

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

На правах рукописи



**Измайлов Алексей Александрович
ДВУХДИАПАЗОННАЯ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ АНТЕННАЯ
СИСТЕМА АВИАЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ЗЕМНОЙ
ПОВЕРХНОСТИ**

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 – 2019

Оглавление

Обозначения и сокращения	5
Введение	7
Объект и предмет диссертационного исследования.....	8
Методы исследования.....	9
Научная новизна работы:	10
Практическая значимость.....	10
Реализация и внедрение результатов	11
Достоверность полученных результатов	12
Основные положения, выносимые на защиту.....	12
Апробация результатов работы.	12
Публикации.....	13
Структура и объем работы	14
1 Совмещенные антенны для систем с синтезированной апертурой	19
1.1 Широкополосные (двухдиапазонные) излучатели, объединённые с полосно-пропускающими СВЧ фильтрами в каждом элементе или диплексными устройствами	19
1.2 Многослойное, однослойное межэлементное расположение элементов с различными техническими решениями	22
1.3. Комплексирование АР и частотно-селективных структур со свойствами частично отражающей поверхности или искусственного магнитного проводника.	31
Выводы	36
2 Антенные решётки на основе частотно-селективных структур со свойствами частично-отражающей поверхности	38
2.1 Модель антенной системы как резонансной антенны «Фабри-Перо»	38
2.2 Антенная система и её эквивалентная схема на основе модели Т-волны (transverse equivalent network – TEN)	40

2.2.1	Определение импеданса отражающей периодической поверхности	44
2.2.2	Определение полосы частот, ширины диаграммы направленности и коэффициента усиления антенны на основе частично-отражающей поверхности	48
2.3	Антенная система на основе частично-отражающей поверхности как антенна вытекающей волны	51
2.4	Примеры моделирования параметров и геометрии ЧСС с ЧОП.....	54
2.5	Разреженные антенные системы на основе принципа ЧСС с частично-отражающей поверхности	57
2.5.1	Выбор ЧСС со свойствами частично-отражающей поверхности	58
2.5.2	Разреженная антенная система X диапазона.....	60
2.5.3	Разреженная двухполяризационная антенная система X диапазона.....	64
2.5.4	Возможности электрического сканирования разреженной двухполяризационной АС X диапазона.....	68
	Выводы	71
3	Совмещённая антенная система X/C диапазонов на основе частотно-селективных структур со свойствами частично-отражающей поверхности	73
3.1	Совмещенная АС на основе ЧСС со свойствами частично-отражающей поверхности	73
3.1.1	Выбор ЧСС структур С и X диапазонов	75
3.1.2	Описание совмещенной двухполяризационной АС X/C диапазонов.....	78
3.1.3	Результаты моделирования совмещенной двухполяризационной АС X/C диапазонов.....	79
3.1.4	Возможности электрического сканирования совмещенной двухполяризационной АС X/C диапазонов.....	85
	Выводы	89
4	Совмещенная антенная система ОВЧ/УВЧ диапазонов на основе частотно-селективных структур со свойствами искусственного магнитного проводника ...	91

4.1 Совмещенная АС на основе ЧСС со свойствами искусственного магнитного проводника.....	91
4.2 ЧСС со свойствами искусственного магнитного проводника.....	93
4.3 Совмещенная АС по схеме $OB\mathcal{C}_{down} UB\mathcal{C}_{up}$	96
4.3.1 Выбор АМС структуры для схемы $OB\mathcal{C}_{down} UB\mathcal{C}_{up}$	97
4.3.2 Излучающий элемент антенной решётки УВЧ диапазона	99
4.3.3 Антенная решётка УВЧ диапазона.....	101
4.3.4 Антенная решётка ОБЧ диапазона.....	103
4.4 Методы улучшения характеристик совмещенной АС по схеме $OB\mathcal{C}_{down} UB\mathcal{C}_{up}$	108
4.4.1 Результаты моделирования совмещенной антенной системы $OB\mathcal{C}_{down} UB\mathcal{C}_{up}$	110
4.5 Совмещенная АС по схеме $UB\mathcal{C}_{down} OB\mathcal{C}_{up}$	114
4.5.1 Выбор АМС структуры для схемы $UB\mathcal{C}_{down} OB\mathcal{C}_{up}$	115
4.5.2 Описание совмещенной антенной системы $UB\mathcal{C}_{down} OB\mathcal{C}_{up}$	117
4.5.3 Результаты моделирования совмещенной антенной системы $UB\mathcal{C}_{down} OB\mathcal{C}_{up}$	120
4.6 Макетирование и экспериментальные результаты.....	124
Выводы	129
Заключение	131
Список литературы	134
Приложение А: К сравнению совмещенных антенных систем.....	144
Приложение Б: Влияние геометрических параметров АМС структуры на фазу коэффициента отражения.....	145

Обозначения и сокращения

АР – антенная решетка

АС – антенная система

АФАР – активная фазированная решетка

АФР – амплитудно-фазовое распределение

ВЧ – высокочастотная антенная решётка

ДН – диаграмма направленности

КНД – коэффициент направленного действия

КО – коэффициент отражения

КСВ – коэффициент стоячей волны

КРВО – метод конечных разностей во временной области

КУ – коэффициент усиления

ЛА – летательный аппарат

МКЭ – метод конечных элементов

ММ – метод моментов

МНИ – металлодиэлектрический неоднородный излучатель

НЧ – низкочастотная антенная решётка

ОВЧ – очень высокие частоты

ПКЭ – печатный кольцевой элемент

РЛС – радиолокационная станция

РСА – радар с синтезированной апертурой

УВЧ – ультравысокие частоты

ФАР – фазированная антенная решетка

ЧСС – частотно-селективная структура

ЭПР – эффективная площадь рассеяния

ЧСС – частотно-селективная структура

ЧОП – частично-отражающая поверхность

АМС – искусственный магнитный проводник

Введение

Актуальность работы. Анализ содержания и рациональных способов эффективного решения основных классов задач радиолокационного землеобзора показал, что на начальном этапе оптимальным является использование аппаратуры наблюдения коротковолнового X диапазона. В частности, в этом диапазоне достигается наилучшая разрешающая способность по дальности, которая в первую очередь зависит от ширины полосы частот зондирующего сигнала; минимизируются значения дисперсионных искажений в ионосфере, которые также являются источником расфокусировки изображения. Радиолокаторы с синтезированной апертурой, основанные на использовании технологии активных фазированных антенных решеток (АФАР), имеют, при прочих равных условиях, минимальные габаритные размеры и массу; обеспечивается наилучшая точность определения радиальной скорости подвижных объектов и наиболее низкий порог селектирования этих объектов.

Тем не менее, при решении задач радиолокационного землеобзора существует обширный сегмент актуальных задач наблюдения в более длинноволновых диапазонах (С, L и УВЧ, ОВЧ) частот. Проникающая способность радиолокационного сигнала, возрастая по мере увеличения длины волны, позволяет в этих диапазонах выявлять и дешифровать объекты различного назначения под маскирующими их покровами и в подповерхностном слое Земли.

Антенные системы играют существенную роль в радиолокаторах с синтезированной апертурой. Как в авиационных, так и космических радиолокаторах одним из важных параметров является высота профиля антенной системы. В авиационной технике это важно для сохранения аэродинамики носителя, в космической технике – для компактного размещения внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту. Создание совмещенных антенных систем с двумя и более диапазонами в единой апертуре является перспективным направлением развития функциональных возможностей РСА.

Вопросы совмещения антенных систем рассматривались рядом организаций (например, АО «Концерн радиостроения «Вега», АО «НИИП имени В.В. Тихомирова») и авторами, в частности, Пономаревым Л.И. монография «Сканирующие многочастотные совмещённые антенные решётки» [8], D.M. Pozar, S.D. Targonski, С. Х. Mao, F. Qin и др. Новый этап исследований совмещённых АС, вызван существенным прорывом вычислительных методов и средств, развитием элементной базы и технологий, усилением технических требований промышленности к характеристикам совмещённых антенных систем, а также поиском новых технических решений.

Тем не менее, недостаточно исследованы вопросы, связанные с развитием принципов построения и техническими решениями совмещения АС (Х, С, L и УВЧ, ОВЧ) диапазонов частот: внедрением частотно-селективных структур; реализацией совмещённых разреженных АС с подавлением дифракционных лепестков и высоким значением коэффициента усиления; выявлением особенностей использования АМС структур для реализации низко-силуэтных АС; выявлением особенностей взаимного влияния АС различных диапазонов на основе строгих электродинамических моделей; моделированием всей системы численными методами с последующей оптимизацией; обоснованием преимуществ технических решений с внедрением ЧСС структур в конкретные практические разработки совмещённых АС в комплексы авиационного мониторинга земной поверхности.

Объект и предмет диссертационного исследования

Объект исследования – бортовые антенные системы авиационного мониторинга земной поверхности.

Предмет исследования – двухдиапазонные двухполяризационные антенные системы, совмещённые на одной апертуре, на основе частотно–селективных структур со свойствами частично отражающей поверхности и искусственного магнитного проводника.

Цель работы. Реализация низкой высоты профиля и высокого значения коэффициента усиления, совмещённых на одной апертуре антенных систем

ОВЧ/УВЧ и Х/С диапазонов, на основе частотно-селективных структур со свойствами частично-отражающей поверхности и искусственного магнитного проводника.

Для достижения поставленной в диссертационной работе цели решены следующие **основные задачи**:

1. Проведен анализ принципов построения и технических решений совмещения на одном полотне обоснованной композиции АС ОВЧ, УВЧ, Х и С диапазонов.

2. Развита принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы Х/С диапазонов, используя ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности.

3. Рассмотрены антенные решётки на основе частотно–селективных структур со свойствами частично–отражающей поверхности, позволяющие получить высокие значения коэффициента усиления и реализовать разреженные АР с подавлением дифракционных лепестков.

4. Разработаны технические решения совмещённой АС Х/С диапазонов на основе частотно–селективных структур со свойствами частично–отражающей поверхности, предложены и обоснованы электродинамические модели и проведено полномасштабное моделирование.

5. Разработан принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника.

6. Разработаны варианты технических решений совмещения ОВЧ/УВЧ диапазонов с различным расположением и требованиями к ЧСС, предложены и обоснованы электродинамические модели, проведено полномасштабное моделирование.

7. Разработана методика аналитических оценок характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны.

Методы исследования. Аппарат теории антенн, устройств СВЧ и математической физики, включая численные электродинамические методы моделирования на основе метода конечных разностей во временной области и метода конечных элементов, численные методы оптимизации целевых функций, а также экспериментальные методы антенных измерений.

Научная новизна работы:

1. Разработан принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника, позволяющий снизить высоту профиля АС и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Выявлены особенности поведения коэффициента отражения в полосе частот, связанных с конечным размером ЧСС структуры и наличием резонансов между металлическим экраном и ЧСС структурой и способы их устранения.

2. Разработаны варианты технических решений совмещённой АС ОВЧ/УВЧ диапазонов, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, дана оценка влияния геометрических и электрофизических параметров АС на её полевые и энергетические характеристики, а также взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого. Профиль совмещённой АС $0.098\lambda_{овч}$, меньше на 62% по сравнению с классическим случаем совмещённых вибраторно-вибраторных АС.

3. Развита принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы Х/С диапазонов, используя две ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, выполняющих роль пространственно-частотного полосно-пропускающего фильтра для одного диапазона и полосно-заграждающего для другого, позволяющие получить высокие значения коэффициентов усиления и реализовать разреженные АР с подавлением дифракционных лепестков и коэффициентом децимации 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы. Установлен механизм

повышенной взаимной связи между возбуждающими элементами АР и способы её уменьшения.

4. Разработаны технические решения совмещённой АС Х/С диапазонов, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, дана оценка влияния геометрических и электрофизических параметров АС на её полевые и энергетические характеристики, а также взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого.

5. Создана методика аналитических оценок характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны, позволяющая оценить основные параметры и характеристики АС (структуру и геометрию, полосу частот, коэффициент, усиления, диаграмму направленности).

Практическая значимость полученных результатов состоит в следующем:

1. Разработанный принцип совмещения антенной системы ОВЧ/УВЧ позволяет снизить высоту профиля антенной системы и уменьшить взаимовлияние диапазонов.

2. Развитый принцип совмещения антенной системы Х/С диапазонов позволяет получить высокие значения коэффициента усиления, и реализовать разреженные антенные системы с подавлением дифракционных лепестков, а также существенно упрощает компоновку фидерного тракта.

3. Макетирование с использованием принципа электродинамического подобия совмещённой АС в одной апертуре по схеме $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ подтвердило обоснованность предложенного технического решения низкосилуэтной АС с сохранением основных радиотехнических характеристик.

4. Разработанная методика аналитических оценок характеристик антенных систем методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны и модели двумерной антенны вытекающей волны, позволяет оценить основные

параметры и характеристики антенных систем, что существенно расширяет возможности проектирования подобных систем.

Реализация и внедрение результатов

Теоретические соотношения, результаты численного моделирования и разработанный опытный образец совмещенной антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов использованы в АО «Концерн радиостроения «Вега» при модернизации антенных устройств АУ-311 и АУ-411 многочастотного радиолокационного комплекса МРК-411.

Соответствующий акт внедрения прилагается к диссертации.

Достоверность полученных результатов обеспечивается физически обоснованной аналитической моделью антенной системы, подтвержденной строгой постановкой граничных задач при численном электродинамическом моделировании, полученных разными методами; согласованностью с положениями макроскопической электродинамики, теории антенн и устройств СВЧ; сравнением полученных результатов с имеющимися в литературе частными случаями и результатами измерений отдельных образцов.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Совмещённая на одной апертуре антенная система ОВЧ (128 МГц) и УВЧ (435 МГц) диапазонов на основе частотно–селективных структур со свойствами искусственного магнитного проводника для низкочастотного диапазона и прозрачной поверхности (или металлического экрана) для высокочастотного, имеет низкую высоту профиля $AC \approx 0.098\lambda_{овч}$ ($0.17\lambda_{овч}$) и широкую полосу рабочих частот в ОВЧ (35%) в УВЧ (18%), сохраняя основные характеристики антенной системы.

2. Совмещённая на одной апертуре антенная система X (9.6 ГГц) и C (5.3 ГГц) диапазонов, используя две частотно–селективные структуры со свойствами частично–отражающей поверхности, с различной геометрией и параметрами выполняющих роль пространственно-частотного полосно-заграждающего фильтра для одного диапазона и полосно-пропускающего для другого, реализует

высокое значение коэффициента усиления в рабочей полосе частот, низкую высоту профиля АС и сектором сканирования $\pm 15^\circ$ с коэффициентом децимации 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы.

3. Аналитическая оценка антенной системы, состоящей из металлического экрана, диэлектрического полуволнового слоя, на котором расположена периодическая ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, и возбуждающего излучателя на моделях эквивалентной схемы и двумерной антенны вытекающей волны, позволяет оценить основные параметры и характеристики АС: структуру и геометрию, рабочую полосу частот, коэффициент, усиления, диаграмму направленности.

Апробация результатов работы. Основные положения диссертационной работы докладывались на:

- XIV молодёжной научно-технической конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии», Москва, ПАО «Радиофизика», 2016 г.
- Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии – Крымико», Севастополь, 2016 – 2017 гг.
- XXII Научно-технической конференции «Радиолокационные системы специального и гражданского назначения», Жуковский АО «НИИП им. В.В. Тихомирова», 2016 г.
- VII научно-технической конференции молодых учёных и специалистов «Актуальные вопросы развития систем и средств ВКО – 2016», Москва, 2016 г.
- XXIII Международной научно-практической конференции «Радиолокация, навигация и связь – 2017», Воронеж, 2017 г.
- International Scientific Conference 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW», Divnomorskoe, Russia, 2019.

Публикации. По основным результатам выполненных в диссертации исследований опубликовано 26 печатных работ, из них 7 статей (4 в научно-технических журналах, рекомендуемых ВАК, 1 в базе ресурсов IEEE Xplore Digital Library (Scopus)) и 19 тезисов докладов.

Структура и объем работы:

Диссертационная работа изложена на 145 машинных листах и состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка использованных источников и приложения. Иллюстративный материал представлен в виде 101 рисунка и 4 таблиц. Список литературы включает 100 наименований.

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 список опубликованных статей в научных журналах.

В **первом разделе** анализируются подходы к реализации совмещенных антенных систем различных диапазонов. По материалам открытых российских и зарубежных информационных источников представлен обзор антенных систем и анализ технических решений, используемых при их реализации. Приведены требуемые параметры и реализованные характеристики. По анализу используемых методов совмещения антенных систем, выделены и сгруппированы три подхода к комплексированию антенных систем.

Первый подход состоит в использовании широкополосных или двухдиапазонных излучателей, объединённых с полосно-пропускающими СВЧ фильтрами в каждом элементе или диплексерными устройствами [3–7].

Второй подход использует межэлементное (чередующееся) расположение элементов совмещаемых диапазонов (многослойное, однослойное) с различными техническими решениями [8–17].

Третий подход состоит в комплексировании АР и частотно-селективных структур с различными свойствами, например, частично отражающей поверхности; искусственного магнитного проводника и т.д. [18–23].

По результатам анализа требований, предъявляемых к современным совмещенным антенным системам, проводится обоснование выбранных технических решений в части принципа построения совмещенных антенных систем с использованием частотно-селективных структур обладающих

различными свойствами, позволяющих обеспечить необходимые электродинамические и эксплуатационные характеристики.

Второй раздел посвящен методике аналитических оценок характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны, позволяющая оценить основные параметры и характеристики АС (структуру и геометрию, полосу частот, коэффициент усиления, диаграмму направленности). Полученные оценки позволяют перейти к рассмотрению АС на основе ЧСС с частично-отражающей поверхностью на основе модели разреженной АС Х-диапазона с коэффициентом децимации 1:4 и шагом между излучателями $1.3\lambda_x$.

Проведено численное моделирование характеристик направленности АС, обладающей высоким значением коэффициента усиления ≥ 17 дБ с рабочей полосой частот 9.5...10.1 ГГц. Использование ЧСС с ЧОП позволило подавить дифракционные лепестки до уровня минус 20 дБ, возникающие с ростом шага между излучателями в разреженной АС. Характеристики излучения по нормали (коэффициент усиления, диаграммы направленности, УБЛ) разреженной АР на основе ЧСС с ЧОП ($D_{AP}/\lambda_0 = 1.3$) и традиционной АР ($D_{AP}/\lambda_0 = 0.8$) без ЧСС практически тождественны при этом коэффициент прореживания (decimation ratio) равен 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы.

Исследовано поведение КУ в зависимости от количества ячеек n ЧСС с ЧОП в разреженной АС состоящей из четырех (2x2) печатных излучателей. Значение КУ на центральной частоте рабочей полосы частот увеличивается с 20 дБ ($n=6 \times 6$) до 23 дБ ($n=9 \times 9$) и растет незначительно при дальнейшем наращивании числа ячеек ЧСС, что обусловлено малым влиянием ослабленного поля на краях апертуры.

Проведено численное моделирование разреженной АС с двумя независимыми линейными поляризациями на одном антенном полотне. Приведены сечения ДН АС в Е- и Н- плоскостях для основной и кроссполяризационной составляющих на различных частотах. Уровень

кроссполяризационной составляющей в рабочей полосе частот 9.3...9.8 ГГц, меньше минус 30 дБ. При этом уровень боковых лепестков ДН ≤ -15 дБ. Приведена картина напряженности электрического поля в поперечном сечении исследуемой АС, дающая понимание работоспособности АС а основе ЧСС с ЧОП.

В третьем разделе предложены технические решения и проведен анализ функционирования совмещённой двухдиапазонной Х/С антенной системы на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, основанные на результатах раздела 2. Схематично показана конструкция совмещенной АС на которой две ЧСС расположены на расстоянии h_1 и h_2 от металлического экрана, образуя при оптимальном выборе параметров две резонансные области для частот Х и С диапазона f_X и f_C , при этом частотно-селективная структура Х диапазона (ЧСС₁) расположена под частотно-селективной структурой С диапазона (ЧСС₂). Каждая из ЧСС должна резонировать на одной частоте и быть прозрачной на другой. Если АС работает на частоте С диапазона – f_C , то резонатор формируется ЧСС₂ и металлическим экраном, а ЧСС₁ при этом должна быть прозрачной для f_C . Если АС работает на частоте Х диапазона – f_X , то резонатор формируется ЧСС₁ и металлическим экраном, а верхняя ЧСС₂ должна оказывать незначительное влияние на f_X ; в тоже время ЧСС₁ должна иметь высокий коэффициент отражения, чтобы гарантировать высокий коэффициент усиления

Показано, что аналитические оценки достоверно совпадают с результатами полноволнового моделирования: для С диапазона (размерностью 1x1) полоса частот 7.5% (5.1-5.5 ГГц), усиление $G=15$ дБ, УБЛ= -15 дБ, значения развязки между входами АР С диапазона в рабочем диапазоне частот 5.1...5.5 ГГц не превышает минус 25 дБ ($S_{43} \leq -25$). Развязка между АР С и Х диапазонов в совпадающих поляризациях не превышает минус 25 дБ ($S_{14} \leq -25$) и минус 18 ($S_{23} \leq -18$) соответственно, развязка между АР С и Х диапазонов в ортогональных поляризациях не превышает минус 40 дБ ($S_{13} \leq -40$) и минус 25 дБ ($S_{24} \leq -25$) соответственно для АР Х диапазона (размерностью 2x2) полоса

частот 5.2% (9.3-9.8 ГГц), усиление $G=20$ дБ, УБЛ= -18 дБ, значения развязки между входами AP X диапазона в рабочем диапазоне частот 9.3...9.8 ГГц не превышает минус 40 дБ ($S_{21} \leq -40$). Развязка между AP C и X диапазонов в совпадающих поляризациях не превышает минус 20 дБ ($S_{41} \leq -20$, $S_{32} \leq -20$), развязка между AP C и X диапазонов в ортогональных поляризациях не превышает минус 45 дБ ($S_{31} \leq -45$) и минус 20 дБ ($S_{42} \leq -20$) соответственно.

Проведены результаты полноволнового моделирования двухполяризационных AP размерностью 1x2 C диапазона и AP 1x4 X диапазона, показывающие возможность электрического сканирование лучом в секторе $\pm 15^\circ$

Четвертый раздел посвящен построению и функционированию совмещённой на одном полотне антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов с отношением частот 1:3, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника, позволяющий снизить высоту профиля АС и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Разработаны варианты технических решений совмещения ОВЧ/УВЧ диапазонов с различным расположением и требованиями к ЧСС, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, дана оценка взаимного влияния AP одного диапазона на характеристики другого. Представлены три схемы комплексирования антенной системы ОВЧ и УВЧ диапазонов. Отмечается, что для первой схемы комплексирования УВЧ диапазона ЧСС структура является металлическим экраном, при этом излучатели УВЧ диапазона располагаются над экраном на расстоянии $\lambda_{увч}/4$. Недостатком является противоречивые требования к ЧСС структуре, а также в искажении ДН AP ОВЧ диапазона AP УВЧ диапазона. С другой стороны вторая схема позволяет максимально снизить высоту профиля всей АС, при этом, однако ЧСС структура должна быть прозрачной ($|\Gamma| \sim 0$) для излучателей УВЧ диапазона. Третья схема предполагает использование двухчастотной ЧСС. При таком решении накладываются дополнительные требования на ЧСС структуры, ЧСС должна обеспечивать коэффициент отражения +1 как в ОВЧ так и в УВЧ диапазоне соответственно. Основной проблемой является подбор оптимального значения

периода ЧСС для работы на двух диапазонах. Это ограничение существенно сужает рабочую полосу АС, что является причиной отказа от реализации, совмещенной АС по этой схеме.

В заключении сформулированы основные выводы по результатам работы.

1 Совмещенные антенны для систем с синтезированной апертурой

Авиационные радарные комплексы синтезированной апертуры существенно расширяют свои информационные возможности при использовании двухчастотных двухполяризационных антенных систем, что увеличивает возможность обнаружения и идентификации объектов.

Можно выделить три подхода к комплексированию АС:

Первый подход состоит в использовании широкополосных или двухдиапазонных излучателей, объединённых с полосно-пропускающими СВЧ фильтрами в каждом элементе или диплексерными устройствами [3–7].

Второй подход использует межэлементное (чередующееся) расположение элементов совмещаемых диапазонов (многослойное, однослойное) с различными техническими решениями [8–17].

Третий подход состоит в комплексировании АР и частотно-селективных структур (ЧСС) с различными свойствами, например, частично отражающей поверхности (ЧОП); искусственного магнитного проводника и т.д. [18–23].

1.1 Широкополосные (двухдиапазонные) излучатели, объединённые с полосно-пропускающими СВЧ фильтрами в каждом элементе или диплексными устройствами

Характерная особенность таких АС – антенн-фильтров (filtering antennas) является оценка их характеристик, как единого пространственно-временного фильтра, учитывающего коэффициент отражения фильтр-антенна и коэффициент усиления антенны.

Традиционно двухдиапазонные АР могут быть реализованы на основе двух независимых одночастотных элементов (излучателей), либо используя единый двухчастотный элемент. Первый тип обладает большей гибкостью при совмещении двух диапазонов с большим отношением частот, второй – при малом. При этом для двухчастотного элемента обостряется решение ряда задач: устранение дифракционных лепестков, взаимное влияние диапазонов в фидерной

системе возбуждения совмещённых элементов на двух поляризациях, уменьшение числа портов и т.д. В [3, 4] схема построения $L_{up} \parallel C_{down}$, а для расширения полосы частот используется двухмодовый резонатор, возбуждающий апертурные печатные элементы; техническое решение близкое к многослойным апертурным печатным элементам (sandwich stacked square patches). Для совмещённой AP диапазонов С (5.1–5.3 ГГц) и Х (9.6–10.2 ГГц) размерностью 2x2 элементов уровень кроссполяризации менее –24 дБ и –22 дБ для 5.2 ГГц и 10 ГГц, поляризационная развязка 24 дБ.

Пример широкополосного элемента приведен, например, в [5]. Таковым является щелевой металлический излучатель продольного излучения со ступенчатой формой щели (щелевой металлический ступенчатый излучатель) или излучателя типа Вивальди (щелевой металлодиэлектрический неоднородный излучатель) и др. Расстояние между излучателями (период D_{AP} решетки) вблизи нижней границы рабочей полосы частот $f_{min} \Leftrightarrow \lambda_{max}$ оказывается менее $0.1\lambda_{max}$, что приводит к сильному взаимному влиянию малогабаритных (по сравнению с λ_{max}) излучателей. Верхняя же граница рабочей полосы частот и сектор сканирования ограничиваются, в первую очередь, появлением дифракционного лепестка в диаграмме направленности (ДН) при сканировании лучом. Параметр широкополосности, определяемый как отношение f_{max}/f_{min} , составляет 2:1...5:1 при КСВ в тракте питания не хуже 2.0 и сканировании лучом в секторе $\pm 55^\circ$.

В работе [5] рассматривается техническое решение, предполагающее отдельную обработку сигналов в «нижнем» (1,0...1,6 ГГц) и «верхнем» (2,5...3,5 ГГц) диапазонах отдельными приемо-передающими модулями (ППМ), при этом полоса частот 1.6...2.5 ГГц не используется. Функциональный узел, выполняющий разделение сигналов по частоте – частотно-разделительный фильтр (ЧРФ) или диплексер, представляет собой шестиполосник СВЧ (см. рисунок 1.1), имеющий три порта: 1 («Н») – для подключения ППМ «нижнего» диапазона, 2 («В») – для подключения ППМ «верхнего» диапазона и 3 («АНТ») – «суммарный» порт для подключения излучателя.

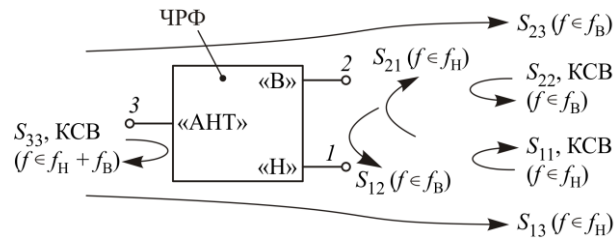
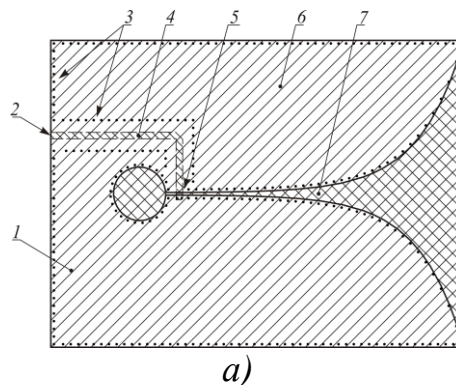
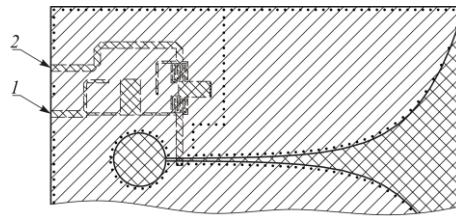


Рисунок 1.1 – Схема частотно-разделительного фильтра.

ЧРФ интегрирован в состав щелевого металлодиэлектрического излучателя (МНИ)– см. рисунок 1.2. Излучатель выполнен в виде трехслойной ПП: проводящий рисунок внешних слоев образует короткозамкнутую с одного конца и расширяющуюся к другому концу щелевую неоднородную линию 7, осуществляющую излучение электромагнитной волны в свободное пространство. Проводящий рисунок внутреннего слоя содержит сигнальный проводник 4 симметричной полосковой линии, который пересекает щелевую линию в точке 5 и служит для подведения радиочастотного (РЧ) сигнала от входа 2 МНИ к щелевой линии и для возбуждения в ней электромагнитной волны. Внешние слои соединены между собой электрически по внешнему контуру и по контуру щелевой линии сквозными металлизированными отверстиями 3. Тем самым, внутри ПП образуются экранированные от щелевой линии неиспользуемые зоны 1, 6, в которых и размещается ЧРФ. При этом элементы ЧРФ экранированы от поля излучения МНИ и с этим полем непосредственно не взаимодействуют. Результаты и полного электродинамического моделирования ЧРФ показывают, что при разделении полосы частот 1,0...3,5 ГГц излучателя на частотные каналы 1,0...1,6 ГГц и 2,5...3,5 ГГц с помощью ЧРФ с фильтрами 4–6 порядка развязка составляет не менее 23 дБ, КСВ по входам – не хуже 1,3, потери на отражение в полосе рабочих частот из антенного порта на входы излучателя – не более 0.4 дБ.





б)

1 – вход ППМ «нижнего» диапазона, 2 – вход ППМ «верхнего» диапазона
 Рисунок 1.2 – Эскиз целевого МНИ: а) – базовая конструкция; б) – конструкция с интегрированным ЧРФ.

Предложенные технические решения могут быть полезными при создании АФАР, перекрывающей L- и S-диапазоны.

В [6] в отличие от предыдущей работы рассмотрено техническое решение, где антенна выполняет одновременно функции фильтра (filtering patch antenna), при этом является конструктивно простой и низкосилуэтной. Антенна состоит из микрополосковой фидерной линии, возбуждающей апертурные печатные элементы, выбором их числа, геометрии и величины связи с фидером можно управлять распределением токов на них, создавая однополосные (двухполосные) антенны–фильтры. Так для двухполосной системы с числом элементов 2x4 диапазонов 2.8 ГГц и 3.45 ГГц коэффициент усиления составил 10 дБ, а вне полосы –5 дБ

В статье [7] дан обзор антенн-фильтров и представлено техническое решение интегрирования широкополосной печатной антенны, возбуждаемой U-щелью, дополнительного резонатора и подстроечных элементов. Печатная антенна, выполняя свою основную функцию, дополняет её как элемент двухдиапазонного фильтра для частот 3.6 ГГц и 5.236 ГГц с регулируемой полосой и частотной селективностью.

1.2 Многослойное, однослойное межэлементное расположение элементов с различными техническими решениями

Второй подход [8–17] использует межэлементное (чередующееся) расположение элементов (многослойное, однослойное) с различными техническими решениями. Обсудим некоторые из них, вводя обозначения,

например, $L_{up} \parallel X_{down}$, означающее, что АР диапазона X расположена в нижнем слое по отношению к АР диапазона L; символика $L_{up} = X_{down}$ означающее, что АР расположены в одном слое.

Монография [8] посвящена сканирующим многочастотным совмещённым АР: вибраторно-вибраторным, вибраторно-волноводным и волноводно-волноводным. Изложены методы расчёта и анализа характеристик ряда вариантов совмещения: аналитические и численные (в основном на модели обобщённой ячейки Флоке). На рисунке 1.3 [8] представлена в качестве примера модель совмещённой вибраторно-вибраторной АР, реализованной по схеме $f_{2up} \parallel f_{1down}$ ($f_2 < f_1$), т.е. высокочастотная АР расположена под низкочастотной (можно использовать высокочастотную волноводную АР вместо вибраторной). При совпадении поляризаций основной вклад наиболее чувствительной к искажениям характеристик нижней АР дают токи, наводимые нижней АР на вибраторах верхней, а также токи на элементах питания. В частности, при $f_1/f_2 = 2...3$ верхняя АР оказывает затеняющее действие, что в итоге приводит к уменьшению коэффициента усиления высокочастотной АР на 1–3 дБ (по нормали), появлению дополнительных боковых лепестков (–15...–10) дБ и дополнительному рассогласованию её излучателей. Для снижения уровня взаимных искажений совмещение вибраторно-вибраторных и вибраторно-волноводных решёток перспективно при $f_1/f_2 = 5...10$, например, волноводная реализация для X диапазона и вибраторная – для L.

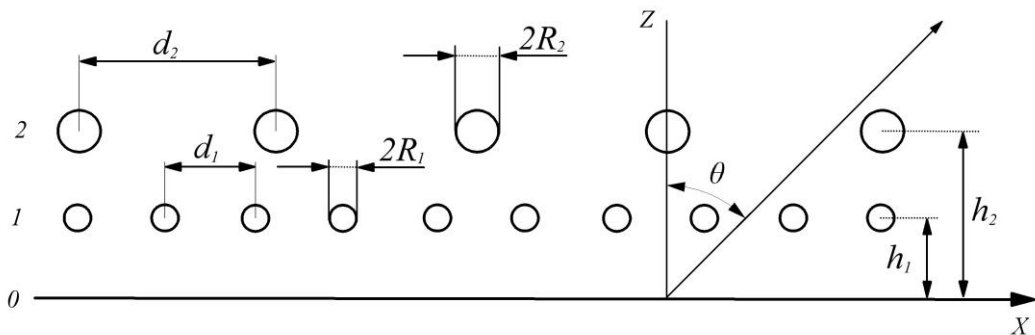


Рисунок 1.3 – Модель совмещённой АР в виде решётки проводников.

Отметим, что в вариантах совмещения [8] не рассматривалось: печатные излучатели (patches) в качестве элементов АР с различными схемами, использование частотно-селективных структур (ЧСС) со свойствами искусственного магнитного проводника, ЧСС со свойствами частично-отражающей поверхности, особенности подобных структур и их характеристики, и т.д.

Большое число работ развивает подход [8] межэлементного расположения (многослойное, однослойное) различных элементов с различными техническими решениями. В частности, в [7] для совмещения АР диапазонов 1 и 2 ГГц используются подобные печатные «свёрнутые» вибраторы (folded dipoles), выполненные на одной подложке, располагаемой над металлическим экраном на расстоянии $\lambda/4$ высокочастотного диапазона. Макет совмещённой АР состоял из 39 элементов (9 низкочастотных и располагаемых между ними 30 высокочастотных). Экспериментальные результаты для АР диапазона 1 ГГц (2 ГГц): полоса частот 5% ($|S_{11}| < -10$ дБ), усиление по нормали 12 дБ (16 дБ), уровень кроссполяризации -25 дБ, развязка между каналами 15 дБ. В работе не обсуждается влияние возбуждающих излучатели фидеров, а также процедуру оптимизации размеров низкочастотного элемента.

В ориентированной на печатные технологии работе [10] выбрано техническое решение совмещения АР диапазона С (5.3 ГГц), размерностью 4x6 элементов с АР диапазона Х (9.6 ГГц) размерностью 8x12 (отношение частот 1:1.81) с возможностью трансформирования решения на подобные пары частот. Разнос частот 1:1.81, полоса частот 50...100 МГц и сканирование в секторе $\pm 20^\circ$ диктует выбор независимых элементов для каждого диапазона и выбор межэлементного расположения ортогональных излучателей для обеспечения двухполяризационного режима работы с уровнем кроссполяризации менее -20 дБ. Проанализированы различные кандидаты излучателей диапазонов с системами распределения: микрополосковые диполи, щелевые, апертурные печатные (patches); выбраны печатные элементы для диапазона С и щелевые для Х.

Печатные С элементы расположены на верхнем слое печатной платы, а щелевые Х элементы прорезаны в металлизированном слое, разделяющем верхний и нижний диэлектрические слои.

В [11] рассмотрено техническое решение совмещения АР диапазона L (1.21–1.29 ГГц), размерностью 2x2 элементов с АР диапазона X (9.5–9.8 ГГц) размерностью 12x16 (отношение частот 1:8). Излучателями являются апертурные печатные элементы (patches), работающие на двух ортогональных поляризациях. К совмещённой антенной системе кроме габаритных и весовых предъявлялись следующие технические требования: развязка поляризаций 20 дБ, развязка между диапазонами 40 дБ, УБЛ < -13 дБ, уровень кросс-поляризации -20 дБ, сектор сканирования $\pm 20^\circ$ в одной плоскости и $\pm 5^\circ$ в другой, апертурная эффективность – не менее 50%. Столь жёсткие требования вызвали оригинальное техническое решение (рисунок 1.4): совмещённая АС, включающая апертуры и схемы СВЧ распределения реализуется по схеме $L_{up} \parallel X_{down}$, при этом апертура каждой из 2x2 элементов АР диапазона L выполняется перфорированной 4x4 отверстиями для уменьшения затенения АР X диапазона.

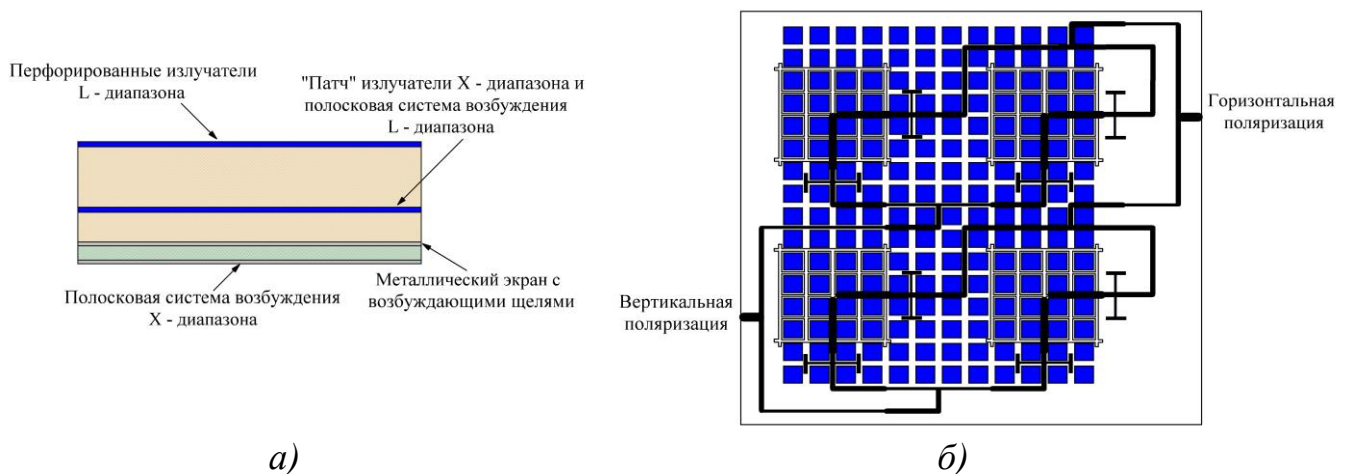


Рисунок 1.4 – Расположение совмещённой АС диапазонов L и X, реализованной по схеме: $L_{up} \parallel X_{down}$, а) – поперечное сечение многослойной платы, б) – 2x2 L AP + 12x16 X AP.

Конструкция выполнена по технологии производства многослойных печатных плат СВЧ. Измеренное усиление 12x16 АР диапазона X составило 26 ± 0.4 дБ в полосе частот, апертурная эффективность 40%, уровень

кроссполяризации -25 дБ. Авторы делают оптимистические выводы о выбранном подходе к совмещению L и X диапазонов, возможности улучшения характеристик и увеличению размерности структуры. Близкое техническое решение совмещения AP диапазона L (1.275 ГГц), размерностью 2×4 элементов с AP диапазона C (5.3 ГГц) размерностью 8×16 (отношение частот 1:4) предложено в [12]. Совмещение реализовано по схеме $L_{up} \parallel C_{down}$, при этом перфорируемые L апертурные печатные элементы (patches) окружены 16 печатными элементами C диапазона. Отмечается, что с увеличением перфорации элементов L диапазона их полоса рабочих частот падает, кроме того растёт уровень кроссполяризации в C диапазоне.

Чтобы преодолеть отмеченные выше недостатки предлагалось размещать высокочастотную AP над низкочастотной, а в качестве излучателей использовать многослойные частично-перекрывающиеся (overlapped) апертурные печатные элементы (sandwich stacked square patches) с более широкой полосой частот. Решение усложняет конструкцию, увеличивает высоту совмещённой антенной системы и ухудшает характеристики. Соответственно в [13] рассмотрено компромиссное решение по схеме $L_{up} \parallel C_{down}$ с частичной перфорацией низкочастотных элементов для AP диапазона L (1.25 ГГц), размерностью 4×1 элементов и AP диапазона C (5.5 ГГц) размерностью 16×6 (отношение частот 1:4.5). Экспериментальные результаты для AP диапазона L: полоса частот 12.7% ($|S_{11}| < 10$ дБ), усиление 12.9 дБ в полосе частот, эффективность 86%, уровень кроссполяризации -28 дБ, поляризационная развязка 20 дБ. Экспериментальные результаты для AP диапазона C: полоса частот 16.8% ($|S_{11}| < 10$ дБ), усиление 26.6 дБ в полосе частот, эффективность 78%, уровень кроссполяризации -28 дБ, поляризационная развязка 28 дБ, УБЛ = -10 дБ, сектор сканирования $\pm 20^\circ$. Топологии межэлементного чередования излучателей эффективны при отношении частот 1:4.

В [14] предложено техническое решение совмещённой AC, состоящей из: апертурного печатного элемента ($f_1 = 3.5$ ГГц) и щелевой AP ($f_1 = 60$ ГГц)

размерностью 12x12 на основе волновода, интегрированного с подложкой (substrate integrated waveguide–SIW); отношении частот 1:17. Предложенное решение основано на том, что SIW щелевая антенна с апертурой 36мм x 25.8мм (77% площади печатного элемента) используется как апертура печатного элемента; полный размер АС 80мм x 86мм x 2.6мм. Теоретические и измеренные результаты: для 60 ГГц – полоса частот ($|S_{11}| < 10 \text{ дБ}$) 5.3% (60.5-62.4 ГГц), усиление 24 дБ, эффективность 57%, уровень кросс-поляризации менее –40 дБ; для 3.5 ГГц – полоса частот 2.6% (3.43-3.52 ГГц), усиление 7 дБ, развязка между антеннами более 65 дБ.

В [15] представлено техническое решение совмещения двумерной 156 элементной АР (излучатели печатные элементы с линзами для увеличения усиления) K_a (35.5 ГГц) диапазона и АР L (1.275 ГГц) диапазона размерностью 2x2 (излучатели сложенные печатные элементы для уменьшения размера), установленные на механическом сканере. АР L диапазона обеспечивает исходный курс на объект, а АР K_a диапазона определяет точные координаты объекта. Используется нестандартная схема, при которой высокочастотная АР использует низкочастотную как проводящий экран. Для K_a диапазона в секторе $2\theta_{0.5} = 3.5^\circ$ и полосе $\Delta f = 2.8\%$ усиление составило не менее $G=28 \text{ дБ}$, а для L диапазона $2\theta_{0.5} = 45^\circ$, $\Delta f = 4\%$ и $G=8.5 \text{ дБ}$ соответственно.

Техническое решение совмещённой трёхдиапазонной L(1.25 ГГц)/S(3.5 ГГц)/X(10 ГГц) двухполяризационной АР с отношением частот 1:3:8 изложено в [16]. Апертура АС состоит из трёх подрешёток L/S и L/X диапазонов и расположенной между ними подрешёткой L диапазона с поперечными размерами 1.08 м, 0.36 м и 2.88 м соответственно. Выбрана топология межэлементного одноуровневого расположения элементов (более гибкая, чем реализация с перфорацией), в качестве которых выбран в L диапазоне печатный вибраторный элемент, а в S и X диапазонах – многослойные апертурные печатные элементы (рисунок 1.5). К сожалению, представленные результаты моделирования

достаточно конспективны, а экспериментальные результаты противоречивы, что затрудняет оценить представленные результаты.

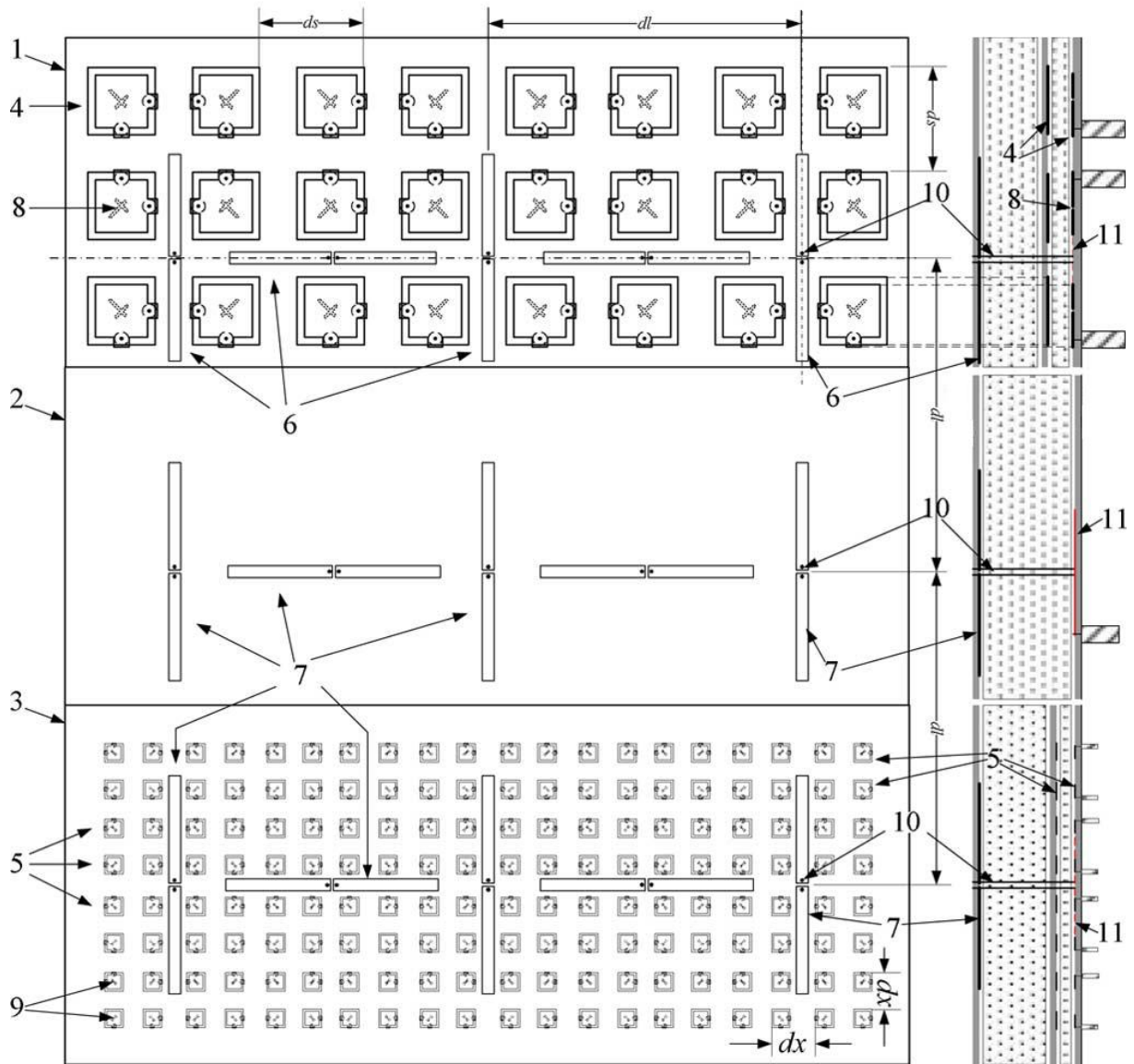
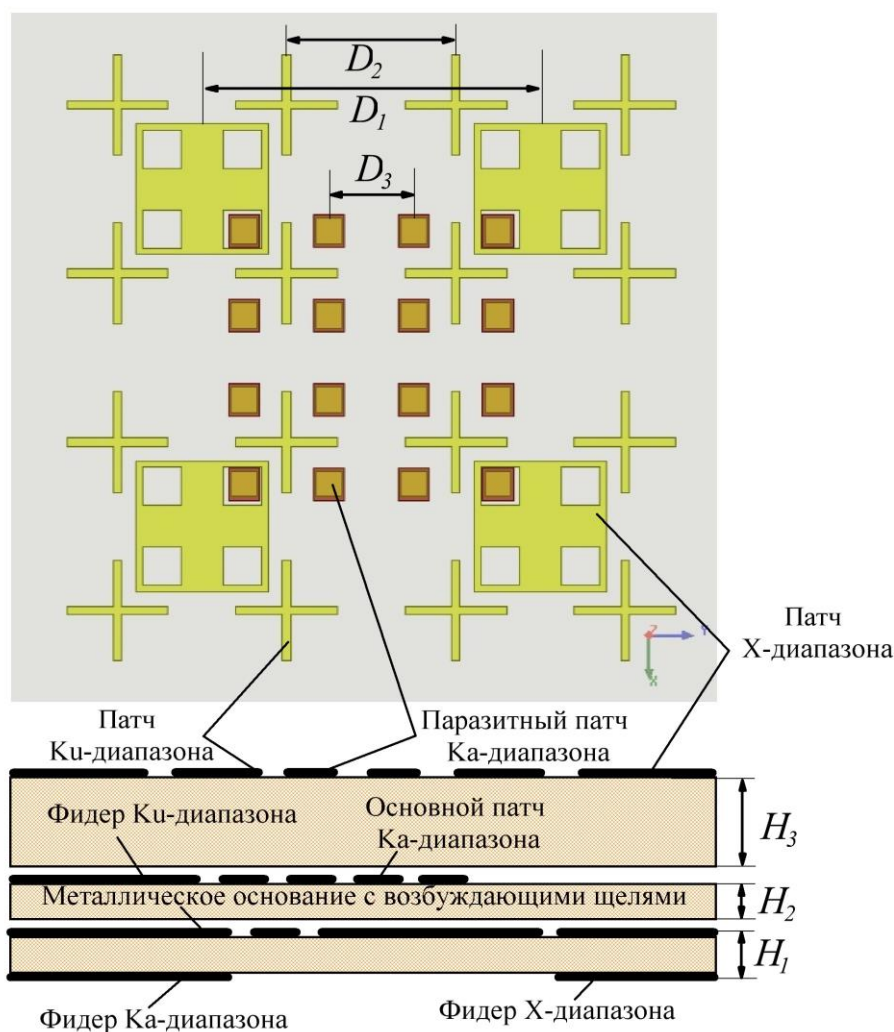


Рисунок 1.5 – Эскиз трёхдиапазонной двухполяризационной совмещённая антенной системы.

1	L/S ДДДП подрешётка	2	L ДП подрешётка	3	L/X ДДДП подрешётка
4	S апертурные печатные элементы	5	X апертурные печатные элементы	6	L печатные диполи (L/S)
7	L печатные диполи (L/X)	8	щель на нижней плате S апертурного печатного элемента	9	щель на нижней плате X апертурного печатного элемента
1 0	двухпроводной фидер	1 1	питающие и симметрирующие устройства L печатных диполей		

Продвинутое в высокочастотную часть техническое решение совмещённой трёхдиапазонной X (9.6 ГГц)/ Ku (14.8 ГГц)/ Ka (34.5 ГГц) двухполяризационной АС изложено в [17]. АС состоит из трёх вложенных подрешёток с различными типами элементов: перфорированного апертурного печатного, многослойного апертурного печатного и ортогонального микрополоскового (cross-patch) – рисунок 1.6. Обосновано конструктивное расположение элементов и возбуждающего их фидерного тракта, подтверждаемое распределением токов при возбуждении разных диапазонов. Чтобы уменьшить дифракционные лепестки расстояние между элементами X/Ku/Ka диапазонов равно $D_1 = 24$ мм ($0.77\lambda_X$), $D_2 = 12$ мм ($0.59\lambda_{Ku}$), $D_3 = 6$ мм ($0.59\lambda_{Ka}$) соответственно. Измеренные характеристики, близко совпадающие с расчётными: для X АР (размерностью 2x2) рабочая полоса 3.6%, усиление 13.8 дБ (эффективность излучения 85%), УБЛ=-11дБ, для Ku АР (размерностью 4x4) рабочая полоса 6.7%, усиление 18.1 дБ (эффективность излучения 82%), УБЛ=-15дБ; для Ka АР (размерностью 4x4) рабочая полоса 5.3%, усиление 19.2 дБ (эффективность излучения 80%), УБЛ= -12дБ. Для всех трёх диапазонов уровень кросс-поляризации менее -25 дБ, развязка между портами более 25 дБ. Достоинством предложенного технического решения является низкий профиль ~1.3 мм, высокая степень интеграции и технологичность изготовления.



$$D_1 = 24 \text{ мм}, D_2 = 12 \text{ мм}, D_3 = 6 \text{ мм}, H_1 = H_2 = 0.254 \text{ мм}, H_3 = 0.787 \text{ мм}.$$

Рисунок 1.6 – Эскиз трёхдиапазонной двухполяризационной АС.

При реализации технических решений интегрирования двух диапазонов (например, ОВЧ и УВЧ) в единой апертуре приоритетной задачей является сокращение высоты профиля АС (подробно задача обсуждается в разделе 4 с соответствующими ссылками). В частности, в [18], используя ЧСС с высоким импедансом (со свойством искусственного магнитного проводника) поперечный размер антенной системы ОВЧ диапазона составил $0.04\lambda_{187} = 81 \text{ мм}$ при $f = 160 \text{ МГц}$ ($D_2 = 12 \text{ мм}$ ($0.59\lambda_{Ku}$) $\lambda = 187 \text{ см}$) – рисунок 1.7. Однако в работе не рассмотрена возможность совмещения такой АС с другими частотными диапазонами.

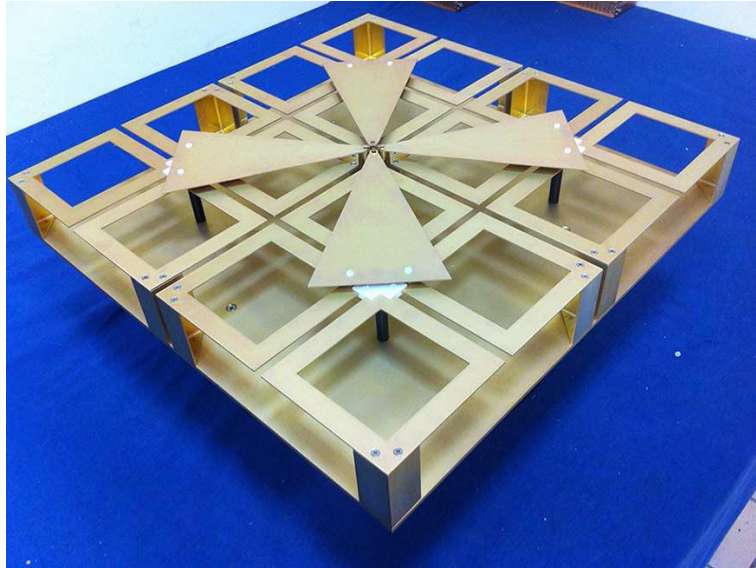


Рисунок 1.7 – Кросс–диполь над АМС.

1.3. Комплексование АР и частотно-селективных структур со свойствами частично отражающей поверхности или искусственного магнитного проводника.

Антенны на основе частотно-селективных структур (ЧСС) со свойствами частично отражающей поверхности (ЧОП – partially reflective surface – PRS) реализуются на основе двумерной структуры, для простейшей модели, состоящей из металлического экрана, диэлектрического полуволнового слоя, на котором расположена периодическая ЧСС со свойствами ЧОП, и возбуждающего излучателя (вибраторного, печатного или волноводного). Область между ЧСС и металлическим экраном при соответствующем выборе геометрии и отражающих свойств ЧСС образует полупрозрачный резонатор, формирующий направленное излучение. Оценка основных параметров и характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности (структуры и геометрии, рабочей полосы частот, коэффициента усиления, диаграммы направленности и т.д.), обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны, приведена в разделе 2.

В статье [19] наиболее наглядно демонстрируется достоинство АС на основе ЧСС с ЧОП, если ограниченный сектор электрического сканирования

лучом $\pm 20^\circ$ не является препятствием, – это реализация разреженных АР с подавлением дифракционных лепестков. Характеристики излучения по нормали (коэффициент усиления, диаграммы направленности, УБЛ) разреженной АР на основе ЧСС с ЧОП ($D_{AP}/\lambda_0 = 1.6$) и традиционной АР ($D_{AP}/\lambda_0 = 0.8$) без ЧСС практически тождественны при этом коэффициент прореживания (decimation ratio) равен 1:4 (рисунок 1.8). Степень близости характеристик зависит от выбора шага D_{AP} для двух реализаций.

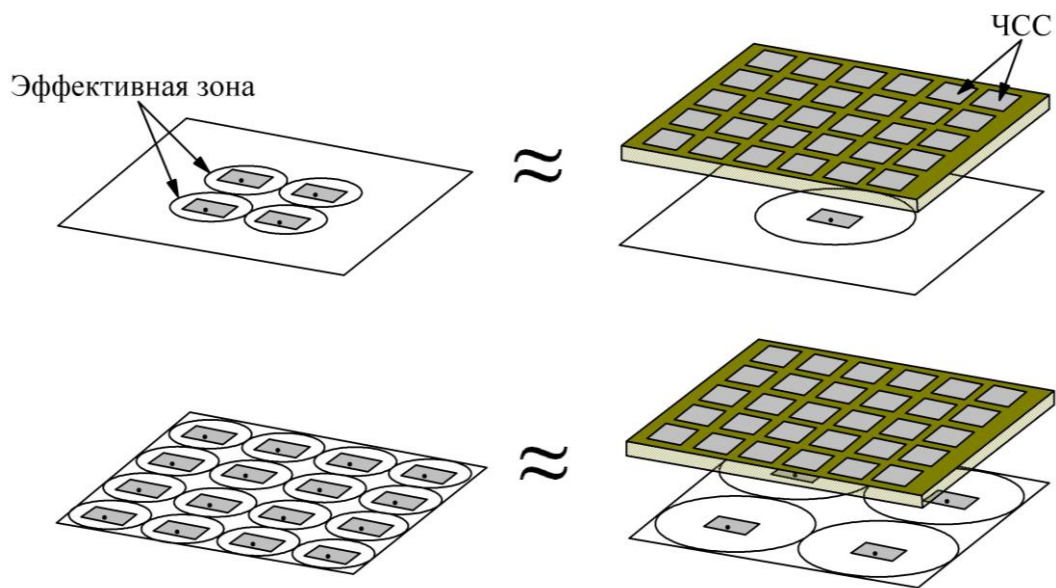


Рисунок 1.8 – Эскиз эквивалентности между АР 2x2 без ЧСС (слева) и единичным апертурным печатным элементом с ЧСС (справа), и АР 4x4 без ЧСС (слева) и 2x2 разреженной АР из апертурных печатных элементов с ЧСС (справа).

При этом освобождается объём для фидерных трактов, что особенно важно для двухдиапазонных двухполяризационных АС; кроме того устанавливается компромисс коэффициент усиления – рабочая полоса частот. Для двухполяризационной АР из 2x2 печатных элементов усиление составило 19дБ, полоса частот 5.7% и 30дБ изоляция между портами. В работе не обсуждается проблема совмещённых АС.

Эскиз на рисунок 1.9 иллюстрирует принцип функционирования двухдиапазонной АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности [20]. Две ЧСС расположены на расстоянии h_1 и h_2 от металлического экрана, образуя при оптимальном выборе параметров две

резонансные области для частот f_1 и f_2 ($f_1 > f_2$), при этом высокочастотная ЧСС₁ расположена под низкочастотной ЧСС₂.

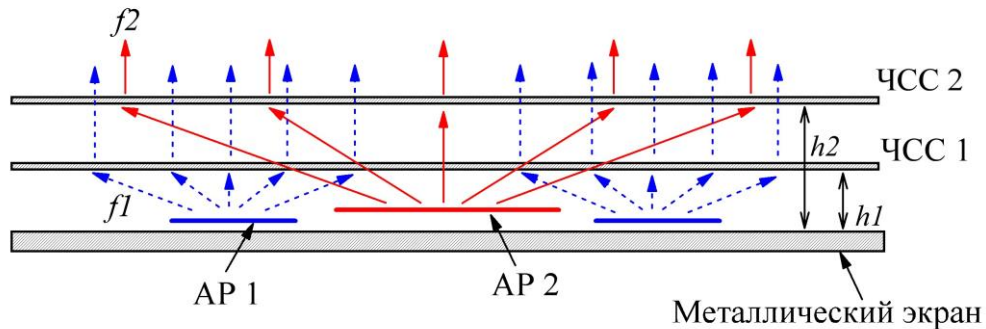


Рисунок 1.9 – К принципу функционирования совмещенной АС на основе ЧСС с АОП.

Каждая из ЧСС должна резонировать на одной частоте и быть прозрачной для другой. Если АС работает на низкой частоте f_2 , то резонатор формируется ЧСС₂ и экраном, а ЧСС₁ должна быть прозрачной для f_2 . Если АС работает на высокой частоте f_1 , то резонатор формируется ЧСС₁ и экраном, а верхняя ЧСС₂ должна оказывать незначительное влияние на f_1 ; в тоже время ЧСС₁ должна иметь высокий коэффициент отражения, чтобы гарантировать высокий коэффициент усиления. Апертурные печатные и кольцевые щелевые элементы были выбраны для ЧСС₂ и ЧСС₁ соответственно, при этом параметры ЧСС с полосно-пропускающими свойствами оптимизировались на частоты $f_2 = 5.3 \text{ ГГц}$ и $f_1 = 9.6 \text{ ГГц}$ для ЧСС₁ и ЧСС₂; коэффициент отражения ЧСС₂ для 5.3 ГГц выбран 0.9, а ЧСС₁ для 9.6 ГГц выбран 0.8. Для выбора высот $h_1 = 17.1 \text{ мм}$ и $h_2 = 32 \text{ мм}$ корректировались фазы коэффициентов отражения (см. формулы в п. 2.1 раздела 2). В работе моделировались и измерялись характеристики и особенности некоторые конфигурации совмещенной АС. Первая конфигурация состоит из двух-поляризационной С (1 элемент)/Х (2x2) из апертурных печатных элементов, возбуждаемых щелью, и распределительной фидерной системы. Отмечается, что взаимная связь между элементами выше, чем в традиционных АР, поскольку излученная волна частично отражается обратно. Поэтому шаг между элементами выбран равным $1.28\lambda_{9.6}$. Тем не менее, ЧСС (период $0.48\lambda_{9.6}$)

существенно ослабляет влияние разреженности на усиление и уровень дифракционных лепестков. Оценивалось также влияние размера (числа ячеек) ЧСС на коэффициент усиления, равный 15 дБ и 18.7 дБ для С и Х соответственно при числе ячеек 6x6; при увеличении числа ячеек 8x8, 12x12 усиление увеличивалось для С и Х соответственно на 4.1, 4.8 дБ и 2.4, 3.1 дБ. Эффект объясняется малым влиянием ослабленного поля на краях апертуры и заданием значения коэффициента отражения от ЧСС по нормали на этапе проектирования. Экспериментальные результаты для С диапазона: полоса частот 4.5% ($G_{-3дБ}$), усиление 16.3 дБ, УБЛ=-14.5 дБ, уровень кроссполяризации в двух главных плоскостях -25 дБ, поляризационная развязка 25 дБ, развязка между С и Х для совпадающих поляризаций 25 дБ, развязка между С и Х в ортогональных портах 40 дБ. Экспериментальные результаты для AP диапазона Х: полоса частот 7.3% ($G_{-3дБ}$), усиление 20 дБ, УБЛ= -14.8 дБ (-18.1 дБ), уровень кроссполяризации -30 дБ, поляризационная развязка 30 дБ.

Электрическое сканирование лучом в секторе $\pm 15^\circ$ подтверждено на макетах двухполяризационных AP 1x2 С диапазона и AP 1x4 Х диапазона, возбуждаемых отдельным делителем Вилкинсона. Измеренный коэффициент усиления для обеих поляризаций: для Х диапазона по нормали 21.4 дБ (21.2) и 20.8 дБ (20.5) для отклонённого на $\pm 15^\circ$ луча. Эффективность AP составляет 62% и 61.5% для Х и С диапазонов соответственно.

В [21] обсуждается антенная система терминала мобильной спутниковой связи K_a диапазона, работающая на двух частотах 20 и 30 ГГц. Совмещённая АС функционирует по схеме рис. 1.9, используя соответствующим образом подобранные параметра ЧСС с периодом 2 мм и высоты резонаторов, возбуждение осуществляется линейками волноводных щелевых излучателей с круговой поляризацией.

Оригинальное техническое решение трёхдиапазонной С/Х/ K_u . АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности рассмотрено в работе [22]. Резонансная частота для направления перпендикулярного апертуре

определяется фазой коэффициента отражения от металлического экрана, от ЧСС $\Phi_{f_{ss}}$ и расстоянием h от экрана до ЧСС: $f = (\Phi_{f_{ss}} + \pi - 2N\pi)c/4\pi h$, $N = 0, 1, 2, \dots$ [39].

Основная концепция работы сводится к тому, как используя две ЧСС диапазонов X и K_u получить третью рабочую резонансную частоту. Структура ЧСС₁ состоит из двух металлических кольцевых элементов с длиной внешней стороны $L_1 = 6.8$ мм, $L_2 = 3.6$ мм и шириной $S_1 = S_2 = 0.5$ мм, а ЧСС₂ – кольцевая щель с $L_3 = 8.3$ мм и $S_3 = 1$ мм; период ЧСС одинаков $d_{f_{ss}} = 10$ мм. При выбранных размерах ЧСС₁ имеет полосно-пропускающую характеристику в K_u диапазоне и две частоты $f \approx 10(23)$ ГГц с $|G| = 1$. Полосно-пропускающая характеристика ЧСС₂ при $f \approx 10$ ГГц зависит от L_3 и сдвигается в сторону нижних частот при увеличении L_3 . Регулируя параметры ЧСС₁ и ЧСС₂ достигаем две рабочие резонансные частоты X (9.5 ГГц) и K_u (14.5 ГГц) диапазонов. Третья резонансная частота реализуется, комбинируя параметры этих двух ЧСС, определяя методом лучевой оптики фазу результирующего коэффициента отражения от двух слоёв и параметр $N = 0.1$. Экспериментальные результаты для конфигурации, состоящей из С (1 элемент) / X (1x2 элементов, шаг 40 мм) / разреженная K_u (2x2 элементов, шаг 40 мм), размер ЧСС 13x10 ячеек, $h_1 = 20.5$ мм, $h_2 = 16.5$ мм: усиление 5.2/9.7/14.6 ГГц равно 13.4/19.7/20 дБ, полоса частот 7.5/6.1/10.5%, УБЛ < -15 дБ, профиль АС составляет 21 мм. Для многоэлементной АС, с двумя ортогональными поляризациями и полной распределительной системой характеристики совмещённой системы неизбежно ухудшаться, что требует дальнейших исследований.

Недостатком схем совмещения диапазонов на основе принципа ЧСС С ЧОП является: коэффициент усиления/рабочая полоса АС и жёсткий выбор высот резонансных областей. В этой части отметим работу [23], где предпринята попытка преодолеть эти ограничения при совмещении антенны диапазона S (3.2–4.05 ГГц) и АР диапазона K_a (25.22–26.46 ГГц), используя ЧСС только для низкочастотного диапазона, при этом ЧСС должна быть прозрачной для высокочастотного диапазона. Выбор геометрии и параметров ЧСС, периодическая

ячейка которой $P = 0.5\lambda_{K_a}$ содержит апертурный и кольцевой печатный элементы, осуществлён на основе метода характеристических мод и численного моделирования. Теория характеристических мод (characteristic modes) впервые была изложена в работе Garbacz R.J., Turpin R.H. A Generalized expansion for radiated and scattered fields // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1971.Vol.19. №3. P.348-358. Характеристические моды зависят от формы и размеров объекта и не зависят от условий возбуждения. Их суперпозиция определяет реальный ток на идеально проводящей поверхности, что облегчает физическую интерпретацию, поскольку они представляют резонансные моды, соответствующие граничным условиям на идеально проводящей поверхности. Подтверждение подхода реализовано для SIW щелевой решётки K_a диапазона размерностью 8×8 и печатной антенны S диапазона, возбуждаемой щелью. Экспериментальные результаты совмещённой АС в S диапазоне: полоса частот при $|S_{11}| < 10$ дБ 3.2–4.05 ГГц (23.45%), усиление 10.5 дБ при 3.6 ГГц. Экспериментальные результаты совмещённой АС в K_a диапазоне: вносимые потери в полосе 24.25–27.5 ГГц равны 0.7 дБ, полоса частот при 25.22–26.46 ГГц (4.8%), усиление 21.3–22.4 дБ при 25.25–26.25 ГГц. Изоляция между портами составила более 70 дБ, а при высоте профиля АС $0.08\lambda_s = 6.9$ мм.

Выводы

1. Проведен аналитический обзор отечественных и зарубежных совмещённых антенных систем с использованием различных методов комплексирования АС различных диапазонов в одной апертуре. Выделены три подхода к совмещению АС с различным соотношением частот используя: широкополосные или двухдиапазонные излучатели, объединённые с полосно-пропускающими СВЧ фильтрами или дуплексерными устройствами; межэлементное (чередующееся) расположение элементов совмещаемых диапазонов (многослойное, однослойное) с различными техническими решениями; совмещение АС и частотно-селективных структур (ЧСС) с

различными свойствами, например, частично отражающей поверхности (ЧОП); искусственного магнитного проводника и т.д.

2. Выявлено, что принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы, используя ЧСС со свойством частично отражающей поверхности, может обеспечить высокие значения коэффициента усиления в рабочей полосе частот и реализовать разреженные АР с подавлением дифракционных лепестков, что существенно упрощает компоновку фидерной системы для двухполяризационных АС.

3. Выявлено, что принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника может обеспечить низкую высоту профиля АС и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Выявлены особенности поведения коэффициента отражения в полосе частот, связанных с конечным размером ЧСС структуры и наличием резонансов между металлическим экраном и ЧСС структурой и способы их устранения.

2 Антенные решётки на основе частотно-селективных структур со свойствами частично-отражающей поверхности

Раздел посвящен методике аналитических оценок характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны, позволяющая оценить основные параметры и характеристики АС (структуру и геометрию, полосу частот, коэффициент усиления, диаграмму направленности). Полученные оценки позволяют перейти к рассмотрению АС на основе ЧСС с частично-отражающей поверхностью на основе модели разреженной АС X-диапазона с коэффициентом децимации 1:4 и шагом между излучателями $1.3\lambda_x$.

2.1 Модель антенной системы как резонансной антенны «Фабри-Перо»

Антенны на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности (ЧОП) реализуются на основе двумерной структуры, для простейшей модели, состоящей из металлического экрана, диэлектрического слоя, на котором расположена периодическая ЧСС со свойствами ЧОП, и возбуждающего излучателя (вибраторного, печатного или волноводного) – рисунок 2.1, 2.2.

Двумерные антенные системы на основе ЧСС со свойствами ЧОП интерпретируются как резонансные антенны Фабри–Перо [39–51] или как антенны вытекающей волны [52–59]. В первом случае АС анализируются методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны (transverse equivalent network – TEN). Второй основывается на модели вытекающей волны в структуре, имеющей вид двумерной цилиндрической волны, распространяющейся радиально от источника (излучателя) вдоль структуры. Полноволновое численное моделирование – необходимый инструмент на разных этапах, существенно зависящий от его вычислительных ресурсов.

Геометрооптическая интерпретация функционирования модели структуры представлена на рисунке 2.1.

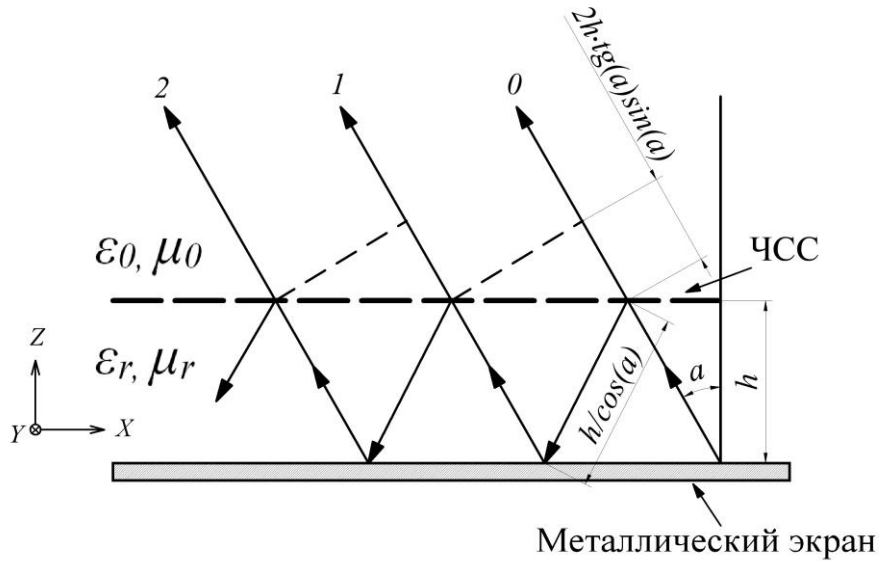


Рисунок 2.1 – Модель антенны.

В предположении бесконечной апертуры, ненаправленного возбуждающего элемента, без учёта дифракции на краях апертуры и отсутствии потерь, коэффициент направленного действия D и коэффициент отражения Γ структуры металлический экран – ЧСС с ЧОП связаны соотношением [39]:

$$D = \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos(\Delta\Phi)}, \quad (2.1)$$

где $\text{Re}^{i\Phi_{fss}}$ – комплексный коэффициент отражения от ЧСС, $\Delta\Phi$ – разница в фазе возбуждения виртуальных элементов АР вблизи ЧСС. В случае резонанса для направления перпендикулярного апертуре $\alpha = 0$

$$\Delta\Phi = \Phi_{fss} + \Phi_b - \frac{2\pi}{\lambda} 2h = 0, \quad (2.2)$$

где h – расстояние от экрана до ЧСС, Φ_b – фаза коэффициент отражения от экрана (для искусственного магнитного проводника $\Phi_b = 0$, а для идеально проводящем экране $\Phi_b = -\pi$). В последнем случае расстояние h – от экрана до ЧСС определяется из (2.2), а D из (2.1):

$$h = \left(\frac{\Phi_{fss}}{\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{4} + N \frac{\lambda}{2}, \quad (N = 0, 1, 2, \dots);$$

$$D = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}.$$
(2.3)

Из (2.3) следует, что для реализованного коэффициента усиления в 30 дБ получаем для Γ неконтролируемую и неустойчивую величину, при этом полоса рабочих частот составляет доли процентов. Анализ литературы показывает, что следует ориентироваться на коэффициент усиления АС в 10–15 дБ, что даёт $\Gamma \approx 0.85 \dots 0.9$.

2.2 Антенная система и её эквивалентная схема на основе модели Т-волны (transverse equivalent network – TEN)

Модель антенной системы представлена на рисунке 2.2. Она состоит из металлизированной подложки и частично отражающей поверхности с другой стороны, формирующей резонирующую область. ЧОП состоит из совокупности диэлектрических слоёв или, что более удобно конструктивно, в виде композитной периодической структуры, двумерной (одномерной) сетки металлических полос или пластин, либо аналогичной сетки щелей в проводящем экране. Структура обычно возбуждается печатным вибратором в центре подложки ($z = z_s$) или микрополосковой антенной, располагаемой на металлизированной части подложки ($z = 0$). Поскольку вблизи резонанса основные характеристики (диаграмма направленности, усиление, полоса частот) антенны определяются в первую очередь частично отражающей поверхностью, то при выборе простой электродинамической модели выбирается возбуждение электрическим диполем (рисунок 2.2) (или магнитным диполем в виде щели в металлическом экране) ориентированными вдоль оси ОХ. Далее для определённости выбираем электрический диполь.

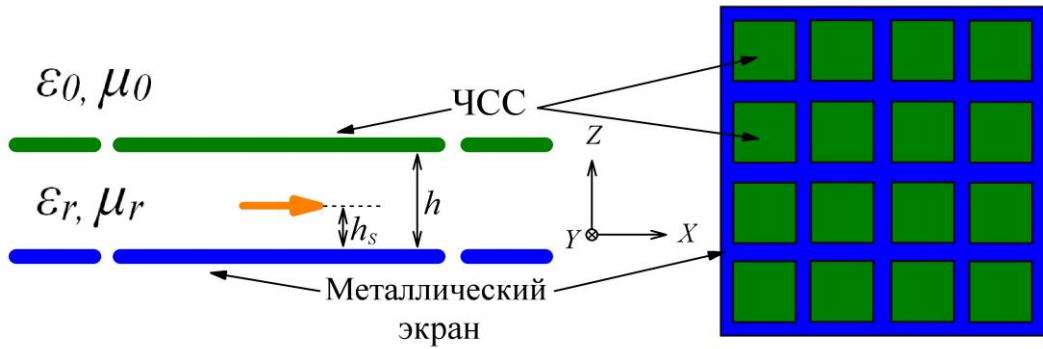


Рисунок 2.2 – Модель антенной системы, возбуждаемой электрическим диполем.

Функционирование рассматриваемой антенной структуры и определение основных параметров и характеристик осуществляется либо полноволновым численным моделированием (если позволяют ресурсы, поскольку структура излучатель–ЧСС не является периодической), либо путём представления в виде эквивалентной схемы на основе модели Т-волны (рисунок 2.3).

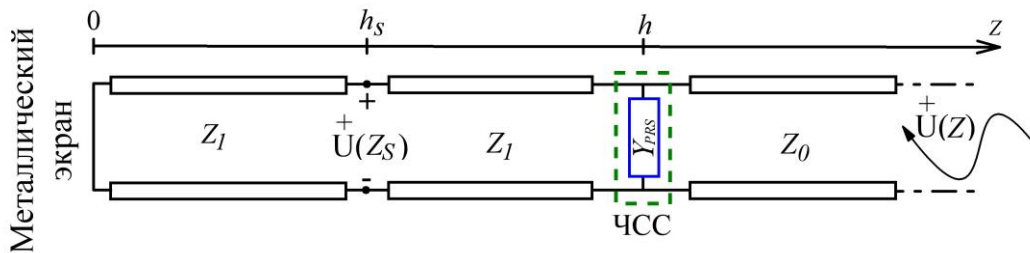


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема АС в режиме приёма плоской волны на основе модели Т-волны (приёмный порт – электрический диполь).

При этом, независимо от выбранной модели, ключевым моментом является использование принципа взаимности, например, в [51, стр. 41], при котором антенна работает в приёмном режиме облучения плоской волной. Последняя создаётся тестируемым диполем, расположенным в дальней зоне в выбранной точке пространства и ориентированного в соответствие с компонентами поля в дальней зоне. Расчёт диаграммы направленности структуры сводится к определению электрического поля в месте расположения основного источника возбуждения антенны. Подобный подход позволяет использовать периодическую модель структуры и существенно сократить расчёты. Детали можно найти, например, в [43–49, 54, 55, 57]. Оформим сказанное в виде определённой процедуры.

В соответствие с принципом взаимности при расчёте компонент $p = (\theta, \varphi)$ электрического поля в дальней зоне $E_p(r, \theta, \varphi)$ АС на рисунке 2.2, возбуждаемой электрическим диполем, ориентированным вдоль оси ОХ, используется следующую связь:

$$E_p(r, \theta, \varphi) = E_p^{ff}(\theta, \varphi) \frac{\exp(-ik_0 r)}{r} \quad (2.4)$$

Здесь компоненты поля в дальней зоне $E_p^{ff}(\theta, \varphi)$ рассчитываются как $E_p^{ff}(\theta, \varphi) = E_x^{pw}(\theta, \varphi)$, где $E_x^{pw}(\theta, \varphi)$ – Х-компонента электрического поля на источнике $(0, 0, z_s)$, обусловленная плоской волной \mathbf{E}^{nao} с амплитудой $E_0 = -i\eta_0 k_0 / 4\pi$, падающей с направления (θ, φ) и поляризованной вдоль вектора \mathbf{u}_p ($\mathbf{u}_p = \boldsymbol{\theta}_0, \mathbf{u}_p = \boldsymbol{\varphi}_0$):

$$\mathbf{E}^{nao}(\mathbf{r}) = E_0 \mathbf{u}_p \exp(i\mathbf{k}\mathbf{r}), \quad (2.5)$$

где $\mathbf{k}(k_x, k_y, k_z)$, $k_x = k_0 \sin \theta \cos \varphi$, $k_y = k_0 \sin \theta \sin \varphi$, $k_z = k_0 \cos \theta$, $k_0 = 2\pi / \lambda_0$.

Этот вектор электрического поля вызывает на входе эквивалентной схемы антенны (рисунок 2.3) напряжение падающей волны $\overset{+}{U}(z)$, которое трансформируется в точку расположения диполя $U(0, 0, z_s)$:

$$\overset{+}{U}(z) = \mathbf{E}^{nao} \cdot \mathbf{x}_0 = \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{x}_0 (-i\eta_0 k_0 / 4\pi) \exp(i\mathbf{k}\mathbf{r}) = \tilde{E}_0 \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{x}_0 \quad (2.6)$$

Перейдём к определению $U(0, 0, z_s)$ в соответствие с эквивалентной схемой антенны. Для нормированных к основной линии $Z_0 = 1/Y_0$ напряжений имеем:

$$u = \overset{+}{u} + u_{omp} = \overset{+}{u}(1 + \Gamma) = \overset{+}{u} \left(1 + \frac{1 - y_\Sigma}{1 + y_\Sigma}\right), \quad (2.7)$$

где $y_\Sigma = i\hat{b}_{PRS} - iy_1 \text{ctg} k_{z1} h$ – суммарная нормированная проводимость периодической структуры и короткозамкнутой линии в сечение $h = 0$, $Y_{PRS}/Y_0 = iB_{PRS}/Y_0 = i\hat{b}_{PRS}$, $y_1 = Y_1/Y_0 = \xi_r = \sqrt{\epsilon_r/\mu_r}$, k_{z1} – постоянная распространения в подложке. Откуда из (2.7) имеем

$$u_{h-0} = u^+ \frac{2}{1 + i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(k_{z1}h)]} \quad (2.8)$$

Поскольку напряжение в короткозамкнутой линии распределено по закону $u(z) = iu_0 \sin(k_{z1}z)$, то $iu_0 = u_{h-0}/\sin(k_{z1}h)$ и напряжение на диполе в сечении $z = z_s$ (рисунок 2.3) равно с учётом (8):

$$u(z = z_s) = u_{h-0} \sin(k_{z1}z_s) / \sin(k_{z1}h) = u^+ \frac{2 \sin(k_{z1}z_s) \text{cosec}(k_{z1}h)}{1 + i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(k_{z1}h)]} \quad (2.9)$$

Или после перенормировки, компоненты поля АС в дальней зоне $E_p^{ff}(\theta, \varphi)$, $p = (\theta, \varphi)$ рассчитываются как:

$$E_p^{ff}(\theta, \varphi) = U(z = z_s); \quad U(z = z_s) = U^+ \frac{2Y_0 \sin(k_{z1}z_s) \text{cosec}(k_{z1}h)}{Y_0 + Y_0 i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(k_{z1}h)]}, \quad (2.10)$$

где Y_0 – проводимость свободного пространства, зависящая от поляризации падающей волны и угла падения ($Y_0 = Y_0^{TMz} = 1/\eta_0 \cos \theta$, $Y_0 = Y_0^{TEz} = \cos \theta/\eta_0$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$), $k_{z1} = k_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta}$ – постоянная распространения в подложке.

Анализ диаграммы направленности обсуждаемой АС:

1. **Н**–плоскость ($\varphi = 90^\circ$). Тогда в соответствии с (6) в зависимости от ориентации опорного диполя $U^+(z) = \tilde{E}_0 \mathbf{\theta}_0 \cdot \mathbf{x}_0 = \tilde{E}_0 \cos \theta \cos \varphi = 0$, а $U^+(z) = \tilde{E}_0 \mathbf{\phi}_0 \cdot \mathbf{x}_0 = -\tilde{E}_0 \sin \varphi = -\tilde{E}_0$, то есть согласно теореме взаимности E_φ компонента $E_\varphi = U(z = z_s)$, где $U(z = z_s)$ – напряжение в точке расположения диполя для TE_z модели эквивалентной схемы:

$$E_\varphi = \tilde{E}_0 \frac{2Y_0^{TEz} \sin(k_{z1}z_s) \text{cosec}(k_{z1}h)}{Y_0^{TEz} + Y_0^{TEz} i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(k_{z1}h)]}, \quad (2.11)$$

где все обозначения даны выше (2.10), а знак минус опущен.

2. **Е**–плоскость ($\varphi = 0^\circ$). Тогда в соответствии с (2.6)

$U^+(z) = \tilde{E}_0 \mathbf{\theta}_0 \cdot \mathbf{x}_0 = \tilde{E}_0 \cos \theta \cos \varphi = \tilde{E}_0 \cos \theta$, а $U^+(z) = \tilde{E}_0 \mathbf{\phi}_0 \cdot \mathbf{x}_0 = -\tilde{E}_0 \sin \varphi = 0$, то есть в

согласно теореме взаимности E_θ компонента $E_\theta = U(z = z_s)$, где $U(z = z_s)$ – напряжение в точке расположения диполя для TM_z модели эквивалентной схемы:

$$E_\theta = \tilde{E}_0 \cos \theta \frac{2Y_0^{TM_z} \sin(k_{z1} z_s) \operatorname{cosec}(k_{z1} h)}{Y_0^{TM_z} + Y_0^{TM_z} i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \operatorname{ctg}(k_{z1} h)]} \quad (2.12)$$

При малом угле θ множитель $\cos \theta \approx 1$ в (2.9), следовательно отличие (2.11) и (2.12) только в импедансах $Y_0^{TE_z} \approx Y_0^{TM_z}$.

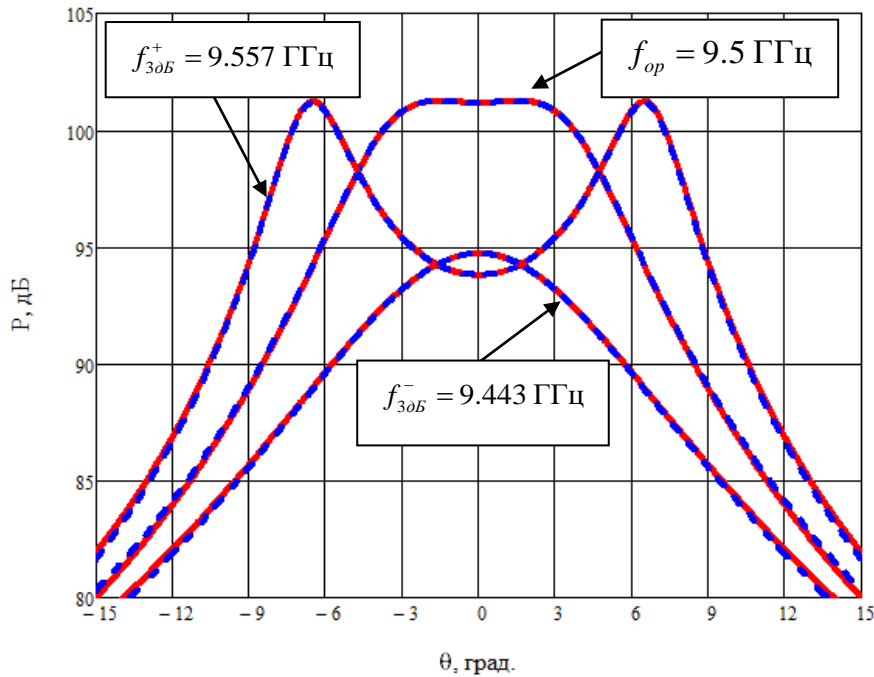


Рисунок 2.4 – Излученная плотность мощности элементарного диполя, расположенного на высоте $z = h_s = h/2$ для структуры рисунок 2.3, на частотах f_{op} и $f = f_{3dB}^-$, $f = f_{3dB}^+$; **H**-плоскость (сплошная линия), **E**-плоскость (пунктирная линия).

2.2.1 Определение импеданса отражающей периодической поверхности

Важным этапом представления АС в виде эквивалентной схемы на основе модели Т-волны является определение импеданса $Z_{PRS}(Y_{PRS})$ частично отражающей поверхности (ЧОП) [29, 30, 35–38, 60–68]. Возможны два подхода. В первом случае он определяется из численного решения следующей модельной задачи. Плоская волна под произвольным углом падает на бесконечную периодическую структуру с полубесконечной внутренней областью; поляризация

волны соответствует TM_z для E_θ -компоненты и TE_z для E_φ -компоненты (рисунок 2.2). Используется модель Флоке в пренебрежение высшими модами и определяется коэффициент отражения Γ . Следующая формула позволяет определить эквивалентный импеданс Z_L периодической структуры:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad (2.13)$$

где Z_0 – импеданс свободного пространства ($Z_0 = Z_0^{TM_z} = \eta_0 \cos \theta$, $Z_0 = Z_0^{TE_z} = \eta_0 / \cos \theta$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$), Z_{in} – параллельный импеданс Z_{PRS} – частично отражающей поверхности и $Z_1 = Z_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r}$ – характеристического импеданса внутренней области. Из (2.13) следует формула для определения эквивалентной проводимости $Y_{PRS} = 1/Z_{PRS}$ периодической структуры:

$$Y_{PRS} = \frac{Z_1(1 - \Gamma) - Z_0(1 + \Gamma)}{Z_0 Z_1(1 + \Gamma)} \quad (2.14)$$

Поскольку ЧОП предполагается без потерь, то $Y_{PRS} = iB_{PRS}$ и, соответственно, нормированное значение $Y_{PRS}/Y_0 = iB_{PRS}/Y_0 = ib_{PRS}$.

Во втором случае электромагнитные свойства планарной ЧОП могут быть описаны в терминах импеданса Z_{PRS} , связывающего среднее значение электрического поля в плоскости ЧОП со средним значением поверхностного электрического тока $\mathbf{E}_\tau = Z_{PRS} \mathbf{n}_0 \times \mathbf{H}$, при этом наиболее убедительные результаты получены, когда период структур меньше длины волны $D \ll \lambda$, $w \ll D$ (рисунок 2.5). Обратимся к структурам, представленным на рисунке 2.5 [60].

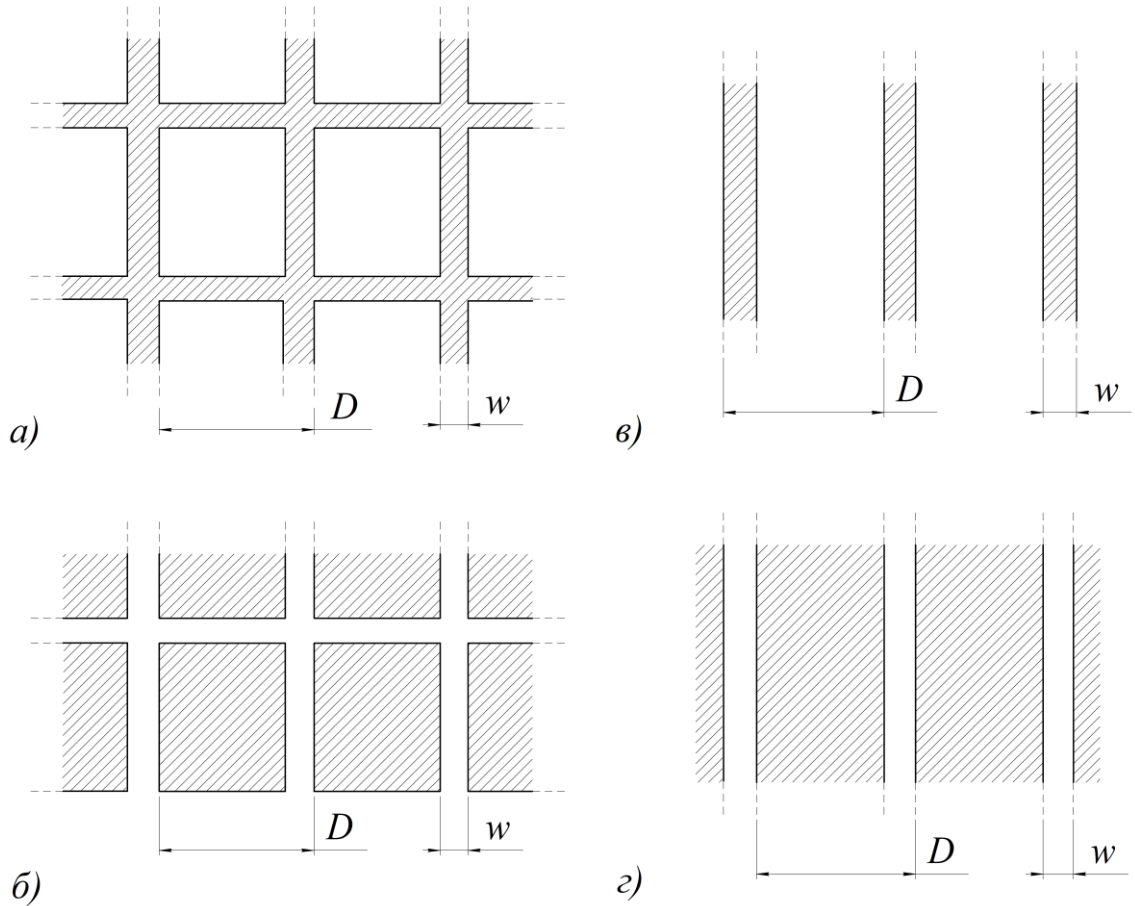


Рисунок 2.5 – Базовые периодические решётки со свойствами частотно селективных структур: а) – двумерная структура металлических полос; б) – двумерная структура металлических пластин; в) – одномерная структура металлических полос; г) – одномерная сетка металлических пластин.

Эквивалентный импеданс двумерной периодической решётки металлических полос.

В случае периодической структуры двумерных металлических полос (рисунок 2.5а):

$$Z_{PRS}^{TM} = i \frac{\eta_s}{2} \alpha \left[1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_s^2} \right], \quad Z_{PRS}^{TE} = i \frac{\eta_s}{2} \alpha \quad (2.15)$$

Здесь $\alpha = \frac{k_s D}{\pi} \ln \left[1 / \left(\sin \frac{\pi w}{2D} \right) \right]$ – параметр, $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$, $k_s = k_0 \sqrt{\epsilon_s}$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$,

$\eta_s = \eta_0 / \sqrt{\epsilon_s}$, $\epsilon_s = (\epsilon_r + 1) / 2$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемостью структуры, ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемостью нижнего пространства, угол θ отсчитывается от нормали к решётке. Выбрав для примера в качестве плоскости падения плоскость X-Z, для TE поляризации вектор

\mathbf{E} направлен вдоль оси Y , а для ТМ поляризации вектор \mathbf{E} имеет ненулевую составляющую вдоль оси X .

Эквивалентный импеданс двумерной периодической решётки металлических пластин.

Используя принцип Бабине $Z_{PRS}^{TE} Z_{PRS}^{TM} = i \frac{\eta_0^2}{4}$ (где Z_{PRS}^{TM} – импеданс дополнительной к решётке на рисунок 2.5а для ТМ поляризации), электромагнитные свойства двумерной периодической структуры из металлических пластин (рисунок 2.5б) характеризуются в терминах импеданса решётки Z_{PRS}^{TM} следующими соотношениями:

$$Z_{PRS}^{TM} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha}, \quad Z_{PRS}^{TE} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha \left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_y^2} \right)}, \quad (2.16)$$

где все обозначения приведены выше. Если поменять плоскость падения с X - Z в предыдущем случае на Y - Z , то для ТЕ поляризации вектор \mathbf{E} направлен вдоль оси X , а для ТМ поляризации имеет ненулевую составляющую вдоль оси Y .

Эквивалентный импеданс одномерной периодической решётки металлических полос.

В случае периодической структуры одномерных металлических полос (рисунок 2.5в) импеданс решётки Z_{PRS} определяется следующими соотношениями:

$$Z_{PRS}^{TM} = i \frac{\eta_0}{2} \alpha_{\parallel} \left[1 - \frac{k_0^2}{k_y^2} \sin^2 \theta \right], \quad Z_{PRS}^{TE} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha_{\perp}}, \quad (2.17)$$

где $\alpha_{\parallel} = a$ (смотри выше), $\alpha_{\perp} = \frac{k_y D}{\pi} \ln \left(1 / \sin \frac{\pi(D-w)}{2D} \right)$. В случае ТМ

поляризации вектор \mathbf{E} параллелен полоскам, а в случае ТЕ поляризации – перпендикулярен.

Эквивалентный импеданс одномерной периодической решётки металлических пластин.

Используя принцип Бабинне, для одномерной периодической решётки металлических пластин (рисунок 2.5з) получены следующие соотношения:

$$Z_{PRS}^{TM} = -i \frac{\eta_3}{2\alpha}, \quad Z_{PRS}^{TE} = -i \frac{\eta_3}{2\alpha \left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_3^2}\right)} \quad (2.18)$$

Заметим, что $i\hat{b}_{PRS} = iB_{PRS}/Y_0 = Y_{PRS}/Y_0 = (1/Z_{PRS}^{TM,TE})/Y_0$ отрицательно для индуктивных ЧСС (периодические щели) и положительно для емкостных (периодические металлические пластины).

2.2.2 Определение полосы частот, ширины диаграммы направленности и коэффициента усиления антенны на основе частично-отражающей поверхности

Ограничимся далее АС (рисунок 2.2), излучающей по нормали к поверхности $\theta = 0^0$. Следуя [45, 46], плотность мощности с учётом (2.10) определяется по формуле

$$P(\omega, \theta) = |E_p^{ff}(\theta)|^2 / 2Z_0 = \frac{2Y_0 |U^+|^2}{\sin^2(k_{z1}h)} \left(\frac{\sin^2(k_{z1}z_s)}{1 + [\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(k_{z1}h)]^2} \right), \quad (2.19)$$

где $k_{z1} = k_0 \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ – постоянная распространения в подложке.

На рабочей частоте ω_{op} , совпадающей с резонансной частотой АС, выполняется условие $\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(k_{z1}h) = 0$, откуда вытекает значение h , которое для больших значений нормированной проводимости принимает вид:

$$h = \frac{1}{k_{op}} \arctg \left(\frac{\xi_r}{\hat{b}_{PRS}} \right) \cong \frac{\lambda_{op}}{2} \left(1 + \frac{\xi_r}{\pi \hat{b}_{PRS}} \right), \quad (2.20)$$

где k_{op} и λ_{op} – волновое число и длина волны в подложке на рабочей частоте.

Полагаем далее, что выполнено условие (2.20) и источник расположен в точке $z_s = h/2$, где электрическое поле максимально $\sin(k_1 z_s) \cong 1$. Тогда из (2.19) следует выражение для плотности мощности, излучаемой по нормали на резонансной частоте

$$P(\omega_{op}) \cong 2Y_0 |\dot{U}^+|^2 / \sin^2(k_{op}h) = 2Y_0 |\dot{U}^+|^2 / \sin^2(\omega_{op}h/v) = 2P_0 / \sin^2(\omega_{op}h/v) \quad (2.21)$$

Полоса рабочих частот АС по уровню -3 дБ определяется как:

$$\Delta\omega_{3dB} = \frac{\omega_{3dB}^+ - \omega_{3dB}^-}{\omega_{op}}, \quad (2.22)$$

где ω_{3dB}^{\pm} – частоты, на которых излучаемая АС плотность мощности по нормали $P(\omega_{3dB}^{\pm}) = 0.5P(\omega_{op})$. Используя (2.19–2.22) полоса рабочих частот может быть определена численно. Следуя процедуре [24], можно получить следующую аналитическую оценку $\Delta\omega_{3dB}$:

$$\Delta\omega_{3dB} = \xi_r \left(\frac{\lambda_{op}}{\pi h} \right) \frac{\sqrt{\hat{b}_{PRS}^4 + \hat{b}_{PRS}^2 (2\xi_r^2 + 2) + \xi_r^4}}{\hat{b}_{PRS}^4 + \hat{b}_{PRS}^2 (2\xi_r^2 + 1) + \xi_r^4}, \quad (2.23)$$

где высота h определена (2.20) и все обозначения даны выше. Для больших значений \hat{b}_{PRS} формула (2.23) принимает аппроксимирующий вид:

$$\Delta\omega_{a3dB} = \left(\frac{2}{\pi \hat{b}_{PRS}^2} \right) \xi_r \quad (2.24)$$

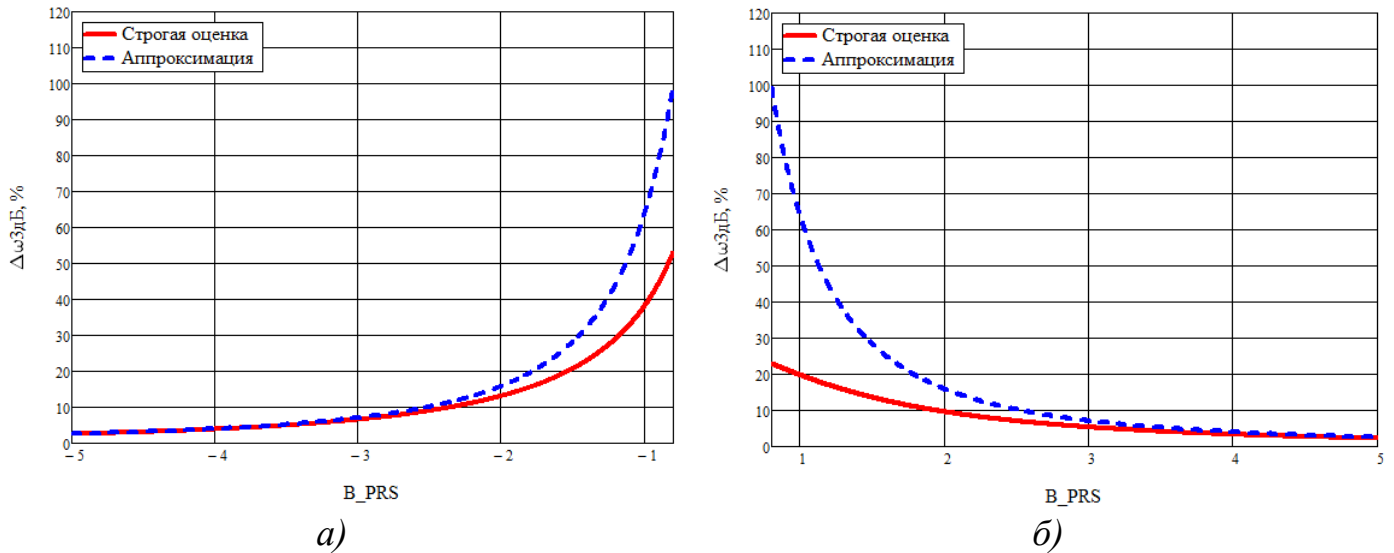


Рисунок 2.6 – Оценка рабочей полосы частот в процентах, для структуры на рисунке 2.3: а) – ЧСС имеет индуктивный характер; б) – ЧСС имеет ёмкостной характер.

Получим аналитическую оценку ширины ДН АС $2\theta_{3\text{дБ}}$, основываясь на (2.19). Угол $\theta_{3\text{дБ}}$ на резонансной частоте ω_{op} определяется из следующего соотношения:

$$P(\omega_{op}, \theta_{3\text{дБ}}) = 0.5P_{\text{max}}(\omega_{op}) = 0.5P(\omega_{op}, \theta = 0) \quad (2.25)$$

Для направленной антенны $\theta_{3\text{дБ}} \ll \pi$, поэтому полагаем, что нормированная проводимость \hat{b}_{PRS} не зависит от угла падения, $\sin^2(k_{z1}h) \approx \sin^2(hk_{op})$ для $\theta_{3\text{дБ}} \ll \pi$, а для выражения в скобках для (2.19) на резонансной частоте $k_{z1\theta_{3\text{дБ}}} = k_{op} (\varepsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta_{3\text{дБ}})^{1/2}$ (комментарий к этому представлению дан выше).

Тогда решение (2.25) с учётом (2.19) имеет вид

$$\left| \hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(hk_{op} \sqrt{\varepsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta_{3\text{дБ}}}) \right| = 1 \quad (2.26)$$

Полагая $\sin \theta_{3\text{дБ}} \approx \theta_{3\text{дБ}}$ для $\theta_{3\text{дБ}} \ll \pi$ имеем выражение для $2\theta_{3\text{дБ}}$:

$$2\theta_{3\text{дБ}} \cong \frac{2}{|\hat{b}_{PRS}|} \sqrt{\frac{2\varepsilon_r \mu_r \xi_r}{\pi}} \quad (2.27)$$

Для антенн с большим значением КНД (D) и слабой азимутальной зависимостью $\Delta\theta_E \cong \Delta\theta_H \cong 2\theta_{3\text{дБ}}$ установлена связь $D_{\text{max}} \cong \pi^2 / (\Delta\theta_E \times \Delta\theta_H)$, которая с учётом (2.27) даёт оценку:

$$D_{\text{max}} \cong \frac{\pi^3 \hat{b}_{PRS}^2}{8\varepsilon_r \mu_r \xi_r} \cong 3,9 \frac{\hat{b}_{PRS}^2}{\varepsilon_r \mu_r \xi_r} \quad (2.28)$$

Таблица 2.1. Оценка рабочих параметров антенны Фабри-Перо, для идеализированного диполя с индуктивными и ёмкостными ЧСС с ЧОП.

Вид ЧСС	\hat{b}_{PRS}	Оценка КНД D_{max} , дБ	Строгая оценка полосы частот $\Delta\omega_{3дБ}$, %	Аппроксимация полосы частот по максимальному КНД $\Delta\omega_{3дБ}$, %	Оценка ширины ДН $2\theta_{3дБ}$, град.
Индуктивная 	-1,5	9,4	20,82	28,29	60,95
	-2	11,9	13,18	15,91	45,71
	-3	15,42	6,55	7,07	30,47
Ёмкостная 	1,5	9,4	13,53	28,29	60,95
	2	11,9	9,56	15,91	45,71
	3	15,42	5,29	7,07	30,47

2.3 Антенная система на основе частично-отражающей поверхности как антенна вытекающей волны

Класс обсуждаемых АС может быть рассмотрен в терминах вытекающей волны с комплексной постоянной распространения $k_t = \beta - i\alpha$ ($k_t = k_t^{TM}$ или k_t^{TE} ; индекс t характеризует направление распространения волны по осям X, Y), а $k_{z0} = \sqrt{k_0^2 - k_t^2}$, $k_{z1} = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r \mu_r - k_t^2}$. Основные результаты работ [48–57] позволяют сформулировать следующие выводы для рассматриваемых АС, трактуемых с позиции 2D структур с вытекающими волнами:

1) Возбуждаемые электрическим (магнитным) диполем волны являются быстрыми $|\beta| < k_0$ цилиндрическими и распространяются радиально от источника вдоль поверхности. Горизонтальный электрический (магнитный) диполь возбуждает две вытекающие волны с TM_z и TE_z поляризациями, распространяющихся в подложке радиально в виде цилиндрической волны с комплексной постоянной распространения $k_t = \beta - i\alpha$ (β – коэффициент фазы, α

– коэффициент затухания. Волна TM_z формирует диаграмму направленности антенны в **E**-плоскости, а волна TE_z – в **H**-плоскости (см. формулы (2.11), (2.12)).

Грубая феноменологическая модель излучения обсуждаемой структуры основана на предположении, что она представляет плоскопараллельную металлическую волноводную структуру, формирующую вытекающую волну. Следующее приближённое уравнение, базирующееся на этой модели, позволяет определить толщину h для достижения угла отклонения θ_0 соответствующей структуры излучения:

$$k_{z1}h = (k_1 \cos \theta)h = n\pi, \quad (2.29)$$

где $n=1$ и θ – угол, отсчитываемый от оси Z , распространения вытекающей волны в области земля–периодическая структура. В предположении справедливости основных законов падения и отражения, формула (2.29) принимает вид:

$$\frac{h}{\lambda_0} = \frac{0,5}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}, \quad (2.30)$$

где θ_0 – угол отклонения вытекающей волны от направления нормали. Таким образом, в первом приближении угол отклонения не зависит от структуры и размеров периодической области.

2) Оптимальным условием для получения узкого луча, перпендикулярного раскрыву, является условие $\alpha^{TM_z} \cong \beta^{TM_z}; \alpha^{TE_z} \cong \beta^{TE_z}$, причём на резонансной частоте $\alpha \cong \beta \ll k_{op} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$, а для получения симметричного луча (одинаковой ширины в **E**- и **H**- плоскостях) необходимым условием является $k_t^{TM} \approx k_t^{TE}$. Таким образом $\alpha^{TM_z} \cong \beta^{TM_z} \cong \alpha^{TE_z} \cong \beta^{TE_z}$, а амплитуды возбуждаемых источником TM_z и TE_z волн должны быть равными. Заметим, что эти условия выполняются автоматически при выполнении условия (2.20). Значения параметров α, β находятся из дисперсионного соотношения на резонансной частоте ω_{op} :

$$1 + i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \operatorname{ctg}(k_{z1}h)] = 0, \quad (2.31)$$

где $k_{z1} = \sqrt{k_{op}^2 \varepsilon_r \mu_r - k_t^2}$, $k_t = \beta - i\alpha$. Вводя обозначения $\hat{\beta} = \beta/k_{op} = \delta$, $\hat{\alpha} = \alpha/k_{op} = \delta$ и учитывая $\alpha \cong \beta \ll k_{op} \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ (20) приводится к виду:

$$1 + i[\hat{b}_{PRS} - \xi_r \text{ctg}(hk_{op} \sqrt{1 - \frac{2i\delta^2}{\varepsilon_r \mu_r}})] = 0 \quad (2.32)$$

Полагая, что на резонансной частоте ω_{op} полная реактивная проводимость в (2.31) равна нулю, получим выражение:

$$\hat{\beta} = \hat{\alpha} = \delta = \frac{1}{|\hat{b}_{PRS}|} \sqrt{\frac{\varepsilon_r \mu_r \xi_r}{\pi}} \quad (2.33)$$

Тогда в соответствие с (2.21), (2.24), (2.27) и (2.28) имеем следующие оценки:

$$\begin{aligned} P(\omega_{op}) = P_{\max} &\cong \frac{2P_0 \varepsilon_r \mu_r}{\pi \xi_r \delta^2}; \quad \Delta\omega_{3dB} \cong \frac{2\delta^2}{\varepsilon_r \mu_r}; \\ \Delta\theta_E \cong \Delta\theta_H \cong 2\theta_{3dB} &\cong 2\sqrt{2}\delta = 2,83\delta; \quad D_{\max} \cong \frac{1}{\delta^2} \frac{\pi^2}{8} = \frac{1,23}{\delta^2}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

3) Выражения (2.34) обобщаются на случай «толстых» ЧСС с ЧОП. При выборе параметров и геометрии ЧСС полезно соотношение, показывающее взаимосвязь D_{\max} и $\Delta\omega_{3dB}$ – увеличение D_{\max} приводит к существенному снижению полосы рабочих частот:

$$D_{\max} \times \Delta\omega_{3dB} \cong \frac{2\delta^2}{\varepsilon_r \mu_r} \cdot \frac{1}{\delta^2} \frac{\pi^2}{8} = \frac{\pi^2}{4\varepsilon_r \mu_r} \cong \frac{2,47}{\varepsilon_r \mu_r} \quad (2.35)$$

4) Формулы в (2.34) полезно уточнить, так как выше предполагалось, что размер АС не ограничен. На практике размер диэлектрика на металлическом экране и ЧСС конечен. Величина амплитуды электрического поля на апертуре $E(\rho)$, где ρ – радиальное расстояние от источника ($\rho = 0$), определяется двумя фундаментальными ТМ и ТЕ модами с коэффициентами затухания $\alpha^{TM} \cong \alpha^{TE} = \alpha$. Соответственно, $E(\rho) \cong E_0 \exp(-\alpha\rho)$. Величина α зависит от конструкции АС и на краях АС размером $2L$ значение поля определяется соотношением $E(L)/E_0 = \exp(-\alpha L)$. Откуда размер АС, задаваясь затуханием

поля на краях, определяется формулой $L \approx X_{\text{дБ}} / (8,686\alpha)$. Полагая $X_{\text{дБ}} = -30$ дБ величины поля на краю, получаем оценку:

$$L \approx 3.45/\alpha \quad (2.36)$$

Форма амплитудного распределения и (2.36) позволяют оценить ширину диаграммы направленности АС [32]. Эффективность излучения АС – отношение мощности излучения к полной мощности в антенне (без учёта тепловых потерь) для модели возбуждения электрическим или магнитным диполями определяется формулой

$$e_r = 1 - e^{-2\alpha L} \quad (2.37)$$

5) Коэффициенты α и β определяются, используя различные методики: решая дисперсионное уравнение типа (2.32), реализуя полноволновое численное моделирование [61–63] или путём экспериментальных исследований.

2.4 Примеры моделирования параметров и геометрии ЧСС с ЧОП

Частотно-селективные структуры [37, 38, 64–71], представляющие собой периодические решётки печатных, щелевых и диэлектрических элементов (однослойных, каскадных или гибридных), традиционно используются для создания пространственных фильтров (низких и верхних частот, полосно-пропускающих и полосно-заграждающих) и характеризуются типом передаточной характеристики, полосой частот, потерями, поляризационными и угловыми свойствами. Для АС, реализуемых на основе технологии ЧСС с ЧОП, передаточная характеристика выбирается на основе компромисса между полосой рабочих частот и усилением АС.

Традиционные ЧСС [42], использующие резонансные элементы периодической структуры для построения различных типов фильтров первого порядка и каскадных высшего порядка достаточно подробно рассмотрены в большом числе статей, обобщённых в [37, 38]. Для большинства традиционных технологий используются резонансные структуры, период которых соизмерим с половиной длины рабочей частоты ЧСС, что нежелательно, поскольку приводит к

раннему появлению дифракционного лепестка, а характеристики ЧСС неустойчивы к углу падения и поляризации. Кроме того, для каскадных ЧСС отдельные слои разделяются отрезками $\lambda_0/4$, что увеличивает конструктивные размеры.

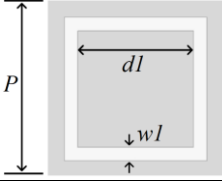
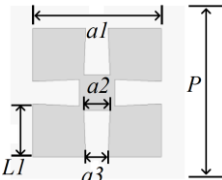
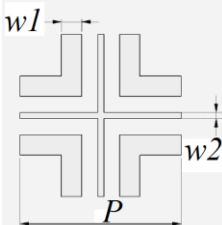
Для устранения отмеченных недостатков предложен новый класс пространственных ЧСС фильтров на основе нерезонансных ячеек [65-69], позволяющих реализовать полосно-пропускающие ЧСС второго порядка с центральной частотой $f_0 = 10$ ГГц, полосой частот 20% при углах падения $\theta \leq 45^\circ$ с размером периода ячейки порядка $0.15\lambda_0$ и полной толщиной $\lambda_0/30$. В [70, 71] эти идеи развиты на двухдиапазонные ЧСС.

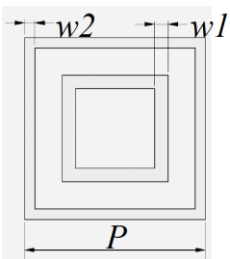
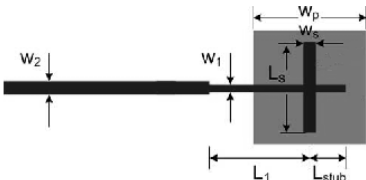
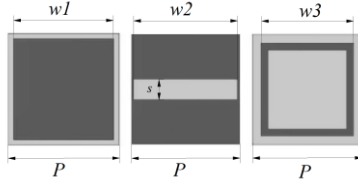
В оригинальной статье [22] рассматривается АС, в которой эффект частичного отражения достигнут с помощью диэлектрических слоёв со специально подобранными параметрами. Поскольку увеличение коэффициента усиления G приводит к уменьшению полосы рабочих частот $\Delta f_{3\text{дБ}}$ (например, при $G=20\text{дБ}$ значение $\Delta f_{3\text{дБ}} = 6\%$), то возбуждающее устройство представляет разреженную решётку излучателей (например, печатных). Показано, что в АС с ЧОП, состоящей из возбуждающей АР 2x2 элементов с шагом $d_s = 1.6\lambda_0 \approx 34$ мм ($f_0 = 14$ ГГц) при рабочей полосе 5.7% (типичное значение для печатных антенн), достигнут $G=17.7$ дБ. Последнее достигается в традиционных "плотно" упакованной возбуждающей АР, состоящей из 4x4 элементов с шагом $d_s = 0.8\lambda_0 \approx 17$ мм. Несмотря на то, что возбуждающая АР излучает в резонансную область, тем не менее, развязка между элементами в силу большого шага равна -25 дБ. Сектор сканирования, достигнутый при управлении возбуждающей АР, как в ФАР, составил $\pm 15^\circ$. Достоинством такого решения является сокращение числа элементов возбуждающей АР и увеличенное расстояние между ними.

В разделе 1 приведен подробный обзор совмещенных АС на основе ЧСС с ЧОП. Ниже представлена сводная таблица, в которой приведены основные характеристики и принцип построения совмещенных АС на основе ЧСС с ЧОП.

Отмечено особенности используемых излучателей а также геометрические параметры применяемых ЧСС и их характеристики.

Таблица 2.2. Параметры антенных систем на основе ЧСС с ЧОП.

f , ГГц	λ , см	G, дБ	Апертура ЧСС, мм	Тип ЧСС с ЧОП /число ячеек/ размеры ячейки, мм	$\Delta f_{3дБ}$, %	$\Delta\theta_{ск}$, град.	Треб. ЧСС	Лит.
X (9.6)	3.1	20	140x140	Полосно-заграждающий фильтр 8x8, $h_2=17.1$ мм, $P=15.4$ мм, $d_1=10$ мм, $w_1=1.5$ мм 	2.1	± 15	$\Gamma_x = 0.8$ [52]	
C (5.3)	5.6	16.4	140x140	Полосно-заграждающий фильтр 8x8, $h_1=31$ мм, $P=15.4$ мм, $a_1=11.1$ мм, $a_2=3.1$ мм, $a_3=2$ мм, $L_1=4.5$ мм 	3.7	± 15	$\Gamma_x = 0.9$ [52]	
X (9.37)	3.2	18.5	230x240	Круглые отверстия $d=13$ мм в металлическом экране, $h=14$ мм, $d_x \times d_y=16 \times 18$ мм	—	—	$\Gamma_x = 0.89$ [16]	
K _a (30)	1	22.9	70x200	30x86 ячеек, $P=2.3$ мм, $h_1=5.3$ мм, $w_1=0.29$ мм, $w_2=0.087$ мм 	2.4	—	$\Gamma_{K_a} = 0.8-0.9$ [50]	

K_u (20)	1.5	21.3	70x200	<p>30x86 ячеек, $P=2.3$ мм, $h_2 = 6.8$ мм, $w_2=0.13$ мм $w_1=0.174$ мм</p> 	4.5	–	$\Gamma_{K_u} =$ 0.8–0.9	[50]
X (8.6- 11.4)	3	13.8	72x72	<p>Размер ячейки 8×8 мм², $h = 15$ мм, Размер печ. пластины 6.3×6.3 мм² Размер печ. полос 5.6×5.6 мм²</p> 	28	–	$\Gamma_X = 0.6$	[18]
K_u (14)	2.14	19.1	70x60	<p>11x10 ячеек, $h = 8.8$ мм, $P=5.4$ мм $w_1=5.2$ мм (печ. квадрат) $w_3=4.6$ мм (печ. кольцо) $w_2=4.5$ мм, $s=1$ мм (прямоуг. щель)</p> 	12	–	$\Gamma_{K_u} =$ 0.95–0.99	[19]

2.5 Разреженные антенные системы на основе принципа ЧСС с частично-отражающей поверхностью

В параграфе рассмотрена возможность использования композитных периодических структур со свойствами частично-отражающей поверхности для создания разреженных АС с улучшенными характеристиками направленности, КУ, развязки.

В п.п.1.3, 2.2 подробно рассмотрен принцип реализации разреженной АС на основе ЧСС с ЧОП (рисунок 2.2, 2.7).

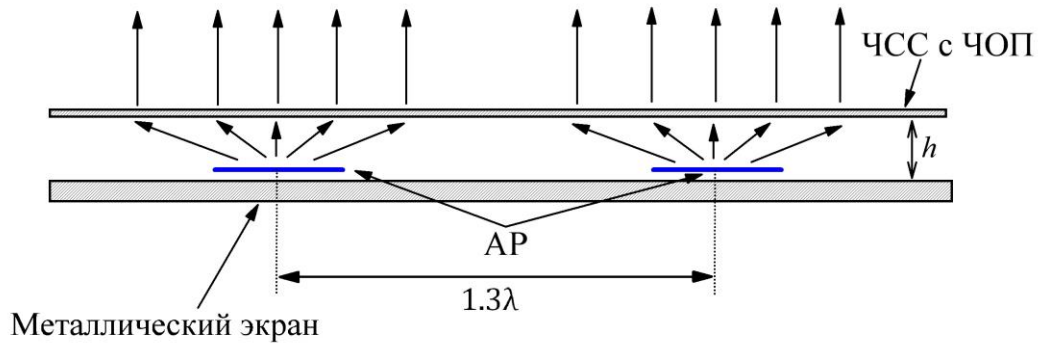


Рисунок 2.7 – Схема реализации разреженной АС.

2.5.1 Выбор ЧСС со свойствами частично-отражающей поверхности

В качестве периодической ячейки ЧСС с ЧОП выбрано щелевое кольцо толщиной s с периодом d_{PRS} (рисунок 2.8а, темным цветом показана металлизация).

Используя формулы (2.14, 2.20) на первом этапе аналитически проанализированы: высота расположения ЧСС над металлическим экраном h и проводимость ЧОП \hat{b}_{PRS} для коэффициента отражения $|\Gamma| \approx 0.9$:

$$Y_{PRS} = \frac{Z_1(1-\Gamma) - Z_0(1+\Gamma)}{Z_0 Z_1(1+\Gamma)} = \frac{200 \cdot (1-0.9) - 377 \cdot (1+0.9)}{200 \cdot 377 \cdot (1+0.9)} = -4.86 \cdot 10^{-3} \text{ См} \quad (2.38)$$

$$\hat{b}_{PRS} = \frac{Y_{PRS}}{Y_0} = \frac{-4.86 \cdot 10^{-3}}{2.653 \cdot 10^{-3}} = -1.832 \text{ См} \quad (2.39)$$

$$h = \frac{\lambda_0}{2} \left(1 + \frac{\xi_r}{\pi \hat{b}_{PRS}} \right) = \frac{0.031}{2} \left(1 + \frac{\sqrt{\frac{3.55}{1}}}{\pi \cdot (-1.859)} \right) = 13.3 \text{ мм}, \quad (2.40)$$

где $Z_0 = 377 \text{ Ом}$ – импеданс свободного пространства, $Z_1 = Z_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} = 200$ – характеристический импеданс внутренней области, k_0 и λ_0 – волновое число и длина волны в подложке на рабочей частоте.

На втором этапе было проведено полноволновое моделирование периодической ячейки ЧСС с ЧОП и оптимизация её параметров (d_{PRS}, w, s) (рисунок 2.8а), с целью получения коэффициента отражения $|\Gamma| \approx 0.9$. После

оптимизации высота h расположения ЧСС над металлическим экраном составила $h_{PRS} = 0.45\lambda_x \approx 14$ мм, что сопоставимо с аналитическим расчетом выше. На рисунке 2.8б показаны результаты моделирования модуля и фазы коэффициента отражения. Основные параметры выбранной ЧСС: $d_{PRS} = 0.5\lambda_x = 16$ мм, $s = 0.048\lambda_x = 1.5$ мм, $w = 0.32\lambda_x = 10$ мм, $h_{PRS} = 0.45\lambda_x = 14$ мм. В качестве подложки ЧСС структуры использован материал Rogers RO4003C толщиной $t = 1.5$ мм, $\varepsilon = 3.55$.

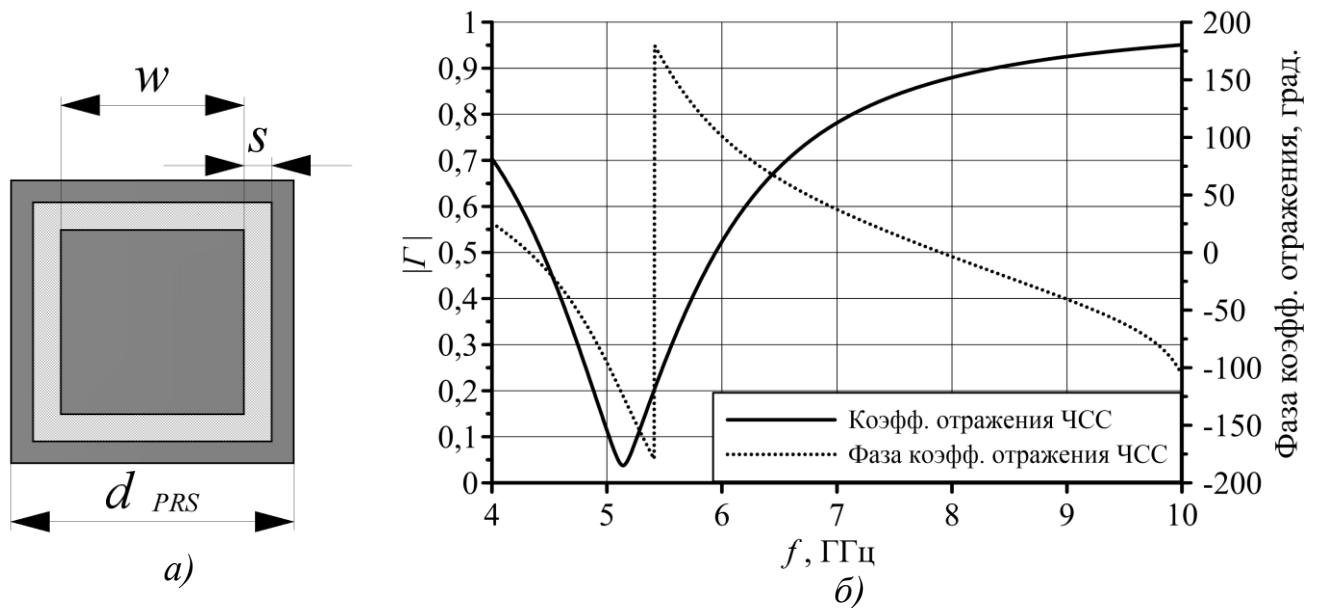


Рисунок 2.8 – Периодическая ячейка ЧСС с ЧОП *а)* – геометрия, *б)* – результаты моделирования.

В системе металлический экран и ЧСС с ЧОП, возникает повышенная взаимная связь между излучающими элементами, чем в традиционных АР, поскольку излучённая волна частично отражается обратно. Поэтому шаг между элементами выбран равным $1.3\lambda_x$. Тем не менее, использование ЧСС с ЧОП существенно ослабляет влияние разреженности на усиление и уровень дифракционных лепестков. ЧСС с ЧОП позволяют сформировать разреженную АС с коэффициентом децимации 1:4 (рисунок 2.9).

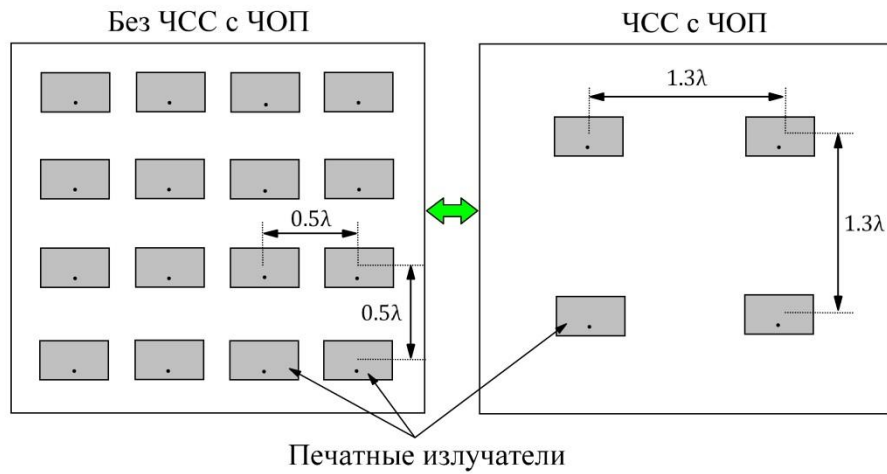
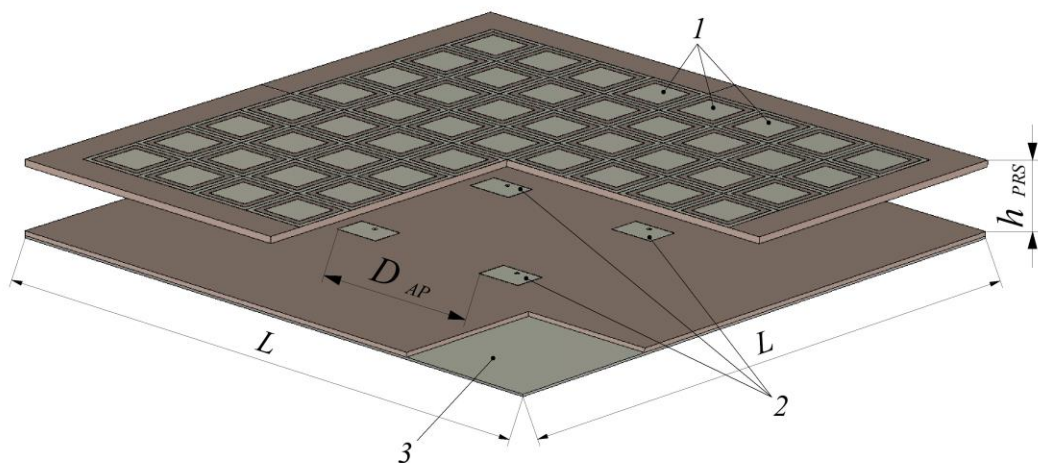


Рисунок 2.9 – К созданию разреженной АС.

2.5.2 Разреженная антенная система X диапазона

На рисунке 2.10 приведен общий вид разреженной АС X диапазона, состоящей из четырёх (размерностью 2x2) печатных излучателей 2 на основе ЧСС с ЧОП 1. Возбуждение излучателей осуществляется синфазно штырем, расположенным на нижней стороне металлического экрана 3. Основанием, на котором расположены печатные излучатели, служит диэлектрическая подложка RO4003С $t=1$ мм, $\varepsilon=3.55$. Размеры прототипированной разреженной антенной системы: $L=4.5\lambda_x=140$ мм, $h_{PRS}=0.45\lambda_x=14$ мм, $D_{AP}=1.3\lambda_x=40$ мм. Геометрические параметры ЧСС с ЧОП указаны выше.



1 – ЧСС с ЧОП; 2 – печатные излучатели (патч); 3 – металлический экран;

Рисунок 2.10 – Разреженная АС X-диапазона.

Последовательно оценивались характеристики АС состоящей из четырёх (размерностью 2x2) печатных излучателей без ЧСС с ЧОП и одного

(размерностью 1x1) печатного излучателя в системе с ЧСС с ЧОП, а также АС состоящей из шестнадцати (размерностью 4x4) печатных излучателей без ЧСС с ЧОП и четырёх (размерностью 2x2) печатных излучателей в системе с ЧСС с ЧОП (рисунок 2.11).

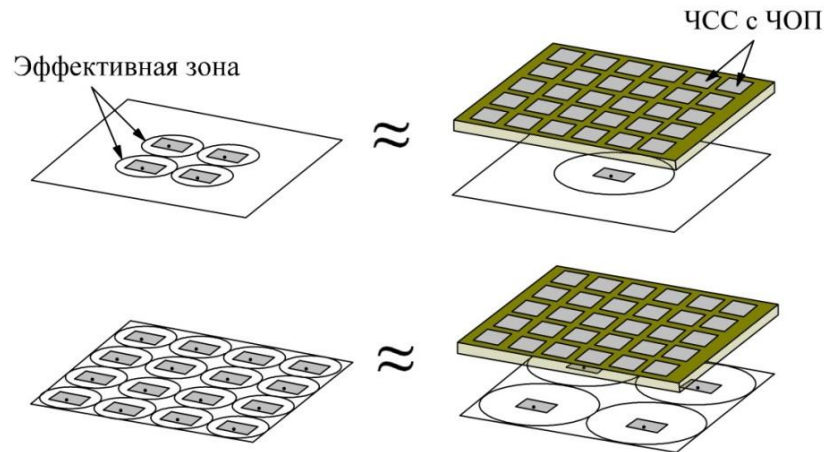


Рисунок 2.11– Эскиз эквивалентности между АР 2x2 без ЧСС (слева) и единичным апертурным печатным элементом с ЧСС (справа), и АР 4x4 без ЧСС (слева) и 2x2 разреженной АР из апертурных печатных элементов с ЧСС (справа).

Рисунок 2.12 иллюстрирует частотную зависимость коэффициента усиления ($G(\theta = 0^\circ)$) для двух случаев:

- 2x2 без ЧСС \Leftrightarrow 1x1 с ЧСС;
- 4x4 без ЧСС \Leftrightarrow 2x2 с ЧСС.

Для АС, состоящей из одного печатного излучателя (размерностью 1x1) с ЧСС, КУ в рабочей полосе частот сопоставим с КУ АС состоящей из четырёх (размерностью 2x2) излучателей без ЧСС, при этом значение КУ в центре рабочей полосы на частоте $f_x = 9.8$ ГГц на 1.5 дБ больше для случая АС на основе ЧСС с ЧОП. Для АС, состоящей из четырёх (размерностью 2x2) излучателей с ЧСС, КУ в рабочей полосе частот сопоставим с КУ АС состоящей из шестнадцати (размерностью 4x4) излучателей без ЧСС. Однако, заметно сужение рабочей полосы частот для случая АС на основе ЧСС с ЧОП связанное с высоким значением коэффициента отражения $|\Gamma| = 0.95$ от ЧСС, что привело в соответствии с (2.23) к уменьшению рабочей полосы.

Таким образом, значения КУ разреженной АС на основе ЧСС с ЧОП ($D_{AP}/\lambda_X = 1.3$) и традиционной АС ($D_{AP}/\lambda_X = 0.8$) без ЧСС для схожих эффективных зон практически тождественны при этом коэффициент прореживания (decimation ratio) равен 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы для двухполяризационной АС.

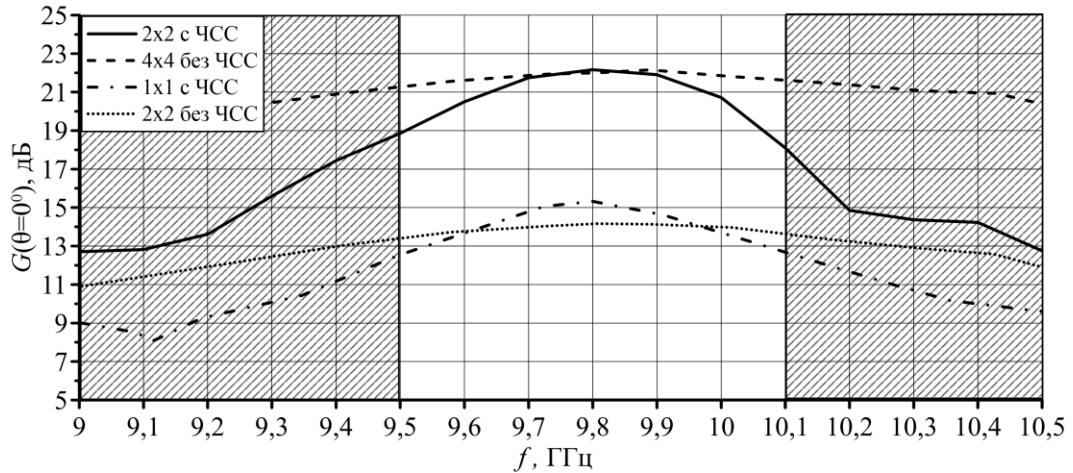


Рисунок 2.12 – Коэффициент усиления разреженной АС X диапазона.

На рисунке 2.13а, б приведены сечения ДН (D) в **Е**- и **Н**-плоскостях для двух описываемых выше случаев. При этом для сравнения приведены ДН разреженной АС но без ЧСС с ЧОП. Использование ЧСС с ЧОП позволило подавить дифракционные лепестки до уровня ≤ -20 дБ, возникающие с ростом шага между излучателями в разреженной АС, а также повысить КНД АР. Это явление может быть объяснено распределением напряженности электрического поля **Е** разреженной АС с использованием ЧСС с ЧОП и без них (рисунок 2.14а, б). Равномерное распределение напряженности электрического поля **Е**, возникающее на поверхности ЧСС, приводит к подавлению дифракционных лепестков АС.

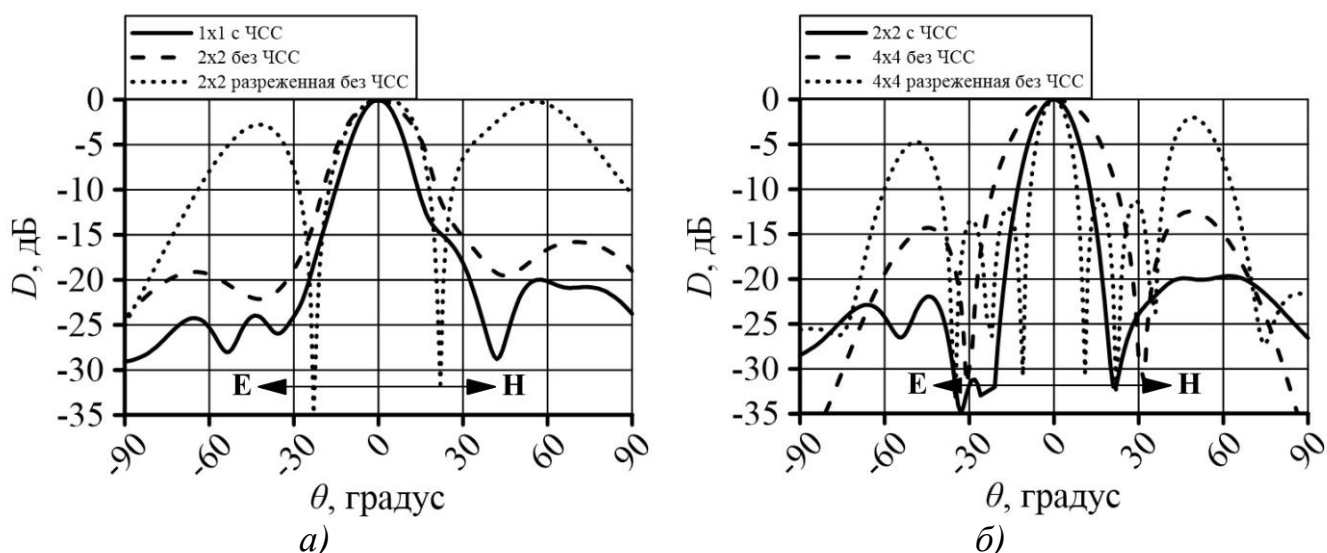


Рисунок 2.13 – Характеристики направленности разреженной АС X диапазона: *а)* – ДН в **Е**- и **Н**-плоскостях для случая АР 1x1 с ЧСС; *б)* – ДН в **Е**- и **Н**-плоскостях для случая АР 2x2 с ЧСС.

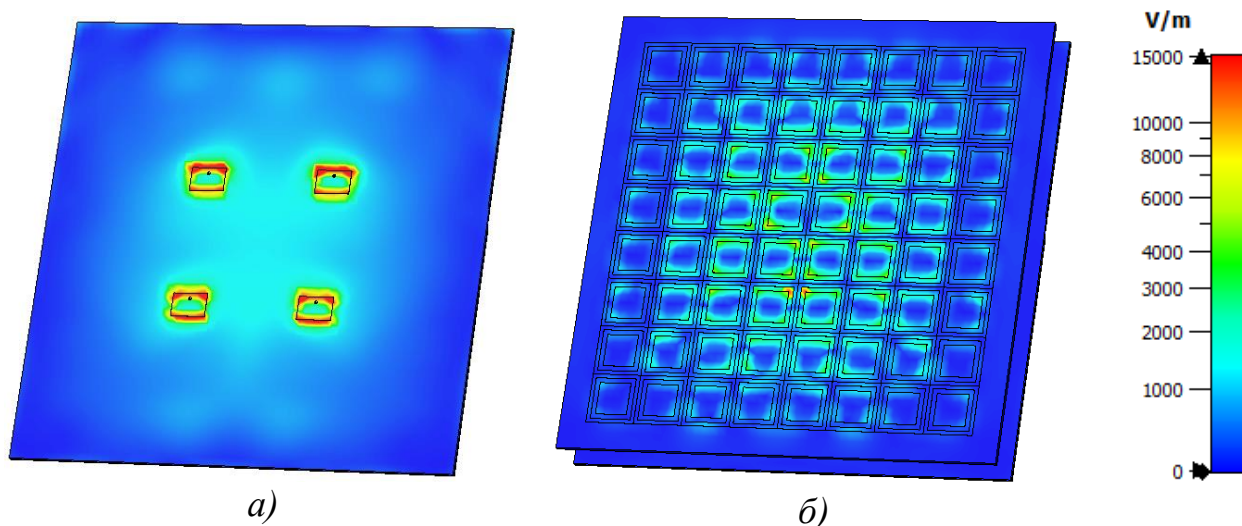


Рисунок 2.14 – Напряженность электрического поля **Е**: *а)* – разреженная АС; *б)* – напряженность поля на поверхности ЧСС с ЧОП.

Промоделировано поведение КУ в зависимости от количества единичных ячеек n ЧСС с ЧОП в разреженной АС состоящей из четырех (2x2) печатных излучателей. Из рисунка 2.15 видно, что значение КУ на центральной частоте рабочей полосы частот увеличивается с 20 дБ ($n=6 \times 6$) до 23 дБ ($n=9 \times 9$) и растет незначительно при дальнейшем наращивании числа ячеек ЧСС, что обусловлено малым влиянием ослабленного поля на краях апертуры.

Выявлено оптимальное соотношение между количеством излучателей и числом ячеек ЧСС с ЧОП. Для АС состоящей из четырех печатных излучателей с

целью увеличения КУ и сохранением рабочей полосы, необходимо использовать 64 (8x8) единичных ячеек ЧСС.

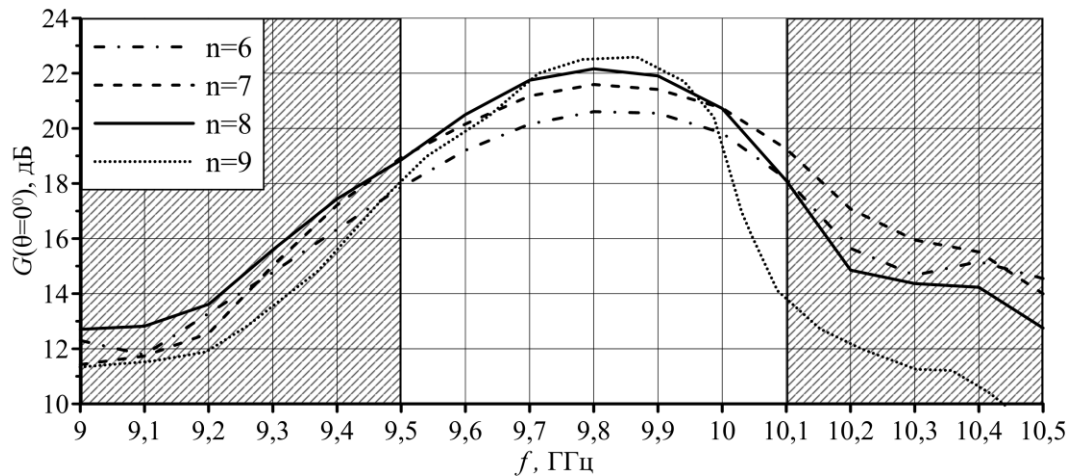


Рисунок 2.15 – Коэффициент усиления от количества ячеек ЧСС

2.5.3 Разреженная двухполяризационная антенная система X диапазона

Заключительным этапом в изучении разреженных АС на основе ЧСС с ЧОП было создание двухполяризационной АС с использованием параметров и характеристик ЧСС, полученных в п.2.3.1.

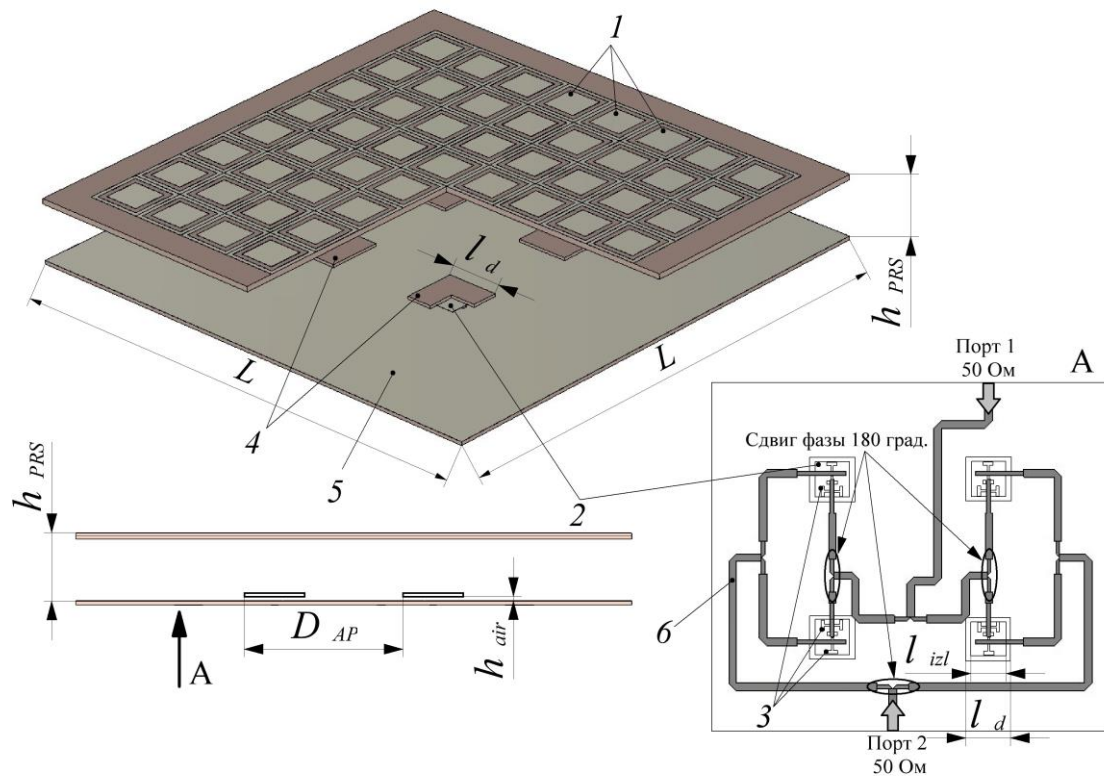
Конкретизация технических решений построения разреженной двухполяризационной АС на основе ЧСС с ЧОП осуществляется (моделируется, реализуется) применительно к АС со следующими параметрами:

- центральная частота: $f_x = 9,5$ ГГц;
- полоса рабочих частот АС X диапазона: 500 МГц (5.2%);
- поляризация: две линейные ортогональные поляризации;
- развязка между поляризациями: ≤ -25 дБ.

На рисунке 2.16 представлена модель разреженной двухполяризационной АС с применением ЧСС с ЧОП 1. В качестве излучателей 2 использовались те же печатные элементы (патчи). Для расширения рабочей полосы частот и создания второй поляризации, возбуждение излучателей осуществляется Н-образными щелями 3, прорезанными в металлическом экране 5. Печатные излучатели располагаются на нижней стороне диэлектрической подложки 4 над металлическим экраном 5 на высоте $h_{air} = 0,036\lambda_x = 1,1$ мм. На диэлектрическом

слое, расположенным под металлическим экраном 5 реализована полосковая фидерная система возбуждения 6. Такая конфигурация фидерного тракта обеспечивает работу АС на двух поляризациях. С целью получения синфазного возбуждения излучателей, в фидерном тракте реализованы три фазовые задержки в 180° . Порт 1 и 2 соответственно создают линейную горизонтальную и вертикальную поляризации.

Размеры прототипированной разреженной антенной системы:
 $L = 4.5\lambda_x = 140 \text{ мм}$, $h_{PRS} = 0.55\lambda_x = 17.1 \text{ мм}$, $l_d = 0.485\lambda_x = 15 \text{ мм}$,
 $l_{izl} = 0.33\lambda_x = 10.4 \text{ мм}$, $D_{AP} = 1.3\lambda_x = 40 \text{ мм}$.



1 – ЧСС с ЧОП; 2 – печатные излучатели (патч); 3 – Н-образные щели для возбуждения излучателей; 4 – диэлектрическое основание для печатных излучателей; 5 – металлический экран; 6 – полосковая фидерная система возбуждения

Рисунок 2.16 – Разреженная двухполяризованная АС X диапазона.

На рисунке 2.17а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входов для двух поляризаций и развязки в кроссполяризованных каналах АС. Величина коэффициента отражения $|\Gamma| < -9.5$ дБ (по уровню КСВ < 2), при этом рабочая полоса системы составляет $\sim 5.2\%$. Для

получения приемлемой развязки, расстояние между двумя печатными излучателя было выбрано равным 40 мм. В этом случае, несмотря на то, что АС является разреженной, наличие ЧСС с ЧОП позволяет улучшить характеристики направленности и снизить уровень дифракционных лепестков АС. Значения развязки между поляризациями в рабочем диапазоне частот не превышает минус 35 дБ ($|S_{12}|, |S_{21}| \leq -35$).

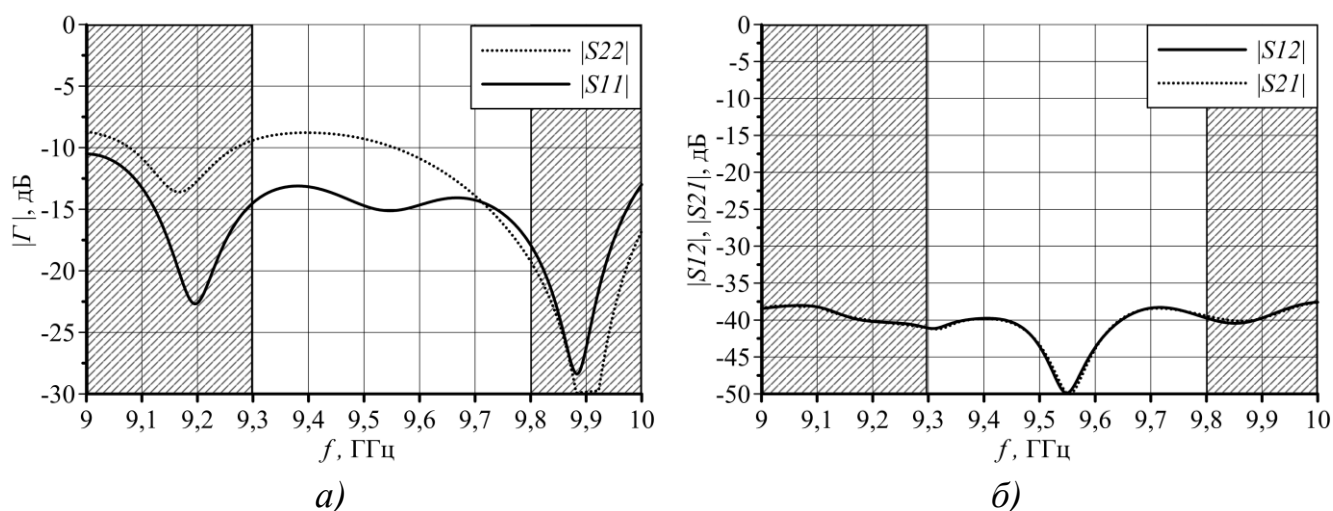


Рисунок 2.17 – S-параметры разреженной двухполяризационной АС X-диапазона: а) – коэффициент отражения от порта 1 и 2; б) – развязка между поляризациями.

На рисунке 2.18 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. Снижение КУ вблизи частоты 10 ГГц обусловлено расширением ДН из-за конечности апертуры антенной системы, а также влиянием ослабленного поля на краях апертуры и высоким значением коэффициента отражения ЧСС $|\Gamma| = 0.95$ на частотах $f_x \geq 10$ ГГц.

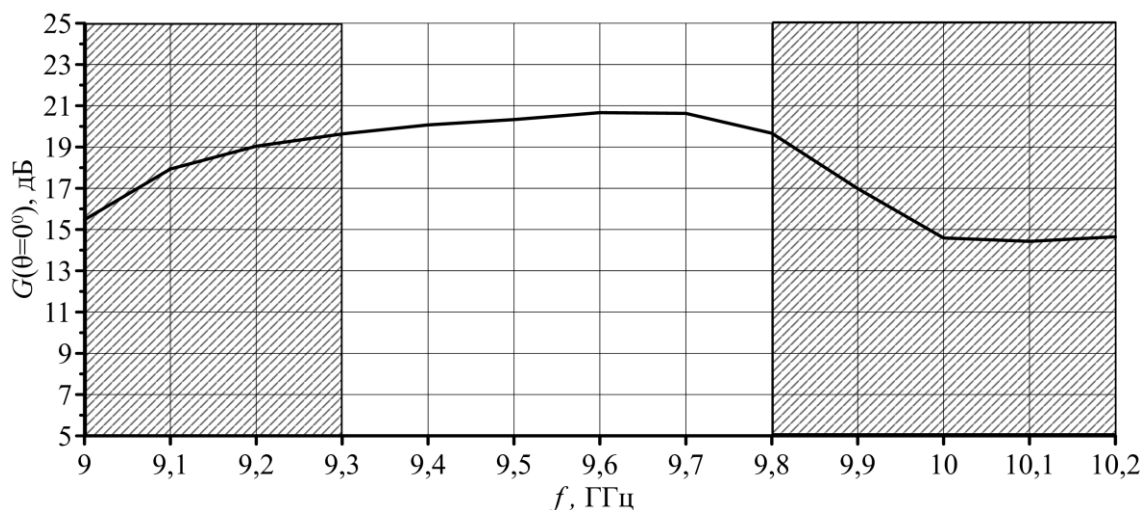
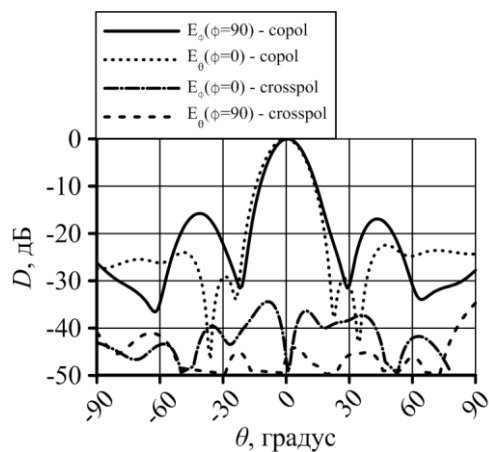
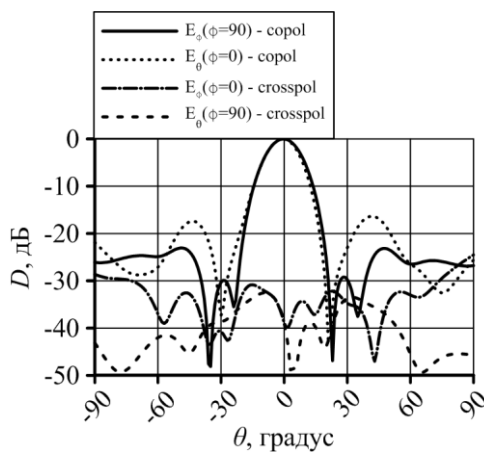


Рисунок 2.18 – КУ разреженной двухполяризационной АС X диапазона.

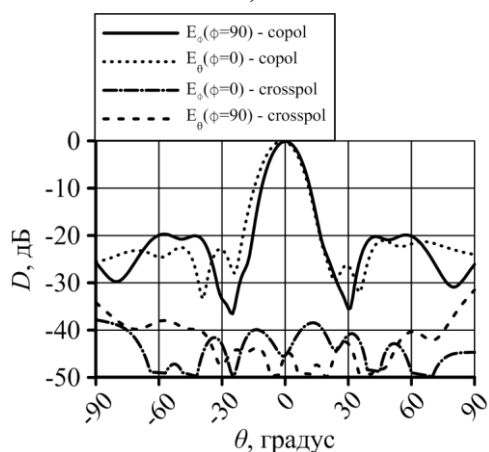
На рисунке 2.19 приведены сечения ДН АС в **Е**- и **Н**- плоскостях для основной и кроссполяризованной составляющих на различных частотах. Уровень кроссполяризованной составляющей в рабочей полосе частот, меньше минус 25 дБ. При этом уровень боковых лепестков ДН ≤ -15 дБ.



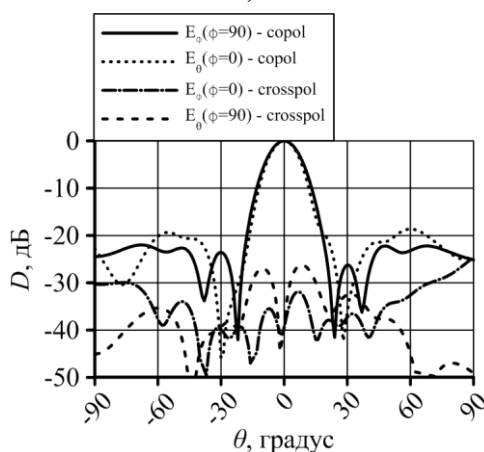
а)



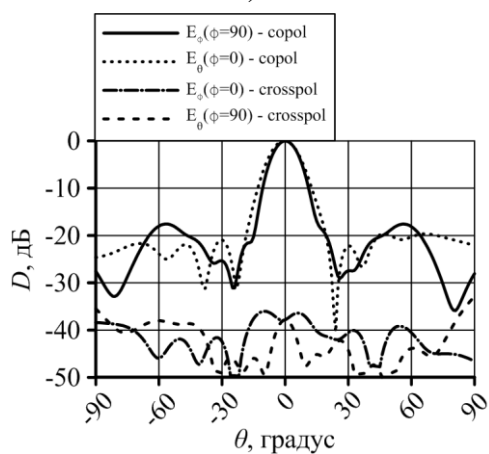
б)

 $f = 9.3 \text{ ГГц}$


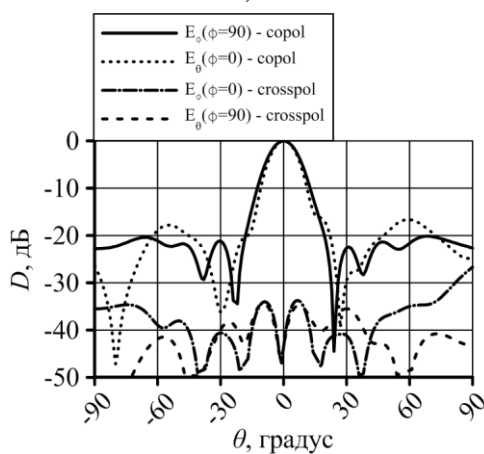
в)



г)

 $f = 9.5 \text{ ГГц}$


д)



е)

 $f = 9.7 \text{ ГГц}$

Рисунок 2.19 – Диаграмма направленности разреженной двухполяризационной АС: *a, в, д)* – порт 1, вертикальная поляризация; *б, г, е)* – порт 2, горизонтальная поляризация.

Наилучшим образом понимание принципов работы такой системы дает картина напряженности электрического поля в поперечном сечении исследуемой АС. Видно, что между металлическим экраном и ЧСС с ЧОП сформирована резонирующая область рисунок 2.20. Рост напряженности поля по мере увеличения частоты связан с высоким значением коэффициента отражения ЧСС (рисунок 2.8).

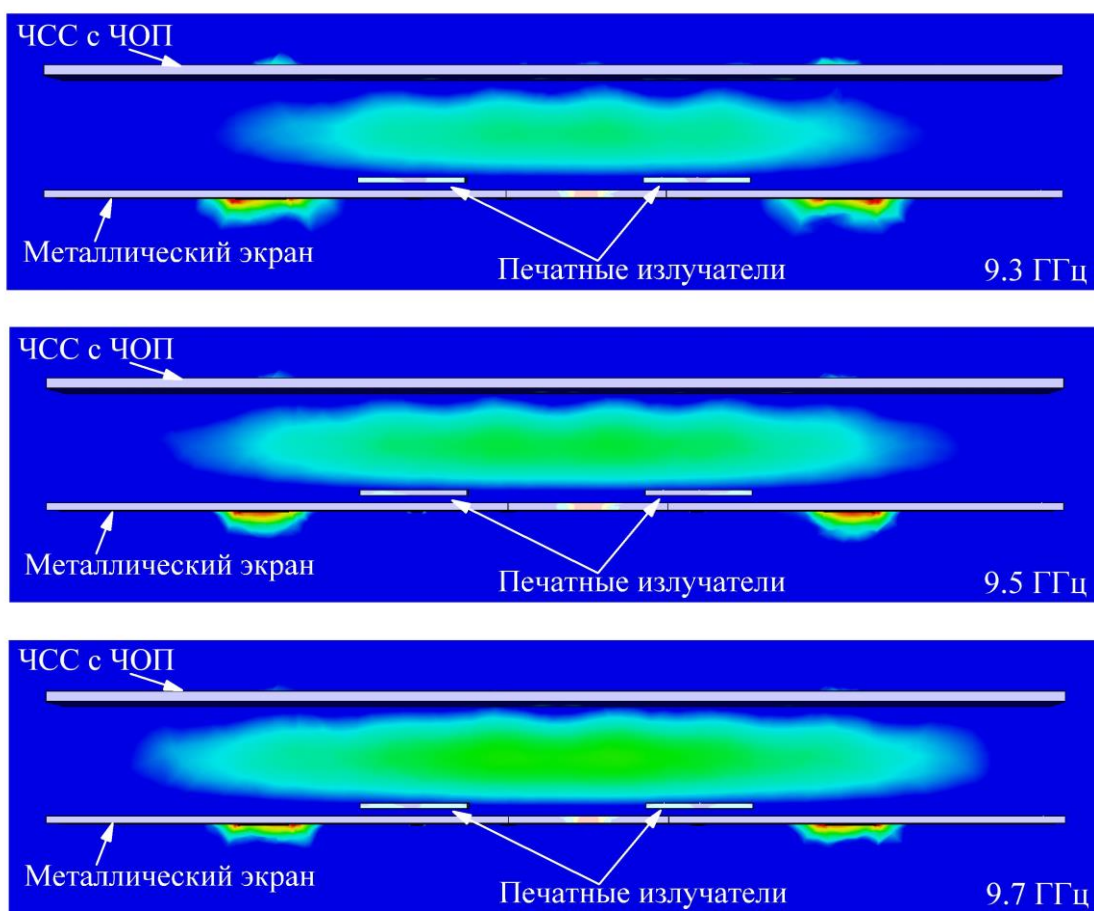


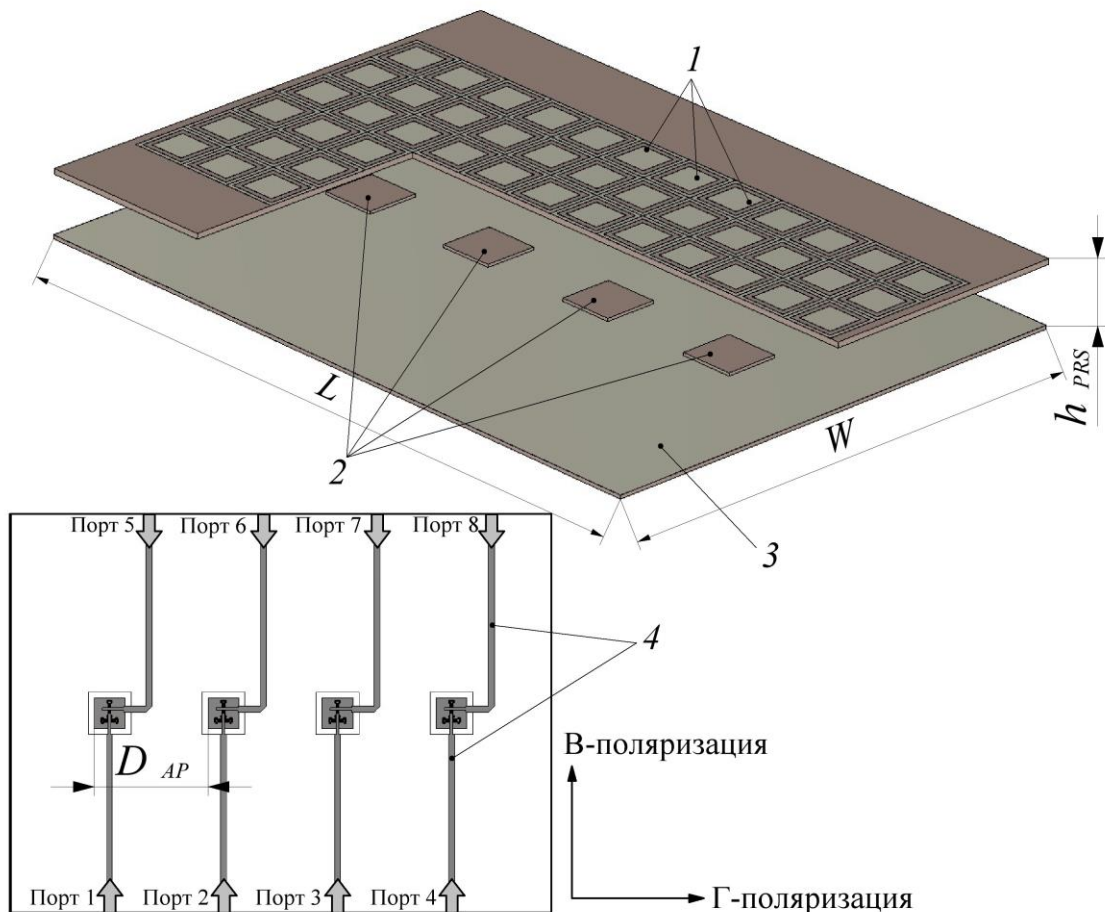
Рисунок 2.20 – Распределение вектора напряженности электрического поля в поперечном сечении АС.

2.5.4 Возможности электрического сканирования разреженной двухполяризационной АС X диапазона

На модели разреженной двухполяризационной АС X диапазона, оценим возможности электрического сканирования такой системы с ЧСС с ЧОП. На рисунке 2.21 представлена модель разреженной двухполяризационной АС с

применением ЧСС с ЧОП 1. Для реализации сканирования промоделирована АР состоящая из четырех (размерностью 1x4) печатных излучателей 2, возбуждаемых отрезками полосковых линий 4, которые расположены на диэлектрике под металлическим экраном 3. Сканирование осуществляется двумя независимыми поляризациями, путем задания сдвига фазы в каждом входном порте полосковых линии фидерного тракта. Порты 1-4 создают линейную вертикальную поляризацию, порты 5-8 создают линейную горизонтальную поляризацию.

Размеры промоделированной разреженной антенной системы:
 $L = 6.1\lambda_x = 190 \text{ мм}$, $W = 4.5\lambda_x = 140 \text{ мм}$, $h_{PRS} = 0.547\lambda_x = 17.1 \text{ мм}$,
 $D_x = 1.3\lambda_x = 40 \text{ мм}$.



1 – ЧСС с ЧОП; 2 – печатные излучатели (патч); 3 – металлический экран; 4 –
 полосковая фидерная система возбуждения

Рисунок 2.21 – Сканирующая двухполяризованная АС X диапазона.

На рисунке 2.22 приведены сечения отсканированной ДН АС для горизонтальной и вертикальной поляризаций на различных углах сканирования.

Установлено, что система может сканировать в пределах $\pm 15^\circ$, при отсканировании луча на 25° в задней полуплоскости появляются дифракционные лепестки а ДН сильно деградирует. Уровень боковых лепестков может быть уменьшен путем увеличения числа излучателей АС, а также заданием необходимого амплитудно-фазового распределения.

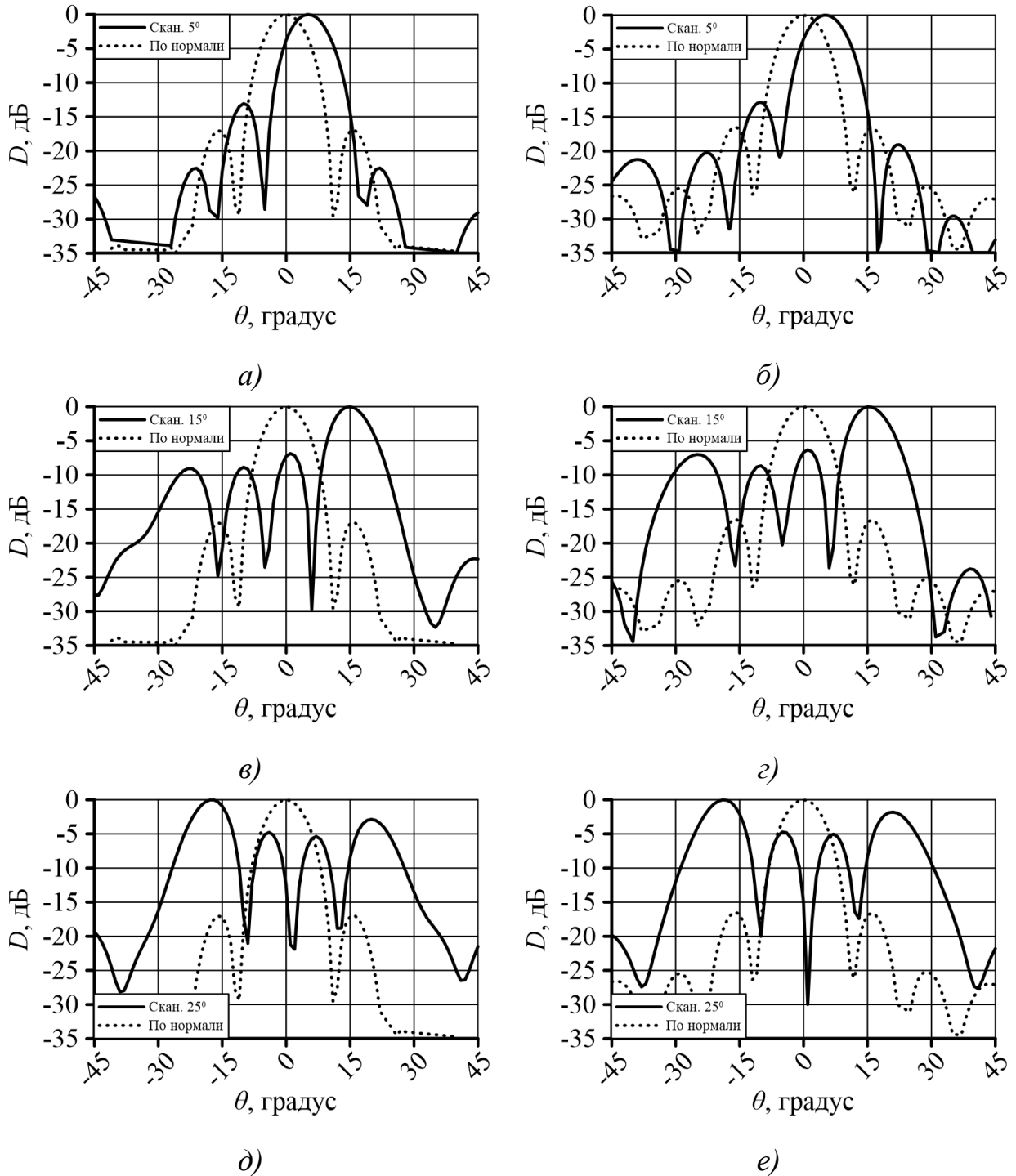
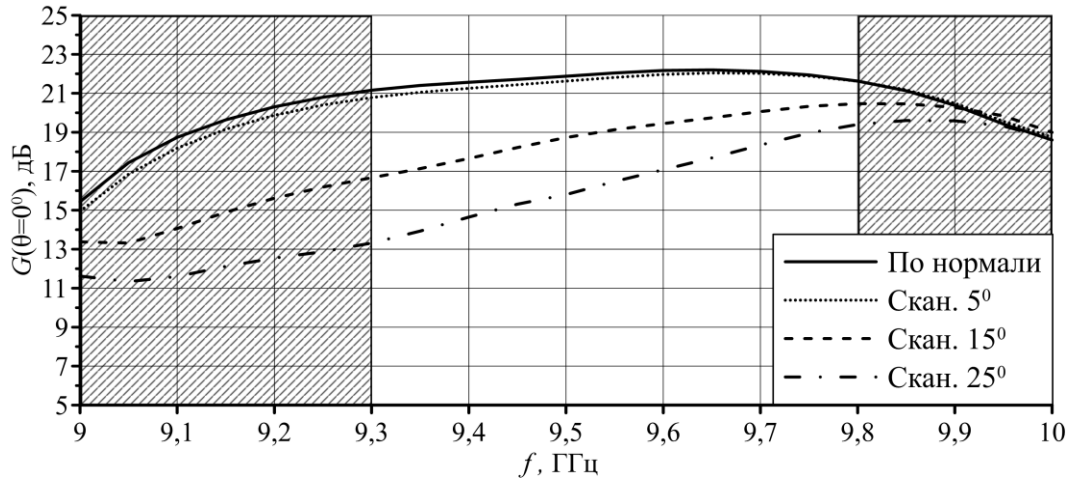
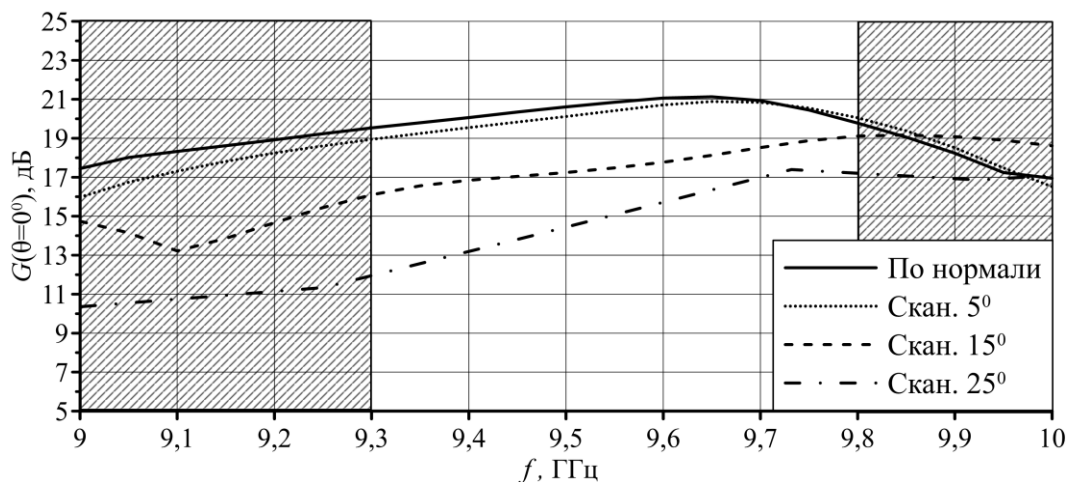


Рисунок 2.22 – Сканирование лучом ДН разреженной двухполяризованной АС на частоте $f_X = 9.5$ ГГц: а, в, д) – вертикальная поляризация; б, г, е) – горизонтальная поляризация.

На рисунке 2.23 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты для сканирующей АС. Видно, что с увеличением угла сканирования происходит падение коэффициента усиления, это по-видимому связано с ростом дифракционных лепестков и расширением ДН АС.



а)



б)

Рисунок 2.23 – КУ сканирующей двухполяризационной АС X диапазона: а) – вертикальная поляризация; б) – горизонтальная поляризация.

Выводы

1. Создана методика аналитических оценок характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны, позволяющая оценить основные

параметры и характеристики АС (структуру и геометрию, полосу частот, коэффициент, усиления, диаграмму направленности).

2. Численное электродинамическое моделирование характеристик направленности АС X диапазона (размерностью 2x2) подтвердило высокое значение коэффициента усиления ≥ 17 дБ с рабочей полосой частот 9.5...10.1 ГГц. Использование ЧСС с ЧОП позволило подавить дифракционные лепестки до уровня ≤ -20 дБ, возникающие с ростом шага между излучателями в разреженной АС. Характеристики излучения по нормали (коэффициент усиления, диаграммы направленности, УБЛ) разреженной АС на основе ЧСС с ЧОП ($D_{AP}/\lambda_0 = 1.3$) и традиционной АС ($D_{AP}/\lambda_0 = 0.8$) без ЧСС практически тождественны при этом коэффициент прореживания (decimation ratio) равен 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы для двухполяризационных АС.

3. Проведено численное моделирование разреженной АС с двумя независимыми ортогональными линейными поляризациями на одном антенном полотне. Уровень кроссполяризационной составляющей в рабочей полосе частот 9.3...9.8 ГГц, меньше минус 30 дБ, при этом уровень боковых лепестков ДН ≤ -15 дБ. Численное электродинамическое моделирование разреженной двухполяризационной АС X диапазона (размерностью 1x4) подтвердило возможность электрического сканирования лучом в секторе $\pm 15^\circ$.

3 Совмещённая антенная система X/С диапазонов на основе частотно-селективных структур со свойствами частично-отражающей поверхности

В разделе предложены технические решения и проведен анализ функционирования совмещённой двухполяризационной двухдиапазонной X/С антенной системы на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, основанные на результатах, полученных в разделе 2. Выяснив принцип работы антенных систем с использованием ЧСС с ЧОП, используем их для создания совмещенной антенной системы X/С диапазонов с соотношением частот 1:2.

Конкретизация технических решений совмещения указанных диапазонов частот осуществляется (моделируется, реализуется) применительно к АС со следующими параметрами:

- центральная частота AP С диапазона: $f_C = 5.3$ ГГц;
- полоса рабочих частот AP С диапазона: 400 МГц (7.5%);
- центральная частота AP X диапазона: $f_X = 9.5$ ГГц;
- полоса рабочих частот AP X диапазона: 500 МГц (5.2 %);
- развязка между AP С и X диапазонов: ≤ -25 дБ;
- поляризация С и X AP: две ортогональные поляризации в С и две ортогональные поляризации в X;
- диапазон сканирования С и X AP: $\pm 15^\circ$.

3.1 Совмещенная АС на основе ЧСС со свойствами частично-отражающей поверхности

Для реализации совмещенной АС используются две ЧСС расположенные на расстоянии h_1 и h_2 от металлического экрана, образуя при оптимальном выборе параметров две резонансные области для частот X и С диапазона f_X и f_C , при

этом частотно-селективная структура X диапазона (ЧСС_1) расположена под частотно-селективной структурой С диапазона (ЧСС_2).

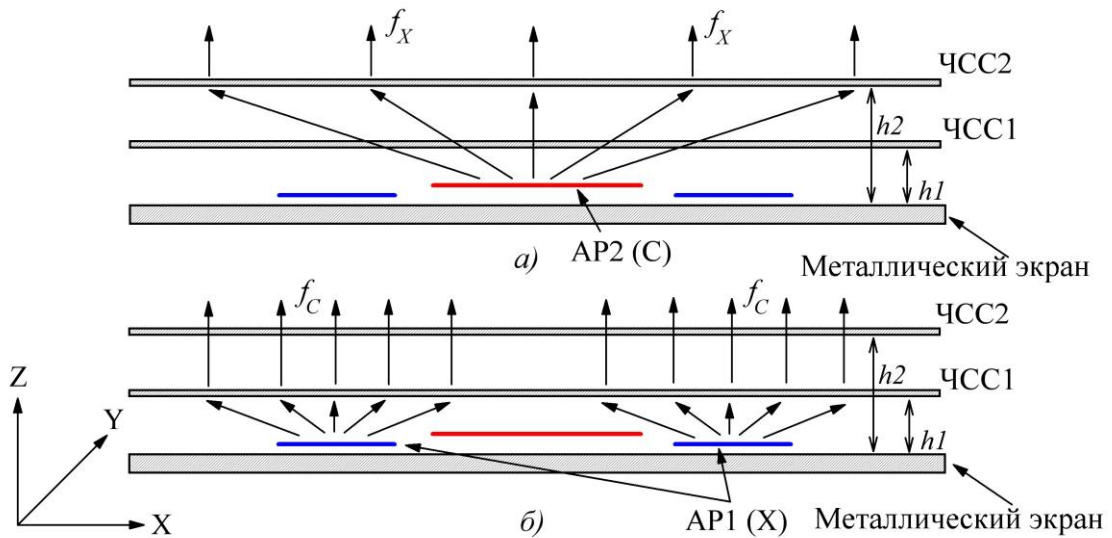


Рисунок 3.1 – К принципу функционирования совмещенной АС X/С диапазонов:
a) – АР С диапазона; *б)* – АР X диапазона.

На рисунке 3.1*a, б* схематично представлена схема комплексирования антенной системы X и С диапазонов. Каждая из ЧСС должна резонировать на одной частоте и быть прозрачной для другой. Если АС работает на частоте С диапазона – f_C , то резонатор формируется ЧСС₂ и металлическим экраном, а ЧСС₁ при этом должна быть прозрачной для f_C (рисунок 3.1*a*). Если АС работает на частоте X диапазона – f_X , то резонатор формируется ЧСС₁ и металлическим экраном, а верхняя ЧСС₂ должна оказывать незначительное влияние на f_X ; в тоже время ЧСС₁ должна иметь высокий коэффициент отражения, чтобы гарантировать высокий коэффициент усиления (рисунок 3.1*б*).

Совмещение диапазонов с применением частотно-селективных структур, обладающих свойствами частично-отражающей поверхности, приводит к искажениям характеристик АР С диапазона, которые могут быть обусловлены следующими причинами: ЧСС₁ не является полупрозрачной поверхностью в С диапазоне; подбором расстояния h_2 ; появлением дополнительного резонанса между ЧСС₁ и ЧСС₂; возбуждением поверхностной волны между ЧСС₂ и

экраном при работе на f_X ; повышенной связью между излучателями; влиянием количества единичных ячеек ЧСС при построении АС.

Отличие характеристик АР X диапазона при комплексировании может быть обусловлено следующими причинами: ЧСС₂ не является полупрозрачной поверхностью в X диапазоне; подбором расстояния h_1 ; появление дополнительного резонанса между ЧСС₁ и ЧСС₂; возбуждением поверхностной волны между ЧСС₁ и экраном при работе на f_C ; повышенной связью между излучателями; влиянием количества единичных ячеек ЧСС.

В работе рассмотрены взаимное влияние отмеченных искажающих факторов на характеристики каждой из подсистем и способы их устранения.

3.1.1 Выбор ЧСС структур С и X диапазонов

В качестве периодических ячеек ЧСС₁ и ЧСС₂, были выбраны структуры, показанные на рисунке 3.2.

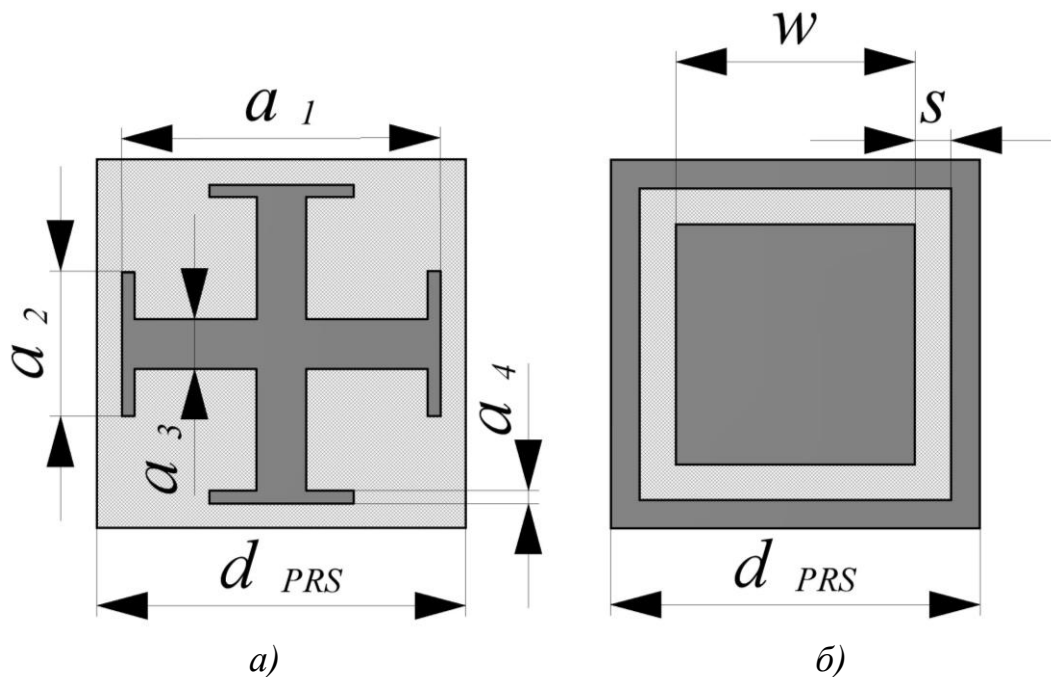


Рисунок 3.2 – Единичная ячейка ЧСС: а) – верхняя ЧСС₂; б) – нижняя ЧСС₁.

Верхняя ЧСС₂ представляет собой так называемый «Иерусалимский крест», такой элемент позволяет получить необходимое значение коэффициента отражения в С диапазоне, а в X диапазоне $|\Gamma| \approx 0$. Тёмным цветом показана

металлизация, светлым диэлектрическая подложка (рисунок 3.2а). Размер ЧСС₂ определяется параметрами a_1 , a_2 , a_3 и a_4 . Нижняя ЧСС₁ представляет собой щелевое кольцо толщиной s (рисунок 3.2б, темным цветом показана металлизация). ЧСС₁ практически прозрачна в С диапазоне. Обе ЧСС имеют период d_{PRS} .

В соответствии с (2.22)-(2.24) для обеспечения рабочей полосы и достижения максимального коэффициента усиления, к параметрам ЧСС со свойствами частично-отражающей поверхности предъявляет следующие требования:

$$\text{ЧСС}_1: \begin{cases} |\Gamma| \approx 0.9 \text{ для } \Delta F_X \\ |\Gamma| \approx 0 \text{ для } \Delta F_C \end{cases}; \quad \text{ЧСС}_2: \begin{cases} |\Gamma| \approx 0.9 \text{ для } \Delta F_C \\ |\Gamma| \approx 0 \text{ для } \Delta F_X \end{cases} \quad (3.1)$$

Выбранная целевая функция для оптимизации параметров ЧСС₁ и ЧСС₂:

$$\Phi_{\text{ЧСС}_1}(d_{PRS}, w, s, h_1) = \sum_{f_m}^{\Delta F_C} \alpha_1 (|\Gamma|)^2 + \sum_{f_n}^{\Delta F_X} \beta_1 (|\Gamma| - 1)^2 + G_{\text{ЧСС}_1} \quad (3.2)$$

$$\Phi_{\text{ЧСС}_2}(d_{PRS}, a_1, a_2, a_3, h_2) = \sum_{f_m}^{\Delta F_C} \alpha_2 (|\Gamma| - 1)^2 + \sum_{f_n}^{\Delta F_X} \beta_2 (|\Gamma|)^2 + G_{\text{ЧСС}_2}, \quad (3.3)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ – весовые коэффициенты, $f_m (m=1,2,3)$ – средняя и крайние частоты в полосе ΔF_C , $f_n (n=1,2,3)$ – средняя и крайние частоты в полосе ΔF_X , G – штрафная функция. При этом решение находится из условия его минимизации:

$$(d_{PRS}, w, s, h_1)_{opt} = \left\{ (d_{PRS}, w, s, h_1) : \min \left[\Phi_{\text{ЧСС}_1}(d_{PRS}, w, s, h_1) \right] \right\} \quad (3.4)$$

$$(d_{PRS}, a_1, a_2, a_3, h_2)_{opt} = \left\{ (d_{PRS}, a_1, a_2, a_3, h_2) : \min \left[\Phi_{\text{ЧСС}_2}(d_{PRS}, a_1, a_2, a_3, h_2) \right] \right\} \quad (3.5)$$

Решение задачи минимизации сводится к поиску возможных решений, удовлетворяющих минимуму целевой функции (3.2)-(3.3). Штрафная функция G накладывает ограничения на геометрические размеры ЧСС_{1,2}.

На рисунке 3.3а, б, 3.4а, б показаны результаты моделирования коэффициента отражения, представлена зависимость поведения коэффициента отражения в функции размеров для верхней и нижней ЧСС соответственно.

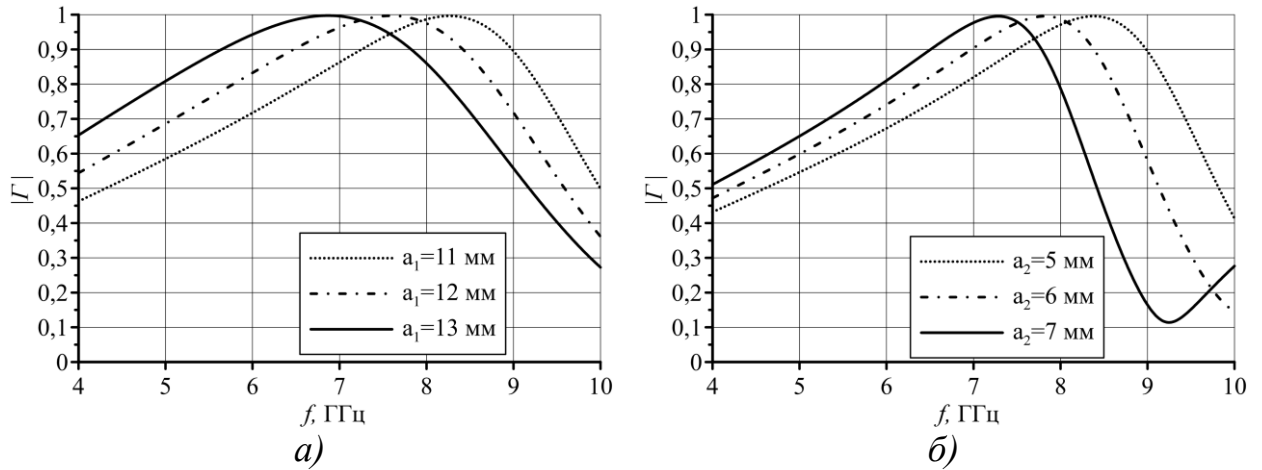


Рисунок 3.3 – Коэффициент отражения ЧСС₂ в функции размеров:

а) – a_1 ; б) – a_2 .

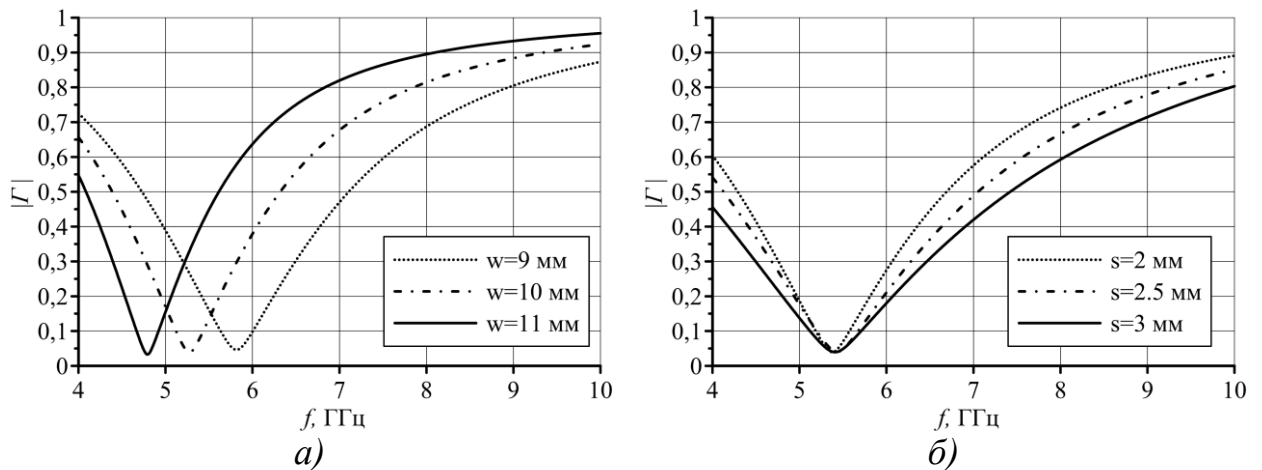


Рисунок 3.4 – Коэффициент отражения ЧСС₁ в функции размеров: а) – w ; б) – s .

На рисунке 3.5 показаны оптимизированные характеристики коэффициента отражения для двух ЧСС. Полученные значения геометрических размеров ЧСС₁ и ЧСС₂ после оптимизации: $a_1 = 0.235\lambda_C = 13.29$ мм, $a_2 = 0.107\lambda_C = 6.031$ мм, $a_3 = 0.037\lambda_C = 2.07$ мм и $a_4 = 0.0093\lambda_C = 0.532$ мм, $h_2 = 0.548\lambda_C = 31$ мм, $w = 0.317\lambda_X = 10$ мм, $s = 0.048\lambda_X = 1.5$ мм, $h_1 = 0.542\lambda_X = 17.1$ мм, $d_{PRS} = 0.272\lambda_C = 0.488\lambda_X = 15.4$ мм. В качестве подложки нижней и верхней ЧСС₁ и ЧСС₂ использован материал Rogers RO4003 толщиной $t = 1.5$ мм, $\epsilon = 3.55$.

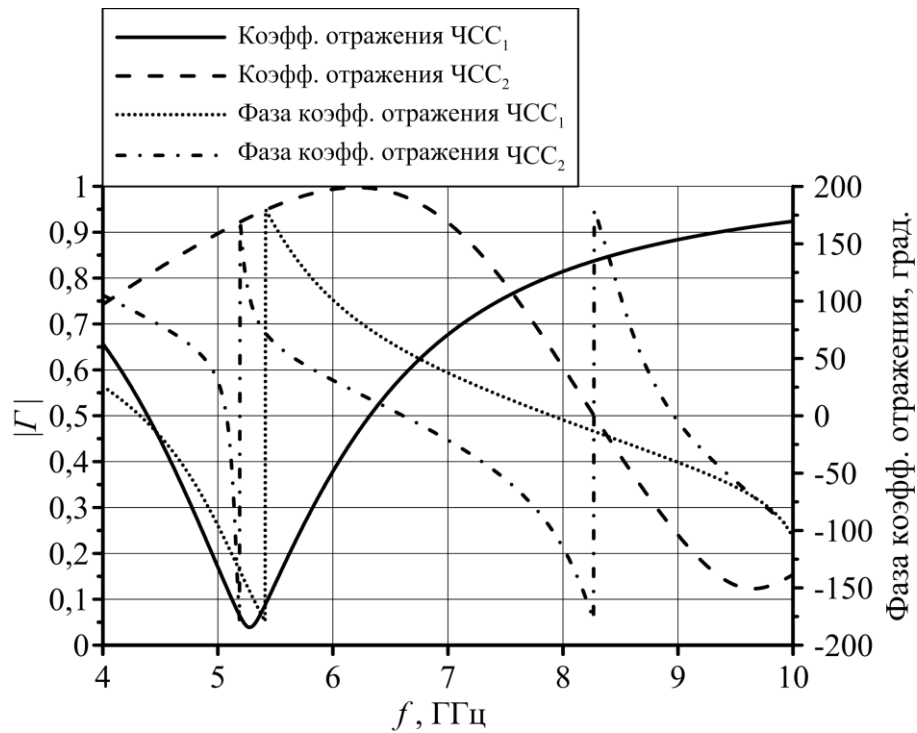


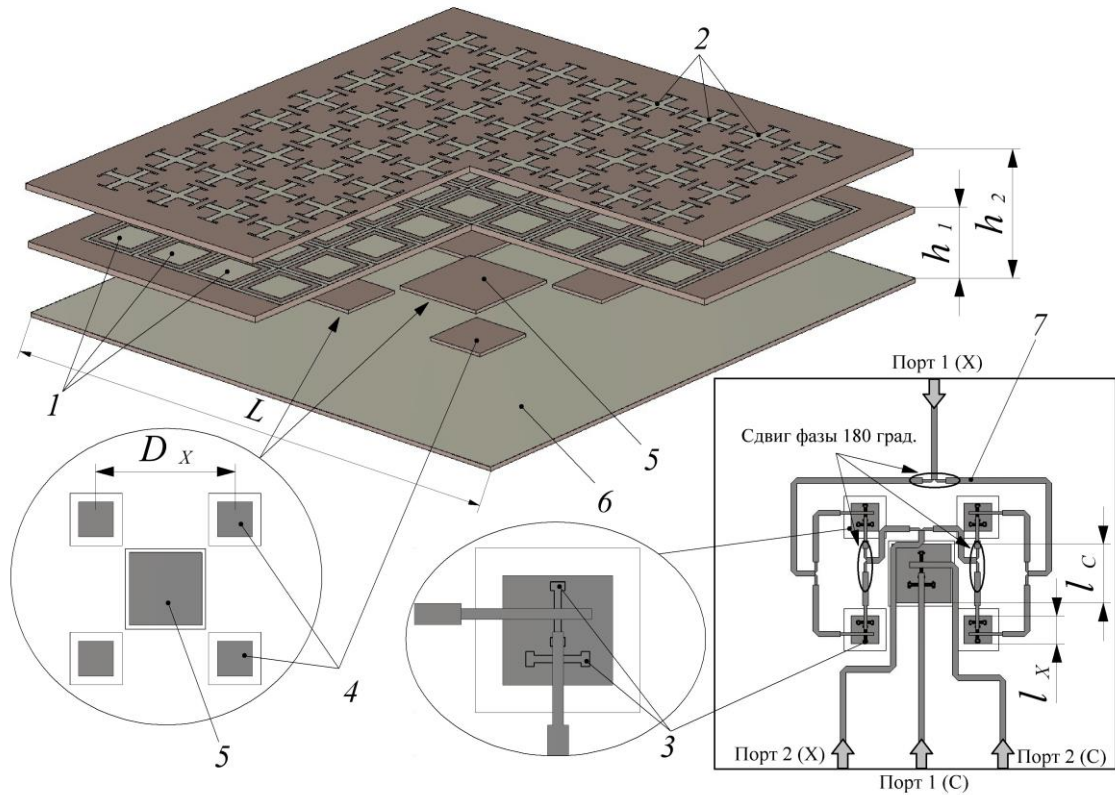
Рисунок 3.5 – Коэффициенты отражения для ЧСС₁ и ЧСС₂.

3.1.2 Описание совмещенной двухполяризационной АС X/C диапазонов

На рисунке 3.6 представлена модель разреженной совмещенной двухполяризационной АС с применением ЧСС с ЧОП. В качестве излучателей 4,5 для С и Х диапазонов использовались печатные элементы (патчи). Возбуждение излучателей осуществляется Н-образными щелями 3, прорезанными в металлическом экране 6. Печатные излучатели располагаются на нижней стороне диэлектрической подложки над металлическим экраном 6 на высоте 1.1 мм. На диэлектрическом основании, расположенным под металлическим экраном, реализована полосковая фидерная система возбуждения 7. Входные порты 1 и 2 для С и Х диапазонов, обеспечивают работу АС на двух ортогональных линейных поляризациях соответственно. С целью получения синфазного возбуждения излучателей Х диапазона, в фидерном тракте реализованы три фазовые задержки в 180^0 . Размеры прототипированной совмещенной антенной системы:

$$L = 4.5\lambda_x = 140 \text{ мм}, \quad h_1 = 0.55\lambda_x = 17.1 \text{ мм}, \quad h_2 = 0.56\lambda_c = 31 \text{ мм},$$

$$l_x = 0.32\lambda_x = 10 \text{ мм}, \quad l_c = 0.38\lambda_c = 21 \text{ мм}, \quad D_x = 1.3\lambda_x = 40 \text{ мм}.$$



1 – ЧСС₁; 2 – ЧСС₂; 3 – Н-образные щели для возбуждения излучателей; 4 – печатные излучатели (патч) X диапазона; 5 – печатные излучатели (патч) С диапазона; 6 – металлический экран; 7 – полосковая фидерная система возбуждения

Рисунок 3.6 – Совмещенная двухполяризационная АС X/С диапазонов авиационного мониторинга земной поверхности.

3.1.3 Результаты моделирования совмещенной двухполяризационной АС X/С диапазонов

Расчет совмещенной двухполяризационной АС проводился двумя методами полноволнового моделирования: методом конечных разностей во временной области (КРВО) и методом конечных элементов (КЭ). Следует отметить, что в С диапазоне использовались сетки разбиения из 4.5 млн. прямоугольных ячеек (при расчете методом КРВО) и 3089 тыс. тетраэдральных ячеек (при расчете методом КЭ). В X диапазоне использовались сетки разбиения из 13.5 млн. прямоугольных ячеек (при расчете методом КРВО) и 2341 тыс. тетраэдральных ячеек (при расчете методом КЭ).

На рисунке 3.7а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|Γ|$ от входа АР X диапазона на двух поляризациях $|S11|$, $|S22|$ и развязки между поляризациями АР X диапазона $|S21|$, а также показаны значения

развязок между входами AP С и X диапазонов в совпадающих $|S32|$, $|S41|$ и ортогональных $|S31|$, $|S42|$ поляризациях. Величина коэффициента отражения $|Γ| < -10$ дБ (по уровню КСВ < 2), при этом рабочая полоса системы в X диапазоне составляет 5.2%. Значения развязки между входами AP X диапазона в рабочем диапазоне частот 9.3...9.8 ГГц не превышает минус 40 дБ ($S21 \leq -40$). Развязка между AP С и X диапазонов в совпадающих поляризациях не превышает минус 20 дБ ($S41 \leq -20$, $S32 \leq -20$), развязка между AP С и X диапазонов в ортогональных поляризациях не превышает минус 45 дБ ($S31 \leq -45$) и минус 20 дБ ($S42 \leq -20$) соответственно.

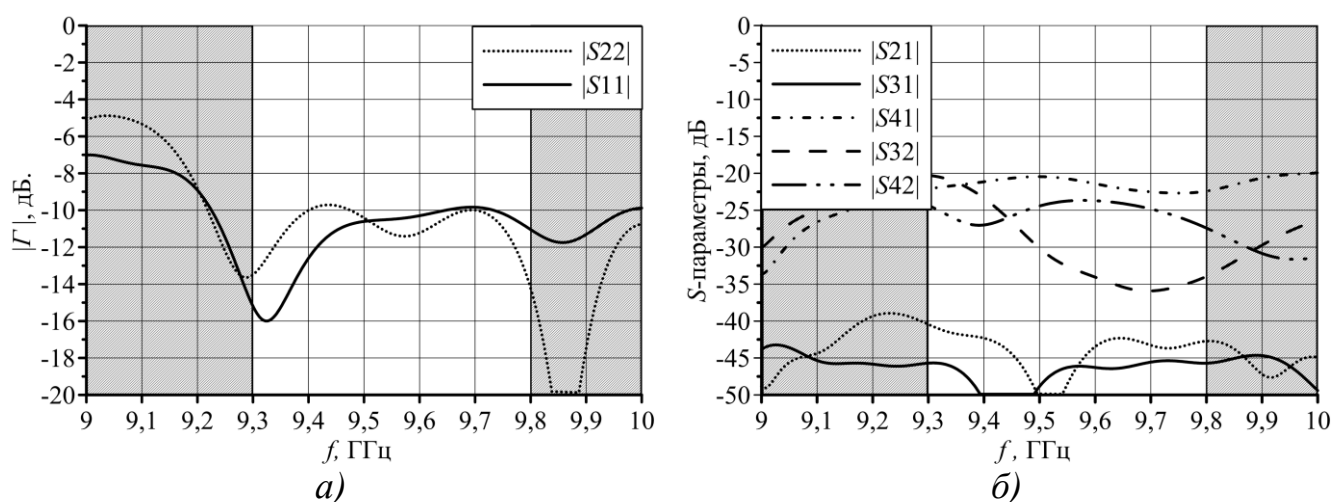


Рисунок 3.7 – S-параметры совмещенной двухполяризационной АС в X диапазоне: а) – коэффициент отражения; б) – развязка.

На рисунке 3.8 приведена зависимость коэффициента усиления ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты для AP состоящей из четырех печатных излучателей (2x2). Значение КУ в рабочей полосе частот 9.3...9.8 ГГц ≥ 19 дБ, при этом наибольшая значение КУ равно 21.2 дБ.

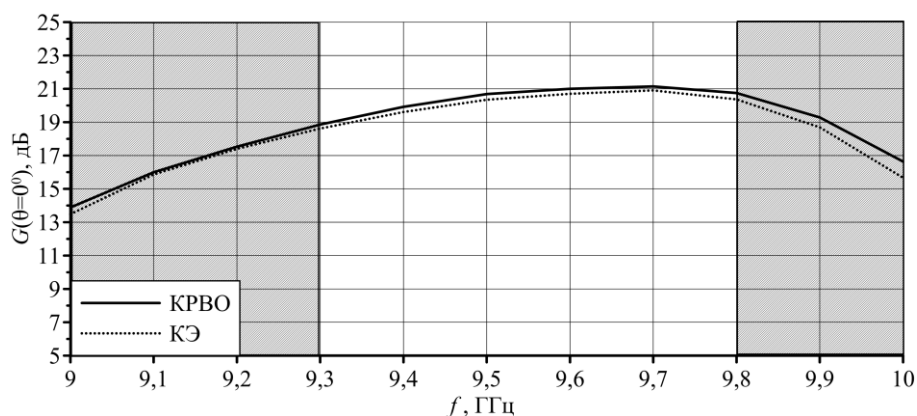
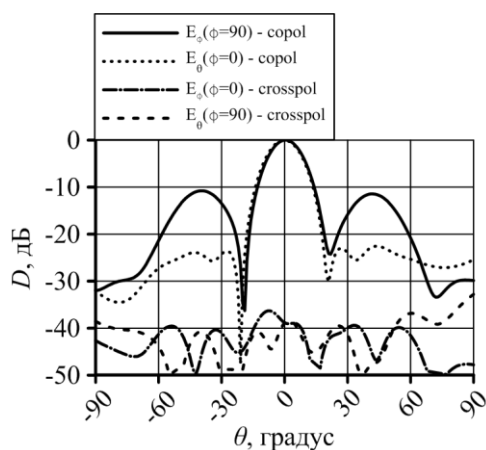
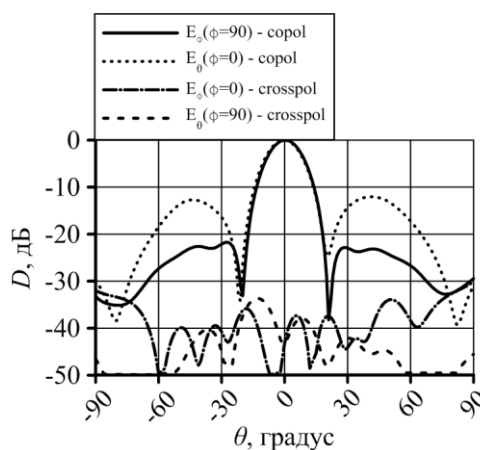


Рисунок 3.8 – КУ совмещенной двухполяризационной АС в X диапазоне.

На рисунке 3.9 приведены сечения ДН совмещенной АС в Х диапазоне в Е- и Н- плоскостях для основной и кроссполяризированной составляющих на различных частотах. Уровень кроссполяризированной составляющей в рабочей полосе частот 9.3...9.8 ГГц, меньше минус 30 дБ. При этом уровень боковых лепестков ДН ≤ -10 дБ. Высокий уровень боковых лепестков связан с влиянием верхней ЧСС₂ С диапазона и возникновением дополнительного резонанса между ЧСС₁ и ЧСС₂ (см. рисунок 3.12б).

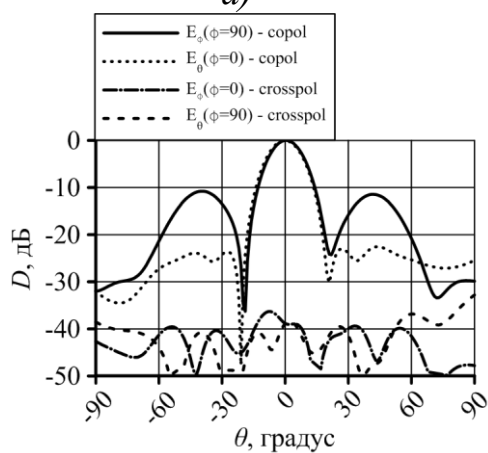


а)

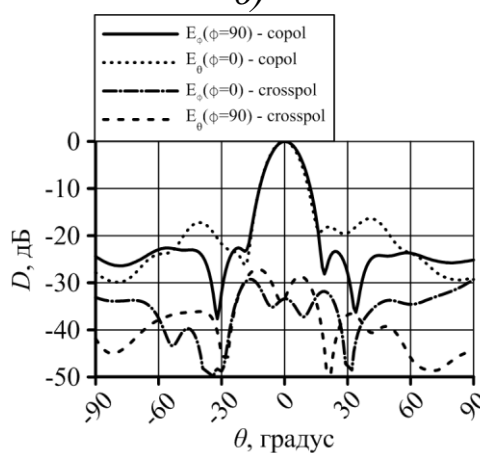


б)

$f = 9.3$ ГГц

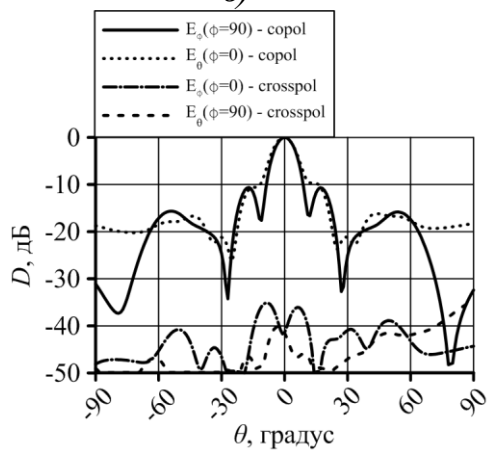


в)

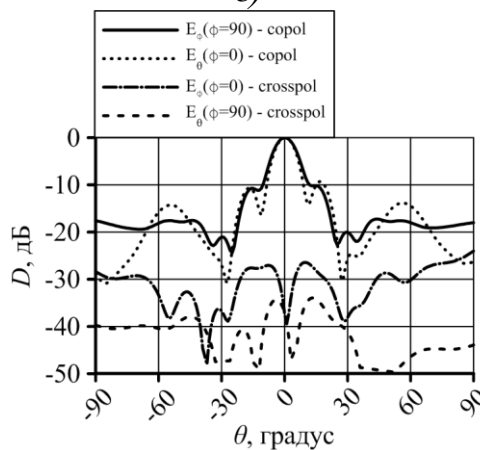


г)

$f = 9.5$ ГГц



д)



е)

$f = 9.8$ ГГц

Рисунок 3.9 – Диаграмма направленности совмещенной двухполяризационной АС в X диапазоне: *а, в, д)* – порт 1, горизонтальная поляризация; *б, г, е)* – порт 2, вертикальная поляризация.

На рисунке 3.10*а, б* приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|Γ|$ от входа АР С диапазона на двух поляризациях $|S33|$, $|S44|$ и развязки между поляризациями АР С диапазона $|S43|$, а также показаны значения развязок между входами АР С и X диапазонов в совпадающих $|S23|$, $|S14|$ и ортогональных $|S13|$, $|S24|$ поляризациях. Величина коэффициента отражение $|Γ| < -9$ дБ (по уровню КСВ < 2.5), при этом рабочая полоса системы в С диапазоне составляет 7.5%. Значения развязки между входами АР С диапазона в рабочем диапазоне частот 5.1...5.5 ГГц не превышает минус 25 дБ ($S43 \leq -25$). Развязка между АР С и X диапазонов в совпадающих поляризациях не превышает минус 25 дБ ($S14 \leq -25$) и минус 18 ($S23 \leq -18$) соответственно, развязка между АР С и X диапазонов в ортогональных поляризациях не превышает минус 40 дБ ($S13 \leq -40$) и минус 25 дБ ($S24 \leq -25$) соответственно.

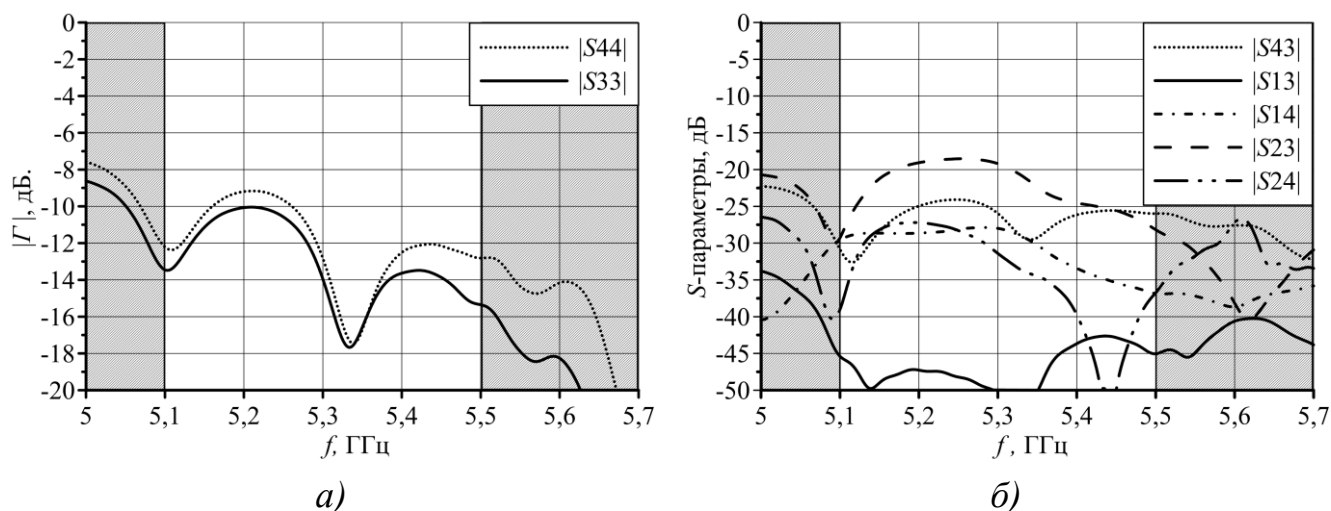


Рисунок 3.10 – S-параметры совмещенной двухполяризационной АС в С диапазоне: *а)* – коэффициент отражения; *б)* – развязка.

На рисунке 3.11 приведена зависимость коэффициент усиления ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты для АР состоящей из одного печатного излучателя (1x1). Значение КУ в рабочей полосе частот 5.1...5.5 ГГц ≥ 12 дБ. Падение КУ на краях рабочего диапазона обусловлено влиянием ослабленного поля на краях апертуры АС. Пиковое значение КУ равняется 16.7 дБ

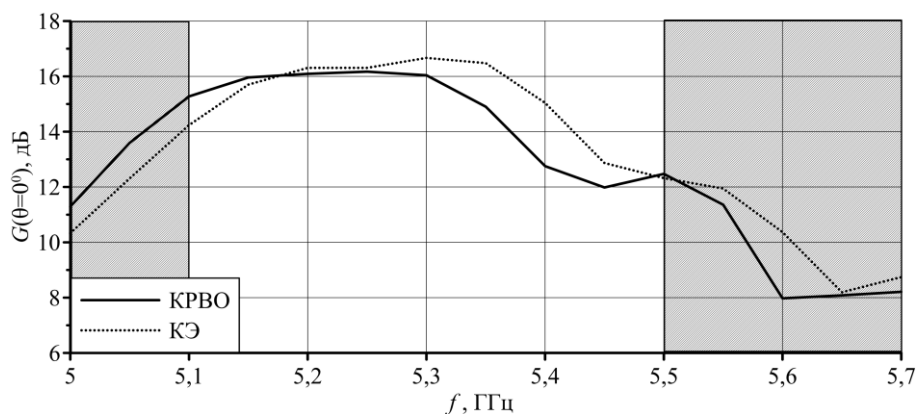
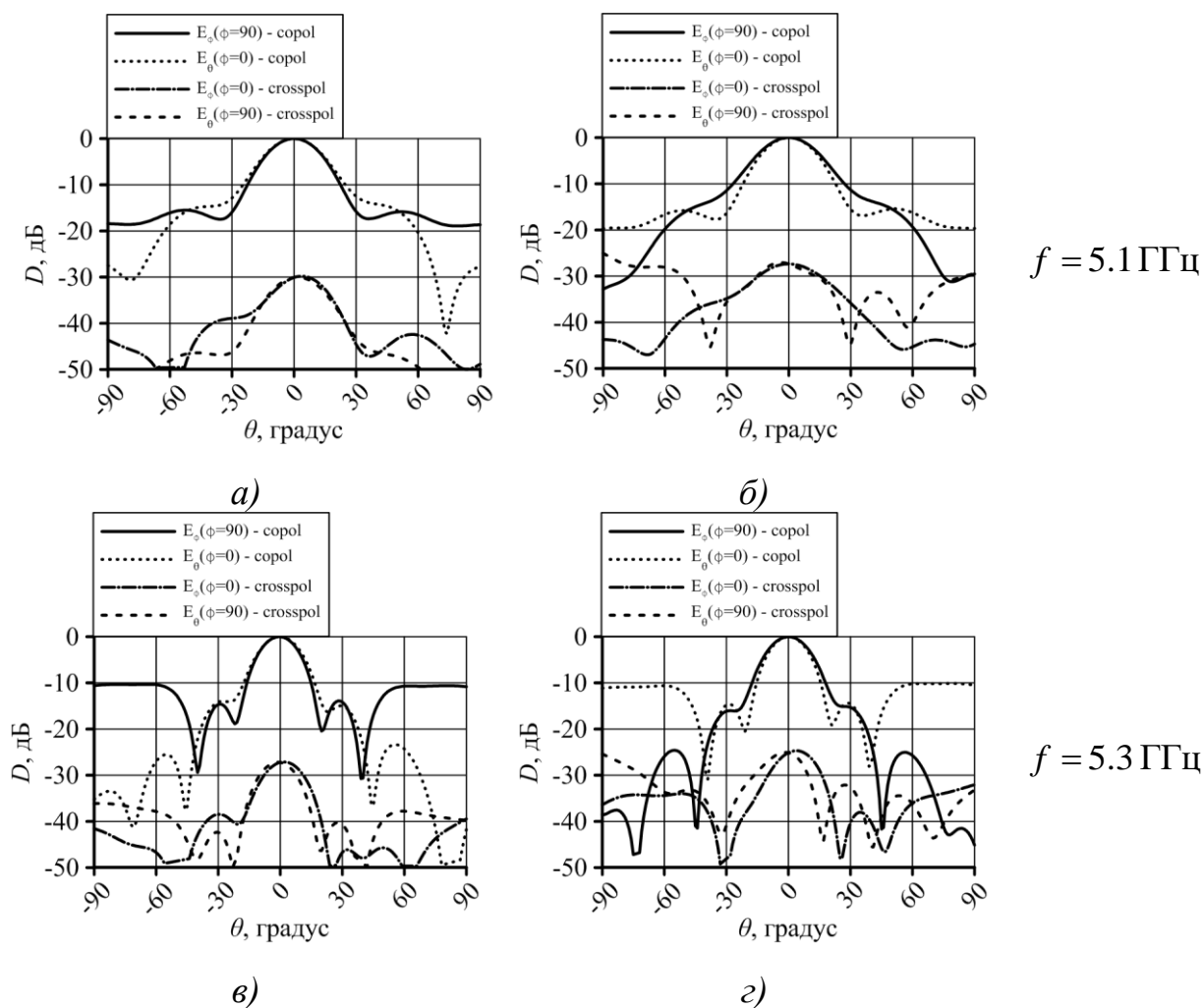


Рисунок 3.11 – КУ совмещенной двухполяризационной АС в С диапазоне.

На рисунке 3.12 приведены сечения ДН совмещенной АС в С диапазоне в **Е**- и **Н**- плоскостях для основной и кроссполяризационной составляющих на различных частотах. Уровень кроссполяризационной составляющей в рабочей полосе частот 5.1...5.5 ГГц, меньше минус 25 дБ.



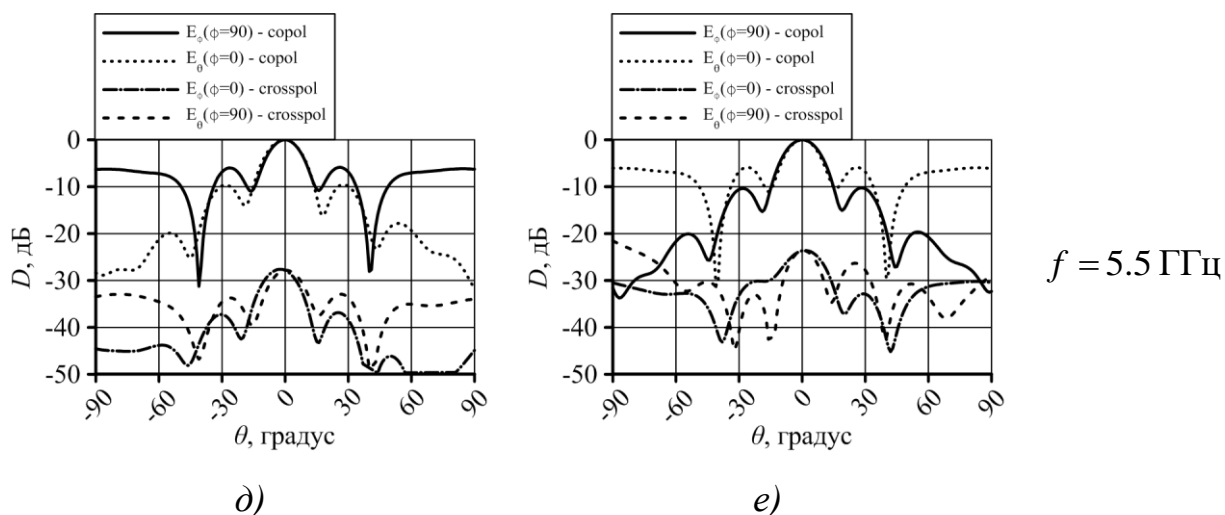


Рисунок 3.12 – Диаграмма направленности совмещенной двухполяризационной АС в С диапазоне: *а, в, д)* – порт 1, вертикальная поляризация; *б, г, е)* – порт 2, горизонтальная поляризация.

Для лучшего понимания принципов работы совмещенной АС, ниже приведена картина напряженности электрического поля (рисунок 3.13). Видно, что при работе на частоте С диапазона – $f_C = 5.3$ ГГц, то резонирующая область сформирована верхней ЧСС₂ и металлическим экраном (рисунок 3.13*а*). Если АС работает на частоте Х диапазона – $f_X = 9.5$ ГГц, то резонирующая область сформирована нижней ЧСС₁ и металлическим экраном (рисунок 3.13*б*).

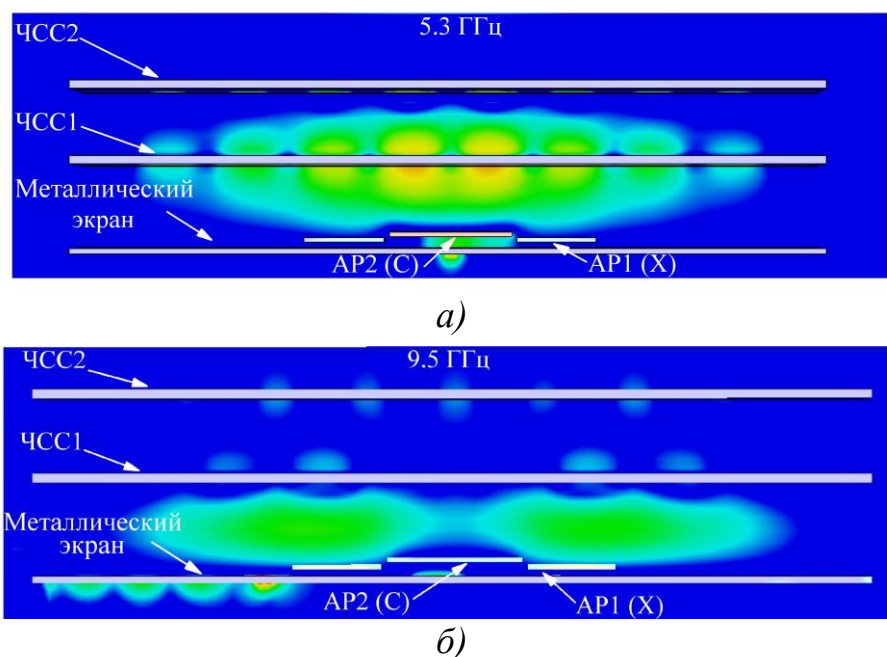
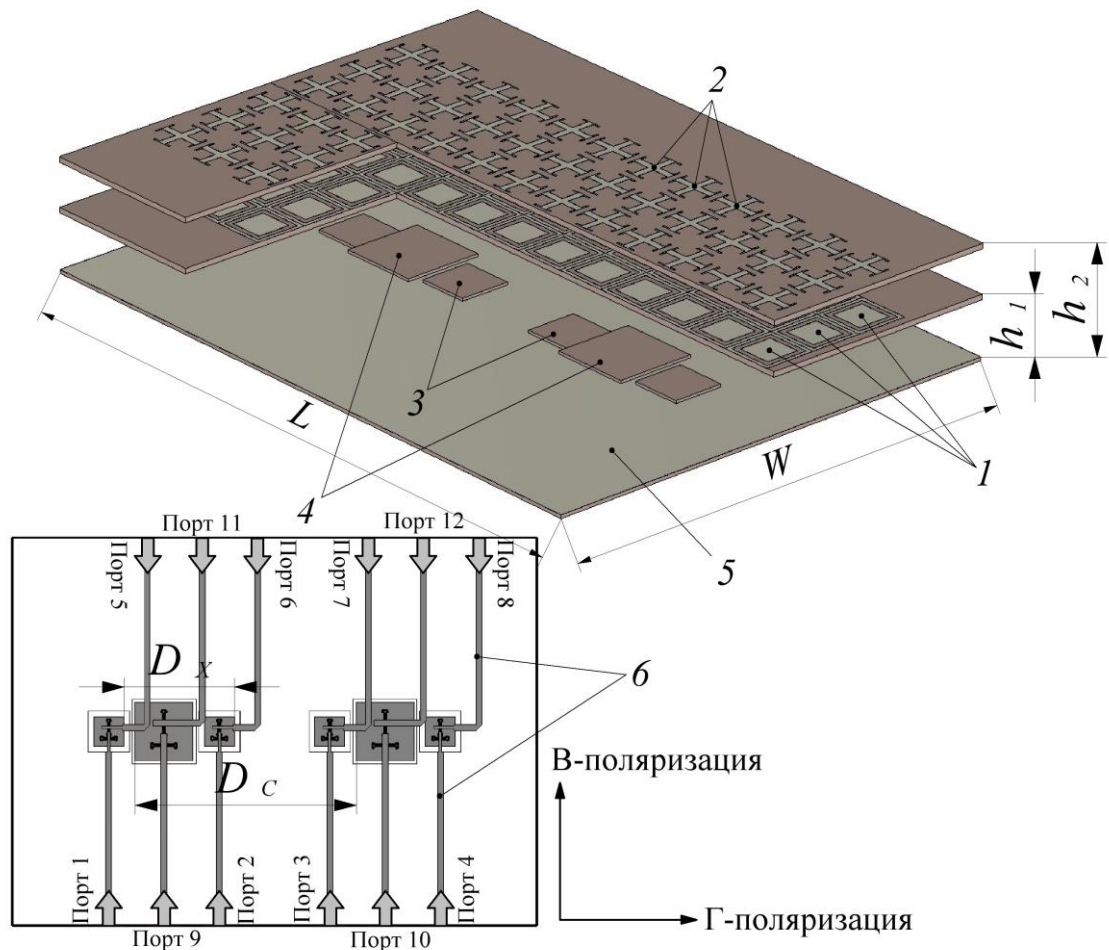


Рисунок 3.13 – Распределение вектора напряженности электрического поля совмещенной АС в поперечном сечении: *а)* – при работе в С диапазоне; *б)* – при работе в Х диапазоне

3.1.4 Возможности электрического сканирования совмещенной двухполяризационной АС Х/С диапазонов

В п.2.5.4 раздела 2 показаны возможности сканирования разреженной АС Х диапазона. Используем полученные результаты для реализации сканирования в совмещенной АС Х/С диапазонов. На рисунке 3.14 представлена модель совмещенной двухполяризационной АС с применением ЧСС с ЧОП 1,2. Для реализации сканирования промоделирована АР состоящая из четырех (размерностью 1x4) печатных излучателей Х диапазона 3 и двух (размерностью 1x2) печатных излучателей С диапазона 4, возбуждаемых отрезками полосковых линий 6, которые расположены на диэлектрике под металлическим экраном 5. Сканирование осуществляется двумя независимыми поляризациями, путем задания сдвига фазы в каждом входном порте полосковых линии фидерного тракта. Порты 1-4 и 5-8 создают линейную вертикальную и горизонтальную поляризации в Х диапазоне соответственно, порты 9-10 и 11-12 создают линейную вертикальную и горизонтальную поляризации в С диапазоне соответственно.

Размеры промоделированной разреженной антенной системы:
 $L = 6.1\lambda_x = 190 \text{ мм}$, $W = 4.5\lambda_x = 140 \text{ мм}$, $h_1 = 0.55\lambda_x = 17.1 \text{ мм}$,
 $h_2 = 0.56\lambda_c = 31 \text{ мм}$, $D_x = 1.3\lambda_x = 40 \text{ мм}$, $D_c = 1.4\lambda_c = 80 \text{ мм}$.



1 – ЧСС₁; 2 – ЧСС₂; 3 – печатные излучатели X диапазона; 4 – печатные излучатели С диапазона; 5 – металлический экран; 6 – полосковая фидерная система возбуждения

Рисунок 3.14 – Сканирующая совмещенная двухполяризованная АС X/С диапазонов.

На рисунке 3.15 приведены сечения отсканированной ДН АС для горизонтальной и вертикальной поляризаций в С и X диапазонах. Как и для случая разреженной АС видно, что работоспособность системы сохраняется для углов сканирования не больше $\pm 15^{\circ}$. Уровень боковых лепестков при работе АР С диапазона не превышает минус 7.5 дБ, при работе АР X диапазона, уровень боковых лепестков не превышает минус 10 дБ. Уровень боковых лепестков может быть уменьшен путем увеличения числа излучателей совмещенной АС, а также заданием необходимого амплитудно-фазового распределения.

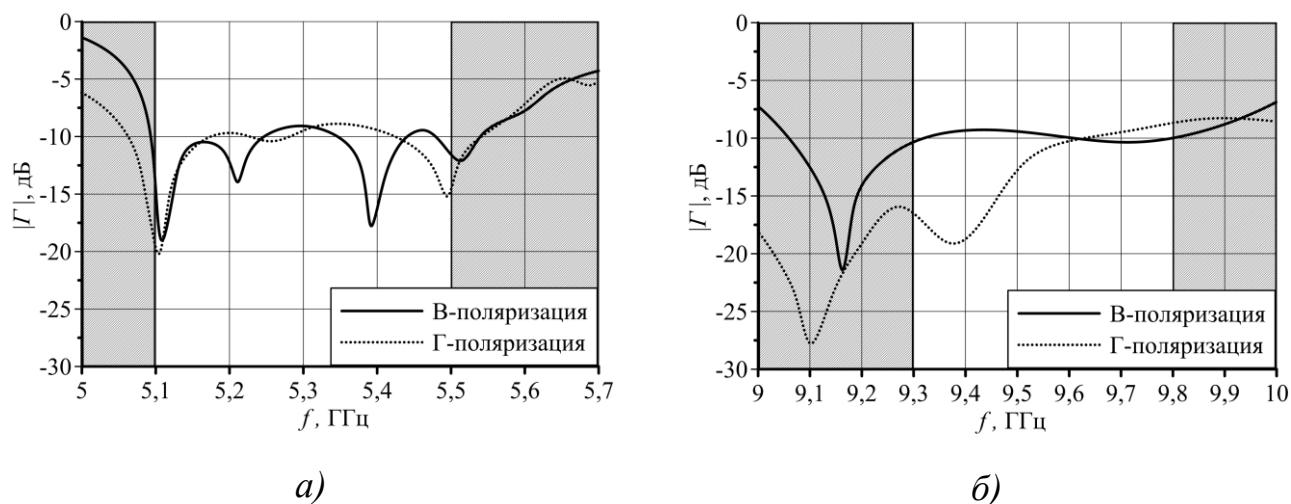


Рисунок 3.16 – Коэффициент отражения совмещенной АС при сканировании: а) – С диапазон; б) – Х диапазон.

На рисунке 3.17 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты для сканирующей АС в С диапазоне. Значение КУ при сканировании в рабочей полосе частот на двух поляризациях $G \geq 12$ дБ.

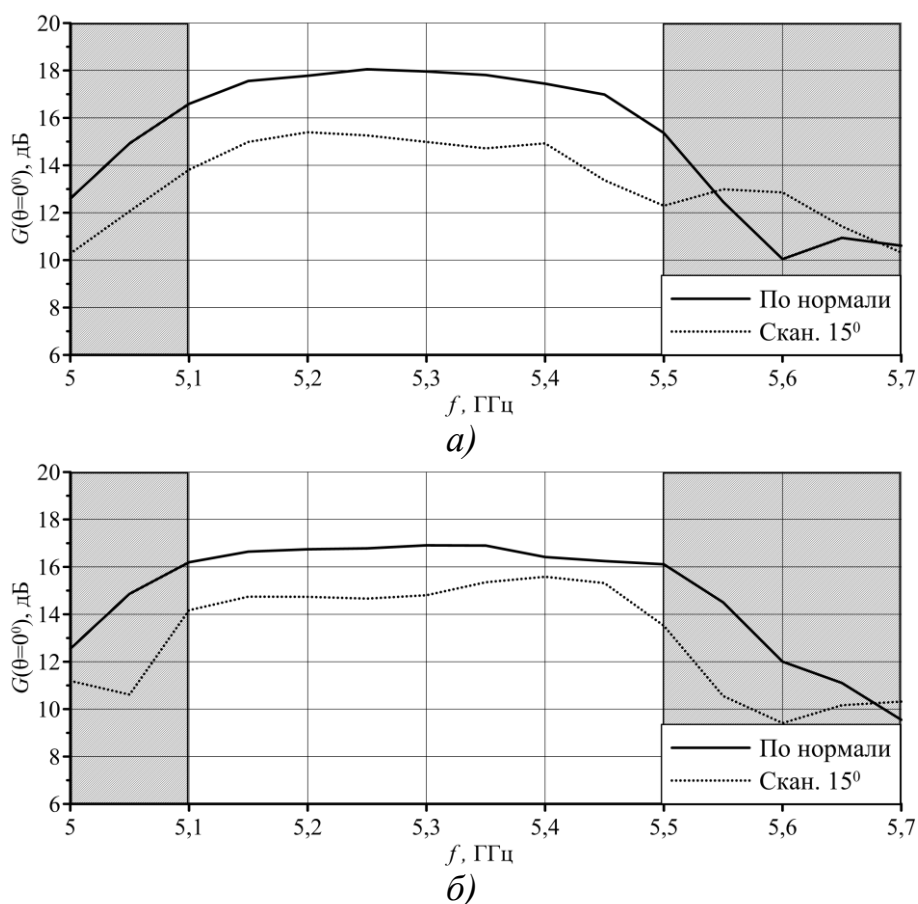


Рисунок 3.17 – КУ сканирующей двухполяризационной АС в С диапазоне: а) – вертикальная поляризация; б) – горизонтальная поляризация.

На рисунке 3.18 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты для сканирующей АС в X диапазоне. Значение КУ при сканировании в рабочей полосе частот на двух поляризациях $G \geq 14$ дБ.

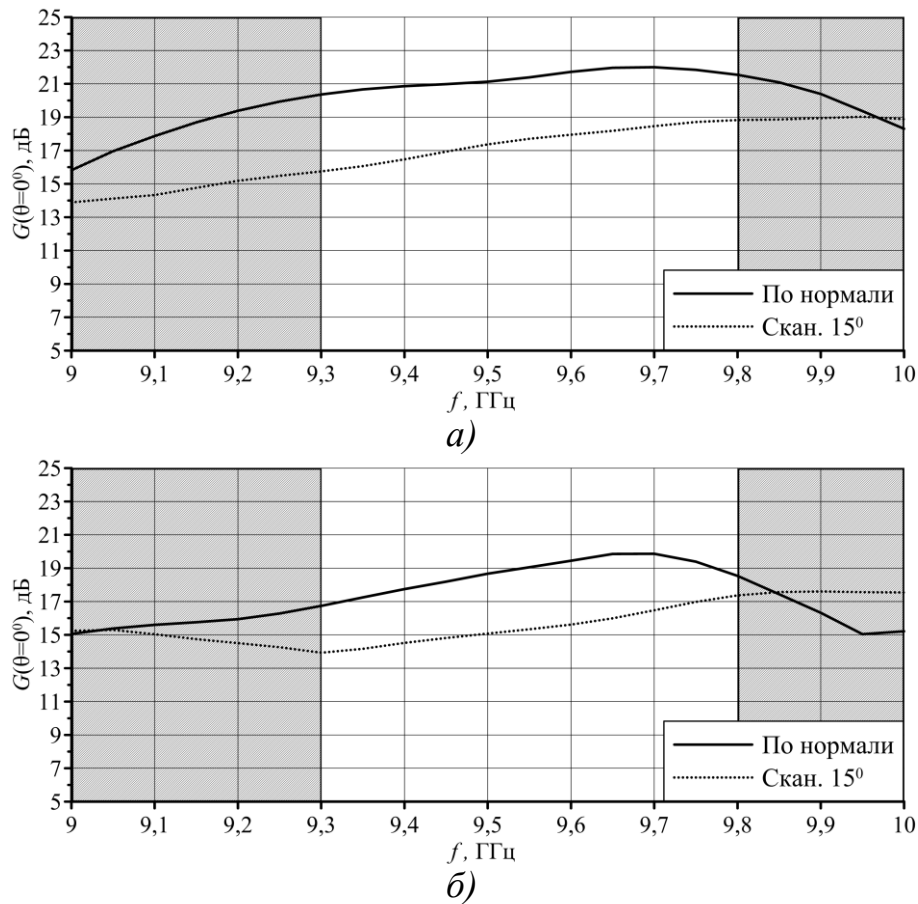


Рисунок 3.18 – КУ сканирующей двухполяризационной АС в X диапазоне: а) – вертикальная поляризация; б) – горизонтальная поляризация.

Выводы

1. Разработан принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы X/C диапазонов с отношением частот 1:1.8, используя две ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, выполняющих роль пространственно-частотного полосно-пропускающего фильтра для одного диапазона и полосно-заграждающего для другого, позволяющие получить высокие значения коэффициентов усиления и реализовать разреженные совмещенные АС с подавлением дифракционных лепестков и коэффициентом децимации 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы. Установлен механизм повышенной взаимной связи между возбуждающими элементами АС и способы её уменьшения.

2. Разработаны технические решения совмещённой АС Х/С диапазонов, предложены и обоснованы электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающее сопоставление различных методов расчета, дана оценка влияния геометрических и электрофизических параметров АС на её полевые и энергетические характеристики, а также взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого. Аналитические оценки достоверно совпадают с результатами полноволнового моделирования: для С диапазона (размерностью 1x1) полоса частот 7.5% (5.1-5.5 ГГц), усиление $G=12$ дБ, УБЛ= -15 дБ, уровень кроссполяризации в двух главных плоскостях ≤ -25 дБ, развязка между С и Х для совпадающих поляризаций -25 дБ, развязка между С и Х в ортогональных поляризациях -25 дБ; для АР Х диапазона (размерностью 2x2) полоса частот 5.2% (9.3-9.8 ГГц), усиление $G=19$ дБ, УБЛ= -15 дБ, уровень кроссполяризации в двух главных плоскостях меньше -30 дБ. Электрическое сканирование лучом в секторе $\pm 15^\circ$ подтверждено полноволновым моделированием на модели двухполяризационных АР (размерностью 1x2) С диапазона и АР (1x4 размерностью) Х диапазона.

4 Совмещенная антенная система ОВЧ/УВЧ диапазонов на основе частотно-селективных структур со свойствами искусственного магнитного проводника

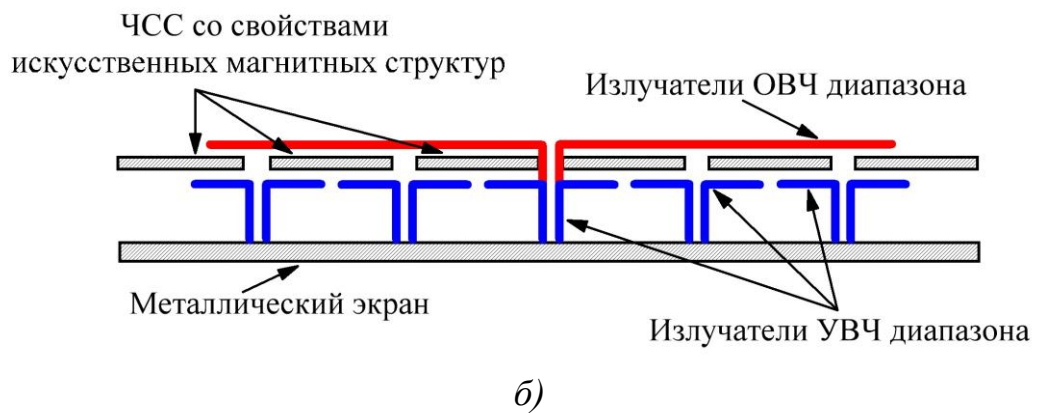
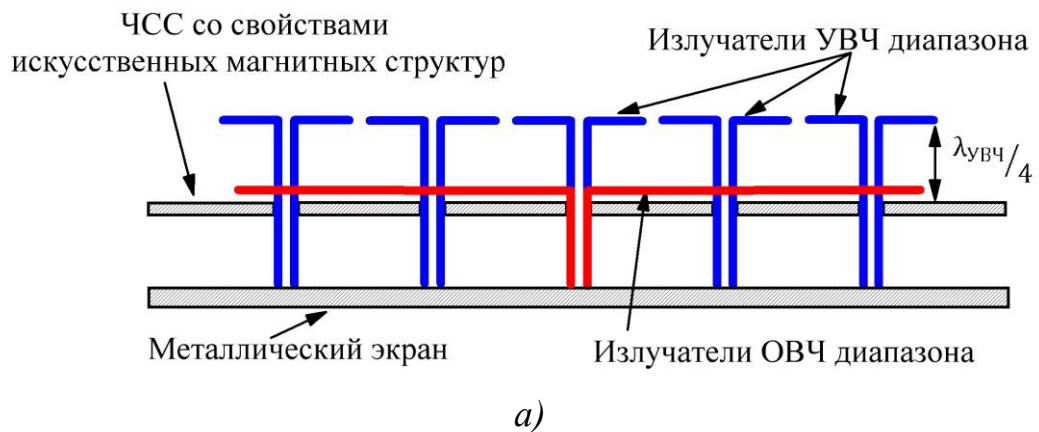
Раздел посвящен построению и функционированию совмещённой на одном полотне антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов с отношением частот 1:3, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника, позволяющий снизить высоту профиля АС и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Разработаны варианты технических решений совмещения ОВЧ/УВЧ диапазонов с различным расположением и требованиями к ЧСС, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, дана оценка взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого.

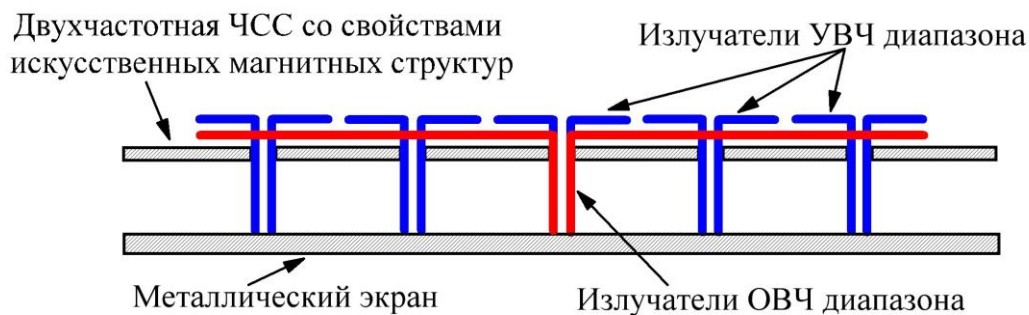
4.1 Совмещенная АС на основе ЧСС со свойствами искусственного магнитного проводника

На рисунке 4.1*а, б, в* представлены три схемы комплексирования антенной системы ОВЧ и УВЧ диапазонов. Классификация схем произведена по принципу расположения диапазонов друг над другом. Так на рисунке 4.1*а*, антенная решетка УВЧ диапазона расположена над антенной решеткой ОВЧ диапазона, для такого случая введено обозначение $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$. Для схемы на рисунке 4.1*б* введено обозначение $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$.

Характерной особенностью такого технического решения является необходимость уменьшения высоты профиля АС, приводящее к использованию ЧСС, обладающих свойствами поверхности с высоким импедансом, часто определяемые как искусственные магнитные проводники (АМС) (поскольку касательная компонента магнитного поля равна нулю), реализующие коэффициент отражения +1 для ОВЧ диапазона. В свою очередь для УВЧ диапазона ЧСС является металлическим экраном (рисунок 4.1*а*), при этом

излучатели УВЧ диапазона располагаются над ЧСС на расстоянии $\lambda_{увч}/4$. Недостатком схемы на рисунке 4.1а является противоречивые требования к ЧСС структуре, а также в искажении ДН АР ОВЧ диапазона АР УВЧ диапазона. С другой стороны схема на рисунке 4.1б позволяет максимально снизить высоту профиля всей АС, при этом, ЧСС должна быть прозрачной ($|\Gamma| \sim 0$) для излучателей УВЧ диапазона. Схема на рисунке 4.1в предполагает использование двухчастотной ЧСС. При таком решении накладываются дополнительные требования на ЧСС структуры, ЧСС должна обеспечивать коэффициент отражения +1 как в ОВЧ так и в УВЧ диапазоне соответственно. Для такой схемы введено обозначение $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$. Основной проблемой является подбор оптимального значения периода ЧСС для работы на двух диапазонах. Это ограничение существенно сужает рабочую полосу АС, что является причиной отказа от реализации совмещенной АС по этой схеме.





в)

Рисунок 4.1 – Схемы построения совмещенных АС ОВЧ/УВЧ диапазонов: а) – $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$; б) – $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$; в) – $ОВЧ = УВЧ$.

Достижение низкого профиля совмещённых АС ОВЧ/УВЧ диапазонов приводит к необходимости использования ЧСС со свойством искусственных магнитных структур (АМС), которым обладают поверхности с высоким импедансом.

Конкретизация технических решений схем совмещения двух диапазонов осуществляется (моделируется, реализуется) применительно к АС со следующими параметрами:

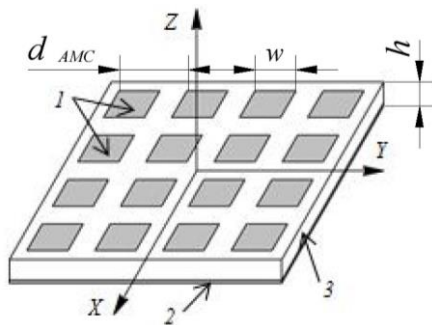
- центральная частота АР ОВЧ диапазона: $f_{овч} = 128$ МГц;
- полоса рабочих частот АР ОВЧ диапазона: 50 МГц (40%);
- центральная частота АР УВЧ диапазона: $f_{увч} = 435$ МГц;
- полоса рабочих частот АР УВЧ диапазона: 60 МГц (15%);
- развязка между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов: ≤ -15 дБ;
- поляризация ОВЧ и УВЧ АР: линейная.

4.2 ЧСС со свойствами искусственного магнитного проводника

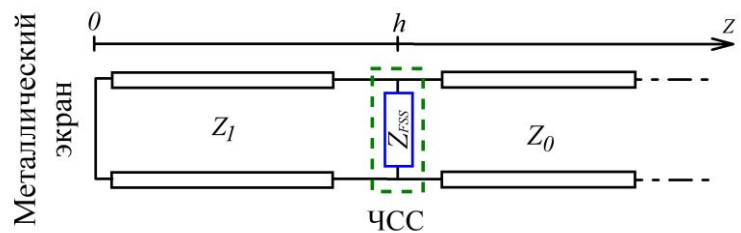
Для реализации поверхности со свойствами магнитного проводника в литературе предложены различные периодические структуры из металлических полос, пластин в комбинации с диэлектрическим слоем с электрофизическими параметрами ε_a, μ_a и толщиной h на металлическом экране [87-93]. Подход, который можно использовать для создания поверхности со свойствами

магнитного проводника, вытекает из рассмотрения коэффициента отражения Γ при падении плоской электромагнитной волны по нормали на поверхность с поверхностным сопротивлением Z_s ($E_\tau = Z_s n_0 \times H$): $\Gamma = (Z_s - Z_0)/(Z_s + Z_0)$, где Z_0 – волновое сопротивление пространства. В случае идеального проводника (удельная проводимость $\sigma \rightarrow \infty$) $Z_s = 0$, а $\Gamma = -1$, что отражает равенство нулю касательной компоненты полного электрического поля на идеально проводящей поверхности. В случае магнитного проводника коэффициент отражения $\Gamma = +1$, что равносильно равенству нулю касательной компоненты полного магнитного поля на поверхности. Из выражения коэффициента отражения Γ следует, что строго это равенство выполняется при условии $Z_s = \infty$.

В АС реализуется структура, показанная на рисунке 4.2а. При анализе предполагается, что выполняются условия $d_{AMC} \ll \lambda$, $w \ll d_{AMC}$, где d_{AMC} – период структуры, w – ширина пластины. Решётка металлических пластин расположена параллельно проводящей плоскости на слое диэлектрика толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью слоя ϵ . Схема в виде эквивалентной линии представлена на рисунке 4.2б и состоит из трёх секций: Z_0 , Z_{fss} и короткозамкнутой.



а)



б)

1 – металлические пластины; 2 – металлический экран; 3 – диэлектрический слой.

Рисунок 4.2 – Периодическая структура: а) – АМС; б) – схема в виде эквивалентной линии.

Рассмотрим падение плоской волны по нормали к поверхности структуры ($\theta = 0$). Входной импеданс Z короткозамкнутой секции определяется выражением

$Z = i\eta tgkh$, где $k = k_0\sqrt{\varepsilon}$, $\eta = \eta_0\sqrt{\varepsilon}$. Входной импеданс всей структуры Z_3 определяется параллельным соединением $Z_{fss} = Z_{fss}^{TM(TE)}$ и Z :

$$Z_3 = (Z_{fss}tgkh) / (tgkh - iZ_{fss}/\eta) \quad (4.1)$$

Сингулярность в Z_3 на частоте, при которой знаменатель обращается в ноль, можно интерпретировать как параллельный резонанс решётки пластин и линии передачи с длиной h между пластинами и проводящей плоскостью.

Импеданс структуры типа АМС Z_{fss} определён в [18, 19].

$$Z_{fss}^{TM} = -i \frac{\eta_3}{2\alpha}, \quad Z_{fss}^{TE} = -i \frac{\eta_3}{2\alpha} \frac{1}{\left[1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_3^2}\right]} \quad (4.2)$$

Здесь $\alpha = \frac{k_3 d_{AMC}}{\pi} \ln\left(\frac{2d_{AMC}}{\pi w}\right)$ – коэффициент, называемый параметром решётки,

$k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$, $k_3 = k_0\sqrt{\varepsilon_3}$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$, $\eta_3 = \eta_0/\sqrt{\varepsilon_3}$, $\varepsilon_3 = (\varepsilon + 1)/2$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость структуры, ε – относительная диэлектрическая проницаемость нижнего пространства, угол θ отсчитывается от нормали к решётке. Выберем в качестве плоскости падения электромагнитной волны (ЭМ-волны) плоскость YZ . Тогда в случае падения волны ТЕ - поляризации вектор напряжённости электрического поля \mathbf{E} направлен вдоль оси X , а в случае волны ТМ-поляризации вектор \mathbf{E} лежит в этой плоскости.

Учитывая формулы (4.1), (4.2) получаем представление поверхностного импеданса Z_3 структуры типа АМС:

$$Z_3 = \frac{i\eta tgkh}{1 - \left[(\varepsilon + 1)/\pi\sqrt{\varepsilon}\right] k_0 d_{AMC} \ln(2d_{AMC}/\pi w) tgkh} \quad (4.3)$$

Для плоской волны, падающей по нормали на структуру с поверхностным импедансом Z_3 , фаза отражённой волны определяется выражением:

$$\arg \Gamma = \text{Im} \left[\ln \left(\frac{Z_3 - Z_0}{Z_3 + Z_0} \right) \right], \quad (4.4)$$

где Z_0 – импеданс свободного пространства ($Z_0 = Z_0^{TM_z} = \eta_0 \cos \theta$, $Z_0 = Z_0^{TE_z} = \eta_0 / \cos \theta$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$), а Z_s определяется (4.3). На очень низких частотах фаза $\Phi = \pi$ и структура ведёт себя как металлическая поверхность. При увеличении частоты фаза коэффициента отражения плавно уменьшается, проходит через нуль на резонансной частоте (4.2), где структура ведёт себя как магнитный проводник. После резонанса фаза приближается к $-\pi$. Фаза меняется от $\pi/2$ до $-\pi/2$, когда величина поверхностного импеданса превышает импеданс свободного пространства (полоса структуры) (см. приложение Б).

3.3 Совмещенная АС по схеме $ОВЧ_{down} || УВЧ_{up}$

Использование схемы совмещения $ОВЧ_{down} || УВЧ_{up}$ приводит к некоторым отличиям характеристик АР ОВЧ диапазона при комплексировании, которые могут быть обусловлены следующими причинами: конечным размером экрана совмещенной АС; узкополосными фидерными резонансами за счет трансформирующих свойств традиционного фидера; влиянием АР УВЧ диапазона и питающих её коаксиальных кабелей; отличием фазы коэффициента отражения АМС от +1 на центральной частоте из-за влияния АР УВЧ диапазона на свойства металлического экрана.

Отличие характеристик АР диапазона УВЧ при комплексировании может быть обусловлено следующими причинами: конечным размером экрана совмещенной АС; узкополосными фидерными резонансами за счет трансформирующих свойств традиционного фидера; невыполнением АМС для АР УВЧ диапазона роли металлического экрана; влиянием АР ОВЧ диапазона и питающих её коаксиальных кабелей; возбуждением поверхностной волны в АМС структуре.

В работе рассмотрено взаимное влияние отмеченных искажающих факторов на характеристики каждой из подсистем и способы их устранения.

4.3.1 Выбор АМС структуры для схемы $OBЧ_{down} || UBЧ_{up}$

В качестве периодической ячейки АМС, была выбрана структура, показанная на рисунке 4.3. АМС представляет собой двумерную металлическую пластину шириной w с периодом d_{AMC} (темным цветом показана металлизация).

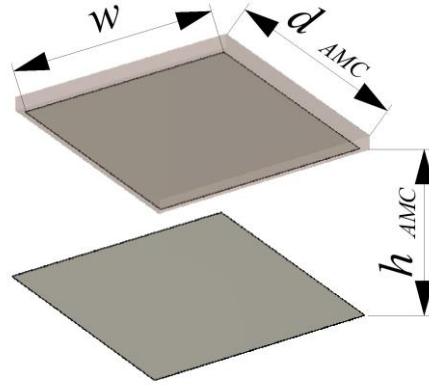


Рисунок 4.3 – Периодическая ячейка АМС для схемы $OBЧ_{down} || UBЧ_{up}$.

Функционирование схемы на рисунке 4.1а предъявляет следующие требования к параметрам ЧСС со свойствами искусственного магнитного проводника:

$$\begin{aligned} -\pi/4 \leq \arg \Gamma \leq \pi/4 \text{ для } \Delta F_{овч}; \\ \arg \Gamma = -\pi \text{ для } \Delta F_{увч} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Выбранная целевая функция для оптимизации параметров АМС:

$$\Phi(d_{AMC}, w, h_{AMC}) = |\arg \Gamma(f_1)| + \sum_{f_2}^{f_3} \alpha \left[(|\arg \Gamma| - \pi/4)^2 \right] + \sum_{f_n}^{\Delta F_{увч}} \beta \left[(|\arg \Gamma| - \pi)^2 \right] + G, \quad (4.6)$$

где α, β – весовые коэффициенты, f_m ($m=1,2,3$) – средняя и крайние частоты в полосе $\Delta F_{овч}$, f_n ($n=1,2,3$) – средняя и крайние частоты в полосе $\Delta F_{увч}$, $G(d_{AMC}, w, h_{AMC})$ – штрафная функция. При этом решение находится из условия его минимизации:

$$(d_{AMC}, w, h_{AMC})_{opt} = \left\{ (d_{AMC}, w, h_{AMC}) : \min \left[\Phi(d_{AMC}, w, h_{AMC}) \right] \right\} \quad (4.7)$$

Решение задачи минимизации сводится к поиску возможных решений, удовлетворяющих минимуму целевой функции (4.6). Штрафная функция G накладывает ограничения на геометрические размеры АМС. Значения $\arg G$ определяются в соответствии с (4.3, 4.4). Основные параметры выбранной структуры:

$$d_{АМС} = 0.105\lambda_{овч} = 246.1 \text{ мм}, \quad w = 0.1\lambda_{овч} = 234.4 \text{ мм},$$

$$h_{АМС} = 0.064\lambda_{овч} = 150 \text{ мм}.$$

В качестве подложки АМС структуры использован материал Rogers 3035 толщиной $t = 1 \text{ мм}$, $\varepsilon = 3.6$.

На рисунке 4.4а, б показаны результаты моделирования фазы коэффициента отражения АМС структуры и коэффициента отражения для ЧСС в свободном пространстве.

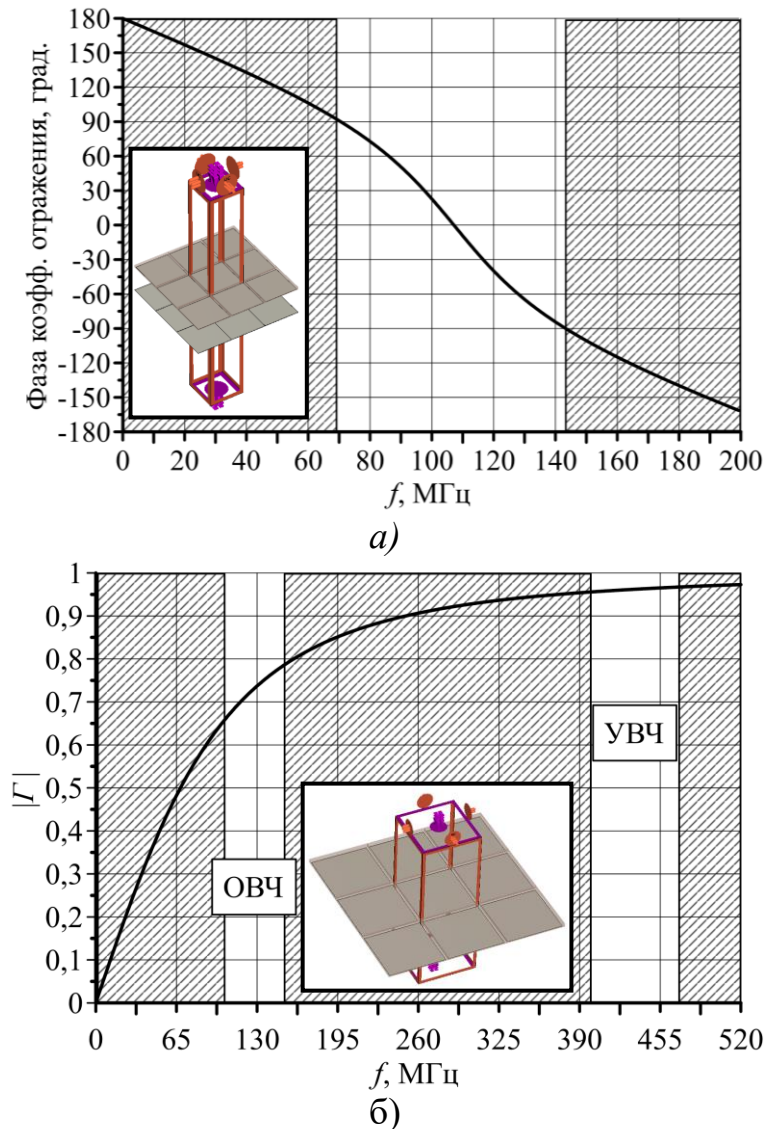
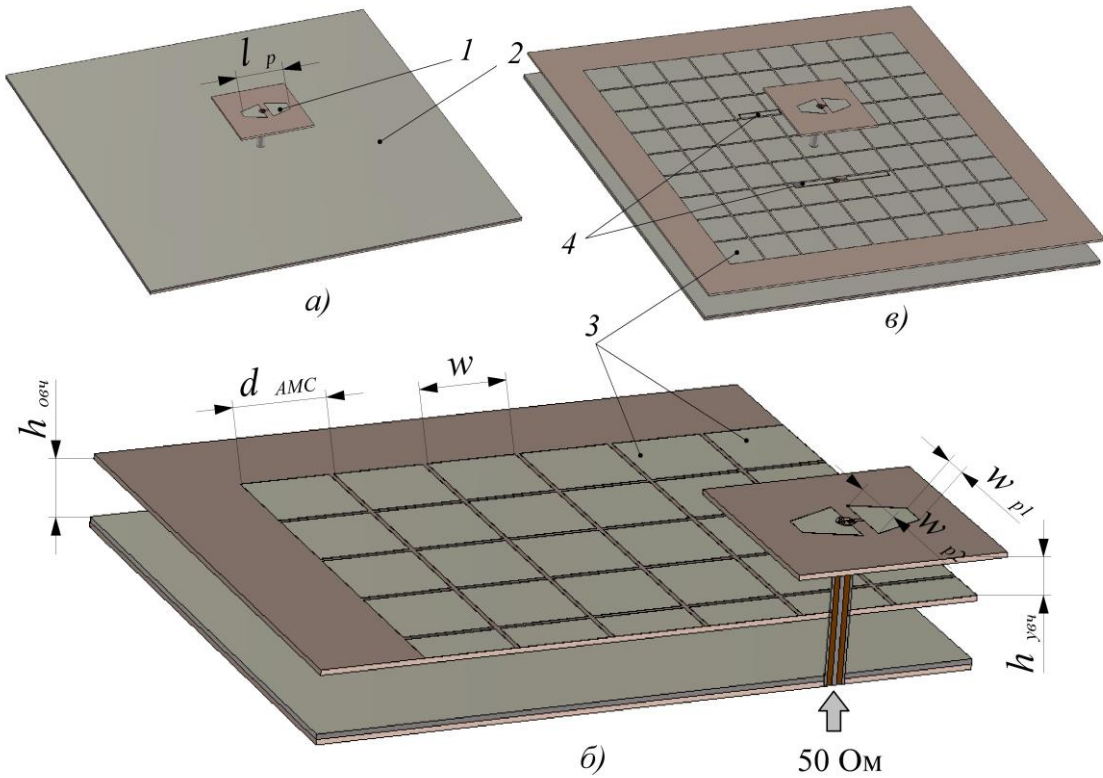


Рисунок 4.4 – Фаза коэффициента отражения АМС структуры а) и модуль коэффициента отражения для ЧСС в свободном пространстве б).

4.3.2 Излучающий элемент антенной решётки УВЧ диапазона

Для УВЧ диапазона ЧСС структура должна выполнять роль металлического экрана (рисунок 4.1а, 4.5). В качестве излучателя УВЧ диапазона, использован печатный вибратор.



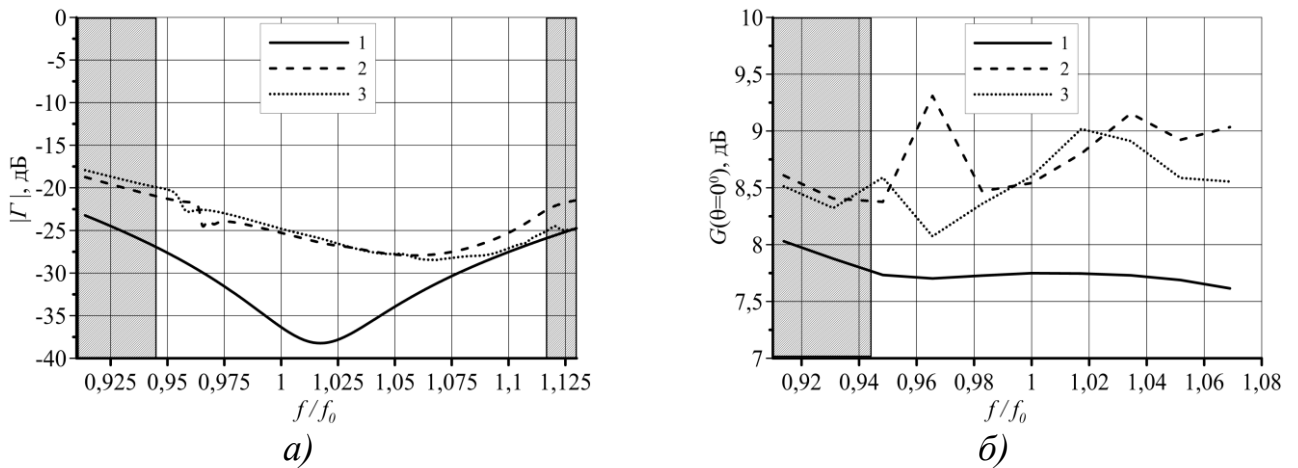
1 – излучатель УВЧ диапазона; 2 – металлический экран; 3 – ЧСС;
4 – излучатели ОВЧ диапазона

Рисунок 4.5 – Излучатель АР УВЧ диапазона над: а) – металлическим экраном, б) – АМС, в) – АР ОВЧ диапазона.

Параметры излучателя УВЧ диапазона: длина $l_p = 0.4\lambda_{увч} = 275.8$ мм, ширина $w_{p1} = 0.035\lambda_{увч} = 82$ мм, $w_{p2} = 0.087\lambda_{увч} = 203.9$ мм, ширина зазора между плечами $0.087\lambda_{увч} = 60$ мм, высота элемента над ЧСС $h_{увч} = 0.23\lambda_{увч} = 158.6$ мм. Параметры АМС структуры описаны выше. В качестве диэлектрического основания используется Rogers 3035 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3.6$

На рисунке 4.6а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя и КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты для излучателя УВЧ диапазона. Рабочая полоса излучателя по уровню коэффициента отражения $|\Gamma| < -25$ дБ (по уровню КСВ < 1.2) равна: $\Delta f_{увч} \sim 20\%$, $\lambda_{увч} = 690$ мм. Наличие ЧСС

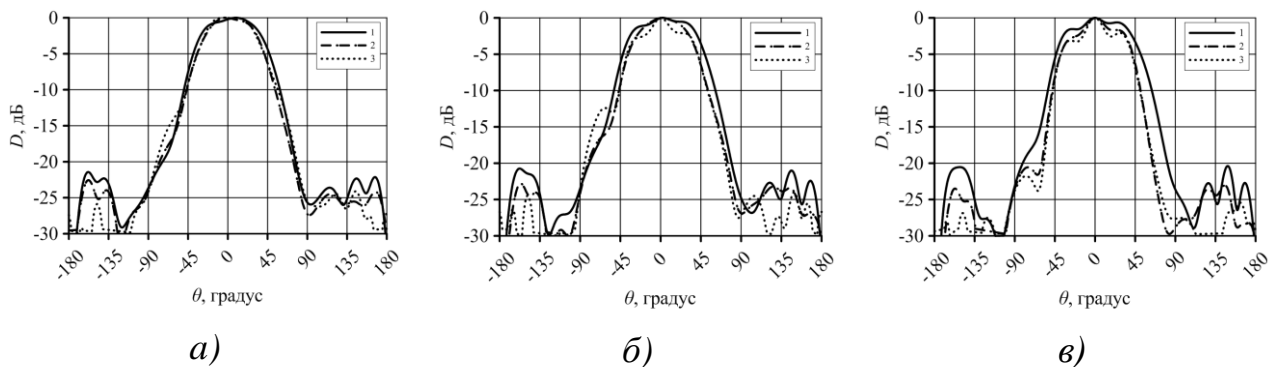
структуры приводит к смещению кривой коэффициента отражения в сторону высоких частот, при этом на частотах $0.96f_{увч}$, $1.02f_{увч}$, $1.12f_{увч}$ ($f_{увч} = 435$ МГц) возникают резонансные пики в $|Γ|$ и КУ, а общий уровень коэффициента отражения ухудшился до значения < -20 дБ (по уровню КСВ < 1.25), при этом рабочая полоса сузилась и составила $Δf_{увч} \sim 18\%$. Это связано с конечным размером ЧСС структуры и наличием резонансов между металлическим экраном и ЧСС структурой (см. рисунок 4.18).



Излучатель УВЧ диапазона над: 1 – металлическим экраном; 2 – АМС; 3 – АР ОВЧ диапазона

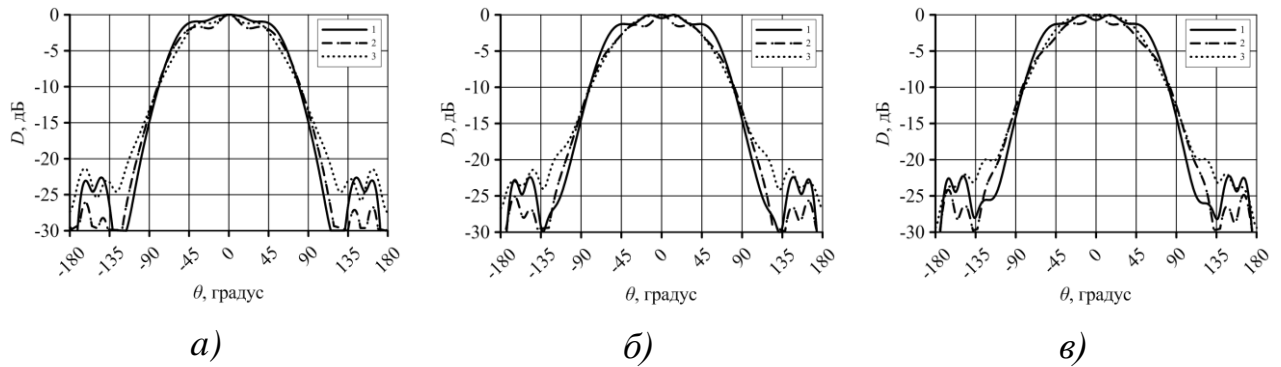
Рисунок 4.6 – Излучатель УВЧ диапазона: а) – коэффициент отражения от входа излучателя; б) – КУ.

На рисунке 4.7, 4.8 приведены ДН излучателя УВЧ диапазона в **Е**- и **Н**-плоскостях на трёх различных частотах с учетом влияния ЧСС структуры и АР ОВЧ диапазона. Наличие в конструкции ЧСС и АР ОВЧ диапазона, приводит к некоторому искажению и деградации ДН.



Излучатель УВЧ диапазона над: 1 – металлическим экраном; 2 – АМС; 3 – АР ОВЧ диапазона

Рисунок 4.7 – Диаграмма направленности излучателя УВЧ диапазона в **Е**-плоскости: а) – $0.95 f_{увч}$; б) – $f_{увч} = 435$ МГц; в) – $1.08 f_{увч}$.

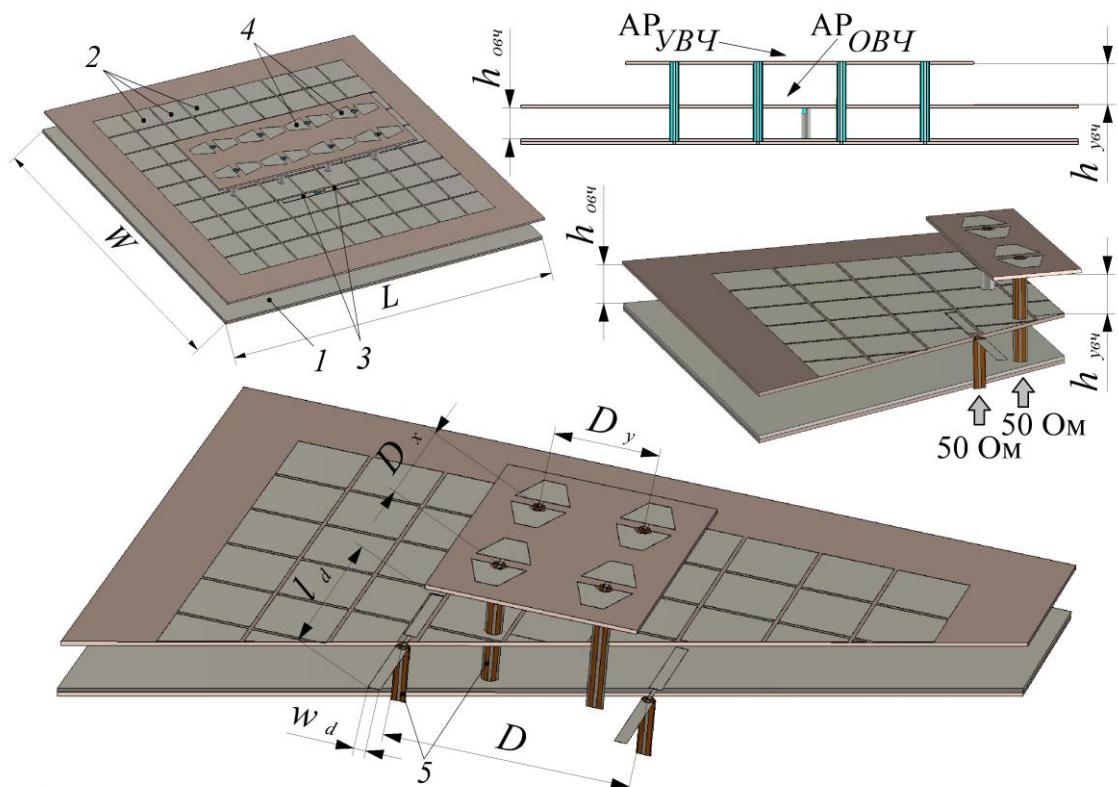


Излучатель УВЧ диапазона над: 1 – металлическим экраном; 2 – АМС; 3 – АР ОВЧ диапазона

Рисунок 4.8 – Диаграмма направленности АС УВЧ диапазона **Н**-плоскости: а) – $0.95 f_{увч}$; б) – $f_{увч} = 435$ МГц; в) – $1.08 f_{увч}$.

4.3.3 Антенная решётка УВЧ диапазона

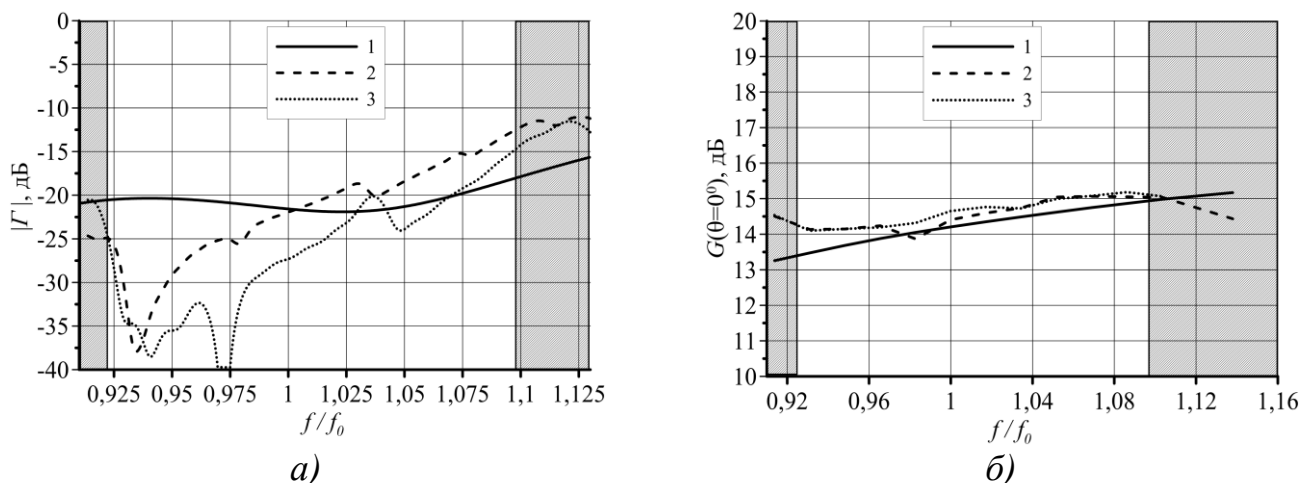
Обратимся к анализу АР УВЧ диапазона рисунок 4.9. Низкопрофильная антенная решётка УВЧ диапазона состоит из восьми печатных вибраторов (размерностью 4×2), расположена над АР ОВЧ диапазона и ЧСС структурой (рисунок 4.1а., 4.9). Оценим влияние на её характеристики ЧСС со свойствами искусственных магнитных структур и АР ОВЧ диапазона.



1 – металлический экран; 2 – ЧСС; 3 – излучатели ОВЧ диапазона;
 4 – излучатели УВЧ диапазона; 5 – коаксиальная система питания; $AP_{УВЧ}$ –
 антенная решетка УВЧ диапазона; $AP_{ОВЧ}$ – антенная решетка ОВЧ диапазона
 Рисунок 4.9 – Совмещенная АС $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$ авиационного мониторинга
 земной поверхности.

Параметры АР УВЧ диапазона: размер совмещенной АС $L = W = 3.85\lambda_{увч} = 2655$ мм, высота $h_{увч} = 0.23\lambda_{увч} = 158.6$ мм, расстояние между вибраторами $D_x = 0.58\lambda_{увч} = 400$ мм, $D_y = 0.48\lambda_{увч} = 331.1$ мм. Возбуждение АР УВЧ диапазона осуществляется синфазно коаксиальной линией передач; входы АР ОВЧ диапазона нагружены на согласованные нагрузки.

На рисунке 4.10а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|Γ|$ от входа АР УВЧ диапазона и КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. Величина коэффициента отражения $|Γ| < -15$ дБ (по уровню КСВ < 1.5), при этом рабочая полоса системы составляет 18%. При этом, прослеживаются резонансы в кривых коэффициента отражения и КУ на частотах $0.95f_{увч}, 0.975f_{увч}, 1.05f_{увч}$ ($f_{увч} = 435$ МГц). Это связано с конечным размером экрана АС (L и W на рисунке 4.10), ЧСС структуры и резонансами между металлическим экраном и ЧСС структурой (см. рисунок 4.19).

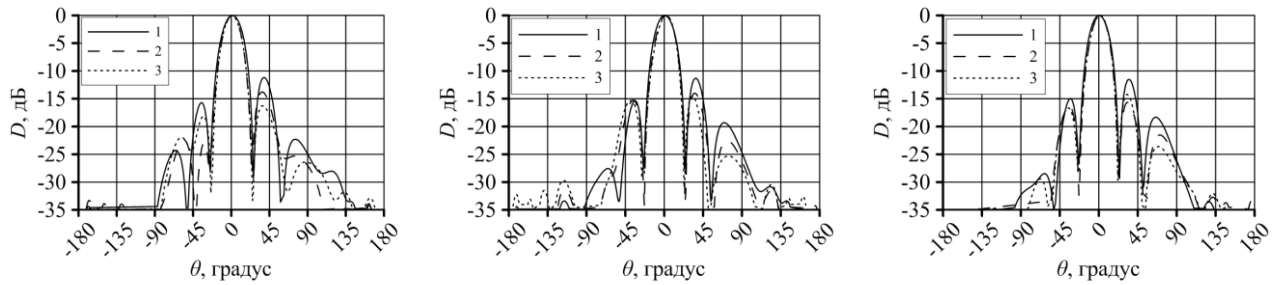


АР УВЧ диапазона над: 1 – металлическим экраном; 2 – АМС; 3 – АР ОВЧ диапазона

Рисунок 4.10 – АР УВЧ диапазона: а) – коэффициент отражения от входа излучателей; б) – КУ.

На рисунке 4.11, 4.12 приведены ДН АР УВЧ диапазона в Е- и Н-плоскостях на различных частотах, с учетом влияния ЧСС структуры и АР ОВЧ

диапазона. Наличие в конструкции ЧСС и АР ОВЧ диапазона, приводит к некоторому искажению и деградации ДН.



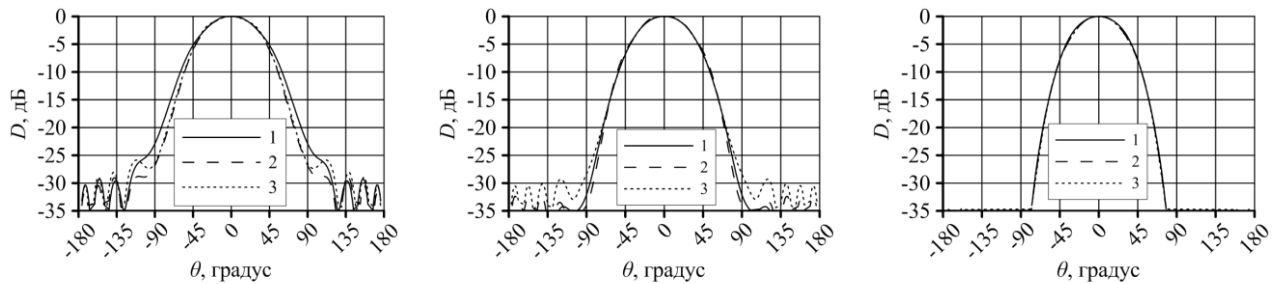
а)

б)

в)

АР УВЧ диапазона над: 1 –металлическим экраном; 2 –АМС; 3 –АР ОВЧ диапазона

Рисунок 4.11 – Диаграмма направленности АР УВЧ диапазона в **Е**-плоскости: а) – $0.95f_{увч}$; б) – $f_{увч} = 435$ МГц; в) – $1.08f_{увч}$.



а)

б)

в)

АР УВЧ диапазона над: 1 –металлическим экраном; 2 –АМС; 3 –АР ОВЧ диапазона

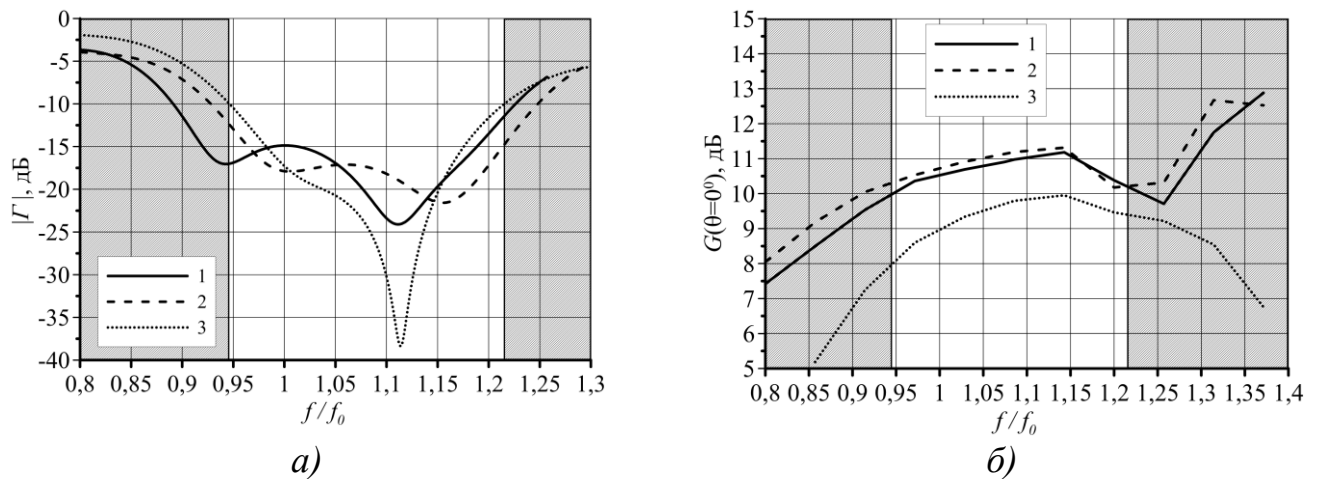
Рисунок 4.12 – Диаграмма направленности АР УВЧ диапазона в **Н**-плоскости: а) – $0.95f_{увч}$; б) – $f_{увч} = 435$ МГц; в) – $1.08f_{увч}$.

4.3.4 Антенная решётка ОВЧ диапазона

Оценим теперь влияние ЧСС со свойствами искусственных магнитных структур и АР УВЧ диапазона на АР ОВЧ диапазона. В соответствии с методом, предложенным в [93, 96], для улучшения характеристик направленности излучателя расположенного над экраном АС и ЧСС конечных размеров использован «сдвоенный», состоящий из двух вибраторов, запитываемых синфазно и разнесенных на расстояние $D \sim \lambda_{овч}/2$, так как применение «одиночного» излучателя на основе АМС структуры, приводит к ухудшению его направленных свойств и образованию провала в нормальном направлении ДН (рисунок 4.9). Параметры «сдвоенного» излучателя: длина

$l_d = 0.323\lambda_{овч} = 757.1$ мм, ширина $w_d = 0.075\lambda_{овч} = 51.5$ мм, высота профиля $h_{овч} = 0.064\lambda_{овч} = 150$ мм, $D = 0.26\lambda_{овч} = 609.4$ мм (было подстроено при оптимизации АС). Параметры АМС структуры описаны выше.

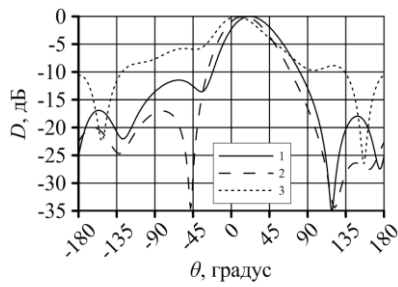
На рисунке 4.13а, б соответственно приведены зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа АР ОВЧ диапазона и КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. Рабочая полоса АР ОВЧ диапазона по уровню КСВ < 2 ($|\Gamma| < -10$ дБ) составляет 26.8%. При этом, прослеживаются осцилляции в кривых коэффициента отражения и КУ на частотах $1.02f_{овч}, 1.12f_{овч}$ ($f_{овч} = 128$ МГц). Это связано, вероятно, в первую очередь с затенением поля излучения АР ОВЧ диапазона АР УВЧ диапазона (см. рисунок 4.19).



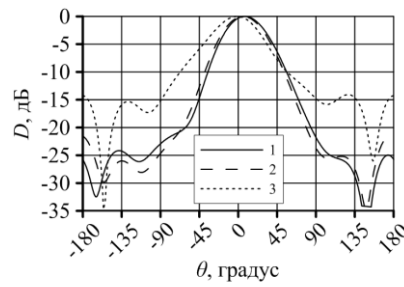
АР ОВЧ диапазона: 1 – с АМС структурой; 2 – под излучателем УВЧ диапазона; 3 – под АР УВЧ диапазона

Рисунок 4.13 – АР ОВЧ диапазона: а) – коэффициент отражения от входа излучателей; б) – КУ.

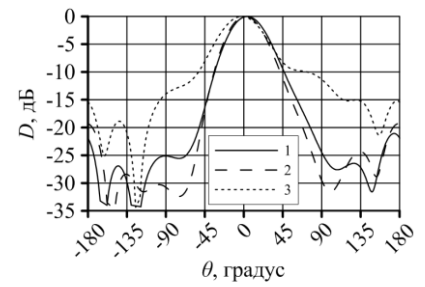
На рисунке 4.14, 4.15 приведены ДН АР ОВЧ диапазона в **Е**- и **Н**- плоскостях на различных частотах. Для конструкции $ОВЧ_{down} || УВЧ_{up}$, наблюдается искажение ДН АР ОВЧ диапазона в **Е** и **Н** – плоскостях, обусловленное затенением поля излучения антенной решеткой УВЧ диапазона.



а)



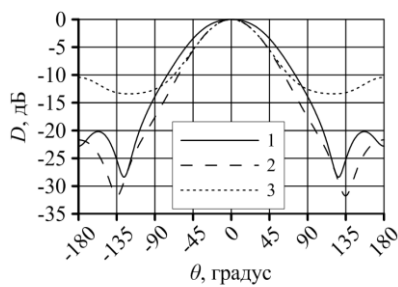
б)



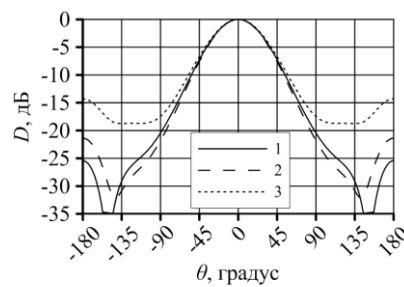
в)

АР ОВЧ диапазона: 1 – с АМС структурой; 2 – под излучателем УВЧ диапазона; 3 – под АР УВЧ диапазона

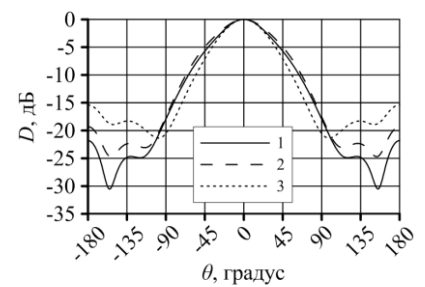
Рисунок 4.14 – Диаграмма направленности АР ОВЧ диапазона в **Е**-плоскости: а) – $0.9f_{овч}$; б) – $f_{овч} = 128$ МГц; в) – $1.1f_{овч}$.



а)



б)



в)

АР ОВЧ диапазона: 1 – с АМС структурой; 2 – под излучателем УВЧ диапазона; 3 – под АР УВЧ диапазона

Рисунок 4.15 – Диаграмма направленности АР ОВЧ диапазона в **Н**-плоскости: а) – $0.9f_{овч}$; б) – $f_{овч} = 128$ МГц; в) – $1.1f_{овч}$.

На рисунке 4.16, 4.17 приведено распределение амплитуды вектора напряженности электрического поля в **Н**-плоскости для АР ОВЧ диапазона и АР УВЧ диапазона в рабочей полосе частот соответственно. Рисунок 4.16 иллюстрирует влияние конечности металлического экрана, приводящее к возбуждению краёв и, как следствие, к искажению диаграммы направленности АР ОВЧ. Рисунок 4.17. поясняет наличие осцилляций и резонансов на графиках $|Γ|$ и G (рисунок 4.10), приводящих также к искажению диаграммы направленности.

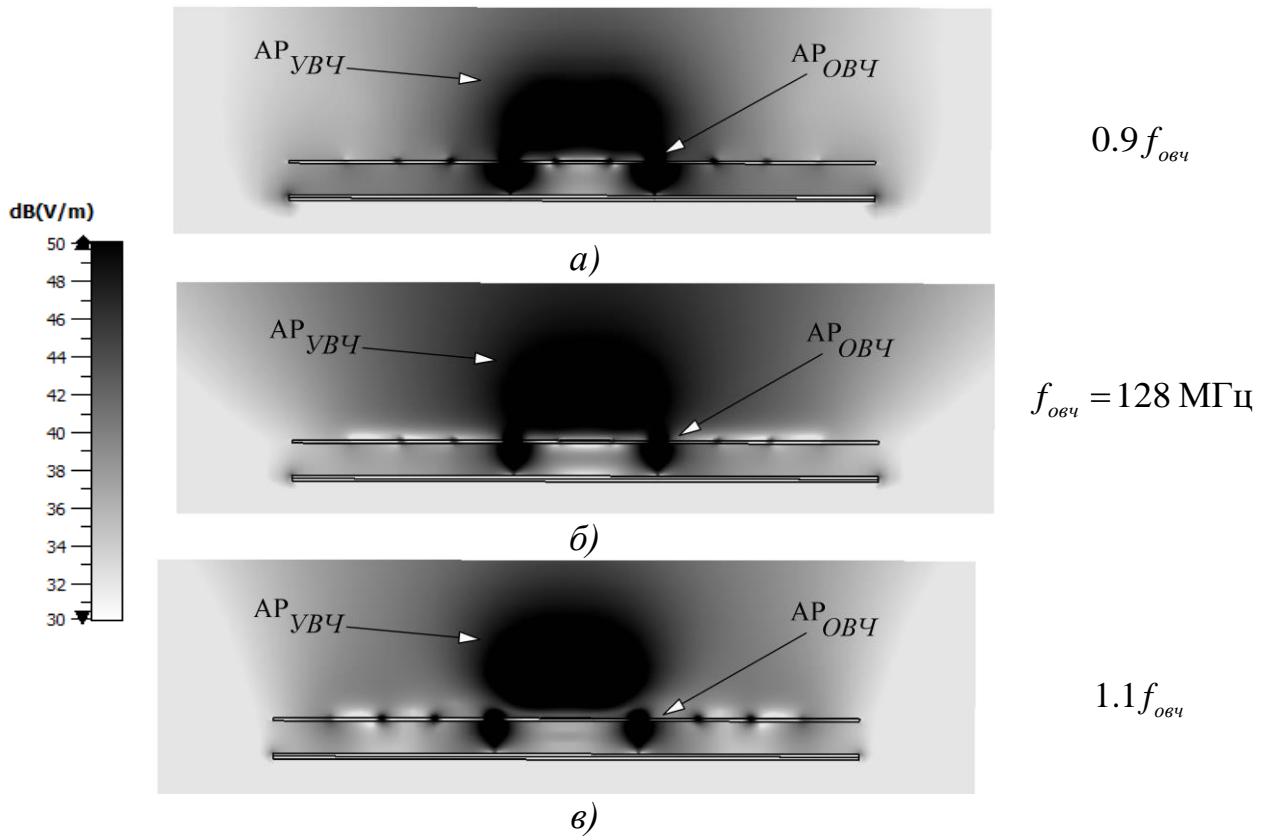


Рисунок 4.16 – Распределение вектора напряженности электрического поля в **H** – плоскости для AP ОБЧ диапазона.

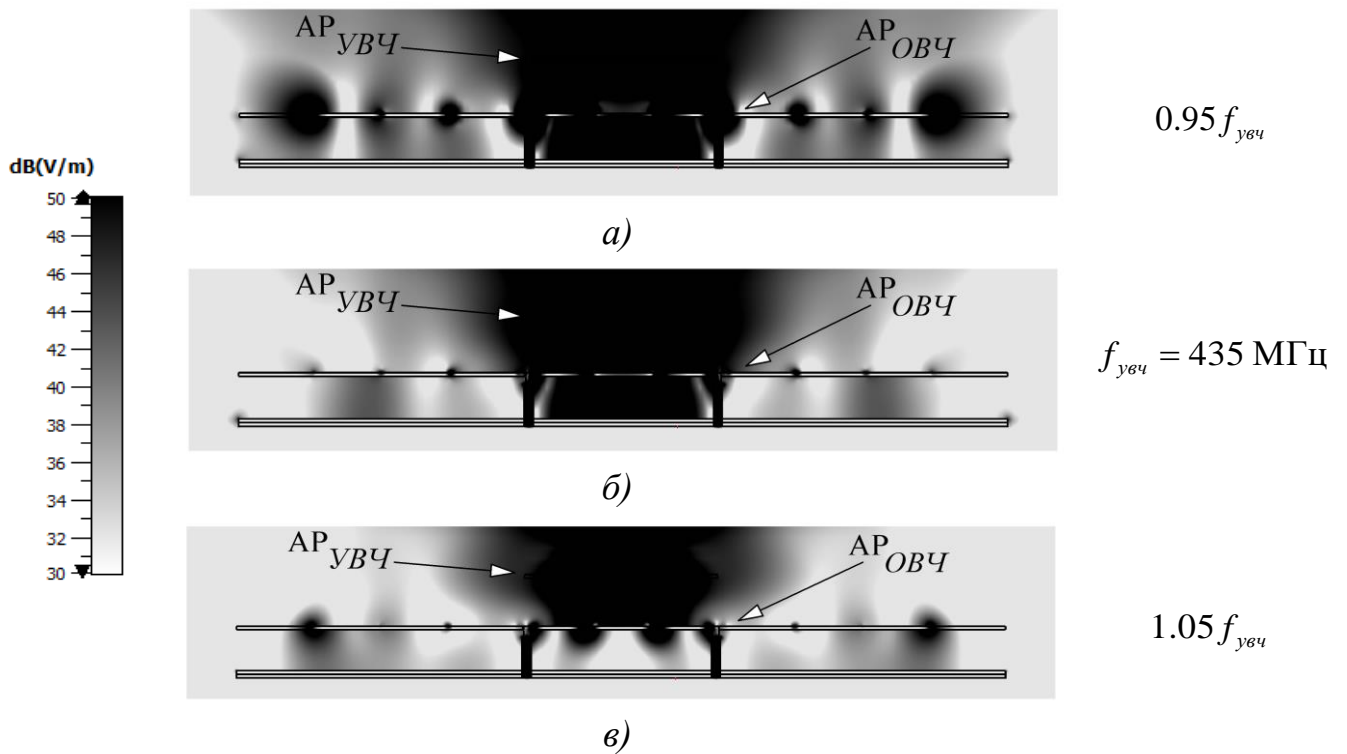


Рисунок 4.17 – Распределение вектора напряженности электрического поля в **H** – плоскости для AP УВЧ диапазона.

Из картины токов (рисунок 4.18) видно, что при возбуждении АР ОВЧ диапазона, на коаксиальные элементы системы возбуждения АР УВЧ наводятся токи, приводящие к искажению ДН в ОВЧ диапазоне.

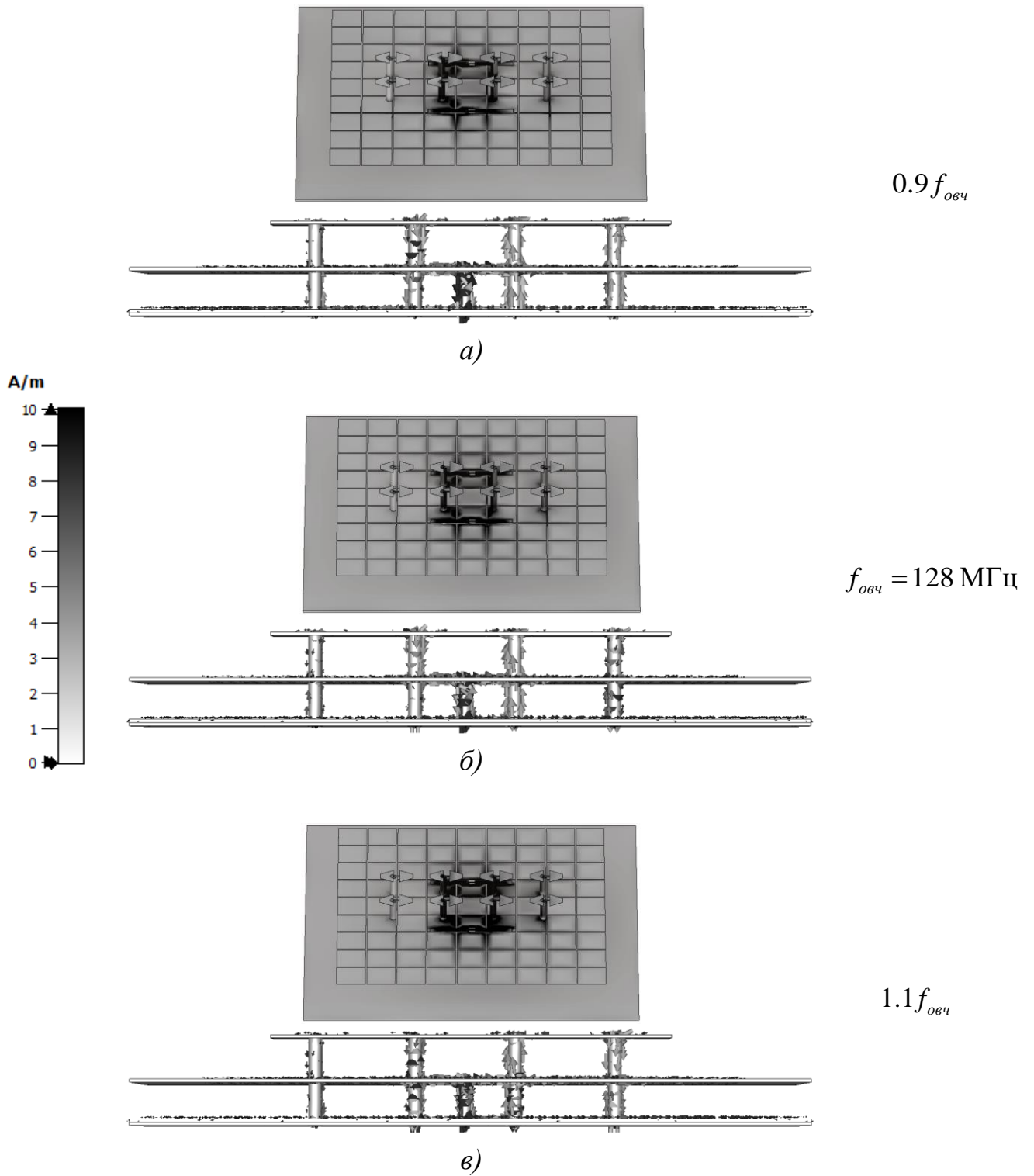


Рисунок 4.18 – Картина токов на поверхности АС при работе АР ОВЧ диапазона.

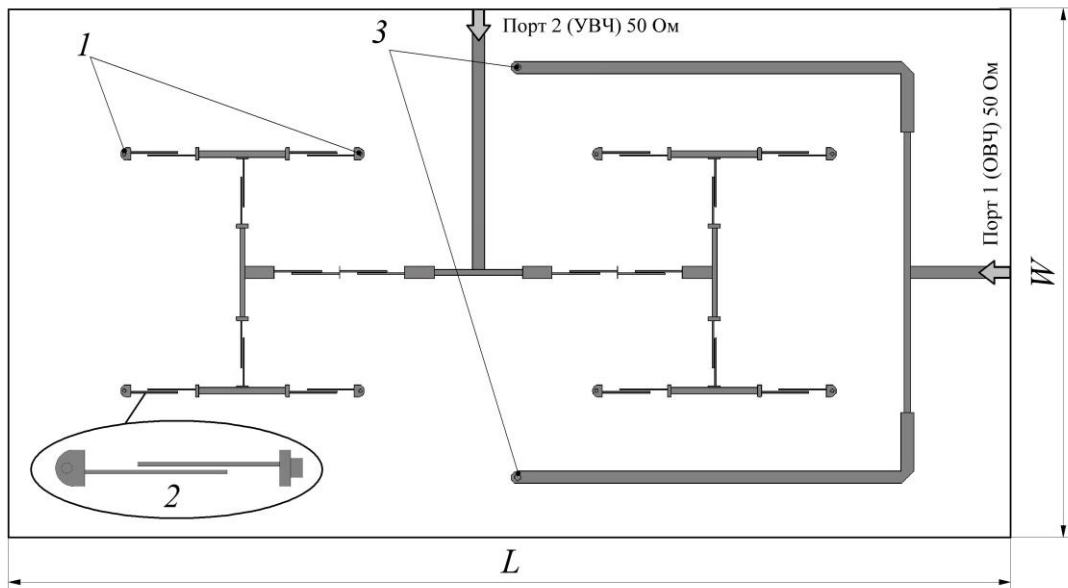
4.4 Методы улучшения характеристик совмещенной АС по схеме $ОВЧ_{down}||УВЧ_{up}$

В [97] показана процедура улучшения характеристик АС с применением фильтрующих устройств в фидерном тракте. Для обеспечения необходимого уровня развязки между диапазонами, используем в совмещенной АС (рисунок 4.9) фидерный тракт с фильтрующими свойствами на связанных линиях и оценим его влияние на характеристики совмещенной АС. Предложено устанавливать фильтрующий элемент в фидер АР УВЧ диапазона, однако, следует отметить, что особенно эффективно реализовывать такой фильтр и в ОВЧ диапазоне, но из-за этого усложняется конструкция всей АС.

На рисунке 4.19 приведена геометрия фидерного тракта совмещенной АС. Фидер выполнен в виде полосковой линии на печатной плате Rogers 3035 толщиной 1 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3.6$ и расположен под металлическим экраном. Фидерный тракт АР ОВЧ диапазон представляет собой делитель пополам, выходы которого нагружены на вертикальные возбуждающие коаксиальные линии. В фидерном тракте АР УВЧ диапазона используются связанные линии для создания фильтрующих свойств: в диапазоне частот 103...153 МГц коэффициент отражения от входа фидера ≥ -0.5 дБ, а в диапазоне частот 405...465 МГц ≤ -25 дБ.

Для лучшего понимания фильтрующих свойств фидера опишем подробно работу фильтра на связанных линиях. При возбуждении АР ОВЧ диапазона (порт 1) часть мощности доходящей до выходов ОВЧ излучателей наводится на фидерный тракт УВЧ диапазона. Происходит возбуждение фидера УВЧ диапазона, а сигнал начинает проходить путь от выходов фидера УВЧ диапазона до входа (порт 2). Далее происходит отражение сигнала от порта 2 и прохождение по фидеру УВЧ до фильтрующего элемента, в котором происходит отражение сигнала. Таким образом, сигнал начинает колебаться между входом УВЧ диапазона (порт 2) и фильтрующим элементом на частоте ОВЧ диапазона, тем самым обеспечивая необходимый уровень развязки в ОВЧ диапазоне.

Геометрические параметры печатной платы на которой расположен фидерный тракт указаны в п.4.3.3.



1 – выходы на коаксиалы излучателей УВЧ диапазона; 2 – фильтрующий элемент на связанных линиях; 3 – выходы на коаксиалы излучателей ОВЧ диапазона;

Рисунок 4.19 – Фидерный тракт совмещенной двухдиапазонной АС по схеме $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$.

На рисунке 4.20 показано сравнение напряженности электрического поля E вблизи фидерного тракта при возбуждении АР ОВЧ диапазона без фильтрующего элемента и с ним в фидере АР УВЧ диапазона. Видно, что наличие фильтра препятствует возбуждению фидера АР УВЧ диапазона, тем самым улучшает характеристики АС в ОВЧ диапазоне.

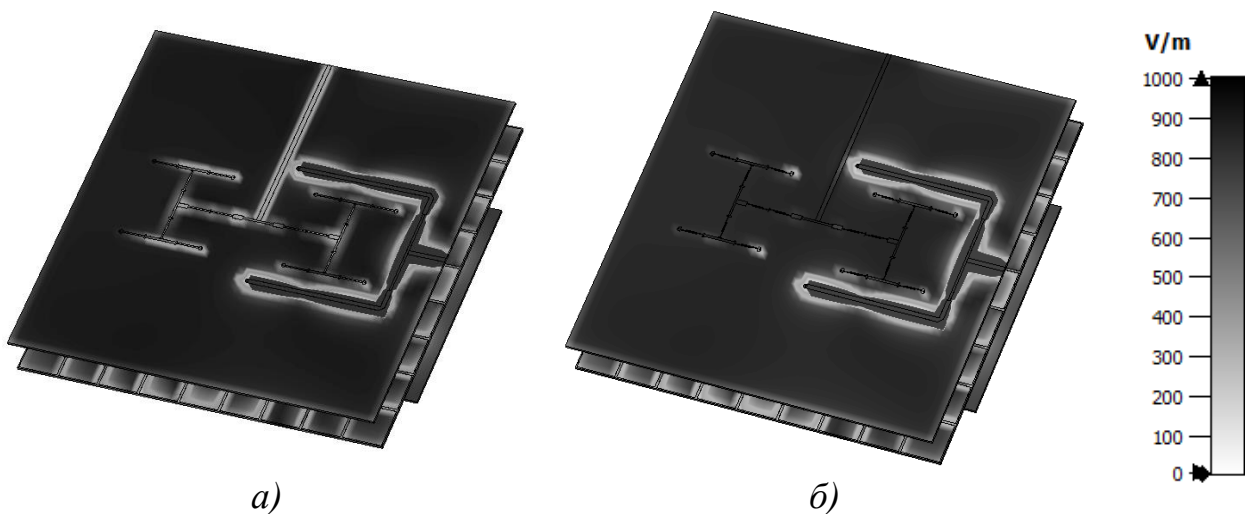
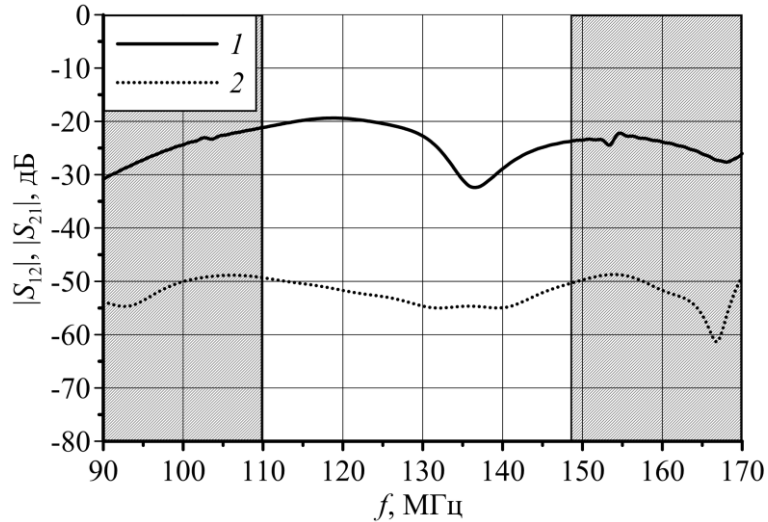


Рисунок 4.20 – Напряженность электрического поля E вблизи фидерного тракта:
а) – без фильтрующего элемента; б) – с фильтрующим элементом.

На рисунке 4.21 приведено сравнение развязки в рабочем диапазоне 110...148 МГц для случая с фильтрующим элементом и без него. Использование фидера с фильтрующими свойствами УВЧ АР позволило снизить значение развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в ОВЧ диапазоне до минус 50 дБ.



1 – без фильтрующего элемента; 2 – с фильтрующим элементом.

Рисунок 4.21 – Развязка совмещенной двухдиапазонной АС в ОВЧ диапазоне.

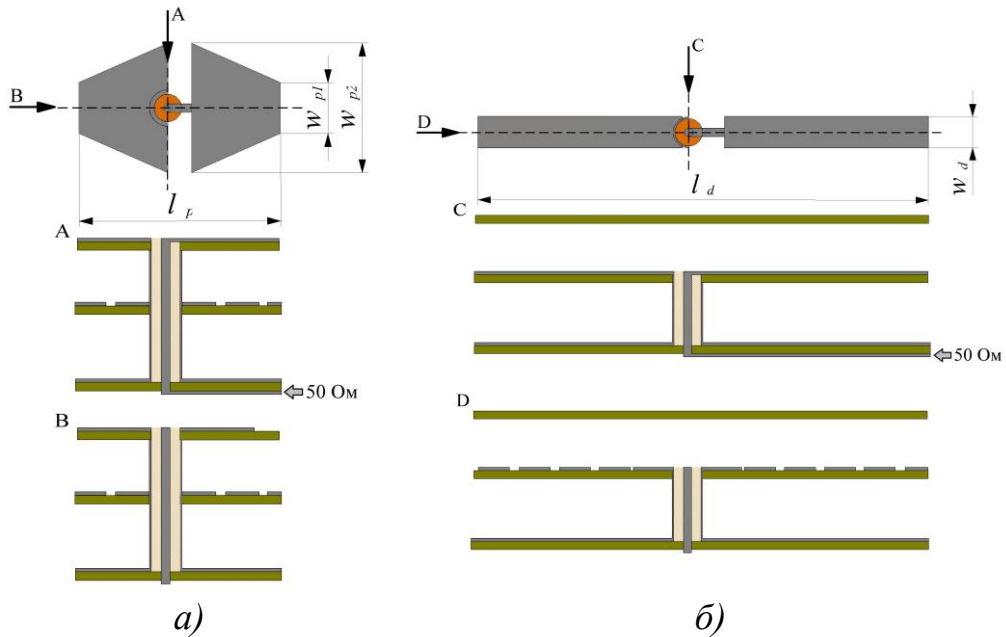


Рисунок 4.22 – Сечение возбуждающей коаксиальной линии: а) – УВЧ диапазона; б) – ОВЧ диапазона

4.4.1 Результаты моделирования совмещенной антенной системы $ОВЧ_{down} || УВЧ_{up}$

На рисунке 4.23а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа АР ОВЧ диапазона и развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в ОВЧ диапазоне. Величина коэффициента отражение $|\Gamma| < -10$ дБ (по

уровню КСВ < 2), при этом рабочая полоса системы составляет 30%. Значение развязки в рабочем диапазоне 110...148 МГц не превышает минус 50 дБ ($S_{21} \leq -50$). Использование фидера с фильтрующими свойствами УВЧ АР позволило обеспечить низкое значение развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в ОВЧ диапазоне. Кроме того, использование указанного фидера позволило частично устранить узкополосные «фидерные» резонансы, возникающие в ОВЧ диапазоне, которые обусловлены трансформирующими свойствами традиционного фидера, построенного на делителях пополам. Отметим, что на частоте $f \sim 165$ МГц (рисунок 4.21а) наблюдается резонансный эффект, вызванный влиянием АР УВЧ диапазона и питающих её коаксиальных кабелей.

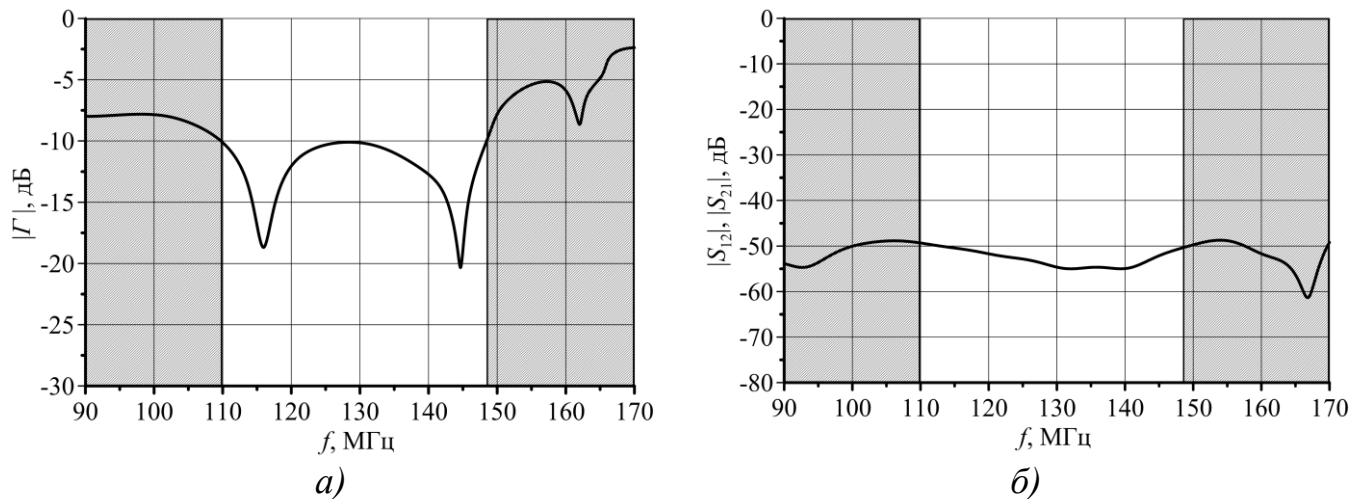
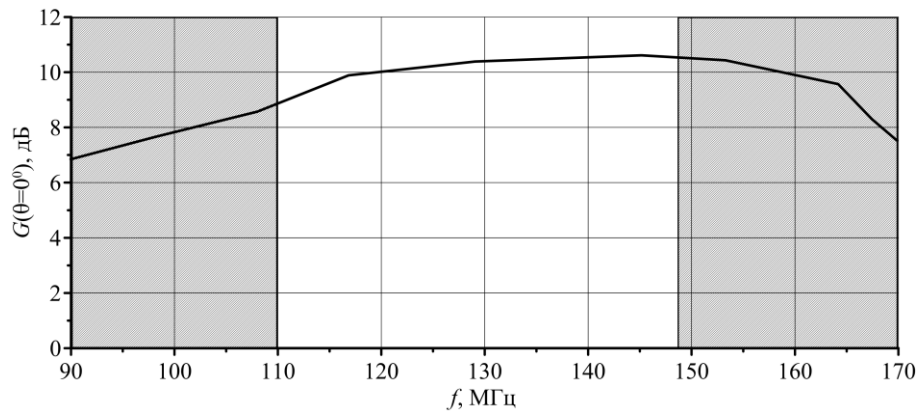


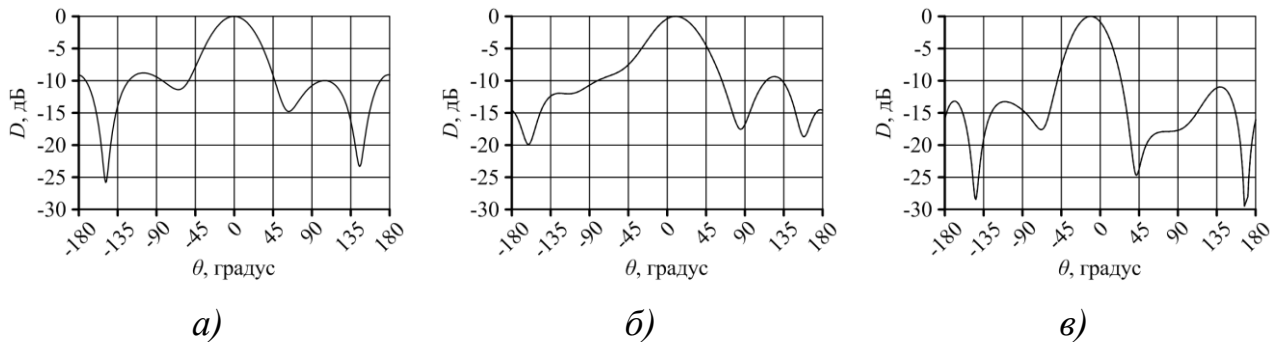
Рисунок 4.23 – S -параметры совмещенной двухдиапазонной АС в ОВЧ диапазоне: а) – коэффициент отражения; б) – развязка.

На рисунке 4.24 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. Падение КУ вблизи частоты 100 МГц, обусловлено конечным размером экрана АС (L и W на рисунке 4.9), а также расширение ДН АР из-за влияния коаксиальных кабелей АР УВЧ диапазона.

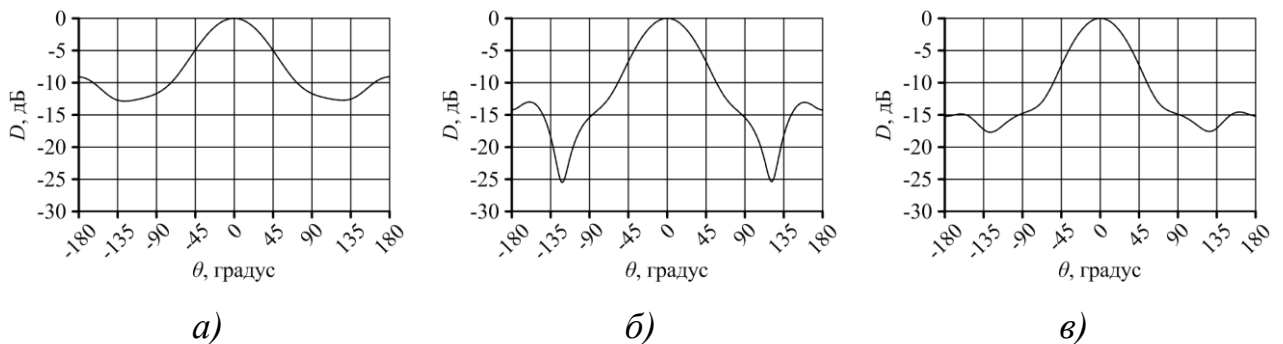


Рисунке 4.24 – КУ совмещенной двухдиапазонной АС в ОВЧ диапазоне.

На рисунке 4.25, 4.26 приведены ДН АР ОВЧ диапазона в **Е**- и **Н**-плоскостях на различных частотах. Наличие в конструкции ЧСС приводит к некоторому искажению и деградации ДН.



Рисунке 4.25 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в **Е**-плоскости: *а*) – 110 МГц; *б*) – 128 МГц; *в*) – 148 МГц.



Рисунке 4.26 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в **Н**-плоскости: *а*) – 110 МГц; *б*) – 128 МГц; *в*) – 148 МГц.

На рисунке 4.27, *б* приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа АР УВЧ диапазона и развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в УВЧ диапазоне. Величина коэффициента отражение $|\Gamma| < -10$ дБ (по уровню КСВ < 2), при этом рабочая полоса системы составляет 18%. Значение

развязки в рабочем диапазоне 400...470 МГц не превышает минус 25 дБ ($S_{12} \leq -25$).

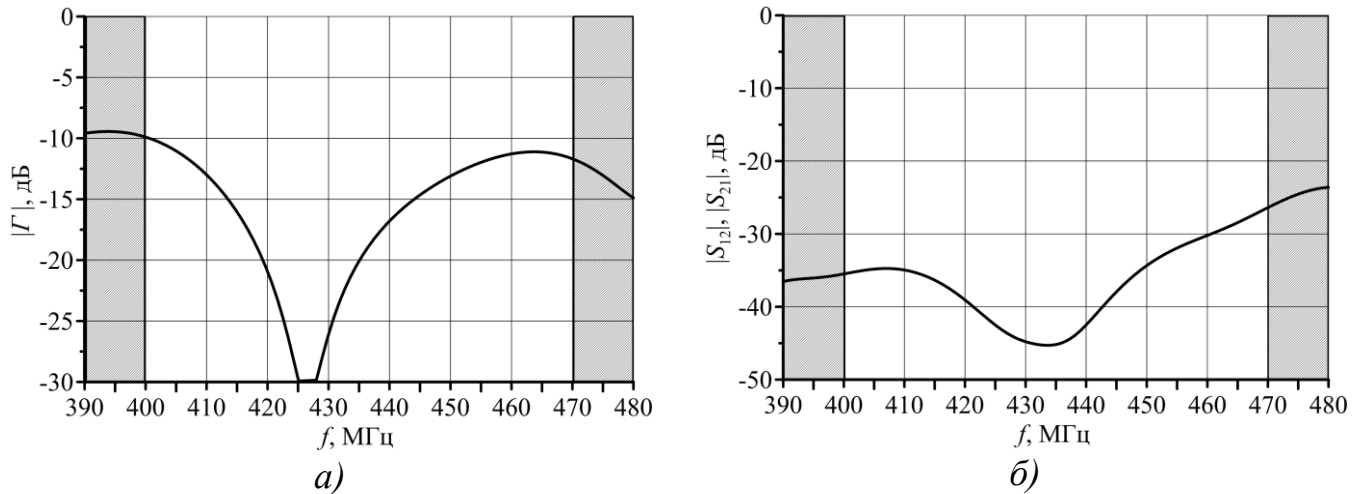


Рисунок 4.27 – S -параметры совмещенной двухдиапазонной АС в УВЧ диапазоне: а) – коэффициент отражения; б) – развязка.

На рисунке 4.28 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. В рабочем диапазоне частот, КУ ведет себя стабильно, без провалов и резонансов.

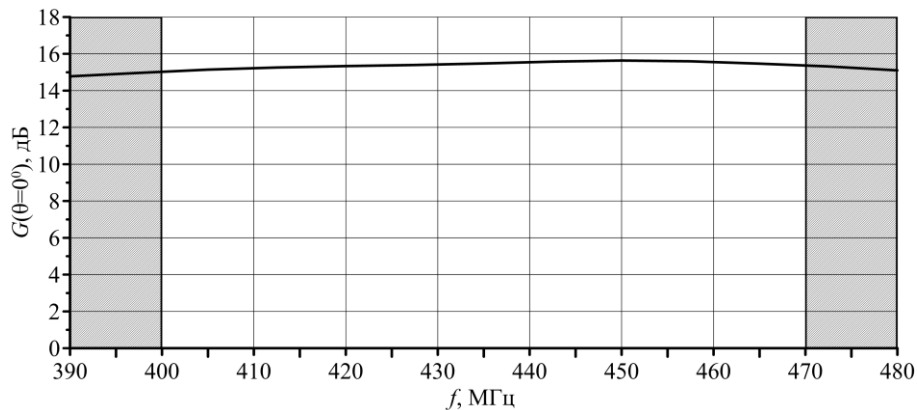


Рисунок 4.28 – КУ совмещенной двухдиапазонной АС в УВЧ диапазоне.

На рисунке 4.29, 4.30 приведены сечения ДН АР УВЧ диапазона в **Е**- и **Н**-плоскостях на различных частотах.

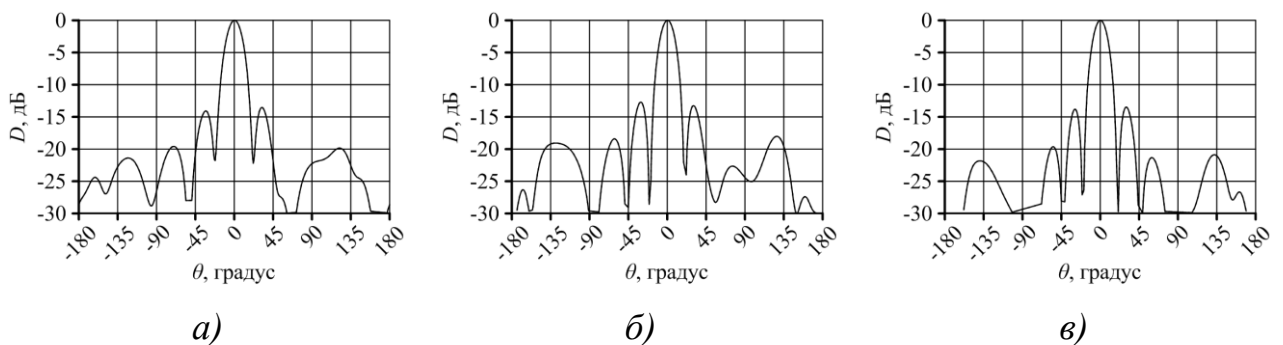


Рисунок 4.29 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в **Е**-плоскости: а) – 405 МГц; б) – 435 МГц; в) – 465 МГц.

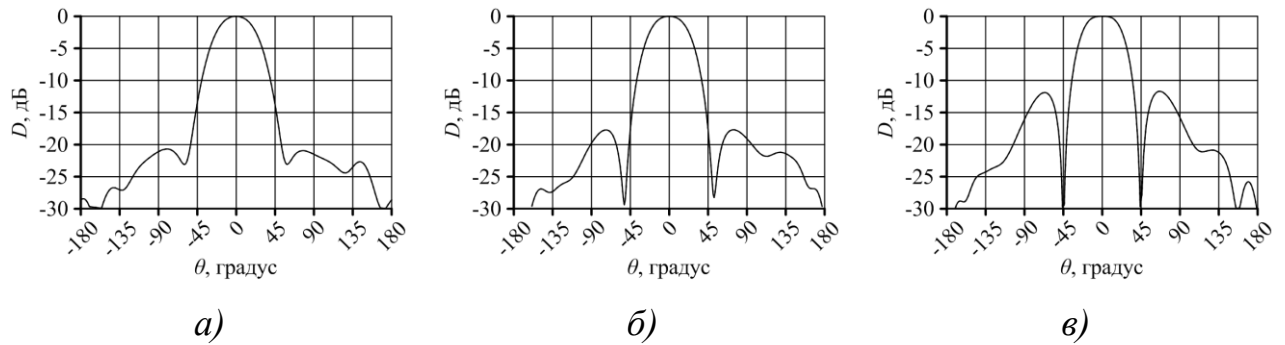


Рисунок 4.30 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в H -плоскости: а) – 405 МГц; б) – 435 МГц; в) – 465 МГц.

4.5 Совмещенная АС по схеме $УВЧ_{down} || ОВЧ_{up}$

Рассмотрим иное техническое решение, представленное на рисунке 4.1б. К достоинствам такой схемы построения можно отнести получение более низкого профиля АС по сравнению со схемой $ОВЧ_{down} || УВЧ_{up}$, что позволяет сохранить аэродинамику носителя, увеличить полосу рабочих частот и развязку. Как уже отмечалось ранее, требования низкосилуэтности приводит к необходимости использования ЧСС, обладающих свойствами искусственного магнитного проводника, реализующие коэффициент отражения +1 для ОВЧ диапазона и в тоже время являясь прозрачными для УВЧ диапазона [98].

Использование схемы совмещения $УВЧ_{down} || ОВЧ_{up}$ приводит к некоторым отличиям характеристик АР ОВЧ диапазона при комплексировании, которые могут быть обусловлены следующими причинами: конечным размером экрана совмещенной АС; узкополосными фидерными резонансами за счет трансформирующих свойств традиционного фидера; отличием фазы коэффициент отражения АМС от +1 на центральной частоте ОВЧ диапазона из-за переотражений между элементами УВЧ диапазона.

Отличие характеристик АР диапазона УВЧ при комплексировании может быть обусловлено следующими причинами: конечным размером экрана совмещенной АС; узкополосными фидерными резонансами за счет трансформирующих свойств традиционного фидера; влиянием АР ОВЧ диапазона и питающих её коаксиальных кабелей.

В работе рассмотрены взаимное влияние отмеченных искажающих факторов на характеристики каждой из подсистем и способы их устранения.

4.5.1 Выбор АМС структуры для схемы $УВЧ_{down} || ОБЧ_{up}$

В качестве периодической ячейки АМС, была выбрана структура, показанная на рисунке 4.31. АМС представляет собой металлическое кольцо шириной w_1 и толщиной s а также двумерную металлическую пластину шириной w_2 (темным цветом показана металлизация). Период ячейки АМС – $d_{АМС}$.

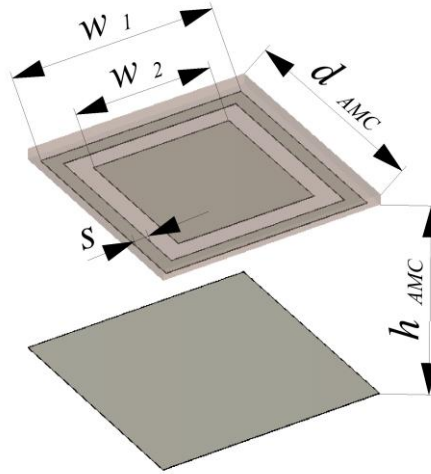


Рисунок 4.31 – Периодическая ячейка АМС для схемы $УВЧ_{down} || ОБЧ_{up}$.

Функционирование схемы на рисунке 4.1б предъявляет следующие требования к параметрам ЧСС со свойствами искусственного магнитного проводника:

$$\begin{aligned} -\pi/4 \leq \arg \Gamma \leq \pi/4 \text{ для } \Delta F_{овч}; \\ |\Gamma| \approx 0 \text{ для } \Delta F_{увч} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Выбранная целевая функция для оптимизации параметров АМС:

$$\Phi(d_{АМС}, w_1, w_2, s, h_{АМС}) = |\arg \Gamma(f_1)| + \sum_{f_2}^{f_3} \alpha \left[(|\arg \Gamma| - \pi/4) \right]^2 + \sum_{f_n}^{\Delta F_{увч}} \beta \left[|\Gamma| \right]^2 + G, \quad (4.9)$$

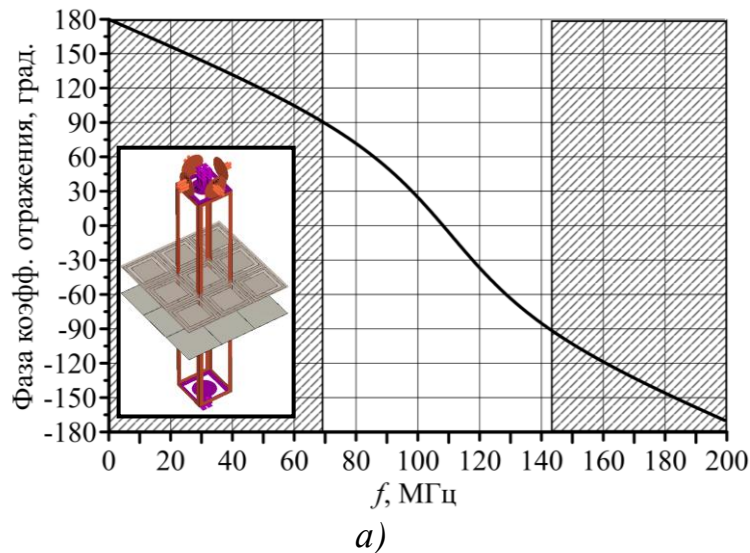
где α, β – весовые коэффициенты, f_m ($m=1,2,3$) – средняя и крайние частоты в полосе $\Delta F_{овч}$, f_n ($n=1,2,3$) – средняя и крайние частоты в полосе $\Delta F_{увч}$,

$G(d_{AMC}, w_1, w_2, s, h_{AMC})$ – штрафная функция. При этом решение находится из условия его минимизации:

$$(d_{AMC}, w_1, w_2, s, h_{AMC})_{opt} = \left\{ (d_{AMC}, w_1, w_2, s, h_{AMC}) : \min [\Phi(d_{AMC}, w_1, w_2, s, h_{AMC})] \right\} \quad (4.10)$$

Решение задачи минимизации сводится к поиску возможных решений, удовлетворяющих минимуму целевой функции (4.9). Штрафная функция G накладывает ограничения на геометрические размеры АМС. Основные параметры выбранной структуры: $d_{AMC} = 0.1\lambda_{овч} = 234.3$ мм, $w_1 = 0.097\lambda_{овч} = 227.8$ мм, $w_2 = 0.065\lambda_{овч} = 153.75$ мм, $s = 0.009\lambda_{овч} = 21.2$ мм, $h_{AMC} = 0.093\lambda_{овч} = 217.97$ мм. В качестве подложки АМС структуры использован материал Rogers RT6002 толщиной $t = 1.52$ мм, $\varepsilon = 2.94$.

На рисунке 4.32а, б показаны результаты моделирования фазы коэффициента отражения АМС структуры и коэффициента отражения для ЧСС в свободном пространстве. Видно (рисунок 4.32б), что в УВЧ диапазоне ЧСС структура прозрачна.



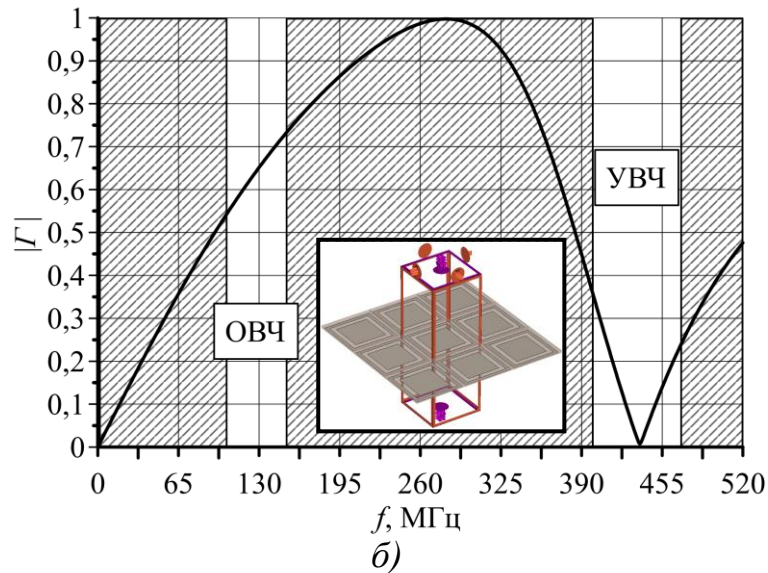
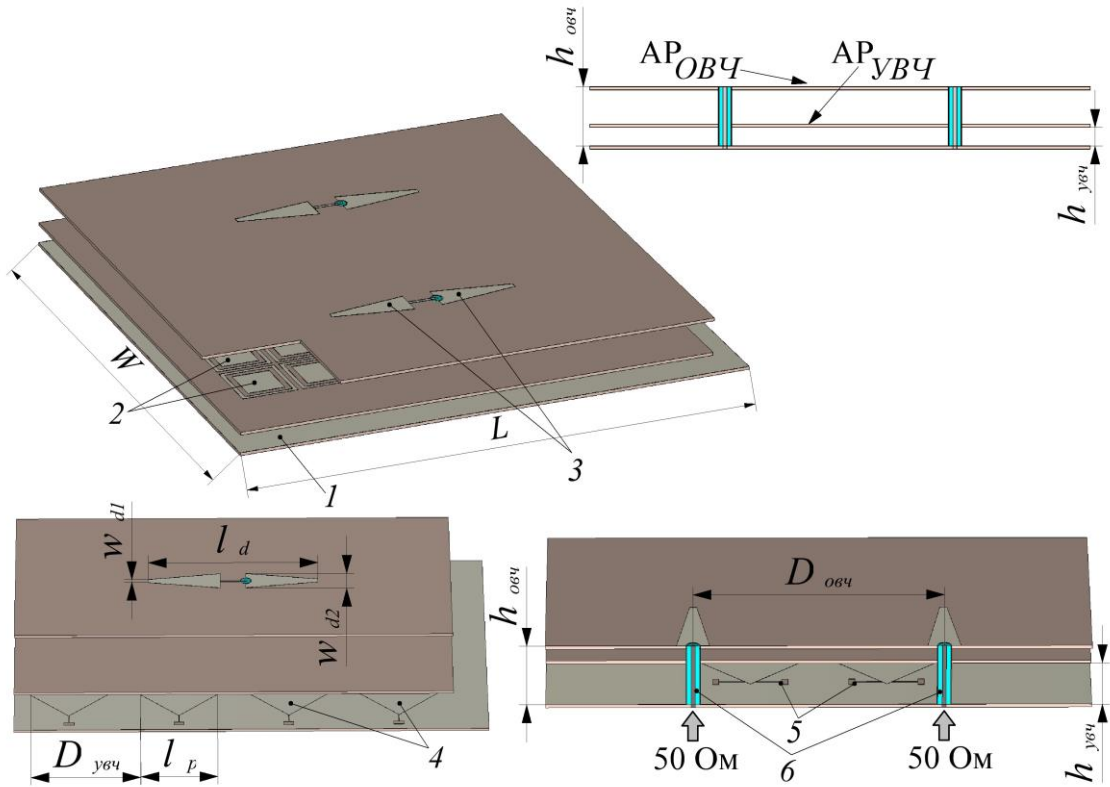


Рисунок 4.32 – Фаза коэффициента отражения АМС структуры *a)* и модуль коэффициента отражения для ЧСС в свободном пространстве *б)*.

4.5.2 Описание совмещенной антенной системы $УВЧ_{down} || ОВЧ_{up}$

На рисунке 4.33 приведен общий вид разработанной совмещенной двухдиапазонной АС. Как и для случая $ОВЧ_{down} || УВЧ_{up}$, АР ОВЧ диапазона представляет собой два печатных вибраторных излучателя, запитываемых синфазно и разнесенных в **H**-плоскости на расстояние $D \sim \lambda_{овч}/2$ [93]. АР УВЧ диапазона представляет собой восьми элементную решётку (размерностью 4x2), расположенную между металлическим экраном и АР ОВЧ диапазона. В качестве излучающего элемента был выбран печатный излучатель (патч). АМС структуры при такой схеме построения в УВЧ диапазоне «прозрачны», в то время как в ОВЧ диапазоне они реализуют коэффициент отражения +1. Обе АР построены на диэлектрической подложке Rogers RT6002 толщиной $t = 1.52$ мм, $\varepsilon = 2.94$. Габариты прототипированной совмещенной антенной системы: $L = 0.86\lambda_{овч} = 2016$ мм, $w = 0.8\lambda_{овч} = 1875$ мм.



1 – металлический экран; 2 – ЧСС; 3 – излучатели ОВЧ диапазона;
 4 – излучатели УВЧ диапазона; 5 – Н-образные щели для возбуждения
 излучателей УВЧ диапазона; 6 – коаксиальная система питания ОВЧ диапазона;
 AP_{УВЧ} – антенная решетка УВЧ диапазона; AP_{ОВЧ} – антенная решетка ОВЧ
 диапазона

Рисунок 4.33 – Совмещенная АС $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ авиационного мониторинга
 земной поверхности.

Основные геометрические параметры AP ОВЧ и УВЧ диапазонов:

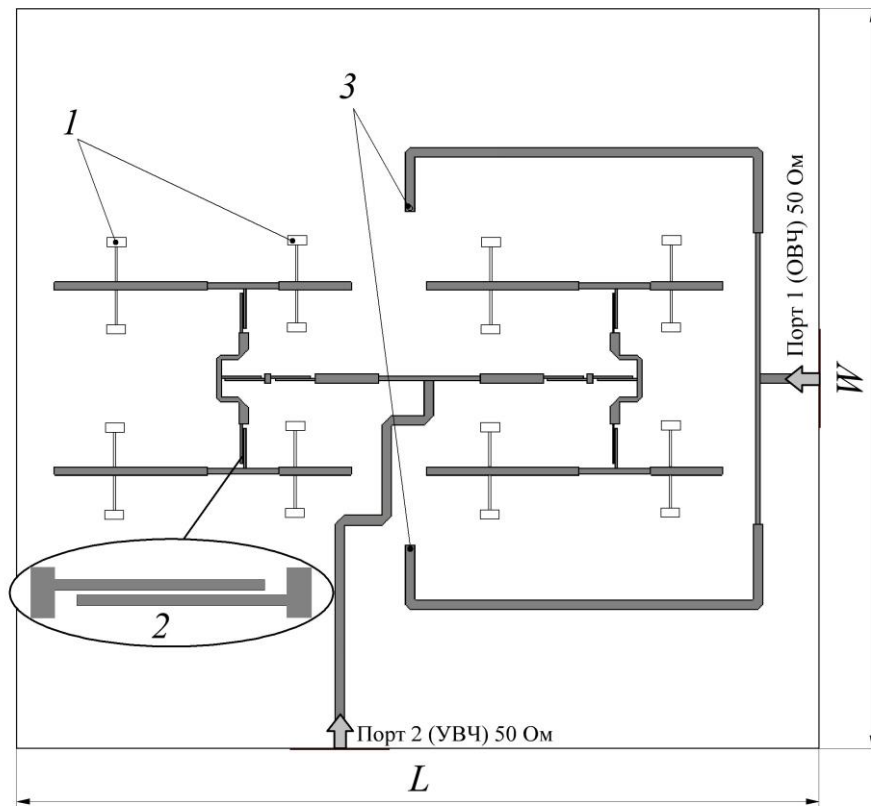
$$l_d = 0.31\lambda_{овч} = 726.5 \text{ мм}, \quad D_{овч} = 0.36\lambda_{овч} = 843.75 \text{ мм}, \quad w_{d1} = 0.01\lambda_{овч} = 23.5 \text{ мм},$$

$$w_{d2} = 0.048\lambda_{овч} = 112.5 \text{ мм}, \quad h_{овч} = 0.098\lambda_{овч} = 229.7 \text{ мм}, \quad D_{увч} = 0.61\lambda_{увч} = 420.7 \text{ мм},$$

$$l_p = 0.43\lambda_{увч} = 296.55 \text{ мм}, \quad h_{увч} = 0.093\lambda_{овч} = 64.1 \text{ мм}.$$

На рисунке 4.34 приведена геометрия фидерного тракта совмещенной АС. Как и для случая схемы совмещения $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$, фидер выполнен в виде полосковой линии на печатной плате Rogers RT6002 толщиной $t=1.52$ мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2.94$ и расположен под металлическим экраном. Фидерный тракт AP ОВЧ диапазон представляет собой делитель пополам, выходы которого нагружены на вертикальные возбуждающие коаксиальные линии. В фидерном тракте AP УВЧ диапазона также используются

связанные линии для создания фильтрующих свойств: в диапазоне частот 103...153 МГц коэффициент отражения от входа фидера ≥ -0.5 дБ, а в диапазоне частот 405...465 МГц ≤ -25 дБ.



1 – H-образные щели для возбуждения излучателей УВЧ диапазона; 2 – фильтрующий элемент на связанных линиях; 3 – выходы на коаксиалы излучателей ОВЧ диапазона

Рисунок 4.34 – Фидерный тракт совмещенной двухдиапазонной АС по схеме $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$.

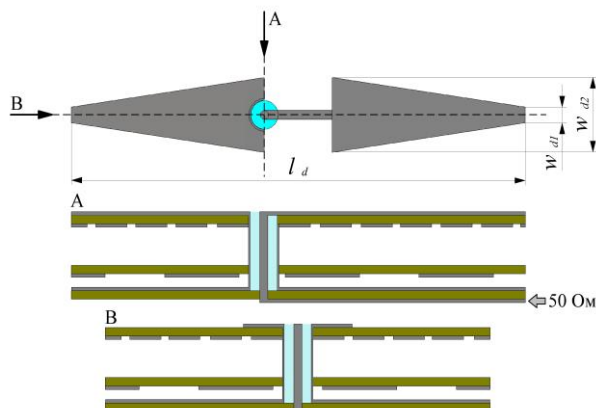


Рисунок 4.35 – Сечение возбуждающей коаксиальной линии ОВЧ диапазона.

4.5.3 Результаты моделирования совмещенной антенной системы $УВЧ_{down}||ОВЧ_{up}$

Расчет совмещенной двухдиапазонной АС проводился двумя методами полноволнового моделирования: методом конечных разностей во временной области (КРВО) и методом конечных элементов (КЭ). Следует отметить, что в ОВЧ диапазоне использовались сетки разбиения из 35.5 млн. прямоугольных ячеек (при расчете методом КРВО) и 1352 тыс. тетраидальных ячеек (при расчете методом КЭ). В УВЧ диапазоне использовались сетки разбиения из 102 млн. прямоугольных ячеек (при расчете методом КРВО) и 4243 тыс. тетраидальных ячеек (при расчете методом КЭ).

На рисунке 4.36а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|Γ|$ от входа АР ОВЧ диапазона и развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в ОВЧ диапазоне. Величина коэффициента отражения $|Γ| < -9$ дБ (по уровню КСВ < 2.5), при этом рабочая полоса системы составляет 40%. Значения развязки в рабочем диапазоне 103...153 МГц не превышает минус 40 дБ ($S_{21} \leq -40$). Использование фидера с фильтрующими свойствами УВЧ АР позволило обеспечить низкое значение развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в ОВЧ диапазоне. Кроме того, использование указанного фидера позволило частично устранить узкополосные «фидерные» резонансы, возникающие в ОВЧ диапазоне, которые обусловлены трансформирующими свойствами традиционного фидера, построенного на делителях пополам. Следует отметить, что на частоте $f \sim 155$ МГц (рисунок 4.26а) наблюдается резонансный эффект, вызванный конечным размером экрана АС и затеканием токов на краях апертуры АР УВЧ диапазона, при работе АР ОВЧ диапазона.

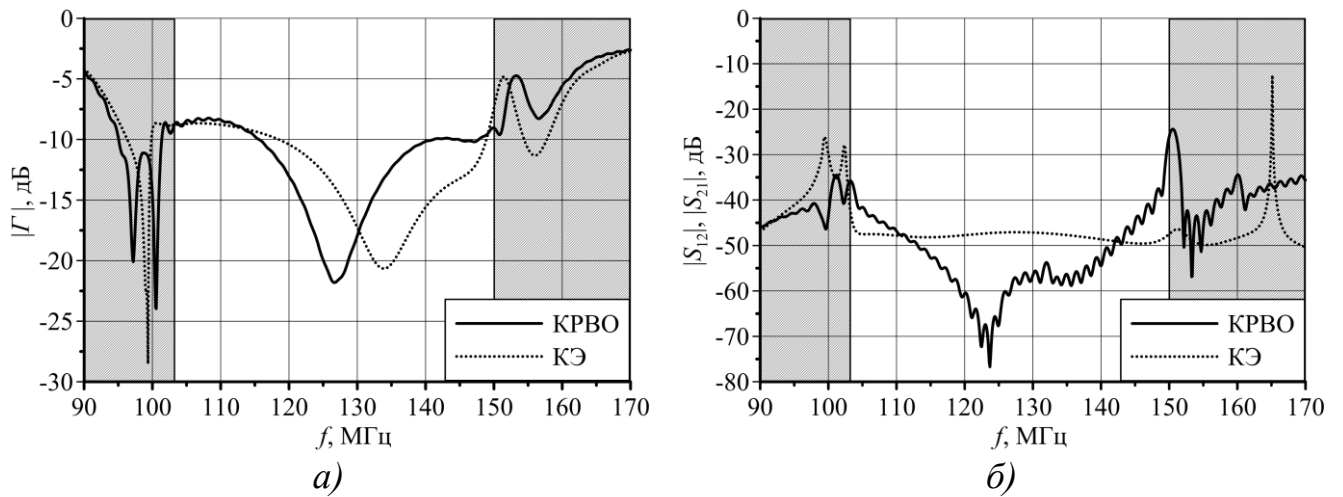
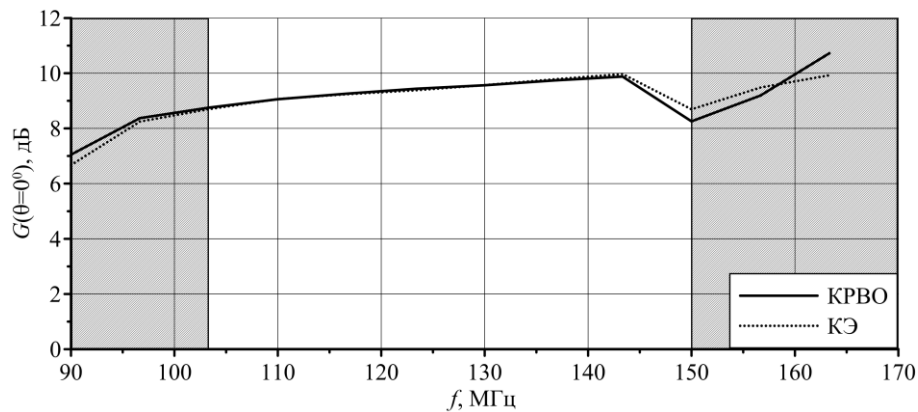


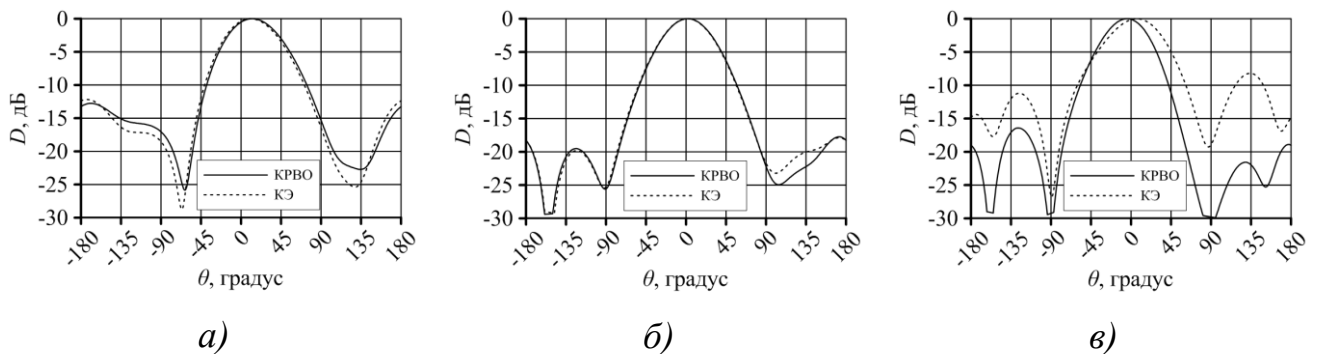
Рисунок 4.36 – S -параметры совмещенной двухдиапазонной АС в ОВЧ диапазоне: а) – коэффициент отражения; б) – развязка.

На рисунке 4.37 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. Падение КУ вблизи частоты 100 МГц, обусловлено конечным размером экрана АС (L и W на рисунке 4.23).

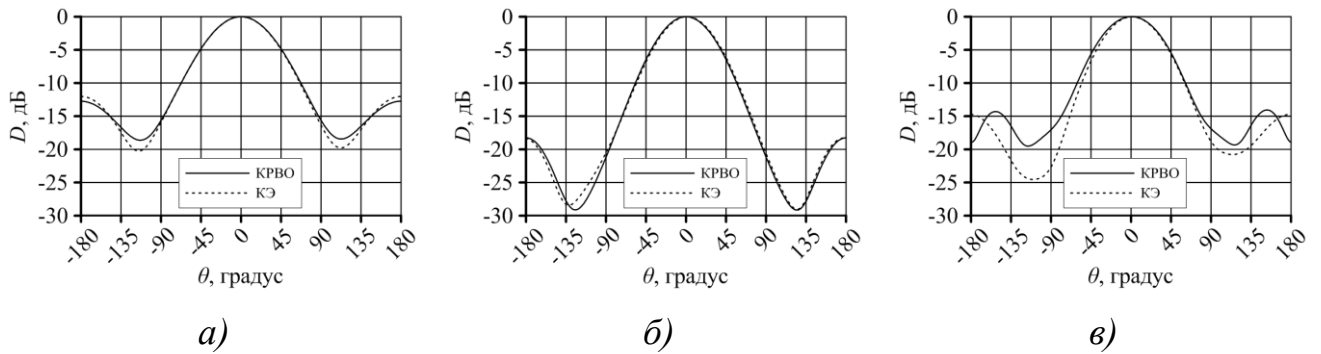


Рисунке 4.37 – КУ совмещенной двухдиапазонной АС в ОВЧ диапазоне.

На рисунке 4.38, 4.39 приведены ДН АР ОВЧ диапазона в **Е**- и **Н**-плоскостях на различных частотах. Наличие в конструкции ЧСС приводит к некоторому искажению и деградации ДН.



Рисунке 4.38 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в **Е**-плоскости: а) – 103 МГц; б) – 128 МГц; в) – 150 МГц.



Рисунке 4.39 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в \mathbf{H} -плоскости: а) – 103 МГц; б) – 128 МГц; в) – 150 МГц.

На рисунке 4.40а, б приведены соответственно зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа АР УВЧ диапазона и развязки между АР ОВЧ и УВЧ диапазонов в УВЧ диапазоне. Величина коэффициента отражения $|\Gamma| < -10$ дБ (по уровню КСВ < 2), при этом рабочая полоса системы составляет 18%. Значение развязки в рабочем диапазоне 400...470 МГц не превышает минус 20 дБ ($S_{12} \leq -20$).

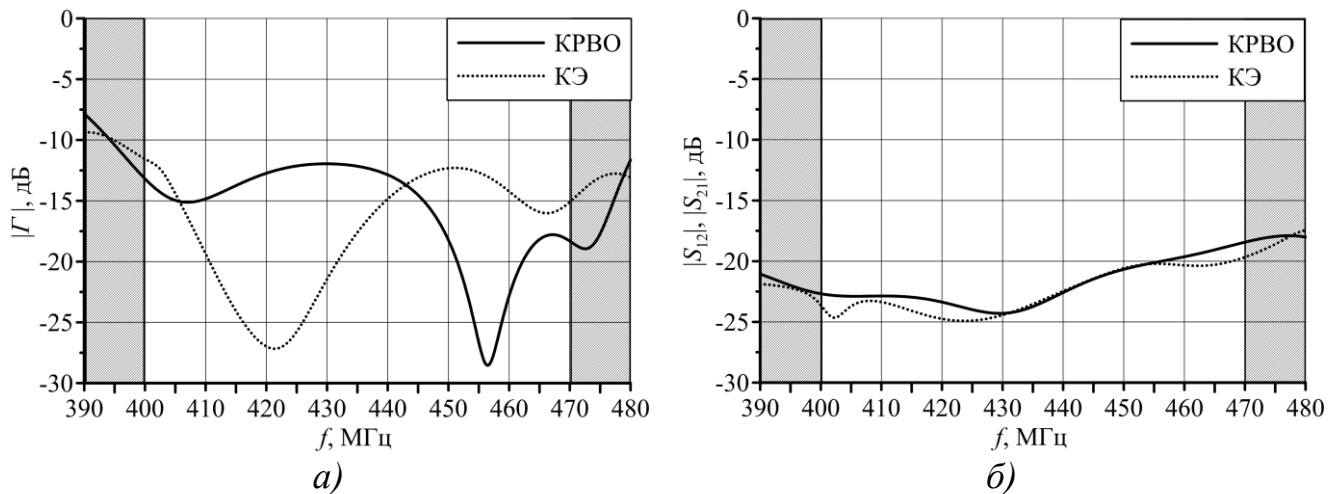


Рисунок 4.40 – S -параметры совмещенной двухдиапазонной АС в УВЧ диапазоне: а) – коэффициент отражения; б) – развязка.

На рисунке 4.41 приведена зависимость КУ ($G(\theta = 0^\circ)$) от частоты. В рабочем диапазоне частот, КУ ведет себя стабильно без заметных провалов и резонансов.

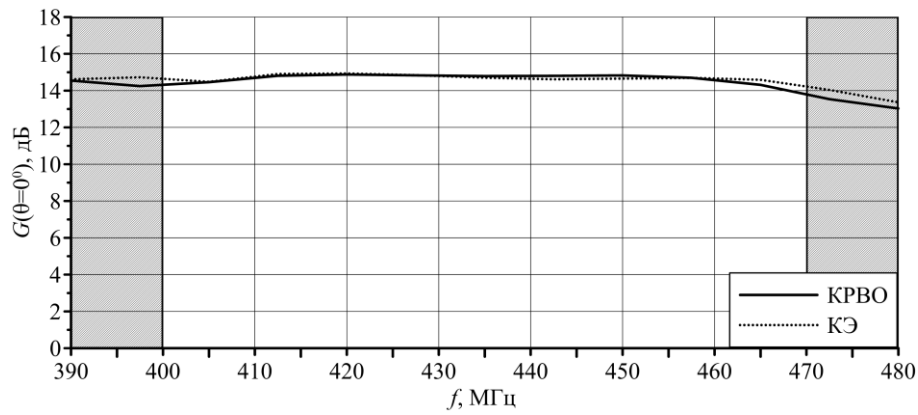


Рисунок 4.41 – КУ совмещенной двухдиапазонной АС в УВЧ диапазоне.

На рисунке 4.42, 4.43 приведены сечения ДН АР УВЧ диапазона в **Е**- и **Н**-плоскостях на различных частотах.

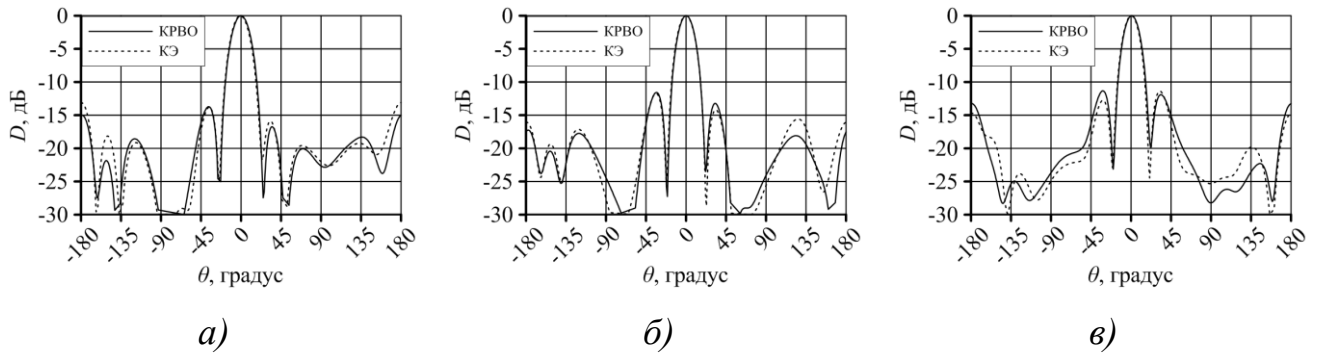


Рисунок 4.42 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в **Е**-плоскости: а) – 405 МГц; б) – 435 МГц; в) – 465 МГц.

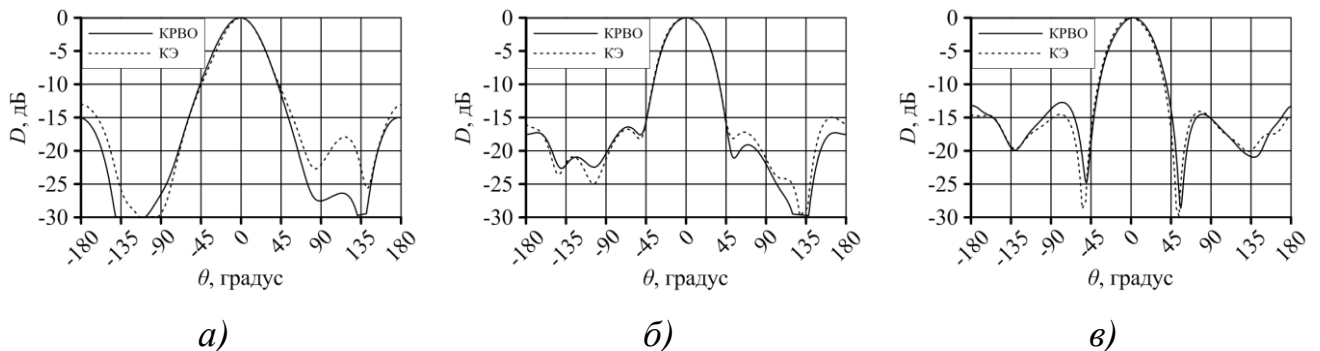


Рисунок 4.43 – Диаграмма направленности совмещенной АС в ОВЧ диапазоне в **Н**-плоскости: а) – 405 МГц; б) – 435 МГц; в) – 465 МГц.

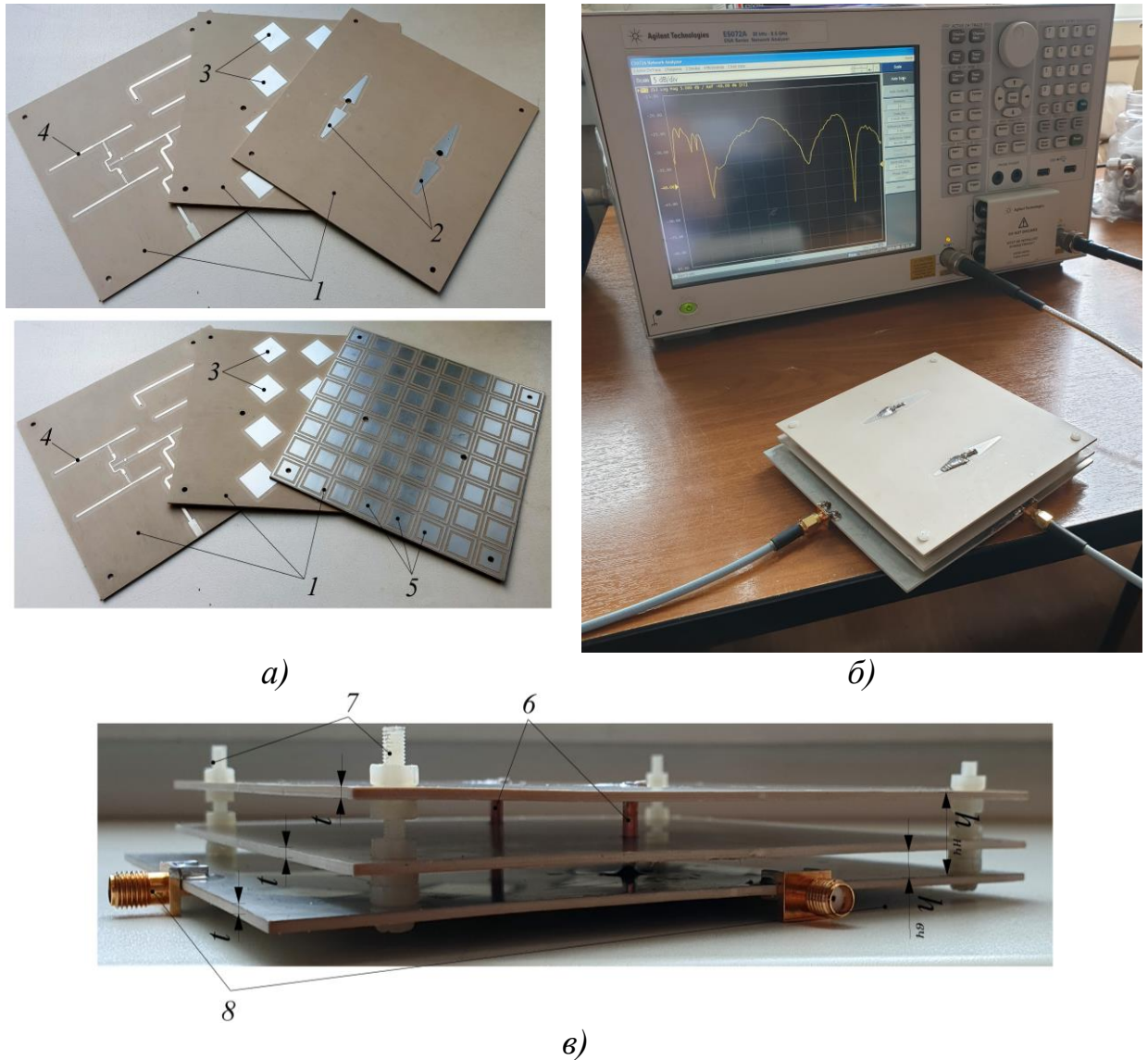
В таблице 4.1 приведены сравнительные характеристики двух схем совмещения АС ОВЧ/УВЧ диапазонов. Видно, что применение схемы $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ дает выигрыш в поперечном размере АС по сравнению с первой схемой совмещения $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$.

Таблица 4.1 – Сравнение двух схем совмещения АС на основе искусственного магнитного проводника.

№ схемы	Типы схем совмещения	Высота профиля АС	G, дБ		$\Delta\omega_{3дБ}, \%$	Развязка, дБ
			ОВЧ	УВЧ		
1	$ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$	$0.17\lambda_{овч} = 398.4 \text{ мм}$	ОВЧ	9...10.5	30	$S_{21} \leq -50$
			УВЧ	≥ 15		
2	$УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$	$0.098\lambda_{овч} = 229.7 \text{ мм}$	ОВЧ	8...10	40	$S_{21} \leq -40$
			УВЧ	≥ 15		

4.6 Макетирование и экспериментальные результаты

Изготовлен макет совмещенной АС в одной апертуре по схеме $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ размерностью в ОВЧ диапазоне (1x2) с печатными вибраторными излучателями, в УВЧ диапазоне (4x2) на основе двумерных печатных элементов, с использованием принципа электродинамического подобия (с сохранением соотношения частот 1:3, рисунок 4.44а, б). Для такой АС введено обозначение $ВЧ_{down} \parallel НЧ_{up}$ (НЧ – низкочастотная АР 2, ВЧ – высокочастотная АР 3). Для центральной частоты ОВЧ диапазона $f_{овч} = 128 \text{ МГц}$, частота подобия НЧ была выбрана $f_{нч} = 2 \text{ ГГц}$, для центральной частоты УВЧ диапазона $f_{увч} = 435 \text{ МГц}$ частота подобия ВЧ составила $f_{вч} = 6 \text{ ГГц}$. В качестве диэлектрической подложки 3 (материал печатных плат) использовался двухсторонний фольгированный диэлектрик Rogers RT6002 толщиной $t = 1.52 \text{ мм}$, $\varepsilon = 2.94$. Рисунок топологии получен фрезеровочным методом. Для питания НЧ АР использовались металлические цилиндрические проводники 6 (отрезки коаксиального кабеля RG-58C/U), внешний экран которого припаивается к одному из плеч печатных вибраторов, а центральный проводник к другому. Для крепления печатных плат между собой, использованы нейлоновые винты М3 7. Питание НЧ и ВЧ антенн осуществляется через разъёмы SMA-РПМП-Х-1-078-1.М 8.



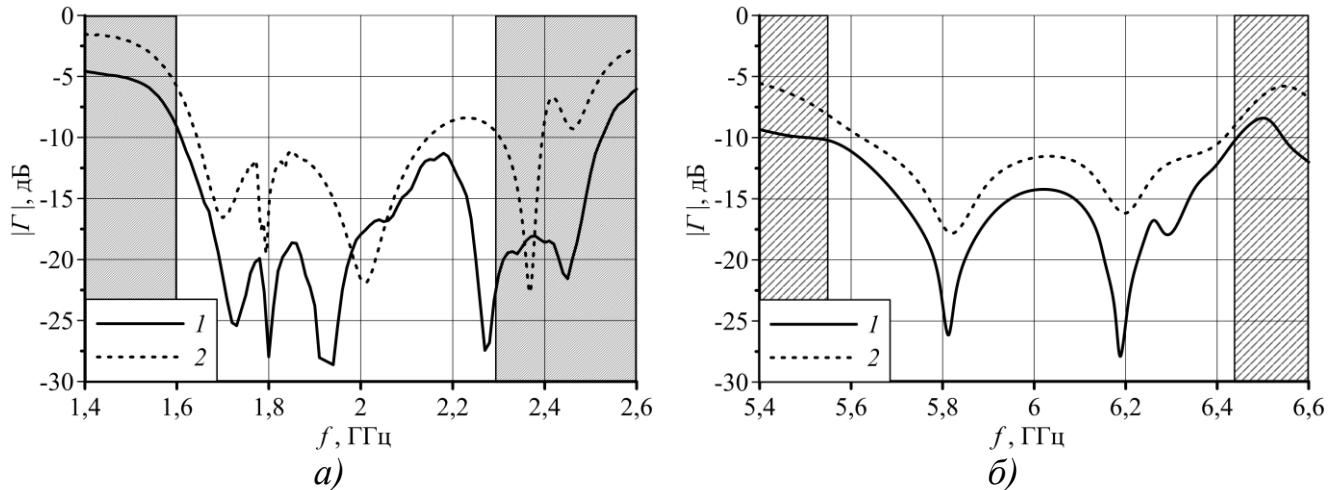
1 – печатные платы; 2 – излучатели НЧ АР; 3 – излучатели ВЧ АР; 4 – полосковая фидерная система возбуждения; 5 – ЧСС; 6 – коаксиальная система питания ОВЧ диапазона; 7 – крепежные винты; 8 – разъемы питания

Рисунок 4.44 – Макет совмещенной АС $VЧ_{down} \parallel НЧ_{up}$ авиационного мониторинга земной поверхности. а) – печатные платы с топологией; б) – макет в сборе; в) – вид сбоку.

Достоверность полноволнового моделирования низкопрофильного совмещенной АС $VЧ_{down} \parallel НЧ_{up}$ контролировалась сравнением результатов, полученных методом КЭ и методом КРВО. При расчете методом КЭ число ячеек сетки дискретизации пространства составило 1352 тыс. ячеек, объем ОЗУ – 28 ГБ, продолжительность расчета 12 ядер ЦПУ с тактовой частотой 3.5 ГГц – 4 ч 32 м машинного времени. При расчете методом КРВО число ячеек сетки дискретизации пространства составило 102 млн. ячеек, объем ОЗУ – 42 ГБ,

продолжительность расчета 12 ядер ЦПУ с тактовой частотой 3.5 ГГц – 12 ч 44 м машинного времени.

На рисунке 4.45 представлены зависимости коэффициента отражения $|Γ|$ от частоты для НЧ АР (рисунок 4.14 а) и ВЧ (рисунок 4.14 б) диапазонов полученные в результате полноволнового моделирования методом КЭ, а также при экспериментальном измерении с помощью анализатора цепей Agilent E5072A серии ENA.

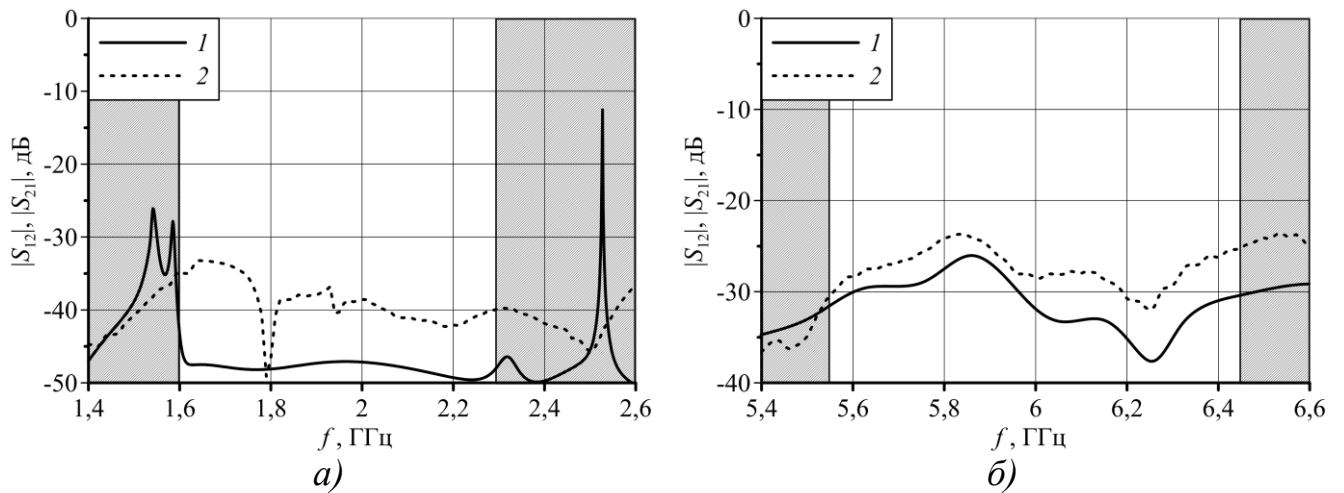


1 – полноволновое моделирование; 2 – экспериментальные измерения.

Рисунок 4.45 – Зависимость коэффициента отражения $|Γ|$ от частоты: а) – НЧ диапазон; б) – ВЧ диапазон.

В рабочей полосе частот коэффициент отражения $|Γ|$ электродинамической модели АС не превышает значения -10 дБ ($KCB < 2$). При экспериментальном измерении произошло ухудшение качества согласования (смещение кривой $|Γ|$ на 5-10 дБ), которое возможно из-за отклонения расстояния между платами от заданного (на 0.25...0.5 мм), точности фрезеровки топологии и параметров печатных плат ($ε, \tan δ$).

Рисунок 4.46 иллюстрирует зависимости параметров S_{12} , S_{21} , характеризующих развязку между НЧ и ВЧ АР. Из представленных графиков видно, что рассчитанная развязка не превышает -40 дБ в НЧ диапазоне и -25 дБ в ВЧ диапазоне соответственно. Измеренное значение развязки в между НЧ и ВЧ АР не превышает -32 дБ в НЧ диапазоне ($S_{12} \leq -32$) и -22 дБ в ВЧ ($S_{21} \leq -22$) диапазоне соответственно.



1 – полноволновое моделирование; 2 – экспериментальные измерения.

Рисунок 4.46 – Зависимость взаимовлияния НЧ и ВЧ АР: а) – НЧ диапазон; б) – ВЧ диапазон.

Измерения ДН макета совмещенной низкопрофильной АС проводились при помощи автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса ТМСА 1.0-40.0 Б 056 для измерения радиотехнических характеристик антенн методом ближнего поля в частотной области (рисунок 4.47).

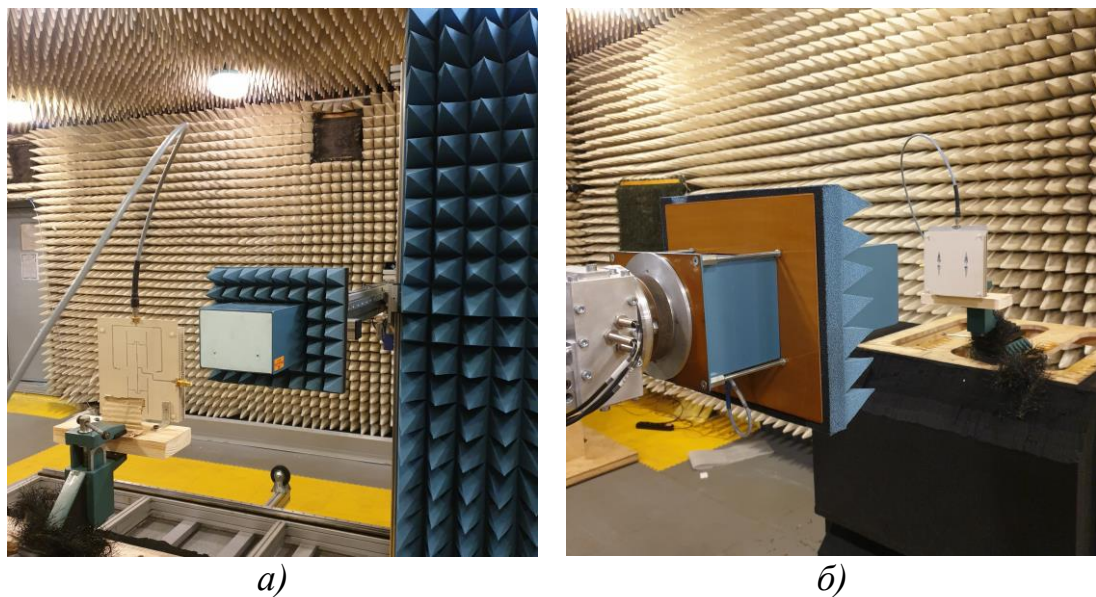
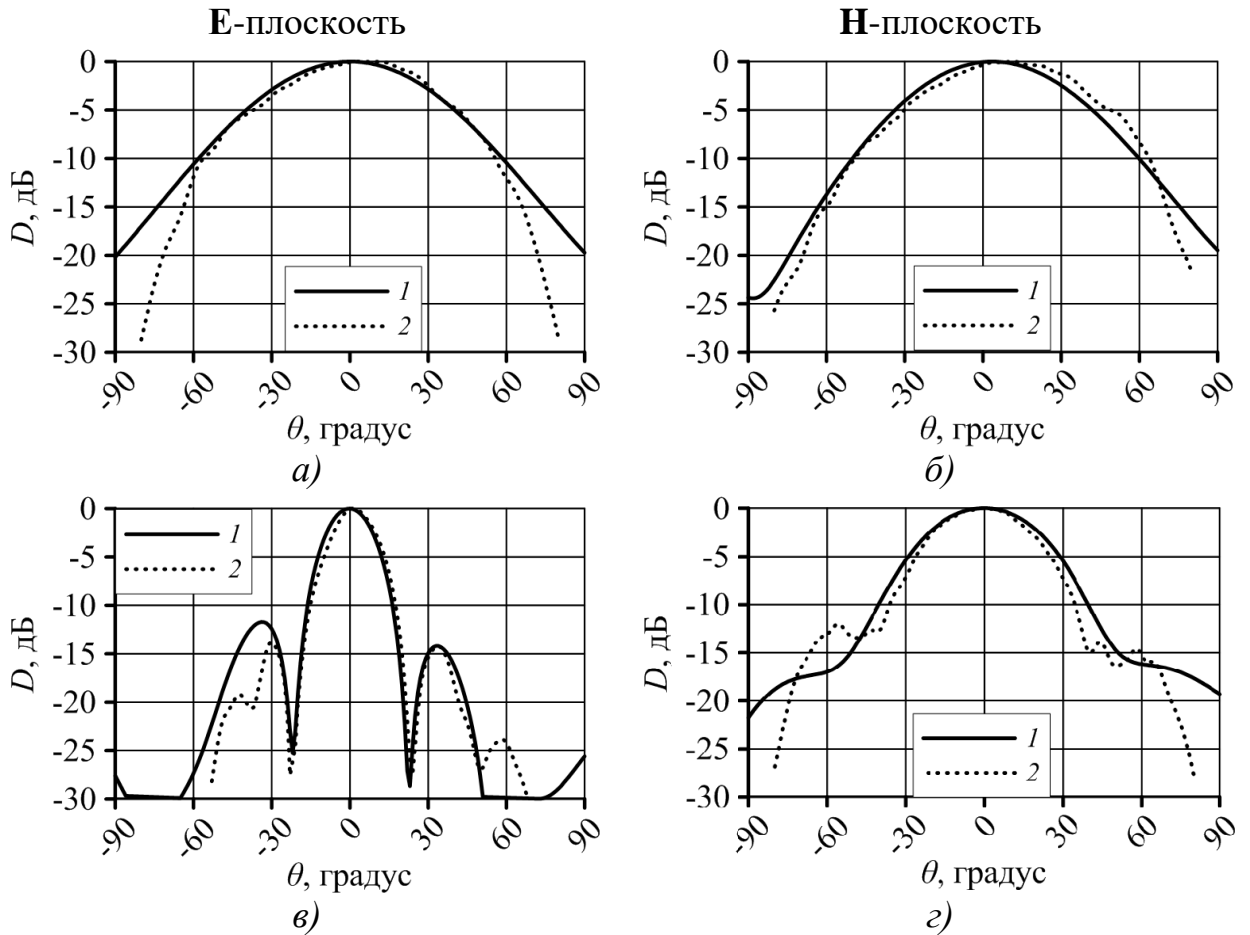


Рисунок 4.47 – К измерению ДН совмещенной АС по схеме $VЧ_{down} \parallel НЧ_{up}$ в измерительно-вычислительном комплексе: а) – вид сзади; б) – вид спереди.

На рисунке 4.48 представлены зависимости КНД совмещенной АС на частотах $f_{НЧ} = 2$ ГГц в НЧ диапазоне и $f_{ВЧ} = 6$ ГГц в ВЧ диапазоне от угла в **Е**- и **Н**-плоскостях. Полноволновое моделирование проводилось методом КЭ. Ухудшение формы ДН связано с монтажно-техническими работами, а также

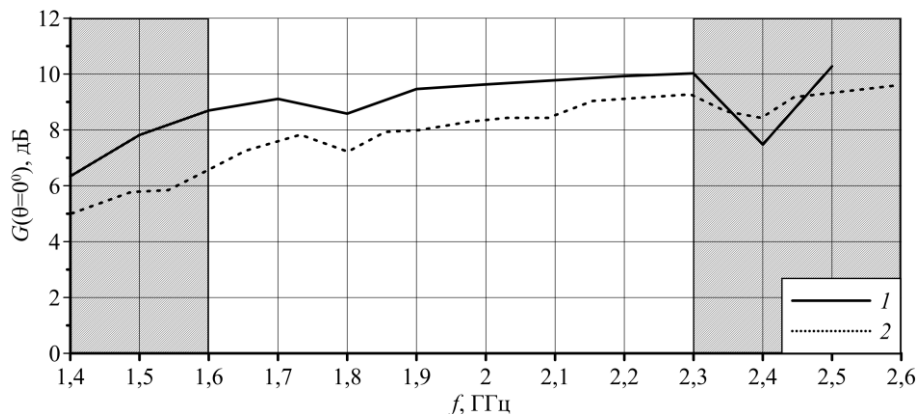
точностью выставления высоты АР НЧ и ВЧ диапазонов над металлическим экраном.

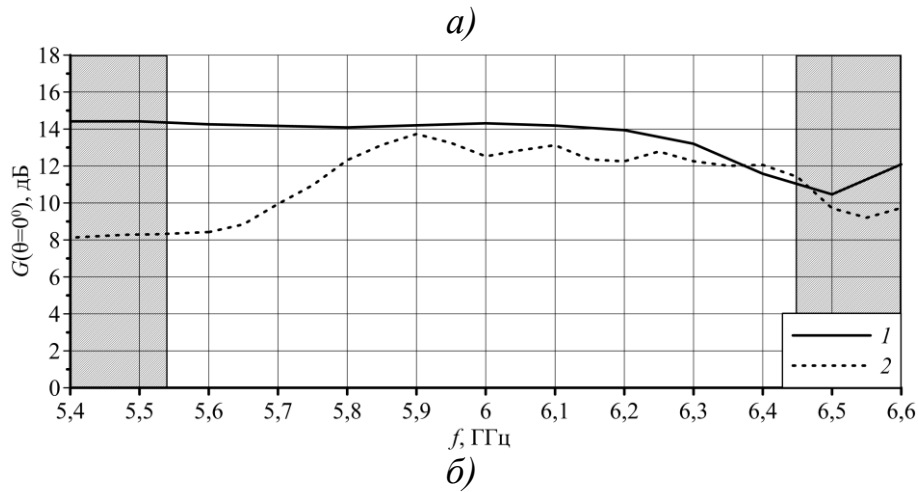


1 – полноволновое моделирование, 2 – экспериментальные измерения

Рисунок 4.48 – КНД совмещенной АС на частоте: а, б) – $f_{НЧ} = 2$ ГГц НЧ диапазона; в, з) – $f_{ВЧ} = 6$ ГГц ВЧ диапазона.

Проведены измерения коэффициента усиления ($G(\theta = 0^\circ)$) макета АС и построена зависимость от частоты (рисунок 4.49). Ухудшение КУ (G) в диапазоне 5.55-5.8 ГГц обусловлено, по-видимому, влиянием АР НЧ диапазона на характеристики согласования (рисунок 4.45б) АР ВЧ диапазона.





1 – полноволновое моделирование; 2 – экспериментальные измерения.

Рисунок 4.49 – КУ совмещенной двухдиапазонной АС в: а) – НЧ диапазоне; б) – ВЧ диапазоне.

Выводы

1. Разработан принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов с отношением частот 1:3, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника, позволяющий снизить высоту профиля АС и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Выявлены особенности поведения коэффициента отражения в полосе частот, связанные с конечным размером ЧСС, наличием резонансных явлений и способы их устранения.

2. Разработаны варианты технических решений совмещения ОВЧ/УВЧ диапазонов с различным расположением антенных решёток и требованиями к ЧСС, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, дана оценка взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого и способы его снижения.

3. Для схемы $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$ профиль совмещённого антенного комплекса ОВЧ (размерностью 1×2) и УВЧ (размерностью 4×2) диапазонов составил $0.17\lambda_{овч}$ (меньше на 32% по сравнению с классическим случаем совмещенных вибраторно-вибраторных АС), ширина рабочей полосы ОВЧ диапазона 30%, усиление $G=10$ дБ, УБЛ= -18 дБ, развязка между диапазонами $\leq -$

50 дБ, ширина рабочей полосы УВЧ диапазона 18%, усиление $G \geq 15$ дБ, УБЛ= – 13.2 дБ, развязка между диапазонами не превышает –25 дБ.

4. Для схемы $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ профиль совмещённого антенного комплекса ОВЧ (размерностью 1x2) и УВЧ (размерностью 4x2) диапазонов составил $0.098\lambda_{овч}$ (меньше на 62% по сравнению с классическим случаем совмещенных вибраторно-вибраторных АС), ширина рабочей полосы ОВЧ диапазона 40%, усиление $G=10$ дБ, УБЛ= –18 дБ, развязка между диапазонами ≤ -40 дБ, ширина рабочей полосы УВЧ диапазона 18%, усиление $G=15$ дБ, УБЛ= – 13.2 дБ, уровень КСВ ≤ 2 , развязка между АР различного диапазона не превышает –20 дБ.

5. Проведено макетирование с использованием принципа электродинамического подобия совмещенной АС в одной апертуре по схеме $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ с соотношения частот 1:3: размерностью в ОВЧ диапазоне (1x2) с печатными вибраторными излучателями, размерностью (4x2) в УВЧ диапазоне на основе двумерных печатных элементов. Измеренные характеристики (S-параметры, диаграммы направленности, коэффициенты усиления), подтвердили обоснованность предложенного технического решения низкосилуэтной АС с сохранением основных радиотехнических характеристик.

Заключение

Диссертация посвящена двухдиапазонным двухполяризационным антенным системам авиационного мониторинга земной поверхности. При исследовании получены следующие **основные результаты**:

1. Разработан принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы X/C диапазонов с отношением частот 1:1.8, используя две ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, выполняющих роль пространственно-частотного полосно-пропускающего фильтра для одного диапазона и полосно-заграждающего для другого, позволяющие получить высокие значения коэффициентов усиления и реализовать разреженные АС с подавлением дифракционных лепестков и коэффициентом децимации 1:4, что существенно упрощает компоновку фидерной системы. Установлен механизм повышенной взаимной связи между возбуждающими элементами АС и способы её уменьшения.

2. Разработаны технические решения совмещённой АС X/C диапазонов, предложены и обоснованы электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающее сопоставление различных методов расчета, дана оценка влияния геометрических и электрофизических параметров АС на её полевые и энергетические характеристики, а также взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого. Аналитические оценки достоверно совпадают с результатами полноволнового моделирования: для С диапазона (размерностью 1x1) полоса частот 7.5% (5.1-5.5 ГГц), усиление $G=12$ дБ, УБЛ= -15 дБ, уровень кроссполяризации в двух главных плоскостях ≤ -25 дБ, развязка между С и X для совпадающих поляризаций -25 дБ, развязка между С и X в ортогональных поляризациях -25 дБ; для АР X диапазона (размерностью 2x2) полоса частот 5.2% (9.3-9.8 ГГц), усиление $G=19$ дБ, УБЛ= -15 дБ, уровень кроссполяризации в двух главных плоскостях меньше -30 дБ. Электрическое сканирование лучом в секторе $\pm 15^\circ$ подтверждено на двухполяризационных АР (размерностью 1x2) С диапазона и АР (1x4 размерностью) X диапазона.

3. Разработан принцип построения и функционирования совмещённой на одном полотне антенной системы ОВЧ/УВЧ диапазонов с отношением частот 1:3, используя ЧСС со свойством искусственного магнитного проводника, позволяющий снизить высоту профиля АС и уменьшить взаимовлияние диапазонов. Выявлены особенности поведения коэффициента отражения в полосе частот, связанные с конечным размером ЧСС, наличием резонансных явлений и способы их устранения.

4. Разработаны варианты технических решений совмещения ОВЧ/УВЧ диапазонов с различным расположением антенных решёток и требованиями к ЧСС, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, дана оценка взаимного влияния АР одного диапазона на характеристики другого и способы его снижения.

5. Для схемы $ОВЧ_{down} \parallel УВЧ_{up}$ профиль совмещённого антенного комплекса ОВЧ (размерностью 1x2) и УВЧ (размерностью 4x2) диапазонов составил $0.17\lambda_{овч}$ (меньше на 32% по сравнению с классическим случаем совмещенных вибраторно-вибраторных АС), ширина рабочей полосы ОВЧ диапазона 30%, усиление $G=10$ дБ, УБЛ= -18 дБ, развязка между диапазонами ≤ -50 дБ, ширина рабочей полосы УВЧ диапазона 18%, усиление $G \geq 15$ дБ, УБЛ= -13.2 дБ, развязка между диапазонами не превышает -25 дБ.

6. Для схемы $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ профиль совмещённого антенного комплекса ОВЧ (размерностью 1x2) и УВЧ (размерностью 4x2) диапазонов составил $0.098\lambda_{овч}$ (меньше на 62% по сравнению с классическим случаем совмещенных вибраторно-вибраторных АС), ширина рабочей полосы ОВЧ диапазона 40%, усиление $G=10$ дБ, УБЛ= -18 дБ, развязка между диапазонами ≤ -40 дБ, ширина рабочей полосы УВЧ диапазона 18%, усиление $G=15$ дБ, УБЛ= -13.2 дБ, уровень КСВ ≤ 2 , развязка между АР различного диапазона не превышает -20 дБ.

7. Создана методика аналитических оценок характеристик АС на основе ЧСС со свойствами частично отражающей поверхности, обобщающая результаты, полученные как методом эквивалентных схем на основе модели Т-волны, так и на модели двумерной антенны вытекающей волны, позволяющая оценить основные параметры и характеристики АС (структуру и геометрию, полосу частот, коэффициент, усиления, диаграмму направленности).

8. Проведено макетирование с использованием принципа электродинамического подобия совмещенной АС в одной апертуре по схеме $УВЧ_{down} \parallel ОВЧ_{up}$ с соотношения частот 1:3: размерностью в ОВЧ диапазоне (1x2) с печатными вибраторными излучателями, размерностью (4x2) в УВЧ диапазоне на основе двумерных печатных элементов. Измеренные характеристики (S-параметры, диаграммы направленности, коэффициенты усиления), подтвердили обоснованность предложенного технического решения низкосилуэтной АС с сохранением основных радиотехнических характеристик.

Список литературы

- [1]. Справочник по радиолокации / под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. С. Вербы. М.: Техносфера. В 2 книгах: кн.1, 2014, 672 с; кн. 2, 2014, 680 с.
- [2]. Modern antenna handbook /ed. C.A. Balanis. John Wiley & Sons. 2008.
- [3]. Mao C. X., Gao S., Wang Yi, Qi Luo, Chu Q.-X. A shared-aperture dual-band dual-polarized filtering-antenna-array with improved frequency response // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65. № 4. P. 1836–1844.
- [4]. Mao C. X., Gao S., Wang Yi, Qin F., Chu Q.-X. Multimode resonator-fed dual-polarized antenna array with enhanced bandwidth and selectivity// IEEE Trans. Antennas Propag. 2015. Vol. 63, №. 12. P. 5492–5499.
- [5]. Багно Д.В., Балина И.А., Гринев А.Ю., Зайкин А.Е. Двухдиапазонный целевой металлодиэлектрический излучатель для фазированных антенных решёток // Антенны, 2013, №4(191). С.22-27.
- [6]. Zhang Y., Zhang X. Y., Pan Y.-M. Compact single- and dual-band filtering patch antenna arrays using novel feeding scheme // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65. № 8. P. 4057–4066
- [7]. Mao C. X., Gao S., Wang Yi, et al. Dual-band patch antenna with filtering performance and harmonic suppression // IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. Vol. 64. №. 9. P. 4074–4077.
- [8]. Пономарёв Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещённые антенные решётки. М.: Радиотехника. 2009. С. 328.
- [9]. Naishadham K., Li R., Yang L, et. al. A shared-aperture dual-band planar array with self-similar printed folded dipoles// IEEE Trans. Antennas Propag. 2013. Vol. 61, № 2. P. 606–613.
- [10]. Pokuls R., Uher J., Pozar D. M. Dual-frequency and dualpolarization microstrip antennas for SAR applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 1998.V.46, № 9. P. 1289–1296.
- [11]. Pozar D. M. , Targonski S. A shared-aperture dual-band dualpolarized microstrip array//IEEE Trans. Antennas Propag. 2001. V. 49. № 2. P. 150–157.

[12]. Shafai L. L., Chamma W. A., Barakat M. and et. al. Dual-band dual-polarized perforated microstrip antennas for SAR applications // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2000. V. 48, № 1. P. 58–66.

[13]. Sun Z., Esselle K. P., Zhong S., Guo Y.J. Shared-aperture dual-band dual-polarization array using sandwiched stacked patch // *Progress In Electromagnetics Research C.* 2014. Vol. 52. P.183–195.

[14]. Zhang J. F., Cheng Y. J., Ding Y. R., Xu B. C.. A dual-band shared-aperture antenna with large frequency ratio, high aperture reuse efficiency, and high channel isolation // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2019. V. 67. № 2. P. 853–860.

[15]. Russo I., Canestri C., Manna A., et al. Dual-band antenna array with superdirective elements for short-distance ballistic tracking// *IEEE Trans. on Antennas Propag.* 2019. V. 67. № 1. P. 232–241.

[16]. Zhong S. S., Sun Z., Kong L. B., Gao C, Wang W., Jin M. P. Tri-band dual-polarization shared-aperture microstrip array for SAR applications // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2012. Vol. 60. №. 8. P. 4157–4165.

[17]. Mao C.-X., Gao S, Luo Q., Rommel T., Chu Q.-X. Low-Cost X/Ku/Ka-Band Dual-Polarized Array With Shared Aperture // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2017. Vol. 65. №. 7. P. 3520–3527.

[18]. Foged L. J., Giacomini A., Saccardi F., Tancioni L. M., et al. Miniaturized array antenna using artificial magnetic materials for satellite-based AIS system // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2015. Vol. 63. №. 4. P. 1276–1287.

[19]. Gardelli R., Albani M., Capolino F. Array thinning by using antennas in a Fabry–Perot cavity for gain enhancement // *IEEE Trans. on Antennas Propagation.* 2006. V. 54. №. 7. P. 1979–1989.

[20]. Qin F., Gao S., Luo Qi, Mao C-X. and et. al. A simple low-cost shared-aperture dual-band dual-polarized high-gain antenna for synthetic aperture radars // *IEEE Trans. on Antennas Propag.* 2016. V. 64. № 7. P. 2914–2922.

[21]. Bayer H., Krauss A., Zaiczek T. and et. al. Ka-Band User Terminal Antennas for Satellite Communications // *IEEE Antennas & Propagation Magazine.* 2016. №2. P. 76–88.

- [22]. Qin F., Gao S., Luo Qi., Wei G. et.al. A Tri-band low-profile high-gain planar antenna using Fabry-Perot cavity// IEEE Trans. on Antennas Propag. 2017. V. 65. № 5. P. 2683–2688.
- [23]. Teng Li , Chen Z.-N. Metasurface-based shared-aperture 5G S/K band antenna using characteristic mode Analysis // IEEE Trans. on Antennas Propag. 2018. V. 66. № 12. P. 6742–6750.
- [24]. Felsen L. B., Marcuvitz N. Radiation and Scattering of Waves. 2nd ed. New York. 2003.
- [25]. Вайнштейн Л.А. Открытые резонаторы и открытые волноводы. – М.: Сов.радио.1966. С.474.
- [26]. Шестоपालов В.П., Кириленко А.А., Масолов С.А., Сиренко Ю.К. Резонансное рассеяние волн. т.1. Дифракционные решётки.– Киев, Наукова Думка. 1986. С. 232.
- [27]. Галишникова Т.Н., Ильинский А.С. Метод интегральных уравнений в задачах дифракции волн.– М.: МАКС Пресс.2013. С.248.
- [28]. Электродинамика антенн с полупрозрачными поверхностями: методы конструктивного синтеза / Под ред. Б.З. Каценеленбаума и А.Н. Сивова. – М.: Наука.1989. С.176.
- [29]. Конторович М.И., Астрахин М.И., Акимов В.П., Ферсман Г.А. Электродинамика сетчатых структур. М. Радио и связь. 1987. С.135.
- [30]. R. Petit, Ed., Electromagnetic Theory of Gratings. New York: Springer-Verlag, 1980.
- [31]. Applications of Metamaterials. Edited by F. Capolino. CRC Press. 2005.
- [32]. Modern antenna handbook / Ed. C. A. Balanis. John Wiley & Sons. 2008. Ch. 7, P. 325–367.
- [33]. Frontiers in antennas: next generation, design & engineering. Ed. Frank B. Gross. McGraw-Hill, 2011. Ch. 9. P.339–409.
- [34]. Pozar D.M. Microwave Engineering. NJ, USA: JohnWiley & Sons. 2012. P. 732.

- [35]. Yang F., Rahmat-Samii Y. *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*. Cambridge University Press. 2009. P.266.
- [36]. Tretyakov S. *Analytical modeling in applied electromagnetics*.—Artech House, 2003, 272 p.
- [37]. Vardaxoglou J. C. *Frequency-Selective Surfaces: Analysis and Design*. Taunton, U.K.: Res. Studies Press. 1997. P. 298.
- [38]. B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, First Edition, Wiley, New York, 2000. P. 440.
- [39]. Trentini G. V. Partially reflecting sheet arrays // *IRE Trans. Antennas Propagation*. 1956. №4. P. 666–671.
- [40]. Feresidis A. P. and. Vardaxoglou J. C. High gain planar antenna using optimized partially reflective surfaces // *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*. 2001. V.148. №6. P. 345-350.
- [41]. Wang N., Liu Q., C. Wu C. and et.al. Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two complementary FSS layers // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2014.V.62. № 5. P. 2463–2471.
- [42]. Wu Z-H., Zhang W-X. Broadband printed compound air-feed array antennas // *IEEE antennas and wireless propagation letters*. 2010. V. 9. P. 187–190.
- [43]. David F., Rafael F. S., Caldeirinha I. C. and et.al. Square loop and slot Frequency selective surfaces study for equivalent circuit model optimization // *IEEE Trans. on Antennas Propagation*. 2015. V.63, №. 9. P 3947–3955.
- [44]. Hosseini S. A., Capolino F., Flaviis F. Q-band single-layer planar Fabry–Pérot cavity antenna with single integrated-feed // *Progress In Electromagnetics Research*. Vol. 52. 2014. P.135–144.
- [45]. Gardelli R., Albani M., Capolino F. Array thinning by using antennas in a Fabry–Perot cavity for gain enhancement // *IEEE Trans. on Antennas Propagation*. 2006. V. 54. №. 7. P. 1979–1989.
- [46]. Hosseini S. A., Capolino F., and Flaviis F. D. A new formula for the pattern bandwidth of Fabry–Perot cavity antennas covered by thin frequency selective surfaces // *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 2011. Vol. 59, No. 7. P. 2724–2727.

[47]. Hosseini S. A., Capolino., Flaviis F. D. and et.al. Improved bandwidth formulas for Fabry–Pérot cavity antennas formed by using a thin partially-reflective surface // *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 2014. Vol. 62, No. 5. P. 2361–2367.

[48]. Hosseini S. A., Flaviis F. D., Capolino F. Design formulas for planar Fabry–Pérot cavity antennas formed by thick partially reflective surfaces // *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 2016. Vol. 64, No. 12. P. 5487–5491.

[49]. Hosseini S. A., Capolino F., Flaviis F. Q-band single-layer planar Fabry–Pérot cavity antenna with single integrated-feed. In *Prog. Electromagn. Res.* 2014.vol.52, P. 135–144.

[50]. Debogović T., Perruisseau–Carrier J. Array-Fed Partially Reflective Surface Antenna with Independent Scanning and Beam width Dynamic Control // *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 2014. Vol. 62, No.1. P.446–449.

[51]. Lu Y. F., Lin Y. C. A hybrid approach for finite-size Fabry–Pérot antenna design with fast and accurate estimation on directivity and aperture efficiency// *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 2013. Vol. 61. No. 11. P. 5395–5401.

[52]. Кюн Р. Микроволновые антенны. Ленинград: Судостроение 1967.

[53]. Tamir T. Leaky wave antennas. In *Antenna Theory*, R. E. Collin, F. J. Zucker, Eds., part 2, ch. 20. New York: McGraw-Hill, 1969.

[54]. Jackson D.R., A. A. Oliner. Leaky-Wave Antennas // In *Modern antenna handbook/ ed. C.A. Balanis. John Wiley & Sons. 2008. P. 325-369.*

[55]. Lovat. G., Burghignoli P., Jackson D. R. Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky-wave antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 2006. Vol. 54. №5. P. 1442–1452.

[56]. Burghignoli P., Lovat G., Capolino F. Jackson D. R., Wilton D. R. Directive leaky-wave radiation from a dipole source in a wire-medium slab // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2008. Vol. 56. No.5. P. 1329–1339.

[57]. Ip A., Jackson D. R. Radiation from cylindrical leaky waves// *IEEE Trans. Antennas Propagation*. 1990. V.38. No.6. P. 482–488

[58]. Zhao T., Jackson D. R., Williams J.T. and et.al. 2-D periodic leaky-wave antennas—Part I: Metal patch design // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2005. V. 53, № 11. P. 3505–3514.

[59]. Guo X., Jackson D. R., Chen J, Capolino F, Wilton D. R. Leaky-wave analysis of Fabry–Pérot resonant cavity antennas // 2013 *URSI Electromagnetic Theory Symposium, Japan, 2013.*

[60]. Guo X., Jackson D. R., Chen Ji, Capolino F., D. R. Wilton D. R. Leaky-Wave analysis of Fabry–Pérot resonant cavity antennas// In *Proceedings of the Intern. Symposium on electromagnetic theory.* 2013. P. 1091–1093.

[61]. Luukkonen O., Simovski C., Granet G., et. all. Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2008. V. 56. No.6. P. 1624-1632

[62]. Taflove A., Hagness S.C. *Computational electromagnetics: The finite-difference time-domain method.* Artech House. 2005. P.853.

[63]. Volakis J.L., Chatterjee A., Kempel L.C. *Finite element method for electromagnetic.* IEEE Press, 1998. New York. P.344.

[64]. Sadiku M.N.O. *Numerical technique in electromagnetics with MATLAB.* CRC Press. 2009. P. 710.

[65]. Costa F., Monorchio A., Manara G. Efficient analysis of frequency selective surfaces by a simple equivalent-circuit model // *IEEE Transactions on antennas and propagation magazine.* 2012. V. 54. №.4. P. 35-48.

[66]. K. Sarabandi K., Behdad N. A frequency selective surface with miniaturized elements // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2007. V. 55. No. 5. P. 1239-1245.

[67]. F. Bayatpur, K. Sarabandi. Single-layer high-order miniaturized-element frequency-selective surfaces // *IEEE Trans. on microwave theory and techniques.* 2008. V. 56. No. 4. P. 774-781.

[68]. M. Al-Joumayly, N. Behdad. A new technique for design of low-profile, second-order, bandpass frequency selective surfaces // *IEEE Trans. Antennas Propagation. Magazine.* 2009. V. 57. No2. P. 452-4459.

[69]. M. Al-Joumayly, N. Behdad. A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. V. 58. No. 12. P. 4033-4041.

[70]. M. Kashanianfard, K. Sarabandi. Metamaterial inspired optically transparent Band-Selective ground planes for antenna application // IEEE Trans. Antennas Propag. 2013. V. 61 No. 9. P. 4624-4631.

[71]. L. Mingyun, H. Minjie, W. Zhe. Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements // Journal of Systems Engineering and Electronics. 2009. V. 20. No. 4. P. 675-680.

[72]. J.C. Zhang, Y.C. Yin, A.F. Zheng. Double screen FSSs with multi-resonant elements for multiband, broadband applications // J. of Electromagn. Waves and Appl. 2009. V. 23. P. 2209-2218.

[73]. Bayer H., Krauss A., Zaiczek T. and et. al. Ka-Band User Terminal Antennas for Satellite communications // IEEE Antennas & Propagation Magazine. 2016. №2. P. 76–88.

[74]. Chaharmir M. R., Shaker J. Design of a multilayer X-/Ka-band frequency-selective surface-backed reflect array for satellite applications // IEEE Trans. on Antennas Propagation. 2015. V. 63. №. 4. P.1255–1262.

[75]. Qin F., Gao S., Luo Qi, Mao C-X. and et. al. A simple low-cost shared-aperture dual-band dual-polarized high-gain antenna for synthetic aperture radars // IEEE Trans. on Antennas Propagation. 2016. V. 64. № 7. P. 2914–2922.

[76]. Zhong S. S., Z. Sun, L. B. Kong, C. Gao, W. Wang, and M. P. Jin. Tri-band dual-polarization shared-aperture microstrip array for SAR applications // IEEE Trans. Antennas Propagation. 2012. Vol. 60, No. 9. P. 4157–4165.

[77]. Space antenna handbook. Edited by Imbriale W., Gao S., Boccia L. 2012. John Wiley & Sons. P. 744.

[78]. Антенно-фидерные и оптоэлектронные устройства / под ред. В.С. Вербы и А.П. Курочкина. Монография. М.: Радиотехника, 2014.–352 с.

- [79]. Справочник по радиолокации / под ред. М. И.Сколника. Пер. с англ.под общей ред.С.Вербы. М.: Техносфера. В 2 книгах: кн.1, 2014, 672 с; кн. 2, 2014, 680 с.
- [80]. Modern antenna handbook /ed. C.A. Balanis. JohnWiley&Sons. 2008.
- [81]. Пономарёв Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещённые антенные решётки. М.: Радиотехника. 2009. С.328.
- [82]. Shafai L. L., Chamma W. A., Barakat M. and et.al. Dual-band dual-polarized perforated microstrip antennas for SAR applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2000. V. 48, № 1. P. 58–66.
- [83]. Pozar D. M., Targonski S. A shared-aperture dual-band dualpolarized microstrip array//IEEETrans. AntennasPropag. 2001. V. 49. № 2. P. 150–157.
- [84]. Багно Д.В., Балина И.А., Гринев А.Ю., Зайкин А.Е. Двухдиапазонный щелевой металлодиэлектрический неоднородный излучатель для фазированных антенных решёток // Антенны. 2013. №4. С. 22–127.
- [85]. Qin F, Gao S., Luo Q., et.all. A simple low-cost shared-aperture dual-band dual-polarized high-gain antenna for synthetic aperture radars// IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. V. 64. № 7. P. 2914–2922.
- [86]. Foged L. J., Giacomini A., Saccardi F., et.all. Miniaturized array antenna using artificial magnetic materials for satellite-based AIS system // IEEE Trans. on Antennas Propag. 2015. V. 63. №. 4. P. 1276–1287.
- [87]. Munk B.A. Frequency-Selective Surfaces: Theory and Design. N.Y.: John Wiley & Sons. 2000. P. 440.
- [88]. Theory and Phenomena of Metamaterials / ed. Capolino F.CRC Press. 2009. P. 974.
- [89]. Applications of Metamaterials / ed. Capolino F.CRC Press. 2009. P. 762.
- [90]. Sievenpiper D.F., Zhang L., Broas R.F.J., Alexopolous N.G., Yablonovitch E. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band // IEEE Trans. on microwave theory and techniques. 1999. V. 57. No.11. 1999. P. 2059-2074.

[91]. Гринев А.Ю., Курочкин А.П., Волков А.П. Низкопрофильная развязанная антенная система на основе поверхности с высоким импедансом // Антенны. 2014. №9. С. 4–11.

[92]. А.Ю. Гринев, Е.В. Ильин, А.П. Волков. Расчет параметров поверхности с высоким импедансом для низкопрофильных вибраторных антенн // Антенны. 2012. №10. С. 57–62.

[93]. Измайлов А.А., Волков А.П. Низкопрофильная широкополосная антенная система с улучшенной формой диаграммы направленности на основе магнитного проводника конечного размера // Труды МАИ, 2017. №94.

[94]. Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics.–Artech House, 2003, 272 p.

[95]. Luukkonen O., Simovski C., Granet G. et. all. Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches.– IEEETransactionsonantennasandpropag., vol. 56, №.6, 2008, pp. 1624-1632.

[96]. Волков А.П. Периодические СВЧ композитные структуры в бортовых антенных системах: дис. канд. тех. наук: 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии / МАИ (НИУ), Москва, 2017. С. 154, (https://www.mai.ru/events/defence/index.php?ELEMENT_ID=76551).

[97]. Вербя В.С., Волков А.П., Какшин В.В., Рыжов И.Ю., Козлов К.В., Курочкин А.П. Двухдиапазонная совмещенная антенная система на основе однорезонансного искусственного магнитного проводника // Радиотехника, 2019, №5(1). С. 101-107.

[98]. Гринёв А.Ю., Измайлов А.А., Волков А.П. Двухдиапазонная совмещенная ОВЧ/УВЧ антенная система авиационного мониторинга земной поверхности // Антенны, 2019, №4. С. 20-32.

[99]. Батаев В.Я., Гринёв А.Ю., Измайлов А.А., Евсеев Д.А., Волков А.П. Принципы построения и практическая реализация антенных систем с частотно-селективными структурами // научно-технический сборник «Электронная техника», серия 1, «СВЧ-техника». 2018. Выпуск 3, С. 16-24.

[100].Гринёв А.Ю. Измайлов А.А., Цитович А.А. Антенны на основе частотно-селективных структур со свойствами частично-отражающей поверхности // Электромагнитные волны и электронные системы. 2019. №1 С. 37-51.

Приложение А: К сравнению совмещенных антенных систем

Таблица 1 – сравнение совмещенных АС.

Совмещаемые частоты f , ГГц	Отнош ен. частот	Число элементов	Особенности ЧСС или АР	Схема расположения	$\Delta f_{3дБ}$, %	$\Delta\theta_{ск}$, град.	G, дБ	Ли т.
$f_1=1$ $f_2=2$	1:2	9 30	печатные «свёрнутые» вибраторы	$AP_{f1} = AP_{f2}$	5%	–	12 16	7
C (5.3) X (9,6)	1:1.81	4x6 печатные эл. 8x12 целые	технологии производства многослойных печатных плат СВЧ	$C_{up} = X_{down}$	5 2...3	–	–	8
L (1.21–1.29) X (9.5–9.8)	1:8	2x2 12x16 печатные эл.	Перфорируемые элементы L диапазона	$L_{up} \parallel C_{down}$	–	$\pm 20^0$ в одной пл. $\pm 5^0$ в др.	26	9
L (1.275) C (5.3)	1:4	2x4 8x16 печатные эл.	Перфорируемые элементы L диапазона	$L_{up} \parallel C_{down}$	–	$\pm 20^0$ в одной пл. $\pm 5^0$ в др.	–	10
L (1.25) C (5.5)	1:4.5	1x4 6x16 sandwiched stacked patch	Перфорируемые элементы L диапазона S andwiched stacked patch	$L_{up} \parallel C_{down}$	12.7 16.8	$\pm 20^0$	–	1 1
X (9.6) Ku (14.8) Ka (34.5)	1:1.5: 2.3	2x2 4x4 4x4	Перфорируемые элементы X Sandwiched stacked patch ортогональный микрополосковый	–	3.6 6.7 5.3	–	13.8 18.1 19.2	15
C(5.3) X(9.6)	1:1.81	–	ЧСС с частично отражающими свойствами	$C_{up} \parallel X_{down}$	3.7 2.1	± 15	–	18
C(5.2) X(9.7) Ku (14.6)	1:1.8: 1.5	–	Две ЧСС с частично отражающими свойствами Синтез третьей резонансной частоты	–	7.5 6.1 10.5	–	–	20

Приложение Б: Влияние геометрических параметров АМС структуры на фазу коэффициента отражения

Для плоской волны, падающей по нормали на структуру с поверхностным импедансом Z_s , фаза отражённой волны определяется выражением:

$$\arg \Gamma = \text{Im} \left[\ln \left(\frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \right) \right], \quad (1)$$

где Z_0 – импеданс свободного пространства ($Z_0 = Z_0^{TM_z} = \eta_0 \cos \theta$, $Z_0 = Z_0^{TE_z} = \eta_0 / \cos \theta$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$), а Z_s определяется из формулы 4.3 п.4.2 раздела 4.

На рисунке 1, 2 показаны результаты моделирования влияния изменения основных параметров АМС структуры (рисунок 4.2, 4.3) на фазу коэффициента отражения.

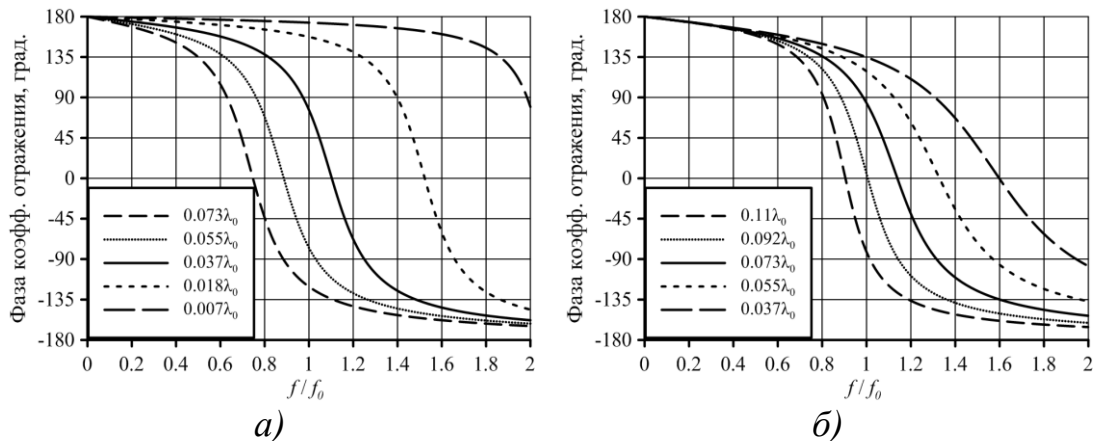


Рисунок 1 – Зависимость фазы коэффициента отражения АМС от частоты при различных значениях: а) – толщина слоя h , б) – размера пластины w .

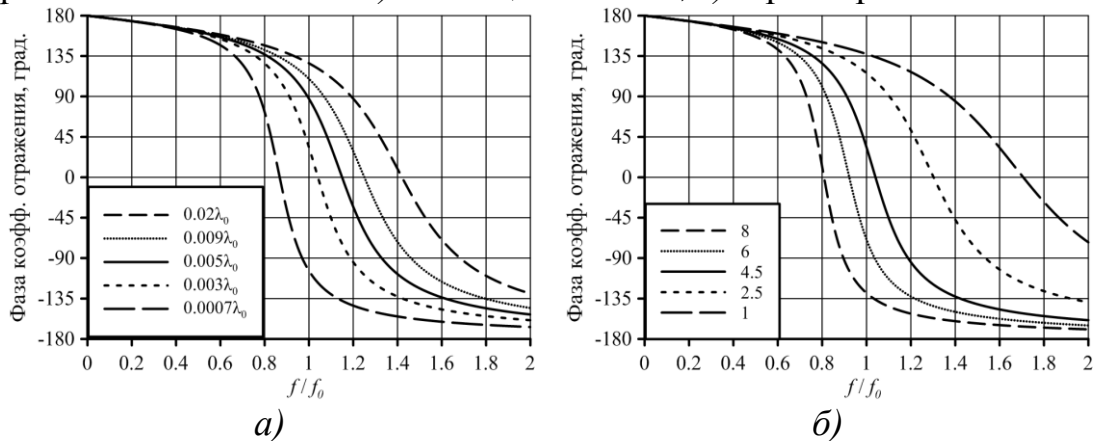


Рисунок 2 – Зависимость фазы коэффициента отражения АМС от частоты при различных значениях: а) – периода d_{AMC} , б) – диэлектрической проницаемости ϵ