

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

На правах рукописи



**Волков Александр Петрович
ПЕРИОДИЧЕСКИЕ СВЧ КОМПОЗИТНЫЕ СТРУКТУРЫ В
БОРТОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ**

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 – 2017

Содержание

Содержание	2
Обозначения и сокращения.....	5
Введение	6
Основные задачи диссертации.....	7
Методология и методы исследования	7
Научная новизна.....	8
Практическая значимость	8
Реализация и внедрение результатов.....	8
Достоверность полученных результатов.....	9
Основные положения, выносимые на защиту.....	9
Апробация результатов работы.....	10
Публикации.....	10
Структура и объем работы.....	10
1 Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами частотной селективности... 15	15
1.1 Аналитический обзор частотно-селективных структур..... 16	16
1.1.1 Введение..... 16	16
1.1.2 Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры..... 18	18
1.1.3 Полосно-пропускающие частотно-селективные структуры..... 20	20
1.1.4 К выбору типа характеристики частотно-селективной структуры..... 21	21
1.2 Этапы проектирования частотно-селективных структур..... 22	22
1.2.1 Синтез однослойных и каскадных фильтров-прототипов на сосредоточенных элементах..... 23	23
1.2.1.1 Разработка низкочастотного фильтра прототипа..... 23	23
1.2.1.2 Денормирование и трансформация..... 26	26
1.2.2 Выбор моделей и методы анализа периодических решёток, используемых для построения частотно селективных структур на этапе перехода от фильтра-прототипа к его высокочастотному аналогу..... 27	27
1.2.3 Анализ параметров эквивалентной схемы ЧСС на основе печатного кольцевого элемента..... 32	32
1.3 Конструктивные решения каскадных ЧСС..... 34	34
1.3.1 Двухслойная частотно-селективная структура..... 34	34
1.3.2 Двухрезонансная частотно-селективная структура..... 37	37

1.3.3	К достоверности расчета диаграммы обратного рассеяния ЧСС	39
1.4	К механизму образования незеркальных отражений системы ЧСС–проводящий экран	40
1.5	Макетирование и экспериментальные результаты.....	42
	Выводы	44
2	Частотно-селективные структуры для снижения диаграммы обратного рассеяния ФАР	46
2.1	Краткий аналитический обзор.....	48
2.2	Экранирование ЛПС ЧСС	51
2.2.1	ДОР ЛПС с двухслойной ЧСС	51
2.2.2	ДОР ЛПС с двухрезонансной ЧСС	53
2.3	Эффект ослепления ЧСС при наличии проводящего основания ЛПС.....	54
2.3.1	К тестированию эффекта ослепления двухслойной ЧСС	56
2.3.2	К тестированию эффекта ослепления двухрезонансной ЧСС	58
2.4	К управлению эффектом ослепления.....	59
2.4.1	Уменьшение расстояния от ЧСС до проводящего экрана для устранения эффекта ослепления	60
2.4.2	Введение поглощающего материала для устранения эффекта ослепления	61
2.5	Частотно-селективные структуры для снижения ДОР ФАР L-диапазона	64
2.5.1	Двухслойная полосно–заграждающая ЧСС для снижения ДОР линейной ФАР L–диапазона.....	66
2.5.2	Двухрезонансная полосно–заграждающая ЧСС для снижения ДОР линейной ФАР L–диапазона.....	70
2.5.3	Комплексное использование ЧСС и поглотителя для снижения ДОР линейной ФАР L–диапазона.....	74
2.5.4	Сопоставление результатов использования ЧСС для снижения ДОР линейной ФАР L–диапазона.....	78
2.6	Макетирование и экспериментальные результаты.....	81
	Выводы	83
3	Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами искусственного магнитного проводника.....	85
3.1	Обзор и анализ структур со свойствами искусственного магнитного проводника	86
3.1.1	Краткий аналитический обзор.....	86

3.1.2	К анализу и оценки параметров искусственных магнитных структур.....	90
3.1.3	К достоверности численного моделирования излучателя на основе искусственного магнитного проводника.....	96
3.2	Полная полоса излучателя на ПСК структуре со свойствами искусственного магнитного проводника.....	99
3.2.1	Низкопрофильный излучатель на основе искусственного магнитного проводника типа «грибы».....	101
3.2.2	Низкопрофильный излучатель на основе искусственного магнитного проводника в виде печатного прямоугольного элемента.....	104
3.2.3	Расширение полосы излучателя на искусственном магнитном проводнике.....	107
3.3	Низкопрофильная конформная двухполяризационная антенная система на основе искусственного магнитного проводника.....	110
	Выводы	117
4	Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами электромагнитной запрещенной зоны	118
4.1	К концепции структуры (поверхности) подавления поверхностных волн.....	118
4.2	EBG структуры для подавления поверхностных волн и устранения эффекта ослепления в печатных ФАР	121
4.3	Печатный вибраторный излучатель на поперечной печатной плате с применением EBG структуры.....	124
4.4	Низкопрофильная развязанная антенная система Р-диапазона	131
4.4.1	Низкопрофильный двухполяризационный излучатель Р-диапазона на основе EBG структуры.....	131
4.4.2	Низкопрофильная развязанная антенная система Р-диапазона на основе структуры с электромагнитной запрещенной зоной.....	137
	Выводы	140
	Заключение.....	141
	Список литературы.....	143
	Приложение А: Поверхностные волны в диэлектрической подложке.....	151

Обозначения и сокращения

АР – антенная решетка

АС – антенная система

АФАР – активная фазированная решетка

ДН – диаграмма направленности

ДОР - диаграмма обратного рассеяния

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

ПКЭ – печатный кольцевой элемент

ПСК – периодические СВЧ композитные

ФАР – фазированная антенная решетка

ЧСС – частотно-селективная структура

ЭПР – эффективная площадь рассеяния

ЧСС – частотно-селективная структура

АМС – искусственный магнитный проводник

ЕВГ – электромагнитная запрещенная зона

Введение

Актуальность работы. Неизменной тенденцией развития теории и техники антенных систем (АС) бортовых многофункциональных радиоэлектронных комплексов, выполняющих функции РЛС, землеобзора, радиотехнической разведки, радиоэлектронной борьбы, госопознавания, радионавигации и радиосвязи, является поиск и внедрение научно обоснованных технических решений, направленных на использование единой системы излучения в интересах нескольких радиотехнических систем, расширение полосы рабочих частот, сектора сканирования и многофункциональности АС, снижение эффективной поверхности рассеяния и минимизации габаритов АС. Решение подобных задач, как правило, усложняется ограниченным объёмом и эксплуатационными требованиями к АС. Одним из путей решения некоторых указанных проблем является использование периодических СВЧ композитных (ПСК) структур. Последние представляют собой периодические, в общем случае многослойные, структуры, свойства которых обусловлены типом элемента, периодом и их композицией, и которые обладают некоторыми нетрадиционными свойствами (рисунок 1).

Периодические структуры рассматривались многими авторами: Вайнштейн Л.А., Фельд Я.Н., Шестопалов В.П., Ильинский А.С., Сивов А.Н., Нефёдов Е.И., Фиалковский А.Т., Конторович М.И., Brillouin L., Oliner A.A., Walter C.H. и др. Второму рождению ПСК структур, вызванным поиском их

практического использования, а также существенным прорывом вычислительных методов и средств, способствовала приоритетная публикация D.F. Sievenpiper «High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band» [1], посвящённая поверхностям с высоким импедансом со свойствами искусственного магнитного проводника (АМС) и запрещённой электромагнитной зоны (EBG) (структуры с отрицательными значениями электрофизических параметров в настоящей работе не рассматриваются).

Тем не менее, недостаточно исследованы многие важные для практического использования периодических СВЧ композитных структур в антенных системах вопросы. В частности: оценка взаимного влияния и ожидаемых характеристик системы АС–ПСК; определение возможности снижения ЭПР ФАР с помощью частотно-селективных структур (ЧСС) при ограниченном объеме размещения и влиянии ФАР на ЧСС; выявление особенностей конечных АМС и EBG структур и близко расположенным возбуждающим источником (антенной) и их влияния на *полную* полосу рабочих частот (включающую как характеристики согласования, так и направленности) АС; разработка электродинамических моделей, объединяющих АС с ПСК структурами; моделирование всей системы численными методами с последующей оптимизацией; обоснование преимуществ технических решений с внедрением

ПСК структур в конкретные практические разработки АС, например, в комплексы госопознавания, радионавигации и землеобзора авиационного и космического базирования.

Объект и предмет диссертационного исследования

Объект исследования – бортовые антенные системы авиационных и космических комплексов.

Предмет исследования – периодические СВЧ композитные структуры, комплексированные с бортовыми антенными системами.

Цель работы. Сокращение высоты профиля, увеличение полосы рабочих частот и развязки, подавление поверхностных волн в подложках излучающего полотна (исключение эффекта ослепления ФАР), снижение эффективной поверхности рассеяния (снижение радиозаметности планера с АС) бортовых антенных систем на основе внедрения периодических СВЧ композитных структур со свойствами искусственного магнитного проводника, запрещённой электромагнитной зоны, частотной селективности.

Для достижения поставленной в диссертационной работе цели ставятся и решаются следующие **основные задачи**:

1. Синтез каскадных и многорезонансных периодических СВЧ композитных структур со свойствами частотной селективности, реализующих полосно-заграждающие фильтры сантиметрового диапазона.

2. Исследование возможности контроля диаграммы обратного рассеяния ФАР с помощью полосно-заграждающих ЧСС при ограниченном объеме размещения. Оценка влияния ФАР на ЧСС и ЧСС на ФАР.

3. Разработка антенной системы, объединяющей ФАР L-диапазона, размещаемую в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, ЧСС с режекторной пространственно-частотной характеристикой и поглощающий материала на основе резистивных печатных элементов, с пониженным уровнем лепестков Брэгга диаграммы обратного рассеяния в X- и Ku-диапазонах.

4. Исследование особенностей конечных ПСК структур со свойствами искусственного магнитного проводника с близко расположенным возбуждающим источником в зависимости от их реализации, размера и формы подстилающей поверхности.

5. Разработка конформной двухполяризационной антенной системы ОВЧ-диапазона на основе ПСК структур со свойствами искусственного магнитного проводника.

6. Разработка ПСК структур со свойствами электромагнитной запрещённой зоны и их комплексирование с ФАР и двухполяризационными АС.

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 АС, состоящих из ФАР L-диапазона, ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой и поглощающего материала, позволяющий существенно снизить амплитуду лепестков Брэгга ДОР АС.

2. Выявлен эффект «ослепления» при комплексировании АС с ПСК структурами со свойствами частотной селективности, обусловленный резонансными процессами в системе ЧСС–АС и приводящий к неполному подавлению отдельных лепестков Брэгга ДОР АС.

3. Предложен способ расширения полной полосы АС на конечной ПСК структуре со свойствами искусственного магнитного проводника.

4. Разработан принцип построения и функционирования АС, интегрированной с периодическими СВЧ композитными структурами со свойствами искусственного магнитного проводника, позволяющий снизить высоту профиля и расширить полную полосу рабочих частот двухполяризационных антенных систем.

5. Разработан принцип построения и функционирования АС, интегрированной с периодическими СВЧ композитными структурами со свойствами электромагнитной запрещённой зоны, позволяющий подавить поверхностные волны и увеличить развязку между элементами антенной решётки

Практическая значимость полученных результатов состоит в следующем:

1. Разработанный для ФАР L-диапазона принцип комплексирования ФАР–ЧСС–поглощающий материал позволяет снизить амплитуду лепестков Брэгга ДОР ФАР в X- и Ku-диапазонах, и, тем самым, уменьшить радиозаметность планера с ФАР.

2. Разработанные принципы построения и функционирования АС, интегрированных с периодическими СВЧ композитными структурами со свойствами искусственного магнитного проводника и электромагнитной запрещённой зоны, позволяют снизить высоту профиля антенных систем, расширить полосу рабочих частот, подавить поверхностные волны и увеличить развязку между излучателями.

Реализация и внедрение результатов

Реализации результатов диссертационной работы позволит модернизировать антенные устройства разрабатываемых в настоящее время для авиационных и космических комплексов, улучшив их габаритные и радиотехнические характеристики. Результаты диссертационного исследования, оформленные в виде актов о внедрении, использованы:

- в эскизном техническом проекте составной части опытно-конструкторской разработки «Разработка излучающего элемента системы излучения бортовой активной фазированной решетки», шифр «Аббат-М», проведенной ОАО «НИИП им. В.В. Тихомирова» для снижения ЭПР и уменьшения заметности планера с АФАР L-диапазона;
- при проработки модернизированных вариантов антенных устройств АУ-311 и АУ-411 многочастотного радиолокационном комплекса МРК-411, проводимой в АО «Концерн «ВЕГА», для снижения высоты профиля антенн ОВЧ и УВЧ диапазонов и улучшения аэродинамики ЛА.

Достоверность полученных результатов. Обеспечивается строгой постановкой граничных задач при численном электродинамическом моделировании и подтверждением результатов, полученных разными методами, согласованностью с положениями макроскопической электродинамики, теории антенн и устройств СВЧ, сравнением полученных результатов с имеющимися в литературе отдельными частными случаями, сравнением результатов расчётов с данными измерений отдельных образцов.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Предложенные принципы комплексирования антенных систем с периодическими СВЧ композитными структурами со свойствами частотной-селективности, искусственного магнитного проводника и электромагнитной запрещённой зоны позволяет снизить амплитуду лепестков Брэгга ДОР ФАР на 5-25 дБкв.м, снизить высоту профиля антенных систем до $0.04-0.08\lambda_0$ при полосе рабочих частот 14% - 40%, подавить поверхностные волны и увеличить развязку между элементами антенных решёток на 5-10 дБ.

2. Предложенные принципы построения и функционирования АС, состоящий из ФАР L-диапазона, ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой и поглощающего материала, позволяют устранить эффект «ослепления» ЧСС и снизить амплитуду лепестков Брэгга ФАР ДОР в X- и Ku-диапазонах на 5-25 дБ в диапазоне углов облучения (5-55) градусов и обеспечить снижение коэффициента усиления ФАР L-диапазона не более чем на 0.3 дБ.

3. Предложенные принципы построения и функционирования двухполяризационных антенных систем ОВЧ-диапазона и ПСК структур со свойствами искусственного магнитного проводника позволяют снизить высоту профиля излучателя антенной системы до $0.06-0.08\lambda_0$, расширить полную полосу рабочих частот до 40% по уровню $K_{СВ} \leq 2.5$.

4. Предложенные принципы построения и функционирования АС, состоящих из печатных вибраторных излучателей УВЧ диапазона ($\lambda_0 = 69$ см) и ПСК структур со свойствами электромагнитной запрещённой зоны позволяют подавить поверхностные волны и устранить

эффект ослепления печатных ФАР; снизить высоту профиля, обеспечить развязку между ортогональными поляризациями не более -30 дБ и уменьшить взаимовлияния излучателей с одноименными поляризациями на 3-20 дБ в двухполяризационных АС.

Апробация результатов работы. Основные положения диссертационной работы докладывались на:

- 26-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2016 г.
- Семнадцатой ежегодной научной конференции ИТПЭ РАН, Москва, 2016 г.
- Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2015», Москва, 2015 г.
- Пятой научно-технической конференции молодых ученых и специалистов «Актуальные вопросы развития систем и средств воздушно-космической обороны», Москва, 2014 г.
- Первой Всероссийской Микроволновой конференции, Москва, ИРЭ РАН, 2013 г.

Публикации. По основным результатам выполненных в диссертации исследований опубликовано 24 печатных работ, из них 10 статей (5 в журналах, рекомендуемых ВАК) и 14 тезисов докладов.

Структура и объем работы:

Диссертационная работа изложена на 154 машинных листах и состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка использованных источников и приложения. Иллюстративный материал представлен в виде 128 рисунков и 10 таблиц. Список литературы включает 105 наименований.

Рисунок 1 отражает спектр проблем (выделены на рисунке), связанных с использованием ПСК структур [1-8] в бортовых антенных системах, исследованию которых посвящена диссертация.

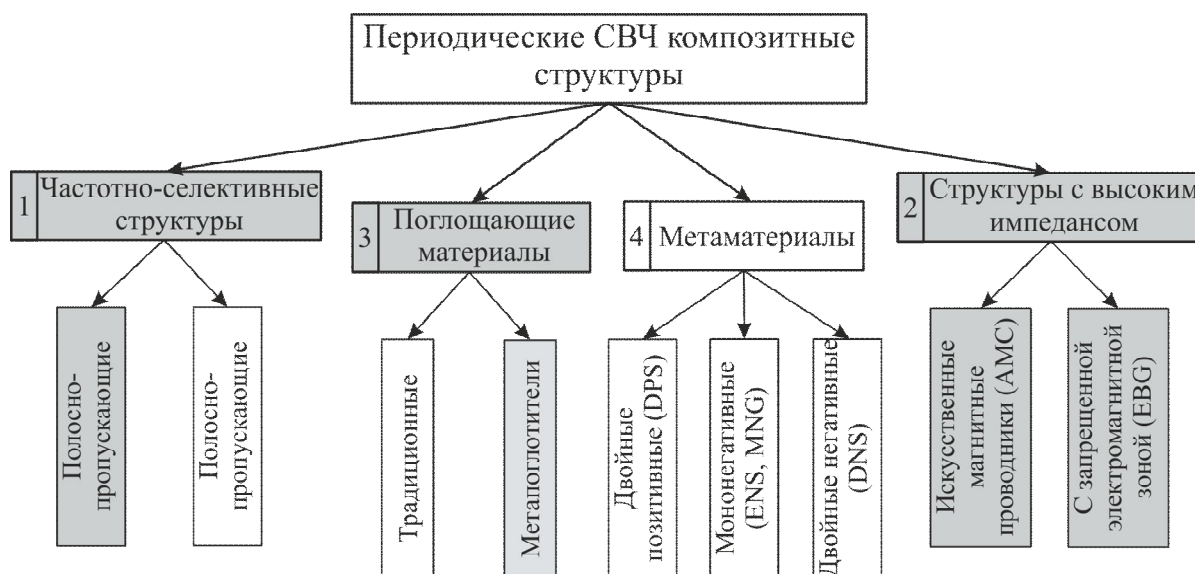


Рисунок 1 – Условная классификация периодических СВЧ композитных структур.

Структура 1 – *частотно-селективная структура* (ЧСС, Frequency-Selective Structure – FSS) [8] являются пространственным фильтром (низких частот, верхних частот, полосно-пропускающими и т.д.) и характеризуется полосой частот, потерями, поляризационными и угловыми свойствами. Основными требованиями к ЧСС являются их хорошая прозрачность в рабочей полосе частот антенны и приближение к свойствам идеальной отражающей поверхности или абсолютно “чёрного” тела вне рабочей полосы антенны. Традиционные ЧСС функционирует в области, когда длина волны сравнима или меньше периода структуры, и относится к группе периодических структур, резонанс в которых ассоциируется с резонансами периодической структуры элементов. Применяется для управления ЭПР антенн и антенных решёток, в многочастотных зеркальных антенных системах и т.д.

Структура 2 со *свойствами поверхности с высоким импедансом* (ПВИ, High Impedance Structure – HIS) функционирует в квазистатической области (длина волны больше периода структуры) и характеризуется некоторыми эквивалентными электрофизическими параметрами, получаемыми в квазистатическом приближении). Условно поверхности с высоким импедансом можно разделить на искусственные магнитные проводники и структуры с электромагнитной запрещенной зоной. *Искусственные магнитные проводники* (Artificial Magnetic Conductor – AMC), поскольку при определённых условиях касательная компонента магнитного поля равна нулю, а коэффициент отражения от такой структуры равен +1. Применяется для создания низкопрофильных антенн, позволяют контролировать диаграмму направленности, входной импеданс и эффективность излучения [1, 3, 6-7].

Структура с *электромагнитной запрещённой зоны* (Electromagnetic Bandgap Structure – EBГ) представляет собой искусственные периодические материалы, которые не допускают распространение электромагнитных волн в определённом диапазоне частот для всех углов падения и поляризаций. Применяется для подавления поверхностных волн, уменьшения поперечных размеров и взаимного влияния между элементами в печатных антенных системах [7].

Структура 3 со *свойствами со свойствами радиопоглощающих материалов* (РПМ) реализуются как на основе композиционных сплошных сред, так и совместно с частотно-селективными структурами. Применяется для целей радиомаскировки, электромагнитной совместимости, снижения ЭПР антенн и антенных решёток, и т.д.

Структура 4 характеризует так называемые *метаматериалы* (metamaterial) – “материалы, обладающие электромагнитными свойствами, которые не присущи обычным веществам, встречающимся в природе” (“искусственные структурные элементы, спроектированные с целью получения полезных и необычных электромагнитных свойств”). Относятся к группе периодических структур, период которых всё ещё меньше длины волны, а резонанс в которых

ассоциируется за счёт выбора структуры с резонансами самих элементов, а не с резонансами периодической структуры элементов. Для описания характеристик структуры (среды), которая является дисперсионной, пользуются эквивалентными электрофизическими параметрами [1-5].

Первый раздел работы посвящен ПСК структурам со свойствами частотной селективности (ЧСС). Проведен аналитический обзор литературы по частотно-селективным структурам, которые возможно использовать для снижения рассеивающих свойств ФАР L-диапазона. Рассмотрены этапы синтеза и анализа частотно-селективных структур. Последовательно, реализуя этапы перехода от параметров фильтра прототипа к ВЧ реализации, синтезированы полосно-заграждающие каскадные (с рабочей полосой часто 8...18 ГГц) и многорезонансные (8...12 и 16...18 ГГц) ЧСС на основе печатных кольцевых элементов, проведен анализ геометрических и электрофизических параметров на характеристики ЧСС. Выявлен механизм возникновения незеркального рассеяния от системы ЧСС–проводящий экран, обусловленный тем, что небольшая фракция зондирующей ЭМ волны всегда проходит сквозь полосно-заграждающую ЧСС и рассеивается на проводящем экране. Приведена интерпретация выявленного эффекта на основе приближённой теории резонаторных антенн. Проведено макетирование и экспериментальные измерения частотной зависимости коэффициента прохождения однослойной ЧСС. Сравнение результатов измерений и численное моделирование показало их удовлетворительное совпадение.

Во **втором разделе** проведено полномасштабное моделирование ДОР линейных периодических структур L-диапазона, экранированных различными синтезированными частотно-селективными структурами при облучении плоской ЭМ волной X- и Ku-диапазонов. Выявлен эффект ослепления ЧСС, обусловленный резонансными эффектами между ЧСС и проводящим основанием ЛПС и приводящий к подавлению отдельных лепестков Брэгга ДОР. Приведены формулы, позволяющие определить угловое частотное положение неподавленных лепестков Брэгга. Рассмотрены методы контроля эффекта «ослепления» ЧСС. На примере двухслойной ЧСС показано, что уменьшение расстояния от ЧСС до проводящего экрана в 2 раза позволяет в два раза уменьшить частоту резонансных пиков. Для контроля эффекта «ослепления» предложено покрывать проводящее основание ЛПС поглощающим материалом, что позволяет снизить амплитуду лепестков Брэгга на 10 ... 30 дБкв.м в рабочей частоте ЧСС и поглощающего материала.

Разработана антенная система, объединяющая ФАР L-диапазона на основе элемента типа МНИ, размещаемую в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой и поглощающий материал на основе резистивных печатных элементов, с амплитудой лепестков Брэгга в полосе частот 8-18 ГГц в диапазоне углов облучения (5-55) градусов на 5-25 дБ меньше, чем у

исходной ФАР. При этом, коэффициент усиления разработанной АС, по сравнению с исходной ФАР, не более чем на 0,3 дБ меньше в полосе частот 1..1.6 ГГц и секторе сканирования ± 45 градусов.

Третий раздел рассмотрены ПСК структуры со свойствами искусственного магнитного проводника (АМС). Проведен аналитический обзор литературы. Исследована полная полоса (включающая как характеристики согласования, так и направленности) излучателя, расположенного на различных типах АМС структур. Показано, что в случае структуры типа грибы, расположенной на проводящем экране размером большим, чем АМС структура, эти особенности проявляются в деградации ДН АС в Е-плоскости и возникновении провалов в нормальном направлении ДН. Показано, что деградация ДН АС в согласованной полосе рабочих частот обусловлена излучением вертикальных проводников АМС структуры.

Рассмотрены особенности ДН АС в Н-плоскости, расположенных на планарных АМС структурах, вызванные равенством длины конечной АМС структуры и резонансной длины волны ТЕ моды. Предложен способ расширения полной полосы АС на конечной планарной АМС структуре путем использования системы из «сдвоенного» излучателя, состоящего из двух вибраторов, запитываемых синфазно и разнесенных на расстояние $D \sim \lambda_{\pi} / 2$ в плоскости провала.

Комплексная разработка низкопрофильной конформной двухполяризационной антенной системы ОВЧ-диапазона ($\lambda_0 = 2.3$ м) авиационного комплекса землеобзора с искусственным магнитным проводником позволило снизить высоту профиля АС до $0.07\lambda_0$ и расширить полную полосу рабочих частот 40% по уровню КСВ ≤ 2.5 , обеспечить низкий уровень заднего излучения (менее -10 дБ в рабочем диапазоне АС) и развязку между ортогональными поляризациями не более -35 дБ, что позволит улучшить радиотехнические характеристики АС и сохранить аэродинамические свойства летательного аппарата.

В четвертый раздел посвящен периодическим СВЧ композитным структурам с электромагнитной запрещенной зоной (EBG). Проведен аналитический обзор литературы по EBG структурам для подавления поверхностных волн и улучшения развязки между излучателями АС.

Рассмотрено использование EBG структур для подавления поверхностных волн и устранения эффекта ослепления в печатных ФАР. Разработаны ПСК структуры со свойствами электромагнитной запрещенной зоны, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование в составе перспективных ФАР X-диапазона, показавшее возможность подавления поверхностных волн устранения эффекта ослепления в печатных ФАР. В частности, комплексная разработка ФАР на основе печатного вибраторного излучателя с EBG структурой позволило уменьшить профиль ФАР до $0.1\lambda_0$ при ширине полосы

рабочих частот 10% по уровню КСВ ≤ 2 при синфазном возбуждении и КСВ ≤ 3.2 при сканировании лучом в секторе $\theta_0 \leq 45^\circ$.

Рассмотрены ПСК структуры с электромагнитной запрещенной зоной для увеличения развязки между элементами в двухполяризационных антенных системах. Проведена комплексная разработка антенной системы, состоящей из двух подсистем с ортогональными поляризациями УВЧ диапазона ($\lambda_0 = 69$ см) космического комплекса землеобзора с композитными структурами позволяет уменьшить профиль АС до 0.055 длины волны при ширине полосы рабочих частот 14% по уровню КСВ ≤ 2 и развязкой в кроссполяризационных каналах – 30 дБ, а также уменьшить эффект взаимовлияния между элементами АР на 7 дБ, что позволяет улучшить радиотехнические характеристики АС и компактно размещать антенное устройство внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту.

В заключении сформулированы основные выводы по результатам работы.

1 Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами частотной селективности

Известно, что радиолокационная заметность самолёта определяется в основном его сильно отражающими элементами (воздухозаборниками двигателей, фюзеляжем, крыльями и др.). Антенны, в частности ФАР, относятся к таким элементам [9, 10]. Отметим, выработанные практикой подходы (принципы), положенные в основу обычной (не связанной с перекомпоновкой планера) технологией Stealth [11], ориентируясь на снижение ЭПР антенных систем с электронным управлением лучом:

1. Снижение ЭПР целесообразно производить только в наиболее опасном для обнаружения самолёта секторе углов: $(\pm 10^\circ - 55^\circ)$ от продольной оси в азимутальной плоскости и $\sim 5^\circ$ в нижней полусфере углов наблюдения.

2. Снижение ЭПР должно осуществляться только до уровня общего среднего уровня ЭПР планера, при этом глубина снижения ЭПР для различных антенных систем должна быть пропорциональна уровню ЭПР конкретной антенной системы.

В рабочем диапазоне ЭПР АР определяется, в основном, антенной (резонансной) составляющей, поэтому для минимизации ЭПР необходимо реализовать условия согласования АР в максимальной полосе частот и секторе сканирования ($\Gamma_a(f, \theta_0) \rightarrow 0$) [10, 12-14]. Вне рабочего диапазона [10, 12-#2] ЭПР АР определяется структурной составляющей, которая обусловлена формой, размерами и материалом элементов АР и свойствами обтекателя. АР в таком режиме приближается к свойствам идеальной отражающей поверхности при выборе шага между элементами АР $d/\lambda \leq 1/2$, что обеспечивает естественное уменьшение ЭПР для моностатического режима для направлений падения волны, отличных от нормального. При $\theta = \theta_0$, $\varphi = \varphi_0$ ЭПР называют однопозиционной (моностатической), при $\theta \neq \theta_0$, $\varphi \neq \varphi_0$ – двухпозиционной (бистатической). Зависимость моностатической ЭПР от угловых координат называют диаграммой направленности рассеянного поля (*диаграммой обратного рассеяния – ДОР*) $F^S(\theta_0, \varphi_0)$.

На частотах вне полосы рабочих частот используются следующие механизмы контроля (снижения, перераспределения в секторе углов) ЭПР антенны (АР) [10, 14]: формирование угловой структуры ЭПР (например, наклон плоскости решётки относительно направления излучения из наиболее опасных секторов углов), минимизация рассеяния от неоднородностей, применение поглощающих материалов, эффект взаимного гашения и применение частотно-селективных структур. Далее основное внимание уделено частотно-селективным структурам.

1.1 Аналитический обзор частотно-селективных структур

1.1.1 Введение

Частотно-селективные структуры (ЧСС), представляют собой периодические решётки печатных, щелевых и диэлектрических элементов (однослойных или каскадных), резонанс в которых в первую очередь ассоциируется с резонансами периодической структуры элементов, а не с резонансами самих элементов. Как правило, длина волны сравнима или меньше периода структуры и для классического описания характеристик структуры, которая является дисперсионной, используется модель Флоке. ЧСС применяются в антенных системах в качестве поляризаторов и обтекателей, для разделения каналов многочастотных зеркальных антенн и управления ЭПР, при разработке поглотителей, искусственных магнитных структур и структур с электромагнитной запрещенной зоной, в качестве фильтров АФАР и т.д. [8, 15-20].

Основными требованиями к ЧСС являются их хорошая прозрачность в рабочей полосе частот антенны и приближение к свойствам идеальной отражающей поверхности или абсолютно “чёрного” тела вне рабочей полосы антенны. Фактически ЧСС являются пространственными фильтрами (низких частот, верхних частот, полосно-пропускающими и т.д.) и характеризуются типом передаточной характеристики (рисунок 1.1), полосой частот, потерями, поляризационными и угловыми свойствами. Характеристики частотно-селективных структур зависят от следующих факторов: геометрии и периода элементов, диэлектрической проницаемости подложки, числа слоев и расстояния между ними каскадной структуры, размеров конечной структуры.

Несмотря на большое разнообразие элементов, используемых для построения печатных (полосно-заграждающий тип частотной характеристики – рисунок 1 *a*), *b*), *в*) и щелевых (полосно-пропускающий тип частотной характеристики – рисунок 1 *г*), *д*), *е*) однокаскадных и каскадных ЧСС, согласно [19], их можно разделить на три группы: вибраторные, рамочные и пластинчатые (рисунок 1.2). Вибраторные ЧСС состоят из диполей, триполей, крестообразных элементов. В рамочных ЧСС применяются квадратные и кольцевые, крестовидные и многоугольные рамки. Основными формами пластинчатых ЧСС являются квадрат, многоугольник и круг.

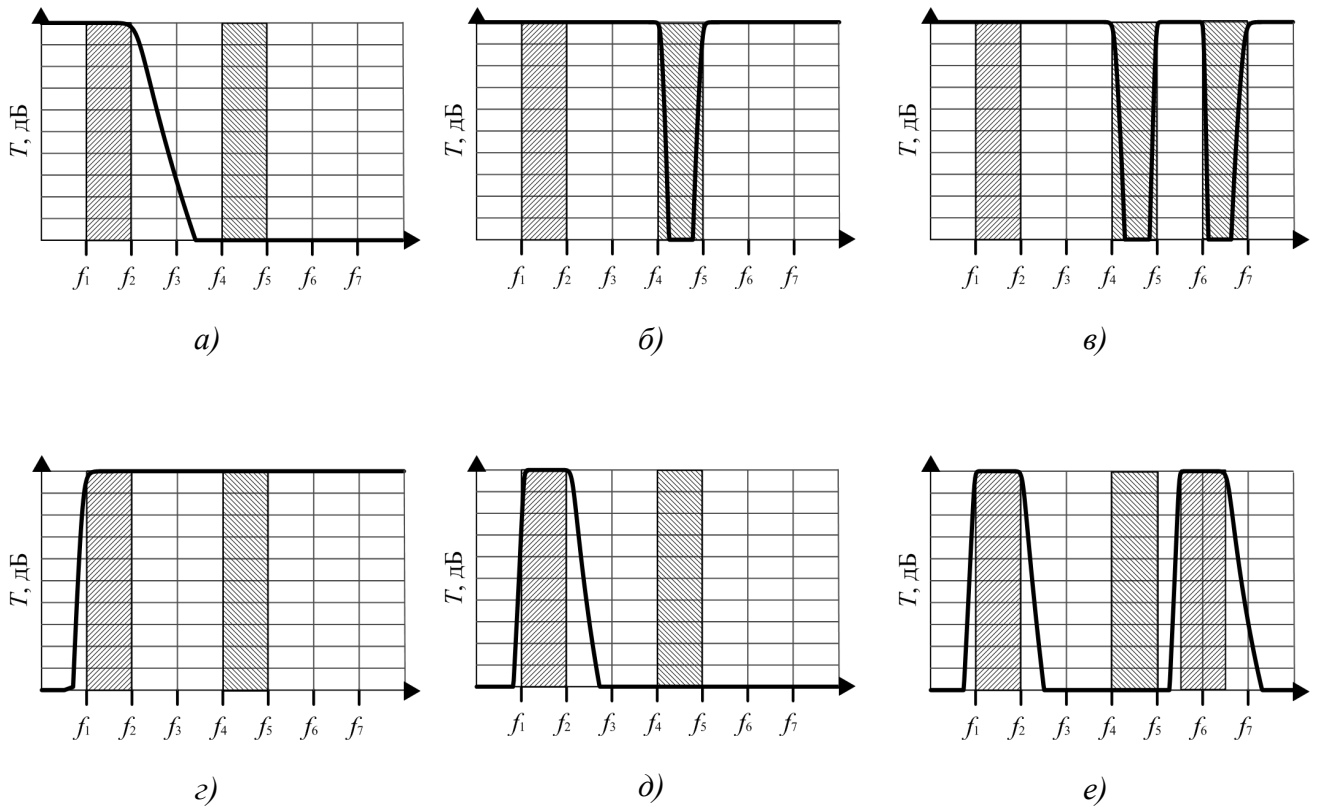


Рисунок 1.1 – Характеристики фильтров прототипов частотно-селективных структур: *а)* – низкочастотный фильтр прототип; *б)* – полосно-заграждающий фильтр прототип; *в)* – полосно-заграждающий двухрезонансный фильтр прототип; *г)* – высокочастотный фильтр прототип; *д)* – полосно-пропускающий фильтр прототип; *е)* – полосно-пропускающий двухрезонансный фильтр прототип.

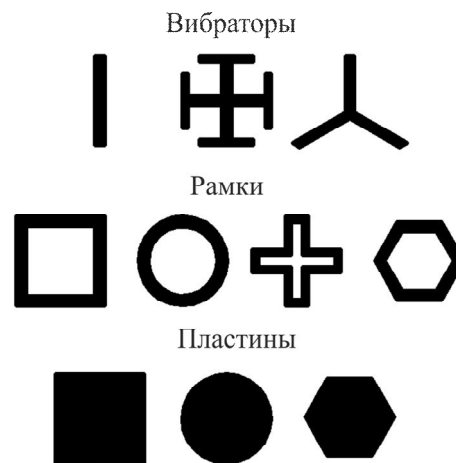


Рисунок 1.2 – Формы элементов ЧСС.

При выборе типа элемента частотно-селективной структуры необходимо учитывать требования, предъявляемые к частотно-селективному экрану, такие как поляризационная и угловая чувствительности, ширина полосы частот. При контроле характеристики рассеяния АФАР с помощью ЧСС необходимо обеспечить условие отсутствия высших гармоник Флоке в структуре в заданном частотном и угловом диапазоне [21]:

$$d_{fss} < \frac{c}{f_e \cdot (1 \pm \sin(\theta_{max}))} \quad (1.1)$$

где c – скорость света, d_{fss} – период ЧСС, f_e – верхняя граничная частота требуемой рабочей полосы частот ЧСС, θ_{max} – максимальный угол падения плоской ЭМ волны на ЧСС.

В [16] приведена таблица, в которой производится оценка характеристик некоторых типов элементов ЧСС. В таблице 1.1 лучшему значению параметра соответствует значение 1, а худшему – 4. Согласно приведенной таблице, кольцевой прямоугольный элемент является наиболее предпочтительным как по ширине полосы рабочих частот, так и по стабильности характеристик для различных углов падения и поляризации плоской ЭМ волны.

Таблица 1.1 – Оценка характеристик элементов ЧСС [6].

Тип элемента	Угловая чувствительность	Поляризационная чувствительность	Ширина рабочей полосы
Иерусалимский крест	2	3	2
Кольцо	1	2	1
Триполь	3	3	3
Крест	3	3	3
Квадратное кольцо	1	1	1
Диполь	4	1	4

Традиционные частотно-селективные структуры, 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 [8, 15-19]. 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.

Ниже проведен краткий аналитический обзор работ по ЧСС (полосно-заграждающих ЧСС, полосно-пропускающих ЧСС, а также частотно-избирательных обтекателей).

1.1.2 Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры

Полосно-заграждающие ЧСС строятся на основе печатных элементов (рисунок 1.2) и реализуют полосно-заграждающую частотную характеристику. Как правило, согласно [20], используются для разработки поглотителей, зеркальных и отражательных антенн. Традиционные ЧСС с полосно-заграждающей частотной характеристикой рассмотрены в [8, 14-17].

Однослойные полосно-заграждающие ЧСС рассмотренные в [23, 24]. В [23] приведена компактная ЧСС с широкополосной полосно-заграждающей частотной характеристикой. ЧСС состоит из печатных шестиугольных кольцевых элементов размещенных гексагонально. На частоте ниже 2 ГГц, коэффициент прохождения ЧСС не менее 0.9 дБ. В полосе заграждения 8.0 – 18 ГГц, коэффициент прохождения не более -10 дБ. ЧСС имеет низкий профиль (0.6 мм) и стабильную частотную характеристику при угле падения плоской электромагнитной волны до 30° для различных поляризаций. В [24] ЧСС на основе печатного фрактального элемента. Печатный элемент на основе фрактала Виксека используется для построения ЧСС, обеспечивающей полосно-заграждающую частотную характеристику для падающей плоской ТМ или ТЕ поляризованной электромагнитной волны. Использование фрактальных элементов различного уровня позволило уменьшить резонансную частоту ЧСС с 16.1 ГГц до 8.0 ГГц, однако полоса рабочих частот ЧСС уменьшилась с 30% до 7 % соответственно.

Каскадные многослойные полосно-заграждающие ЧСС рассмотренные в [25, 26]. В [25] рассмотрена трехслойная ЧСС с полосно-заграждающей частотной характеристикой. В качестве элементов ЧСС используются печатные прямоугольные элементы с вырезами, для создания многорезонансной частотной характеристики. Объединение элементов в каскадную трехслойную структуру позволило обеспечить полосно-заграждающую частотную характеристику в полосе 4.05 – 14.12 ГГц для вертикально поляризованной плоской электромагнитной волны и в полосно-заграждающий отклик в полосе частот 5.05 – 15.0 ГГц для горизонтально-поляризованной волны. В [26] представлен метод для разработки каскадных широкополосных полосно-заграждающих ЧСС на основе эквивалентных схем ЧСС с нерезонансным элементом. Приведенный метод позволяет получить широкую рабочую полосу при малой толщине подложки, что приводит к уменьшению веса и увеличению стабильности характеристик ЧСС при наклонном падении плоской электромагнитной волны. На основе представленного метода разработана ЧСС с рабочей полосой частот 3.5 – 8 ГГц по уровню коэффициента прохождения -20 дБ.

Каскадные полосно-заграждающие ЧСС на основе печатных совмещенных элементов для создания многорезонансной частотной характеристики рассмотрены в [27, 28]. В [27] рассмотрены каскадные ЧСС на основе комбинации печатных кольцевых и крестообразных элементов, имеющих различные периоды для создания многорезонансной полосно-заграждающей частотной характеристики. В [28] представлена двухслойная ЧСС на основе печатного многорезонансного элемента. ЧСС состоит из двух идентичных слоев, разделенных слоем диэлектрика. ЧСС функционирует в полосах частот 8.28-10.44 ГГц и 23.2-23.7 ГГц.

Рассмотрено влияние толщины диэлектрического слоя, а также угловая и поляризационная чувствительности приведенной ЧСС.

В [29] представлена методология для миниатюризации элементов и управлением резонансной частотой частотно-селективной структуры на основе печатного элемента типа иерусалимский крест путем введения металлизированных отверстий в диэлектрической подложке. Введение металлизированных отверстий позволяет увеличить эквивалентные индуктивность и емкость ЧСС. При этом эквивалентная индуктивность зависит от диаметра и длины металлизированного отверстия, а эквивалентная емкость зависит как от длины металлизированного отверстия, так и от расстояния между ними.

1.1.3 Полосно-пропускающие частотно-селективные структуры

Полосно-пропускающие ЧСС строятся на основе щелевых элементов (взаимодополняющие структуры к рисунку 1.2) и реализуют полосно-пропускающую частотную характеристику. Как правило [22], используются для частотно-избирательных обтекателей. Традиционные ЧСС с полосно-пропускающей частотной характеристикой также рассмотрены в [8, 15-17].

В последнее десятилетие возрастающий интерес проявляется к новому классу полосно-пропускающих ЧСС на основе нерезонансных ячеек. В [30-32] авторы ставили целью решить следующие основные задачи, возникающие при разработке ЧСС: обеспечить коэффициент передачи более устойчивым к углу падения и поляризации; локализовать реакцию базовой ячейки ЧСС на падающую волну, т.е. сделать отклики ячеек независимыми друг от друга. Уменьшить влияние высших гармоник, появляющихся при падении плоской волны на периодическую структуру под произвольными углами на характеристики ЧСС, уменьшить толщину каскадных структур.

В [30] демонстрируются характеристики полосно-пропускающей комплексированной ЧСС, использующей нерезонансные двумерные однослойные ЧСС, элементы которых и одинаковый период меньше рабочей длины волны ЧСС. Одна из ЧСС имеет емкостной эквивалентный импеданс (например, двумерная периодической решётки металлических пластин – рисунок 1.7 а), другая – индуктивный эквивалентный импеданс (например, двумерная периодической решётки металлических полос – рисунок 1.7 б). Нанесённые на разные стороны тонкой плёнки они реализуют резонансный режим в виде параллельного контура, включённого параллельно в эквивалентную линию передачи, с характеристиками полосно-пропускающего фильтра. Выбором числа слоёв, параметров в каждом из них, расстоянием между ними, действующим как импедансный инвертор, можно реализовать

полосно-пропускающую ЧСС необходимого порядка. За счёт малых размеров элементов и периода показано, что у комплексированной ЧСС коэффициент передачи более устойчив к углу падения и поляризации. Отмечается, что при близком размещении слоёв комплексированной ЧСС изменяется распределение электромагнитного поля, и формула для расчёта емкостного импеданса даёт существенную погрешность. Иллюстрируется наличие потерь в коэффициенте передачи комплексированной ЧСС за счёт отражения, вызванного присутствием тонкого диэлектрического слоя. Для получения максимально плоской характеристики приведены результаты моделирования полосно-пропускающего ЧСС второго порядка, состоящего из двух комплексированных ЧСС, разнесённых на расстояние $\lambda_c / 4$.

В развитие подхода [30] для создания ЧСС с использованием периодической ячейки малых размеров $\lambda_0 / 12$, в [31] предложена гибридная конструкция, состоящая из решётки петлевых элементов квадратной формы (резонансная структура) и решётки металлических полос (размещаемых на противоположных сторонах тонкой подложки). Для создания полосно-пропускающих ЧСС высокого порядка указанную гибридную структуру наносят на одну сторону тонкой подложки с последующим каскадированием. Обсуждается эквивалентная схема, параметры которой извлекаются в результате полноволнового моделирования. Для реализации полосно-пропускающих ЧСС с несколькими рабочими полосами, учитывая малые размеры ячейки, предложено использовать технологию кластеров – объединение в одной ячейке нескольких петлевых элементов квадратной формы различных размеров.

В [32], используя технику нерезонансных однослойных ЧСС, реализованы полосно-пропускающие ЧСС второго порядка с центральной частотой $f_0 = 10$ ГГц, полосой частот 20% при углах падения $\theta \leq 45^\circ$ с размером ячейки, периодом порядка $0.15\lambda_0$ и полной толщиной $\lambda_0 / 30$. Предложена методика синтеза таких ЧСС при заданных центральной частоте, полосе частот, типу отклика и сделано обобщение на реализацию полосно-пропускающих ЧСС более высокого порядка.

1.1.4 К выбору типа характеристики частотно-селективной структуры

В таблице 1.2 приведены тип характеристики, рабочая полоса частот, период и толщина ЧСС рассмотренных в обзоре. А также период и толщина структур (масштабируются), применительно к решению задачи контроля ЭПР и ДОР ФАР L-диапазона. Видно, что рассмотренные ЧСС с полосно-заграждающей частотной характеристикой имеют меньший период по сравнению с полосно-пропускающими ЧСС. Следовательно, использование полосно-заграждающих ЧСС позволит получить большую рабочую полосу частот (до

появления высших гармоник ЧСС) и высокую стабильность к наклонному падению плоской волны. Также из таблицы 1 и 2 видно, что предпочтительным является выбор полосно-заграждающей ЧСС на основе печатных прямоугольных кольцевых элементов.

Таблица 1.2 – Перспективные частотно-селективные структуры

Статья	Тип хар-ки	Полоса частот, ГГц	Период, мм	Толщина, мм	Масштабир. период, мм	Масштабир. толщина, мм
[21]	п/з	8–18	6.37	0.6	6.7	0.6
[22]	п/з	8.79–9.7	12.3	1.6	12.3	1.6
[23]	п/з	4.05–14.12 5.05–15.0	16	24.8	16	24.8
[24]	п/з	3.5–8	8	5.25	4.6	2.6
[26]	п/з	8.28-10.44	4.4	3	4.12	2.8
[28]	п/п	10–12	5	0.5	42.3	4.23
[30]	п/п	9–11	4.5	1	34.6	7.69
[45]	п/п	5.9–6.2	20	0.38	92	1.75
[46]	п/п	8.8–9.1	11	-	75.3	-
[47]	п/п	8-12	4.5, 9	3.175	34.6, 69.2	24.42

Примечание: п/з – полосно-заграждающая передаточная характеристика, п/п – полосно-пропускающая передаточная характеристика.

1.2 Этапы проектирования частотно-селективных структур

Этапы синтеза и анализа частотно-селективных структур, а также их интеграцию с ФАР можно разделить на следующие пункты:

1. Синтез однослойных и каскадных фильтров-прототипов на сосредоточенных элементах
2. Выбор моделей и методов анализа периодических решёток, используемых для построения частотно селективных структур на этапе перехода от фильтра-прототипа к их высокочастотному аналогу
3. Полноволновое моделирование однослойных и каскадных ЧСС:
 - сопоставление различных методов полноволнового моделирования (FDTD, FEM);
 - оценка влияния геометрических и электрофизических параметров ЧСС на их характеристики;
 - оценка влияния угла падения и поляризации волны на характеристики ЧСС.
4. Комплексификация ЧСС с антенной решеткой
 - анализ влияния ЧСС на обтекатель;
 - анализ ДОР системы АР+ЧСС;
 - анализ влияния ЧСС на характеристики АР;
 - совместная оптимизация системы ЧСС+ АР.

1.2.1 Синтез однослойных и каскадных фильтров-прототипов на сосредоточенных элементах

На первом этапе анализа, ЧСС удобно рассматривать как фильтр с сосредоточенными элементами, параметры которых определяются в квазистационарном приближении.

Как правило, выделяют два метода синтеза схем фильтров на сосредоточенных элементах [33]:

- расчет по заданным характеристическим параметрам;
- расчет по заданным рабочим параметрам.

Расчет по рабочим параметрам позволяет получить фильтр с меньшим числом элементов, чем расчет по характеристическим параметрам и основывается на более общем подходе. При расчете фильтра по заданным рабочим параметрам вводят коэффициент потерь [31]:

$$P_L = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} = |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}, \quad (1.2)$$

где $P_{\text{вх}}$ – мощность на входе фильтра, $P_{\text{вых}}$ – мощность на выходе фильтра, $H(j\omega)$ – передаточная функция, $\Gamma(\omega)$ – коэффициент отражения.

Расчет фильтра по заданным рабочим параметрам можно разделить на следующие этапы [31]:

- задание технических требований к фильтру;
- разработка низкочастотного фильтра прототипа;
- масштабирование и трансформация к реальному фильтру;
- переход от фильтра на сосредоточенных элементах к фильтру с распределенными параметрами.

1.2.1.1 Разработка низкочастотного фильтра прототипа

Расчет элементов фильтра [33-37] выполняется при нормированных параметрах для низкочастотного (НЧ) фильтра прототипа с последующим переходом к необходимым параметрам и требуемому типу фильтра: высокочастотному, полосовому, заграждающему. Наиболее простое решение задачи синтеза получается, если сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление источника считать одинаковыми резистивными с нормализацией к значению $r_n' = 1$ Ом. У полосы пропускания граничное значение частоты выбирается равным 1, т.е. вводится относительная частота $\Omega = \omega / \omega_1$, где ω_1 – заданная граничная частота, так что $\Omega_1 = 1$ [32]. Для НЧ прототипа можно считать заданным характеристику на рисунке 1.3: $L_{\text{max}} = 10 \cdot \lg(1 + \varepsilon_p^2)$ – максимально допустимое ослабление в полосе пропускания, Ω_1 –

относительная граничная частота полосы задерживания, Ω_2 – относительная граничная частота полосы пропускания, $L_{\min} = 10 \cdot \lg(1 + \varepsilon_s^2)$ – минимально допустимое ослабления в полосе задерживания. Коэффициенты ε_p и ε_s определяют неравномерность функции ослабления L в полосе пропускания и задерживания соответственно. Часто, при расчете фильтра вводятся параметры: $k = \Omega_1 / \Omega_2$, определяющий селективные свойства фильтра и параметр $k_l = \varepsilon_p / \varepsilon_s$, который определяет степень подавления фильтра с учетом вносимых потерь.

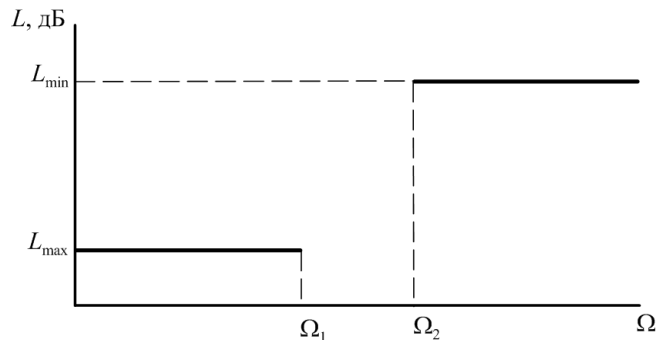


Рисунок 1.3 – Идеальная характеристика НЧ фильтра прототипа.

Для аналитического решения задачи реализации фильтра, необходимо выбрать функцию, которая с достаточной точностью аппроксимирует зависимость на рисунке 1.3. Эта характеристика часто аппроксимируется полиномами Баттерворта $F_n(x) = x^{2n}$, полиномами Чебышева $T_n(x) = \cos(n \cdot \arccos(x))$ при $|x| < 1$ и $T_n(x) = \operatorname{ch}(n \cdot \operatorname{Arch}(x))$ при $|x| > 1$, обратными полиномами Чебышева $T_n(1/x)$ или эллиптическими дробно-рациональными функциями $R_N(\Omega, k)$, зависящими от k порядка N .

Максимально плоская характеристика (фильтр Баттерворта)

Характеристика, максимально плоская в полосе пропускания. Функция ослабления монотонно растет с увеличением частоты:

$$L = 10 \lg(1 + \varepsilon_p^2 F_n(\Omega)) = 10 \lg(1 + \varepsilon_p^2 \Omega^{2n}), \quad (1.3)$$

В литературе, как правило, $\varepsilon_p = 1$, что соответствует постоянной ослабления $L_{\max} = 3$ дБ на граничной частоте.

Порядок фильтра Баттерворта n :

$$n \geq \frac{\lg(\varepsilon_s / \varepsilon_p)}{\lg(\Omega_2 / \Omega_1)}, \quad (1.4)$$

Чебышевская характеристика (фильтр Чебышева I рода)

Характеристика, максимально плоская в полосе задерживания и равноволновая в полосе пропускания. Функция ослабления:

$$L = 10 \lg(1 + \varepsilon_p^2 T_n(\Omega)), \quad (1.5)$$

где полином Чебышева: $T_1 = \Omega$, $T_2 = 2 \cdot \Omega^2 - 1$ и при любом порядке $n > 2$ полином $T_{n+1} = 2 \cdot \Omega \cdot T_n - T_{n-1}$

Порядок фильтра Чебышева I рода:

$$n \geq \frac{ch^{-1}(\varepsilon_s / \varepsilon_p)}{ch^{-1}(\Omega_2 / \Omega_1)}, \quad (1.6)$$

НЧ фильтр прототип с максимально плоской характеристикой или с чебышевской характеристикой может быть составлен по одной из двух схем (рисунок 1.4):

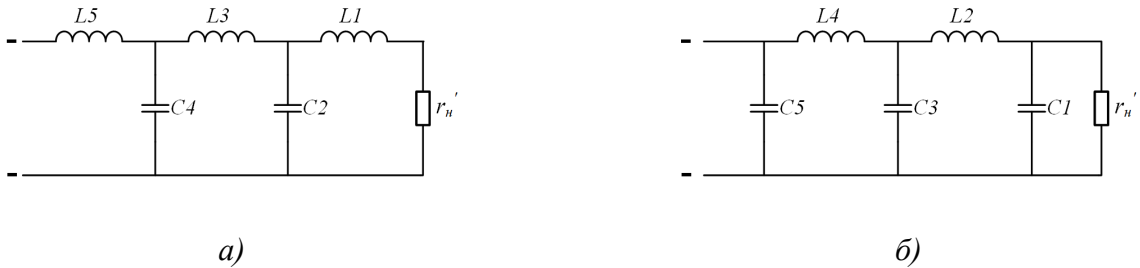


Рисунок 1.4 – Схемы НЧ фильтра прототипа.

Обратная чебышевская характеристика (фильтр Чебышева II рода)

Характеристика, оптимально равноволновая в полосе задерживания и оптимально максимально плоская в полосе пропускания. Функция ослабления:

$$L = 10 \lg \left(1 + \frac{\varepsilon_p^2}{T_n(1/\Omega)} \right), \quad (1.7)$$

Порядок фильтра Чебышева II рода:

$$n \geq \frac{ch^{-1}(\varepsilon_s / \varepsilon_p)}{ch^{-1}(\Omega_2 / \Omega_1)}, \quad (1.8)$$

Эллиптическая характеристика (фильтр Кауэра)

Наиболее общая характеристика, равноволновая в полосе пропускания и в полосе задерживания. Функция ослабления:

$$L = 10 \lg(1 + \varepsilon_p^2 R_N^2(\Omega, k)), \quad (1.9)$$

Порядок фильтра Кауэра:

$$n \geq \frac{K'(k_1)K(k)}{K(k_1)K'(k)}, \quad (1.10)$$

Где K – полный эллиптический интеграл, а K' – полный комплиментарный эллиптический интеграл.

НЧ фильтр прототип с обратной чебышевской характеристикой или с эллиптической характеристикой может быть составлен по одной из двух схем (рисунок 1.5):

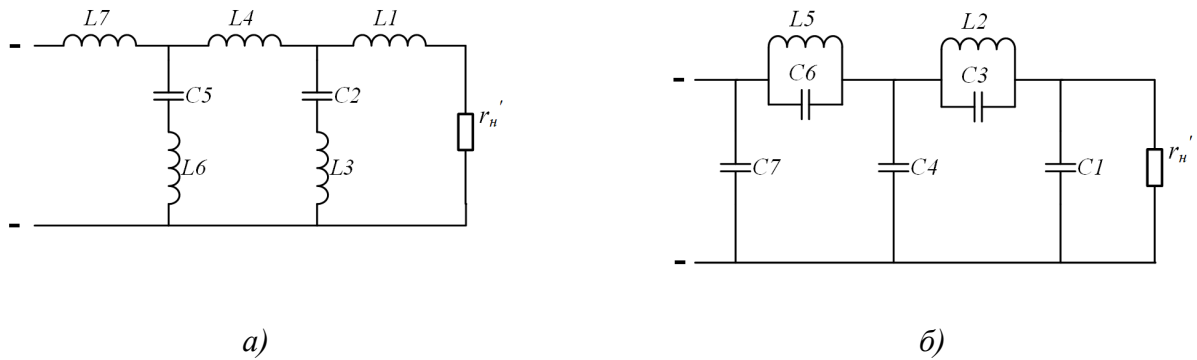


Рисунок 1.5 – схемы НЧ фильтра прототипа.

Для определения параметров фильтра необходимо составить передаточную или входную функцию, которая будет содержать искомое значение всех L и C . Пример определения параметров фильтра по входной функции представлен, например в [33]. Для синтеза четырехполюсников без потерь с двухсторонними нагрузками используют, например метод Дарлингтона. Алгоритм определения параметров фильтра, если его передаточная функция имеет вид $H(p) = M(p)/N(p) = ks^m/N(p)$, где $N(p)$ полином Гурвица порядка n представлен в [35]:

- Определяется минимально-фазовое решение из выражения:

$$\Gamma(p)\Gamma(-p) = 1 - (R_H/R_H)H(p)H(-p), \quad (1.11)$$

- Составляется функция:

$$Z_{\text{вх}}(p) = (1 \pm \Gamma(p))/(1 \mp \Gamma(p)), \quad (1.12)$$

и выбирается $Z_{\text{вх}}(p)$ с требуемым сопротивлением нагрузки

- Используя топологию Кауэра реализуется $Z_{\text{вх}}(p)$

Отметим, что представленный алгоритм применим только, при реализации фильтра Баттерворта и фильтра Чебышева I рода. Для определения значений элементов фильтра Кауэра или фильтра Чебышева II рода можно использовать метод, представленный в [36].

Так как параметры фильтра при заданном L_{max} зависят только от порядка фильтра n , то составлены таблицы значений нормированных параметров НЧ-прототипа, из которых можно сразу выписать значения этих параметров [34, 37].

1.2.1.2 Денормирование и трансформация

Следующим этапом синтеза фильтра является переход от НЧ прототипа с нормированными параметрами к необходимым параметрам и требуемому типу фильтра: низкочастотному, высокочастотному, полосовому или заграждающему. Для перехода от нормированных параметров НЧ прототипа к его реальным параметрам производят процедуру денормирования для каждого из параметров НЧ прототипа: $L = mL$, $C = C/m$, где $m = R/r_n'$ –

денормирующий множитель. Переход от НЧ прототипа к требуемому типу фильтра осуществляется посредством замены [33, 37]:

НЧ–ФНЧ: $\omega = \Omega/\omega_1$, где ω_1 – граничная частота пропускания ФНЧ;

НЧ–ФВЧ: $\omega = -\omega_1/\Omega$, где ω_1 – граничная частота пропускания ФВЧ;

НЧ–ППФ: $\omega = \Omega(\omega_2 - \omega_1)/\omega_0(\Omega^2 - \omega_0^2)$, где $\omega_0^2 = \omega_1\omega_2$ – центральная частота полосы пропускания ПЗФ, ω_1, ω_2 – граничные частоты полосы пропускания.

НЧ–ПЗФ: $\omega = \omega_0(\Omega^2 - \omega_0^2)/\Omega(\omega_2 - \omega_1)$, где $\omega_0^2 = \omega_1\omega_2$ – центральная частота полосы заграждения ППФ, ω_1, ω_2 – граничные частоты полосы заграждения.

Элементы низкочастотного фильтра преобразуются в элементы требуемого фильтра, согласно методам, указанным в [33-35, 37].

1.2.2 Выбор моделей и методы анализа периодических решёток, используемых для построения частотно селективных структур на этапе перехода от фильтра-прототипа к его высокочастотному аналогу

Можно условно выделить три подхода к анализу периодических решёток, используемых для построения частотно селективных структур на этапе перехода от фильтра-прототипа к его высокочастотному аналогу: полноволновое моделирование, аналитический подход и численно-аналитический метод эквивалентных схем.

Полноволновое моделирование. Наиболее полное представление о характеристиках структур на рисунке 1.2 даёт *полноволновое моделирование* на основе пространственно-временных или пространственно-частотных алгоритмов. При выборе метода решения приходится полагаться на опыт предшествующего решения задач, на возможности метода (сложность области решения, неоднородность среды, вычислительные ресурсы и т.д.), интуицию и сравнение с экспериментом, а также отвечать за достоверность результатов. Отметим численные методы решения электродинамических задач, рассмотренные в книге. Проекционные методы: моментов–ММ (в англоязычном варианте – method of moments) и Ритца; метод конечных разностей –МКР (finite difference method – FDM); метод конечных разностей во временной области – МКРВО (finite difference time-domain method – FDTD) и метод конечных элементов – МКЭ (finite element method – FEM) [38, 39].

Хотя указанные методы позволяют с высокой точностью определить характеристики структуры, однако они требуют существенных вычислительных ресурсов, что затрудняет процедуру оптимизации параметров ЧСС и особенно тандема ЧСС–ФАР, осложняет физически прозрачную интерпретацию механизмов рассеяния и интерференции.

Аналитический подход. Чтобы упростить оценку параметров структур (в том числе композитных) Конторовичем М.И в 50-е годы был предложен *аналитический подход* [40], описывающий электромагнитные свойства планарной периодической структуры в терминах импеданса решётки Z_g , связывающего среднее значение полного электрического поля в плоскости периодической структуры со средним значением поверхностного электрического тока. Развивая этот подход, в [41, 42] получены убедительные результаты, когда период структур меньше длины волны. Обратимся к структурам, представленным на рисунке 1.7, полагая, что $D \ll \lambda, g \ll D$.

Электромагнитные свойства *планарной периодической структуры из металлических полос* могут быть описаны в терминах импеданса решётки Z_g , связывающего среднее значение электрического поля в плоскости пластин со средним значением поверхностного электрического тока: $E_\tau = Z_g [n_0 \times H]$. В случае периодической структуры двумерных металлических полос (рисунок 1.7 а)

$$Z_g^{\text{TM}} = i \frac{\eta_0}{2} \alpha \left[1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_g^2} \right], \quad Z_g^{\text{TE}} = i \frac{\eta_0}{2} \alpha, \quad (1.16)$$

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

$\eta_g = \eta_0 / \sqrt{\epsilon_g}$, $\epsilon_g = (\epsilon + 1) / 2$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость структуры, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость нижнего пространства; угол θ отсчитывается от нормали к решётке.

Выбрав, для примера, в качестве плоскости падения плоскость X–Z для ТЕ поляризации вектор E направлен вдоль оси Y, а для ТМ поляризации вектор E имеет ненулевую составляющую вдоль оси X.

Используя принцип Бабине $Z_g^{\text{TE}} Z_{g'}^{\text{TM}} = i \frac{\eta_0^2}{4}$ (где $Z_{g'}$ – импеданс дополнительной к решётке на рисунке 1.7 а) для ТМ поляризации), электромагнитные свойства *двумерной периодической структуры из металлических пластин* (рисунок 1.7 б)) характеризуются в терминах импеданса решётки $Z_{g'}$ следующими соотношениями:

$$Z_{g'}^{\text{TM}} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha}, \quad Z_{g'}^{\text{TE}} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha \left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_3^2}\right)}, \quad (1.13)$$

Если поменять плоскость падения с $X - Z$ в предыдущем случае на $Y - Z$, то для **ТЕ** поляризации вектор **Е** направлен вдоль оси X , а для **ТМ** поляризации имеет ненулевую составляющую вдоль оси Y .

В случае периодической структуры *одномерных металлических полос* (рисунок 1.7 в) импеданс решётки Z_g определяется следующими соотношениями:

$$Z_g^{\text{TM}} = i \frac{\eta_0}{2} \alpha_{\parallel} \left[1 - \frac{k_0^2}{k_3^2} \sin^2 \theta\right], \quad Z_g^{\text{TE}} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha_{\perp}}, \quad (1.14)$$

где $\alpha_{\parallel} = \alpha$, $\alpha_{\perp} = \frac{k_3 D}{\pi} \ln \left(1 / \sin \frac{\pi(D-w)}{2D}\right)$. В случае ТМ поляризации вектор **Е** параллелен полоскам, а в случае ТЕ поляризации – перпендикулярен.

Используя принцип Бабине, для *одномерной периодической решётки металлических пластин* (рисунок 1.7 г) получены следующими соотношения:

$$Z_{g'}^{\text{TM}} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha}, \quad Z_{g'}^{\text{TE}} = -i \frac{\eta_0}{2\alpha \left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_3^2}\right)}, \quad (1.15)$$

Знание Z_g для рассмотренных решёток позволяет рассчитать коэффициенты отражения и передачи ЧСС, предварительно определив входное сопротивление структуры $Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вс}}$, которое, например, для случая падения плоской волны со стороны свободного пространства находится из условия

$$Z_{\text{вс}}^{-1} = Z_g^{-1} + Z_0^{-1}, \quad (1.16)$$

где $Z_0^{\text{TE}} = \eta_0 / \cos \theta$, $Z_0^{\text{TM}} = \eta_0 \cos \theta$, η_0 – характеристическое сопротивление свободного пространства, а Z_g определены формулами (1.13 – 1.16).

Аналитическое описание периодических решёток при нарушении условия $D \ll \lambda$, $s \ll D$, а также с элементами более сложной конфигурации (кольцо, крест и т.п.) с помощью параметра Z_g оказывается сложным и малопродуктивным.

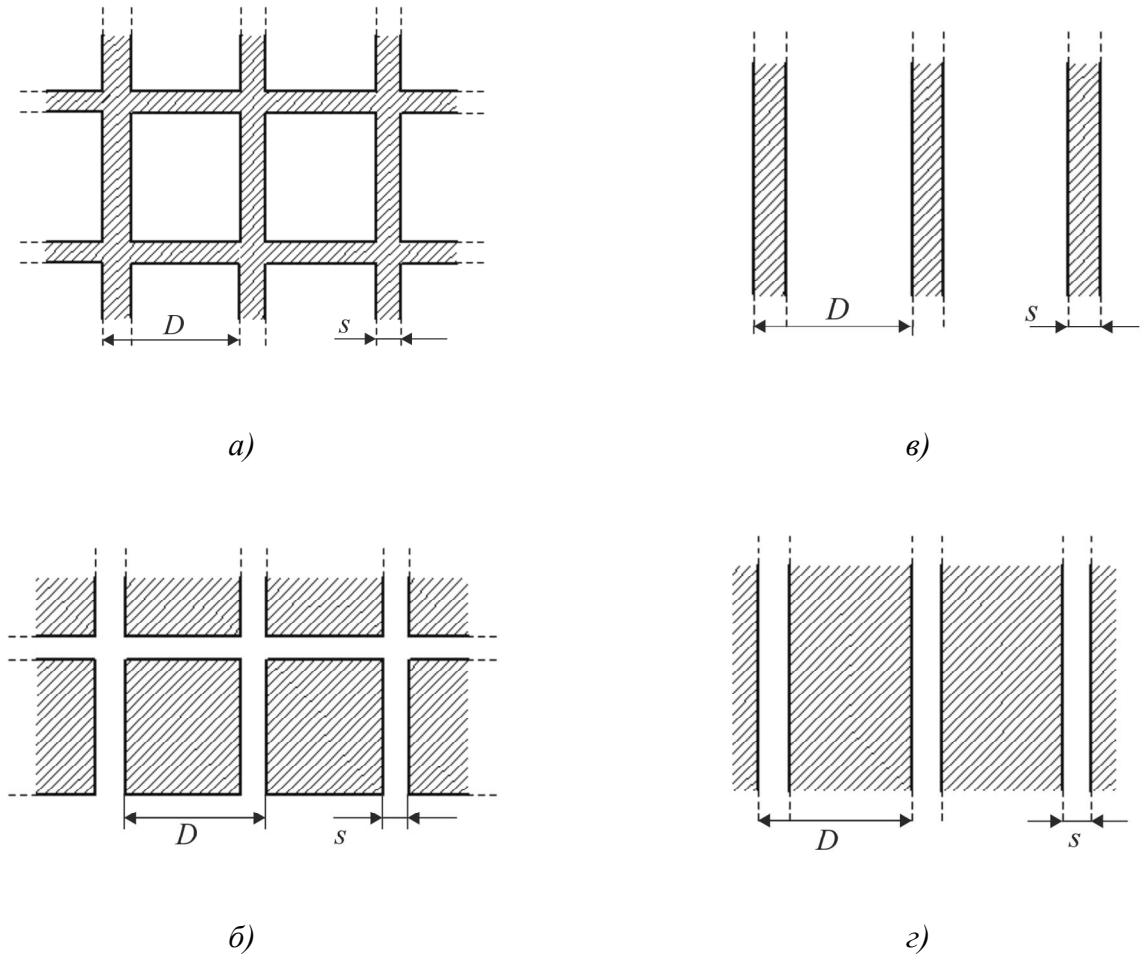


Рисунок 1.7 – Базовые периодические решётки: *a)* – двумерная структура металлических полос, *б)* – двумерная структура металлических пластин, *в)* – одномерная структура металлических полос, *г)* – одномерная структура металлических пластин.

Численно-аналитический подход эквивалентных схем ЧСС. В случае более сложных элементов и структуры периодических решёток, при реализации многослойных и комбинированных конструкций для предварительного выбора структуры ЧСС целесообразно использовать приближённый подход, при котором ЧСС представляется в виде неких резонансных схем (цепей, контуров) с сосредоточенными элементами LC-элементами, определяемыми в квазистатическом приближении [8]. При этом ЧСС условно разделяют на две группы: щелевые структуры в проводящем экране (рисунок 1.8) и печатные структуры на диэлектрическом основании (рисунок 1.9). Оба типа структур допускают многослойные и комбинированные конструкции. На резонансной частоте печатная ЧСС полностью отражает падающее поле, а её амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) описывается параллельно включаемым последовательным колебательным контуром (полосно-заграждающий фильтр). Соответственно, щелевая ЧСС на резонансной частоте пропускает падающее поле и её АЧХ описывается параллельно включаемым параллельным колебательным контуром (полосно-пропускающий фильтр).

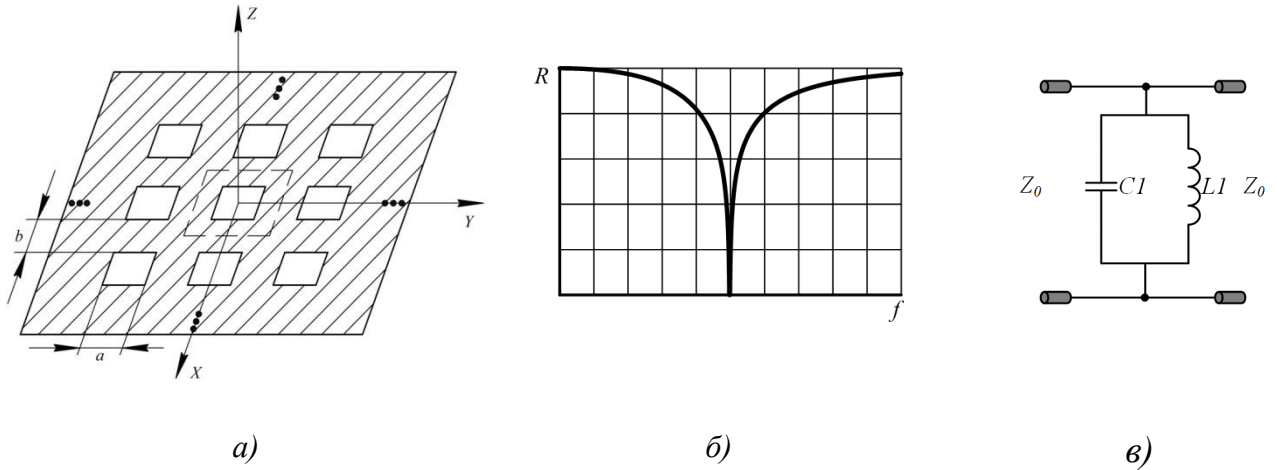


Рисунок 1.8 – Щелевая частотно-селективная структура: а) – геометрия структуры; б) – коэффициент отражения ; в) – эквивалентная схема.

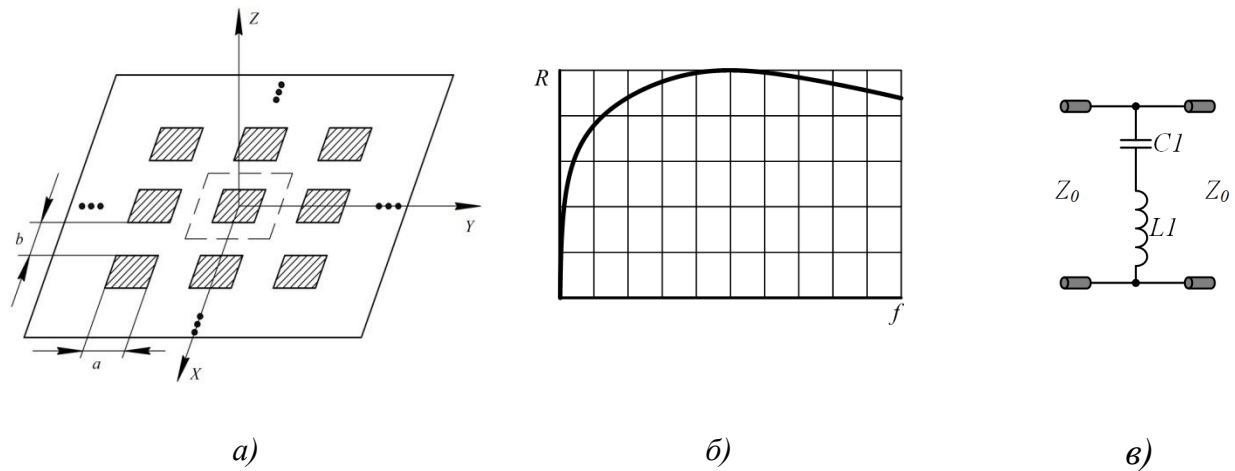


Рисунок 1.9 – Печатная частотно-селективная структура: а) – геометрия структуры; б) – коэффициенты прохождения и отражения ; в) – эквивалентная схема

Основное содержание подхода для однорезонансных структур базируется на определении Z_g в (3) через коэффициент отражения $\Gamma = (Z_{ucc} - \eta_0) / (Z_{ucc} + \eta_0)$ по нормали [43]:

$$Z_g = -\frac{\eta_0^2(1+\Gamma)}{2\eta_0\Gamma}, \quad (1.17)$$

представлении ЧСС в виде соответствующей LC-цепи и процедуре полноволнового моделирования на двух частотах ω_1, ω_2 для определения $Z_g = Z_{\omega_1}$, $Z_g = Z_{\omega_2}$, с последующим решением системы уравнений для нахождения LC-элементов. Так, например, для печатных структур на диэлектрическом основании имеем

$$C = \frac{\omega_1 - \omega_1^2/\omega_1}{\omega_2^2 Z_{\omega_1} - \omega_1 \omega_2 Z_{\omega_2}}, \quad L = \frac{Z_{\omega_1} + 1/\omega_1 C}{\omega_1}, \quad (1.18)$$

Неоднозначность частот ω_1, ω_2 решается их выбором в окрестности резонансной частоты ω_0 , связывающей LC-элементы соотношением $C = 1/\omega_0^2 L$, с дальнейшей итерационной процедурой минимизации результатов полноволнового моделирования и LC-представления.

Аналогичные представления развиты для многорезонансного режима, а также на ЧСС, внедрённые в диэлектрические слои, щелевые структуры в проводящем экране и каскадные соединения различных ЧСС. При этом [43]:

- Определяются эквивалентные параметры L и C каждого из слоев ЧСС;
- формируется ABCD матрица многослойной структуры:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \dots \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_{ЧССm} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\beta_k h_k) & iZ_{0k} \sin(\beta_k h_k) \\ iY_{0k} \sin(\beta_k h_k) & \cos(\beta_k h_k) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_{ЧССm+1} & 1 \end{pmatrix} \cdot \dots, \quad (1.19)$$

где $Y_{ЧССm}, Y_{ЧССm+1}$ адмитанс m и $m+1$ слоя ЧСС, h_k – расстояние между m и $m+1$ слоями ЧСС, β_k – волновое число k -го слоя линии передачи, Y_{0k}, Z_{0k} – адмитанс и импеданс k -го слоя линии передачи. Коэффициенты отражения и прохождения определяются:

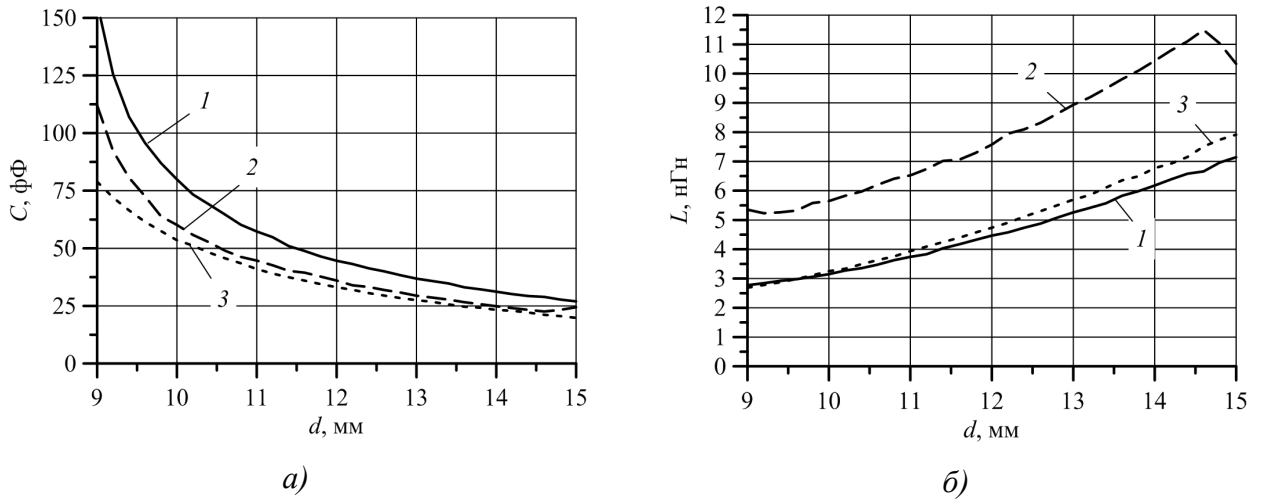
$$R = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}, \quad (1.20)$$

$$T = \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}. \quad (1.21)$$

1.2.3 Анализ параметров эквивалентной схемы ЧСС на основе печатного кольцевого элемента

Для реализации перехода от параметров фильтров прототипов к реальным ЧСС определим влияние параметров ЧСС на основе кольцевого прямоугольного печатного элемента на эквивалентные значения емкости C и индуктивности L в соответствие с (1.17)–(1.18).

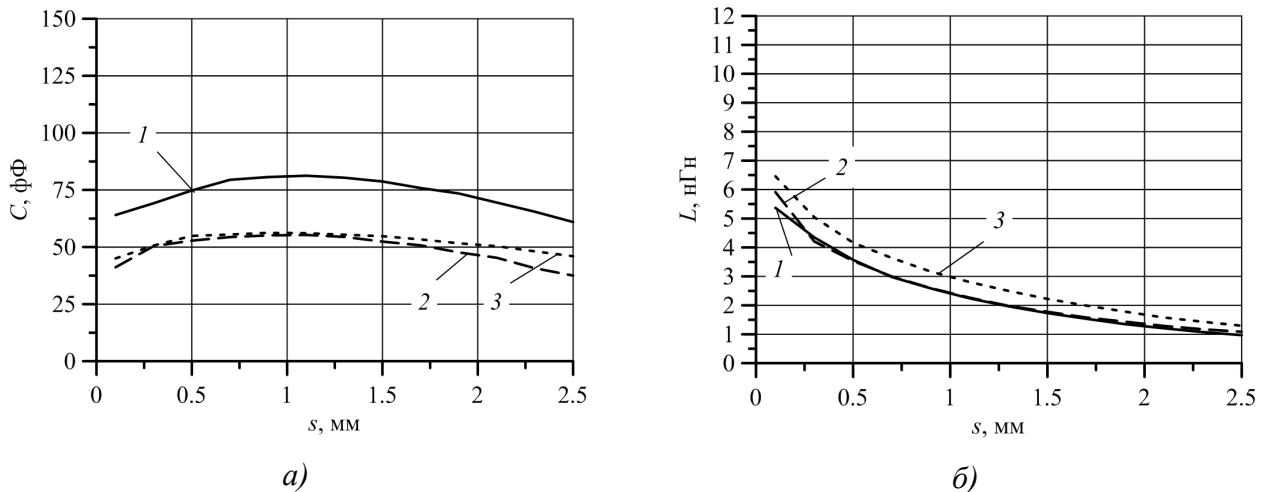
На рисунке 1.10 приведены зависимости изменения емкости (рисунок 1.10 а) и индуктивности (рисунок 1.10 б) эквивалентной схемы частотно-селективной структуры на основе печатных кольцевых элементов от периода d структуры. При увеличении периода d с 9 мм до 15 мм емкость C уменьшается со 156.459 фФ до 26.977 фФ (кривая 1). Индуктивность L , при увеличении периода d с 9 мм до 15 мм, возрастает с 2.386 нГн до 7.145 нГн



1 – $w = 8.75$ мм, $s = 0.625$ мм; 2 – $w = 8.75$ мм, $s = 0.1$ мм; 3 – $w = 8$ мм, $s = 0.625$ мм

Рисунок 1.10 – зависимость а) – емкости; б) – индуктивности эквивалентной схемы частотно-селективной структуры на основе печатных кольцевых элементов от периода d структуры.

На рисунке 1.11 приведены зависимости изменения емкости (рисунок 1.11 а) и индуктивности (рисунок 1.11 б) эквивалентной схемы частотно-селективной структуры на основе печатных кольцевых элементов от ширины s кольца. Видно, что при увеличении ширины s кольца с 0.1 мм до 1.1 мм емкость C увеличивается со 64.052 фФ до 81.265 фФ (кривая 1). При дальнейшем увеличении ширины s кольца с 1.1 мм до 2.5 мм емкость C уменьшается с 81.265 фФ до 60.971 фФ. Индуктивность L , при увеличении ширины s кольца с 0.1 мм до 2.5 мм, уменьшается с 5.369 нГн до 0.969 нГн.



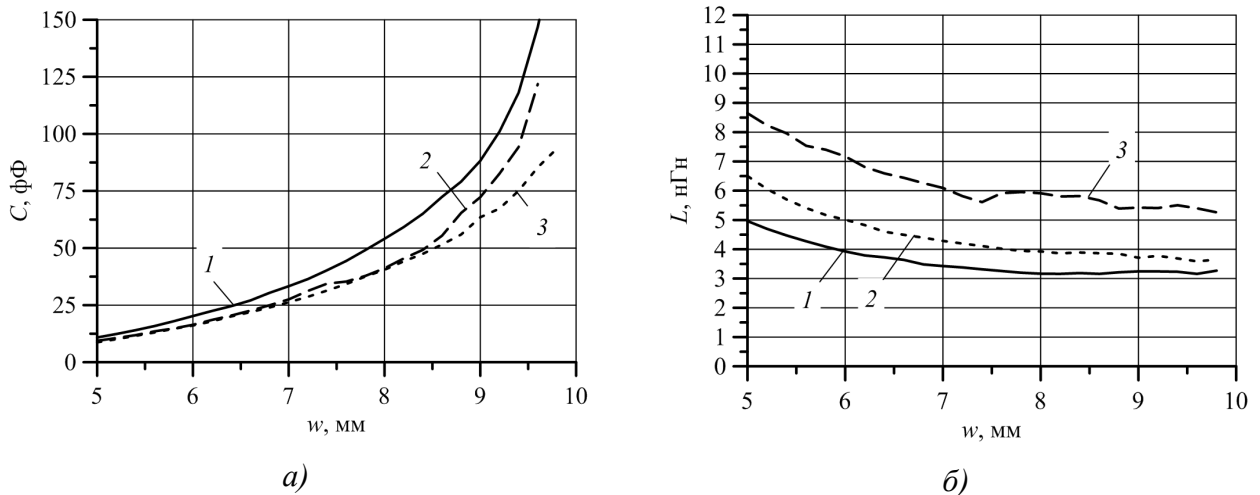
1 – $w = 8.75$ мм, $d = 10$ мм; 2 – $w = 8$ мм, $d = 10$ мм; 3 – $w = 8.75$ мм, $d = 11$ мм

Рисунок 1.11 – зависимость а) – емкости; б) – индуктивности эквивалентной схемы частотно-селективной структуры на основе печатных кольцевых элементов от ширины s кольца

На рисунке 1.12 приведены зависимости изменения емкости (рисунок 1.12 а) и индуктивности (рисунок 1.12 б) эквивалентной схемы частотно-селективной структуры на основе печатных кольцевых элементов от размера w кольца. Видно, что при увеличении

размера w кольца с 5 мм до 9.8 мм емкость C увеличивается со 10.842 фФ до 185.447 фФ (кривая 1). Индуктивность L , при увеличении размера w кольца с 5 мм до 9.8 мм, уменьшается с 4.963 нГн до 3.269 нГн.

Хотя полученные зависимости, были известны ранее [8, 43], тем не менее, указанная процедура необходима для конкретных реализаций ЧСС.



1 – $g = 0.625$ мм, $d = 10$ мм; 2 – $g = 0.1$ мм, $d = 10$ мм; 3 – $g = 0.625$ мм, $d = 11$ мм

Рисунок 1.12 – зависимость а) – емкости; б) – индуктивности эквивалентной схемы частотно-селективной структуры на основе печатных кольцевых элементов от размера w кольца

1.3. Конструктивные решения каскадных ЧСС

1.3.1. Двухслойная частотно-селективная структура

Двухслойная ЧСС (рисунок 1.13) состоит из двух проводящих прямоугольных кольцевых элементов, расположенном на разных слоях диэлектрического основания. Каскадная ЧСС позволяет существенно расширить полосу рабочих частот ЧСС и в рассматриваемом случае функционирует в полосе 8 – 18 ГГц. Размеры ЧСС: период ЧСС $d = 4.8$ мм, размер печатных элементов $w_1 = 4.58$ мм, $w_2 = 3.57$ мм, ширина металлизации печатных элементов $s_1 = 0.2$ мм, $s_2 = 0.25$ мм. Параметры синтезированного фильтра прототипа типа Баттерворта двухслойной ЧСС: $C_1 = 125.1$ фФ, $L_1 = 2.5$ нГ, $C_2 = 41.34$ фФ, $L_2 = 2.12$ нГ. Диэлектрическое основание ЧСС толщиной $t_s = 2.7$ мм с диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 4.3$ представляет собой четвертьволновый инвертор ($t_s = \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon}$), параметры которого уточняются полноволновым моделированием. $Z_0 = 120\pi$ Ом – импеданс свободного пространства, $Z_s = 182$ Ом – импеданс диэлектрического основания.

На рисунке 1.14 показаны графики частотных зависимостей R и T при нормальном падении плоской электромагнитной волны, рассчитанные для $b = 16$ (кривая 2) и $b = 8$ (кривая

3) ячеек ЧСС. При этом размер $a = 160$ ячеек ЧСС фиксирован. Видно, что по мере увеличения ширины b ЧСС отражательные свойства ЧСС конечного размера приближаются к свойствам ЧСС бесконечных размеров (кривая 1).

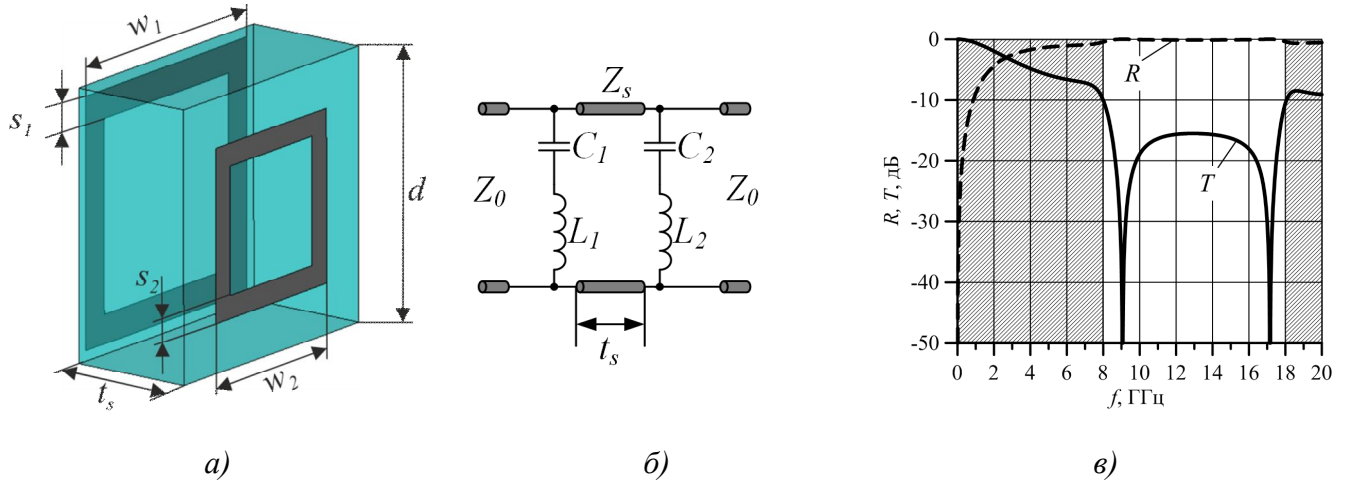
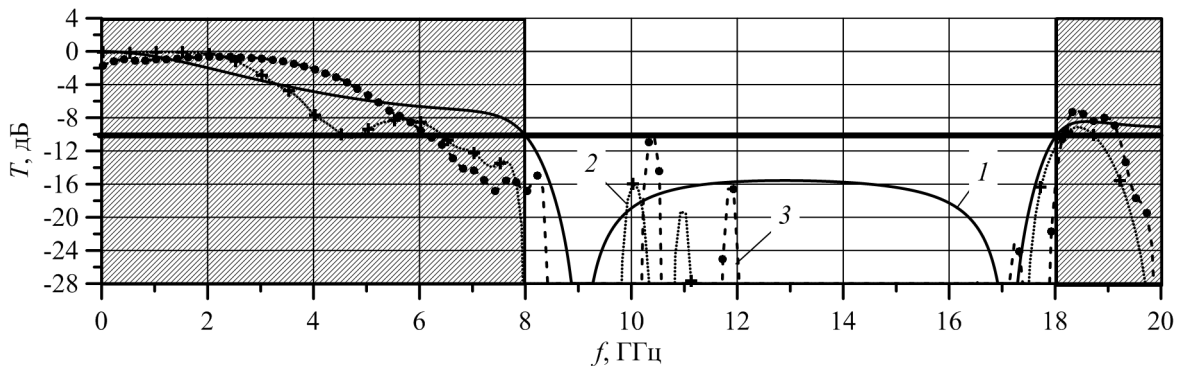


Рисунок 1.13 – Двухслойная частотно-селективная структура: а) – геометрия единичной ячейки; б) – эквивалентная схема; в) – коэффициенты отражения (R) и прохождения (T) фильтра прототипа.



1 – модель ячейки Флоке, 2 – 16 ячеек, 3 – 8 ячеек

Рисунок 1.14 – Зависимость коэффициента прохождения от частоты.

На рисунке 1.15 приведены графики частотной зависимости коэффициента прохождения T двухслойной ЧСС для ТЕ и ТМ поляризаций (отразить на рисунке) при изменении угла падения плоской электромагнитной волны от 0° до 60° с шагом 1° . При увеличении угла падения для ТЕ поляризованной волны улучшаются экранирующие свойства ЧСС в рабочей полосе частот (коэффициент T убывает от -15.5 дБ до -20.3 дБ). При увеличении угла падения для ТМ поляризованной волны ухудшаются экранирующие свойства ЧСС (коэффициент T возрастает от -15.5 дБ до -10.0 дБ). Чувствительность характеристик двухслойной ЧСС к наклонному падению ТЕ поляризованной волны ограничивает возможность размещения ЧСС на криволинейной поверхности (обтекатель) с целью создания широкополосного полосо-

заграждающего отклика. Двухслойную ЧСС целесообразно будет разместить на диэлектрической диафрагме перед апертурой ФАР.

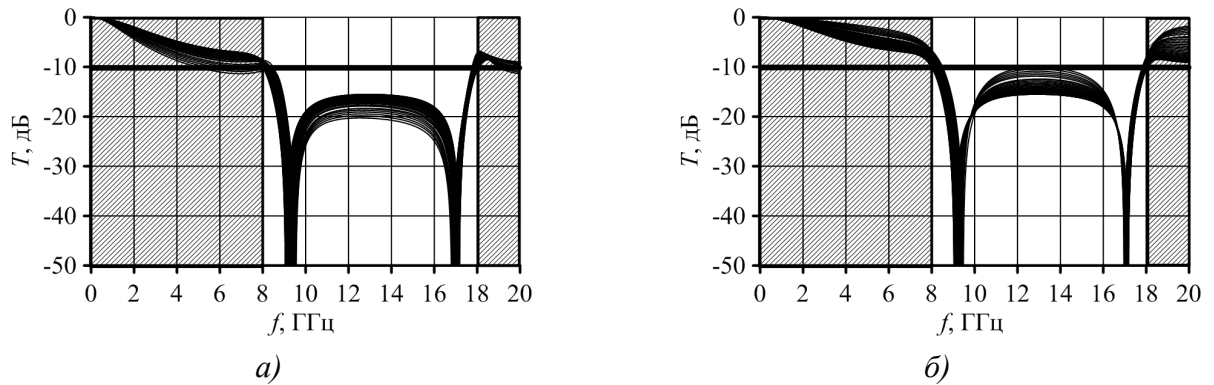


Рисунок 1.15 – Коэффициент прохождения ЧСС при изменении угла падения в интервале $0 \dots 60^\circ$ с шагом 1° : а) – ТЕ поляризация; б) – ТМ поляризация.

Рассмотрим ДОР системы, состоящей из конечной двухслойной ЧСС (160×16 единичных ячеек с периодом $d = 4.8$ мм) и конечного проводящего экрана (768×67.2 мм), расположенном на расстоянии 40 мм за ЧСС (см. главу 2 рисунок 2.3 б (без ЛПС)). В ДОР образуются незеркальные отражения в обратном направлении (например, ($f = 8.5$ ГГц, $\theta = 25^\circ$), ($f = 10$ ГГц, $\theta = 40^\circ$), ($f = 12.0$ ГГц, $\theta = 20^\circ$, $\theta = 56^\circ$), ($f = 16$ ГГц, $\theta = 25^\circ$, $\theta = 49^\circ$)). Механизм образования незеркальных отражений от системы ЧСС – проводящий экран, обусловлен конечностью проводящего экрана и рассмотрен в пункте 1.4. Характеристики рассеяния периодической структуры из проводящих полос для бесконечного случая рассмотрены в [44].

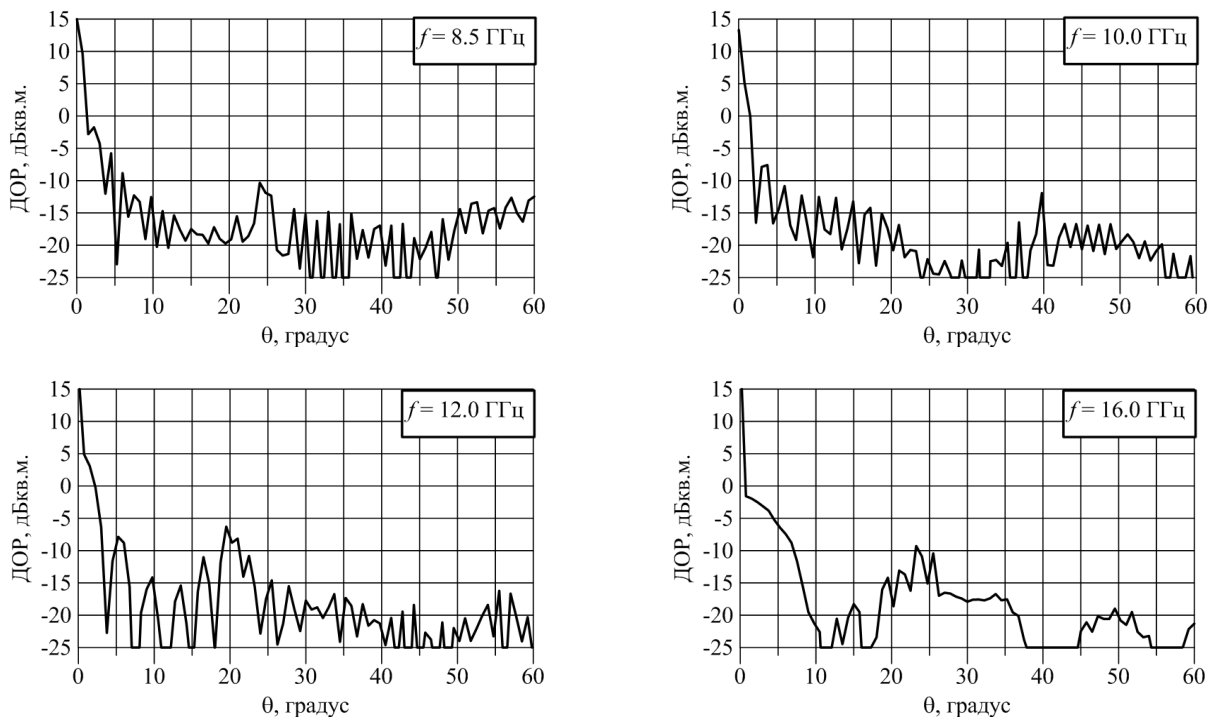


Рисунок 1.16 – ДОР двухслойной ЧСС с проводящим экраном.

1.3.2. Двухрезонансная частотно-селективная структура

Двухрезонансная ЧСС (рисунок 1.17) состоит из двух проводящих прямоугольных кольцевых элементов, расположенных на одном слое диэлектрического основания. Двухрезонансная ЧСС позволяет создать окна заграждения в заданных полосах частот и в рассматриваемом случае обеспечивает экранирующие свойства в полосах 8 – 12 ГГц и 16 – 18 ГГц. Размеры ЧСС: период ЧСС $d = 4.8$ мм, размер печатных элементов $w_1 = 4.56$ мм, $w_2 = 3.26$ мм, ширина металлизации печатных элементов $s_1 = 0.51$ мм, $s_2 = 0.15$ мм. Параметры синтезированного фильтра-прототипа типа Баттерворта двухрезонансной ЧСС: $C_1 = 106.9$ фФ, $L_1 = 2.36$ нГ, $C_2 = 16.25$ фФ, $L_2 = 5.65$ нГ. Толщина диэлектрического основания ЧСС $t_s = 3$ мм и диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 4.3$ является заданным (параметры обтекателя). $Z_0 = 120\pi$ Ом – импеданс свободного пространства, $Z_s = 182$ Ом – импеданс диэлектрического основания.

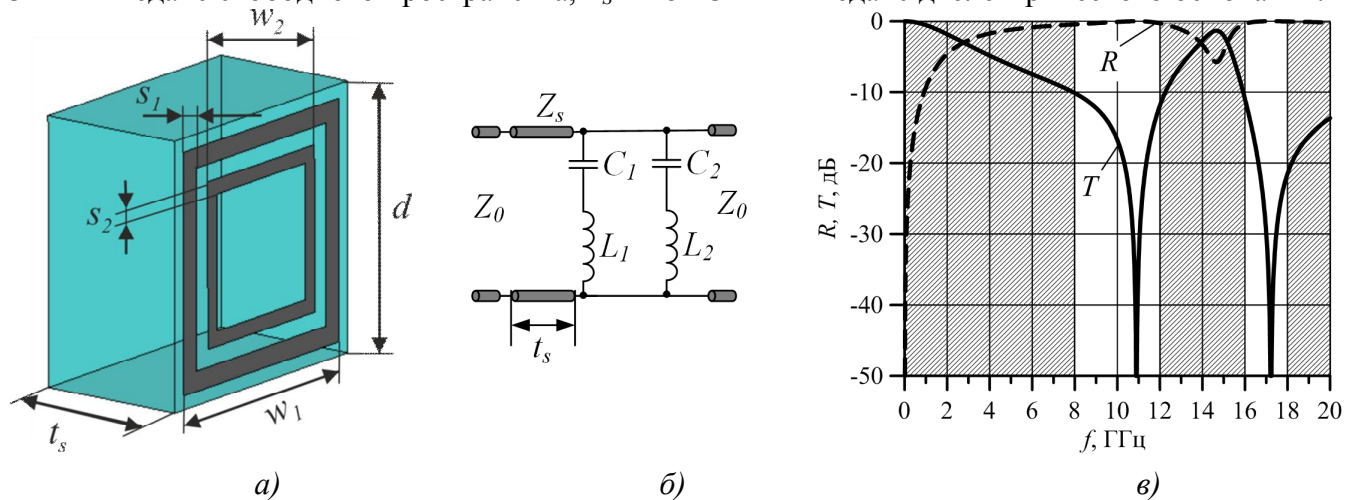
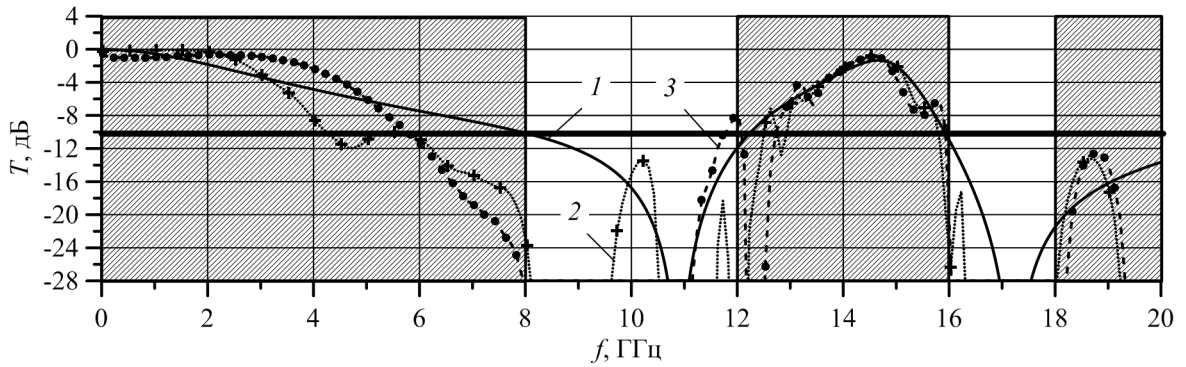


Рисунок 1.17– Двухрезонансная частотно-селективная структура: а) – геометрия единичной ячейки; б) – эквивалентная схема; в) – коэффициенты отражения (R) и прохождения (T) фильтра прототипа.

На рисунке 1.18 показаны графики частотных зависимостей R и T при нормальном падении плоской электромагнитной волны, рассчитанные для $b = 16$ (кривая 2) и $b = 8$ (кривая 3) ячеек ЧСС. При этом размер $a = 160$ ячеек ЧСС фиксирован. Видно, что по мере увеличения ширины b ЧСС отражательные свойства ЧСС конечного размера приближаются к свойствам ЧСС бесконечных размеров (кривая 1).



1 – модель ячейки Флоке, 2 – 16 ячеек, 3 – 8 ячеек

Рисунок 1.18 – Зависимость коэффициента прохождения от частоты.

На рисунке 1.19 приведены графики частотной зависимости коэффициента прохождения T двухрезонансной ЧСС для ТЕ и ТМ поляризаций при изменении угла падения плоской электромагнитной волны от 0° до 60° с шагом 1° . При увеличении угла падения для ТЕ поляризованной волны улучшаются экранирующие свойства ЧСС в первой рабочей полосе 8 – 12 ГГц, и незначительно ухудшаются во второй рабочей полосе 16 – 18 ГГц. При увеличении угла падения для ТМ поляризованной волны ухудшаются экранирующие свойства ЧСС в рабочих полосах частот 8 – 12 ГГц (с -10.8 дБ до -5.8 дБ на частоте 8 ГГц) и 16 – 18 ГГц. Двухрезонансная ЧСС из-за однослойной конструкции, а также из-за относительной устойчивости к наклонному падению (особенной для второй рабочей полосы частот 16 – 18 ГГц) удобна для размещения на внутренней стороне диэлектрического обтекателя.

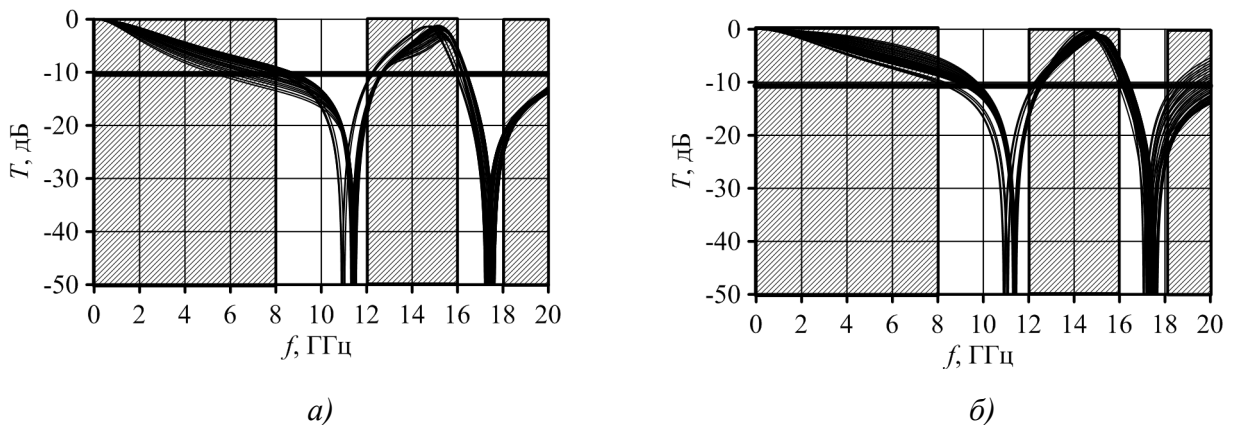


Рисунок 1.19 – Коэффициент прохождения двухрезонансной ЧСС при изменении угла падения в интервале $0 \dots 60^\circ$ с шагом 1° : а) – ТЕ поляризация; б) – ТМ поляризация.

На рисунке 1.20 приведен ДОР двухрезонансной ЧСС с проводящим экраном, расположенном на расстоянии 40 мм за ЧСС (см. главу 2 рисунок 2.5 б (металлизация сверху диэлектрического основания)). Как и в случае двухслойной ЧСС, в ДОР образуются

незеркальные отражения в обратном направлении (например, ($f = 8.5$ ГГц, $\theta = \pm 24^\circ$), ($f = 10$ ГГц, $\theta = \pm 40^\circ$), ($f = 12$ ГГц, $\theta = \pm 20^\circ$), ($f = 16.0$ ГГц, $\theta = \pm 23^\circ$, $\theta = \pm 50^\circ$, $\theta = \pm 47^\circ$)).

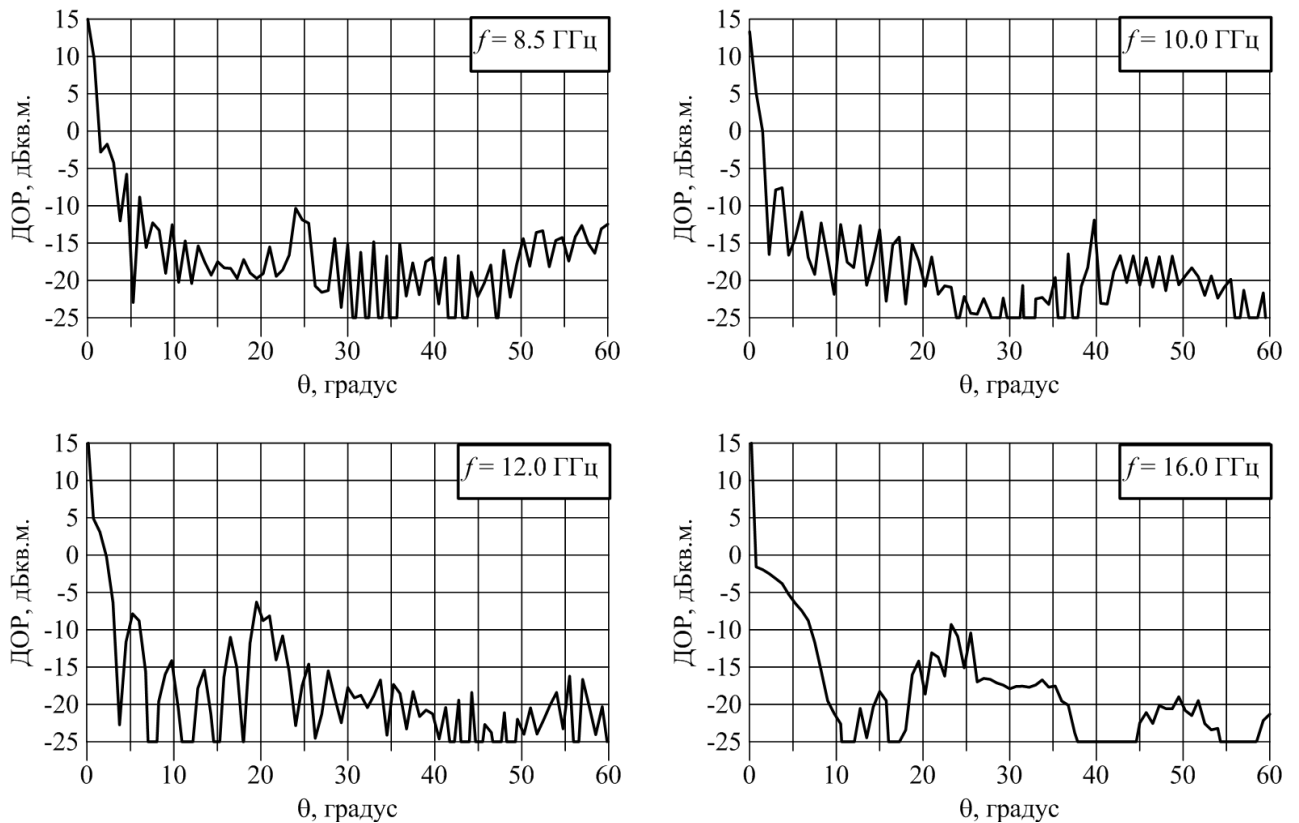
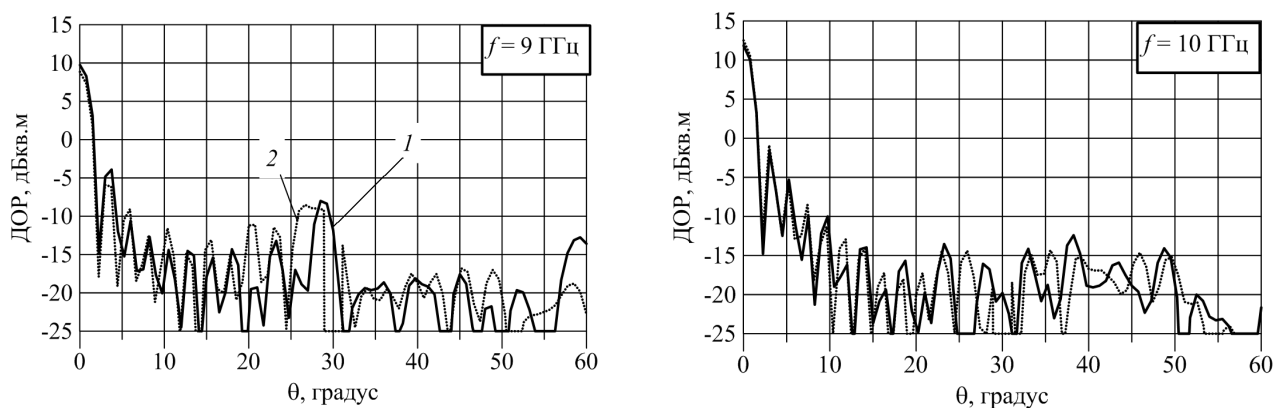
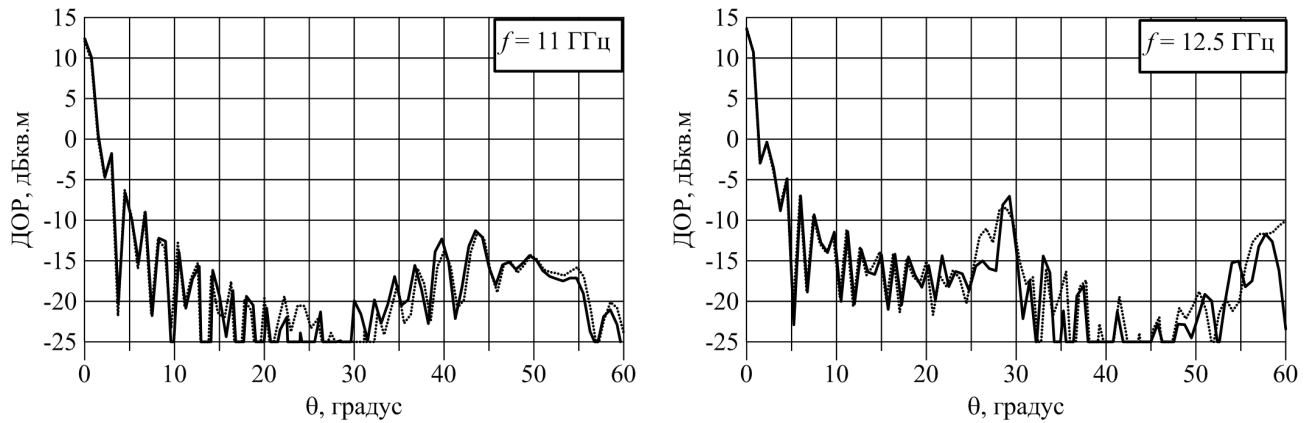


Рисунок 1.20 – ДОР двухрезонансной ЧСС с проводящим экраном.

1.3.3. К достоверности расчета диаграммы обратного рассеяния ЧСС

Для проверки корректности расчёта ДОР конечной системы из ЧСС и проводящего экрана, проведен расчет двумя методами: методом конечных разностей во временной области (FDTD) и методом моментов (ММ) (рисунок 1.21). При этом, для облегчения расчёта методом моментов использовалась однослойная ЧСС без диэлектрического основания: период ЧСС $d = 8$ мм, $w = 7.55$ мм, $s_l = 0.5$ мм, количество ячеек ЧСС 50×10 .





1 – FDTD, 2 – ММ

Рисунок 1.21 – К тестированию корректности расчёта.

Из рисунка 1.21 видно, что при расчете как методом FDTD, так и ММ при ($f = 9$ ГГц, $\theta = 28^\circ$), ($f = 12$ ГГц, $\theta = 23^\circ$), ($f = 12.5$ ГГц, $\theta = 29^\circ$, $\theta = \pm 18^\circ$, $\theta = 57^\circ$) в конечной системе образуются обратные лепестки ДОР.

1.4. К механизму образования незеркальных отражений системы ЧСС–проводящий экран

В пункте 1.3 выявлено возникновение незеркального рассеяния от системы ЧСС–проводящий экран. Механизм этого обусловлен тем, что небольшая часть зондирующей волны всегда проходит сквозь полосно-заграждающую ЧСС в виде затухающих и распространяющихся гармоник Флоке и рассеивается на проводящем экране. Так как экран конечный, то малая часть поля, отражаясь от экрана, рассеивается и в обратном направлении. При определённых расстояниях между ЧСС и экраном возникает резонанс. Усиленное электромагнитное поле излучается через ЧСС в обратном направлении и приводит к образованию лепестка в ДОР. Рисунок 1.22 иллюстрирует описанный эффект.

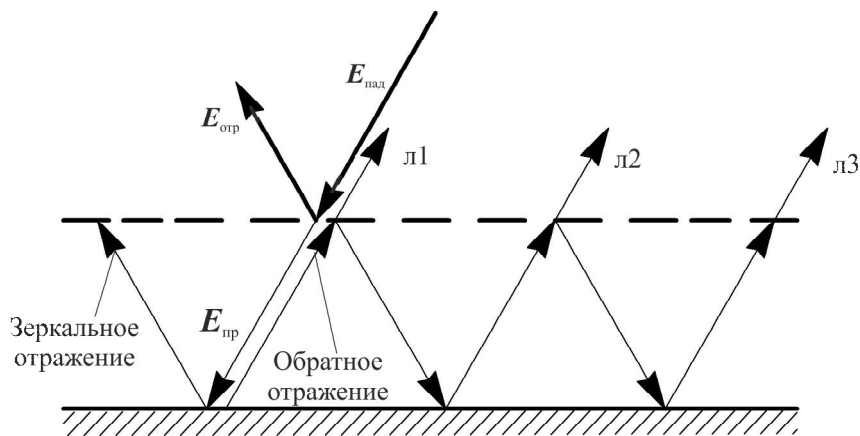


Рисунок 1.22 – К механизму обратного лепестка ДОР.

Резонансные условия для моды, соответствующей обратному лепестку в ДОР, запишем с привлечением приближённой теории резонаторных антенн (Fabry-Perot resonator antenna) [3, 45-46]

$$\Psi_{fss}^R(f, \theta) - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} h \cdot \cos(\theta) = 2\pi N, N = \dots, -2, -1, 0. \quad (1.22)$$

где $\Psi_{fss}^R(f, \theta)$ – фаза коэффициента отражения от ЧСС, θ – угол падения плоской ЭМ волны, h – расстояние от ЧСС до проводящего экрана.

Углы падения плоской ЭМ волны, на которых возникает резонанс, можно определить:

$$\theta_r = \arccos\left(\frac{c(\Psi_{fss}^R(f, \theta) - \pi + 2\pi N)}{4\pi h f}\right), N = 0, 1, 2, \dots \quad (1.23)$$

Для устранения неоднозначности, будем полагать, что $\Psi_{fss}^R(f, \theta) = \Psi_{fss}^R(f, \theta = 30^\circ)$ (30° выбраны, как среднее значение углового диапазона $0^\circ \dots 60^\circ$ падения плоской ЭМ волны). $\Psi_{fss}^R(f, \theta = 30^\circ)$ рассчитываются численно методом КЭ.

Протестируем формулу (1.23) для синтезированных частотно-селективных структур (рисунки 1.16, 1.20).

Двухслойная частотно-селективная структура. На рисунке 1.23 приведены зависимости углов падения плоской ЭМ волны, на которых возникает резонанс, рассчитанные по формуле (1.23). Также, на рисунке 1.23 приведены аналогичные зависимости, рассчитанные методом КЭ для модели ЧСС–проводящий экран.

В таблице 1.3 приведены угловые положения резонансных лепестков ДОР для некоторых частот, рассчитанные на основе модели резонатора Фабье-Перо, а также моделированием методом FDTD ДОР системы ЧСС–проводящий экран (рисунок 1.16).

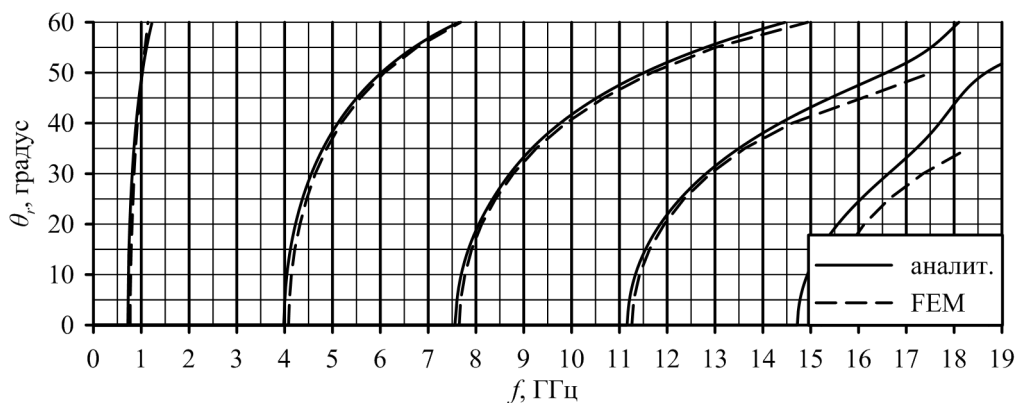


Рисунок 1.23 – К определению углового и частотного положения резонансных лепестков ДОР.

Таблица 1.3 – К определению положения резонансных лепестков ДОР.

	$f = 8.5$ ГГц	$f = 10.0$ ГГц	$f = 12.0$ ГГц	$f = 16.0$ ГГц
ФЕМ	25°	40°	$20^\circ, 51^\circ$	$20^\circ, 45^\circ$
ДОР (рис. 28)	25°	40°	$20^\circ, 56^\circ$	$25^\circ, 49^\circ$

Двухрезонансная частотно-селективная структура. На рисунке 1.24 приведены зависимости углов падения плоской ЭМ волны, на которых возникает резонанс, рассчитанные по формуле (1.23). Также, на рисунке 1.24 приведены аналогичные зависимости, рассчитанные методом КЭ для модели ЧСС–проводящий экран. Для расчёта использовалась модель ячейки Флоке.

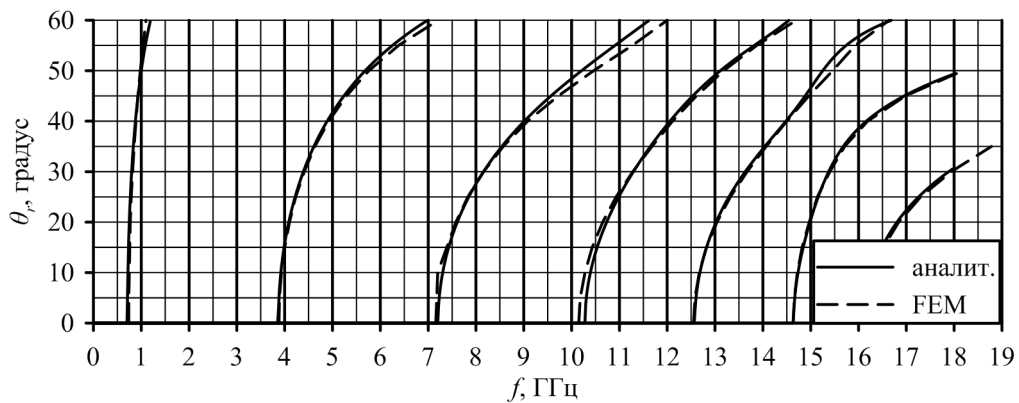


Рисунок 1.24 – К определению углового и частотного положения резонансных лепестков ДОР.

В таблице 1.4 приведены угловые положения резонансных лепестков ДОР для некоторых частот, рассчитанные на основе модели резонатора Фабье-Перо, а также моделированием методом FDTD ДОР системы ЧСС–проводящий экран (рисунок 1.20).

Таблица 1.4 – К определению положения резонансных лепестков ДОР.

	$f = 5$ ГГц	$f = 8.0$ ГГц	$f = 12.0$ ГГц	$f = 13.0$ ГГц	$f = 17.0$ ГГц
ФЕМ	40°	30°	40°	$20^\circ, 50^\circ$	20°
ДОР (рис. 32)	35°	26°	40°	$22^\circ, 50^\circ$	23°

1.5 Макетирование и экспериментальные результаты

Для исследования характеристик ЧСС был изготовлен макет, общий вид которого приведен на рисунке 1.25. Параметры макета ЧСС: период ЧСС $d = 7.0$ мм, размер печатных элементов $w = 6.5$ мм, ширина металлизации печатных элементов $s_1 = 1.1$ мм. Однослойная однорезонансная частотно-селективная структура (1) вытравлена на материале FR-4 толщиной 1 мм.

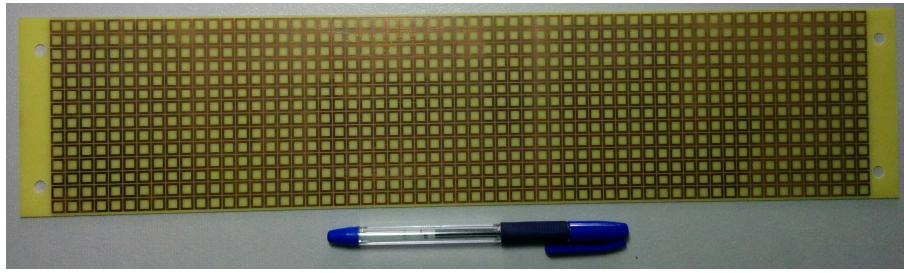


Рисунок 1.25 – Однослойная частотно-селективная структура.

На рисунке 1.26 приведена измеренная частотная зависимость коэффициента прохождения ЧСС при нормальном падении плоской ЭМ волны (линия 1), а также, рассчитанная методом КЭ (линия 2). Измерения проводились на широкополосном измерительном стенде S параметров в ИТПЭ РАН [49]. Как видно, численные и экспериментальные результаты практически совпадают графически.

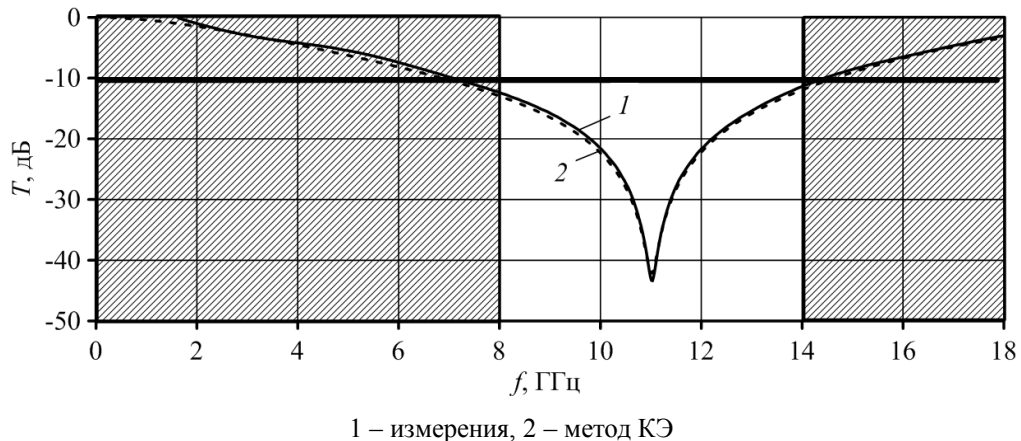
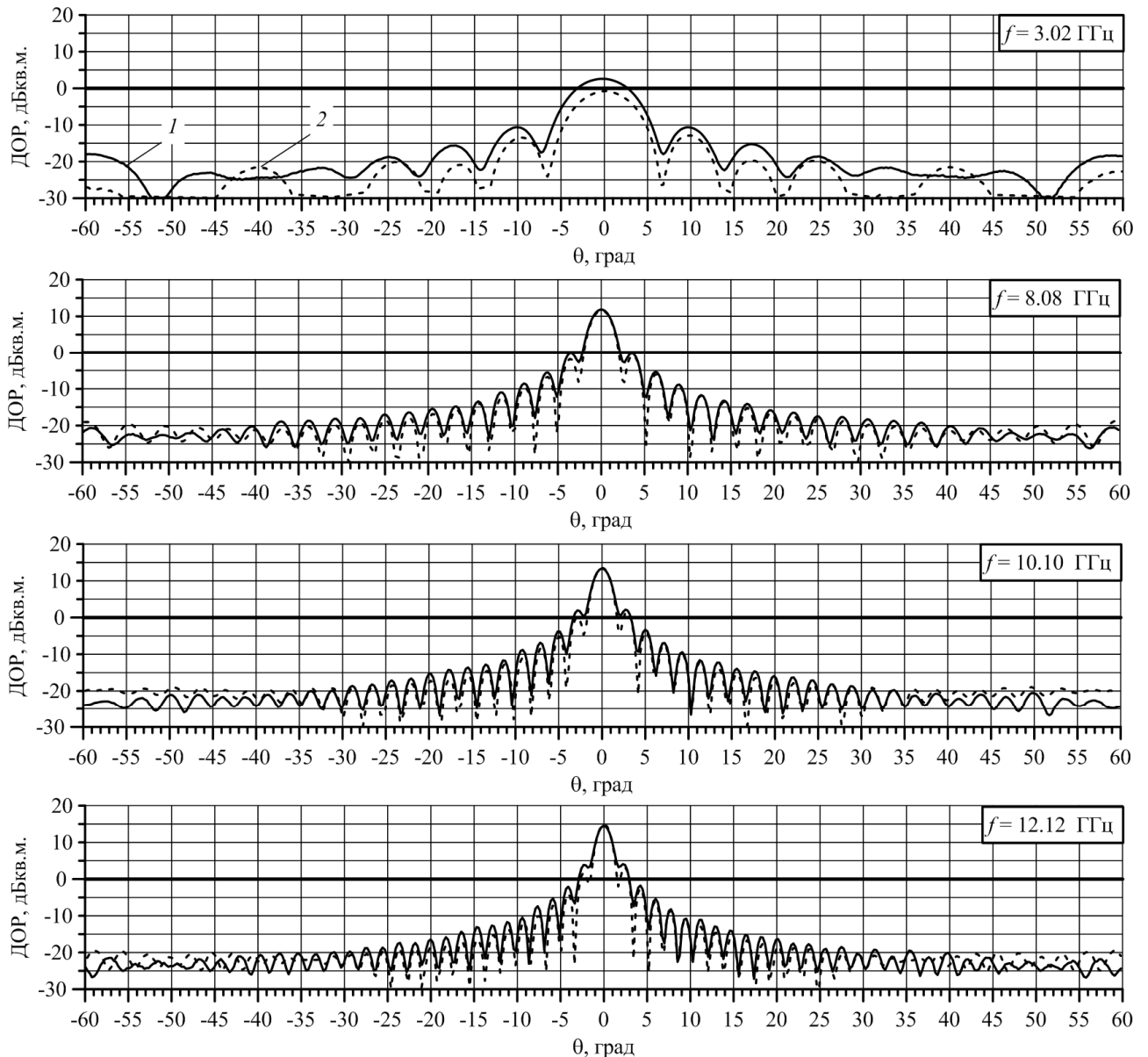


Рисунок 1.26 – Частотная зависимость коэффициента прохождения ЧСС.

На рисунке 1.27 приведены сравнения ДОР изготовленной ЧСС и ДОР металлического экрана такого же размера. Измерения проводились в малой безэховой камере Института теоретической и прикладной электродинамике Российской академии наук (ИТПЭ РАН) (см. главу 2 рисунок 2.44). Видно, что в пределах рабочей полосы частот ЧСС (8.0...14.0 ГГц) ДОР ЧСС и металлического экрана практически совпадают. За пределами рабочей полосы частот прозрачность ЧСС нарастает, значение ДОР ЧСС становится меньше ДОР металлического экрана (например, при $f = 3.02$ ГГц).



1 – металлическая пластина, 2 – ЧСС

Рисунок 1.27 – Частотная зависимость коэффициента прохождения ЧСС.

Выводы

1. Синтезированы каскадные и многорезонансные периодические СВЧ композитные структуры с частотно-селективными свойствами, реализующие полосно-заграждающие фильтры сантиметрового диапазона, последовательно реализуя этапы перехода от фильтра-прототипа на сосредоточенных элементах к их высокочастотному аналогу. Предложены и обоснованы электродинамические модели синтезированных ЧСС и проведено их полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, оценку влияния

геометрических и электрофизических параметров на характеристики ЧСС и их зависимости от угла падения и поляризации волны.

2. Рассмотрен механизм образования лепестков обратного рассеяния ДОР в конечной системе ЧСС–проводящий экран, обусловленный резонансными процессами между ЧСС и проводящим экраном. Приведена методика, позволяющая определить частотное и угловое положение резонансных лепестков ДОР.

3. Проведено макетирование и экспериментальные измерения частотной зависимости коэффициента прохождения ЧСС и ДОР ЧСС и металлического экрана на широкополосном стенде измерения S-параметров. Сравнение результатов измерений и численное моделирование показало их удовлетворительное совпадение, что является надежной верификацией полученных результатов.

2 Частотно-селективные структуры для снижения диаграммы обратного рассеяния ФАР

Антенна, как и любое тело, рассеивает падающее на неё электромагнитное поле. Полностью устранить рассеяние антенны в рабочем диапазоне невозможно. Приближённым соотношением, связывающим антенную составляющую рассеяния антенны σ с коэффициентом усиления G , длиной волны λ , эффективной поверхностью антенны A_e и коэффициентом отражения Γ_a , является [10, 12]:

$$\sigma = G^2 \lambda^2 / 4\pi, \quad \sigma = 4\pi A_e^2 / \lambda^2, \quad \sigma = 4\pi A_e^2 |\Gamma_a|^2 / \lambda^2, \quad (2.1)$$

при этом для первых двух формул предполагается, что принятая антенной мощность полностью отражается от входа антенны. Выражение совпадает с выражением для плоской металлической пластины, расположенной перпендикулярно направлению прихода плоской волны, что указывает на достаточно грубую оценку рассеивающих свойств антенны (терминал антенны имеет определённое согласование, коэффициент усиления реальной антенны зависит от частоты). При частичном согласовании антенны оценка производится по последней формуле в (2.1), включив коэффициент отражения антенны Γ_a . Более содержательная оценка, включающая влияние всех трёх составляющих, имеет вид [2–3]:

$$\sigma = \left| \sqrt{\sigma_s} - (1 - \Gamma_a) \sqrt{\sigma_a} e^{i\Phi} \right|^2, \quad (2.2)$$

где σ – полная характеристика рассеяния антенны (антенной решетки), σ_s – структурная характеристика рассеяния антенны при короткозамкнутом входе, σ_a – антенная характеристика рассеяния, учитывающая влияние импеданса порта введением коэффициента отражения Γ_a , Φ – относительная фаза между двумя слагаемыми.

Отметим специфику диаграммы обратного рассеяния антенных решеток [10, 12, 14, 50]: – σ определяется суперпозицией всех излучающих элементов с учетом взаимной связи; – терминальная составляющая зависит от схемы возбуждения элементов; – углы θ_n возникновения дифракционных лепестков ДОР в пространстве для линейной АР с учетом двойного пути определяются выражением

$$kD_{AP}(\sin \theta_n + \sin \theta_0) = 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (2.3)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число свободного пространства; D_{AP} – шаг АР; значение индекса $n = 0$ соответствует зеркально отраженной волне. Углы θ_n возникновения дифракционных лепестков

ДОР с максимумами в обратном направлении определяются из (1) при $\theta_n = \theta_0$: $\sin \theta_0 = n\lambda / (2D_{AP})$, $n = \pm 1, \pm 2$,

$$k_0 d (\sin \theta_{0n} + \sin \theta_{0n}) = 2\pi n, \quad n = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.4)$$

Эти дифракционные лепестки рассеяния [14] являются наиболее "опасными" с точки зрения радиомаскировки и определяются из (2.4). В соответствии с терминологией, принятой в англоязычной литературе, далее будем называть их лепестками Брэгга [10, 14, 48].

На первом этапе рассмотрим возможность экранировки линейной периодической структуры (ЛПС) L-диапазона с помощью полосно-заграждающей ЧСС. При этом рассмотрим две модели ЛПС: ЛПС без проводящего экрана (рисунок 2.1 а) и ЛПС с проводящим экраном (рисунок 2.1 б)

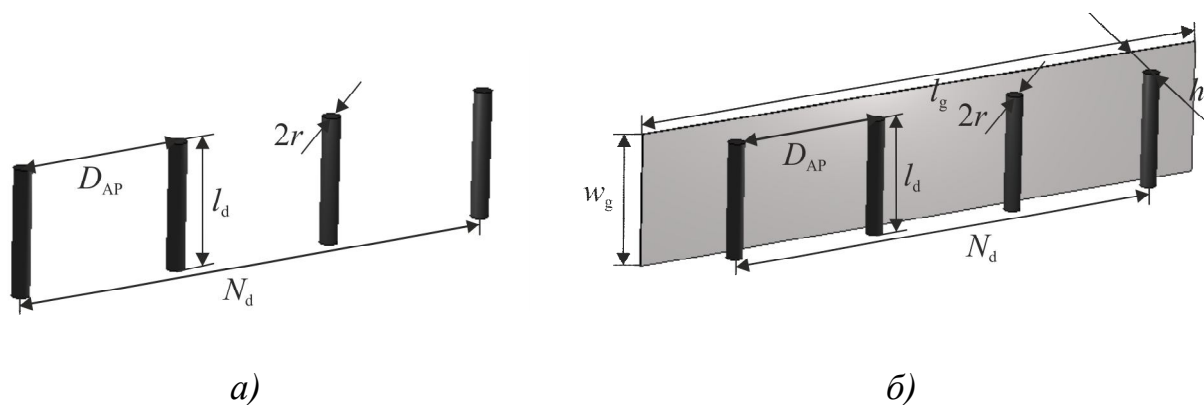
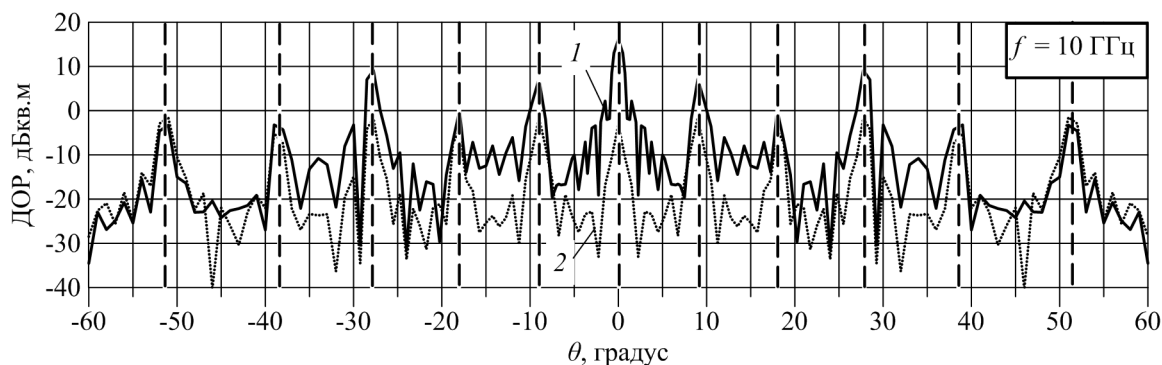


Рисунок 2.1 – общий вид ЛПС: а) – без проводящего экрана; б) – с проводящим экраном.

На рисунке 2.2 приведена ДОР конечной ЛПС L-диапазона из восьми элементов при облучении волной X-диапазона в диапазоне углов зондирования $\pm 60^\circ$. Параметры ЛПС: шаг ЛПС $D_{AP} = 96$ мм, радиус элемента ЛПС $r = 5$ мм, длина элемента ЛПС $l_d = 68$ мм, количество элементов ЛПС $N_d = 8$, расстояние от ЛПС до проводящего экрана $h_1 = 25$ мм, длина проводящего экрана $l_g = 768$ мм, ширина проводящего экрана $w_g = 76.8$ мм. Вертикальными пунктирными линиями отмечены положения лепестков Брэгга в соответствии с выражением (2.8). ДОР ЛПС рассчитаны методом FDTD. Для ЛПС без экрана количество ячеек для моделирования составляло 6.2 млн., для расчета требовалось 2.1 Гб памяти. Время одного расчета составляло 31 минуту. Расчёт проводился в диапазоне углов $0^\circ - 60^\circ$ с шагом 0.5° . ДОР ЛПС рассчитаны методом FDTD. Для ЛПС без экрана количество ячеек для моделирования составляло 6.2 млн., для расчета требовалось 2.1 Гб памяти. Время одного расчета составляло 31 минуту. Расчёт проводился в диапазоне углов $0^\circ - 60^\circ$ с шагом 0.5° градусов. FDTD. Для ЛПС без экрана количество ячеек для моделирования составляло 6.2 млн., для расчета

требовалось 2.1 ГБ памяти. Время одного расчета составляло 31 минуту. Расчет проводился в диапазоне углов $0^\circ - 60^\circ$ с шагом 0.5° .



1 – ДОР ЛПС с экраном, 2 – ДОР ЛПС без экрана

Рисунок 2.2 – ДОР ЛПС из восьми элементов.

2.1 Краткий аналитический обзор

Для снижения ЭПР и ДОР антенн и антенных решеток используются *частотно-избирательные антенные обтекатели*, имеющие низкую характеристику рассеяния в заданных частотном и угловом диапазонах. В состав таких обтекателей входят ЧСС, выполняющие функцию заграждающих фильтров для частот которые лежат вне рабочей полосы ФАР. Тем самым вне рабочей полосы частот, где обтекатель является отражающим, достигается снижение заметности ФАР, помещенной под обтекателем с ЧСС [19]. Отметим некоторые работы, посвященные интеграции антенн и антенных решеток с частотно-избирательными обтекателями [51-59].

Полосно-пропускающие ЧСС используются в частотно-избирательных обтекателях для уменьшения моностатической ЭПР путем отражения падающей электромагнитной в бистатическом направлении [52-54]. В [52] приведена антенна типа монополь укрытая коническим обтекателем на основе частотно-селективной структуры. На основе теории фильтров на связанных резонаторах синтезирована полосно-пропускающая ЧСС (рабочая полоса пропускания 5%) с низкой чувствительностью к углу падения плоской электромагнитной волны. Исследовано влияние обтекателя на основе ЧСС на антенну типа монополь. Численные и экспериментальные результаты показали, что представленная антенна система имеет требуемые характеристики направленности и согласования в окне прозрачности обтекателя и отражает сигнал в полосе заграждения. Результаты могут быть использованы для обеспечения электромагнитной совместимости и уменьшения радиозаметности. отмечено, что необходимы дальнейшие исследования для интеграции ЧСС с фазированными антеннами

решетками. В [54] рассмотрен частотно-избирательный обтекатель на основе полосно-пропускающей двухслойной ЧСС. Двухслойная частотно-селективная структура на основе щелевого крестообразного элемента с гексагональной сеткой размещения имеет рабочую полосу частот 8–12 ГГц по уровню -3 дБ коэффициента прохождения и устойчива к различным углам падения. Рассмотрена интеграция разработанной ЧСС с щелевой антенной решеткой. Показано, что использование ЧСС позволяет уменьшить амплитуду незеркального лепестка диаграммы ЭПР на 20 дБ (при нормальном падении плоской ЭМ волны).

Полосно-заграждающие ЧСС имеют ограниченное применение для снижения радиолокационной заметности и, как правило, используются в качестве проводящего основания антенны [55, 56]. В работе [55] рассмотрено использование полосно-заграждающей ЧСС в качестве проводящего основания вибраторной антенной решетки, состоящей из 4×2 элементов, для снижения ее радиолокационной заметности. Вне рабочей полосы АР, частотно-селективный рефлектор пропускает падающую ЭМ волну, что позволяет снизить ЭПР АР в полосе частот 5.5-13.5 ГГц на 10 и более дБкв.м.

В работе [14] рассмотрены свойства частотно-селективных поглощающих (диссипативных), отражающих (реактивных) и переизлучающих структур, выполненных на основе вибраторных решеток, и их возможности по уменьшению рассеивающих свойств. Для вибраторных поглощающих ЧСС показано, что при длине вибратора, равной резонансной, коэффициент отражения падающих волн значительно уменьшается (до -20...25 дБ) за счет резонансного поглощения, что приблизительно эквивалентно такому же уменьшению однопозиционного ЭПР. Однако поглощающие свойства вибраторных ЧСС зависят от высоты над экраном, что затрудняет их использование для контроля ДОР в X-диапазоне антенн и АР L-диапазона. Частотно-селективные вибраторные переизлучающие структуры применяются для защиты установленных под ними антенн от сильных внешних воздействий. Для уменьшения ЭПР таких укрытий и металлическую оболочку покрывают широкополосным поглощающим материалом. Максимально достижимый коэффициент передачи по мощности в такой структуре равен -3 дБ. На практике, в качестве элементов переизлучающих структур используют однонаправленные переизлучающие элементы. Отметим, что этот способ затруднен для использования в случае ограниченного объема размещения и широкой полосе рабочих частот АС. Также, в работе [48] рассмотрены однослойные и многослойные вибраторные отражающие ЧСС, которые могут быть использованы в качестве селективно-отражающих рефлекторов, имеющих одну или две резонансных частоты f_0 . При этом, с помощью трехслойной структуры отраженное поле на частотах $f \neq f_0$ может быть снижено на 15...20 дБ в

широкой полосе частот вплоть до $5f_0$. С помощью дополнительной решетки поглощающих вибраторов, расположенной перед реактивной ЧСС, ее частотная характеристика может быть скорректирована и тем самым уменьшено отраженное поле на паразитных кратных частотах (вызванное перераспределением мощности падающей волны между волной, прошедшей за структуру, отраженной от нее, и *гармониками Флоке* при возникновении их в периодической структуре на определенных частотах).

Результаты разработки частотно-селективного обтекателя, который позволяет поглощать подающую электромагнитную волну на частотах, выше рабочей частоты антенны приведены в работе [57]. Обтекатель реализован на основе резистивной ЧСС, расположенной над отражающей ЧСС типа иерусалимский крест. Потери, вносимые обтекателем, в рабочей полосе частот антенны составляют 0.3 дБ. В полосе частот 10-18 ГГц обтекатель имеет коэффициент отражения не более -15 дБ. В целях дальнейших исследований, в работе [58] авторами проведено тестирование, иллюстрирующее возможность использования резистивных ЧСС для уменьшения ЭПР целевой антенной решетки ($f_0 = 2.5$ ГГц). Приведенный подход позволяет обеспечить значительное снижение ЭПР в полосе частот порядка двух октав (4–18 ГГц). Рассмотрено влияние резистивной ЧСС как на двухпозиционную, так и на однопозиционную ЭПР. Проведен анализ влияния резистивной ЧСС на КУ антенной решетки. Для уменьшения потерь в КУ АР рассмотрены различные варианты компоновки резистивных элементов ЧСС.

В работе [59] предложена двухслойная поглощающая структура для снижение рассеяния двухъярусной печатной антенны. Нижний слой поглощающей структуры состоит квадратных печатных элементов с четырьмя резисторами и позволят снизить рассеяние антенны в полосе рабочих частот (2.75...3.4 ГГц). Верхний слой поглощающей структуры состоит из печатных кольцевых элементов с включенными резисторами и позволяет снизить рассеяние антенны вне ее рабочего диапазона. Проведена оценка влияние предложенной поглощающей структуры как на одиночный излучатель, так и на решетку из четырех излучателей. Использование предложенной структуры позволило снизить среднее значение ЭПР на 6 дБ в полосе частот 2.75...3.4 ГГц. Вне рабочей полосы частот (6.5...14.5 ГГц) среднее значение ЭПР снижено на 10 дБ. Потери в КУ антенной решетки составили не 0.7 дБ в рабочей полосе частот. Толщина антенной системы (расстояние от проводящего экрана до верхнего слоя предложенной структуры) 7 мм.

В [10] выделены три метода интеграции антенн с частотно-селективными структурами: расположение ЧСС на обтекателе, расположение ЧСС между антенной и обтекателем и

расположение ЧСС вблизи апертуры антенны. Отмечено, что третий способ позволяет минимизировать внутренние переотражения и, таким образом, расширить полосу снижения ЭПР.

Таким образом в работах, посвященных ЧСС для снижения ЭПР и ДОР не учитывается влияние антенны на рассеивающие свойства ЧСС [14, 53]. Рассматривается использование полосно-пропускающих ЧСС используются в качестве частотно-избирательных обтекателей [52, 54], или полосно-заграждающих ЧСС в качестве проводящего основания антенны [55, 56]. Использование поглощающих ЧСС приводит к потерям в КУ антенны (2 дБ для однородной структуры поглощающего материала [50]). Использование полосно-заграждающих ЧСС в качестве частотно-селективных обтекателей не рассмотрено. В главе 1 показано (см. таблицу 1.2), что при решении задачи снижения ДОР решеток L-диапазона при облучении волной X- и Ku-диапазонов целесообразно использовать полосно-заграждающие ЧСС.

Далее в главе 2 проводится комплексный подход к разработке и исследованию системы, включающей ФАР и полосно-заграждающие частотно-селективные структуры при их взаимном влиянии друг на друга. Также проводится исследование влияния внутренних переотражений (между полосно-заграждающей ЧСС, ФАР и проводящим экраном) на лепестки Брэгга. При этом, основное внимание уделяется ДОР (моностатической ЭПР).

2.2 Экранирование ЛПС ЧСС

2.2.1 ДОР ЛПС с двухслойной ЧСС

На рисунке 2.3 приведен общий вид ЛПС из восьми элементов, экранируемой двухслойной ЧСС на основе печатного прямоугольного элемента (см. главу 1 рисунок 1.13). Параметры ЛПС: шаг ЛПС $D_{AP} = 96$ мм, радиус элемента ЛПС $r = 5$ мм, длина элемента ЛПС $l_d = 68$ мм, количество элементов ЛПС $N_d = 8$. Параметры ЧСС: расстояние от ЧСС до ЛПС $h_2 = 15$ мм, длина ЧСС $l_{fss} = 768$ мм, количество ячеек ЧСС на длину $N_{l_{fss}} = 160$, ширина ЧСС $w_{fss} = 76.8$ мм, количество ЧСС на ширину $N_{w_{fss}} = 16$. Расстояние от ЛПС до проводящего экрана (рисунок 2.3 б) $h_1 = 25$ мм, а полное расстояние от ЧСС до проводящего экрана $h_1 + h_2 = 40$ мм.

На рисунке 2.4 приведена ДОР ЛПС с (кривые 1, 3) и без (кривая 2) проводящего экрана, экранируемая двухслойной ЧСС (шириной $N_{w_{fss}} = 16$). Без проводящего экрана ЧСС позволяет эффективно устранять лепестки Брэгга, снижая их до значений, соответствующим ДОР равновеликого металлического экрана (в рабочей полосе частот ЧСС). При наличии проводящего экрана отражательные свойства ЧСС изменяются: наблюдается неподавление

отдельных лепестков Брэгга. Например ($f = 6$ ГГц, $\theta = 15^\circ$), ($f = 9$ ГГц, $\theta = 32^\circ$), ($f = 11$ ГГц, $\theta = 45^\circ$), ($f = 15$ ГГц, $\theta = 12^\circ$).

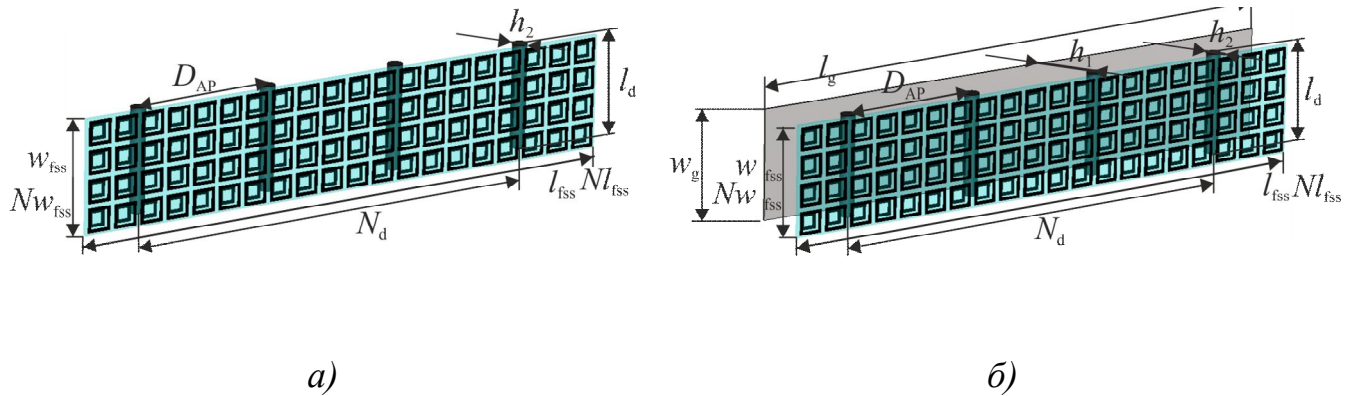
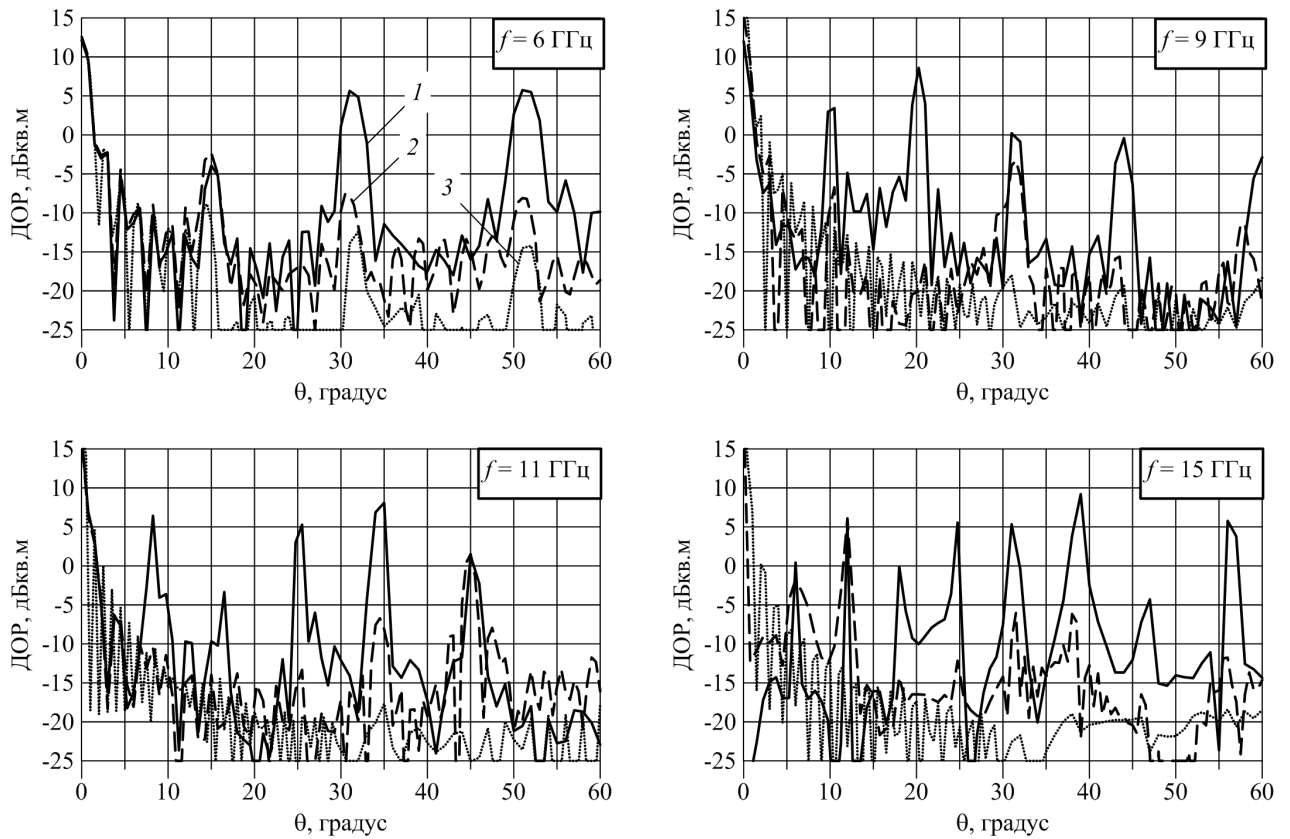


Рисунок 2.3 – Общий вид ЛПС с двухслойной ЧСС: а) – без проводящего экрана; б) – с проводящим экраном.



1 – ЛПС с проводящим экраном без ЧСС, 2 – ЛПС с ЧСС без проводящего экрана, 3 – ЛПС с ЧСС и проводящим экраном

Рисунок 2.4 – ДОР ЛПС с двухслойной ЧСС.

2.2.3 ДОР ЛПС с двухрезонансной ЧСС

На рисунке 2.5 приведен общий вид ЛПС из восьми элементов, экранируемой двухрезонансной ЧСС на основе печатного прямоугольного элемента (см. главу 1 рисунок 1.17). Параметры ЛПС: шаг ЛПС $D_{AP} = 96$ мм, радиус элемента ЛПС $r = 5$ мм, длина элемента ЛПС $l_d = 68$ мм, количество элементов ЛПС $N_d = 8$. Параметры ЧСС: расстояние от ЧСС до ЛПС $h_2 = 15$ мм, длина ЧСС $l_{fss} = 768$ мм, количество ячеек ЧСС на длину $Nl_{fss} = 160$, ширина ЧСС $w_{fss} = 76.8$ мм, количество ЧСС на ширину $Nw_{fss} = 16$. Расстояние от ЛПС до проводящего экрана (рисунок 2.5 б) $h_1 = 25$ мм, а полное расстояние от ЧСС до проводящего экрана $h_1 + h_2 = 40$ мм.

На рисунке 2.6 приведена ДОР ЛПС с (кривые 1, 3) и без (кривая 2) проводящего экрана, экранируемая двухрезонансной ЧСС (шириной $Nw_{fss} = 16$). Без проводящего экрана ЧСС позволяет эффективно устранять лепестки Брэгга, снижая их до значений, соответствующим ДОР равновеликого металлического экрана (в рабочей полосе частот ЧСС). При наличии проводящего экрана отражательные свойства ЧСС изменяются: наблюдается неподавление отдельных лепестков Брэгга. Например, ($f = 6$ ГГц, $\theta = 15^\circ$), ($f = 8$ ГГц, $\theta = 12^\circ$), ($f = 12$ ГГц, $\theta = 7^\circ$, $\theta = 23^\circ$), ($f = 16.5$ ГГц, $\theta = 12^\circ$, $\theta = 22^\circ$).

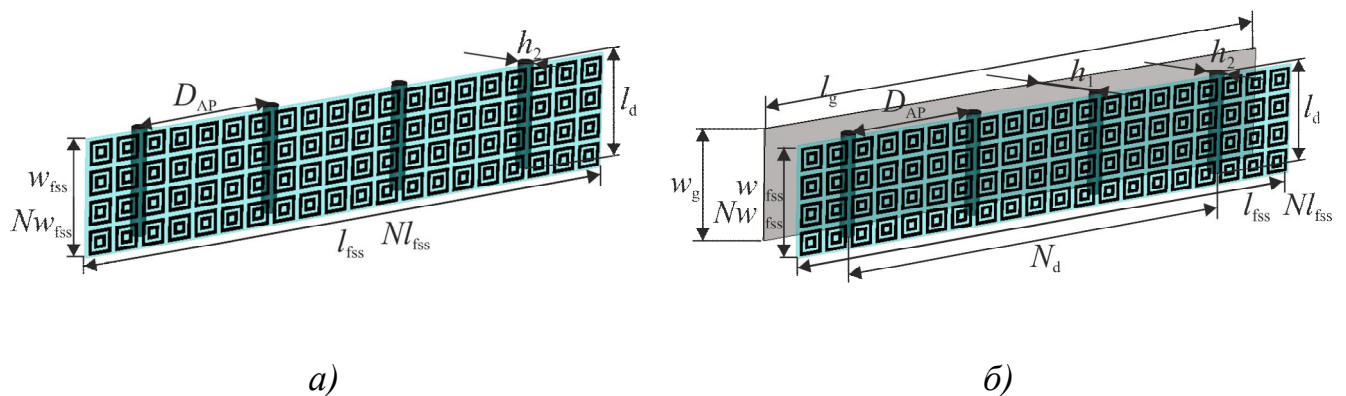
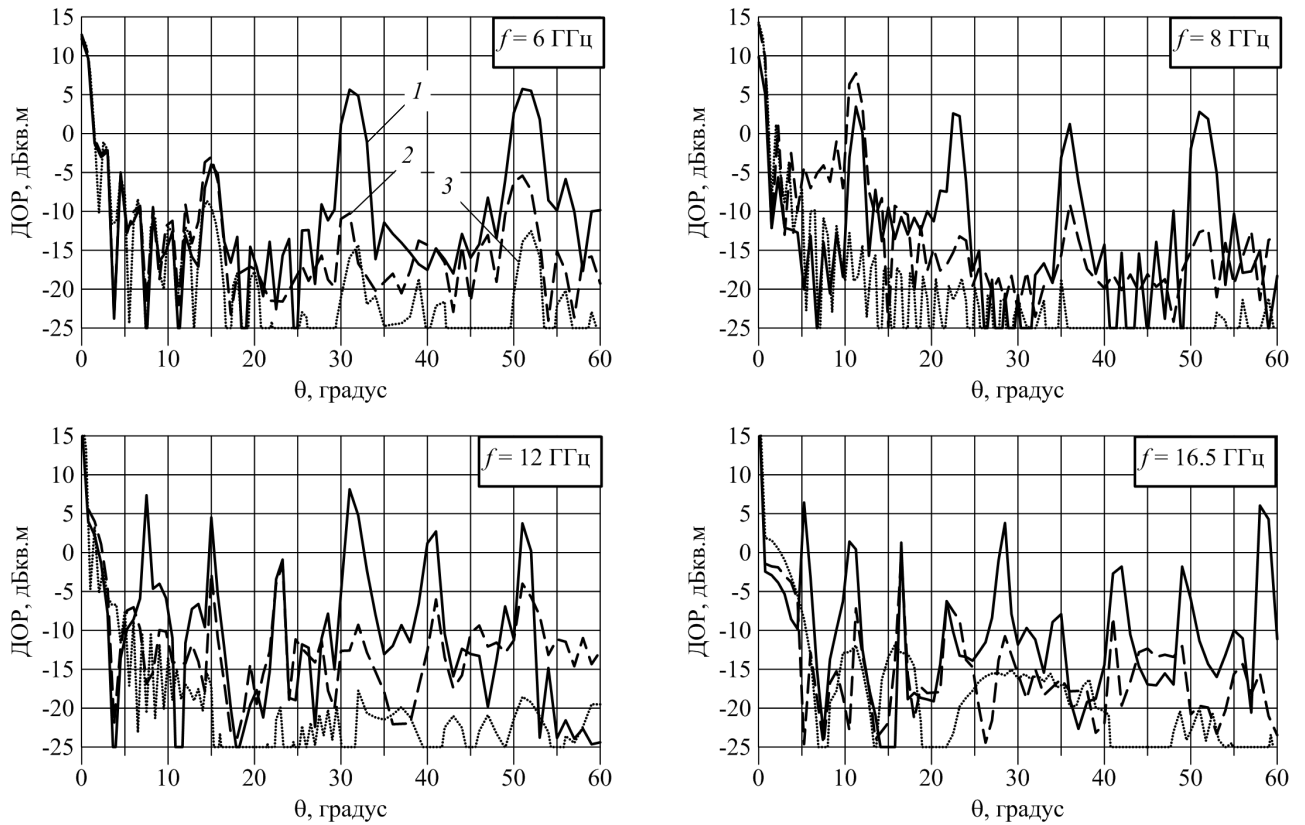


Рисунок 2.5 – Общий вид ЛПС с двухрезонансной ЧСС: а) – без проводящего экрана; б) – с проводящим экраном.



1 – ЛПС с проводящим экраном без ЧСС, 2 – ЛПС с ЧСС без проводящего экрана, 3 – ЛПС с ЧСС и проводящим экраном

Рисунок 2.6 – ДОР ЛПС с двухрезонансной ЧСС.

2.3 Эффект ослепления ЧСС при наличии проводящего основания ЛПС

В пункте 2.1. выявлено частичное подавление отдельных брэгговских лепестков на некоторых частотах рабочего диапазона ЧСС и углах падения зондирующей волны (например, двухслойной ЧСС: ($f = 6$ ГГц, $\theta = 15^\circ$), ($f = 9$ ГГц, $\theta = 32^\circ$), ($f = 11$ ГГц, $\theta = 45^\circ$), ($f = 15$ ГГц, $\theta = 12^\circ$); для двухрезонансной ЧСС ($f = 6$ ГГц, $\theta = 15^\circ$), ($f = 8$ ГГц, $\theta = 12^\circ$), ($f = 12$ ГГц, $\theta = 7^\circ$, $\theta = 23^\circ$), ($f = 16.5$ ГГц, $\theta = 12^\circ$, $\theta = 22^\circ$)) синтезированных ЧСС. Механизм этого следующий. При падении волны $\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 \exp(-i\mathbf{k}\mathbf{r})$ на систему АР-ЧСС для волнового вектора \mathbf{k} , соответствующего рабочей частоте ЧСС, волна должна отражаться от ЧСС, устраняя брэгговские лепестки. Однако небольшая часть зондирующей волны всегда проходит сквозь полосо-заграждающую ЧСС в виде затухающих и распространяющихся гармоник Флоке. Используя модель многоэлементной линейной антенной решетки, запишем постоянную распространения в направлении лепестку Брэгга:

$$k_{zm}^{fss} = \pm k_{fss} \sqrt{1 - \left[\frac{m}{d_{fss}/\lambda_{fss}} - \sin \theta_B \right]^2}, \quad (2.9)$$

где $k_{fss} = 2\pi/\lambda_{fss}$, λ_{fss} – рабочая длина волны ЧСС, d_{fss} – шаг ЧСС, θ_B – углы Брэгга, m – индекс гармоник Флоке ЧСС.

В силу условия $d_{fss}/\lambda_{fss} < 1$ в области ЧСС–АР возбуждается распространяющаяся основная мода с индексом $m = 0$, λ_{fss} и спектр затухающих мод. Основная мода отражается от АР (элементов, расположенных над проводящем экране), порождая в силу условия $D_{AP}/\lambda_{AP} > 1$ новый более широкий спектр гармоник АР, которые затем отражаются от ЧСС (рисунок 2.7 а) с постоянной распространения:

$$k_{zn}^{fss} = \pm k_{fss} \sqrt{1 - \left[\frac{n}{D_{AP}/\lambda_{fss}} - \sin \theta_B \right]^2}, \quad (2.10)$$

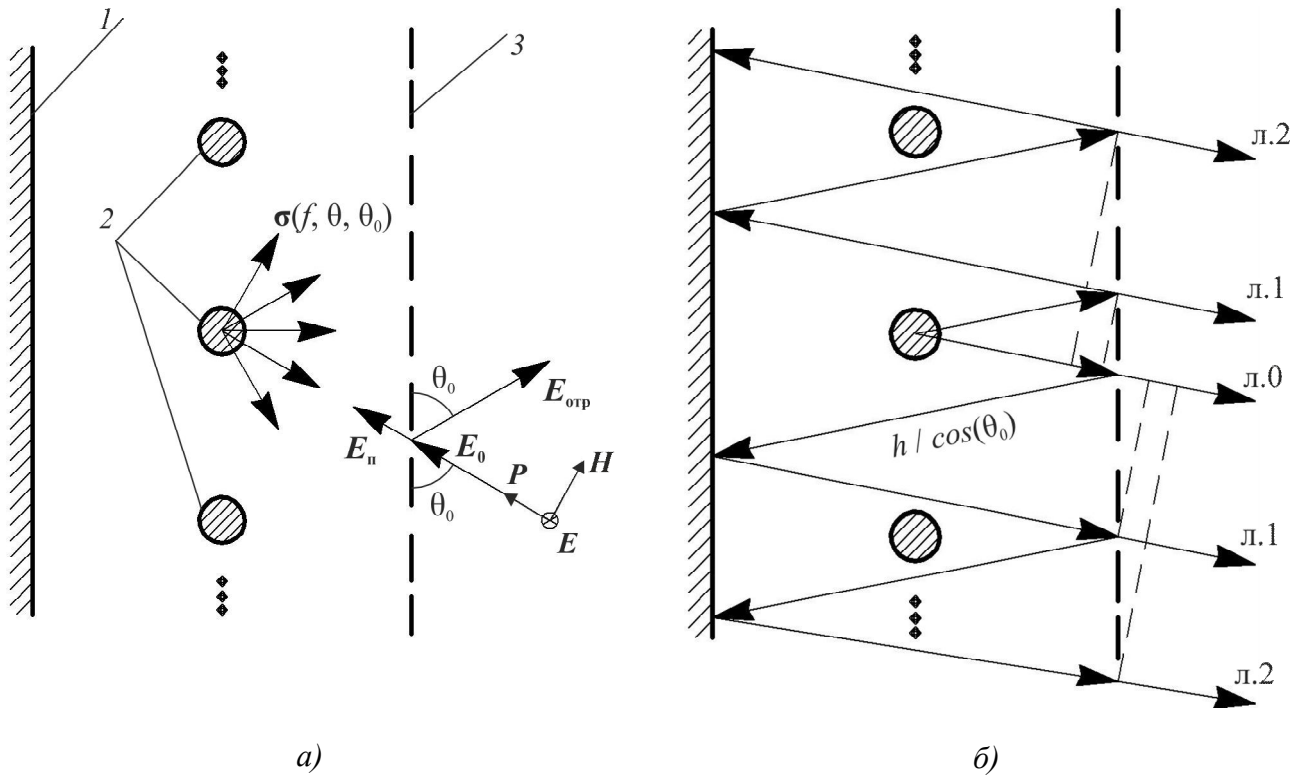
d_{ar} – шаг АР, (n) – индекс гармоник Флоке АР (рисунок 11 а). На рисунке 2.7 $\sigma(f, \theta, \theta_0)$ – ЭПР АР с незеркальными максимумами в направлениях, определяемых по формуле (2.6), $\mathbf{E}_0, \mathbf{E}_{отр} \gg \mathbf{E}_п$ – вектора напряжённости электрического поля падающей, отраженной и прошедшей плоской электромагнитной волны соответственно.

При определённых расстояниях между АР, ЧСС и экраном возникает резонанс, на тех периодических гармониках АР, которые его вызвали (рисунок 2.7 б). Усиленное электромагнитное поле, соответствующее "резонансным" гармоникам, рассеянным на периодической структуре ФАР, и "считавшая" её, излучается через ЧСС, тем самым ослабляя полотно-заграждающие свойства ЧСС для некоторых брэгговских лепестков.

Резонансные частоты n -го лепестка Брэгга можно определить из системы уравнений, первое уравнение которой определяет частотную зависимость резонансных углов резонатора Фабри-Перо (см. глава 1 формула 1.27), а второе уравнение – положение n -лепестка Брэгга (2.8):

$$\begin{cases} \Psi_{fss}^R(f, \theta) - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} h \cdot \cos(\theta) = 2\pi N \\ \sin(\theta) = \frac{nc}{2D_{AP}f} \end{cases}, N = 0, 1, 2, \dots, n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.11)$$

где N – номер резонансной моды резонатора Фабри-Перо, n – номер лепестка Брэгга.



1 – проводящий экран, 2 – ЛПС, 3 – ЧСС

Рисунок 2.7 – К механизму ослепления ЧСС.

Как показано в главе 1, первое уравнение системы (2.11) дает лишь приближенное решение и для повышения точности целесообразно использовать метод КЭ. Также отметим, что первое уравнение системы (2.11) получено для ненагруженной ЧСС (не учитывает наличие ЛПС) и для уточнения необходимо проводить полноволновое моделирование системы ЧСС–ЛПС–проводящий экран (использование КЭ приводит к существенным вычислительным затратам (особенно для реальных излучателей типа МНИ, логопериодического и т.д.)).

Чтобы характеризовать резонансные пики в зависимости от частоты введем *коэффициент амплитуды лепестка Брэгга*:

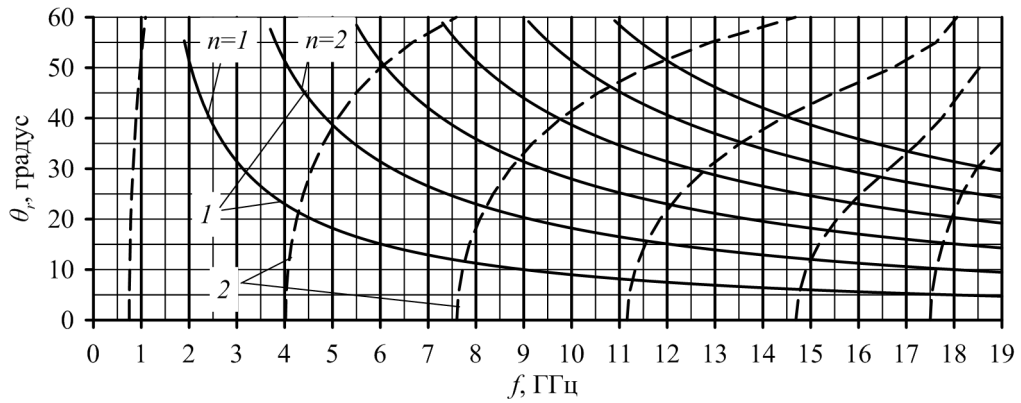
$$\sigma_i^{Бр} = \frac{1}{2 \cdot \Delta\theta_i} \int_{\theta_i - \Delta\theta}^{\theta_i + \Delta\theta} ДОР(f, \theta) d\theta \quad (2.12)$$

где θ_i – положение i -го лепестка Брэгга, определяемое аналитически по формуле (2.8), $ДОР(f, \theta)$ – ДОР АР (ЛПС), $2 \cdot \Delta\theta_i$ – ширина i -го лепестка Брэгга.

2.3.1 К тестированию эффекта ослепления двухслойной ЧСС

На рисунке 2.8 приведено графическое решение системы (2.11) для резонатора с частично-прозрачной стенкой в виде двухслойной ЧСС. Пунктирная линия (2) на рисунке 2.8

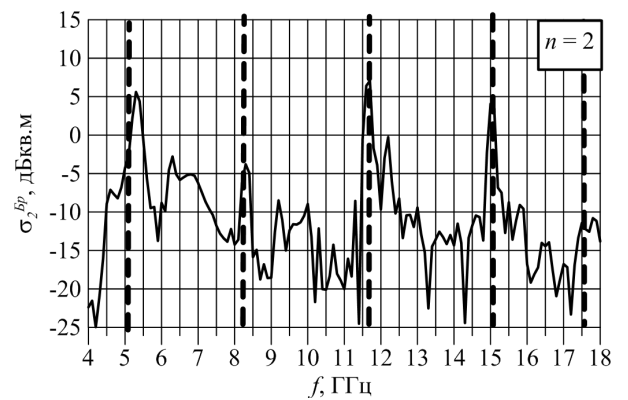
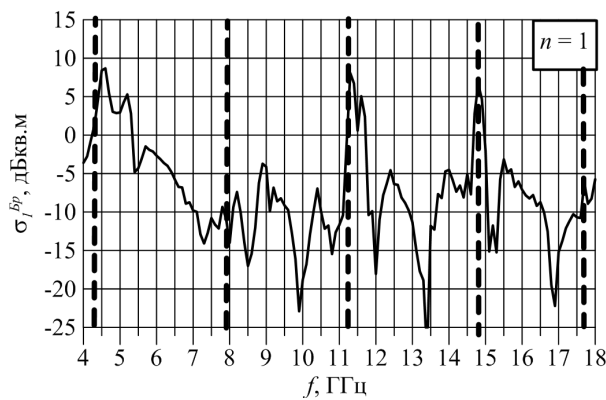
соответствует частотным зависимостям резонансных углов падения плоской ЭМ волны (левая часть уравнения (2.11)). Сплошная линия (1) – положение n -лепестка Брэгга. Пересечение (1) и (2) соответствует решению уравнения (2.11) и определяет положение неподавленного лепестка Брэгга.



1 – положение резонансов Фабри-Перо, 2 – положение лепестков Брэгга

Рисунок 2.8 – К определению углового и частотного положения неподавленных лепестков Брэгга ДОР.

На рисунке 2.9, в качестве примера, приведены зависимости коэффициента амплитуды σ_i^{Bp} первых восьми лепестков Брэгга для ЛПС с проводящим экраном, экранированной двухслойной ЧСС (рисунок 2.3 б). Вертикальные пунктирные линии соответствуют частотам, полученным из рисунка 2.13. Наиболее точное соответствие в определении неподавленных лепестков наблюдается при $n > 3$. При $n = 1, 2, 3$ в районе $f = 9$ ГГц наблюдается «провал» в амплитуде лепестка Брэгга, обусловленный резонансом ЧСС (коэффициент прохождения ЧСС $T = -\infty$ и, на этой частоте, ЧСС по своим свойствам является идеально проводящим экраном см. главу 1 рисунки 1.14, 1.15).



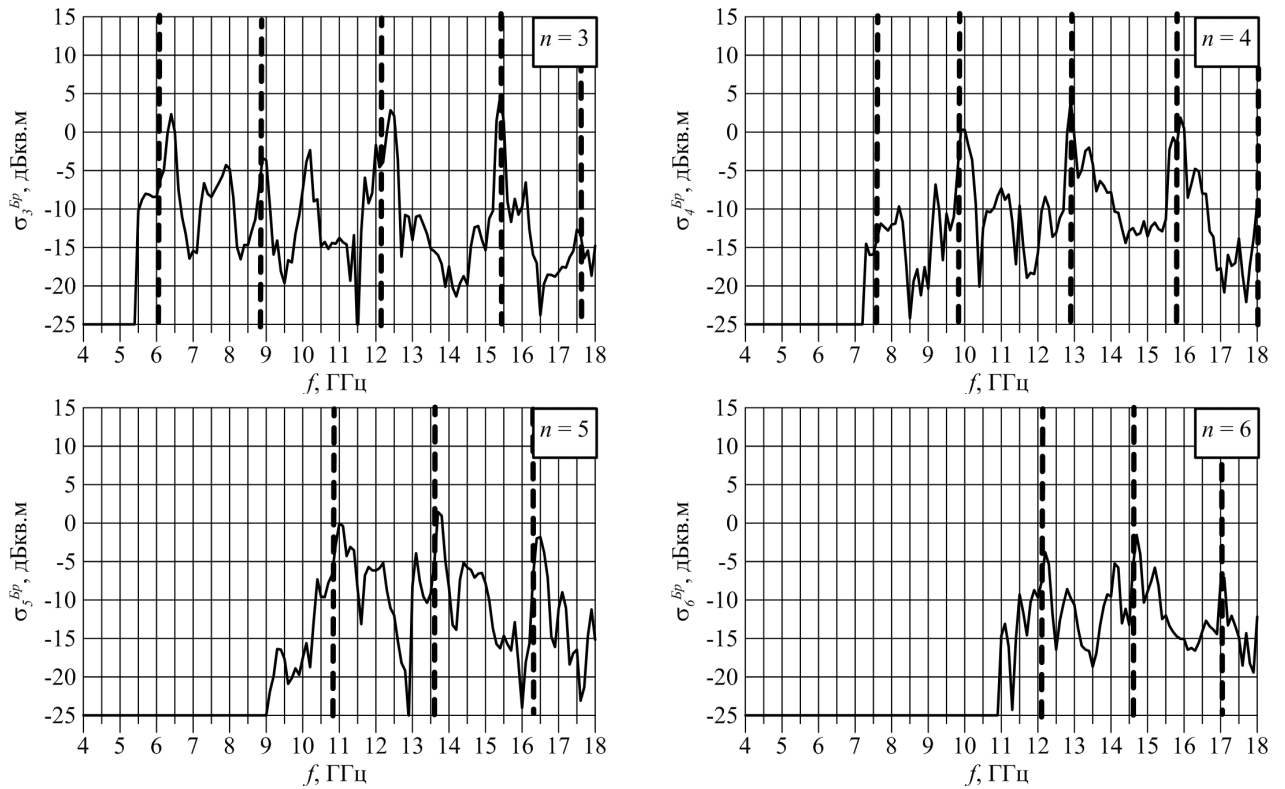
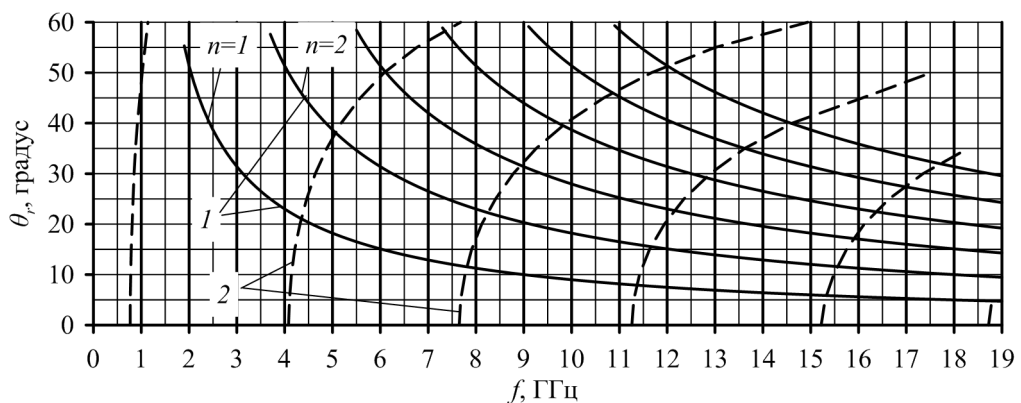


Рисунок 2.9 – К тестированию эффекта ослепления двухслойной ЧСС.

2.3.2 К тестированию эффекта ослепления двухрезонансной ЧСС

На рисунке 2.10 приведено графическое решение системы (2.11) для резонатора с частично-прозрачной стенкой в виде двухслойной ЧСС. Пунктирная линия (2) на рисунке 2.10 соответствует частотным зависимостям резонансных углов падения плоской ЭМ волны (левая часть уравнения (2.11)). Сплошная линия (1) – положение n -лепестка Брэгга. Пересечение (1) и (2) соответствует решению уравнения (2.11) и определяет положение неподавленного лепестка Брэгга.



1 – положение резонансов Фабри-Перо, 2 – положение лепестков Брэгга

Рисунок 2.10 – К определению углового и частотного неподавленных лепестков Брэгга ДОР.

На рисунке 2.11, в качестве примера, приведены зависимости коэффициента амплитуды σ_i^{Br} первых шести лепестков Брэгга для ЛПС с проводящим экраном, экранированной двухслойной ЧСС (рисунок 2.5 б). Вертикальные пунктирные линии соответствуют частотам, полученным из рисунка 2.10.

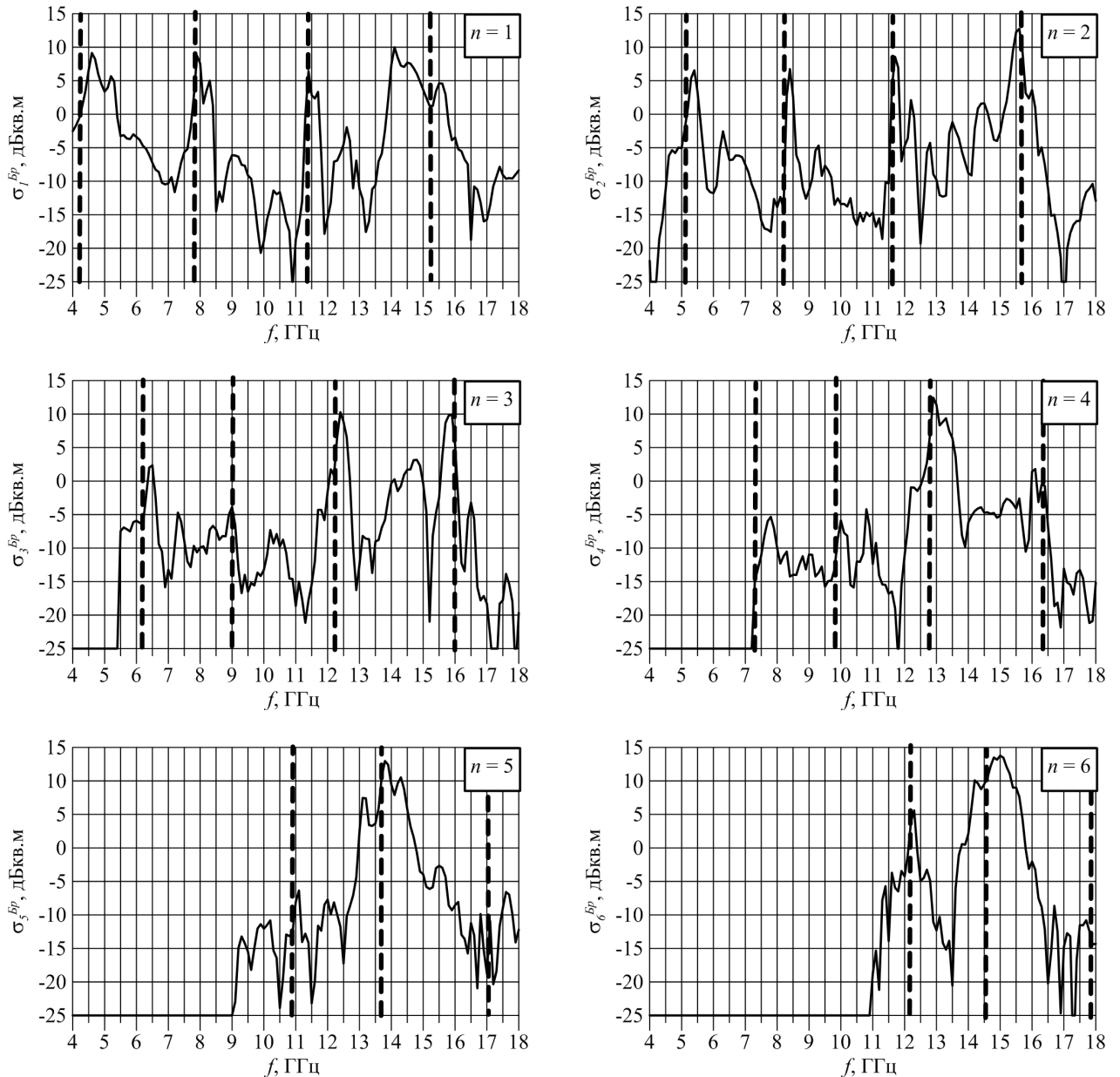


Рисунок 2.11 – К тестированию эффекта ослепления однослойной однорезонансной ЧСС.

2.4 К управлению эффектом ослепления

В пункте 2.2 дана интерпретация механизма подавления отдельных лепестков Брэгга ДОР системы ЧСС–ЛПС–экран на основе резонатора с частично–прозрачной стенкой типа Фабри–Перо. Если указанный подход верен, то возможны следующие способы контроля эффекта ослепления ЧСС:

- уменьшение расстояния от ЧСС до проводящего экрана;
- введение поглощающих материалов.

В качестве примера, рассмотрим указанные способы для двухслойной ЧСС (рисунки 2.3 б, 1.13).

2.4.1 Уменьшение расстояния от ЧСС до проводящего экрана для устранения эффекта ослепления

В [10] указано, что расположение ЧСС вблизи апертуры излучателя позволяет минимизировать внутренние переотражения и, тем сам, расширить рабочий диапазон снижения ЭПР. Также отметим, что в совмещенных антенных решетках уменьшение расстояния между решетками различных диапазонов позволят уменьшить влияние переотражений на ДН решетки высокочастотного диапазона [60].

Уменьшим полное расстояние от ЛПС до проводящего экрана в два раза $h_1 + h_2 = 20$ мм (рисунок 2.3). Параметры ЛПС: шаг ЛПС $D_{AP} = 96$ мм, радиус элемента ЛПС $r = 5$ мм, длина элемента ЛПС $l_d = 68$ мм, количество элементов ЛПС $N_d = 8$. Параметры ЧСС: расстояние от ЧСС до ЛПС $h_2 = 7.5$ мм, длина ЧСС $l_{fss} = 768$ мм, количество ячеек ЧСС на длину $N_{l_{fss}} = 160$, ширина ЧСС $w_{fss} = 76.8$ мм, количество ЧСС на ширину $N_{w_{fss}} = 16$. Расстояние от ЛПС до проводящего экрана (рисунок 7 б) $h_1 = 12.5$ мм, а полное расстояние от ЧСС до проводящего экрана $h_1 + h_2 = 20$ мм.

На рисунке 2.12, в качестве примера, приведены зависимости коэффициента амплитуды σ_i^{Bp} первых восьми лепестков Брэгга для ЛПС с проводящим экраном, экранированной двухслойной ЧСС. При этом сплошная линия 1 соответствует полному расстоянию от ЛПС до проводящего экрана $h_1 + h_2 = 40$ мм, а пунктирная линия 2 – $h_1 + h_2 = 20$ мм. Видно, что уменьшение расстояния между ЧСС и проводящим экраном в два раза позволяет ~ в два раза уменьшить частоту резонансных пиков. Таким образом, указанный подход можно использовать для контроля эффекта ослепления в узкой полосе частот, а также для снижения среднего уровня ДОР. Однако, как правило, высота ряда излучателя L-диапазона велика (например, для вибраторного излучателя, настроенного на частоту 1 ГГц, высота профиля составляет ~75 мм) и сокращение высоты расстояния от ЧСС до проводящего экрана ограничено высотой профиля излучателя AP.

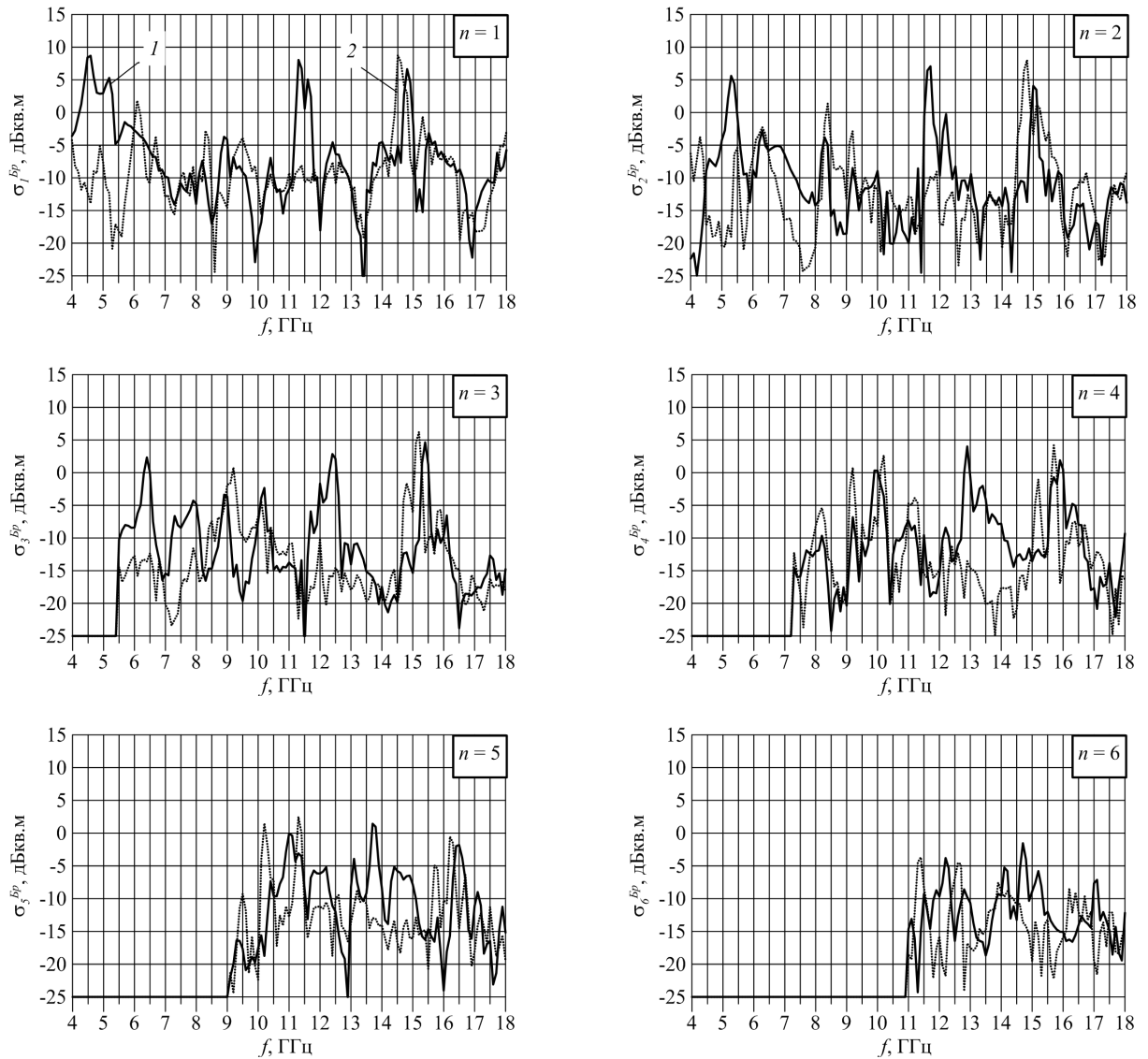


Рисунок 2.12 – Уменьшение расстояния от ЧСС до проводящего экрана для устранения эффекта ослепления.

2.4.2. Введение поглощающего материала для устранения эффекта ослепления

Рассмотрим второй способ для контроля эффекта ослепления ЧСС. Для примера, в качестве поглощающего материала используем поглотитель на основе резистивных печатных элементов [61, 62]. На рисунке 2.13 а приведена геометрия единичной ячейки выбранного материала. Параметры поглощающего материала $h = 3.5$ мм, $\varepsilon = 1.1$, $d_x = d_y = 8.0$ мм, $w_{x1} = w_{y1} = 6.6$ мм, $w_{x2} = w_{y2} = 4.2$ мм, $s_{x1} = s_{y1} = 0.7$ мм, $s_{x2} = s_{y2} = 0.67$ мм, $R = 30.0$ Ом. На рисунках 2.13 б, в приведены частотные зависимости коэффициента в диапазоне углов падения плоской ЭМ волны $0 \dots 60^\circ$ с шагом 5° для ТЕ и ТМ поляризации.

Общий вид ЛПС с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом на основе резистивных кольцевых прямоугольных элементов приведен на рисунке 2.14. ЧСС располагается перед апертурой ЛПС. Поглощающий материал расположен на проводящем экране.

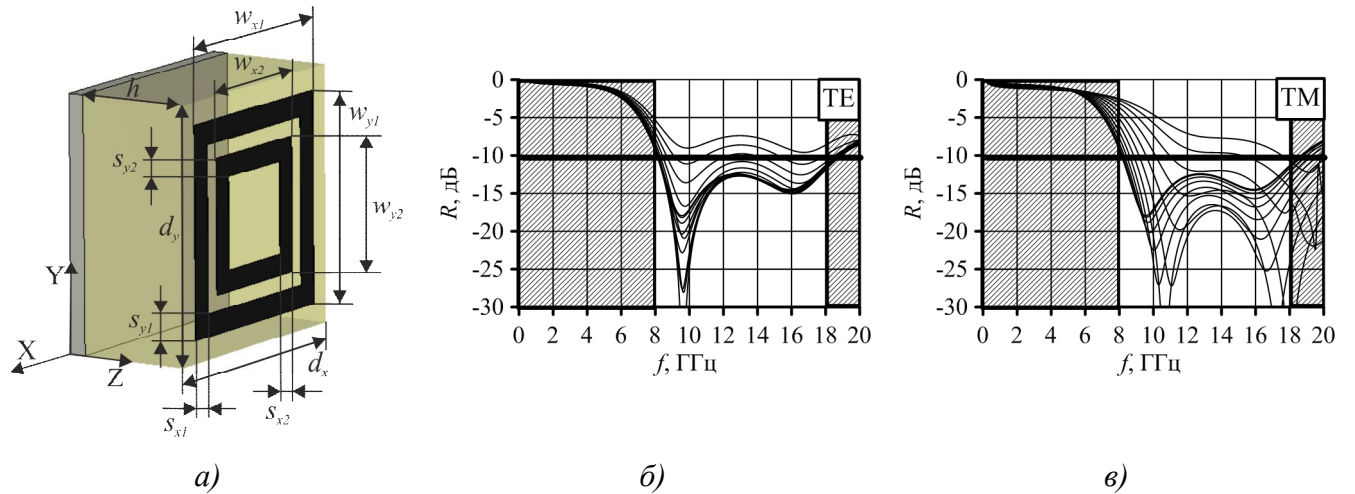


Рисунок 2.13– Поглощающий материал на основе резистивного печатного элемента: *а)* – геометрия единичной ячейки; коэффициент отражения для ТЕ (*б)*) и ТМ (*в)*) поляризованной ЭМ волны.

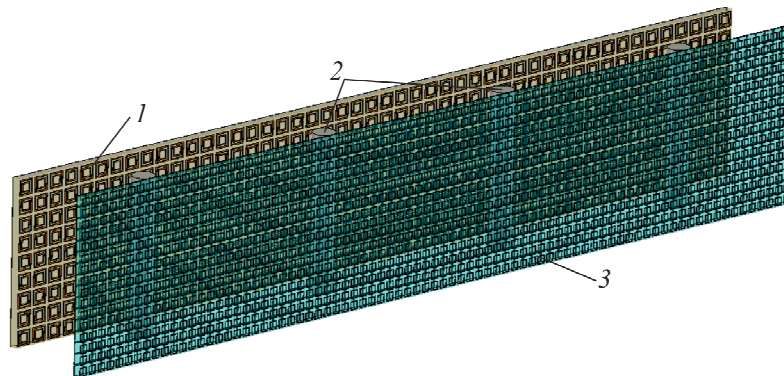


Рисунок 2.14 – Общий вид ЛПС (2) с поглощающим материалом (1) и двухслойной ЧСС (3).

На рисунке 2.15, в качестве примера, приведены зависимости коэффициента амплитуды σ_i^{Bp} первых шести лепестков Брэгга для ЛПС с проводящим экраном, экранированной двухслойной ЧСС (линия 1). А также, $\xi_i(f)$ первых шести лепестков Брэгга для ЛПС экранированной двухслойной ЧСС и проводящим экраном, покрытым поглощающим материалом (линия 2). Использование поглощающего материала позволило существенно снизить $\xi_i(f)$ для каждого из лепестков Брэгга. Значение $\xi_i(f)$ не превышает -10 дБкв.м в рабочей полосе поглотителя (8–18 ГГц).

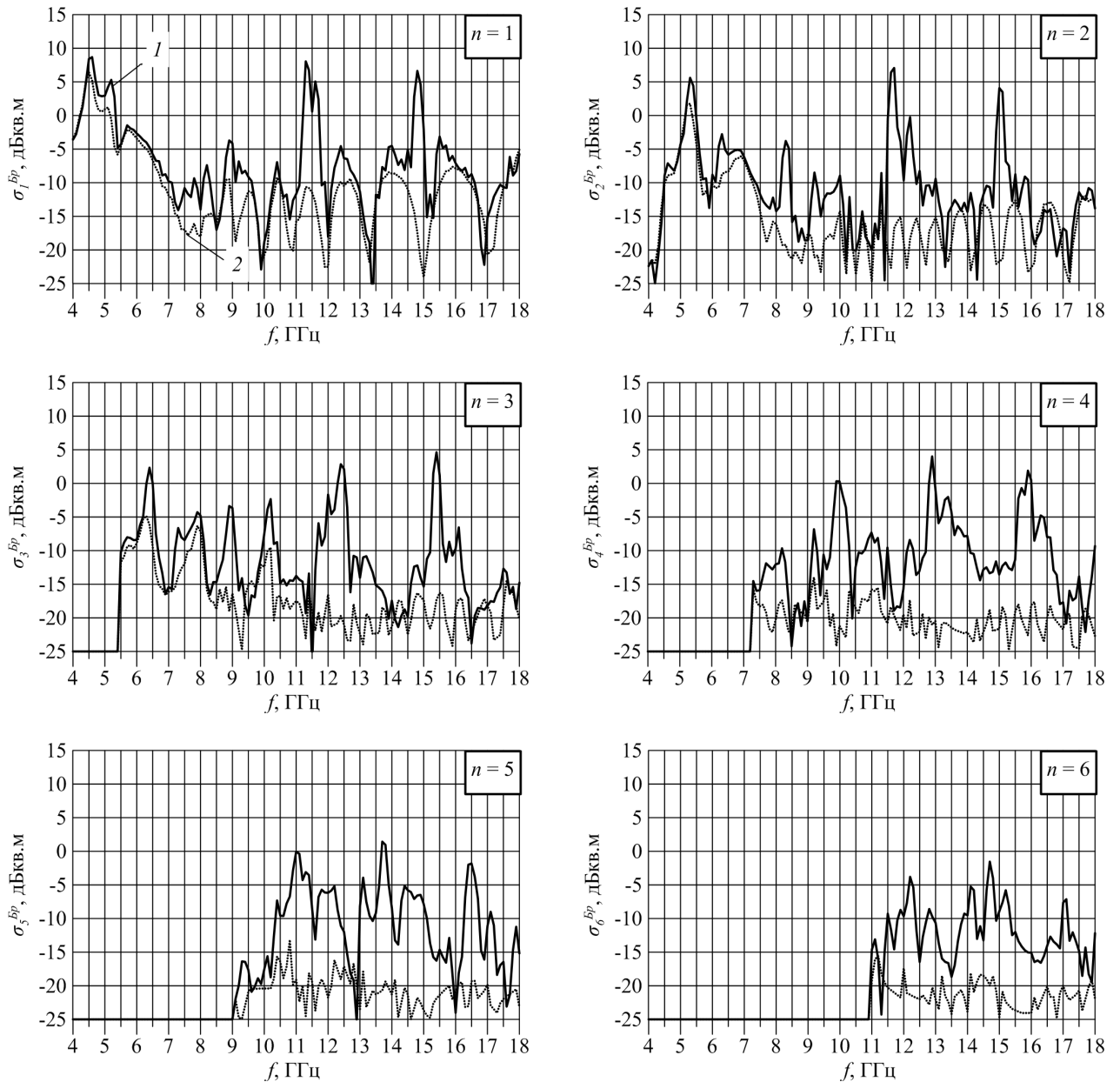
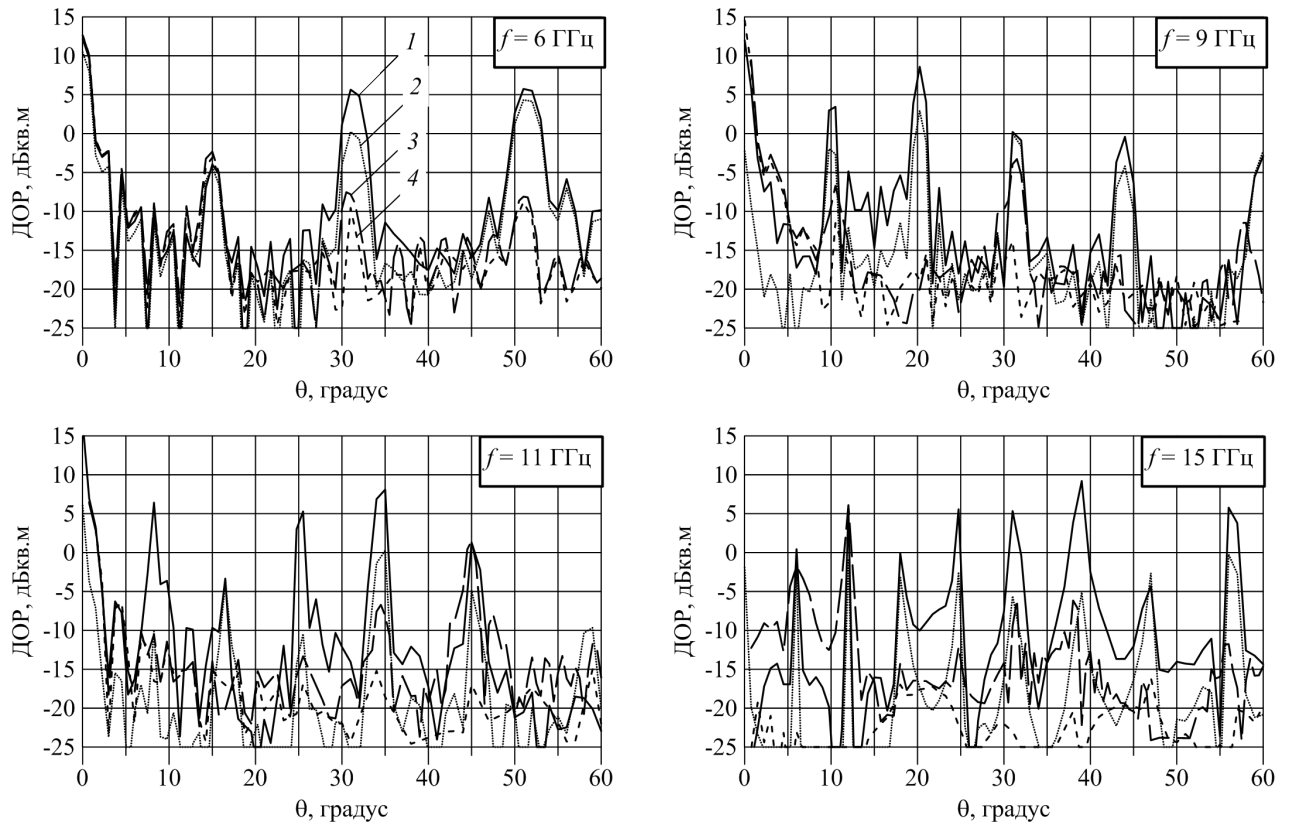


Рисунок 2.15 – Использование поглощающего материала устранения эффекта ослепления.

На рисунке 2.16, приведены ДОР ЛПС с проводящим экраном, ЛПС с проводящим экраном, покрытым поглощающим материалом, ЛПС с проводящим экраном и двухслойной ЧСС, ЛПС с двухслойной ЧСС и проводящим экраном, покрытым поглощающим материалом. Видно, что комплексное использование ЧСС и поглощающего материала (линия 4) позволяет уменьшить амплитуду лепестков Брэгга ДОР на 10–30 дБ в рабочей полосе ЧСС и поглощающего материала. Отдельное использование ЧСС (линия 3) и поглощающего материала (линия 2) не позволяют снизить амплитуду всех лепестков Брэгга (в первом случае из-за эффекта ослепления ЧСС, во втором случае – из-за того, что поглощающий материал расположен за апертурой ЛПС).



1 – ЛПС с проводящим экраном, 2 – ЛПС с проводящим экраном, покрытым поглощающим материалом, 3 – ЛПС с ЧСС и проводящим экраном, ЛПС с ЧСС и проводящим экраном, покрытым поглощающим материалом.

Рисунок 2.16 – Снижение ДОР ЛПС.

2.5 Частотно-селективные структуры для снижения ДОР ФАР L-диапазона

Излучающая система линейной ФАР размещается вдоль носка подвижной консоли крыла летательного аппарата в переднем отсеке отклоняемого носка, под радиопрозрачным обтекателем, одновременно являющимся частью аэродинамической поверхности крыла (рисунок 2.17) [63-67]. Некоторые характеристики: рабочая полоса частот – 1...1.6 ГГц; сектор сканирования луча – $\pm(45...60)^\circ$; поляризация – линейная, вертикальная; КСВ в линиях питания излучателей в рабочей полосе частот при синфазном возбуждении – не более 2,0, в секторе сканирования – не более 3,0; габаритные размеры системы излучения – не более 70×768×90 мм.



Рисунок 2.17 – Размещение системы излучения линейной ФАР L-диапазона на ЛА

Для модели ФАР был выбран металлодиэлектрический неоднородный излучатель (МНИ) [63], конструкция которого поясняется на рисунке 2.18. Излучатель состоит из печатной платы 8, помещенной в металлический экран 7 и имеющей с ним сплошной электрический контакт. Для улучшения качества согласования в рабочей полосе частот печатная плата 8 покрывается с внешних сторон слоем диэлектрика 9. Экран 7 специальной формы, затеняющий воздушные полости обращенного вперед движения ЛА П-образного металлического профиля, образованного элементами 2 и 3 конструкции отклоняемого носка крыла, предназначен для ослабления паразитного резонансного явления, негативно влияющего на качество согласования и характеристику направленности МНИ. Металлическое заполнение 4 предназначено для устранения резонансного эффекта, возникающего между экраном 7 и элементами конструкции крыла 2 и 3 и негативно влияющего на форму угломестной ДН. Излучатели крепятся к металлической пластине 6, служащей основанием подрешетки из восьми излучателей. Пластина 6, в свою очередь, крепится к передней стенке 3 носка крыла. Соприкасающиеся части экранов соседних излучателей соединены между собой электрически, промежутки между излучателями заполнены пенокомпанудом 5. Система излучения помещается под радиопрозрачный обтекатель 1 из диэлектрического материала.

На рисунке 2.19 в качестве примера приведена ДОР линейной ФАР из восьми МНИ. Вертикальными пунктирными линиями отмечены положения лепестков Брэгга, рассчитанные по (2.8). Расчет выполнен методом FDTD, число ячеек сетки дискретизации пространства составило 75 млн., объем ОЗУ – 5.5 ГБ, продолжительность расчета одной точки по θ при использовании 12 ядер ЦПУ с тактовой частотой 3 ГГц – 12 ч машинного времени. Расчет ДОР проведен в секторе $0 \dots 60^\circ$ с шагом $0,5^\circ$ (при построении рисунка 2.19 учтена симметрия ФАР), т.е. всего рассчитана 121 точка по θ .

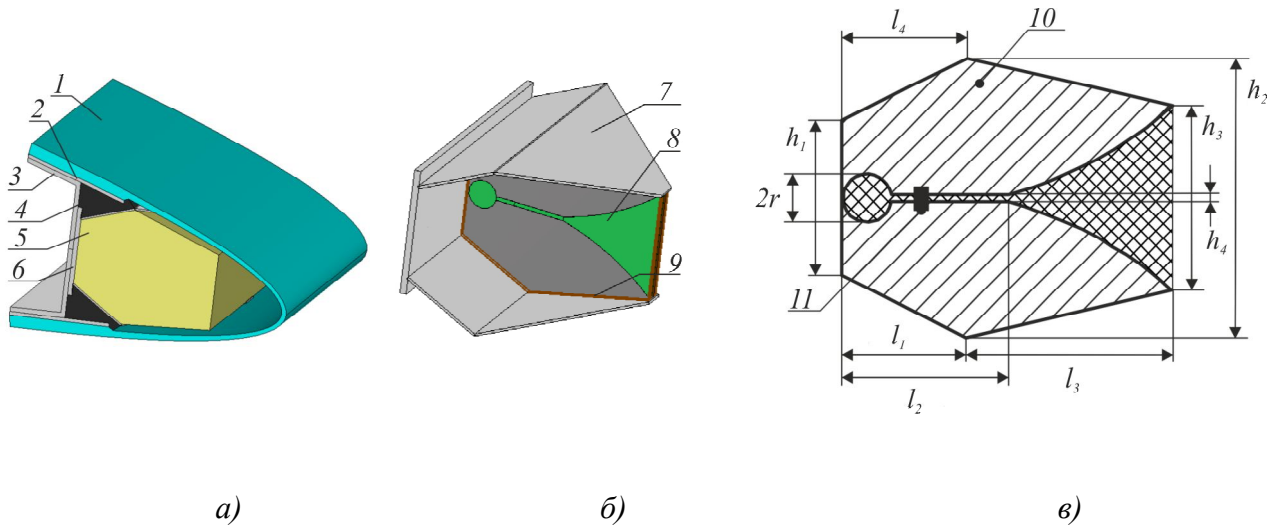


Рисунок 2.18 – Конструкция излучающего элемента типа МНИ: *а* – излучатель установлен под обтекателем в отклоняемом носке крыла; *б* – внешний вид излучателя; *в* – топология печатной платы излучателя.

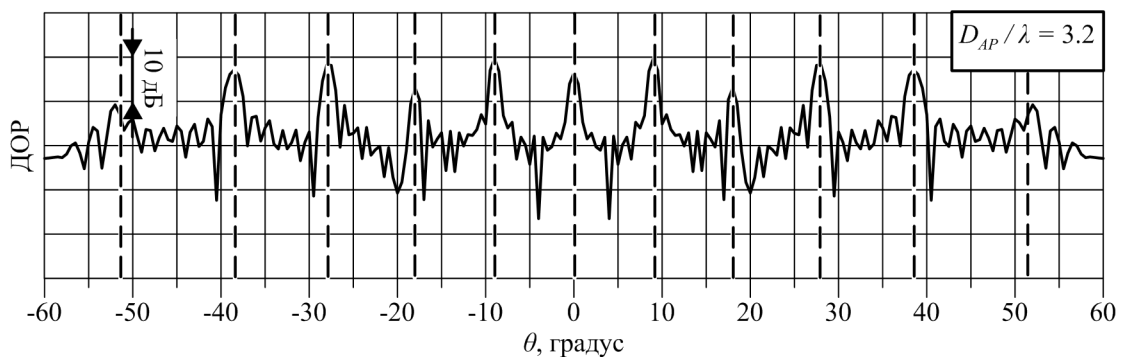
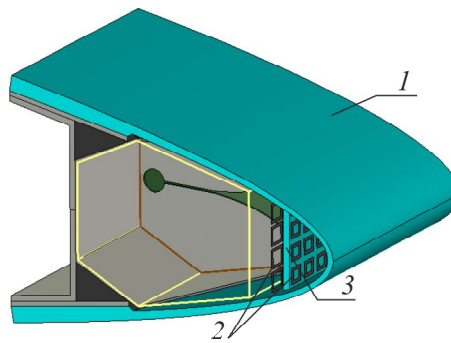


Рисунок 2.19 – ДОР линейной ФАР из восьми МНИ

2.5.1 Двухслойная полосно–заграждающая ЧСС для контроля ДОР линейной ФАР L–диапазона

Размещение двухслойной ЧСС (см. главу 1 рисунок 1.13) на диэлектрической диафрагме толщиной t_s в отклоняемом носке крыла показано на рисунке 2.20, расстояние ЧСС–излучатель – 10 мм, что составляет $0,043\lambda_{AP}$ (λ_{AP} – рабочая длина волны ФАР). В L–диапазона ЧСС радиопрозрачна и не препятствует нормальной работе ФАР.



1 – обтекатель ЛА; 2 – слои ЧСС; 3 – диэлектрическая диафрагма.

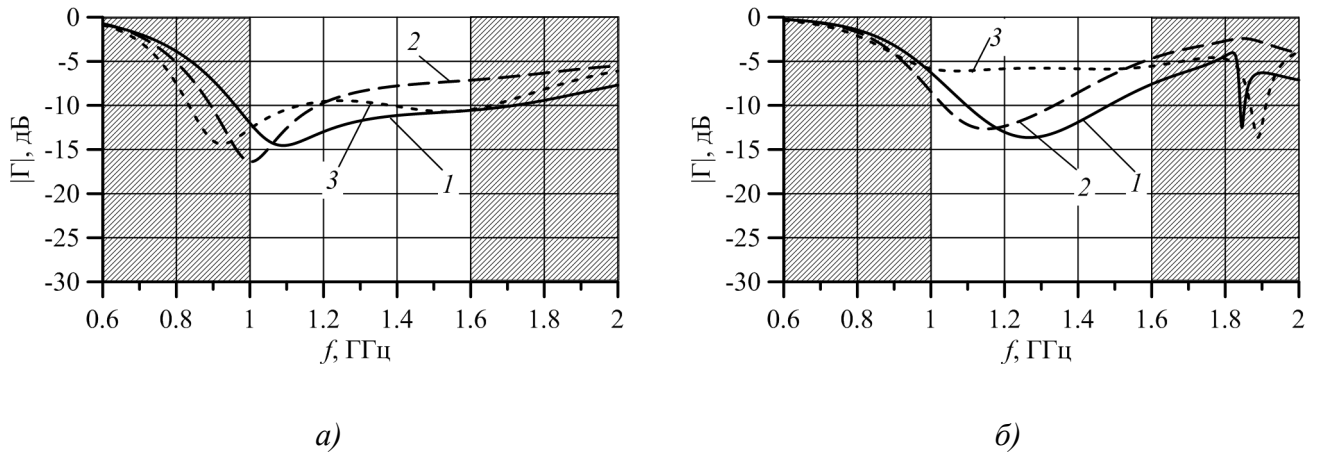
Рисунок 2.20 – Общий вид элемента ФАР типа МНИ с двухслойной ЧСС.

Тем не менее, ЧСС, расположенная вплотную к излучателю ФАР, изменяет (как правило, ухудшает) качество согласования. Это влияние, как правило, негативное и зависит от свойств ЧСС, типа излучателей, расстояния ЧСС–излучатель. На рисунках 2.21 *а, б* показаны графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя исходной ФАР (линия 1) и того же излучателя ФАР, снабженного ЧСС (линия 2). В данном случае максимальное значение $|\Gamma|$ в рабочей полосе частот ФАР возросло с -11 дБ до -7 дБ, в связи с чем для компенсации влияния ЧСС параметры излучателя были подстроены (оптимизированы симплекс-методом Нелдера-Мида) при синфазном возбуждении и отклонении луча на 45° (приведен, как наихудший случай в заданном диапазоне сканирования). Полученные в результате подстройки значения параметров приведены в таблице 2.1, графики частотной зависимости $|\Gamma|$ показаны на рисунке 2.21 линией 3.

Таблица 2.1. Геометрические параметры излучателя и электромагнитные параметры материалов.

l_1 , мм	l_2 , мм	l_3 , мм	l_4 , мм	h_1 , мм	h_2 , мм	h_3 , мм	h_4 , мм	r , мм	ε_s	ε_l	w_s , мм	w_l , мм
Исходный излучатель												
29	39	49	19	36	65	42,5	1,6	5,65	2,5	–	3	–
Подстроенный излучатель с двухслойной ЧСС												
28,5	35	54	16,6	41	70	45	0,93	5	2,2	10,2	0,79	0,25

Примечание: обозначения параметров – см. рисунок 2.23; w_s и ε_s – толщина основания и относительная диэлектрическая проницаемость материала основания печатной платы; w_l и ε_l – то же для диэлектрического покрытия печатной платы.



1 – ФАР без ЧСС; 2 – ФАР с ЧСС, 3 – подстроенная ФАР с ЧСС

Рисунок 2.21 – Графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя в модели бесконечной линейной решетки: с двухслойной ЧСС при фазировании по нормали (а) и в направлении -45° (б).

На рисунке 2.22 приведены графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателей линейной восьмиэлементной ФАР на основе излучателя типа МНИ с плоской двухслойной ЧСС расположенной на диэлектрической диафрагме перед апертурой ФАР при синфазном возбуждении и в направлении 45° .

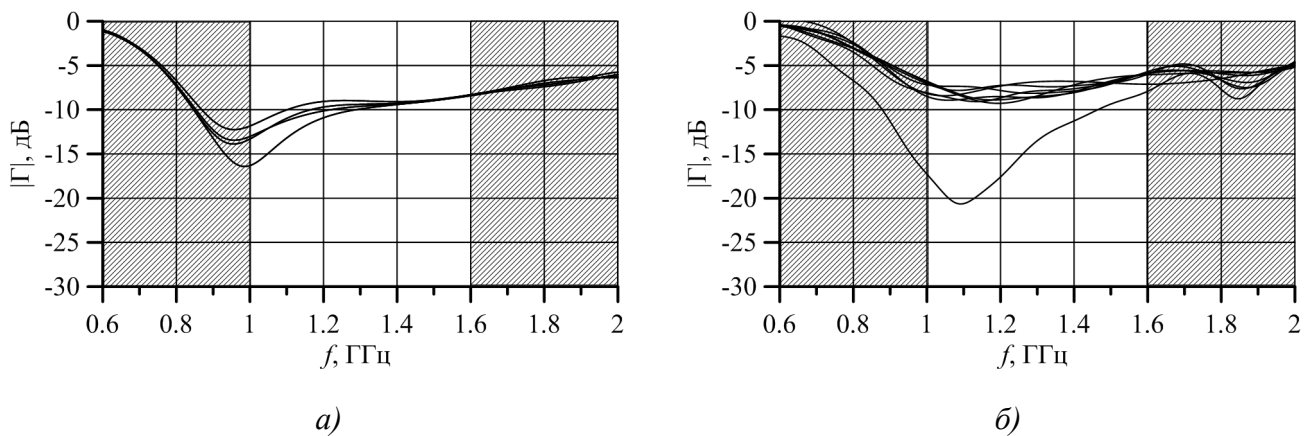
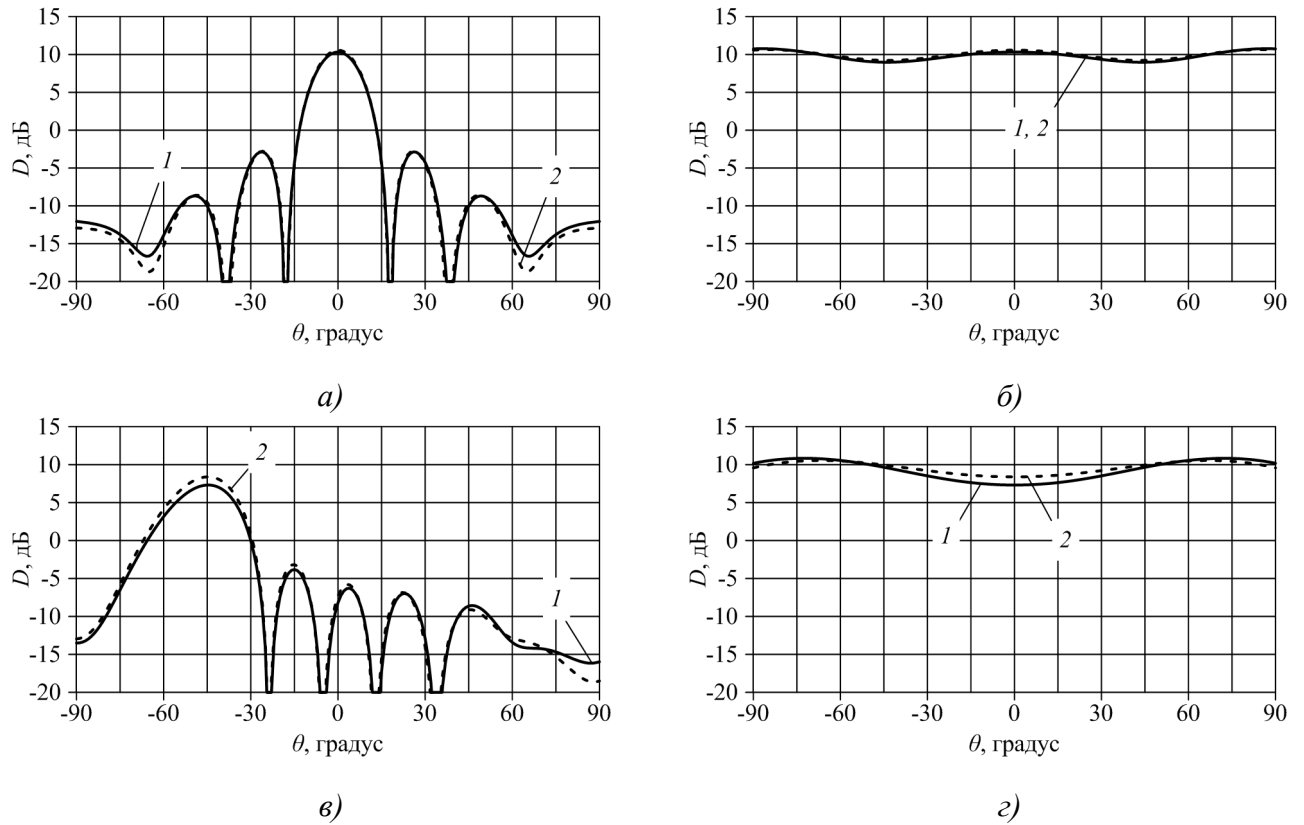


Рисунок 2.22 – Графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателей линейной восьмиэлементной ФАР с двухслойной ЧСС: а) – 0° ; б) – 45° .

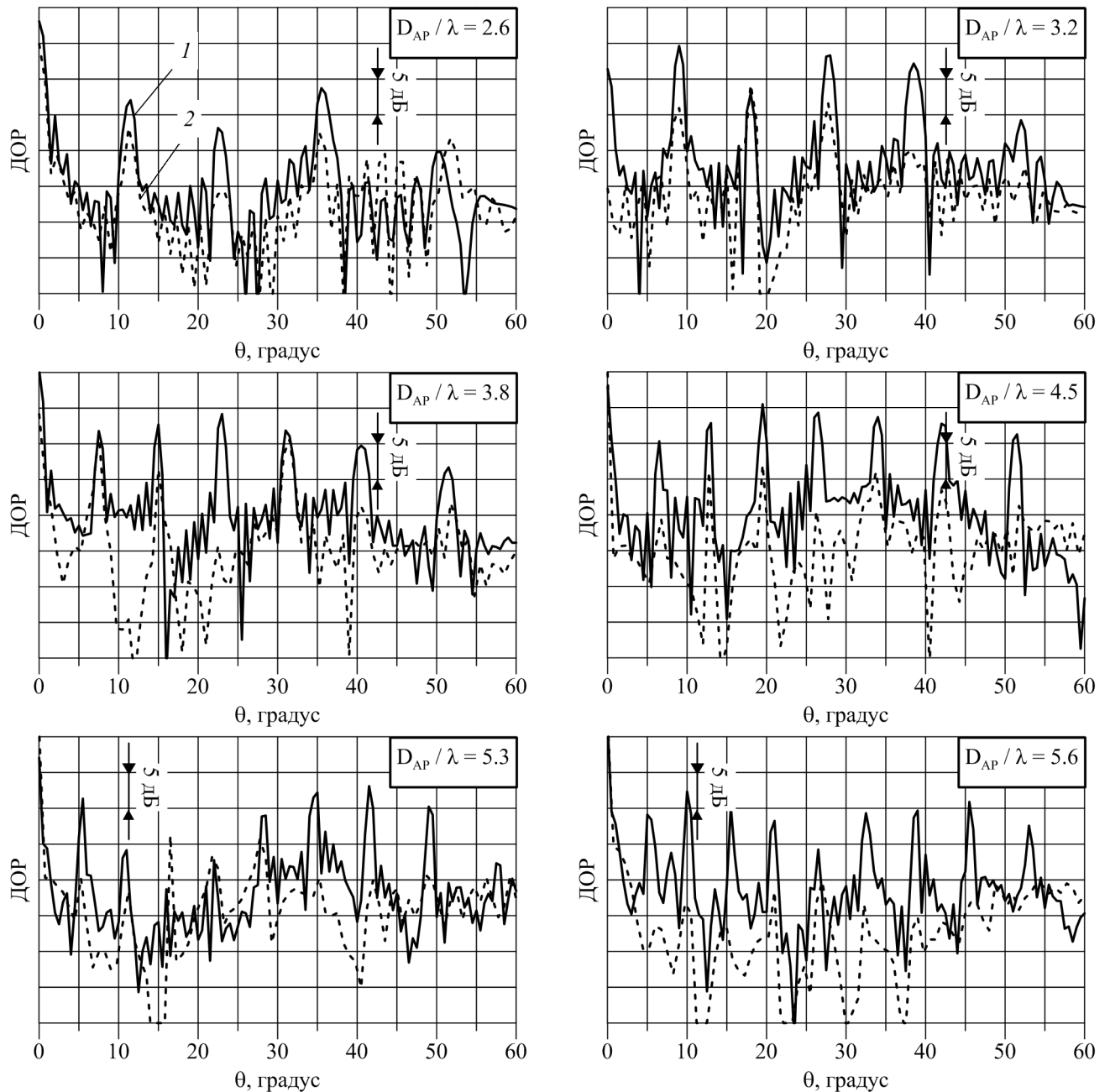
На рисунке 2.23 приведены диаграммы направленности восьмиэлементной ФАР на основе излучателя типа МНИ с плоской двухслойной ЧСС расположенной на диэлектрической диафрагме перед апертурой ФАР (рисунок 2.20) при синфазном возбуждении и в направлении -45° в **Е** и **Н** плоскостях (линия 2). Для сравнения приводятся ДН исходной ФАР (линия 1). При синфазном возбуждении ЧСС не оказывает влияния на ДН ФАР. При фазировании в направлении -45° КНД ФАР увеличивается на 1 дБ, что вызвано подстройкой излучателя из-за наличия ЧСС.



1 – ФАР без ЧСС; 2 – подстроенная ФАР с ЧСС

Рисунок 2.23 – ДН линейной восьмиэлементной ФАР на частоте 1.3 ГГц: а), б) – в **Н** и **Е** плоскостях при синфазном возбуждении; в), г) – в **Н** и **Е** плоскостях при фазировании на -45° .

ДОР линейной ФАР из восьми подстроенных МНИ с двухслойной ЧСС была рассчитана методом FDTD (сетка дискретизации пространства содержала 98 млн. ячеек, объем ОЗУ – 7,3 ГБ). Результат расчета для нескольких длин волн приведен на рисунке 2.24. Плоская двухслойная ЧСС позволяет контролировать ДОР ФАР L-диапазона в рабочей полосе частот ЧСС (8 – 18 ГГц). Тем не менее, наблюдается неполное подавление лепестков Брэгга, что вызвано как частичным перекрытием апертуры излучателя частотно-селективной структурой из-за ограниченности доступного объема размещения, а также резонансным эффектом между ЧСС и проводящим экраном, например при $(D_{AP}/\lambda = 3.2, \theta = 17.5^\circ)$, $(D_{AP}/\lambda = 3.8, \theta = 7^\circ, \theta = 32^\circ)$, $(D_{AP}/\lambda = 5.3, \theta = 17^\circ, \theta = 23^\circ)$.

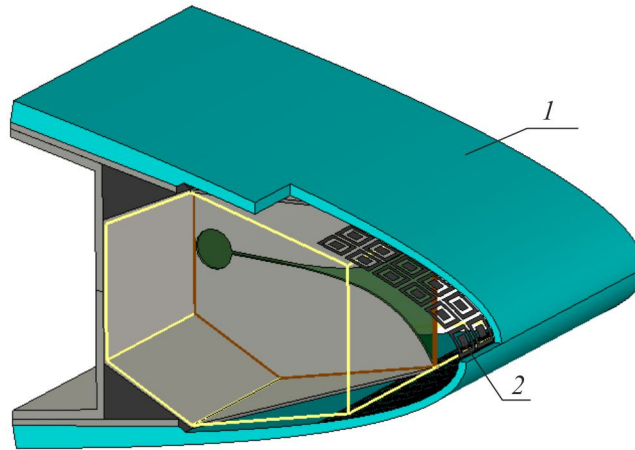


1 – ФАР без ЧСС; 2 – подстроенная ФАР с двухрезонансной ЧСС

Рисунок 2.24 – ДОР линейной восьмиэлементной ФАР

2.5.2 Двухрезонансная полосно-заграждающая ЧСС для снижения ДОР линейной ФАР L-диапазона

Размещение двухрезонансной ЧСС (см. главу 1 рисунок 1.17) на внутренней поверхности обтекателя показано на рисунке 2.25, расстояние ЧСС–излучатель – 37 мм ($0,16\lambda_{AP}$). ЧСС расположена чуть дальше от антенного полотна, непосредственно на обтекателе, но всё же в ближней зоне излучателей.



1 – обтекатель ЛА; 2 – ЧСС.

Рисунок 2.25 – Общий вид элемента ФАР типа МНИ с двухрезонансной ЧСС.

На рисунке 2.26 показаны графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя исходной ФАР (линия 1) и того же излучателя ФАР, снабженного двухрезонансной ЧСС (линия 2). При введении в конструкцию ЧСС наблюдается ухудшение качества согласования, с -11 дБ до -7 дБ при синфазном возбуждении и с -6 дБ до -4 дБ при направлении фазирования 45° (наихудший случай). В связи с этим параметры излучателя были подстроены для компенсации влияния ЧСС, полученные в результате значения параметров приведены в таблице 2.2, графики частотной зависимости $|\Gamma|$ показаны на рисунке 2.26 линией 3.

Таблица 2.2. Геометрические параметры излучателя и электромагнитные параметры материалов

l_1 , мм	l_2 , мм	l_3 , мм	l_4 , мм	h_1 , мм	h_2 , мм	h_3 , мм	h_4 , мм	r , мм	ε_s	ε_l	w_s , мм	w_l , мм
Исходный излучатель												
29	39	49	19	36	65	42,5	1,6	5,65	2,5	–	3	–
Подстроенный излучатель с двухрезонансной ЧСС												
28,5	36	52,5	17,5	41	70	45	1	6	2,2	10,2	0,79	0,25

Примечание: обозначения параметров – см. рисунок 2.23; w_s и ε_s – толщина основания и относительная диэлектрическая проницаемость материала основания печатной платы; w_l и ε_l – то же для диэлектрического покрытия печатной платы.

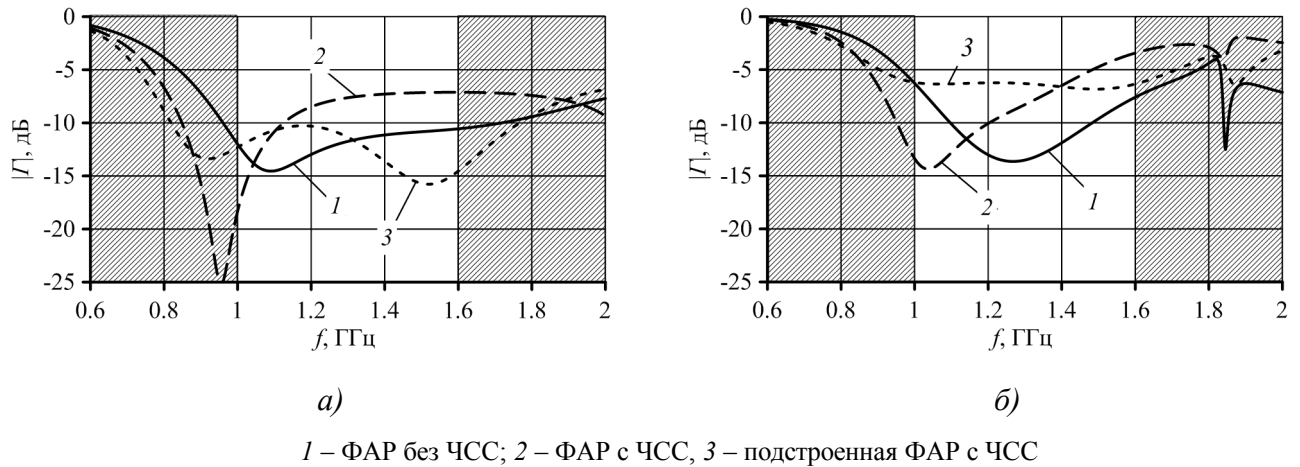


Рисунок 2.26 – Графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя в модели бесконечной линейной решетки: с двухрезонансной ЧСС при фазировании по нормали (а) и в направлении -45° (б).

На рисунке 2.27 приведены графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателей линейной восьмиэлементной ФАР на основе излучателя типа МНИ с двухрезонансной ЧСС, расположенной на внутренней поверхности обтекателя, при синфазном возбуждении и в направлении -45° .

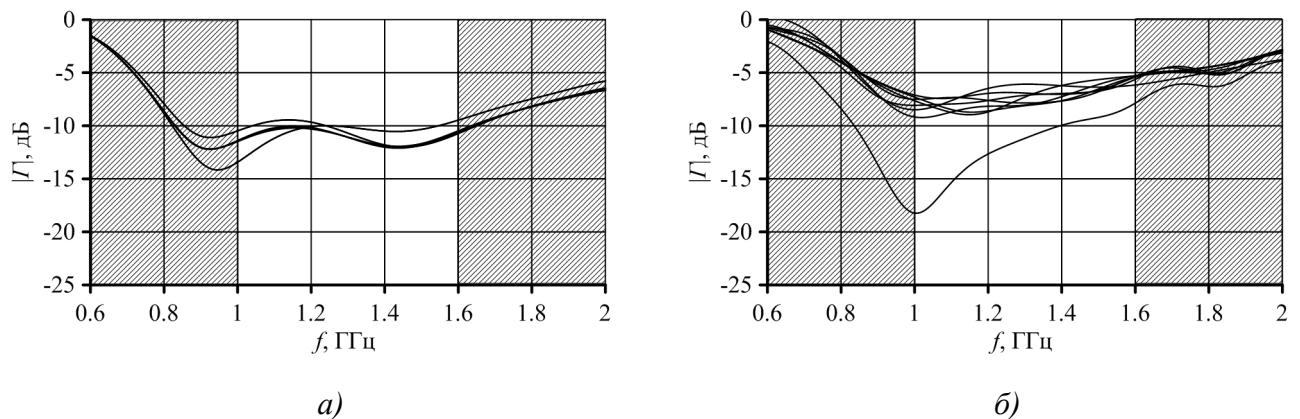
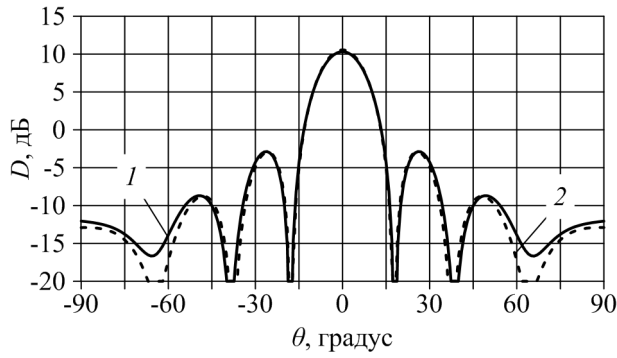
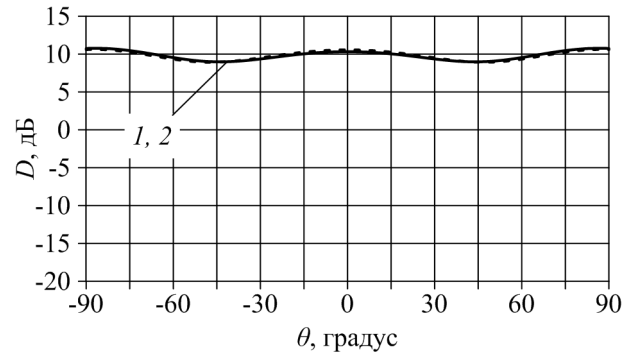


Рисунок 2.27 – Частотная зависимость модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ подстроенной линейной восьмиэлементной ФАР с двухрезонансной ЧСС: а) 0° ; б) 45° .

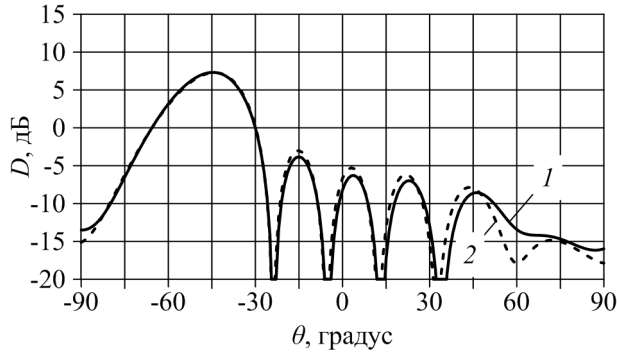
На рисунке 2.28 приведены диаграммы направленности восьмиэлементной ФАР на основе излучателя типа МНИ с двухрезонансной ЧСС расположенной на обтекателе ФАР (рисунок 2.25) при синфазном возбуждении и в направлении -45° в **Е** и **Н** плоскостях (линия 2). Для сравнения приводятся ДН исходной ФАР (линия 1). При синфазном возбуждении ЧСС не оказывает влияния на ДН ФАР. Видно, что наличие двухрезонансной ЧСС и подстройка излучателя не повлияли на ДН ФАР.



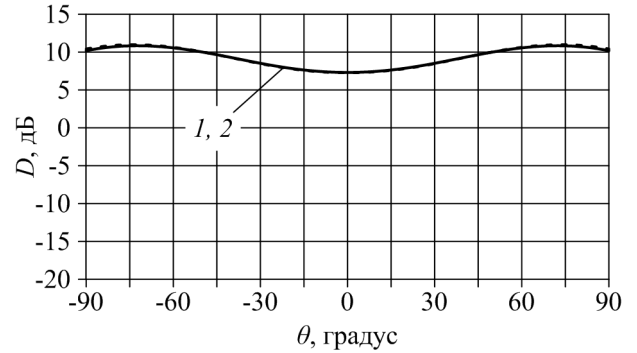
а)



б)



в)

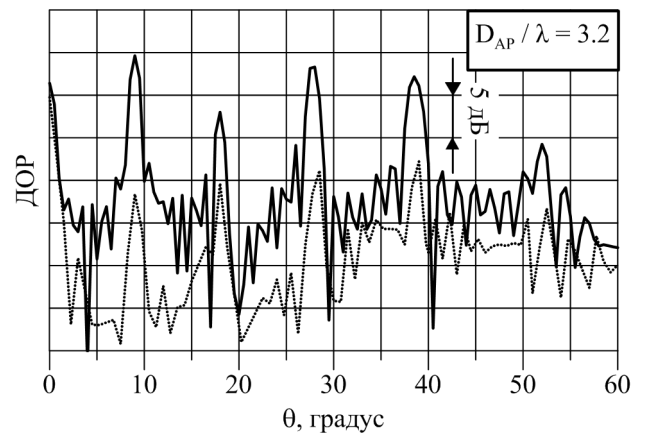
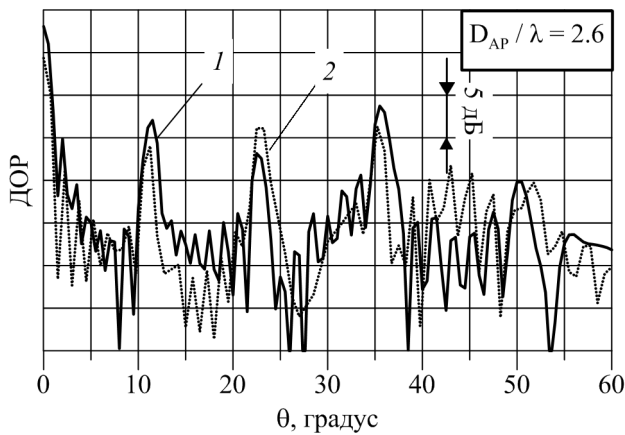


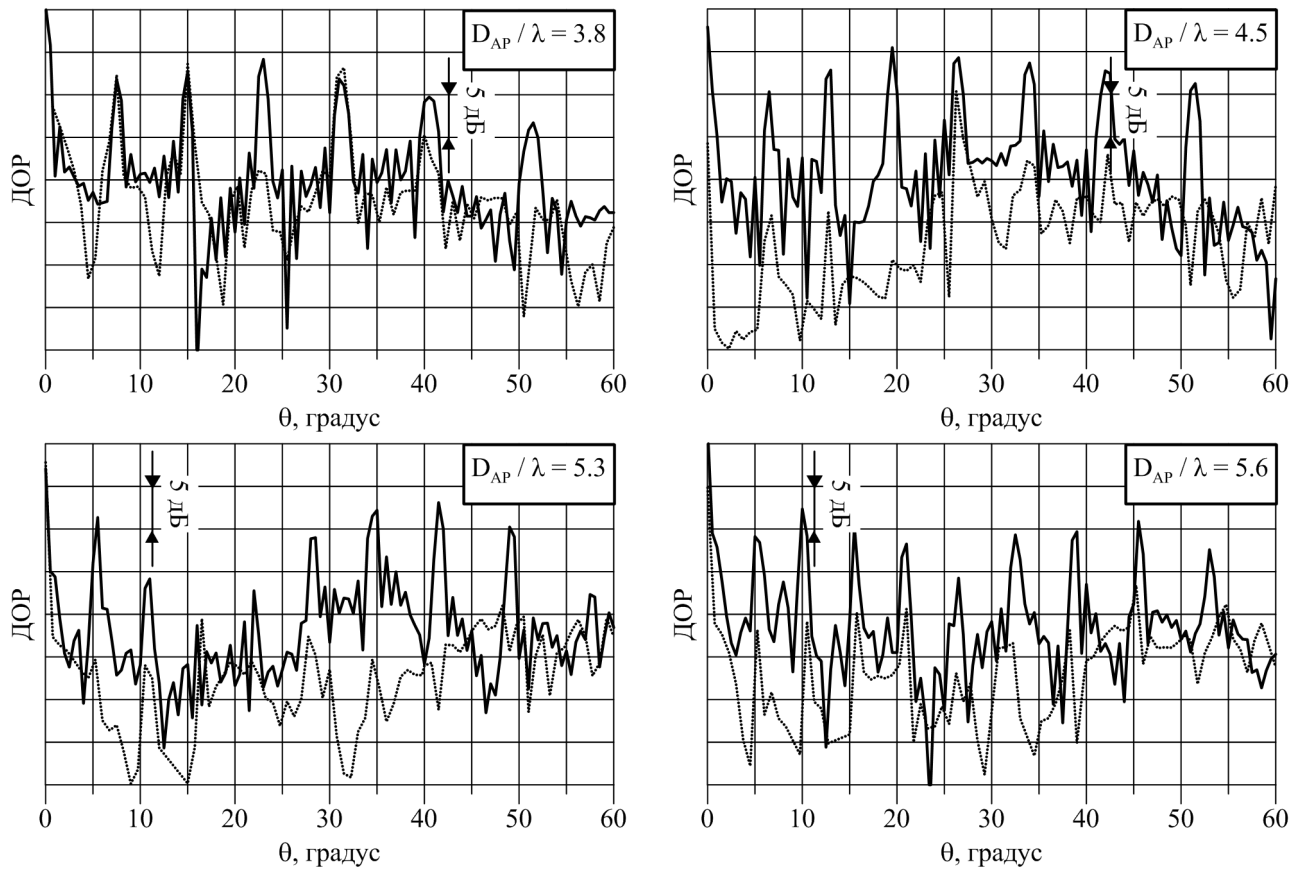
г)

1 – ФАР без ЧСС; 2 – подстроенная ФАР с ЧСС

Рисунок 2.28 – ДН линейной восьмиэлементной ФАР на частоте 1.3 ГГц: а), б) – в **Н** и **Е** плоскостях при синфазном возбуждении; в), г) – в **Н** и **Е** плоскостях при фазировании на -45° .

ДОР линейной ФАР из восьми подстроенных МНИ с двухрезонансной ЧСС была рассчитана методом FDTD (сетка дискретизации пространства содержала 125 млн. ячеек, объем ОЗУ – 10,1 ГБ). Результат расчета для нескольких длин волн приведен на рисунке 2.29. Конформная двухрезонансная ЧСС, расположенная на обтекателе, позволяет контролировать ДОР ФАР L-диапазона в полосе меньшей, чем рабочая полоса плоской ЧСС. Наблюдается неполное подавление лепестков Брэгга, что вызвано изгибом обтекателя, на котором размещается ЧСС, а также резонансным эффектом между ЧСС и проводящем экраном.





1 – ФАР без ЧСС; 2 – подстроенная ФАР с двухрезонансной ЧСС

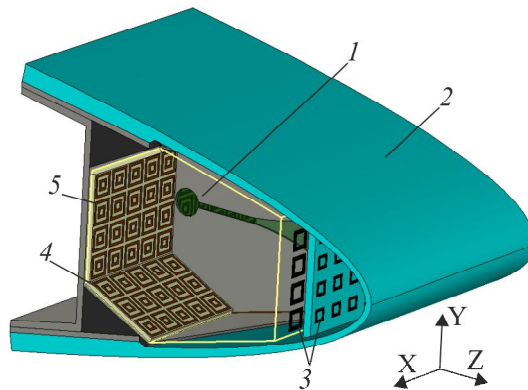
Рисунок 2.29 – ДОР линейной восьмиэлементной ФАР.

2.5.3 Комплексное использование ЧСС и поглотителя для снижения ДОР линейной ФАР L-диапазона

В соответствии с результатами, полученными ранее в главе 2, рассмотрим возможность устранения эффекта «ослепления» ЧСС с помощью поглощающего материала, расположенного на проводящем основании ФАР. Размещение двухслойной ЧСС (см. главу 1 рисунок 1.13) на диэлектрической диафрагме и поглощающего материала на основе печатного резистивного элемента приведено на рисунке 2.30.

Поглощающий материал (4, 5) размещается на П-образном металлическом профиле. Параметры поглощающего материала 5 (рисунок 2.14 а): $h = 3.6$ мм, $\varepsilon = 1.2$, $d_x = 5.81$ мм, $d_y = 5.76$ мм, $w_{x1} = 5.48$ мм, $w_{x2} = 3.68$ мм, $w_{y1} = 5.23$ мм, $w_{y2} = 3.12$ мм, $s_{x1} = 0.26$ мм, $s_{x2} = 0.56$ мм, $s_{y1} = 0.3$ мм, $s_{y2} = 0.66$ мм, $R = 26.55$ Ом. Параметры поглощающего материала 4 (рисунок 2.18 а) $h = 3.6$ мм, $\varepsilon = 1.2$, $d_x = 5.81$ мм, $d_y = 5.2$ мм, $w_{x1} = 5.29$ мм, $w_{x2} = 3.39$ мм, $w_{y1} = 4.71$ мм, $w_{y2} = 3.41$ мм, $s_{x1} = 0.22$ мм, $s_{x2} = 0.67$ мм, $s_{y1} = 0.27$ мм, $s_{y2} = 0.38$ мм, $R = 24.9$ Ом. Различия между геометрическими размерами поглощающих материалов обусловлены доступной площадью для их размещения, а также нагином П-образного металлического профиля. На

рисунке 2.31 приведены характеристики поглотителя для ТЕ поляризованной волны в диапазоне углов падения плоской ЭМ волны $0 \dots 60^\circ$ с шагом 5° .



1 – МНИ; 2 – обтекатель ЛА; 3 – ЧСС; 4, 5 – поглощающий материал.

Рисунок 2.30 – Общий вид элемента ФАР типа МНИ с двухслойной ЧСС и поглотителем.

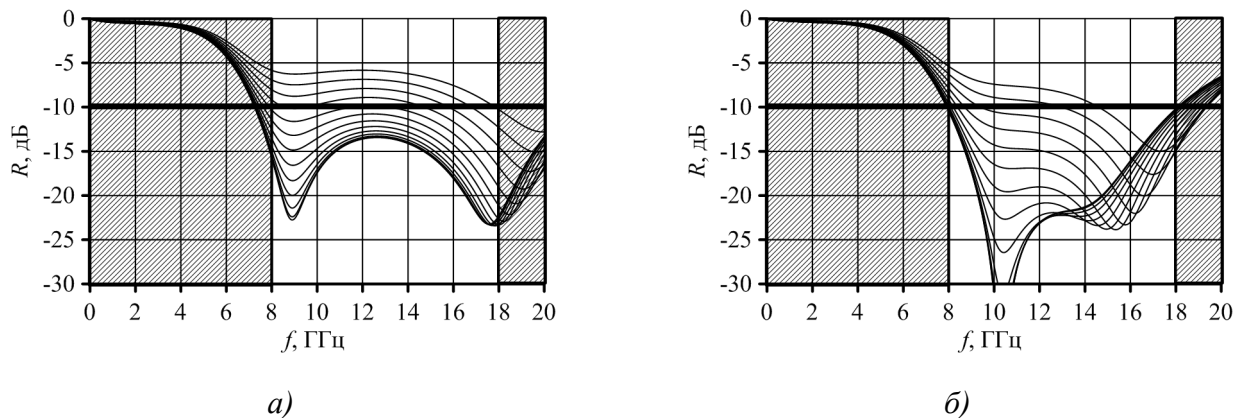
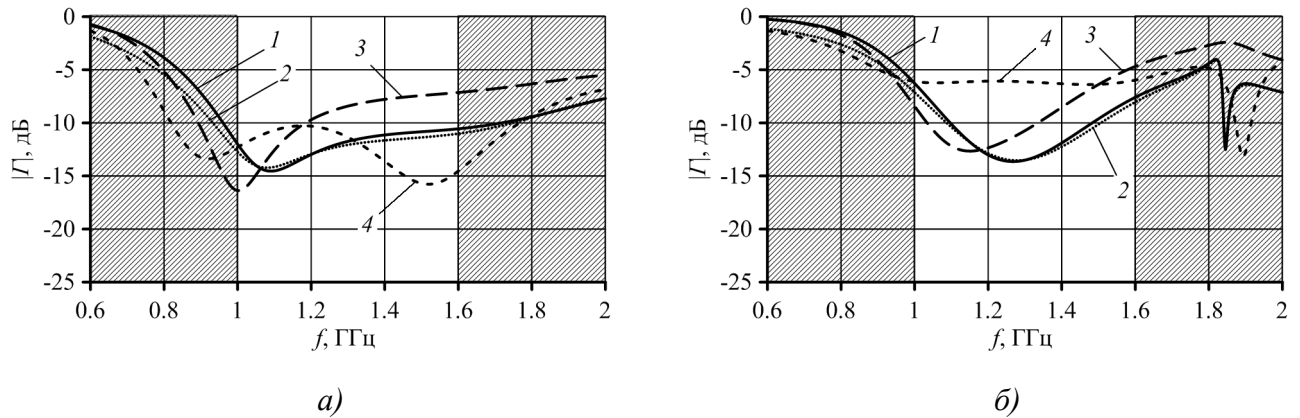


Рисунок 2.31 – Частотная зависимость модуля коэффициента отражения R поглощающего материала для ТЕ поляризованной волны: а) – поглотитель 3; б) – поглотитель 4.

На рисунке 2.32 показаны графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя исходной ФАР (линия 1), излучателя исходной ФАР с поглощающим материалом (линия 2), излучателя ФАР, снабженного двухслойной ЧСС и поглощающим материалом (линия 3), а также подстроенного излучателя ФАР, снабженного двухрезонансной ЧСС и поглощающим материалом (линия 4). Наличие поглощающего материала не оказало существенного влияния на характеристики согласования ФАР. Геометрические параметры излучателя и электромагнитные параметры материалов излучателя ФАР с ЧСС и поглощающим материалом соответствуют параметрам подстроенного излучателя в таблице 2.1.



1 – ФАР без ЧСС; 2 – ФАР с поглощающим материалом без ЧСС; 3 – ФАР с поглощающим материалом и ЧСС; 4 – подстроенная ФАР с поглощающим материалом и ЧСС

Рисунок 2.32 – Графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателя в модели бесконечной линейной решетки: с двухрезонансной ЧСС при фазировании по нормали (а) и в направлении 45° .

На рисунке 2.33 приведены графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от входа излучателей линейной восьмиэлементной ФАР на основе излучателя типа МНИ с двухслойной ЧСС расположенной на диэлектрической диафрагме и поглощающим материалом, расположенном на П-образном металлическом профиле при синфазном возбуждении и в направлении 45° .

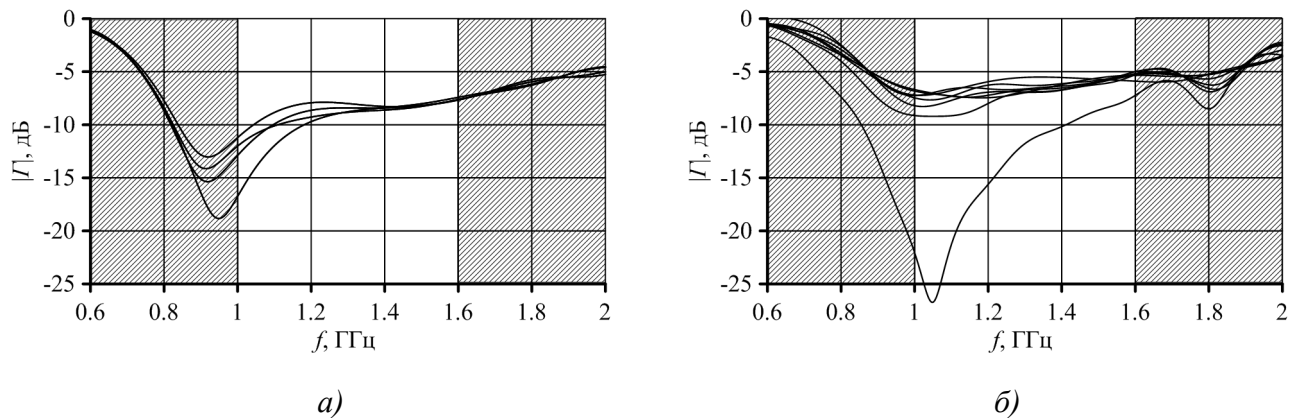
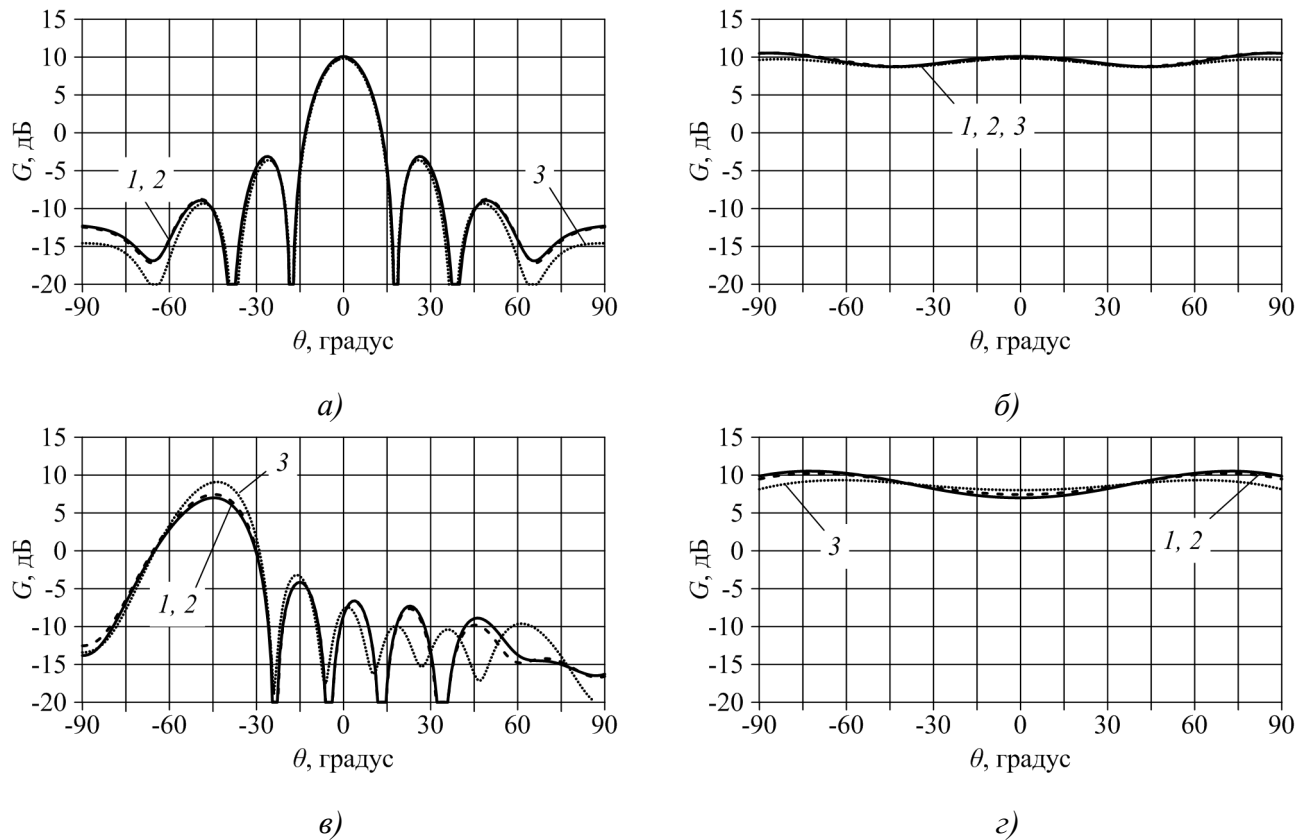


Рисунок 2.33 – Частотная зависимость модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ подстроенной линейной восьмиэлементной ФАР с двухрезонансной ЧСС: а) – 0° ; б) – 45° .

На рисунке 2.34 приведены графики КУ линейной исходной восьмиэлементной ФАР на основе излучателя типа МНИ, ФАР с двухслойной ЧСС и ФАР с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом (рисунок 2.30) при синфазном возбуждении и в направлении 45° . Стоит отметить, что использование поглощающего материала привело к снижению КУ в заданном диапазоне частот (1.0...1.6 ГГц) и заданном секторе сканирования ($\pm 45^\circ$) не более, чем на 0.3 дБ. При этом, на некоторых частотах удалось обеспечить увеличение КУ решетки, по сравнению с исходным случаем (что обусловлено, по видимому, устранением резонансного

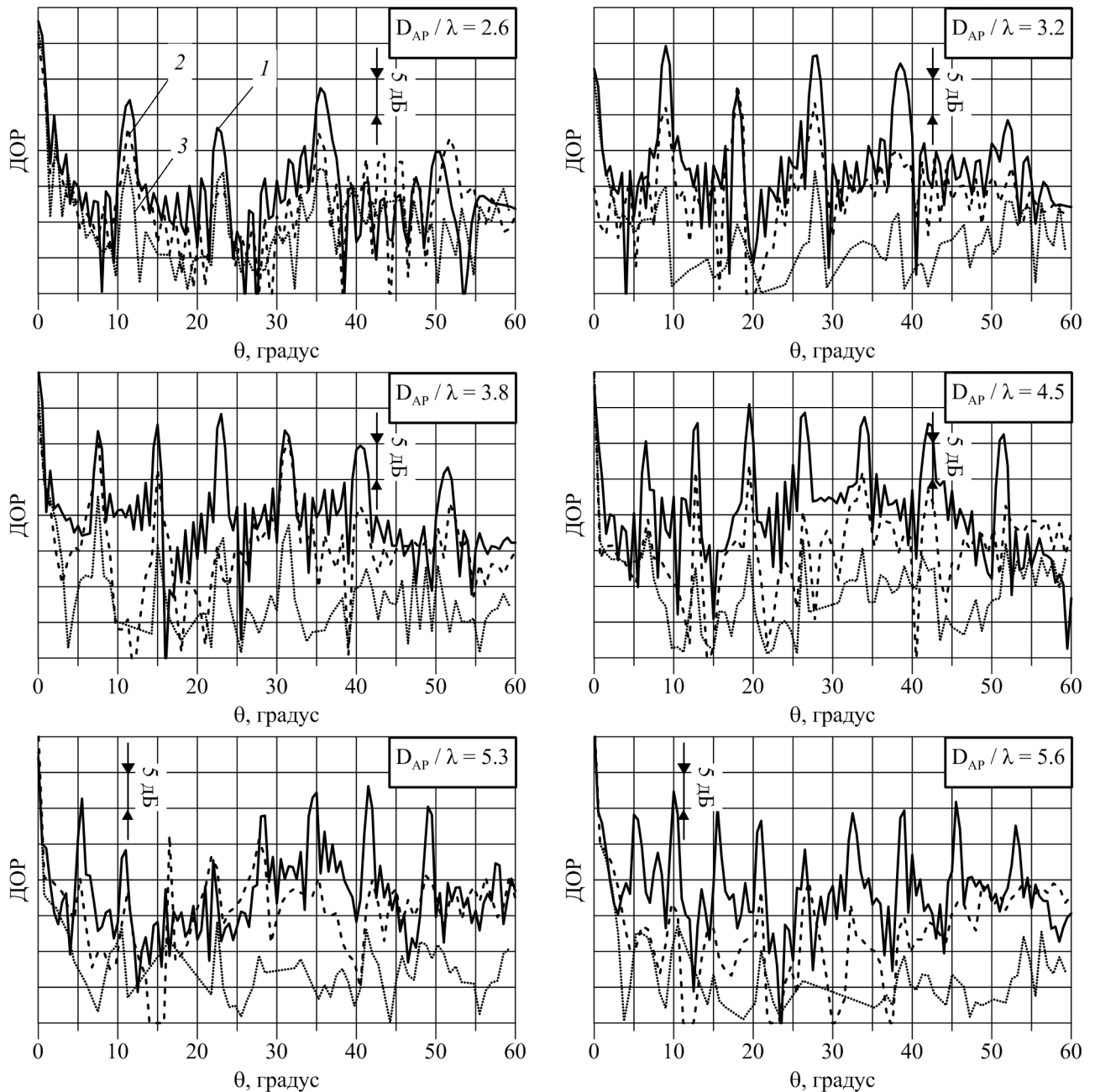
эффекта в П-образном металлическом корпусе и улучшению направленных свойств ФАР в Е-плоскости)



1 – ФАР без ЧСС; 2 – ФАР с поглощающим материалом; 3 – подстроенная ФАР с ЧСС и поглощающим материалом

Рисунок 2.34 – КУ линейной восьмиэлементной ФАР на частоте 1.3 ГГц: а), б) – в **Н** и **Е** плоскостях при синфазном возбуждении; в), г) – в **Н** и **Е** плоскостях при фазировании на -45° .

ДОР линейной ФАР из восьми МНИ с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом была рассчитана методом FDTD (сетка дискретизации пространства содержала 110 млн. ячеек, объем ОЗУ – 9,7 ГБ). Результат расчета для нескольких длин волн приведен на рисунке 2.35. Комплексное использование двухслойной ЧСС и поглощающего материала позволило устранить эффект «ослепления» ЧСС и существенно уменьшить амплитуду лепестков Брэгга ДОР ФАР.



1 – ФАР без ЧСС; 2 – подстроенная ФАР двухслойной ЧСС; 3 – подстроенная ФАР с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом

Рисунок 2.35 – ДОР линейной восьмиэлементной ФАР.

2.5.4 Сопоставление результатов использования ЧСС для контроля ДОР линейной ФАР L-диапазона

В таблице 2.3 приведены максимальные значения КУ в азимутальной плоскости исходной ФАР, подстроенной ФАР с двухслойной ЧСС, подстроенной ФАР с двухрезонансной ЧСС, исходной ФАР с поглощающим материалом, подстроенной ФАР с поглощающим материалом и двухслойной ЧСС. Наличие периодических СВЧ композитных в виде ЧСС и поглотителя оказывает сложное влияние на коэффициент усиления ФАР. Из приведенной

таблицы видно, что в заданном диапазоне частот в заданном секторе сканирования вариант ФАР с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом имеет максимальный КУ для ряда частот и углов фазирования (особенно в нижнем рабочем диапазоне частот ФАР).

Таблица 2.3 – Зависимость КУ линейной ФАР с различными ПСК структура со свойствами частотной селективности

G_0 , дБ	1 ГГц 0°	1 ГГц 30°	1 ГГц 45°	1.3 ГГц 0°	1.3 ГГц 30°	1.3 ГГц 45°	1.6 ГГц 0°	1.6 ГГц 30°	1.6 ГГц 45°
Исх. ФАР	7.6	8.62	7.68	10.1	8.57	7	12.1	12.2	10.2
ФАР с 2хслойн. ЧСС	8.62	8.52	8.8	10.6	7.91	7.71	13.3	11.4	9.88
ФАР с 2хрез. ЧСС	7.7	8.11	8.4	10.2	8.3	6.5	11.8	11.2	9.57
Исх. ФАР с поглот.	7.71	8	7.76	9.84	8.27	7.44	12.1	11.4	7.44
ФАР с 2хслойн. ЧСС и поглот.	8.67	8.74	9.74	9.83	8	9	12.6	10.9	10.6

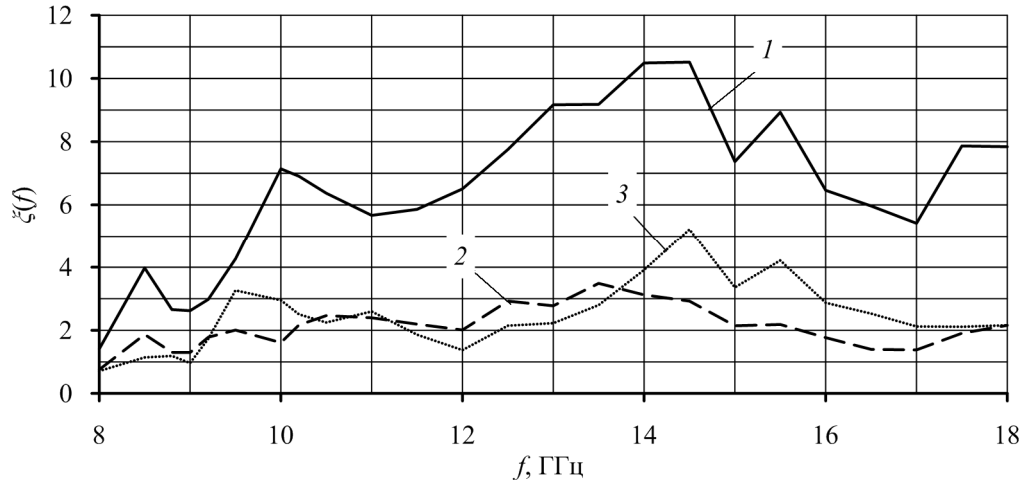
Для определения эффективности использования ПКС структур со свойствами частотной селективности для контроля ДОР линейной ФАР L-диапазона при облучении волной X- и Ku-диапазонами рассчитаем коэффициент снижения ДОР:

$$\xi(f) = \frac{\overline{ДОР}_{ФАР}(f)}{\overline{ДОР}_{ФАР+ЧСС}(f)}, \quad (2.13)$$

где $\overline{ДОР}_{ФАР}(f)$ – среднее значение ДОР ФАР без ЧСС, $\overline{ДОР}_{ФАР+ЧСС}(f)$ – среднее значение ДОР ФАР с ЧСС.

На рисунке 2.36 приведен коэффициент снижения $\xi(f)$ ДОР исходной ФАР, подстроенной ФАР с двухслойной ЧСС, подстроенной ФАР с двухрезонансной ЧСС, подстроенной ФАР с поглощающим материалом и двухслойной ЧСС в диапазоне углов зондирования $10^\circ \dots 55^\circ$. Видно, что комплексное использование поглощающего материала с плоской двухслойной ЧСС обеспечивает наиболее значительное снижение среднего значения ДОР ФАР в диапазоне частот 8–18 ГГц от 1.7 до 10.5 раз. Использование двухслойной ЧСС позволило снизить среднее значение ДОР ФАР в 1–3.5 раз в полосе частот 8–18 ГГц. Использование двухрезонансной ЧСС, размещенной на обтекателе, позволило снизить среднее значение ДОР ФАР в 1–3 раза в полосах частот 8–12 ГГц и 16–18 ГГц. Также отметим, что

использование двухрезонансной ЧСС позволило снизить среднее значение ДОР ФАР в 1.5–5 раз в «окне прозрачности» ЧСС (12–16 ГГц), что обусловлено зависимостью характеристик ЧСС от угла падения плоской электромагнитной волны, а также конформным размещением ЧСС на обтекателе.



1 – подстроенная ФАР с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом; 2 – подстроенная ФАР двухслойной ЧСС; 3 – подстроенная ФАР двухрезонансной ЧСС

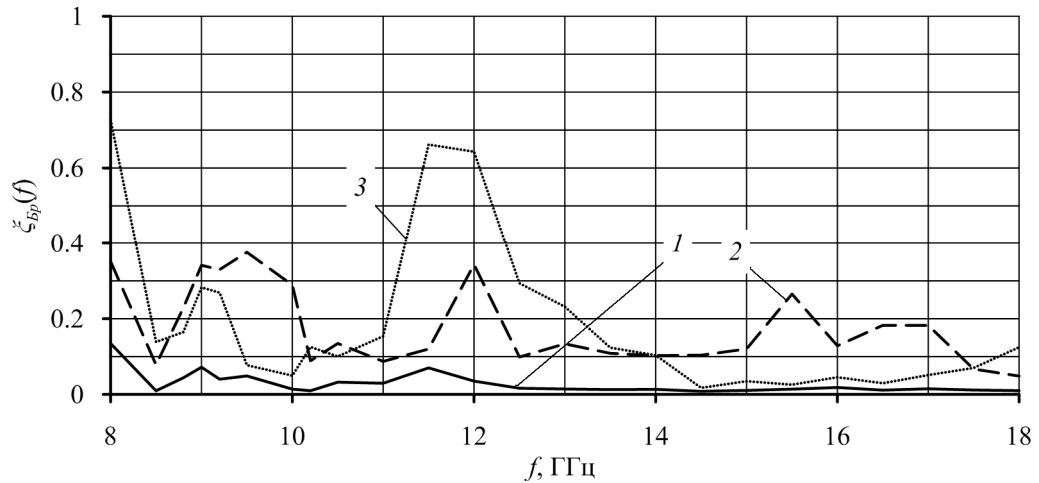
Рисунок 2.36 – Коэффициент снижения ДОР линейной ФАР из восьми МНИ.

Для определения эффективности использования ЧСС удобно использовать коэффициент подавления лепестков Брэгга

$$\xi_{Br}(f) = \frac{DOP_{ФАР+ЧСС}^{Br}(f)}{DOP_{ФАР}^{Br}(f)} = \frac{\sum_{i=1}^N \int_{\Delta\theta_i} DOP_{ФАР+ЧСС}(f, \theta) d\theta}{\sum_{i=1}^N \int_{\Delta\theta_i} DOP_{ФАР}(f, \theta) d\theta}, \quad (2.14)$$

DOP^{Br} – средний уровень ДОР всех лепестков Брэгга, нижние индексы «ФАР» и «ФАР+ЧСС» обозначают исходную ФАР и ФАР, оснащенную ЧСС; N – число лепестков Брэгга на фиксированной частоте f при $\theta < 60^\circ$; $\Delta\theta_i$ – ширина i -го лепестка Брэгга.

Значение $\xi < 1$ означает, что ЧСС улучшает усредненную характеристику рассеяния ФАР, $\xi > 1$ – ухудшает, $\xi = 1$ – изменений нет. Графики частотной зависимости коэффициента подавления лепестков Брэгга линейной ФАР из восьми МНИ с ЧСС показаны на рисунке 2.37. Видно, что наилучшее качество подавления лепестков Брэгга обеспечивает комплексное использование двухслойной ЧСС и поглощающего материала (в 2.5–18 раз по сравнению с двухслойной ЧСС без поглощающего материала (линия 2))



1 – подстроенная ФАР с двухслойной ЧСС и поглощающим материалом; 2 – подстроенная ФАР двухслойной ЧСС;
3 – подстроенная ФАР двухрезонансной ЧСС

Рисунок 2.37 – Графики частотной зависимости коэффициента подавления лепестков Брэгга линейной ФАР из восьми МНИ.

2.6 Макетирование и экспериментальные результаты

Для подтверждения эффекта ослепления ЧСС был изготовлен макет, общий вид которого приведен на рисунке 2.38. Однослойная однорезонансная частотно–селективная структура (1) вытравлена на материале FR-4 толщиной 1 мм (характеристики ЧСС см. главу 1). Шестиэлементная ЛПС L–диапазона (2) с периодом $D_{AR} = 70$ мм вытравлена на материале FR-4 толщиной 1.5 мм. Проводящий экран (3) изготовлен из оцинкованного железа толщиной 0.3 мм. Слои ЧСС, ЛПС и экрана разделены между собой пеноплексом (4) толщиной 20 мм. Общая толщина изготовленного макета – 42.5 мм. Продольные размеры – 450×100 мм.

Для подтверждения эффекта ослепления и выявления неподавленных лепестков Брега были проведены измерения ДОР изготовленного макета в малой безэховой камере Института Теоретической и Прикладной Электродинамике Российской Академии Наук (ИТПЭ РАН). Общий вид макета на измерительном стенде приведен на рисунке 2.39.

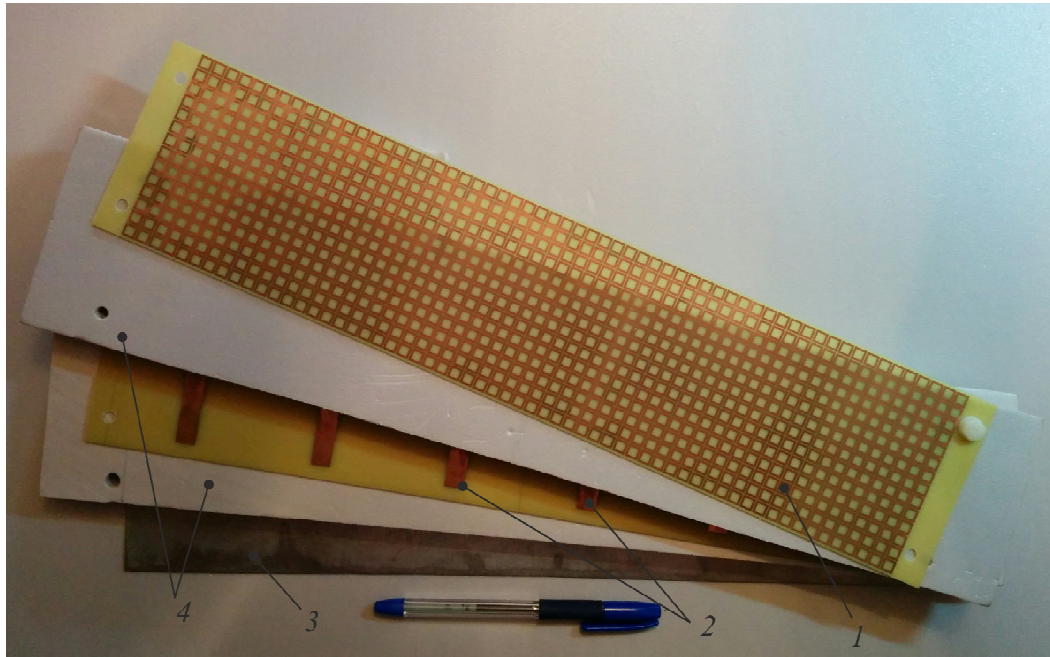
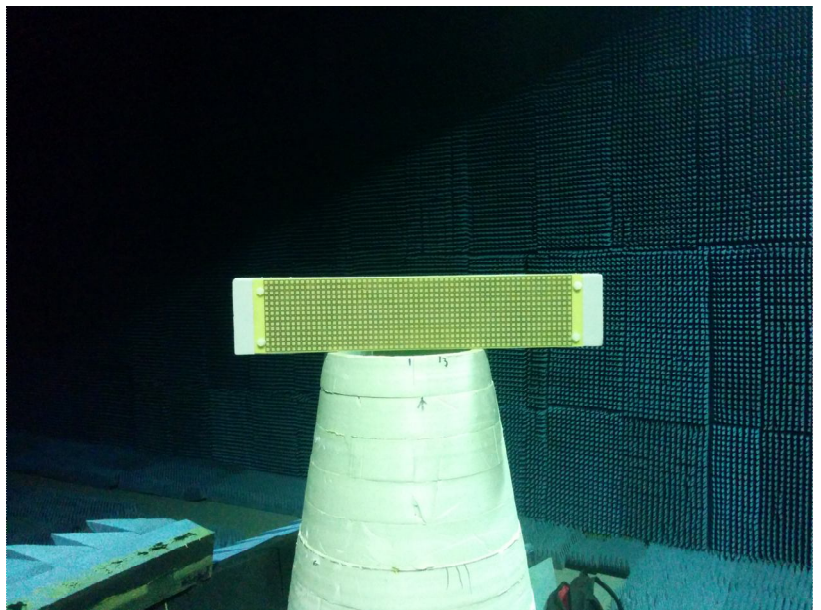


Рисунок 2.38 – Макет ЛПС L-диапазона, экранированной ЧСС.



а)



б)

Рисунок 2.39 –общий вид макета на измерительном стенде.

На рисунке 2.40 приведены результаты измерения ДОР для ЛПС с проводящим экраном (линия 1), ЛПС с ЧСС и проводящим экраном (линия 2), ЛПС с ЧСС без проводящего экрана (линия 3).

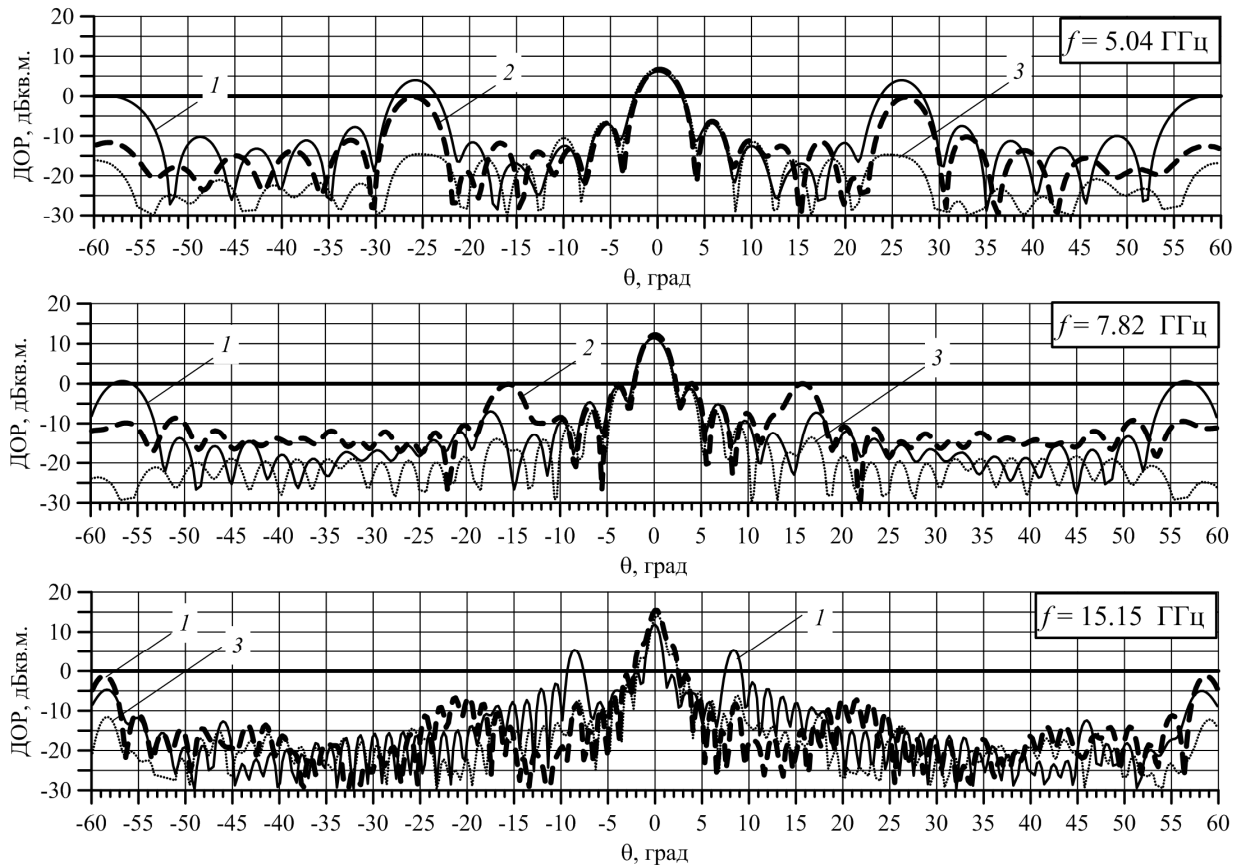


Рисунок 2.40 – результаты измерения ДОР.

Выводы

1. Проведено полноволновое моделирование ДОР линейных периодических структур L-диапазона, экранированных различными синтезированными частотно-селективными структурами при облучении плоской ЭМ волной X и Ku диапазона. Выявлен эффект ослепления ЧСС при наличии проводящего основания ЛПС, обусловленный резонансными эффектами между ЧСС и экраном и приводящий к неподавлению отдельных лепестков Брэгга ДОР. Приведены формулы, позволяющие определить угловое и частотное положения неподавленных лепестков Брэгга ДОР. Рассмотрены методы контроля эффекта ослепления ЧСС. На примере двухслойной ЧСС показано, что уменьшение расстояния от ЧСС до проводящего экрана в 2 раза позволяет в два раза уменьшить частоту резонансных пиков. Также, для контроля эффекта ослепления предложено покрывать проводящее основание ЛПС поглощающим материалом, что позволяет снизить амплитуду неподавленных лепестков ДОР на 10 ... 30 дБкв.м в рабочей частоте ЧСС и поглощающего материала. Проведено макетирование и экспериментальные измерения ДОР линейной периодической структуры,

экранированной частотно-селективной структуры, подтвердившее эффект ослепления ЧСС и неподаление отдельных лепестков ДОР.

2. Проведено полноволновое моделирование АС, объединяющей ФАР L-диапазона на основе МНИ, размещаемая в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, и двухслойной ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой, размещенной на плоской диафрагме перед апертурой ФАР. Получены характеристики согласования (КСВ <2 при синфазном возбуждении и КСВ <3 при фазировании лучом в направлении 45°) и направленности ФАР. Показано, что двухслойная ЧСС позволяет снизить среднее значение ДОР ФАР в диапазоне углов $10...60^\circ$ в $1...3$ раза, среднее значение амплитуды лепестков Брэгга в $1.4...12$ раз в полосе частот $8-18$ ГГц. При этом отдельные лепестки Брэгга остаются неподавленными.

3. Проведено полноволновое моделирование АС, объединяющей ФАР L-диапазона на основе МНИ, размещаемая в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, и двухрезонансной ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой, размещенной на обтекателе. Получены характеристики согласования (КСВ <2 при синфазном возбуждении и КСВ <3 при фазировании лучом в направлении 45°) и направленности ФАР. Показано, что двухрезонансная ЧСС позволяет снизить среднее значение ДОР ФАР в диапазоне углов $10...60^\circ$ в $1...3.5$ раза, среднее значение амплитуды лепестков Брэгга в $1.5...20$ раз в полосах частот $8-12$ и $16-18$ ГГц. При этом отдельные лепестки Брэгга остаются неподавленными.

4. Проведено полноволновое моделирование АС, объединяющей ФАР L-диапазона на основе МНИ, размещаемая в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, и двухслойной ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой, размещенной на плоской диафрагме перед апертурой ФАР, и поглотитель на основе резистивных печатных элементов, размещенной на П-образном металлическом профиле. Получены характеристики согласования (КСВ <2 при синфазном возбуждении и КСВ <3 при фазировании лучом в направлении 45°) и направленности ФАР. Показано, что комплексное использование двухслойной ЧСС и поглощающего материала позволяет снизить среднее значение ДОР ФАР в диапазоне углов $10...60^\circ$ в $2...10.5$ раз, среднее значение амплитуды лепестков Брэгга в $10...100$ раз в полосе частот $8-18$ ГГц. При этом происходит подавление всех лепестки Брэгга.

3 Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами искусственного магнитного проводника

Основным типом антенных устройств для перспективных авиационных и космических радиолокационных комплексов различного назначения являются АФАР с широкой полосой рабочих частот, состоящие из системы излучателей, в частности вибраторов, расположенных над металлическим экраном. Как в авиационных, так и в космических комплексах одним из важных параметров является высота профиля антенны. В авиационных комплексах это важно для сохранения аэродинамики носителя, в космических комплексах – для компактного размещения антенного устройства внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту [58, 59].

Известно, что при размещении излучателя решетки типа электрического вибратора над металлической поверхностью, согласно методу зеркальных отображений, в зеркальном изображении наводится ток противоположного направления. Результирующее электромагнитное поле формируется суперпозицией полей, создаваемых этими токами. Для работы в широкой полосе частот излучатели должны располагаться на расстоянии около четверти рабочей длины волны над проводящей поверхностью, что не всегда приемлемо по конструктивным или технологическим требованиям, особенно в тех случаях, когда длина волны составляет десятки и более сантиметров. При меньшем расстоянии до проводящей поверхности резко падает активная составляющая входного сопротивления излучателя и снижается коэффициент направленного действия антенны из-за сложения прямого и отраженного от экрана лучей с разными фазами. Необходимого согласования можно добиться в узкой полосе частот с помощью реактивных нагрузок или подложек с высокой диэлектрической проницаемостью, а в широкой полосе с помощью активной нагрузки, что приводит к дополнительным потерям в тракте антенны.

Решение целого ряда практических задач требует использования низкопрофильных двухполяризационных антенных систем (АС) с высокой развязкой по поляризации. Эту задачу можно решить, используя структуры со свойствами искусственного магнитного проводника (artificial magnetic conductor – AMC). AMC структуры функционируют в квазистатической области (длина волны больше периода структуры) и характеризуется некоторыми эквивалентными электрофизическими параметрами, получаемыми в квазистатическом приближении. Свойства таких структур играют большую роль при создании низкопрофильных антенн, а также при необходимости контроля диаграммы направленности, входного импеданса и эффективности излучения антенны. Их часто определяют как искусственные магнитные

проводники, поскольку касательная компонента магнитного поля равна нулю, а коэффициент отражения от такой структуры равен +1 [60-65].

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 основании.

Подход, который можно использовать для создания поверхности со свойствами магнитного проводника, вытекает из рассмотрения коэффициента отражения R при падении плоской электромагнитной волна по нормали на поверхность с поверхностным сопротивлением Z_s ($\mathbf{E}_\tau = Z_s \mathbf{n}_0 \times \mathbf{H}$): $R = (Z_s - \eta)/(Z_s + \eta)$, где η – волновое сопротивление пространства. В случае идеального проводника (удельная проводимость $\sigma = \infty$) $Z_s = 0$, а $R = -1$, что отражает равенство нулю касательной компоненты полного электрического поля на идеально проводящей поверхности. В случае магнитного проводника коэффициент отражения $R = +1$, что равносильно равенству нулю касательной компоненты полного магнитного поля на поверхности. Из выражения для коэффициента отражения R следует, что это равенство выполняется при условии $Z_s = \infty$.

3.1 Обзор и анализ структур со свойствами искусственного магнитного проводника

3.1.1 Краткий аналитический обзор

Структуры со свойствами искусственного магнитного проводника (АМС) и запрещённой электромагнитной зоны (EBG) впервые предложены D.F. Sievenpiper в статье «High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band» ([70]) в 1999 году и с тех пор являлись объектом исследований многих ученых и научных коллективов. Выделим некоторые статьи посвященные искусственным магнитным структурам для уменьшения высоты профиля антенн и антенных решеток [74-80, 84-89].

В работах [74-77] рассмотрено использование искусственных магнитных проводников для уменьшения высоты профиля и расширения полосы рабочих частот вибраторных излучателей. В работе [74] разработана низкопрофильная антенная система на основе искусственного магнитного проводника. Вибраторный излучатель расположен над АМС структурой, которая состоит из печатных элементов типа «кость», расположенные на тонком диэлектрическом слое с проводящим экраном. Антенная система представляет собой плату, с тремя слоями

металлизации и толщиной $0.059\lambda_0$ и имеет рабочую полосу частот 6%. Результаты разработки печатной вибраторной антенны типа «бабочка» на основе искусственного магнитного проводника приведены в работе [75]. АМС структура размером 60×80 мм состоит из 6×9 фрактальных элементов. Толщина АМС структура 3 мм. При полной высоте профиля антенны 25 мм ($0.14\lambda_0$) рабочая полоса излучателя над АМС структурой составила 16.8%. Разработка, макетирование и измерения низкопрофильной двухполяризационной антенной системы на основе АМС структуры проведены в [76]. Антенна имеет высокий КУ, чистую поляризационную характеристику и низкий уровень заднего излучения и может быть использована в системах позиционирования GPS и GALLILEO. Приведенное решение позволяет снизить профиль АС в 5 раз и значительно уменьшить массу антенны по сравнению с традиционным случаем. В работе [77] приведен метод для разработки низкопрофильных направленных антенных систем на основе искусственных магнитных проводников. На основе приведенного метода разработана низкопрофильная антенна на основе АМС структуры типа «грибы». Рабочая полоса АС частот от 1.71 ГГц до 2.485 ГГц по уровню КСВ <2.5 при высоте профиля 5.9 мм. КУ АС изменяется от 5.5 до 8.3 дБ в рабочей полосе частот. Продольный размер АС составил 102×76.4 мм.

Использование искусственных магнитных проводников для уменьшения высоты профиля и расширения полосы рабочих частот излучателей типа монополь рассмотрено в работах [78-80]. В работе [78] исследованы влияния угла падения и поляризации на фазу коэффициента отражения для различных типов базовых элементов АМС (прямоугольный печатный элемент, иерусалимский крест, кольцо и т.д.). Рассмотрен низкопрофильный излучатель типа обратный L-монополь, размещаемый горизонтально на АМС структуре. Также рассмотрен вертикальный монополь на АМС структуре. Показано, что как горизонтальный, так и вертикальный монополи имеют рабочую полосу частот 27% и 35% соответственно. Также показано, что для различных типов базовых элементов АМС с идентичными фазами коэффициента отражения, КСВ и ДН монополя различно. Результаты разработки гибкой компактной антенной системы для использования в устройствах телемедицины приведены в [79]. Печатный излучатель типа М-монополь интегрируется с искусственным магнитным проводником на основе иерусалимского креста для улучшения характеристик согласования антенны и уменьшения паразитного излучения на тело пациента. Использование АМС структуры позволило увеличить рабочую полосу антенны до 18%, уменьшить заднее излучение на 8 дБ и увеличить КУ на 3.1 дБ. А также, уменьшить мощность поглощенной дозы (SAR) пациентом на 64%. В [80] приведены результаты разработки, макетирования и измерений низкопрофильного излучателя

типа монополь с высотой профиля $0.029\lambda_0$, полосой рабочих частот 24.4% и центральной полосой рабочих частот 1.3 ГГц. В качестве подложки антенны используется двухслойная структура со свойствами искусственного магнитного проводника типа «грибы», что позволяет улучшить качество согласования в рабочей полосе антенны. На втором этапе проведено моделирование антенной системы, состоящей из двух идентичных монополей, и размещенных на разных сторонах композитной подложки. Разработанная антенная система имеет вертикальную поляризацию и всенаправленную ДН в угломестной плоскости, и более направленную ДН в азимутальной плоскости. Максимальный КУ в рабочей полосе частот 8.7 дБ на частоте 1.45 ГГц.

Как известно, печатные антенны [81, 82] обладают низкой высотой профиля, имеют низкую стоимость и просты в изготовлении. Однако, печатные антенны имеют низкий КУ и узкую полосу рабочих частот (как правило, ~5%). Для расширения полосы рабочих частот печатных антенн используются подложки с низким значением диэлектрической проницаемости, увеличения высоты профиля печатной антенны. Использование различных способов возбуждения печатной антенны (L-, T-зондов, возбуждение через щель и т.д.), использование многоярусных конструкций позволяет расширить высоту профиля, однако это приводит к сложности изготовления и увеличению высоты профиля. В работе [83] приведены результаты разработки компактных печатных излучателей. Для печатной антенны с U-щелью, расположенной на диэлектрическом основании с $\epsilon \sim 1$, получены результаты: при возбуждении коаксиальным кабелем, высоте профиля $0.1\lambda_0$ и продольных размерах $0.659\lambda_0 \times 0.374\lambda_0$, рабочая полоса частот печатной антенны 42%; при возбуждении L-зондом, высоте профиля $0.1\lambda_0$ и продольных размерах $0.475\lambda_0 \times 0.396\lambda_0$, рабочая полоса частот антенны 40%. Для печатной антенны с U-щелью, расположенной на диэлектрическом основании с $\epsilon \sim 1$ и закороченной на проводящей экран с помощью проводящей стенки, показано что: при возбуждении коаксиальным кабелем, высоте профиля $0.081\lambda_0$ и продольных размерах $0.244\lambda_0 \times 0.2244\lambda_0$, рабочая полоса частот печатной антенны 22.7%; при возбуждении L-зондом, высоте профиля $0.128\lambda_0$ и продольных размерах $0.51\lambda_0 \times 0.205\lambda_0$, рабочая полоса частот антенны 29.6%.

Одним из способов увеличения полосы рабочих частот печатных антенн является использование в качестве подложки АМС структуры [84, 85]. В [84] приведены результаты использования АМС структуры для расширения полосы рабочих частот печатной антенны. В качестве элемента АМС структуры выбран печатный элемент типа «иерусалимский крест». Полоса печатного излучателя на диэлектрической подложке с $\epsilon = 3.5$ высотой $0.1\lambda_0$ составила 3.44%. Использование АМС структуры позволило, при высоте профиля $0.1\lambda_0$, расширить

рабочую полосу частот до 8.41% по уровню КСВ<2. В работе [85] представлены результаты разработки печатного излучателя на основе искусственного магнитного проводника. Полученные результаты были использованы для разработки антенной решетки, состоящей из 2×2 элементов. Использование АМС структуры в качестве рефлектора позволило расширить рабочую полосу частот при высоте профиля 2 мм ($0.05\lambda_0$), улучшить характеристики направленности как отдельного излучателя, так и АР. Печатный излучатель на основе АМС структуры имеет рабочую полосу частот 11.76% и КНД 9.36 дБи. Рабочая полоса частот антенной решетки составила 20.45%, а КНД = 15.95 дБи.

В работах [86-88] приведены результаты разработок низкопрофильных щелевых излучателей на основе искусственных магнитных структур. Низкопрофильная печатная щелевая антенна, питаемая компланарной линией приведена в [86]. Щелевой излучатель расположен вблизи искусственной магнитной структуры, состоящей из решетки прямоугольных печатных элементов, расположенных на диэлектрической подложке с проводящим экраном. Рабочая полоса частот АС по уровню КСВ<2 5%, а максимальное значение КУ АС в рабочей полосе 10 дБ. Уровень заднего излучения АС не более -25 дБ. В [87] приведены результаты разработки двухполяризационной антенной системы на основе искусственного магнитного проводника. Излучатель АС состоит из двух пар щелей, расположенных на диагоналях проводящего патча. Для питания антенны используются две ортогональные микрополосковые линии (для горизонтальной и вертикальной поляризации). Для уменьшения высоты профиля излучателя используется АМС структура, состоящая из 7×7 единичных ячеек. Расстояние от излучателя до АМС структуры $0.09\lambda_0$. Рабочая полоса антенной системы 36.7% (КСВ<2), развязка между поляризациями менее -30 дБ при полной высоте профиля АС $0.12\lambda_0$. Низкопрофильная широкополосная печатная щелевая АС на основе искусственного магнитного проводника приведена в работе [88]. Излучатель представляет собой две щели в проводящем экране, каждая из которых состоит из трех ортогональных им не равных щелевых элементов. Для питания излучателя используется копланарная линия. АМС структура состоит из 5×8 единичных ячеек (продольный размер АМС $1.17\lambda_0 \times 1.9\lambda_0$) и, при толщине $0.08\lambda_0$, имеет рабочую полосу частот 43.15% (8...12.38 ГГц). Использование искусственного магнитного проводника позволило обеспечить рабочую полосу частот 86.48% (5.75...14.51 ГГц) и КУ 10.6 дБ при высоте профиля АС $0.133 \lambda_0$.

В работе [89] приведены результаты разработки широкополосных антенных систем на основе искусственного магнитного проводника. Для расширения полосы рабочих частот АМС структуры авторы использовали композитный материал $\text{Ni}_{0.8}\text{Cu}_{0.1}\text{Zn}_{0.05}\text{Co}_{0.05}\text{Fe}_{1.92}\text{O}_4$ с высоким

значением диэлектрической проницаемости. Приведены характеристики разработанных антенн VHF и UHF диапазонов. Антенна VHF-диапазона имеет рабочую полосу частот 135% (13-94 МГц) и высоту профиля 35 мм ($0.006\lambda_0$). Антенна UHF диапазона при высоте 14 мм ($0.014\lambda_0$) имеет рабочую полосу частот 88% (175-440 МГц). Однако КУ разработанных антенн составляет менее 3 дБ.

Таким образом, использование искусственных магнитных структур позволяет улучшить как массогабаритные, так и радиотехнические характеристики АС. Как правило АМС структуры используются в АС L- и более высокочастотного диапазона [74-88]. Однако высота профиля АС является особо важным параметром в метровом диапазоне длин волн, что приводит к ограничению в используемых диэлектрических материалов. Далее в главе 3 проводится разработка принципов построения и функционирования двухполяризационных АС, предназначенных для работы в VHF-диапазоне частот. В заключении главы 3 приводится сравнение разработанной АС с АС, приведенными в обзоре.

3.1.2 К анализу и оценки параметров искусственных магнитных структур

В решетке реализуется структура, показанная на рисунке 3.1 в, которую при анализе удобно рассматривать как трансформацию периодических структур, показанных на рисунке 3.1 а, 3.1 б. При анализе предполагается, что выполняются условия $d \ll \lambda$, $g \ll \lambda$, где d – период структуры, g – расстояние между металлическими пластинами.

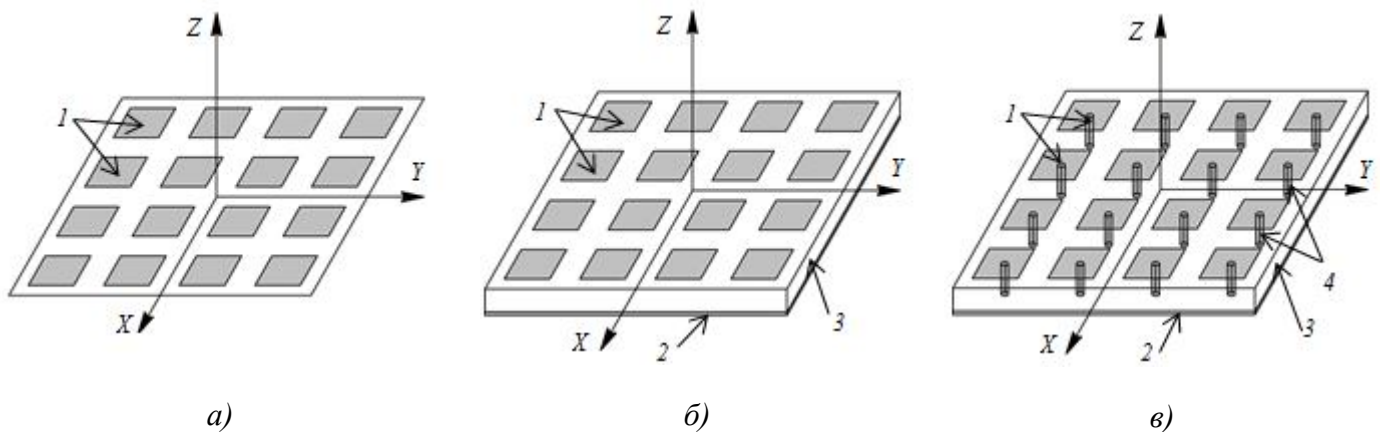


Рисунок 3.1 – Трансформация периодической структуры: а) – базовая б) – АМС, в) – АМС+ЕВГ. 1 – металлические пластины; 2 – проводящий экран; 3 – диэлектрический слой; 4 – металлические цилиндрические проводники.

Приближенно поставленную задачу можно решить, используя аналитический подход [40-42]

Эквивалентный импеданс периодической решётки металлических пластин.

Электромагнитные свойства планарной периодической структуры из тонких металлических пластин (рисунок 3.1 а) могут быть описаны в терминах импеданса решётки Z_g , связывающего среднее значение электрического поля в плоскости пластин со средним значением плотности поверхностного электрического тока $\mathbf{E}_\tau = Z_g \mathbf{n}_0 \times \mathbf{H}$:

$$Z_g^{\text{TM}} = -i \frac{\eta_g}{2\alpha}, \quad Z_g^{\text{TE}} = -i \frac{\eta_g}{2\alpha \left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_g^2}\right)}. \quad (3.1)$$

Здесь $\alpha = \frac{k_g d}{\pi} \ln \left(\frac{2d}{\pi g} \right)$ – коэффициент, называемый параметром решётки,

$k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$, $k_g = k_0 \sqrt{\varepsilon_g}$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$, $\eta_g = \eta_0 / \sqrt{\varepsilon_g}$, $\varepsilon_g = (\varepsilon + 1)/2$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемостью структуры, ε – относительная диэлектрическая проницаемостью нижнего пространства, угол θ отсчитывается от нормали к решётке. Выберем в качестве плоскости падения электромагнитной волны (ЭМ-волны) плоскость YZ. Тогда в случае падения ЭМ-волны ТЕ-поляризации вектор напряжённости электрического поля \mathbf{E} направлен вдоль оси X, а в случае ЭМ-волны ТМ-поляризации вектор \mathbf{E} лежит в этой плоскости (рисунок 3.1).

Эквивалентный поверхностный импеданс структуры типа АМС. Рассмотрим структуру типа АМС (рисунок 3.1 б). По-прежнему полагаем, что $d \ll \lambda$, $g \ll \lambda$ и толщина подложки h не меньше, чем период решётки. Решётка металлических пластин расположена параллельно проводящей плоскости на слое диэлектрика толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью слоя ε . Рассмотрим падение плоской волны по нормали к поверхности структуры ($\theta = 0^\circ$). Входной импеданс Z такой секции определяется выражением $Z = i\eta tgkh$, где $k = k_0 \sqrt{\varepsilon}$, $\eta = \eta_0 / \sqrt{\varepsilon}$. Входной импеданс всей структуры Z_S определяется параллельным соединением Z_g^{TM} или Z_g^{TE} в (1) и Z , т. е. $Z_S = (Z_g tgkh) / (tgkh - iZ_g / \eta)$. Сингулярность в Z_S 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. Учитывая формулу (3.1), получаем представление поверхностного импеданса Z_S структуры типа АМС:

$$Z_S = \frac{i\eta tgkh}{1 - (\varepsilon + 1 / \pi \sqrt{\varepsilon}) k_0 d \ln(2d / \pi g) tgkh}. \quad (3.2)$$

Полученный результат развит в [41] с целью ослабления условия $d \ll \lambda$ путём корректировки параметра решётки α . Аналитическое описание периодических решёток с элементами более сложной конфигурации (кольцо, крест и т.п.) с помощью Z_S оказывается сложным.

Чтобы преодолеть это затруднение предложена модель эквивалентного поверхностного импеданса структуры в виде *параллельного резонансного контура* [70, 71]. Указанный подход позволяет на предварительном этапе рассматривать структуру, как параллельный контур, а поверхностный импеданс Z_S представить в виде:

$$Z_S = \frac{i\omega L}{1 - \omega^2 LC}, \quad (3.3)$$

где ёмкость C определяется между торцами соседних электрических пластин и перекрывающейся части параллельных пластин, а индуктивность L – длиной пути тока внутри ячейки. Резонансная частота определяется выражением

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (3.4)$$

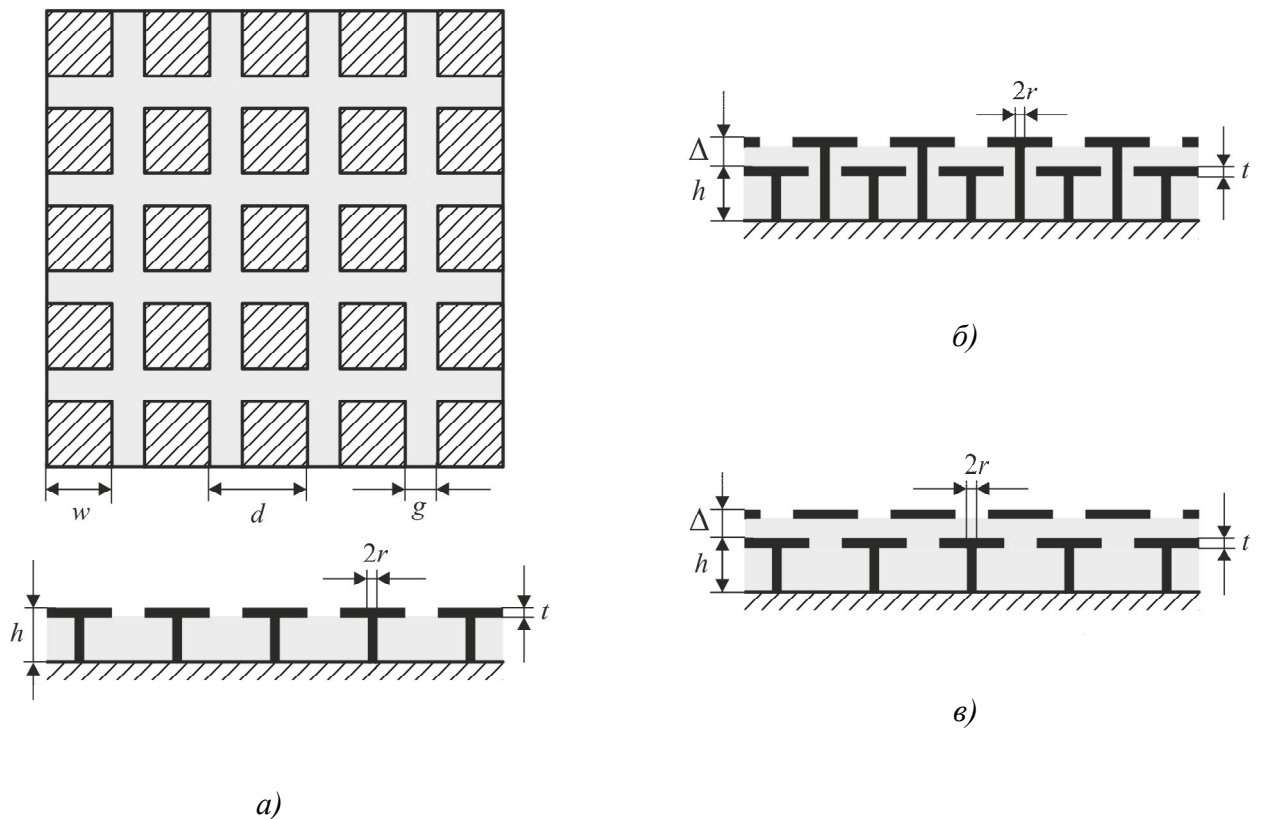


Рисунок 3.2 – Поверхности с высоким импедансом на основе искусственного диэлектрика: *a* – одноуровневая структура; *б, в* – многоуровневые структуры

В частности, для одноуровневой структуры (рисунок 3.2 *a*) и для многоуровневой (рисунок 3.2 *б, в*) имеем соответственно:

$$L = \mu_a h, \quad C = \frac{w(\varepsilon_{a1} + \varepsilon_{a2})}{\pi} ch^{-1}(d/g), \quad (3.5)$$

$$L = \mu_a h, \quad C = \varepsilon_a A/\Delta, \quad (3.6)$$

где ε_{a1} , ε_{a2} – диэлектрический материал, заполняющий структуру, ε_{a2} – диэлектрический материал внешнего пространства, h – толщина первого слоя, w – размер пластины, d – период структуры, g – расстояние между пластинами, A – площадь пластин, Δ – толщина второго слоя.

Низкая резонансная частота при малом размере ячейки достигается в многоуровневой структуре, благодаря высокой эффективной ёмкости, которая образуется в результате горизонтального перекрытия нижних и верхних пластин, разделённых узким слоем диэлектрика. Однако, чем выше эффективная ёмкость на заданной частоте, тем меньше полоса резонансных частот. Эффективная индуктивность рассматриваемых АМС структур сравнительно мала.

Для плоской волны, падающей по нормали на структуру с поверхностным импедансом Z_s , фаза отражённой волны определяется выражением [71]:

$$\Phi = \text{Im} \left[\ln \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right], \quad (3.7)$$

где η – сопротивление свободного пространства, а Z_s определяется (3.3). На очень низких частотах фаза $\Phi = \pi$, структура ведёт себя как металлическая поверхность. При увеличении частоты фаза коэффициента отражения плавно уменьшается, проходит через нуль на резонансной частоте (2), где структура ведёт себя как магнитный проводник. После резонанса фаза приближается к $-\pi$. Фаза меняется от $\pi/2$ до от $-\pi/2$, когда величина поверхностного импеданса превышает импеданс свободного пространства (полоса структуры). Полоса низкопрофильной структуры оценивается по формуле:

$$\Delta\Pi = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\sqrt{L/C}}{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}} = \frac{2\pi}{\lambda_0} h, \quad (3.8)$$

при этом предполагается, что толщина структуры $h \ll \lambda_0$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве на резонансной частоте.

Чтобы предварительно оценить резонансные частоты и полосу частот структур, представленных на рисунке 3.2, комбинируем соотношения (3.5), (3.6) и (3.7). Результатом является соотношение, позволяющее выбрать соответственно толщину структуры и ёмкость

$$h = c\Delta\Pi/\omega_0, \quad C = 1/\omega_0\eta \Delta\Pi. \quad (3.9)$$

Далее, используя (3.9), определяют геометрию выбранной структуры. Заметим, что, во-первых, приведенные выше оценочные соотношения сделаны для размеров ячейки структуры существенно меньше длина волны в свободном пространстве на резонансной частоте, что диктует выбор одноуровневой или многоуровневой структуры. Во-вторых, безусловно, необходим этап строгого электродинамического моделирования. Приведём некоторые характерные параметры ПВИ, полезные при проектировании. В [63] для рисунка 3.2 а: резонансная частота $f_0 = 1.85 \dots 2.3$ ГГц, период $d = 12.8$ мм, размер пластины $w = 12.4$ мм, диаметр «ножек» $2r = 0.2$ мм, толщина слоя $h = 5.9$ мм, расстояние между пластинами $g = 0.4$ мм, диэлектрик с $\varepsilon = 4.5$. В [77] для рисунка 3.2 в: резонансная частота $f_0 = 3 \dots 3.4$ ГГц, период $D = 4$ мм, размер пластины $w = 3.8$ мм, диаметр «ножек» $2r = 0.2$ мм, толщина первого слоя $h = 2$ мм, расстояние между пластинами $g = 0.2$ мм, толщина второго слоя $\Delta = 0.075$ мм, диэлектрик в обоих слоях тефлон с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2.4 - i2 \times 10^{-3}$. В [91], ориентируясь на изготовление ПВИ методом литья, даны рекомендации по выбору геометрических параметров одноуровневой ПВИ на среднюю длину волны ~ 20 см при ширине полосы частот $\sim 10\%$: $h = (0.07 \dots 0.1)\lambda$, $d_v = (0.007 \dots 0.01)\lambda$, $D = (0.015 \dots 0.02)\lambda$.

Первый и необходимый этап анализа для бесконечной модели ПВИ на рисунке 3.2 а представлен на рисунке 3.3 в виде зависимости фазы коэффициента отражения от частоты при нормальном угле падения. Параметры ПВИ следующие: период $d = 0.089\lambda_0$, зазор $g = 0.003\lambda_0$, толщина $h = 0.041\lambda_0$, ширина пластины $w = 0.086\lambda_0$, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 4.5$. Резонансная частота $f/f_0 = 1$.

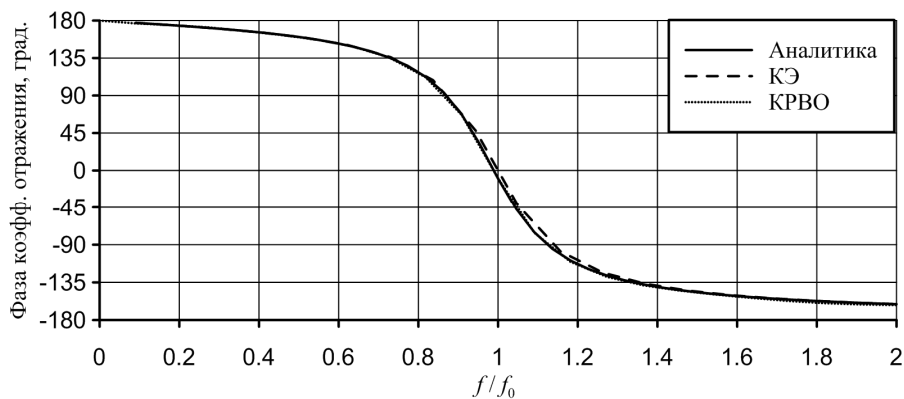


Рисунок 3.3 – Фаза коэффициента отражения

Моделирование проведено методом КРВО, методом КЭ, а также по приближенной аналитической формуле [36, 37]:

$$\theta(f) = \text{Im} \left[\ln \left(\frac{af^2 + jbf - \eta}{-af^2 + jbf + \eta} \right) \right], \quad (3.10)$$

где $\eta = 120\pi$ Ом, $a = 4\pi^2\eta LC$, $b = 2\pi L$, а L, C определены в (3а).

Расчет коэффициента отражения с использованием метода КРВО производился по следующему алгоритму:

- на АМС падает плоская волна в виде гауссова импульса (полоса частот $0 - 3f_0$ ГГц);
- регистрируется электрическое поле на расстоянии $0.733\lambda_0$ от АМС, чтобы падающий и отраженный сигнал разделялись;
- временным окном выделяется сигнал, отраженный от АМС;
- моделируются первые два пункта для бесконечного плоского идеально проводящего экрана;
- рассчитывается комплексный коэффициент отражения в зависимости от частоты f по формуле

$$R(f) = \frac{S_{meta}(f)}{-S_{plate}(f)}. \quad (3.11)$$

где S_{meta} – комплексный спектр сигнала, отраженного от ПВИ, S_{plate} – комплексный спектр, отраженный от бесконечного плоского идеально проводящего экрана.

При использовании метода КРВО сетка разбивалась с шагом $\lambda_0 / 10$, при этом объем моделирования был разбит на 1.739.835 ячеек. Расчет на компьютере с процессором Intel Pentium IV 3 ГГц, HT с 3 ГБ оперативной памяти составлял 1 час 20 минут.

Различие между кривыми объясняется конечностью толщины металлических цилиндрических проводников ($2r = 0.006\lambda_0$), не учитываемая при аналитическом подходе. На очень низких частотах фаза $\Phi = \pi$, структура ведёт себя как металлическая поверхность. При увеличении частоты фаза коэффициента отражения плавно уменьшается, проходит через нуль на резонансной частоте ω_0 , 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).

На рисунках 3.4, 3.5 показаны результаты моделирования по оценке влияния основных параметров АМС на фазу коэффициента отражения, позволяющие согласовать размеры АМС с резонансной частотой и полосой рабочих частот антенны.

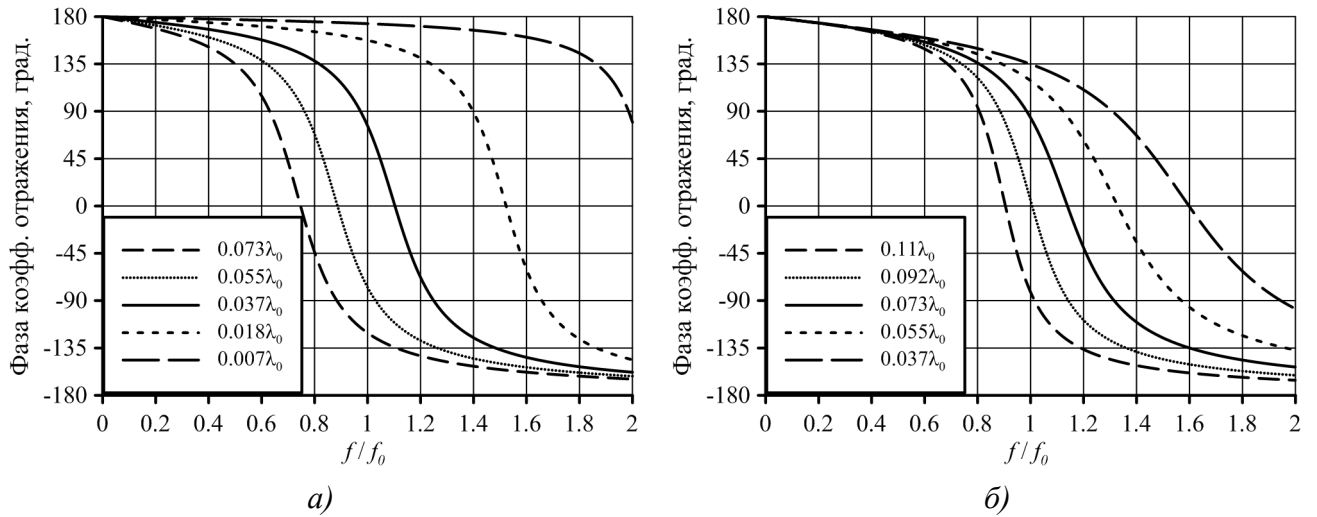


Рисунок 3.4 – Зависимость фазы коэффициента отражения АМС от частоты при различных значениях: а) – толщина слоя h , б) – размера пластины w .

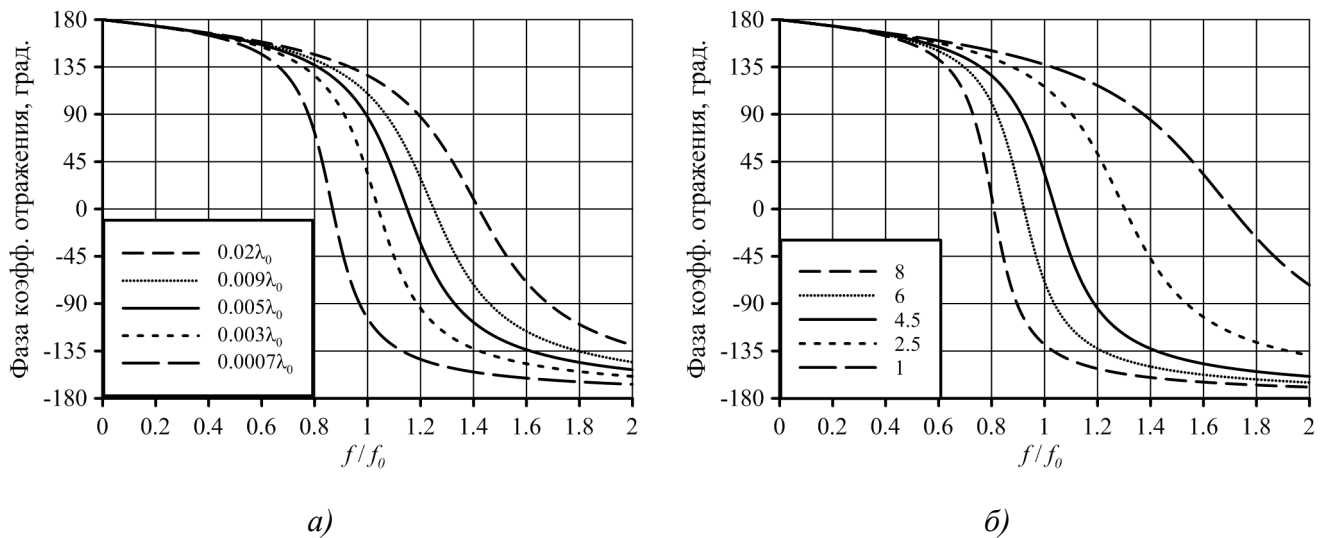


Рисунок 3.5 – Зависимость фазы коэффициента отражения АМС от частоты при различных значениях: а) – расстояния между пластинами g , б) диэлектрической проницаемости ϵ .

3.1.3 К достоверности численного моделирования излучателя на основе искусственного магнитного проводника

Задав необходимый частотный диапазон антенны, определим в соответствии с рисунками 3.4, 3.5 размеры ячейки АМС: период $d = 0.089\lambda_0$, зазор $g = 0.003\lambda_0$, толщина $h = 0.041\lambda_0$, ширина пластины $w = 0.086\lambda_0$, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 4.5$. Параметры печатной вибраторной антенны, расположенной над АМС размером $0.711\lambda_0 \times 0.532\lambda_0$ (8 x 6 ячеек) на высоте $0.0003\lambda_0$: длина $l = 86.83$ мм, ширина $0.007\lambda_0$, зазор между плечами вибратора $0.001\lambda_0$.

Для расчёта КСВ печатной вибраторной антенны на АМС подложке выбраны две модели. Первая [77] основана на расчёте сопротивления вибратора Z_d с учетом ПВИ по формуле

$$Z_d = Z_{11} + Z_{21}e^{i\Phi}, \quad (3.12)$$

где Z_{11} – собственное сопротивление вибратора, Z_{21} – сопротивление, наведенное виртуальным (за счёт отражения от ПВИ) вибратором, Φ – фаза коэффициента отражения от ПВИ (рисунки 3.2 – 3.4), рассчитанная по формуле (3.10). Соответственно, для расчета КСВ сначала рассчитывались собственные и наведенные сопротивления структуры (два синфазно возбуждаемых вибратора с указанными выше размерами, расположенными на двух сторонах диэлектрика с толщиной $2h$). Далее, следуя (3.12), для расчёта сопротивления вибратора Z_d добавляется фаза Φ .

Действительные и мнимые части собственных (Z_{11}) и наведенных (Z_{21}) сопротивлений показаны на рисунках 3.6, 3.7 соответственно.

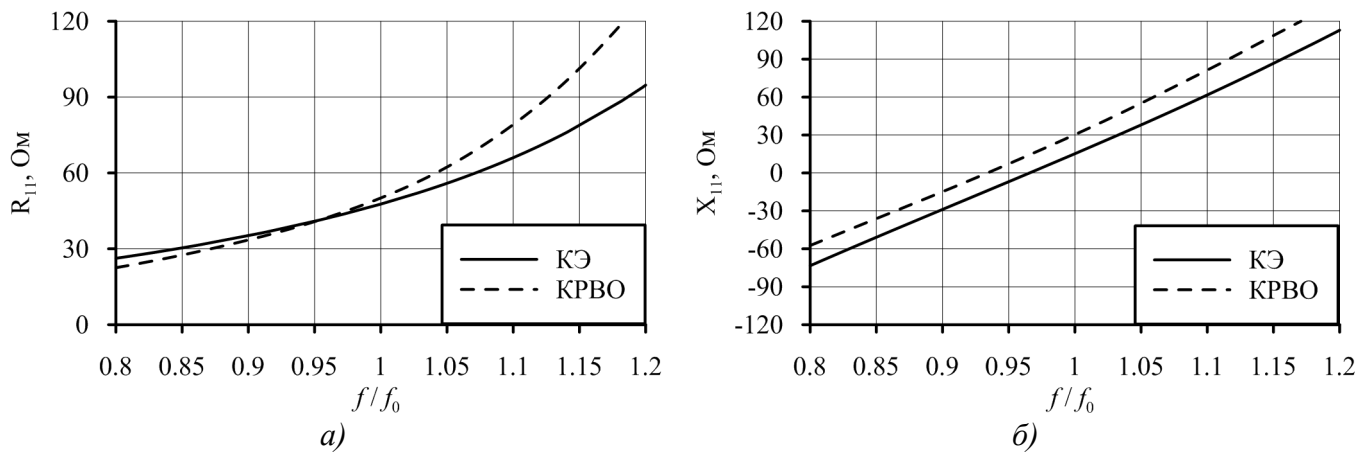


Рисунок 3.6 – Собственные сопротивления вибратора Z_{11} : а) – действительная часть; б) – мнимая часть

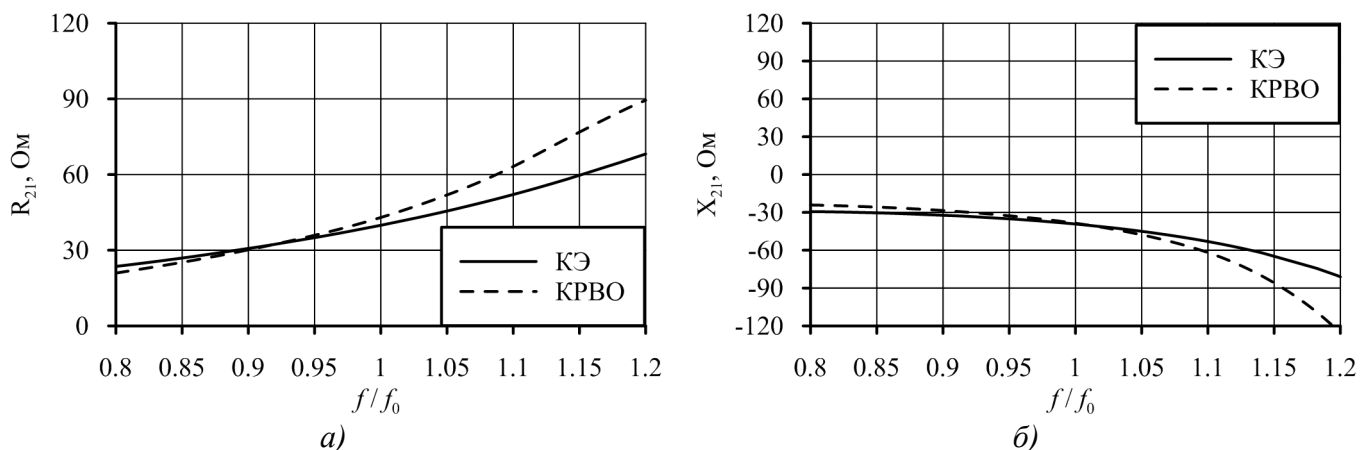


Рисунок 3.7 – Наведенные сопротивления вибратора Z_{21} : а) – действительная часть; б) – мнимая часть

Действительные и мнимые части сопротивления вибратора Z_d на АМС подложке показаны на рисунке 3.8.

Моделирование проводилось методом КРВО и методом КЭ. При моделировании методом КРВО использовалась сетка с шагом $\lambda/30$. При этом объем моделирования был разбит на 124 960 ячеек. На компьютере с процессором Intel Pentium IV 3 ГГц, НТ с 3 ГБ оперативной памяти расчет составлял 8 минут. При использовании метода КЭ сетка состояла из 9908 тетраэдра, при расчете было задействовано 212 МБ оперативной памяти. На компьютере с процессором Intel Pentium IV 3 ГГц, НТ с 3 ГБ оперативной памяти расчет на одной частоте составлял 25 секунд.

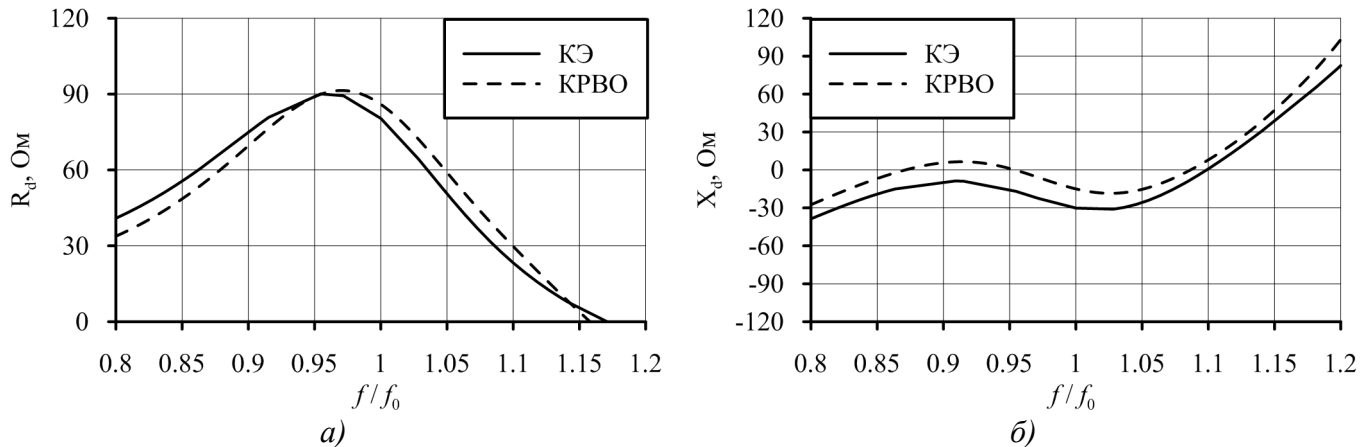


Рисунок 3.8 – Сопротивление вибратора Z_d на ПВИ подложке: а) – действительная часть; б) – мнимая часть

КСВ, полученный при моделировании вибратора на ПВИ подложке с конечными размерами 193.8 мм x 145.16 мм (8 x 6 ячеек) с учетом формулы (9) (сопротивление нагрузки 50 Ом), показан на рис. 10. Рабочий диапазон частот составляет 0.87 ГГц – 1.17 ГГц по уровню КСВ = 2.

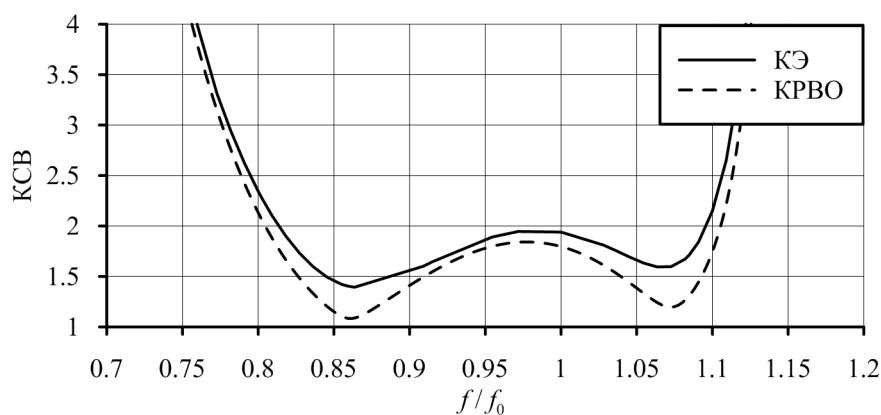


Рисунок 3.9 – Зависимость КСВ от частоты

При втором подходе проводилось полное моделирование вибратора на ПВИ подложке методом КРВО. Все параметры структуры сохранены, как для рисунка 3.9. При этом объем

моделирования был разбит на 708 186 ячеек с шагом $\lambda/40$. На рисунке 3.10 показан соответствующий КСВ в функции частоты.

Сопоставление графиков на рисунках 3.9 и 3.10 показывает, что аналитическая модель представляется оправданной на начальном этапе оценки параметров структуры, однако необходимо проводить уточнение путем строгого моделирования структуры.

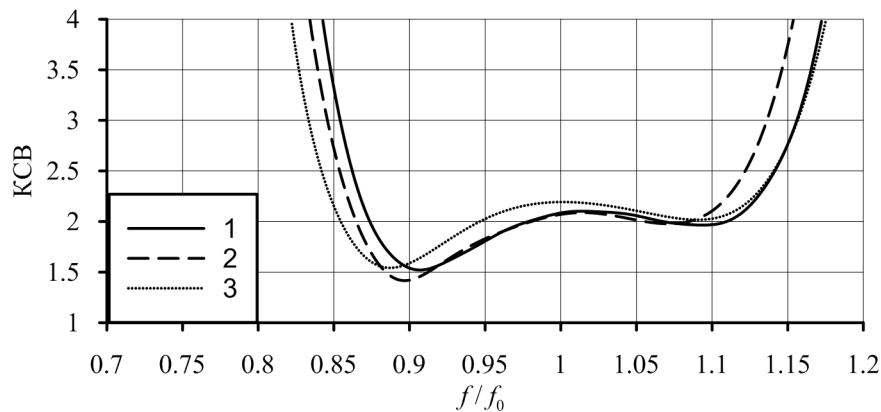


Рисунок 10 – Зависимость КСВ от частоты при полном моделировании методом КРВО при различных параметрах пространственной сетки. 1 – 2 370 тыс. ячеек, использовалось 650 МБ оперативной памяти; 2 – 1 507 тыс. ячеек, использовалось 428 МБ оперативной памяти; 3 – 474 тыс. ячеек, использовалось 247 МБ оперативной памяти.

3.2 Полная полоса излучателя на ПСК структуре со свойствами искусственного магнитного проводника

Одно из преимуществ структур со свойствами искусственного магнитного проводника состоит в том, что горизонтальный диполь может быть размещен вблизи подобной структуры, при входном сопротивлении 50 Ом в широкой полосе частот в отличие от случая размещения диполя вблизи идеального электрического проводника. Однако, помимо характеристик согласования антенны с фидером, необходимо обеспечить требуемые свойства направленности антенной системы [91].

При размещении горизонтального диполя вблизи идеального электрического проводника (ПЕС – perfect electric conductor), согласно методу зеркальных отображений, токи в вибраторе и его изображении равны по амплитуде и противоположены по направлениям (противофазны). Когда расстояние от горизонтального вибратора до металлического экрана h значительно меньше длины волны ($h \rightarrow 0$), токи источника и его изображения компенсируются

и входное сопротивление вибратора уменьшается. Если $h \rightarrow 0$, то $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$ Ом. Это приводит к высокому значению КСВ и, так как антенна и фидер рассогласованны, к низкому значению КУ.

В отличие от КСВ и КУ, КНД горизонтального вибратора при уменьшении расстояния до металлического экрана возрастает. На расстоянии $h = 0.25\lambda$ до металлического экрана КНД горизонтального вибратора на 5 дБ больше, чем у вибратора в свободном пространстве. В случае если $h \rightarrow 0$ КНД вибратора возрастает почти до 7 дБ. Известно, что согласованный горизонтальный диполь вблизи металлического экрана имеет КУ 9.2 дБ.

Использование подложек с высокой диэлектрической проницаемостью позволяет обеспечить требуемое значение входного сопротивления антенны и высокое значение КУ. Однако, из-за близкого расположения двух противофазных излучателей (реального и его изображения), существенная величина реактивной энергии, окружающей диполь, приводит к сужению рабочей полосы частот вибратора. Необходимого согласования можно также добиться в узкой полосе частот с помощью реактивных нагрузок или в широкой полосе с помощью активной нагрузки, что приводит к дополнительным потерям в тракте антенны.

Когда горизонтальный диполь размещен вблизи идеального магнитного проводника (РМС – perfect magnetic conductor), токи источника и его изображения равны по амплитуде и синфазны. Когда вибратор расположен на расстоянии $h = 0.25\lambda$ от бесконечного идеального магнитного проводника, половина излучения диполя переориентируется по нормали к экрану и КНД увеличивается с 3 дБ ($h = 0$) до 7 дБ ($h = 0.25\lambda$). На очень близком расстоянии от вибратора до РМС, диаграмма направленности в направлении нормали к экрану изменяется незначительно по сравнению с диполем в свободном пространстве. На близком расстоянии от магнитного проводника КНД диполя увеличивается на 3 дБ. Когда расстояние от вибратора до РМС равно $h = 0.25\lambda$, КНД в нормальном направлении увеличивается на 7 дБ. В отличие от РЕС экрана, диаграмма направленности вибратора, расположенного над конечным РМС экраном значительно изменяется.

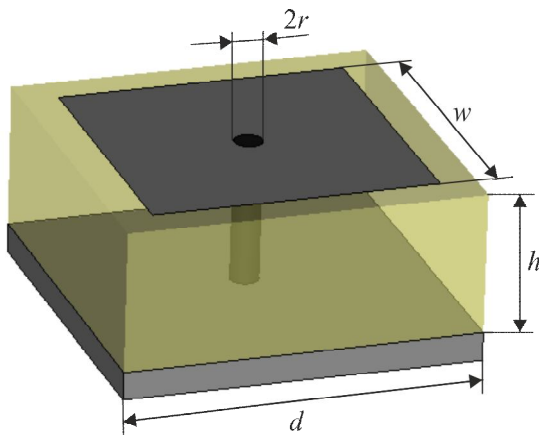
Когда вибратор расположен вблизи РМС экрана, токи источника и изображения суммируются и, в результате, увеличивается входное сопротивление антенны. Когда $h \rightarrow 0$, входное сопротивление увеличивается в два раза по сравнению с диполем в свободном пространстве. Хотя увеличение входного сопротивления приводит к увеличению КСВ диполя, но не настолько существенно как в случае расположения диполя над РЕС экраном. При этом, так как два элемента (источник и его изображение) с синфазными токами расположены на малом расстоянии друг от друга, то реактивная энергия окружающая диполь уменьшается и, в результате, увеличивается полоса рабочих частот вибратора. Вибратор, размещенный вблизи

РМС экрана, имеет большую полосу, чем вибратор, размещенный на расстоянии $h = 0.25\lambda$ от РЕС экрана.

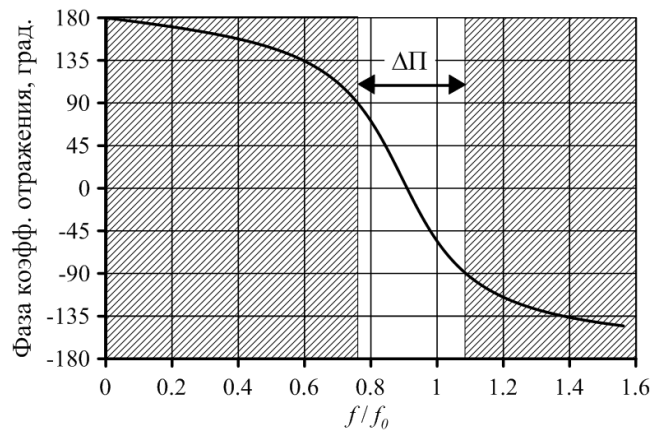
Структуры со свойствами искусственного магнитного проводника являются синтезированными идеальными магнитными проводниками (являются РМС в определенной полосе частот) и дуальны идеальному электрическому проводнику. Простейшим искусственным магнитным проводником является проводящий экран с четвертьволновым слоем диэлектрика.

3.2.1 Низкопрофильный излучатель на основе искусственного магнитного проводника типа «грибы»

Рассмотрим полную полосу (включающую как КСВ, так и характеристики направленности) вибраторного излучателя на структуре со свойствами искусственного магнитного проводника. На рисунке 3.11 *а* приведен общий вид единичной ячейки на АМС структуре типа гриба. Параметры АМС структуры: $d = 0.172\lambda_0$, $h = 0.064\lambda_0$, $w = 0.168\lambda_0$, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 1.2$, радиус ножки $r = 0.004\lambda_0$. На рисунке 3.11 *б* приведена зависимость фазы коэффициента отражения от АМС структуры от частоты. Отмечена рабочая полоса структуры, которая обрывается, когда фаза коэффициента отражения изменяется от $+90^\circ$ до -90° . Как видно, рабочая полоса структуры типа гриба составляет 36%.



а)



б)

Рисунок 3.11 – Единичная ячейка АМС структуры типа «грибы».

На рисунке 3.12 *а* приведен общий вид вибраторного излучателя на АМС структуре типа гриба. Проводящий экран, на котором расположена АМС структура, имеет размер l_{pec} , больший, либо равный размеру АМС (например, случай расположения АМС структуры на фюзеляже ЛА). Параметры вибраторного излучателя на АМС структуре: длина $l_d = 0.38\lambda_0$,

ширина $w_d = 0.011\lambda_0$, высота над АМС структурой $0.004\lambda_0$, ширина зазора между плечами $0.021\lambda_0$. Число ячеек структуры $N_{АМС} \times N_{АМС} = 6 \times 6$ (36 ячейки, $1.032\lambda_0 \times 1.032\lambda_0$), размер проводящего экрана $l_{pec} = 2.065\lambda_0$, $l_{pec} = 2.065\lambda_0$, $l_{edge} = 0.516\lambda_0$. На рисунке 3.12 б приведена зависимость КСВ от частоты. Видно, что рабочая полоса структуры по уровню КСВ < 2.5 составляет 36 %.

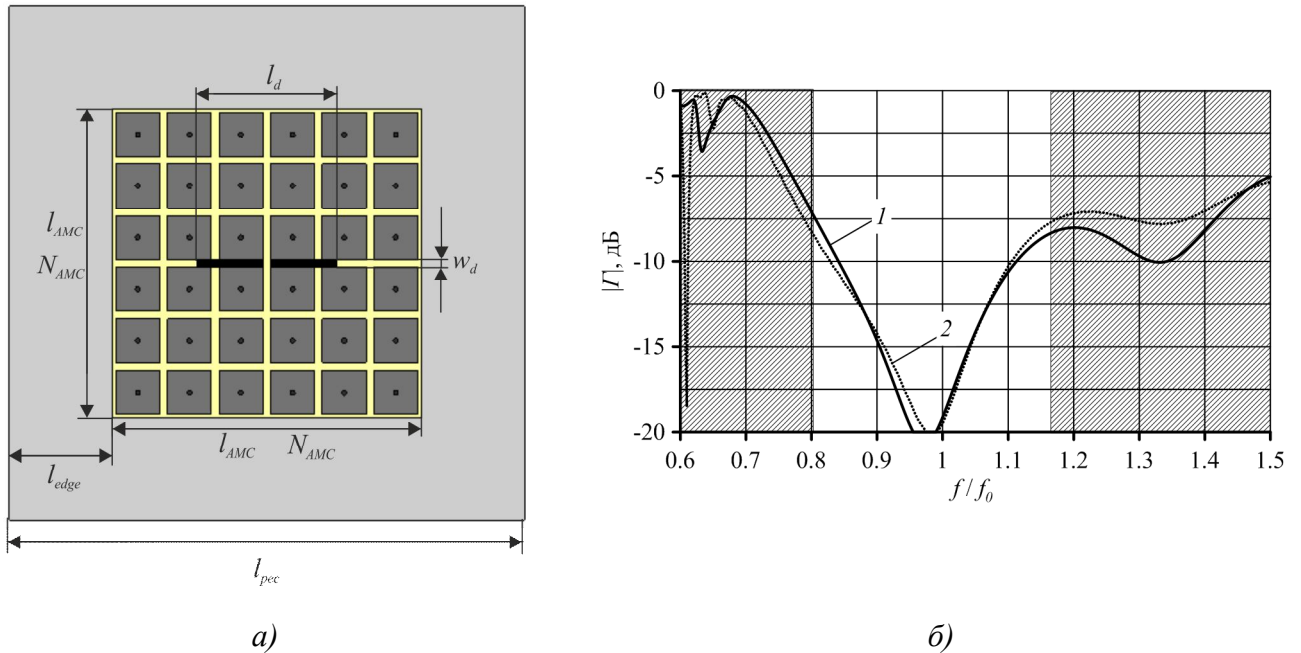
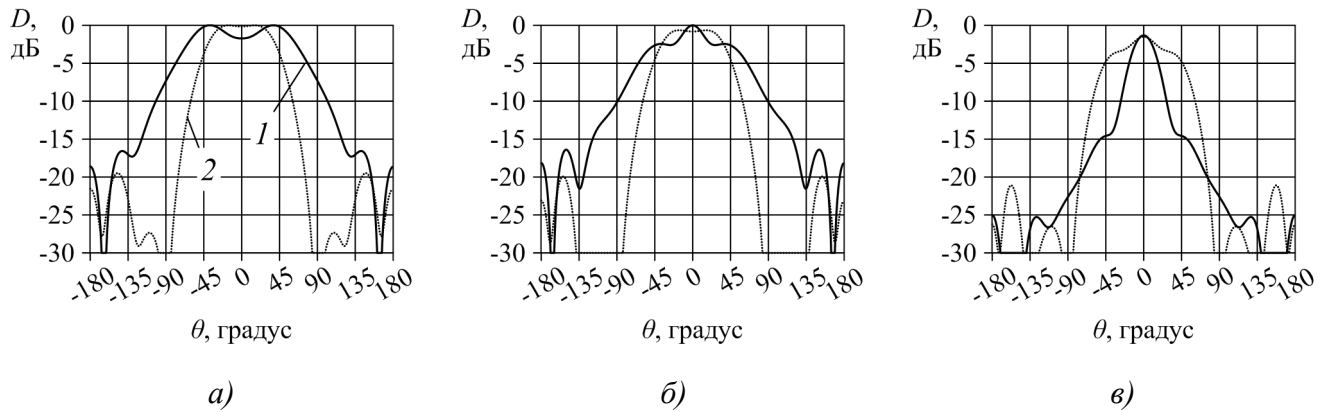


Рисунок 3.12 – Вибраторный излучатель на основе АМС структуры типа «грибы».

На рисунках 3.13, 3.14 приведены нормированные ДН излучателя на искусственном магнитном проводнике типа «грибы» в **Е**-плоскости (рисунок 13) и в **Н**-плоскости (рисунок 14). Также, для сравнения на рисунках 3.13, 3.14 приведены нормированные ДН вибраторного излучателя на расстоянии $\lambda_0 / 4$ от проводящего экрана. Провал в ДН излучателя на АМС структуре на частоте $0.805 f/f_0$ обусловлен возбуждением вертикальных проводников структуры [91]. Провал в ДН излучателя в **Н**-плоскости на частоте $1.195 f/f_0$ обусловлен конечностью АМС структуры [92]. Также отметим, что происходит расширение ДН и рост заднего излучения вибратора на АМС структуре типа «грибы», что является негативным в ряде практических задач.

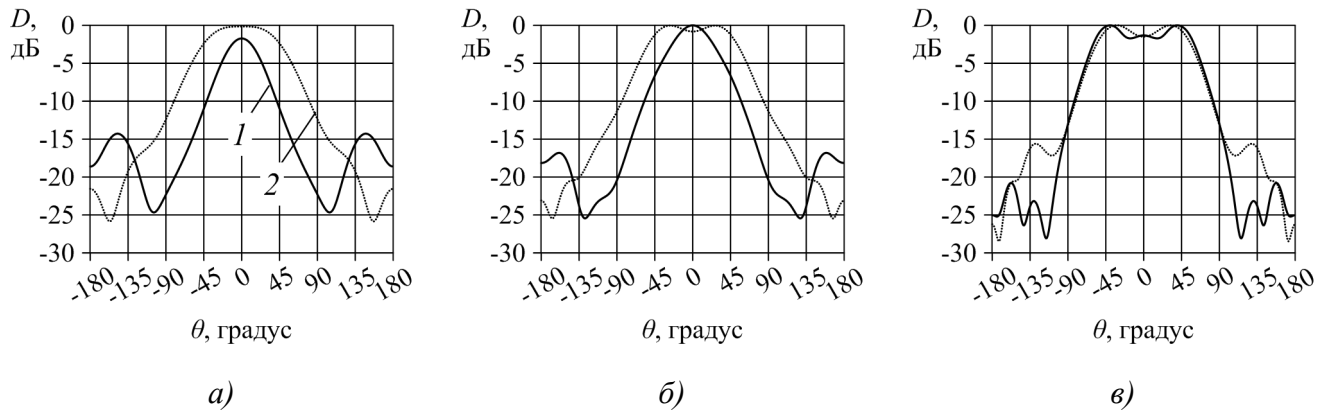
На рисунке 3.15 а) приведены нормированные к максимуму зависимости $D(\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ)$ от частоты вибраторного излучателя, расположенного на АМС структуре 6×6 единичных ячеек при $l_{edge} = 0.516\lambda_0$ с вертикальными проводниками (кривая 1) и без вертикальных проводников (кривая 2), а также с вертикальными проводниками при $l_{edge} = 0$ (кривая 3). Видно, что устранение вертикальных проводников позволяет устранить провал в ДН в нижней области рабочих частот (в этом случае происходит ухудшение качества

согласование АС). Уменьшение размера l_{edge} также позволяет устранить провал в ДН в нижней области рабочих частот.



1 – излучатель на АМС структуре; 2 – излучатель на расстоянии $\lambda_0 / 4$ от проводящего экрана

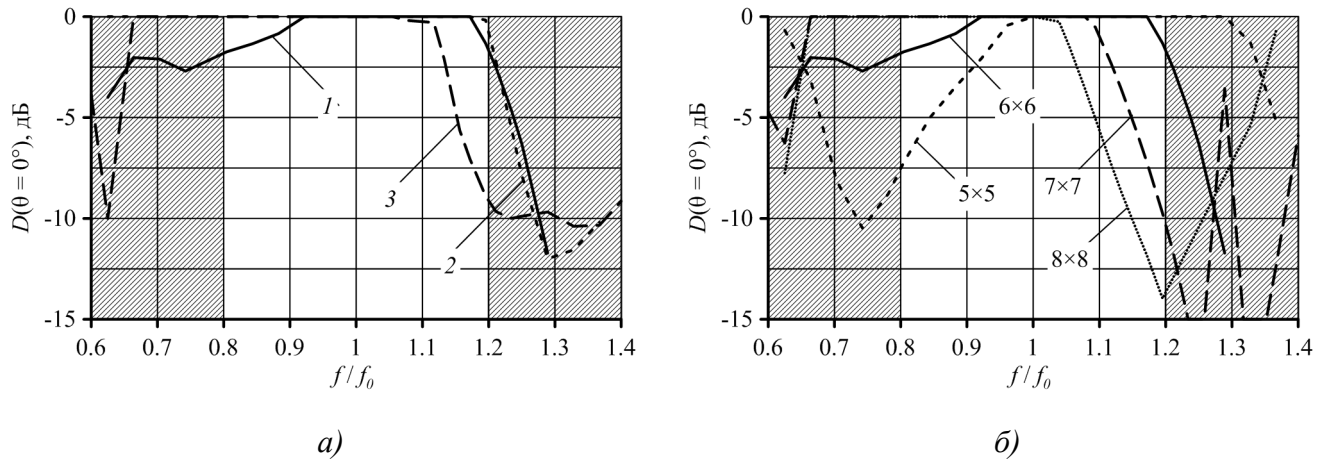
Рисунок 3.13 – Диаграмма направленности вибраторного излучателя в **H**-плоскости: а) – $0.805 f/f_0$; б) – $1.0 f/f_0$; в) – $1.195 f/f_0$.



1 – излучатель на АМС структуре; 2 – излучатель на расстоянии $\lambda_0 / 4$ от проводящего экрана

Рисунок 3.14 – Диаграмма направленности вибраторного излучателя в **H**-плоскости: а) – $0.805 f/f_0$; б) – $1.0 f/f_0$; в) – $1.195 f/f_0$.

На рисунке 3.15 б) приведены нормированные к максимуму зависимости $D(\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ)$ от частоты вибраторного излучателя, расположенного на АМС структуре при $l_{edge} = 0.516\lambda_0 = const$ в зависимости от числа единичных ячеек ($5 \times 5, 6 \times 6, 7 \times 7, 8 \times 8$). Видно, что увеличение числа ячеек с 5×5 до 8×8 позволяет устранить провал в ДН в нижней области рабочих частот, но происходит расширение полосы провала в области верхней полосы частот.

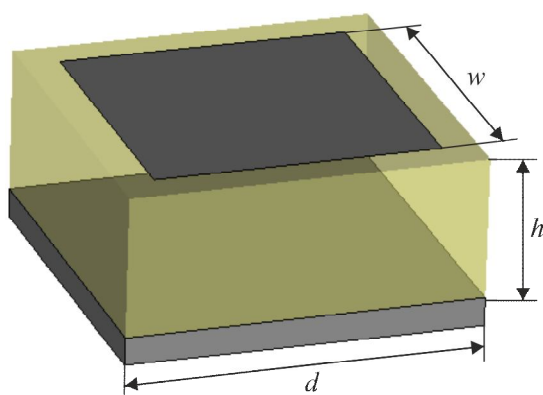


1 – $l_{edge} = 0.516\lambda_0$, 2 – $l_{edge} = 0$, 3 – без вертикальных проводников

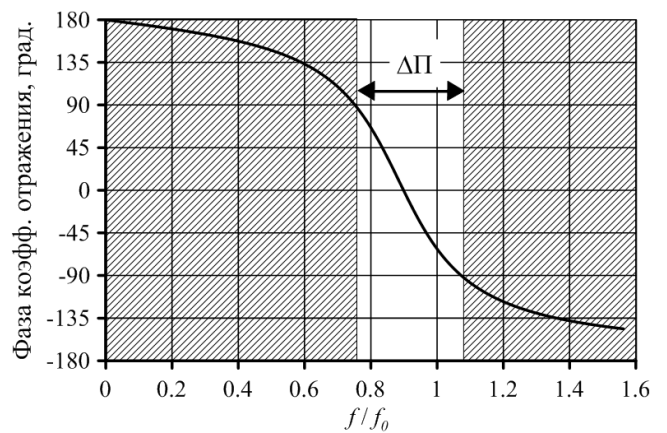
Рисунок 3.15 – К деградации ДН АС на основе АМС структуры типа «грибы».

3.2.2 Низкопрофильный излучатель на основе искусственного магнитного проводника в виде печатного прямоугольного элемента

Рассмотрим полную полосу (включающую как КСВ, так и характеристики направленности) вибраторного излучателя на основе искусственного магнитного проводника в виде печатного прямоугольного элемента. На рисунке 3.16 *а* приведен общий вид единичной ячейки на АМС структуре типа «грибы». Параметры АМС структуры: $d = 0.185\lambda_0$, $h = 0.064\lambda_0$, $w = 0.18\lambda_0$, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 1.2$. На рисунке 3.16 *б* приведена зависимость фазы коэффициента отражения от АМС структуры от частоты. Отмечена рабочая полоса структуры, которая определяется, когда фаза коэффициента отражения изменяется от $+90^\circ$ до -90° . Как видно, рабочая полоса АМС структуры в виде печатного прямоугольного элемента составляет 35%.



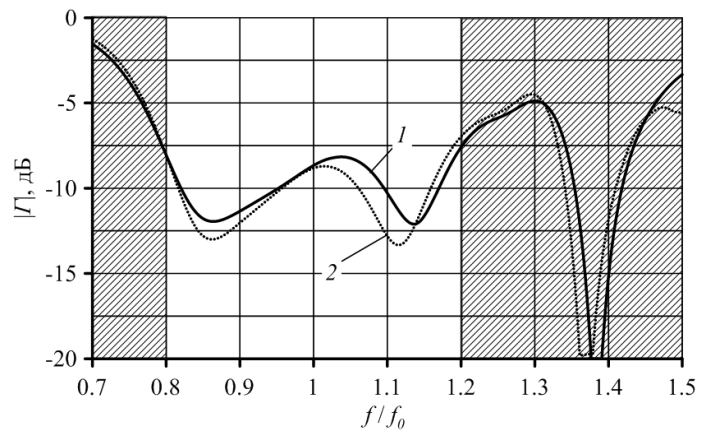
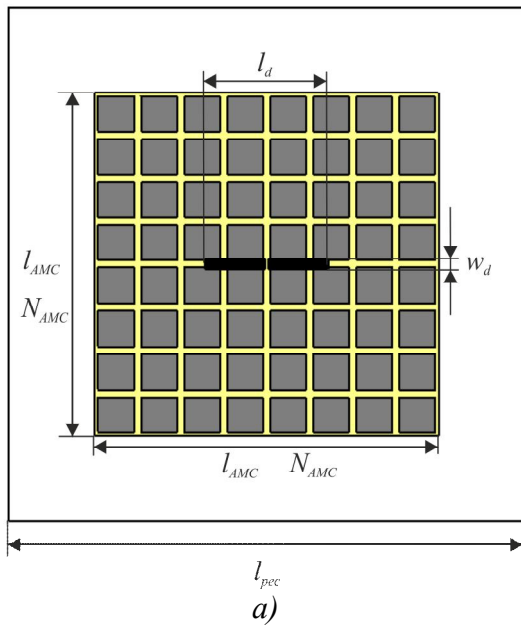
а)



б)

Рисунок 3.16 – Единичная ячейка АМС структуры в виде печатного прямоугольного элемента.

На рисунке 3.17 *а* приведен общий вид вибраторного излучателя на АМС структуре в виде печатного прямоугольного элемента. Параметры вибраторного излучателя на АМС структуре: длина $l_d = 0.45\lambda_0$, ширина $w_d = 0.01\lambda_0$, высота над АМС структурой $0.0025\lambda_0$, ширина зазора между плечами $0.01\lambda_0$. Число ячеек структуры $N_{АМС} \times N_{АМС} = 8 \times 8$ (64 ячейки, $1.48\lambda_0 \times 1.48\lambda_0$), размер проводящего экрана $l_{pec} = 1.48\lambda_0$. На рисунке 3.17 *б* приведена зависимость КСВ от частоты. Видно, что рабочая полоса структуры по уровню $КСВ < 2.5$ составляет 40%.

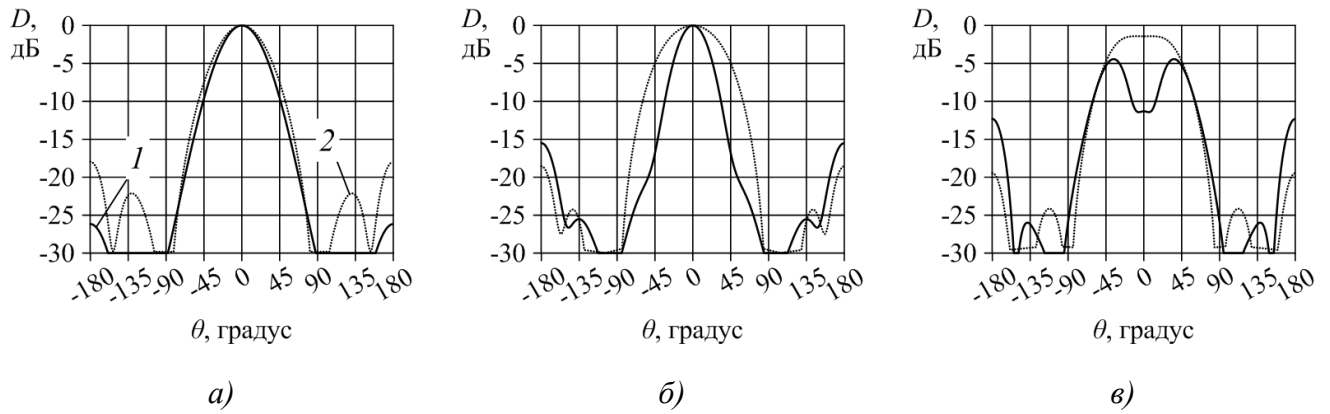


1 – метод КЭ, 2 – метод КРВО

Рисунок 17 – Вибраторный излучатель на основе АМС структуры в виде печатного прямоугольного элемента.

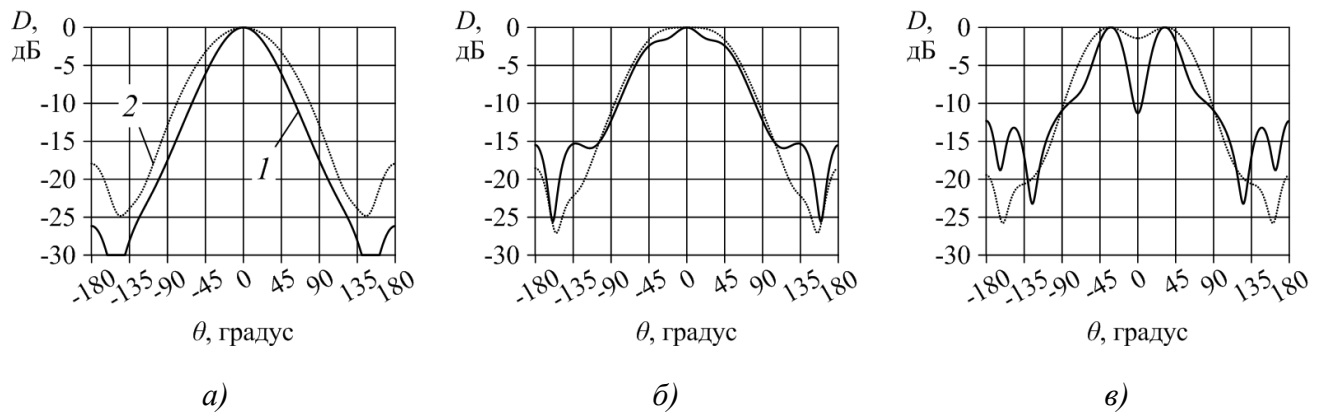
На рисунках 3.18, 3.19 приведены нормированные ДН излучателя на искусственном магнитном проводнике в виде печатного прямоугольного элемента в **Е**-плоскости (рисунок 3.18) и в **Н**-плоскости (рисунок 3.19). Также, для сравнения на рисунках 3.18, 3.19 приведены нормированные ДН вибраторного излучателя на расстоянии $\lambda_0 / 4$ от проводящего экрана. Отметим образование провала в **Н**-плоскости ДН излучателя на АМС структуре на частоте $1.195 f / f_0$ ($D(\theta = 0^\circ) = -11$ дБ).

На рисунке 3.20 *а*) приведены зависимости нормированной ДН в нормальном направлении ($D(\theta = 0^\circ)$) от частоты излучателя на АМС структуре. Видно, что начиная с частоты $1.04 f / f_0$ наблюдается провал в нормальном направлении ДН и полная полоса структуры составляет 26%.



1 – излучатель на AMC структуре; 2 – излучатель на расстоянии $\lambda_0 / 4$ от проводящего экрана

Рисунок 3.18 – Диаграмма направленности вибраторного излучателя **E**-плоскости: а) – $0.805 f / f_0$; б) – $1.0 f / f_0$; в) – $1.195 f / f_0$.



1 – излучатель на AMC структуре; 2 – излучатель на расстоянии $\lambda_0 / 4$ от проводящего экрана

Рисунок 3.19 – Диаграмма направленности вибраторного излучателя в **H**-плоскости: а) – $0.805 f / f_0$; б) – $1.0 f / f_0$; в) – $1.195 f / f_0$.

В [92] показано, что образование провала в **H**-плоскости ДН излучателя обусловлено равенством длины конечной AMC структуры и резонансной длины волны TE моды, распространяющейся вдоль AMC. Рассматривая искусственную магнитную структуру конечного размера как резонатор, можно записать условия резонанса TE волны:

$$\beta_{TE} l_{AMC} = p\pi, p = 1, 2, \dots \quad (3.13)$$

где β_{TE} – постоянная распространения моды TE_1 , $l_{AMC} = N_{AMC}d$ – длина AMC структуры.

На рисунке 3.20 б) приведено графическое решение уравнения (3.13), определяемое пересечением дисперсионной кривой моды TE_1 , и вертикальной линией, определяемой $2\pi / l_{AMC}$. Видно, что условие резонанса выполняется на частоте $1.04 f / f_0$. На этой же частоте наблюдается и возникновение провала в ДН (рисунок 3.20 а).

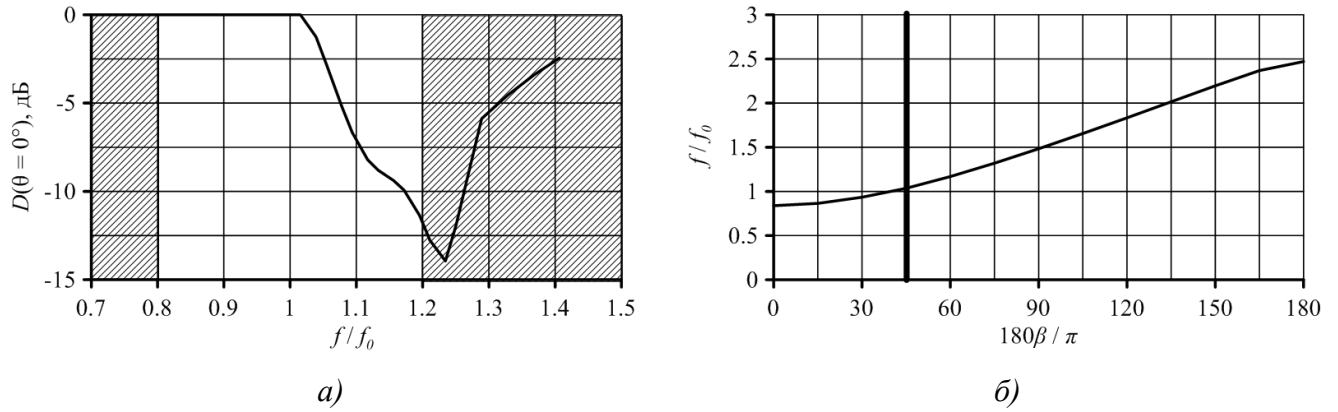
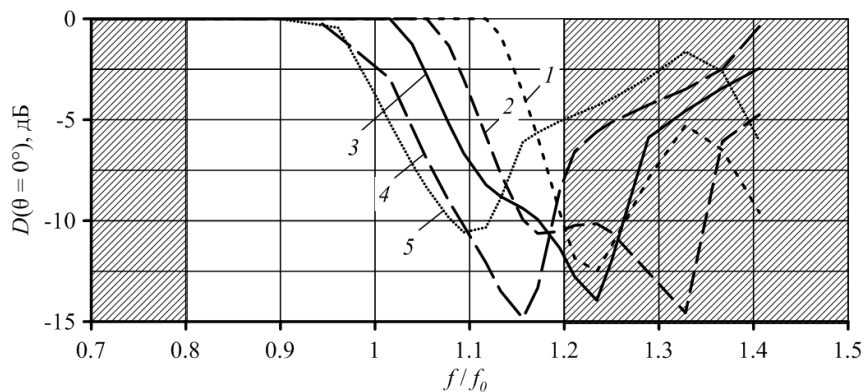


Рисунок 20 – ДН излучателя на АМС структуре.

На рисунке 3.21 приведены зависимости нормированной ДН в нормальном направлении ($D(\theta = 0^\circ)$) от частоты для различного числа ячеек АМС структуры ($N_{АМС} \times N_{АМС} = 6 \times 6, \dots, 10 \times 10$). При увеличении числа ячеек $N_{АМС}$ АМС структуры происходит ухудшение направленных свойств излучателя и уменьшение полной рабочей полосы с 36% (для структуры 6×6) до 19% (для структуры 10×10).



1 – 6×6 , 2 – 7×7 , 3 – 8×8 , 4 – 9×9 , 5 – 10×10

Рисунок 3.21 – Влияние числа ячеек АМС структуры на ДН.

Согласно [92], рабочая полоса излучателя на АМС структуре ограничена возникновением провала в ДН.

3.2.3 Расширение полной полосы излучателя на искусственном магнитном проводнике

Возникновение резонансных эффектов в конечной АМС структуре приводит к ухудшению характеристик направленности и уменьшению полной полосы излучателя. Что ограничивает использование АМС структур для создания низкопрофильных АС. На рисунке 3.22 приведено распределение вектора напряженности электрического поля в \mathbf{H} -плоскости излучателя (рисунок #8 а) на частотах $f/f_0 = 0.805$ и $f/f_0 = 1.09$.

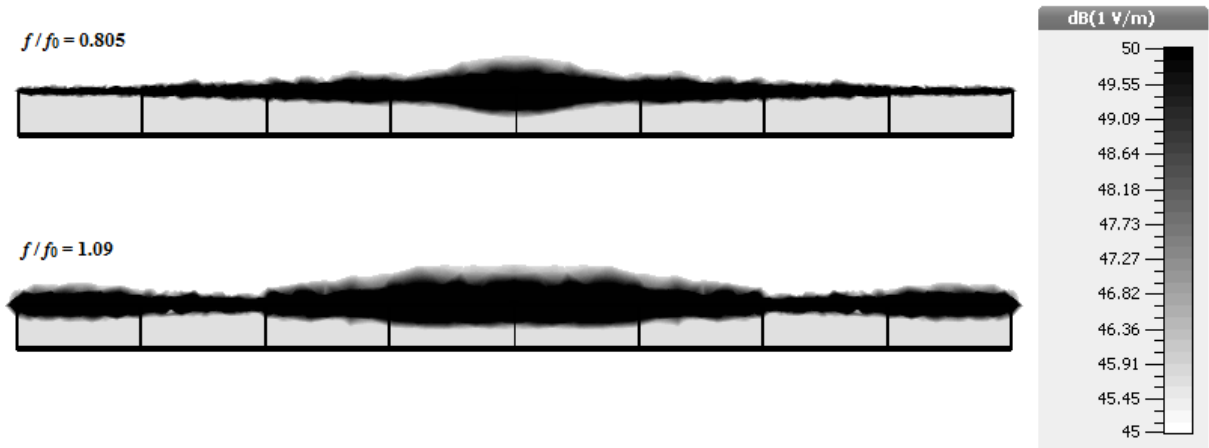
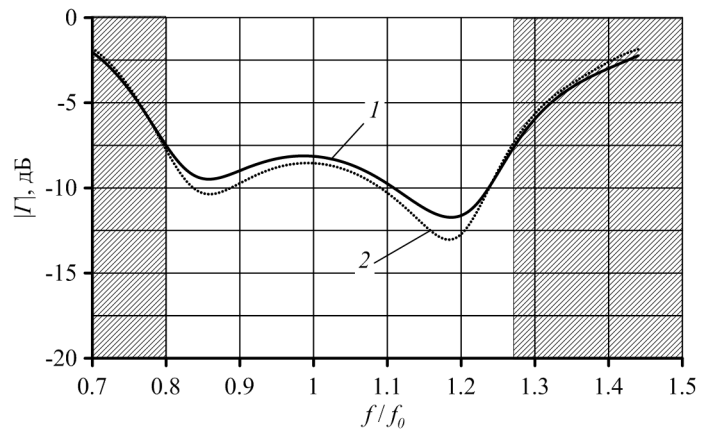
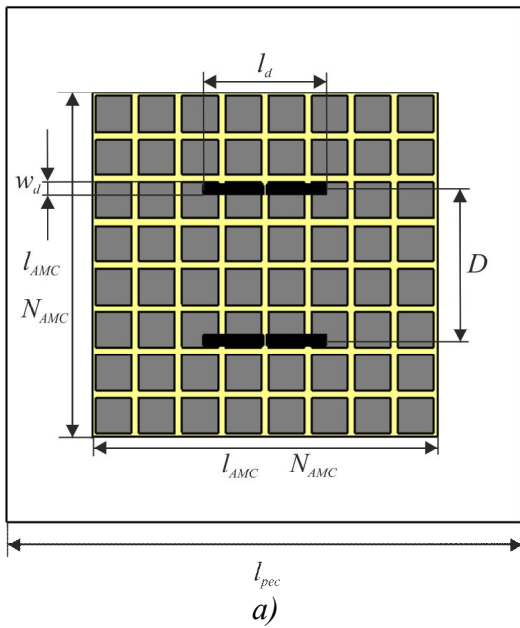


Рисунок 3.22 – Распределение вектора напряженности электрического поля в **H**-плоскости излучателя.

Видно, что на нижней частоте $f/f_0 = 0.805$, ТЕ мода не возбуждается и поле сосредоточено в центре. На верхней частоте $f/f_0 = 1.09$ происходит возбуждение ТЕ волны и амплитуда поля на краях структуры возрастает. Для компенсации поля на краях структуры и устранения провала в ДН, рассмотрим систему из двух вибраторных излучателей, запитываемых синфазно и разнесенных в **H**-плоскости на расстояние $D \sim \lambda_n / 2$ («двойной» излучатель) (рисунок 3.23). Параметры печатных вибраторных излучателей на АМС структуре: длина $l_d = 0.41\lambda_0$, ширина $w_d = 0.015\lambda_0$, высота над АМС структурой $0.001\lambda_0$, ширина зазора между плечами $0.006\lambda_0$, расстояние между вибраторами $D = 0.49\lambda_0$. Параметры АМС структуры: $d = 0.164\lambda_0$, $h = 0.058\lambda_0$, $w = 0.16\lambda_0$, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 1.2$. Число ячеек структуры $N_{АМС} \times N_{АМС} = 8 \times 8$ (64 ячейки, $1.312\lambda_0 \times 1.312\lambda_0$), размер проводящего экрана $l_{pec} = 1.312\lambda_0$.

На рисунке 3.24 приведено распределение вектора напряженности электрического поля в **H**-плоскости излучателя (рисунок 3.23 *a*) на частоте $f/f_0 = 1.09$. Видно, что большая часть поля сосредоточена в центре излучателя.

На рисунках 3.25, 3.26 приведены нормированные ДН сдвоенного излучателя, в **H**-плоскости на расстоянии D на искусственном магнитном проводнике в виде печатного прямоугольного элемента в **E**-плоскости (рисунок 3.25) и в **H**-плоскости (рисунок 3.26). Также, для сравнения на рисунках 3.25, 3.26 приведены нормированные ДН одиночного излучателя на АМС структуре (рисунок 3.27 *a*). Как видно, провал в **H**-плоскости ДН излучателя на АМС структуре на частоте $1.195 f/f_0$ отсутствует.



1 – метод КЭ, 2 – метод КРВО

Рисунок 3.23 – К устранению провала в ДН: а) – общий вид, б) – зависимость КСВ от частоты.

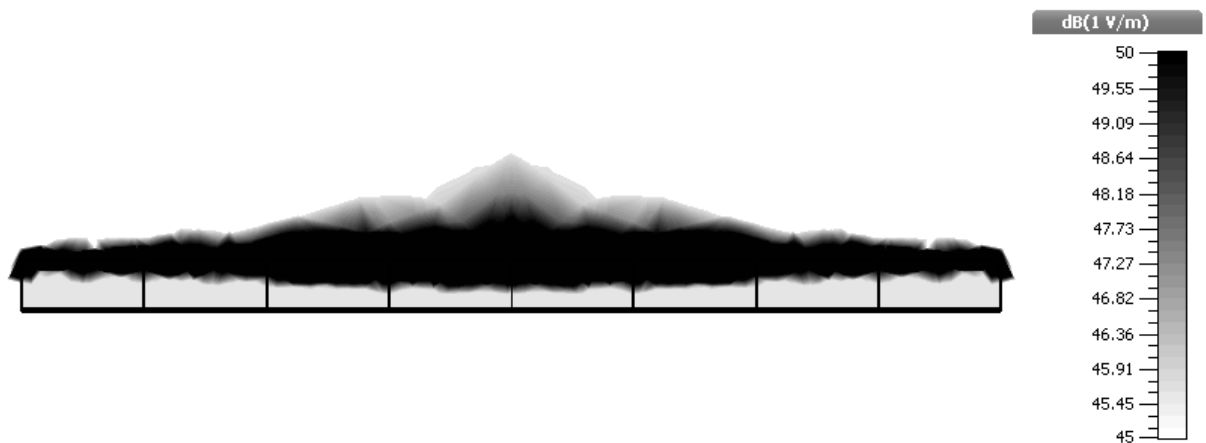
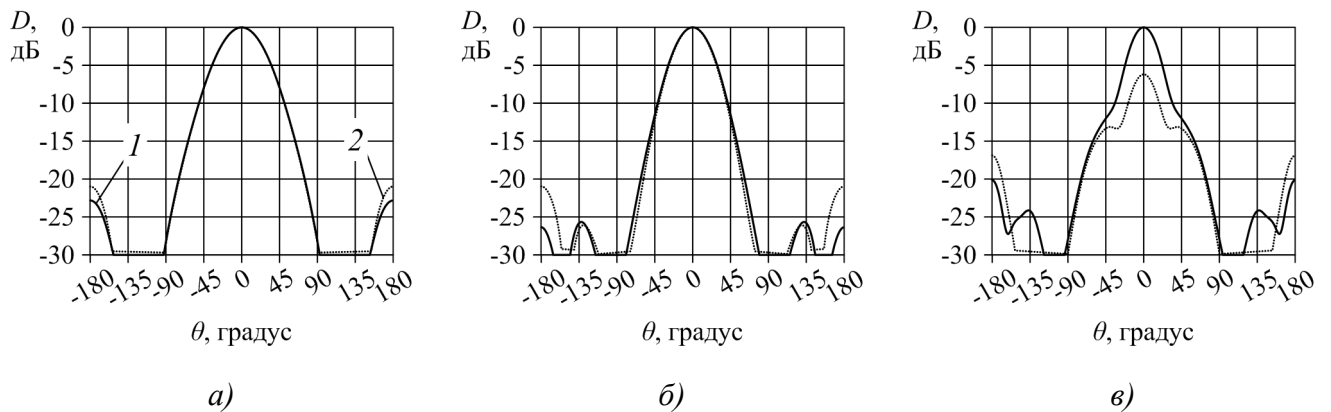
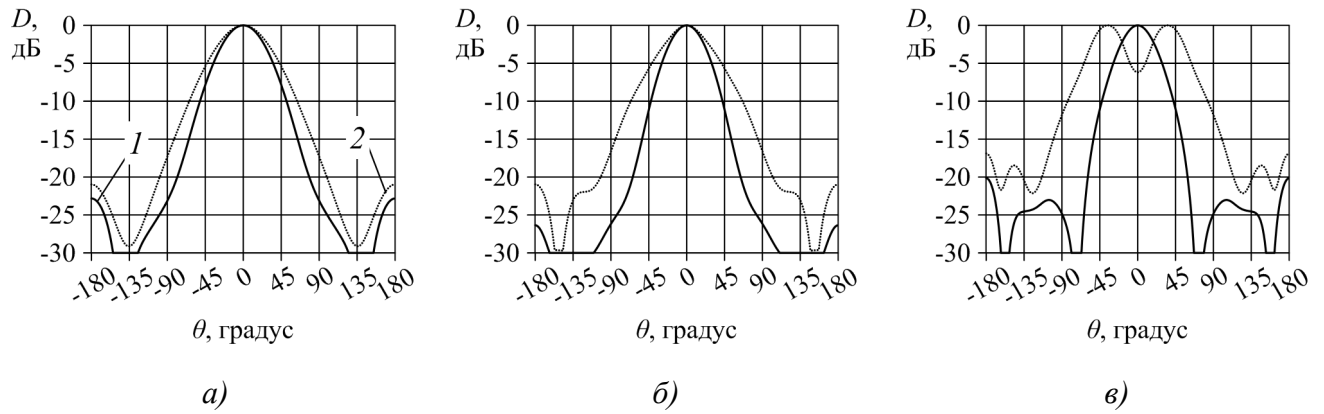


Рисунок 3.24 – Распределение вектора напряженности электрического поля в **H**-плоскости сдвоенного излучателя.



1 – сдвоенный излучатель, 2 – одиночный излучатель

Рисунок 3.25 – Диаграмма направленности излучателя в **E**-плоскости: а) – $0.805 f/f_0$; б) – $1.0 f/f_0$; в) – $1.195 f/f_0$.



1 – двоянный излучатель, 2 – одиночный излучатель

Рисунок 3.26 – Диаграмма направленности излучателя в **H**-плоскости: а) – $0.805 f/f_0$; б) – $1.0 f/f_0$; в) – $1.195 f/f_0$.

На рисунке 3.27 приведены нормированные ДН излучателя, в **H**-плоскости для различных значений расстояния D между элементами на частоте $1.195 f/f_0$. При увеличении расстояния D происходит уменьшение провала ДН с -6 дБ до 0 дБ. При $D = 0.82\lambda_0$ в ДН наблюдается рост уровня боковых лепестков (-3.2 дБ). Наиболее чистая ДН излучателя соответствует $D = 0.49\lambda_0$ ($D = 3.5d$).

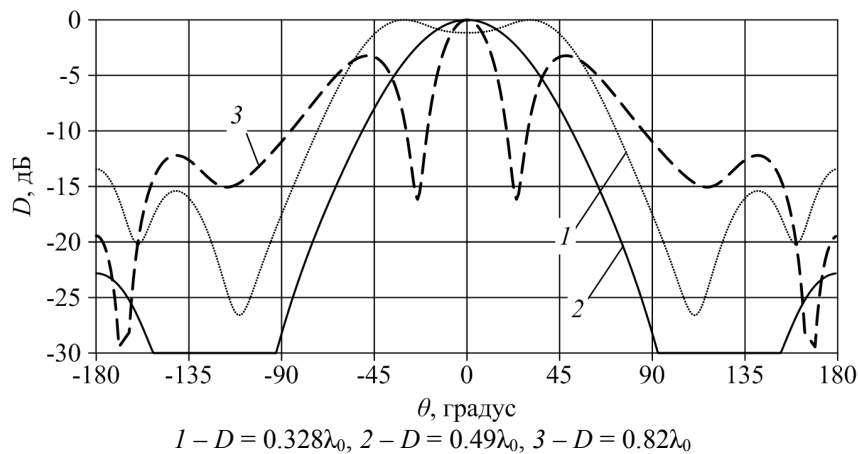


Рисунок 3.27 – Диаграмма направленности излучателя в **H**-плоскости на частоте $1.195 f/f_0$.

3.3 Низкопрофильная конформная двухполяризационная антенная система на основе искусственного магнитного проводника

В авиационных комплексах одним из важных параметров является высота профиля антенны (особенно для антенн метрового и дециметрового диапазона), что является важным для сохранения аэродинамики носителя. На рисунке 28 приведен пример такой антенной

системы, устанавливаемой на фюзеляже летательного аппарата (рисунок 3.28 *а, б*). Антенная система состоит из двух излучателей ВГ (излучатель горизонтальной поляризации) и ВВ (излучатель вертикальной поляризации) (рисунок 28 *в*).

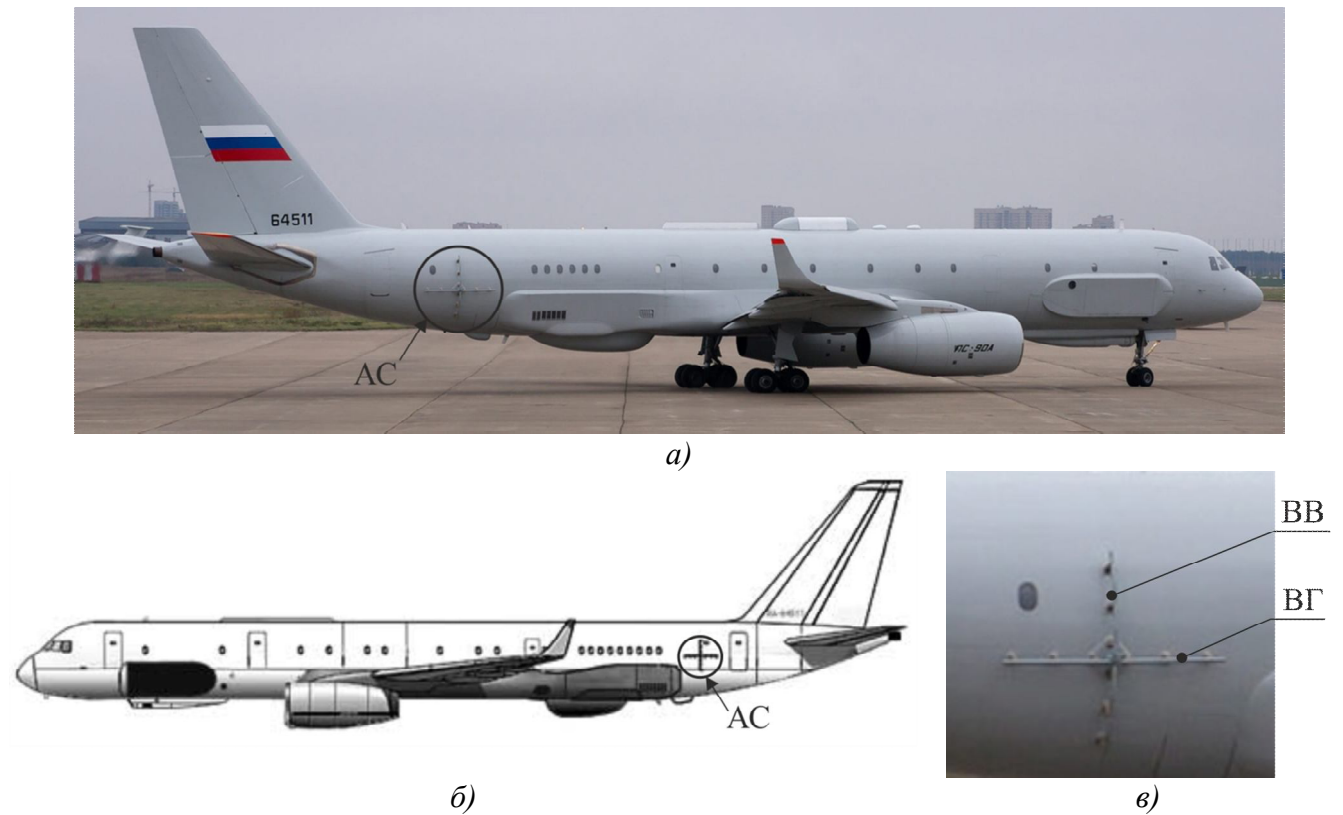


Рисунок 3.28 – самолет-носитель антенной системы: *а, б*) – общий вид самолета-носителя, *в*) – антенная система.

Основными требованиями к антенной системе являются:

- центральная частота полосы рабочих частот: $f_0 = 128$ МГц;
- рабочая полоса частот: $\Delta f = 50$ МГц (39%);
- значение КСВ в полосе рабочих частот: $КСВ \leq 2.5$;
- развязка между ортогональными поляризациями: не более -25 дБ;
- ширина диаграммы направленности: в **Е** плоскости $\Delta\theta_{-3дБ} = 60^\circ$, в **Н** плоскости $\Delta\theta_{-3дБ} = 50^\circ$;
- уровень заднего излучения: не более -15 дБ;
- обеспечение минимального профиля (высоты) антенной системы над экраном при обеспечении заданных требований.

Рассмотрим возможность построения антенной системы на основе искусственного магнитного проводника, удовлетворяющей указанным требованиям. На рисунке 3.29 приведена геометрия решаемой задачи. В качестве излучателей выбраны печатные вибраторные

излучатели **ВГ** (вибраторы горизонтальной поляризации), **ВВ** (вибраторы вертикальной поляризации): длина печатных вибраторных излучателей $l_{dh} = l_{dv} = 848$ мм, ширина $w_{dh} = w_{dv} = 12$ мм. Основание печатных вибраторных излучателей толщиной $h_d = 2$ мм имеет диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_d = 2$. Излучатели размещены на искусственном магнитном проводнике 2 с параметрами: высота АМС подложки $h = 163$ мм и диэлектрическая проницаемость основания АМС $\varepsilon = 1.1$, горизонтальный и вертикальный размеры АМС подложки $l_h = 2560$ мм и $l_v = 2560$ мм соответственно. АМС подложка состоит из 64 единичных ячеек (8×8) с периодом $d_h = d_v = 320$ мм. Антенная система (вибраторы + АМС) размещается на проводящей цилиндрической платформе (фюзеляж) 1 радиуса $r_f = 1,9$ м и имеет размер больший, чем АМС структура.

С учетом результатов, полученных в пунктах 2.3.1, 2.3.2, 2.3.3 главы 3 выбран искусственный магнитный проводник на основе печатного прямоугольного элемента для контроля диаграммы направленности в **Е** плоскости излучателя. Для контроля ДН в **Н** каждый из излучателей **ВГ** и **ВВ** состоит из двух диполей, разнесенных на расстояние $T_h = T_v = 3.5 \cdot d_h = 3.5 \cdot d_v = 1120$ мм друг от друга. Расчет проводился методом КЭ. Количество ячеек для моделирования составляло 2.1 млн., для расчета требовалось 21.6 ГБ памяти. Время одного расчета при использовании 8 ядер ЦПУ с тактовой частотой 2.7 ГГц составляло 9 часов.

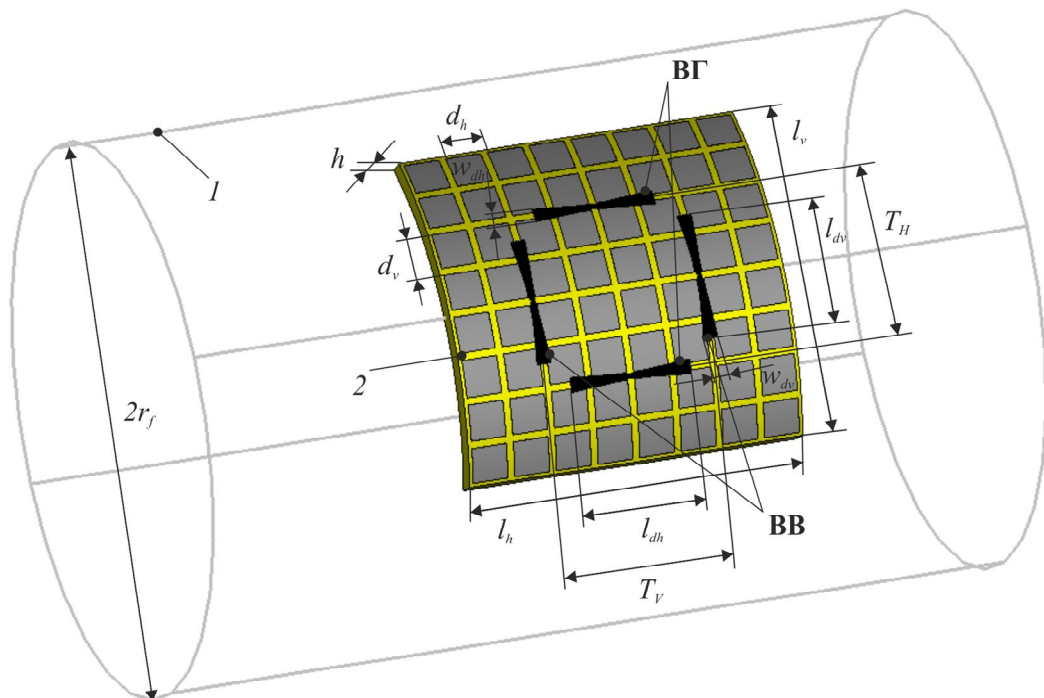
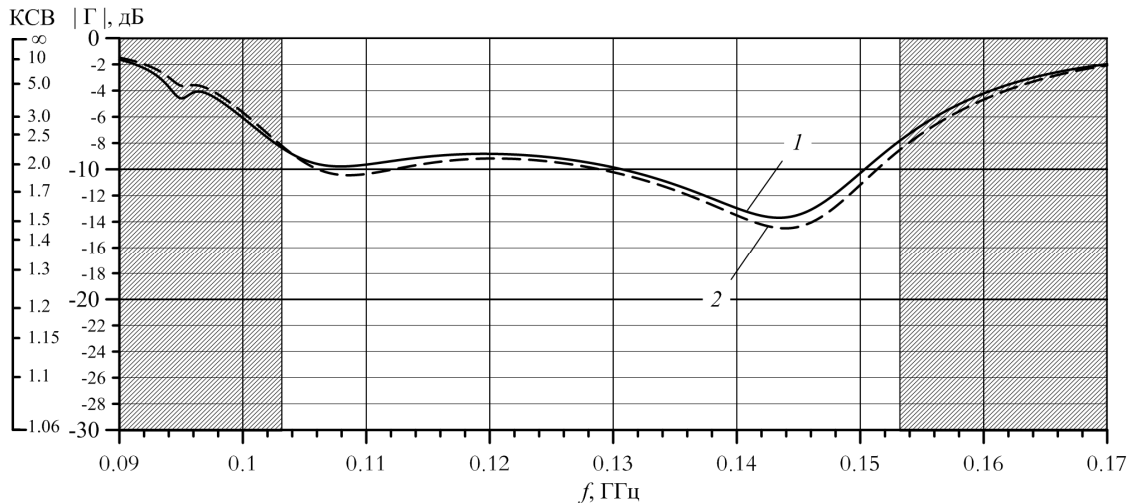


Рисунок 3.29 – Антенная система на основе искусственного магнитного проводника.

Для возбуждения излучателей **ВВ** и **ВГ** использовались два делителя Уилкинсона, выполненные на отрезках коаксиального кабеля. Внутренний проводник подключается к одному из плеч вибраторного излучателя, а внешний – к другому плечу (см. главу 4 рисунок 4.11).

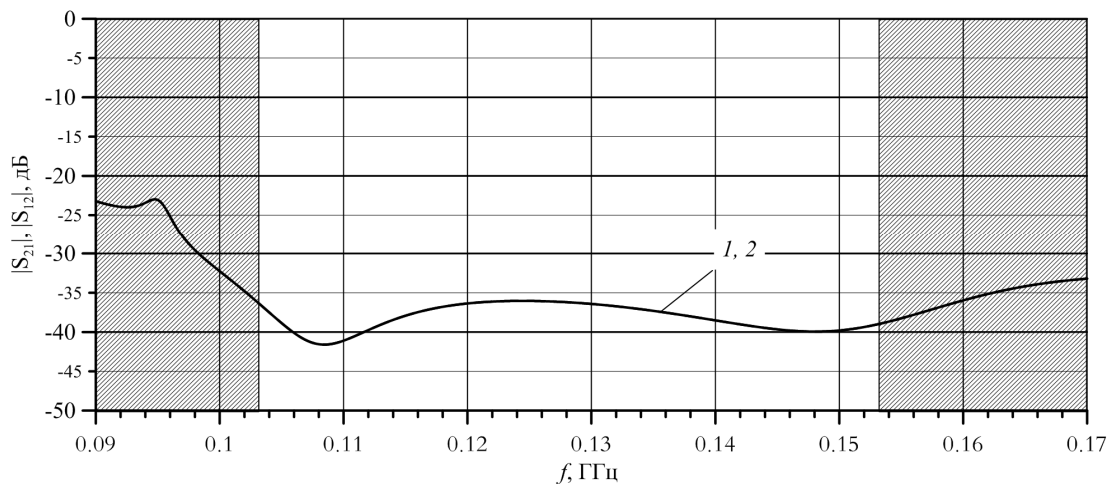
На рисунке 3.30 приведены графики зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от частоты излучателей **ВГ** и **ВВ** разработанной антенной системы, а также антенны-прототипа. Видно, что КСВ разработанной антенной системы в рабочей полосе частот не превышает значения 2.1.



1 –излучатель ВГ, 2 – излучатель ВВ

Рисунок 3.30– Зависимость модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ от частоты излучателей.

На рисунке 3.31 приведены зависимости S_{12} , S_{21} , характеризующих взаимное влияние излучателя **ВГ** на излучатель **ВВ** и излучателя **ВВ** на излучатель **ВГ** от частоты (развязка в кроссполяризованных каналах) разработанной антенной системы. Видно, что $|S_{12}|$, $|S_{21}|$ разработанной антенной системы в рабочей полосе частот не превышает значения -39 дБ.

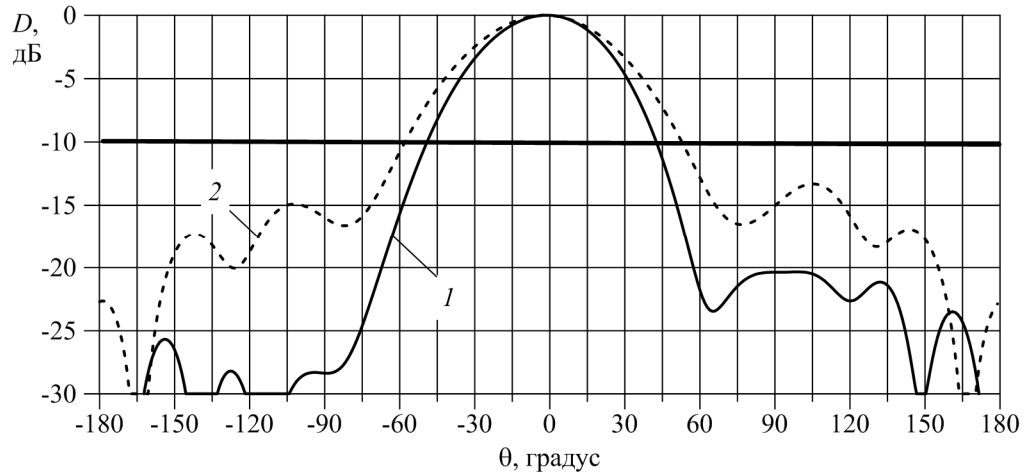


1 –излучатель ВГ, 2 – излучатель ВВ

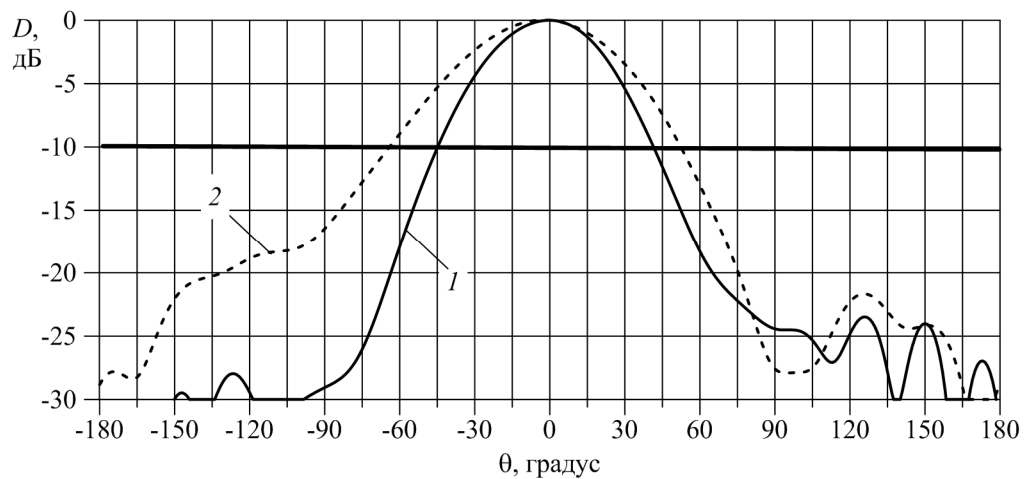
Рисунок 3.31 – Зависимость взаимовлияния излучателей от частоты.

На рисунке 3.32, приведены зависимости нормированных ДН излучателя горизонтальной поляризации ВГ (линия 1) и излучателя вертикальной поляризации ВВ (линия 2) разработанной антенной системы в Е плоскости для различных частот. Видно, что значение заднего излучения разработанной антенной системы не превышает значения -10 дБ.

$f = 103$ МГц
 кривая 1:
 $D_0 = 10.2$ дБ
 $\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 52.5^\circ$



$f = 128$ МГц
 кривая 1:
 $D_0 = 11$ дБ
 $\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 47.3^\circ$



$f = 153$ МГц
 кривая 1:
 $D_0 = 11.9$ дБ
 $\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 39.6^\circ$

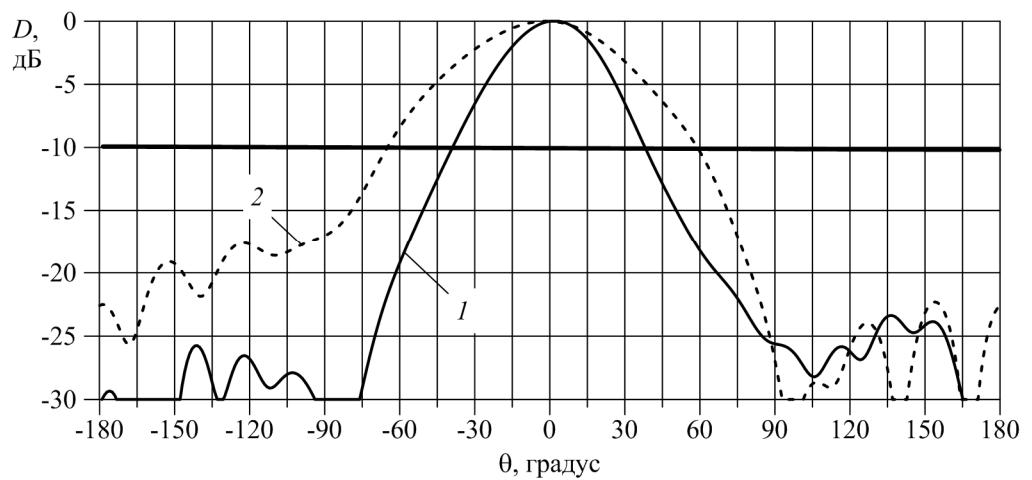
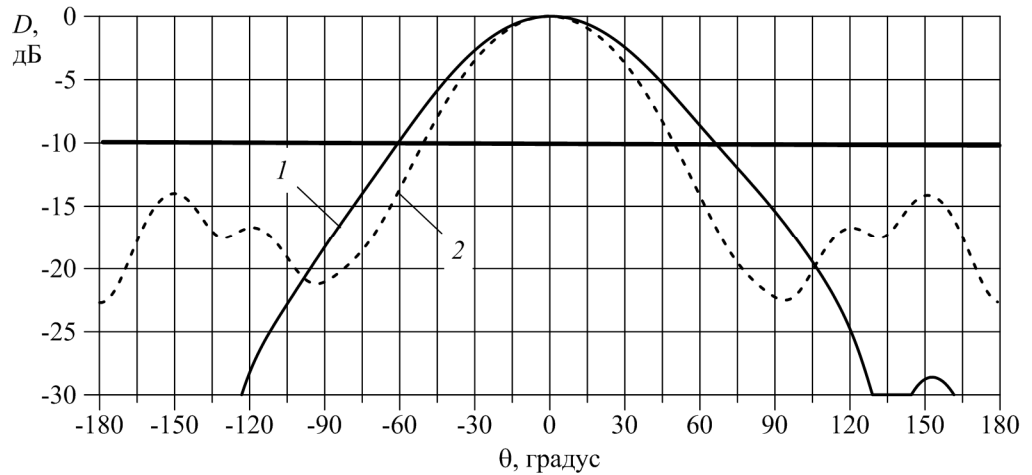


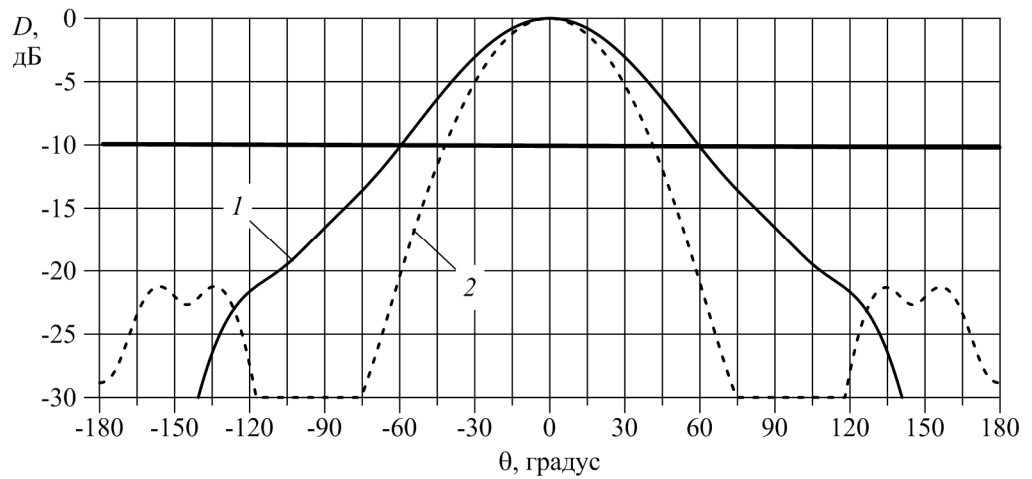
Рисунок 3.32 – ДН АС в Е-плоскости.

На рисунке 3.33, приведены зависимости нормированных ДН излучателя горизонтальной поляризации ВГ (линия 1) и излучателя вертикальной поляризации ВВ (линия 2) разработанной антенной системы в **Н**-плоскости для различных частот. Видно, что значение заднего излучения разработанной антенной системы не превышает значения -10 дБ.

$f = 103$ МГц
 кривая 1:
 $D_0 = 10.2$ дБ
 $\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 65.1^\circ$



$f = 128$ МГц
 кривая 1:
 $D_0 = 11$ дБ
 $\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 59.4^\circ$



$f = 153$ МГц
 кривая 1:
 $D_0 = 11.9$ дБ
 $\Delta\theta_{-3\text{дБ}} = 55.9^\circ$

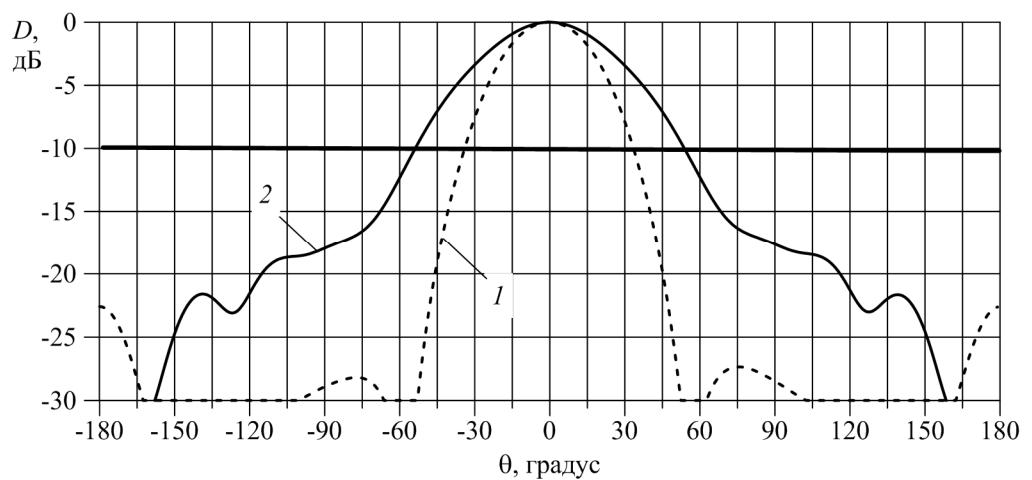


Рисунок 3.33 – ДН АС в **Н**-плоскости.

На рисунках 3.34, 3.35 приведены трехмерные ДН излучателя горизонтальной поляризации ВГ (рисунок 3.34) и излучателя вертикальной поляризации ВВ (рисунок 3.35) разработанной антенной системы для различных частот.

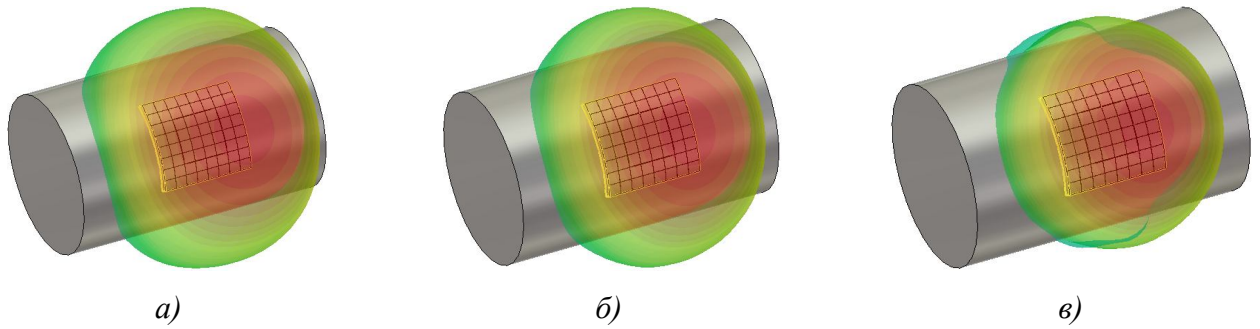


Рисунок 3.34 – Трехмерные ДН излучателя ВГ: а) – 103 МГц; б) – 128 МГц; в) – 153 МГц.

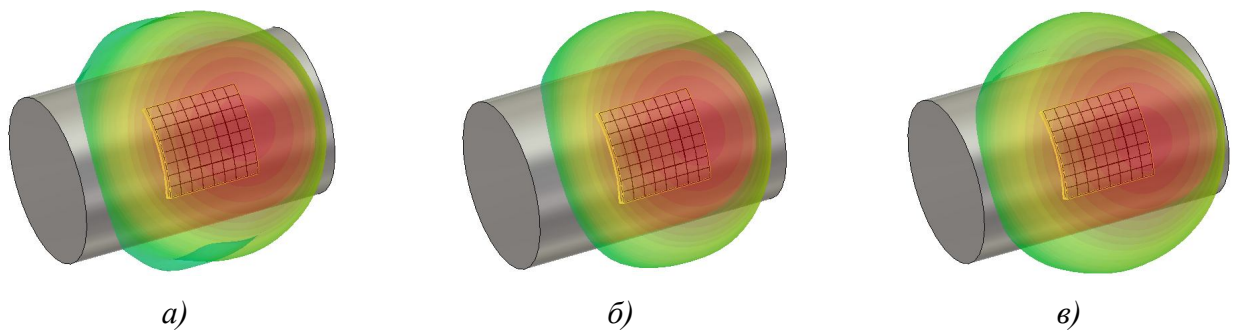


Рисунок 3.35 – Трехмерные ДН излучателя ВВ: а) – 103 МГц; б) – 128 МГц; в) – 153 МГц.

В таблице 3.1 приведены высота профиля, продольные размеры, полоса рабочих частот и поляризация для известных из литературы (см. 3.1.1) низкопрофильных АС и для разработанной АС. Разработанная АС имеет более широкую рабочую полосу частот и достаточно низкую высоту профиля в сравнении с разработками [74, 75, 79-87]. Варианты [77, 88] являются однополяризационными и, при переходе к двухполяризационным решениям, возможно уменьшение полной полосы рабочих частот вследствие деградации ДН [91, 92]. АС, приведенная в работе [77], выполнена на диэлектрическом основании с $\epsilon = 3.5$. Уменьшение значения диэлектрической проницаемости подложки и расширение полосы рабочих частот приведет к ухудшению ее направленных свойств.

Таблица 3.1 – К сравнению низкопрофильных АС.

Статья	Высота профиля	Продольные размеры	Рабочая полоса частот	Поляризация
[74]	$0.059\lambda_0$	$0.64\lambda_0 \times 0.7\lambda_0$	6%	однополяризационная
[75]	$0.14\lambda_0$	$0.33\lambda_0 \times 0.45\lambda_0$	16.8%	однополяризационная
[79]	$0.012\lambda_0$	$0.54\lambda_0 \times 0.54\lambda_0$	18%	однополяризационная
[80]	$0.029\lambda_0$	$1.62\lambda_0 \times 1.62\lambda_0$	24.4%	однополяризационная
[83]	$0.1\lambda_0$	$0.659\lambda_0 \times 0.374\lambda_0$	42%	однополяризационная
[83]	$0.1\lambda_0$	$0.475\lambda_0 \times 0.396\lambda_0$	40%	однополяризационная
[84]	$0.1\lambda_0$	$1.2\lambda_0 \times 1.2\lambda_0$	8.41%	однополяризационная

[85]	$0.05\lambda_0$	$1.3\lambda_0 \times 1.7\lambda_0$	20.45%	однополяризацияционная
[86]	$0.063\lambda_0$	$1.02\lambda_0 \times 0.82\lambda_0$	5%	однополяризацияционная
[77]	$0.041\lambda_0$	$0.71\lambda_0 \times 0.53\lambda_0$	36% (КСВ<2.5)	однополяризацияционная
[88]	$0.133\lambda_0$	$1.17\lambda_0 \times 1.9\lambda_0$	86.48%	однополяризацияционная
[76]	$0.057\lambda_0$	$0.69\lambda_0 \times 0.69\lambda_0$	33% (КСВ<2.5)	двухполяризацияционная
[87]	$0.12\lambda_0$	$2.52\lambda_0 \times 2.52\lambda_0$	36.7%	двухполяризацияционная
Разработанная АС	$0.07\lambda_0$	$1.1\lambda_0 \times 1.1\lambda_0$	39% (КСВ<2.1)	двухполяризацияционная

Выводы

1. Выявлены особенности конечных структур со свойствами искусственного магнитного проводника и близко расположенным источником (АС) в зависимости от их реализации. В случае структуры типа «грибы», расположенной на проводящем экране размером большим, чем АМС структура, эти особенности проявляются в деградации ДН АС в Е-плоскости и возникновении провалов в нормальном направлении ДН. Показано, что деградация ДН АС в согласованной полосе рабочих частот обусловлена излучением вертикальных проводников АМС структуры. Рассмотрены особенности ДН АС в Н-плоскости, расположенных на планарных АМС структурах, вызванные равенством длины конечной АМС структуры и резонансной длины волны ТЕ моды. Разработан метод устранения провала в ДН АС расположенной на планарной АСМ структуре, путем использования системы из «сдвоенного» излучателя, состоящего из двух вибраторов, запитываемых синфазно и разнесенных на расстояние $D \sim \lambda_{\pi} / 2$ в плоскости провала.

2. Разработаны композитные структуры со свойствами искусственного магнитного проводника, предложены и обоснованы их электродинамические модели и проведено полноволновое моделирование в составе АС, показавшее возможность снижения высоты профиля двухполяризацияционных антенных систем. В частности, комплексная разработка низкопрофильных конформных двухполяризацияционных антенных систем ОВЧ диапазона ($\lambda_0 = 2.3$ м) авиационного комплекса землеобзора с искусственным магнитным проводником позволяет снизить высоту профиля излучателя антенной системы до 0.08 длины волны при обеспечении полосы рабочих частот 40% по уровню КСВ ≤ 2 , развязки в кроссполяризацияционных каналах менее -25 дБ и низком уровне заднего излучения (менее -10 дБ в рабочем диапазоне АС), что позволяет улучшить радиотехнические характеристики АС и сохранить аэродинамические свойства летательного аппарата.

4 Периодические СВЧ композитные структуры со свойствами электромагнитной запрещенной зоны

Наличие диэлектрических слоев в печатных ФАР приводит к поддержанию поверхностных волн (как ТМ, так и ТЕ), которые могут привести к ухудшению как частотных, так и сканирующих свойств антенной системы [93-95]. Периодические СВЧ композитные структуры с электромагнитной запрещенной зоной позволяют устранить появление поверхностной волны и улучшить характеристики ФАР.

Решение целого ряда практических задач требует использования низкопрофильных двухполяризационных сложных антенных систем (АС) с высокой развязкой по поляризации и с низким взаимным влиянием рядом расположенных АС. Эту задачу можно решить, используя структуры со свойствами *поверхности с высоким импедансом – искусственного магнитного проводника (artificial magnetic conductor – AMC)* и *электромагнитной запрещенной зоны (electromagnetic bandgap structure–EBG)*. Такие структуры применяются для подавления поверхностных волн, уменьшения поперечных размеров и взаимного влияния между элементами в антенных системах.

4.1 К концепции структуры (поверхности) подавления поверхностных волн

Пусть поверхностная волна распространяется вдоль планарного интерфейса с изотропным поверхностным импедансом Z_S (рисунок 4.1). Тогда на поверхности $x=0$ выполняется следующее граничное условие [41]:

$$\mathbf{E}_\tau = Z_S \mathbf{x}_0 \times \mathbf{H}. \quad (4.1)$$

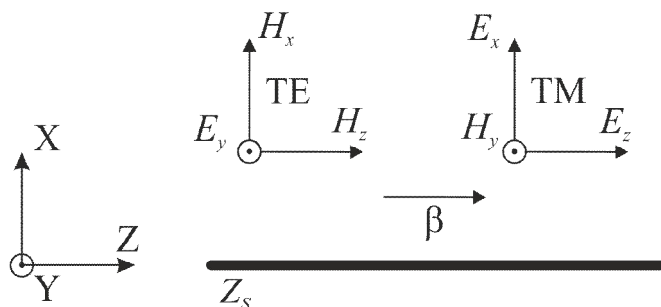


Рисунок 4.1 – К структуре поверхностной волны.

В декартовой системе координат для ТМ-волны отличны от нуля компоненты E_z, E_x, H_y , а для ТЕ-волны – компоненты H_z, H_x, E_y , а (4.1) принимает вид

$$E_z = Z_s H_y \text{ — для ТМ-волн; } E_y = -Z_s H_z \text{ — для ТЕ-волн.} \quad (4.2)$$

Полагаем, что при $x > 0$ параметры среды ε_0, μ_0 , постоянная распространения вдоль оси Z равна β , а волна должна убывать с постоянной затухания α в направлении оси x . Обращаемся к ТЕ волнам, для которых компоненту E_y , можно представить в виде

$$E_y = A e^{-\beta z - \alpha x}. \quad (4.3)$$

Поскольку каждая из компонент поля удовлетворяет уравнению Гельмгольца

$$(\nabla^2 + k_0^2) E_y = 0, \quad (4.4)$$

то из (4.3), (4.4) имеем

$$\alpha^2 - \beta^2 + k_0^2 = 0. \quad (4.5)$$

Магнитное поле определяется из уравнения Максвелла $\mathbf{H} = -\frac{1}{i\omega\mu_0} \nabla \times \mathbf{E}$, что даёт

$$H_z = \frac{\alpha}{i\omega\mu_0} E_y. \quad (4.6)$$

Привлекая граничные условия (4.2), имеем для ТЕ-волн

$$\alpha = \frac{-i\omega\mu_0}{Z_s}. \quad (4.7)$$

Откуда, привлекая (4.2), получаем для постоянной распространения ТЕ волн

$$\beta = \sqrt{k_0^2 - \frac{\omega^2 \mu_0^2}{Z_s^2}} = k_0 \sqrt{1 - \frac{\eta_0^2}{Z_s^2}}, \quad (4.8)$$

где $k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$.

Аналогичные соотношения можно получить и для ТМ-волн:

$$\alpha = -i\omega\varepsilon_0 Z_s, \quad (4.9)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{1 - \frac{Z_s^2}{\eta_0^2}}. \quad (4.10)$$

Проанализируем выражения (4.7)-(4.10). Поскольку из (4.3) следует, что постоянная распространения поверхностных волн β действительная величина, то в соответствии с (4.8), (4.10) поверхностный импеданс Z_s — мнимая величина, а постоянной затухания α — действительная (см. формулы (4.7), (4.9)). Более того, из (4.3) и (4.7), (4.9) следует, что только индуктивный поверхностный импеданс $Z_s = i\omega L$ может поддерживать ТМ поверхностные

волны, и только поверхности с отрицательным реактивным сопротивлением – ТЕ волны. В противном случае возникают волны, излучаемые с поверхности (вытекающие волны).

Если период структуры меньше длины волны для объяснения механизма функционирования структуры типа «грибы» (рисунки 3.11, 4.4) рассмотрим далее модель для эквивалентного поверхностного импеданса в виде параллельного резонансного контура [70]:

$$Z_s = \frac{i\omega L}{1 - \omega^2 CL}, \quad (4.11)$$

где $L = \mu_a h$, $C = \frac{w\varepsilon_0(1+\varepsilon)}{\pi} ch^{-1} \left(\frac{D}{D-w} \right)$ с резонансной частотой $\omega_0 = \sqrt{1/CL}$. Подставив эту модель в (4.8), (4.10) получим дисперсионную характеристику, представленную на рисунке 4.2 ($C=0.9$ пФ, $L=22.5$ нГн).

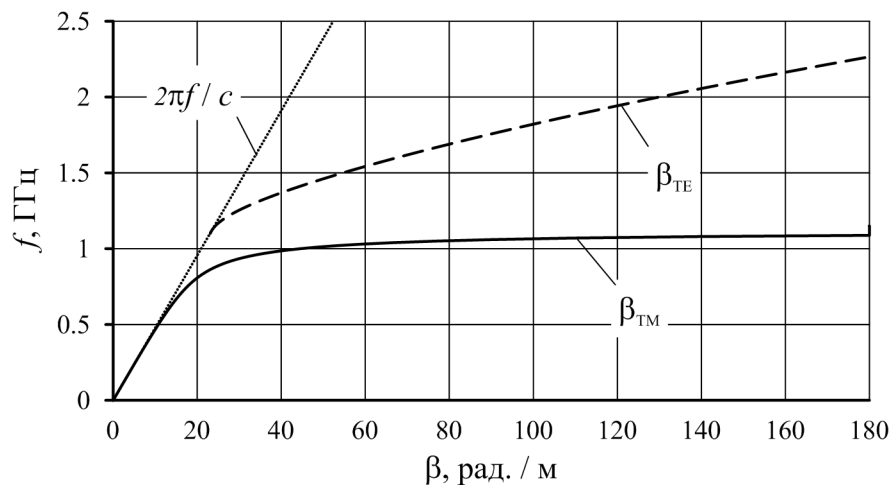


Рисунок 4.2 – Дисперсионная характеристика структуры на модель эквивалентного поверхностного импеданса в виде параллельного резонансного контура.

На низкой частоте сопротивление индуктивно и поддерживаются ТМ волны. Сопротивление на высокой частоте становится емкостным и поддерживаются ТЕ волны. Вблизи резонансной частоты поверхностное сопротивление становится высоким и поверхностные волны не поддерживаются. ТЕ волны, лежащие левее линии $2\pi \cdot f/c$ представляют излучаемые с поверхности волны (вытекающие волны). Модель эквивалентного поверхностного импеданса структуры типа «грибы» в виде (4.7) указывает на особенность структуры типа «грибы» на резонансной частоте, предсказывает ряд полезных характеристик искусственных импедансных структур, но не выявляет полосу частот (forbidden frequency band – полосу частот, соответствующей электромагнитной запрещенной зоне), в которой в такой структуре не распространяются поверхностные волны.

Более аккуратный вид дисперсионной характеристики получается в результате полноволнового моделирования одним из программных комплексов, которые позволяют рассчитать собственные частоты структуры. Дисперсионная характеристика структуры с параметрами $D = 24.96$ мм, $w = 21.6$ мм, $2r = 0.5$ мм, $h = 17.89$ мм и $\varepsilon = 4.5$, полученная методом конечных элементов, представлена на рисунке 4.3.

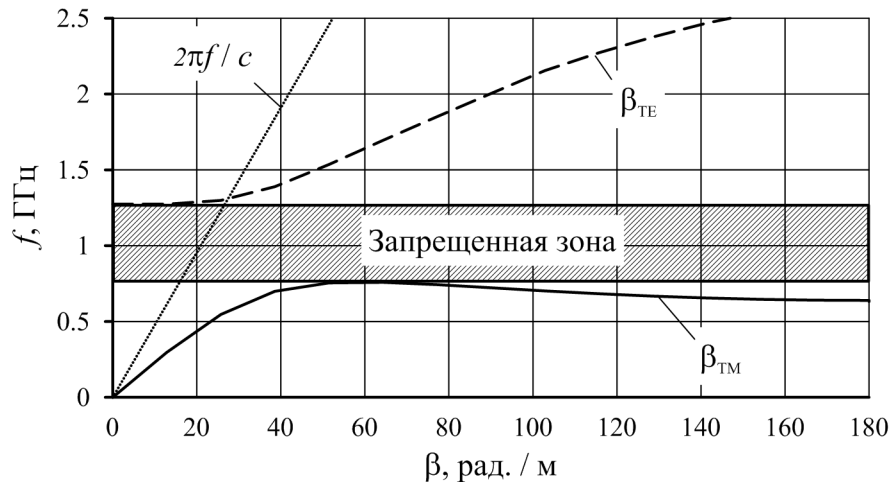


Рисунок 4.3 – Результат полноволнового моделирования дисперсионной характеристики EBG структуры.

4.2 EBG структуры для подавления поверхностных волн и устранения эффекта ослепления в печатных ФАР

Рассмотрим возможность подавления поверхностных волн и устранения эффекта ослепления с помощью ПСК структур с электромагнитной запрещенной зоной. На рисунке 4.4 приведена модель ячейки Флоке печатной вибраторной антенной решетки, расположенной на проводящем экране со слоем диэлектрика (рисунок 4.4 а) и на структуры с высоким импедансом (рисунок 4.4 б).

Соотношение, связывающее постоянную распространения поверхностной волны β в ненагруженном диэлектрическом слое на металлической подложке с постоянными распространения гармоник Флоке по соответствующим осям k_x , k_y [93, 94]:

$$\left(\frac{\beta}{k_0}\right)^2 = \left(\frac{k_x}{k_0}\right)^2 + \left(\frac{k_y}{k_0}\right)^2 = \left(\frac{m}{d_x/\lambda} + u\right)^2 + \left(\frac{n}{d_y/\lambda} + v\right)^2 \quad (4.12)$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны в свободном пространстве d_x , d_y – шаг решётки по соответствующим осям $u = \sin\theta \cos\varphi$, $v = \sin\theta \sin\varphi$ (m, n) – индекс гармоник Флоке.

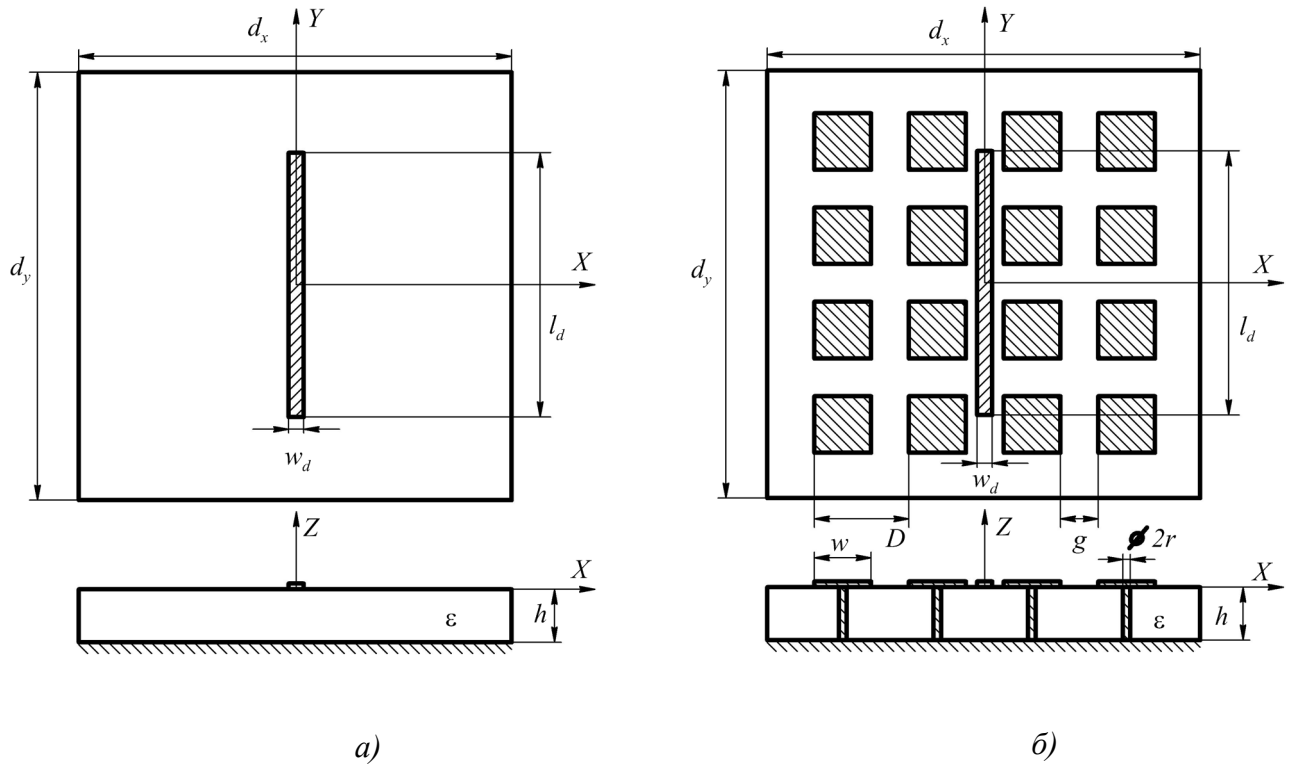


Рисунок 4.4 – Модель ячейки Флоке для печатной вибраторной антенной решетки на: а) – диэлектрической подложке, б) – структуры с высоким импедансом.

Постоянную распространения β для рисунка 4.4 а) можно определить аналитически из уравнений (Приложение А):

$$T_e = k_1 \cos(k_1 h) + ik_2 \sin(k_1 h) = 0 \quad (4.13)$$

или

$$T_m = \epsilon k_2 \cos(k_1 h) + ik_1 \sin(k_1 h) = 0 \quad (4.14)$$

где T_e , T_m – сомножители знаменателя функции Грина для рисунка 4 а), $k_1^2 = \epsilon k_0^2 - \beta^2$, $k_2^2 = k_0^2 - \beta^2$. Решение уравнений (5) и (6) приведено на рисунке 4.5 а) в виде зависимости нормированной постоянной распространения β от толщины подложки h .

Число распространяющихся мод можно найти из условия:

$$N_e : \begin{cases} m+1, m\frac{\pi}{2} < t < (m+1)\frac{\pi}{2} & m = 0, 2, 4, \dots \\ 0, t < \frac{\pi}{2} & \\ m, m\frac{\pi}{2} < t < (m+1)\frac{\pi}{2} & m = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (4.15)$$

где $t = \sqrt{\epsilon - 1}kh$.

В отличие от металлического экрана со слоем диэлектрика, как было показано ранее, сопротивление структуры с электромагнитной запрещённой (рисунок 4.4 б) зоной индуктивно

на низкой частоте и в ней поддерживаются ТМ-волны. Сопротивление на высокой частоте становится ёмкостным и поддерживаются ТЕ-волны. Вблизи резонансной частоты поверхностное сопротивление становится высоким и поверхностные волны не поддерживаются [96-99]. Дисперсионная характеристика структуры, полученная в результате полноволнового моделирования, представлена на рисунок 4.5 б).

Точки Γ , X , M определяют направление распространения, соответствующее зоне Бриллюэна:

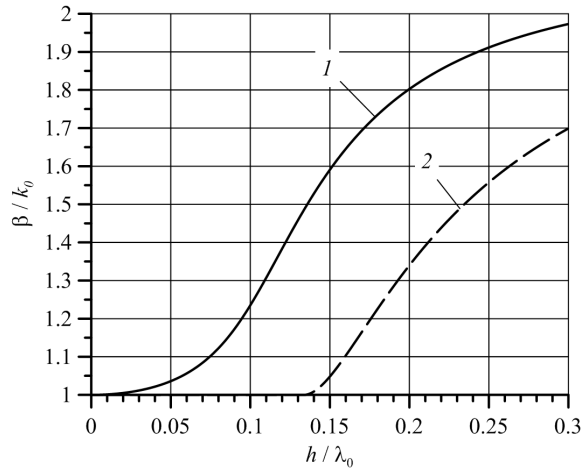
$$\begin{aligned} \Gamma: k_x = 0, k_y = 0 \\ X: k_x = \frac{2\pi}{D}, k_y = 0 \\ M: k_x = \frac{2\pi}{D}, k_y = \frac{2\pi}{D} \end{aligned} \quad (4.16)$$

где k_x, k_y – пространственные частоты, D – период структуры.

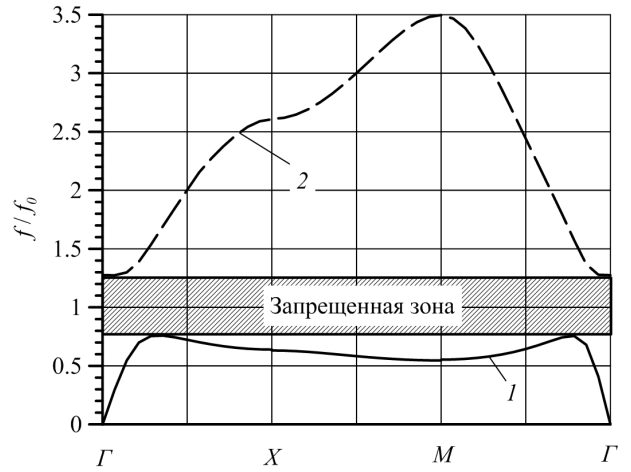
Для иллюстрации эффектов ослепления и его устранения проведено численное моделирование микрополосковой вибраторной печатной АР на диэлектрической подложке (рисунок 4.4 а) и на структуре с электромагнитной запрещенной зоной (рисунок 4.4 б) со следующими параметрами:

- Для диэлектрической подложки: высота подложки $h = 0.125\lambda_0$, длина вибратора $l_d = 0.275\lambda_0$, ширина вибратора $w_d = 0.006\lambda_0$, зазор между плечами вибратора $0.001\lambda_0$, входное сопротивление $Z_{ex} = 50$ Ом, диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 4.5$. Из формулы (4) и рисунка 5 а) угол ослепления: 35° в **E**-плоскости, что соответствует результатам численного расчета.
- Для подложки с электромагнитной запрещенной зоной: высота подложки $h = 0.059\lambda_0$, ширина шляпки $w = 0.072\lambda_0$, период структуры $D = 0.083\lambda_0$, радиус ножки $r = 0.001\lambda_0$, длина вибратора $l_d = 0.275\lambda_0$, ширина вибратора $w_d = 0.006\lambda_0$, зазор между плечами вибратора $0.001\lambda_0$, входное сопротивление $Z_{ex} = 45$ Ом, диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 4.5$.
- Размер ячейки Флоке: $d_x = d_y = 0.5\lambda_0$.

Результаты моделирования методом конечных элементов приведены на рисунке 4.6 в виде парциальных ДН центрального элемента ФАР в **E**-плоскости (рисунок 4.6 а) и в **H**-плоскости (рисунок 4.6 б).



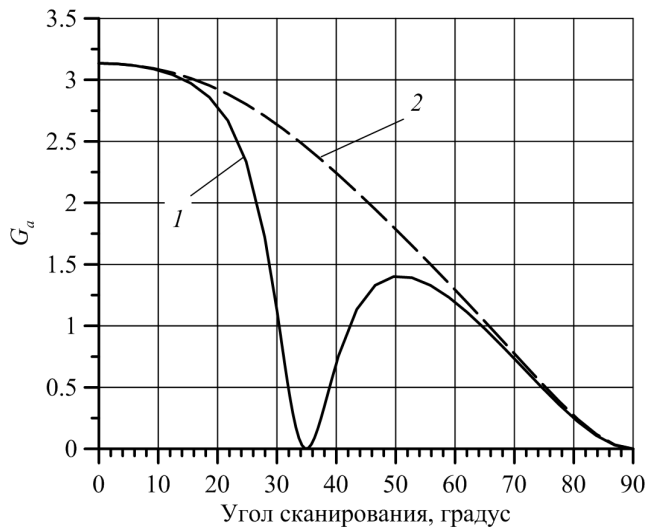
а)



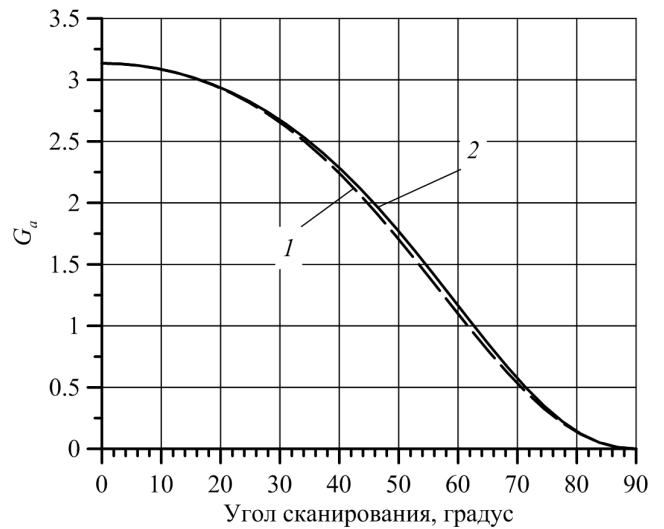
б)

1 – TM_0 ; 2 – TE_1 .

Рисунок 4.5 – Дисперсионные характеристики подложек: а) – нормализованная постоянная распространения диэлектрической подложки, б) – дисперсионная диаграмма структуры с электромагнитной запрещенной зоной.



а)



б)

1 – металлический экран со слоем диэлектрика; 2 – структура с электромагнитной запрещенной зоной.

Рисунок 4.6 – парциальные ДН центрального элемента ФАР: а) – в **E**-плоскости, б) – в **H**-плоскости.

4.3 Печатный вибраторный излучатель на поперечной печатной плате с применением ЕВГ структуры

Рассмотрим практическое обоснование преимуществ технических решений использования ПСК структур с электромагнитной запрещенной зоной в перспективных АФАР.

На основе ПСК структур с электромагнитной запрещенной зоной типа «грибы» разработана электродинамическая модель излучателя для перспективных АФАР функционирующих в X-диапазоне. Использование EBG структуры позволило разместить излучатель на основе симметричного вибратора в печатном исполнении на малом расстоянии (около $\lambda/10$) от металлического экрана, подавить поверхностные волны в подложке и, тем самым, устранить эффект ослепления и расширить диапазон сканирования вибраторного излучателя.

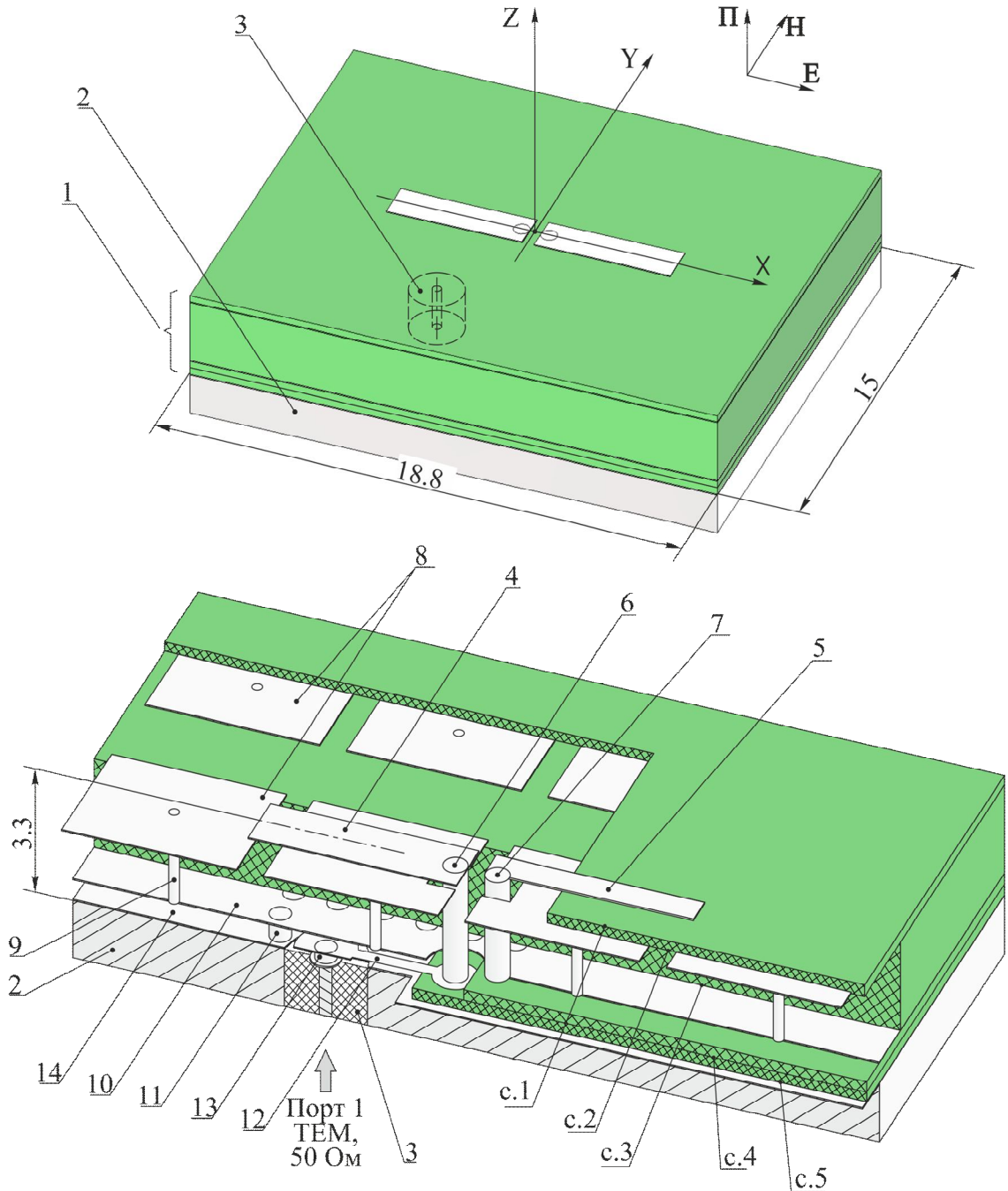
Внешний вид и устройство излучателя показаны на рисунке 4.7. Излучатель состоит из многослойной печатной платы СВЧ 1, закрепленной на металлическом основании 2. Печатная плата СВЧ 1 содержит симметричный вибратор, расположенный над ПСК структурой, а также схему возбуждения вибратора. Металлическое основание 2 служит основным силовым элементом всей системы излучения. Сквозь тыльную сторону металлического основания 2 проходит отрезок 3 линии передачи коаксиального типа, имитирующий оконечное сечение радиочастотного соединителя и служащий для возбуждения излучателя (порт 1, волна типа Т, волновое сопротивление 50 Ом). Контактный металлический штырь, являющийся продолжением центрального проводника отрезка линии передачи 3, входит в переходное отверстие 13 (глухое отверстие с металлизированными стенками) в тыльной стороне печатной платы СВЧ, служащее для подключения излучателя. Контактный металлический штырь соединен с металлизацией отверстия электрически путем пайки.

Проводящий рисунок слоя с.1 (лицевого) печатной платы СВЧ содержит прямоугольные площадки – плечи 4 и 5 (рисунок 4.7) симметричного вибратора. Плечо 4 вибратора – активное, оно через переходное отверстие 6 и полосковое согласующее устройство 12 в слое с.4 проводящего рисунка печатной платы СВЧ соединено с переходным отверстием 13. Излучатель не содержит симметрирующего устройства, в связи с чем плечо 5 вибратора – пассивное, оно возбуждается за счет резонанса током смещения, создаваемым плечом 4.

Проводящий рисунок слоя с.2 печатной платы СВЧ содержит прямоугольные проводящие элементы 8. Площадки 8 соединены металлизированными отверстиями 9 со слоем 3 проводящего рисунка (экраном 10). Слои с.3 и с.5 (экран 14 излучателя) соединены между собой переходными отверстиями 11, эти отверстия также экранируют с боков полосковое согласующее устройство 12 для предотвращения паразитных резонансных явлений в слое материала основания печатной платы СВЧ, заключенном между слоями с.4 и с.5 проводящего рисунка.

Все излучатели системы излучения выполняются на единой печатной плате СВЧ. EBG структура также является общей для всей системы излучения, она регулярная, периодическая.

Основание печатной платы СВЧ выполнено из четырех слоев листового фольгированного композитного материала Taconic TLX-9 (фторопласт, армированный стекловолокном) с относительной диэлектрической проницаемостью 2.5 [100]. Все слои – стандартной толщины: три слоя по 0.25 мм и один – 2.36 мм.



- 1 – печатная плата СВЧ; 2 – металлическое основание; 3 – отрезок линии передачи коаксиального типа; 4, 5 – плечи вибратора; 6, 7 – переходные отверстия – стойки плеч вибратора; 8, 9 – печатные элементы и металлизированные отверстия композитной СВЧ-структуры; 10 – экран композитной СВЧ-структуры; 11 – переходные отверстия между экранными слоями; 12 – полосковое согласующее устройство; 13 – переходное отверстие для подключения излучателя; 14 – экран излучателя

Рисунок 4.7 – Внешний вид и устройство печатного вибраторного излучателя на ЕВГ структуре.

В таблице 4.1 приведены значения геометрических и электрофизических параметров печатного вибраторного излучателя на основе ПСК структуры с электромагнитной запрещенной зоной.

Таблица 4.1 – Значения параметров геометрии электродинамической модели системы излучения на основе вибраторного излучателя с композитной структурой.

Наименование параметра	Ед. изм.	Значение	Примечание
2	3	4	5
Толщина печатной платы (ПП)	мм	3.3	$= h_1 + h_2 + h_3 + h_4$
Толщина слоя 1 материала основания ПП	мм	0.25	Материал Taconic TLX-9
Толщина слоя 2 материала основания ПП	мм	2.36	Материал Taconic TLX-9
Толщина слоя 3 материала основания ПП	мм	0.25	Материал Taconic TLX-9
Толщина слоя 4 материала основания ПП	мм	0.25	Материал Taconic TLX-9
Толщина слоя проводящего рисунка	мкм	35	Толщин фольги
Длина вибратора	мм	10.12	
Зазор между плечами вибратора	мм	0.41	
Ширина плеч вибратора	мм	1.35	
Диаметр переходных отверстий стойки вибратора	мм	0.57	
Период ЕВГ структуры по оси OX	мм	4.7	
Период ЕВГ структуры по оси OY	мм	5.0	
Ширина печатного элемента ЕВГ структуры по оси OX	мм	4.07	
Ширина печатного элемента ЕВГ структуры по оси OY	мм	3.0	
Диаметр металлизированных отверстий ЕВГ структуры	мм	0.24	
Диаметр переходных отверстий между экранными слоями и отверстия для подключения излучателя	мм	0.5	
Диаметр диафрагмы в слое 3 проводящего рисунка	мм	1.38	
Диаметр контактной площадки 1 согласующего устройства	мм	1.4	
Диаметр контактной площадки отверстия для подключения излучателя	мм	1.0	
Длина согласующего устройства	мм	3.5	
Ширина полоска согласующего устройства	мм	0.31	

Диаметр контактной площадки 2 согласующего устройства	мм	0.7	
Период излучателей в решетке, плоскость E	мм	18.8	
Период излучателей в решетке, плоскость H	мм	15	
Угол гексагональности	°	57.926	Смещение смежных линеек на полпериода

Значения в таблице 4.1 оптимизированы по минимаксному критерию качества согласования в заданной полосе рабочих частот в модели бесконечной решетки излучателей и синфазном возбуждении. Продольный размер излучателя, отсчитываемый от ближнего к излучателю конца отрезка линии передачи коаксиального типа, составляет 3.3 мм. Для данного набора значений параметров на рисунке 4.8 показаны графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения Γ от входа микрополоскового излучателя (порт 1, см. рисунок 4.7) и КСВ в линии питания в модели бесконечной решетки для углов сканирования $\theta_0 = 0, 30, 45$ и 60° в плоскостях **E**, **H** и диагональной (**D**) (система координат – см. рисунок 4.7, угол места θ_0 отсчитывается от оси OZ , азимутальный угол φ_0 – от оси OX в направлении оси OY). В заданной полосе рабочих частот:

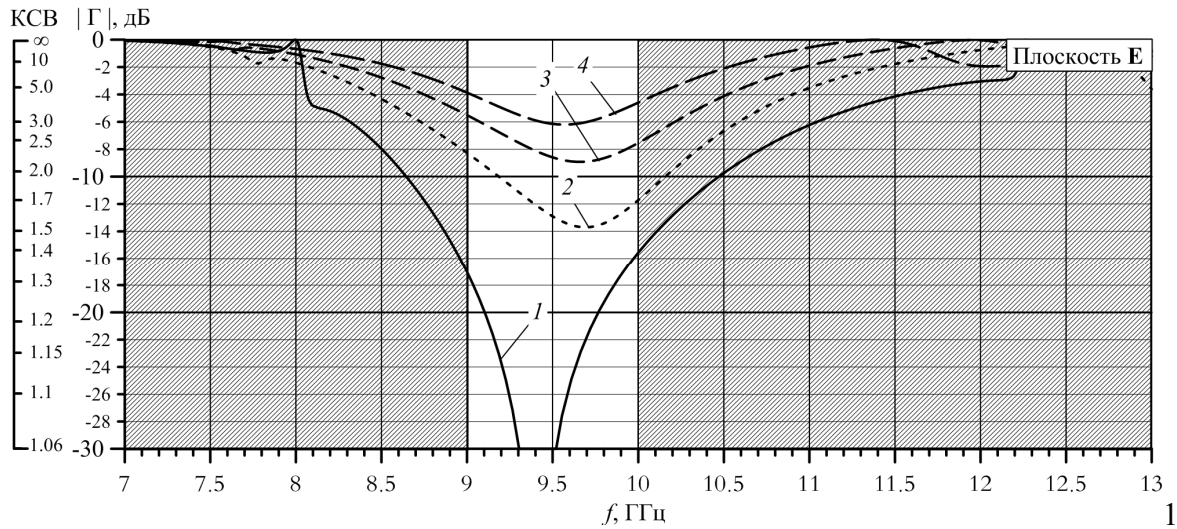
– при излучении в направлении нормали [то есть при $(\theta_0, \varphi_0) = (0, 0)$] $\Gamma \leq -15.7$ дБ, $\Gamma_p \leq 0.27$, КСВ ≤ 1.4 ;

– при сканировании луча в секторе $\theta_0 \leq 45^\circ$ $\Gamma \leq -5.7$ дБ, $\Gamma_p \leq 0.27$, КСВ ≤ 3.2 .

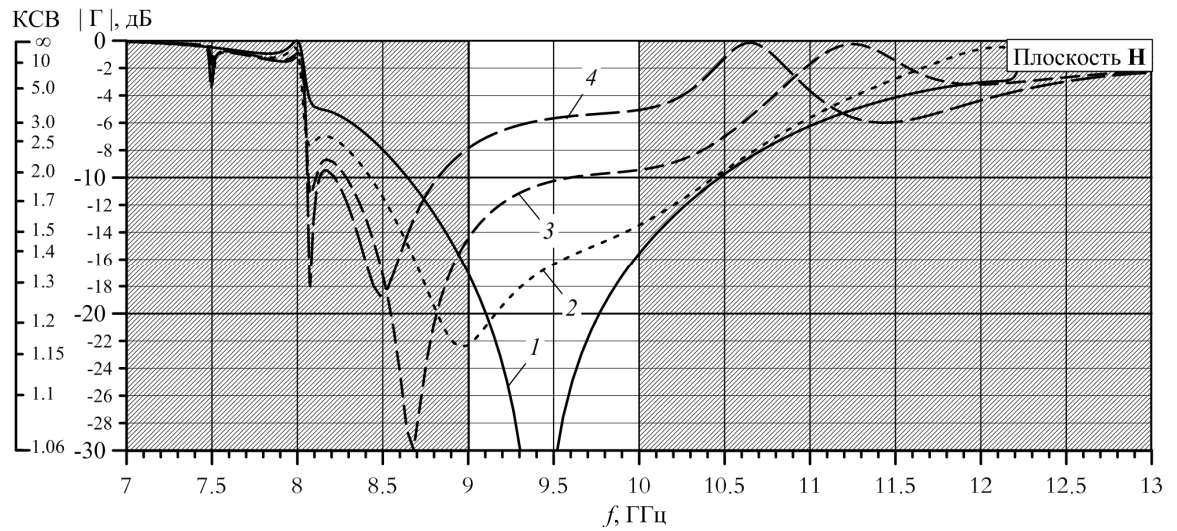
Из рисунка 4.8 видно, что в рабочей полосе частот отсутствуют провалы (эффект ослепления), вызванные возбуждением поверхностной волны.

На рисунке 4.9 линиями 1 и 2 показаны диаграммы коэффициента эллиптичности r в луче антенной решетки при отклонении луча на угол $\theta_0 = 60^\circ$ от нормали и сканировании по φ_0 в пределах $0...90^\circ$. В силу симметрии излучателя диаграмма в секторе $270...360^\circ$ выглядит аналогично, диаграммы в секторах $90...180^\circ$ и $180...270^\circ$ принципиально не отличаются от диаграммы в секторе $0...90^\circ$. Линия 1 соответствует модели бесконечной решетки, линия 2 – антенному полотну прямоугольной формы с числом излучающих элементов $14 \times 18 = 252$. Видно, что диаграммы практически совпадают, в заданном секторе сканирования луча $r \leq -6.6$ дБ, то есть излучаемая волна поляризована эллиптически и уровень излучения на кроссполяризации высокий. Высокий уровень излучения на кроссполяризации обусловлен как несимметричным возбуждением печатного вибратора (отсутствие согласующего устройства вызвано возбуждением дифференциальной моды в нем при питании вибратора двухпроводной

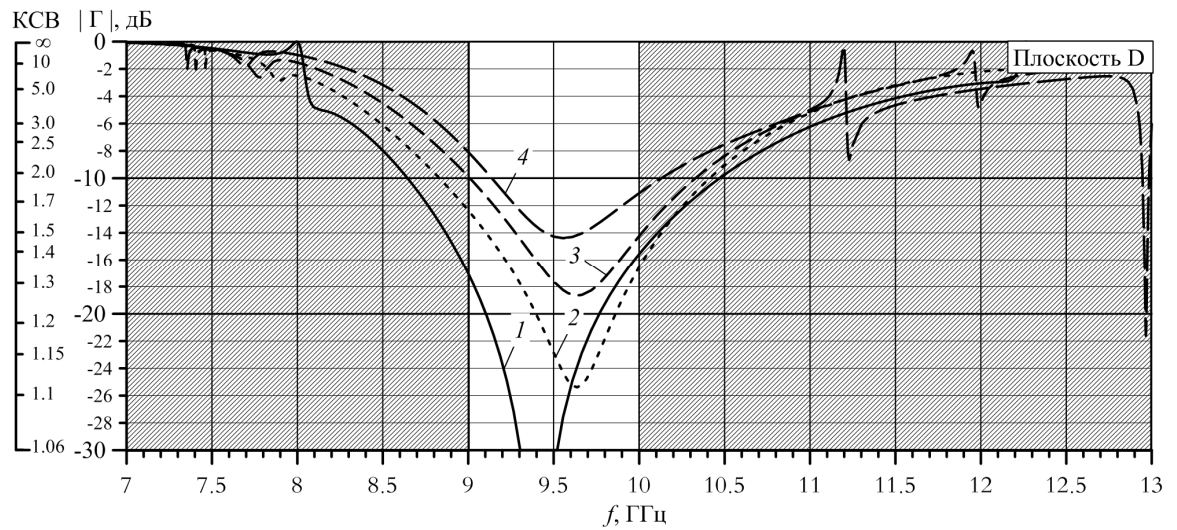
линей), а также токами, протекающими на вертикальных металлизированных отверстиях EBG структуры.



a)



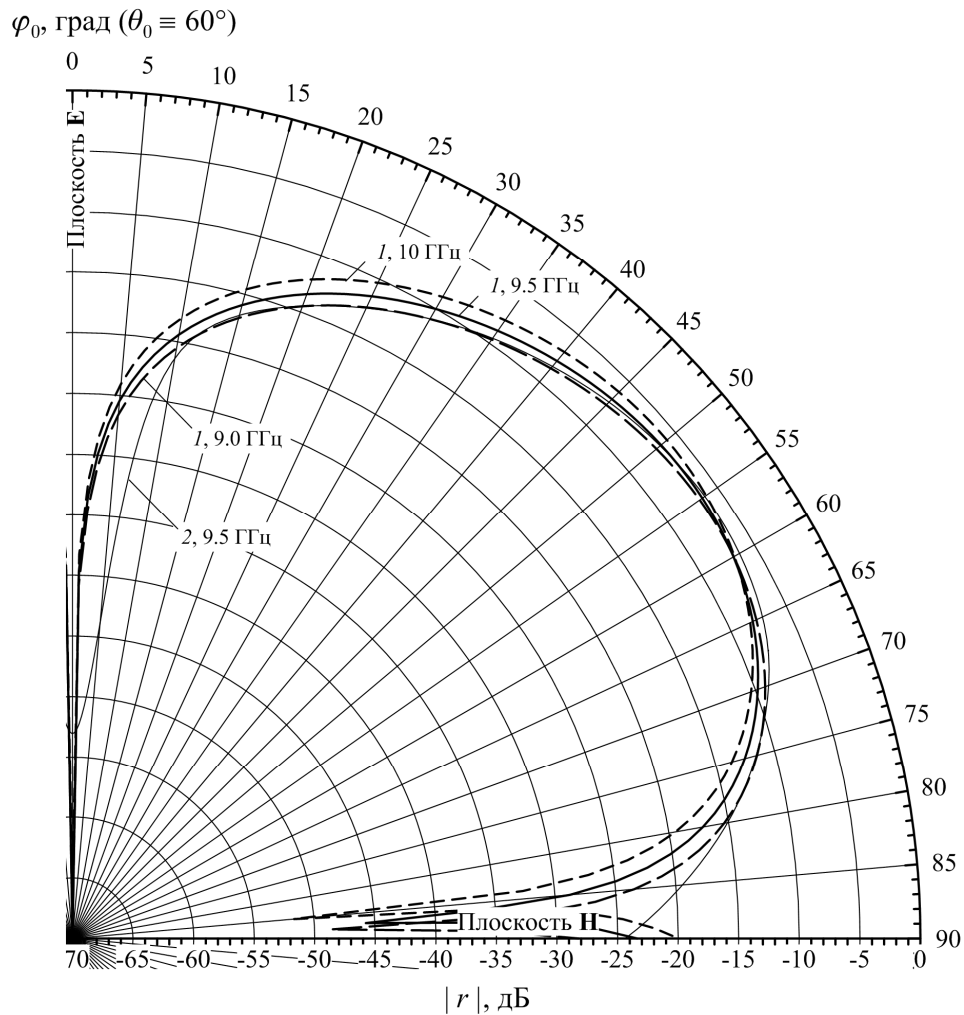
б)



в)

$$1 - \theta_0 = 0^\circ; 2 - \theta_0 = 30^\circ; 3 - \theta_0 = 45^\circ; 4 - \theta_0 = 60^\circ$$

Рисунок 4.8 – Графики частотной зависимости модуля коэффициента отражения от входа печатного вибраторного излучателя на EBG структуре в модели бесконечной решетки для различных углов сканирования.



1 – модель АР с бесконечным числом элементов; 2 – модель прямоугольной АР из 14×18 элементов

Рисунок 4.9 – Диаграмма коэффициента эллиптичности r в луче антенной решетки из печатных вибраторных излучателей на ЕВГ структуре при отклонении луча на угол $\theta_0 = 60^\circ$ от нормали и сканировании по φ_0 в пределах $0 \dots 90^\circ$.

Таким образом, достоинством печатного вибраторного излучателя с ПСК структуры со свойствами электромагнитной запрещенной зоны является сокращение продольного (вдоль оси OZ) размера системы излучения в $3 \dots 4$ раза по сравнению с традиционными излучателями, а также большая жесткость конструкции, характерная для микрополосковых излучателей. Однако по сравнению с микрополосковыми излучателями требуется сложная печатная плата СВЧ – с пятью слоями проводящего рисунка, соединенными электрически набором переходных отверстий. Кроме того, для сохранения непрерывности внутреннего экранного слоя 10 (см. рисунок 4.5) все излучатели системы излучения целесообразно выполнять на единой печатной плате, что затрудняет сборку системы излучения (совмещение переходных отверстий 13 с сигнальными проводниками линий передач 3).

4.4 Низкопрофильная развязанная антенная система Р-диапазона

Решение целого ряда практических задач требует использования низкопрофильных двухполяризационных сложных антенных систем (АС) с высокой развязкой по поляризации и с низким взаимным влиянием рядом расположенных АС. Эту задачу можно решить, используя структуры со свойствами *электромагнитной запрещённой зоны и искусственного магнитного проводника*. Результаты уменьшения взаимовлияния между печатными АС, без уменьшения высоты их профиля, приведены в работах [101, 102].

4.4.1 Низкопрофильный двухполяризационный излучатель Р-диапазона на основе ЕВГ структуры

На первом этапе разработаем техническое решение низкопрофильного двухполяризационного излучателя Р-диапазона на основе структуры с электромагнитной запрещенной зоной, позволяющей при требуемой полосе рабочих частот антенны и необходимой развязкой располагать её элементы на малом расстоянии над металлическим экраном. А также, проведем макетирование, экспериментальная отработка разработанного излучателя и сопоставление численных и экспериментальных результатов [104].

На рисунке 4.10 представлен низкопрофильный излучатель ФАР Р-диапазона, состоящий из двух вибраторных антенн вертикальной (ВВ) и горизонтальной (ВГ) поляризации. Излучатель расположен на подложке с электромагнитной запрещенной зоной типа «грибы».

Схема питания, обеспечивающая симметрирование вибраторных излучателей ВГ и ВВ, на основе петлевой коаксиальной линии представлена на рисунке 4.10 вид А [104]. Плечи вибраторных излучателей соединяются только с внешним экраном коаксиальных линий в позиции 10. В позиции 9 плечи вибраторов соединяются как с внутренним, так и с внешним экраном коаксиальной линии. Внутренние проводники коаксиальной линии соединяются через мост (п.6). Свободный конец петлевой коаксиальной линии заземляется на проводящий экран (п.8). Выбранная схема питания позволяет обеспечить требуемую развязку в кроссполяризационных каналах и является более простой по сравнению с традиционными схемами питания. Для сравнения, на рисунках 4.11 и 4.12 приведены варианты схем питания непосредственно коаксиальным кабелем (рисунок 4.11) и симметрирующим устройством (рисунок 4.12).

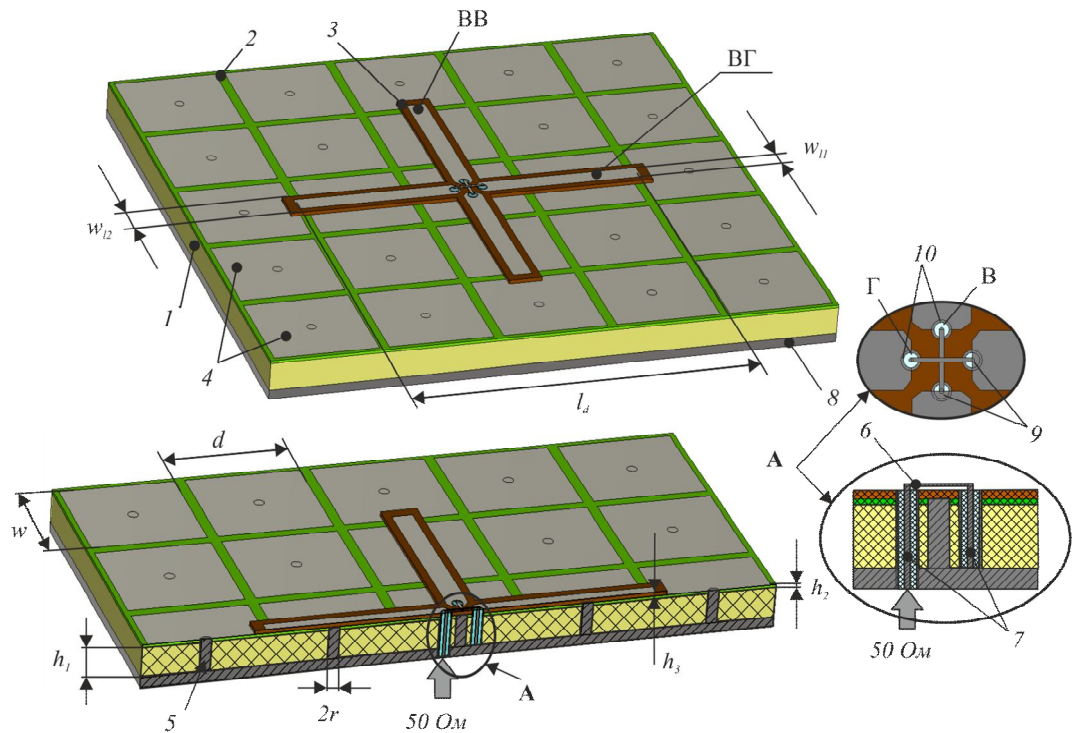


Рисунок 4.10 – Низкопрофильный излучатель Р-диапазона. 1 диэлектрическое основание с ε_1 ; 2 – диэлектрическая пленка с ε_2 ; 3 – диэлектрическое основание печатных вибраторов с ε_3 ; 4 – металлические пластины; 5 – металлические цилиндрические проводники; 6 – мостовое соединение; 7 – коаксиальный кабель; 8 – проводящий экран; ВВ – вибраторная антенна вертикальной поляризации; ВГ – вибраторная антенна горизонтальной поляризации; Г – вход горизонтального канала; В – вход вертикального канала.

На рисунке 4.11 приведен вариант питания вибраторного излучателя при непосредственном присоединении коаксиального кабеля (одно плечо присоединено к внутреннему проводнику (позиция с.2), другое к внешнему экрану (позиция с.1) для вибратора ВГ). Такой вариант питания является наиболее простым, однако не позволяет обеспечить требуемую развязку между ортогональными каналами В и Г (рисунок 4.11 б). В этом случае наблюдалось смещение максимума диаграммы направленности на 15° , 35° , 45° на частотах $f = 405$, 435 , 465 МГц соответственно. Требуемое качество согласования удалось обеспечить при следующих параметрах: $d = 120$ мм, $h_1 = 32$ мм, $\varepsilon_1 = 1.2$, $h_2 = 0$ мм, $\varepsilon_2 = 1.2$ (диэлектрическая пленка отсутствует), $h_3 = 1.5$ мм, $\varepsilon_3 = 3.8$, $l_d = 310$ мм, $w_{11} = 10$ мм, $w_{12} = 20$ мм.

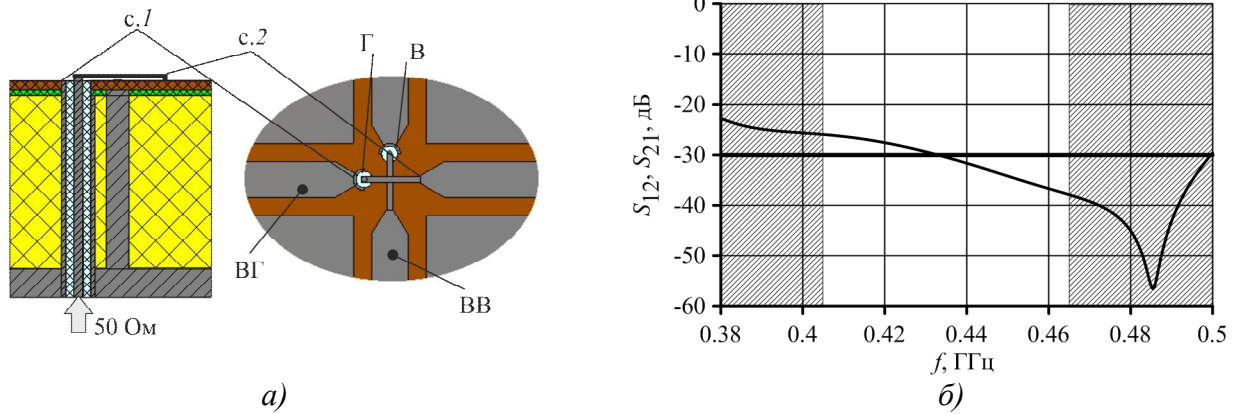


Рисунок 4.11 – Питание коаксиальным кабелем: *а)* – общий вид, *б)* – развязка между ортогональными каналами

На рисунке 4.12 *а)* приведен вариант питания вибраторного излучателя с помощью устройства симметрирования (плечи вибраторных излучателей соединяются с внутреннем проводником коаксиального кабеля (позиция *с.1* для вибратора ВГ)). Такой вариант питания является наиболее сложным (так как требует обеспечения разности фаз 180°) и, из рассмотренных вариантов, позволяет обеспечить минимальную развязку между ортогональными каналами В и Г (рисунок 4.12 *б)*). Пример питания вибраторных излучателей расположенных на структуре с высоким импедансом с помощью симметрирующего устройства в виде U-колена с делителем Вилкинсона, выполненного на отрезках коаксиального кабеля приведен в [103]. Требуемое качество согласования удалось обеспечить при следующих параметрах: $d = 100$ мм, $h_1 = 34.2$ мм, $\varepsilon_1 = 1.1$, $h_2 = 0.1$ мм, $\varepsilon_2 = 2.9$, $h_3 = 1$ мм, $\varepsilon_3 = 3.8$, $l_d = 340$ мм, $w_{l1} = 6$ мм, $w_{l2} = 16$ мм.

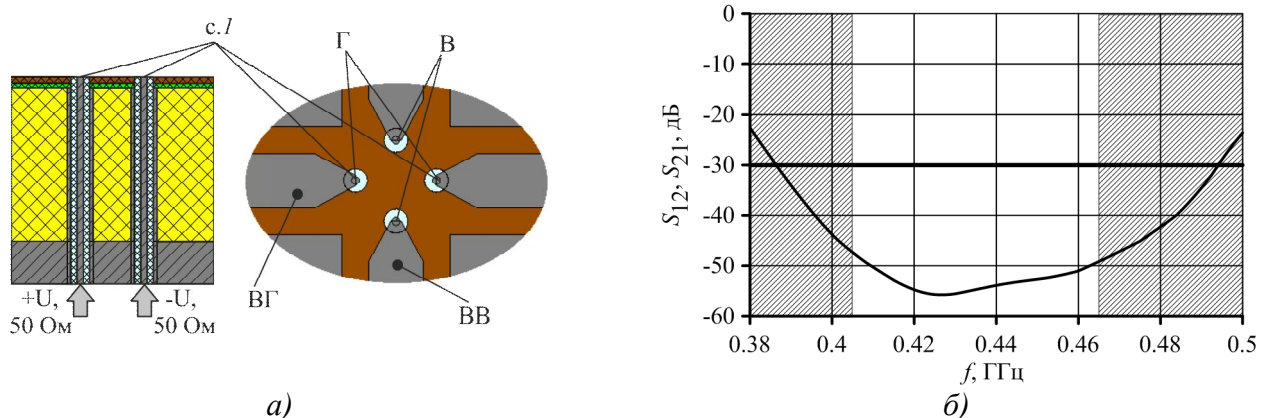


Рисунок 4.12 – Питание симметрирующим устройством: *а)* – общий вид, *б)* – развязка между ортогональными каналами

Для отработки конструкции был изготовлен макет низкопрофильного двухполяризованного излучателя Р-диапазона на основе структуры с электромагнитной запрещенной зоной (рисунок 4.13). В качестве диэлектрического основания (*1*) (рисунок 10)

использовался полистирольный пенопласт ПС-1-200, металлические пластины изготовлены на основе фольгированного стеклотекстолита (2, 4) ФТС-1-35-Б-0.19 (3). Рисунок топологии получен фотохимическим методом. В качестве диэлектрического основания печатных вибраторов (3) выбран фольгированный диэлектрик ФЛАН-3.8. Металлические цилиндрические проводники (5) представляют собой отрезки коаксиального кабеля SF-141. Проводящий экран (8) изготовлен из листа латуни л63.

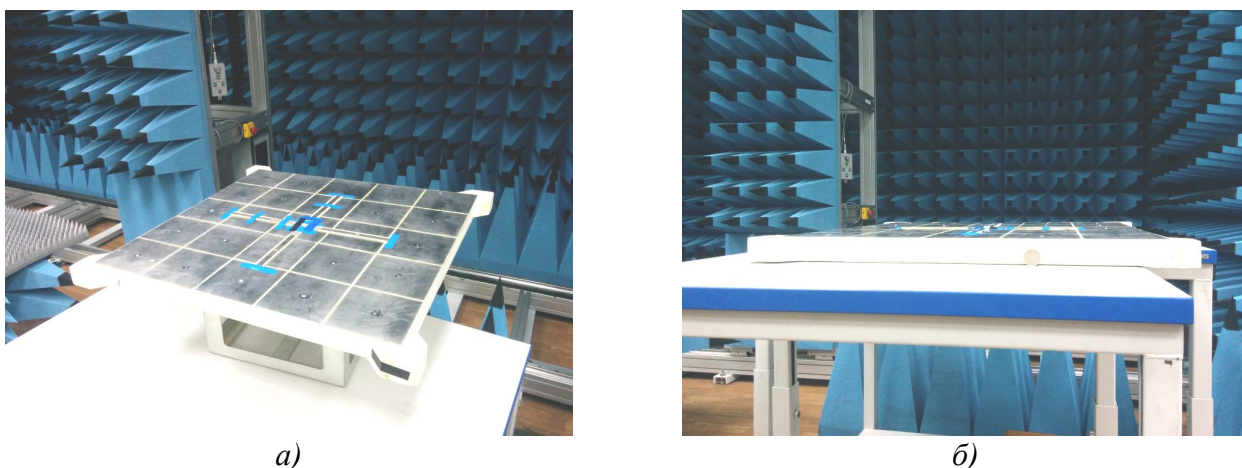
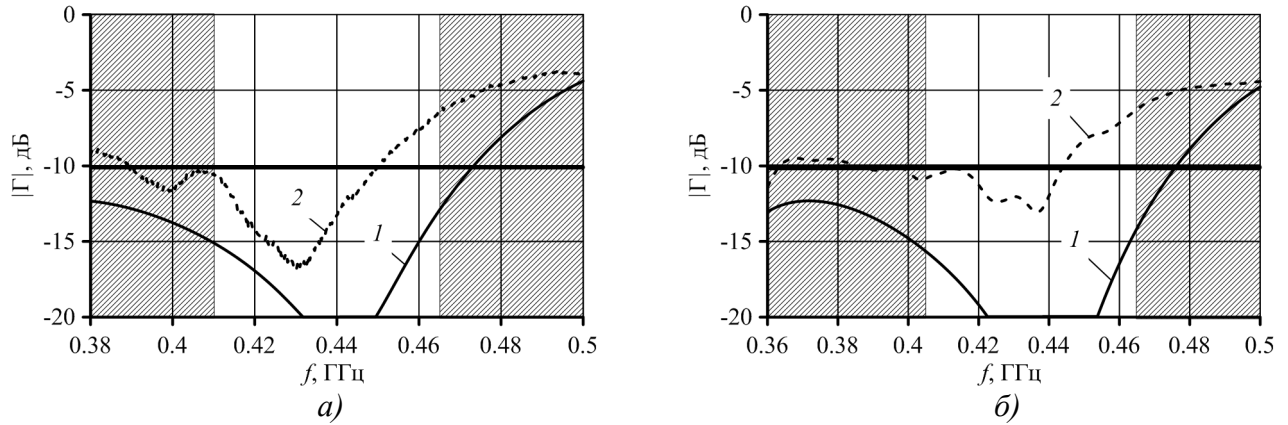


Рисунок 4.13 – Макет низкопрофильного двухполяризационного излучателя Р-диапазона: *а)* – общий вид; *б)* – вид сбоку.

Достоверность полноволнового моделирования низкопрофильного двухполяризационного излучателя Р-диапазона контролировалась сравнением результатов, полученных методом КЭ и методом КРВО. При расчете методом КЭ число ячеек сетки дискретизации пространства составило 458 тыс. ячеек, объем ОЗУ – 8 ГБ, продолжительность расчета 4 ядер ЦПУ с тактовой частотой 2.7 ГГц – 12 ч машинного времени. При расчете методом КРВО число ячеек сетки дискретизации пространства составило 12.9 млн. ячеек, объем ОЗУ – 2.1 ГБ, продолжительность расчета 4 ядер ЦПУ с тактовой частотой 2.7 ГГц – 26 ч 48 м машинного времени.

На рисунке 4.14 представлены зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ от частоты для излучателей ВГ (рисунок 4.14 *а)* и ВВ (рисунок 4.14 *б)* полученные в результате полноволнового моделирования методом КЭ, а также при экспериментальном измерении с помощью измерителя модуля коэффициента отражения и передачи Р4М-18:

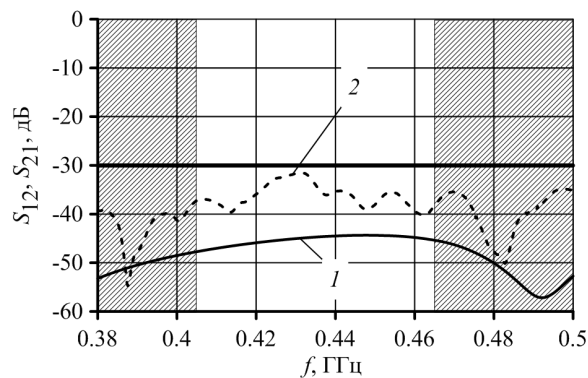


1 – полноволновое моделирование, 2 – экспериментальные измерения.

Рисунок 4.14 – Зависимость коэффициента отражения $|\Gamma|$ от частоты: а) – излучатель ВГ, б) – излучатель ВГ.

В рабочей полосе коэффициент отражения $|\Gamma|$ электродинамической модели излучателя не превышает значения -12 дБ ($KCB < 1.6$). При экспериментальном измерении, вследствие отклонения зазоров между металлическими пластинами от заданного (на $0.5 - 1.5$ мм) происходит смещение $|\Gamma|$ (на $0.02 - 0.04$ ГГц) в НЧ область, при одновременном ухудшении качества согласования. Тем не менее, характер кривых остается прежним.

Рисунок 4.15 иллюстрирует зависимости параметров S_{12} , S_{21} , характеризующих развязку в кроссполяризационных каналах между излучателями ВГ и ВВ. Из представленных графиков видно, что рассчитанная развязка в кроссполяризационных каналах для излучателей ВВ и ВГ, рассчитанное методом КЭ не превышает -43 дБ. Измеренное значение развязки в кроссполяризационных каналах не превышает -32 дБ.



1 – полноволновое моделирование, 2 – экспериментальные измерения.

Рисунок 4.15 – Зависимость взаимовлияния излучателей ВГ и ВВ.

Измерения ДН макета низкопрофильного излучателя проводились при помощи автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса ТМСА 0.4-40.0 Б 063 для

измерения радиотехнических характеристик антенн методом ближнего поля в частотной области (рисунок 4.16).

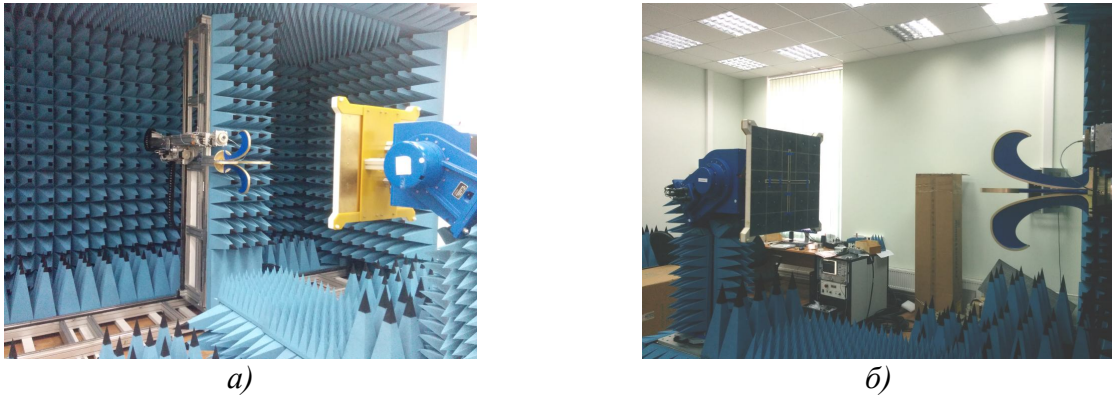
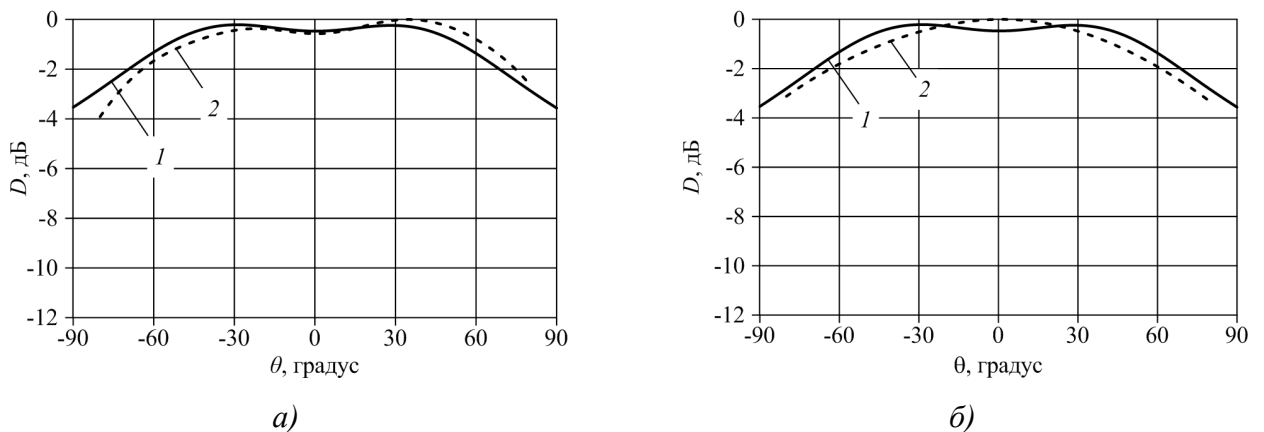


Рисунок 4.16 – Измерение ДН низкопрофильного излучателя Р диапазона.

На рисунке 4.17 представлены зависимости КНД на частоте $f = 435$ МГц от угла для излучателей ВГ и ВВ в Е плоскости. Экспериментально исследовались ДН только в Е плоскости вибраторов ВВ и ВГ, так как возможно ухудшение характеристик направленности излучателя (образование провала в нормальном направлении – деградация ДН) из-за конечности АМС структуры. Полноволновое моделирование проводилось методом КЭ. Измерения ДН макета низкопрофильного излучателя проводились при помощи автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса ТМСА 0.4-40.0 Б 063 для измерения радиотехнических характеристик антенн методом ближнего поля в частотной области.



1 – полноволновое моделирование, 2 – экспериментальные измерения.

Рисунок 4.17 – КНД излучателя на частоте 435 МГц: а) – ВГ, б) – ВВ

4.4.2 Низкопрофильная развязанная антенная система Р-диапазона на основе структуры с электромагнитной запрещенной зоной

На рисунке 4.18 представлена антенная система Р-диапазона, состоящая из двух антенных подсистем АС1 и АС2, каждая из которых содержит излучающие элементы (В1, В2 и В3, В4 соответственно), работающие на ортогональных поляризациях. Антенная система расположена на подложке, обладающей свойствами искусственного магнитного проводника и структуры с запрещенной электромагнитной зоной, что позволяет одновременно уменьшить высоту профиля антенны и увеличить развязку между каналами антенной системы [105].

Проектирование антенной системы проводилось исходя из следующих требований: центральная частота - 435 МГц, рабочая полоса частот - 60 МГц, развязка между ортогональными каналами (В1 - В2 и В3 - В4) не более -30 дБ, развязка между излучателями подсистем АС1 и АС2 – не более -25 дБ, поперечный размер АС – не более 80 мм ($0.12\lambda_0$).

Для реализации АС осуществлен переход от тонкой диэлектрической пленки с печатными элементами (позиция 2 на рисунке 4.10) к металлическим пластинам (позиция 4 на рисунке 4.18) толщиной 0.3 мм. Требуемое качество согласования удалось обеспечить при следующих параметрах (рисунок 4.10): $d = 117$ мм, $h_1 = 30$ мм, $\epsilon_1 = 1.1$ (материал – пеноплекс), диэлектрическая пленка отсутствует, $h_3 = 1.5$ мм, $\epsilon_3 = 4.5$, $l_d = 354.5$ мм, $w_{l1} = w_{l2} = 11.2$ мм.

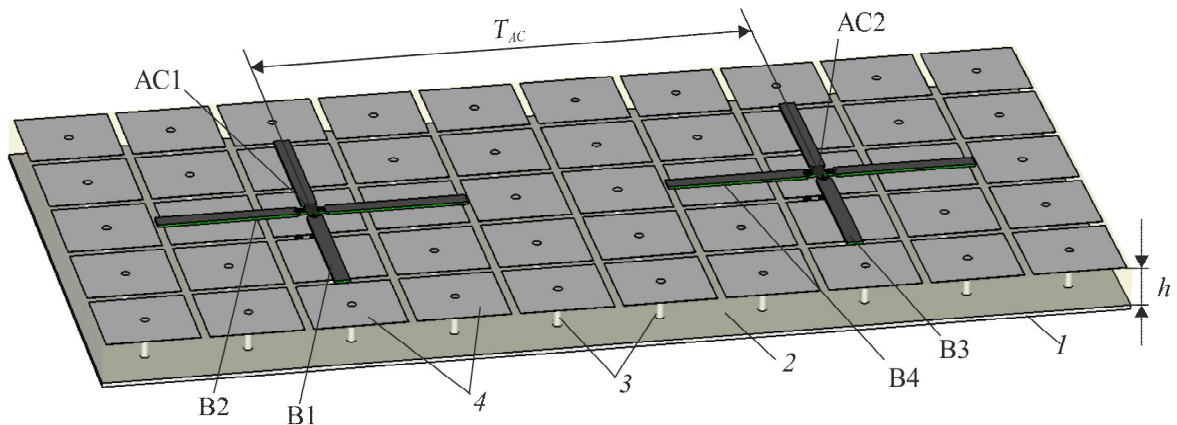
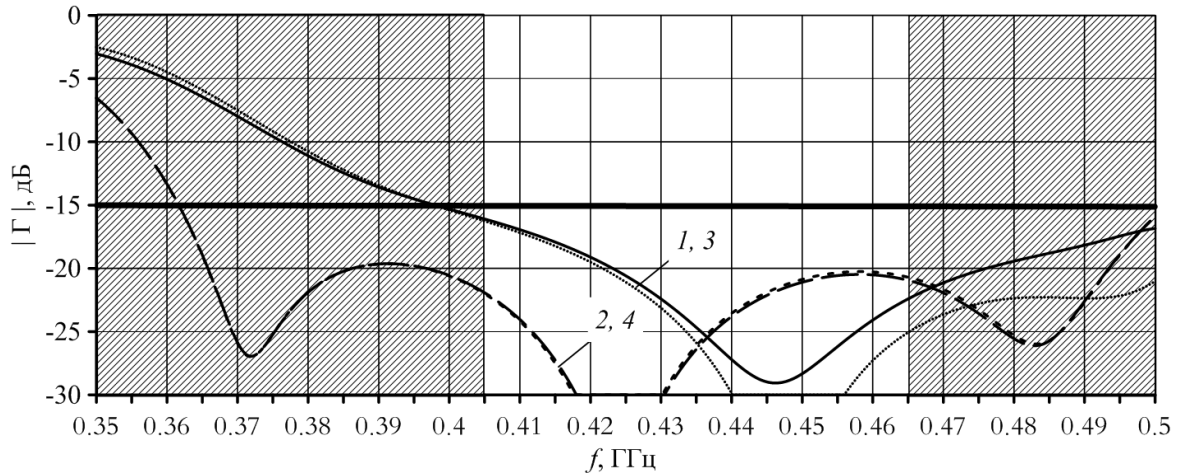


Рисунок 4.18 – Антенная система. 1 – проводящий экран; 2 – диэлектрический слой с ϵ_1 ; 3 – цилиндрические проводники; 4 – металлические пластины; АС1 – антенная система 1; АС2 – антенная система 2; В1 – вибратор 1; В2 – вибратор 2; В3 – вибратор 3; В4 – вибратор 4.

Полноволновое моделирование проводилось методом КЭ: область моделирования – сетка из 678 тыс. ячеек. число ячеек сетки дискретизации пространства составило 458 тыс., объем ОЗУ – 6 ГБ, продолжительность расчета 8 ядер ЦПУ с тактовой частотой 2.7 ГГц – 2 ч

машинного времени. На рисунке 4.19 представлена полученная в результате моделирования зависимость КСВ от частоты для излучателей В1, В2, В3, В4. В рабочей полосе КСВ излучателей не превышает значения 1.5. Отличие в характере поведения кривых согласования обусловлено, прежде всего, неодинаковым расположением вибраторов над EBG структурой, которая имеет конечные размеры.



1 – излучатель В1, 2 – излучатель В2, 3 – излучатель В3, 4 – излучатель В4.

Рисунок 4.19 – Зависимость КСВ от частоты.

Рисунок 4.20 а) иллюстрирует зависимости параметров S_{21} , S_{31} , S_{41} , характеризующих взаимное влияния излучателя В1 на излучатели В2, В3, В4 от частоты (линии 1, 2, 3). Также на рисунке 4.20 а) приведено взаимовлияние излучателя В1 на излучатель В3 в классическом случае (без EBG структуры, высота профиля $\lambda_0 / 4$). Наличие EBG позволило значительно уменьшить взаимовлияние между излучателями В1 и В3 с -21.5 дБ (кривая 4) до -30 дБ (кривая 1). Рисунок 4.20 б) иллюстрирует зависимости параметров S_{12} , S_{42} , S_{43} , характеризующих взаимное влияния излучателя В2 на излучатели В1, В3, В4 от частоты (линии 1, 2, 3). Также на рисунке 4.20 б) приведено взаимовлияние излучателя В2 на излучатель В4 в классическом случае (без EBG структуры, высота профиля $\lambda_0 / 4$). Наличие EBG увеличило взаимовлияние между излучателями В2 и В4 с -28.5 дБ (кривая 4) до -24.5 дБ (кривая 1). Таким образом, для двухполяризационной антенной системы, EBG структура позволила уменьшить взаимовлияние между излучателями на 3 дБ: с -21.5 дБ до -24.5 дБ. Различие в зависимости взаимного влияния от частоты для вибраторов различной поляризации объясняется неодинаковым расположением вибраторов над структурой.

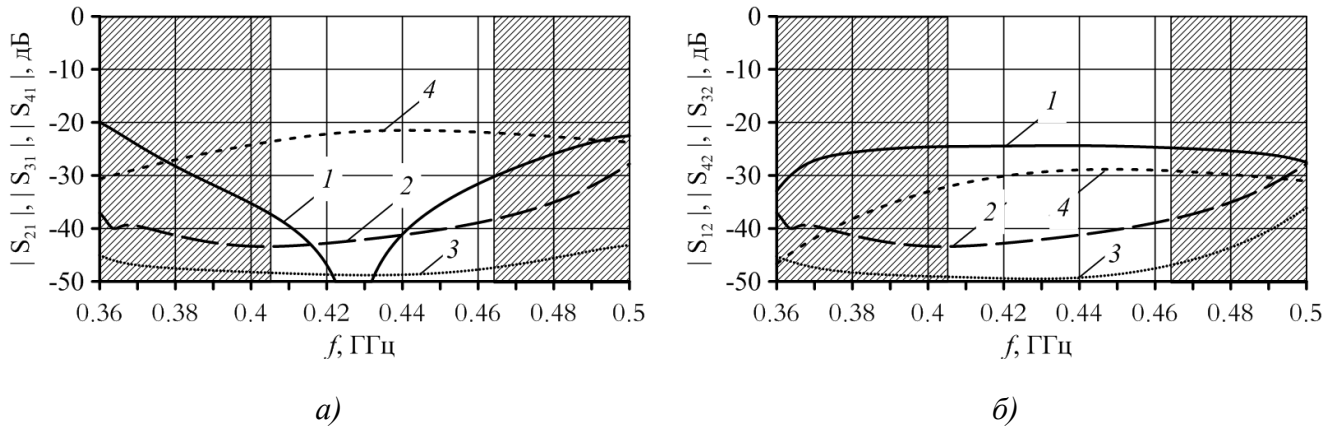
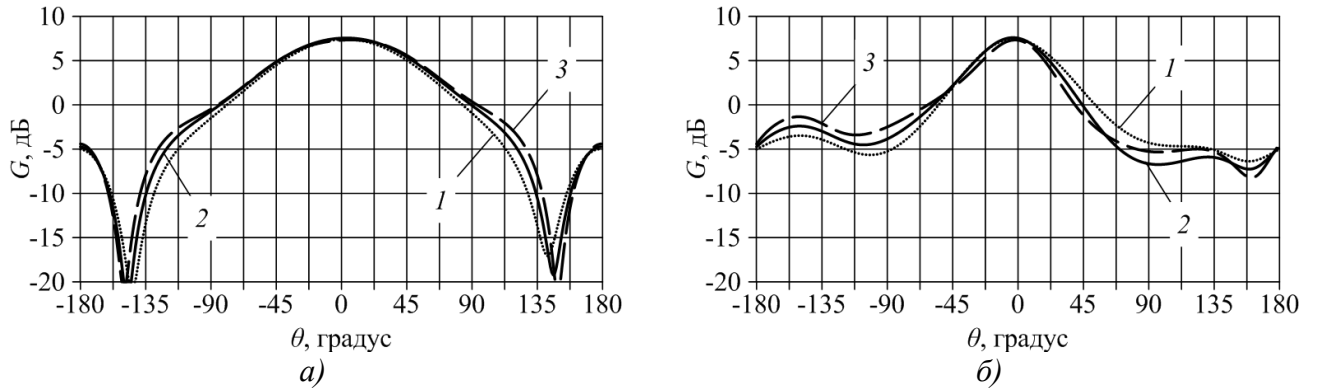


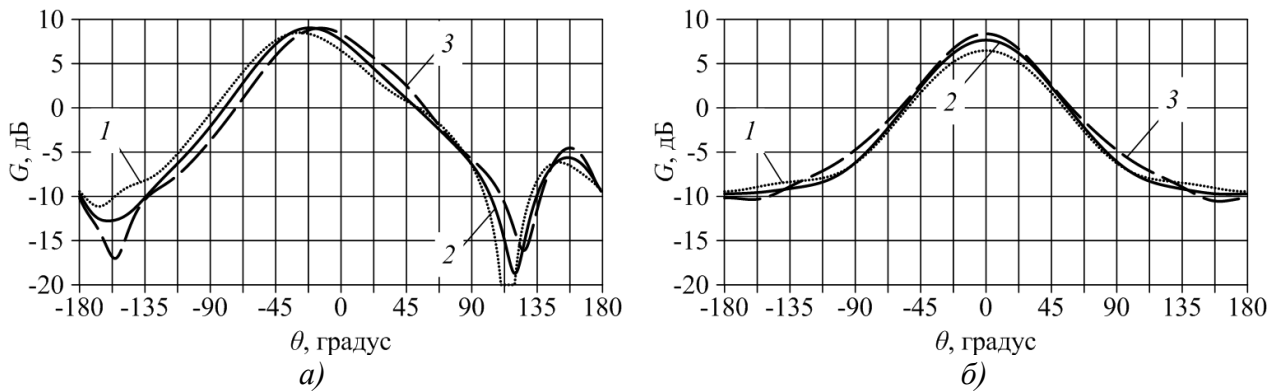
Рисунок 4.20 – Взаимовлияние излучателей: а) –излучателя В1 на излучатели В2, В3 и В4; б) – излучателя В2 на излучатели В1, В3 и В4.

На рисунках 4.21, 4.22 представлены КУ излучателей В1 и В2 в Е- и Н-плоскостях.



1 – 0.405 ГГц, 2 – 0.435 ГГц, 3 – 0.465 ГГц.

Рисунок 4.21 – КУ излучателя В1: а) – Е-плоскость, б) –Н плоскость.



1 – 0.405 ГГц, 2 – 0.435 ГГц, 3 – 0.465 ГГц.

Рисунок 4.23 – КУ излучателя В2: а) – Е-плоскость, б) – Н-плоскость.

Выводы

1. Разработаны ПСК структуры со свойствами электромагнитной запрещённой зоны, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование в составе АС, показавшее возможность подавления поверхностных волн, увеличения развязки между элементами антенных решёток. В частности, комплексная разработка антенной системы, состоящей из двух подсистем с ортогональными поляризациями УВЧ диапазона ($\lambda_0 = 69$ см) космического комплекса землеобзора с композитными структурами позволяет уменьшить профиль АС до 0.055 длины волны при ширине полосы рабочих частот 14% по уровню КСВ ≤ 2 и развязкой в кроссполяризованных каналах – 30 дБ, а также уменьшить эффект взаимовлияния между элементами АР на 7 дБ, что позволяет улучшить радиотехнические характеристики АС и компактно размещать антенное устройство внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту.

2. Разработаны ПСК структуры со свойствами электромагнитной запрещённой зоны, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование в составе АС, показавшее возможность подавления поверхностных волн устранения эффекта ослепления в печатных ФВР. В частности, комплексная разработка ФАР на основе печатного вибраторного излучателя с ЕВГ структурой позволило уменьшить профиль ФАР до $0.1\lambda_0$ при ширине полосы рабочих частот 10% по уровню КСВ ≤ 2 при синфазном возбуждении и КСВ ≤ 3.2 при сканировании лучом в секторе $\theta_0 \leq 45^\circ$.

3. Проведено макетирование и экспериментальные измерения характеристик низкопрофильного двухполяризованного излучателя Р-диапазона. Сравнение результатов измерений и численное моделирование показало их удовлетворительное совпадение.

Заключение

Диссертация посвящена использованию периодических СВЧ композитных структур для улучшения характеристик бортовых антенных систем. В результате исследований получены следующие **основные результаты**:

1. Синтезированы каскадные и многорезонансные периодические СВЧ композитные структуры с частотно-селективными свойствами, реализующие полосно-заграждающие фильтры сантиметрового диапазона, последовательно реализуя этапы перехода от фильтра-прототипа на сосредоточенных элементах к их высокочастотному аналогу. Предложены и обоснованы электродинамические модели синтезированных ЧСС и проведено их полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, оценку влияния геометрических и электрофизических параметров на характеристики ЧСС и их зависимости от угла падения и поляризации волны. Выявлен механизм «ослепления» ЧСС, обусловленный резонансными процессами в системе ЧСС–АР, приводящий к неполному подавлению отдельных лепестков Брэгга ДОР на некоторых частотах и углах падения зондирующей волны. Предложены способы устранения эффекта «ослепления» ЧСС путем внедрения поглощающего материала.

2. Разработана антенная система, объединяющая ФАР L-диапазона, размещаемую в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, ЧСС с полосно-заграждающей пространственно-частотной характеристикой и поглощающий материал на основе резистивных печатных элементов, с амплитудой лепестков Брэгга в полосе частот 8-18 ГГц в диапазоне углов облучения $10...55^\circ$ на 5-25 дБ меньше, чем у исходной ФАР. При этом, коэффициент усиления разработанной АС, по сравнению с исходной ФАР, не более чем на 0,3 дБ меньше в полосе частот 1..1.6 ГГц и секторе сканирования ± 45 градусов.

3. Выявлены особенности конечных структур со свойствами искусственного магнитного проводника и близко расположенным источником в зависимости от их реализации, формы и размера подстилающей поверхности. В частности, для структуры типа грибы, расположенной на проводящем экране размером большим, чем размер структуры, эти особенности проявляются в деградации ДН АС в Е-плоскости (возникновении провала в нормальном направлении ДН) в согласованной полосе рабочих частот и обусловлены излучением вертикальных проводников АМС структуры. При расположении АС на планарной АМС структуре наблюдается деградация и образование провала в Н-плоскости ДН, вызванная равенством продольного размера конечной АМС структуры и резонансной длины волны ТЕ моды. Разработан метод устранения провала в ДН АС расположенной на планарной АМС структуре, путем использования системы из

двух «сдвоенных» вибраторных излучателей, запитываемых синфазно и разнесенных на расстояние $D \sim \lambda_{\text{п}} / 2$ в плоскости провала.

4. Разработаны композитные структуры со свойствами искусственного магнитного проводника, предложены и обоснованы их электродинамические модели и проведено полноволновое моделирование в составе АС, показавшее возможность снижения высоты профиля двухполяризационных АС. В частности, комплексная разработка низкопрофильной конформной двухполяризационной антенной системы ОВЧ-диапазона ($\lambda_0 = 2.3$ м) авиационного комплекса землеобзора с искусственным магнитным проводником позволило снизить высоту профиля АС до $0.07\lambda_0$ и расширить полную полосу рабочих частот 40% по уровню $K_{\text{СВ}} \leq 2.5$, обеспечить низкий уровень заднего излучения (менее -10 дБ в рабочем диапазоне АС) и развязку между ортогональными поляризациями не более -35 дБ, что позволит улучшить радиотехнические характеристики АС и сохранить аэродинамические свойства летательного аппарата.

5. Разработаны ПСК структуры со свойствами электромагнитной запрещённой зоны, предложены и обоснованы их электродинамические модели, проведено полноволновое моделирование в составе АС, показавшее возможность подавления поверхностных волн, устранения эффекта ослепления в печатных ФАР и увеличения развязки между элементами АР. В частности, комплексная разработка антенной системы УВЧ-диапазона ($\lambda_0 = 69$ см), состоящей из двух подсистем с ортогональными поляризациями, космического комплекса землеобзора с ПСК структурами позволило уменьшить профиль АС до $0.055\lambda_0$ при ширине полосы рабочих частот 14% по уровню $K_{\text{СВ}} \leq 2$, развязкой в кроссполяризационных каналах не более -30 дБ, уменьшить эффект взаимовлияния между подсистемами АС на 3-20 дБ, что позволяет улучшить радиотехнические характеристики АС и компактно размещать антенное устройство внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту.

Список литературы

- [1]. Engheta N., Ziolkowski R. W. *Metamaterials: physics and engineering exploration*. John Wiley & Sons. 2006. P. 440.
- [2]. *Theory and Phenomena of Metamaterials* / ed. Capolino F. Boca Raton, FL: CRC, 2009. P. 974.
- [3]. *Applications of Metamaterials* / ed. Capolino F. CRC Press, 2009.
- [4]. C.L. Holloway, E.F. Kuester, J.A. Gordon, J. O'Hara, J. Booth, D.R. Smith. An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterial // *IEEE Trans. Antennas Propag. Magazine*. 2012. V. 54. No.2. P. 10-35.
- [5]. Munk B.A. *Metamaterials: Critique and Alternatives*. John Wiley & Sons. 2009. P. 189.
- [6]. *Frontiers in antennas: next generation design & engineering* / ed. Gross F.B. McGraw-Hill Companies. 2011. P. 526.
- [7]. Yang F., Rahmat-Samii Y. *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. N.Y.: Cambridge University Press. 2009. P. 266.
- [8]. Munk B.A. *Frequency-Selective Surfaces: Theory and Design*. N.Y.: John Wiley & Sons. 2000. P. 440.
- [9]. Антипов В. Н., Меркулов В. И., Самарин О. Ф., Чернов В. С. Основные направления развития авиационных бортовых РЛС. М.: Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 10. С. 7–28.
- [10]. Kesler O. B., Pasquan D., Pellet L. Antenna scattering and design consideration // In: *Modern antenna handbook* / Ed. C. A. Balanis. NY: John Wiley & Sons. 2008. P. 1035-1078.
- [11]. Алексеев А. Г., Штагер Е. А., Козырев С. В. Физические основы технологии Stealth. СПб.: ВВМ. 2007. С. 284.
- [12]. Knott E. F., Shaeffer J. F., Tuley M. T. *Radar cross section*. Scitech Publishing. 2004. P. 661.
- [13]. Воскресенский Д.И., В.Л. Гостюхин, Максимов В.М., Пономарёв Л.И. *Устройства СВЧ и антенны*. М.: Радиотехника. 2008. С. 376.
- [14]. Пономарев Л.И., Попов В.В. *Рассеивающие свойства антенн и фазированных антенных решеток: Монография*. М.: изд-во РУДН, 2003. С. 143.
- [15]. J. C. Vardaxoglou. *Frequency-Selective Surfaces: Analysis and Design*. Taunton, U.K.: Res. Studies Press. 1997. P. 298.
- [16]. T. K. Wu. *Frequency-Selective Surface and Grid Array*. New York: Wiley. 1995. P. 331.

- [17]. Cwik T. Frequency-selective screens. In *Modern antenna handbook*. Ed. C. A. Balanis. John Wiley & Sons. 2008. P. 779-828.
- [18]. B. A. Munk. *Finite antenna arrays and FSS*. John Wiley & Sons. 2003. P. 392.
- [19]. Излучение и рассеяние электромагнитных волн. Коллективная монография под редакцией В.А. Обуховца // *Антенны*, 2008. №11.
- [20]. Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрорешетчатые отражательные антенные решетки. М.: Радиотехника. 2006. С. 24.
- [21]. Understanding grating lobes in context of periodic boundary conditions // www.feko.com
- [22]. S. Narayan and R.M. Jha. Electromagnetic Techniques and design strategies for FSS structure applications // *IEEE Antennas and Propag. Magazine*. 2015. V. 57. No. 5. P. 135–158.
- [23]. Y. Yang, H. Zhou, X.H. Wang, Y.Mi. Low-pass frequency selective surface with wideband high-stop response for shipboard radar // *Jornal of Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 2013. V. 27. No. 1. P. 117-122.
- [24]. M.R. da Silva, C. de L. Nobrega, P.H. da F. Silva, A.G. D'Assuncao. Dual-polarized band-stop FSS spatial filters using vicsek fractal geometry // *Microwave and optical technology letters*. 2013. V. 55. No. 1. P. 31-34.
- [25]. F.C.G.S. Segundo, A.L.P.S. Campos, A.G. Neto. A design proposal for ultrawide band frequency selective surface // *Jornal of Microwave, Optoelectronics and Electromagnetic Application*. 2013. V. 12. No. 2. P. 398-409
- [26]. 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.
- [27]. L. Mingyun, H. Minjie, W. Zhe. Design of multi-band frequency selective surfaces using mlti-periodicity combined elements // *Jornal of Systems Engineering and Electronics*. 2009. V. 20. No. 4. P. 675-680.
- [28]. 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.
- [29]. Yi-Min Yu, Cheng-Nan Chiu, Yih-Ping Chiou, and Tzong-Lin Wu. An effective via-based frequency adjustment and minimization methodology for single-layered frequency-selective surface // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2015. V. 63. No.4. P. 1641-1649.
- [30]. K. Sarabandi and N. Behdad. A frequency selective surface with miniaturized elements // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2007. V. 55. No. 5. P. 1239-1245.

- [31]. F. Bayatpur, K. Sarbandi. Single-layer high-order miniaturized-element frequency-selective surfaces // *IEEE Trans. on microwave theory and techniques*. 2008. V. 56. No. 4. P. 774-781.
- [32]. M.A. Al-Joumayly, N.. Behdad. A new technique for design of low-profile, second-order, bandpass frequency selective surfaces // *IEEE Trans. Antennas Propag. Magazine*. 2009. V. 57. No2. P. 452-4459.
- [33]. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. NJ, USA: JohnWiley & Sons. 2012. P. 732.
- [34]. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Негушил А.В. и др. *Основы теории цепей. Учебник для вузов*. М., Энергия. 1975. С. 752.
- [35]. Г. Лем. *Аналоговые и цифровые фильтры. Расчёт и реализация*. М.: Мир. 1982. С. 592.
- [36]. R.D. Koller, В.М. Wilamowski. A ladder prototype synthesis algorithm // *Proceedings of the 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems*. 1992.
- [37]. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. *Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи*. Том 1. М.: Связь. 1971. С.443.
- [38]. Гринев А.Ю. *Численные методы решения прикладных задач электродинамики*. М.: Изд. Радиотехника. 2012. С. 336.
- [39]. Кравченко В.Ф., Лабунько О.С., Лерер А.М., Синявский Г.П. *Вычислительные методы в современной радиофизике / Под ред. В.Ф. Кравченко*. М.: Физматлит. 2009.С. 464.
- [40]. Конторович М.И., Астрахин М.И., Акимов В.П., Ферсман Г.А. *Электродинамика сетчатых структур*. М. Радио и связь. 1987. С.135.
- [41]. Tretyakov S. *Analytical modeling in applied electromagnetics*. Artech House. 2003. P. 284.
- [42]. 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.
- [43]. Costa F., Monorchio A., Manara G. Efficient analysis of frequency selective surfaces by a simple equivalent-circuit model // *IEEE Trans. Antennas Propag. Magazine*. 2012. V. 54. No.4. P. 35-48.
- [44]. Wait James R. Reflection from a wire grid parallele to a conductive plane // *Canad. J. Phys*. 1954. V. 32. No. 9. P. 571-579.
- [45]. G. V. Trentini. Partially reflecting sheet arrays // *IRE Trans. Antennas Propag*. 1956. V. 4. P. 666–671.

- [46]. Вайнштейн Л.А. Открытые резонаторы и открытые волноводы. – М.: Советское радио. 1966. С. 475.
- [47]. Н.Н. Войтович, Б.З. Каценеленбаум, Е.Н. Коршунова, Л.И. Пангонис, М.Л. Переславец, А.Н. Сивов, А.Д. Шатров. Электродинамика антенн с полупрозрачными поверхностями: Методы конструктивного синтеза / Под ред. Б.З. Каценеленбаума и А.Н. Сивова. М.: Наука. 1989. С.176.
- [48]. Wang N., Liu Q., Wu C. and et. al. Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two complementary FSS layers // IEEE Trans. Antennas Propag. 2014. V. 62. No.5. P. 2463-2471.
- [49]. Семенов В.Н., Чистяев В.А. Сверхширокополосная методика измерения электрофизических параметров листовых материалов в свободном пространстве // Материалы 20-й Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2010. Сентябрь. Севастополь. Украина. С. 1091-1092.
- [50]. Stimson G. Introduction to Airborne Radar. SciTech Publishing. 1998. P. 772.
- [51]. Заявка Франции №255192I. МКИ НОI 0 19/00, 01, 7/02, 1983. Способ уменьшения амплитуды СВЧ-волны, отраженной в направлении оси антенны.
- [52]. Hang Zhou, Shaobo Qu, Baoqin Lin, Jiafu Wang, Hua Ma, Zhuo Xu, Weidong Peng, and Peng Bai. Filter-Antenna Consisting of Cinical FSS Radome and Monopole Antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2012. V. 60. No. 6. P. 3040-3045.
- [53]. E.L. Pelton, B.A. Munk. A streamlined metallic radome // IEEE Trans. Antennas Propag. 1974. V. 22. No. 6. P. 799-803.
- [54]. H.Chen, X.Hou, and L. Deng. Design of frequency-selective surfaces radome for a planar slotted waveguide antenna // IEEE Antennas Wireless Propag. Letter. 2009. V. 8. P. 1231-1233.
- [55]. W.-T. Wang, S.-X. Gong, X. Wang, H.-W. Yuan, and J. Ling. RCS reduction of array antenna by using bandstop FSS reflector // J. of Electromagn. Waves and Appl. 2009. V. 23. P. 1505–1514.
- [56]. S. Genovesi, F.Costa, A. Monorchio. Low-profile arraywith reduced radar cross section by using hybrid frequency selective surfaces // IEEE Trans. Antennas Propag. 2012. V. 60. No.5. P. 2327-2335.
- [57]. F. Costa, A. Monorchio, G. Manara. A frequency selective radome with wideband absorbing properties // IEEE Trans. Antennas Propag. 2012. V. 60. No.6. P. 2740-2747.
- [58]. S. Genovesi, F. Costa, A. Monorchio, G. Manara. Wideband radar cross section reduction of slot antenna array // IEEE Trans. Antennas Propag. 2014. V. 62. No.1. P. 163-173.

[59]. C. Huang, W. Pan, X. Ma, X. Luo. Wideband radar cross section reduction of a stacked patch array antenna using metasurface // *IEEE Antennas and wireless propag. letter.* 2015. V. 14. P. 1369-1372.

[60]. Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные антенные решетки / Под ред. Л.И. Пономарева. – М.: Радиотехника, 2009. – 328 с.

[61]. F. Costa, A. Monorchio, G. Manara. Analysis and design of ultra-thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2010. V. 58. No.5. P. 1551-1558.

[62]. F. Costa, A. Kazemzadeh, S. Genovesi, G. Manara. Electromagnetic absorbers based on frequency selective surface. Forum for electromagnetic research methods and application technologies (FERMAT).

[63]. Гринев А.Ю., Багно Д.В., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Широкополосные системы излучения для антенных систем с электронным управлением лучом многофункциональных радиоэлектронных комплексов // *Антенны.* 2013. №3(190). С. 3–13.

[64]. Милосердов М.С. Бортовая сканирующая широкополосная линейная АР дециметрового диапазона: дис. канд. тех. наук: 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии / МАИ (НИУ), Москва, 2014.

[65]. Басков К.М. Современное электродинамическое сопровождение проектирования и изготовления систем антенна-радиопрозрачное укрытие: дис. канд. тех. наук: 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии / МЭИ (НИУ), Москва, 2016.

[66]. Гринев А.Ю., Волков А.П., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры для контроля диаграммы обратного рассеяния линейной АФАР L-диапазона // *Антенны.* 2016. №10.

[67]. Мосейчук Г.Ф., Синани А.И., Гринев А.Ю., Ильин Е.В., Волков А.П. Оценка и контроль диаграммы обратного рассеяния линейной ФАР L-диапазона // в кн. *Радиолокационные системы специального и гражданского назначения / под ред. Ю.И. Белого.* М.: Радиотехника. 2016.

[68]. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника. 2010. С. 680.

[69]. Траектория полета. ЦКБ-17, НИИ-17, МНИИП, ОАО «Концерн «Вега» / под ред. В.С. Вербы. М.: «Оружие и технологии». 2005. С. 252.

[70]. 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.

- [71]. Sievenpiper D.F. Artificial impedance surfaces for antennas // *Modern antenna handbook* / ed. C.A. Balanis. John Wiley & Sons. 2008. P. 737-777.
- [72]. Yang F., Rahmat-Samii Y. *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. Cambridge University Press. 2009. P. 266.
- [72]. H. Nakano. *Low-Profile Natural and Metamaterial Antennas*. John Wiley & Sons. 2016. P. 285.
- [73]. Гринев А.Ю., Ильин Е.В., Волков А.П. Расчёт параметров поверхности с высоким импедансом для низкопрофильных вибраторных антенн // *Антенны*. 2012. № 10. С. 57–62.
- [74]. Andrea Vallecchi, Javier R. De Luis, Filippo Capolino, Franco De Flaviis. Low Profile Fully Planar Folded Dipole Antenna on a High Impedance Surface // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2012. V. 60. No. 1. P. 51–62.
- [75]. Yong-Wei Zhong, Guo-Min Yang, Li-Rong Zhong. Gain enhancement of bow-tie antenna using fractal wideband artificial magnetic conductor ground // *Electronics Letters*. 2015 V. 51. No. 4. P. 315–317.
- [76]. Jean-Marc Barfeco, Luka Salghetti-Drioli, Peter de Maagt. AMC Low Profile Wideband Reference Antenna for GPS and GALLILEO Systems // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2008. V. 56. No. 8. P. 2540–2547.
- [77]. Mohammed Ziaul Azad, and Mohammad Ali. Novel Wideband Directional Dipole Antenna on a Mushroom Like EBG Structure // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2008. V. 56. No. 2. P. 1242–1250.
- [78]. Alireza Foroozesh, Lotfollah Shafai. Investigation Into the Application of Artificial Magnetic Conductors to Bandwidth Broadening, Gain Enhancement and Beam Shaping of Low Profile and Conventional Monopole Antennas // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2011. V. 59. No. 1. P. 4–20.
- [79]. Haider R. Raad, Ayman I. Abbosh, Hussain M. Al-Rizzo, Daniel G. Rucker. Flexible and Compact AMC Based Antenna for Telemedicine Applications // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2013. V. 61. No. 2. P. 524–531.
- [80]. Tangjie Yuan, Habiba H. Ouslimani, Alain C. Priou, Guillaume Lacotte, Gerard Collignon. Dual-Layer EBG Structures for Low-Profile “Bent” Monopole Antennas // *Progress In Electromagnetics Research B*. 2013. V. 47. P. 315-337.
- [81]. R. Garg, P. Bhartia, Inder Bahl, A. Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House. 2001. P. 845.
- [82]. *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications* / ed. Debatosh Guha and Yahia M.M. Antar. John Wiley & Sons. 2010. P.510.

- [83]. Aaron K. Shackelford, Kai-Fong Lee, K. M. Luk. Design of small-size wide-bandwidth microstrip-patch antennas // *IEEE Antennas and Propag. Magazine*. 2003. V. 45. No. 1. P. 75-83.
- [84]. F. Mohamadi Monavar, N. Komjani. Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using jerusalem cross-shaped frequency selective surfaces by invasive weed optimization approach // *Progress In Electromagnetics Research*. 2011. V. 121. P. 103-120.
- [85]. Wanchen Yang, Hao Wang, Wenquan Che, Jingjing Wang. A Wideband and High-Gain Edge-Fed Patch Antenna and Array Using Artificial Magnetic Conductor Structures // *IEEE Antennas and wireless propagation letters*. 2013. V. 12. P. 769-772.
- [86]. Johan Joubert, J. (Yiannis) C. Vardaxoglou, William G. Whittow, d Johann W. Odendaal. CPW-Fed Cavity-Backed Slot Radiator Loaded With an AMC Reflector // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2012. V. 60. No. 2. P.735-742.
- [87]. Wei Hu, Rui-Na Lian, Zhao-Yang Tang, Ying-Zeng Yin. Wideband, Low-Profile, Dual-Polarized Slot Antenna with an AMC Surface for Wireless Communications // *International Journal of Antennas and Propagation*. V. 2016 (2016). P. 8.
- [88]. Hossein Malekpoor, Shahrokh Jam. Improved Radiation Performance of Low Profile Printed Slot Antenna Using Wideband Planar AMC Surface // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016. V. 64. N. 11. P. 4626-4638.
- [89]. Taulant Rexhepi, David Crouse. A Study of Composite Substrates for VHF and UHF Artificial Magnetic Conductors and Their Application to a SATCOM Antenna // *Progress In Electromagnetics Research C*. 2016. V. 64. P. 1–9.
- [90]. Симовский К.Р., Сочава А.А., Мельчакова И.В. Поверхность с высоким импедансом и стабильным низкочастотным резонансом // *Радиотехника и Электроника*. 2008. Т.53. №5. С.527-536.
- [91]. Steven R. Best, Drayton L. Hanna. Design of a Broadband Dipole in Close Proximity to an EBG Ground Plane // *IEEE Antennas Propagation Magazine*. 2008. V. 50. No. 6. P. 52–64.
- [92]. Filippo Costa, Olli Luukkonen, Constantin R. Simovski, Agostino Monorchio, Sergei A. Tretyakov, Peter M. de Maagt. TE Surface Wave Resonances on High-Impedance Surface Based Antenna: Analysis and Modeling // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2013. V. 61. No. 2. P. 524–531.
- [93]. D. M. Pozar, D. H. Schaubert. Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1984. V. 32. P. 602-610.
- [94]. D. M. Pozar. Analysis of finite phased arrays of printed dipoles // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1985. V. 33. P. 1045-1053.

- [95]. Чебышев В.В. Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах – М.: ПСТМ, 2013. 158 с.
- [96]. L. Zhang, J. A. Castaneda, and N. G. Alexopoulos, "Scan blindness free phased array design using PBG materials," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2004. V. 52. P. 2000-2007.
- [97]. Kumar A., Mohan J., Gupta H. Surface wave suppression of microstrip antenna using different EBG designs // *Signal Processing and Communication (ICSC), 2015 International Conference.* 2015. P. 355–359.
- [98]. Люлюкин К.В, Литун В.И., Митрохин В.Н., Голубцов М.Е. Уменьшение взаимного влияния широкополосных излучателей фазированной антенной решетки введением резонансной структуры // В сборнике докладов 26-й Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», (КрыМиКо 2016). Т. 5. С. 995–1001.
- [99]. Грибанов А.Н., Ильин Е.В., Зайкин А.Е., Волков А.П. Моделирование фазированных антенных решеток конечных размеров из волноводных и печатных излучающих элементов // *Антенны.* 2013. № 4. с. 9–21.
- [100]. Taconic Advanced PCB Materials. Product selection guide. http://www.taconic-add.com/pdf/taconic-laminate_material_guide.pdf
- [101]. F. Yang, Y. Rahmat-Samii. Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2003. V. 51. No. 10. P 2936–2946.
- [102]. Z. Iluz, R. Shavit, and R. Baue. Microstrip antenna phased array with Electromagnetic bandgap substrate // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2004. V. 52, No. 6. P. 1446–1453.
- [103]. Волков А.П., Козлов К.В., Асиновский Г.С., Мезин В.Р. Низкопрофильный двухполяризационный излучатель АФАР Р диапазона // *Антенны.* 2016. №9. С. 96–101.
- [104]. Foged L.J., Giacomini A., Saccardi F. et. all. Miniaturized Array Antenna Using Artificial Magnetic Materials for Satellite-Based AIS System// *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2015 .V. 63. No.4. P. 1276-1287.
- [105]. Гринев А.Ю., Курочкин А.П., Волков А.П. Низкопрофильная развязанная антенная система на основе поверхности с высоким импедансом // М.: *Антенны.* 2014. № 9. С. 4–11

Приложение А: Поверхностные волны в диэлектрической подложке

Известно, что в сканирующих антенных решетках, при наличии диэлектрических слоев может появиться поверхностная волна, приводящая к их «ослеплению».

Рассмотрим задачу, представленную на рисунке 1. Бесконечный проводящий экран со слоем диэлектрика возбуждается точечным источником тока. Из рисунка 1 видно, что значение диэлектрической проницаемости зависит от координаты z : $\varepsilon = \varepsilon(z)$.

Выражая поле через векторный потенциал A :

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot} \mathbf{A} \quad (1)$$

$$\mathbf{E} = -i\omega \mathbf{A} - \frac{i}{\omega \mu_0} \text{grad} \left(\frac{1}{\varepsilon(z)} \text{div} \mathbf{A} \right) \quad (2)$$

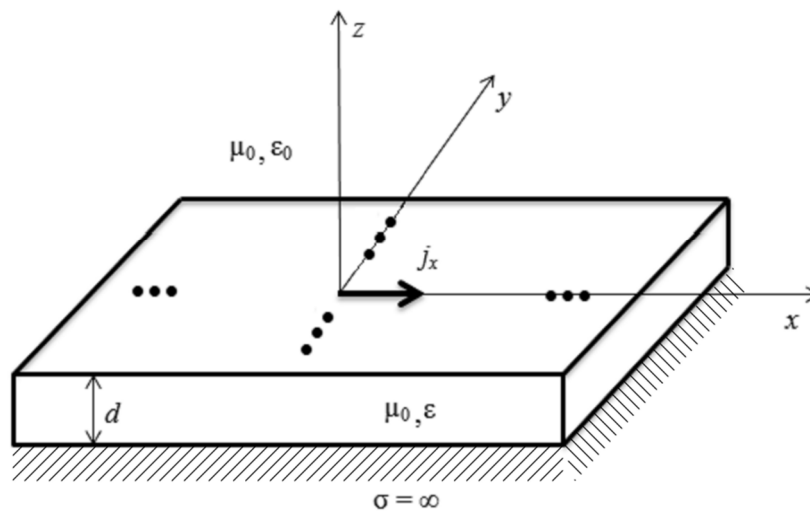


Рисунок 1. Проводящий экран со слоем диэлектрика, возбуждаемый точечным источником тока $\mathbf{j}_{cm} (j_x, 0, 0)$.

С учетом уравнения:

$$\text{rot} \mathbf{H} = i\omega \mathbf{E} + \mathbf{j}_{cm} \quad (3)$$

Можно получить систему уравнений:

$$\begin{cases} \nabla^2 A_x + k^2 A_x = -\mu_0 j_{xcm} \\ \nabla^2 A_y + k^2 A_y = -\mu_0 j_{ycm} \\ \nabla^2 A_z + k^2 A_z - \varepsilon \cdot \left(\frac{\partial}{\partial x} A_x + \frac{\partial}{\partial y} A_y + \frac{\partial}{\partial z} A_z \right) \cdot \frac{\partial}{\partial z} (1/\varepsilon(z)) = -\mu_0 j_{zcm} \end{cases} \quad (4)$$

где k^2 – волновое число.

Из (4) видно что: j_x компонента тока порождает A_x компоненту потенциала, j_y – A_y , A_z компоненту потенциала порождает как j_z компонента тока, так и j_x и j_y компоненты. Согласно рисунку 1, т.к. ток имеет только j_x компоненты, то векторный потенциал будет иметь A_x и A_z компоненты.

Разложим компоненты векторного потенциала по плоским волнам и учитывая граничные условия на диэлектрике:

$$[\mathbf{n} \times \mathbf{E}]_s = 0, [\mathbf{n} \times \mathbf{H}]_s = 0 \quad (5)$$

и на металле:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}_s = 0 \quad (6)$$

где \mathbf{n} – внешняя нормаль к границе раздела, S – граница раздела. Можно получить, выражения для векторного потенциала. В плоскости OXY они запишутся в виде:

$$A_x = \frac{1}{4\pi^2} \iint 2G_1 e^{-ik_x x - ik_y y} dk_x dk_y \quad (7)$$

$$A_y = 0 \quad (8)$$

$$A_z = \frac{1}{4\pi^2} \iint 2k_x G_2 e^{-ik_x x - ik_y y} dk_x dk_y \quad (9)$$

здесь

$$G_1 = \frac{\sin(k_1 d)}{T_e} \quad (10)$$

$$G_2 = \frac{(\varepsilon - 1) \sin(k_1 d) \cos(k_1 d)}{T_e T_m} \quad (11)$$

где

$$T_e = k_1 \cos(k_1 d) + ik_2 \sin(k_1 d) \quad (12)$$

$$T_m = \varepsilon k_2 \cos(k_1 d) + ik_1 \sin(k_1 d) \quad (13)$$

$$k_1^2 = \varepsilon k_0^2 - \beta^2 \quad (14)$$

$$k_2^2 = k_0^2 - \beta^2 \quad (15)$$

$$\beta^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (16)$$

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \quad (17)$$

Используя формулу (2), можно получить искомое поле, при этом, x -компонента вектора напряженности электрического поля записывается в виде:

$$E_x(x, y) = \frac{-iZ_0}{4\pi^2 k_0} \iint Q(k_x, k_y) e^{-ik_x x - ik_y y} dk_x dk_y \quad (18)$$

где $Q(k_x, k_y)$ представляет собой функцию Грина проводящего экрана со слоем диэлектрика:

$$Q(k_x, k_y) = \frac{(\varepsilon k_0^2 - k_x^2) k_2 \cos(k_1 d) + i(k_0^2 - k_x^2) k_1 \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \quad (19)$$

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} \quad (20)$$

Для перехода к модели многоэлементной решетке излучателей необходимо произвести суммирование по всем ее элементам:

$$G(x, y) = \frac{-iZ_0}{4\pi^2 k_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-ik_0(mau + nbv)} \iint Q(k_x, k_y) e^{-ik_x x - ik_y y} dk_x dk_y \quad (21)$$

где $e^{-ik_0(mau + nbv)}$ – фаза m , n -го диполя в решетке, $u = \sin(\theta) \cos(\varphi)$, $v = \sin(\theta) \sin(\varphi)$, (θ, φ) – угол сканирования; a , b – шаг между излучателями.

Используя формулу суммирования Пуассона можно получить:

$$G(x, y) = \frac{-iZ_0}{abk_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Q(k_x, k_y) e^{-ik_x x - ik_y y} \quad (22)$$

где $k_x = \frac{2\pi m}{a} + k_0 u$, $k_y = \frac{2\pi n}{b} + k_0 v$ – пространственные частоты. Сравнивая (21) и (22), видим, что знаменатель функции Грина, порождающие особенности, остается неизменным, как для одиночного излучателя, так и для АР.

Поверхностная волна в подложке будет возбуждаться при условии:

$$T_e = k_1 \cos(k_1 d) + ik_2 \sin(k_1 d) = 0 \quad (23)$$

или

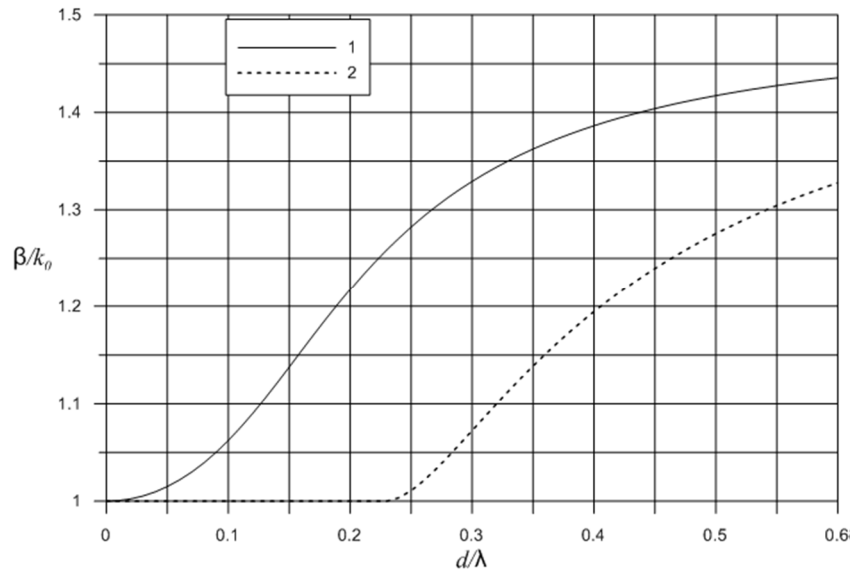
$$T_m = \varepsilon k_2 \cos(k_1 d) + ik_1 \sin(k_1 d) = 0 \quad (24)$$

Число распространяющихся мод можно найти из условия:

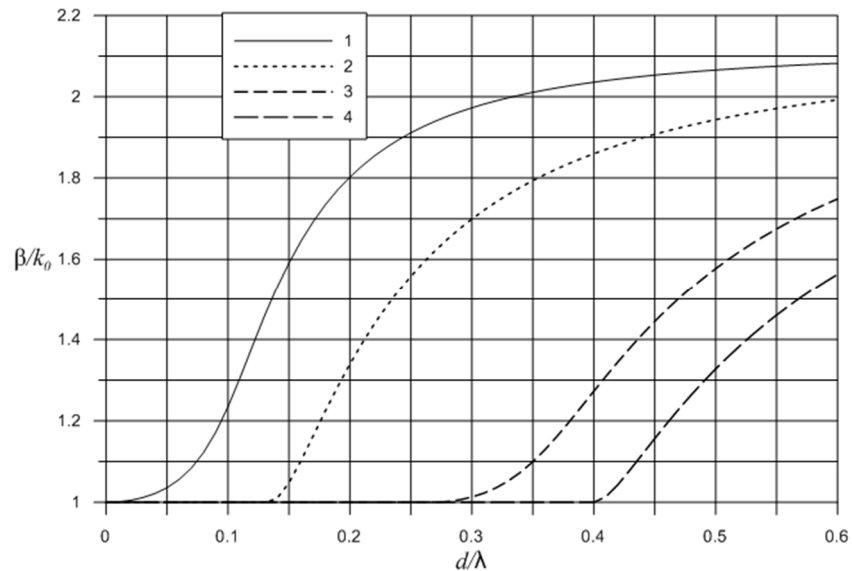
$$\begin{aligned}
 N_e &: \begin{cases} m+1, m\frac{\pi}{2} < t < (m+1)\frac{\pi}{2} & m = 0, 2, 4, \dots \\ 0, t < \frac{\pi}{2} & \\ m, m\frac{\pi}{2} < t < (m+1)\frac{\pi}{2} & m = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \\
 N_h &: \begin{cases} m+1, m\frac{\pi}{2} < t < (m+1)\frac{\pi}{2} & m = 0, 2, 4, \dots \\ 0, t < \frac{\pi}{2} & \\ m, m\frac{\pi}{2} < t < (m+1)\frac{\pi}{2} & m = 1, 3, 5, \dots \end{cases}
 \end{aligned} \tag{25}$$

где $t = \sqrt{\varepsilon - 1}d$

На рисунке представлены решения уравнений (23), (24) для двух значений двух значений ($\varepsilon = 2.2$ и $\varepsilon = 4.5$) диэлектрической проницаемости подложки.



(a)



(б)

1 – TM_0 , 2 – TE_1 , 3 – TM_2 , 4 – TE_3 .

Рисунок 2 – Зависимость постоянной распространения поверхностной волны от толщины подложки: а) – $\varepsilon = 2.2$, б) – $\varepsilon = 4.5$.