и скорости.

В случае одноканального построения АРЧС [14, 32] основным фактором, влияющим на точность измерения угловых координат, является декорреляция эхо-сигналов, принимаемых соседними лучами, сформированными на разнесенных частотах. Декорреляция проявляется в изменениях амплитуды отраженных сигналов от импульса к импульсу и определяется флуктуациями эффективной отражающей поверхности вследствие перемещения цели в пространстве и изменения положения относительно облучающей ее РЛС, а также флуктуациями неоднородностей атмосферы, в том числе обусловленными колебаниями метеорологических условий на трассе распространения радиоволн. В зависимости от типа цели спектральный состав амплитудных флуктуаций может существенно меняться [9]. На рисунке 2.20 представлены ДН, пеленгационные характеристики (ПХ) и точность измерения угловых координат для АРЧС в одноканальном варианте построения. Теоретическая ПХ (1) одноканальной АРЧС определяется выражением: $S_i(\theta) = 20\lg[F(\theta, f_2)] - 20\lg[F(\theta, f_1)]$, где $F(\theta, f_1)$ и $F(\theta, f_2)$ – нормированные амплитудные ДН лучей, сформированных на разнесенных частотах f_1 и f_2 , θ – угловая координата в плоскости ЧС нормированная к равносигнальному направлению ДН. С учетом случайных флуктуаций амплитуды при изменении положения цели относительно РЛС выражение для ПХ (2) принимает вид: $S_r(\theta) = S_i(\theta) + \delta(\theta, f_1) + \delta(\theta, f_2)$, где $\delta(\theta, f_1)$ и $\delta(\theta, f_2)$ – случайные флуктуации амплитуды в дБ, изменяющиеся в зависимости от угловой координаты и частоты. Точность измерения угловой координаты определяется как: $\delta\theta = \theta_r - \theta$, где θ_r вычисляется путем интерполяции угловой координаты ПХ $S_i(\theta)$ в точках характеристики $S_r(\theta)$.

Ключевым преимуществом моноимпульсного метода пеленгации при частотном сканировании является отсутствие флуктуации амплитуд (декорреляции) эхо-сигналов, принимаемых суммарной и разностной ДН, сформированными на фиксированной частоте. В работе [80] было показано, что наибольшие значения крутизны ПХ и КИП раскрыва моноимпульсной решетки достигаются в случае использования АР Тейлора. В этом случае оптимальной разностной ДН (с точки зрения радиолокационных измерений) является производная от суммарной ДН. При практической реализации моноимпульсных АРЧС разностная ДН выбирается исходя из компромисса между точностью измерения угловой координаты и требуемыми техническими характеристиками: УБЛ, коэффициентом усиления, крутизной ПХ, допустимыми массой и габаритными размерами конструкции антенны. Кроме того, дополнительными причинами погрешностей пеленгования, также определяющими точность измерения угловых координат, являются отражения радиоволн от сферической

поверхности Земли, деполяризация радиоволн при отражении от сложной цели, неидентичность приемных каналов по амплитудно-фазовым характеристикам, внутренние шумы приемников, механические и климатические воздействия. Погрешности пеленгования, обусловленные влиянием этих причин, анализируются в [9].

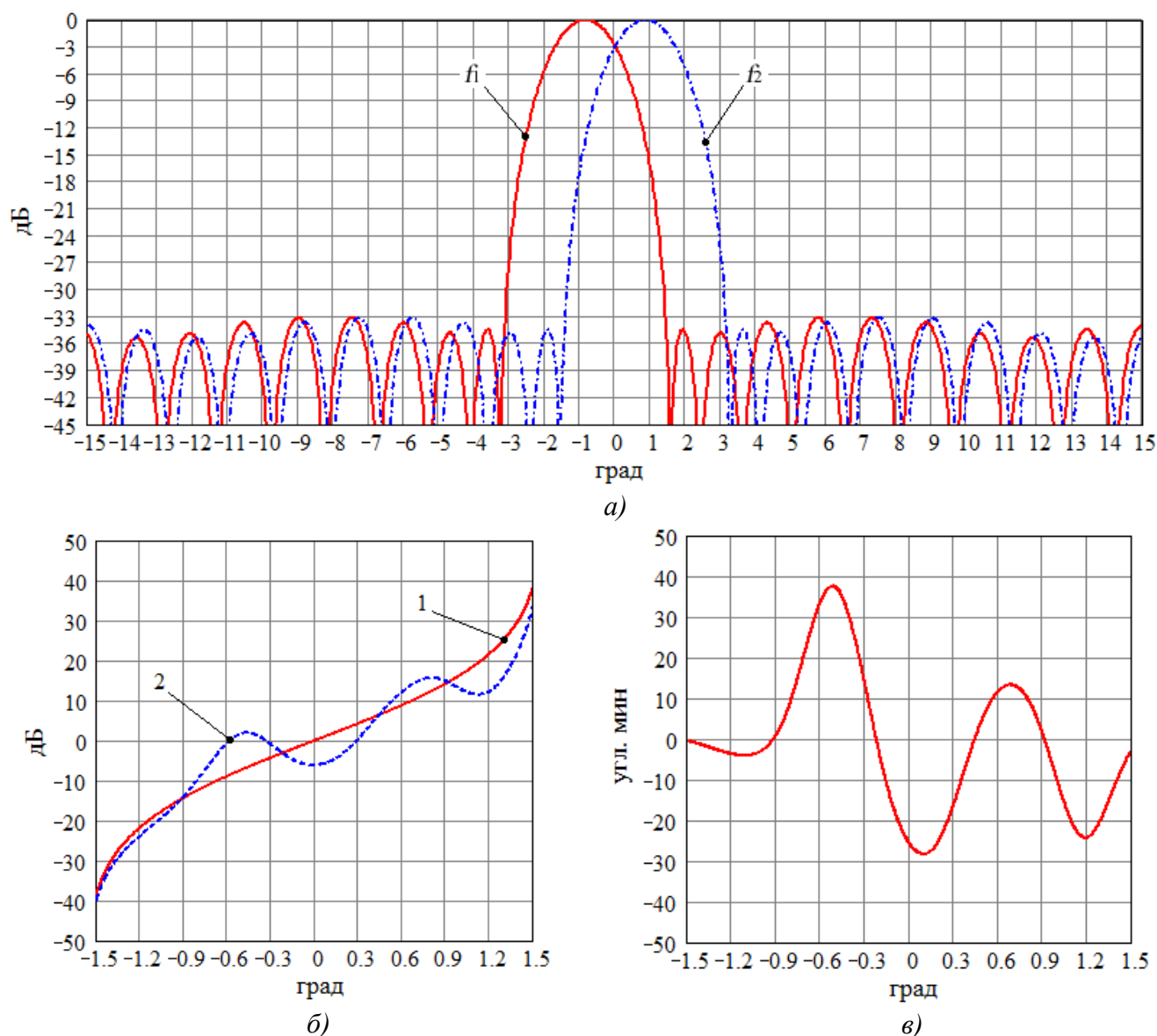


Рисунок 2.20 – Характеристики одноканальной АРЧС: а) – ДН, формируемые на разнесенных частотах f_1 и f_2 ; б) – ПХ (1 – теоретическая, 2 – типовая реализация при изменении $\delta(\theta, f_1)$ и $\delta(\theta, f_2)$ в пределах ± 5 дБ; в) – точность измерения угловой координаты в плоскости частотного сканирования.

Потенциально достижимые характеристики моноимпульсной АРЧС: ДН, ПХ и точность измерения угловых координат приведены на рисунке 2.21. ПХ моноимпульсной АРЧС определяется в соответствии с выражением [3]: $S(\theta) = F_{\Delta}(\theta) / F_{\Sigma}(\theta)$, где $F_{\Sigma}(\theta)$ – комплексная суммарная ДН, $F_{\Delta}(\theta)$ – комплексная разностная ДН, θ – угловая координата в плоскости ЧС нормированная к угловому положению «нуля» разностной ДН. Точность измерения угловой координаты определяется согласно [3] как: $\delta\theta = |S_p| / [dS_L(\theta) / d\theta]$, где $S_L(\theta) = 20 \lg[S(\theta)]$, S_p –

инструментальная погрешность измерения ПХ в дБ. Характеристики 4 и 1 соответствуют суммарной и разностной ДН, восстановленным по теоретическому АФР ДОС (рисунок 2.8); 2 – разностная ДН с УБЛ –30 дБ, соответствующая усеченному АР Релея [80]: $g_n = 2,74kx_n \exp[-1,382(kx_n)^2]$, где $x_n = -0,5+(n-1)/(N-1)$, $k = 2,85$; 3 – разностная ДН с максимальной крутизной по отношению к суммарной ДН, полученная путем дифференцирования суммарной ДН (4) по θ [80]: $|F_A(\theta)| = d|F_\Sigma(\theta)| / d\theta$.

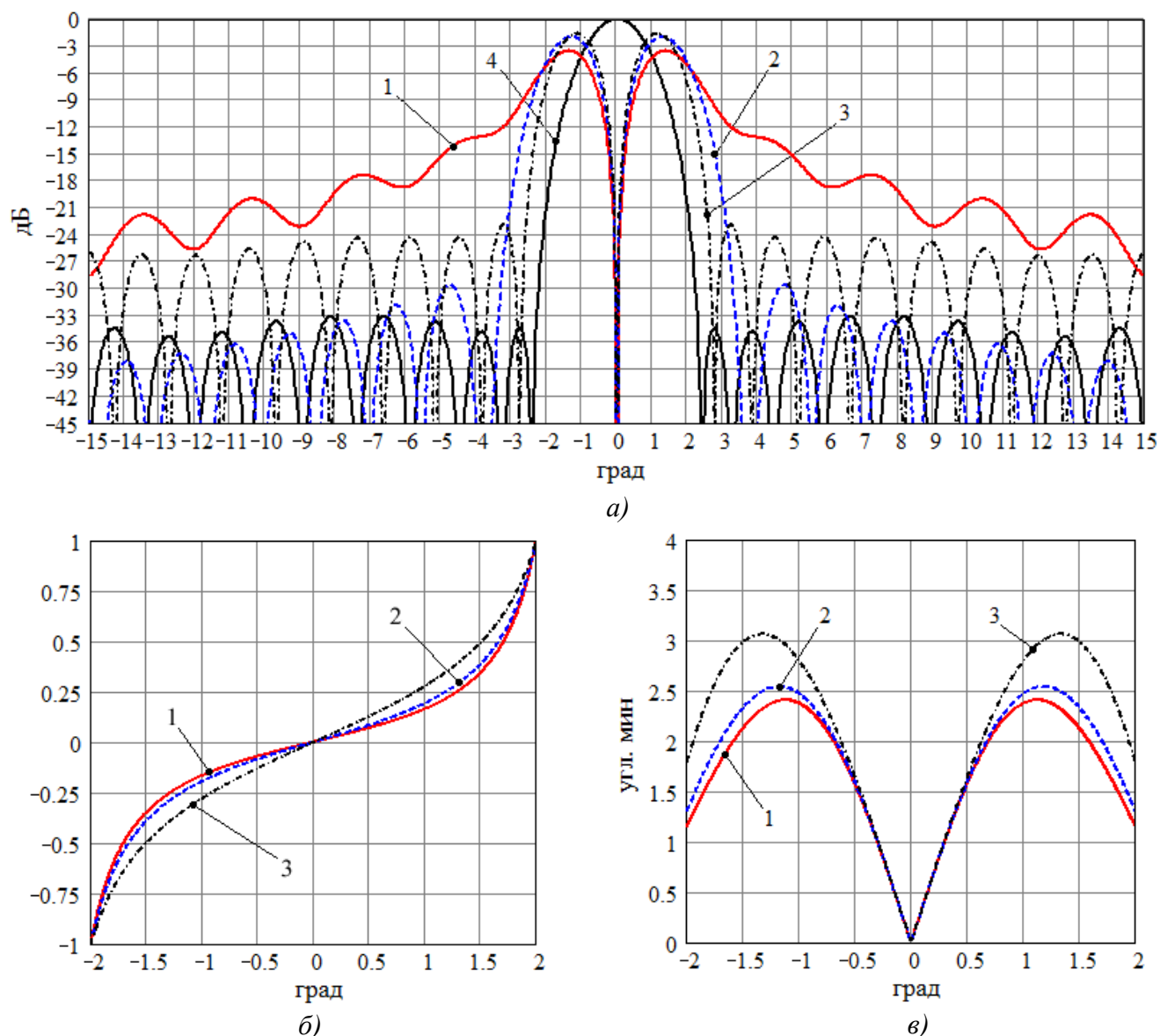


Рисунок 2.21 – Характеристики моноимпульсной АРЧС: а) – формируемые ДН; б) – нормированная ПХ для соответствующей разностной ДН; в) – точность измерения угловой координаты для соответствующей ПХ ($S_p = \pm 0,5$ дБ).

Пеленгационные характеристики, приведенные на рисунках 2.20 и 2.21, получены расчетным путем в условиях работы РЛС по точечным целям. При расчетах принималось, что одноканальная и моноимпульсная антенные системы имеют одинаковые суммарные ДН и равные отношения сигнал/шум на входе приемников.

2.3 Моноимпульсная волноводная АРЧС на основе модифицированной последовательно-параллельной схемы

Анализ требований к характеристикам антенной системы «ПРЛ-27СМ» АРЛК, приведенных в таблице 2.1, с учетом имеющегося технического задела [45–47, 49], показал, что наиболее рациональным вариантом ее построения является моноимпульсная волноводная АРЧС на базе модифицированной последовательно-параллельной схемы (рисунок 2.22).

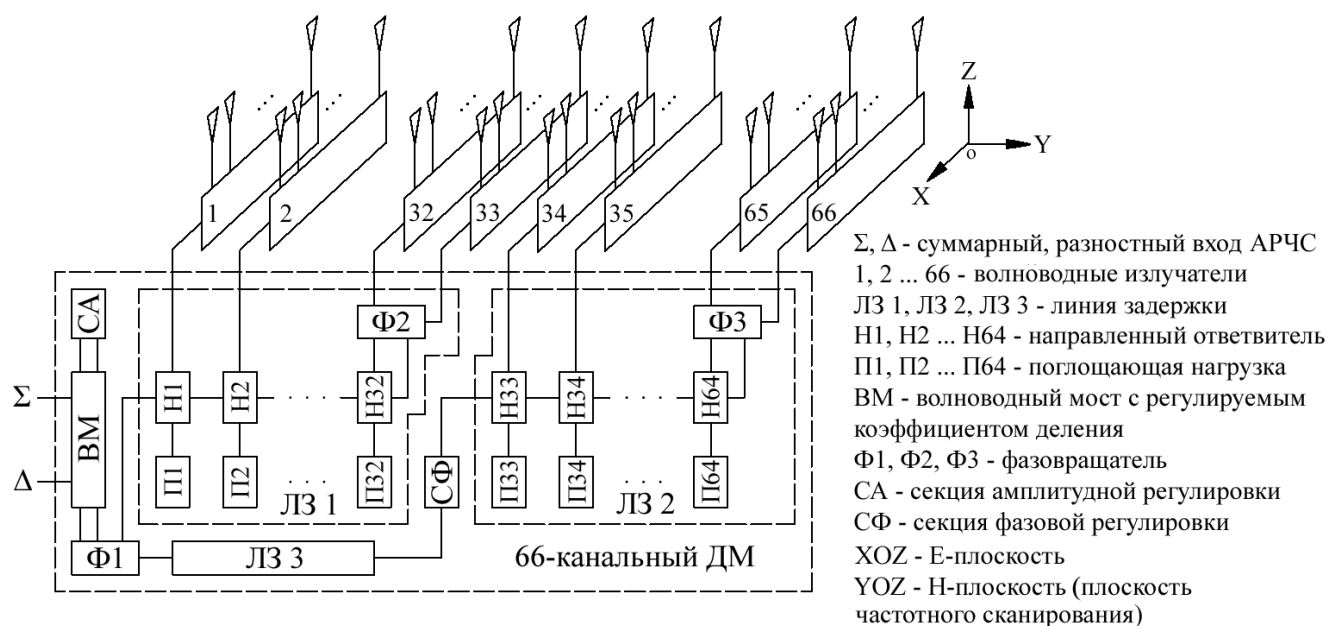


Рисунок 2.22 – Структурная схема моноимпульсной волноводной АРЧС X-диапазона на основе последовательно-параллельной схемы.

Предлагаемый вариант построения антенны представляет собой эквидистантную плоскую решетку, излучающая поверхность которой образована из 66-ти столбцов волноводных излучателей (1, 2 ... 66), которые установлены с шагом 23 мм и запитаны с помощью 66-канального суммарно-разностного волноводного делителя мощности (ДМ). Параметры ДМ: $S = 216,2$ мм – длина периода ЛЗ; $a = 21,4$ мм – размер широкой стенки волновода ЛЗ; $d = 23$ мм – интервал между выходами НО (шаг между излучателями); $n = 4,5$ – количество длин волн на частоте нормали ($f_{\text{норм}}$), образующих длину S периода ЛЗ. АР на выходах ДМ: «косинус квадрат на пьедестале» [21], которое по сравнению с другими АР позволяет получить наибольшую скорость спада боковых лепестков [80], что необходимо для выполнения требований к среднему УБЛ при заданных ширине луча ДН, максимальном УБЛ, КУ и размерах раскрыва АРЧС [81, 82]: $A_n = 0,18 + 0,82 \cos^2[\pi(-0,5 + (n-1)/(N-1))]$, где $N = 66$, $n = 1, 2 \dots N$.

Волноводные излучатели выполнены в виде линейных антенных решеток, формирующих в E-плоскости ДН косекансного типа в углах места от 0° до 12° . Каждая из решеток построена на основе 16-канальной волноводной системы распределения мощности,

выходы которой нагружены на E -секториальные рупорные излучатели, расположенные с шагом 26 мм. Система распределения, построенная на основе 15-ти волноводных тройников, формирует на выходах АФР, синтезированное методом парциальных диаграмм Вудворда-Лоусона (Woodward-Lawson) [13]. При этом косекансная ДН формируется в E -плоскости, в ортогональной плоскости решетки имеют слабонаправленную характеристику, практически совпадающую с ДН одиночного рупорного излучателя в H -плоскости.

Последовательная часть схемы с межэлементным периодом S_s , расположена в 66-канальном ДМ, параллельная часть, имеющая период S_p размещена непосредственно в самих излучателях на входе 16-канальной волноводной распределительной системы.

2.3.1 Схемные решения

Компенсация фазовых ошибок производится в соответствии с методикой изложенной в п. 2.2.4 и предполагает корректировку длин периодов ЛЗ в соответствии с формулой (2.8) и включение в состав схемы фазовращателей Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 , а также секции фазовой регулировки (СФ).

Для минимизации амплитудных ошибок по аналогии с техническими решениями, приведенными в п. 2.2.5, в схеме также применен волноводный мост (ВМ) с возможностью регулировки коэффициента деления за счет изменения электрической длины секции амплитудной регулировки (СА).

Переход от рассмотренной последовательной схемы построения (рисунок 2.18) к последовательно-параллельной (рисунок 2.23) обусловлен необходимостью реализации антенны в X -диапазоне. При этом ключевым моментом является то, что допуска изготовления составных волноводных элементов схемы, определяемые существующей технологией, останутся на уровне, заложенном при разработке моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС S -диапазона. Соответственно, влияние допусковых погрешностей на электрические характеристики в X -диапазоне существенно увеличится. В связи с этим эффект «нормали» будет являться результатом синфазного сложения на входах АРЧС большого количества отражений как от элементов связи НО, так и от изогнутых волноводных участков периодов ЛЗ.

Представленный в п. 2.2.6 способ устранения эффекта «нормали» рассмотрен в рамках построения ДОС на основе ЛЗ, имеющей период S -образной конфигурации. Особенностью такой конфигурации является то, что для полного устранения эффекта «нормали» также возможно смещение на $\Lambda_{\text{норм}}/4$ всех четных периодов ЛЗ относительно нечетных без нарушения фазового распределения на выходах схемы (рисунок 2.23 а, б).

Для осуществления частотного сканирования в секторе 35° в заданной полосе частот требуется сравнительно плотный шаг решетки (23 мм). При этом с целью обеспечения

адекватного конструктивного исполнения АРЧС необходимо выполнять разнос четных и нечетных выходов ДМ в противоположные стороны относительно его осевой линии. Период ЛЗ в данном случае должен иметь U -образную конфигурацию (рисунок 2.23 в).

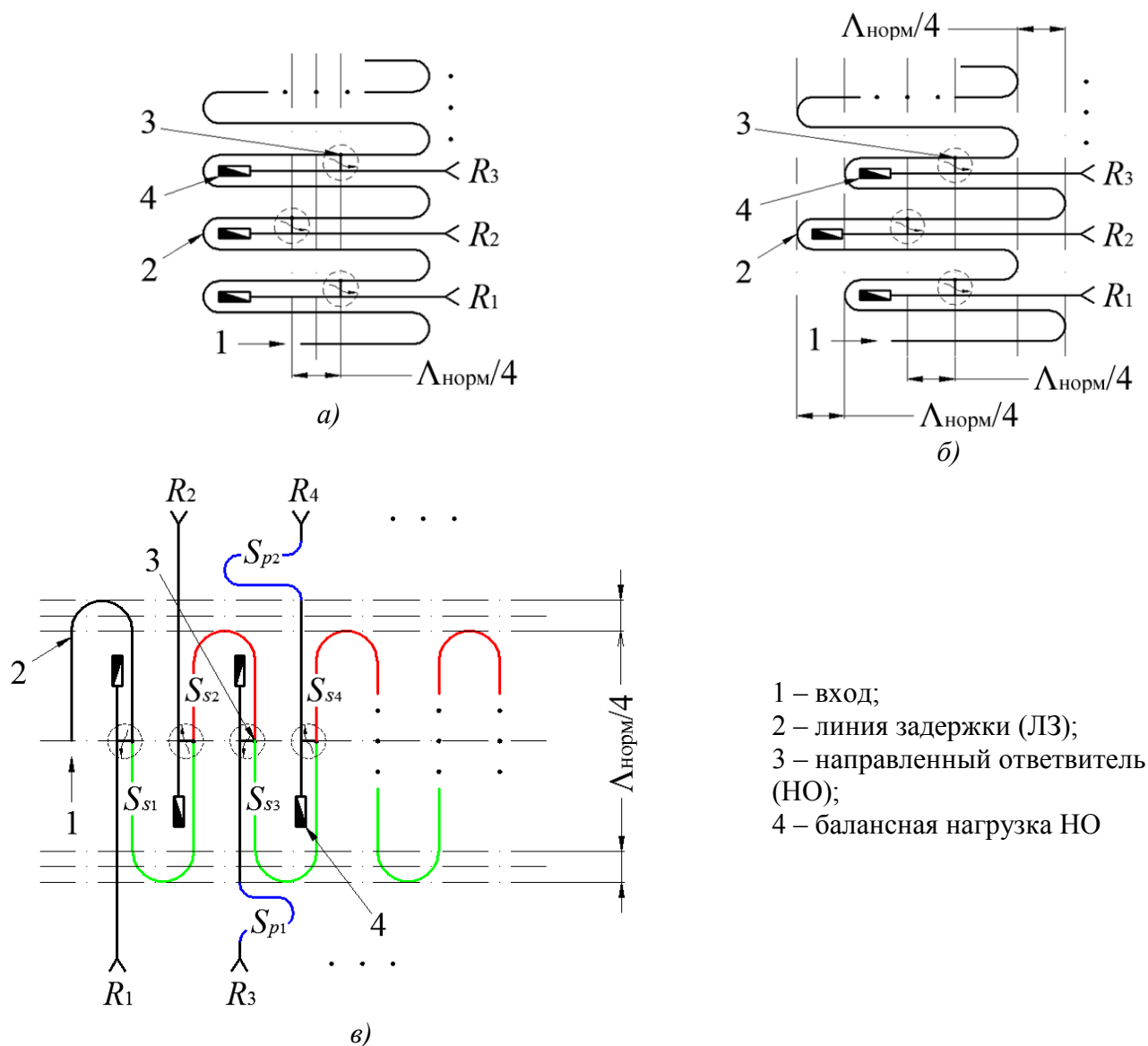


Рисунок 2.23 – Переход от последовательной ДОС к последовательно-параллельной: а) – фрагмент последовательной схемы со смещением НО; б) – фрагмент последовательной схемы со смещением НО и периодов; в) – фрагмент последовательно-параллельной схемы.

С целью полного устранения эффекта «нормали» требуется нарушение периодичности структуры ДМ за счет смещения на $\Lambda_{\text{норм}}/4$ всех четных элементов связи НО и периодов ЛЗ относительно нечетных. Недостатком применения данного способа при U -образной конфигурации периода ЛЗ является изменение электрической длины каждого периода, и, как следствие, нарушение ФР на выходах ДМ. Поэтому целесообразно перейти от последовательной ДОС к последовательно-параллельной, и произвести компенсацию ошибок ФР в параллельной части схемы путем соответствующего изменения длин периодов S_p .

Построение ДОС, представленное на рисунке 2.23 в, позволяет вывести эффект «нормали» в высокочастотную область за пределы верхней частоты f_v рабочего диапазона за счет сокращения длины четных периодов ЛЗ (S_{s2} , S_{s4} и т.д.) на $\Lambda_{\text{норм}}/4$ в последовательной части схемы. При этом разнос элементов связи НО не требуется. Для формирования необходимого ФР на выходах схемы периоды ее параллельной части должны составлять: $S_{p1} = 0,25 \cdot \Lambda_{\text{норм}}$, $S_{p2} = 0,5 \cdot \Lambda_{\text{норм}}$, $S_{p3} = 0,75 \cdot \Lambda_{\text{норм}}$, $S_{p4} = \Lambda_{\text{норм}}$ и т.д.

2.3.2 Основные характеристики

Основные характеристики моноимпульсной волноводной АРЧС X-диапазона приведены на рисунках 2.24–2.31 и в таблице 2.3. На рисунках 2.24 и 2.25 показаны синтезированное теоретическое АФР и восстановленные ДН в плоскости, ортогональной плоскости частотного сканирования (E -плоскость). Теоретическое АФР и восстановленные ДН в H -плоскости (плоскости частотного сканирования) представлены на рисунках 2.26 и 2.27, соответственно.

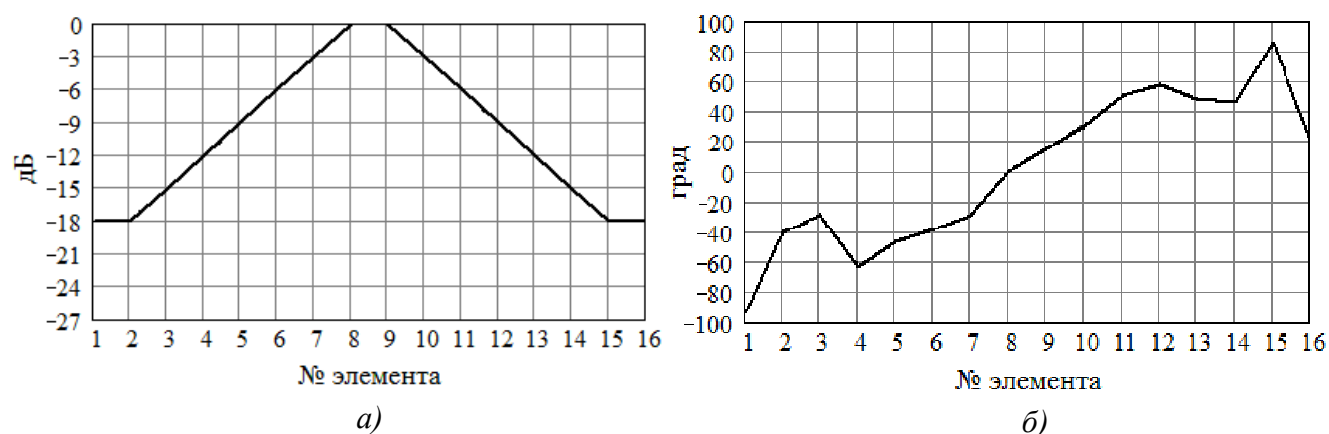


Рисунок 2.24 – Теоретическое АФР АРЧС в E -плоскости: а) – АР; б) – ФР.

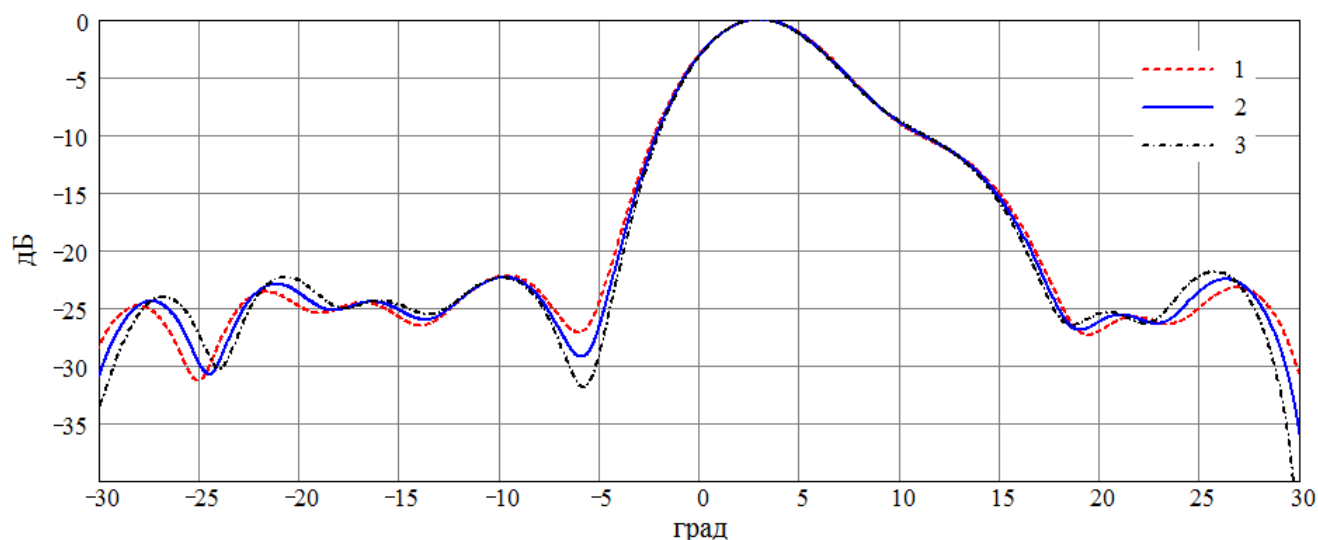


Рисунок 2.25 – ДН АРЧС в E -плоскости, восстановленные по теоретическому АФР на нижней (1) центральной (2) и верхней (3) частотах рабочего диапазона.

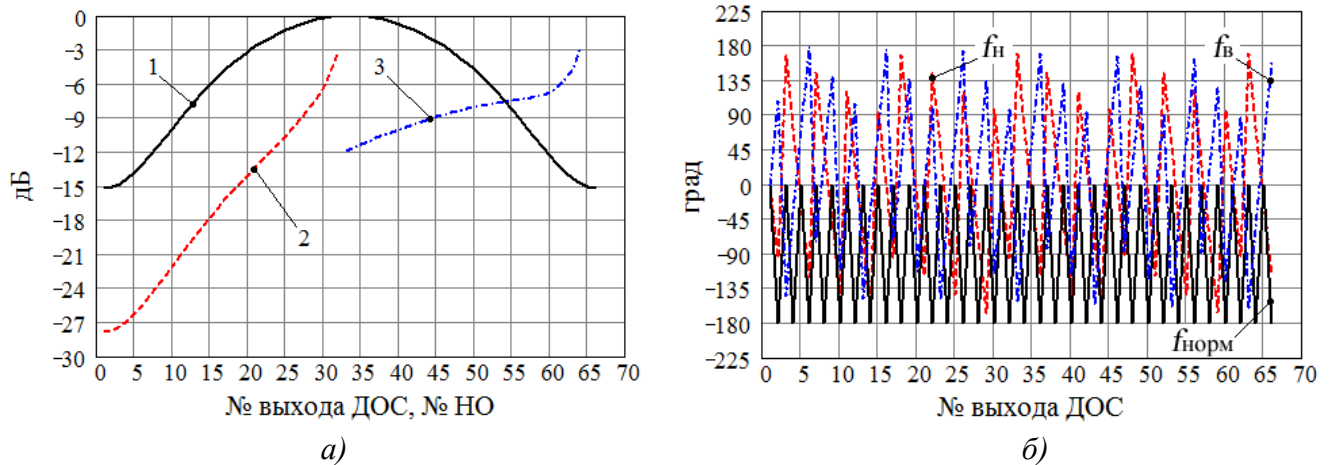


Рисунок 2.26 – Характеристики последовательно-параллельной ДОС:
 а) – теоретическое АР (1) и переходные ослабления НО ЛЗ1 ДМ (2) и ЛЗ2 ДМ (3); б) – теоретическое ФР.

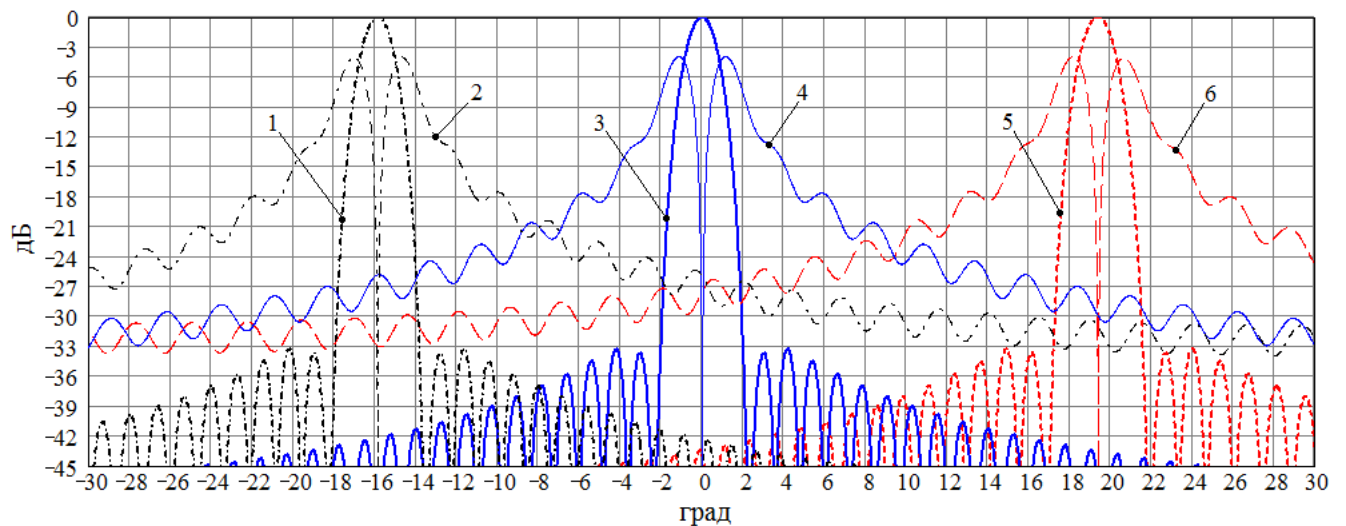


Рисунок 2.27 – ДН, восстановленные по теоретическому АФР ДОС: суммарная (1) и разностная (2) ДН на частоте $f_{\text{в}}$, суммарная (3) и разностная (4) ДН на частоте $f_{\text{норм}}$, суммарная (5) и разностная (6) ДН на частоте $f_{\text{н}}$.

По аналогии с расчетами, проведенными для АРЧС S -диапазона и показанными на рисунках 2.10– 2.12, в соответствии с (2.5) на частотах $f_{\text{н}}$, $f_{\text{норм}}$ и $f_{\text{в}}$ были определены характеристики НО $S_{12}(l_1, l_2)$ и $S_{13}(l_1, l_2)$. По рассчитанным характеристикам $S_{12}(l_1, l_2)$ и $S_{13}(l_1, l_2)$ с учетом значениям переходных ослаблений НО (рисунок 2.26 а) были определены размеры поперечной и продольной щелей НО l_1 и l_2 , а затем амплитуды и фазы проходящей (S_{12}) и ответвленной (S_{13}) волн в каждом НО ДОС. Далее на частотах $f_{\text{н}}$, $f_{\text{норм}}$ и $f_{\text{в}}$ согласно методике, изложенной в подразделе 3.3, было произведено восстановление АФР, формируемого на выходах ДОС. Восстановленные характеристики ДОС показаны на рисунке 2.29.

Полученные результаты также имеют значительные отклонения от заложенного теоретического АФР. На рисунке 2.29 приведены ДН АРЧС, восстановленные по АФР,

полученному после коррекции длин периодов ЛЗ (амплитудные ошибки соответствуют рисунку 2.28 б, фазовые – рисунку 2.28 з).

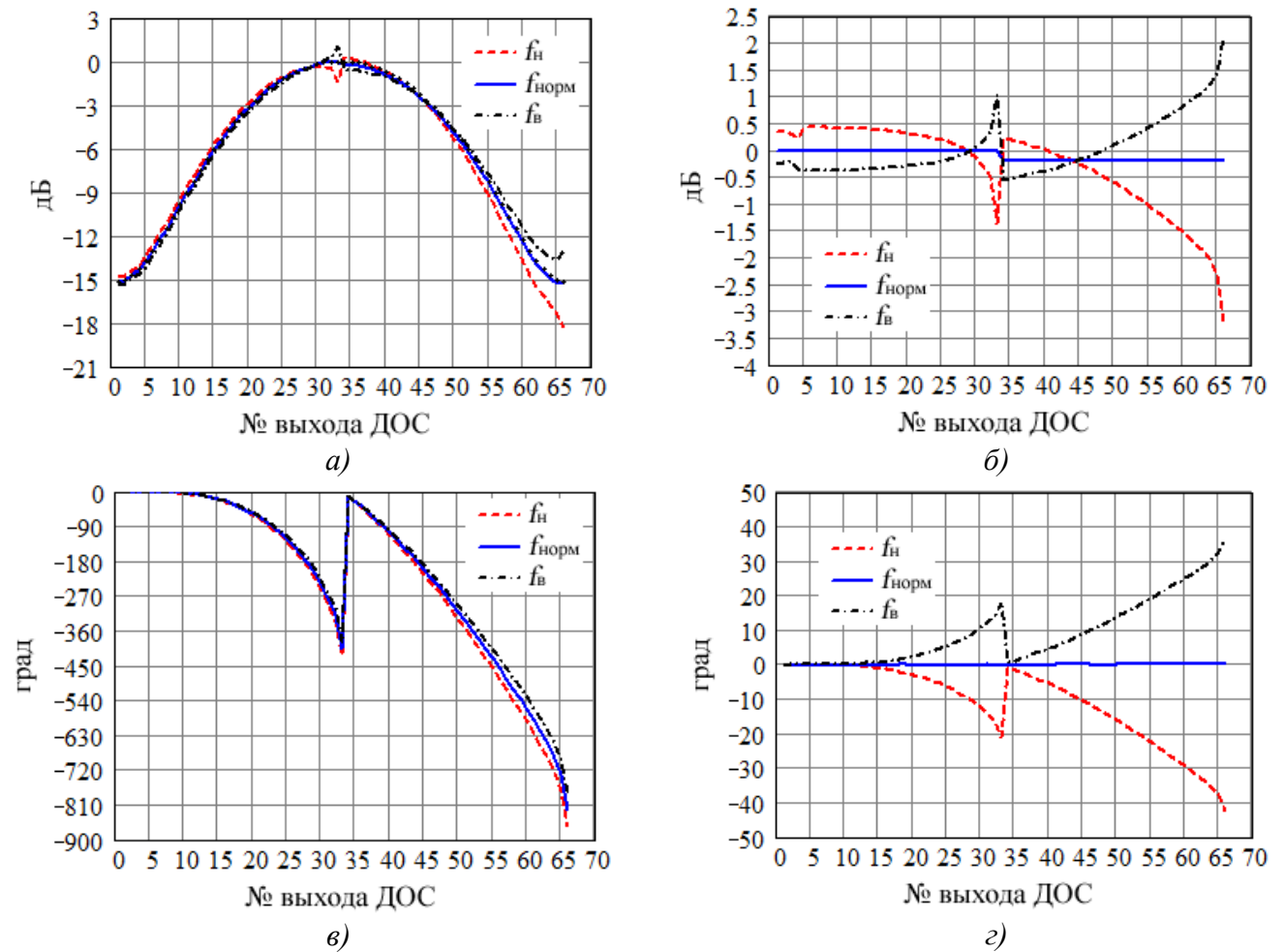


Рисунок 2.28 – Характеристики ДОС: а) – восстановленное АР (точками показано теоретическое АР); б) – отклонение восстановленного АР от теоретического; в) – отклонение восстановленного ФР от линейного теоретического; з) – отклонение восстановленного ФР от теоретического после коррекции длин периодов ЛЗ.

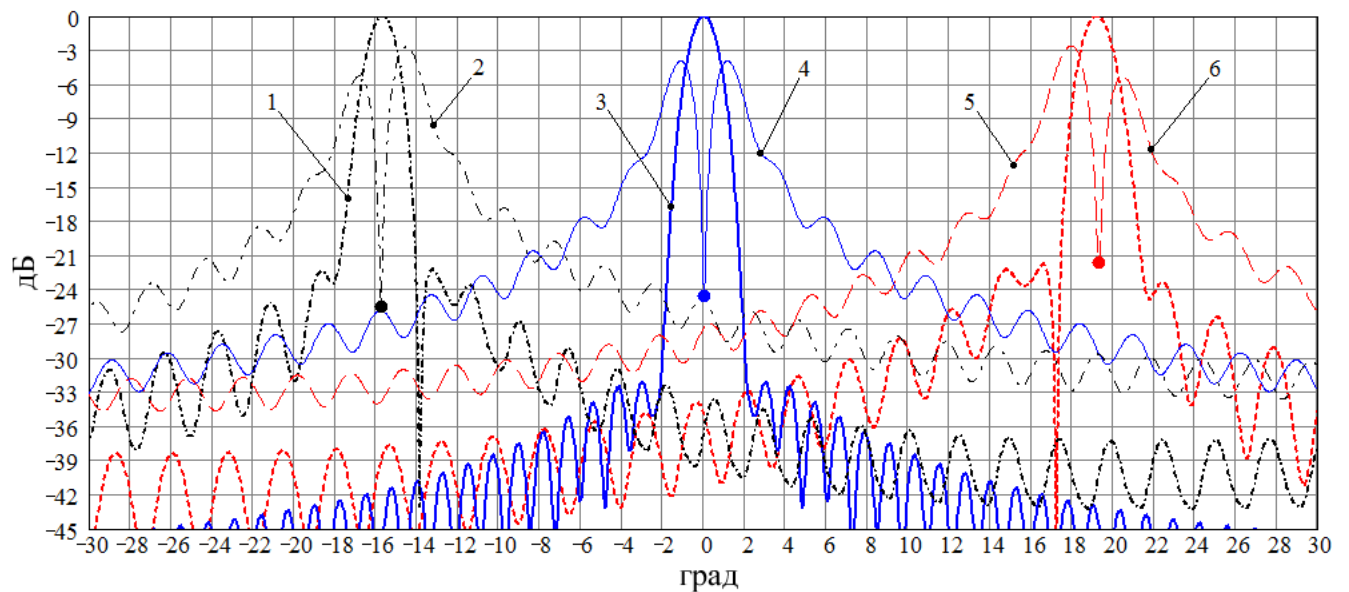


Рисунок 2.29 – ДН моноимпульсной АРЧС в плоскости частотного сканирования, восстановленные до компенсации ошибок АФР ДОС.

Для получения требуемых характеристик последовательно-параллельной ДОС были применены схемные решения, предложенные в п. 2.3.1, которые позволили минимизировать ошибки АФР (рисунок 2.30) и получить заданные параметры ДН (рисунок 2.31). Обозначения 1–6 на рисунках 2.29 и 2.31 аналогичны обозначениям, принятым на рисунке 2.27.

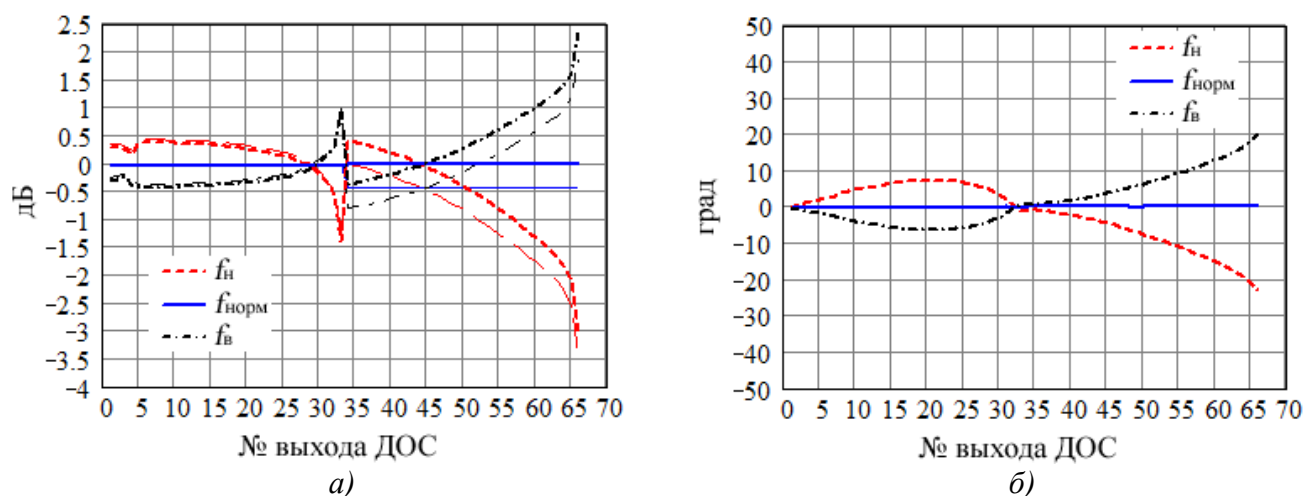


Рисунок 2.30 – Ошибки АФР ДОС после компенсации: *а)* – отклонение восстановленного АР суммарного (тонкие линии) и разностного каналов от теоретического; *б)* – отклонение восстановленного ФР от теоретического после коррекции длин периодов ЛЗ с учетом включения в схему Ф1, Ф2 и Ф3.

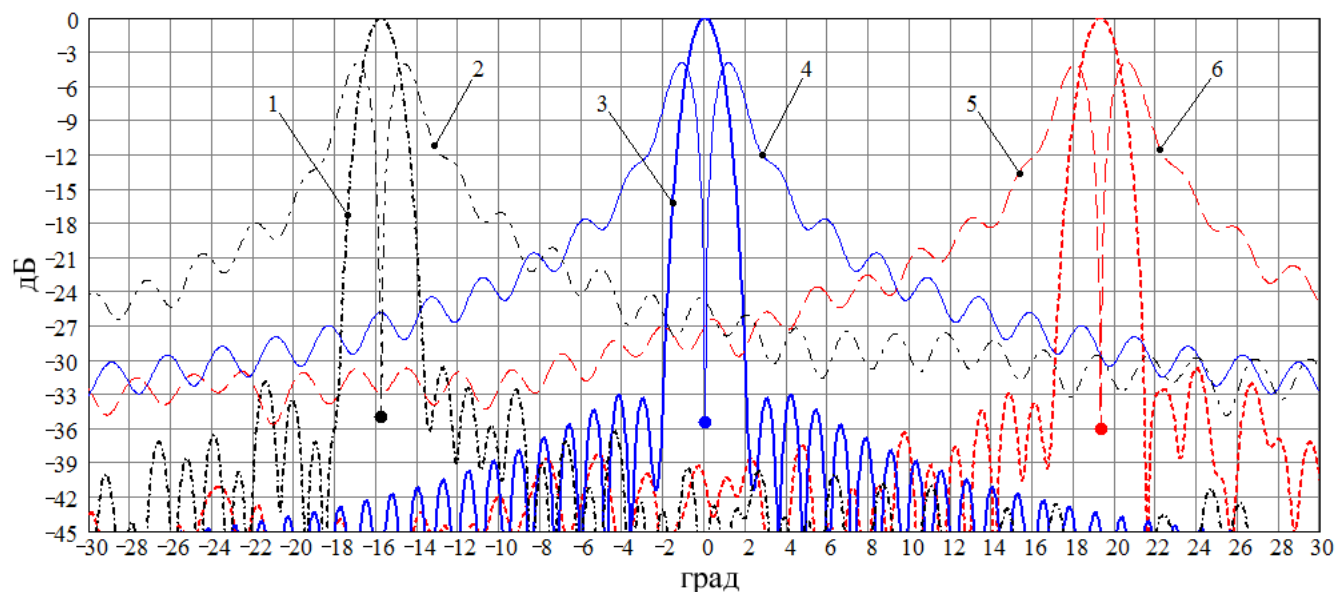


Рисунок 2.31 – ДН моноимпульсной АРЧС в плоскости частотного сканирования, восстановленные после компенсации ошибок АФР ДОС.

Сравнительные характеристики ДН АРЧС приведены в таблице 2.3

Таблица 2.3 – Параметры ДН моноимпульсной волноводной АРЧС X-диапазона.

№ п.	Параметр	Значение		
		соотв. теор. АФР	до комп. ошибок АФР	после комп. ошибок АФР
1	Сектор сканирования, град	35,27	34,89	35,11

2	Ширина суммарной ДН на уровне минус 3 дБ, град	f_H	1,56	1,58	1,57
		$f_{НОРМ}$	1,44	1,44	1,44
		f_B	1,49	1,48	1,48
		min/max^*	1,44/1,56	1,44/1,58	1,44/1,57
3	Максимальный УБЛ суммарной ДН, дБ	f_H	- 33	-21,7	-30,6
		$f_{НОРМ}$		-32,1	-33,0
		f_B		-22,3	-30,6
		min/max^*		-32,1/-21,4	-33/-30,3
4	Уровень пересечения суммарной и разностной ДН, не менее, дБ	f_H	-4,25	-5,43	-4,38
		$f_{НОРМ}$	-4,21	-4,25	-4,24
		f_B	-4,27	-5,35	-4,33
		min/max^*	-4,27/-4,21	-5,46/-4,25	-4,41/-4,24
5	Глубина нуля разностной ДН, дБ	f_H	-∞	-21,6	-36,2
		$f_{НОРМ}$		-24,6	-35,5
		f_B		-25,5	-35,1
		min/max^*		-25,8/-21,6	-37,4/-32,1
6	Модуль разности амплитуд в максимумах разностной ДН, дБ	f_H	0	2,71	0,22
		$f_{НОРМ}$		0	0
		f_B		2,58	0,17
		min/max^*		0/2,79	0/0,23
7	Коэффициент усиления суммарного канала, дБ	f_H	32,53	32,27	32,45
		$f_{НОРМ}$	32,91	32,89	32,9
		f_B	32,85	32,66	32,81
		min/max^*	32,53/32,91	32,19/32,89	32,45/32,9

* – минимальное и максимальное значения в рабочей полосе частот

2.3.3 Особенности моноимпульсной волноводной АРЧС

Обеспечение требуемых характеристик моноимпульсной антенной системы «ПРЛ-27СМ» (таблица 2.1) приводит к необходимости ее реализации исключительно в волноводном исполнении с использованием технологии изготовления составных частей (ДМ и волноводных излучателей) на высокоточных станках с числовым программным управлением (ЧПУ). С одной стороны проблемы конструктивно-технологического характера, возникающие при таком исполнении, могут быть решены, например, с помощью перспективной *SIW*-технологии, позволяющей выполнить антенну на основе волновода, интегрированного в подложку [60, 76, 89], либо печатных технологий при полосковом или микрополосковом вариантах построения [62, 63, 90]. Однако при создании крупноапертурных антенн с узконаправленным лучом, в диапазоне сантиметровых длин волн, возможность применения данных технологий (по сравнению с волноводной) имеет существенные ограничения, связанные с точностью изготовления, а также неприемлемым увеличением потерь в антенне и соответствующим снижением коэффициента усиления.

Разработанный вариант построения моноимпульсной АРЧС *X*-диапазона в большей части имеет те же отличительные особенности, что и АРЧС *S*-диапазона (см. п. 2.2.7). При этом, как было показано, разнос элементов связи НО на $\Lambda_{НОРМ}/4$ в последовательно-параллельной

схеме не требуется. Кроме того, для возможности практической реализации конструкции АРЧС выполнен разнос четных и нечетных выходов ДМ в противоположные стороны относительно его осевой линии. Период линии задержки в данном случае имеет *U*-образную конфигурацию (рисунок 2.23 в), а входы четных и нечетных волноводных излучателей должны быть конструктивно разнесены друг относительно друга в противоположные стороны с целью сохранения синфазности в раскрыве антенны.

Анализ требований к точности определения координат и разрешающей способности «ПРЛ-27СМ» по азимуту показал, что в угловом секторе 35° зоны обзора необходимо сформировать 36 лучей ДН (условное изображение фрагмента зоны обзора показано на рисунке 1.3 а). Для этого в рабочей полосе осуществляется генерация, усиление и излучение последовательности зондирующих импульсов на 36 частотах с разносом в 0,12%.

2.4 Независимое формирование АФР суммарного и разностного каналов

Результаты, полученные для моноимпульсных АРЧС *S*- и *X*-диапазона, показывают, что АР, обеспечивающие приемлемый УБЛ суммарной ДН, отличаются от распределений, обеспечивающих соответствующие параметры разностной ДН. В условиях роста требований к максимальной дальности обнаружения и эффективности функционирования РЛС в реальной помехово-целевой обстановке [2, 4] улучшение характеристик разностной ДН в части повышения КУ и снижения УБЛ и при достигнутых характеристиках суммарной ДН является актуальной задачей. Решение данной задачи применительно к исследуемым АРЧС предполагает разработку волноводной ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов.

Подобные по своему назначению схемы, предназначенные для оптимизации суммарной и разностной ДН, рассматривались в работах [1, 13]. Применительно к поставленной задаче их использование целесообразно только в случае построения АРЧС на основе ДОС с небольшим количеством выходов. В противном случае для волноводной схемы имеются существенные ограничения, связанные с ухудшением массогабаритных характеристик и сложностью конструктивно-технологического исполнения.

Рассмотрим возможность реализации моноимпульсной АРЧС *S*-диапазона на основе волноводной ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов. Наиболее рациональным вариантом построения такой схемы с учетом предъявляемых технических требований (таблица 2.1) представляется сопряжение 2-х волноводных линий задержки (этажей) по аналогии с вариантом многолучевой матрицы Бласса [33, 91] с количеством входов $M = 2$ (рисунок 2.32).

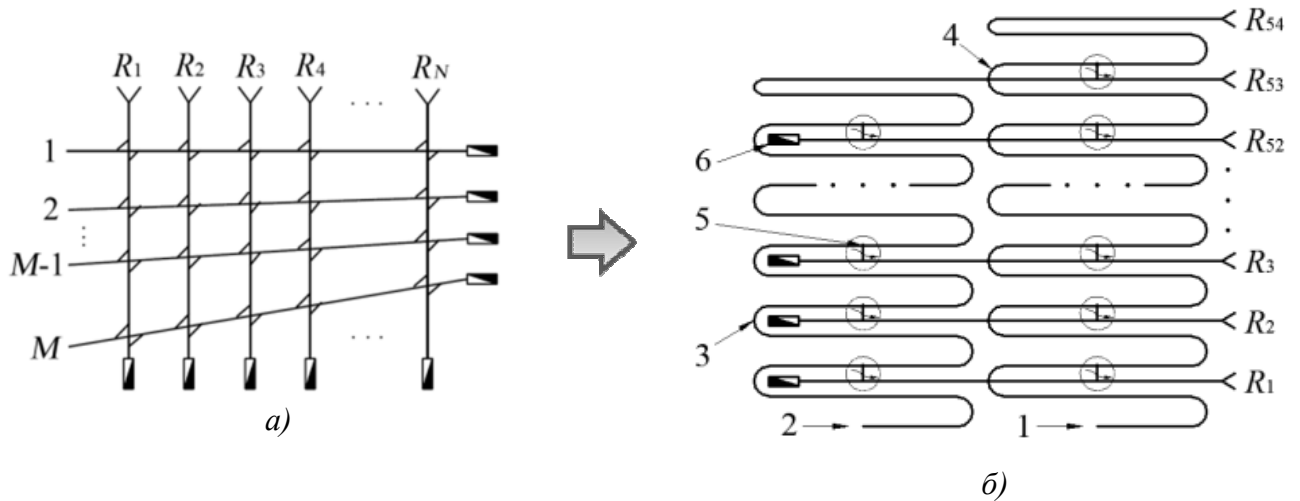


Рисунок 2.32 – Переход от матрицы Бласса к ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов: а) – многолучевая ДОС на основе матрицы Бласса; б) – суммарно-разностная ДОС (1 – суммарный вход; 2 – разностный вход; 3 – ЛЗ суммарного канала; 4 – ЛЗ разностного канала; 5 – НО; 6 – балансная нагрузка).

В подразделе 2.2 в качестве АР суммарного канала было выбрано \bar{n} -параметрическое распределение Тейлора [13] при $SLR = 33$ дБ, $A = 1,4299$, $\bar{n} = 5$, $\sigma = 1,0589$, $g(\pm 1) = 0,41$, $g(\pm 0,87) = 0,35$. В работе [80], показано, что при выбранном типе суммарного распределения оптимальное разностное АР должно обеспечивать формирование ДН с УБЛ порядка -27 дБ, и соответствует, например, усеченному распределению Релея: $g_n = 2,74kx_n \exp[-1,382(kx_n)^2]$, где $x_n = -0,5 + (n-1)/(N-1)$, $k = 2,7$. Данные распределения позволяют по сравнению с другими АР получить наибольшие значения крутизны пеленгационной характеристики и КИП раскрыва с учетом требований к ширине и УБЛ суммарной ДН. АФР, формируемое суммарным и разностным каналами ДОС (рисунок 2.32 б), а также переходные ослабления направленных ответвителей показаны на рисунке 2.33.

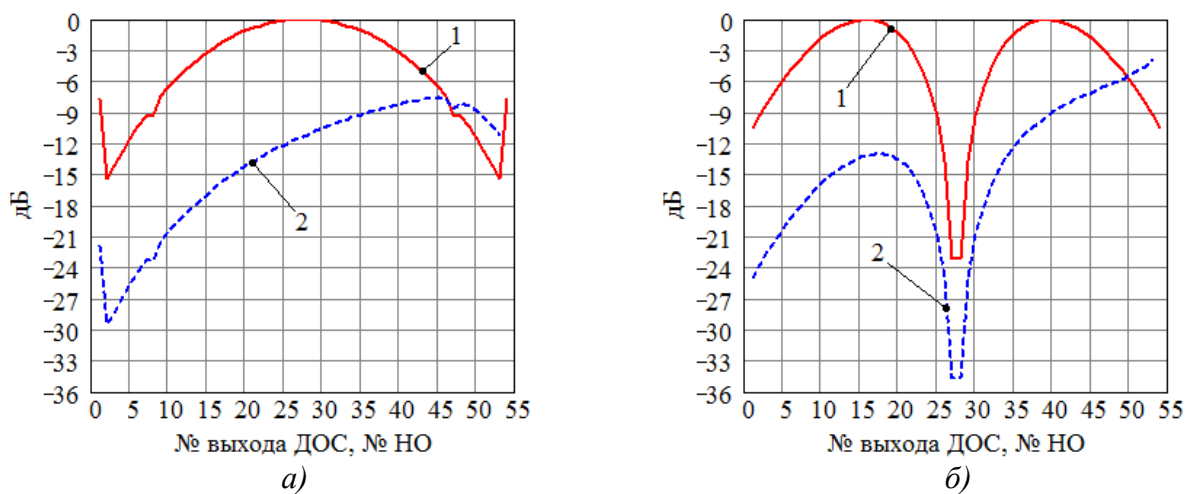


Рисунок 2.33 – АР (1) и переходные ослабления НО (2) ДОС: а) – суммарный канал; б) – разностный канал.

На основе программного алгоритма, разработанного с учетом методики расчета АФР (см. подраздел 3.3) и предназначенного для численного анализа характеристик 2-го этажа такой

схемы, были получены результаты, представленные на рисунке 2.34, которые показали возможность улучшения УБЛ и повышения КУ ДН разностного канала при сохранении достигнутых характеристик суммарной ДН. Программа расчета, реализованная в среде *MathCad 2001*, приведена в Приложении Б.

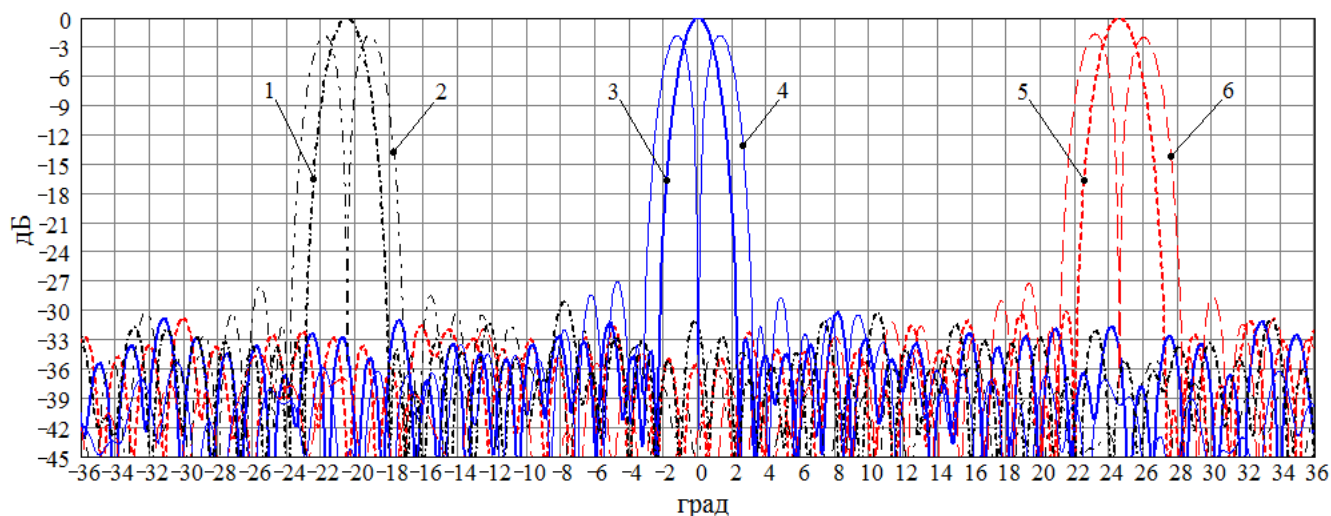


Рисунок 2.34 – ДН моноимпульсной АРЧС в плоскости частотного сканирования, восстановленные по характеристикам ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов: суммарная (1) и разностная (2) ДН на частоте $f_{\text{в}}$, суммарная (3) и разностная (4) ДН на частоте $f_{\text{норм}}$, суммарная (5) и разностная (6) ДН на частоте $f_{\text{н}}$.

Следует отметить, что к схеме с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов также применимы технические решения по устранению эффекта «нормали» (рисунок 2.23 *а, б*) и коррекции длин периодов линий задержки, для минимизации фазовых ошибок, вносимых НО с различными переходными ослаблениями. Компенсация ошибок АФР, рассмотренных в п. 2.2.4 и п. 2.2.5 и обусловленных необходимостью разбиения ДОС на две половины с подключением к мостовому устройству, для данного варианта не требуется. Кроме того, на базе рассмотренной схемы может быть реализован как суммарно-разностный моноимпульсный метод пеленгации, так и амплитудный метод [9]. Для этого на фиксированной частоте необходимо сформировать две независимых суммарных ДН, с разносом относительно равносигнального направления, достигаемым путем соответствующего выбора длин периодов в линиях задержки при соблюдении условия ортогональности лучей [20].

2.5 Выводы

1. Предложены варианты построения моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС *S*-диапазона, а также моноимпульсной волноводной АРЧС *X*-диапазона на основе ДОС последовательного и последовательно-параллельного типа, соответственно. Разработаны технические решения по модификации ДОС в части применения Т-щелевых направленных

ответвителей, коррекции длин периодов замедляющей системы, исключения оконечных нагрузок в половинах схемы, использования волноводных фазовращателей и волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления, которые позволяют реализовать ее конструкцию на базе технологии фрезерования на высокоточных станках с числовым программным управлением. Приняты меры, направленные на устранение эффекта «нормали», которые показали целесообразность перехода к последовательно-параллельной схеме построения АРЧС X -диапазона.

2. Разработана методика расчета, которая позволила выявить ошибки формируемого АФР, обусловленные особенностями построения ДОС и оказывающие существенное влияние на качество суммарной и разностной ДН. Предложены пути минимизации амплитудных и фазовых ошибок, показавшие возможность достижения в плоскости частотного сканирования антенны S -диапазона УБЛ суммарной ДН не более -30 дБ при коэффициенте усиления не менее 41 дБ, а также обеспечения глубины нуля разностной ДН не хуже -33 дБ и модуля разности амплитуд в ее максимумах не более 0,21 дБ в полосе рабочих частот 5%. В АРЧС X -диапазона в полосе рабочих частот 4,5% коэффициент усиления составил не менее 32 дБ при практически аналогичном качестве характеристик ДН: УБЛ суммарной ДН не более -30 дБ, глубине нуля разностной ДН не хуже -32 дБ и модуле разности амплитуд в ее максимумах не более 0,23 дБ.

3. Выведены расчетные соотношения для фазовращателя, который представляет собой два полых волновода прямоугольного сечения $a_1 \times b$ и $a_2 \times b$ с длинами L_1 и L_2 , и обеспечивает в рабочей полосе частот требуемое значение разности фаз $\Delta\varphi$ между выходами этих волноводов. Включение такого фазовращателя между двумя Т-щелевыми направленными ответвителями с переходным ослаблением 3 дБ позволило реализовать волноводное мостовое устройство с регулируемым коэффициентом деления, которое применено для устранения выявленной асимметрии амплитудного распределения с целью обеспечения требуемой глубины нуля разностной ДН. Кроме того, данный фазовращатель при соответствующих геометрических параметрах обеспечивает разность фаз $\Delta\varphi$, которая позволяет минимизировать фазовые ошибки ДОС, имеющие частотную неравномерность в рабочей полосе.

4. Представлен вариант построения ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов антенны в плоскости частотного сканирования на основе двухлучевой матрицы Бласса. Данный вариант предполагает возможность частичного заимствования технических решений, разработанных для модифицированных ДОС последовательного и последовательно-параллельного типов. Проведенные расчеты показали возможность снижения максимального УБЛ разностной ДН до -27 дБ и повышения коэффициента усиления разностного канала на 1,5 дБ при сохранении достигнутых характеристик суммарной ДН АРЧС S -диапазона.

Глава 3. Моделирование характеристик моноимпульсных АРЧС

Моделирование разработанных вариантов моноимпульсных волноводных АРЧС производилось в два этапа. На первом этапе с целью получения начальной конфигурации ДОС проведено численно-экспериментальное моделирование направленных ответвителей и фрагментов линий задержки с последующей обработкой результатов в среде *MathCAD*, позволяющей восстановить частотные характеристики КСВН и АФР ДОС. Полноволновое моделирование и оптимизация ДОС и линейных решеток излучателей выполнено на втором этапе с применением строгого электродинамического анализа методом конечных элементов. В заключение проведено численное моделирование характеристик направленности АРЧС, предполагающее решение задачи излучения методом конечных элементов с применением периодических граничных условий, при известных амплитудах волн, падающих на линейные решетки излучателей. Полученные результаты подтвердили эффективность технических решений, заложенных при построении моноимпульсных АРЧС S - и X -диапазона.

3.1 Численно-экспериментальное моделирование эффекта «нормали»

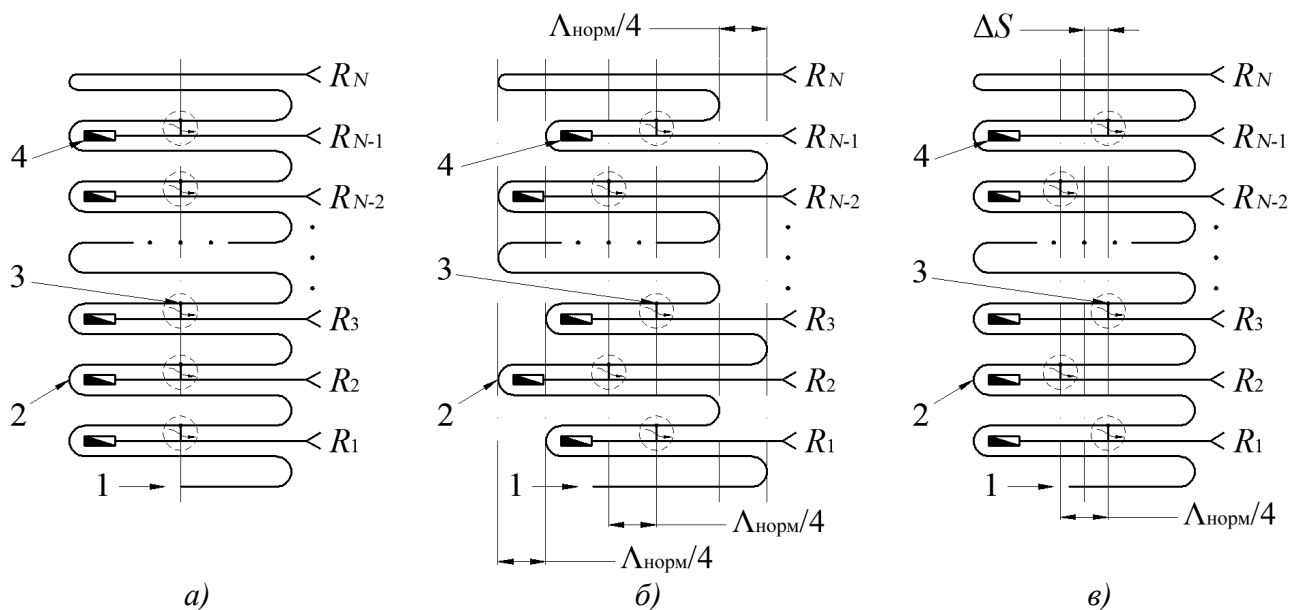
Представлены результаты моделирования на основе программного алгоритма, предназначенного для оценки частотной характеристики коэффициента отражения на входе многоканальной ДОС АРЧС. Исследована специфика различных подходов, применяемых для обеспечения согласования ДОС в рабочей полосе частот. Анализируется целесообразность перехода от последовательной ДОС к последовательно-параллельной.

3.1.1 Описание алгоритма

Исследуемая модель АРЧС с учетом подходов, примененных для обеспечения согласования ДОС в [42, 49], приведена на рисунке 3.1. Модель представляет собой плоскую эквидистантную решетку линейных излучателей ($R_1, R_2 \dots R_N$), возбуждаемых от входа 1 с помощью ДОС последовательного типа – многоканального ДМ бегущей волны, который построен на основе НО 3, включенных в ЛЗ синусоидальной конфигурации 2. Отвод мощности из ЛЗ осуществляется через регулярные интервалы, имеющие длину S (период ЛЗ). Балансные выходы НО сопряжены с поглощающими нагрузками 4. При этом угловое положение луча ДН θ в пространстве зависит от фазовых соотношений электрических колебаний в излучателях [7] и определяется в соответствии с выражениями (1.1) и (1.2).

Алгоритм расчета частотной характеристики КСВН на входе 1 АРЧС реализован в программном пакете *MathCAD* на основе следующих соотношений, предназначенных для

аналитического описания параметров конструкции и электрических характеристик моделей, показанных на рисунке 3.1.



1 – вход АРЧС; 2 – синусоидальная ЛЗ; 3 – НО; 4 – балансная нагрузка НО

Рисунок 3.1 – Модель АРЧС: а) – смещение между НО и периодами ЛЗ отсутствует; б) – четные и нечетные НО и периоды ЛЗ разнесены друг относительно друга на $\Lambda_{\text{норм}}/4$; в) – четные и нечетные НО разнесены друг относительно друга на $\Lambda_{\text{норм}}/4$, смещение между периодами ЛЗ отсутствует.

Исследуемый диапазон частот в дискретном виде:

$$f_m = f_n + \frac{f_v - f_n}{M-1}(m-1), \quad (3.1)$$

где f_n и f_v – соответственно, крайние нижняя и верхняя частоты; M – количество частотных точек исследуемого диапазона; $m = 1, 2 \dots M$.

Длина периода ЛЗ:

$$S = \Lambda_{\text{норм}} \cdot n_{\text{норм}}, \quad (3.2)$$

где $\Lambda_{\text{норм}}$ – длина волны в ЛЗ на частоте нормали $f_{\text{норм}}$, соответствующей формированию луча ДН в направлении нормали к апертуре АРЧС, т.е. при $\theta = 0^\circ$; $n_{\text{норм}}$ – количество длин волн на частоте нормали $\Lambda_{\text{норм}}$, образующих период ЛЗ.

Амплитудное распределение, формируемое на выходах ДМ:

$$A_n = p + (1-p) \cos(\pi X_n)^g, \quad (3.3)$$

где N – количество выходов ДМ; $n = 1, 2 \dots N$; $X_n = \frac{n-1}{N-1} - \frac{1}{2}$; p и g – варьируемые коэффициенты, определяющие форму АР.

Нормированное распределение мощности, формируемое на выходах ДМ:

$$P_n = \frac{A_n^2}{\sum_{n=1}^N A_n^2} \quad (3.4)$$

Мощность, распространяющаяся в n -м периоде ЛЗ:

$$Pd_n = (Pd_{n-1} - P_n \eta) \cdot 10^{\frac{as}{10}}, \quad (3.5)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Pd_1 = (1 - P_1 \eta) \cdot 10^{\frac{as}{10}}$ – мощность, распространяющаяся в 1-м периоде ЛЗ после 1-го ответвителя; η – коэффициент полезного действия (КПД), определяемый потерями мощности в ДМ; $as = \alpha \cdot S$ – потери мощности на одном периоде ЛЗ; α – погонные потери в ЛЗ в дБ/м.

Коэффициенты связи ответвителей ДМ с ЛЗ:

$$Cf_n = 10 \lg \left(\frac{P_n \eta}{Pd_{n-1}} \right), \quad (3.6)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Cf_1 = 10 \lg(P_1 \cdot \eta)$, – коэффициент связи 1-го ответвителя ДМ с ЛЗ. В случае отсутствия в составе ДМ поглощающей нагрузки величина η определяется исходя из условия $Cf_N = 0$ дБ.

Амплитуда коэффициента отражения от n -й периодической неоднородности ДМ:

$$|\Gamma_n| = \frac{R_n - 1}{R_n + 1}, \quad (3.7)$$

где R_n – КСВН n -й периодической неоднородности, для НО $R_n = Rc_n$, для периодов ЛЗ $R_n = Rb_n$.

Мощность, распространяющаяся в n -м периоде ЛЗ ДМ:

$$Pt_n = Pt_{n-1} \cdot \left(1 - 10^{-\frac{Cf_{n-1}}{10}} \right) \cdot 10^{\frac{as}{10}}, \quad (3.8)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Pt_1 = 1$ – мощность на входе 1 ДМ.

Мощность, отраженная от n -й периодической неоднородности ДМ:

$$Ph_n = Pt_n \cdot |\Gamma_n|^2 \quad (3.9)$$

Мощность, отраженная от n -й периодической неоднородности и пришедшая на вход 1 ДМ (с учетом ослабления при прохождении через ответвители при обратном распространении):

$$Pe_n = Ph_n \cdot \left(1 - \sum_{n=1}^{n-1} 10^{-\frac{Cf_{n-1}}{10}} \right) \cdot 10^{\frac{as(n-1)}{10}}, \quad (3.10)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Pe_1 = Ph_1$ – мощность, отраженная от 1-й неоднородности.

Фаза коэффициента отражения от n -й периодической неоднородности ДМ: $\Lambda_{\text{норм}}$

$$\arg(\Gamma_{m,n}) = -\frac{4\pi}{\lambda g_m} S(n-1) + \varphi_0 - \frac{\pi q}{2\lambda g_m} [(-1)^{n-1} - 1] \Lambda_{\text{норм}}, \quad (3.11)$$

где λg_m – длина волны в ЛЗ, соответствующая m -й частотной точке f_m исследуемого диапазона; φ_0 – начальная фаза коэффициента отражения, для НО $\varphi_0 = \varphi_{c0}$, для периодов ЛЗ $\varphi_0 = \varphi_{b0}$; $q = 1$ при смещении четных периодических неоднородностей относительно нечетных на $\Lambda_{\text{норм}}/4$; $q = 0$ при отсутствии смещений.

В соответствии с принципом суперпозиции [23] суммарный коэффициент отражения на входе 1 ДМ АРЧС в m -й частотной точке:

$$\Gamma_{1m} = \sum_{n=1}^N [\sqrt{P e_n} \cdot e^{j \arg(\Gamma_{m,n})}], \quad (3.12)$$

где $j = \sqrt{-1}$.

КСВН на входе 1 ДМ в m -й частотной точке:

$$VSWR_m = \frac{1 + |\Gamma_{1m}|}{1 - |\Gamma_{1m}|} \quad (3.13)$$

Таким образом, используя в качестве исходных данных рабочий диапазон частот, уровень отражений от периодических неоднородностей и АФР, формируемое в плоскости частотного сканирования, при известной конфигурации ЛЗ, может быть произведена расчетная оценка КСВН на входе АРЧС.

3.1.2 Результаты моделирования

С целью исследования специфики подходов, примененных в [42, 49] для обеспечения согласования одноканальных АРЧС моделирование проводилось на базе суммарного канала ДОС с независимым формированием АФР, приведенной на рисунке 2.32 б. Для оценки реально достижимого уровня согласования периодических неоднородностей схемы были изготовлены несколько макетных образцов периодов ЛЗ и НО с переходными ослаблениями 3 дБ, 10 дБ, 20 дБ и 30 дБ. Построение ДМ позволяет проводить моделирование АРЧС без учета уровня согласования излучателей, поскольку основная часть мощности, отраженной от излучателей рассеивается в балансных нагрузках НО. Также с учетом [20, 33] принято, что разностный канал схемы не оказывает влияния на характеристики суммарного канала.

Моделирование выполнено с учетом следующих исходных данных:

- рабочий диапазон частот антенны: от 2,7 ГГц до 2,85 ГГц (5,4%);
- количество выходов ДМ: $N = 54$;
- анализируемый частотный диапазон: $f_{\text{н}} = 2,68$ ГГц, $f_{\text{в}} = 2,87$ ГГц, $M = 1901$;
- частота нормали: $f_{\text{норм}} = 2,77$ ГГц;

- тип волновода ЛЗ: прямоугольный (сечение $a \times b = 62,4 \times 17$ мм);
- погонные потери в ЛЗ: $\alpha = 0,07$ дБ/м;
- количество длин волн на частоте $f_{\text{норм}}$, образующих период ЛЗ: $n_{\text{норм}} = 2,5$;
- параметры АР: $p = 0,16$, $g = 1,45$; $A_1 = A_{54} = 0,41$, $A_8 = A_{47} = 0,35$;
- КПД ДМ: $\eta = 79\%$;
- КСВН периодов ЛЗ (R_{b_n}): 1,03;
- КСВН НО (R_{c_n}): 1,06;
- начальная фаза коэффициента отражения периодов ЛЗ (φ_{b_0}): -118° ;
- начальная фаза коэффициента отражения НО (φ_{c_0}): $+94^\circ$;

КСВН R_{b_n} , R_{c_n} и начальные фазы φ_{b_0} , φ_{c_0} получены путем усреднения результатов экспериментальных измерений нескольких изготовленных макетных образцов периодов ЛЗ и НО.

Расчетная оценка КСВН на входе АРЧС в соответствии с представленным выше алгоритмом производилась в два этапа. На первом этапе численно-экспериментальное моделирование проведено для 3-х рассмотренных в [15, 42, 49] вариантов расположения периодических неоднородностей в ДМ, показанных на рисунке 3.1.

Согласно принципу суперпозиции результирующий КСВН на входе АРЧС в m -й частотной точке может быть вычислен в соответствии с формулой:

$$VSWR_m = \frac{1 + |\Gamma c_{1_m} + \Gamma b_{1_m} \cdot e^{j\Delta\varphi_m}|}{1 - |\Gamma c_{1_m} + \Gamma b_{1_m} \cdot e^{j\Delta\varphi_m}|}, \quad (3.14)$$

где Γc_{1_m} – рассчитанный в соответствии с выражением (3.12) суммарный коэффициент отражения на входе 1 от НО, аналогично Γb_{1_m} – суммарный коэффициент отражения от периодов ЛЗ, $\Delta\varphi_m$ – разность фаз, обусловленная физическим разномом ΔS мест отражений от периодов ЛЗ и НО.

$$\Delta\varphi_m = -\frac{4\pi}{\lambda g_m} \Delta S \quad (3.15)$$

Основные результаты, полученные на первом этапе моделирования, в соответствии с приведенными исходными данными показаны на рисунках 3.2 и 3.3. На рисунке 3.2 представлены частотные характеристики КСВН суммарного входа АРЧС для случаев расположения периодических неоднородностей, показанных рисунке 3.1 *а* (характеристики 1–3 красного цвета, пики КСВН расположены на частоте нормали) и рисунке 3.1 *б* (характеристики 1–3 синего цвета, пики КСВН расположены на краях рабочего диапазона частот). На рисунке 3.3 представлена частотная характеристика КСВН для случая, показанного на рисунке 3.1 *в*.

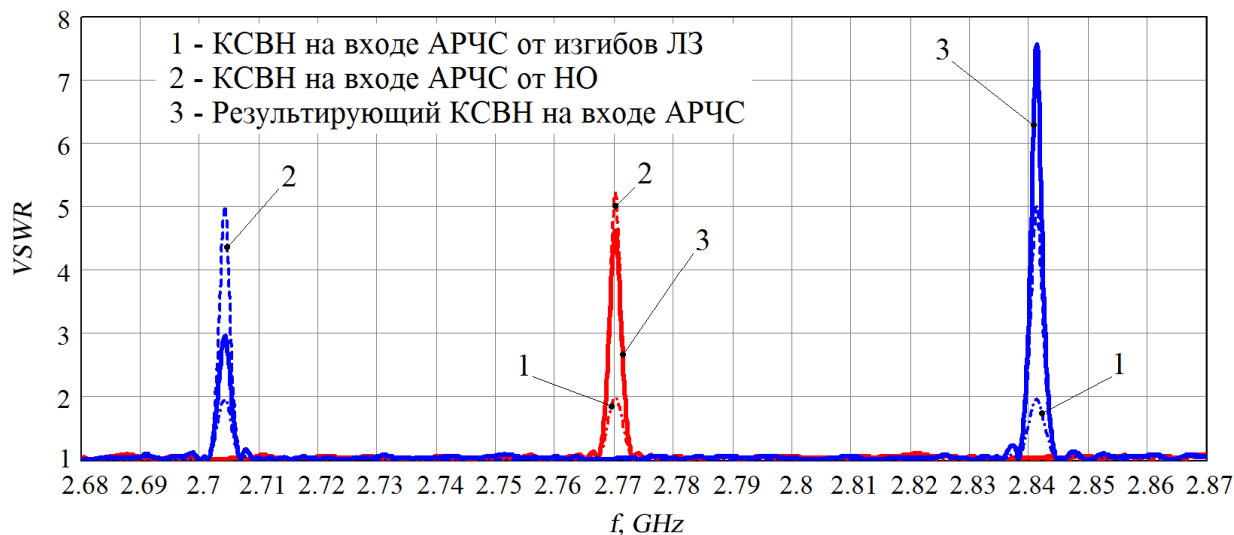


Рисунок 3.2 – Частотные характеристики КСВН суммарного входа АРЧС.

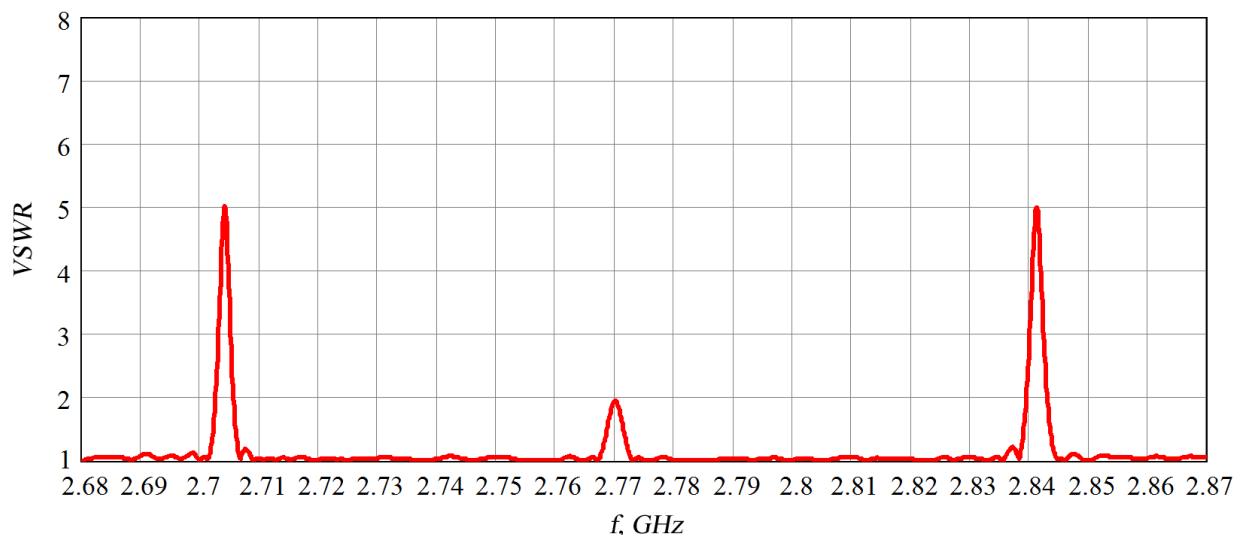


Рисунок 3.3 – Частотная характеристика КСВН суммарного входа АРЧС при смещении четных и нечетных групп НО друг относительно друга на $\Lambda_{\text{норм}}/4$, смещение между изгибами ЛЗ отсутствует.

Анализ полученных результатов показывает, что в случае отсутствия смещения между четными и нечетными группами периодических неоднородностей (рисунок 3.1 а), наблюдается резкое увеличение КСВН на входе АРЧС на частоте нормали $f_{\text{норм}}$ в результате синфазного сложения большого количества отражений от изгибов ЛЗ и НО. Для случая, показанного на рисунке 3.1 б, при смещении четных и нечетных групп неоднородностей ДМ друг относительно друга на расстояние $\Lambda_{\text{норм}}/4$ (в соответствии представленным в [42, 49, 92] способом устранения эффекта «нормали») на частоте нормали $f_{\text{норм}}$ действительно происходит взаимная компенсация отражений от четных и нечетных групп НО и периодов ЛЗ вследствие их противофазного сложения на входе АРЧС. Однако недостатком такого подхода является то, что при осуществлении широкоугольного сканирования [11] через нормаль к апертуре антенны, требующего соответствующего увеличения диапазона рабочих частот, в точках диапазона, отстоящих от частоты нормали на относительно большом расстоянии как в сторону нижних,

так и в сторону верхних частот возникает эффект «ослепления» антенны. Данное явление подобно эффекту «нормали» также приводит к резкому ухудшению согласования входа с соответствующим снижением коэффициента усиления и связано с синфазным сложением отражений от НО и изгибов на входе АРЧС, обусловленным фазочастотной характеристикой волновода ЛЗ, т.е. фактически ее дисперсионными свойствами.

В условиях смещения четных и нечетных групп НО друг относительно друга на $\Lambda_{\text{норм}}/4$ при отсутствии разноса между периодами ЛЗ (рисунок 3.1 в) выбросы КСВН наблюдаются как на частоте нормали $f_{\text{норм}}$, так и в области нижних и верхних частот рабочего диапазона (рисунок 3.3). На основании полученных результатов можно сделать вывод, что рассмотренные в работах [42, 49, 92] методы устранения эффекта «нормали» в АРЧС, при осуществлении широкоугольного сканирования в относительной полосе частот более нескольких процентов, не всегда могут быть успешно применены при практической реализации антенн ввиду возникновения эффекта «ослепления», выявленного при моделировании.

На втором этапе моделирования для устранения выявленных недостатков при построении АРЧС в соответствии с вариантами, приведенными на рисунке 3.1, предложен подход, который основан на автоматизированном итерационном процессе оптимизации геометрии ДМ. Суть данного подхода заключается в нарушении периодичности структуры ДМ за счет смещения каждого n -го НО и периода ЛЗ относительно осевой линии делителя (по аналогии с рисунком 3.1 б) на расстояния ΔS_{c_n} и ΔS_{b_n} , соответственно, изменяющиеся от периода к периоду по определенному закону, при котором в анализируемом диапазоне частот обеспечивается минимально достижимый уровень КСВН на входе АРЧС. В этом случае фаза коэффициента отражения от n -го НО (периода ЛЗ) с учетом выражения (3.11) может быть записана в виде:

$$\arg(\Gamma_{m,n}) = -\frac{4\pi}{\lambda g_m} [S(n-1) + \Delta S_{b(c)_n}] + \varphi_0 \quad (3.16)$$

Процесс оптимизации геометрии ДМ заключается в следующем. На первой итерации с помощью встроенных программных функций пакета *MathCAD* производится запись файла данных с определенным количеством (как правило, от 100 до 500) реализаций величин ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , распределенных в n -м периоде ЛЗ по случайному равномерному закону в интервале $\pm \Lambda_{\text{норм}}/4$, а также соответствующего каждой реализации рассчитанного с учетом выражения (3.13) максимального уровня КСВН от НО и периодов ЛЗ на входе АРЧС. Затем осуществляется анализ записанного файла данных с целью отбора минимальных зафиксированных значений КСВН и соответствующих им реализаций величин ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , которые для первой итерации обозначим как ΔS_{b1_n} и ΔS_{c1_n} . На второй итерации в файл данных добавляются реализации для $\Delta S_{b_n} = \Delta S_{b1_n} + r_b 1_n$ и $\Delta S_{c_n} = \Delta S_{c1_n} + r_c 1_n$ и максимальный уровень КСВН, соответствующий каждой из них. При этом величины $r_b 1_n$ и $r_c 1_n$ распределены по

случайному равномерному закону в сокращенном интервале $\pm\Lambda_{\text{норм}}/8$. Далее также выполняется отбор минимальных зафиксированных значений КСВН и соответствующих им реализаций величин ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , которые на второй итерации обозначены как ΔS_{b2_n} и ΔS_{c2_n} . Далее аналогичным образом выполняются k итераций с двукратным сокращением на каждой последующей итерации интервала распределения величин $rb2_n, rb3_n, \dots, rbk_n$ и $rc2_n, rc3_n, \dots, rck_n$ до $\pm\Lambda_{\text{норм}}/2^{(k+1)}$. На каждой итерации производится нормировка отобранных реализаций ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} (в случае их выхода за пределы диапазона $\pm\Lambda_{\text{норм}}/4$) путем сложения с величиной $\pm\Lambda_{\text{норм}}/2$. Для обеспечения сходимости процесса необходимо выполнить, как правило, 5-7 итераций, при этом изменение максимального уровня КСВН на последней итерации происходит только в 3-м или 4-м знаке после запятой.

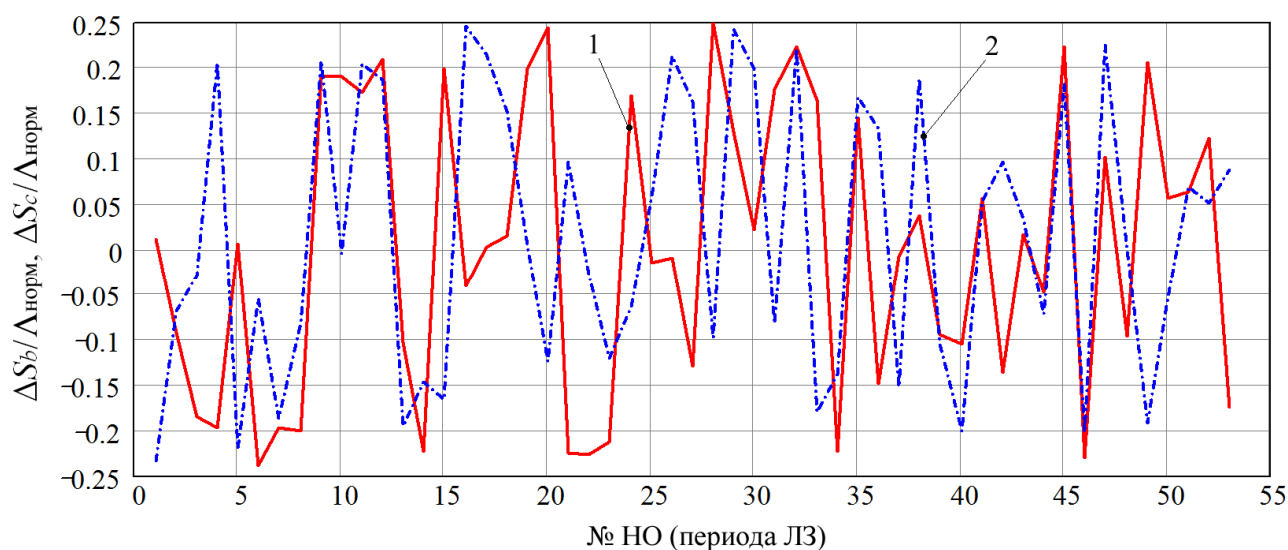
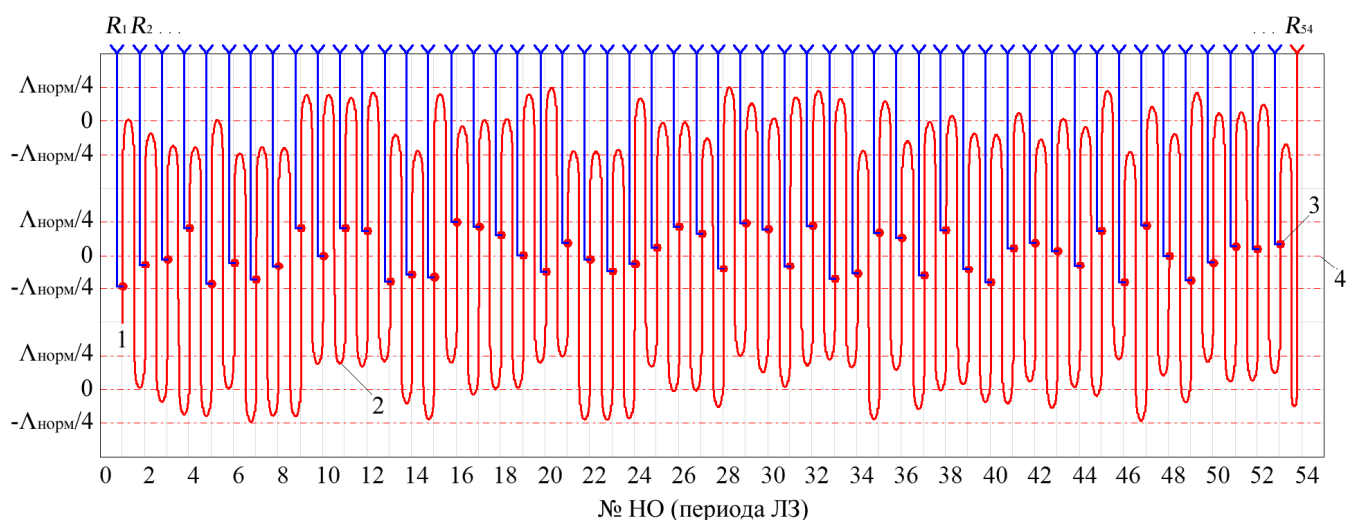


Рисунок 3.4 – Смещения изгибов ЛЗ (1) и НО (2) относительно осевой линии ДМ.



1 - вход, 2 - ЛЗ, 3 - НО, 4 - осевая линия ДМ

Рисунок 3.5 – Структура суммарного канала АРЧС с оптимизированной геометрией ДМ.

На основе предложенного подхода, а также приведенных выше исходных данных проведена оптимизация геометрии ДМ (рисунок 3.1 а), по результатам которой найдены

смещения ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} (см. рисунок 3.4) относительно осевой линии делителя для каждого n -го НО и периода ЛЗ. Структура суммарного канала АРЧС с оптимизированной геометрией ДМ приведена на рисунке 3.5.

Частотные характеристики КСВН суммарного входа АРЧС, рассчитанные в соответствии с выражениями (3.13), (3.14), с учетом (3.16) представлены на рисунке 3.6. Аналогичные исследования могут быть проведены и для разностного канала ДОС (рисунок 2.32 б) при соответствующем задании АФР в (3.3) и (3.11).

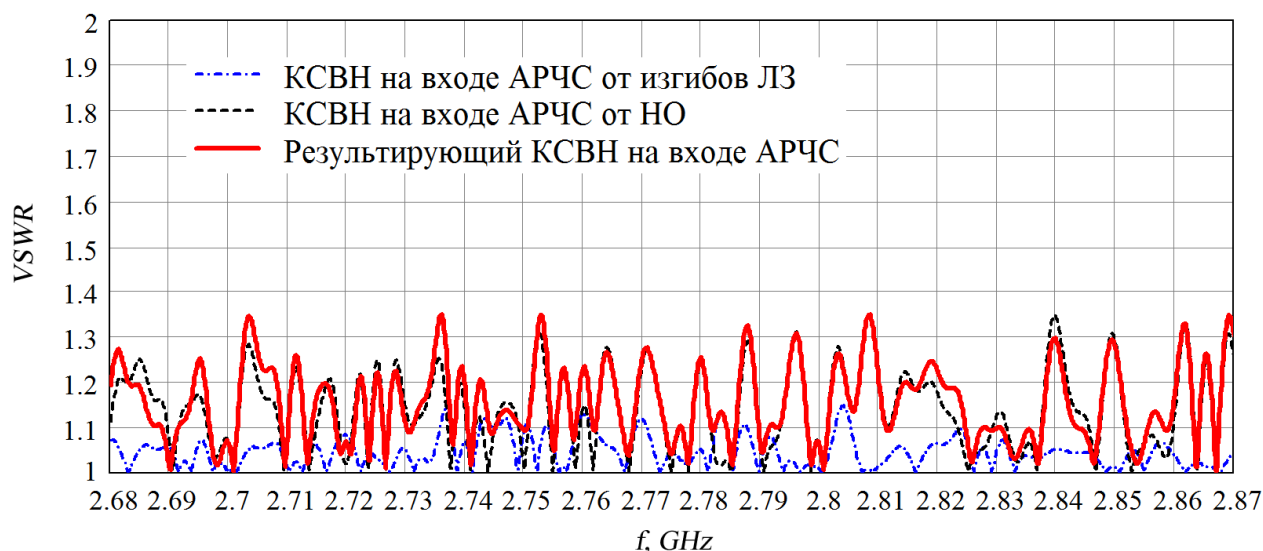


Рисунок 3.6 – КСВН суммарного входа АРЧС после оптимизации геометрии ДМ.

Таким образом, представленный подход, который основан на принципе нарушения периодичности структуры ДОС, позволяет подавить эффекты «нормали» и «ослепления» антенны при незначительном увеличении среднего уровня КСВН на входе АРЧС в рабочем диапазоне частот. По сути, задача подавления эффектов «нормали» и «ослепления» АРЧС подобна задаче подавления дифракционных лепестков в разреженных неэквилидистантных АР [93]. В общем случае синтез геометрии неэквилидистантной АР сводится к нахождению координат расположения излучателей, что приводит к необходимости решения системы трансцендентных уравнений с помощью численных методов для многоэкстремальных задач математического программирования [94]. В работе [13] показано, что проведенные по данному направлению аналитические исследования на практике оказались малополезными. Более широкое применение для решения ряда практических задач нашли статистические методы расчета [33], которые сводятся к нахождению специального неэквилидистантного расположения элементов путем компьютерного подбора межэлементного расстояния.

3.1.3 Особенности при переходе к последовательно-параллельной ДОС

Представленный способ согласования АРЧС в рабочей полосе частот рассмотрен в рамках построения ДМ на основе ЛЗ, имеющей период S -образной конфигурации. Для осуществления широкоугольного сканирования при ограниченной полосе частот требуется

сравнительно плотный шаг установки излучателей в раскрыве антенны. При этом, как было показано в п. 2.3.1, необходимо выполнять разнос четных и нечетных выходов ДМ в противоположные стороны относительно его осевой линии. Период ЛЗ в данном случае должен иметь U -образную конфигурацию.

В соответствии с предложенным способом согласования АРЧС требуется нарушение периодичности структуры ДМ за счет смещения НО и изгибов ЛЗ на каждом периоде относительно осевой линии. Недостатком применения данного способа при U -образной конфигурации периода ЛЗ (в отличие от S -образной) является изменение до $\pm 90^\circ$ электрической длины каждого периода, и, как следствие, нарушение линейности фазового распределения в раскрыве АРЧС. Для устранения этого недостатка целесообразно выполнить переход от последовательной схемы построения ДМ к последовательно-параллельной схеме, показанной на рисунке 3.7.

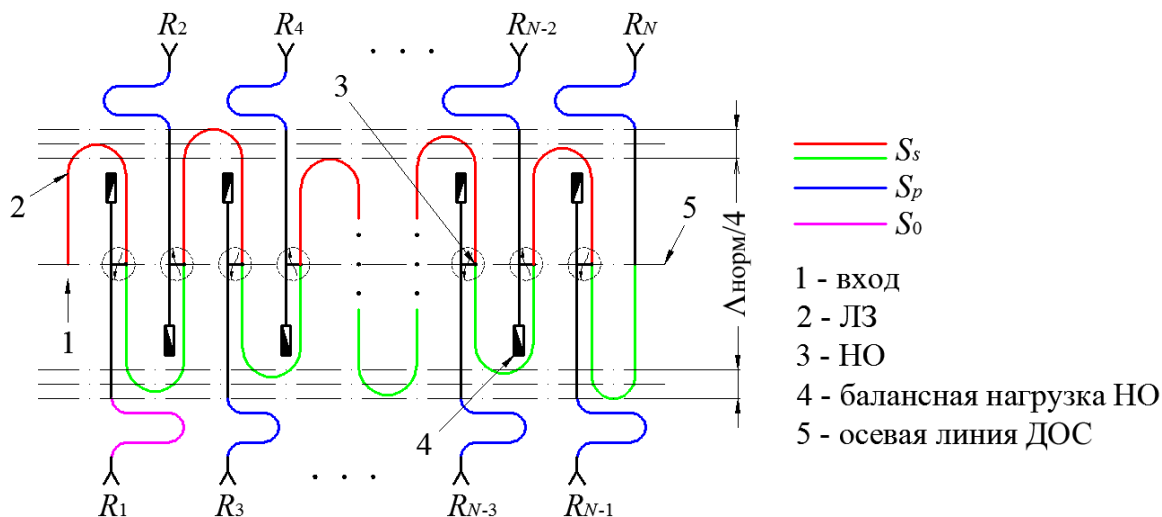


Рисунок 3.7 – Структурная схема АРЧС с последовательно-параллельной ДОС.

При реализации последовательно-параллельной ДОС длина n -го последовательного периода:

$$S_{s_n} = S + \Delta S_{b_n}, \quad (3.17)$$

где ΔS_{b_n} – смещения периодов ЛЗ, найденные по результатам итерационной оптимизации геометрии последовательной части схемы.

Длина n -го параллельного периода S_{p_n} вычисляется следующим образом:

$$S_{p_n} = S_0 + \sum_{n=1}^n \Delta S_{b_n}, \quad (3.18)$$

где S_0 – постоянная длина, компенсирующая отрицательные значения при суммировании смещений периодов ЛЗ ΔS_{b_n} .

$\Delta S_{c_n} = 0$, поскольку смещение НО относительно осевой линии ДОС не требуется, что обусловлено изменением электрической длины каждого периода ЛЗ в соответствии с найденным законом распределения ΔS_{b_n} .

Результаты численно-экспериментального моделирования последовательно-параллельной ДОС АРЧС X -диапазона приведены в следующем подразделе.

3.1.4 Моделирование суммарно-разностной ДОС

Моноимпульсное построение АРЧС, как было показано на рисунках 2.3, 2.18 и 2.22, предполагает разбиение ее ДОС на две половины, которые должны быть запитаны от мостового устройства. Поэтому для оценки частотной характеристики КСВН суммарного и разностного каналов моноимпульсной АРЧС сначала в соответствии с представленным выше алгоритмом необходимо произвести расчет коэффициентов отражения $\Gamma 1'_m$ и $\Gamma 1''_m$ на входах 1-й и 2-й половин ДОС в m -й частотной точке:

$$\Gamma 1'_m = \Gamma c1'_m + \Gamma b1'_m \cdot e^{j\Delta\varphi_m}; \quad \Gamma 1''_m = \Gamma c1''_m + \Gamma b1''_m \cdot e^{j\Delta\varphi_m}, \quad (3.19)$$

где $\Gamma c1'_m$ и $\Gamma c1''_m$ – рассчитанные в соответствии с выражением (3.12) коэффициенты отражения от НО на входе 1-й и 2-й половин ДОС, аналогично $\Gamma b1'_m$ и $\Gamma b1''_m$ – коэффициенты отражения от изгибов ЛЗ, $\Delta\varphi_m$ – разность фаз, определяется в соответствии с выражением (3.15).

КСВН на входах 1-й и 2-й половин ДОС:

$$VSWR'_m = \frac{1 + |\Gamma 1'_m|}{1 - |\Gamma 1'_m|}; \quad VSWR''_m = \frac{1 + |\Gamma 1''_m|}{1 - |\Gamma 1''_m|} \quad (3.20)$$

Коэффициенты отражения суммарного ($\Gamma\Sigma_m$) и разностного ($\Gamma\Delta_m$) входов АРЧС в m -й частотной точке:

$$\Gamma\Sigma_m = \sqrt{\frac{k}{k+1}} \Gamma 1'_m + \sqrt{\frac{1}{k+1}} \Gamma 1''_m; \quad \Gamma\Delta_m = \sqrt{\frac{1}{k+1}} \Gamma 1'_m + \sqrt{\frac{k}{k+1}} e^{j\pi} \Gamma 1''_m, \quad (3.21)$$

где k – коэффициент деления мостового устройства ДОС.

КСВН суммарного ($VSWR\Sigma_m$) и разностного ($VSWR\Delta_m$) входов АРЧС:

$$VSWR\Sigma_m = \frac{1 + |\Gamma\Sigma_m|}{1 - |\Gamma\Sigma_m|}; \quad VSWR\Delta_m = \frac{1 + |\Gamma\Delta_m|}{1 - |\Gamma\Delta_m|} \quad (3.22)$$

На рисунках 3.8–3.12 представлены результаты численно-экспериментального моделирования рассмотренной в подразделе 2.2 моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС S -диапазона, построенной на основе модифицированной ДОС последовательного типа; на рисунках 3.13–3.17 – моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона на основе последовательно-параллельной ДОС (подраздел 2.3). Моделирование проводилось с учетом исходных данных, перечисленных в таблице 3.1.

Частотные характеристики КСВН, показанные на рисунках 3.8, 3.9, 3.13 и 3.14 смоделированы в условиях смещения четных и нечетных групп НО и периодов ЛЗ друг

относительно друга на $\Lambda_{\text{норм}}/4$. Результаты оптимизации структуры ДОС приведены на рисунках 3.12 и 3.17. Частотные характеристики КСВН, достигнутые при оптимизации ДОС, представлены на рисунках 3.10, 3.11, 3.15 и 3.16.

Таблица 3.1 – Исходные данные для моноимпульсных АРЧС S - и X -диапазона.

Параметр	Значение	
	АРЧС S -диапазона	АРЧС X -диапазона
Рабочий диапазон частот	5%	4,5%
Анализируемый частотный диапазон:	8%	8%
Количество выходов ДОС, N	54	66
Сечение волновода ЛЗ, $a \times b$	64,7×17 мм	21,4×6 мм
Погонные потери в ЛЗ, α	-0,052 дБ/м	-0,246 дБ/м
Кол-во длин волн, образующих период ЛЗ, $n_{\text{норм}}$	4,5	4,5
Параметры АР	$p = 0,16, g = 1,45;$	$p = 0,16, g = 1,45$
КПД 1-й / 2-й половины ДОС, η	0,851 / 0,748	0,746 / 0,706
КСВН изгибов ЛЗ, $R_{b_n}^*$	1,03	1,05
КСВН НО, $R_{c_n}^*$	1,06	1,09
Фаза коэф. отражения периодов ЛЗ, $\varphi_{b_0}^*$	-118°	+71°
Фаза коэф. отражения НО, $\varphi_{c_0}^*$	+94°	+163°
Разнос мест отражений от периодов ЛЗ и НО, ΔS	0 мм	0 мм

* данные получены при экспериментальных измерениях изготовленных макетов

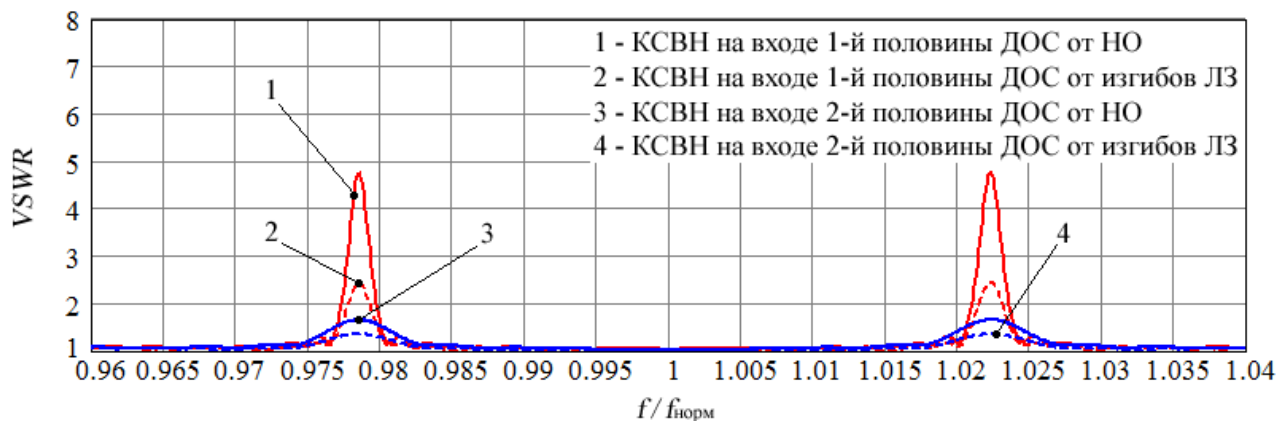


Рисунок 3.8 – Частотные характеристики КСВН АРЧС S -диапазона.

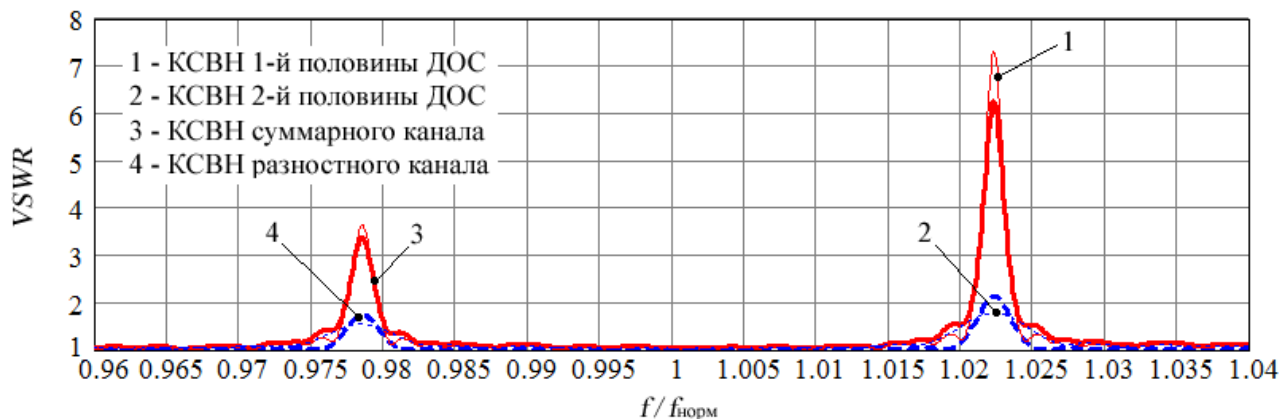
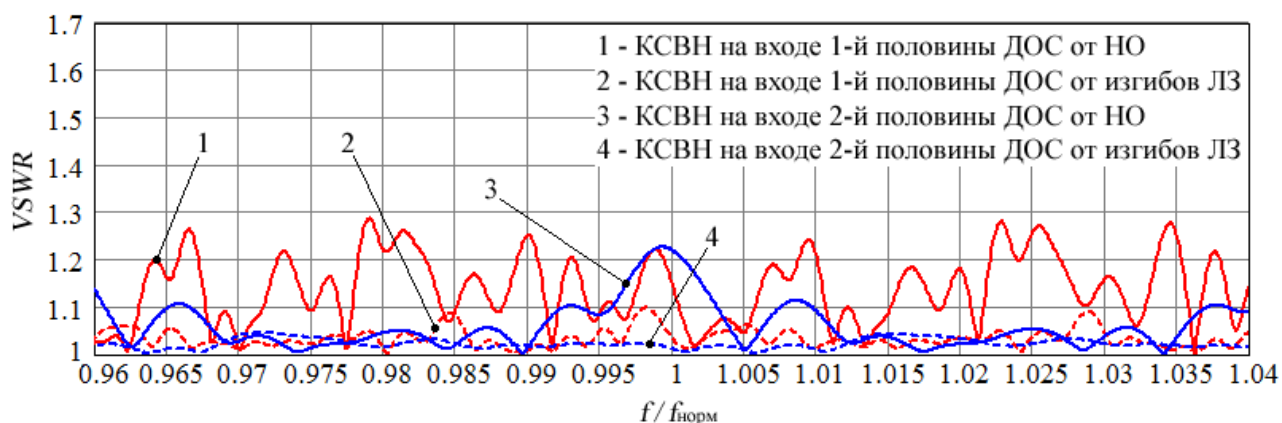
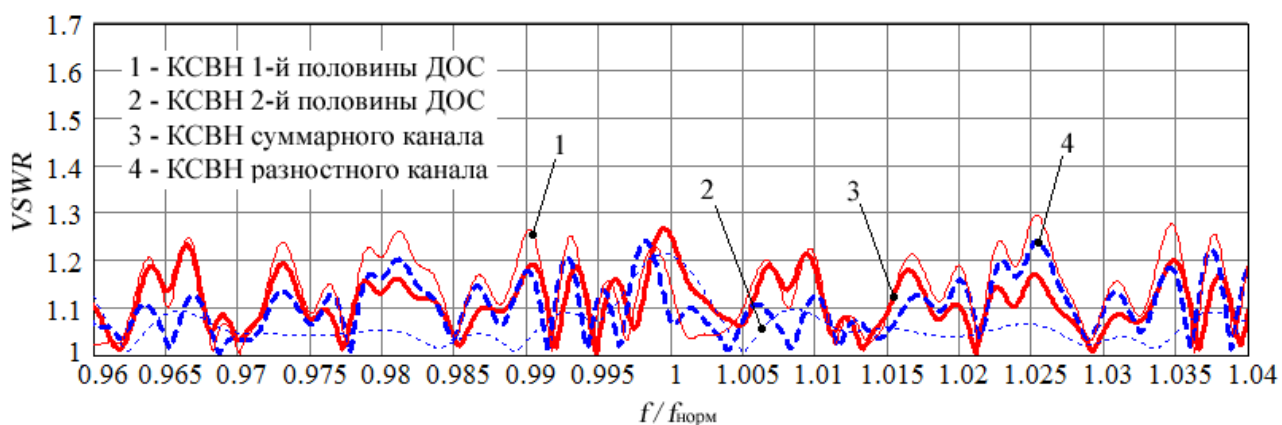
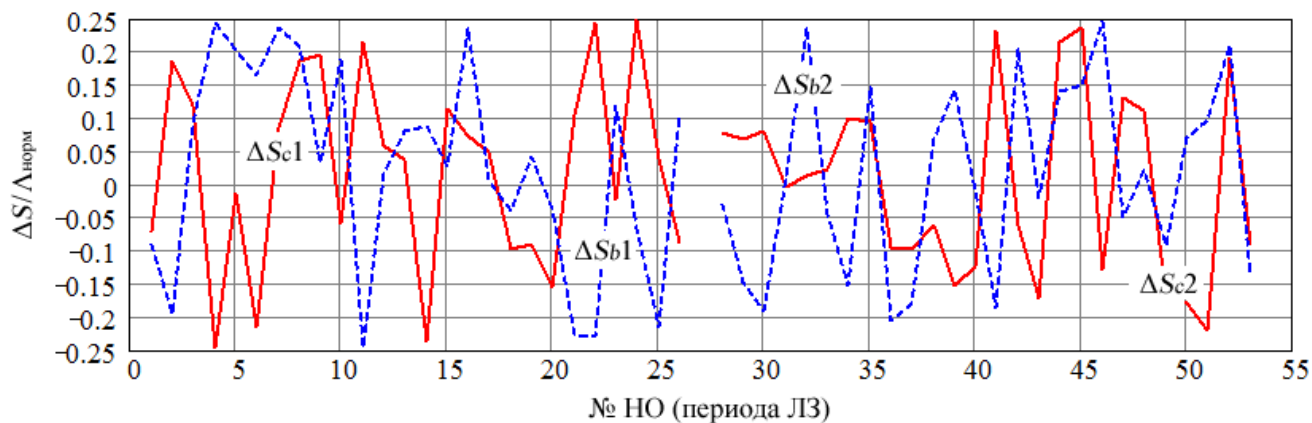
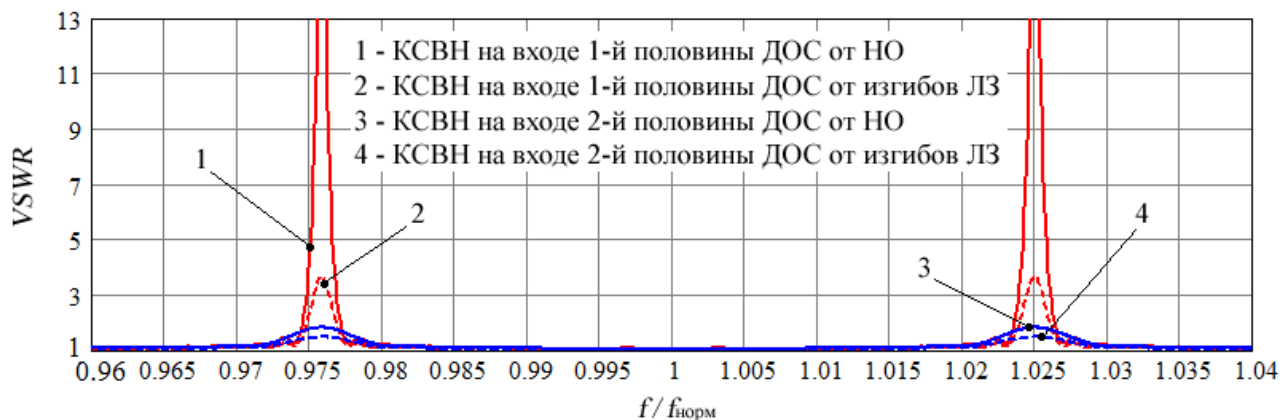


Рисунок 3.9 – Частотные характеристики КСВН АРЧС S -диапазона.

Рисунок 3.10 – Частотные характеристики КСВН АРЧС S -диапазона.Рисунок 3.11 – Частотные характеристики КСВН АРЧС S -диапазона.Рисунок 3.12 – Распределение неоднородностей в ДОС АРЧС S -диапазона.Рисунок 3.13 – Частотные характеристики КСВН АРЧС X -диапазона.

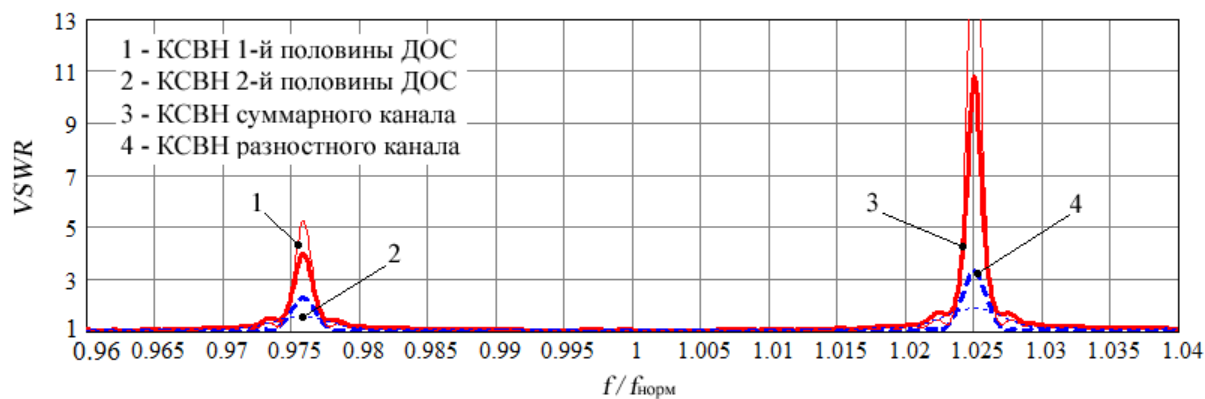


Рисунок 3.14 – Частотные характеристики КСВН АРЧС X-диапазона.

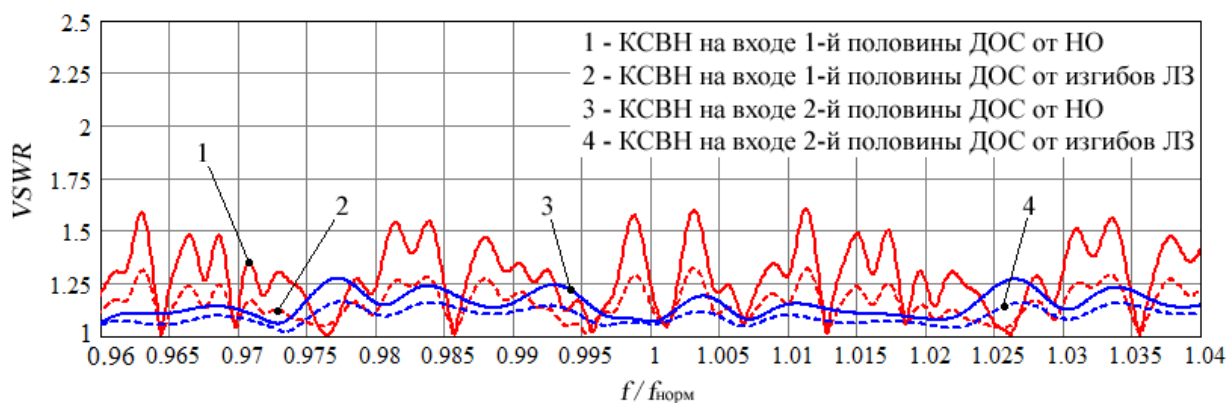


Рисунок 3.15 – Частотные характеристики КСВН АРЧС X-диапазона.

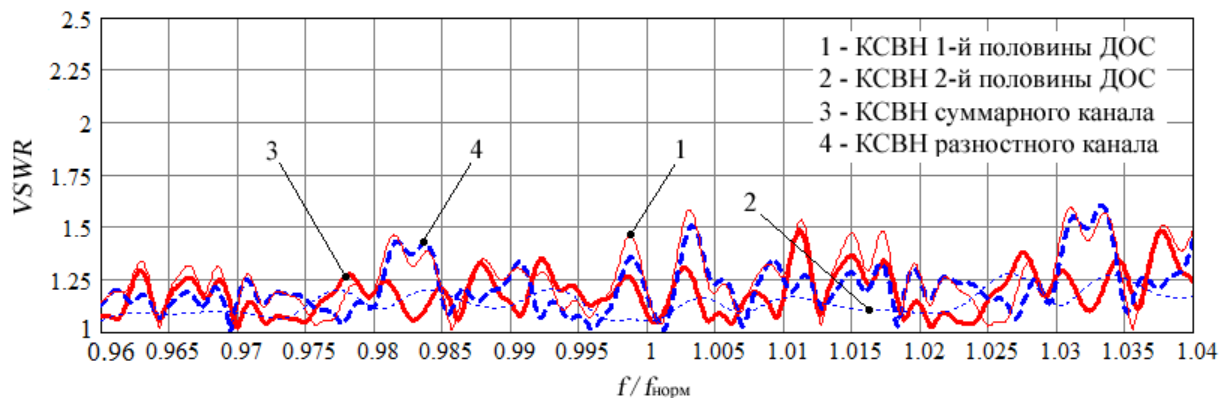


Рисунок 3.16 – Частотные характеристики КСВН АРЧС X-диапазона.

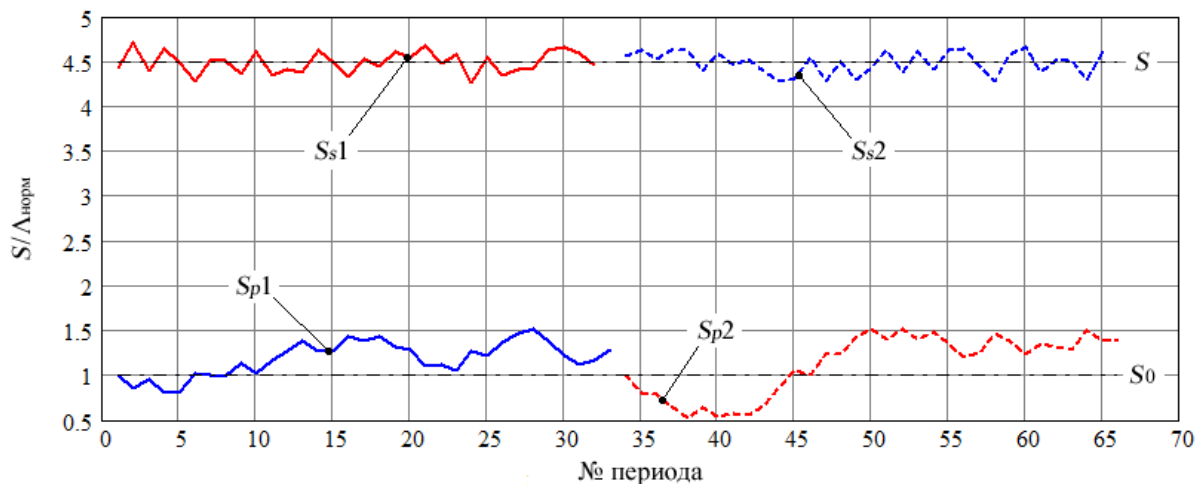


Рисунок 3.17 – Нормированные длины последовательных и параллельных периодов ЛЗ АРЧС X-диапазона.

Результаты, приведенные на рисунке 3.9 показывают, что значения длин параллельных периодов S_p1_n и S_p2_n не превышают $1/3$ длины последовательного периода S и находятся внутри диапазона от $0,5\Lambda_{\text{норм}}$ до $1,5\Lambda_{\text{норм}}$, что позволяет существенно сократить параллельную часть схемы. Поэтому при построении АРЧС на базе последовательно-параллельной ДОС, в которой реализован представленный способ согласования, не ожидается существенного увеличения габаритных размеров конструкции по сравнению с габаритами антенны с ДОС последовательного типа.

3.2 Моделирование восстановления АФР ДОС

3.2.1 Моделирование Т-щелевого направленного ответвителя

Расчетная оценка геометрических параметров волноводного Т-щелевого НО была произведена в подразделе 2.2.2 в соответствии с соотношениями (2.5). Параметры геометрии НО были показаны на рисунке 2.9. Однако специфика конструктивного исполнения на базе технологии фрезерования деталей НО на станках с ЧПУ приводит к проблематичности корректного учета в аналитическом виде взаимной ориентации щелей, толщины общей волноводной стенки, остаточных радиусов от режущего инструмента. С целью уточнения параметров геометрии и оптимизации электрических характеристик в специализированном программном пакете на основе МКЭ проведено моделирование НО.

В процессе моделирования установлено, что оптимальная конфигурация НО, обеспечивающая требуемые характеристики – переходное ослабление, направленность и уровень согласования в рабочей полосе частот достигается при определенных соотношениях длин (l_1, l_2) и ширин (w_1, w_2) щелей окна связи, а также параметров взаимного расположения щелей на общей стенке (x, x_1). Для оптимизации НО использовался метод глобальной оптимизации на основе генетического алгоритма (ГА) [87, 95], реализованного в примененном программном пакете. ГА показал наибольшую скорость сходимости решения [96] задачи поиска оптимальной конфигурации модели НО. По результатам оптимизации НО были изготовлены 4 макетных образца с переходными ослаблениями 3 дБ, 10 дБ, 20 дБ и 30 дБ. На рисунке 3.18 показаны конфигурация модели НО и фотография макетных образцов.

На рисунке 3.19 *а, б* приведены расчетные и экспериментально измеренные зависимости амплитуд и фаз проходящей (S_{12}) и ответвленной (S_{13}) волн от длин поперечной (l_1) и продольной (l_2) щелей НО S -диапазона на частотах $f_n, f_{\text{норм}}$ и f_v рабочего диапазона. Длины щелей l_1 и l_2 являются переменными параметрами оптимальной конфигурации НО. Значения остальных параметров геометрии НО (рисунок 2.9) постоянны: $a = 64,7$ мм, $b = 17$ мм, $w_1 = 5$ мм, $w_2 = 2,5$ мм, $x = 35,85$ мм, $x_1 = 3,5$ мм, $t = 5$ мм, $d_m = 16$ мм, $h_m = 3,5$ мм; d_m и h_m – диаметр и глубина захода режущего инструмента в общую стенку при фрезеровании продольной щели.

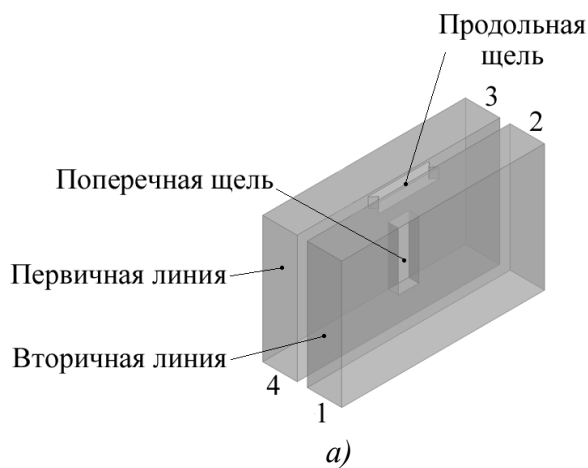


Рисунок 3.18 – Волноводный Т-щелевой НО: а) – конфигурация модели НО для анализа МКЭ; б) – изготовленные макетные образцы, слева направо показаны: НО S -диапазона; фрагмент НО S -диапазона; фрагмент НО X -диапазона.

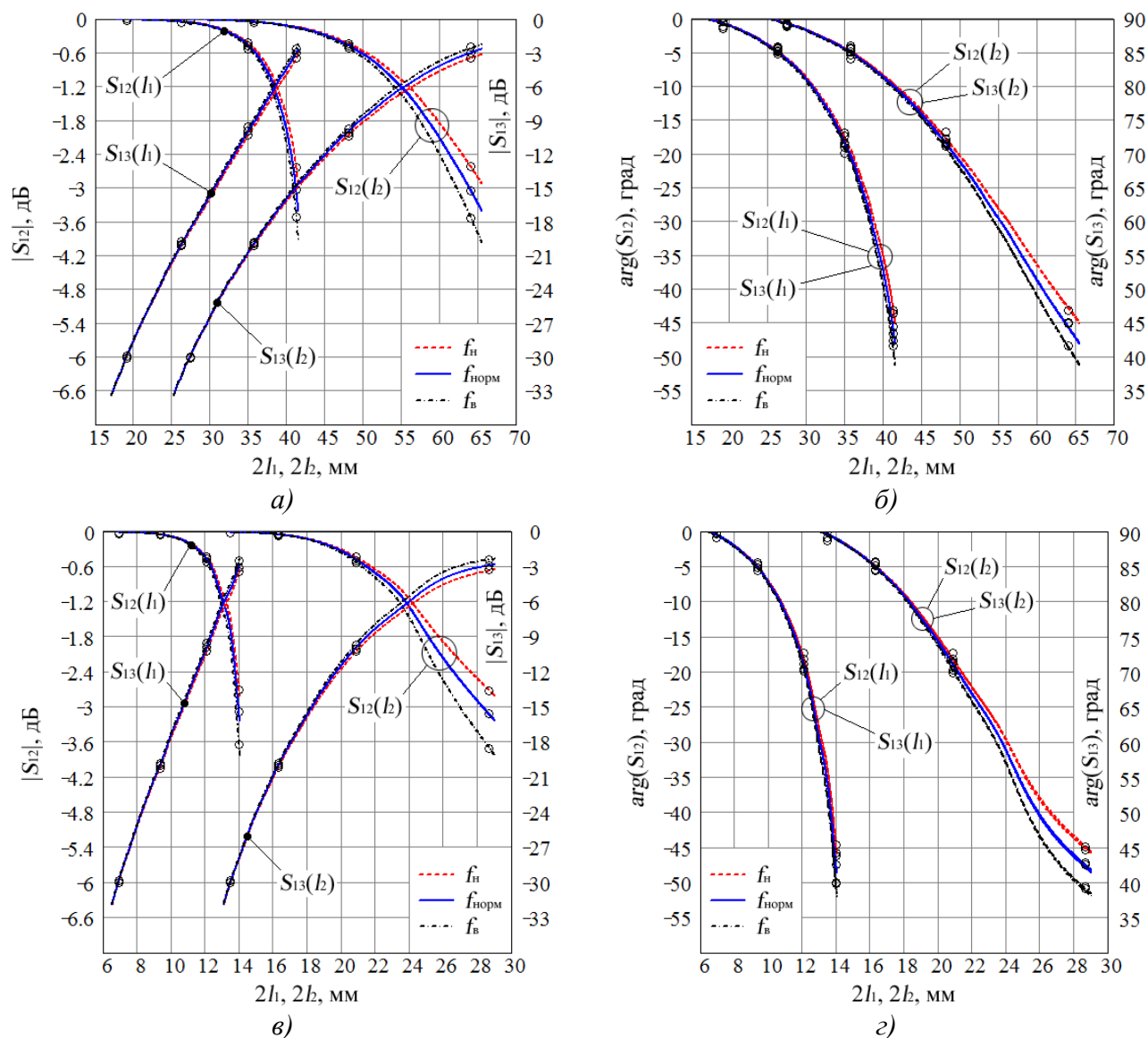


Рисунок 3.19 – Зависимости амплитуд и фаз проходящей (S_{12}) и ответвленной (S_{13}) волн от длин щелей связи l_1 и l_2 (точками показаны результаты измерений макетных образцов): а) – $|S_{12}|, |S_{13}|$ НО S -диапазона; б) – $\arg(S_{12}), \arg(S_{13})$ НО S -диапазона; в) – $|S_{12}|, |S_{13}|$ НО X -диапазона; г) – $\arg(S_{12}), \arg(S_{13})$ НО X -диапазона.

Расчетные и экспериментальные результаты показали, что требуемый коэффициент связи оптимальной конфигурации НО в основном определяется значениями l_1 и l_2 при их определенном соотношении, при этом, КСВН основной и вспомогательной линий устройства, а также направленность в рабочей полосе частот практически не изменяются и составляют, соответственно, 1,05...1,1 и 25...30 дБ в диапазоне переходных ослаблений –30...–3дБ.

Расчет проводился методом конечных элементов. Сетка разбиения модели состояла из 10957 тетраэдров. При расчете было задействовано 393 МБ оперативной памяти. На ПК с процессором *Intel Core i7-4770* с тактовой частотой 3,4 ГГц и 32 ГБ оперативной памяти при использовании 8 ядер ЦПУ продолжительность расчета составляла 48 секунд.

Аналогичные исследования были проведены для НО X -диапазона частот. При найденных параметрах оптимальной конфигурации НО ($a = 21,4$ мм, $b = 6$ мм, $w_1 = w_2 = 1,5$ мм, $x = 13,2$ мм, $x_1 = 2,5$ мм, $t = 2$ мм, $d_m = 5$ мм, $h_m = 1,1$ мм) его основные электрические характеристики, показанные на рисунке 3.19 ν , ε , практически аналогичны характеристикам НО S -диапазона. Сетка разбиения модели состояла из 9722 тетраэдров. Объем ОЗУ, задействованный при расчете – 274 МБ. Продолжительность расчета составляла 43 секунды.

Сравнительный анализ результатов расчета волноводного Т-щелевого НО показывает, что характеристики, полученные при численном моделировании МКЭ и экспериментальных измерениях изготовленных макетных образцов (рисунок 3.19), имеют существенные расхождения с характеристиками (рисунок 2.10), вычисленными в соответствии с аналитическим выражением (2.5). Причина расхождения заключается в проблематичности корректного учета в аналитическом виде взаимной ориентации щелей и толщины общей волноводной стенки [31], а также остаточных радиусов на краях продольной щели, что обусловлено спецификой конструктивно-технологического исполнения.

Выводы:

- основным условием получения оптимальной конфигурации НО является согласование Т-образного окна связи с первичной и вспомогательной волноводными линиями в полосе рабочих частот, в требуемом диапазоне переходных ослаблений (коэффициентов связи) при переменных параметрах l_1 и l_2 и фиксированных параметрах $a, b, w_1, w_2, x, x_1, t, d_m, h_m$;
- диапазон реализуемых переходных ослаблений НО составляет не менее 30 дБ (при максимальном коэффициенте связи не менее минус 3 дБ);
- относительная полоса рабочих частот НО при частотной неравномерности коэффициента связи в пределах $\pm 0,5$ дБ, направленности не менее 20 дБ и КСВН не более 1,2 превышает 10%;

– электрическая прочность [30] НО ограничивается размерами поперечной и продольной щелей связи (уровень допустимой импульсной мощности на входе НО S -диапазона при коэффициенте запаса $\sim 0,25$ составляет не менее 240 кВт, для НО X -диапазона – 22 кВт);

– влияние допусковых погрешностей на электрические параметры незначительно: модуль разности измеренных коэффициентов связи с расчетными составляет не более 0,2 дБ (при изготовлении конструкции НО по технологии фрезерования на ЧПУ, обеспечивающей точность в пределах $\pm 0,03$ мм).

3.2.2 Описание математической модели

Для расчета начальной конфигурации модели ДОС и восстановления АФР на ее выходах необходимо задать следующие параметры: N – количество выходов ДОС; A'_n, A''_n – АР на выходах 1-й и 2-й половин ДОС, $n = 1, 2 \dots N/2$; $f_{\text{норм}}$ – частота нормали; $f_{\text{н}}, f_{\text{в}}$ – нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона; $a \times b$ – сечение волновода ЛЗ; $n_{\text{норм}}$ – количество длин волн на частоте нормали, образующих период ЛЗ; a – размер широкой волноводной стенки ЛЗ; α – погонные потери в ЛЗ; ld – длина дополнительной ЛЗ; $a_1, a_2, a_3, l_{p1}, l_{p2}, l_{p3}$ – размеры широких волноводных стенок и соответствующие им длины каналов ФВ, включенных в схему; k – коэффициент деления мощности мостового устройства; $S_{12}(l_1, l_2), S_{13}(l_1, l_2)$ – зависимости комплексных амплитуд проходящей и ответвленной волн НО на заданной частоте от длин поперечной и продольной щелей.

Методика расчета АФР модифицированной ДОС и параметров ее начальной конфигурации состоит из следующих этапов.

1. Расчет коэффициентов связи НО с ЛЗ для 1-й и 2-й половин ДОС Cf'_n, Cf''_n по заданным значениям A'_n, A''_n согласно (3.4)–(3.6).

2. Вычисление длин поперечной и продольной щелей НО 1-й и 2-й половин ДОС $l_1'_n, l_2'_n, l_1''_n, l_2''_n$, путем интерполяции зависимости $|S_{13}(l_1, l_2)|$ на частоте $f_{\text{норм}}$ в точках Cf'_n, Cf''_n .

3. Вычисление амплитуд и фаз $|S_{12}|^{(')n}, \arg(S_{12})^{(')n}, |S_{13}|^{(')n}, \arg(S_{13})^{(')n}$ проходящих и ответвленных волн в НО ДОС на частотах $f_{\text{н}}, f_{\text{в}}$ и $f_{\text{норм}}$ путем интерполяции зависимостей $S_{12}(l_1, l_2), S_{13}(l_1, l_2)$ в точках $l_1^{(')n}, l_2^{(')n}$.

4. АР на выходах ДОС рассчитывается следующим образом:

$$\begin{aligned} A_{\Sigma}'_n &= 10 \lg[1 / (k + 1)] + P'_n; & A_{\Sigma}''_n &= 10 \lg[k / (k + 1)] + ad + P''_n \\ A_{\Delta}'_n &= 10 \lg[k / (k + 1)] + P'_n; & A_{\Delta}''_n &= 10 \lg[1 / (k + 1)] + ad + P''_n \end{aligned} \quad (3.23)$$

где $A_{\Sigma}^{(')n}, A_{\Delta}^{(')n}$ – АР суммарного и разностного каналов на выходах 1-й (2-й) половины ДОС; $n = 1, 2 \dots N/2$; $ad = \alpha S (N/2 - 1)$ – потери в дополнительной ЛЗ; α – погонные потери в ЛЗ [дБ/м]; $S = \Lambda_{\text{норм}} n_{\text{норм}}$ – длина периода ЛЗ; $P^{(')n}$ – мощность на выходах 1-й (2-й) половины ДОС при запитке соответствующей половины определяется как:

$$P'({}^{(n)})_n = P_d'({}^{(n)})_{n-1} + 20 \lg(|S_{13}|'({}^{(n)})_n), \quad (3.24)$$

где $n = 2, 3 \dots N/2-1$; $P'({}^{(n)})_1 = 20 \lg(|S_{13}|'({}^{(n)})_1)$, $P'({}^{(n)})_{N/2} = P_d'({}^{(n)})_{N/2-1}$ – мощность на 1-м и последнем выходах соответствующей половины ДОС; $P_d'({}^{(n)})_n$ – мощность, распространяющаяся в n -м периоде ЛЗ соответствующей части ДОС.

$$P_d'({}^{(n)})_n = P_d'({}^{(n)})_{n-1} + 20 \lg(|S_{12}|'({}^{(n)})_n) + L_p'({}^{(n)})_n, \quad (3.25)$$

где $n = 2, 3 \dots N/2-1$; $P_d'({}^{(n)})_1 = 20 \lg(|S_{12}|'({}^{(n)})_1) + L_p'({}^{(n)})_1$ – мощность, распространяющаяся в 1-м периоде ЛЗ; $L_p'({}^{(n)})_n = \alpha S$ – потери мощности в n -м периоде ЛЗ.

5. Расчет ФР на выходах ДОС:

$$\begin{aligned} \varphi_{\Sigma}'_n &= \varphi'_n; & \varphi_{\Sigma}''_n &= \varphi''_n + \varphi_d \\ \varphi_{\Delta}'_n &= \varphi_{\Sigma}'_n; & \varphi_{\Delta}''_n &= \varphi_{\Sigma}''_n + \pi \end{aligned} \quad (3.26)$$

где $\varphi_{\Sigma}'({}^{(n)})_n$, $\varphi_{\Delta}'({}^{(n)})_n$ – ФР суммарного и разностного каналов на выходах 1-й (2-й) половины ДОС; $n = 1, 2 \dots N/2$; φ_d – фазовый набег, обеспечиваемый дополнительной ЛЗ и каналом подключенного к ней фазовращателя:

$$\varphi_d = -2\pi [l_d / \Lambda + l_{p1} / \Lambda_{p1}] \quad (3.27)$$

где Λ , Λ_{p1} – длина волны в ЛЗ и ФВ на рассматриваемой частоте, рассчитанные согласно (2.2).

$$\varphi'({}^{(n)})_n = \varphi_d'({}^{(n)})_{n-1} + \arg(S_{13})'({}^{(n)})_n, \quad (3.28)$$

где $\varphi'({}^{(n)})_n$ – фазы на выходах 1-й (2-й) половины ДОС при запитке соответствующей половины; $n = 2, 3 \dots N/2-1$; $\varphi'({}^{(n)})_1 = \arg(S_{13})'({}^{(n)})_1$, $\varphi'({}^{(n)})_{N/2} = \varphi_d'({}^{(n)})_{N/2-1}$ – фаза на 1-м и последнем выходах соответствующей половины ДОС; $\varphi_d'({}^{(n)})_n$ – фаза, волны распространяющейся в n -м периоде ЛЗ соответствующей части ДОС.

$$\varphi_d'({}^{(n)})_n = \varphi_d'({}^{(n)})_{n-1} + \arg(S_{12})'({}^{(n)})_n + \varphi_s'({}^{(n)})_n, \quad (3.29)$$

где $n = 2, 3 \dots N/2-1$; $\varphi_d'({}^{(n)})_1 = \arg(S_{12})'({}^{(n)})_1 + \varphi_{s1}$ – фаза, волны распространяющейся в 1-м периоде, $\varphi_{s_n} = -2\pi S / \Lambda$ – фазовый набег на n -м периоде ЛЗ на рассматриваемой частоте; $\varphi_s'({}^{(n)})_{N/2-1} = -2\pi l_{p2(3)} / \Lambda_{p2(3)}$ – фазовый набег на последнем периоде ЛЗ соответствующей части ДОС на рассматриваемой частоте, обеспечиваемый фазовращателями схемы.

6. Корректировка длин периодов ЛЗ по результатам расчета ФР в соответствии с формулой (2.8). При этом $\Delta\varphi_n$ определяется на частоте $f_{\text{норм}}$ по формуле:

$$\Delta\varphi_n = \varphi'({}^{(n)})_1 - \varphi'({}^{(n)})_n - 2\pi S (n-1) / \Lambda \quad (3.30)$$

При расчете длин периодов $S_c'({}^{(n)})_n$ согласно (2.8) следует учитывать, что величины S , $\lambda_{\text{норм}}$, a должны быть выражены в мм, $\Delta\varphi_n$ – в градусах.

7. Пересчет потерь в дополнительной ЛЗ α_d и n -м периоде ЛЗ $L_p'({}^{(n)})_n$ с учетом значений $S_c'({}^{(n)})_n$, полученных при корректировке при $n = 1, 2 \dots N/2-1$:

$$\alpha_d = \alpha \sum_n S_c'_n; \quad L_p'({}^{(n)})_n = \alpha S_c'({}^{(n)})_n \quad (3.31)$$

8. Расчет суммарной и разностной ДН АРЧС в плоскости частотного сканирования:

$$F_{\Sigma}(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_{\Sigma_n} e^{j\frac{2\pi f}{c} d(n-1)\sin\theta} e^{-j(\varphi_{\Sigma_n} + \varphi_{c_n})} \right| F_r(\theta);$$

$$F_{\Delta}(\theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_{\Delta_n} e^{j\frac{2\pi f}{c} d(n-1)\sin\theta} e^{-j(\varphi_{\Delta_n} + \varphi_{c_n})} \right| F_r(\theta),$$
(3.32)

где при $n = 1, 2 \dots N/2$: $A_{\Sigma_n} = A_{\Sigma'_n}$, $A_{\Delta_n} = A_{\Delta'_n}$, $\varphi_{\Sigma_n} = \varphi_{\Sigma'_n}$, $\varphi_{\Delta_n} = \varphi_{\Delta'_n}$;
 при $n = N/2+1, N/2+2 \dots N$: $A_{\Sigma_n} = A_{\Sigma''_{n-N/2}}$, $A_{\Delta_n} = A_{\Delta''_{n-N/2}}$, $\varphi_{\Sigma_n} = \varphi_{\Sigma''_{n-N/2}}$, $\varphi_{\Delta_n} = \varphi_{\Delta''_{n-N/2}}$;
 $F_r(\theta)$ – ДН линейной решетки излучателей АРЧС в плоскости частотного сканирования; d – шаг АРЧС; θ – угловая координата; φ_{c_n} – фазовая поправка, обусловленная корректировкой длин периодов ЛЗ и величиной φ_{r_n} , учитывающей необходимость обеспечения противофазности линейных решеток излучателей по отношению друг к другу при длине периода S кратной $\Lambda_{\text{норм}}/2$.

$$\varphi_{c_n} = \varphi_{r_n} - 2\pi P_{S_n} / \Lambda, \quad (3.33)$$

где $\varphi_{r_n} = [(-1)^n + 1] \pi/2$; при длине периода S кратной $\Lambda_{\text{норм}}$: $\varphi_{r_n} = 0$; при $n = 1, 2 \dots N/2$:
 $P_{S_n} = P_{S'_{n-1}}$, $P_{S'_0} = 0$; при $n = N/2+1, N/2+2 \dots N$: $P_{S_n} = P_{S''_{n-1-N/2}}$, $P_{S''_0} = 0$; при $n = 1, 2 \dots N/2-1$:

$$P_{S'_{(n)}} = \sum_n (S_{c'_{(n)}} - S) \quad (3.34)$$

9. Оптимизация параметров модели ld , a_1 , a_2 , a_3 , lp_1 , lp_2 , lp_3 , k по критериям заданных характеристик суммарной и разностной ДН в плоскости частотного сканирования (таблица 2.1).

3.2.3 Результаты моделирования

Результаты моделирования восстановления АФР ДОС по методике п. 3.2.2, реализованной в пакете *MathCAD*, приведены в таблице 3.2 и на рисунке 3.20. Оптимизация параметров модели ДОС осуществлялась методом последовательных приближений [94].

Таблица 3.2 – Параметры ДН и начальной конфигурации ДОС АРЧС.

№ п.	Параметр	Значение	
		АРЧС S-диапазона	АРЧС X-диапазона
1	Сектор сканирования, град	44,9	35,17
2	Максимальный УБЛ суммарной ДН, дБ	-31,7 / -30,5*	-30,9 / -30,3*
3	Глубина нуля разностной ДН, дБ	-38,2 / -33,6*	-34,8 / -31,4*
4	Модуль разности амплитуд в максимумах разностной ДН, дБ	0,02 / 0,09*	0,05 / 0,21*
5	ld , м	18,4	7,08
6	lp_1 , м / a_1 , мм	1,2 / 65,7	0,13 / 22,4
7	lp_2 , lp_3 , м / a_2 , a_3 , мм	0,458 / 66,7	0,114 / 22,4
8	k	0,94	0,96

* – минимальное / максимальное значения в рабочем диапазоне частот

В таблице 3.2 представлены основные характеристики суммарной и разностной ДН, рассчитанные на основании восстановленного АФР, а также соответствующие им параметры начальной конфигурации модели ДОС. Отклонение восстановленного АФР от теоретического на выходах ДОС моноимпульсной АРЧС S -диапазона показаны на рисунках 3.20 *а* и 3.20 *б*; отклонение АФР для АРЧС X -диапазона – на рисунках 3.20 *в* и 3.20 *г*. На рисунках 3.20 *а* и 3.20 *в* тонкими линиями показано отклонение АР суммарного канала, утолщенными линиями – отклонение АР разностного канала.

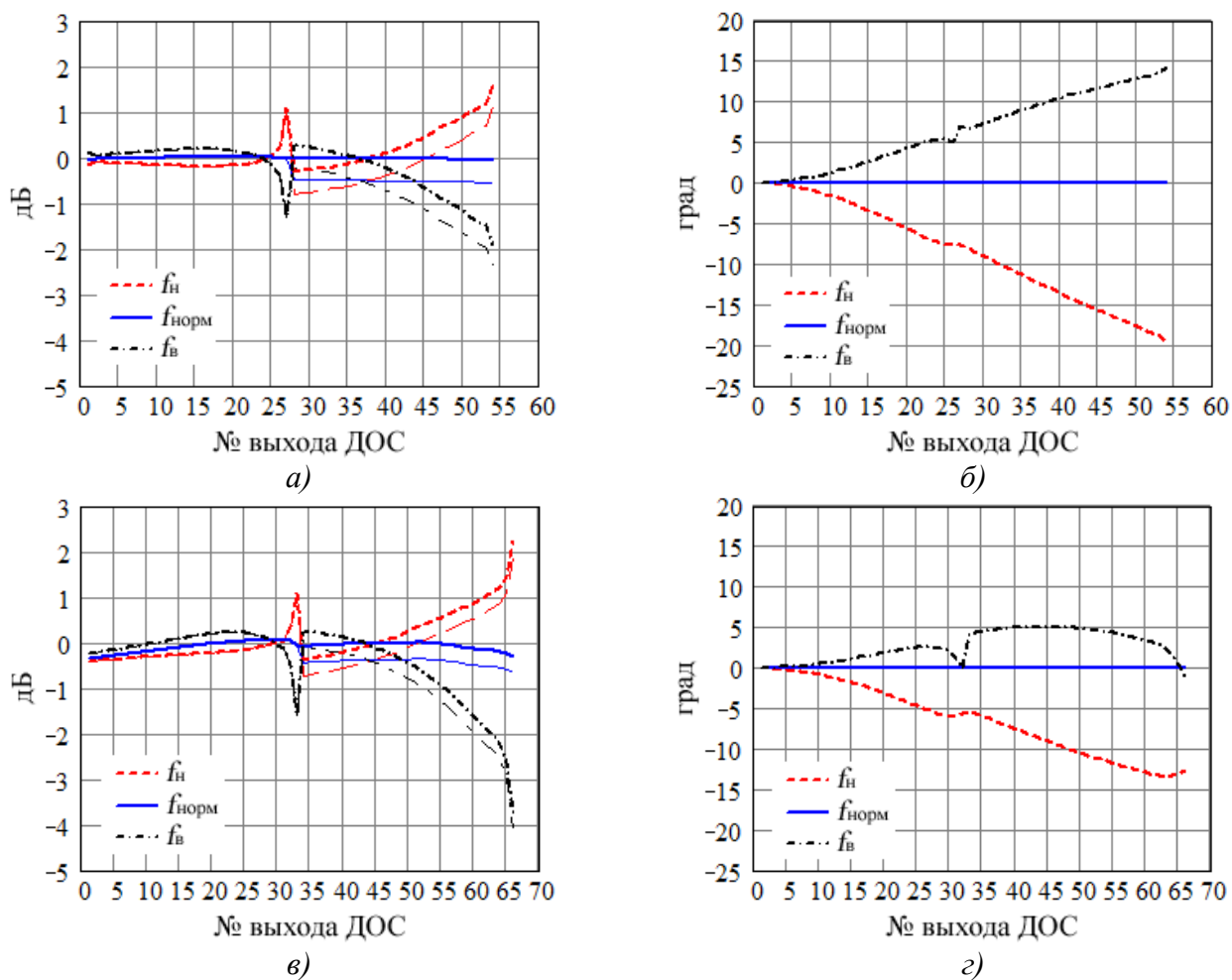


Рисунок 3.20 – Результаты моделирования восстановления АФР ДОС: *а*), *в*) – отклонение восстановленного АР от теоретического; *б*), *г*) – отклонение восстановленного ФР от линейного теоретического.

Размеры поперечной и продольной щелей НО, а также длины периодов ЛЗ для начальной конфигурации ДОС моноимпульсной АРЧС S -диапазона приведены на рисунке 3.24.

3.3 Моделирование моноимпульсной АРЧС S -диапазона

3.3.1 Полноволновое моделирование ВЩЛ излучателей

Одним из ключевых моментов при расчете параметров конструкции ВЩЛ является определение конкретных размеров каждой щели, необходимых для обеспечения требуемого

уровня связи щели с бегущей волной в волноводе, а соответственно, и АР, требуемого для формирования заданных характеристик ДН [97, 98]. Предварительная оценка коэффициента связи наклонной щели на узкой стенке волновода выполнена в соответствии с формулой (2.1). Уточнение результатов для конкретных условий произведено при электродинамическом расчете характеристик излучающей щели методом конечных элементов. На рисунке 3.23 *а* приведены графики зависимости коэффициента связи щели с волноводом C_f и глубины врезания H_s от угла наклона щели φ (см. рисунок 2.6 *а*).

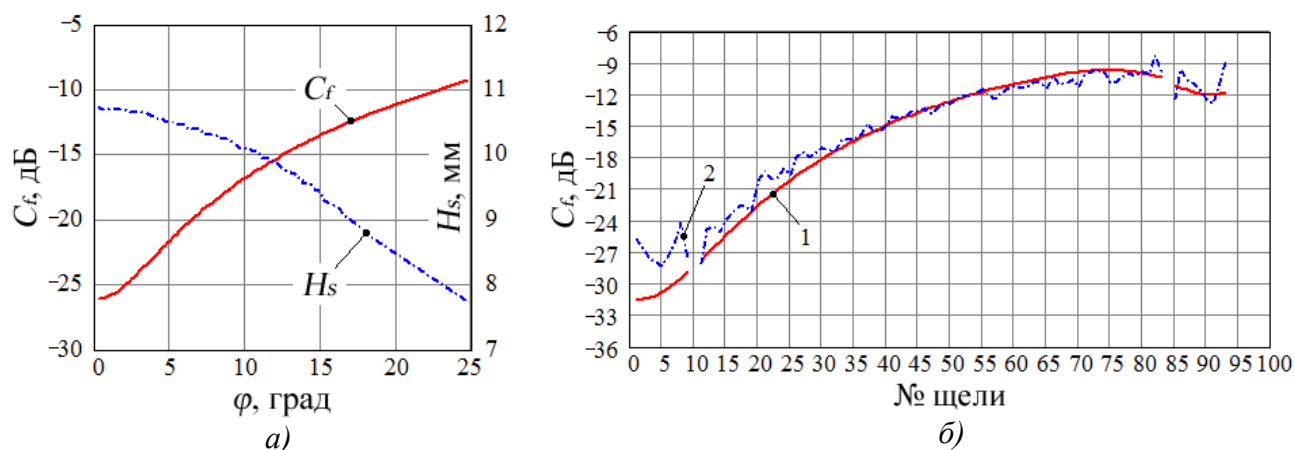


Рисунок 3.21 – Результаты моделирования ВЩЛ: *а*) – зависимость коэффициента связи щели с волноводом (C_f) и глубины врезания (H_s) от угла наклона щели (φ); *б*) – коэффициенты связи щелей с питающим волноводом: 1 – до оптимизации (начальная конфигурация модели), 2 – после оптимизации модели.

В соответствии с полученными графиками определена начальная конфигурация ВЩЛ и разработана трехмерная модель для электродинамического анализа МКЭ. С целью учета взаимных связей моделирование ВЩЛ проводилось в окружении соседних ВЩЛ излучателей, с соответствующим заданием периодических граничных условий (рисунок 3.27). При моделировании для получения требуемых характеристик ДН в горизонтальной плоскости, итерационным способом производилась оптимизация электродинамической модели ВЩЛ в части последовательного пересчета коэффициентов связи щелей с волноводом (рисунок 3.21 *б*), и соответственно, коррекции их геометрических параметров. Критерием сходимости процесса являлось приближение ближнего поля ВЩЛ, рассчитываемого при моделировании, к спадающему АР, принятому к реализации (рисунок 2.5) с точностью, обеспечивающей УБЛ ДН не более -30 дБ. Такой подход позволил минимизировать значения амплитудных ошибок в излучающем раскрытии ВЩЛ до уровня $\pm 0,5$ дБ и получить по результатам моделирования характеристики ДН, показанные на рисунке 3.22.

Расчетный КСВН на входе ВЩЛ не превышает уровня 1,25 в рабочей полосе частот. Максимум ДН при изменении частоты имеет отклонение от $2,2^\circ$ до $6,45^\circ$ к входу ВЩЛ относительно нормали. При расчете МКЭ сетка разбиения модели состояла из 733 076 тетраэдров. При вычислениях было задействовано 16,9 Гб оперативной памяти. На ПК с

процессором *Intel Core i7-4770* с тактовой частотой 3,4 ГГц и 32 ГБ оперативной памяти при использовании 8 ядер ЦПУ продолжительность расчета на 3-х частотах составляла 1 час 5 минут.

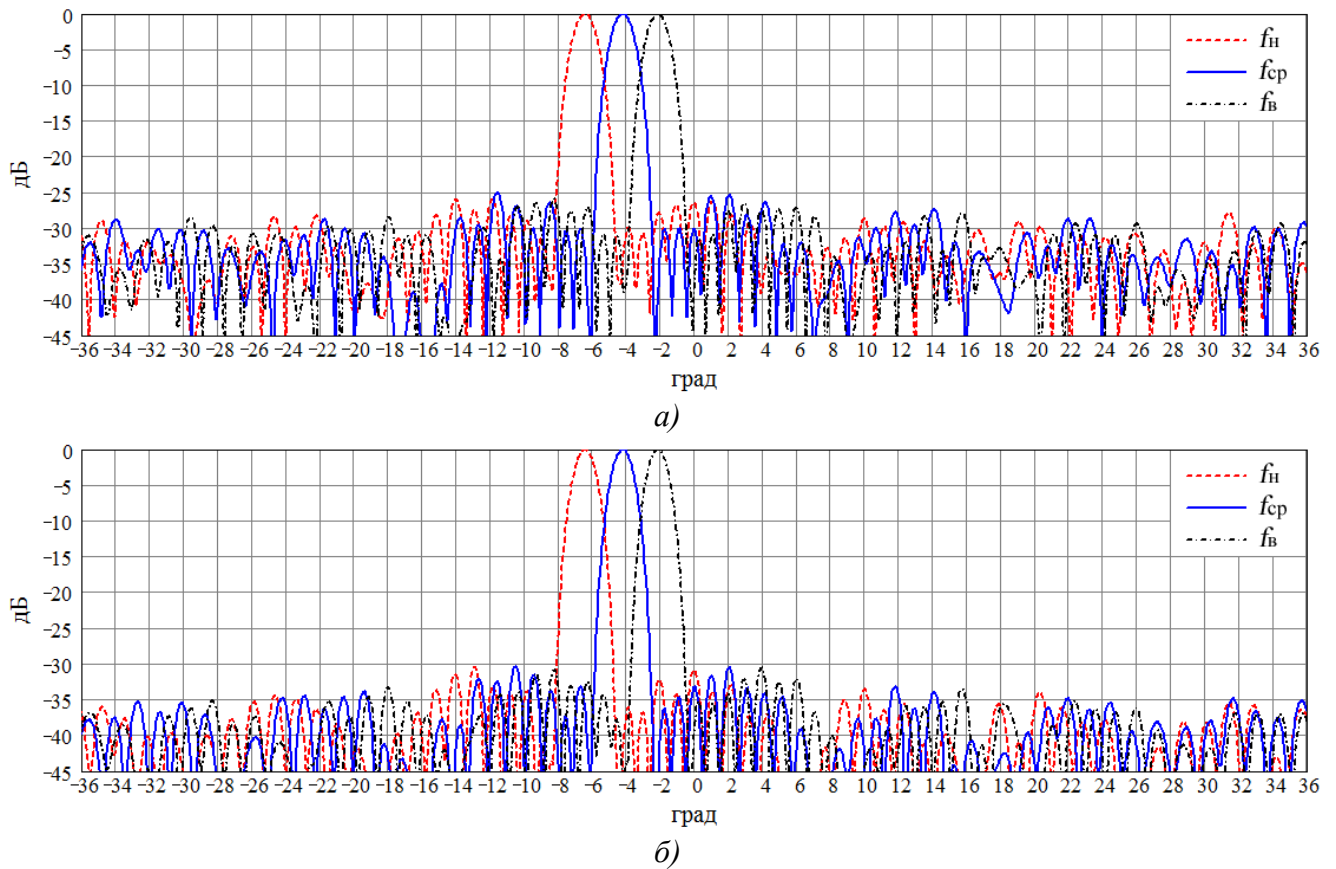


Рисунок 3.22 – ДН ВЦЛ в E -плоскости: *а)* – до оптимизации (начальная конфигурация модели); *б)* – после оптимизации модели.

3.3.2 Полноволновое моделирование последовательной ДОС

Основные геометрические размеры начальной конфигурации ДОС определены по результатам проведенных расчетов и рассмотренных способов компенсации фазовых ошибок и амплитудной балансировки половин схемы (см. подраздел 2.2.2), с учетом методики подраздела 3.2.2. В соответствии с рассчитанной конфигурацией основных элементов (петель ЛЗ, НО, ФВ, ВМУ, САР, СФР и типовых волноводных узлов) с целью анализа и оптимизации рабочих характеристик методом конечных элементов была разработана компьютерная модель ДОС, приведенная на рисунке 3.23.

В процессе оптимизации модели для обеспечения необходимого положения сектора сканирования относительно нормали к раскрытию, а также компенсации случайных фазовых ошибок, связанных с конечным уровнем согласования отдельных элементов схемы, итерационным способом была произведена дополнительная коррекция длин регулярных участков волноводных петель замедляющей системы в соответствии с формулой (2.8). Геометрические размеры поперечных и продольных щелей НО также корректировались на

каждой очередной итерации пересчета длин петель для устранения искажений амплитудного распределения, связанных с взаимным влиянием НО по основной волне. Критерием сходимости процесса являлось максимально возможное приближение АФР на выходах ДОС, рассчитываемого при моделировании, к теоретическому АФР, принятому к реализации, позволяющее минимизировать значения амплитудных и фазовых ошибок в излучающем раскрыве АРЧС до величин, обеспечивающих требуемые характеристики ДН.

Вид А

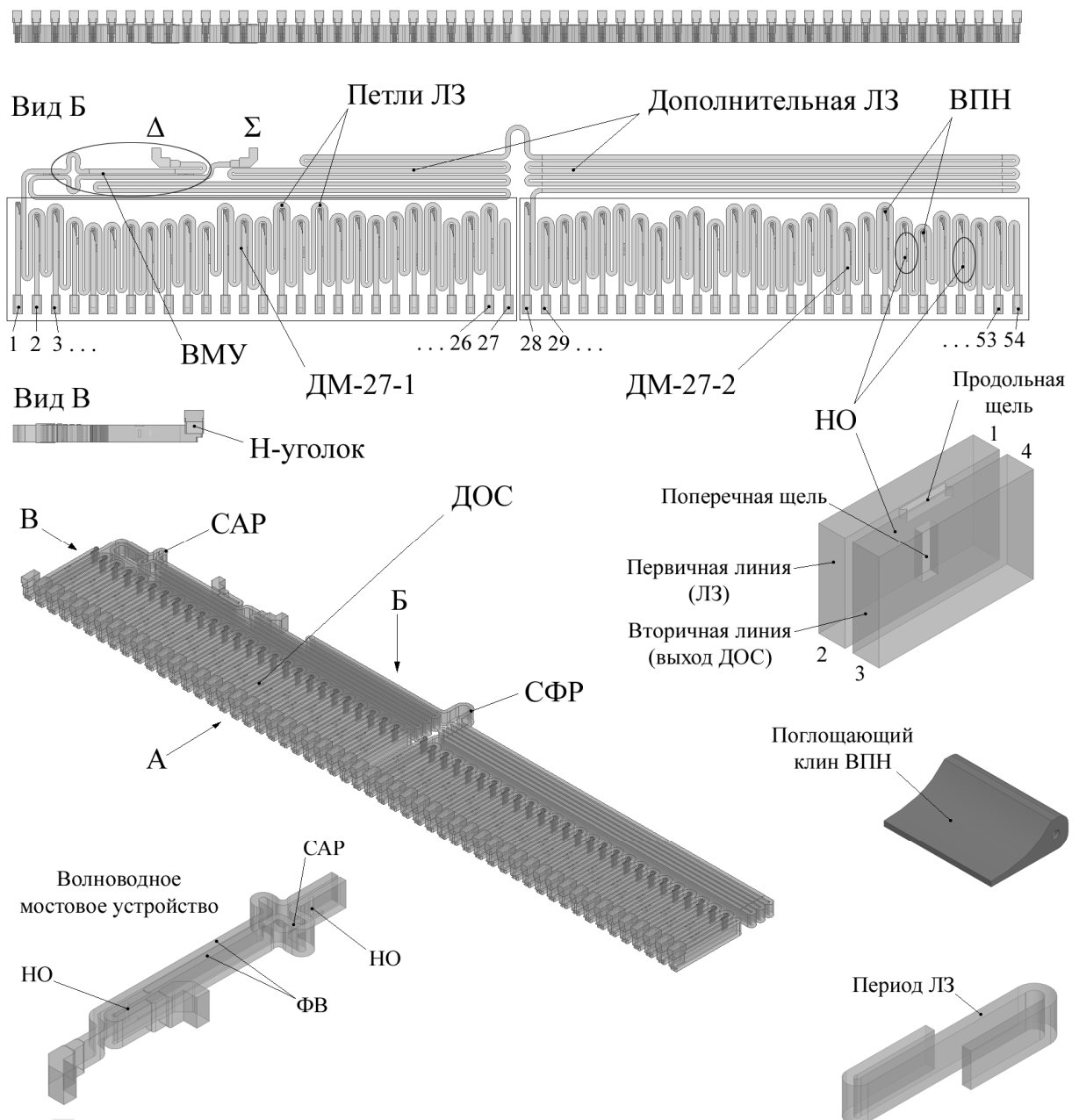


Рисунок 3.23 – Модель ДОС для численного анализа МКЭ

Результаты расчета размеров поперечной (l_1) и продольной (l_2) щелей НО и длин периодов ЛЗ (S_{cn}), полученные при оптимизации компьютерной модели ДОС на последней итерации, показаны на рисунке 3.24 точками, линиями показаны размеры начальной

конфигурации ДОС. Длины каналов ФВ, включенных в схему, также были откорректированы и составили: $l_{p1} = 1,248$ м, $l_{p2} = l_{p3} = 0,456$ мм. Коэффициент деления мощности волноводного мостового устройства (k), обеспечивающий требуемые значения УБЛ суммарной ДН и глубины нуля разностной ДН составил 0,92. Расположение щелей связи НО и периодов ЛЗ относительно осевой линии ДОС соответствует данным рисунка 3.12.

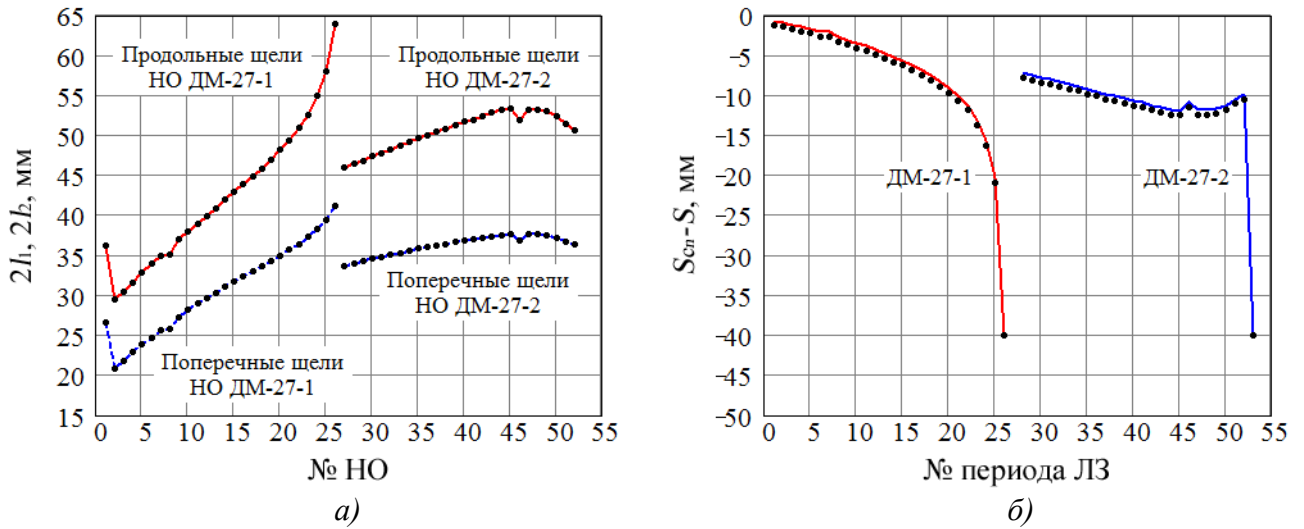


Рисунок 3.24 – Основные геометрические размеры конфигурации ДОС: а) – размеры поперечной и продольной щелей НО; б) – длины периодов ЛЗ.

С целью проверки эффективности подхода, предложенного в подразделе 3.1.4, обеспечивающего подавление эффектов «нормали» и «ослепления» АРЧС, моделирование МКЭ выполнено для 2-х вариантов расположения периодических неоднородностей в ДОС, показанных на рисунке 3.25.

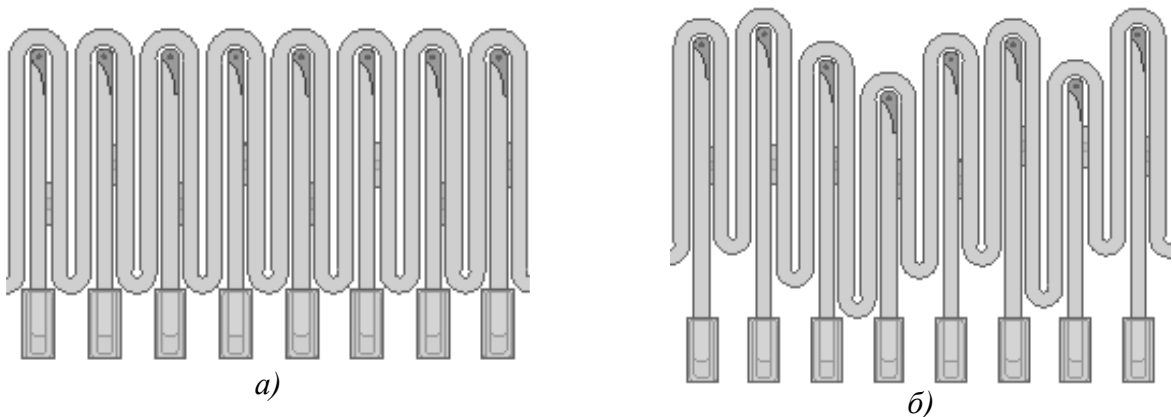


Рисунок 3.25 – Варианты ДОС для анализа МКЭ: а) – фрагмент ДОС АРЧС S -диапазона (четные и нечетные группы НО смещены друг относительно друга на $\Lambda_{\text{норм}}/4$, смещение периодов ЛЗ отсутствует); б) – оптимизированная геометрия ДОС АРЧС S -диапазона.

На рисунке 3.26 представлены характеристики АФР, достигнутые после оптимизации модели ДОС (рисунок 3.23 и 3.25 б). Для упрощения интерпретации фазового распределения

запитка четных выходов (волновых портов) модели производилась в противофазе по отношению к нечетным выходам.

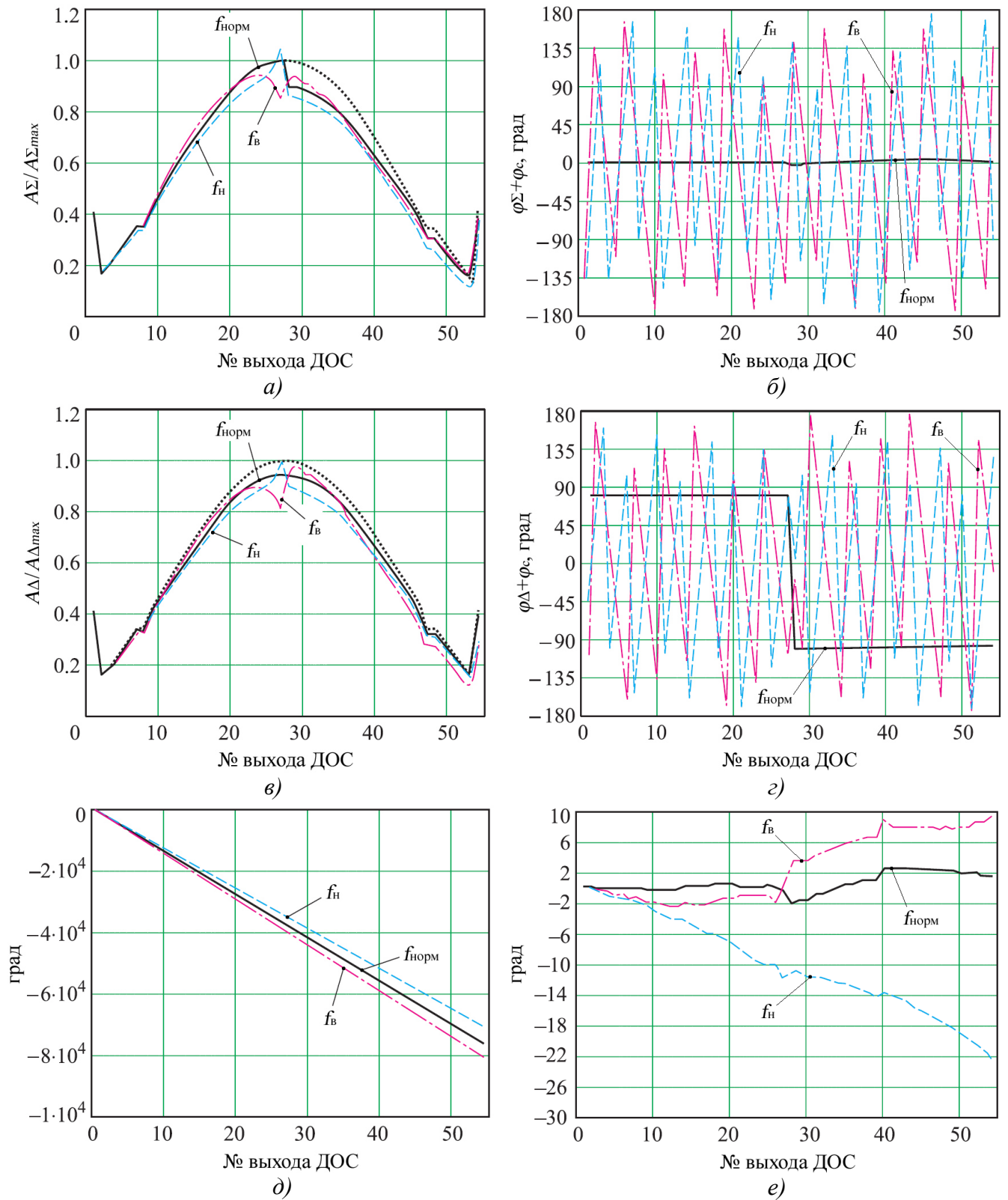


Рисунок 3.26 – Характеристики ДОС, достигнутые после оптимизации: а) – АР суммарного канала (точками обозначено теоретическое АР); б) – ФР суммарного канала; в) – АР разностного канала; г) – ФР разностного канала; д) – линейное теоретическое ФР; е) отклонение ФР от линейного теоретического.

КСВН суммарного и разностного входов ДОС, был рассчитан в 30-ти частотных точках рабочего диапазона для случаев, показанных на рисунке 3.25.

При расчете МКЭ сетка разбиения модели состояла из 2 052 213 тетраэдров. При вычислениях было задействовано 23,5 ГБ оперативной памяти. На ПК с процессором *Intel Core i7-4770* с тактовой частотой 3,4 ГГц и 32 ГБ оперативной памяти при использовании 8 ядер ЦПУ продолжительность расчета на 3-х частотах составляла 18 часов. Для проведения расчета на каждой дополнительной частоте необходимо 3 часа 19 минут машинного времени.

Для модели ДОС (рисунок 3.25 а) наблюдается как эффект «нормали», обусловленный синфазным суммированием на входах Σ и Δ отражений от изгибов ЛЗ при отсутствии смещения между ними, так и эффект «ослепления», вызванный разносом четных и нечетных групп НО на $\Lambda_{\text{норм}}/4$. При этом КСВН на частоте нормали составил 2,06 и 1,74 для каналов Σ и Δ , соответственно; на верхней границе рабочего диапазона $\text{КСВН}_{\Sigma} = 4,68$, $\text{КСВН}_{\Delta} = 2,83$; на нижней границе – $\text{КСВН}_{\Sigma} = 3,14$, $\text{КСВН}_{\Delta} = 1,97$. После оптимизации структуры ДОС (рисунок 3.25 б) в точках рабочего диапазона частот максимальные выбросы $\text{КСВН}_{\Sigma} < 1,32$, $\text{КСВН}_{\Delta} < 1,27$. Полученные результаты имеют приемлемое согласование с данными численно-экспериментального моделирования, приведенными на рисунках 3.9 и 3.11.

Таким образом, результаты строгого электродинамического анализа характеристик суммарно-разностной ДОС АРЧС S-диапазона подтверждают эффективность предложенного в подразделе 3.1.4 подхода, который обеспечивает подавление эффектов «нормали» и «ослепления» антенны, при незначительном увеличении среднего уровня КСВН в рабочем диапазоне частот.

3.3.3 Численное моделирование излучающего полотна АРЧС

Структура элементарной ячейки излучающего полотна моноимпульсной АРЧС S-диапазона показана на рисунке 3.27. Модель состоит из двух нечетных (1) и одной четной (2) ВЩЛ. Четная ВЩЛ имеет противофазный наклон излучающих щелей по отношению к нечетным. В модели также заложены фторопластовые крышки (3), предназначенные для защиты ВЩЛ от внешних воздействующих факторов. Шаг между ВЩЛ составляет 70 мм. Для имитации запитки ВЩЛ предусмотрены волновые порты 5, 6, 7. В качестве поглощающих нагрузок в модели используются волновые порты 8, 9, 10. Для моделирования излучающего полотна АРЧС на противоположно расположенных горизонтальных стенках ячейки заданы периодические граничные условия (4). На фронтальной стенке задано граничное условие излучения в свободное пространство.

На рисунке 3.28 приведены суммарная (1) и разностная (2) ДН на частоте $f_{\text{в}}$, суммарная (3) и разностная (4) ДН на частоте $f_{\text{норм}}$, суммарная (5) и разностная (6) ДН на частоте $f_{\text{н}}$.

- 1 - нечетный ВЦЛ излучатель
- 2 - четный ВЦЛ излучатель
- 3 - фторопластовая крышка
- 4 - периодические ГУ
- 5, 6 - волновой порт
- 7, 8 - оконечная нагрузка

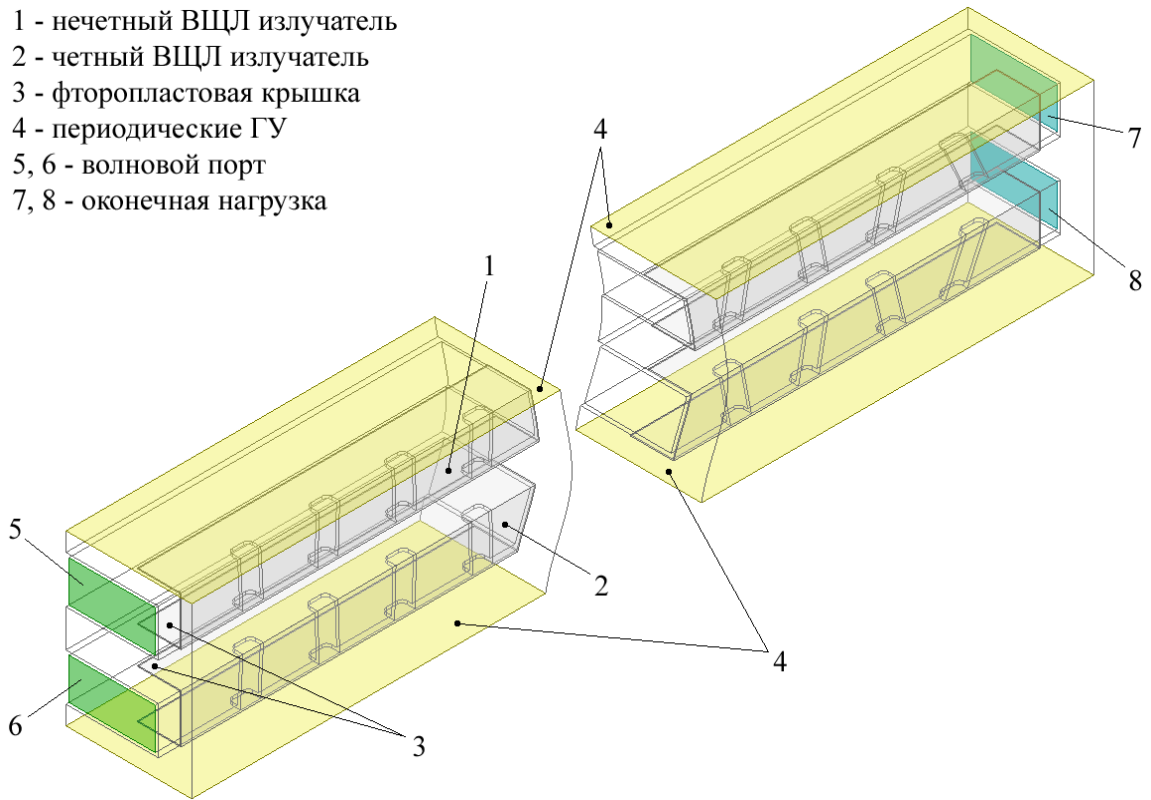


Рисунок 3.27 – Структура элементарной ячейки излучающего полотна АРЧС.

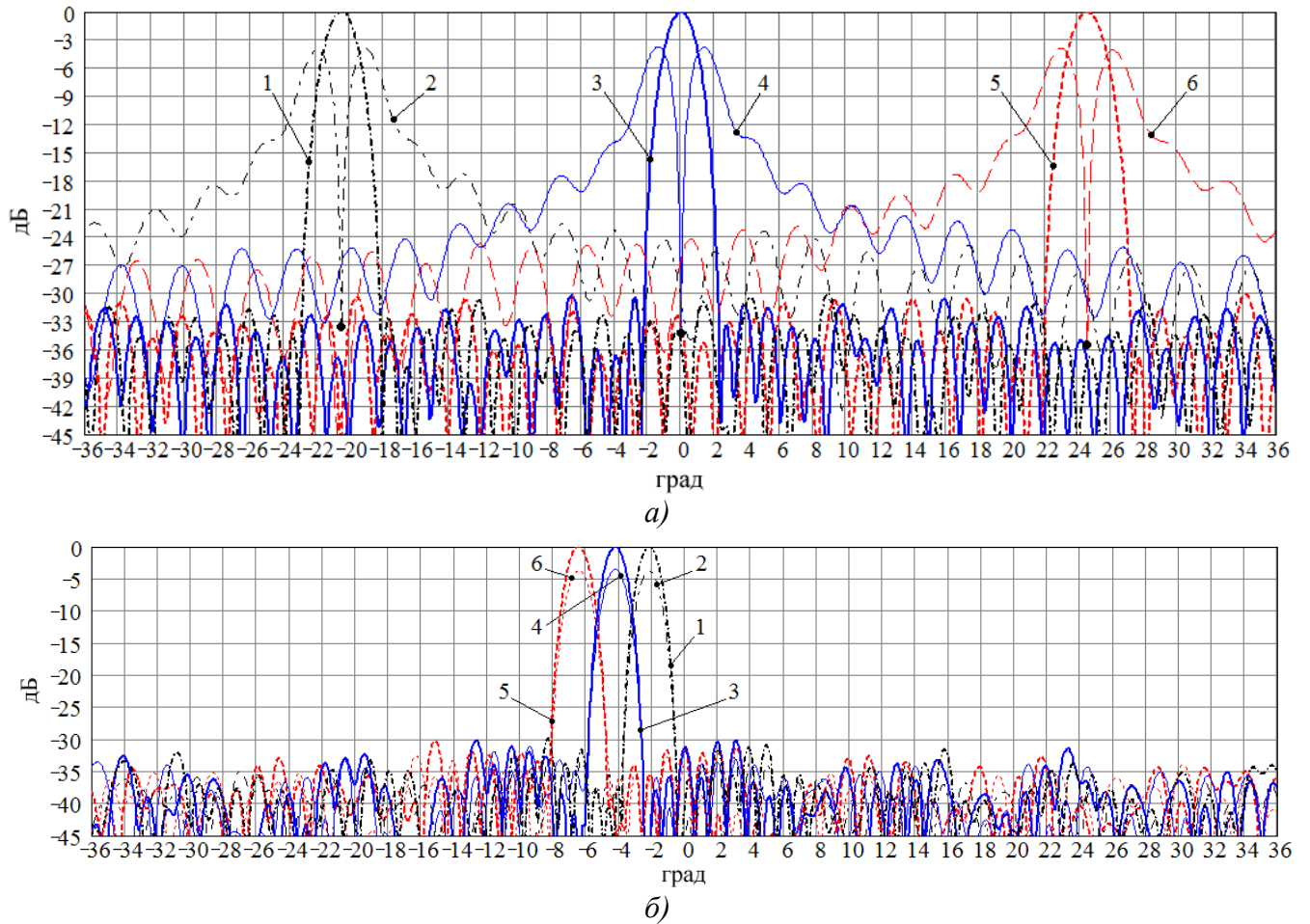


Рисунок 3.28 – ДН суммарного и разностного каналов АРЧС S -диапазона: *а*) – в угломестной плоскости (H -плоскость); *б*) – в азимутальной (E -плоскость).

ДН получены в результате решения задачи излучения на основе МКЭ с применением периодических граничных условий [99], при известных комплексных амплитудах волн (рисунок 3.25 *a-z*), падающих на ВЩЛ излучателя. Кроссполяризационные ДН [62, 76] представлены на рисунке 3.29.

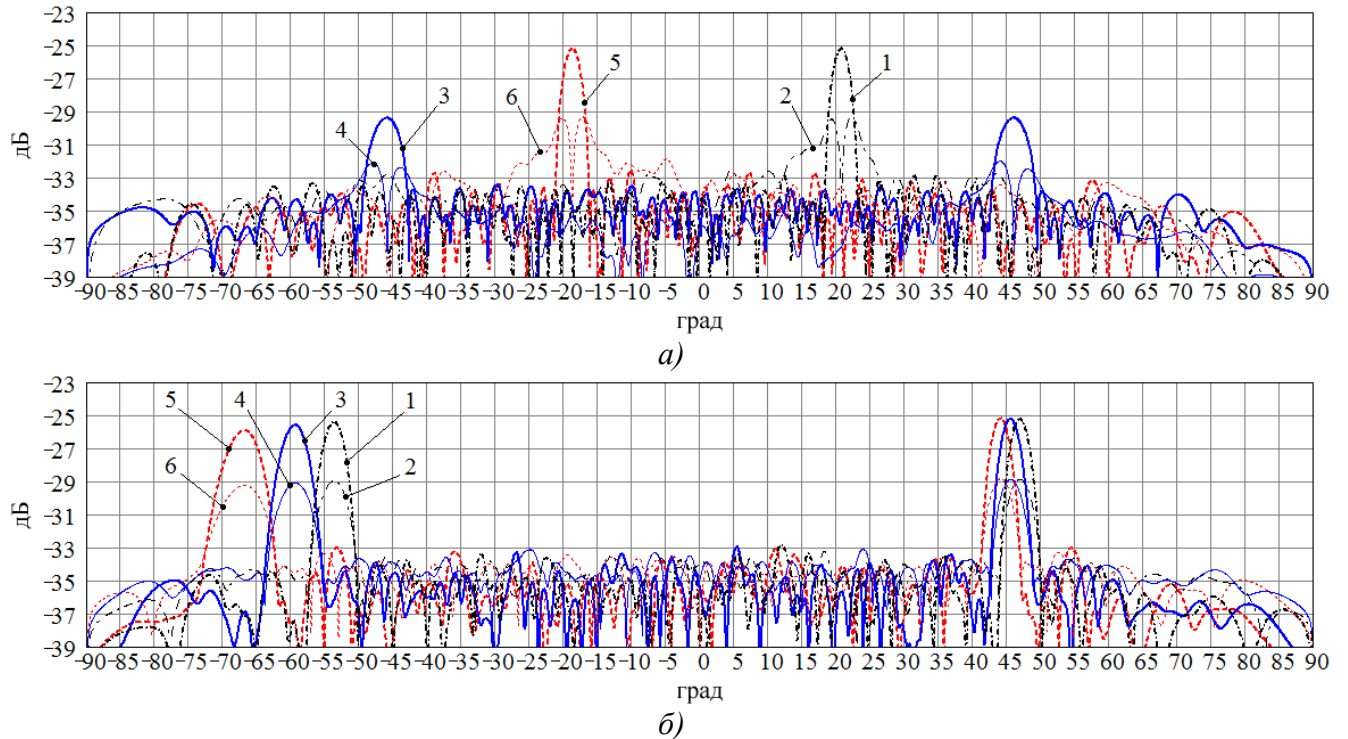


Рисунок 3.29 – Кроссполяризационные ДН суммарного и разностного каналов АРЧС *S*-диапазона: *a*) – в угломестной плоскости; *б*) – в азимутальной плоскости.

Таким образом, результаты моделирования АРЧС *S*-диапазона подтверждают возможность ее практической реализации на базе предложенной схемы построения (рисунок 2.3, 2.18) с характеристиками, соответствующими требованиям таблицы 2.1, а также эффективность разработанных технических решений по модификации последовательной ДОС.

3.4 Моделирование моноимпульсной АРЧС *X*-диапазона

В данном подразделе представлены результаты моделирования модифицированной последовательно-параллельной ДОС, волноводных излучателей и излучающего полотна моноимпульсной АРЧС *X*-диапазона.

3.4.1 Полноволновое моделирование ДОС и волноводных излучателей

Компьютерные модели волноводных излучателей и 66-канального ДМ, предназначенные для строгого электродинамического анализа на основе МКЭ АРЧС *X*-диапазона, показаны на рисунке 3.30.

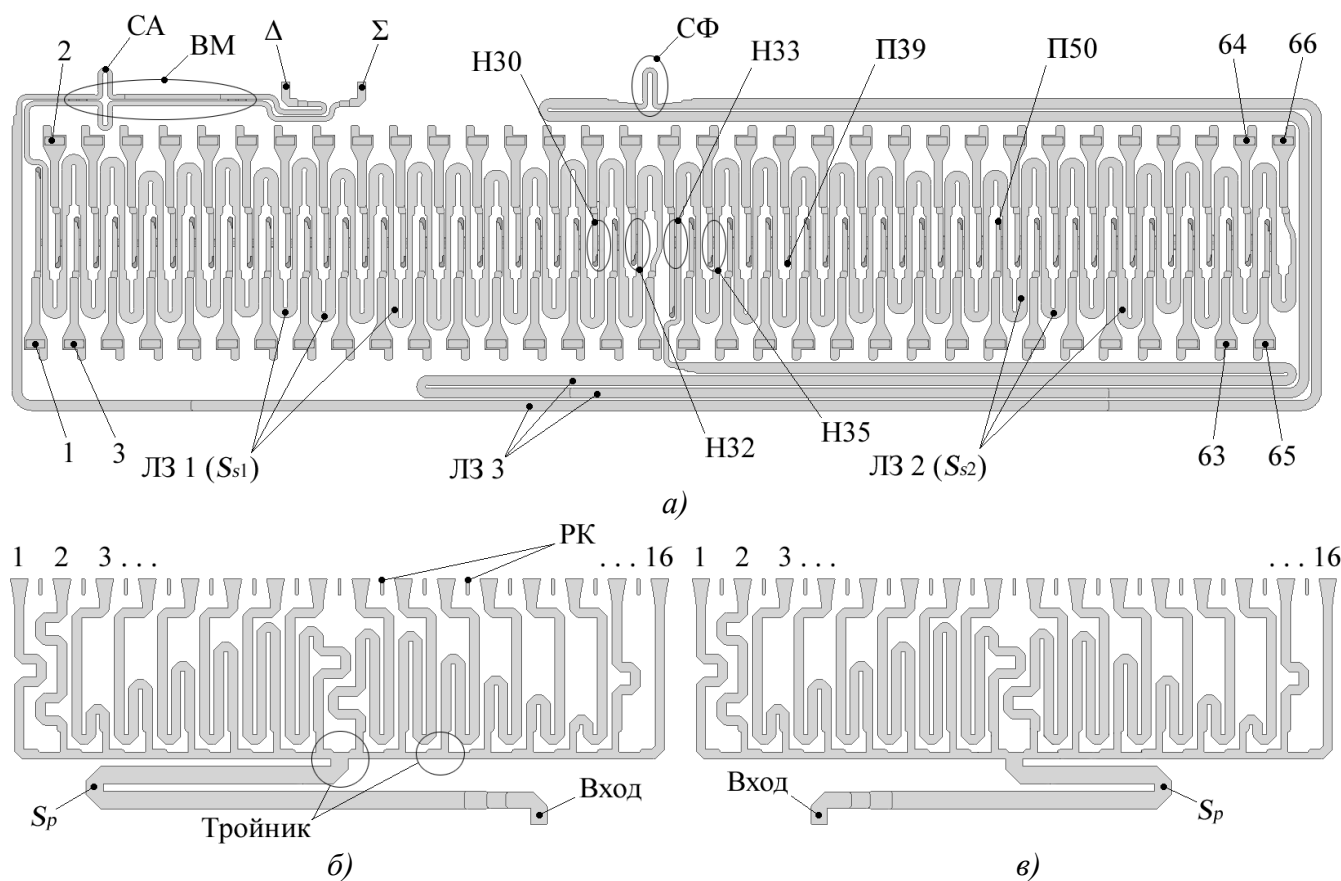


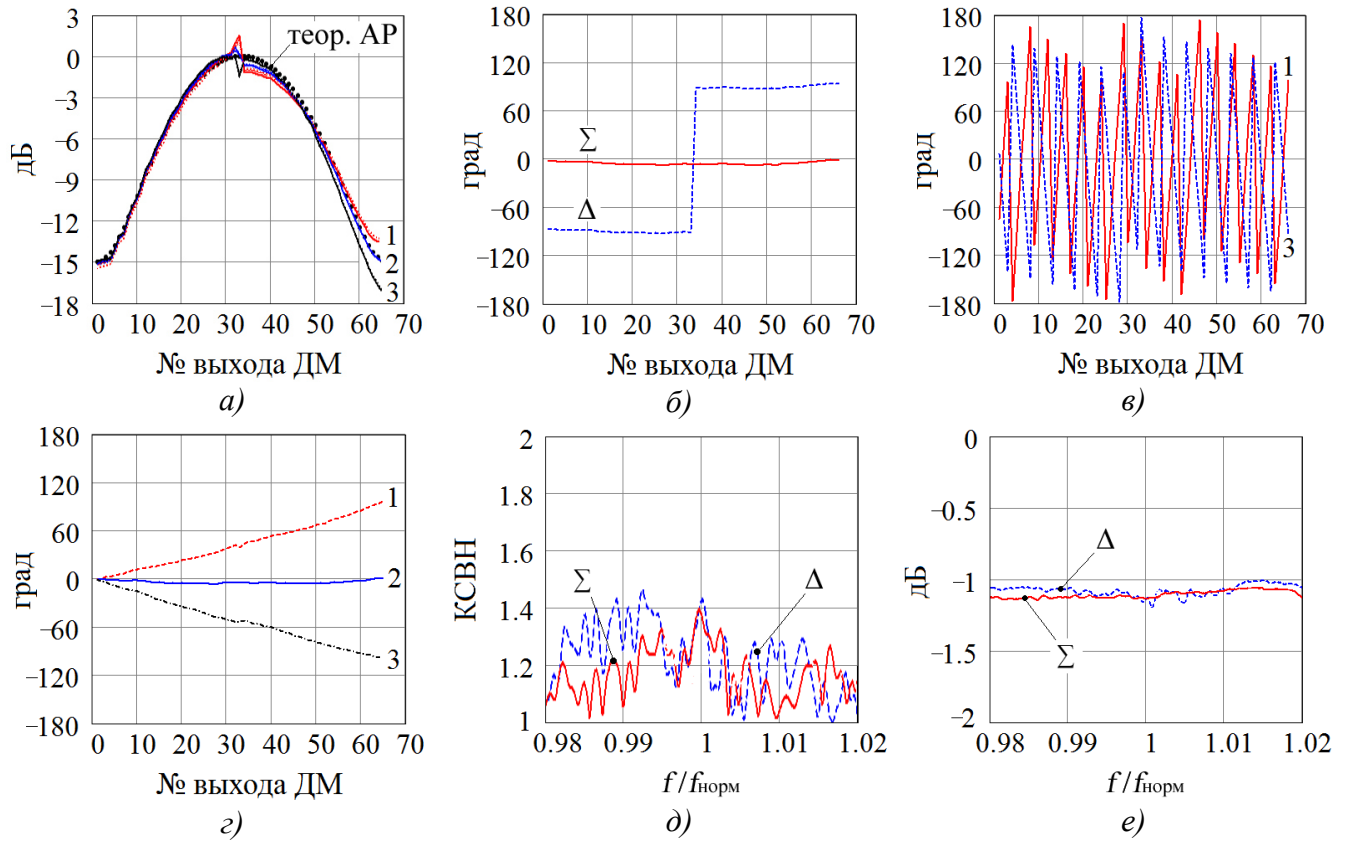
Рисунок 3.30 – Модели составных частей АРЧС X -диапазона для численного анализа МКЭ:
 а) – 66-канальный ДМ; б) – четный волноводный излучатель;
 в) – нечетный волноводный излучатель.

Структура модели 66-канального ДМ (рисунок 3.30 а) полностью соответствует разработанной схеме построения (рисунок 2.22) и представляет собой воздушную полость волноводной топологии с заданными соответствующим образом граничными условиями для имитации материала волноводных стенок (алюминиевый сплав ВД-95 с шероховатостью 1,2 мкм), а также волноводных входов и выходов, возбуждаемых основным типом колебаний H_{10} . Характеристики ДМ, полученные при анализе модели, оптимизированной по аналогии с ДОС АРЧС S -диапазона, представлены на рисунке 3.31. Моделирование АРЧС также выполнялось для 2-х вариантов расположения периодических неоднородностей в ДОС, показанных на рисунке 3.32.

Сетка разбиения модели состояла из 1 651 015 тетраэдров. При вычислениях было задействовано 30,7 Гб оперативной памяти. На ПК с процессором *Intel Core i7-4770* с тактовой частотой 3,4 ГГц и 32 Гб оперативной памяти при использовании 8 ядер ЦПУ продолжительность расчета на 3-х частотах составляла 20 часов. Для проведения расчета на каждой дополнительной частоте необходимо 2 часа 56 минут машинного времени.

КСВН суммарного и разностного входов ДОС, был рассчитан в 30-ти частотных точках рабочего диапазона для случаев, показанных на рисунке 3.25. Для модели ДОС (рисунок 3.32 а)

на частоте нормали $KСВН_{\Sigma} = 1,15$, $KСВН_{\Delta} = 1,13$; на верхней границе рабочего диапазона $KСВН_{\Sigma} = 9,72$, $KСВН_{\Delta} = 4,91$, на нижней границе – $KСВН_{\Sigma} = 4,69$, $KСВН_{\Delta} = 2,98$. После оптимизации (рисунок 3.32 б) в рабочем диапазоне частот $KСВН_{\Sigma} < 1,41$, $KСВН_{\Delta} < 1,46$, что также приемлемо согласуется с данными, приведенными на рисунке 3.16.



1 – нижняя частота, 2 – частота нормали, 3 – верхняя частота

Рисунок 3.31 – Характеристики 66-канального ДМ: а) – АР каналов Σ и Δ ; б) – ФР на частоте нормали; в) – ФР канала Σ ; г) – отклонение ФР каналов Σ и Δ от линейного теоретического; д) – КСВН входов Σ и Δ ; е) – КПД каналов Σ и Δ .

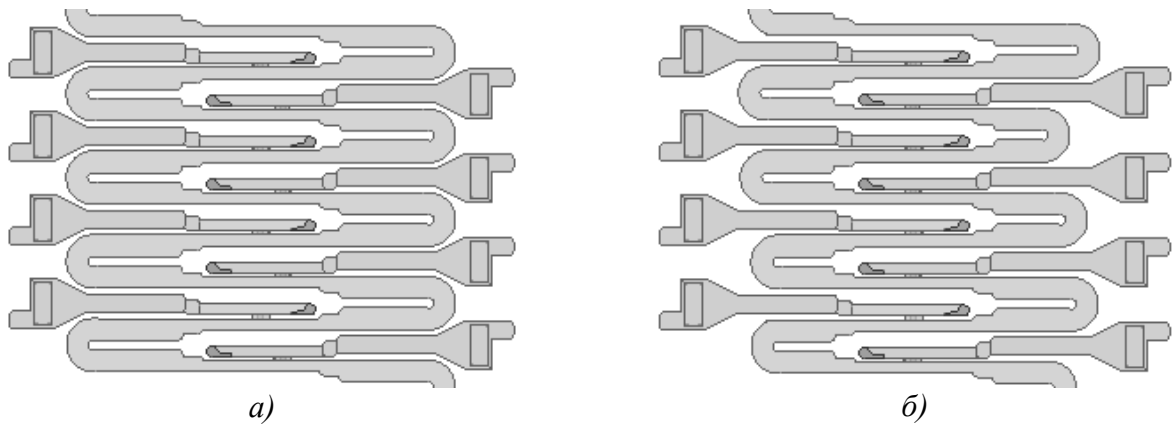


Рисунок 3.32 – Варианты ДОС для анализа МКЭ: а) – фрагмент ДОС АРЧС X-диапазона (четные и нечетные группы НО смещены друг относительно друга на $\Lambda_{норм}/4$, смещение изгибов ЛЗ отсутствует); б) – оптимизированная геометрия ДОС АРЧС X-диапазона.

На основании требований к форме ДН АРЧС в E -плоскости по синтезированному в среде *MathCad* методом парциальных диаграмм Вудворда-Лоусона [7] АФР (рисунок 2.24) произведена оценка геометрических параметров волноводных излучателей (габаритов раскрыва и шага между рупорами), а также приближенный расчет необходимых коэффициентов деления тройников и электрических длин каналов волноводной системы распределения мощности. По результатам проведенных расчетов определена волноводная топология излучателей. На рисунке 3.30 б, в показана конфигурация узких стенок волноводных каналов топологии нечетных и четных излучателей; широкая стенка ориентирована в ортогональном направлении (к наблюдателю). Для снижения взаимной связи между рупорами в излучателе предусмотрены развязывающие канавки (РК). ДН волноводных излучателей (столбцов АРЧС), полученные при моделировании, показаны на рисунке 3.34 штрихпунктирными линиями. Сетка разбиения модели состояла из 137 734 тетраэдров. При вычислениях было задействовано 2,15 ГБ оперативной памяти. Продолжительность расчета на 3-х частотах составляла 12 минут.

3.4.2 Численное моделирование излучающего полотна АРЧС

Структура элементарной ячейки излучающего полотна моноимпульсной АРЧС X -диапазона показана на рисунке 3.33. Модель состоит из волноводного излучателя – столбца АРЧС (1) и защитной радиопрозрачной панели толщиной 7 мм, которая выполнена на основе 2-х слоев препрега (обкладок с электрофизическими параметрами $\varepsilon = 4,5$ и $\text{tg}\delta = 0,015$) с заполнением между обкладками в виде сотопласта (2), имеющего $\varepsilon = 1,2$ и $\text{tg}\delta = 0,002$. Толщина одного слоя препрега (3) составляет 0,9 мм. Имитация запитки излучателей от ДОС в модели осуществляется через волновой порт 4. Для моделирования излучающего полотна АРЧС на противоположно расположенных вертикальных стенках ячейки заданы периодические граничные условия (5). На горизонтальной стенке задано граничное условие излучения в свободное пространство. Длина параллельного периода ДОС, размещенного в излучателе $S_p = S_0$ (3.18). Противофазность соседних излучателей, а также фазовый набег, обеспечиваемый различными параллельными периодами S_{p_n} , учитывались в комплексных амплитудах волн при запитке излучателей.

На рисунках 3.34 и 3.35 приведены ДН моноимпульсной АРЧС X -диапазона, полученные в результате решения задачи излучения на основе МКЭ с применением периодических граничных условий [96, 99], при известных комплексных амплитудах волн (рисунок 3.31 а-г), падающих на волноводные излучатели. На рисунках 3.34 и 3.35 нумерация 1, 2, 3 соответствует частотам $f_n, f_{\text{норм}}, f_v$.

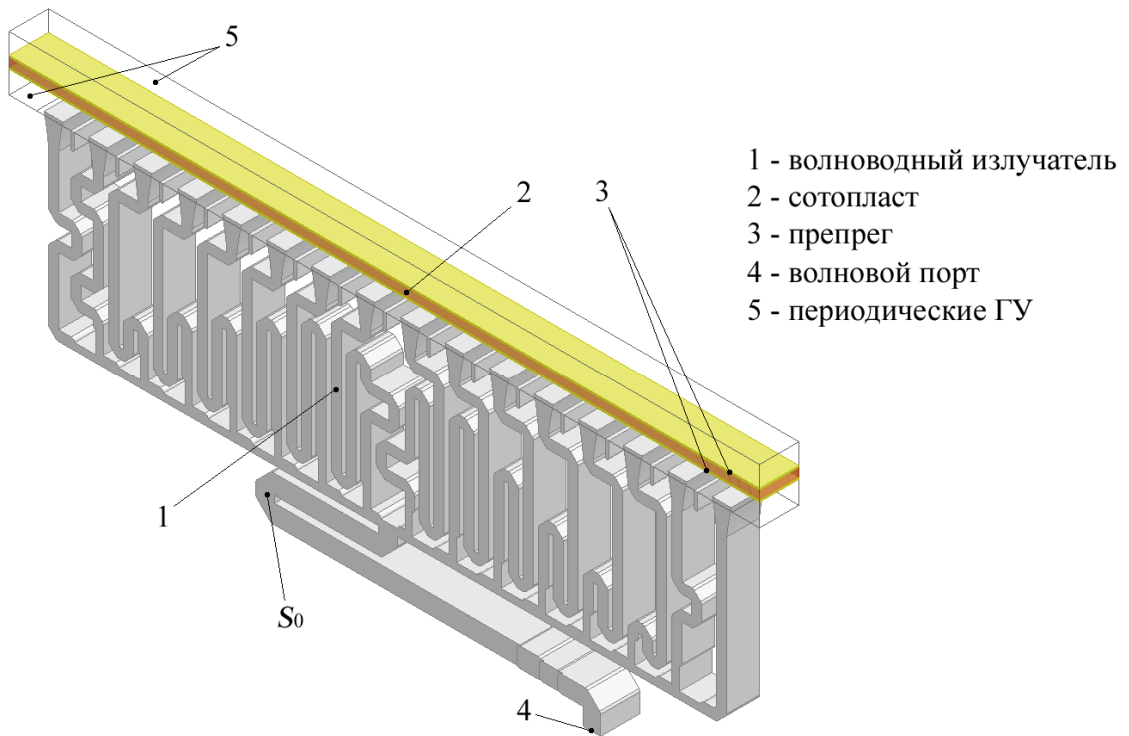


Рисунок 3.33 – Структура элементарной ячейки излучающего полотна АРЧС.

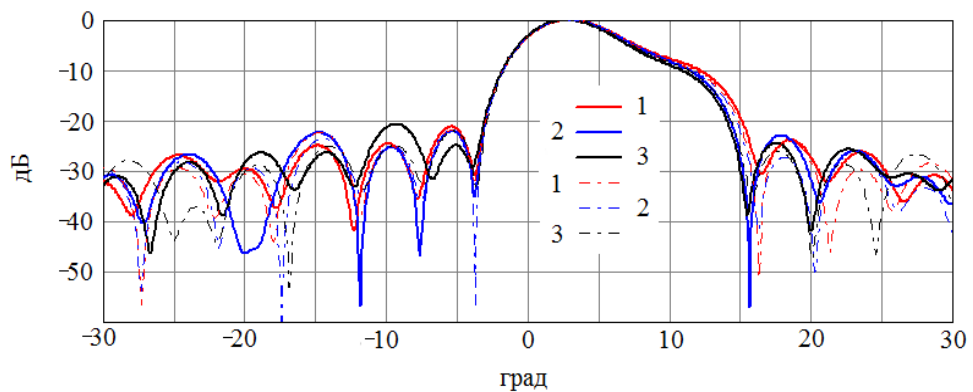


Рисунок 3.34 – ДН АРЧС X -диапазона в угломерной плоскости (E -плоскость), штрихпунктирными линиями показаны характеристики отдельного столбца.

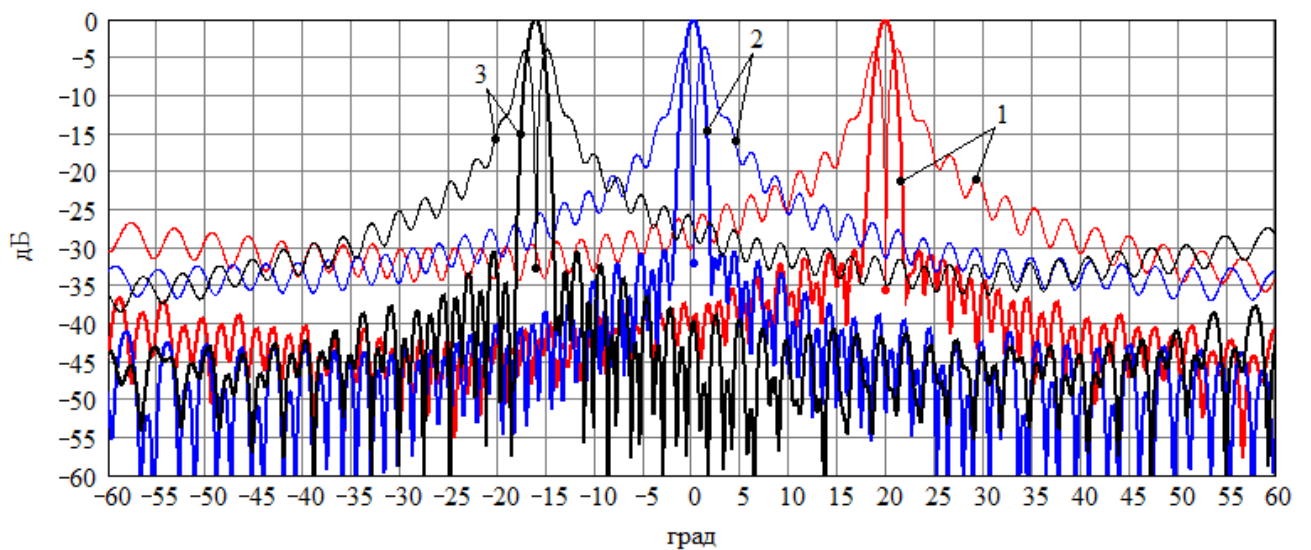


Рисунок 3.35 – ДН суммарного и разностного каналов АРЧС X -диапазона в азимутальной плоскости (H -плоскость).

Результаты моделирования моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона также подтверждают эффективность разработанных технических решений в части модификации последовательно-параллельной ДОС и возможность практической реализации требуемых радиотехнических характеристик антенны.

3.5 Выводы

1. Разработан программный алгоритм, предназначенный для численно-экспериментального моделирования частотной характеристики КСВН на входе многоканальной последовательной ДОС АРЧС. Выявлено, что в условиях широкоугольного частотного сканирования при устранении эффекта «нормали» путем смещения четных и нечетных групп неоднородностей – НО и изгибов ЛЗ друг относительно друга на расстояние $\Lambda_{\text{норм}}/4$, возникает эффект «ослепления» АРЧС на краях рабочей полосы. Данный эффект вызван практически синфазным суммированием отражений от неоднородностей на входе АРЧС, что обусловлено фазочастотной характеристикой волновода ЛЗ. Предложен способ согласования АРЧС с последовательным и последовательно-параллельным питанием излучателей, основанный на автоматизированном итерационном процессе поиска закона распределения элементов связи НО и изгибов ЛЗ в ДОС, который позволяет подавить эффекты «нормали» и «ослепления» при незначительном увеличении среднего уровня КСВН в рабочем диапазоне частот. Разработаны технические решения по реализации данного способа согласования в ДОС моноимпульсных АРЧС S - и X -диапазона.

2. Проведены численное моделирование и макетирование ключевого элемента ДОС – волноводного Т-щелевого НО с целью исследования его основных характеристик: диапазонных свойств, переходных ослаблений, направленности, согласования, предельно-допустимого уровня мощности, фазовых ошибок. Установлено, что основным критерием получения оптимальной конфигурации НО является согласование Т-образного окна связи с первичной и вспомогательной волноводными линиями в полосе рабочих частот, в требуемом диапазоне переходных ослаблений. Дан сравнительный анализ характеристик НО, полученных по результатам численного моделирования МКЭ и экспериментальных измерений, с результатами приближенного расчета в соответствии с известными аналитическими выражениями. Проведенные исследования позволяют реализовать технологичную конструкцию НО, интегрируемую с волноводными ДОС в качестве типового элемента распределения мощности.

3. В пакете *MathCAD* разработана программа, предназначенная для моделирования восстановления АФР, а также расчета и оптимизации параметров начальной конфигурации модели модифицированной ДОС для строгого электродинамического анализа.

4. На основе МКЭ выполнены численное моделирование и итерационная оптимизация ДОС и излучателей, что позволило определить основные радиотехнические характеристики, и подтвердило правильность заложенных технических решений для практической реализации моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС *S*-диапазона и моноимпульсной волноводной АРЧС *X*-диапазона.

Глава 4. Результаты экспериментальных исследований, конструктивные особенности и технологии производства моноимпульсных АРЧС

Представлены результаты экспериментальных измерений характеристик изготовленных опытных образцов моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС S -диапазона, выполненной на основе ДОС последовательного типа, а также моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона с последовательно-параллельной ДОС. Особое внимание уделено адекватным подходам к конструктивно-технологической реализации составных частей АРЧС с применением современных высокоэффективных технологий производства. Анализируются погрешности и дефекты, допускаемые в процессе изготовления, и выявленные при эксплуатации, представлены их обобщенная классификация и экспериментально-расчетная оценка влияния на радиотехнические характеристики антенн. Рассмотрены компактные конструкции оригинальных волноводных элементов, примененных в составе разработанных ДОС. Приведены соображения по конструктивно-технологическому исполнению ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов. Фотографии изготовленных моноимпульсных АРЧС показаны на рисунке 4.1.

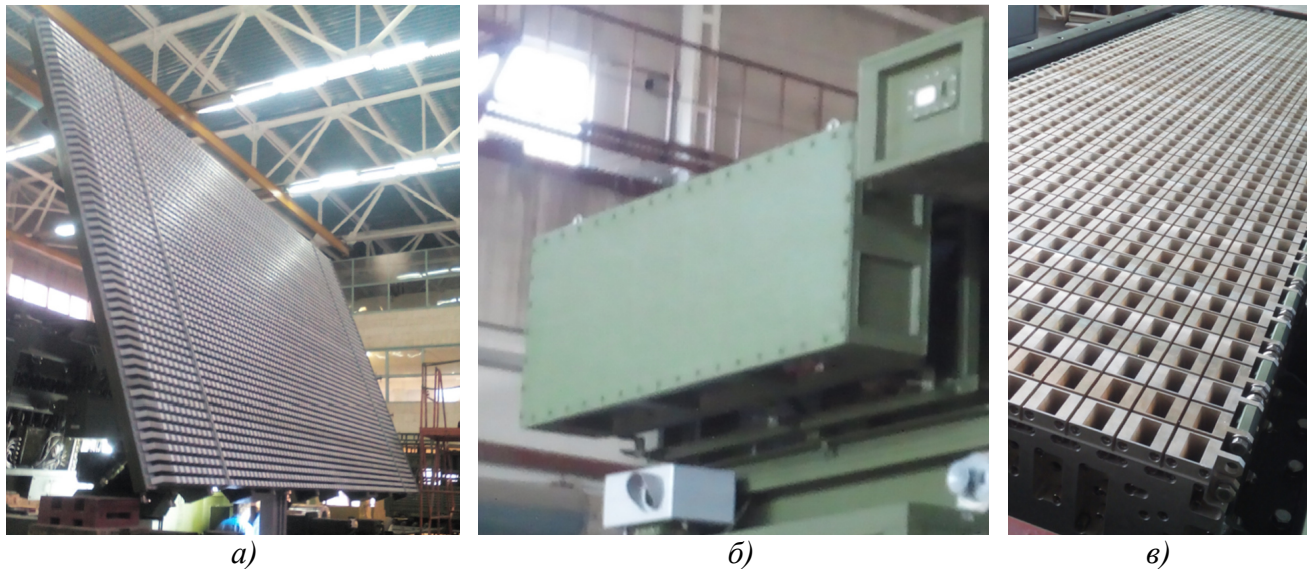


Рисунок 4.1 – Опытные образцы моноимпульсных АРЧС: *а)* – антенная система S -диапазона 125AC51; *б)* – антенная система X -диапазона 275AA02; *в)* – антенная система 275AA02 (без защитной радиопрозрачной панели).

4.1 Методы и средства измерений

Измерения ДН АРЧС производились на автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе (АИВК) ЦИВР.464972.001, представляющем собой устройство планарного сканирования, предназначенное для измерения характеристик направленных антенн

с коэффициентом усиления порядка 15 дБ и выше (рупорных, зеркальных антенн, фазированных антенных решеток). Определение параметров антенн при помощи АИВК осуществляется в ближней зоне излучения амплифазометрическим методом в соответствии с ГОСТ 8.309-78, ОСТ 4Г О.209.204 и ОСТ 4Г 0.209.213-84. Измерения в ближней зоне выполняются на расстоянии $Z_t = 2 \dots 5\lambda$ от излучающей поверхности антенны S (рисунок 4.2).

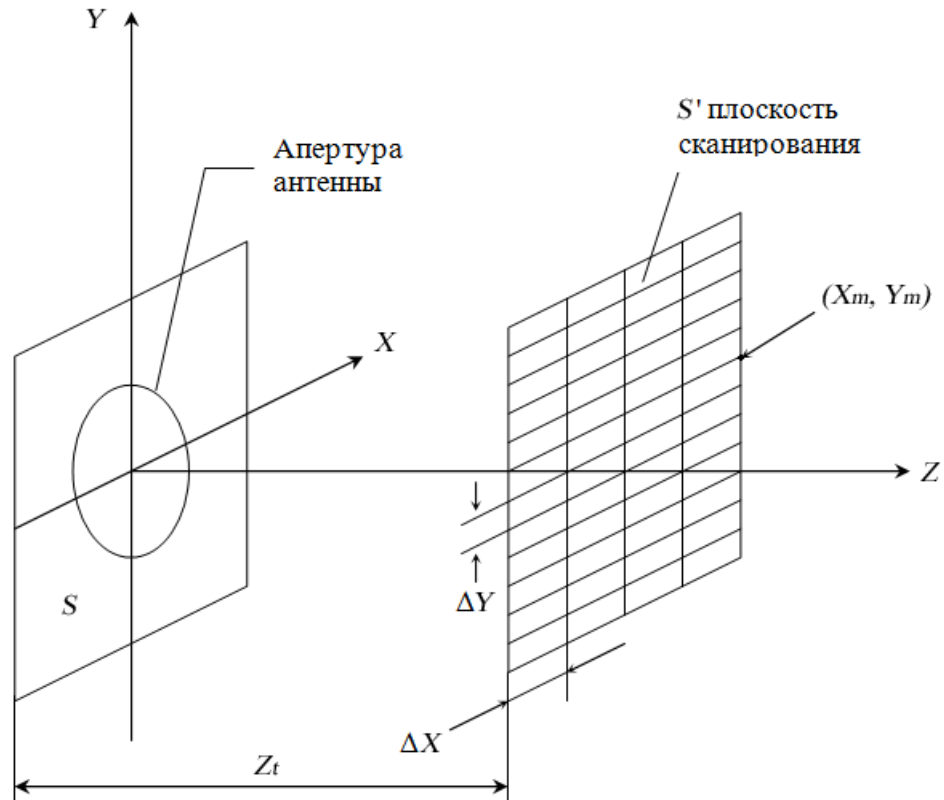


Рисунок 4.2 – Пространственное расположение апертуры АРЧС и плоскости сканирования.

При этом исследуемая антенна устанавливается стационарно, а небольшая вспомогательная слабонаправленная антенна-зонд механически перемещается вдоль плоской поверхности S' вблизи раскрыва по координатам X и Y , производя измерения поля в узлах (X_m, Y_m) заданной равномерной прямоугольной сетки с шагом $\Delta X = \Delta Y < \lambda/2$. Центральным звеном АИВК является анализатор цепей *Agilent PNA E8362B*, который работает под управлением ПК и решает ряд задач, основными из которых являются генерация зондовых сигналов с заданной частотой и длительностью, измерение амплитуды и фазы сигналов, поступающих на его вход от измеряемой антенны и преобразование их в цифровой код для последующей обработки. Программно-алгоритмическое обеспечение стенда позволяет по результатам измерений ближнего поля в частотной области рассчитывать полный набор радиотехнических характеристик антенн, в том числе амплитудные, фазовые и поляризационные ДН, коэффициент усиления. Решение задачи восстановления электромагнитного поля антенны в дальней зоне по измерениям ближнего поля основаны на теореме электродинамики о

единственности решений уравнений Максвелла [87] по известному распределению тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей \vec{E}_t, \vec{H}_t на некоторой замкнутой поверхности S , охватывающей антенну. Характеристики АИВК приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Основные метрологические характеристики АИВК.

Наименование характеристики	Значение
Диапазон рабочих частот	0,9...12,0 ГГц
Погрешность измерений АФР ЭМП до относительного уровня: – минус 10 дБ – минус 20 дБ – минус 30 дБ – минус 40 дБ	$\pm 0,6$ дБ / $\pm 6,0^\circ$ $\pm 1,0$ дБ / $\pm 9,0^\circ$ $\pm 1,4$ дБ / $\pm 12,0^\circ$ $\pm 1,8$ дБ / $\pm 15,0^\circ$
Погрешность измерений относительных уровней амплитудных ДН до: – минус 20 дБ – минус 30 дБ – минус 40 дБ	$\pm 1,4$ дБ $\pm 1,8$ дБ $\pm 3,0$ дБ
Погрешность измерений КУ антенны методом замещения при КСВН антенны не более 1,2 и погрешности измерений КУ эталонной антенны: – 12 % – 41 %	$\pm 1,6$ дБ $\pm 2,1$ дБ
Погрешность измерений ширины главного лепестка нормированных амплитудных ДН по уровню –3 дБ: – при ширине главного лепестка менее 3° – при ширине главного лепестка от 3° до 10° – при ширине главного лепестка от 10° до 20°	$\pm 0,1^\circ$ $\pm 0,2^\circ$ $\pm 0,8^\circ$
Размер рабочей области сканирования ($X \times Y$), не менее	9,4×8,5 м
Сектор углов восстанавливаемых ДН, не менее	60°

КСВН суммарного и разностного входов АРЧС, а также уровень развязки между ними измерялись с помощью анализатора цепей *Agilent PNA-L N5230C*. Для сопряжения волноводных входов АРЧС с измерительной аппаратурой, имеющей коаксиальные выходы – вилка, тип *N*, использованы коаксиально-волноводные переходы 124ВВ20 ЦИВР.468564.042 (72×34 мм) и 534ВВ29 ЦИВР.468564.043 (23×10 мм).

4.2 Результаты экспериментальных исследований разработанных АРЧС

Основные результаты экспериментальных исследований разработанных моноимпульсных АРЧС и некоторые конструктивные параметры приведены в таблице 4.2.

Измерения радиотехнических характеристик АРЧС *S*- и *X*-диапазона производились в относительной полосе частот 5% и 4,5%, соответственно.

Таблица 4.2 – Результаты экспериментальных измерений АРЧС *S*- и *X*-диапазона.

№	Параметр	Значение	
		АРЧС 125АС51	АРЧС 275АА02
1	Параметры ДН в азимутальной плоскости:	<i>E</i> -плоскость	<i>H</i> -плоскость
1.1	Сектор сканирования	–	–15,83°...+19,47°
1.2	Ширина суммарной ДН на уровне минус 3 дБ	1,14°±0,05°	1,51°±0,07°
1.3	Максимальный УБЛ суммарной ДН	–29,6 дБ	–29,1 дБ
1.4	Средний УБЛ суммарной ДН, не более: в секторе ±15° от максимума за пределами сектора ±15° от максимума	36,4 дБ	35,9 дБ
		41,2 дБ	41,6 дБ
1.5	Уровень пересечения суммарной и разн. ДН	–	–4,3±0,12 дБ
1.6	Глубина нуля разностной ДН, не более	–	–31,7 дБ
2	Параметры ДН в угломестной плоскости:	<i>H</i> -плоскость	<i>E</i> -плоскость тип ДН: $\text{cosec}^2(\theta)$
2.1	Сектор сканирования	–20,46°...+24,72°	0°...+12°
2.2	Ширина суммарной ДН на уровне минус 3 дБ	1,86°±0,12°	6,1°±0,3°
2.3	Максимальный УБЛ суммарной ДН	–29,4 дБ	–20,8 дБ
2.4	Уровень пересечения суммарной и разн. ДН	–4,29±0,09 дБ	–
2.5	Глубина нуля разностной ДН, не более	–32,9 дБ	–
3	Уровень кроссполяризации в направлении максимума главного лепестка ДН, не более	–29,3 дБ	–26,4 дБ
4	КУ суммарного канала, не менее	41,12 дБ	32,36 дБ
5	КСВН суммарного и разн. входов, не более	1,37	1,49
6	Развязка между суммарным и разностным входами, не более	–23,6 дБ	–22,3 дБ
7	Габаритные размеры (В×Ш×Г), мм	3749×6448×346	557×1656×269
8	Масса, кг	1476	284

4.2.1 Измеренные характеристики моноимпульсной АРЧС *S*-диапазона

Результаты экспериментальной проверки характеристик изготовленного опытного образца моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС *S*-диапазона – 125АС51 ЦИВР.464657.013, № 112151704, показанной на рисунке 4.1 *a*, приведены на рисунках 4.3 и 4.4 и в таблице 4.2. На рисунке 4.3 представлены суммарная и разностная ДН АРЧС, измеренные на 5-ти частотах рабочей полосы с интервалом между соседними частотами 1,25%. Тонкими пунктирными линиями показана погрешность измерения АИВК на уровнях –30 дБ и –40 дБ.

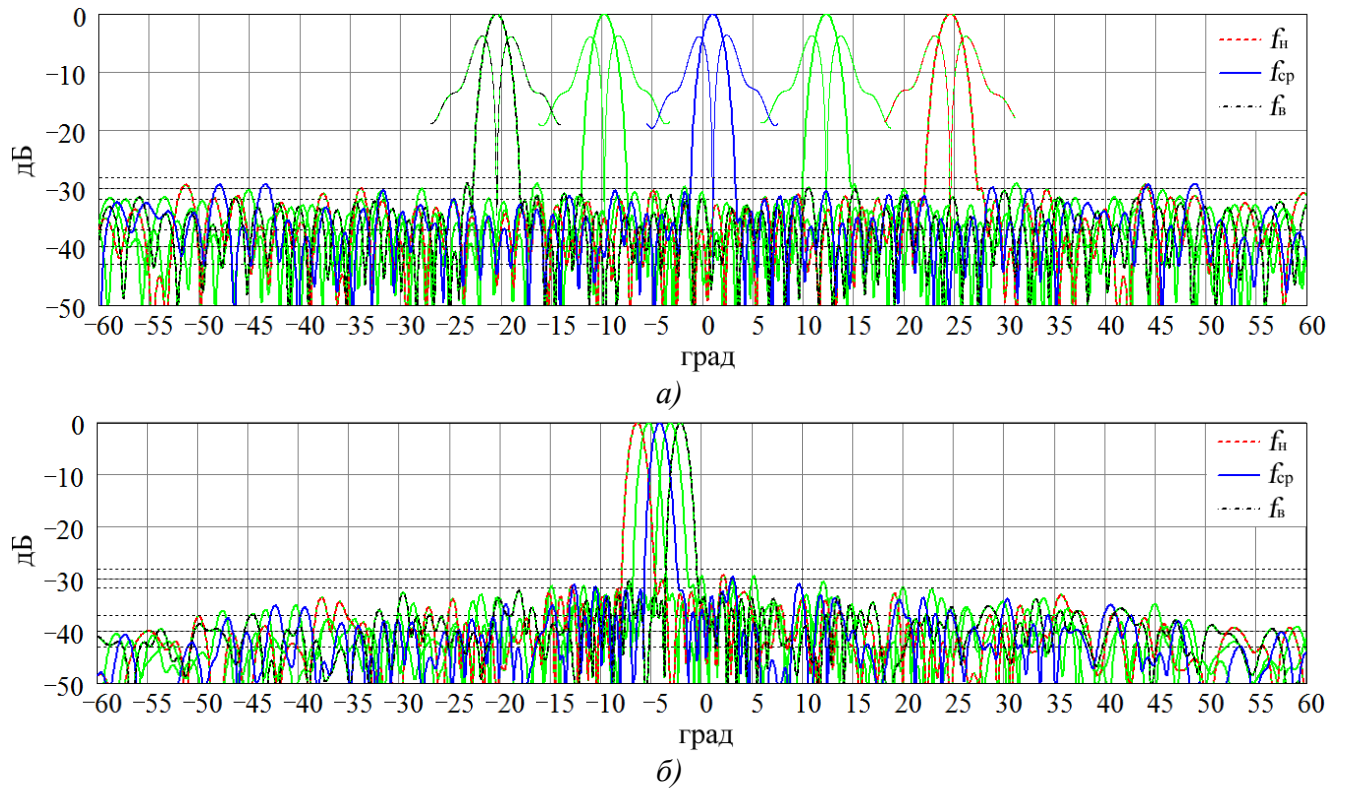


Рисунок 4.3 – Измеренные ДН моноимпульсной АРЧС S -диапазона: a) – суммарная и разностная ДН в плоскости частотного сканирования (H -плоскость); b) – суммарная ДН в E -плоскости.

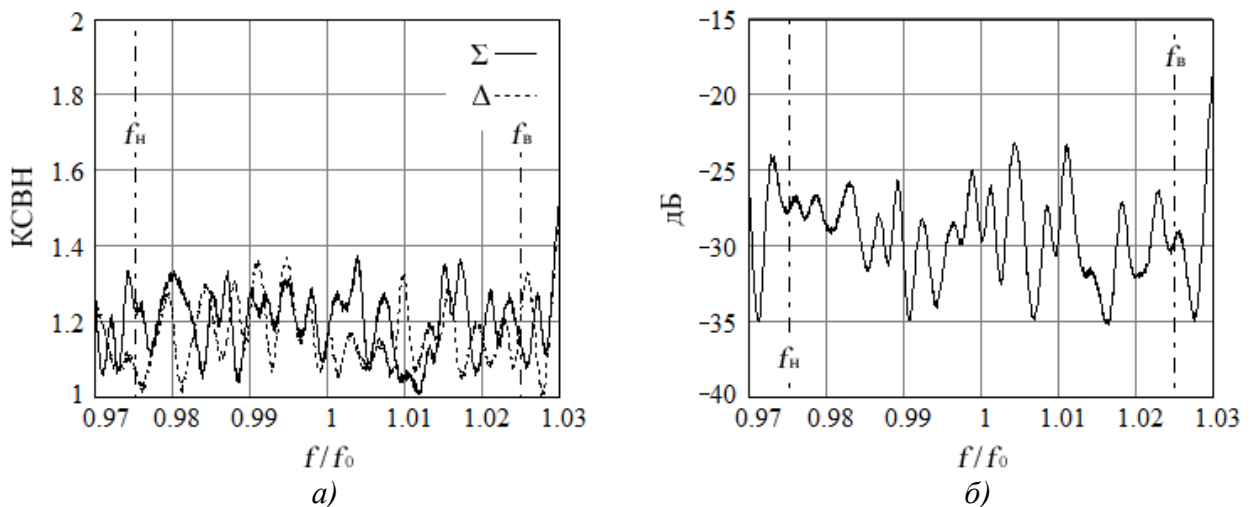


Рисунок 4.4 – Измеренные характеристики АРЧС S -диапазона: a) – КСВН; b) – развязка между суммарным и разностным входами.

4.2.2 Измеренные характеристики моноимпульсной АРЧС X -диапазона

Результаты экспериментальной проверки характеристик изготовленного опытного образца моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона – 275AA02 ЦИВР.464657.018, № 32609046 показанной на рисунке 4.1 a , b приведены на рисунках 4.5 и 4.6 и в таблице 4.2. На рисунке 4.5 представлены суммарная и разностная ДН АРЧС, измеренные на 5-ти частотах рабочей полосы с интервалом между соседними частотами 1,125%. Тонкими пунктирными

линиями показана погрешность измерения АИВК на уровнях -20 дБ, -30 дБ и -40 дБ. Частотные характеристики КСВН и развязки между входами приведены на рисунке 4.6.

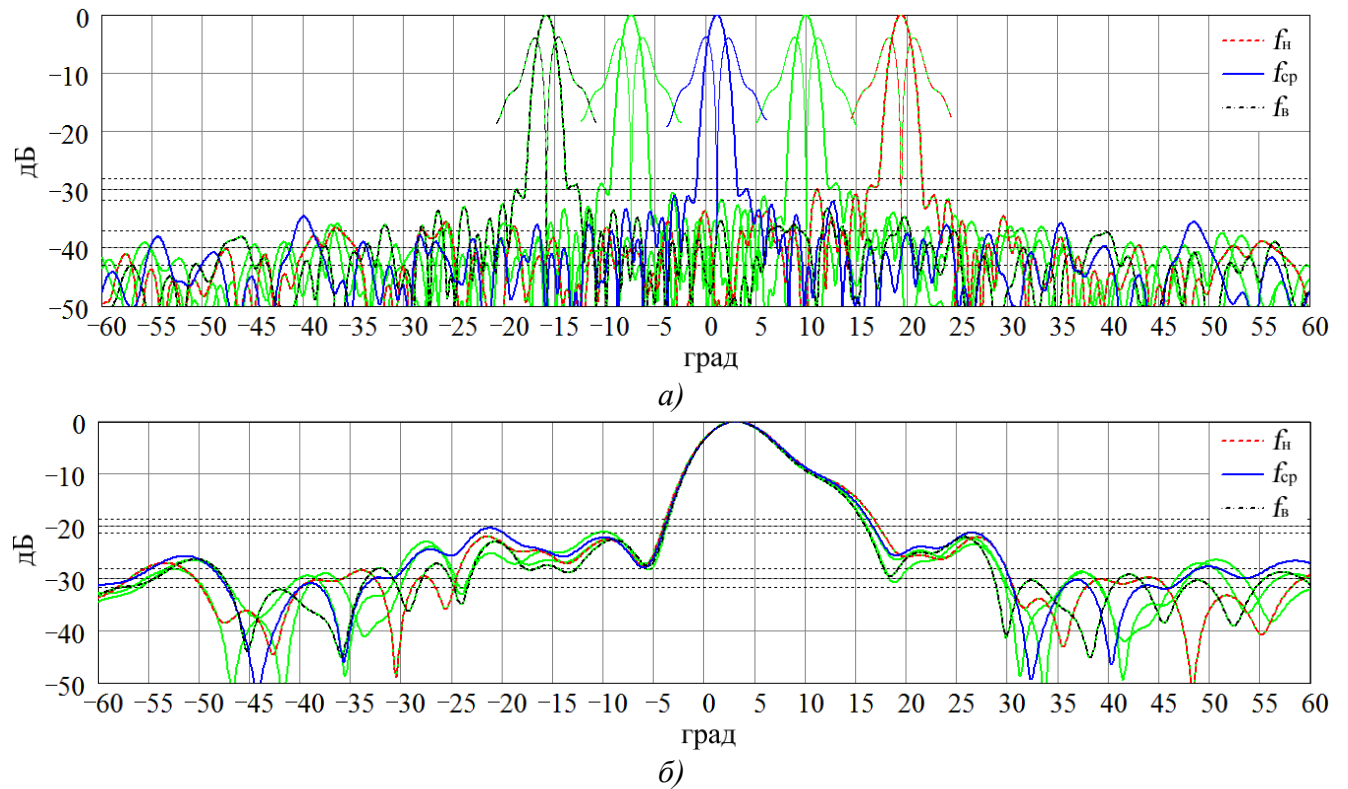


Рисунок 4.5 – Измеренные ДН моноимпульсной АРЧС X -диапазона: *а)* – суммарная и разностная ДН в плоскости частотного сканирования (H -плоскость); *б)* – суммарная ДН в E -плоскости.

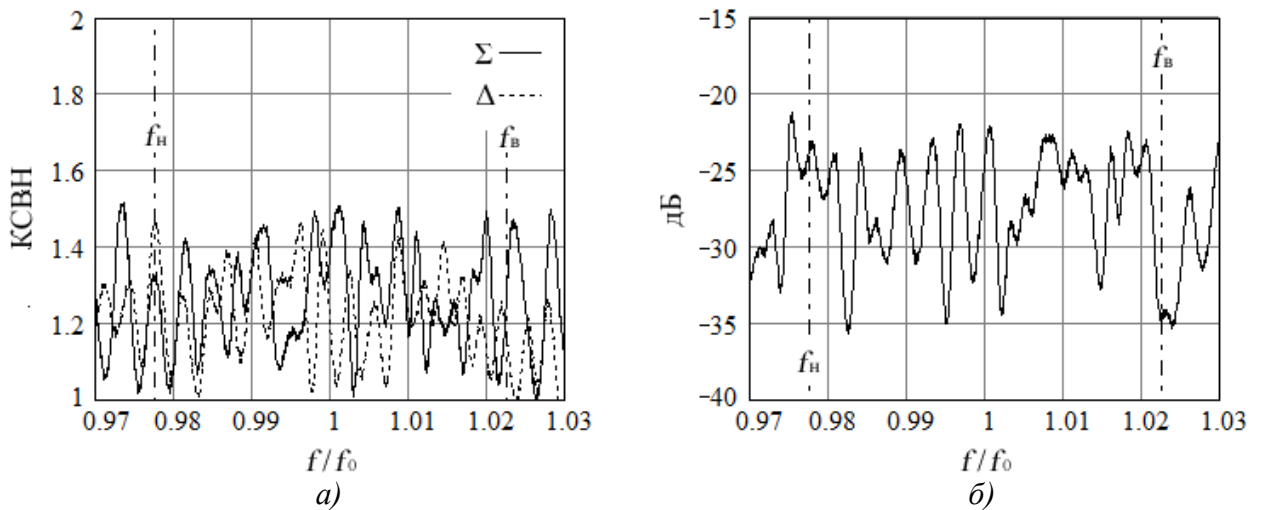


Рисунок 4.6 – Измеренные характеристики АРЧС X -диапазона: *а)* – КСВН; *б)* – развязка между суммарным и разностным входами.

4.2.3 Сравнительный анализ полученных результатов

Представленные результаты экспериментальных измерений радиотехнических характеристик АРЧС S - и X -диапазона были получены после проведения регулировки антенн в части амплитудной и фазовой балансировки половин ДОС в соответствии с техническими решениями, предложенными в подразделах 2.2 и 2.3.

КПД ДОС АРЧС *S*-диапазона в рабочей полосе частот составил не менее 0,8 (–0,97 дБ), КПД ДОС АРЧС *X*-диапазона – не менее 0,76 (–1,19 дБ). Полученные результаты в целом хорошо согласуются с результатами строгого электродинамического моделирования и аналитического расчета параметров АРЧС. Измеренные ширины ДН, максимальные и средние УБЛ, уровни пересечения суммарных и разностных ДН, значения нулей разностных ДН, угловые положения лучей, частотные характеристики КСВН входов антенн не имеют принципиальных отклонений от расчетных величин. КУ, измеренный в рабочем диапазоне частот методом замещения эталонной антенны на проверяемую, составил не менее 41,12 дБ для АРЧС *S*-диапазона и 32,36 дБ для АРЧС *X*-диапазона. При этом КНД антенн составили 42,5 дБ и 34,25 дБ. Наблюдаемые незначительные отклонения максимальных УБЛ ДН в *H*- и *E*-плоскости (в пределах 1–2 дБ) от расчетных значений могут быть связаны как с допусками изготовления, так и с погрешностями измерений стенда ближнего поля, приведенными в таблице 4.1.

На основе анализа экспериментально измеренных характеристик моноимпульсных АРЧС можно сделать вывод о корректности выполненных теоретических и модельных расчетов, а также принятых к реализации конструктивных и технологических решений.

4.3 Конструктивные особенности и технологии производства АРЧС

Особо следует выделить проблему практической реализации конструкции моноимпульсных АРЧС с требуемыми допусками изготовления на основе приемлемых при серийном производстве технологий [100, 101]. В последних работах в области создания АРЧС [13, 14, 40] был представлен целый ряд оригинальных и успешно примененных конструктивно-технологических решений, однако, вопросы реализации низкопрофильных технологичных конструкций моноимпульсных антенн требуют дальнейшей проработки [8]. В данном подразделе представлены конструкции разработанных моноимпульсных АРЧС. Обсуждаются конструктивно-технологические вопросы, позволяющие обеспечить требуемую точность изготовления и повторяемость радиотехнических характеристик антенн при серийном производстве.

4.3.1 Конструктивно-технологическое исполнение разработанных АРЧС

Разработанная моноимпульсная волноводно-щелевая АРЧС *S*-диапазона представляет собой плоскую эквидистантную решетку и конструктивно состоит из 54-х ВЩЛ излучателей и волноводной суммарно-разностной ДОС, которые собраны на несущей раме, выполненной на

базе сварной конструкции из гнутых алюминиевых профилей. Конструкция АРЧС показана на рисунке 4.7.

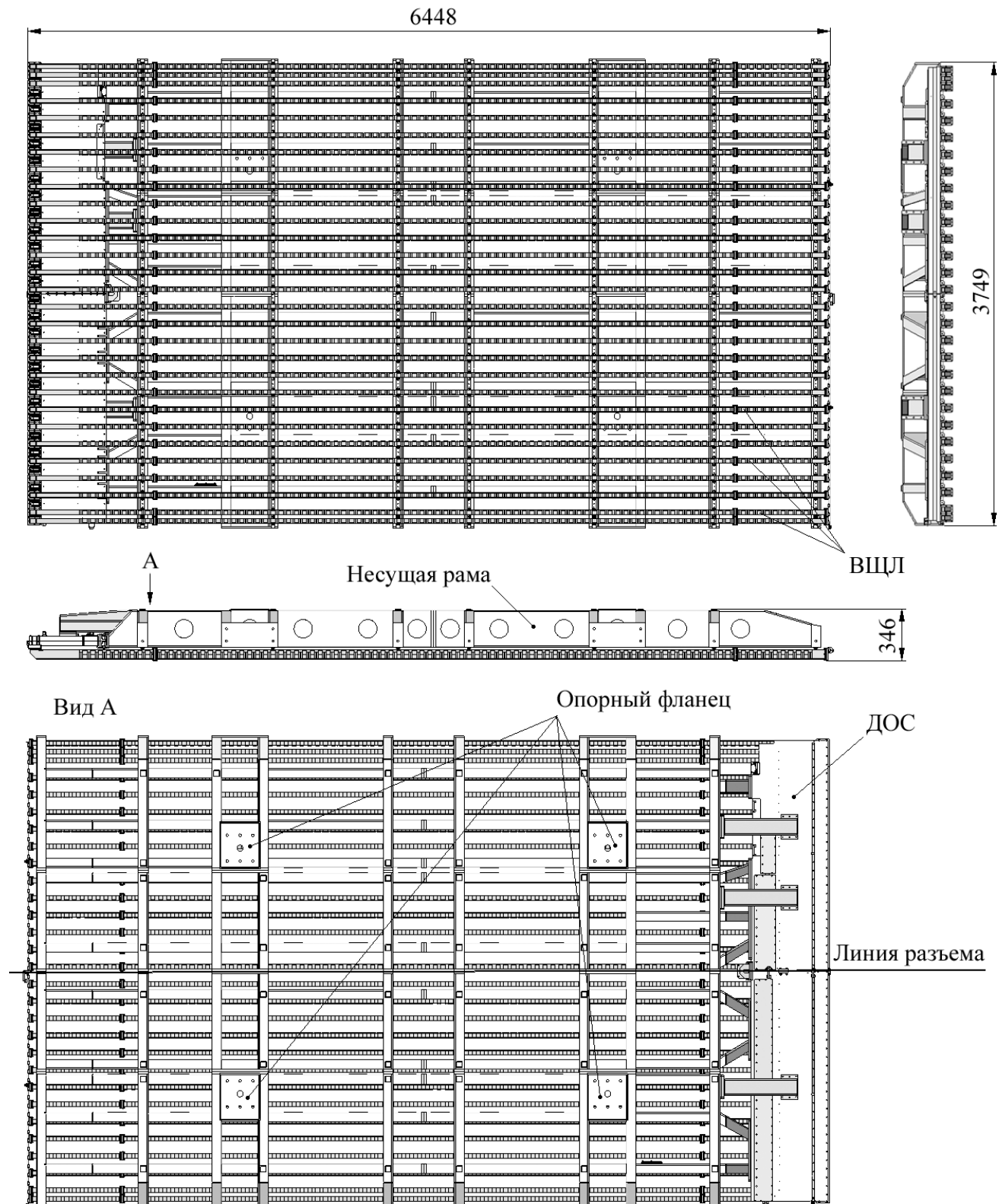


Рисунок 4.7 – Конструкция моноимпульсной АРЧС S-диапазона (для наглядности четные ВЦЛ с 4-й по 52-ю скрыты).

ВЦЛ изготовлены на базе стандартного прямоугольного проката волноводных алюминиевых труб сечением 72×34 мм с прорезанными по узкой стенке перемен-

наклонными щелями. Нарезка щелей производится с использованием высокоточных станков с ЧПУ [100], обеспечивающих требуемые технологические допуски. ВЩЛ выполнены из 3-х составных частей, что определяется максимальной длиной поставляемого проката (5 м) и возможностями технологического оборудования. Каждая из частей загерметизирована с помощью единого радиопрозрачного защитного кожуха, выполненного на базе фторопласта. Части ВЩЛ соединяются стандартными волноводными фланцами, расположенными вне зоны максимального излучения (в области 10-й и 84-й щелей). Гидро- и электрогерметичность соединения обеспечиваются применением контактных пластин и герметизирующих прокладок. Для уменьшения влияния фланца приняты конструктивные меры по уменьшению его выступа над уровнем узкой стенки волновода, на которой нарезаны щели. На выходе каждой ВЩЛ установлена оконечная волноводная нагрузка, которая выполнена в виде встроенного клина, изготовленного из поглощающего материала на основе карбонильного железа. Вход ВЩЛ выполняется в виде *H*-плоскостного волноводного уголка, предназначенного для прямого подключения к волноводным выходам ДОС (рисунок 4.8).

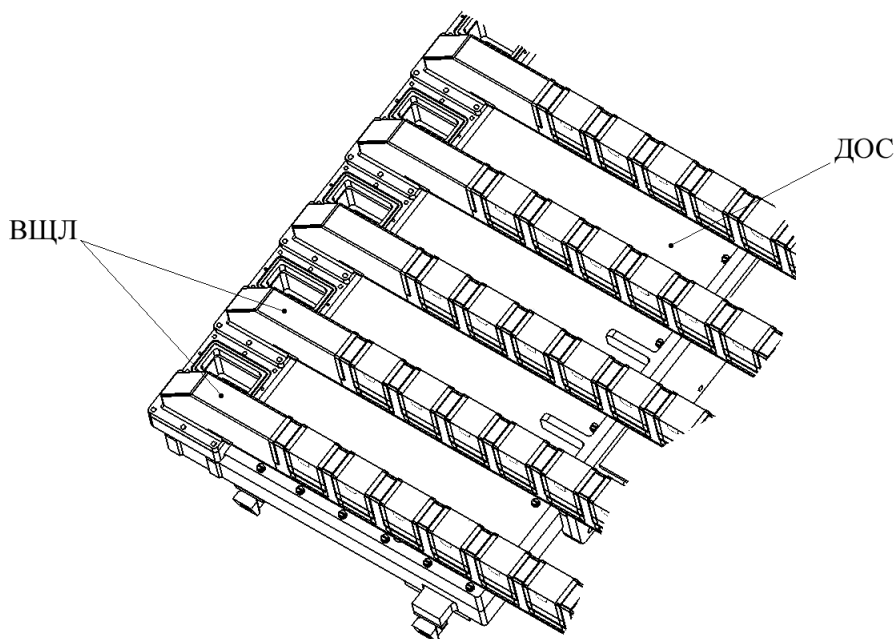


Рисунок 4.8 – Фрагмент АРЧС (четные ВЩЛ скрыты).

Рама антенны изготавливается составной из 4-х сварных секций, соединенных болтами и штифтами. Размеры одной секции позволяют произвести механическую обработку всех посадочных поверхностей для установки ВЩЛ и соединения секций между собой. Все это позволяет изготовить раму, а затем и всю антенну с высокой точностью излучающей поверхности и опорных плоскостей. Антенна имеет 4 опорных фланца для установки на ферму опорно-поворотного устройства (рисунок 2.1) и отверстия для крепления. Размеры антенны 3749×6448×346 мм. Масса антенны 1476 кг. Для транспортирования антенна разбирается по раме на 2 части вдоль ВЩЛ, по 27 ВЩЛ в каждой части (рисунок 4.7). Предварительно нужно

разделить ДОС на 2 секции, отключив соединительный волновод (СФР). При транспортировке обе части антенны укладываются в один ящик, причем так, что для сборки антенны на месте использования не требуется никаких специальных подставок и устройств, кроме грузоподъемных. Две части антенны собираются с помощью болтов и штифтов. После сборки необходимо проверить только герметичность антенны. Дополнительные проверки механических и электрических параметров антенны не требуются.

Конструкция 54-канальной ДОС, состоящая из 2-х последовательно соединенных 27-канальных секций (ДМ-27-1 и ДМ-27-2) показана на рисунке 4.9. Необходимость конструктивного разбиения ДОС на две секции обусловлена возможностями технологического оборудования.

Каждая секция состоит из 2-х зеркально-симметричных алюминиевых плит, в которых на станках с ЧПУ соответствующим образом профрезерована волноводная топология устройства – профиль волновода, окна связи НО и прочие составные элементы схемы. Стыковка плит производится вдоль плоскости, являющейся плоскостью симметрии внутренних волноводных каналов перпендикулярной их широкой стенке. После сборки двух плит образуется свернутый в E -плоскости синусоидальный волновод, состыкованный по линии нулевых токов. Внутри секций расположены ВМУ, волноводная синусоидальная ЛЗ (магистральная линия), которая связана через щелевые Т-образные окна связи с вторичными волноводными линиями, образуя 52 НО (рисунок 4.10), а также дополнительная волноводная ЛЗ, распределенная по 2-м секциям ДОС. В балансных плечах НО установлены 52 клина, выполненных из поглощающего состава на основе карбонильного железа и разрезанных для обеспечения удобства сборки ДОС по линии стыковки алюминиевых плит. ДОС имеет 2 волноводных входа на торцевой стороне (суммарный « Σ » и разностный « Δ »), 54 волноводных выхода (выполненных в виде H -плоскостных волноводных уголков и сопряженных с вторичными линиями НО), которые расположены на фронтальной стороне с шагом 70 мм, межсекционную волноводную переемычку – секцию фазовой регулировки (СФР), предназначенную для соединения ДМ-27-1 с ДМ-27-2 и подстройки фазового фронта, а также регулировочную переемычку – секцию амплитудной регулировки (САР), обеспечивающую балансировку амплитудного распределения.

Фрезерование волноводной топологии и поперечных щелей Т-образных окон связи НО производится с помощью стандартных торцевых фрез. Продольные щели Т-образных окон связи в процессе фрезеровки плит блока прорезаются с помощью отработанной на этапе макетирования составных частей ДОС спец. оснастки – «грибковой» фрезы диаметром 16 мм и толщиной 5 мм. Заход фрезы осуществляется с каждой стороны общей стенки магистрального и вторичного волноводов на глубину 3,5 мм (см. рисунок 4.11 а).

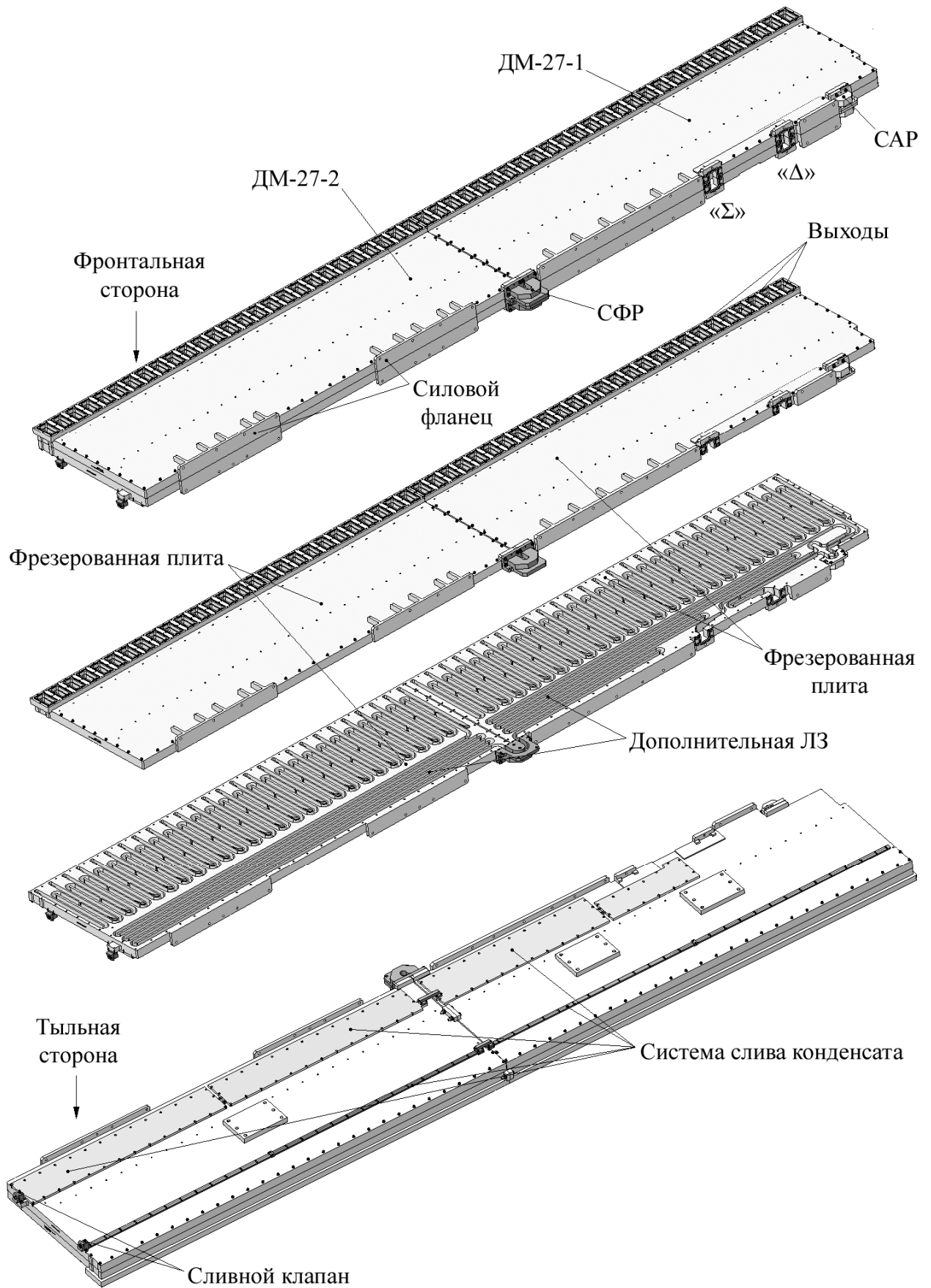


Рисунок 4.9 – Конструкция ДОС.

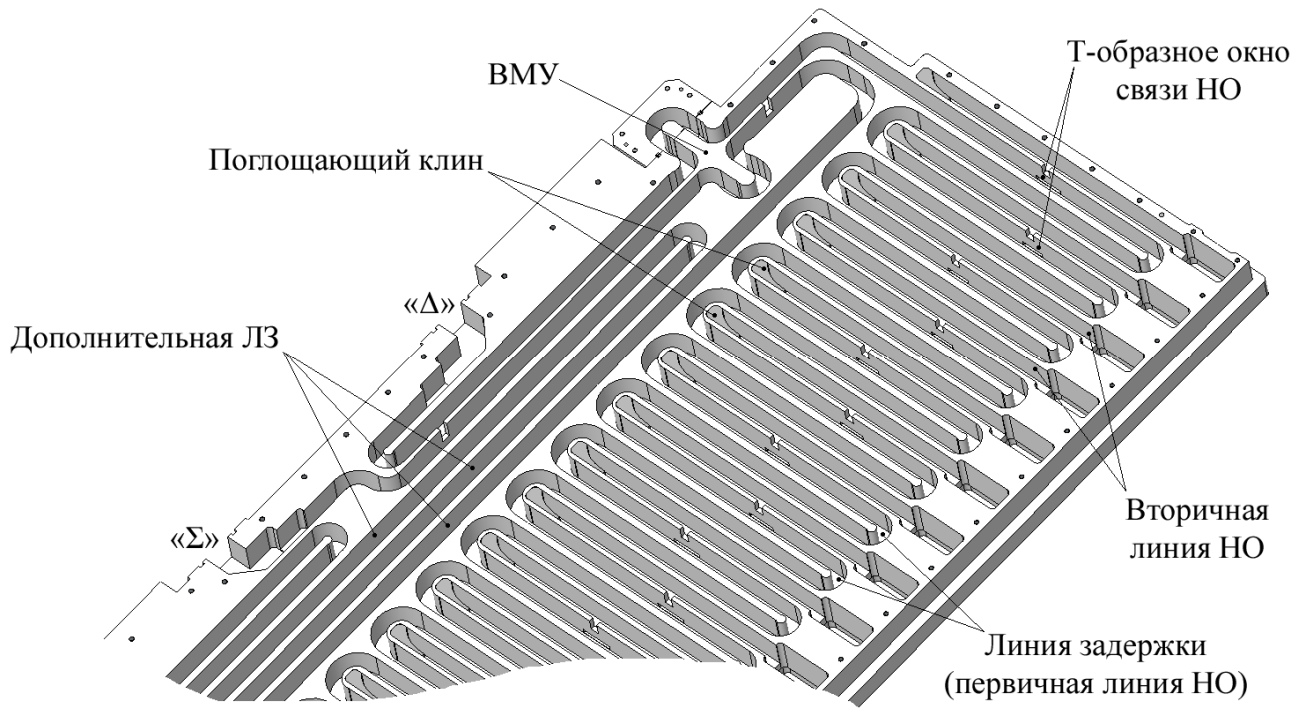


Рисунок 4.10 – Волноводная топология ДКС

Изготовление деталей ДКС на станках с ЧПУ [45, 100] обеспечивает высокую точность и повторяемость расчетных размеров и выходных параметров АРЧС, что подтверждается многократным изготовлением и экспериментальными измерениями характеристик серийной антенны 125АС01 ТРЛК «Сопка-2» [14]. Фотографии изготовленных на станках с ЧПУ фрезерованных плит, входящих в состав ДМ-27-1 ДКС показаны на рисунке 4.11 б.



Рисунок 4.11 – Изготовление составных частей ДКС: а) – фрезерование продольных щелей НО; б) – изготовленные фрезерованные плиты ДМ-27-1.

Конструкция моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона показана на рисунке 4.12. Разработанная антенна представляет собой плоскую эквидистантную решетку и конструктивно состоит из 33-х линейных волноводных излучателей (рисунок 4.12 в),

механически сопряженных с четными выходами 66-канального ДМ (рисунок 4.12 б), и 33-х излучателей, сопряженных с нечетными выходами (рисунок 4.12 г).

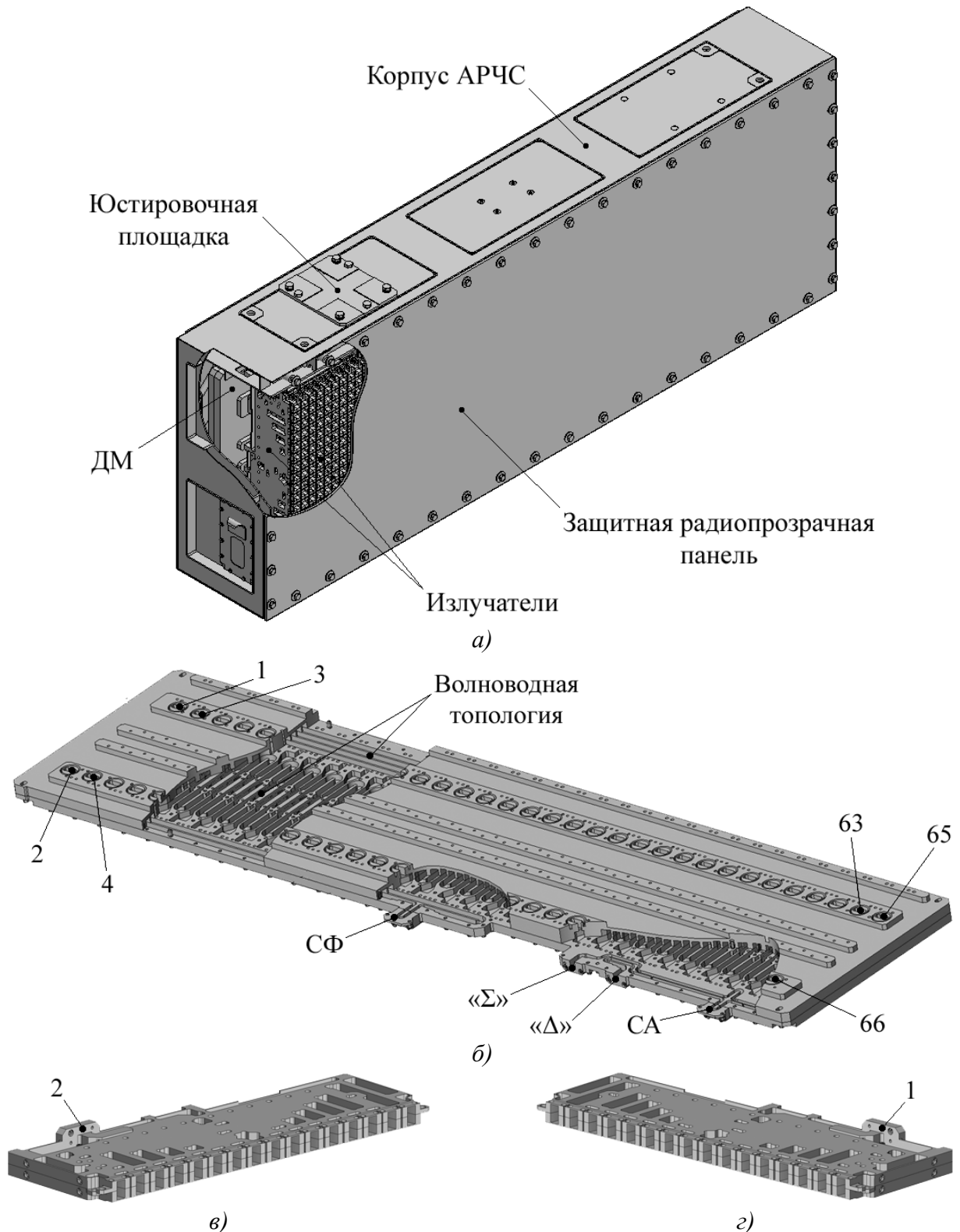


Рисунок 4.12 – Конструкция моноимпульсной АРЧС X-диапазона: а) – общий вид; б) – 66-канальный ДМ; в) – четный излучатель; г) – нечетный излучатель.

Входы четных и нечетных излучателей расположены зеркально относительно осевой линии ДМ, что обусловлено разносом четных и нечетных выходов ДМ с целью обеспечения физической реализуемости конструкции при сравнительно плотном шаге решетки. Излучатели

и ДМ после сборки устанавливаются в несущем корпусе, который выполнен на базе сварной конструкции из гнутых алюминиевых профилей (рисунок 4.12 а). Излучающая апертура антенны защищена от внешних воздействующих факторов с помощью радиопрозрачной панели, обеспечивающей герметичность конструкции. Для установки антенны в рабочее положение (горизонтирования) в верхней части корпуса предусмотрена юстировочная площадка. Габаритные размеры разработанной конструкции (В×Ш×Г) – 557×1656×269 мм.

Изготовление ДМ и излучателей производится с использованием высокоточных станков с ЧПУ [45, 100], что обеспечивает высокую точность и повторяемость расчетных размеров и выходных параметров АРЧС при серийном производстве. ДМ выполнен в виде 2-х зеркально-симметричных алюминиевых плит, в которых фрезеруются профиль волновода, окна связи НО и прочие составные элементы схемы. Стыковка плит производится по линии нулевых токов. Конструкция волноводных излучателей АРЧС также выполнена на базе 2-х фрезерованных алюминиевых пластин, сопряженных аналогичным образом. С целью обеспечения надежного электрического контакта при подключении излучателей к ДМ используется дроссельное фланцевое соединение.

4.3.2 Волноводная скрутка с изгибом в E/H -плоскости

Выходы 1, 2...66 ДМ АРЧС X -диапазона, показанного на рисунках 3.30, 3.32, 4.12 б, выполнены на базе волноводной скрутки с изгибом в E/H -плоскости [102]. Данное СВЧ устройство предназначено для ортогонального поворота плоскости поляризации распространяющейся волны и последующего изменения направления распространения на угол 90° в E - или H -плоскости в зависимости от ориентации вектора электрического поля подводящей линии. Устройство состоит из двух ортогонально ориентированных друг к другу прямоугольных волноводов (входного и выходного), и обеспечивает совмещение двух функциональных элементов в одном – волноводной скрутки и волноводного изгиба на 90° в E - или H -плоскости при более компактных размерах конструкции (рисунок 4.13).

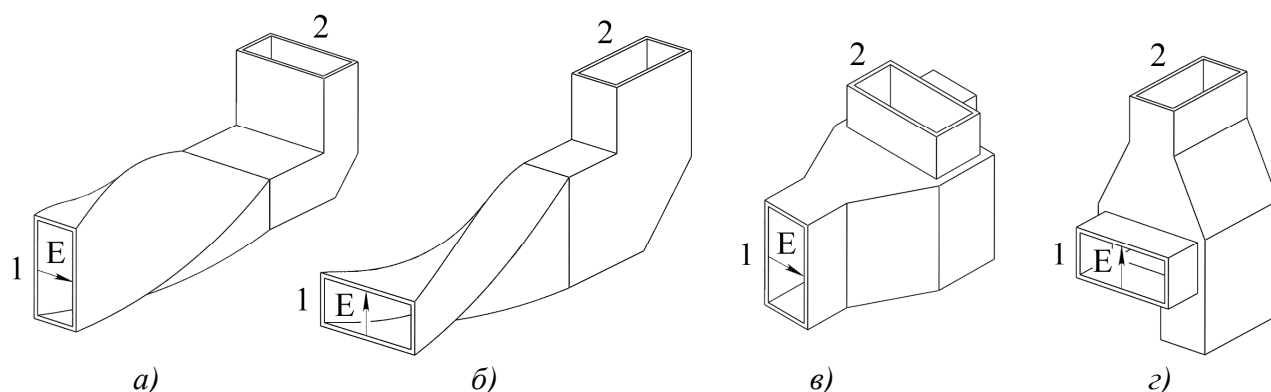


Рисунок 4.13 – Варианты реализации волноводной скрутки с изгибом (1 – вход, 2 – выход): а) скрутка с изгибом в E -плоскости; б) скрутка с изгибом в H -плоскости; в), з) устройство для замены вариантов а) и б).

Устройство выполнено на основе волноводного двойного T -моста, свернутого в E -плоскости [10, 12]. Отличительной особенностью двойного T -моста (с учетом его взаимности) является то, что он складывает мощности синфазных равноамплитудных источников, подключенных к плечам 3 и 4 в плечо 1, а противофазных — в плечо 2 (рисунок 4.14, *a*).

Принцип работы устройства заключается в том, что в волноводном мосте плечи 3 и 4 закорочены на выходах (рисунок 4.14, *б*) и отличаются друг от друга по электрической длине на 90° (четверть длины волны в волноводе – $\Lambda/4$ для средней частоты рабочего диапазона). Поэтому при возбуждении плеча 1 мощность делится поровну между плечами 3 и 4, возбуждая их, соответственно, с нормированными фазами -90° и 0° , и далее, полностью отражаясь от закороток и получая при обратном распространении дополнительную задержку фазы на -90° (в плече 3), противофазные половины мощности складываются в плече 2. И наоборот, при возбуждении плеча 2 отраженные от закороток синфазные половины мощности складываются в плече 1. Таким образом, в условиях согласованного режима работы осуществляется передача мощности от входа 1 устройства к выходу 2, и аналогично в обратном направлении.

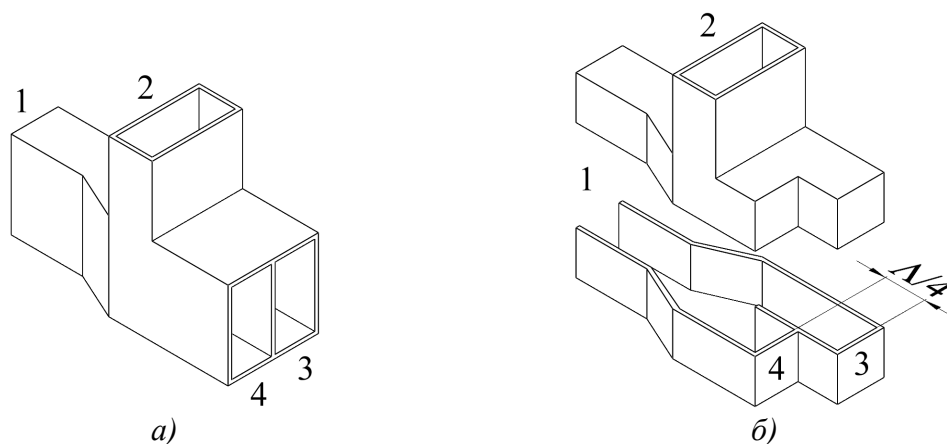


Рисунок 4.14 – Общий вид конструкции: *a*) двойной T -мост, свернутый в E -плоскости; *б*) волноводная скрутка с изгибом в E/H -плоскости (разнесенный вид).

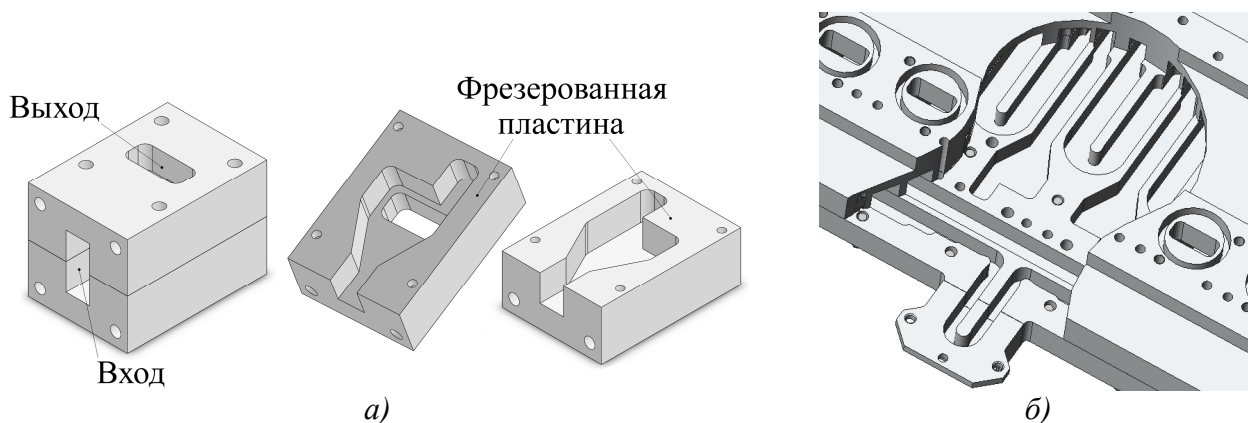


Рисунок 4.15: *a*) – конструктивное исполнение; *б*) – фрагмент ДМ с волноводной скруткой с изгибом в E/H -плоскости.

Технология производства ДМ АРЧС с применением станков с ЧПУ предполагает конструктивное исполнение устройства (рисунок 4.15) в виде 2-х фрезерованных соответствующим образом алюминиевых пластин, которые при сборке сопрягаются вдоль плоскости, проходящей через центры широких стенок волноводного канала. При таком подходе для обеспечения надежного электрического контакта между сопрягаемыми пластинами не требуется применение усложняющих конструкцию дополнительных элементов, таких как контактные прокладки, дроссельные канавки, токопроводящие составы и т.п. [103, 104].

Результаты численного моделирования устройства методом конечных элементов подтверждают возможность его реализации в полосе 10-15% при номинальной частоте 2-26 ГГц с коэффициентом стоячей волны не более 1,2.

4.3.3 Соображения по реализации ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов

Возможный вариант конструктивного исполнения ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов (п. 2.4, рисунок 2.32 б) показан на рисунке 4.16.

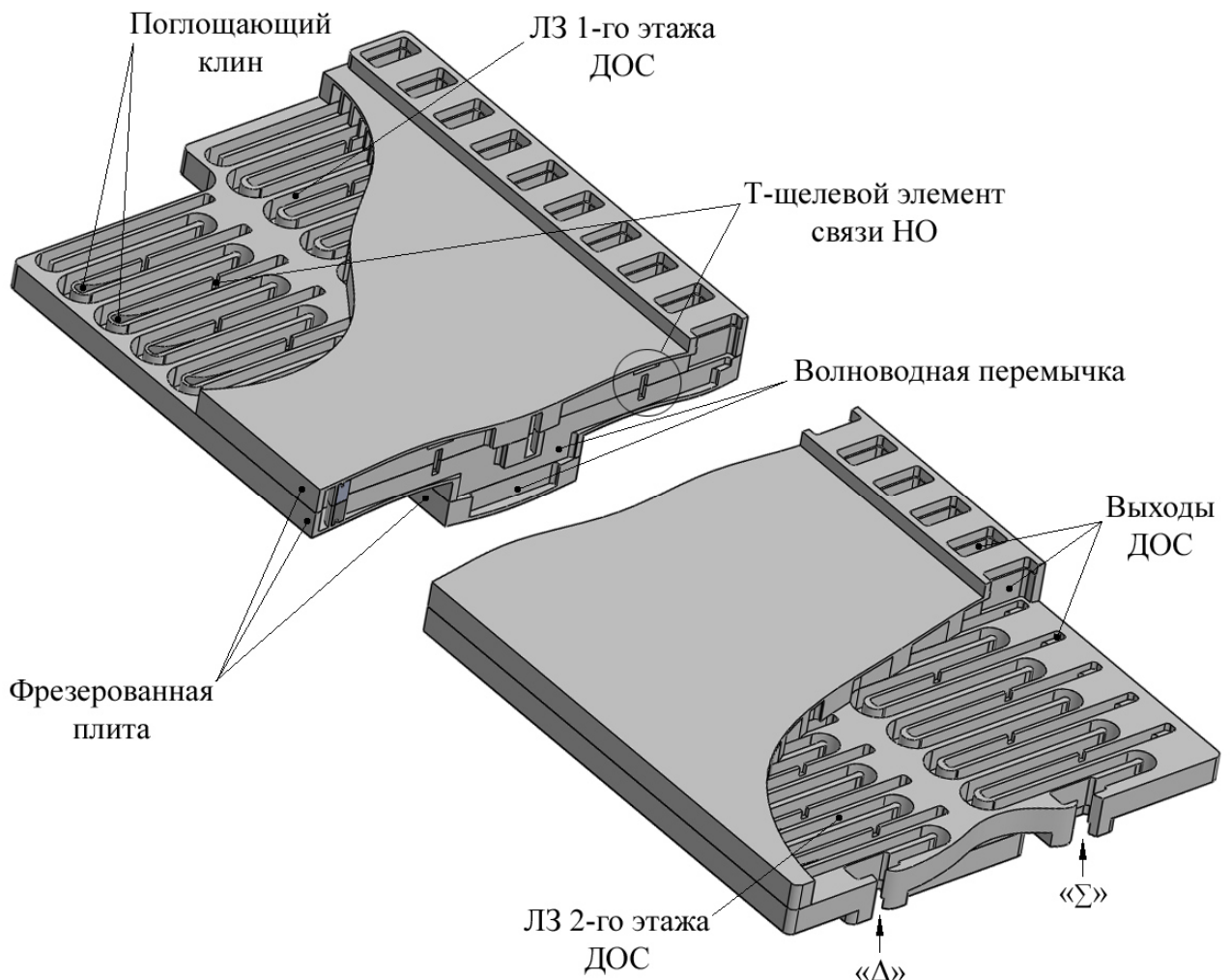


Рисунок 4.16 – Конструкция ДОС с независимым формированием АФР

ДОС выполнена в сборном корпусе, образованном из 3-х составных частей – алюминиевых плит, в которых на станках с ЧПУ фрезеруются две волноводные синусоидальные ЛЗ (этажи схемы), Т-щелевые элементы связи и вторичные волноводные линии НО. Вторичные линии НО, расположенные на 1-м и 2-м этажах схемы, сопряжены между собой с помощью волноводных перемычек, каждая из которых выполнена в виде 4-х волноводных изгибов на 90° в H -плоскости. Волноводные выходы схемы и поглощающие нагрузки в балансных плечах НО выполнены на базе технических решений, примененных в ДОС АРЧС S -диапазона. Соединение составных частей ДОС производится вдоль плоскости, проходящей через центры широких стенок волноводных каналов. Также при необходимости допустимо конструктивное разбиение ДОС на секции, максимальные размеры которых ограничиваются возможностями технологического оборудования.

Данный вариант предполагает максимальное заимствование конструктивно-технологических наработок, примененных при реализации АРЧС S - и X -диапазона.

4.4 Влияние конструктивно-технологических погрешностей и условий эксплуатации на характеристики АРЧС

Учет влияния отдельных видов погрешностей и их совокупности необходим для решения ряда общих и частных проблем, связанных с серийным выпуском АРЧС: выбор и оптимизация технологии, обеспечивающей наилучшую воспроизводимость радиотехнических характеристик; оптимизация конструкции; выбор наиболее экономичного технологического процесса; оценка процента выхода годных изделий. Большинство из этих проблем можно решить на этапе разработки путем моделирования с учетом исходных данных по погрешностям, полученным при изучении технологических процессов, возможностей производственного оборудования и статистических данных входного контроля составных частей АРЧС.

4.4.1 Классификация конструктивно-технологических погрешностей

Электрические характеристики реальных АРЧС (особенно в условиях серийного производства) отличаются от расчетных в основном из-за наличия факторов, которые оказывают дестабилизирующее влияние на электрические параметры. К ним прежде всего следует отнести производственный процесс, во время которого из-за нестабильности принятой технологии изготовления появляются отклонения в геометрии волноводной топологии ДОС и излучателей, могут изменяться проводимость металла, шероховатость рабочей поверхности под воздействием температуры, химических веществ и т.п. Другой вид отклонений связан с особенностями конструкции, определяемыми выбором технологии. Конструктивное исполнение АРЧС и условия эксплуатации (воздействие температуры, влажности, давления,

механических факторов) также вызывают отклонения характеристик реальных антенн от расчетных. Классификация основных конструктивно-технологических погрешностей моноимпульсных АРЧС приведена в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Классификация основных конструктивно-технологических погрешностей моноимпульсных АРЧС.

№	Основные конструктивно-технологические погрешности АРЧС	Влияние погрешностей на характеристики АРЧС
1	Допусковые погрешности геометрии ДОС	
1.1	Разброс размера широкой стенки волновода ЛЗ	смещение сектора сканирования; ухудшение характеристик сумм. и разн. ДН; расширение сумм. ДН
1.2	Разброс размера узкой стенки волновода ЛЗ	ухудшение КСВН входов и развязки между ними
1.3	Разброс размеров щелей связи НО	ухудшение УБЛ сумм. ДН, КСВН входов и развязки между ними
1.4	Разброс размеров поглощающих клиньев НО	ухудшение КСВН выходов ДОС
2	Погрешности геометрии излучателей	
2.1	Допусковый разброс размеров волноводной топологии излучателей	ухудшение характеристик ДН как в плоскости частотного сканирования, так и в ортогональной плоскости
2.2	Разброс шага установки излучателей в раскрыве АРЧС	ухудшение УБЛ сумм. ДН
3	Погрешности микрогеометрии	
3.1	Шероховатость рабочей поверхности волноводной топологии	снижение КПД (КУ) АРЧС
3.2	Разброс толщины слоя защитного покрытия волноводной топологии	снижение КПД (КУ) АРЧС
4	Разброс электрофизических параметров	
4.1	Неравномерность диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь радиопрозрачных материалов, применяемых для защиты от ВВФ	ухудшение характеристик ДН как в плоскости частотного сканирования, так и в ортогональной плоскости, снижение КПД (КУ) АРЧС
4.2	Разброс диэлектрической и магнитной проницаемости поглощающих клиньев НО	ухудшение КСВН выходов ДОС
4.3	Неравномерность удельного сопротивления защитного покрытия волноводной топологии	снижение КПД (КУ) АРЧС

Каждый частный вид погрешностей оценивается по степени его влияния на разброс электрических параметров. Следует отметить, что одновременное присутствие погрешностей всех видов в одном узле, как правило, выводит его электрические параметры за допустимые пределы. Однако на практике подобная ситуация маловероятна. При анализе погрешностей можно решить две задачи. Первая: учитывая пределы допусков на радиотехнические

характеристики АРЧС, определяют допустимые пределы отдельных видов конструктивно-технологических отклонений, полагая, что либо существует только один вид разброса, либо одновременно присутствуют разные погрешности. Эти данные позволяют выработать требования к качеству технологии и материалов. Вторая задача: зная реальные пределы и законы распределения технологических и других разбросов, определяют возможные отклонения характеристик АРЧС и процент выхода годных изделий. Вторая задача имеет большее практическое значение при проектировании моноимпульсных АРЧС, которые предстоит внедрять в условиях серийного производства.

4.4.2 Влияние допусковых погрешностей на характеристики АРЧС

Для оценки влияния на характеристики ДН допусковых погрешностей, определяемых технологией изготовления, размеры моделей ДОС и излучателей АРЧС S - и X -диапазона, перечисленные в пунктах 1 и 2 таблицы 4.3, закладывались со случайными отклонениями от расчетных. Согласно [71] отклонения размеров распределялись по случайному равномерному закону в интервале $\pm 0,03$ мм, что соответствует величине систематической погрешности современного фрезерного оборудования с ЧПУ. При этом влияние случайной составляющей погрешности, имеющей нормальный закон распределения, не учитывалось, поскольку ее отношение к систематической составляющей стремится к нулю [100]. Численный анализ характеристик ДОС и излучателей проводился для 10 реализаций случайных отклонений следующих параметров моделей: a, b – размеры широкой и узкой стенок каналов волноводной топологии; $l_1, l_2, w_1, w_2, x, x_1, t, d_m, h_m$ – размеры волноводного Т-щелевого НО (см. п. 3.3.2); ds, Hs, φ – параметры ВЦЛ (см. рис. 2.6 а).

Характеристики ДН моноимпульсных АРЧС S - и X -диапазона, рассчитанные с учетом допусковых погрешностей приведены на рисунках 4.17 и 4.18. Представленные характеристики получены в результате решения задачи излучения на основе МКЭ с применением периодических граничных условий [99], при известных комплексных амплитудах волн падающих на излучатели с выходов ДОС. Точность установки излучателей ($\pm 0,25$ мм для АРЧС S -диапазона и $\pm 0,05$ мм для АРЧС X -диапазона), а также длины параллельных периодов S_p , размещенных в излучателях АРЧС X -диапазона учитывались при расчетах ДН в виде дополнительной фазовой поправки. Фазовая поправка $\delta\varphi_n$ на n -м излучателе, учитывающая длины параллельных периодов S_{pn} , рассчитывается как:

$$\delta\varphi_n = 2\pi S_{pn} / \Lambda, \quad (4.1)$$

где S_{pn} – длина параллельного периода волноводной ЛЗ, размещенного в n -м излучателе; Λ – длина волны в ЛЗ на расчетной частоте.

Фазовая поправка $\sigma\varphi_n$, определяемая точностью шага установки излучателей, распределена по случайному равномерному закону в интервале $\pm\sigma$. Величина σ вычисляется как усредненное по угловой координате значение фазы:

$$\sigma = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^M \frac{2\pi}{\lambda} \delta d_n \sin \theta_m, \quad (4.2)$$

где $\theta_m = \frac{\pi}{M-1}(m-1)$ – дискретная угловая координата; M – количество дискретных отсчетов по угловой координате; $m = 1, 2 \dots M$; δd_n – точность установки излучателей; λ – длина волны на расчетной частоте.

На рисунках 4.17 и 4.18 приняты следующие обозначения: 1 – суммарная ДН на частоте f_b ; 2 – разностная ДН на частоте f_b ; 3 – суммарная ДН на частоте $f_{\text{норм}}$; 4 – разностная ДН на частоте $f_{\text{норм}}$; 5 – суммарная ДН на частоте f_n ; 6 – разностная ДН на частоте f_n ; утолщенными линиями показаны ДН, усредненные по 10 реализациям.

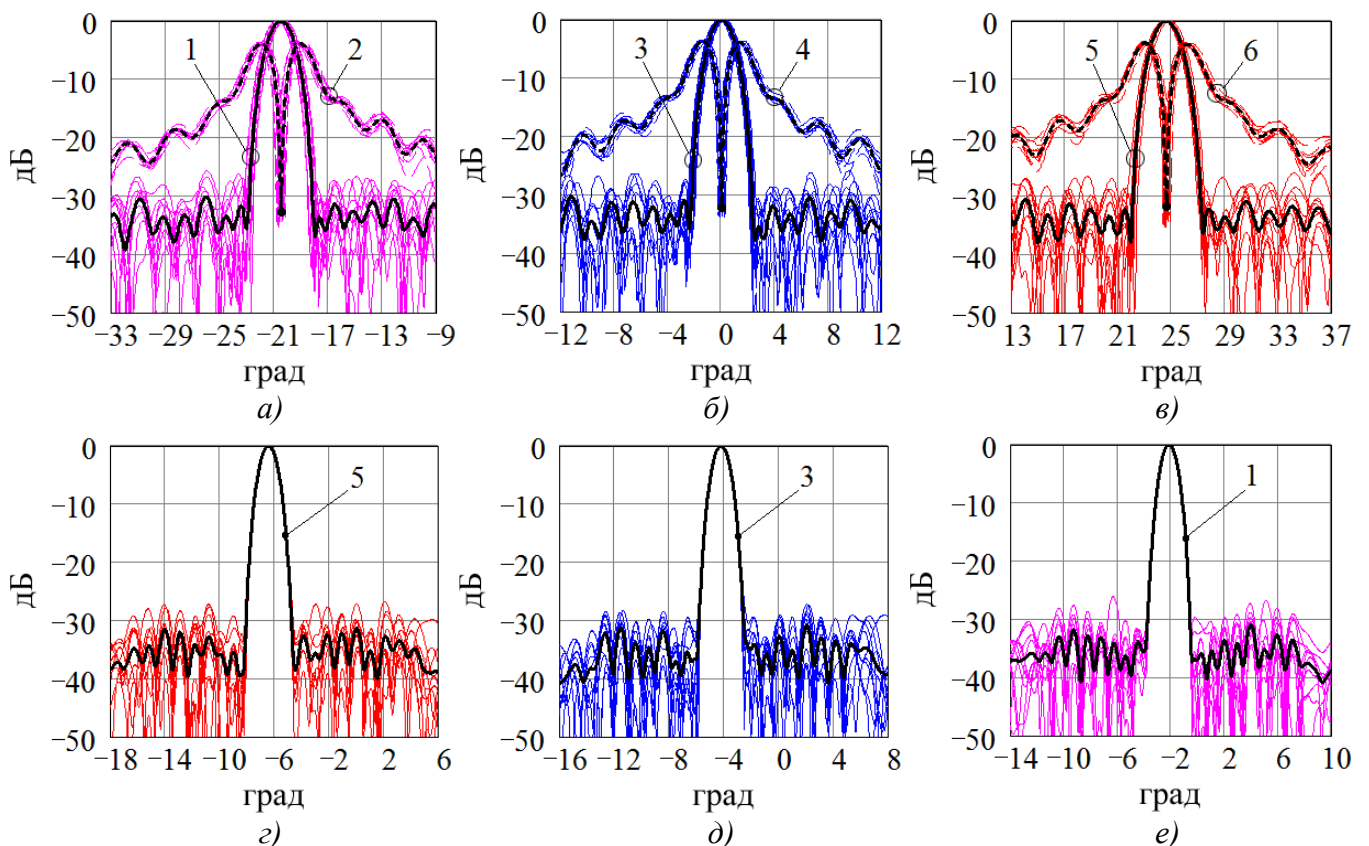


Рисунок 4.17 – ДН АРСЧ S -диапазона с учетом допусковых погрешностей изготовления: $a, б, в$ – ДН в угломестной плоскости (H -плоскость); $г, д, е$ – ДН в азимутальной плоскости (E -плоскость).

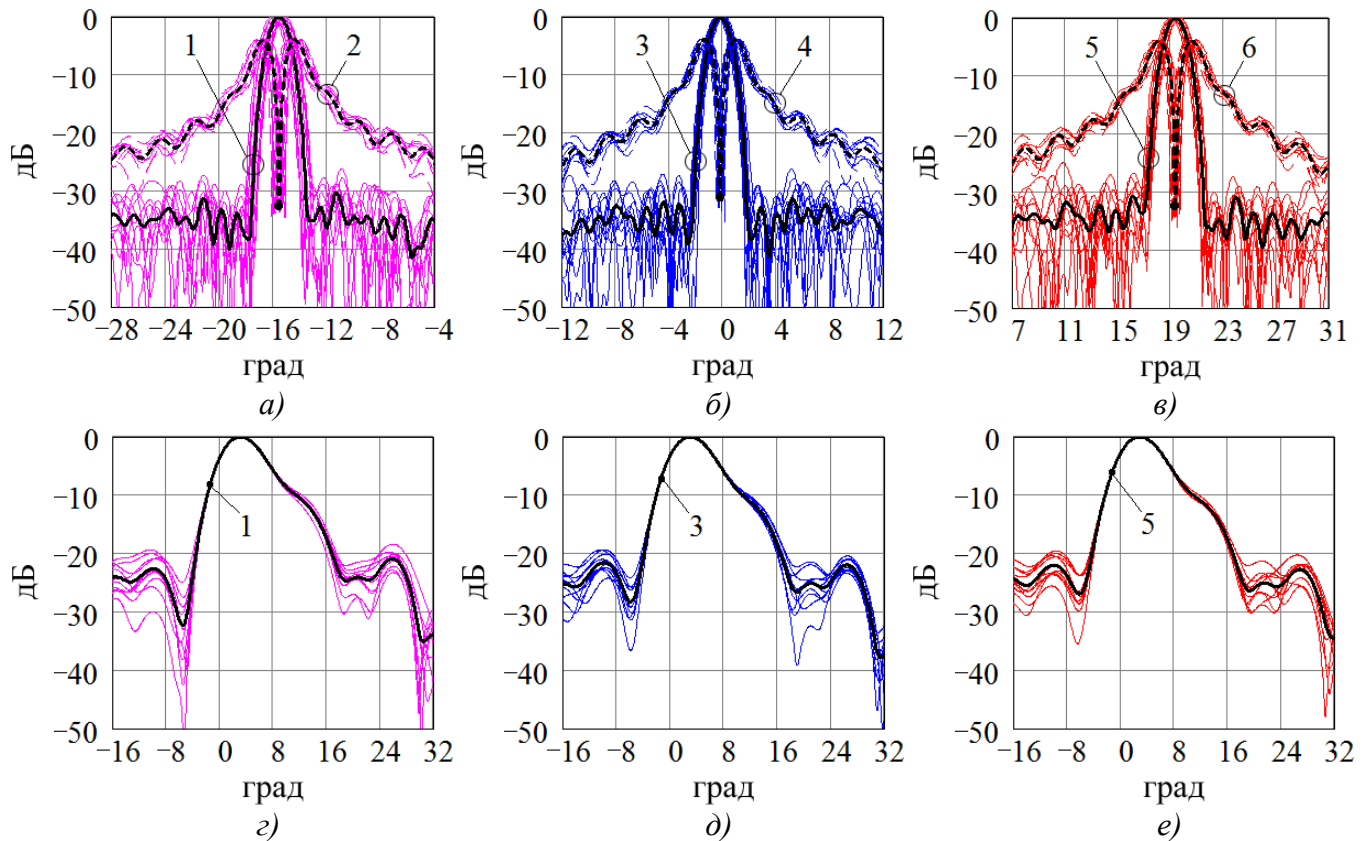


Рисунок 4.18 – ДН АРЧС X-диапазона с учетом допусковых погрешностей изготовления: а, б, в – ДН в азимутальной плоскости (H -плоскость); г, д, е – ДН в угломестной плоскости (E -плоскость).

4.4.3 Температурная зависимость углового положения ДН

Изменение температуры АРЧС приводит к изменению геометрических размеров волноводной ЛЗ ДОС, что влияет на положение лучей в плоскости частотного сканирования. Принимая, что в конструкции ДОС используется одинаковый материал для всех элементов, с достаточным приближением справедливы выражения:

$$\begin{aligned} S &= S_0 [1+k(T-T_0)], \\ d &= d_0 [1+k(T-T_0)], \\ a &= a_0 [1+k(T-T_0)], \end{aligned} \quad (4.3)$$

где T_0 – исходная температура; S_0 , d_0 , a_0 – размеры, входящие в выражение (2.3) при исходной температуре; k – температурный коэффициент расширения материала ЛЗ. Зависимость отклонения луча при изменении температуры определяется путем дифференцирования уравнения (2.3):

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{df} &= \frac{\partial\theta}{\partial S} \frac{\partial S}{\partial T} + \frac{\partial\theta}{\partial d} \frac{\partial d}{\partial T} + \frac{\partial\theta}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial T} = \\ &= \frac{k}{\cos\theta} \left[\frac{2faS}{d\sqrt{4f^2a^2 - c^2}} - \frac{S}{2fad} \sqrt{4f^2a^2 - c^2} + \frac{nc}{fd} \right] \end{aligned} \quad (4.4)$$

При этом уменьшение температуры отклоняет луч в сторону точки питания ДМ, а увеличение температуры – в противоположном направлении [105]. На рисунке 4.19 представлен график зависимости отклонения луча при изменении температуры на 1°C от положения луча в плоскости в диапазоне частотного сканирования, рассчитанный в соответствии с выражением (4.4).

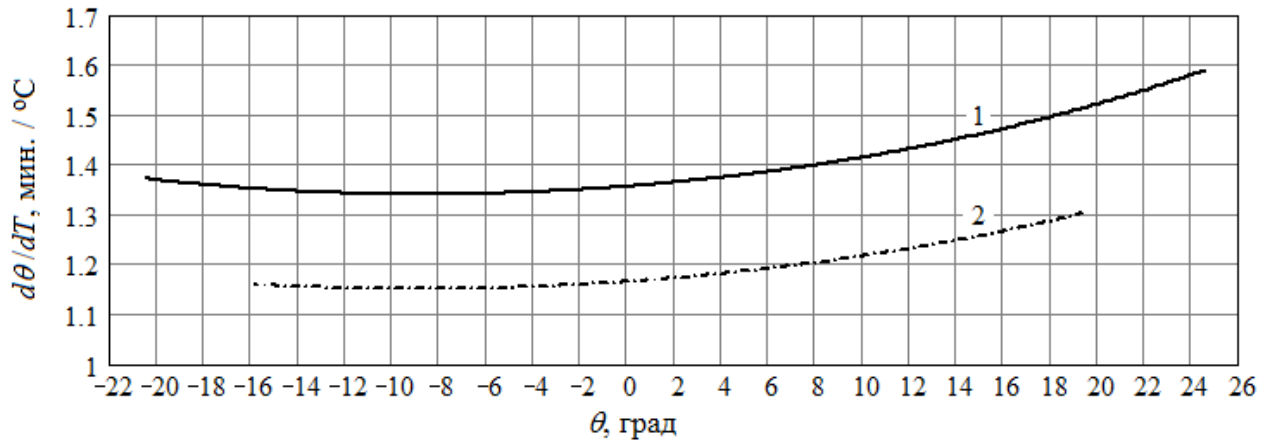


Рисунок 4.19 – График зависимости отклонения луча при изменении температуры на 1°C от его углового положения в плоскости частотного сканирования для АРЧС S-диапазона (1) и X-диапазона (2). Материал ДОС – алюминий с $k = 24 \cdot 10^{-6}$.

Стабилизация положения лучей в плоскости частотного сканирования может быть обеспечена соответствующим изменением рабочих частот. В нашем случае, целесообразно разделить диапазон рабочих температур $\pm 50^\circ\text{C}$ на 50 интервалов по 2°C , для каждого из которых необходимо производить изменение несущих частот. Такой подход позволяет стабилизировать угловое положение ДН в плоскости частотного сканирования с погрешностью порядка $\pm 3'$, что является допустимым с точки зрения требуемой точности измерения угловых координат и перекрытия заданной зоны обнаружения. Зависимость несущих частот от углового положения лучей при изменении температуры для АРЧС X-диапазона приведена на рисунке 4.20.

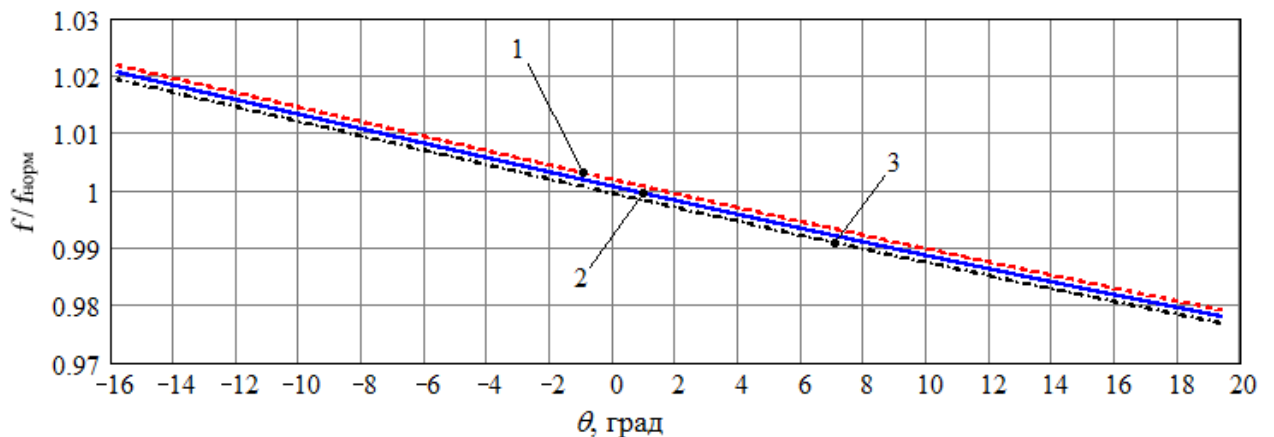


Рисунок 4.20 – Зависимость несущих частот от углового положения лучей АРЧС X-диапазона при температуре -50°C (1), 0°C (2), $+50^\circ\text{C}$ (3). Материал ДОС – алюминий с $k = 24 \cdot 10^{-6}$, исходная температура $T_0 = +25^\circ\text{C}$.

Таблица 4.4 – Частоты, обеспечивающие стабилизацию углового положения ДН в плоскости частотного сканирования при изменении температуры.

№ луча	Частота, $f/f_{\text{норм}}$										
	-50°C	-40°C	-30°C	-20°C	-10°C	0°C	10°C	20°C	30°C	40°C	50°C
1	1,0245	1,0243	1,0240	1,0238	1,0235	1,0233	1,0230	1,0228	1,0225	1,0223	1,0220
2	1,0224	1,0222	1,0219	1,0217	1,0214	1,0212	1,0209	1,0207	1,0205	1,0202	1,0200
3	1,0203	1,0201	1,0199	1,0196	1,0194	1,0191	1,0189	1,0186	1,0184	1,0181	1,0179
4	1,0183	1,0180	1,0178	1,0175	1,0173	1,0171	1,0168	1,0166	1,0163	1,0161	1,0158
5	1,0162	1,0160	1,0157	1,0155	1,0152	1,0150	1,0147	1,0145	1,0143	1,0140	1,0138
6	1,0141	1,0139	1,0136	1,0134	1,0132	1,0129	1,0127	1,0124	1,0122	1,0119	1,0117
7	1,0121	1,0118	1,0116	1,0113	1,0111	1,0108	1,0106	1,0104	1,0101	1,0099	1,0096
8	1,0100	1,0097	1,0095	1,0093	1,0090	1,0088	1,0085	1,0083	1,0081	1,0078	1,0076
9	1,0079	1,0077	1,0074	1,0072	1,0070	1,0067	1,0065	1,0062	1,0060	1,0057	1,0055
10	1,0058	1,0056	1,0054	1,0051	1,0049	1,0046	1,0044	1,0042	1,0039	1,0037	1,0034
11	1,0038	1,0035	1,0033	1,0031	1,0028	1,0026	1,0023	1,0021	1,0019	1,0016	1,0014
12	1,0017	1,0015	1,0012	1,0010	1,0007	1,0005	1,0003	1,0000	0,9998	0,9995	0,9993
13	0,9996	0,9994	0,9992	0,9989	0,9987	0,9984	0,9982	0,9980	0,9977	0,9975	0,9972
14	0,9976	0,9973	0,9971	0,9968	0,9966	0,9964	0,9961	0,9959	0,9957	0,9954	0,9952
15	0,9955	0,9953	0,9950	0,9948	0,9945	0,9943	0,9941	0,9938	0,9936	0,9933	0,9931
16	0,9934	0,9932	0,9929	0,9927	0,9925	0,9922	0,9920	0,9918	0,9915	0,9913	0,9910
17	0,9913	0,9911	0,9909	0,9906	0,9904	0,9902	0,9899	0,9897	0,9895	0,9892	0,9890
18	0,9893	0,9890	0,9888	0,9886	0,9883	0,9881	0,9879	0,9876	0,9874	0,9872	0,9869
19	0,9872	0,9870	0,9867	0,9865	0,9863	0,9860	0,9858	0,9856	0,9853	0,9851	0,9848
20	0,9851	0,9849	0,9847	0,9844	0,9842	0,9840	0,9837	0,9835	0,9833	0,9830	0,9828
21	0,9831	0,9828	0,9826	0,9824	0,9821	0,9819	0,9817	0,9814	0,9812	0,9810	0,9807
22	0,9810	0,9808	0,9805	0,9803	0,9801	0,9798	0,9796	0,9794	0,9791	0,9789	0,9787
23	0,9789	0,9787	0,9785	0,9782	0,9780	0,9778	0,9775	0,9773	0,9771	0,9768	0,9766
24	0,9768	0,9766	0,9764	0,9762	0,9759	0,9757	0,9755	0,9752	0,9750	0,9747	0,9745

В качестве примера для АРЧС S -диапазона в таблице 4.4 приведены значения несущих частот, определяющих положение лучей в плоскости частотного сканирования, с учетом обеспечения их стабилизации в условиях изменения температуры окружающей среды в интервале рабочих температур от -50°C до $+50^\circ\text{C}$ с шагом в 10°C .

4.5 Выводы

1. Представлены результаты экспериментальной проверки характеристик, которые подтвердили эффективность комплекса технических решений, заложенных при разработке моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС S -диапазона, выполненной на основе ДОС последовательного типа, а также моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона с последовательно-параллельной ДОС.

2. Проработаны ключевые вопросы, позволяющие изготовить низкопрофильную конструкцию моноимпульсной АРЧС на базе технологии фрезерования составных частей антенны на высокоточных станках с ЧПУ. Рассмотрены характерные конструктивно-технологические погрешности и дефекты, допускаемые в процессе изготовления, представлены их обобщенная классификация и результаты расчетно-экспериментальной оценки влияния на радиотехнические характеристики антенн, что позволило установить требования к точностям производственного оборудования и механической сборки АРЧС.

3. Проведен анализ характеристик направленности АРЧС на статистическую устойчивость с учетом точностных ограничений, накладываемых технологией изготовления и условиями эксплуатации, результаты которого показали, что выход годных изделий при серийном производстве составляет около 85%.

4. Обсуждается вариант реализации низкопрофильной конструкции ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов в плоскости частотного сканирования, позволяющий максимально заимствовать технические и конструктивно-технологические решения, примененные в разработанных моноимпульсных АРЧС *S*- и *X*-диапазона.

Заключение

Диссертация посвящена частотно-сканирующим моноимпульсным антенным решеткам, применяемым в трехкоординатных обзорных РЛС, использующих моноимпульсный метод пеленгации для повышения точности измерения угловых координат воздушных объектов. При исследовании получены следующие основные результаты:

1. Разработаны схемы построения моноимпульсной волноводно-щелевой АРЧС S -диапазона на основе ДОС последовательного типа и моноимпульсной волноводной АРЧС X -диапазона с последовательно-параллельной ДОС. Технические решения по модификации последовательной ДОС в части применения T -щелевых направленных ответвителей, коррекции длин периодов замедляющей системы, исключения конечных нагрузок в половинах схемы, использования волноводных фазовращателей и волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления, позволяют реализовать низкопрофильную конструкцию антенны на базе высокоэффективной технологии фрезерования на оборудовании с ЧПУ и существенно улучшить технические характеристики моноимпульсных АРЧС в рабочей полосе частот: коэффициент усиления суммарной и разностной ДН, УБЛ суммарной ДН, точность определения угловых координат в плоскости частотного сканирования за счет увеличения глубины нуля и достижения минимального различия уровней сигналов в максимумах разностной ДН.

2. Разработана методика проектирования и оптимизации последовательной ДОС, которая позволила выявить и минимизировать ошибки формируемого АФР, обусловленные особенностями построения, и показала возможность достижения в плоскости частотного сканирования антенны S -диапазона УБЛ суммарной ДН не более -30 дБ при коэффициенте усиления не менее 41 дБ, а также обеспечения глубины нуля разностной ДН не хуже -33 дБ и модуля разности амплитуд в ее максимумах не более 0,21 дБ в полосе рабочих частот 5%. В АРЧС X -диапазона в полосе рабочих частот 4,5% коэффициент усиления составил не менее 32 дБ при аналогичном качестве характеристик ДН: УБЛ суммарной ДН не более -30 дБ, глубине нуля разностной ДН не хуже -32 дБ и модулю разности амплитуд в ее максимумах не более 0,23 дБ.

3. Выявлено, что в условиях широкоугольного частотного сканирования при устранении эффекта «нормали» путем смещения четных и нечетных групп неоднородностей – НО и изгибов ЛЗ друг относительно друга на расстояние $\Lambda_{\text{норм}}/4$, возникает эффект «ослепления» АРЧС на краях рабочей полосы. Данный эффект вызван практически синфазным суммированием отражений от неоднородностей на входе АРЧС, что обусловлено фазочастотной характеристикой волновода ЛЗ. Разработана методика итерационной оптимизации структуры последовательной ДОС, которая позволяет подавить эффекты

«нормали» и «ослепления» при незначительном увеличении среднего уровня КСВН в рабочем диапазоне частот. Показаны технические решения по практической реализации данного способа согласования в ДОС моноимпульсных АРЧС *S*- и *X*-диапазона.

4. Исследованы характеристики волноводных направленных ответвителей с Т-образным элементом связи в части: диапазонных свойств, переходных ослаблений, направленности, согласования, предельно-допустимого уровня мощности, фазовых ошибок. Установлено, что основным критерием получения оптимальной конфигурации НО является согласование Т-образного окна связи с первичной и вспомогательной волноводными линиями в полосе рабочих частот, в требуемом диапазоне переходных ослаблений. Проведенные исследования позволили создать технологичную конструкцию НО, интегрируемую с волноводными ДОС в качестве типового элемента распределения мощности.

5. Выведены расчетные соотношения для фазовращателя, который представляет собой два полых волновода прямоугольного сечения, и обеспечивает в рабочей полосе частот требуемое значение разности фаз между выходами этих волноводов. Включение такого фазовращателя между двумя Т-щелевыми направленными ответвителями с переходным ослаблением 3 дБ позволило реализовать низкопрофильное волноводное мостовое устройство с регулируемым коэффициентом деления. Применение волноводных фазовращателей и мостового устройства в составе последовательной ДОС позволило минимизировать ошибки АФР.

6. Представлен вариант построения ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов антенны в плоскости частотного сканирования на основе двухлучевой матрицы Бласса. Данный вариант предполагает возможность частичного заимствования технических решений, реализованных в модифицированных ДОС последовательного и последовательно-параллельного типов. Численный анализ характеристик АРЧС на основе разработанной программы показал возможность снижения максимального УБЛ разностной ДН до -25 дБ и повышения коэффициента усиления разностного канала на 1,5 дБ при сохранении достигнутых характеристик суммарной ДН.

7. Проработаны ключевые вопросы конструктивно-технологического исполнения моноимпульсных АРЧС, обеспечивающие необходимую точность изготовления и, соответственно, требуемое качество и повторяемость технических характеристик антенн при серийном производстве. Эффективность разработанного комплекса технических решений подтверждается положительными результатами экспериментальных измерений опытных и первых серийных образцов моноимпульсных АРЧС *S*- и *X*-диапазона. Практическое применение разработанных антенн позволило улучшить тактико-технические и эксплуатационные характеристики трехкоординатных РЛС.

Список литературы

- [1]. Справочник по радиолокации. Книга 1 / Под ред. М.И. Сколника: Пер. с англ. — М.: Техносфера, 2014. — 672 с.
- [2]. Авиационные правила. Часть 170. Сертификация оборудования аэродромов и воздушных трасс. Том 2. Сертификационные требования к оборудованию аэродромов и воздушных трасс. 3-е издание. — Межгосударственный авиационный комитет, 2013. — 216 с.
- [3]. Плетенский А.Ю., Корнеев А.Н. Принципы построения и технические характеристики унифицированного автоматического радиолокационного комплекса. Книга 1. — М.: АО «НПО «ЛЭМЗ», 2013 — 369 с.
- [4]. Hamish M. Modern radar systems. 2d edition. — Boston: Artech house, 2008. — 701 p.
- [5]. Ахмедов Р.М., Бибутов А.А., Васильев А.В. и др. Автоматизированные системы управления воздушным движением / Под ред. С.Г. Пятко. — СПб.: Политехника, 2004. — 446 с.
- [6]. ОКР «Модернизация РСР-27С, РСР-28М». Пояснительная записка. Часть 1. — М.: ОАО «НПО «ЛЭМЗ», 2013. — 169 с.
- [7]. Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d edition. New York: McGraw-Hill book company, 1993. — 1511 p.
- [8]. Патент № 2490760 С1 (RU), МПК H01Q 3/00. Моноимпульсная антенна с частотным сканированием / Н.Д. Бородин, М.В. Исаков; заявитель и патентообладатель ОАО «НПП «Салют». — № 2012111088/08; заявл. 23.03.2012; опубл. 20.08.2013. — Бюл. № 23.
- [9]. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. / 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с.
- [10]. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк. 1970 / Пер. с англ. в 4-х томах / Под общ. ред. К.Н. Трофимова. / Т. 2. Радиолокационные антенные устройства / Под ред. П.И. Дудника. — М.: Сов. Радио, 1977. — 408 с.
- [11]. Прилуцкий А.А. Методы широкоугольного сканирования в системах дистанционного зондирования радиодиапазона // автореф. дис. на соиск. уч. степ. д-ра физ.-мат. наук: 01.04.01 / Прилуцкий Андрей Алексеевич. — Москва, 2011. — 51 с.
- [12]. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны / Под редакцией Д.И. Воскресенского. — М: Радиотехника, 2016. — 560 с.
- [13]. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. 2-е издание. — М.: Техносфера, 2012. — 560 с.
- [14]. Трассовый радиолокационный комплекс «Сопка-2». [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.lemz.ru/views/solutions/orvd/trlkr/sopka2>. 05.03.2018.

- [15]. Бородин Н.Д., Ковалев В.Т., Ленци Ю.И., Немоляев А.И. Волноводно-щелевые антенные решетки с частотным сканированием // 17-я научно-техническая конференция ВНИИРТ. — М.: ОАО «ВНИИРТ», 2007. — С. 312-317.
- [16]. Ishimaru A., Tuan N. Theory of frequency scanning // IRE Trans. Antennas Propagat. 1962. — Vol. AP-10. — P. 144.
- [17]. Сканирующие антенны сверхвысоких частот / под ред. проф. Л.Н. Дерюгина. — М.: Машиностроение, 1964. — 324 с.
- [18]. Яцук Л.П., Блинова Н.К., Ляховский А.А. Ляховский А.Ф. Закономерности частотного сканирования в волноводно-щелевой антенне, возбуждаемой замедленной волной // Физические основы приборостроения. — 2012. — Т. 1, № 1. — С. 7-15.
- [19]. Wang W. Frequency Diverse Array Antenna: New Opportunities // IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2015. — Vol. 57, No. 2. — P. 145-152.
- [20]. Хансен Р.С. Сканирующие антенные системы СВЧ / Пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. / Т. 3. — М.: Советское радио, 1971. — 464 с.
- [21]. Воскресенский Д.И., Степаненко В.И., Филиппов В.С. и др. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. / Под ред. Д.И. Воскресенского. 3-е изд., доп. и перераб. — М.: Радиотехника, 2003. — 632 с.
- [22]. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции. — М.: Радиотехника, 2015. — 416 с.
- [23]. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. Введение в теорию / Под ред. Л.Д. Бахраха. — М.: Радиотехника, 2001. — 250 с.
- [24]. Уолтер К. Антенны бегущей волны. / Пер. с англ. под ред. А. Ф. Чаплина. — М.: Энергия, 1970. — 448 с.
- [25]. Патент № 2254648 С2 (RU), МПК H01Q 21/30, 5/00. Двухподдиапазонная антенная решетка / Н.Д. Бородин, А.И. Немоляев, А.В. Черняховский; заявитель и патентообладатель ФГУП «ГМЗ «Салют». № 2003118647/09; заявл. 24.06.2003; опубл. 20.06.2005. Бюл. № 17.
- [26]. Оружие России. — М.: Военный парад, 2000. — С. 570-572.
- [27]. Patent No. 5638079 (US), Int. cl. H01Q 13/10. Slotted waveguide array antennas / R. Kastner, O. Haluba; — No. 337096; Nov. 10, 1994; Jun. 10, 1997.
- [28]. Friedman N. The naval institute guide to world naval weapon systems. — Naval institute press, 2006. — 858 p.
- [29]. Patent No. 4742355, Int. cl. H01Q 3/22. Serpentine feeds and method of making same / R.I. Wolfson, W.G. Sterns, J.D. Foglesonger, V.M. Petrillo; — No. 906060; Sep. 10, 1986; May 3, 1988.

- [30]. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. — М.: Сов. Радио, 1967. — 652 с.
- [31]. Сосунов В.А., Шибаетов А.А. Направленные ответвители сверхвысоких частот. — Саратов: Приволжское книжное издательство, 1964. — 136 с.
- [32]. РЛС «Подберезовик-ЭТ1». РЛС «Фрегат-МАЭ-4К». [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://concern-agat.ru/produktsiya/radiolokatsiya>. 05.03.2018.
- [33]. Hansen R.C. Phased array antennas. 2d edition. — Hoboken, New Jersey: John Wiley & sons, inc., 2009. — 547 p.
- [34]. Patent No. US 2006/0158381 A1, Int. Cl. H01Q 13/10. Slot array antenna and plasma processing apparatus / N. Ishii, M. Ando, M. Takahashi. — No. 11378223; Mar. 16, 2006; Jul. 20, 2006.
- [35]. Вопросы перспективной радиолокации / Под ред. А.В. Соколова. — М.: Радиотехника, 2003. — 512 с.
- [36]. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. — М.: Радиотехника, 2004. — 320 с.
- [37]. Радиотехнические системы навигации и посадки. Стационарный посадочный радиолокатор «ПРЛ-27С». Мобильный посадочный радиолокатор «ПРЛ-28М». [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.vniira.ru/doc/catalogue/1188.pdf>. — 05.03.2018.
- [38]. Hamidi E. Design, analysis and simulation of a C-band frequency scanning slot-array antenna // Computer and communication engineering international conference. — 2010. — P. 1-5.
- [39]. Патент № 2321111 С1 (RU), МПК H01Q21/06. Антенное устройство с частотным сканированием / Н.Д. Бородин, М.В. Исаков, С.С. Коблов, В.Т. Ковалев, Ю.И. Ленци, В.А. Панин; заявитель и патентообладатель ФГУП «ГМЗ «Салют». — № 2006146853/09; заявл. 28.12.2006; опубл. 27.03.2008. — Бюл. № 9.
- [40]. Патент № 2321112 С1 (RU), МПК H01Q21/06 H01P5/12. Волноводно-щелевая антенная решетка и делитель мощности, используемый в ней / Н.Д. Бородин, М.В. Исаков, В.Т. Ковалев, Ю.И. Ленци, В.А. Панин, А.Н. Секачева; заявитель и патентообладатель ФГУП «ГМЗ «Салют». — № 2006146852/09; заявл. 28.12.2006; опубл. 27.03.2008. — Бюл. № 9.
- [41]. Sanada A., Fukui K., Nogi S., Sanagi M. Traveling-wave microwave power divider composed of reflectionless dividing units // IEEE trans. microw. theory techn. — 1995. — V. 43, No. 1. — P. 14–20.
- [42]. Патент № 2284079 С1 (RU), МПК H01Q21/06. Антенна частотного сканирования / Ю.И. Ленци, А.И. Школьник; заявитель и патентообладатель ФГУП «ГМЗ «Салют». — № 2005103854/09; заявл. 15.02.2005; опубл. 20.09.2006. — Бюл. № 26.

[43]. Немоляев А.И., Кущев И.М. Волноводно-полосковый направленный ответвитель и его применение на СВЧ // 17-я научно-техническая конференция ВНИИРТ. — М., ОАО «ВНИИРТ», 2007. — С. 320-323.

[44]. Патент № 2250540 С2 (RU), МПК H01P 5/12. Многоканальный делитель мощности / А.И. Немоляев; заявитель и патентообладатель ФГУП «ГМЗ «Салют». № 2003111429/09; заявл. 22.04.2003; опубл. 20.04.2005. Бюл. № 11.

[45]. Каштальян И.А. Программирование и наладка станков с числовым программным управлением. — Минск.: БНТУ, 2015. — 135 с.

[46]. Николаев С.Ф., Сеницын Е.А., Сеницын В.А. Радиолокатор «Низовье» обеспечит безопасность на взлетной полосе // Инновационная Россия. Исследования и разработки. — 2009. — № 9. — С. 18-19.

[47]. Патент № 2556708 С1 (RU), МПК G01S13/52. Посадочный радиолокатор / В.П. Иванов, В.М. Король, Е.А. Сеницын, А.Ю. Коршунов; заявитель и патентообладатель ОАО «Концерн ПВО «Алмаз Антей». — № 2014110066/07; заявл. 17.03.2014; опубл. 20.07.2015.

[48]. Евстропов Г.А. Антенны с электрическим качанием луча // Антенны. — 2009. — № 7. — С. 30-34.

[49]. Патент № 2470419 С1 (RU), МПК H01P5/00. Линейная антенна с частотным сканированием / А.И. Немоляев, М.Г. Витков; заявитель и патентообладатель ОАО «НПП «Салют». — № 2011152014/08; заявл. 20.12.2011; опубл. 20.12.2012. — Бюл. № 35.

[50]. Малов А.В. Исследование схем частотного сканирования диаграммы направленности антенных решеток с постоянной частотой излучения // автореф. дис. на соиск. уч. степ. канд. тех. наук: 05.12.07 / Малов Андрей Владимирович. — М., 2006. — 22 с.

[51]. Skolnik M.I. Radar handbook. 3d edition. New York: The McGraw-Hill companies, 2008. — 1351 p.

[52]. Банков С. Е. Антенные решетки с последовательным питанием. — М.: Физматлит, 2013. — 414 с.

[53]. Kinsey R. An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse // IEEE trans. antennas propagat. — 1999. — V. 47, No 3. — P. 474-481.

[54]. Лиманский В.Н. Линейные излучатели на основе полуоткрытого желобкового волновода // автореф. дис. на соиск. уч. степ. канд. тех. наук: 05.12.07 / Лиманский Владимир Николаевич. — Новосибирск, 2010. — 22 с.

[55]. Croney J., Foster D. New techniques in the construction of frequency-scanning arrays // Microwave j. — 1964. — V. 7, No 5.

[56]. Калиничев В.И., Бабаскин А.А. Исследование частотного сканирования волноводно-щелевой антенной решетки с постоянным фазовым сдвигом между волноводами //

Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал]. — 2017. — № 1. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/7/text.pdf>. — 03.04.2017.

[57]. Банков С.Е., Калошин В.А., Фролова Е.В. Синтез и анализ планарной волноводной решетки с частотным сканированием, сфокусированной в зоне Френеля // Радиотехника и электроника. — 2016. — Т. 61, № 6. — С. 547.

[58]. Li L.A., Hilliard B.J., Shafer J.R., Daggett J., Dickman E.J., Becker J.P. A planar compatible traveling-wave waveguide-based power divider/combiner // IEEE trans. microw. theory techn. — 2008. — V. 56, No. 8. — P. 1889–1898.

[59]. Jiang X., Ortiz S. C., Mortazawi A. A Ka-band power amplifier based on the traveling-wave power-dividing/combining slotted-waveguide circuit // IEEE trans. microw. theorytechn. — 2004. — V. 52, No. 2. — P. 633–639.

[60]. Peters F.D.L., Tatu S.O., Denidni T.A. Design of beamforming slot antenna arrays using substrate integrated waveguide // IEEE conference publications. Antennas and propagation society international symposium. — 2012. — P. 1-2.

[61]. Cheng Y. J., Hong W., and Wu K. Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Multibeam Antenna Based on the Parabolic Reflector Principle // IEEE Trans. Antennas and Propagation. — 2008. — V. 56, No. 9. — P. 3055-3058.

[62]. Karimkashi S., Zhang G., Kishk AA., Bocangel W., Kelley R., Meier J., Palmer R.D. Dual-polarization frequency scanning microstrip array antenna with low cross-polarization for weather measurements // IEEE trans. antennas propagat. — 2013. — V. 61, No 11. — P.5444-5452.

[63]. Wang H., Ni J., Sun W. Z., Ma X. F., Sheng W. X. A novel frequency scanning monopulse microstrip antenna array // 2010 International conference on microwave and millimeter wave technology (ICMMT). — 2010. — P. 1118-1121.

[64]. Netic A., Dragas S. Frequency scanning printed array antenna // Antennas and propagation society international symposium, 1995.

[65]. Tekkouk K., Ettorre M., Coq L.L., Sauleau R. SIW pillbox antenna for monopulse radar applications // IEEE trans. antennas propagat. — 2015. — Vol. 63, No. 9. — P. 3918-3927.

[66]. Boskovic N.M., Jekanovic B.S., Netic A.D. Compact frequency scanning antenna array with SRR phase shifters // Telsiks-2013 Serbia. — 2013. — P. 437-439.

[67]. Cui L., Wu W., Fang D.G. Printed frequency beam-scanning antenna with flat gain and low sidelobe levels // IEEE antennas and wireless propagation letters. — 2013. — V. 12. — P. 292-295.

[68]. Vazquez C., Garcia C., Alvarez Y., Ver-Hoeye S., Las-Heras F. Near field characterization of an imaging system based on a frequency scanning antenna array // IEEE trans. antennas propagat. — 2013. — Vol. 61, No. 5. — P. 2874-2879.

- [69]. Siaka F., Mirkamali A., Laurin J.J. A broad angle frequency scanning antenna based on a meandre waveguide // Antennas and propagation society international symposium, 2012.
- [70]. Ettorre M., Sauleau R., and Le Coq L. Multi-Beam Multi-Layer Leaky Wave SIW Pillbox Antenna for Millimeter-Wave Applications // IEEE Trans. Antennas and Propagation. — 2011. — V. 59, No. 4. — P. 1093-1100.
- [71]. Исмаилова Е.Ю. Композиция законов распределения векторных погрешностей, действующих при обработке на станках с числовым программным управлением // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. — 2011. — № 3. — С. 127-131.
- [72]. Wang H., Ge P., Fang D.G., Ma X.F., Sheng W.X. A low loss frequency scanning planar array using hybrid coupling // 2010 International conference on microwave and millimeter wave technology (ICMMT). — 2010. — P. 1908-1911.
- [73]. Gezer L., Broadston R., Jenn D., Burgstaller G. Digital tracking array using off-the-shelf hardware // IEEE antennas and propagation magazine. — 2008. — Vol. 50, No. 1. — P.108-114.
- [74]. De Oro C.D., Masa-Campos J.L., Sierra-Perez M. Monopulse scanning beam planar array for signal identification system // Proc. «EuCAP», Nice, France, 2006.
- [75]. Mayer W., Wetzel M., Menzel W. A novel direct-imaging radar sensor with frequency scanned antenna // Proc. IEEE MTT-S Int. microwave symp., Philadelphia, USA. — 2003. — Vol. 3. — P. 1941–1944.
- [76]. Mallahzadeh A., Mohammad-Ali-Nezhad S. A Low Cross-Polarization Slotted Ridged SIW Array Antenna Design With Mutual Coupling Considerations // IEEE trans. antennas propagat. — 2015. — Vol. 63, No. 10. — P. 4324-4333.
- [77]. Patent No. 4119971, Int. cl. H01Q 13/10. High data rate frequency scan slotted waveguide antenna / L. Stark; — No. 765464; Feb. 4, 1977; Oct. 10, 1978.
- [78]. Кашин А.В. Разработка в НИИИС волноводно-щелевых антенных решеток КВЧ-диапазона // Антенны. — 2005. — № 5.
- [79]. Кашин А.В. Методы проектирования и исследования волноводно-щелевых антенных решеток. — М.: Радиотехника, 2006. — 150 с.
- [80]. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям / Пер. с англ. под ред. М.М. Вейсбейна. — М.: Сов. Радио, 1976. — 392 с.
- [81]. Калиничев В. И. Анализ и синтез волноводно-щелевой антенны с заданным амплитудным распределением. // Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал]. — 2015. — № 12. Режим доступа: URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec15/8/text.pdf>
- [82]. Мануилов М. Б., Лерер В. А., Синявский Г. П. Методы расчета и новые применения волноводно-щелевых антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. — 2007. — № 5. — С. 3-28.

- [83]. Patent No. 3419870. Dual-plane frequency-scanned antenna array / S.H. Wong; May 24, 1965; Dec. 31, 1968.
- [84]. Евдокимов А.П., Крыжановский В.В. Плоская антенная решетка с комбинированным способом сканирования лучом // Электромагнитные волны и электронные системы. — 2005. № 1-2.
- [85]. Тучков Н.Т. Автоматизированные системы и радиоэлектронные средства управления воздушным движением. — М.: Транспорт, 1994. — 363 с.
- [86]. Перевезенцев Л.Т., Огарков В.Н. Радиолокационные системы аэропортов. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Транспорт, 1991. — 360 с.
- [87]. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. — М.: Радиотехника, 2012. — 336 с.
- [88]. Wheeler M.S. Sum and Difference Patterns for Side Look Radar with Very Short Pulse Width. - Westinghouse Electric Corp., Rept. DSC-5601, May 4, 1967.
- [89]. Yang X., Di L., Yu Y., Gao S. Low-Profile Frequency-Scanned Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide // IEEE trans. antennas propagat. — 2017. — Vol. 65, No. 4. — P. 2051-2056.
- [90]. Liu Y. K. Design of microstrip frequency scanning antenna array // Master's thesis, Nanjing university of science and technology, Nanjing, China, 2009.
- [91]. Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. — М.: Радиотехника, 2015. — 144 с.
- [92]. Патент № 2255661 С2 (RU), МПК H01P 5/12. Волноводная система питания для фазированной антенной решетки. / А.П. Александров, И.Р. Батталов; заявитель и патентообладатель ФГУП «Ижевский электромеханический завод «Купол». — № 2001133227/09; заявл. 06.12.2001; опубл. 10.03.2004. Бюл. № 7.
- [93]. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. — М.: Высш. шк., 1988. — 432 с.
- [94]. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток. — Львов: Высшая школа, 1987. — 180 с.
- [95]. Dastranj A. Optimization of a Printed UWB Antenna // IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2017. — No. 2. — P. 48-57.
- [96]. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. — М.: ЗАО «НПП «Родник», 2009. — 256 с.
- [97]. Manuilov M., Lerer V., Sinyavsky G. Fast and Accurate Full-Wave Analysis of Large Slotted Waveguide Array Antennas // Proc. of 37th Eur. Microw. Conf. — Oct. 2007. — P. 360–363.

[98]. Гузь В.И., Липатов В.П., Баринголец Т.В., Бутырин А., Черницкая Н.Л. Особенности сканирования под большими углами места плоской волноводно-щелевой ФАР с фазочастотным управлением // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. — 2007. — Т. 50, № 1. — С. 26-35.

[99]. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. — Москва, 2008. — 276 с.

[100]. Фельдштейн Е.Э. Обработка деталей на станках с ЧПУ. — Минск: Новое знание, 2008. — 299 с.

[101]. Zhao T., Jackson D. R., Williams J. T., Yang H.-Y. D., Oliner A. A. 2-D Periodic Leaky-Wave Antennas - Part I: Metal Patch Design // IEEE Trans. Antennas and Propagation. — 2005. — V. 53, No. 11. — P. 3505-3514.

[102]. Rosenberg U., Beyer R. Combined twist-bend for very compact interconnections in integrated waveguide subsystems // Proceedings of the 42nd European microwave conference. Amsterdam, Netherlands. — 2012. — P. 1154-1157.

[103]. Baralis M., Tascone R., Olivieri A., Peverini O.A., Virone G., Orta R. Full-wave design of broad-band compact waveguide step-twists // IEEE microwave and wireless components letters. — 2005. — Vol. 15, No. 2. — P. 134-136.

[104]. Патент № 2267192 С1 (RU), МПК H01P 1/02. Волноводный уголок / В.А. Митин, Н.А. Винярская, В.А. Крылов, М.С. Рыбин; заявитель и патентообладатель ОАО «НИИ Приборостроения им. В.В. Тихомирова». — № 2004121267/09; заявл. 12.07.2004; опубл. 27.12.2005. — Бюл. № 36.

[105]. Croney J., Killick E.A., Foster, D. A temperature independent frequency scanning antenna // IEEE conference publications. 1st European microwave conference. London, 1969.

Приложение А: Волноводный фазовращатель.

Вывод расчетных соотношений

Волноводный фазовращатель представляет собой два прямоугольных волновода с сечениями каналов $a_1 \times b$ и $a_2 \times b$ (a_1 и a_2 – размеры широких стенок) и длинами L_1 и L_2 , соответственно. Фазы электромагнитных колебаний на нижней (f_n) и верхней (f_v) частотах рабочего диапазона на выходе соответствующего волноводного канала фазовращателя могут быть записаны в виде:

$$\varphi_{n1} = \frac{2\pi}{\Lambda_{n1}} L_1; \quad \varphi_{e1} = \frac{2\pi}{\Lambda_{e1}} L_1; \quad \varphi_{n2} = \frac{2\pi}{\Lambda_{n2}} L_2; \quad \varphi_{e2} = \frac{2\pi}{\Lambda_{e2}} L_2, \quad (1)$$

где Λ_{n1} , Λ_{v1} , Λ_{n2} , Λ_{v2} – длина волны в волноводном канале с соответствующим поперечным сечением $a_1 \times b$ или $a_2 \times b$ для частот f_n и f_v :

$$\Lambda_{n1} = \frac{2a_1c}{\sqrt{4f_n^2 a_1^2 - c^2}}; \quad \Lambda_{e1} = \frac{2a_1c}{\sqrt{4f_e^2 a_1^2 - c^2}};$$

$$\Lambda_{n2} = \frac{2a_2c}{\sqrt{4f_n^2 a_2^2 - c^2}}; \quad \Lambda_{e2} = \frac{2a_2c}{\sqrt{4f_e^2 a_2^2 - c^2}},$$

где c – скорость распространения электромагнитных колебаний в свободном пространстве.

Учитывая, что разность фаз электромагнитных колебаний на выходах фазовращателя $\Delta\varphi$ в рабочем диапазоне частот должна быть постоянной, запишем:

$$\Delta\varphi = \varphi_{n1} - \varphi_{n2} = \varphi_{v1} - \varphi_{v2} \quad (2)$$

Пусть разность длин волноводных каналов фазовращателя составляет:

$$\Delta L = L_2 - L_1,$$

тогда

$$L_2 = L_1 + \Delta L \quad (3)$$

Подставляя в (2) значения для φ_{n1} и φ_{n2} (1) с учетом (3) для частоты f_n получаем:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\Lambda_{n1}} L_1 - \frac{2\pi}{\Lambda_{n2}} L_2 = \frac{2\pi}{\Lambda_{n1}} L_1 - \frac{2\pi}{\Lambda_{n2}} (L_1 + \Delta L) \quad (4)$$

Соответственно:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{L_1}{\Lambda_{n1}} - \frac{L_1}{\Lambda_{n2}} - \frac{\Delta L}{\Lambda_{n2}} = L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{n1}} - \frac{1}{\Lambda_{n2}} \right) - \frac{\Delta L}{\Lambda_{n2}} \quad (5)$$

Подставляя в (2) значения для φ_{v1} и φ_{v2} (1) с учетом (3) и (5) для частоты f_v также справедливо соотношение:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{e1}} - \frac{1}{\Lambda_{e2}} \right) - \frac{\Delta L}{\Lambda_{e2}} \quad (6)$$

Из (5) следует, что:

$$\Delta L = \left[L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right) - \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right] \Lambda_{н2} \quad (7)$$

Подставляя (7) в (6) запишем:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{\epsilon1}} - \frac{1}{\Lambda_{\epsilon2}} \right) - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{\epsilon2}} \left[L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right) - \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right] \quad (8)$$

Выражение (8) может быть представлено в виде:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{\epsilon1}} - \frac{1}{\Lambda_{\epsilon2}} \right) - L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right) \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{\epsilon2}} + \frac{\Delta\varphi \Lambda_{н2}}{2\pi \Lambda_{\epsilon2}} \quad (9)$$

Или:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} \left(1 - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{\epsilon2}} \right) = L_1 \left[\frac{1}{\Lambda_{\epsilon1}} - \frac{1}{\Lambda_{\epsilon2}} - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{\epsilon2}} \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right) \right] \quad (10)$$

Окончательно, с учетом (10), (3) и (7) запишем соотношения, определяющие длины волноводных каналов фазовращателя:

$$L_1 = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \cdot \frac{1 - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{\epsilon2}}}{\frac{1}{\Lambda_{\epsilon1}} - \frac{1}{\Lambda_{\epsilon2}} - \frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{\epsilon2}} \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right)} \quad (11)$$

$$L_2 = L_1 + \Lambda_{н2} \left[L_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{н1}} - \frac{1}{\Lambda_{н2}} \right) - \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right] \quad (12)$$

Разность фаз $\Delta\varphi$ в соотношения (11) и (12) подставляется в радианах, либо в градусах при замене 2π на 360, размерности величин L_1 , L_2 , $\Lambda_{н1}$, $\Lambda_{н2}$, $\Lambda_{\epsilon1}$, $\Lambda_{\epsilon2}$ должны совпадать.

Приложение Б: Программа расчета характеристик ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов

Программа предназначена для расчета характеристик схемы (рисунок 2.32 б) с учетом взаимодействия 1-го и 2-го каналов, приводящего к искажению характеристик канала 2. При этом канал 1 схемы работает как простая АРЧС с последовательным ответвлением мощности к излучателям через НО, балансными нагрузками НО являются выходы 2-го канала.

Исходные данные для расчета: f – анализируемая частота, задаваемая в пределах рабочего диапазона от $lf=f_n$ до $hf=f_v$; $f_n=f_{\text{норм}}$ – частота нормализации; a_1, a_2 – размеры широких волноводных стенок ЛЗ 1-го и 2-го каналов; n_λ – количество длин волн на частоте $f_{\text{норм}}$, образующих длину одного периода ЛЗ (S); N – количество элементов решетки; d – шаг решетки; θ – угловая координата в плоскости частотного сканирования; M – количество расчетных точек (дискрет) по угловой координате; w – ширина ДН единичного излучателя решетки на уровне -3 дБ в плоскости частотного сканирования; A_1, A_2 – амплитудные распределения 1-го и 2-го каналов схемы; η_1, η_2 – КПД 1-го и 2-го каналов; $d\Phi_1, d\Phi_2$ – фазовые поправки на выходах с $N/2+1$ по N каналов 1 и 2.

В соответствии с приведенными ниже программными блоками и расчетными соотношениями вычисляются следующие характеристики схемы: $E1_m$ – нормированная ДН 1-го канала; $E2_m$ – нормированная ДН 2-го канала без учета влияния 1-го канала на АФР, формируемое на выходах схемы; Af_{2n} – АФР 2-го канала, формируемое на выходах схемы с учетом суперпозиции прямых (Aa_{2n}) и ответвленных (Ac_{2n}) волн, возникающих за счет прохождения сигнала через НО 1-го канала; $E3_m$ – нормированная ДН 2-го канала, восстановленная по АФР Af_{2n} ; Gr_1, Gr_2, Gr_3 – КНД разностной ДН, нормированный к КНД суммарной ДН.

$$\begin{aligned}
c &:= 3 \cdot 10^8 & \text{discr}(Q, v1, v2) &:= \left| \begin{array}{l} \Delta v \leftarrow \frac{|v2 - v1|}{Q - 1} \\ \text{for } i \in 1..Q \\ \text{discr}_i \leftarrow \begin{cases} v1 + \Delta v \cdot (i - 1) & \text{if } v1 < v2 \\ v1 - \Delta v \cdot (i - 1) & \text{if } v1 > v2 \end{cases} \\ \text{discr} \end{array} \right. \\
lf &:= fh \\
fn &:= fh \circ pm \\
hf &:= fb \\
f &:= fn & \lambda &:= \frac{c}{f} & \lambda_n &:= \frac{c}{fn} \\
a1 &:= 0.0647 & f\Sigma(N, d, t) &:= \left| \begin{array}{l} \text{for } n \in 1..N \\ \left| \begin{array}{l} x_n \leftarrow \left(n - 1 - \frac{N - 1}{2} \right) \cdot (N - 1)^{-1} \\ y_n \leftarrow t + (1 - t) \cdot \cos(\pi \cdot x_n)^d \end{array} \right. \\ y \end{array} \right. \\
a2 &:= 0.0647 \\
n\lambda &:= 4.5 \\
d &:= 0.07 \\
w &:= \pi \\
N &:= 54 & n &:= 1..N & k &:= n & p &:= 1..N + 1 & f\Delta(N, d) &:= \left| \begin{array}{l} \text{for } n \in 1..N \\ \left| \begin{array}{l} x_n \leftarrow \left(n - 1 - \frac{N - 1}{2} \right) \cdot (N - 1)^{-1} \\ y_n \leftarrow 2.74 \cdot d \cdot x_n \cdot e^{-1.382 \cdot (d \cdot x_n)^2} \end{array} \right. \\ y \end{array} \right. \\
M &:= 3601 & m &:= 1..M \\
\theta &:= \text{discr}(M, -0.5 \cdot \pi, 0.5 \cdot \pi) \\
A1_n &:= f\Sigma t_n \cdot \delta A1_n & d\Phi1 &:= 0 & \eta1 &:= 0.8 \\
A2_n &:= f\Delta t_n \cdot \delta A2_n & d\Phi2 &:= \pi & \eta2 &:= 0.8 \\
j &:= \sqrt{-1} \\
\Lambda n1 &:= \frac{\lambda_n}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_n}{2 \cdot a1} \right)^2}} & \Lambda1 &:= \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2 \cdot a1} \right)^2}} & S1 &:= n\lambda \cdot \Lambda n1 & \Phi h1_n &:= \left(\pi - \frac{2 \cdot \pi}{\Lambda1} \cdot S1 \right) \cdot (n - 1) \\
\Lambda n2 &:= \frac{\lambda_n}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_n}{2 \cdot a2} \right)^2}} & \Lambda2 &:= \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2 \cdot a2} \right)^2}} & S2 &:= n\lambda \cdot \Lambda n2 & \Phi h2_n &:= \left(\pi - \frac{2 \cdot \pi}{\Lambda2} \cdot S2 \right) \cdot (n - 1) \\
\Phi1_n &:= \left| \begin{array}{l} \Phi h1_n + \delta\Phi1_n \text{ if } n \leq 0.5 \cdot N \\ \Phi h1_n + \delta\Phi1_n + d\Phi1 \text{ otherwise} \end{array} \right. & Fr(\theta, w) &:= \left| \begin{array}{l} n \leftarrow 1 \\ d \leftarrow \left| \begin{array}{l} \text{root}(\cos(0.5 \cdot w)^n - 0.707, n) \text{ if } w < \pi \\ 0 \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ |\cos(\theta)|^d \end{array} \right. \\
\Phi2_n &:= \left| \begin{array}{l} \Phi h2_n + \delta\Phi2_n \text{ if } n \leq 0.5 \cdot N \\ \Phi h2_n + \delta\Phi2_n + d\Phi2 \text{ otherwise} \end{array} \right. \\
F1_m &:= \left| \begin{array}{l} \sum_{n=1}^N A1_n \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot d \cdot (n-1) \cdot \sin(\theta_m)} \cdot e^{-j \cdot \Phi1_n} \\ \cdot Fr(\theta_m, w) \end{array} \right. & E1_m &:= \frac{F1_m}{\max(F1)} \\
F2_m &:= \left| \begin{array}{l} \sum_{n=1}^N A2_n \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot d \cdot (n-1) \cdot \sin(\theta_m)} \cdot e^{-j \cdot \Phi2_n} \\ \cdot Fr(\theta_m, w) \end{array} \right. & E2_m &:= \frac{F2_m}{\max(F2)}
\end{aligned}$$

$$\text{Position}(E, \theta) := \theta_{\text{match}(\max(E), E)_1}$$

$$\text{SF}(E, \theta) := \left| \begin{array}{l} \Delta\theta \leftarrow \theta_2 - \theta_1 \\ \sum_{i=1}^{\text{last}(E)} (E_i)^2 \cdot \Delta\theta \end{array} \right.$$

$$\text{Width}(E, \theta) := \left| \begin{array}{l} \Delta\theta \leftarrow \theta_2 - \theta_1 \\ \text{for } i \in 1 \dots \text{last}(E) \\ \quad x_i \leftarrow \begin{cases} 1 & \text{if } E_i \geq 0.707 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ \quad \text{width} \leftarrow \sum_{i=1}^{\text{last}(E)} x_i \cdot \Delta\theta \\ \text{width} \end{array} \right.$$

$$\text{Gr1} := \left| \begin{array}{l} 10 \cdot \log\left(\frac{\text{SF}(E_2, \theta)}{\text{SF}(E_1, \theta)}\right) \text{ if } d\Phi_2 = 0 \\ 0 \text{ otherwise} \end{array} \right.$$

$$\text{Gr2} := \left| \begin{array}{l} 10 \cdot \log\left(\frac{\text{SF}(E_1, \theta)}{\text{SF}(E_2, \theta)}\right) \text{ if } d\Phi_1 = 0 \\ 0 \text{ otherwise} \end{array} \right.$$

$$P1_n := \frac{(A1_n)^2 \cdot \eta_1}{\sum_{n=1}^N (A1_n)^2} \quad P2_n := \frac{(A2_n)^2 \cdot \eta_2}{\sum_{n=1}^N (A2_n)^2}$$

$$\text{Cf1} := \left| \begin{array}{l} \text{Cf1}_1 \leftarrow 10 \cdot \log(P1_1) \\ \text{for } n \in 1 \dots N \\ \quad \text{Pd1}_n \leftarrow 1 - \sum_{n=1}^n P1_n \\ \text{for } n \in 2 \dots N \\ \quad \text{Cf1}_n \leftarrow 10 \cdot \log\left(\frac{P1_n}{\text{Pd1}_{n-1}}\right) \\ \text{Cf1} \end{array} \right.$$

$$\text{Cf2} := \left| \begin{array}{l} \text{Cf2}_1 \leftarrow 10 \cdot \log(P2_1) \\ \text{for } n \in 1 \dots N \\ \quad \text{Pd2}_n \leftarrow 1 - \sum_{n=1}^n P2_n \\ \text{for } n \in 2 \dots N \\ \quad \text{Cf2}_n \leftarrow 10 \cdot \log\left(\frac{P2_n}{\text{Pd2}_{n-1}}\right) \\ \text{Cf2} \end{array} \right.$$

$$\text{SM}(A, \Phi, \text{Cf}) := \left| \begin{array}{l} \text{SM}_1 \leftarrow A \cdot 10^{\frac{\text{Cf}_1}{20}} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \\ \text{for } n \in 2 \dots N \\ \quad \text{SM}_n \leftarrow A \cdot \prod_{n=1}^{n-1} \sqrt{1 - 10^{\frac{\text{Cf}_n}{10}} \cdot e^{-j \cdot \sum_{n=1}^{n-1} \Phi_n}} \cdot 10^{\frac{\text{Cf}_n}{20}} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}} \\ \text{for } n \in 2 \dots N \\ \quad \text{SM}_{N+1} \leftarrow A \cdot \prod_{n=1}^n \sqrt{1 - 10^{\frac{\text{Cf}_n}{10}} \cdot e^{-j \cdot \sum_{n=1}^{n-1} \Phi_n}} \\ \text{SM} \end{array} \right.$$

$$\text{Ad}2_n := \sqrt{\text{P}2_n} \cdot e^{-j \cdot \Phi 2_n} \cdot \sqrt{1 - 10 \frac{\text{Cfl}_n}{10}} \quad \text{Ac}2_n := \sqrt{\text{P}2_n} \cdot e^{-j \cdot \Phi 2_n} \cdot 10 \frac{\text{Cfl}_n}{20} \cdot e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}}$$

$$\Delta\Phi 1 := \begin{cases} \text{for } n \in 1..N-1 \\ \Delta\Phi 1_n \leftarrow \Phi 1_{n+1} - \Phi 1_n \\ \text{stack}(\Delta\Phi 1, \Delta\Phi 1_{N-1}) \end{cases} \quad \Delta\Phi 1_{m,n,k} := \begin{cases} 0 & \text{if } k \geq n+1 \\ \Delta\Phi 1_n & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{Cfl}_{m,n,k} := \begin{cases} -\infty & \text{if } k \geq n \\ \text{Cfl}_n & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{SM}1_{p,n} := \text{SM}(\text{Ac}2_n, \Delta\Phi 1_m^{(n)}, \text{Cfl}_{m,n}^{(n)})_p \quad \text{SUM} := \sum_{n=1}^N \text{SM}1^{(n)} \quad \text{TL} := (|\text{SUM}_{N+1}|)^2$$

$$\text{Af}2_n := \text{SUM}_n + \text{Ad}2_n \quad \Phi r2_n := \Phi 2_n - 2 \cdot \pi \cdot \text{round}\left(\frac{\Phi 2_n}{2 \cdot \pi}, 0\right)$$

$$\text{F}3_m := \left| \sum_{n=1}^N |\text{Af}2_n| \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot d \cdot (n-1) \cdot \sin(\theta_m)} \cdot e^{j \cdot \arg(\text{Af}2_n)} \right| \cdot \text{Fr}(\theta_m, w) \quad \text{E}3_m := \frac{\text{F}3_m}{\max(\text{F}3)}$$

$$\text{Gr}3 := \begin{cases} 10 \cdot \log\left(\frac{\text{SF}(\text{E}1, \theta)}{\text{SF}(\text{E}3, \theta)}\right) & \text{if } d\Phi 1 = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$