

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

На правах рукописи

Милосердов Максим Сергеевич



**БОРТОВАЯ СКАНИРУЮЩАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ
ЛИНЕЙНАЯ АР ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА**

**05.12.07 - АНТЕННЫ, СВЧ-УСТРОЙСТВА И ИХ
ТЕХНОЛОГИИ**

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель: д.т.н., профессор Гринев А.Ю.

Москва – 2014

Содержание

Содержание	2
Обозначения и сокращения	6
Введение	7
Основные задачи диссертации	8
Научная новизна	9
Методология и методы исследования.....	9
Основные положения, выносимые на защиту	9
Теоретическая и практическая значимость	10
Достоверность полученных результатов	11
Реализация и внедрение результатов	11
Апробация результатов работы.....	11
Публикации	12
Структура и объем работы	12
1 Многофункциональная широкополосная ФАР	16
1.1 Постановка задачи.....	16
1.1.1 Общие требования к полотну ФАР	18
1.1.2 ФАР L -диапазона.....	19
1.1.3 Структурная схема АФАР	19
1.2 Принципы построения широкополосных АР	22
1.2.1 Принцип усиления эффекта взаимного влияния элементов АР (связанная АР, принцип "листа тока")	22
1.2.2 Принцип управления эффектом взаимного влияния элементов АР	23
1.2.3 Принцип разрушения периодичности (аперидичные, мозаичные структуры АР).....	23
1.3 Выбор излучающих элементов.....	24
1.4 Выводы	31
2 Линейная широкополосная антенная решетка дециметрового диапазона на основе логопериодических излучателей	32

2.1	Логопериодический печатный излучатель	33
2.1.1	Геометрия ЛПВА	33
2.1.2	Методика расчета печатной ЛПВА	35
2.1.3	Результаты предварительного численного моделирования.....	37
2.2	Особенности питания ЛПВА.....	40
2.2.1	Непосредственное подключение радиочастотного коаксиального кабеля.....	40
2.2.2	Питание печатной ЛПВА с помощью симметричной полосковой линии	42
2.3	Способы сокращения размеров логопериодического печатного излучателя.....	46
2.3.1	Влияние диэлектрика на характеристики ЛПВА	46
2.3.2	Использование вибраторов сложной формы в печатной ЛПВА	51
2.3.3	Влияние П-образного профиля на характеристики печатной ЛПВА....	53
2.4	Линейная антенная решётка на основе логопериодического печатного излучателя.....	56
2.4.1	Влияние П-образного короба на характеристики излучателя в составе бесконечной АР	57
2.4.2	Влияние элементов крепления на характеристики излучателя в составе бесконечной АР	60
2.4.3	Оптимизация структуры ЛПВА в носке крыла	61
2.4.4	Конструкция логопериодического излучающего элемента линейной АР, размещенного в носке крыла	65
2.5	Результаты моделирования печатной ЛПВА в носке крыла в составе конечной линейной АР	66
2.5.1	Качество согласования излучающих элементов.....	66
2.5.2	Характеристики направленности антенной системы	71
2.6	Выводы	77

3	Линейная широкополосная антенная решетка дециметрового диапазона на основе монополярных излучателей.....	79
3.1	Конструктивные особенности монополярных печатных излучателей ...	80
3.1.1	Способы питания.....	80
3.1.2	Выбор формы монополярного печатного излучателя.....	84
3.1.3	Излучающий элемент на модели бесконечной решетки.....	91
3.2	Влияние П-образного металлического короба	92
3.2.1	Конструкция монополярного излучающего элемента линейной АР, размещенного в носке крыла	98
3.3	Результаты моделирования печатного монополярного излучателя в носке крыла в составе конечной линейной ФАР.....	99
3.3.1	Качество согласования ФАР на основе двухрезонансных монополей .	99
3.3.2	Характеристики направленности антенной системы.....	104
3.4	Выводы	110
4	Влияние объекта-носителя на характеристики фазированной антенной решетки и оценка её диаграммы обратного рассеяния	111
4.1	О методах численного решения электродинамических задач.....	112
4.1.1	К сравнению методов численного решения электродинамических задач	112
4.1.2.	Гибридный метод моделирования: метод моментов – метод физической оптики	114
4.1.3	Тестирование гибридного метода ММ-ФО	119
4.2	Оценка влияния объекта-носителя на характеристики ФАР.....	123
4.2.1	Влияние объекта-носителя на характеристики АР из логопериодических и монополярных излучателей	125
4.3	Оценка эффективной поверхности рассеяния антенной системы дециметрового диапазона с электронным управлением лучом.....	131
4.3.1	К оценке ЭПР рассеивателя.....	131

4.3.2 Моделирование ЭПР АР дециметрового диапазона при облучении волной сантиметрового диапазона.....	135
4.3.3 Сравнение АР на основе различных типов излучателей по совокупности параметров.....	146
4.4 Выводы.....	154
Заключение.....	155
Список литературы.....	158

Обозначения и сокращения

ЭПР – эффективная площадь рассеяния

ФАР – фазированная антенная решетка

АФАР – активная фазированная решетка

АР – антенная решетка

КСВ – коэффициент стоячей волны

ДОР - диаграмма обратного рассеяния

ДН – диаграмма направленности

АС – антенная система

ЭУЛ – электронное управление лучом

ЛА – летательный аппарат

СШП – сверхширокополосный

МНИ – металлодиэлектрический неоднородный излучатель

МШУ – малошумящий усилитель

КУ – коэффициент усиления

ЛПВА – логарифмически периодическая вибраторная антенна

ЧСП – частотоселективные поверхности

КРВО – метод конечных разностей во временной области

ММ – метод моментов

ММ-ФО – метод моментов - метод физической оптики

МКЭ – метод конечных элементов

Введение

Актуальность темы исследования: Разработка многофункциональных бортовых комплексов с фазированными активными антенными решетками (АФАР), использующими единую систему излучения в интересах нескольких радиотехнических систем - важная проблема, стоящая на повестке дня. Решение такой задачи требует разработки принципов построения и технических решений фазированных антенных решеток (ФАР) с широкой полосой частот (до октавы и более), которая перекрывает частотные полосы используемых систем и обеспечивает требуемые характеристики согласования и направленности в широком диапазоне углов сканирования $\pm(45-60^\circ)$. При этом, к бортовым ФАР, предъявляются жесткие массогабаритные требования, необходимость учета влияния элементов конструкции и условий эксплуатации.

Антенны, в частности ФАР, относятся к элементам существенно определяющим локационную заметность ЛА, поэтому при разработке ФАР помимо энергетических и полевых характеристик требуется проводить оценку и применять меры для снижения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) ФАР.

Расширение полосы рабочих частот ФАР с широкоугольным сканированием обеспечит существенное продвижение в создании нового поколения многофункциональных радиотехнических комплексов, выполняющих функции РЛС, радиотехнической разведки, радиоэлектронной борьбы, государственного опознавания, радионавигации и радиосвязи.

Актуальность работы обусловлена необходимостью расширения полосы рабочих частот линейной ФАР дециметрового диапазона с широкоугольным сканированием, расположенной в ограниченном объеме (площадь элемента $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла.

Целью работы является разработка малогабаритной широкополосной ФАР дециметрового диапазона с рабочей полосой частот 1-1.6 ГГц,

сканирующей в секторе углов $\pm 45^\circ$, размещаемой в ограниченном объеме и предназначенной для антенной системы, выполняющей функции РЛС и государственного опознавания.

Основные задачи диссертации

В соответствии с указанной целью в работе ставятся и решаются следующие задачи:

1. Выбор принципа построения широкополосной ФАР и её излучающих элементов.
2. Разработка технических решений снижения габаритных размеров печатных излучателей: логопериодического вибраторного и монопольного.
3. Оптимизация структуры малогабаритных печатных логопериодического и монопольного излучателей в составе ФАР при размещении под радиопрозрачным обтекателем вблизи проводящих элементов конструкции крыла.
4. Моделирование характеристик направленности и согласования конечной 12-ти элементной широкополосной ФАР на основе малогабаритных печатных логопериодических излучателей, размещенной в ограниченном объеме под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла при сканировании в секторе углов $\pm 60^\circ$.
5. Моделирование характеристик направленности и согласования конечной 12-ти элементной широкополосной АР на основе монопольных излучателей, размещенной в ограниченном объеме под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла при сканировании в секторе углов $\pm 60^\circ$.
6. Оценка влияния объекта-носителя на характеристики конечной 12-ти элементной АР на основе печатных излучателей: логопериодического и монопольного.
7. Оценка диаграммы обратного рассеяния (ДОР) конечной 12-ти элементной ФАР из печатных логопериодических элементов и печатных

треугольных двухрезонансных монопольных элементов, в передней кромке отклоняемого носка крыла.

8. Сравнение ФАР на основе рассмотренных элементов по совокупности параметров и выбор наилучшего решения по интегральному признаку методом весовых коэффициентов.

Научная новизна обусловлена предложенным и разработанным комплексом технических решений (снижение габаритных размеров, оптимизация параметров с учетом взаимного влияния излучателей и элементов конструкции), позволившим обеспечить требуемые технические характеристики ФАР дециметрового диапазона, расположенной в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла.

Методология и методы исследования

Для решения поставленных задач используются: методы конечных разностей во временной области, конечных элементов и гибридный для расчета излучающих элементов (одиночных и в составе полотна линейной ФАР).

Метод глобальной оптимизации (генетический алгоритм) использовался для поиска глобального минимума оптимизируемой невыпуклой и многопараметрической целевой функции (оптимизационного функционала) для поиска параметров излучателей полотна ФАР.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Предложенный и разработанный комплекс технических решений (снижение габаритных размеров, оптимизации параметров с учетом взаимного влияния излучателей и элементов конструкции) обеспечивает сканирование ФАР из печатных логопериодических элементов, расположенных в ограниченном пространстве (площадь элемента $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной

консоли крыла, в секторе углов $\pm 45^\circ$ по уровню КСВН ≤ 3 в рабочей полосе частот 1..1.6 ГГц.

2. Предложенный и разработанный комплекс технических решений (снижение габаритных размеров, оптимизации параметров с учетом взаимного влияния излучателей и элементов конструкции) обеспечивает сканирование ФАР из печатных монополюсных элементов, расположенных в ограниченном пространстве (площадь элемента $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла, в секторе углов $\pm 45^\circ$ по уровню КСВН ≤ 2.8 в рабочей полосе частот 1..1.6 ГГц.

3. Численное моделирование на основе метода конечных разностей во временной области, гибридного метода и алгоритмов глобальной оптимизации позволило определить основные энергетические и полевые характеристики и подтвердить правильность заложенных технических решений построения 12-ти элементной ФАР на основе печатных логопериодических и двухрезонансных монополюсных излучателей с учетом особенностей размещения.

Теоретическая и практическая значимость результатов работы состоит в следующем:

- Произведен расчет и получены характеристики согласования и направленности конечной 12-ти элементной ФАР на основе печатных логопериодических излучателей, размещенной в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла под радиопрозрачным обтекателем.
- Произведен расчет и получены характеристики согласования и направленности конечной 12-ти элементной ФАР на основе печатных двухрезонансных монополюсных излучателей, размещенной в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла под радиопрозрачным обтекателем.

- Проведена оценка диаграммы обратного рассеяния конечных 12-ти элементных ФАР на основе печатных логопериодических и двухрезонансных монополярных излучателей.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке бортовых широкополосных антенных систем дециметрового диапазона.

Достоверность полученных результатов обусловлена корректным выбором моделей антенных систем и постановкой соответствующих электродинамических задач; использованием апробированных численных методов решения поставленных задач; проведение численного моделирования различными методами и сопоставление полученных результатов; тестированием алгоритмов моделирования на модельных задачах.

Реализация и внедрение результатов

Результаты диссертационного исследования, оформленные в виде акта о внедрении, вошли в эскизный технический проект составной части опытно-конструкторской разработки «Разработка электродинамической модели и численное моделирование широкополосной системы излучения ФАР на основе широкополосных излучателей» (шифр «Подкова-М1») с предприятием НИИ приборостроения им. Тихомирова (г. Жуковский).

Апробация результатов работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались на:

- 7-ой и 8-ой молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций РТ-2011, 2012», Севастополь, Украина, 2011, 2012 гг.
- 10-ой и 11-ой международной конференции «Авиация и космонавтика - 2011, 2012», Москва, 2011, 2012 гг.
- 10-ой и 11-ой научно-практической конференции молодых ученых и студентов МАИ – «Инновации в авиации и космонавтике – 2011, 2012», Москва, 2011, 2012 гг.

Публикации. По основным результатам выполненных в диссертации исследований опубликовано 11 печатных работ, из них 5 научных статей (из них 3 в журналах, рекомендуемых ВАК) и 6 тезисов докладов.

Структура и объем работы:

Диссертационная работа изложена на 164 машинописных страниц и состоит из введения, четырех разделов, заключения и списка использованных источников. Иллюстративный материал представлен в виде 89 рисунков и 15 таблиц. Список литературы включает 76 наименований.

Первый раздел диссертации содержит аналитический обзор по материалам отечественных и зарубежных источников по тематике, связанной с принципами построения полотна широкополосной ФАР, широкополосными излучающими элементами для сканирующих антенных решеток и особенностями размещения линейной широкополосной АР в переднем отсеке отклоняемого носка крыла. Рассматриваются вопросы совмещения нескольких систем на одном антенном полотне, проводится выбор принципа построения и типов излучателей для широкополосного полотна ФАР.

Во **втором разделе** рассматриваются особенности размещения линейной ФАР на основе печатного логопериодического излучателя в ограниченном объеме под радиопрозрачным обтекателем в переднем отсеке отклоняемого носка крыла вблизи проводящих элементов конструкции. Рассмотрены особенности питания излучателя. Для уменьшения габаритных размеров используется комплекс мер: диэлектрическое покрытие (ламинация) подложки, изменение формы вибраторов для увеличения пути тока и оптимальный подбор структуры логопериодического излучателя с учетом близкорасположенных проводящих несущих элементов конструкции крыла. Передний отсек отклоняемого носка крыла имеет форму П-образного открытого резонатора. В ходе исследования выявлено, что резонанс короба находится вблизи нижней рабочей частоты ФАР. Таким образом, П-образный

короб можно условно считать длинноволновым вибратором сложной формы логопериодического излучателя. Для подбора оптимальной структуры излучателя с учетом П-образного короба и радиопрозрачного обтекателя использовался метод глобальной оптимизации – генетический алгоритм. Разработана конструкция и проведено полноволновое численное моделирование 12-ти элементной ФАР, размещенной под радиопрозрачным обтекателем в переднем отсеке отклоняемого носка крыла с учетом взаимного влияния между излучателями и влияния конструктивных элементов крыла и обтекателя. Получены характеристики согласования и направленности в полосе частот 1-1.6 ГГц в диапазоне углов $\pm 60^\circ$. Показано, что антенная решетка из печатных логопериодических элементов, расположенная в ограниченном пространстве (площадь элемента $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла, при синфазном возбуждении обеспечивает уровень КСВН ≤ 2 , а при сканировании в секторе $\pm 45^\circ$ уровень КСВН ≤ 3 в рабочей полосе частот 1..1.6 ГГц.

Третий раздел посвящен особенностям размещения линейной ФАР на основе печатного монополюсного излучателя в ограниченном объеме под радиопрозрачным обтекателем в переднем отсеке отклоняемого носка крыла вблизи проводящих элементов конструкции. Рассмотрены особенности питания, способы расширения полосы и выбраны два типа монополей с разным профилем: двухрезонансный треугольный и экспоненциально расширяющийся монополь с дополнительно прорезанной щелью для расширения полосы рабочих частот. Проведена оптимизация обеих монополей в составе бесконечной решетки в реальных условиях размещения с учетом конструктивных элементов отклоняемого носка крыла и радиопрозрачного обтекателя методом глобальной оптимизации - генетическим алгоритмом. По результатам моделирования лучшие характеристики по основным параметрам показал двухрезонансный треугольный монополь. Разработана конструкция и проведено

полноволновое численное моделирование 12-ти элементной ФАР на основе печатных двухрезонансных треугольных монополярных элементов, размещенной под радиопрозрачным обтекателем в переднем отсеке отклоняемого носка крыла с учетом взаимного влияния между излучателями и влияния конструктивных элементов крыла и обтекателя. Получены характеристики согласования и направленности в полосе частот 1-1.6 ГГц в диапазоне углов $\pm 60^\circ$. Показано, что антенная решетка из печатных двухрезонансных треугольных монополярных элементов, расположенная в ограниченном пространстве (площадь элемента $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла, при синфазном возбуждении обеспечивает уровень КСВН ≤ 2 , а при сканировании в секторе $\pm 45^\circ$ уровень КСВН ≤ 2.8 в рабочей полосе частот 1..1.6 ГГц.

В четвертом разделе кратко обсуждены основные численные методы решения электродинамических задач, и для расчета задач большой размерности выбран гибридный метод моментов метод физической оптики (ММ-ФО). Рассмотрены основные соотношения и проведено тестирование ММ-ФО на модельной задаче, показавшее допустимые значения погрешности метода при серьезной экономии временных и вычислительных ресурсов. На основе ММ-ФО проведено моделирование ФАР из 12-ти излучателей, расположенной в передней консоли отклоняемого носка крыла под радиопрозрачным обтекателем, совместно с крылом объекта-носителя. Приведены энергетические и полевые характеристики АР с учетом влияния крыла и их сравнение с характеристиками той же АР в свободном пространстве.

Рассмотрены особенности оценки моностатической и бистатической ЭПР АР. Проведено тестирование численных алгоритмов и представлена диаграмма обратного рассеяния ФАР из логопериодических и монополярных излучателей дециметрового диапазона с рабочим диапазоном частот

1...1.6 ГГц при облучении волной сантиметрового диапазона в полосе 8.5...12.5 ГГц.

Проведено сравнение по совокупности параметров ФАР на основе излучателей трех типов: печатный логопериодический вибраторный излучатель, двухрезонансный треугольный монополярный излучатель и металлодиэлектрический неоднородных излучатель (МНИ). Излучатели каждой решетки расположены под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла. Первые два типа излучателей и АР на их основе были подробно рассмотрены во второй и третьей главах диссертации. Параметры МНИ были получены рабочей группой кафедры "Радиофизика, антенны и микроволновая техника" московского авиационного института в рамках совместной работы с НИИ приборостроения им. Тихомирова (г. Жуковский).

В **заключении** сформулированы основные выводы по результатам работы.

1 Многофункциональная широкополосная ФАР

1.1 Постановка задачи

В настоящее время активно развиваются многофункциональные бортовые комплексы, совмещающие на одном антенном полотне несколько независимых систем, таких как системы связи, телеметрии, радиолокации, наведения, радиоэлектронной борьбы и противодействия, системы государственного опознавания, управления воздушным движением и т.д. Такой подход позволяет значительно снизить массогабаритные характеристики антенной решетки и, следовательно, увеличить полезную нагрузку летательного аппарата (ЛА). При этом требуется решить целый ряд задач: построение широкополосного антенного полотна, разработка мощного широкополосного активного приемо-передающего модуля и целый ряд системных вопросов, касающихся совмещения разных систем на одной антенной решетке (АР).

Остро стоит вопрос о месте размещения антенной системы (АС) на борту ЛА. Одно из перспективных направлений – размещение линейной АР вдоль носка подвижной консоли крыла семейства летательных аппаратов СУ–27 (рисунок 1.1) [1]. При этом возникают следующие проблемы: крайне малые габаритные размеры полости, а значит и антенной решетки, влияние близко расположенных элементов конструкции крыла (как выяснилось в ходе исследования, полость, в которой размещается антенна, резонирует в нижней части рабочего диапазона), учет (оценка) влияния больших элементов конструкции самолета (крыла и фюзеляжа) и поиск оптимального места размещения АР вдоль носка подвижной консоли крыла. Кроме того, предъявляются жесткие требования по механической прочности и температуре (температура в отсеке может достигать 120-180°C).

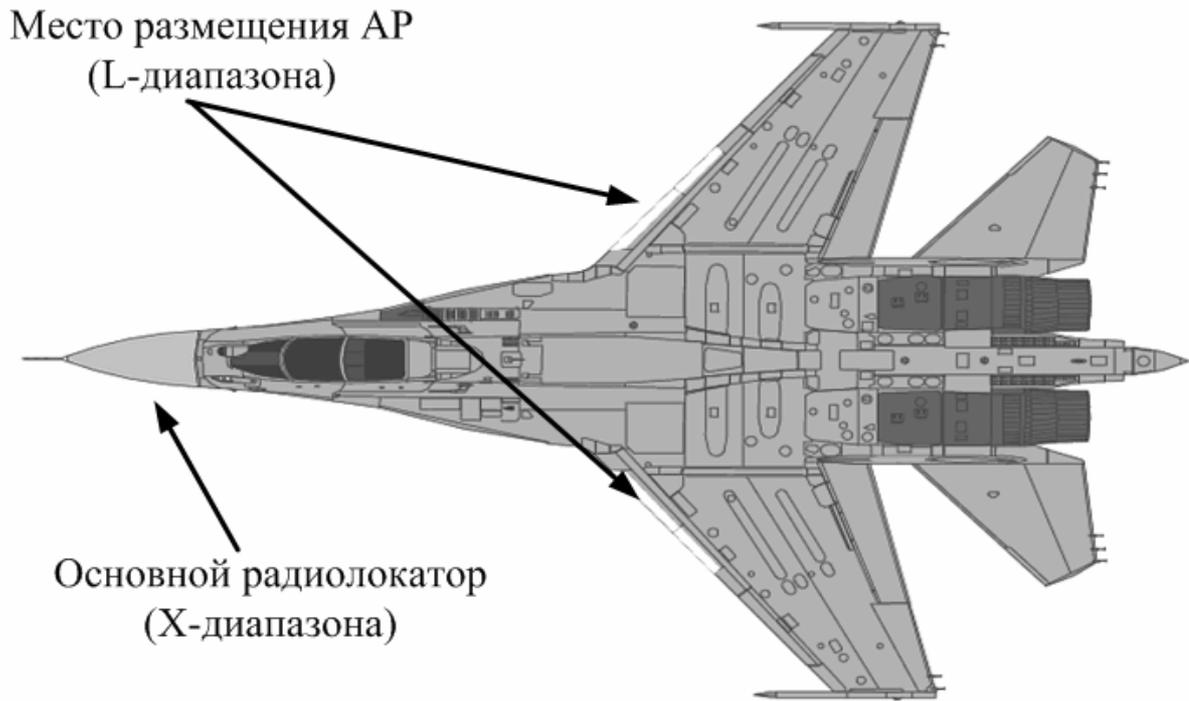


Рисунок 1.1 – Размещение АР в переднем отсеке отклоняемого носка

Известно, что угол стреловидности крыла СУ-27 примерно равен 42° , поэтому для обзора локатора в прямом направлении необходимо отклонять луч как минимум на тот же угол. Требуемый сектор сканирования АР проиллюстрирован на рисунке 1.2.

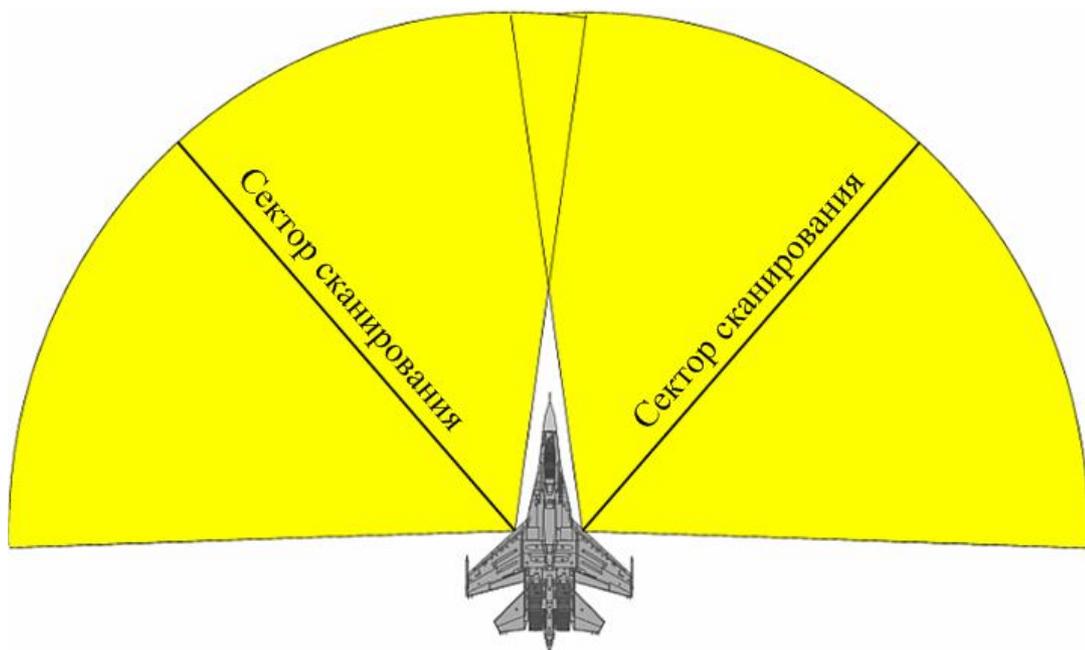


Рисунок 1.2 – Углы обзора вспомогательного локатора ЛА.

1.1.1 Общие требования к полотну ФАР

Если обобщить вышесказанное, то к антенной решетке предъявляются следующие требования:

1. Требование к размещению. 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.

2. Габаритные размеры (В×Ш×Г), не более: 70×1650×90 мм, которые дополнительно ограничиваются формой доступного пространства под обтекателем носка крыла.

3. Прочие требования указаны в таблице 1.1.

Таблица 1.1 - Требования к полотну ФАР.

Параметр	Ед. изм.	Значение
Рабочая полоса радиочастот, вариант 1	ГГц	1...1.6
Сектор сканирования в азимутальной плоскости	град.	±(45–60)
Поляризация	–	линейная, вертикальная
Номинальное значение волнового сопротивления тракта питания	Ом	50
КСВ в тракте питания элемента излучающей системы в рабочей полосе радиочастот, не более	–	2.0 по нормали; 3.0 в секторе сканирования
Импульсная мощность на один элемент	Вт	500
Средняя мощность на один элемент	Вт	50
Предпочтительное количество элементов в излучающей системе	–	12

1.1.2 ФАР L -диапазона

Процесс разработки и исследования линейной сверхширокополосной АР дециметрового диапазона можно разделить на несколько направлений (рисунок 1.3). Первое – выбор принципа построения антенного полотна широкополосной сканирующей АР. Выбор излучающих элементов и способов уменьшения их габаритных размеров с учетом влияния близко расположенных элементов конструкции крыла. Численное моделирование характеристик антенн (КСВ и ДН для разных углов сканирования, поляризация) и учет влияния больших геометрических объектов, таких как крыло и фюзеляж самолета. Оптимизация АР с учетом всех факторов. Отдельно стоит выделить задачу по оценке (численному анализу) эффективной площади рассеяния (ЭПР).

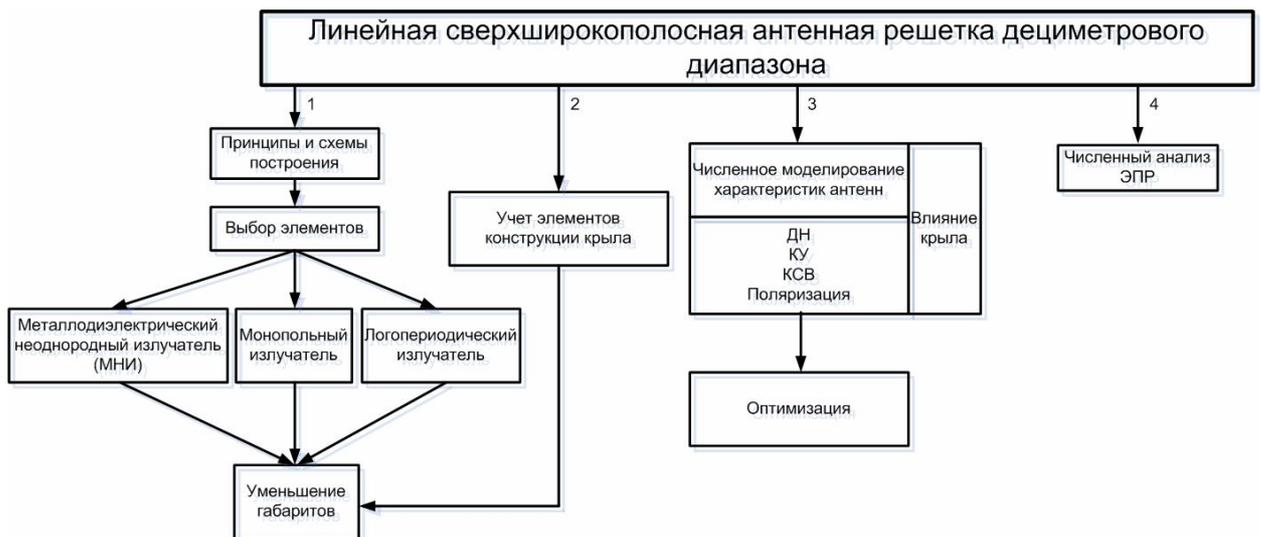


Рисунок 1.3 – Общая структурная схема исследования полотна АР.

1.1.3 Структурная схема АФАР

Принцип построения АФАР во многом определяется условиями размещения на объекте. Особенно это касается излучающей системы. Одно из перспективных направлений – размещение линейной решетки дециметрового диапазона в переднем отсеке отклоняемого носка крыла под радиопрозрачным обтекателем. На рисунке 1.4 показана функциональная

схема линейной АФАР L -диапазона. В данном случае излучающая система состоит из четырех блоков по четыре излучателя в каждом [1,2] и реализована совместная работа трех систем: отечественная система государственного опознавания "Пароль" (канал 1), радиолокационная система L -диапазона (канал 2), система государственного опознавания стран НАТО МК-12 (канал 3).

АФАР работает следующим образом. В начале, контроллер РЛС выдает код диапазона, который поступает на контроллер приемо-передающего усилительного модуля, генератор и на приемник. Тем самым определяется одна из трех систем, которая будет использовать антенное полотно в выделенный контроллером РЛС промежуток времени. Затем, генератор формирует сигнал в соответствии с кодом диапазона, который последовательно поступает на диаграммообразующее устройство, устройство распределения и фазирования, приемо-передающий усилительный модуль и на антенное полотно. Диаграммообразующее устройство формирует суммарную диаграмму на передачу и на прием, и разностную диаграмму только на прием. Оно состоит из системы делителей с необходимым набегом фазы. Устройство формирования и фазирования задает фазовое распределение для каждого канала приемо-передающего усилительного модуля на основе информации о угле фазирования, полученной от контроллера РЛС через блок управления лучом. После устройства формирования и фазирования сигнал поступает на входной коммутатор приемо-передающего усилительного модуля, снабженный управляемым трех децибельным аттенюатором, который задает амплитудное распределение на передачу. Далее сигнал поступает на усилитель в соответствующем коду диапазона канале и через выходной коммутатор на конкретный элемент излучающего полотна АФАР. Входной и выходной коммутаторы управляются контроллером приемо-передающего модуля. Принятый сигнал через выходной коммутатор поступает на малошумящий усилитель (МШУ) и

пятнадцати децибельный аттенюатор, который задает амплитудное распределение на прием. В устройстве распределения и фазирования формируется требуемое фазовое распределение на прием, а диаграммообразующее устройство формирует суммарную и разностную диаграммы, которые поступают на приемник для конечной обработки и отправки информации потребителям.

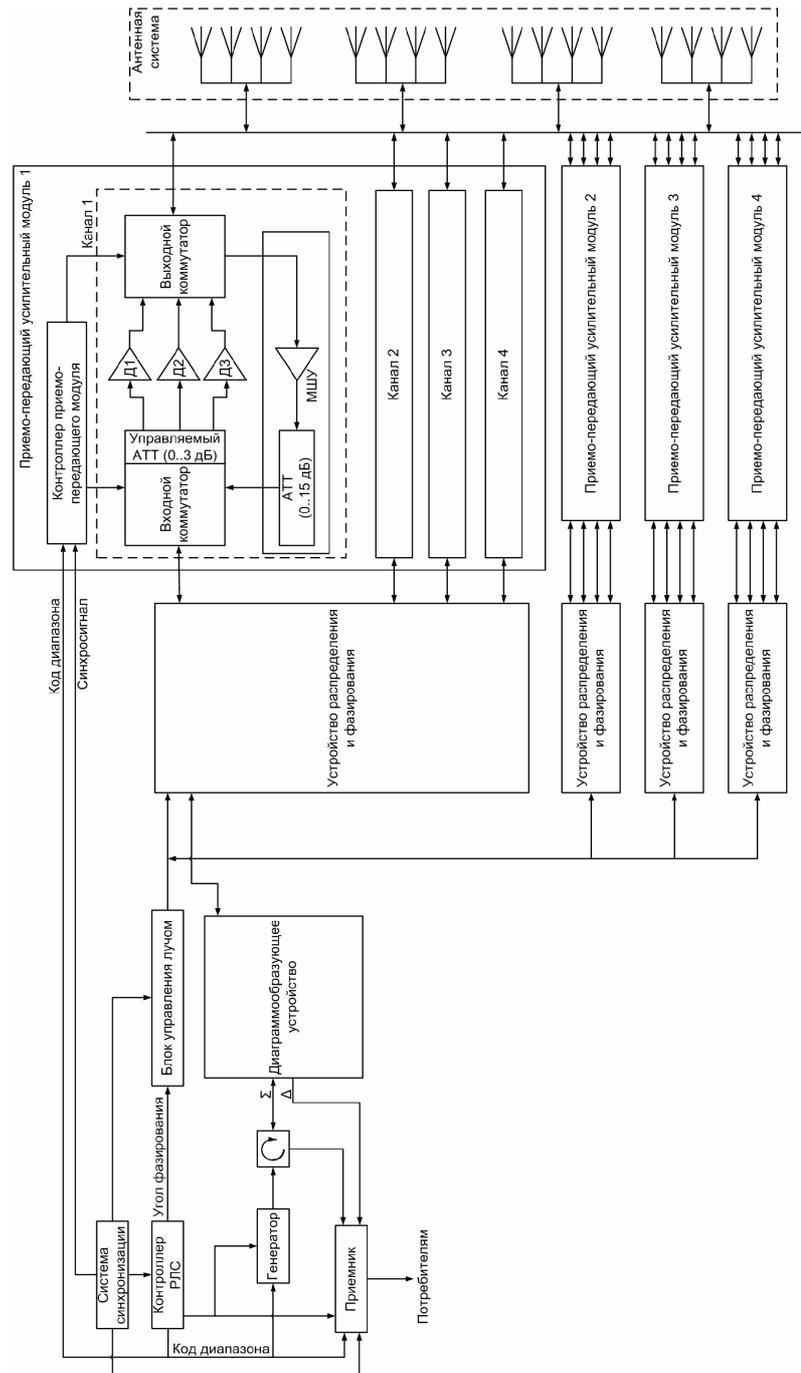


Рисунок 1.4 - Функциональная схема АФАР L -диапазона.

1.2 Принципы построения широкополосных АР

1.2.1 Принцип усиления эффекта взаимного влияния элементов АР (связанная АР, принцип "листа тока")

Расширение полосы рабочих частот и построение СШП антенного полотна основано на размещении элементов АР на малом расстоянии друг от друга и соединении элементов вместе проводниками или импедансами, так что преднамеренно усиливается эффект взаимного влияния элементов [3-6].

Ширина рабочей полосы традиционной плоской решётки, в частности, диполей является ограниченной, поскольку ниже резонанса диполя ($l = \lambda/2$) импеданс сканирования становится высоко реактивным, и реальная часть становится маленькой, даже без сканирования. При объединении торцов плоских диполей (или излучателей типа «bow-tie») каждая линия диполей в решётке действует как один диполь, даже если существует множество точек возбуждения. Нижний предел по частоте имеет место, когда все диполи, лежащие на одной прямой, образуют линию длиной порядка $\lambda/4$. Для двумерной связанной решётки это приводит к входному сопротивлению 60π Ом в пределах широкого диапазона частот. На верхней границе полосы частот, где длина каждого диполя приближается к $\lambda/2$, работоспособность несколько ухудшается, поскольку на верхней границе полосы связь между диполями практически отсутствует. Для обычной плоской решётки диполей средняя частота определяется шагом решетки, то есть $d = \lambda/2$. При связанной дипольной решётке полная длина решётки на самой низкой частоте приблизительно равняется $\lambda/4$. Таким образом, используемый диапазон частоты расширяется примерно на $2N$ для N элементной решётки.

1.2.2 Принцип управления эффектом взаимного влияния элементов АР

В основе – использование для полотна ФАР широкополосных излучающих элементов: МНИ (tapered slot antenna, endfire slotline antenna, Vivaldi antenna), монополей и логопериодических излучателей (или иных широкополосных элементов) [5, 7-14]. Чтобы избежать появления дифракционного лепестка в диаграмме направленности необходимо выбирать шаг решетки исходя из верхней рабочей частоты и требуемого угла сканирования. Расстояние между элементами ФАР, работающей в полосе 1-1.6 ГГц, на нижней частоте оказывается 0.3λ (здесь λ – длина волны низкочастотной границы рабочей полосы частот), что приводит к сильному взаимному влиянию элементов. Взаимное влияние ограничивает сектор сканирования, но при этом расширяется рабочая полоса частот решетки.

Типовые значения параметра широкополосности (определяется как отношение верхней и нижней граничных частот рабочей полосы) для рассмотренного принципа построения в случае двумерных АР составляет 2:1...5:1 при КСВ в тракте питания не хуже 2.0 и сканировании лучом в секторе $\pm 55^\circ$.

1.2.3 Принцип разрушения периодичности (аперидичные, мозаичные структуры АР).

Широкополосным АР с плотной периодической упаковкой и с шагом между элементами $(0.5...1.0)\lambda_{\min}$ присущ эффект сильного взаимного влияния между элементами, определяющий основные характеристики АР и ограничивающий полосу рабочих частот и сектор сканирования. Альтернатива – использование аперидического размещения элементов [15, 16], например, на основе создания полифрактальных мозаичных структур, разрушающих периодическую сетку АР, расширяющих полосу

частот до 20:1 и более при малом уровне боковых лепестков и меньшем количестве элементов.

1.3 Выбор излучающих элементов

Необходимость размещения линейной ФАР в ограниченном объеме (в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла летательного аппарата, под радиопрозрачным обтекателем, одновременно являющимся частью аэродинамической поверхности крыла) в сочетании с требованиями назначения (работа в полосе частот шириной в одну-две октавы в дециметровом диапазоне длин волн при широкоугольном сканировании, вертикальная поляризация) накладывает ограничения на возможные типы и габаритные размеры излучающих элементов и принцип построения широкополосной АР. В качестве принципа построения выбран принцип управления эффектом взаимного влияния элементов АР. В качестве перспективных, выбраны следующие типы излучающих элементов:

- логорифмически периодическая (логопериодическая) вибраторная печатная антенна (ЛПВА) ;
- несимметричный (монопольный) излучатель с продольным расположением печатной платы.

1.3.1.1 Логопериодическая антенна

Теоретически с помощью логопериодической вибраторной антенны (ЛПВА) можно получить любую ширину полосы. Ограничение на практике связано с тем, что вибраторы становятся соизмеримыми с распределительным фидером и перестают работать. Логопериодические антенны хорошо ведут себя при сканировании в Н-плоскости. Имеют стабильный в зависимости от частоты коэффициент усиления (КУ), линейную поляризацию и инженерные методы расчета [17, 18]. Однако у них есть существенный недостаток, применительно к поставленной задаче – габаритные размеры, вследствие чего приходится применять

дополнительные меры по уменьшению габаритов. От продольного размера зависит ширина полосы антенны, а от поперечного нижняя граничная частота. Поперечный размер антенны примерно равен половине длины волны. Продольный размер выбирается в зависимости от ширины полосы и, как правило, превышает поперечный.

Известно множество работ, посвященных логопериодической антенне. В работе [19] авторы сравнивают печатную логопериодическую вибраторную антенну с антенной Вивальди. Также они описывают конструкцию антенны при питании симметричной полосковой линией и рассматривают физику её работы. Система питания ЛПВА с помощью симметричной полосковой линии была, по-видимому, впервые предложена в работе [20]. Однако, описание принципа работы такой антенны встретилось только в [19]. В работе [21] предложена печатная логопериодическая антенна, питаемая микрополосковой линией, а также рассмотрен способ разделения рабочей полосы антенны на поддиапазоны (мультиплексирование) за счет внесения в конструкцию антенны *U*-образной щели. В работе [22] рассматривается компактная оптимальная печатная логопериодическая антенна. Авторы использовали алгоритм глобальной оптимизации (метод роя пчел). Цель оптимизации - получить наименьшие размеры антенны при уровне КСВ < 2 в полосе 2..5.75 ГГц. Расчет характеристик антенны проводился авторами методом моментов с помощью коммерческого программного пакета электродинамического моделирования FEKO. В [23] рассматривается способ уменьшения габаритных размеров антенны за счет использования меандровой топологии вибраторов в ЛПВА. Приводится сравнение характеристик малогабаритной (меандровой) и классической печатной логопериодической антенны. В работах [24, 25] проводится похожее исследование с зигзагообразной конфигурацией вибратора в ЛПВА. В результате, авторам удается уменьшить размер антенны на 12%.

В работе [26] логопериодическая антенна рассматривается с точки зрения излучения короткого импульса. Авторы проводят анализ искажений короткоимпульсного сигнала, связанных с нестабильностью фазового центра ЛПВА в зависимости от частоты. В [27] рассматривается конструкция логопериодической антенны с дополнительной периодической структурой (метаструктурой) для уменьшения искажений излучаемого короткого импульса.

В работе [28] приведен аналитический способ анализа двумерной периодической антенной решетки из логопериодических излучателей с учетом взаимного влияния между элементами. Авторами исследуется возможность работы ЛПВА в электрически плотных решетках при воздействии сильной взаимной связи на характеристики излучателя. Показано, что при большой величине взаимной связи наблюдается низкий уровень коэффициента отражения, что объясняется выгодным соотношением между фазами S -параметров.

В работе [29] автор обращает внимание на то, что в двумерной решетке при сканировании в E -плоскости при отклонении луча на определенный угол возникает глубокий провал в диаграмме направленности.

Из вышесказанного можно сделать следующие выводы. Логопериодическая антенна при размещении в переднем отсеке отклоняемого носка крыла, в силу габаритных размеров, может быть использована для диапазона частот 1...1,6 ГГц. В целом антенна имеет хороший потенциал и выглядит перспективной с точки зрения поставленной задачи, но требует детального исследования способов сокращения габаритных размеров, способов питания и особенностей, связанных с размещением в полости отклоняемого носка крыла.

1.3.1.2 Щелевой металлодиэлектрический неоднородный излучатель

Существует множество конструктивных разновидностей щелевых МНИ, которые имеют 10...15 геометрических параметров. Коэффициент перекрытия по частоте составляет 2:1...5:1 при КСВ в тракте питания не хуже 2.0 и сканировании лучом в секторе $\pm 55^\circ$. Коэффициент усиления сильно зависит от частоты. МНИ достаточно сложен при расчете, но при этом хорошо исследован. Продольный размер антенны больше других параметров влияет на ширину полосы, а поперечный на нижнюю граничную частоту. Хотя, как правило, поперечный размер МНИ меньше половины длины волны на нижней частоте рабочего диапазона.

В литературе встречаются и другие названия щелевого металлодиэлектрического неоднородного излучателя: антенна Вивальди (Vivaldi antenna), антенна осевого излучения (notch-fire antenna), клиновидная щелевая антенна (Tapered Slot Antenna, TSA), линейная клиновидная щелевая антенна (Linear Tapered Slot Antenna, LTSA) и т.д. Антенна "Вивальди" была предложена в 1970-ых годах, однако для её применения в антенных системах потребовались многие годы [30]. Для МНИ до сих пор не существует аналитических методов расчета. Задачу синтеза и анализа решают с помощью моделирования характеристик антенны сеточными методами, такими как метод конечных разностей во временной области (КРВО), метод конечных элементов (МКЭ), метод моментов (ММ) и др. Первые серьезные коммерческие программные пакеты для моделирования электродинамических процессов появились только в середине 1990-ых годов, что дало мощный толчок для развития антенной техники, в том числе и для металлодиэлектрического неоднородного излучателя. В 2001 году была представлена антенная решетка с шириной полосы 10:1 [31]. В настоящее время МНИ используется во многих системах где требуется широкая полоса, как минимум 3:1, и широкий сектор обзора. Это электронные системы военного назначения, радиолокаторы [32], [33], многофункциональные

системы [34], радиотелескопы [35], [36], системы визуализации [37], коммерческие системы связи [38], системы передачи мощности в пространстве [39] и т.д. Некоторые разновидности МНИ показаны на рисунке 1.5.

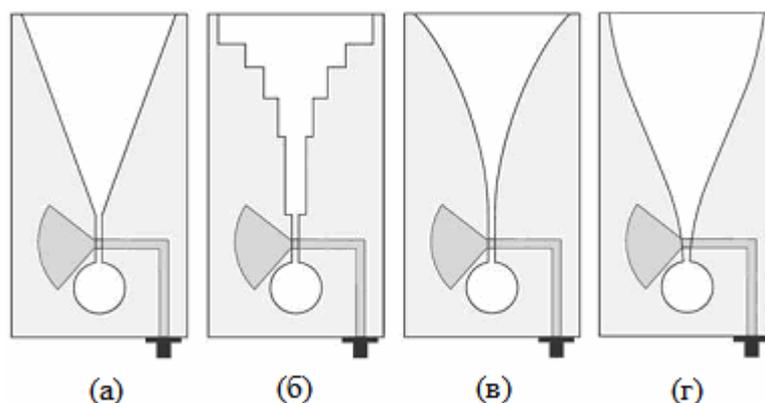


Рисунок 1.5 – различные конструкции щелевого МНИ.

Для использования МНИ применительно к поставленной задаче необходимо уменьшить его габаритные размеры почти в два раза и придать антенному элементу форму, повторяющую форму обтекателя переднего отсека отклоняемого носка крыла, что вводит дополнительную сложность при расчете антенны. МНИ был хорошо исследован применительно к данной задаче в рамках хоз-договорной темы, выполняемой научной группой кафедры "Радиофизика, антенны и микроволновая техника" Московского авиационного института в рамках совместной работы с НИИ приборостроения им. Тихомирова (г. Жуковский). Поэтому в диссертации не проводится подробного исследования МНИ. Основное внимание уделено другим типам элементов и сравнению ключевых параметров ФАР.

1.3.1.3 Монопольный печатный излучатель (монопольный МНИ)

Печатный монопольный излучатель с точки зрения физики работы – это одно плечо антенны типа «Бабочка» (в зарубежной терминологии Bow-Tie), расположенное над экраном. Таким образом, габаритный размер монопольного МНИ сопоставим с четвертью длины волны на нижней

рабочей частоте. Антенна имеет широкую ДН с линейной поляризацией не симметричную в E -плоскости. КУ сильно зависит от частоты. Чаще всего этот тип антенн применяется для беспроводных систем связи и передачи данных в силу мягких требований к ДН и из-за малых габаритных размеров излучателя. Однако есть примеры использования монопольного излучателя в широкополосных антенных решетках [2].

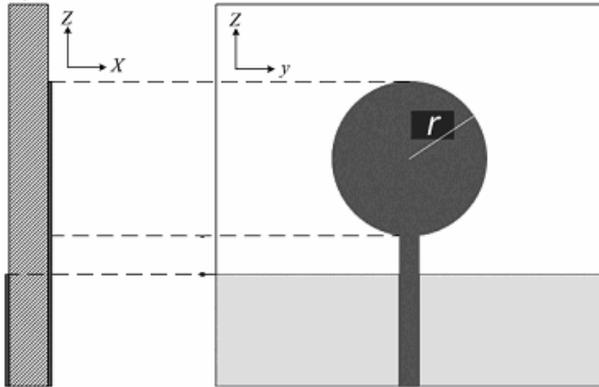


Рисунок 1.6 – Геометрия дискового кругового печатного монополя.

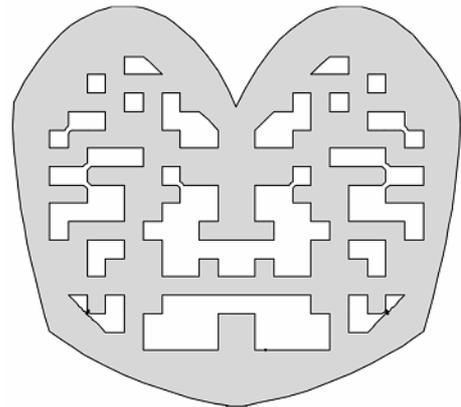


Рисунок 1.7 – Геометрия профиля монополя, полученного методом глобальной оптимизации.

Широкополосные свойства печатных монопольных МНИ достигаются за счет специальной формы профиля антенны. Встречаются как относительно простые структуры [40] (рисунок 1.6), так и более сложные, полученные путем синтеза профиля антенны с помощью алгоритмов глобальной оптимизации [41] (рисунок 1.7), различные фрактальные структуры [42-44] (рисунок 1.8) и т.д. Также, для расширения полосы антенного элемента используют два профиля разных размеров со сложной электрической связью и сложной системой питания, расположенных на противоположных слоях металлизации [45, 46] (рисунок 1.9). Этим же способом, при необходимости, можно получить двухдиапазонную антенну, если достаточно разнести резонансные частоты двух профилей, расположенных на разных слоях металлизации.

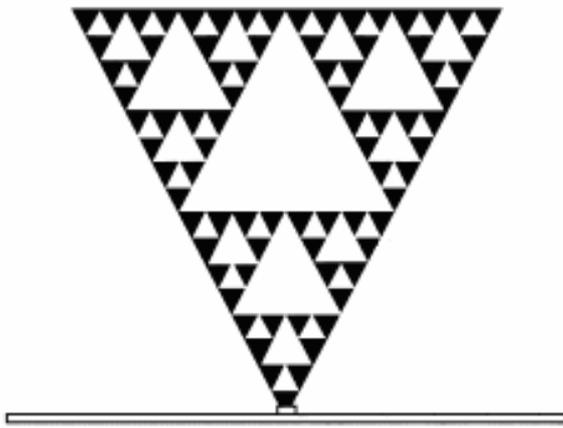


Рисунок 1.8 – Фрактальная геометрия монопольного излучателя.

Нижний слой 
Верхний слой 

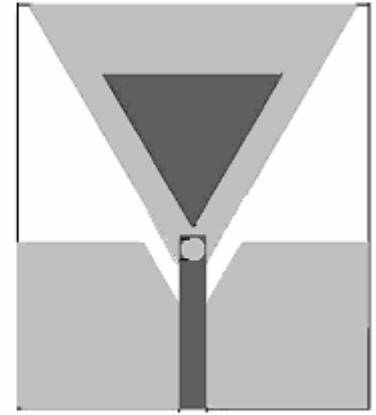


Рисунок 1.9 – Монополь с «подобными» слоями металлизации.

Главная особенность монопольного МНИ (печатного монопольного излучателя) связана с тем, что его габаритные размеры близки к размерам выделенного под антенну пространства. Однако, за это приходится расплачиваться, прежде всего, стабильностью характеристик направленности. Тем не менее, монопольные излучатели тоже достойны внимания и дополнительного исследования в сложных условиях размещения вблизи проводящих элементов конструкции крыла.

1.4 Выводы

1. Определен принцип построения широкополосного излучающего полотна линейной бортовой широкополосной многофункциональной сканирующей ФАР и сформулированы технические требования к ней. Представлена структурная схема АФАР, совмещающая три радиотехнические системы: отечественная система государственного опознавания "Пароль", радиолокационная система L -диапазона, система государственного опознавания стран НАТО МК-12.
2. Проведен аналитический обзор и выбор излучающих элементов ФАР, удовлетворяющих заданным требованиям. Показано, что традиционные печатная логопериодическая антенна и металлодиэлектрический неоднородный излучатель значительно превышают выделенный размер и требуют дополнительных мер по снижению габаритов. Габаритные размеры монополюсного излучателя сопоставимы с выделенным пространством, однако может потребоваться корректировка размеров в меньшую сторону.

2 Линейная широкополосная антенная решетка дециметрового диапазона на основе логопериодических излучателей

Рассмотрены особенности расчета печатной логопериодической вибраторной антенны (ЛПВА). Проведено численное моделирование характеристик печатной ЛПВА, служащих тестом для последующего моделирования. Учитывая специфику размещения ФАР в передней кромке отклоняемого носка крыла рассмотрены различные способы питания печатной антенны, влияние на характеристики ЛПВА диэлектрической проницаемости подложки и покрытия, изменения конфигурации вибраторов, а также влияние элементов конструкции крыла (обтекатель, несущие элементы).

Разработан и предложен комплекс технических решений, включающих меры по снижению габаритных размеров, подбор оптимального расположения вибраторов логопериодического излучателя и оптимального профиля монополя при сильном влиянии элементов конструкции крыла. Проведена оптимизация структуры ЛПВА, с учетом специфики размещения, в составе линейной ФАР с помощью генетического алгоритма. Численно промоделированы с учетом взаимной связи, обтекателя и элементов конструкции носка крыла характеристики (согласование, диаграммы направленности) антенной решетки из 12 печатных логопериодических излучателей в рабочей полосе 1...1.6 ГГц при сканировании в секторе $\pm 60^\circ$.

2.1 Логопериодический печатный излучатель

Выбор ЛПВА для решения поставленной задачи связан с несколькими причинами: вертикальная поляризация антенны, хорошие широкополосные характеристики, удобство размещения под обтекателем (антенна сужается к концу, повторяя форму отведенной под неё полости) и др. Существенная проблема при использовании ЛПВА – это необходимость уменьшения её габаритных размеров почти в два раза относительно классического варианта реализации антенны. С точки зрения конструкции и технологии изготовления удобнее всего использовать печатную ЛПВА.

2.1.1 Геометрия ЛПВА

У логопериодической антенны существует так называемая активная область. Это несколько вибраторов, которые излучают на рассматриваемой частоте. Чем ниже эта частота, тем ближе к наибольшему вибратору будет активная область. Вибраторы активной области находятся в неравных условиях по отношению к сигналу в распределительном фидере. Самый большой сигнал подводится к самому короткому вибратору. Направленность антенны создается с помощью системы директоров и рефлекторов, которую образуют отдельные вибраторы. Будет ли конкретный вибратор директором или рефлектором зависит от рассматриваемой частоты. На нижней граничной частоте все вибраторы ЛПВА, не входящие в активную область, будут директорами, а на верхней граничной частоте рефлекторами.

Схема излучателя показана на рисунке 2.1. Логопериодический излучатель представляет собой антенну бегущей волны осевого излучения, состоящую из системы параллельных вибраторов, расположенных в одной плоскости. Рабочая полоса со стороны нижних частот ограничена размерами наибольшего вибратора антенны. Со стороны верхних частот рабочая полоса теоретически не ограничена. На практике ограничение рабочей полосы со стороны верхних частот связано с тем, что размеры коротких вибраторов

становятся соизмеримыми с размерами поперечного сечения линии, к которой подключаются вибраторы, что нарушает их нормальную работу [18]. Длины вибраторов L_n , расстояния d_n между ними и диаметры вибраторов (в печатном исполнении – ширины полосков) s_n изменяются в геометрической прогрессии со знаменателем τ согласно (1):

$$\frac{1}{\tau} = \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{d_2}{d_1} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{s_2}{s_1} = \frac{s_{n+1}}{s_n}. \quad (1)$$

Ещё одним параметром, используемым при рассмотрении логопериодических антенн, является пространственный фактор:

$$\sigma = \frac{d_{n+1} - d_n}{2l_{n+1}}. \quad (2)$$

От его значения зависят как геометрические параметры ЛПВА, такие как расстояния между вибраторами и их количество, так и электрические, такие как КУ, неравномерность КСВ в рабочей полосе и т.д.

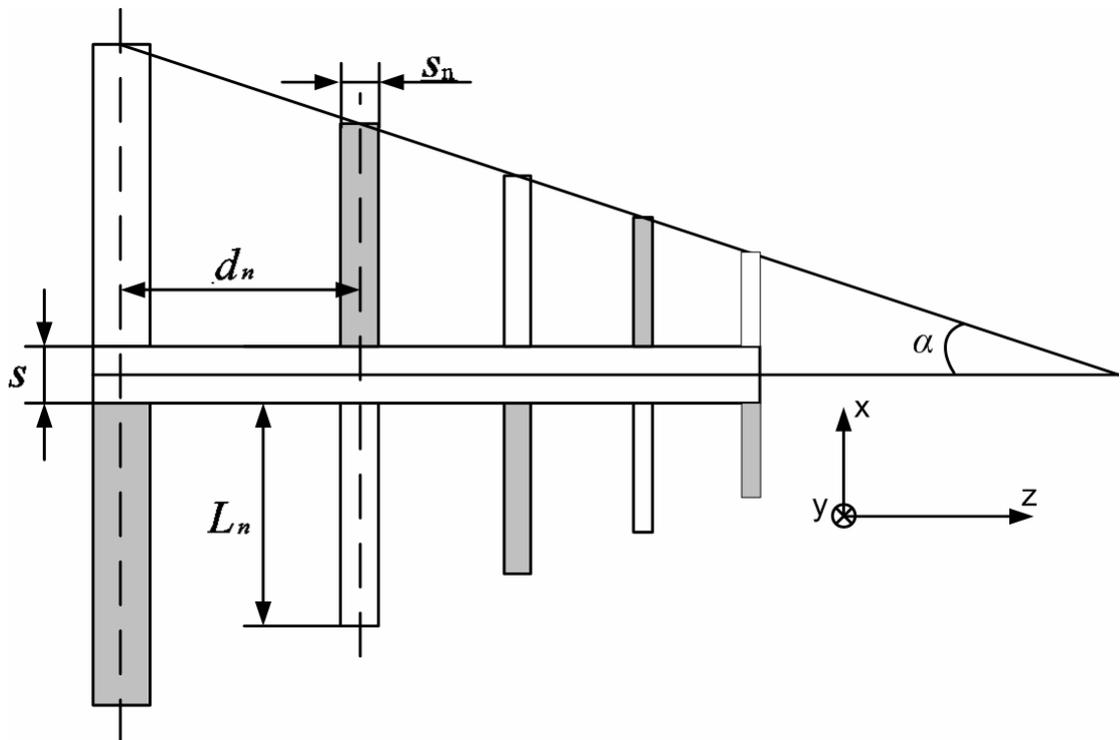


Рисунок 2.1 – Печатная логопериодическая вибраторная антенна.

Прямые линии, проходящие через концы вибраторов, в точке пересечения образуют угол 2α , существенно характеризующий частотно независимую структуру и связывающий параметры τ и σ

$$\sigma = \frac{1}{4}(1 - \tau) \operatorname{ctg} \alpha. \quad (3)$$

Типичные параметры логопериодической вибраторной антенны: $10^\circ \leq \alpha \leq 45^\circ$ и $0.95 \leq \tau \leq 0.7$, при этом, если α увеличивается, то соответственно τ уменьшается и наоборот. Увеличение α (или уменьшение τ) приводит к более компактному решению с меньшим числом элементов, разделённых большим расстоянием. В противовес, при уменьшении α или увеличении τ требуется большее число элементов при сближении расстояния между элементами. В этом случае вариации входного импеданса и других характеристик антенны в зависимости от частоты становятся меньше по сравнению с предыдущим случаем.

2.1.2 Методика расчета печатной ЛПВА

Существует множество методик расчета логопериодических антенн. Одна из первых – методика, предложенная Керелом в работе [17]. Она является приближенной и рассматривает логопериодическую антенну как симметричный распределительный фидер, нагруженный на систему вибраторов. Более строгий подход к расчету ЛПВА – решение уравнений Галлена для токов на вибраторах. Подробно перечисленные подходы рассмотрены в [18]. Однако, все эти подходы справедливы только для классической ЛПВА и не могут быть применены для анализа характеристик печатной антенны из-за наличия диэлектрика в структуре. Чтобы обойти эту проблему, целесообразно использовать пакеты электродинамического моделирования. Соответственно, все классические формулы для расчета геометрии ЛПВА могут быть использованы только как формулы для расчета начального приближения. Ниже приведен подробный алгоритм расчета печатной ЛПВА.

Вначале методом последовательных приближений подбирается ширина наибольшего вибратора и ширина питающей линии исходя из равенства их волновых сопротивлений сопротивлению источника, которое составляет 50 Ом. Затем выбирается длина наибольшего вибратора из условия равенства его геометрической частоты нижней частоте рабочего диапазона всей антенны. Для этого, в нулевом приближении, можно воспользоваться формулой (4).

$$L_1 = \frac{c}{F_{\min}} \quad (4)$$

Далее по формуле (1) итерационно рассчитываются длины остальных вибраторов. Приближенно количество вибраторов рассчитывается по формуле (5):

$$n = 1 + \frac{\ln\left(\frac{F_{\max}}{0.6 \cdot F_{\min}}\right)}{\ln\left(\frac{1}{\tau}\right)} \quad (5)$$

На этом же этапе выбирается и коэффициент τ и угол α . Обычно, чем τ ближе к единице, тем антенна получается длиннее, но при этом, как правило, с более низким и равномерным КСВ. Чем больше угол α , тем короче антенна и, соответственно, меньше расстояние между вибраторами. При выборе τ и α в данном случае необходимо ещё учитывать ограничения на размеры. Поэтому в начальном приближении (до использования каких-либо средств уменьшения размеров ЛПВА) нужно выбрать τ и α такими, чтобы продольный размер антенны превышал выделенные габариты по дине не более чем в два раза. Конечное значение τ и α определяются методом последовательных приближений (начальное приближение) и последующей оптимизацией с помощью алгоритмов глобальной оптимизации (генетический алгоритм, метод роя пчел и пр.) при моделировании

излучателя. Расчетное соотношение для определения расстояния между вибраторами находится из формулы (2) с учетом (3):

$$d_{n+1} = d_n + 2L_{n+1} \cdot \sigma \quad (6)$$

Ширина вибратора также может изменяться пропорционально коэффициенту τ по формуле (1). Длина всей антенны L_{LPA} определяется по формуле (7):

$$L_{LPA} = \frac{d_1 \cdot (\tau^n - 1)}{(\tau - 1)} \quad (7)$$

Значения всех параметров должны быть последовательно уточнены и оптимизированы в процессе моделирования ЛПВА.

Изначально расчет ЛПВА проведем без диэлектрической подложки (т.е. считая диэлектрическую проницаемость подложки на первом этапе равной единице). Размеры выбираются по вышеуказанной методике для диапазона частот 1...1.6 ГГц. По формулам (4) и (5) длина максимального вибратора $L_1 = 150 \text{ мм}$, количество вибраторов $n = 8$ при $\tau = 0.9$ и $\alpha = 15^\circ$ длина всей антенны $L_{LPA} = 144.5 \text{ мм}$.

2.1.3 Результаты предварительного численного моделирования

Рассчитаем характеристики антенны в свободном пространстве для проверки алгоритма численного моделирования методом конечных разностей во временной области и иллюстрации принципа работы ЛПВА. На рисунке 2.2 показан график зависимости КСВ печатной ЛПВА от частоты. На рисунке 2.3 приведены диаграммы направленности в H плоскости печатной ЛПВА на различных частотах. Система координат отражена на рисунке 2.1.

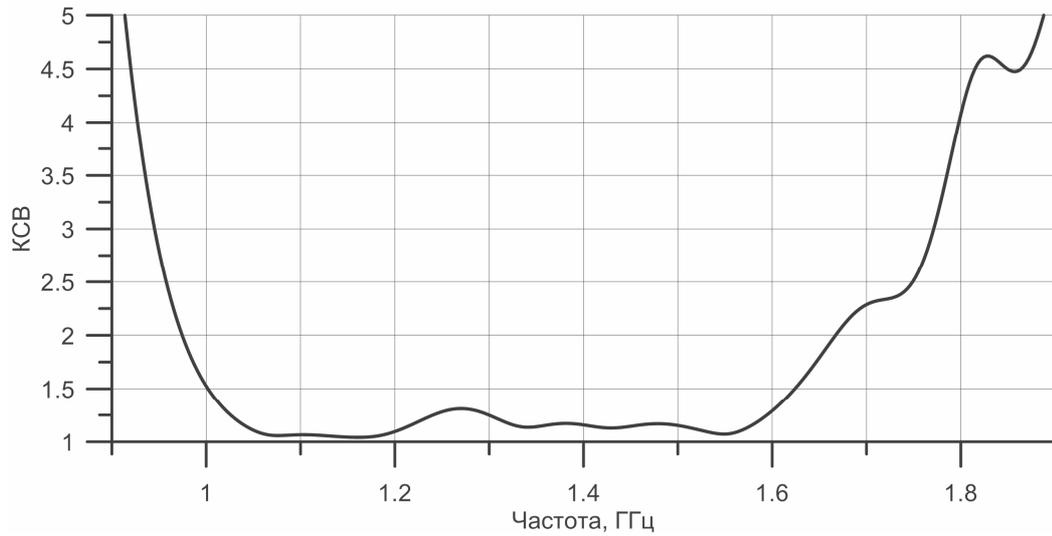


Рисунок 2.2 – КСВН печатной логопериодической антенны на подложке с $\varepsilon = 1$.

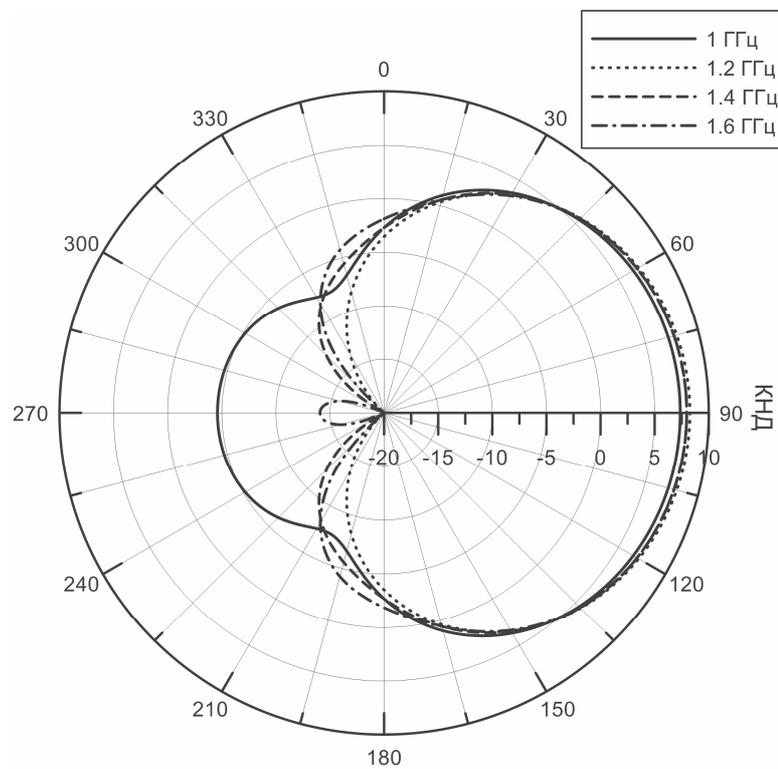


Рисунок 2.3 – ДН печатной логопериодической антенны на подложке с $\varepsilon = 1$ в Н-плоскости.

На рисунке 2.4 показано распределение тока по антенне на разных частотах, что хорошо иллюстрирует принцип работы ЛПВА. И наглядно показывает перемещение активной области вдоль антенны с изменением частоты.

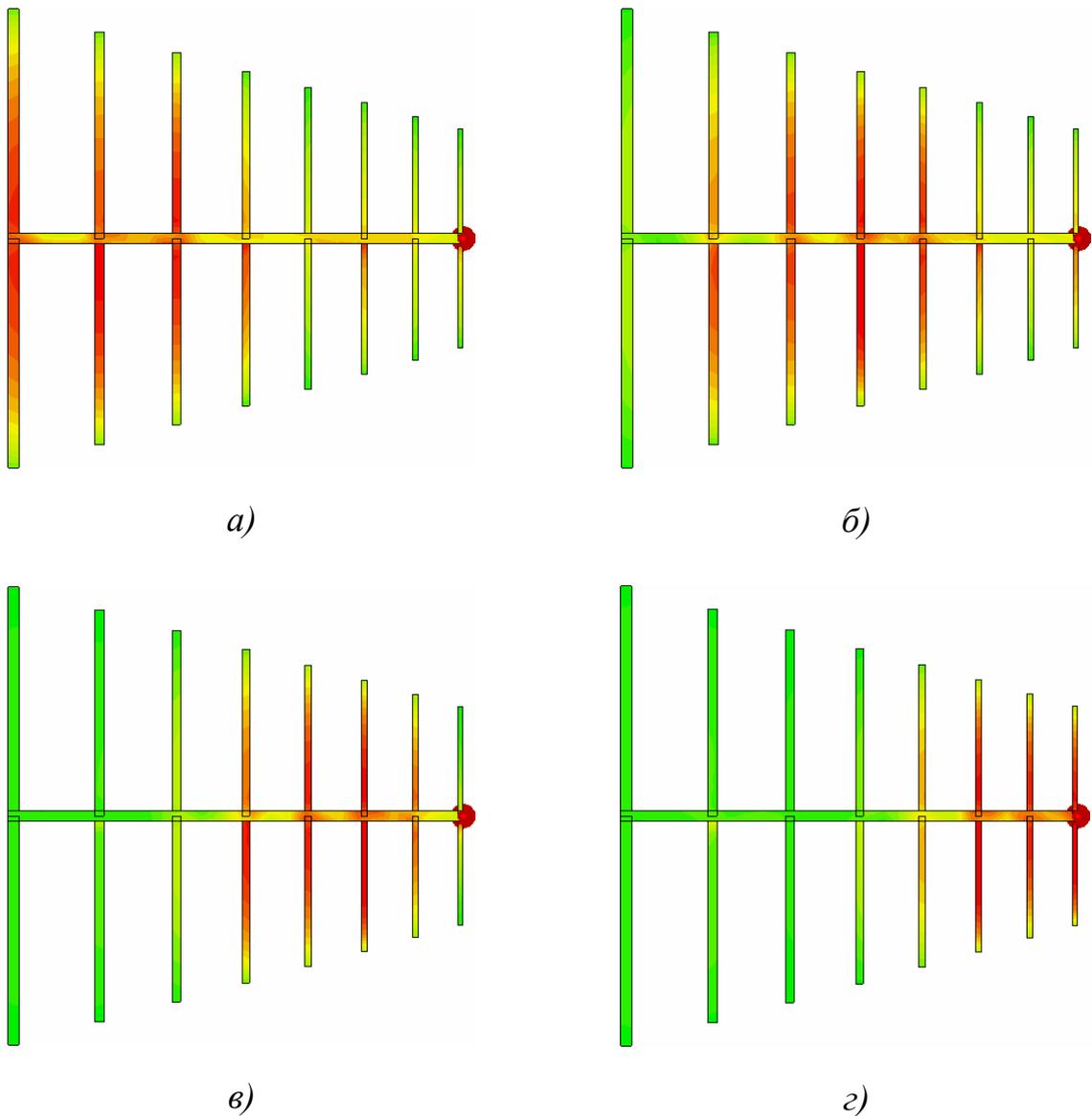


Рисунок 2.4 – Распределение тока по ЛПВА на частоте *а)* 1 ГГц; *б)* 1.2 ГГц; *в)* 1.4 ГГц; *з)* 1.6 ГГц.

Одиночная ЛПВА в свободном пространстве демонстрирует хорошие характеристики согласования ($K_{СВ} < 1.5$) в заданной рабочей полосе частот и достаточно стабильный уровень КУ (7.5-8 дБ) в зависимости от частоты. На нижней частоте рабочего диапазона наблюдается относительно высокий уровень обратного излучения (-5 дБ). Это связано с тем, что для всех частот кроме нижней за активной областью (со стороны наибольшего вибратора) есть некоторое количество вибраторов, выполняющих роль рефлекторов (рисунок 2.4б-з). На нижней частоте рефлекторов нет, так как в активную

область включен наибольший вибратор (рисунок 2.4*a*), в следствии чего уровень обратного излучения на нижней частоте больше чем на остальных.

2.2 Особенности питания ЛПВА

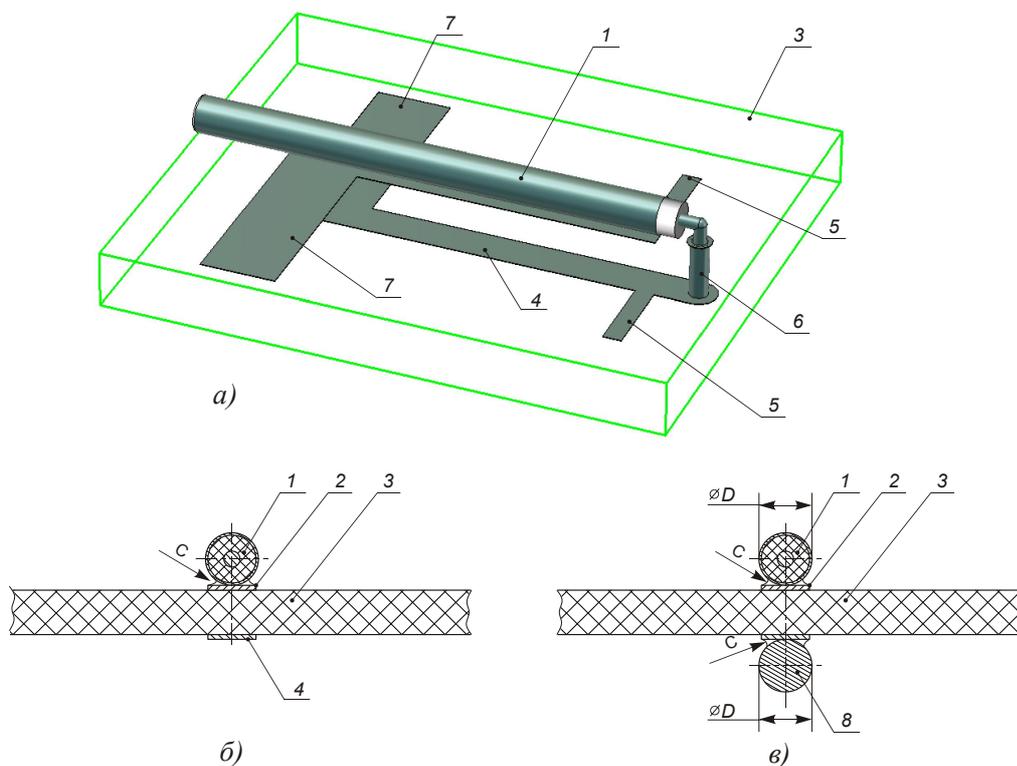
Логопериодическая антенна устроена так, что её возбуждение осуществляется со стороны самого короткого вибратора. В условиях решаемой задачи, антенна должна размещаться в носке крыла самолёта. Активная часть АФАР размещается за металлической перегородкой, которая располагается со стороны наибольшего вибратора. Поэтому, практическое осуществление питания возможно, как минимум, двумя способами, рассмотренными ниже.

2.2.1 Непосредственное подключение радиочастотного коаксиального кабеля

Радиочастотный кабель 1 располагается на поверхности печатной платы 3, экран кабеля может быть электрически соединен по всей длине с полоском 2 распределительной линии излучающего элемента, например, путем пайки (рисунок 2.5*a, б*). Геометрические размеры излучающего элемента выбираются на этапе оптимизации его параметров таким образом, чтобы входное сопротивление излучателя было близко к 50 Ом, и, тем самым, обеспечивалось согласование с волновым сопротивлением радиочастотного кабеля. Симметрирование (подавление тока на наружной поверхности экрана радиочастотного кабеля) обеспечивается за счет эффекта отсечки тока в логопериодическом излучателе.

Условия для подавления синфазного тока ухудшаются вблизи нижней границы рабочей полосы частот излучателя. Полного симметрирования можно добиться, расположив вдоль полоска 4 проводящий цилиндр 8 (рисунок 2.5 *в*), который образует совместно с экраном радиочастотного кабеля 1 двухпроводную линию; проводники этой линии соединяются друг с другом на некотором расстоянии от крайнего вибратора 7; точка соединения

при этом становится точкой нулевого потенциала и может быть соединена с металлическими элементами конструкции крыла ЛА. Этот способ симметрирования аналогичен "традиционному", применяемому в трубчатых конструкциях логопериодических вибраторных антенн метрового и дециметрового диапазонов длин волн.



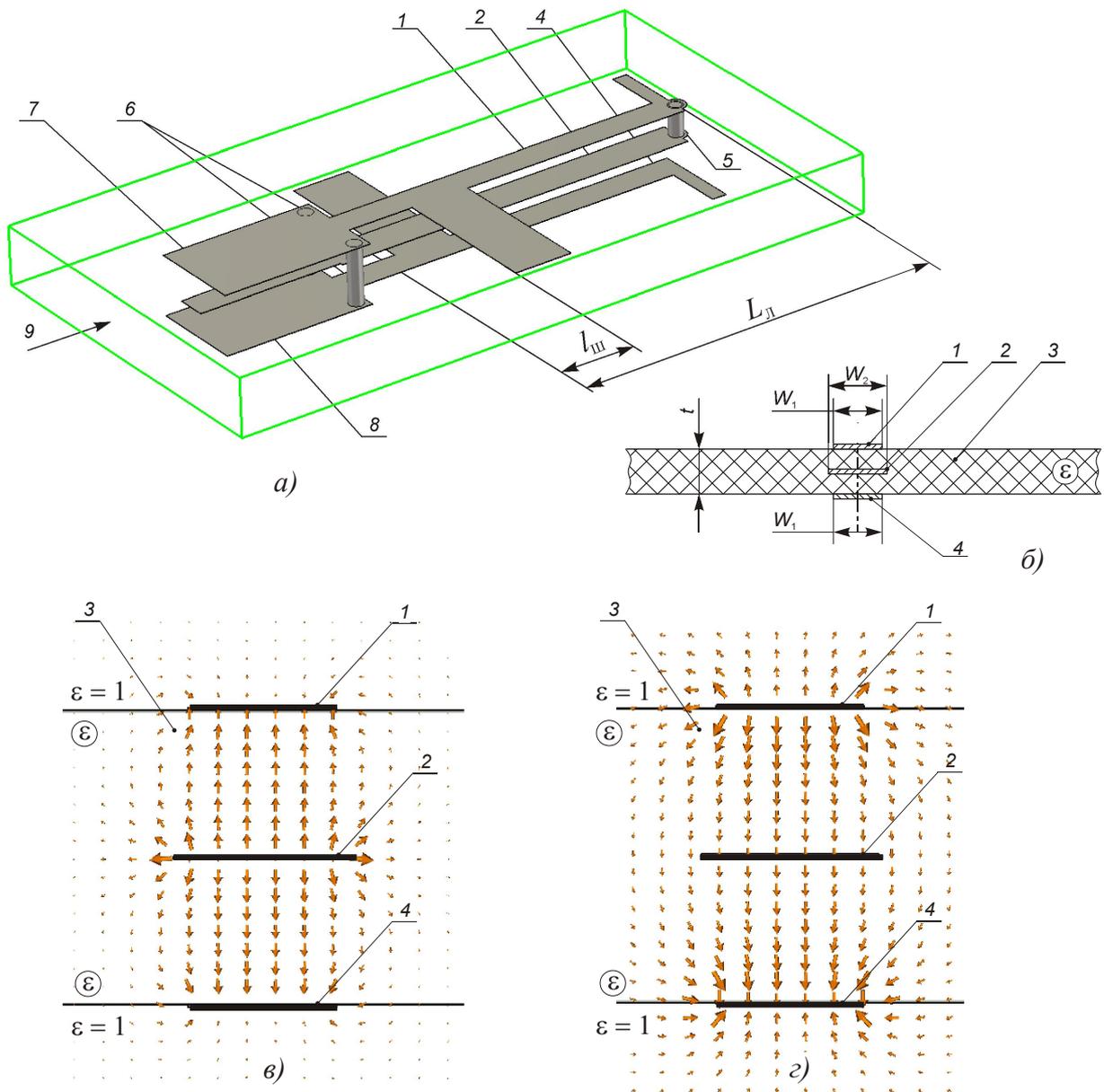
1 – радиочастотный кабель, 2, 4 – полосы распределительной линии, 3 – основание печатной платы излучающего элемента, 5, 7 – плечи крайних вибраторов логопериодической печатной антенны (показано условно), 6 – сквозное отверстие, 8 – металлический цилиндр

Рисунок 2.5 – Непосредственное подключение радиочастотного кабеля к распределительной линии логопериодической вибраторной печатной антенны. Кабель расположен вдоль распределительной линии.

Достоинство непосредственного подключения радиочастотного кабеля к излучающему элементу – простота технического решения, недостатки – сложность, невысокая технологичность и ненадежность пайки радиочастотного кабеля (1, 8) к полосу (2, 4) распределительной линии.

2.2.2 Питание печатной ЛПВА с помощью симметричной полосковой линии

Способ возбуждения описан в [19]. Во внутреннем слое основания печатной платы 3 можно расположить дополнительный полосок 2, который совместно с полосками 1 и 4 распределительной линии образует симметричную полосковую линию (рисунок 2.6б). Если указанную линию из трех проводников возбудить таким образом, чтобы проводники распределительной линии (1, 4) находились под одинаковым потенциалом, относительно центрального проводника 2 (см. картину поля на рисунке 2.6в), то такая линия практически не будет иметь потерь на излучение. Указанная мода может возбуждаться через короткозамкнутый шлейф длиной $l_{ш}$ (см. рисунок 2.6а). Металлизированные отверстия б, соединяющие между собой проводники 1 и 4, обеспечивают точку нулевого потенциала, необходимую для нормальной работы симметричной полосковой линии, расположенной левее короткозамкнутого шлейфа $l_{ш}$. Длина $l_{ш}$ выбирается компромиссно, так, чтобы короткозамкнутый шлейф, шунтирующий распределительную линию, наименьшим образом ухудшал широкополосные свойства логопериодического излучателя, приблизительно равной $\lambda_{\max} / 8$ [19], где λ_{\max} – длина волны в линии, соответствующая нижней границе рабочей полосы частот.



1, 4 – полоски распределительной линии, 2 – "сигнальный" полосок симметричной полосковой линии, 3 – основание печатной платы, 5 – переходное металлизированное отверстие, 6 – сквозные металлизированные отверстия обеспечивают режим к. з. шлейфа $l_{ш}$, образованного продолжением полосков 1 и 4,

7, 8 – "земляные" проводники симметричной полосковой линии,

9 – сечение симметричной полосковой линии – вход излучающего элемента

a – излучатель (показан упрощенно) со схемой запитки,

б – сечение подложки перпендикулярно распределительной линии,

в – картина электрической компоненты поля рабочей моды в симметричной полосковой линии,

г – картина электрической компоненты поля рабочей моды в распределительной линии

Рисунок 2.6 – Возбуждение через симметричную полосковую линию.

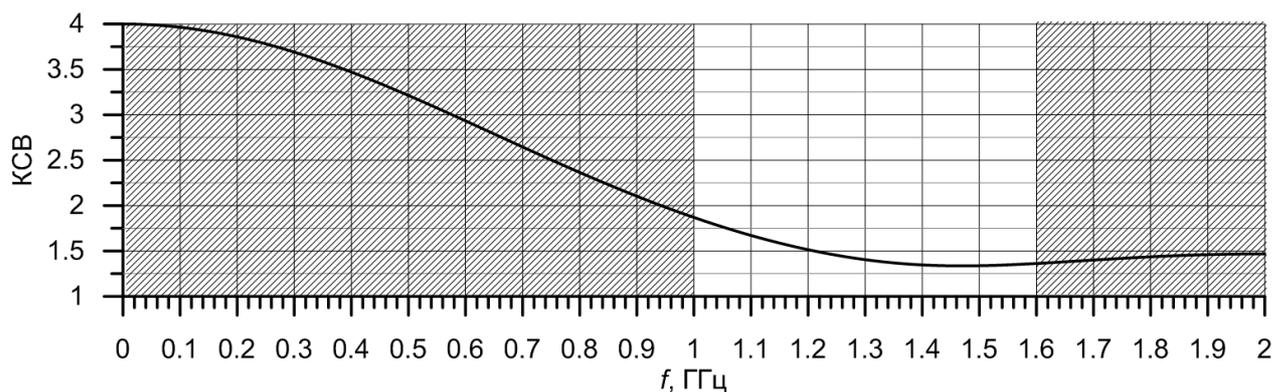
Распространяющаяся в симметричной полосковой линии мода достигает правого (по рисунку 2.6*a*) конца линии, где испытывает отражение.

Коэффициент отражения $\Gamma = -1$ (режим короткого замыкания через переходное металлизированное отверстие 5) для верхней "половины" линии, состоящей из полосков 1 и 2, и $\Gamma = +1$ (режим холостого хода) для нижней "половины" линии, состоящей из полосков 4 и 2. В результате полоски 1 и 4 распределительной линии возбуждаются противофазно, и в трехпроводной линии от ее правого (рисунок 2.6а) конца к левому распространяется волна (см. картину поля на рисунке 2.6г), возбуждающая печатные вибраторы логопериодического излучателя.

Таким образом, в трехпроводной линии (полоски 1, 2, 4) используются две моды. При преобразовании мод происходит трансформация сопротивления 4:1 (волновое сопротивление симметричной полосковой линии должно быть в четыре раза ниже входного сопротивления логопериодического излучателя).

Входное сопротивление логопериодической вибраторной печатной антенны близко к 50 Ом. С учетом трансформации сопротивления 4:1 для питания излучателя радиочастотным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом потребуется дополнительный трансформатор сопротивлений. Для реализации этого трансформатора можно использовать отрезок полоска 2, придав ему специальную форму, организовав тем самым плавный переход или ступенчатый трансформатор. Это возможно благодаря достаточной протяженности $L_{\text{Л}}$ линии (см. рисунок 2.6): с учетом ограниченности свободного объема пространства под обтекателем отклоняемого носка крыла ЛА $L_{\text{Л}} \approx (50 \dots 80)$ мм, то есть $L_{\text{Л}} \approx (0.29 \dots 0.46) \lambda_{\text{max}}$ (при $\varepsilon = 3.02$). На рисунке 2.7 в качестве примера показана частотная зависимость КСВ экспоненциального перехода длиной 60 мм, нагруженного на сопротивление 12.5 Ом, с номинальным входным сопротивлением 50 Ом. Применение ступенчатого трансформатора может обеспечить лучшее качество согласования в рабочей полосе частот излучателя ФАР. Следует однако учитывать, что начальное сечение трансформатора – симметричная

полосковая линия с волновым сопротивлением ниже 40 Ом – может оказаться нереализуемой из-за неприемлемой ширины W_2 сигнального полоска 2 (обозначение раскрыто на рисунке 2.6 б; типичная ширина W_1 внешних "земляных" проводников 1 и 4, диктуемая геометрией логопериодического вибраторного печатного излучателя, составляет 1..5 мм). Кроме того, при $W_2 \gg W_1$ растут потери на излучение.



длина трансформатора – 60 мм, относительная диэлектрическая проницаемость материала основания печатной платы – 3.02, номинальные входное и выходное сопротивления – 12.5 и 50 Ом.

Рисунок 2.7 – Частотная характеристика полоскового экспоненциального трансформатора.

Достоинства варианта питания излучающего элемента через симметричную полосковую линию – технологичность, надежность, решение задачи симметрирования; недостатки – необходимость в широкополосном трансформаторе сопротивлений 4:1, возможность резонансного ухудшения характеристик из-за шунтирования распределительной линии короткозамкнутым шлейфом, увеличение продольного размера излучателя на длину $l_{ш}$, необходимость в трехслойной печатной плате с переходными и сквозными металлизированными отверстиями.

2.3 Способы сокращения размеров логопериодического печатного излучателя

Вертикальный и продольный размеры антенны в свободном пространстве примерно в два раза превышают размер переднего отсека отклоняемого носка подвижной консоли крыла самолета. Для сокращения размеров печатной ЛПВА могут быть использованы следующие подходы: помещение печатного элемента в симметричный диэлектрический слой (ламинирование подложки) [26], заполнение примыкающего к антенне объема диэлектрическим пенокомпанудом; создание фрактальной геометрии логопериодического печатного излучателя, меандровой и других конфигураций [23 – 25, 47]; использование метаматериалов в конструкции логопериодического печатного излучателя [27].

2.3.1 Влияние диэлектрика на характеристики ПЛПВА

2.3.1.1 Влияние диэлектрической подложки

Повышение диэлектрической проницаемости подложки, в следствие укорочения длины волны в диэлектрике, приводит к уменьшению нижней граничной частоты. Если рассчитать эффективную диэлектрическую проницаемость подложки по формуле (8), то можно масштабировать размеры антенны (9) и объективно сравнить ширину рабочей полосы для подложек с разной ε :

$$\varepsilon_{эф} = \left(\frac{F_{ниж0}}{F_{ниж\varepsilon}} \right)^2, \quad (8)$$

где $\varepsilon_{эф}$ – эффективное значение диэлектрической проницаемости, $F_{ниж0}$ – нижняя граничная частота рабочего диапазона антенны без подложки, $F_{ниж\varepsilon}$ – нижняя граничная частота рабочего диапазона антенны на подложке с диэлектрической проницаемостью ε .

$$L_n = \frac{L_{n0}}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}, \quad d_n = \frac{d_{n0}}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}, \quad (9)$$

где L_{n0} и d_{n0} – размеры антенны без подложки, L_n и d_n – размеры антенны на подложке с диэлектрической проницаемостью ε .

Стоит отметить, что при изменении диэлектрической проницаемости подложки будет меняться волновое сопротивление питающей линии. Для того, чтобы волновое сопротивление линии оставалось постоянным необходимо при изменении ε корректировать ширину полосков питающей линии.

В таблице 2.1 приведены значения диэлектрических проницаемостей подложки, соответствующие им эффективные проницаемости и масштабированные размеры антенны. Коэффициент укорочения антенны $K_{ук}$ в процентах (10), представленный в таблице 1, рассчитывается по формуле:

$$K_{ук} = \left(1 - \frac{L_n}{L_{n0}}\right) \cdot 100\% \quad (10)$$

На рисунке 2.8 показаны графики КСВ печатных ЛПВА для разных проницаемостей подложки после масштабирования размеров. На рисунке 2.9 показаны сравнения диаграмм направленности в Н-плоскости для этих излучателей.

Таблица 2.1 - Масштабирование печатной ЛПВА.

ε подложки	$\varepsilon_{эф}$	L_n , мм	$K_{ук}$
1	1	1500	—
2.5	1.18	1380	8%
3.38	1.32	1300	14%
6.15	1.49	1230	18%
10.2	1.84	1100	27%

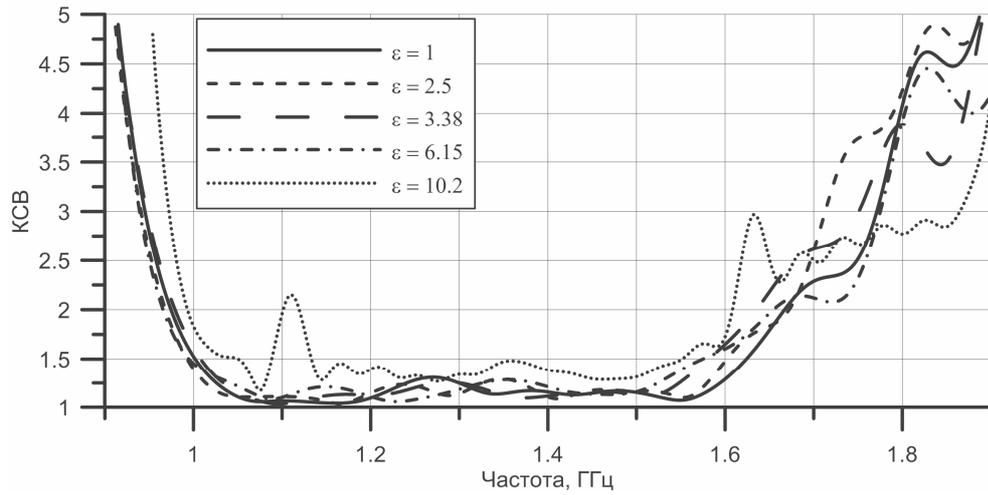


Рисунок 2.8 – КСВ печатных ЛПВА, масштабированных с учетом $\varepsilon_{эф}$.

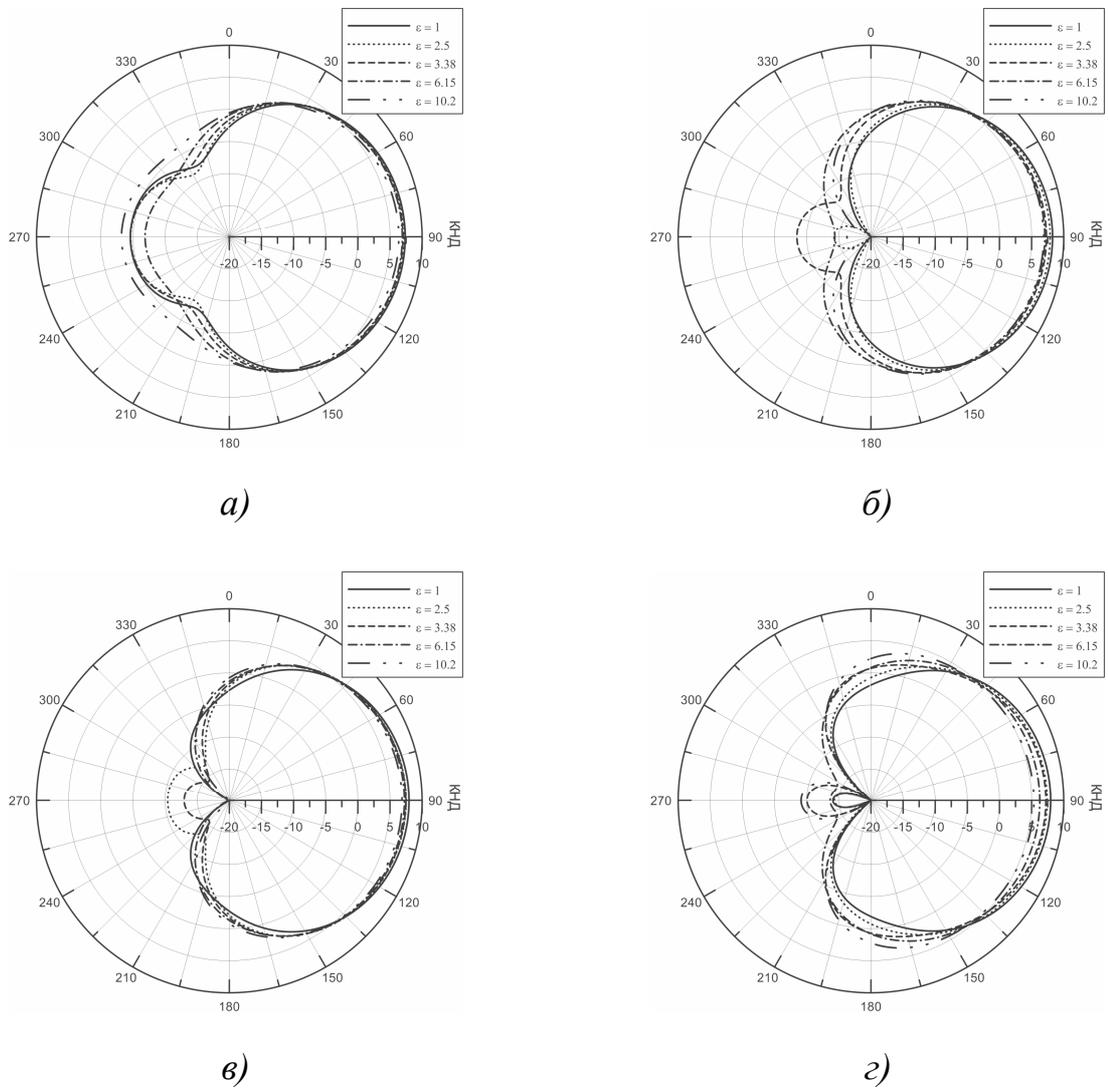


Рисунок 2.9 – Диаграммы направленности ЛПВА в H-плоскости на частотах: а) 1 ГГц; б) 1.2 ГГц; в) 1.4 ГГц; г) 1.6 ГГц.

Из графика, представленном на рисунке 2.8 видно, что при повышении диэлектрической проницаемости подложки для низких и средних значений ϵ существенных изменений характеристик антенны не наблюдается. При высоких значениях диэлектрической проницаемости появляются паразитные резонансы и немного сужается рабочая полоса антенны. Возникновение всплесков КСВ, связано с высоким коэффициентом отражения от границы раздела двух сред: диэлектрика и свободного пространства. Если увеличить длину подложки вдоль оси z (продольный размер), то изменятся фазы отраженных волн, а значит всплески КСВ должны либо переместиться по частоте, либо видоизмениться, что проиллюстрировано на рисунке 2.10. С точки зрения диаграмм направленности повышение диэлектрической проницаемости подложки приводит к незначительному падению КУ и к повышению уровня обратного излучения из-за нарушения фазовых соотношений между вибраторами в некоторых случаях.

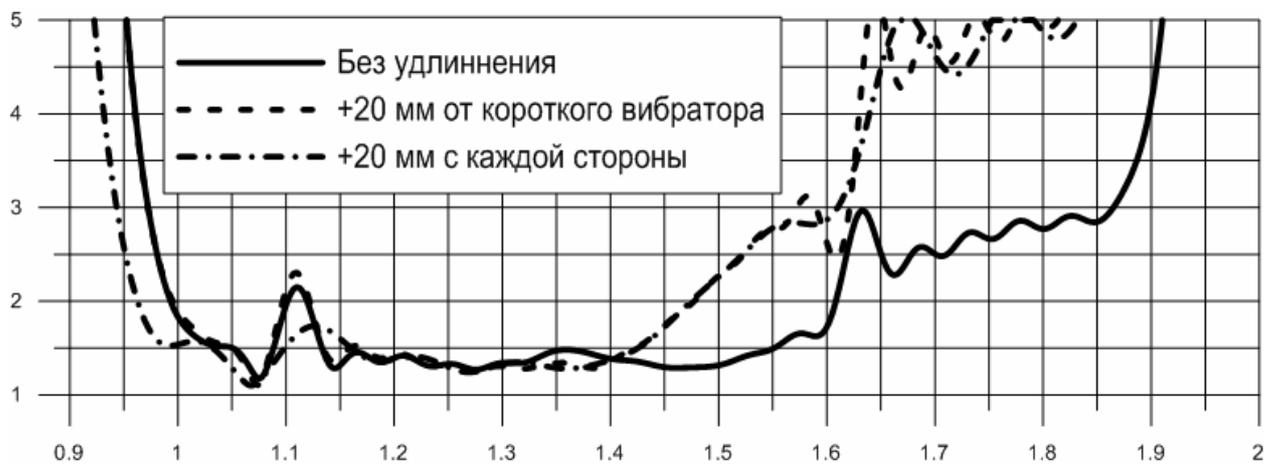


Рисунок 2.10 – Зависимость всплесков КСВ от размеров подложки.

Использование только диэлектрической подложки позволяет сократить геометрические размеры антенны вплоть до 20% в зависимости от значения диэлектрической проницаемости (см. таблицу 2.1). Использование диэлектриков с высоким ϵ оказывается невозможным из-за высокого коэффициента отражения от границ подложки и, как следствие, возникновения всплесков в КСВ на отдельных частотах.

2.3.1.2 Использование ламинирования подложки

Диэлектрическое покрытие подложки (ламинирование) способствует тому, чтобы значение эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эф}$ стремилось к значению диэлектрической проницаемости подложки. Значения проницаемости подложки и покрытия из технологических соображений выбираются одинаковыми. Использовать слишком толстый слой диэлектрика в конструкции нецелесообразно. Чтобы оценить разумную толщину диэлектрического слоя для уменьшения размеров ЛПВА воспользуемся графиком зависимости коэффициента укорочения антенны от толщины диэлектрического слоя, представленном на рисунке 2.11.

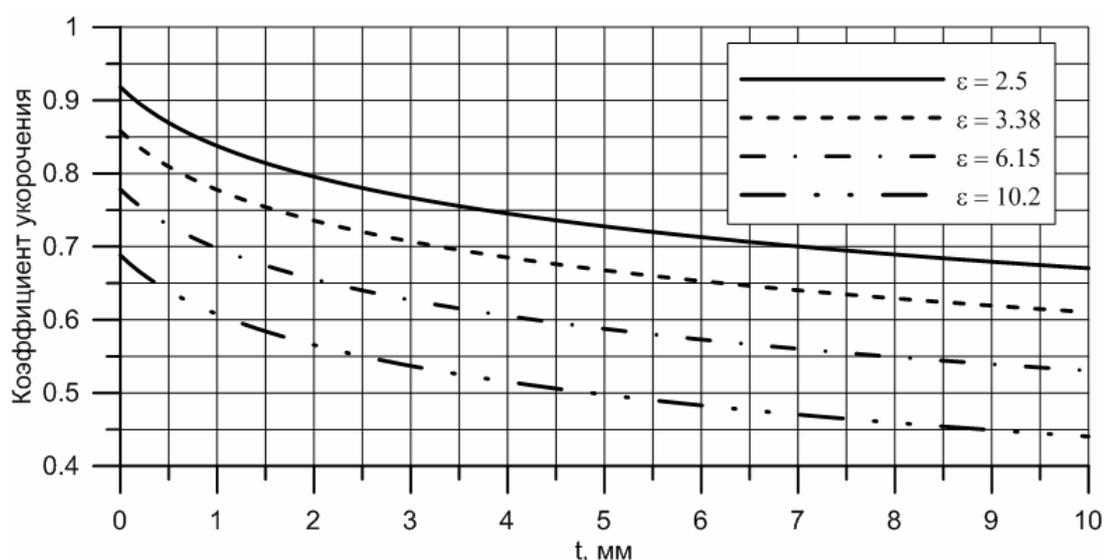


Рисунок 2.11 – Влияние диэлектрического покрытия.

Как видно из графика, для различных диэлектрических проницаемостей получаются примерно одинаковые по характеру зависимости. При толщине диэлектрического слоя более 3 мм по каждую сторону подложки, нижняя граничная частота начинает слабо убывать с повышением толщины диэлектрического покрытия. Также стоит отметить, что при повышении толщины покрытия на графиках КСВ при высоких значениях диэлектрической проницаемости стали появляться всплески (резонансы), аналогичные тем, что наблюдаются на рисунке 2.7.

Использование диэлектрической подложки с ламинированием разумной толщины (около 3 мм) позволяет добиться сокращения геометрических размеров на 20...45% в зависимости от значения диэлектрической проницаемости. Стоит отметить, что максимальное значение диэлектрической проницаемости подложки для стандартных материалов Rogers, при которой не значительно ухудшаются характеристики антенны и не возникает поверхностной бегущей волны, равно 6.15 при толщине диэлектрического покрытия не более 3 мм.

2.3.2 Использование вибраторов сложной формы в печатной ЛПВА

Ещё один метод уменьшения геометрических размеров антенн – наращивание пути тока за счет изменения структуры. Примерами такого изменения являются *L*-образная и меандровая конфигурации вибраторов ЛПВА. Рассмотрим работу такого вибратора на примере *L*-образной структуры. Как известно из теории [48], ток течет вдоль вибратора в одном направлении от одного плеча к другому (рисунок 2.12а). В случае *L*-образной структуры (рисунок 2.12б) концы плеч вибратора согнуты под прямым углом. Токи на концах текут в противоположных направлениях, как в разомкнутой двухпроводной линии, следовательно, концы *L*-образных вибраторов не излучают, но при этом удлиняют путь тока, и переносят резонанс на более низкую частоту.



Рисунок 2.12 – Пояснения принципа уменьшения геометрических размеров при *L*-образной конфигурации вибратора.

Принцип работы меандровой структуры такой же как у изогнутой. Основное отличие заключается в том, что при меандровой конфигурации

получается большее количество изгибов, а значит можно получить больший коэффициент уменьшения геометрических размеров.

На рисунках 2.13 и 2.14 показаны изогнутая и меандровая конфигурации ЛПВА и введены дополнительные геометрические размеры антенны.

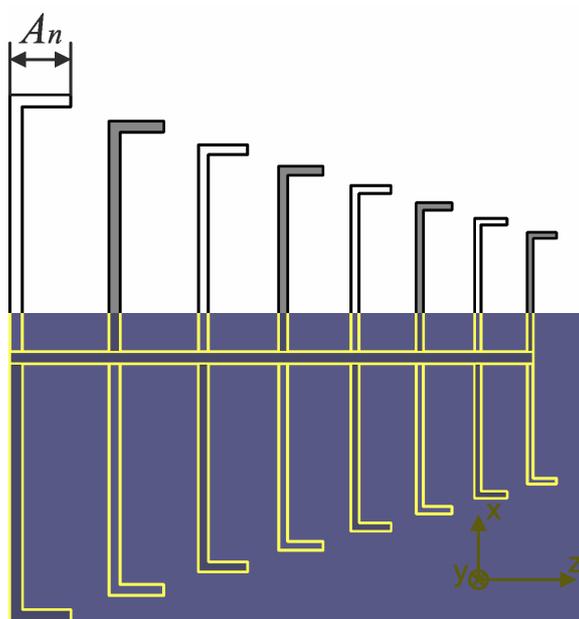


Рисунок 2.13 – Конфигурация ЛПВА с L -образными вибраторами.

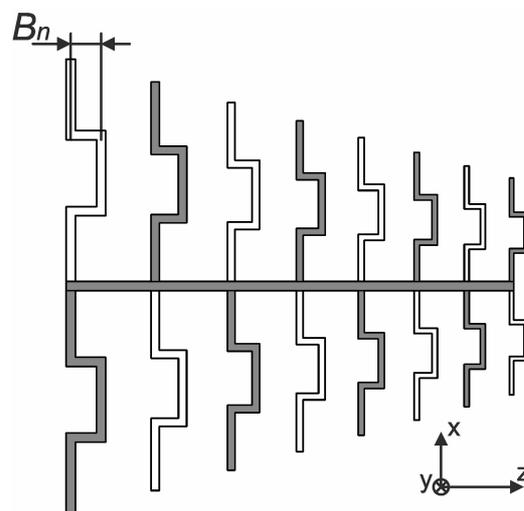


Рисунок 2.14 – Меандровая конфигурация ЛПВА.

На рисунках 2.15 и 2.16 показаны графики КСВ для изогнутой и меандровой конфигурации ЛПВА соответственно, которые иллюстрируют смещение нижней граничной частоты в зависимости от размеров A_n и B_n . Из графиков видно, что меандровая конфигурация антенны дает большее укорочение размеров антенны, чем изогнутая при равных значениях A_n и B_n .

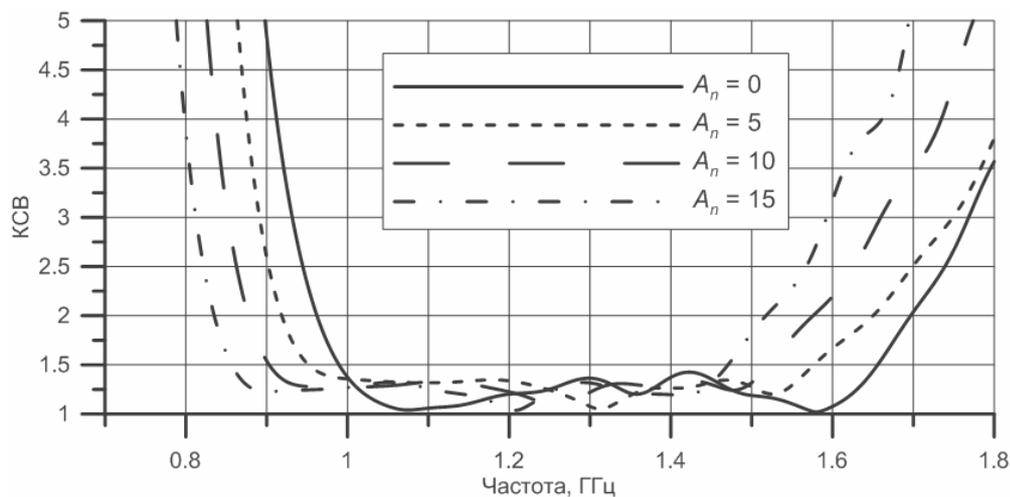


Рисунок 2.15 – КСВ логопериодической антенны с L-образной конфигурацией вибраторов.

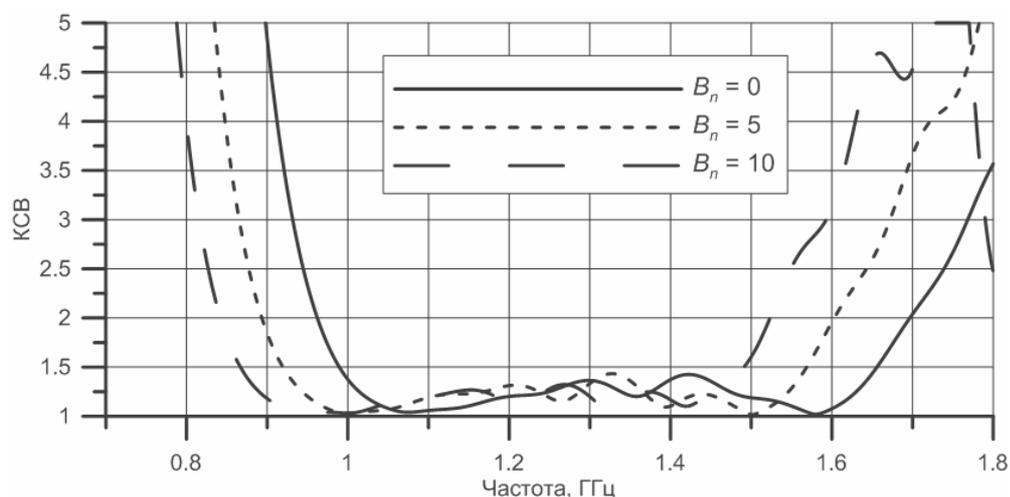


Рисунок 2.16 – КСВ логопериодической антенны с меандровой конфигурацией вибраторов.

Как видно из графиков, с помощью изменения конфигурации вибраторов в ЛПВА можно добиться уменьшения геометрических размеров антенны ещё на 10...15%. Однако, это не предельные цифры. Ограничения на них связаны с конструктивными особенностями.

2.3.3 Влияние П-образного профиля на характеристики печатной ЛПВА

Главной особенностью исследуемой антенны является её размещение в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла самолета,

который состоит из несущей балки и двух металлических пластин, образуя П-образный металлический профиль (далее П-образный профиль).

Особенностью логопериодической вибраторной антенны является возможность ее размещения над металлическим экраном перпендикулярно плоскости экрана на малом расстоянии, так что расстояние от наибольшего вибратора до экрана может составлять $0.1 \lambda_{\max}$, практически без ухудшения характеристик согласования. То же относится и к линейной сканирующей в Н-плоскости АР из логопериодических излучателей.

Размещение вибратора в непосредственной близости от П-образного профиля изменяет резонансную длину вибратора (как правило, в сторону уменьшения нижней граничной частоты диапазона), а также значение сопротивления излучения на резонансной частоте. В логопериодической антенне как антенне с активным питанием, рассчитанной для работы в свободном пространстве, это приводит к нарушению амплитудно-фазового распределения токов в вибраторах. Иными словами, логопериодическая антенна, рассчитанная для работы в свободном пространстве, практически неработоспособна вблизи упомянутого П-образного профиля и подлежит настройке. Также справедливо и обратное. Если логопериодическую антенну настроить вблизи П-образного короба, то она не будет работоспособной в свободном пространстве в области низких частот. На рисунке 2.17 показана модель антенного элемента, размещенного в отклоняемом носке крыла самолета. На рисунке 2.18 показаны графики КСВ печатной ЛПВА, настроенной совместно с П-образным коробом, вблизи короба и в свободном пространстве.

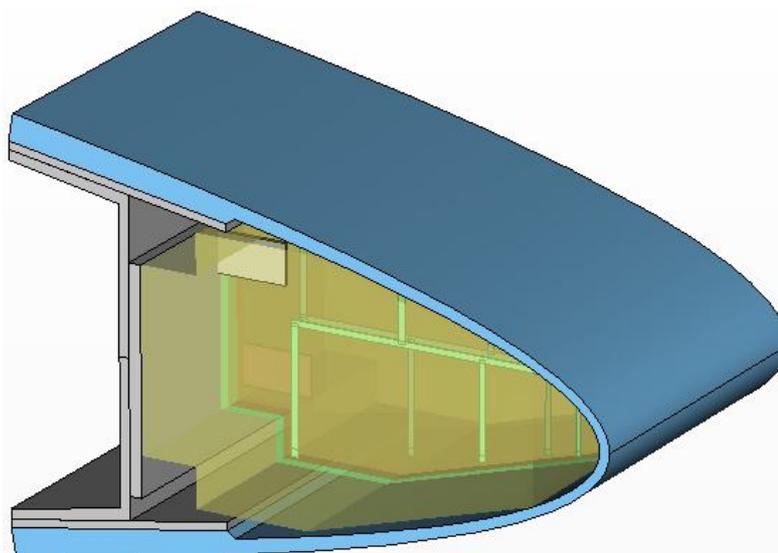
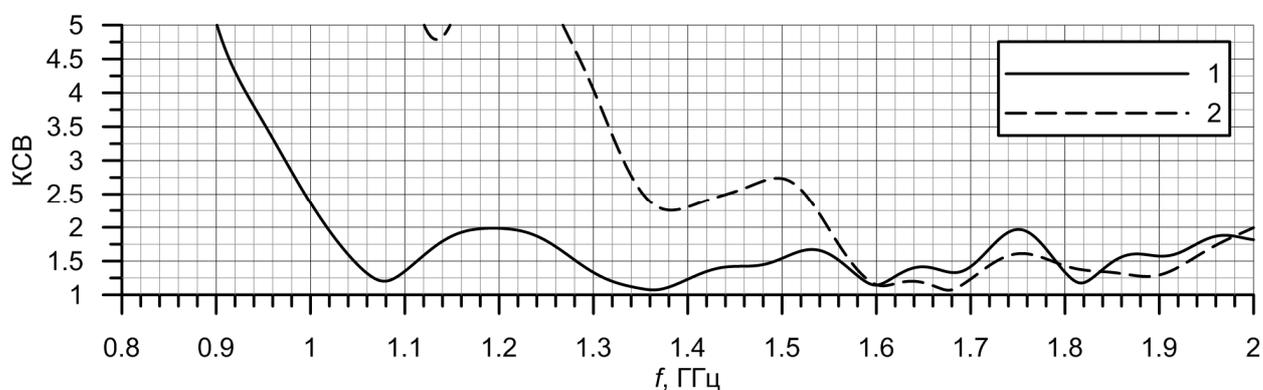


Рисунок 2.17 – ЛПВА, размещенная в П-образном профиле под обтекателем.



1 – в составе крыла, 2 – в свободном пространстве

Рисунок 2.18 – Влияние подвижной консоли крыла и радиопрозрачного обтекателя на КСВ логопериодической антенны.

Резонансная длина и сопротивление излучения критичны к расстоянию между вибратором и П-образным профилем. Смещение настроенной логопериодической антенны в продольном или поперечном направлении относительно П-образного профиля на 1-2 мм может привести к повышению нижней границы рабочей полосы частот по критерию качества согласования на 50-100 МГц. Иными словами, настроенная антенна должна быть достаточно точно позиционирована и надежно закреплена в П-образном профиле. Альтернативными вариантами являются "выдвижение" излучающего элемента вперед, дальше от П-образного профиля, а также

отделение П-образного профиля от излучающего элемента металлическим экраном.

Кроме того, стоит отметить, что оптимизацию ЛПВА, встроенной в П-образный короб необходимо проводить в составе бесконечной решетки. Связано это с тем, что шаг элементов выбирается равным примерно половине длины волны на верхней частоте (необходимо для широкого угла сканирования). Следовательно, на нижней частоте расстояние между излучателями составит примерно четверть длины волны. Таким образом между элементами решетки будет наблюдаться сильное взаимное влияние, особенно в области низких частот.

Обзор резонансных явлений в П-образном коробе также решено проводить для линейной АР, бесконечной в Н-плоскости.

2.4 Линейная антенная решётка на основе логопериодического печатного излучателя

На рисунке 2.19 показана конечная АР из 12 излучателей, размещенная в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла самолета. Шаг решетки $d = 91$ мм выбран с учетом запаса из известных соотношений для максимального отклонения луча на угол 60° . Элемент бесконечной решетки представляет из себя один излучатель, расположенный в ячейке Флоке.

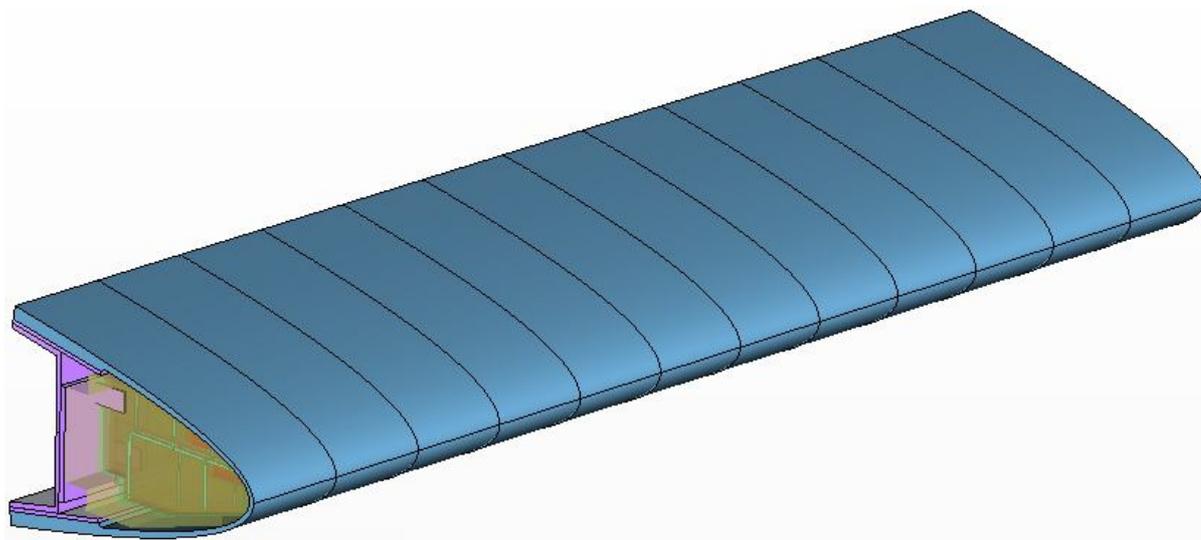
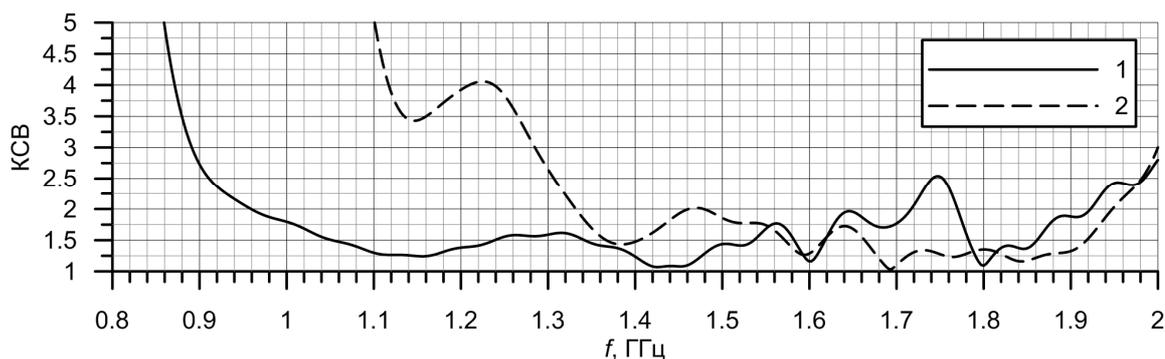


Рисунок 2.19 – Конечная АР из логопериодических излучателей, размещенная в переднем отсеке крыла самолета.

2.4.1 Влияние П-образного короба на характеристики излучателя в составе бесконечной АР

Как уже отмечалось ранее, антенна, настроенная на полосу 1...1.6 ГГц в П-образном профиле, перестает работать в свободном пространстве. Это справедливо и для излучателя в решетке. Графики КСВ для одного антенного элемента в составе бесконечной АР в переднем отсеке крыла и в свободном пространстве показаны на рисунке 2.20.



1 – в составе крыла, 2 – в свободном пространстве

Рисунок 2.20 – Влияние подвижной консоли крыла и радиопрозрачного обтекателя на КСВ излучающего элемента в составе бесконечной АР.

В ходе численного моделирования было установлено, что конкретный П-образный короб, являющийся элементом конструкции крыла, резонирует в

области нижней границы рабочей полосы частот ЛПВА. На рисунках 2.21 и 2.24 показано распределение амплитуды тока по металлическим элементам конструкции крыла самолета на частотах в районе резонансной частоты П-образного короба.

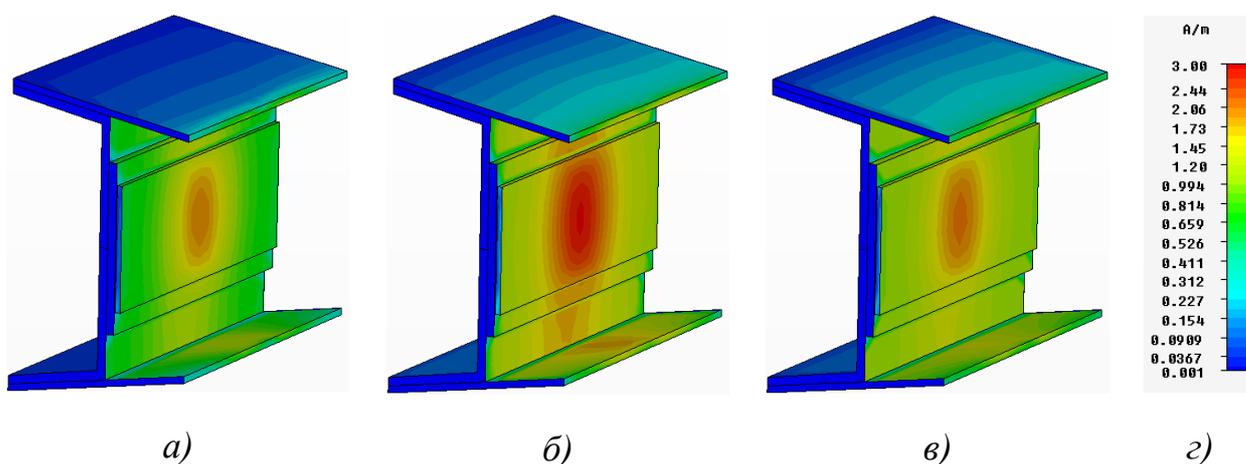


Рисунок 2.21 – Амплитуды наведенных токов на П-образном коробе на частоте а) 0.8 ГГц, б) 0.9 ГГц, в) 1 ГГц з) значения цветов.

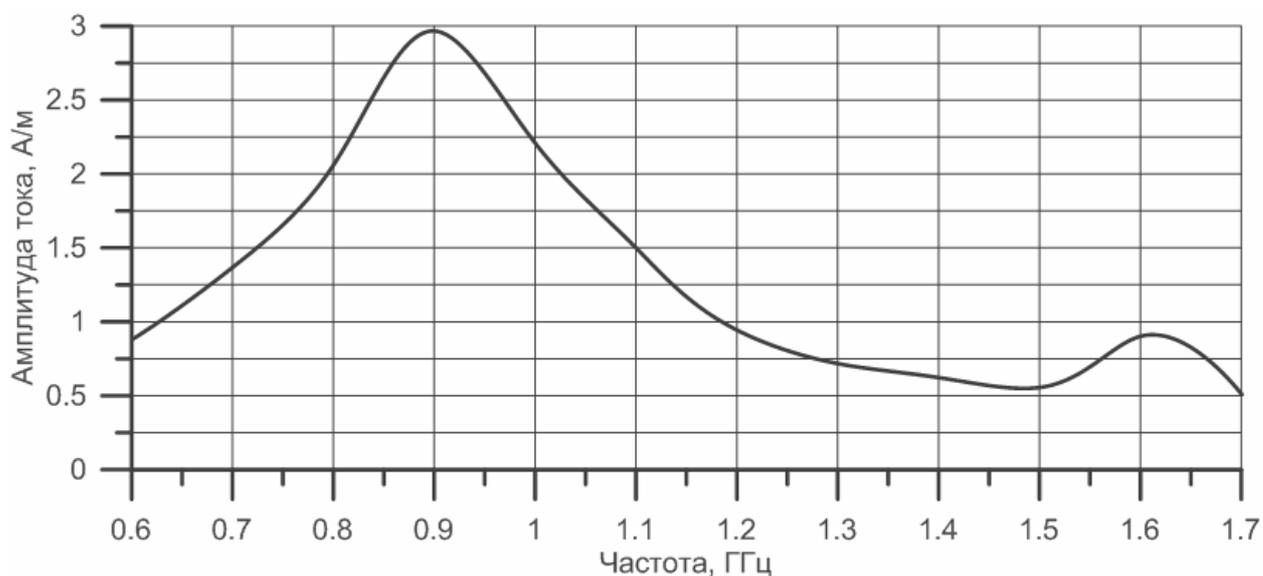


Рисунок 2.22 – Зависимость максимума амплитуды тока на П-образном профиле от частоты.

Как видно из рисунков 21 и 22, резонанс по уровню половины мощности имеет полосу 20% относительно центральной частоты 900 МГц. В следствии этого П-образный короб является не только рефлектором для ЛПВА, но и

выполняет функции низкочастотного вибратора. Поэтому антенна критична к точности установки в консоль крыла самолета. Подстройку и оптимизацию антенны можно осуществлять следующими способами:

1) Изменять высоту или длину пластин П-образного профиля, тем самым смещая резонанс в нужную сторону по частоте. Однако эти размеры жестко заданы как элементы конструкции самолета и использовать этот метод не представляется возможным.

2) Варьировать расстояние между П-образным профилем и антенной. Резонанс при этом сдвигаться по частоте не будет, но при определенном расстоянии (меньше $\lambda/4$) поле ЛПВА и поле отраженное от профиля в области низких частот будут складываться в фазе. В высокочастотной области отражение от профиля будет не значительным, так как до него находятся ещё некоторое количество рефлекторов и расстояние до активной области, отвечающей за ВЧ диапазон, соизмеримо с половиной длиной волны на высокой частоте. Другими словами, существует оптимальное расстояние от профиля, при котором получается максимальное значение КУ на нижних частотах диапазона. Влияние на область высоких частот будет не значительным.

3) Менять резонансную частоту наибольшего (самого близкого к П-образному профилю) вибратора и, как следствие, уровень взаимной связи между ЛПВА и профилем.

4) Управлять свойствами резонанса П-образного профиля с помощью дополнительных конструктивных элементов, например, элементов крепления подложки к крылу самолета.

Подбор расстояния до профиля и размер крайнего вибратора (пункты 2 и 3) нужно производить совместно, а конструктивные элементы, управляющие резонансом (пункт 4) можно использовать для конечной настройки антенны. Процесс подстройки антенны достаточно длителен и

трудоемок, однако научной новизны не представляет, поэтому будет пропущен.

2.4.2 Влияние элементов крепления на характеристики излучателя в составе бесконечной АР

Ниже, на рисунках 2.23 и 2.24, показано влияние элементов крепления подложки на резонансные явления в полости отклоняемой консоли крыла самолета. На рисунке 2.25 представлены КСВ с элементами крепления и без них.

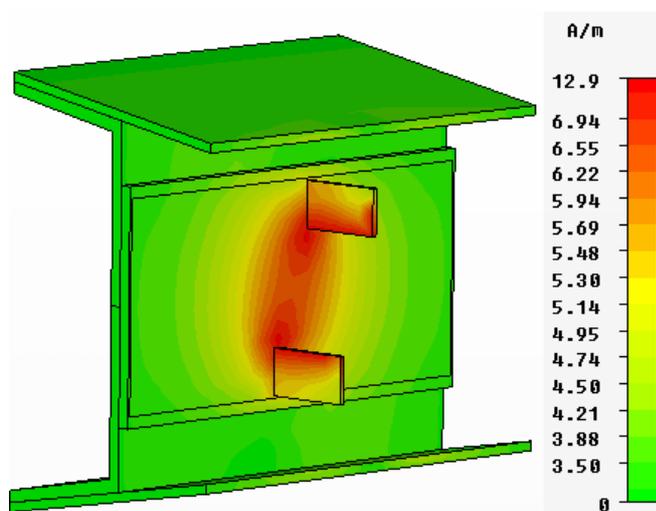


Рисунок 2.23 – Распределение тока по П-образному коробу с учетом влияния элементов крепления на частоте 900 МГц.

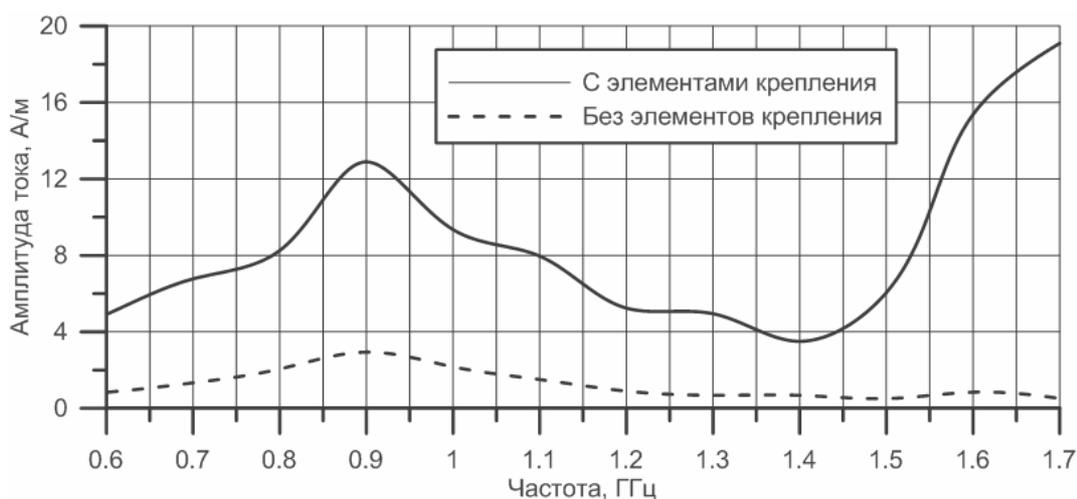


Рисунок 2.24 – Зависимость максимума амплитуды тока на П-образном профиле от частоты.

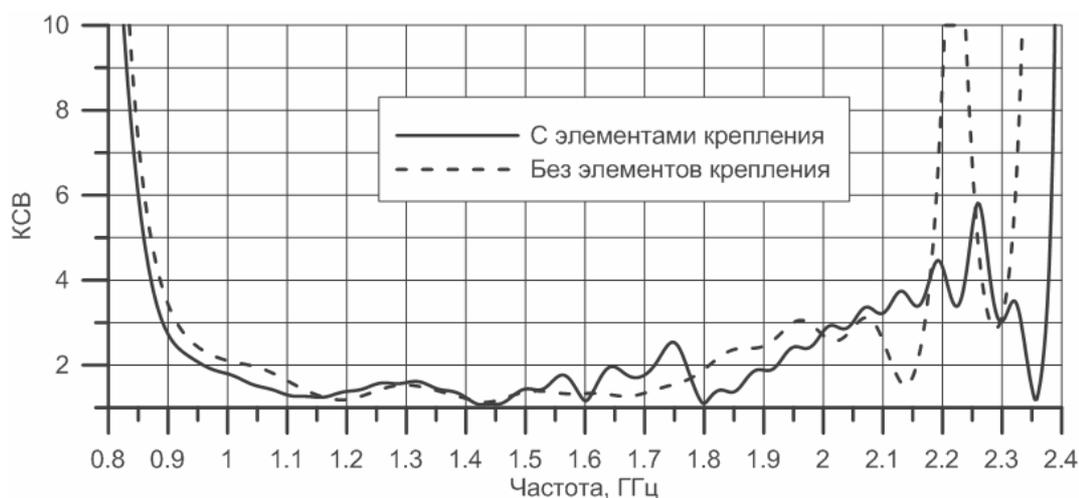


Рисунок 2.25 – КСВ ЛПВА в составе бесконечной АР.

Как видно из представленных зависимостей, рисунки 2.23 – 2.25, наличие элементов крепления приводит к повышению уровня взаимной связи между П-образным коробом и антенной на нижней частоте, что отражается на амплитуде наводимых токов на коробе. В верхней части диапазона появляется ещё один резонанс, связанный с размером между элементами крепления и их длинами. Однако, его влияние на КСВ не значительно (см. рисунок 2.25), так как активная область ЛПВА на верхней частоте находится на максимальном удалении от П-образного профиля. Нижняя частота при сканировании «ценнее» чем верхняя, поэтому было решено оставить такие элементы крепления несмотря на повышение уровня КСВ в области верхних частот.

2.4.3 Оптимизация структуры ЛПВА в носке крыла

2.4.3.1 Постановка задачи оптимизации

Задача определения оптимальных геометрических размеров широкополосного логопериодического вибраторного печатного излучателя при размещении в ограниченном объеме основана на сравнении результатов численного моделирования и заданных характеристик излучающей структуры. В общем случае решение задачи сводится к определению вектора

параметров $\{A\}_{j=1}^J$, $i=1, 2, \dots, J$ для оптимальной модели излучающей структуры по заданному вектору $X(f_i)$ ($i=1, 2, \dots, N_F$) характеристик на основе минимизации целевой функции (ЦФ) [49]. Заданный вектор строится на N_F частотах рабочего диапазона с учетом требований ТЗ и условий жестких ограничений на габаритные размеры излучающего элемента. В качестве критерия построения ЦФ разумно использовать постоянство входного сопротивления или требования к характеристикам согласования (КСВ), направленности (КНД, КУ), поляризационным характеристикам излучателя. Критерий, например по согласованию, может быть выбран как в диапазоне рабочих частот, так и секторе углов фазирования АР. Задача оптимизации ЦФ по выбранному критерию решается с помощью стохастических алгоритмов глобальной оптимизации, в частности, ГА.

В общем случае из-за большого числа переменных N – элементной ЛПВА, элементов конструкции и крепления, в пространстве оптимизации размерность задачи существенно возрастает, поэтому разумно ограничить число переменных. Для этого исключим из пространства оптимизации число диполей N , их ширину s_n , размеры первого L_1 и последнего L_6 вибраторов, длину L , размеры a , b , d и d_0 , а интервалы между ними d_n и длины L_n ($n=2, 3, 4, 5$) включим в пространство оптимизации (рисунок 2.26).

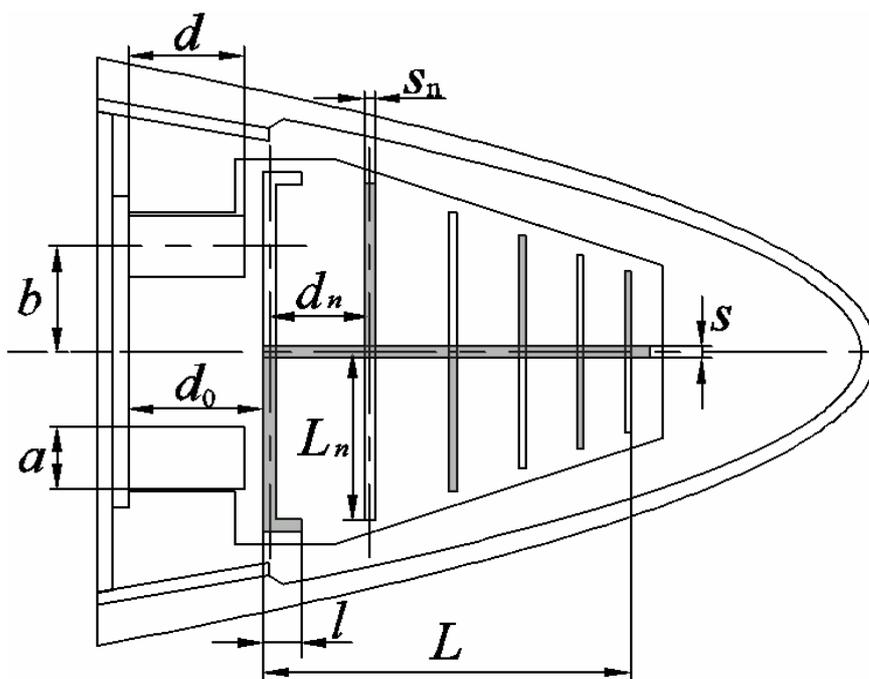


Рисунок 2.26 – ЛПВА под обтекателем крыла. Геометрия задачи.

Параметрическое пространство в общем виде задаем следующим образом: $D = \{ \mathbf{A}(A_1, A_2, \dots, A_p, \dots, A_p) \}$, при этом $A_p \in [A_p^{\min}, A_p^{\max}]$, а $A_p^{\min} \leq A_p^{\max}$ для N_F частот диапазона. Целевая функция $\Phi(\mathbf{A})$ для N_F частот рабочего диапазона ΔF определяется в виде обобщенной разности между моделируемыми значениями и заданными, определяемыми на элементах параметрического пространства

$$\Phi(\mathbf{A}) = \frac{\alpha_1}{N_{F1}} \sum_{k=1}^{N_{F1}} \Phi_1(KCB(f_k, \mathbf{A})) + \frac{\alpha_2}{N_{F2}} \sum_{m=1}^{N_{F2}} \Phi_2(KCB(f_m, \mathbf{A})) + \frac{\alpha_3}{N_F} \sum_{i=1}^{N_F} [G_0(f_i) - G(f_i, \mathbf{A})], \quad (11)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – весовые коэффициенты; $G_0(f_i)$, $G(f_i, \mathbf{A})$ – заданный на частоте f_i коэффициент усиления (КУ) и КУ, соответствующий параметрам оптимизации; $N_F = N_{F1} + N_{F2}$; $\Delta F = \Delta F_1 + \Delta F_2$; $f_k \in \Delta F_1$, $f_m \in \Delta F_2$.

В отличие от выбора целевой функции, определенной в [50], входящие в нее функции Φ_1 и Φ_2 определяются в виде: $\Phi_1(KCB(f_k), \mathbf{A}) = KCB(f_k) - 1$, при $KCB(f_k) \leq 2$; $\Phi_2(KCB(f_m), \mathbf{A}) = 1$, при $KCB(f_m) \geq 2$. Весовые коэффициенты α_1, α_2 позволяют корректировать структуру ЦФ, это важно в случае, если $\Delta F_1 \gg \Delta F_2$ и $k \gg m$, то в (11) необходимо выбрать $\alpha_2 > \alpha_1$. Такой выбор функций

Φ_1 , Φ_2 и весовых коэффициентов α_1 и α_2 объясняется тем, что в у логопериодической антенны, размещаемой в ограниченном объеме консоли крыла ЛА, в полосе частот ΔF нет ярко выраженного центра активной зоны на частоте близкой к резонансной центрального диполя этой зоны.

Минимизация ЦФ (4), построенная на основе выбранного критерия с учетом разумного выбора числа отсчетов N_{F1} и N_{F2} , обеспечивает выбор на N_F частотах оптимальных значений параметров моделирования $\mathbf{A}_{opt} \in D$ таких, что для любых $\mathbf{A} \in D$ выполняется условие $\Phi(\mathbf{A}_{opt}) \leq \Phi(\mathbf{A})$. В случае выбранного выше числа элементов оптимизации N – элементной ЛПВА размерность (длина) пространства D равна $N_D = 2N - 3$.

2.4.3.2 Результаты оптимизации структуры ЛПВА в носке крыла

В таблице 2.2 приведены геометрические размеры одного из вариантов печатной ЛПВА, размещенной в полости отклоняемой консоли крыла ЛА, а в таблице 2.3 скорректированные размеры этой антенны, полученные по результатам оптимизации целевой функции (11) с учетом выбранных размеров крепежных пластин. На рисунке 2.27 представлены частотные зависимости КСВ этих антенн в составе бесконечной синфазной ФАР.

Таблица 2.2 - Исходные размеры печатной ЛПВА.

L_1 , мм	L_2 , мм	L_3 , мм	L_4 , мм	L_5 , мм	L_6 , мм	d_1 , мм	d_2 , мм	d_3 , мм	d_4 , мм	d_5 , мм
65	54,1	45	37,5	31,2	26	15,9	13,24	11	9,18	7,64

Таблица 2.3 - Различие исходных и оптимальных размеров ЛПВА.

ΔL_1 , мм	ΔL_2 , мм	ΔL_3 , мм	ΔL_4 , мм	ΔL_5 , мм	ΔL_6 , мм	Δd_1 , мм	Δd_2 , мм	Δd_3 , мм	Δd_4 , мм	Δd_5 , мм
0	-1,78	1,62	-0,76	-0,93	0	0	-0.43	-1.93	-1.19	1.06

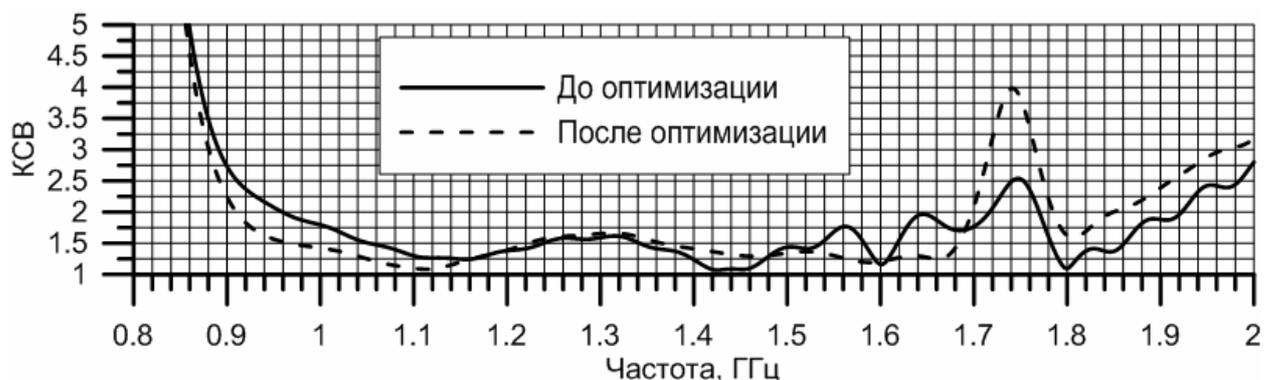
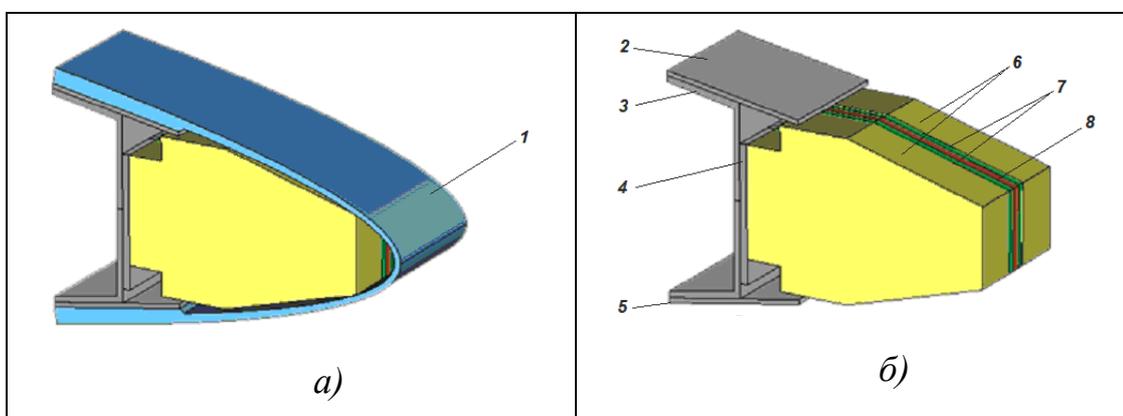


Рисунок 2.27 – Графики частотных зависимостей КСВ ЛПВА в составе бесконечной АР до и после оптимизации.

Представленная после оптимизации характеристика получена при числе генерируемых популяций равном 128, при этом вероятность скрещивания составила 85%, а вероятность мутации – 20%. Диапазон изменения длин вибраторов составил 5%, а диапазон изменения расстояний между ними составил ± 2 мм. В результате проведенной оптимизации структуры ЛПВА на верхней и на нижней частотах снизился уровень КСВ. При этом КНД антенны увеличился на верхней частоте на 0,5 дБ, оставаясь неизменным на других частотах диапазона.

2.4.4 Конструкция логопериодического излучающего элемента линейной АР, размещенного в носке крыла

Конструкция излучающего элемента, размещенного в консоли крыла самолета, для ФАР с рабочей полосой частот 1.0...1.6 ГГц показана на рисунке 2.28.



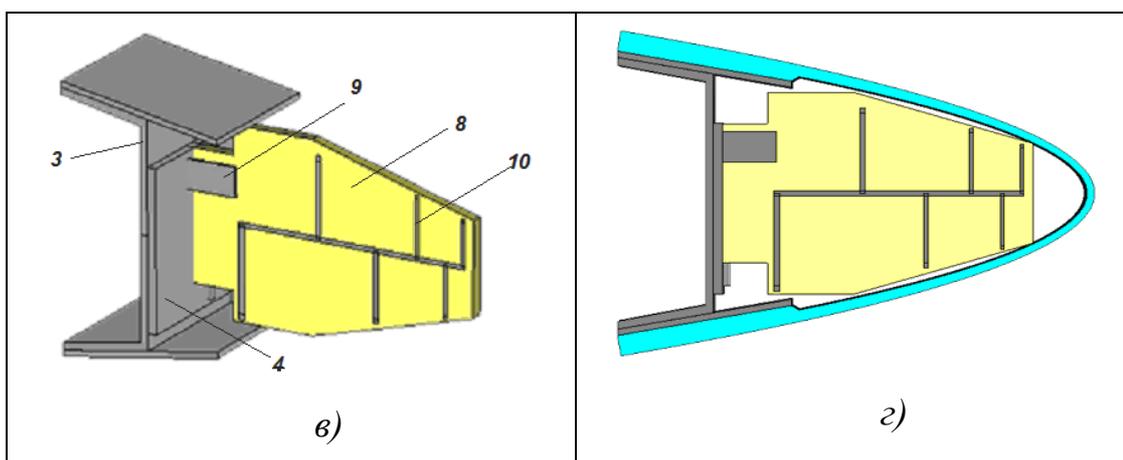


Рисунок 2.28 – Конструкция печатной ЛПВА в составе линейной ФАР, размещенной в консоли крыла самолета.

Излучатель состоит из металлического основания 4, двухслойной печатной платы 8 и диэлектрических пластин 7. Внутренний объем излучателя заполнен диэлектрическим вспененным наполнителем 6. На внешних слоях металлизации 10 платы 8 сформирована логопериодическая полосковая структура, включающая ленточную двухпроводную линию и систему вибраторов. Диэлектрические пластины 7 служат для сокращения размеров вибраторов, повышения электропрочности конструкции и защиты проводников. 2, 3, 5 – металлические элементы конструкции консоли крыла. Излучатель закрыт от внешних воздействий диэлектрическим обтекателем 1.

Электродинамическая модель системы излучения включает излучающие элементы и фрагмент носка подвижной консоли крыла.

2.5 Результаты моделирования печатной ЛПВА в носке крыла в составе конечной линейной АР

2.5.1 Качество согласования излучающих элементов

На рисунках 2.29 и 2.30 показано распределение значений КСВ по элементам полотен АР различных размеров ($N = 4, 8$ и 12 элементов) для значений частоты $f = 1.0, 1.2, 1.4$ и 1.6 ГГц. По оси абсцисс отложен номер элемента. По оси ординат отложено значение КСВ в каждом из элементов АР при синфазном равноамплитудном возбуждении падающей волной

напряжения (рисунок 2.29) и фазировании АР в направлении 45° (рисунок 2.30). Каждая из ломаных линий соединяет точки, соответствующие КСВ конкретного элемента антенного полотна одной из конфигураций, указанных на врезке в верхнем правом углу рисунка. Для сравнения также показано значение КСВ бесконечной линейки ($1E \times \text{inf}H$, сплошная линия с маркерами в виде точки "•"). Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

- при синфазном возбуждении КСВ полотна АР не превышает значения 2.0 в полосе частот 1.0...1.6 ГГц, включая крайние излучающие элементы (на частоте 1.0 ГГц КСВ крайних элементов – 2.2); даже четырехэлементная подрешетка близка по качеству согласования к модели бесконечной АР;

- при фазировании в направлении 45° КСВ полотна АР не превышает значения 3.0 в полосе частот 1.0...1.6 ГГц, включая крайние излучающие элементы (на частоте 1.0 ГГц КСВ крайних элементов – 3.2);

- с ростом частоты разброс в качестве согласования элементов АР уменьшается.

На рисунке 2.31 показаны частотные зависимости КСВ всех элементов 12-элементной ФАР для углов фазирования 0, 15, 30, 45 и 60 градусов. Жирными линиями выделены границы максимальных и минимальных значений КСВ. Штрихпунктирной линией показано "среднее" значение КСВ. При сканировании лучом в секторе до $\pm 45^\circ$ максимальное по всем излучающим элементам значение КСВ в рабочей полосе частот (1.0...1.6 ГГц) удовлетворяет предъявляемым требованиям.

В то же время, при отклонении луча в секторе до $\pm 60^\circ$ КСВ существенно превышает установленное значение (не более 3.0). КСВ достигает значения 3.2 в полосе частот 1.24...1.6 ГГц, поднимаясь до 5.0 на частоте 1.2 ГГц. Снижение КСВ до требуемого значения во всей рабочей полосе частот для данного типа излучающего элемента представляется затруднительным.

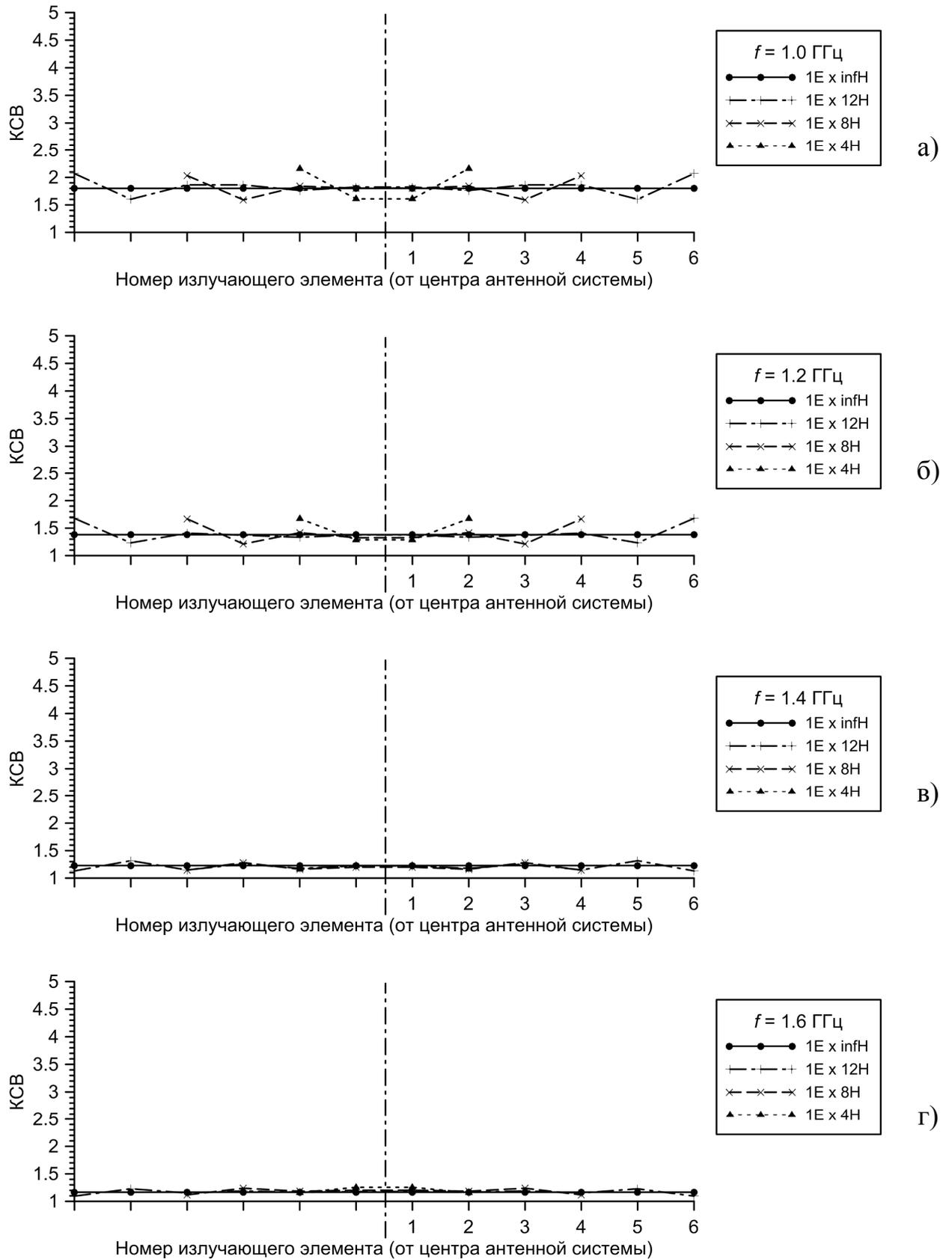


Рисунок 2.29 – КСВ в тракте питания излучающих элементов линейной АР при синфазном возбуждении.

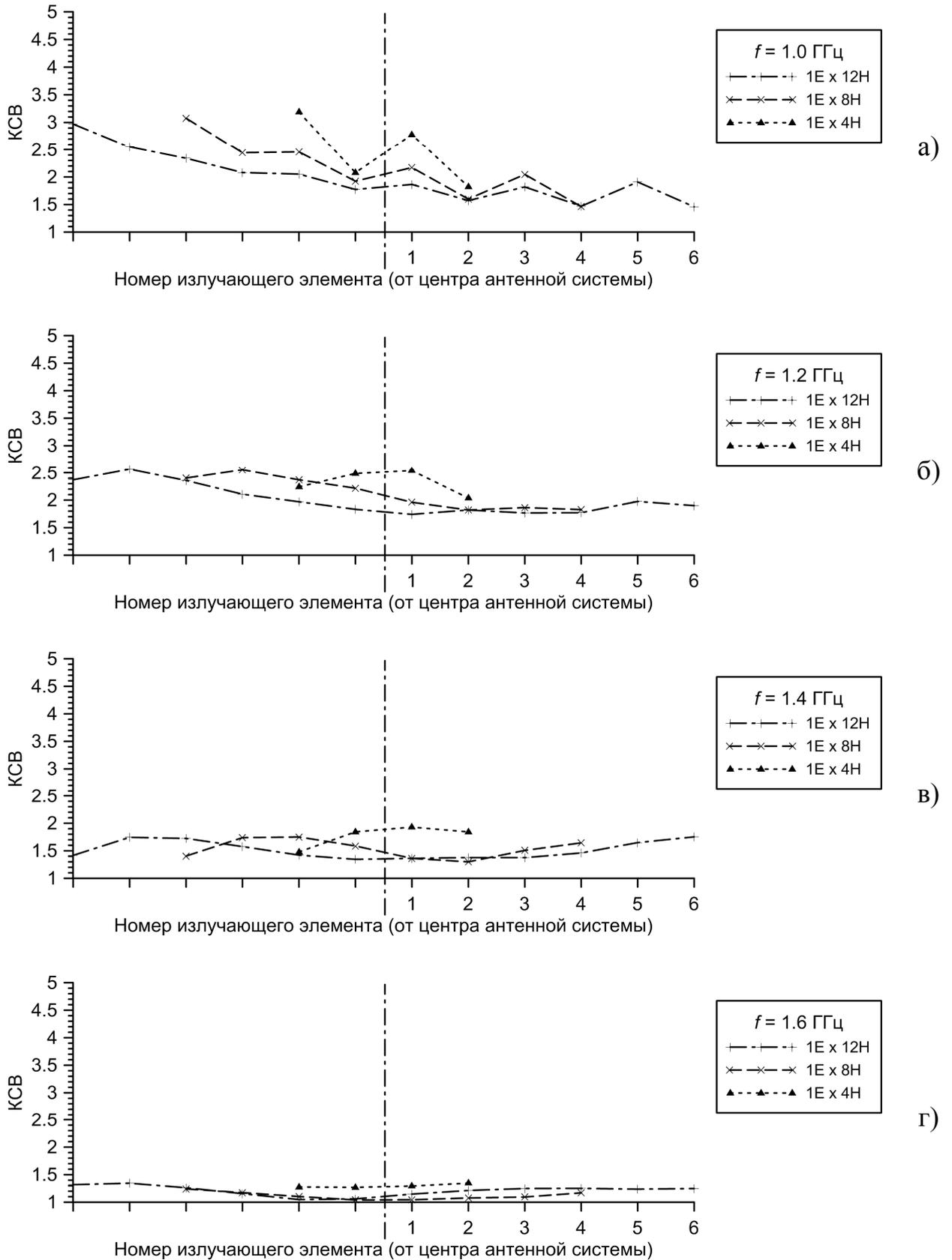


Рисунок 2.30 – КСВ в тракте питания излучающих элементов линейной АР для угла фазирования 45° .

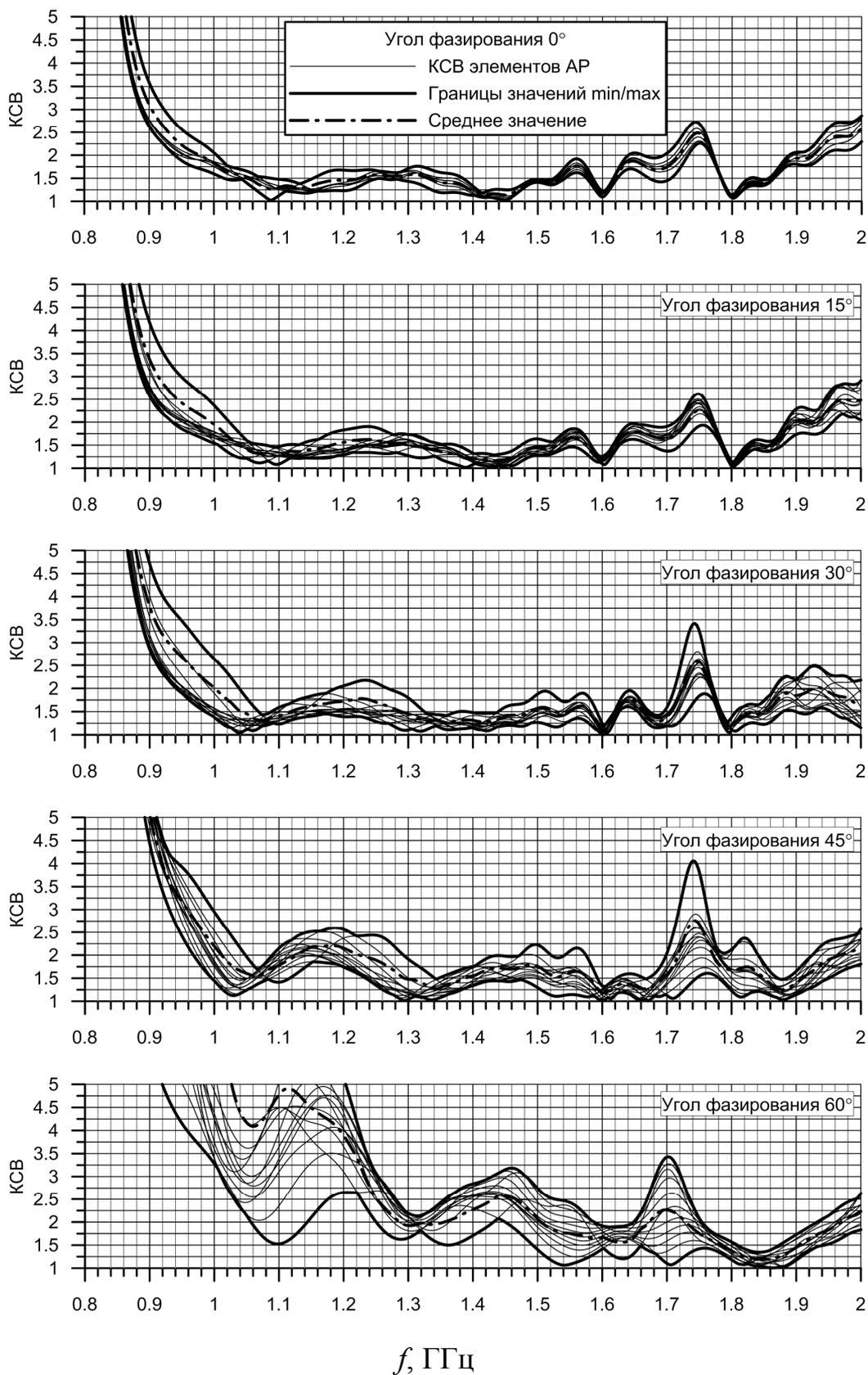


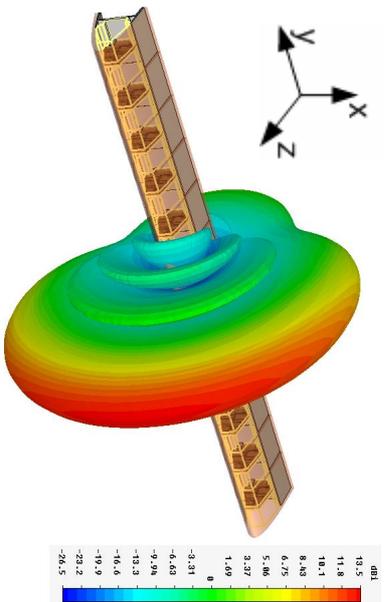
Рисунок 2.31 – КСВ в тракте питания всех излучающих элементов 12-элементной АР (1E × 12H) в полосе частот для ряда углов фазирования.

2.5.2 Характеристики направленности антенной системы

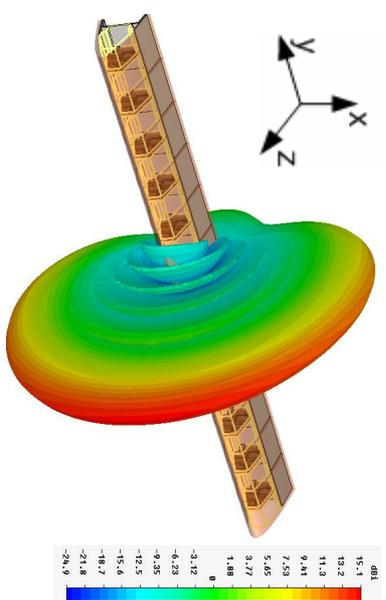
На рисунке 2.32 показана характеристика направленности линейной двенадцатиэлементной АР, дающая общее представление о направленных свойствах антенны.

На рисунках 2.33-2.36 показаны нормированные диаграммы направленности в азимутальной плоскости ("Н") и угломестной плоскости ("Е") линейной двенадцатиэлементной АР, установленной в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла ЛА. Расчет выполнен для частот 1.0, 1.2, 1.3, 1.4 и 1.6 ГГц для синфазного возбуждения и при фазировании в направлении 45° . В левой части рисунков указано значение частоты f , направление θ_{\max} максимального излучения и ширина $\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}}$ ДН по уровню -3 дБ. Форма ДН характерна для линейной АР: в плоскости сканирования (плоскость Н) ДН – узкая и имеет единственный главный лепесток; в перпендикулярной плоскости (плоскость Е) ДН – достаточно широкая (не менее 110° по уровню -3 дБ). Паразитные дифракционные лепестки при сканировании отсутствуют. Угол фактического отклонения главного лепестка ДН соответствует углу фазирования.

$f = 1.0 \text{ ГГц}$, угол фазирования 0°



$f = 1.6 \text{ ГГц}$, угол фазирования 0°



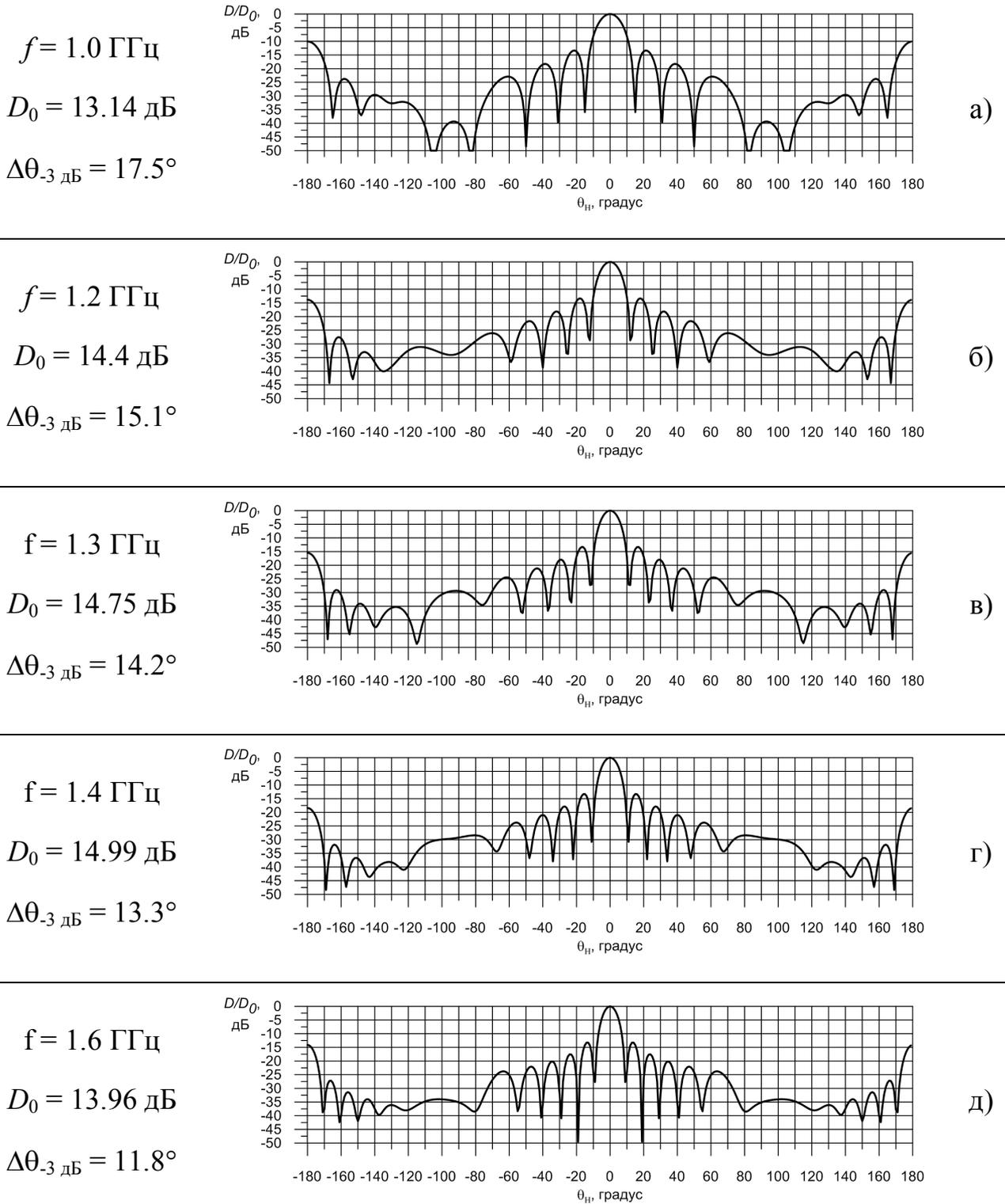


Рисунок 2.33 – ДН 12-элементной АР в плоскости yz при синфазном возбуждении.

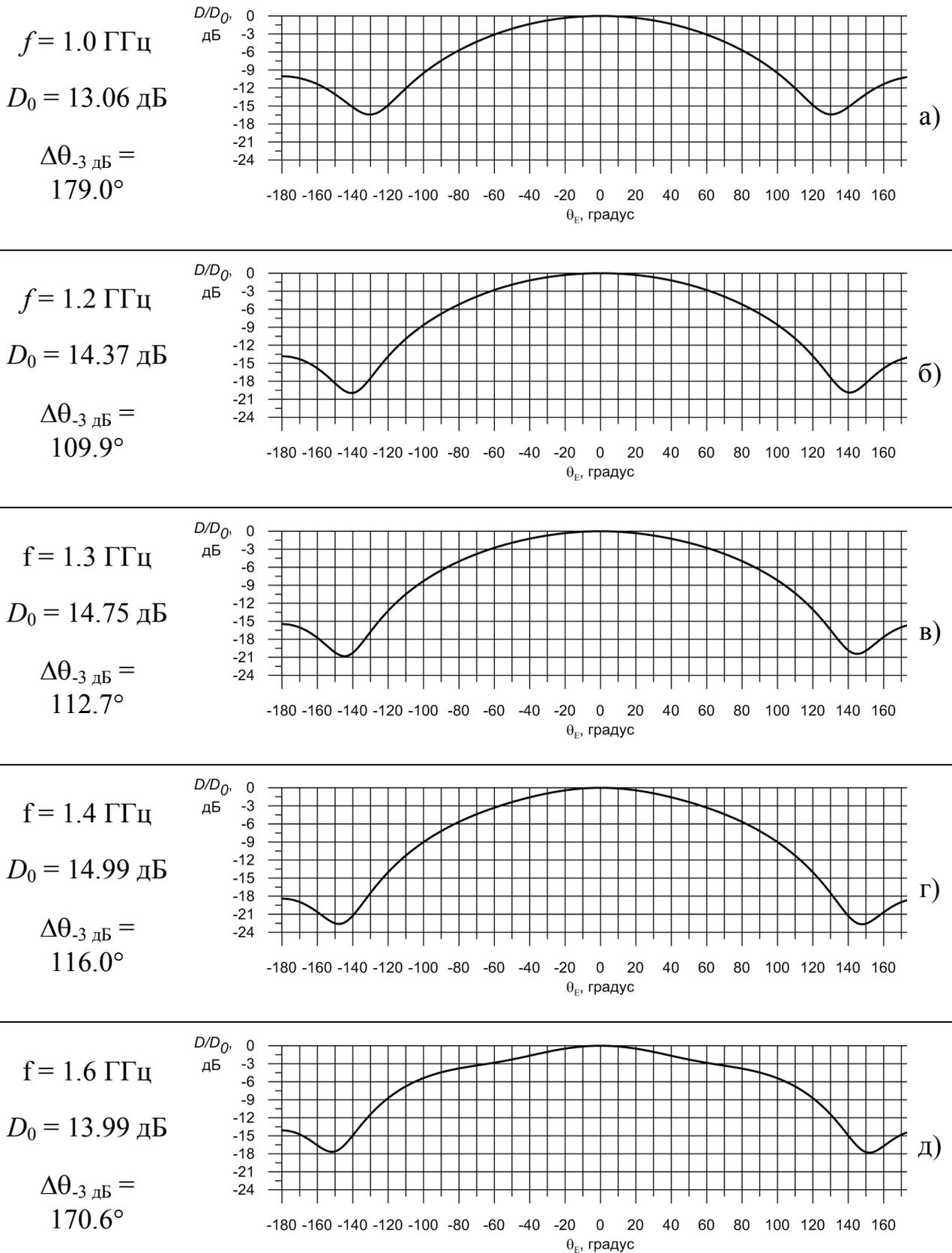


Рисунок 2.34 – ДН 12-элементной АР в плоскости хz при синфазном возбуждении.

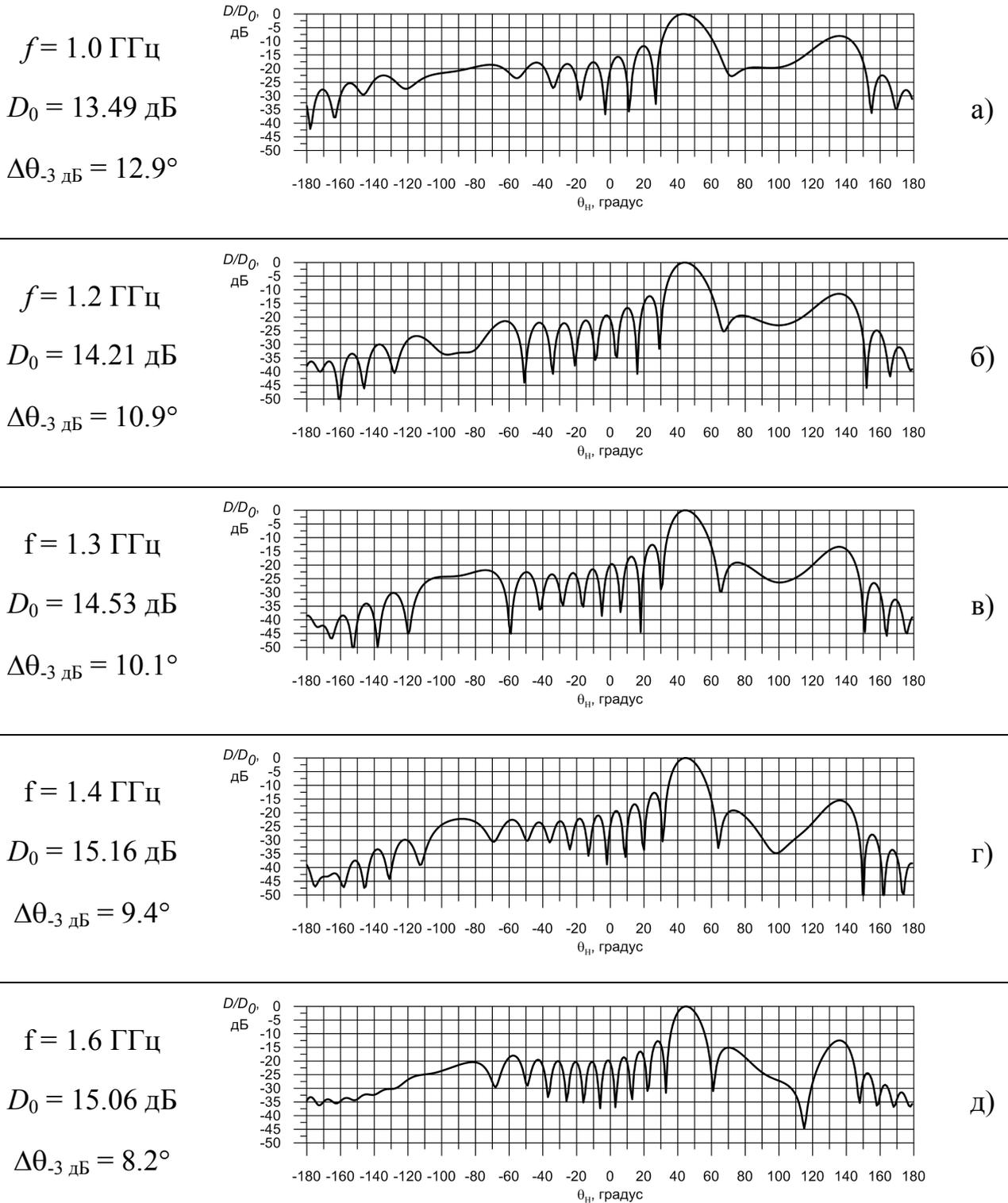


Рисунок 2.35 – ДН 12-элементной АР в плоскости yz при фазировании в направлении 45° .

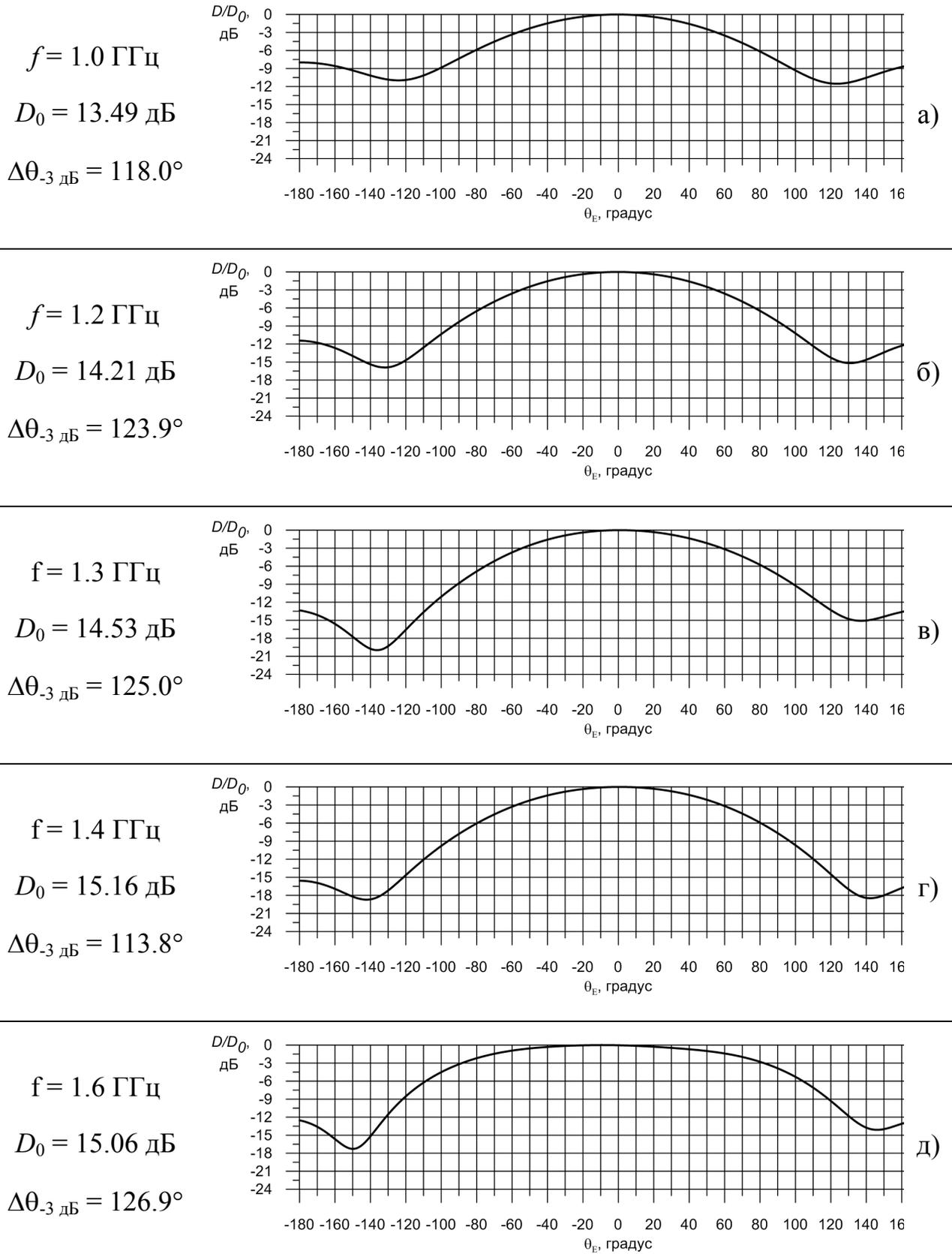


Рисунок 2.36 – ДН 12-элементной АР в плоскости хz при фазировании в направлении 45° .

2.6 Выводы

1. Предложены меры снижения габаритных размеров печатного логопериодического излучателя: использование вибраторов сложной формы для наращивания пути тока, помещение печатной антенны в симметричный диэлектрический слой (ламинирование подложки).
2. Проведено численное моделирование бесконечной и конечной 12-ти элементной линейной АР на основе логопериодических излучателей в рабочей полосе 1..1,6 ГГц, размещенной в переднем отсеке отклоняемого носка крыла ЛА с учетом взаимного влияния излучающих элементов, конструктивных (несущих) и аэродинамических элементов крыла (П-образного резонансного короба, образованного несущими балками, и радиопрозрачного диэлектрического обтекателя). Получены характеристики согласования и направленности конечной решетки.
3. Исследовано влияние на характеристики антенны П-образного металлического короба, образованного несущими балками крыла и элементами крепления подложки, которые используются для управления уровнем взаимной связи между печатными ЛПВА и элементами конструкции крыла. Показано что П-образный короб работает как длинноволновый вибратор сложной формы логопериодического излучателя и смещает нижнюю границу рабочей полосы частот на 300-400 МГц.
4. Проведена оптимизация на основе генетического алгоритма структуры ЛПВА, размещенной в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла. Показано, что полоса оптимальной ЛПВА расширяется на 200 МГц, КНД на верхней частоте возрастает на 0,5 дБ, оставаясь неизменным на других частотах диапазона.
5. Показано, что антенная решетка из печатных логопериодических элементов, расположенная в ограниченном пространстве (площадь элемента примерно $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка

подвижной консоли крыла летательного аппарата, обеспечивает сканирование в секторе $\pm 45^\circ$ по уровню КСВН ≤ 3 в рабочей полосе 1...1.6 ГГц.

3 Линейная широкополосная антенная решетка дециметрового диапазона на основе монопольных излучателей

Рассмотрены схемы питания, различные вариации формы профиля и способы расширения полосы монопольного печатного излучателя. Проведено численное моделирование характеристик экспоненциально расширяющегося печатного монополя с дополнительной прорезью (щелью) в профиле, необходимой для достижения требуемой полосы частот, и двухрезонансного треугольного печатного монополя в свободном пространстве и в составе ФАР методом конечных разностей во временной области. Показано, что оба элемента удовлетворяют требованиям, предъявляемым к полосе частот, уровню КСВ и характеристикам направленности, без учета ограничений на габаритные размеры.

Учитывая специфику размещения антенной системы в передней кромке отклоняемого носка крыла проведено численное моделирование экспоненциально расширяющегося и двухрезонансного треугольного печатных монопольных излучателей, с учетом ограничений на габаритные размеры и влияния элементов конструкции крыла ЛА (обтекатель, несущие элементы), в составе линейной ФАР и проведена их оптимизация с помощью генетического алгоритма. Из рассмотренных типов монопольных излучателей выбран двухрезонансный треугольный монополь.

Численно промоделированы с учетом взаимной связи, обтекателя и элементов конструкции носка крыла характеристики (согласование, диаграммы направленности) антенной решетки из 12 печатных двухрезонансных треугольных монопольных излучателей в рабочей полосе частот 1...1.6 ГГц при сканировании в секторе $\pm 60^\circ$.

3.1 Конструктивные особенности монопольных печатных излучателей

3.1.1 Способы питания

Если переход от направляющей системы к свободному пространству имеет характер скачкообразного структурного изменения, то часть электромагнитной энергии отражается обратно. Это отражение может быть компенсировано отражением от какого-либо другого места линии, где создается вторая отраженная волна, равная по амплитуде, но противоположная по фазе первой отраженной волне. Незначительное изменение частоты резко изменяет фазы отраженных волн. Это означает, что можно добиться согласования только в узкой полосе частот [51]. Для широкополосного согласования необходимо применять дополнительные меры.

Классическая схема питания. При классическом питании коаксиальный кабель подводится непосредственно к апертуре излучателя (рисунок 3.1а). При таком возбуждении получается скачкообразный переход от коаксиальной питающей линии к апертуре, в следствии чего значительно сужается рабочая полоса. Для расширения полосы и снижения габаритных размеров при классическом питании профиль излучателя располагают вдоль экранирующей плоскости на не большом расстоянии [53]. Таким образом во входное сопротивление антенны дополнительно вносится рассредоточенная емкостная нагрузка, что позволяет сократить габариты излучателя. Емкость «нагрузки» подбирается за счет формы профиля со стороны экранирующей плоскости. Данное решение приводит к конструктивной особенности: между экранирующей поверхностью и профилем излучателя получается щелевая или расширяющаяся щелевая линия, которая возбуждается тем же коаксиальным кабелем, что и монополь. При определенном соотношении параметров профиль монополя и щелевая линия резонируют на разных частотах, что позволяет расширить рабочую полосу частот. Можно провести аналогию между монополем со скошенными

краями (рисунок 3.1а) и широкополосным дипольным излучателем типа "Бабочка" (в англоязычной терминологии "Bow-Tie"), который показан на рисунке 3.1б. Монополь такой формы представляет собой несимметричный аналог Bow-Tie антенны (одно плечо, расположенное над экраном). Для монополей такого типа отношение верхней частоты рабочего диапазона к нижней варьируется в пределах 1:2...1:4 [53, 54].

Чтобы еще больше расширить полосу и сократить размеры плоского монопольного излучателя с краю щели между профилем апертуры и экранирующей плоскостью ставят перемычку, соединяющую апертуру с экраном (рисунок 3.1в).

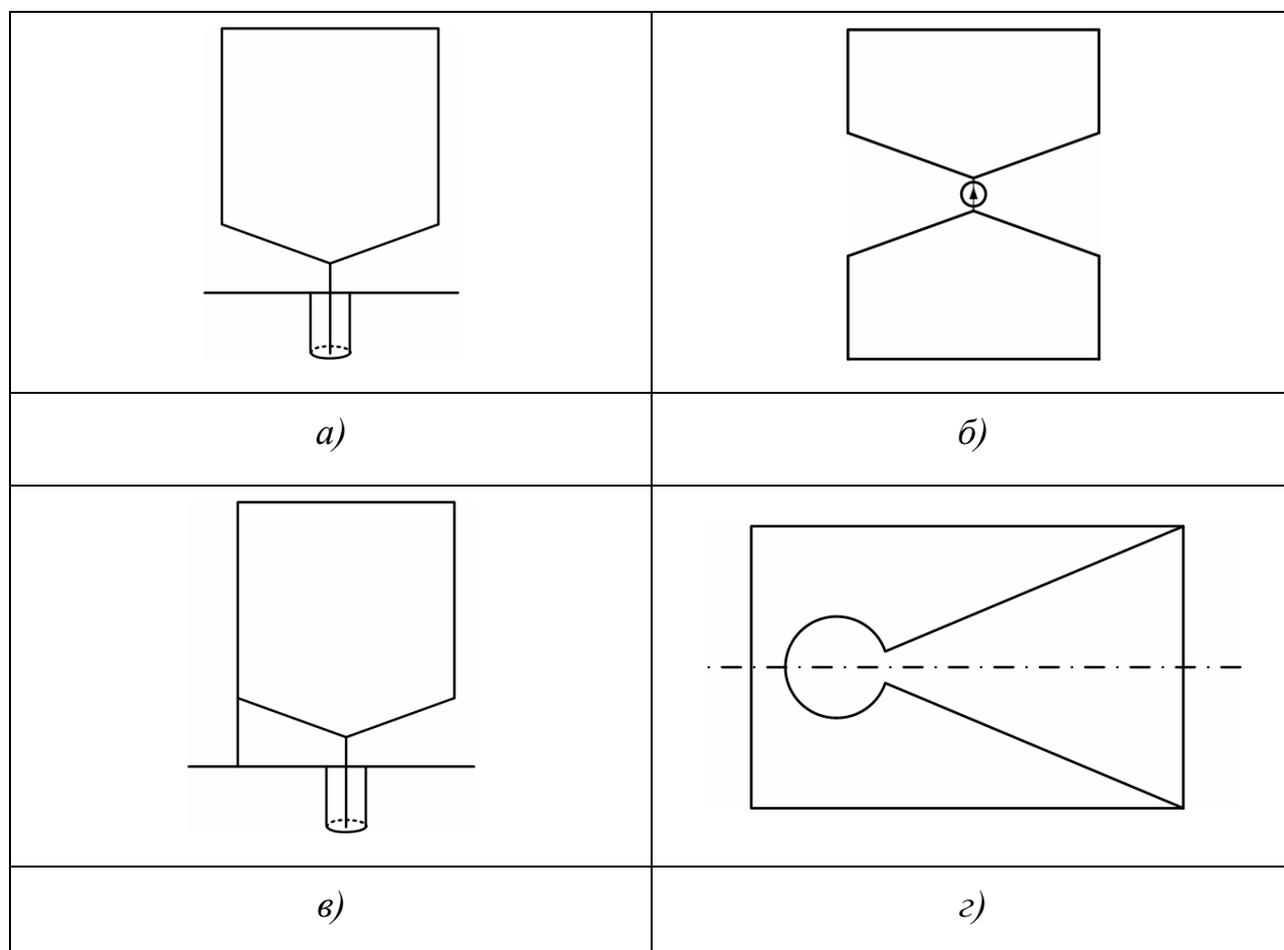


Рисунок 3.1 – Сопоставления принципа работы монопольно излучателя, Bow-Tie и излучателя "Вивальди".

Если внимательно рассмотреть область, к которой подведено питание монополя (рисунок 3.1в), то можно увидеть принципиальное сходство с

половинкой антенны "Вивальди" (рисунок 3.12), расположенной над экраном. В левой части монополя расположено согласующее отверстие трапецевидной формы (аналогично круглому отверстию в левой части антенны "Вивальди"). В правой части находится щелевая расширяющаяся линия. В результате такая антенна начинает работать в двух режимах: режим монополя и режим расширяющейся щелевой антенны. Используя оба режима работы можно перекрыть широкую полосу частот. Типовое отношение верхней частоты рабочего диапазона к нижней для антенн такого типа составляет 1:3...1:10 [53, 54]. Однако, максимум ДН при переходе от одного режима работы к другому меняется на 90° , а на его месте появляется глубокий провал.

Монопольные излучатели, работающие в двух режимах, широко применяются в мобильной связи и беспроводных технологиях передачи данных в условиях многолучевого распространения, так как имеют малые габаритные размеры и почти всенаправленную ДН. В случае ФАР применение таких излучателей невозможно, так как при смене режима работы антенны будет падать направленность решетки и возможно значительное изменение направления максимума излучения в зависимости от рабочей частоты.

Питание с помощью участка планарной линии. Для организации плавного перехода, учитывая печатную конструкцию излучателя, лучше всего использовать участок планарной линии, переходящей в апертуру излучателя. Среди планарных линий можно выделить следующие: полосковая и микрополосковая, ленточная, копланарная и щелевая. Для питания монопольного печатного излучателя не применимы ленточная и щелевая линии из-за соображений электрической симметрии. Полосковая линия не получила широкого распространения из-за конструктивных особенностей: необходимо изготовление трехслойной печатной платы, что увеличивает массу и стоимость изделия.

Схема питания монопольного печатного излучателя показана на рисунке 3.3.2. С точки зрения принципа работы схема питания аналогична классической, однако имеет ряд конструктивных особенностей. На входе антенны расположен

участок регулярной линии питания, длина которого может достигать $\lambda_{\max}/2$, где λ_{\max} – длина волны на нижней частоте рабочего диапазона. Микрополосковая линия заканчивается «обрывом» земляной плоскости, а питающий полосок подводится к апертуре излучателя. В случае копланарной линии центральная лента подводится к апертуре, а две земляные плоскости обрываются. Геометрия земляной плоскости (двух плоскостей в случае копланарной линии) в месте перехода и профиль излучателя должны быть подобраны таким образом, чтобы электромагнитная волна на каждой частоте рабочего диапазона, отраженная от конца регулярной питающей линии, компенсировалась отражением от профиля излучателя.

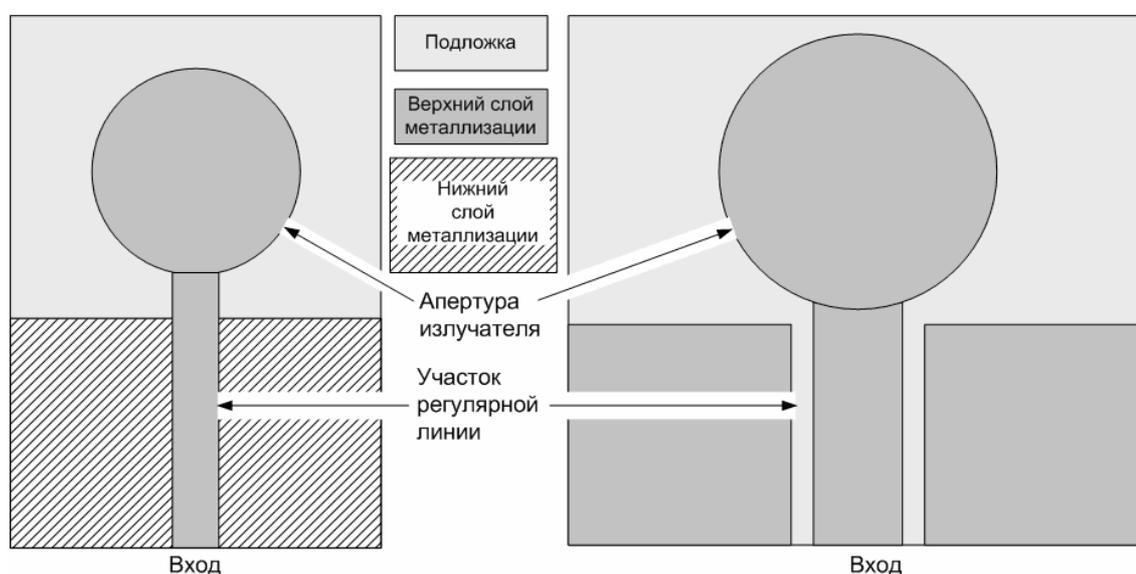


Рисунок 3.2 – Питание монопольного печатного излучателя с помощью участка регулярной линии.

При таком питании, учитывая размещение антенны вблизи проводящих поверхностей в условиях ограниченных габаритов, возникает несколько проблем. Для перехода от коаксиальной линии к апертуре излучателя желательно использовать относительно длинный участок микрополосковой или копланарной линии. Излучатели с некоторыми формами профилей (в основном круглые и эллиптические) чувствительны к экранирующей поверхности, необходимой из конструктивных соображений, которая расположена со стороны входа

перпендикулярно плоскости подложки. Излучатели такого типа имеют ширину полосы 1:2...1:10 [40, 52], однако, аналогично классическому питанию, монополь может иметь два режима работы, что делает его неприменимым для широкополосных ФАР.

3.1.2 Выбор формы монопольного печатного излучателя

Широкополосные монопольные антенны это достаточно большой класс излучателей с множеством различных форм и видов. Однако, часть из них можно заведомо исключить из рассмотрения применительно к поставленной задаче. Чаще всего монополи применяются в беспроводной радиосвязи в условиях многолучевого распространения, где нужна широкая полоса для функционирования нескольких систем одновременно и нет жестких требований к ДН антенны. Дело в том, что многие широкополосные монопольные антенны имеют несколько режимов работы. В этот класс прежде всего попадают антенны, профиль которых образует с земляной плоскостью прямую или расширяющуюся щель. На нижних частотах рабочего диапазона возбуждается апертура и антенна работает как классический монополь с приподнятой от земли ДН и вытянутой в сторону, перпендикулярную плоскости печатного излучателя. На верхних частотах диапазона начинает излучать щелевая линия, образованная земляной плоскостью и профилем излучателя. ДН в таком режиме разворачивается на 90° (максимум излучения будет находиться в плоскости излучателя).

Можно выделить следующие формы профилей монопольных антенн, которые потенциально имеют два режима работы: прямоугольная (квадратная), прямоугольная со срезом (фаской) с одной или с двух сторон, ромбообразная, круглая, экспоненциальная и другие им подобные формы, образующие регулярную или не регулярную щелевую линию. Однако, часть этих антенн, в диапазоне частот 1-1.6 ГГц может функционировать только в монопольном режиме и иметь низкий КСВ в гораздо более широком диапазоне. Такие

излучатели резко снижают уровень помехозащищенности системы. Из-за этого они не применимы для бортовой антенной решетки.

После исключения части форм профилей остается рассмотреть только экспоненциально или линейно расширяющийся полосок микрополосковой линии (или центральный полосок копланарной линии). Полоса печатных излучателей с такой формой в лучшем случае составляет 30-40%. Фактически это означает, что для них необходимо применять какие-то дополнительные меры для расширения рабочей полосы частот. После обзора публикаций и предварительного моделирования характеристик печатных монополюсных излучателей в свободном пространстве и в составе бесконечной решетки было принято решение использовать два принципа расширения полосы излучающего элемента и использовать два различных излучателя, чтобы в последствии сравнить их характеристики и выбрать лучший.

Экспоненциально расширяющийся монополюс. Для расширения полосы экспоненциального монополюса был применен прием, принцип работы которого лучше всего показать на примере несимметричного вибратора, расположенного над экраном. На рисунке 3.3а изображен несимметричный вибратор с резонансной длиной волны λ_0 и частотой F_0 и вибратор той же длины (рисунок 3.3б-г), разделённый на разной высоте h горизонтальной щелью.

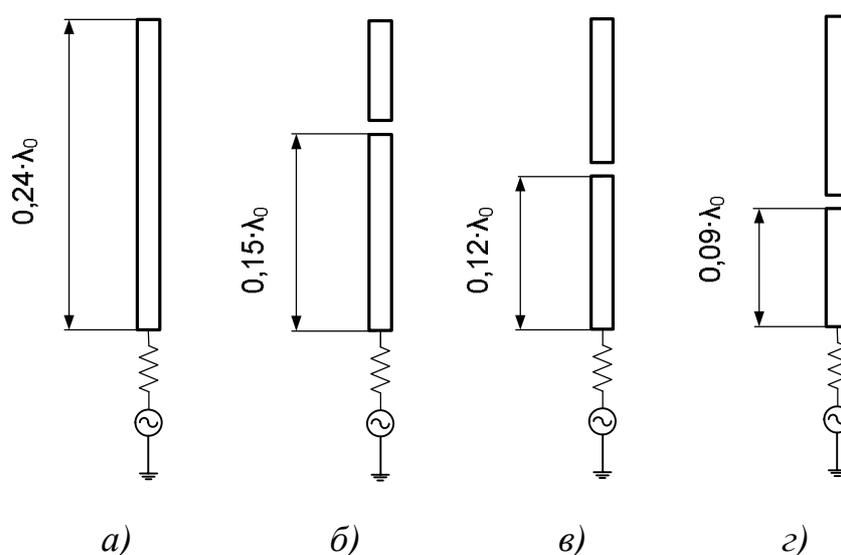


Рисунок 3.3 – Несимметричный вибратор, разделенный щелью на высоте h .

Семейство кривых коэффициента отражения S_{11} (рисунок 3.4) было получено путём численного моделирования вибраторов, показанных на рисунке 3.3, методом конечных разностей во временной области (КРВО). Первый резонанс вибратора без щели находится на частоте F_0 .

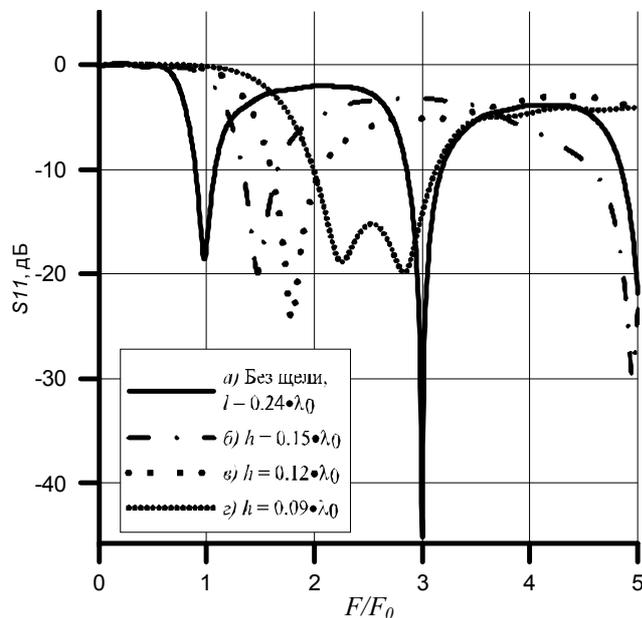


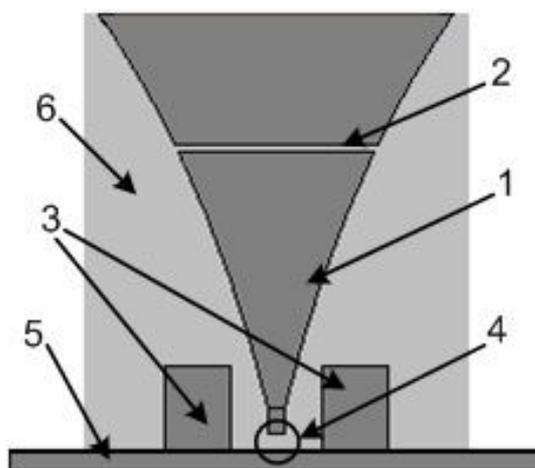
Рисунок 3.4 – Коэффициент отражения S_{11} для различных вибраторов.

Анализируя полученные зависимости, можно сделать следующие выводы. Первый резонанс вибраторов с щелью наблюдается выше по частоте, чем у обычного вибратора длиной L и соответствует резонансному размеру h . На частоте $3F_0$ (рисунок 3.4) появляется второй резонанс вибратора без щели. Когда резонансная частота, соответствующая размеру h , становится сопоставима с частотой $3F_0$ (щель расположена ниже середины вибратора) два резонанса накладываются друг на друга, за счет чего возможно получить расширение полосы антенны до 40%. При таком решении плата за расширение полосы – увеличение геометрических размеров примерно в два раза. В случае когда щель расположена около середины вибратора или выше неё (рисунок 3.3 б-в) второй резонанс появляется примерно там же, где и у классического вибратора, на утроенной частоте первого резонанса. Отсюда можно сделать следующий вывод. Если щель находится далеко от точки питания, то отделенная ею часть вибратора почти не возбуждается. Работает только отрезок вибратора длиной h . По мере

приближения щели к точке питания на низкой частоте так же возбуждается отрезок h , а на высокой начинает резонировать весь вибратор L на частоте $3F_0$ (второй резонанс).

У такого способа расширения полосы есть ещё один существенный недостаток. ДН не симметричного вибратора при резонансе на частоте $3F_0$ имеет два приподнятых лепестка. Фактически это означает, что форма ДН сильно зависит от рабочей частоты антенны (в пределах рабочего диапазона 1-1.6 ГГц). Направление максимума излучения может отклоняться до 45° от первоначального положения.

В качестве первого варианта был выбран элемент, показанный на рисунке 3.5. Он состоит из двух подложек и имеет три слоя металлизации [55]. На одной подложке 6 нанесен экспоненциально расширяющийся профиль 1 с горизонтальной щелью 2. На обратной стороне подложки расположены площадки 3 для крепления разъема. На второй подложке расположены только площадки для крепления разъема. Точка питания 4 расположена между металлическим основанием 5 и профилем антенны 1. На рисунках 3.6 и 3.7 показаны результаты моделирования экспоненциального монопольного печатного излучателя методом конечных разностей во временной области.



1 – профиль монополя, 2 – горизонтальная щель, 3 – площадки для крепления порта, 4 – точка питания, 5 – металлическое основание, 6 – диэлектрическая двухслойная подложка.

Рисунок 3.5 – Геометрия экспоненциального монопольного печатного излучателя.

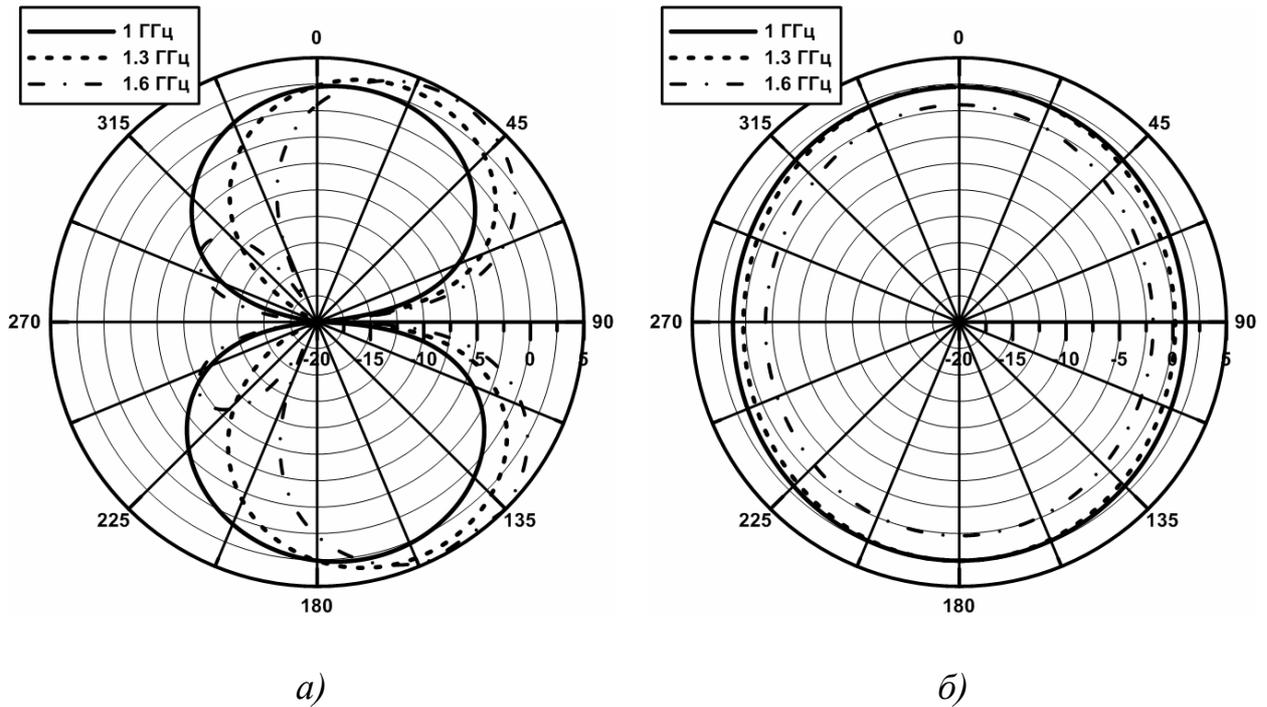


Рисунок 3.6 – ДН экспоненциального монополющего печатного излучателя:
 а) в E -плоскости; б) в H -плоскости.

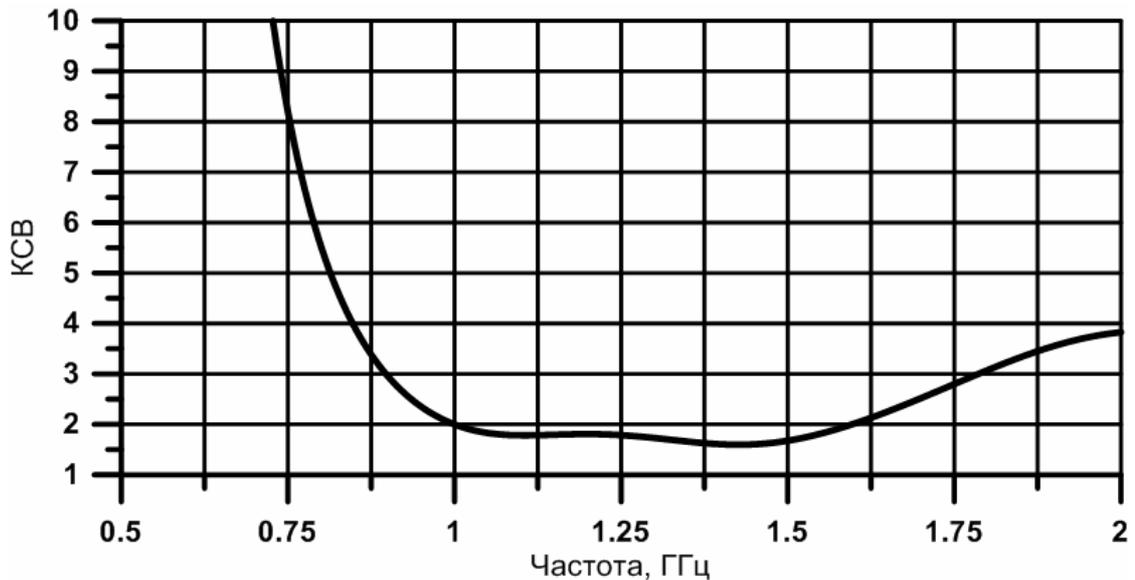
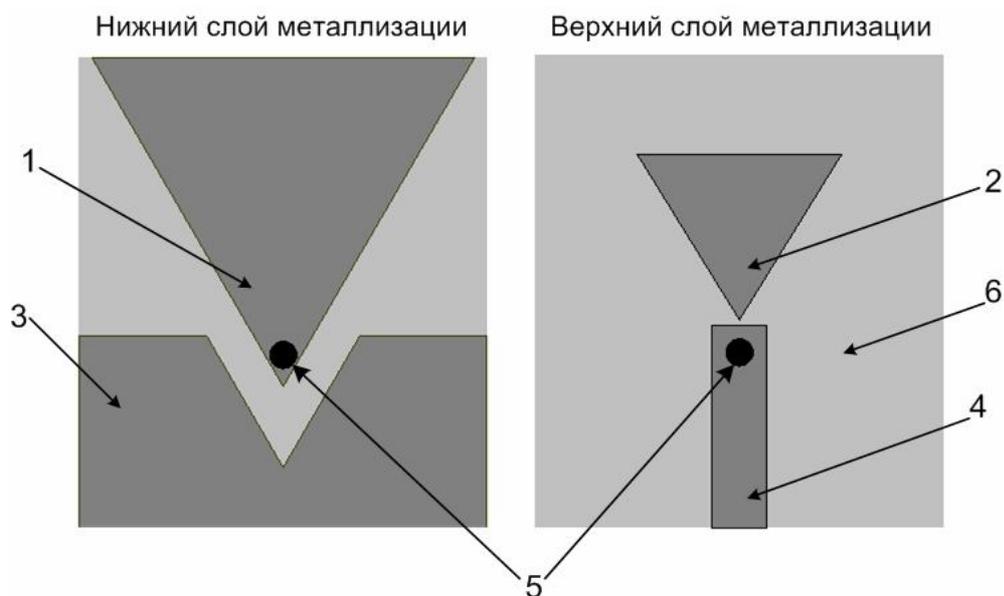


Рисунок 3.7 – График КСВ для экспоненциального монополющего печатного излучателя в свободном пространстве.

Из графиков видно, что ДН экспоненциального монополя с ростом частоты отклоняется от первоначального направления на угол до 30° , оставаясь при этом достаточно широкой и обеспечивая достаточный сектор обзора в азимутальной плоскости. Чтобы частично компенсировать такое отклонение диаграммы

целесообразно при размещении антенны в передней кромке отклоняемого носка крыла повернуть плоскость антенны на 15° . Размеры антенны составляют 100×136 мм, что превышает выделенные габариты.

Двухрезонансный треугольный монополю. Принцип расширения полосы двухрезонансного треугольного монополя заключается в использовании двух близкорасположенных резонансных структур. Одна часть антенны возбуждается непосредственно микрополосковой линией, а другая за счет высокого уровня взаимной связи. Для снижения коэффициента отражения от перехода микрополосковой линии к профилю излучателя и для увеличения уровня взаимной связи организована сложная схема питания антенны [46] (хотя с точки зрения эквивалентной схемы способ питания ничем не отличается от классического возбуждения монополя). Геометрия одиночного излучателя представлена на рисунке 3.8. Структура излучателя расположена на двух сторонах диэлектрической подложки 6. На нижнем слое металлизации расположен низкочастотный резонансный элемент 1 и земляная плоскость 3 с треугольным согласующим вырезом. На верхнем слое металлизации расположен высокочастотный резонансный элемент 2 и полосок 4 микрополосковой линии передачи. Слои металлизации соединены между собой при помощи металлизированного отверстия 5. На рисунках 9 и 10 приводятся характеристики направленности и согласования двухрезонансного треугольного монополя, промоделированные методом конечных разностей во временной области.



1 – низкочастотный резонансный элемент, 2 – высокочастотный резонансный элемент, 3 – земляная плоскость микрополосковой линии, 4 – полосок микрополосковой линии, 5 – сквозное металлизированное отверстие, 6 – диэлектрическая подложка.

Рисунок 3.8 – Геометрия двухрезонансного треугольного монополя.

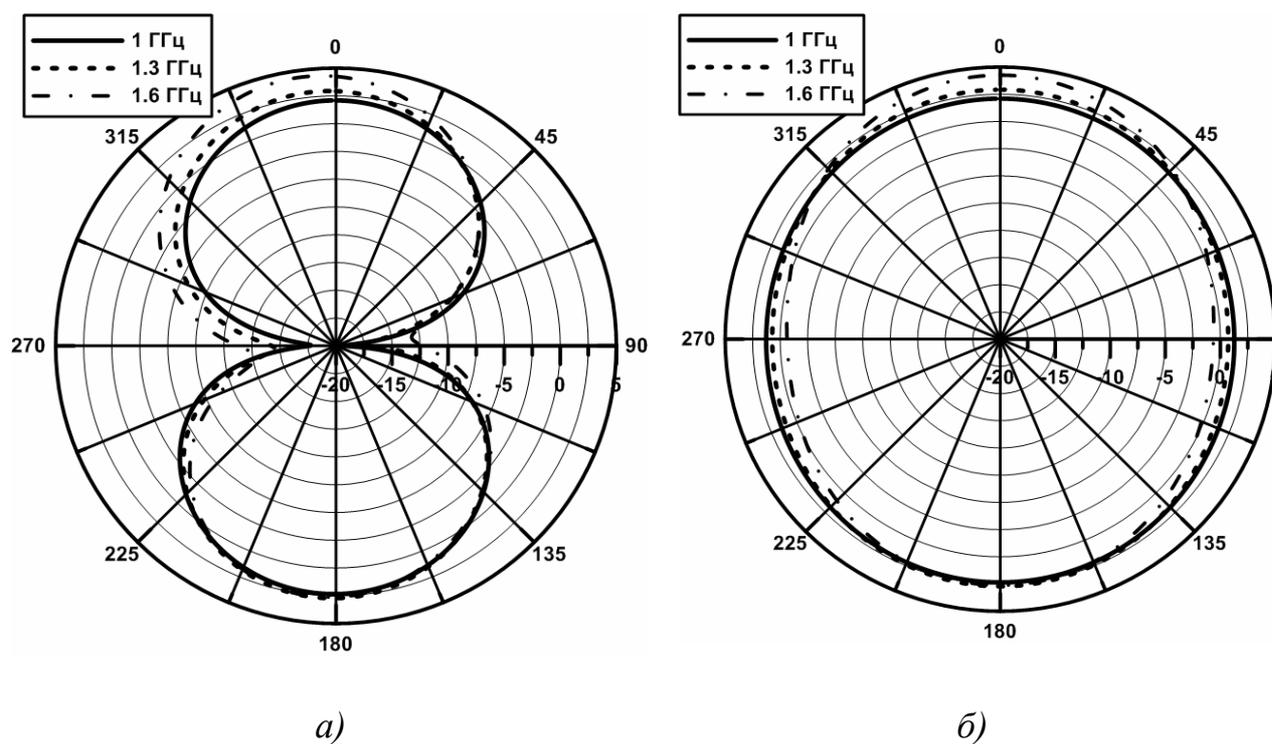


Рисунок 3.9 – ДН двухрезонансного треугольного монополя: а) в E -плоскости; б) в H -плоскости.

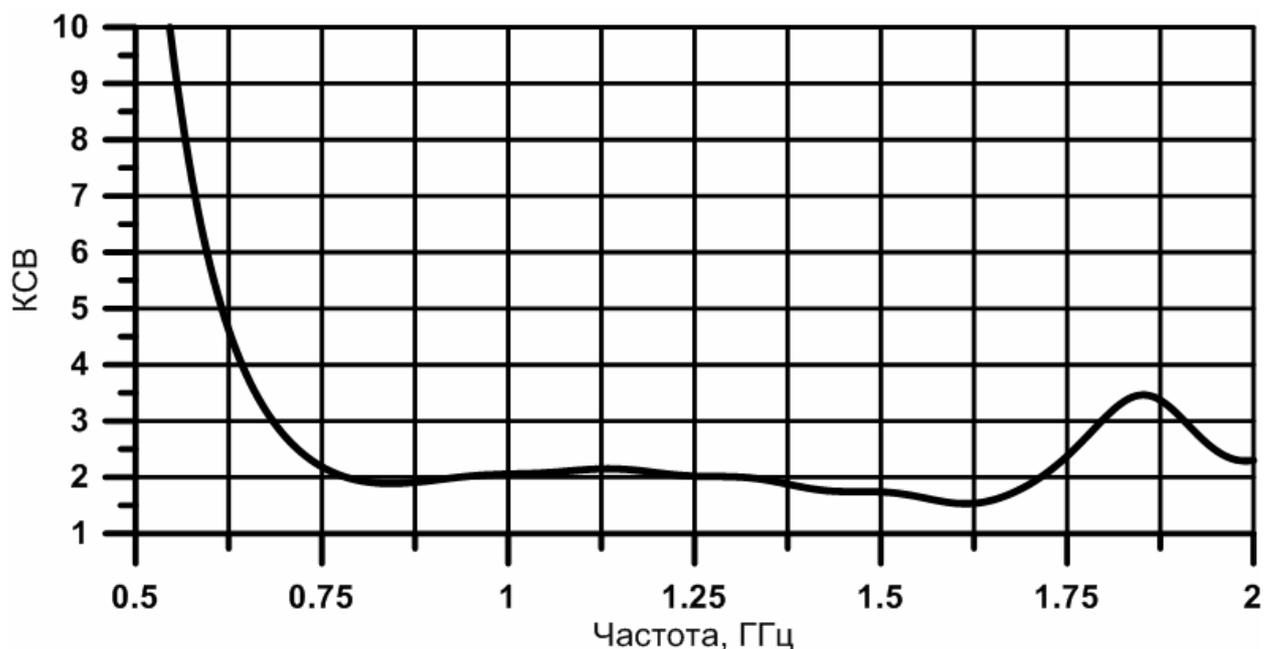


Рисунок 3.10 – График КСВ для двухрезонансного треугольного монополя.

Из графиков видно, что элемент полностью перекрывает полосу 1-1.6 ГГц по уровню КСВ 2 и имеет при этом достаточно стабильную в зависимости от частоты диаграмму направленности. Размер рассчитанной антенны составляет 96x112 мм, что превышает выделенные под антенную решетку габариты.

3.1.3 Излучающий элемент на модели бесконечной решетки

Для моделирования антенны в составе бесконечной линейной решетки методом КРВО в качестве граничных условий по одной из координат использовалась ячейка Флоке. При переходе к бесконечной решетке характеристики согласования экспоненциально расширяющегося монополя ухудшаются (рисунок 3.11). Уровень КСВ достигает 2,5 в рабочей полосе частот 1-1.6 ГГц. У треугольного двухрезонансного монополя КСВ осталось примерно на том же уровне, не превышая 2.

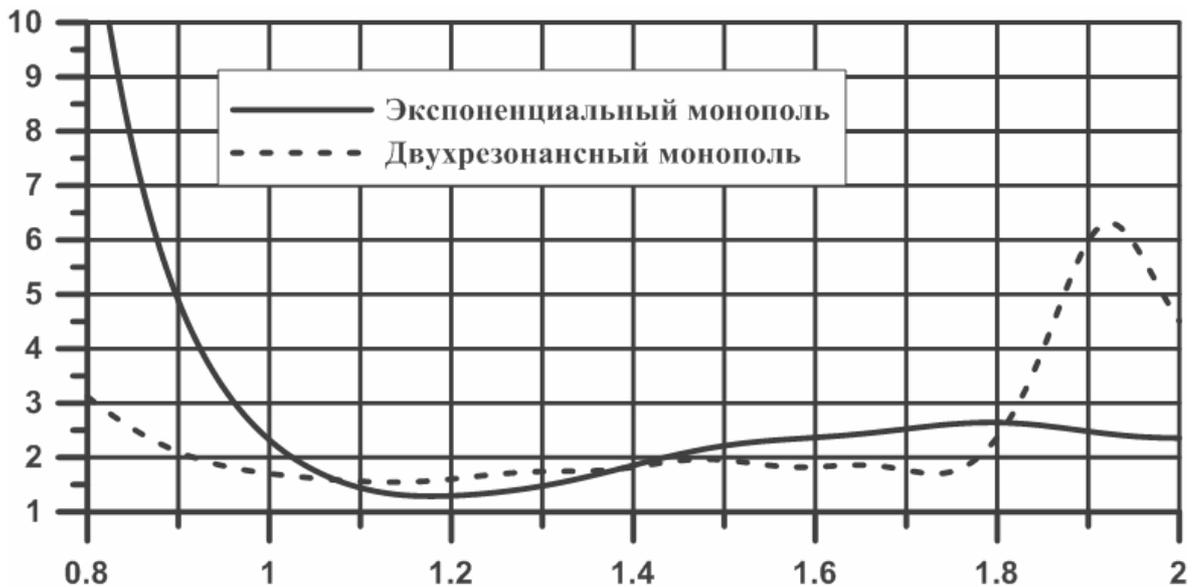


Рисунок 3.11 – Сравнение характеристик согласования экспоненциально расширяющегося и двухрезонансного треугольного монополей.

Как видно из полученных зависимостей, оба элемента в свободном пространстве перекрывают заданную полосу частот и имеют удовлетворительную ДН. При этом, двухрезонансный треугольный монополь показывает лучшее согласование, более стабильную ДН и немного меньшие габаритные размеры.

3.2 Влияние П-образного металлического короба

При размещении АР под радиопрозрачным обтекателем отклоняемого носка крыла появляется сильное взаимное влияние между излучателями АР и близко расположенными к ним металлическими элементами конструкции. В главе 2 отмечено, что элементы конструкции крыла образуют П-образный металлический короб, который имеет собственный резонанс близко к рабочей полосе частот, что позволяет уменьшить габаритные размеры излучателей АР (в частности печатного логопериодического излучателя), однако, необходимо заново выбирать оптимальную форму излучающих элементов и оптимальное положение в полости носка крыла. Предварительные расчеты показывают, что подобные эффекты справедливы для обоих типов монополей. Учитывая особенности ДН каждого монополя, необходимо располагать излучающие элементы АР под углом α к

нормали, проведенной от поперечной несущей балки крыла (рисунок 3.12). У экспоненциального монополя средний угол отклонения ДН от нормали к плоскости излучателя составляет 20° , поэтому угол α для него будет иметь тоже значение. У треугольного двухрезонансного монополя ДН отклоняется не значительно, поэтому угол α для него выбран равным нулю. Расстояние d_0 для каждого монополя будет подбираться в отдельности в процессе оптимизации.

Для оптимизации электрофизических параметров обоих монополей используется метод глобальной оптимизации – генетический алгоритм. Задача ставится аналогично главе 2 (п. 2.4.3). В пространство оптимизации для экспоненциального монополя входят следующие параметры: расстояние d_0 от П-образного металлического профиля до плоскости излучателя, ширина S и высота H элемента, положение щели h , размеры a , d крепежных площадок и их положение b , показатель экспоненты Q (рисунок 3.13).

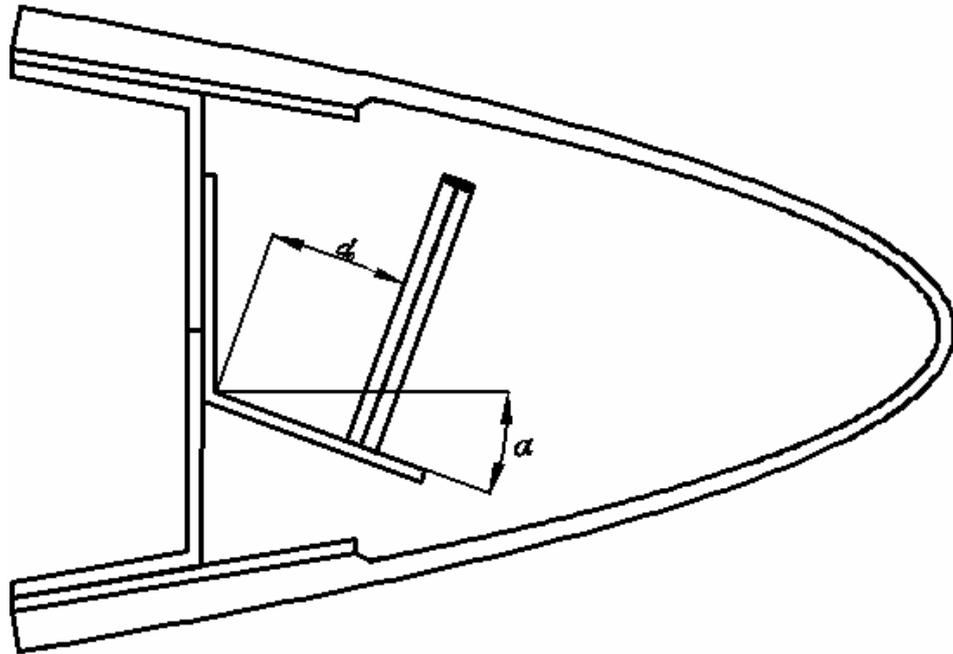


Рисунок 3.12 – Расположение монополя в отклоняемом носке крыла.

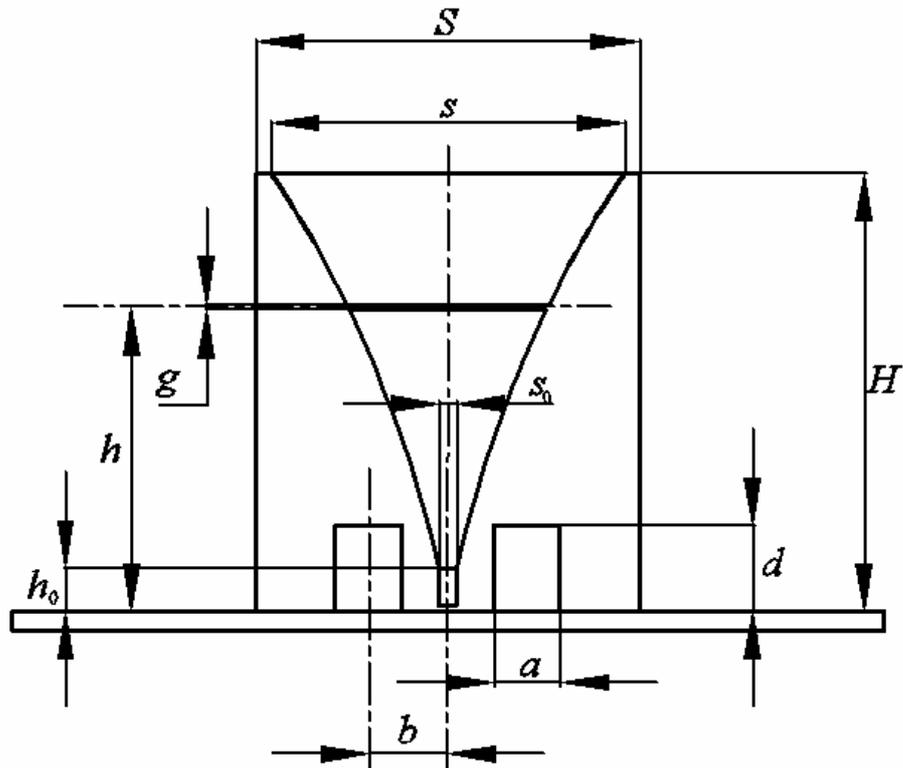


Рисунок 3.13 – Геометрия экспоненциально расширяющегося монополя.

Чтобы уменьшить количество параметров, входящих в пространство оптимизации, решено оставить прежние значения ширины s_0 входного полоска и длины прямолинейного участка полосковой линии h_0 , а ширина профиля s жестко привязана к ширине элемента S , которая входит в пространство оптимизации.

В таблице 3.1 приведены геометрические параметры наилучшего варианта, полученные эмпирическим подбором, экспоненциально расширяющегося печатного монополя, размещенного в полости отклоняемой консоли крыла ЛА, а в таблице 3.2 скорректированные размеры этой антенны, полученные по результатам оптимизации целевой функции генетическим алгоритмом. На рисунке 3.14 представлены частотные зависимости КСВ начального и оптимального экспоненциально расширяющегося монополя в составе бесконечной синфазной ФАР, размещенной в отклоняемом носке крыла под радиопрозрачным обтекателем.

Таблица 3.1

S ,	H ,	s ,	s_0 ,	a ,	b ,	d ,	g ,	h ,	h_0 ,	d_0 ,	Q	α ,
мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм		град.
40	46	34	1,67	7,5	13	9	0,6	32	4,5	50	0.021	20

Таблица 3.2

ΔS ,	ΔH ,	Δs ,	Δs_0 ,	Δa ,	Δb ,	Δd ,	Δg ,	Δh ,	Δh_0 ,	Δd_0 ,	ΔQ	$\Delta \alpha$,
мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм		град.
0	0	3	0,2	-0,6	-4,8	0	0	-0,4	0	4,5	0.004	0

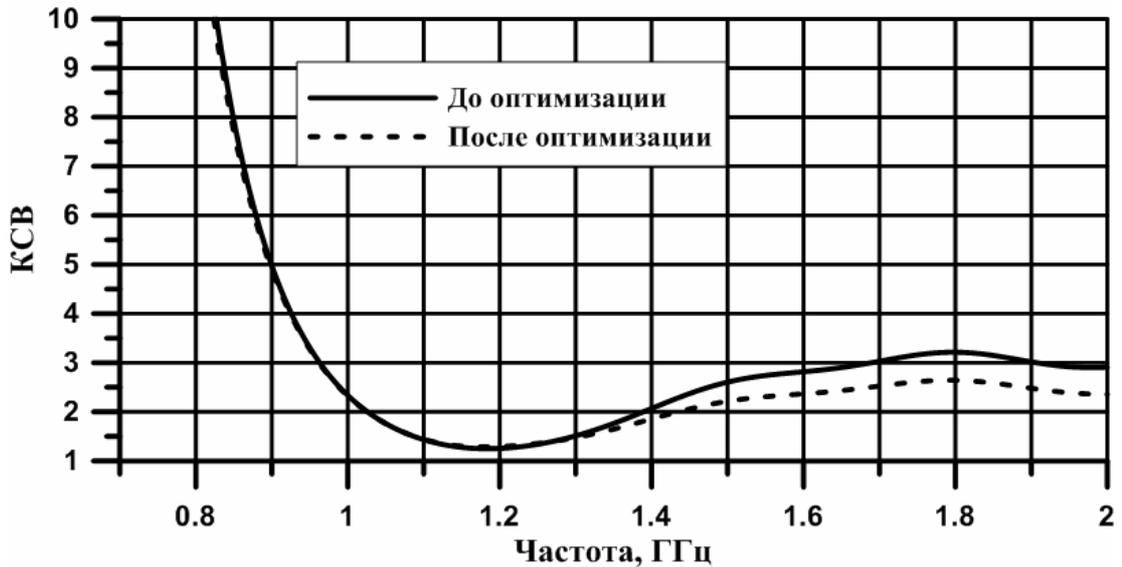


Рисунок 3.14 – Графики частотных зависимостей КСВ экспоненциального монополя в составе бесконечной АР до и после оптимизации.

В результате оптимизации уровень КСВ немного снизился на высоких частотах и не превышает значения 2,5 в полосе частот 1-1,6 ГГц. Оптимальные значения геометрических параметров экспоненциально расширяющегося монополя подверглись либо пренебрежимо малой (менее 1%), либо не большой коррекции (порядка 10%), за исключением параметра b (положение крепежных элементов), коррекция которого составила порядка 35%. Это говорит о том, что эмпирический подбор параметров дал результат достаточно близкий к оптимальному.

Для двухрезонансного треугольного монополя в пространство оптимизации включены следующие параметры: расстояние от П-образного металлического профиля до плоскости излучателя d_0 , ширина S и высота H элемента, ширины оснований треугольников s_1 и s_2 , расстояния $h_1, h_2, h_3, h_4, h_5, h_6$ (рисунок 3.15). Радиус металлизированного отверстия r и ширина входного полоска взяты такими же как у одиночного излучателя.

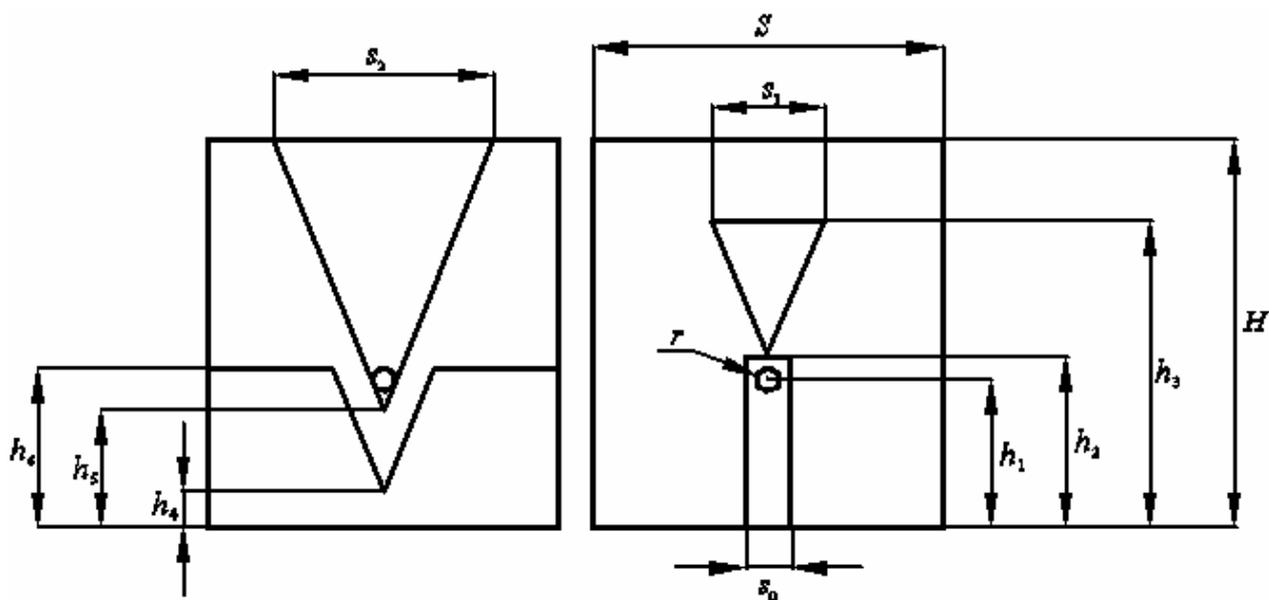


Рисунок 3.15 – Геометрия двухрезонансного треугольного монополя.

В таблице 3.3 приведены геометрические параметры наилучшего варианта, полученные эмпирическим подбором, печатного двухрезонансного треугольного монополя, размещенного в полости отклоняемой консоли крыла, а в таблице 3.4 скорректированные размеры этой антенны, полученные по результатам оптимизации целевой функции генетическим алгоритмом. На рисунке 3.16 представлены частотные зависимости КСВ начального и оптимального двухрезонансного треугольного монополя в составе бесконечной синфазной ФАР, размещенной в отклоняемом носке крыла под радиопрозрачным обтекателем.

Таблица 3.3

$S,$	$H,$	$h_1,$	$h_2,$	$h_3,$	$h_4,$	$h_5,$	$h_6,$	$s_0,$	$s_1,$	$s_2,$	$r,$
мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм
91	56	21	24	52	5,5	17	23	6,5	24	31	1,6

Таблица 3.4

$\Delta S,$	$\Delta H,$	$\Delta h_1,$	$\Delta h_2,$	$\Delta h_3,$	$\Delta h_4,$	$\Delta h_5,$	$\Delta h_6,$	$\Delta s_0,$	$\Delta s_1,$	$\Delta s_2,$	$\Delta r,$
мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм
0	0	-1	-1	-4	-2,4	0	0	0	-12	4	0

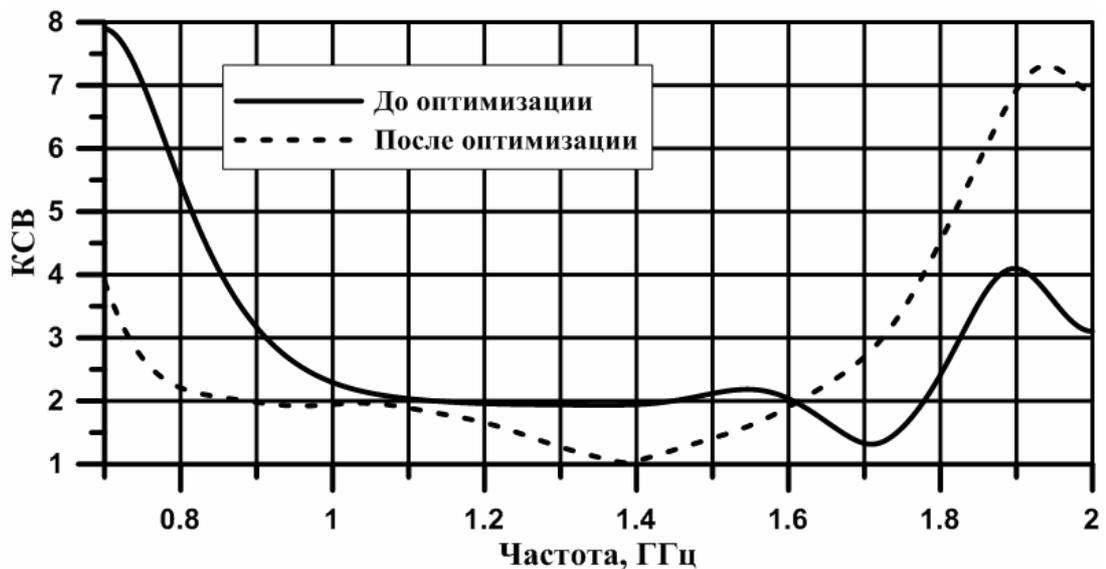


Рисунок 3.16 – Графики частотных зависимостей КСВ двухрезонансного треугольного монополя в составе бесконечной АР до и после оптимизации.

Как видно из полученных зависимостей, в ходе оптимизации удалось снизить уровень КСВ в рабочей полосе частот до уровня 2. При этом, полоса сместилась в область нижних частот на 200 МГц, что будет полезно при сканировании.

Сравнивая согласование двухрезонансного и экспоненциально расширяющегося монополей целесообразно сделать выбор в пользу первого.

3.2.1 Конструкция монопольного излучающего элемента линейной АР, размещенного в носке крыла

Конструкция излучающего элемента на основе двухрезонансного монопольного излучателя, размещенного в консоли крыла самолета, для ФАР с рабочей полосой частот 1,0...1,6 ГГц показана на рисунке 3.17.

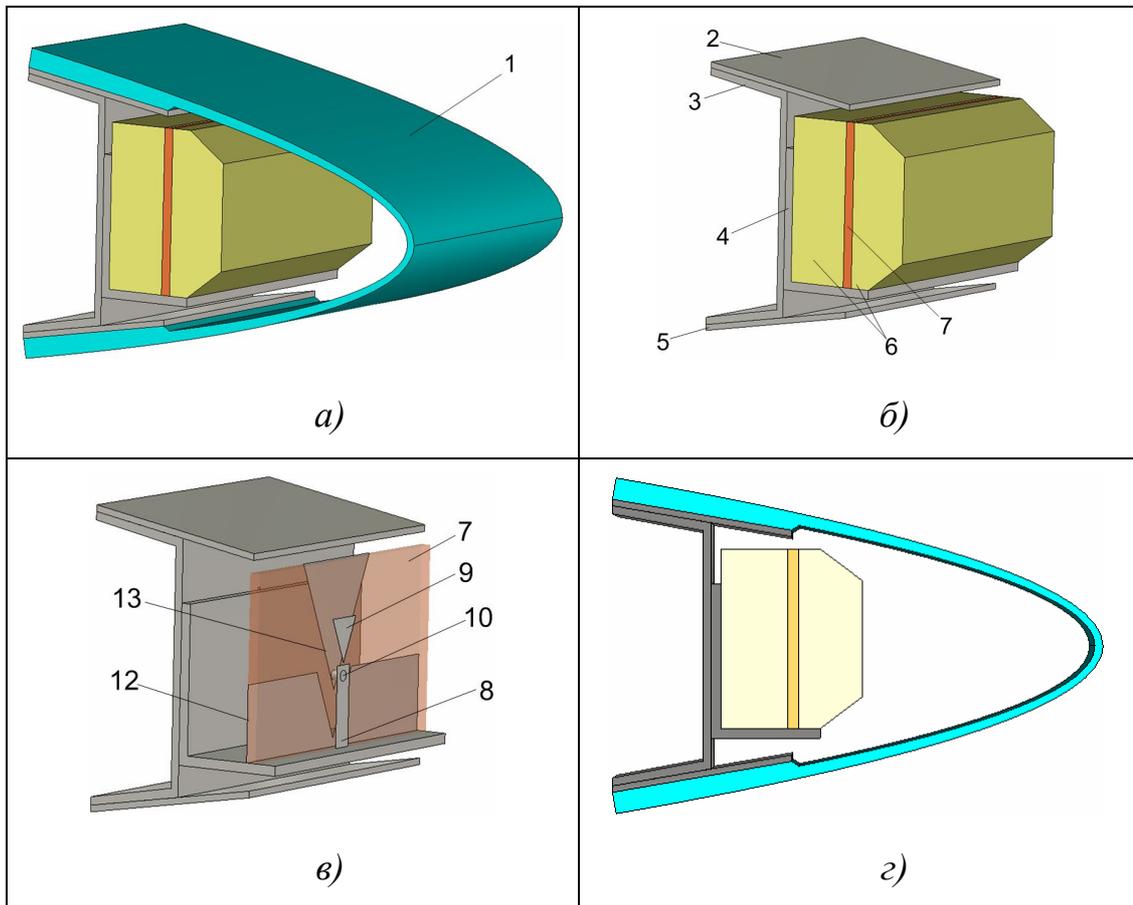


Рисунок 3.17 – Конструкция монопольного излучателя, размещенного в отклоняемом носке крыла под радиопрозрачным обтекателем.

Излучатель состоит из металлического основания 4, выполненного в форме уголка, и двухслойной печатной платы 7. Внутренний объем излучателя заполнен диэлектрическим вспененным наполнителем 6. На верхнем (относительно рисунка) слое металлизации платы 7 сформирован полосок 8 микрополосковой линии передачи и малый излучающий монополюс 9. На нижнем слое сформирована земляная плоскость 12 микрополосковой линии с треугольным согласующим вырезом и большой излучающий монополюс 13. Переход от полоска 8 питающей

линии, расположенного на верхнем слое, к большому излучающему вибратору 13 осуществляется через металлизированное отверстие 10. Излучатель закрыт от внешних воздействий диэлектрическим обтекателем носка крыла 1, 2, 3 – металлические элементы конструкции консоли крыла.

3.3 Результаты моделирования печатного монополюсного излучателя в носке крыла в составе конечной линейной ФАР

3.3.1 Качество согласования ФАР на основе двухрезонансных монополей

На рисунках 3.18 и 3.19 показано распределение значений КСВ по элементам полотен АР различных размеров ($N = 4, 8$ и 12 элементов) для значений частоты $f = 1.0, 1.2, 1.4$ и 1.6 ГГц. По оси абсцисс отложен номер элемента. По оси ординат отложено значение КСВ в каждом из элементов АР при синфазном равноамплитудном возбуждении падающей волной напряжения (рисунок 3.18) и фазировании АР в направлении 45° (рисунок 3.19). Каждая из ломаных линий соединяет точки, соответствующие КСВ конкретного элемента антенного полотна одной из конфигураций, указанных на врезке в верхнем правом углу рисунка. Для сравнения также показано значение КСВ бесконечной линейки ($1E \times \text{inf}N$, сплошная линия с маркерами в виде точки "•"). Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

- при синфазном возбуждении полотна, АР показывает КСВ не более 2.0 в полосе частот 1.0...1.6 ГГц, включая крайние излучающие элементы; даже четырехэлементная подрешетка близка по качеству согласования к модели бесконечной АР;

- при фазировании в направлении 45° уровень КСВ АР составляет не более 3 в полосе частот 1.0...1.6 ГГц, для всех элементов, включая крайние;

– с ростом частоты разброс в качестве согласования элементов АР уменьшается.

На рисунке 3.20 показаны частотные зависимости КСВ всех элементов 12-элементной ФАР для углов фазирования 0, 15, 30, 45 и 60 градусов. Жирными линиями выделены границы максимальных и минимальных значений КСВ. Штрихпунктирной линией показано "среднее" значение КСВ. При сканировании лучом в секторе до $\pm 45^\circ$ максимальное по всем излучающим элементам значение КСВ в рабочей полосе частот 1.0...1.6 ГГц удовлетворяет техническим требованиям и не превышает уровень 3.0.

В то же время, при отклонении луча в секторе до $\pm 60^\circ$ КСВ существенно превышает установленное значение (не более 3.0). КСВ достигает значения 4.5 в рабочей полосе частот 1...1.6 ГГц. Снижение КСВ до требуемого значения во всей рабочей полосе частот для данного типа излучающего элемента представляется затруднительным.

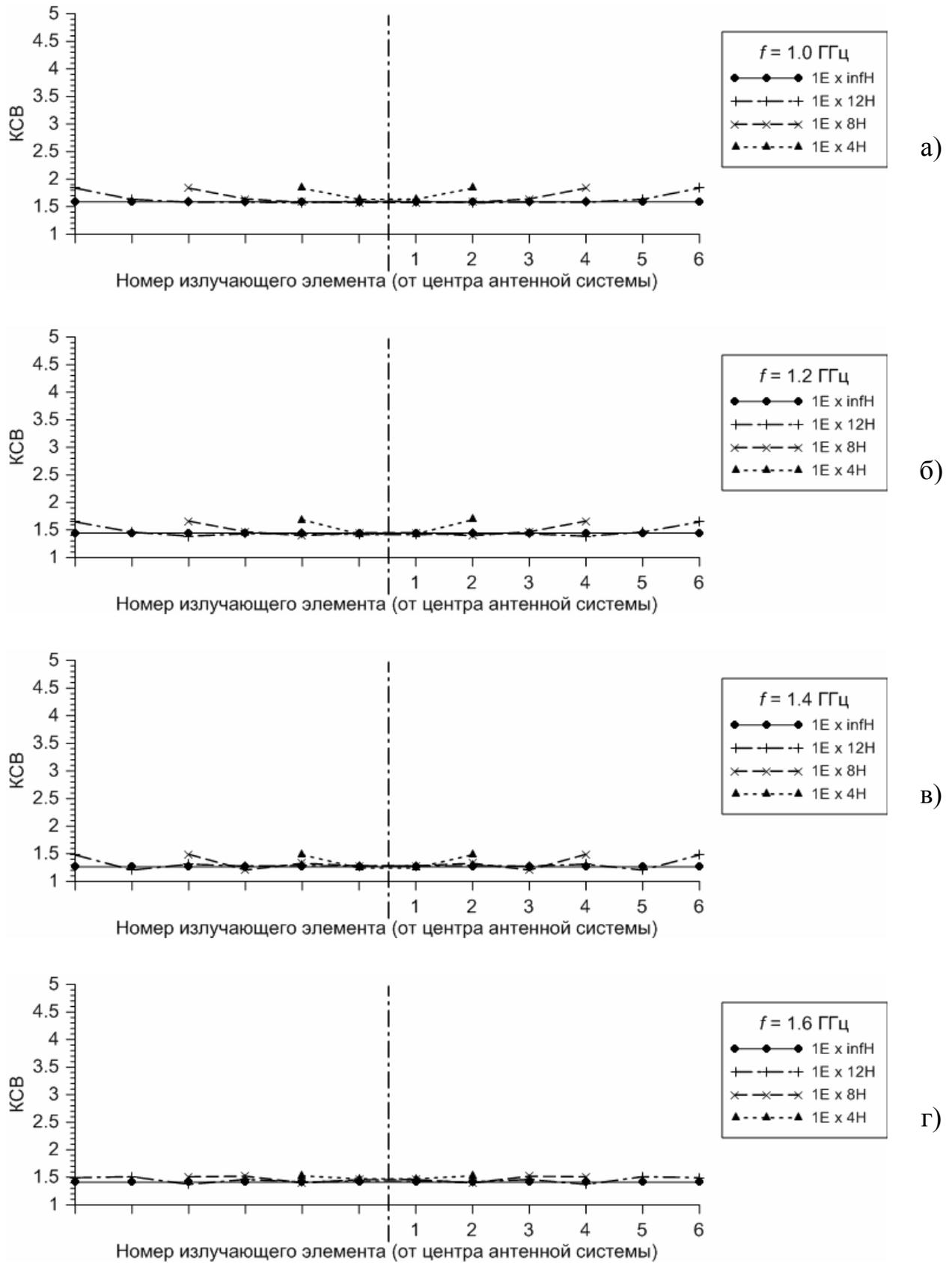


Рисунок 3.18 – КСВ в тракте питания излучающих элементов линейной АР при синфазном возбуждении.

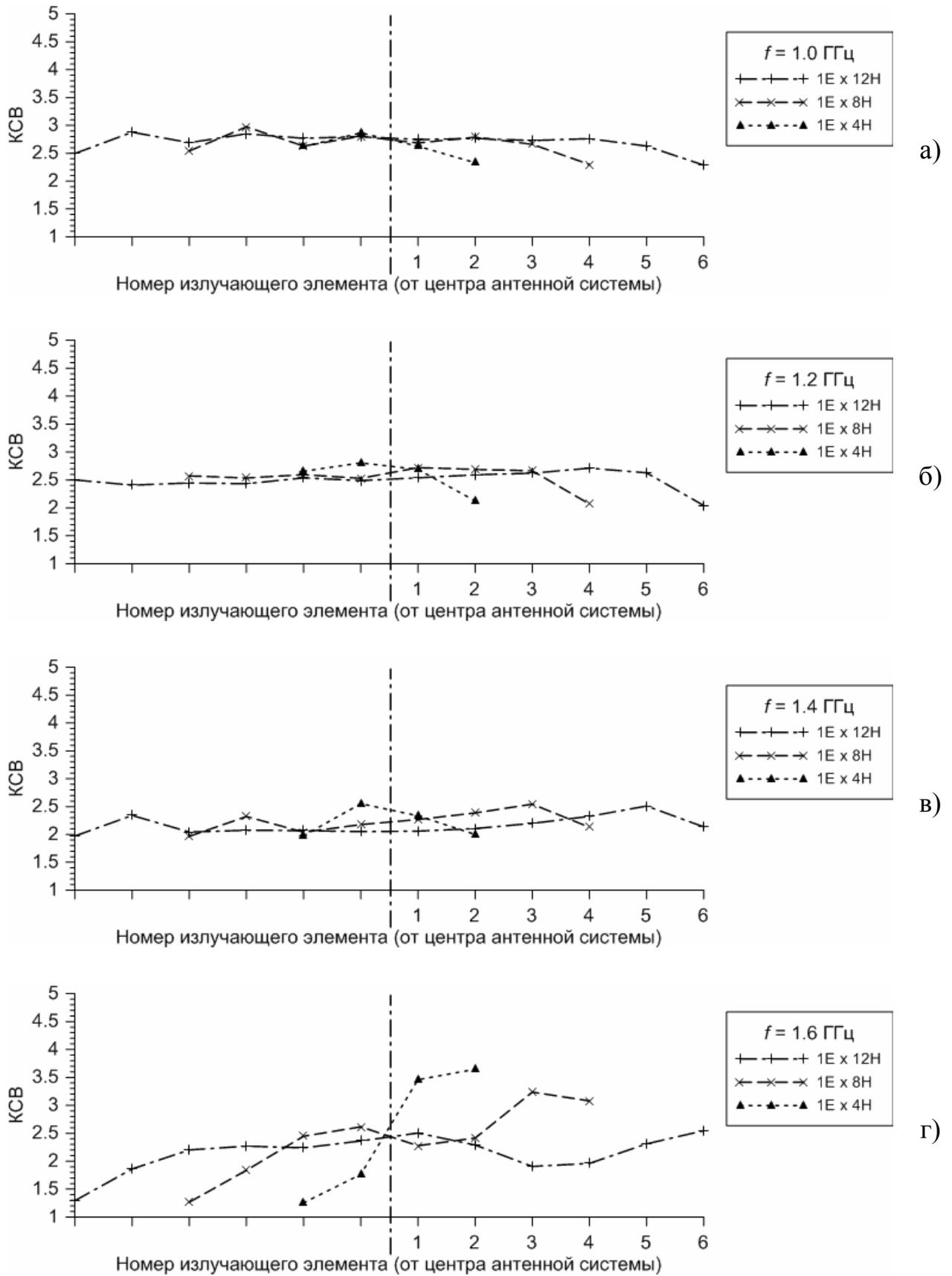


Рисунок 3.19 – КСВ в тракте питания излучающих элементов линейной АР для угла фазирования 45° .

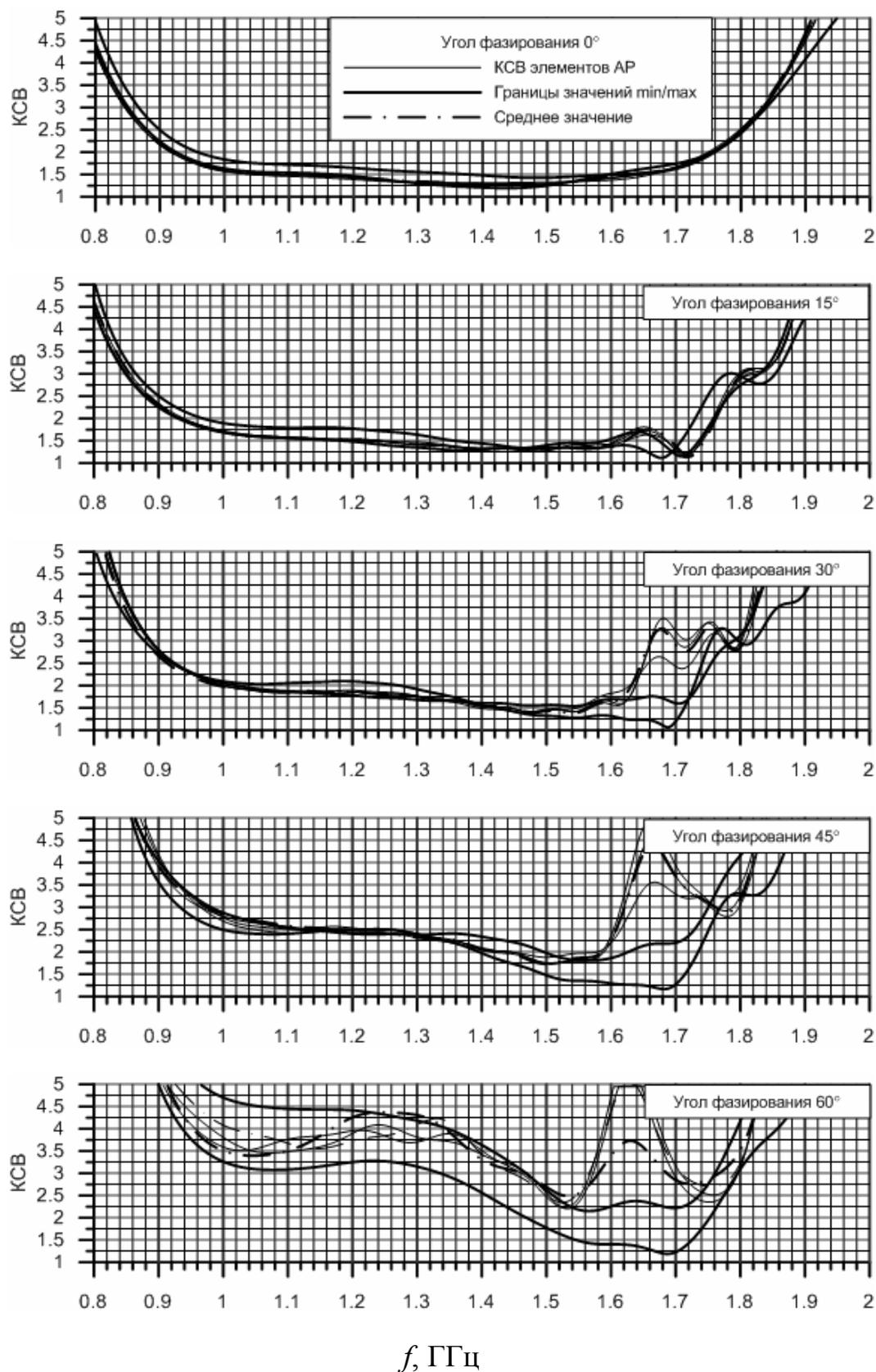


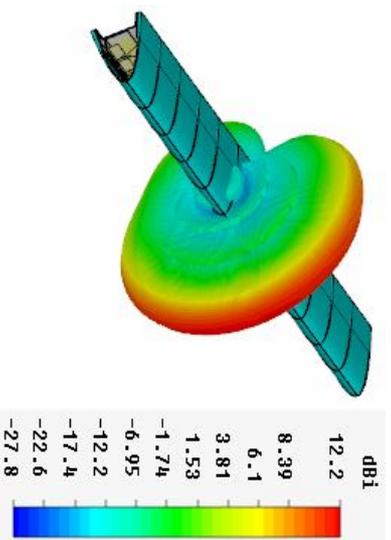
Рисунок 3.20 – КСВ в тракте питания всех излучающих элементов 12-элементной АР (1E × 12H) в полосе частот для ряда углов фазирования.

3.3.2 Характеристики направленности антенной системы

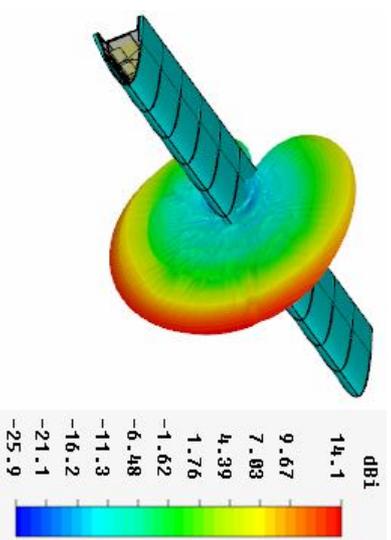
На рисунке 3.21 показана характеристика направленности линейной двенадцатиэлементной ФАР на основе двухрезонансных монополей, дающая общее представление о направленных свойствах антенны.

На рисунках 3.22-3.25 показаны нормированные диаграммы направленности в азимутальной плоскости ("Н") и угломестной плоскости ("Е") линейной двенадцатиэлементной ФАР, установленной в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла ЛА. Расчет выполнен для частот 1.0, 1.2, 1.3, 1.4 и 1.6 ГГц для синфазного возбуждения и при фазировании в направлении 45° . В левой части рисунков указано значение частоты f , направление θ_{\max} максимального излучения и ширина $\Delta\theta_{-3\text{ дБ}}$ ДН по уровню -3 дБ. Форма ДН характерна для линейной АР: в плоскости сканирования (плоскость Н) ДН – узкая и имеет единственный главный лепесток; в перпендикулярной плоскости (плоскость Е) ДН – достаточно широкая (не менее 110° по уровню -3 дБ). Паразитные дифракционные лепестки при сканировании отсутствуют. Угол фактического отклонения главного лепестка ДН соответствует углу фазирования.

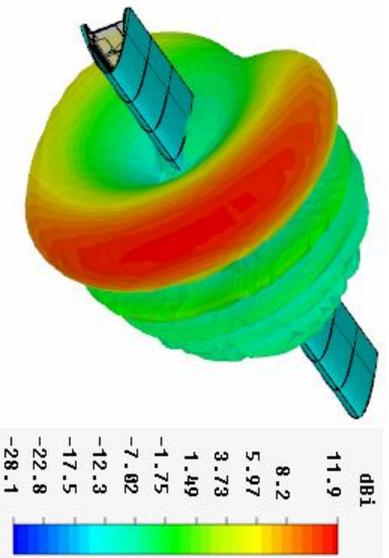
$f = 1.0$ ГГц, угол фазирования 0°



$f = 1.6$ ГГц, угол фазирования 0°



$f = 1.0$ ГГц, угол фазирования 45°



$f = 1.6$ ГГц, угол фазирования 45°

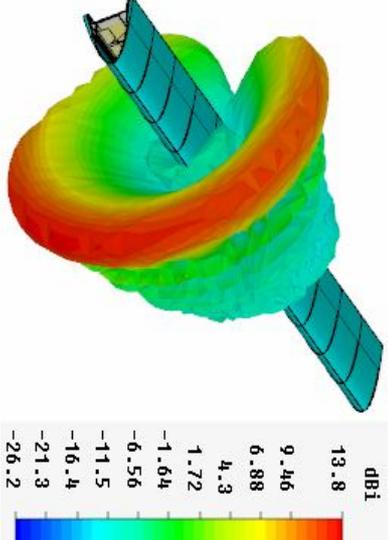


Рисунок 3.21 – Характеристика направленности 12-элементной АР.

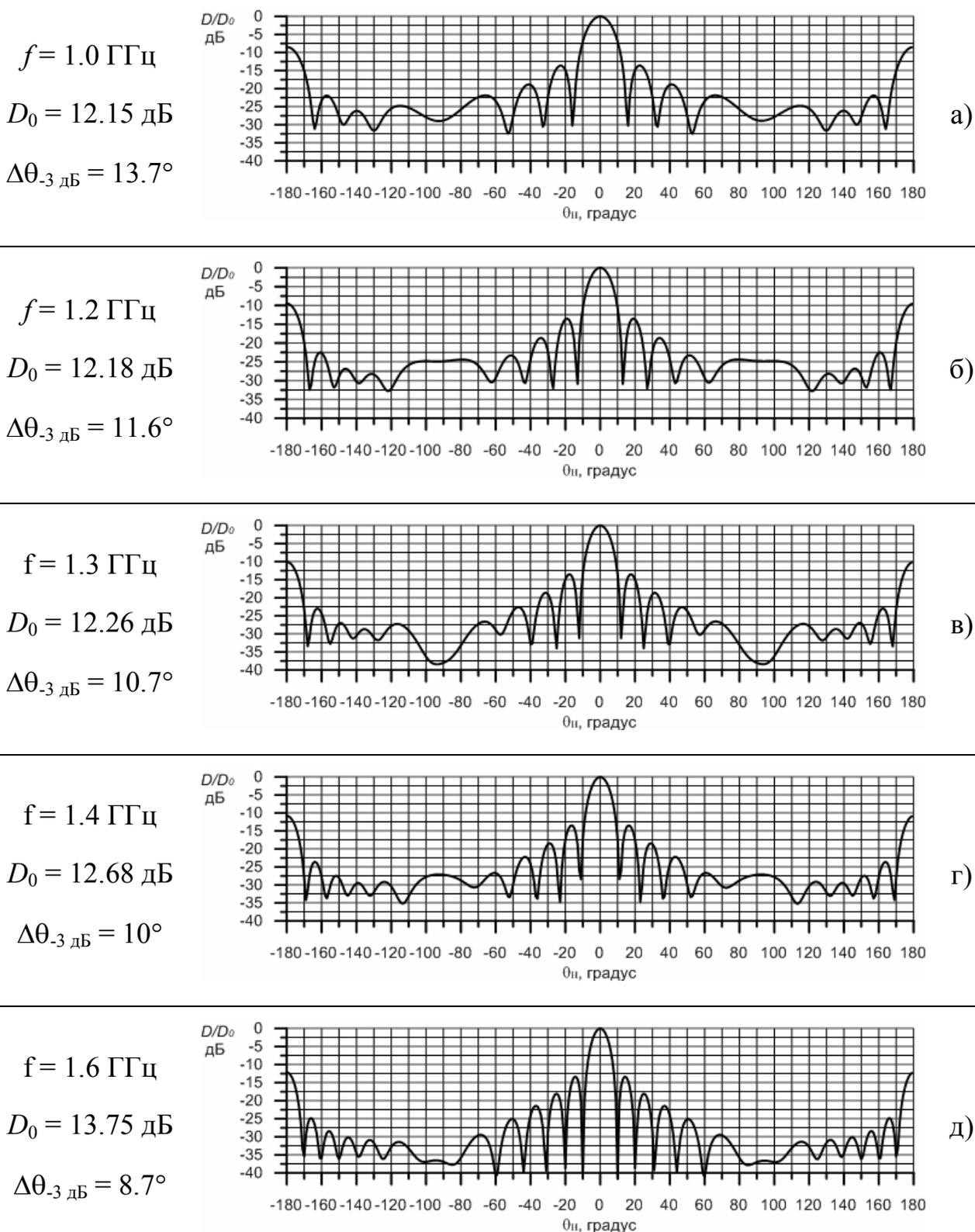


Рисунок 3.22 – ДН 12-элементной АР в плоскости Н при синфазном возбуждении.

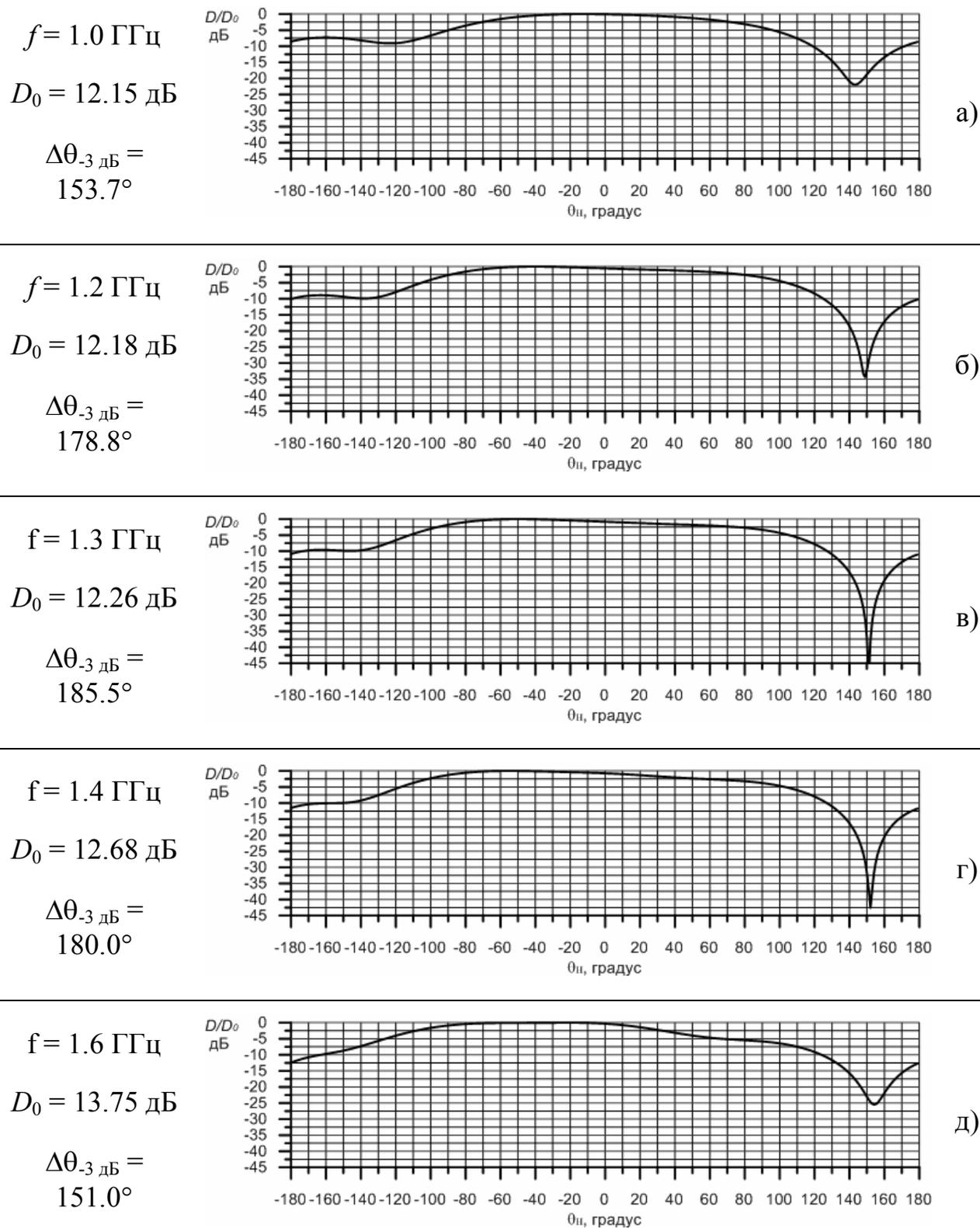


Рисунок 3.23 – ДН 12-элементной АР в плоскости Е при синфазном возбуждении.

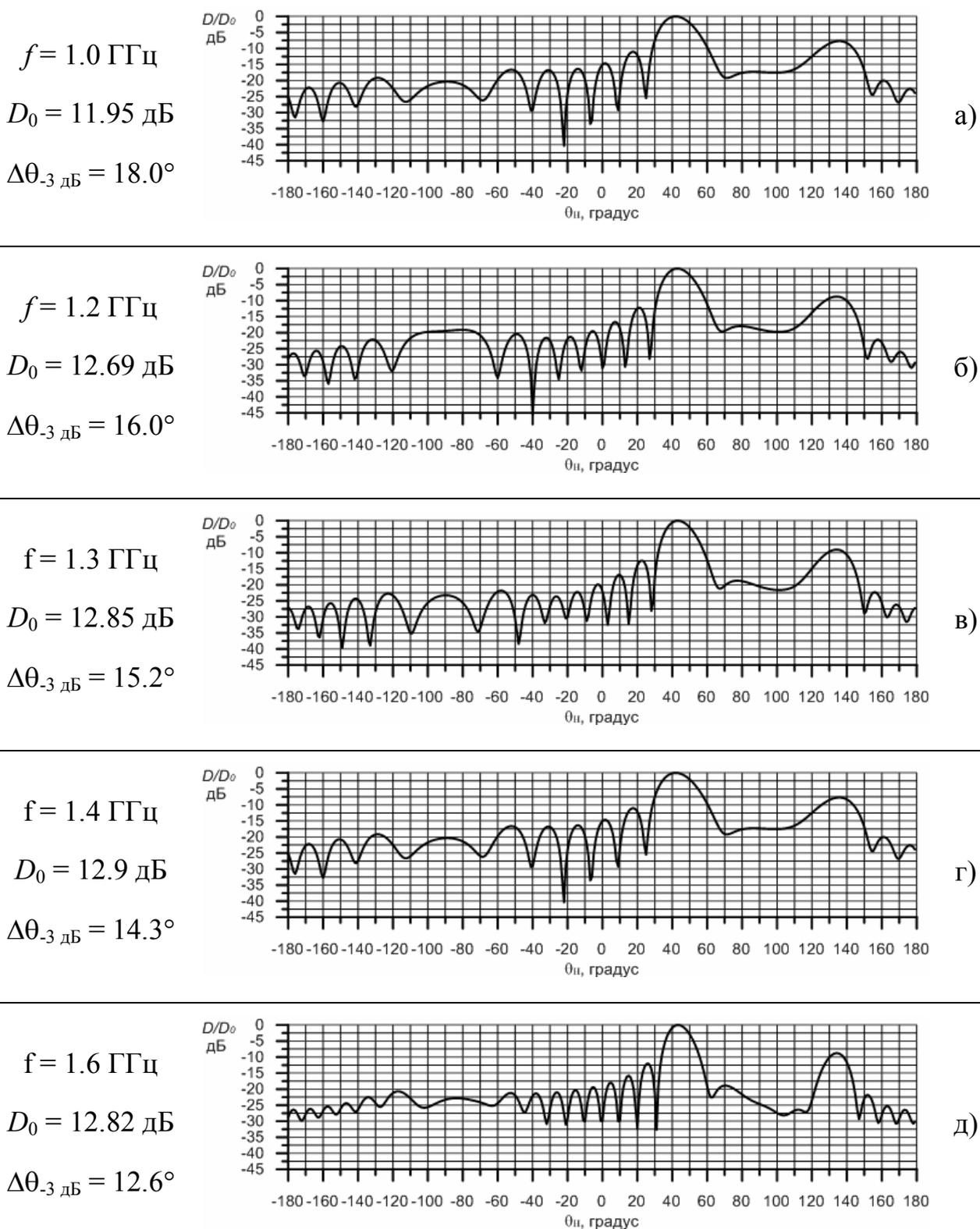
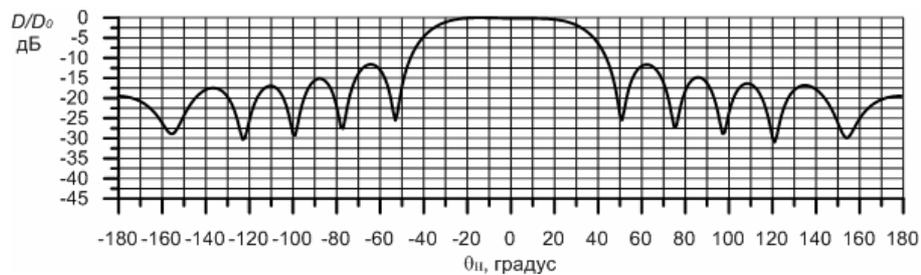


Рисунок 3.24 – ДН 12-элементной АР в плоскости Н при фазировании в направлении 45° .

$$f = 1.0 \text{ ГГц}$$

$$D_0 = 11.95 \text{ дБ}$$

$$\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}} = 70.4^\circ$$

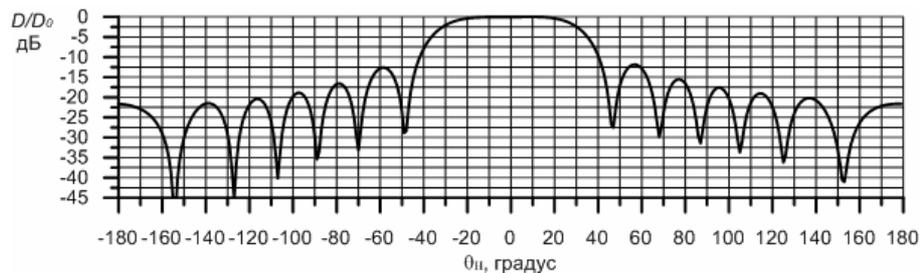


а)

$$f = 1.2 \text{ ГГц}$$

$$D_0 = 12.69 \text{ дБ}$$

$$\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}} = 64.1^\circ$$

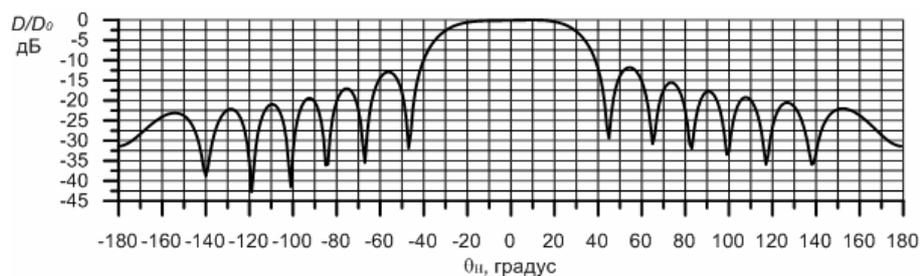


б)

$$f = 1.3 \text{ ГГц}$$

$$D_0 = 12.85 \text{ дБ}$$

$$\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}} = 61.4^\circ$$

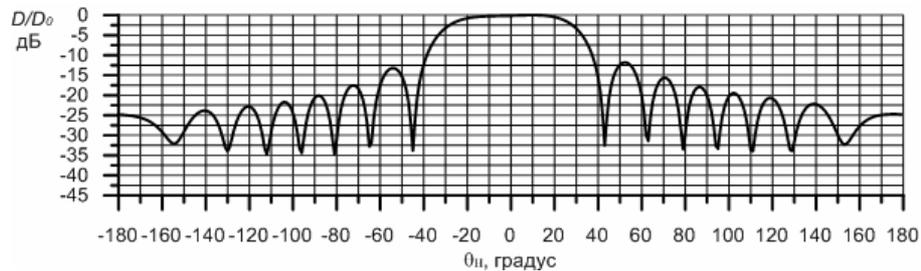


в)

$$f = 1.4 \text{ ГГц}$$

$$D_0 = 12.9 \text{ дБ}$$

$$\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}} = 58.9^\circ$$

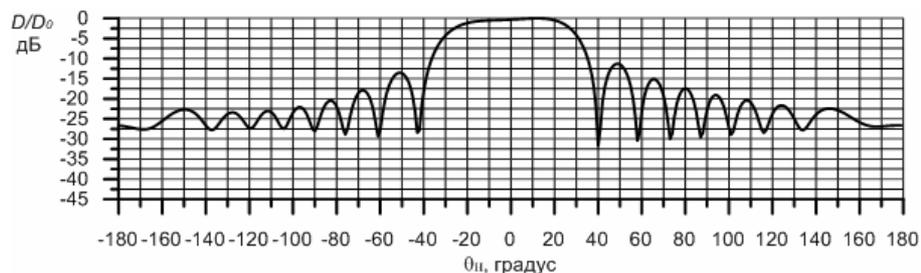


г)

$$f = 1.6 \text{ ГГц}$$

$$D_0 = 12.82 \text{ дБ}$$

$$\Delta\theta_{-3 \text{ дБ}} = 55.5^\circ$$



д)

Рисунок 3.25 – ДН 12-элементной АР в плоскости Е при фазировании в направлении 45° .

3.4 Выводы

1. Проведено численное моделирование бесконечной и конечной 12-ти элементной линейной АР на основе монопольных излучателей в рабочей полосе 1..1.6 ГГц, размещенной в переднем отсеке отклоняемого носка крыла ЛА с учетом взаимного влияния излучающих элементов, конструктивных и аэродинамических элементов крыла (П-образного резонансного короба, образованного несущими балками, и радиопрозрачного диэлектрического обтекателя). Получены характеристики согласования и направленности конечной решетки.

2. Исследовано влияние П-образного металлического короба на характеристики антенны. Разработана конструкция монопольного излучателя, размещенного в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла.

3. Показано, что антенная решетка из печатных монопольных элементов, расположенная в ограниченном пространстве (площадь элемента примерно $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла летательного аппарата, обеспечивает сканирование в секторе ± 45 по уровню КСВН ≤ 2.8 в рабочей полосе частот 1..1.6 ГГц.

4 Влияние объекта-носителя на характеристики фазированной антенной решетки и оценка её диаграммы обратного рассеяния

Рассмотрены основные численные методы решения электродинамических задач. Для расчета задач большой размерности выбран гибридный метод моментов - метод физической оптики (ММ-ФО). Рассмотрены основные соотношения и проведено тестирование ММ-ФО на модельной задаче, показавшее допустимые значения погрешности метода при серьезной экономии временных и вычислительных ресурсов. На основе ММ-ФО проведено моделирование ФАР из 12-ти излучателей, расположенной в передней консоли отклоняемого носка крыла под радиопрозрачным обтекателем, совместно с крылом объекта-носителя. Приведены энергетические и полевые характеристики АР с учетом влияния крыла и их сравнение с характеристиками той же АР в свободном пространстве.

Рассмотрены особенности оценки моностатической и бистатической ЭПР АР. Проведено тестирование численных алгоритмов и представлена диаграмма обратного рассеяния ФАР из логопериодических и монополярных излучателей дециметрового диапазона с рабочим диапазоном частот 1...1.6 ГГц при облучении волной сантиметрового диапазона в полосе 8.5...12.5 ГГц.

Проведено сравнение по совокупности параметров ФАР на основе излучателей трех типов: печатный логопериодический вибраторный излучатель, двухрезонансный треугольный монополярный излучатель и металлодиэлектрический неоднородных излучатель (МНИ). Излучатели каждой решетки расположены под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла.

4.1 О методах численного решения электродинамических задач

4.1.1 К сравнению методов численного решения электродинамических задач

В настоящее время для решения краевых задач о собственных волнах в полосковых и щелевых структурах, дифракции электромагнитных волн на металлических, диэлектрических и неоднородных телах, излучении антенн и антенных решёток используются различные процедуры численного решения электродинамических задач [56-59]. Отметим некоторые из них: проекционные методы, такие как метод моментов – ММ (в англоязычном варианте – method of moments) и метод Ритца; метод конечных разностей – МКР (finite difference method – FDM); метод конечных разностей во временной области – КРВО (finite difference time-domain method – FDTD) и метод конечных элементов – МКЭ (finite element method – FEM).

Сильной стороной ММ является удобство моделирования рассеяния на металлических телах, поскольку анализ сводится к решению поверхностных интегральных уравнений и не требуется дискретизации области решения вне тел. Однако для ММ проблема неоднородных сред, имеющих сложную форму, всегда связана с поиском подходящего представления функции Грина, выражающей поля в структуре через токи на некоторых поверхностях. Поскольку функция Грина свободного пространства хорошо известна, то, следовательно, и реализация ММ здесь не должна вызывать затруднений. В тоже время, при расчете поля в дальней зоне на основе МКЭ необходимо дискретизировать достаточно большую область пространства. Поэтому, в этих задачах можно ожидать преимущества ММ по сравнению с МКЭ.

Метод КРВО достаточно прост при формулировке, он основан на пространственно-временной дискретизации исследуемого пространства, что позволяет легко учитывать анизотропные и неоднородные материалы.

Эффективность метода обусловлена отсутствием матричных уравнений и возможностью за один проход с помощью Фурье-преобразования проанализировать характеристики в полосе частот.

МКЭ обладает существенными достоинствами для анализа в частотной области сложных СВЧ и антенных конструкций. Ему присуща алгоритмическая простота, универсальность, естественный учёт неоднородных, анизотропных и дисперсионных сред. МКЭ обладает некоторыми свойствами, сближающими его с ММ. Действительно, в методе моментов все поля в структуре выражаются через некоторую величину, заданную на поверхности (электрический или магнитный ток). Отличие от ММ состоит в том, что ММ не требует дискретизации пространства вне объекта и оперирует непрерывными полями и токами, тогда как МКЭ принципиально основан на дискретизации пространства. Поэтому в тех случаях, где это возможно, применение ММ позволяет увеличить скорость решения и сэкономить компьютерные ресурсы. Однако там, где решение методом ММ затруднительно, МКЭ всегда позволит получить результат. Желание использовать сильные стороны разных вычислительных процедур привело к созданию гибридных методов и использованию асимптотических приближений [60-61]: метод моментов – метод физической оптики и его разновидностям (ММ – геометрическая оптика, ММ – геометрическая теория дифракции, ММ – физическая теория дифракции); метод конечных элементов – метод моментов (МКЭ – ММ) и др.

Этим делается существенный шаг к решению задач, когда рассматриваемый объект слишком большой (в терминах длин волн), чтобы его моделировать методами ММ, МКЭ или КРВО, но слишком маленький, чтобы применять только асимптотические методы.

4.1.2. Гибридный метод моделирования: метод моментов – метод физической оптики

Гибридный метод моментов – метод физической оптики [60-61] предназначен для моделирования сложных структур большой размерности, при этом ММ, требующий существенных вычислительных затрат (но достаточно строгий) используется для моделирования резонансных объектов структуры, а метод физической оптики – для моделирования объектов структуры большой размерности.

Метод ФО основан на принципе Гюйгенса – Френеля и его математической формулировке – интеграле Кирхгофа. Так, например, если поверхность S совпадает с поверхностью идеально проводящего тела, то на освещённой части поверхности S поверхностный электрический ток берут такой же, как в случае возбуждения бесконечной идеально проводящей плоскости, касательной к поверхности тела в данной точке, т.е. полагают $\mathbf{J}_s = 2[\mathbf{n}, \mathbf{H}^{en}]$, а на теневой поверхности принимают ток равным нулю. Отметим особенности метода, ухудшающие точность моделирования. Это скачок в ноль поля при переходе от освещённой части поверхности к затемнённой, пренебрежение кривизной поверхности. Плохо моделируются поверхности, имеющие рёбра, вершины и иные «резкие» неоднородности.

Основные соотношения гибридного ММ-ФО

Основой для рассматриваемого гибридного метода являются интегральные уравнения (ИУ) электрического и магнитного типов относительно неизвестной поверхностной плотности электрического тока $\mathbf{J}_s(\mathbf{r})$ на поверхности идеально проводящего тела S_0 (рисунок 4.1) [62].

Интегральное уравнение магнитного типа относительно $\mathbf{J}_s(\mathbf{r})$ записывается в виде:

$$\mathbf{J}_s(\mathbf{r}) = 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}^{en}(\mathbf{r}) + \mathbf{L}_J^H \{ \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \}, \quad \mathbf{r}, \mathbf{r}' \in S_0. \quad (4.1)$$

где

$$\mathbf{L}_J^H \{ \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \} = \frac{1}{2\pi} \oint_{S_0} \left(\mathbf{n} \times (\dots) \times \nabla' \frac{e^{-ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \right) ds' \quad (4.2)$$

– магнитный линейный интегро-дифференциальный оператор, $k = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$, $\mathbf{H}^{en}(\mathbf{r})$ – внешнее магнитное поле заданных токов в отсутствие идеально проводящего тела, \mathbf{n} – внешняя нормаль по отношению к поверхности S_0 .

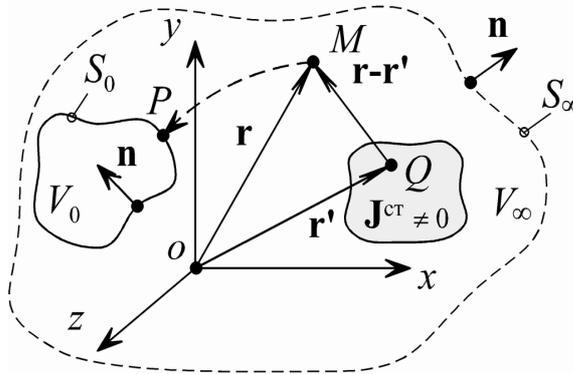


Рисунок 4.1 – Геометрия трёхмерной задачи.

Если пренебречь интегральным членом, то получим аппроксимацию $\mathbf{J}_s^{FO} = 2[\mathbf{n}, \mathbf{H}^{en}]$ в приближении метода физической оптики. В ядре уравнения исключена сингулярная точка при $\mathbf{r} = \mathbf{r}'$, поэтому для (4.1) применима вся теория интегральных уравнений Фредгольма второго рода. Для численного решения последних обычно применяют методы сведения к решению систем линейных алгебраических уравнений. В уравнении (4.1) интеграл представляет рассеянное объектом магнитное поле, которое вычисляется после нахождения тока $\mathbf{J}_s(\mathbf{r})$ путём решения интегрального уравнения.

Уравнение электрического типа представляет интегральное уравнение первого рода относительно $\mathbf{J}_s(\mathbf{r})$ на поверхности тела, и для получения устойчивого решения требует специального алгоритма:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}^{en}(\mathbf{r}) = \mathbf{L}_J^E \{ \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') \}, \quad \mathbf{r}, \mathbf{r}' \in S_0, \quad (4.3)$$

где

$$\mathbf{L}_J^E\{\mathbf{J}_s(\mathbf{r}')\} = \mathbf{n} \times \oint_{S_0} \left\{ ik\eta(\dots)G + \frac{\eta}{ik}[\nabla' \cdot (\dots)]\nabla'G \right\} ds' \quad (4.4)$$

– электрический линейный интегро-дифференциальный оператор, $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, $\mathbf{E}^{6H}(\mathbf{r})$ – электрическое поле заданных токов в отсутствие идеально проводящего тела.

В операторном виде рассеянные поля в уравнениях (4.1) и (4.3) выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_S &= \mathbf{L}_J^H(\mathbf{J}_S^{MM}) + \mathbf{L}_J^H(\mathbf{J}_S^{\Phi O}), \\ \mathbf{E}_S &= \mathbf{L}_J^E(\mathbf{J}_S^{MM}) + \mathbf{L}_J^E(\mathbf{J}_S^{\Phi O}), \\ S_0 &= S_{MM} + S_{\Phi O} \end{aligned} \quad , \quad (4.5)$$

где \mathbf{J}_S^{MM} , $\mathbf{J}_S^{\Phi O}$ – токи в области V_0 , определяемые на поверхности S_{MM} методом моментов, а на поверхности $S_{\Phi O}$ – методом физической оптики.

В соответствии с ММ-ФО решение для токов в (4.1) и (4.3) на проводящей поверхности S_{MM} находится в виде:

$$\mathbf{J}_S^{MM} = \sum_{n=1}^{N^{MM}} \alpha_n \mathbf{f}_n, \quad (4.6)$$

где α_n – неизвестные константы, \mathbf{f}_n – базисные векторные функции.

При этом проводящая поверхность S_{MM} , как правило, разбивается на треугольные элементы. В качестве векторных базисных функций \mathbf{f}_n , аппроксимирующих распределение вектора плотности поверхностного электрического тока, используются так называемые RWG-функции. Главной идеей использования таких базисных функций для аппроксимации является непрерывность нормальных компонент поверхностного тока на рёбрах треугольных элементов, на которые разбита вся область анализа. Такой подход обеспечивает точность и устойчивость моделирования.

Для нахождения тока \mathbf{J}_S^{MM} методом моментов используем интегральное уравнение для электрического поля (4.3). Подставляя (4.6) в (4.3), на проводящей поверхности S_{MM} получаем

$$\mathbf{E}_\tau^{en} = \mathbf{L}_J^E(\mathbf{J}_S^{MM}) = \sum_{n=1}^{N^{MM}} \alpha_n (\mathbf{L}_J^E \mathbf{f}_n)_\tau. \quad (4.7)$$

Далее система интегро-дифференциальных уравнений (4.7) решается относительно коэффициентов α_n методом невязки, коллокаций или иным способом, после чего ток \mathbf{J}_S^{MM} определяется выражением (4.6). Наиболее трудоёмкими этапами вычисления поверхностного тока являются определение элементов матричного уравнения (4.7) и его решение. Этот ток создаёт в каждой точке пространства, включая поверхность $S_{\phi O}$, дополнительно к внешнему магнитному полю рассеянное поле $\mathbf{H}^{pac} = \mathbf{L}_J^H(\mathbf{J}_S^{MM})$. Соответственно, наводимый на поверхность $S_{\phi O}$ ток $\mathbf{J}_S^{\phi O}$ должен удовлетворять интегральному уравнению типа (4.1) для магнитного поля, в котором \mathbf{H}^{en} заменяется на полное магнитное поле $(\mathbf{H}^{en} + \mathbf{H}^{pac})$. Формально в соответствии с ММ решение для токов на проводящей поверхности $S_{\phi O}$ находится аналогично (4.6) в следующем виде:

$$\mathbf{J}_S^{\phi O} = \sum_{n=N^{MM}+1}^{N^{\phi O}} \beta_n \mathbf{f}_n, \quad (4.8)$$

где β_n – неизвестные константы.

Однако при использовании приближения физической оптики полностью пренебрегают эффектом взаимодействия, описываемым интегральным членом уравнения (4.1) на освещённой части поверхности рассеивателя $S_{\phi O}$, и предполагают, что в области тени взаимная интерференция полностью гасит падающее поле. Тогда неизвестные константы β_n в (4.8) можно считать известным в терминах коэффициентов α_n , поскольку $\mathbf{H}^{pac} = \mathbf{L}_J^H(\mathbf{J}_S^{MM})$:

$$\begin{cases} \mathbf{J}_S^{\Phi O}(\mathbf{r}) = 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}^{gn}(\mathbf{r}) + \sum_{n=1}^{N^{MM}} 2\alpha_n \mathbf{n} \times \mathbf{L}_J^H(\mathbf{f}_n) & \text{в освещённой области,} \\ \mathbf{J}_S^{\Phi O}(\mathbf{r}) = 0 & \text{в зоне тени.} \end{cases} \quad (4.9)$$

Метод ФО позволяет найти ток на поверхности $S_{\Phi O}$ в замкнутом виде. Если ток $\mathbf{J}_S^{\Phi O}$ на поверхности $S_{\Phi O}$ включён в решение \mathbf{J}_S^{MM} (4.7), то это уравнение в области ММ принимает вид:

$$\mathbf{E}_\tau^{gn} = \mathbf{L}_J^E(\mathbf{J}_S^{MM}) + \mathbf{L}_J^E(\mathbf{J}_S^{\Phi O}). \quad (4.10)$$

Отметим, что при этом потребуется некоторая итерационная процедура для согласования граничных условий на поверхностях $S_{MM}, S_{\Phi O}$. Проведенные рассуждения позволяют выделить два возможных подхода к использованию гибридного ММ-ФО:

1. Определяется ток \mathbf{J}_S^{MM} на поверхности S_{MM} в соответствии с (4.6), (4.7) а затем вычисляется $\mathbf{J}_S^{\Phi O}$, используя (4.9). Такой подход целесообразно использовать, когда области ММ и ФО разделены. Наглядным примером является зеркальная или гибридная зеркальная антенна (ГЗА), – структура, состоящая из зеркального отражателя и облучателя в виде антенной решётки. Облучатель рассчитывается с помощью ММ, а зеркало, используя приближение ФО.

2. Ток $\mathbf{J}_S^{\Phi O}$ в области ФО вносит вклад в область ММ, при этом решается задача (4.10) относительно тока \mathbf{J}_S^{MM} , а влияние $\mathbf{J}_S^{\Phi O}$ может быть учтено в замкнутой форме через \mathbf{J}_S^{MM} .

Основным недостатком приближения ФО является разрыв плотности тока на границе между освещённой областью и областью тени, что может послужить причиной существенных ошибок. Типичный способ обхода этой трудности является использования приближения, при котором ток на освещённой части поверхности рассеивателя берётся в виде (4.9), а ток на затенённой части поверхности находится из интегрального уравнения.

4.1.3 Тестирование гибридного метода ММ-ФО

Преимущества ММ-ФО рассмотрены на примере полуволнового вибратора, находящегося рядом с абсолютно проводящим кубом (рисунок 4.2). Показан анализ погрешности расчета характеристик направленности, времени расчёта и затраченных вычислительных ресурсов для различных размеров куба и положений вибратора. Сторона куба имеет размер a , расстояние от куба до вибратора h .

Куб, в качестве объекта тестирования, был выбран не случайно. Это связано с тем, что метод физической оптики не учитывает дифракцию на ребрах куба, что должно вносить погрешность в результаты. Метод ФО на затененных частях присваивает полю нулевые значения, из-за чего возникает резкий скачек. Влияние ребер ослабевает по мере их удаления от источника поля, в следствии чего падает погрешность гибридного метода ММ-ФО, и наоборот, чем ближе ребра к источнику поля, тем выше погрешность метода.

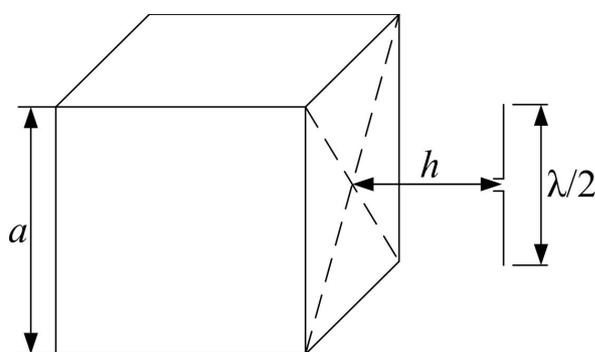


Рисунок 4.2 – Геометрия тестовой задачи.

На рисунке 4.3 приведены графики диаграмм направленности (ДН) для полуволнового вибратора, расположенного над кубом со стороной $a = \lambda$ (а), 3λ (б) и 5λ (в) на расстоянии $h = \lambda/4$ от него. Сплошной линией показана ДН вибратора, рассчитанная ММ, пунктиром показана ДН рассчитанная гибридным методом ММ-ФО. Ниже, на рисунке 4.4. 4 приведены графики погрешности для каждого рассмотренного случая.

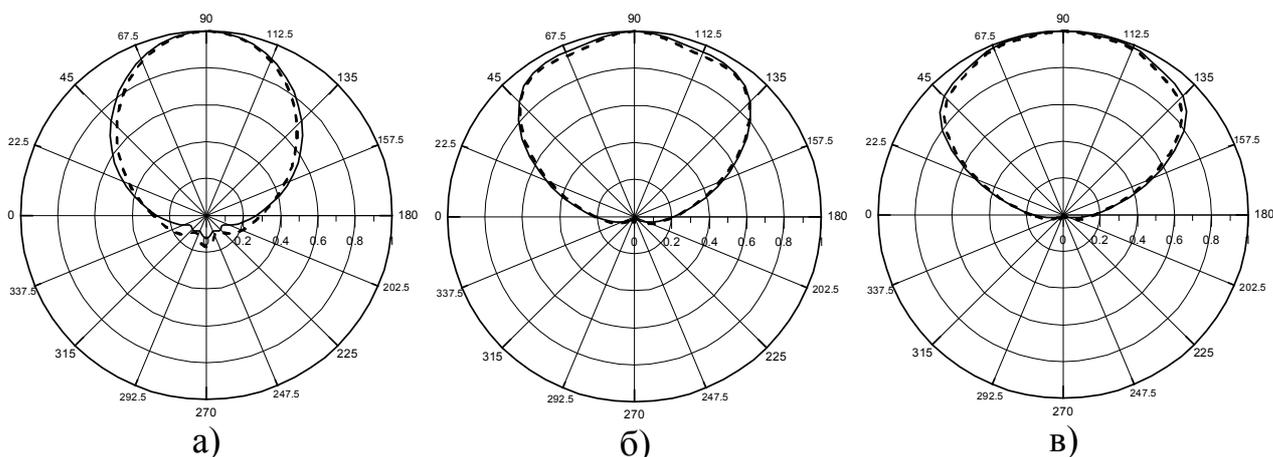


Рисунок 4.3 – ДН вибратора, находящегося на расстоянии $h = \lambda/4$ от куба со стороной $a = \lambda$ (а), 3λ (б) и 5λ (в) соответственно.

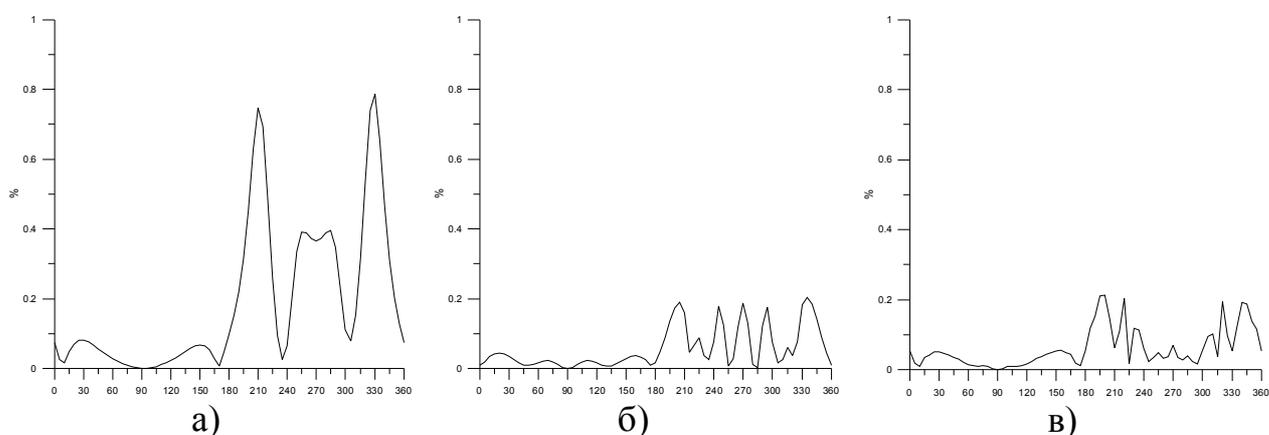


Рисунок 4.4 - Зависимость погрешности гибридного метода ММ-ФО при моделировании вибратора, находящегося на расстоянии $h = \lambda/4$ от куба со стороной $a = \lambda$ (а), 3λ (б) и 5λ (в) соответственно.

На рисунках 4.5 и 4.6 представлены диаграммы направленности и графики ошибок в процентах для тех же размеров куба, но расстояние между полуволновым вибратором и кубом увеличено до $\lambda/2$. Как видно из графиков, наибольшая погрешность гибридного метода наблюдается при малых размерах моделируемой структуры. При размерах объекта, моделируемого гибридным методом ММ-ФО, соизмеримых с длиной волны (наихудший случай из рассмотренных) погрешность метода не превышает 2%. Сравнивая графики, представленные на рисунках 4.4а и 4.6а можно заметить, что погрешность возрастает примерно в два раза. Это говорит о том, что погрешность гибридного метода ММ-ФО зависит ещё и от

взаимного расположения объектов, рассчитываемых ММ и методом ФО. При увеличении размеров куба величина погрешности уменьшается (до 0.2% в первом случае и 0.4% во втором) во всем диапазоне углов.

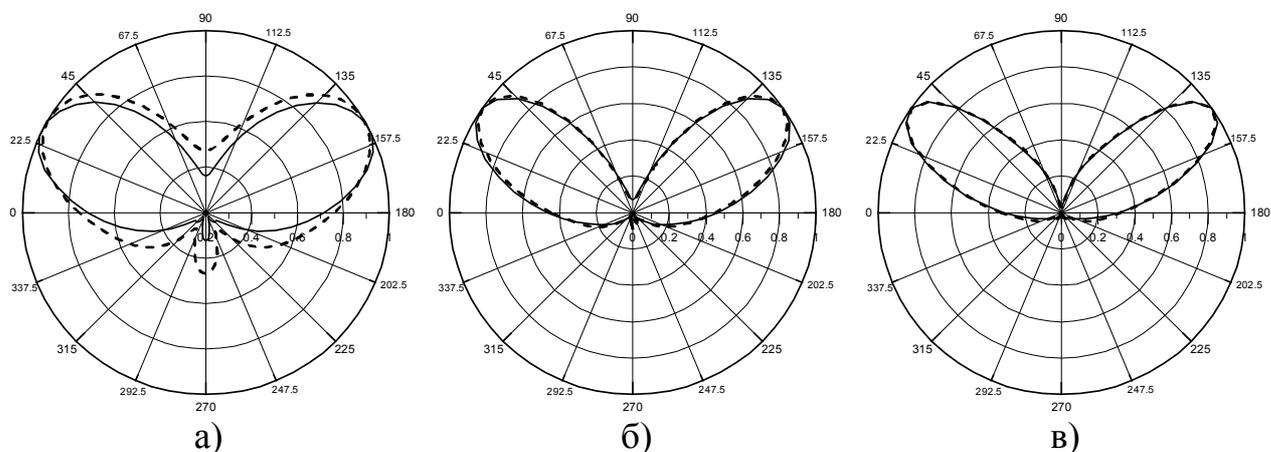


Рисунок 4.5 – ДН вибратора, находящегося на расстоянии $h = \lambda/4$ от куба со стороной $a = \lambda$ (а), 3λ (б) и 5λ (в) соответственно.

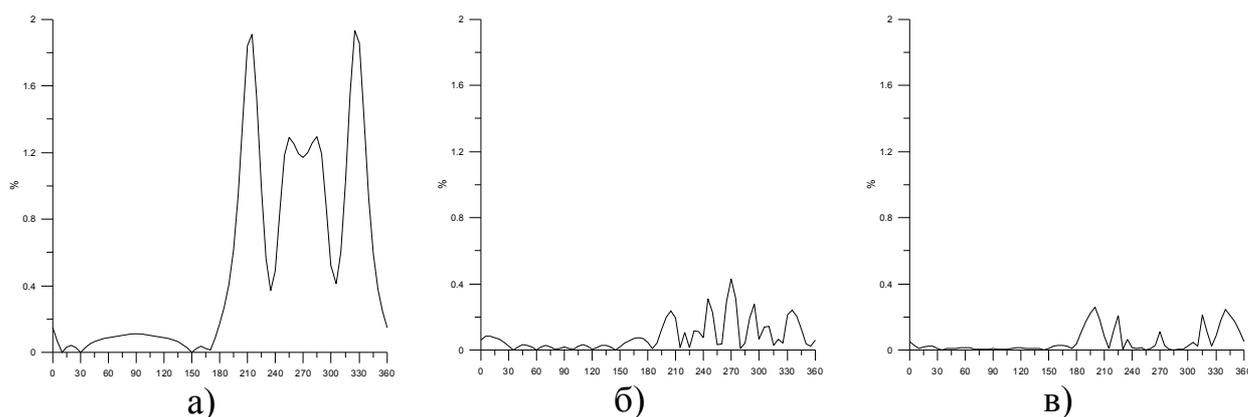


Рисунок 4.6 - Зависимость погрешности гибридного метода ММ-ФО при моделировании вибратора, находящегося на расстоянии $h = \lambda/4$ от куба со стороной $a = \lambda$ (а), 3λ (б) и 5λ (в) соответственно.

На рисунках 4.7 и 4.8 приведены диаграммы временных и аппаратных затрат на расчет характеристик излучения полуволнового вибратора, находящегося вблизи куба для разных размеров куба (1 – $a = \lambda$; 2 – $a = 3\lambda$; 3 – $a = 5\lambda$) методом моментов (а) и гибридным методом ММ-ФО (б). Из представленных диаграмм видно, что при повышении размерности задачи использование гибридного метода ММ-ФО позволяет существенно сократить время расчета и количество используемой оперативной памяти по сравнению

с ММ. Так, например, для наибольшей из рассмотренных задач (измерение 3) время расчета и количество используемой оперативной памяти двумя разными методами отличается примерно в 250 раз, при этом относительная погрешность полученных ДН составила всего 0.2 %.

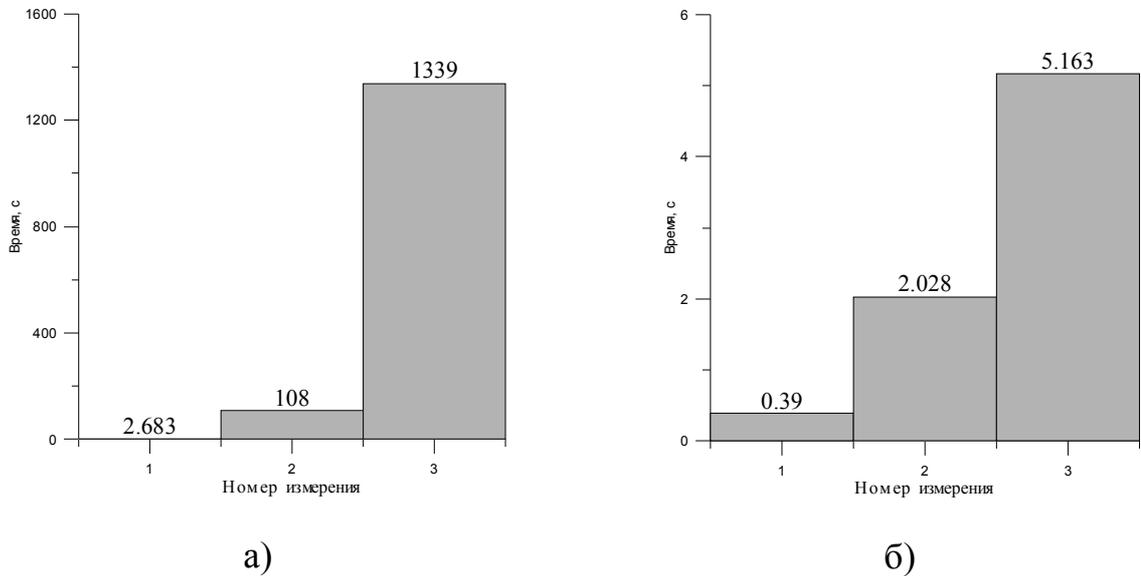


Рисунок 4.7 – Временные затраты на вычисление задачи методом моментов (а) и гибридным методом ММ-ФО (б).

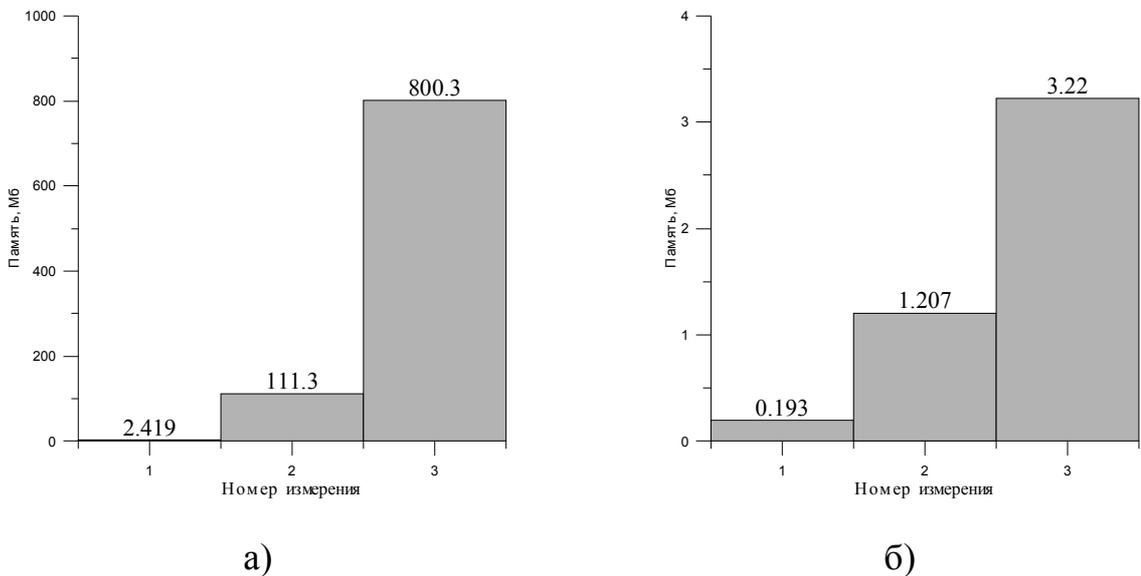


Рисунок 4.8 – Затраты оперативной памяти на вычисление задачи методом моментов (а) и гибридным методом ММ-ФО (б).

При моделировании задач с меньшей размерностью гибридный метод показывает меньшую экономию времени и памяти. Так, например, для наименьшей из рассмотренных задач время расчета и затраченная память при использовании гибридного метода ММ-ФО оказались в 7 раз меньше, чем у ММ. Относительная погрешность при этом составила 1 %.

4.2 Оценка влияния объекта-носителя на характеристики ФАР

Исследуемая антенная решетка размещается вдоль носка подвижной консоли крыла летательного аппарата: в переднем отсеке отклоняемого носка, под радиопрозрачным обтекателем, одновременно являющимся частью аэродинамической поверхности крыла (рисунок 4.9). Во второй и третьей главе были получены характеристики 12-элементной ФАР для полосы 1...1.6 ГГц с учетом взаимного влияния излучателей, радиопрозрачного обтекателя и конструктивных элементов крыла. Целью дальнейшего исследования этих решеток является оценка влияния крупногабаритных элементов конструкции объекта-носителя.

Рассматриваемый объект-носитель (самолет семейства СУ-27) имеет размах крыла порядка 14,5 метров ($70 \lambda_{\min}$) и длину фюзеляжа порядка 22 метров ($120 \lambda_{\min}$) [63, 64], где λ_0 – длина волны на нижней частоте рабочего диапазона. Сегодня на двухпроцессорных компьютерах с процессорами Intel Xeon E5-2620, используя 64 ГБайт оперативной памяти можно оперировать размером сеток порядка 500 миллионов ячеек, что позволяет исследовать характеристики (полевые, энергетические, поляризационные) активных антенных решёток (АР) с электронным сканированием с числом элементов 50x50 с учётом взаимной связи, конечности, устройств возбуждения АР и прочее. При этом время счёта – часы. В случае линейной конечной 12-ти элементной АР необходимо оперировать сетками порядка 6-7 миллионов ячеек. При необходимости учета крыла объекта носителя размер области

моделирования составляет $70\lambda_{\min} \times 25\lambda_{\min} \times 10\lambda_{\min}$, $3 \cdot 10^9$ ячеек и 675 ГБайт оперативной памяти.

Очевидно, что при таких размерах для оценки влияния объекта-носителя на характеристики АР нет возможности использовать точную модель. Необходимо ограничиться приближенной моделью с сохранением геометрических размеров. С точки зрения экономии вычислительных ресурсов и сокращения времени моделирования целесообразно использовать гибридный метод ММ-ФО. АР рассчитывается с помощью ММ, а влияние крыла оценивается с помощью метода ФО. Учитывая большие размеры крыла, погрешность гибридного метода будет незначительна, что показано на модельной задаче.

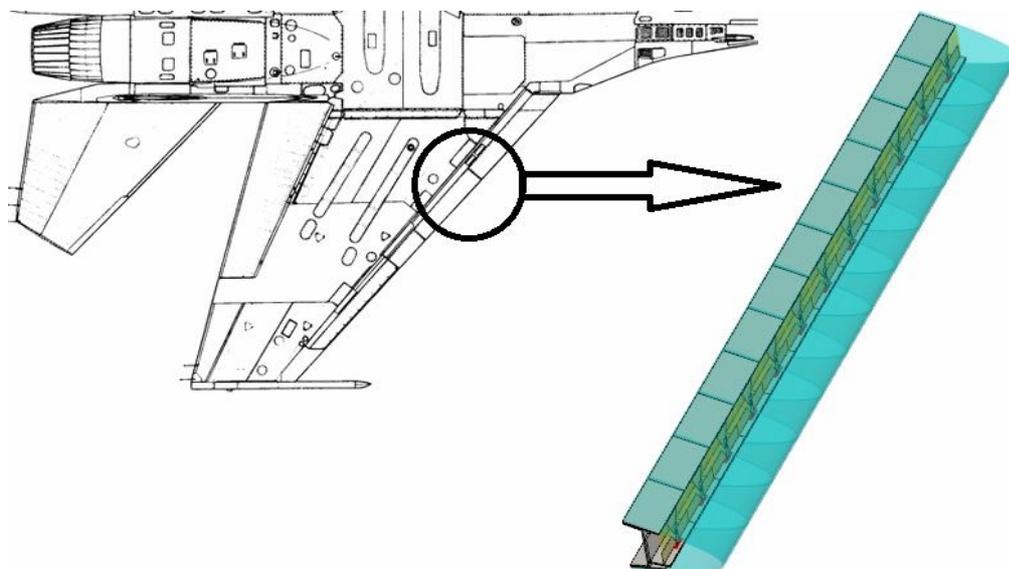


Рисунок 4.9 – Размещение АР дециметрового диапазона на объекте-носителе.

4.2.1 Влияние объекта-носителя на характеристики АР из логопериодических и монопольных излучателей

На рисунках 4.10 - 4.11 и 4.12 - 4.13 изображены нормированные диаграммы направленности 12-ти элементной АР из логопериодических и монопольных излучателей, соответственно, которые расположены под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке крыла при синфазном возбуждении и при отклонении луча на угол 45° . Сплошной линией показана диаграмма направленности АР в свободном пространстве, пунктирной линией показана диаграмма направленности с учетом влияния крыла. Слева от каждого графика указана частота и коэффициент нормировки (значение максимума ДН) D_0 и D_0' для антенной решетки в свободном пространстве и с учетом влияния крыла, соответственно.

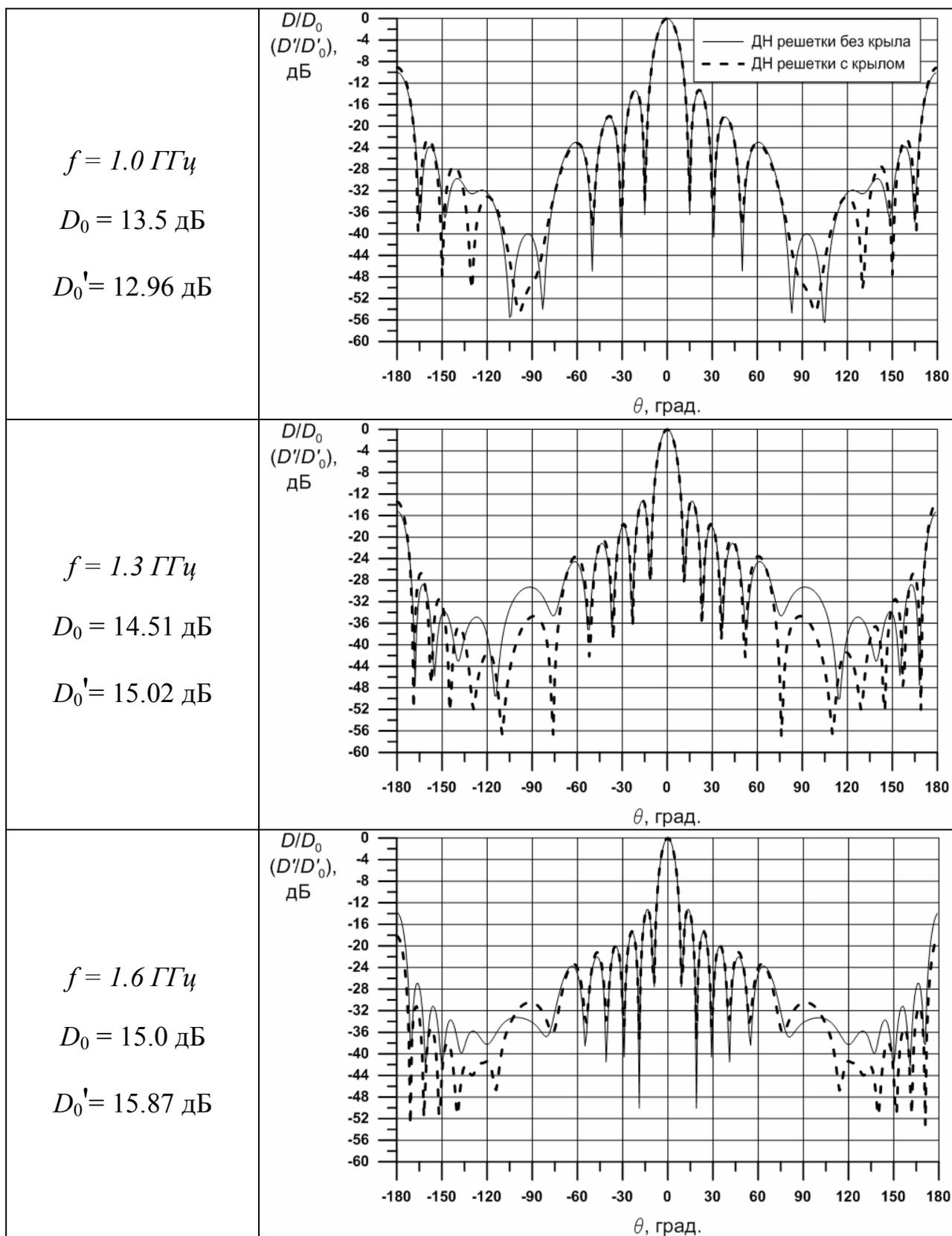


Рисунок 4.10 – ДН 12-элементной АР из логопериодических излучателей в плоскости Н при синфазном возбуждении.

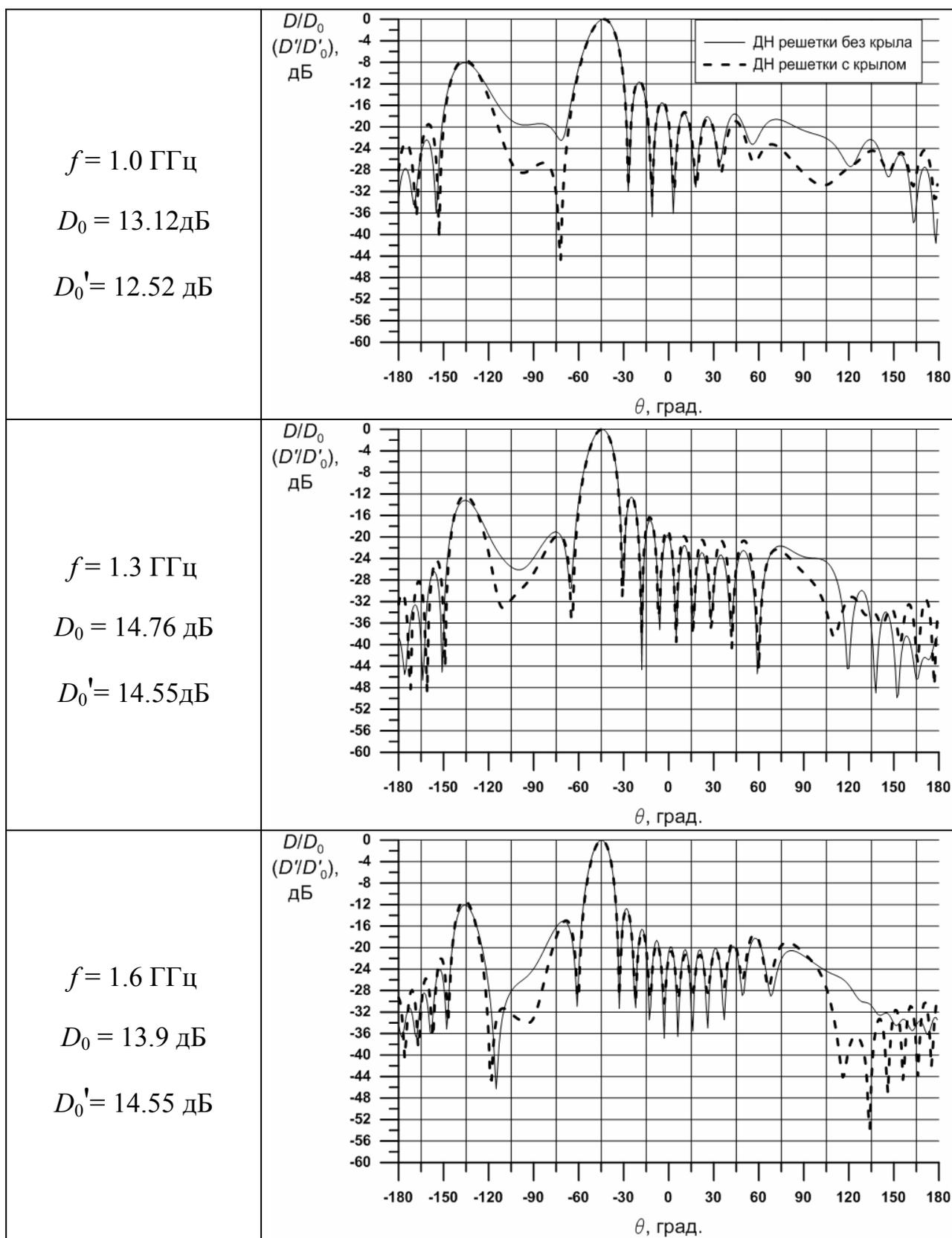


Рисунок 4.11 – ДН 12-элементной АР из логопериодических излучателей в плоскости Н при отклонении луча на 45° .

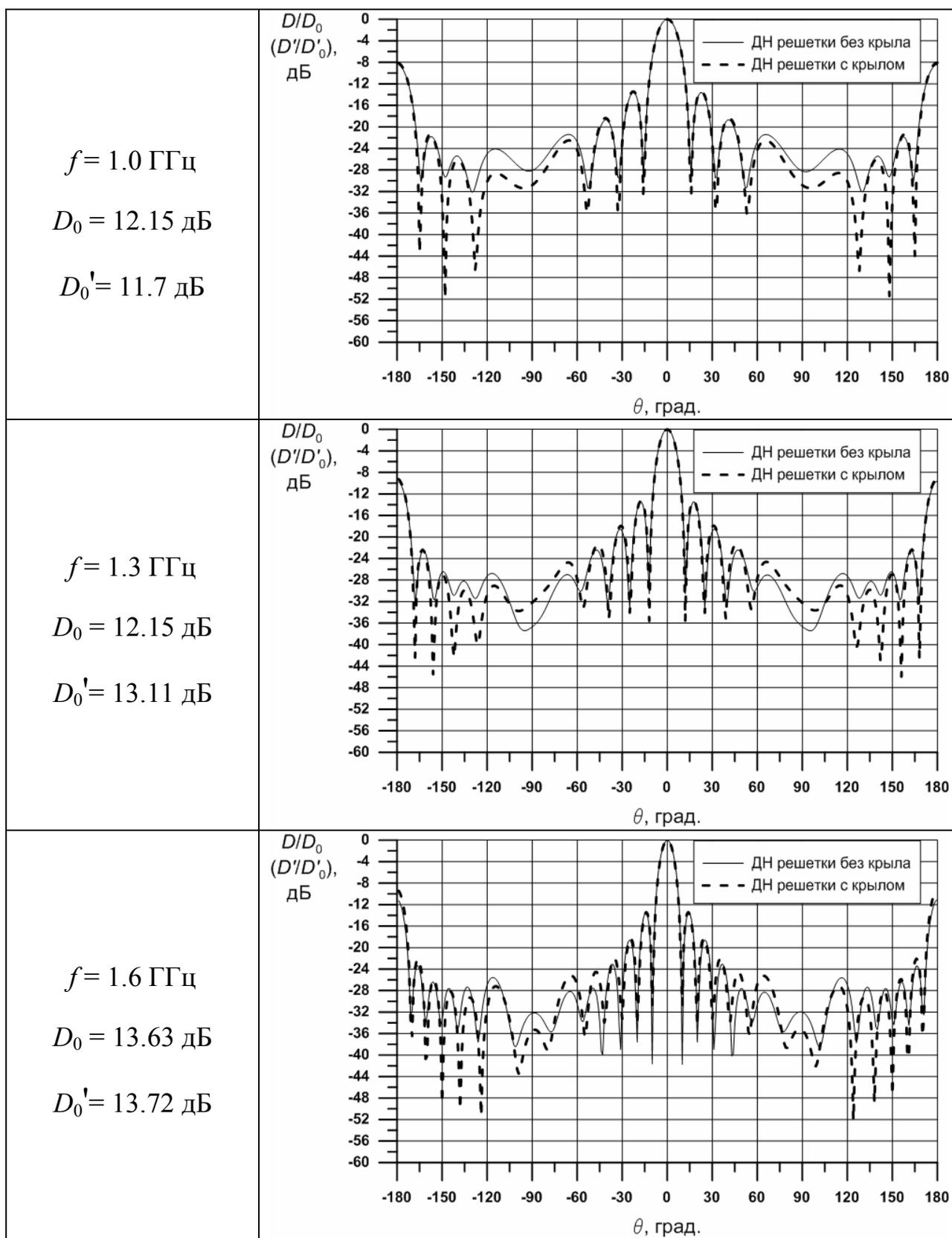


Рисунок 4.12 – ДН 12-элементной АР из монопольных излучателей в плоскости Н при синфазном возбуждении.

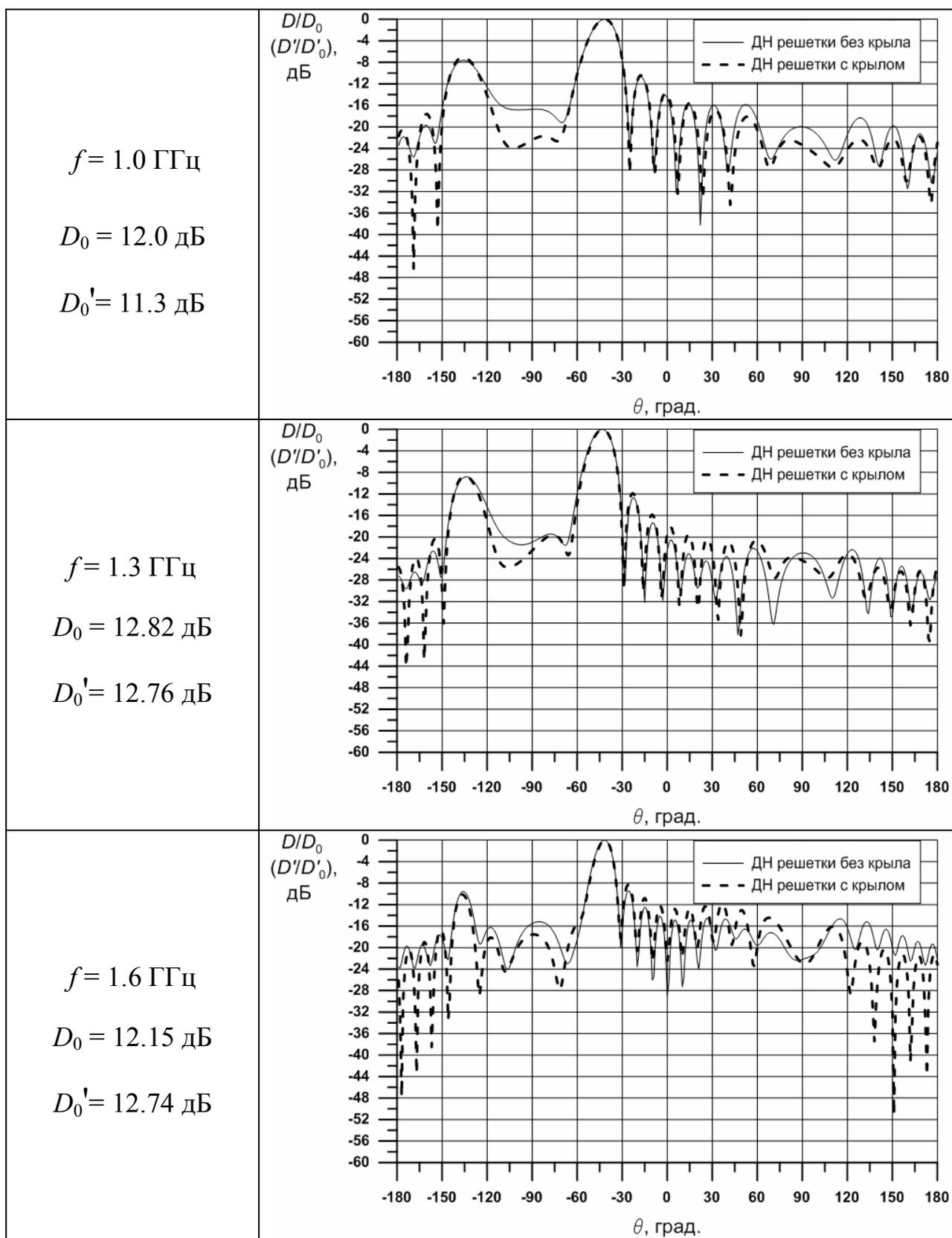


Рисунок 4.13 – ДН 12-элементной АР из монопольных излучателей в плоскости Н при отклонении луча на 45° .

Анализируя результаты, приведенные на графиках выше можно сделать следующие выводы, справедливые для обоих типов излучателей:

- При синфазном возбуждении видимые различия ДН наблюдаются начиная с третьего-четвертого бокового лепестка, что соответствует уровню -25...-30 дБ. Эти значения сопоставимы с точностью численных алгоритмов.
- При отклонении луча на угол 45° видимые отличия наблюдаются на уровне -15...-20 дБ. Влияние крыла на ДН становится выше чем при синфазном возбуждении, но все равно остается на достаточно низком уровне.
- Изменяется положение и глубина нулей ДН. Особенно заметно при отклонении луча от нормали на большие углы.

В первом приближении при расчете характеристик АР влияние крыла можно не учитывать, так как оно вносит не значительные изменения в КНД и форму ДН на уровнях до -15...-20 дБ. Однако, в некоторых смежных задачах, например, при формировании нуля ДН в направлении помехи (адаптивная антенная решетка), важно не только совпадение нормированных ДН при значениях КНД выше уровня -15...-20 дБ, но и положение нулей ДН. Точность расчета положения нулей ДН для указанной задачи имеет критическое значение. Следовательно, при проектировании адаптивной АР необходимо учитывать влияние крыла.

4.3 Оценка эффективной поверхности рассеяния антенной системы дециметрового диапазона с электронным управлением лучом

4.3.1 К оценке ЭПР рассеивателя

Под *эффективной поверхностью рассеяния – ЭПР* (в англоязычной транскрипции “radar cross section” – RCS) в случае гармонических полей понимается площадь такого плоского эквивалентного отражателя, который, равномерно рассеивая падающую на него мощность волны с направления (θ_0, ϕ_0) , создаёт в произвольной точке с координатами (r, θ, ϕ) в дальней зоне рассеивателя такую же плотность потока мощности, что и реальный рассеиватель. Эффективная поверхность рассеяния σ определяется в дальней зоне следующим образом [65 - 71]:

$$\sigma(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|\mathbf{E}_s(r, \theta, \varphi)|^2}{|\mathbf{E}_i(\theta_0, \varphi_0)|^2}, \quad (4.11)$$

где $\mathbf{E}_s(r, \theta, \varphi), \mathbf{E}_i(\theta_0, \varphi_0)$ – соответственно вектор напряжённости электрического поля, рассеянный (отражённый) объектом (антенной) в направлении (θ, φ) , и падающий на объект с направления (θ_0, φ_0) , $\mathbf{E}_{i,s} = \mathbf{E}_\theta$ или \mathbf{E}_φ ; r – расстояние между точкой регистрации и объектом.

ЭПР объекта зависит от поляризации падающего поля, углов падения и наблюдения, геометрии объекта и его электрофизических параметров, а также частоты падающего поля. В общем случае ЭПР определяется в (м^2) , $(\text{дБ} \times \text{м}^2)$ или нормализуется $(\sigma/\lambda^2, \text{дБ})$. Эффект поляризации учитывается введением поляризационной матрицы рассеяния, учитывающей, например, горизонтальную (H) и вертикальную (V) поляризацию электрического поля при облучении объекта и рассеянии:

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{HH}} e^{i\Phi_{HH}} & \sqrt{\sigma_{HV}} e^{i\Phi_{HV}} \\ \sqrt{\sigma_{VH}} e^{i\Phi_{VH}} & \sqrt{\sigma_{VV}} e^{i\Phi_{VV}} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

При $\theta = \theta_0, \varphi = \varphi_0$ ЭПР называют однопозиционной (моностатической), при $\theta \neq \theta_0, \varphi \neq \varphi_0$ – двухпозиционной (бистатической). Для характеристики полной мощности, рассеиваемой объектом, используется понятие *интегральной ЭПР* (интегральный поперечник рассеяния) $\sigma_{\Sigma}(\theta_0, \varphi_0)$, определяемого как отношение полной мощности, рассеиваемой антенной в окружающее пространство, к плотности потока мощности падающего поля. При этом устанавливается следующая связь:

$$\sigma_{\Sigma}(\theta_0, \varphi_0) = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \sigma(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) \sin\theta d\theta d\varphi. \quad (4.13)$$

Для характеристики рассеивателей поглощающего типа, какими являются антенны, вводится понятие поглощающей поверхности σ_a , как отношение полной поглощённой мощности $P_a(\theta_0, \varphi_0)$ в объекте (антенне), к плотности потока мощности падающего поля $\text{Re}\{\dot{\Pi}(\theta_0, \varphi_0)\}$:

$$\sigma_a = P_a(\theta_0, \varphi_0) / \text{Re}\{\dot{\Pi}(\theta_0, \varphi_0)\}. \quad (4.14)$$

Зависимость моностатической ЭПР от угловых координат называют диаграммой направленности рассеянного поля (диаграммой обратного рассеяния – ДОР) $F^S(\theta_0, \varphi_0)$.

Для анализа структуры рассеянного поля антенн достаточно условно выделяют следующие составляющие [67, 68, 70]:

- антенная (резонансная, модовая) составляющая, обусловленная резонансными токами на антенне, и определяемая её коэффициентом усиления и диаграммой направленности;
- терминальная составляющая, обусловленная отражением от нагрузки (терминала) антенны;
- структурная составляющая, обусловленная формой, размерами и материалом антенны, рассеянием на элементах конструкции антенны (границы различных материалов, неоднородности, детали крепления и т.п.);

вне рабочего диапазона рассеянное поле антенны обусловлено структурной составляющей.

Соотношение между коэффициентом усиления антенны и ЭПР

Антенна, как и любое тело, рассеивает падающее на неё электромагнитное поле. Полностью устранить рассеяние антенны в рабочем диапазоне невозможно. Общим соотношением, связывающим антенную составляющую ЭПР излучателя σ с коэффициентом усиления G , длиной волны λ и эффективной поверхностью антенны A_e , являются [67, 68]:

$$\sigma = G^2 \lambda^2 / 4\pi, \quad \sigma = 4\pi A_e^2 / \lambda^2, \quad (4.15)$$

при этом предполагается, что принятая антенной мощность полностью отражается от терминала антенны. Выражение совпадает с выражением для плоской металлической пластины, расположенной перпендикулярно направлению прихода плоской волны, что указывает на достаточно грубую оценку ЭПР антенны (терминал антенны имеет определённое согласование, коэффициент усиления реальной антенны зависит от частоты). При частичном согласовании антенны ЭПР можно оценить, например, по формуле, включив коэффициент отражения антенны Γ_a по формуле

$$\sigma = 4\pi A_e^2 |\Gamma_a|^2 / \lambda^2. \quad (4.16)$$

В частности, для волноводной АР с рупорными элементами, расположенными в узлах треугольной сетки с $A_e / \lambda \approx 5.0$ м и КСВН = 2 значение $\sigma \approx 25$ дБм².

Более содержательная оценка ЭПР антенн (АР), включающая влияние всех трёх составляющих имеет вид [67, 71]:

$$\sigma = \left| \sqrt{\sigma_s} - (1 - \Gamma_a) \sqrt{\sigma_a} e^{i\phi} \right|^2, \quad (4.17)$$

где σ – полная ЭПР антенны (АР), σ_s – структурная ЭПР антенны при короткозамкнутом порте, σ_a – антенная ЭПР, учитывающее влияние

импеданса порта введением коэффициента отражения Γ_a , Φ – относительная фаза между двумя слагаемыми.

Оценки интегральной ЭПР

Для оценки интегральной ЭПР (4.13) аппертурных и иных антенн можно использовать следующее неравенство:

$$s_{\perp} \leq \sigma_{\Sigma} \leq 2s_{\perp}, \quad \sigma_{\Sigma} = 2s_{\perp} - \sigma_a, \quad (4.18)$$

где s_{\perp} – площадь проекции апертуры антенны (рассеивателя) на плоскость, перпендикулярную направлению падения волны. При этом левая часть неравенства соответствует рассеянию абсолютно “чёрного” тела, когда рассеянное поле обусловлено исключительно “теневым” полем за рассеивателем (согласованная антенна и антенная решётка с единичным коэффициентом использования поверхности, падением плоской волны с направления максимума диаграммы направленности, совпадением поляризации падающей волны с поляризацией антенны на передачу), а правая часть неравенства соответствует рассеянию в предположении идеально проводящего рассеивателя.

Особенности ЭПР антенных решёток.

Отметим специфику ЭПР антенных решёток: антенная ЭПР определяется суперпозицией всех элементов АР с учётом взаимной связи между элементами; терминальная составляющая зависит от схемы возбуждения элементов. Углы θ_n возникновения лепестков рассеянного поля при облучении с направления θ_0 , отсчитываемого от нормали, для линейной АР с учётом двойного пути определяются из выражения:

$$kd(\sin \theta_n + \sin \theta_0) = 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4.19)$$

причём индекс $n = 0$ соответствует зеркально отражённой волне. Углы θ возникновения лепестков рассеянного поля при облучении с направления θ_0 с максимумами в обратном направлении (так называемые брегговские лепестки) определяется по формуле:

$$\sin \theta_0 = n\lambda/2d, \quad (4.20)$$

где θ_0 – угол падения плоской волны, отсчитываемый от нормали, d – шаг решётки, λ – длина волны, $n = \pm 1, \pm 2, \dots$.

Для достаточно больших двумерных АР для оценки рассеянного поля можно воспользоваться теорией бесконечных периодических структур, полагая, что рассеянное поле представляется в виде спектра пространственных гармоник Флоке, распространяющихся под углами $\theta_{mn}, \varphi_{mn}$, определяемых действительными решениями системы уравнений:

$$\begin{aligned} kd_x (\sin \theta_{mn} \cos \varphi_{mn} + \sin \theta_0 \cos \varphi_0) &= 2\pi m, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ kd_y (\sin \theta_{mn} \sin \varphi_{mn} + \sin \theta_0 \sin \varphi_0) &= 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (4.21)$$

где d_x, d_y – шаг решётки, θ_0, φ_0 – углы падения плоской волны, (m, n) – индекс пространственных гармоник, $k = 2\pi/\lambda$. Значения $m=0, n=0$ соответствуют зеркально отражённой волне с максимумом в направлении $\theta_{00} = \theta, \varphi_{00} = \varphi + \pi$, соответствующем максимальному значению ЭПР.

Вне рабочего диапазона (например, для волноводных АР на низких частотах, печатных антенн вне резонансной частоты и т.п.) рассеянное поле антенны обусловлено структурной составляющей.

4.3.2 Моделирование ЭПР АР дециметрового диапазона при облучении волной сантиметрового диапазона

Рассмотрим возможные подходы к численному моделированию по определению ЭПР антенных систем. Например, антенное полотно линейной ФАР дециметрового диапазона, размещенная вдоль носка подвижной консоли крыла летательного аппарата, является сильно отражающим элементом [72]. Вне полосы рабочих частот можно выделить основные рассеивающие части: многоэлементное конечное полотно АР; полость, ограниченная металлической стенкой с штифтами и радиопрозрачным обтекателем, который одновременно является частью аэродинамической

поверхности крыла, а также крыло летального аппарата. Учитывая проведенную декомпозицию можно рассчитать отдельные средние составляющие ЭПР, а затем используя методы их объединения, определить суммарную ЭПР [73]. Более продуктивным представляется второй подход – полное численное моделирование всей антенной системы (АС) на основе пространственно-временных или пространственно-частотных алгоритмов [74].

К тестированию алгоритмов численного моделирования

На рисунках 4.14, 4.15 приведены результаты расчета ДОР в главных плоскостях для тонкой металлической квадратной пластинки с размерами $a = b$ и для пластинки круглой формы с радиусом r по приближённым аналитическим формулам соответственно [75]

$$\sigma = 4\pi \left(\frac{ab}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \theta \left(\frac{\sin(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \right)^2; \quad (4.22)$$

$$\sigma = \pi k^2 r^4 \cos^2 \theta \left(\frac{2J_1(2kr \sin \theta)}{2kr \sin \theta} \right)^2, \quad (4.23)$$

а также результаты численного расчета методами конечных разностей во временной области (FDTD) и конечных элементов (FEM) [74].

Расчет выполнен на частоте $10.5f_d$, где f_d – нижняя частота рабочего диапазона (1 ГГц). В секторе углов до 30° наблюдается удовлетворительное совпадение результатов (численное моделирование не выявляет глубоких, более 10...15 дБ, "нулей" в области боковых лепестков ДОР). В секторе углов более 30° аналитические выражения дают заниженный уровень боковых лепестков, поскольку не учитывают дифракцию на ребрах пластин. Результаты численного моделирования (FDTD, FEM) совпадают между собой в секторе углов до $35...45^\circ$ и совпадают в среднем практически до 90° .

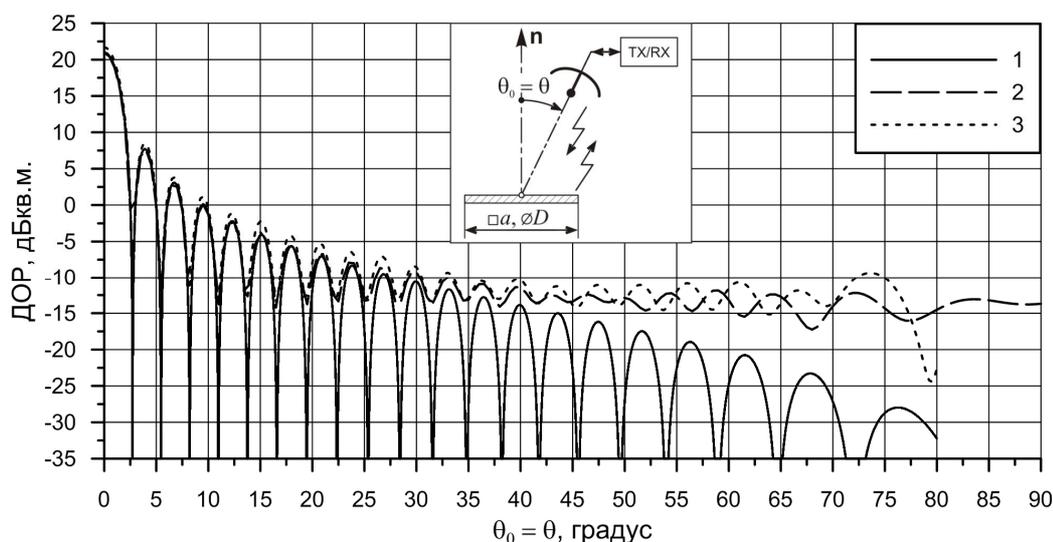


Рисунок 4.14 – Сравнение результатов расчета ДОР тонкой (1 мм) металлической квадратной пластины с длиной стороны $a = \lambda_d$, полученных тремя способами: 1 – приближенный аналитический расчет, 2 – метод FDTD, 3 – FEM.

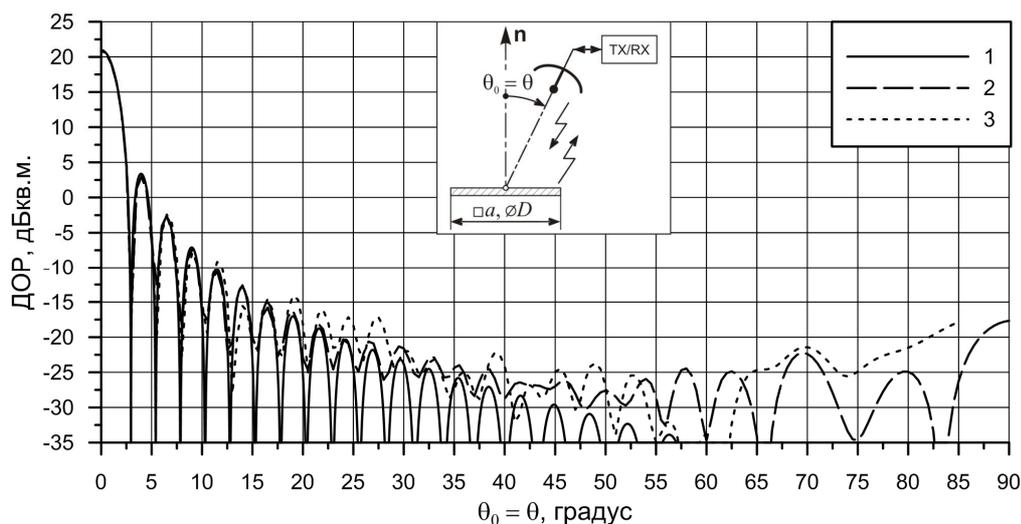
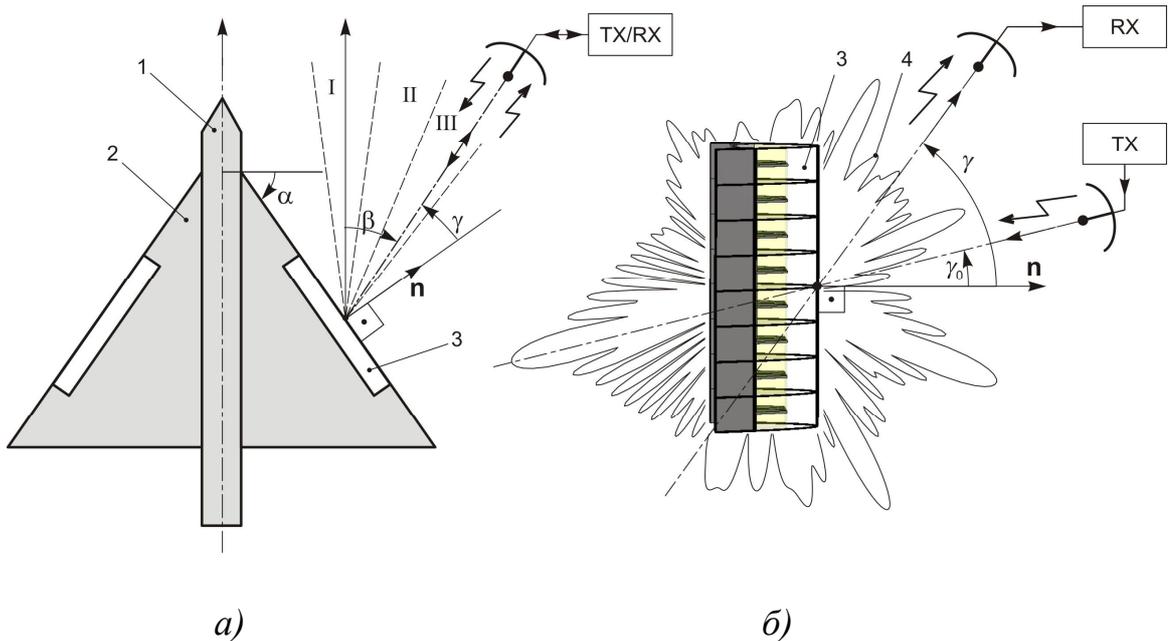


Рисунок 4.15 – Сравнение результатов расчета ДОР тонкой (1 мм) металлической круглой пластины с диаметром $D = 1.12\lambda_d$, полученных тремя способами: 1 – приближенный аналитический расчет, 2 – метод FDTD, 3 – FEM.

Оценка эффективной поверхности рассеяния излучающей системы линейной ФАР

Расположение летательного аппарата (ЛА) с установленной на нем АР относительно направления зондирования показано на рисунке 4.16 а. Угол α , который определяет стреловидность крыла, принят равным 49° . Угол

падения зондирующей волны γ_0 и направление γ регистрации рассеянного электромагнитного поля на рисунке 4.16 *a* совпадают; регистрируется ДОР как функция $\gamma = \gamma_0$. В общем случае γ_0 и γ не совпадают (рисунок 4.16 *б*), регистрируется бистатическая ЭПР как функция γ и γ_0 . Весь диапазон значений угла β контроля ДОР, отсчитываемого от строительной оси ЛА, условно разделен на три сектора (обозначены цифрами I, II и III) шириной по 15° каждый (наиболее опасные направления). Границы секторов указаны в таблице 4.1. Угол γ падения зондирующей электромагнитной волны на АР связан с углами α и β соотношением: $\angle\gamma = \angle\alpha - \angle\beta$. Направления отсчета углов β и γ на рисунке 4.16 различаются, и всему диапазону значений угла β ($-7.5^\circ \dots +37.5^\circ$) соответствует диапазон значений угла γ ($+56.5^\circ \dots +11.5^\circ$). В этом диапазоне значений угла γ проводится оценка ЭПР и ДОР.



1 – планер, 2 – крыло, 3 – антенная система,
4 – структура ЭПР при зондировании под углом γ_0

Рисунок 4.16 – К вычислению диаграммы обратного рассеяния антенной системы на борту ЛА
(TX – радиопередатчик, RX – радиоприемник).

Таблица 4.1 – Секторы для вычисления среднего значения ДОР.

Сектор	I	II	III
Ширина сектора	15°	15°	15°
Диапазон $\angle \beta$ контроля ДОР	-7.5°...+7.5°	+7.5°...+22.5°	+22.5°...+37.5°
Диапазон $\angle \gamma$ падения волны на АС	56.5°...41.5°	41.5°...26.5°	26.5°...11.5°

В качестве широкополосного элемента линейной АР дециметрового диапазона (1...1.6 ГГц) размещаемой под обтекателем в отклоняемом носке передней консоли крыла, выбрано два типа излучателей: печатный логопериодический вибраторный излучатель и печатный двухрезонансный треугольный монополярный излучатель.

При моделировании ДОР методом FDTD количество излучающих элементов $N = 8$ было ограничено с учетом требуемых вычислительных ресурсов, шаг между элементами равен $0.36\lambda_d$. Поляризация облучающей плоской волны Х - диапазона частот (8.5...12.5 ГГц) совпадает с плоскостью Е элементов АС. Значение шага по $\angle \gamma$ ($\angle \beta$) выбрано равным 1° исходя из компромисса между точностью интерполяции ДОР и требуемым количеством расчетов. Результатом однократного численного расчета является ЭПР излучающей системы во всем секторе углов во всей полосе частот электродинамического моделирования. Для ряда выбранных частот (8.5, 9.4, 10.5, 11.5, 12.5 ГГц) определяется значение ДОР. Выполняется сплайн-аппроксимация ДОР по $\angle \gamma$. Цифра в кружке под осью γ обозначает номер и место (угловое положение) соответствующего так называемому дифракционному порядку Брэгга (4.20).

На рисунках 4.17, 4.18 показаны диаграммы обратного рассеяния ФАР дециметрового диапазона (1 ГГц...1.6 ГГц), зондируемой волной Х - диапазона частот (8.5 ГГц...12.5 ГГц). По результату аппроксимации определяется среднее значение ДОР в трех секторах шириной 15°, указанных в таблице 4.1. За некий сравнительный критерий выбрано среднее значение

ДОР в секторе, равное 0.1 кв. м. В таблице 4.2 приведены средние значения ДОР в каждом секторе на выбранных частотах и средние значения по частотам и секторам.

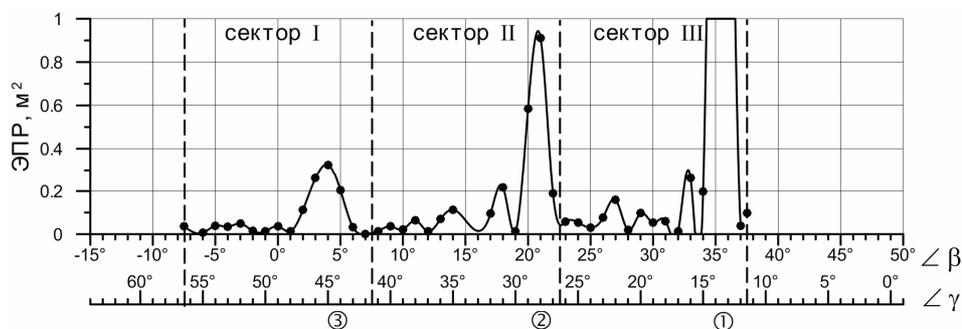
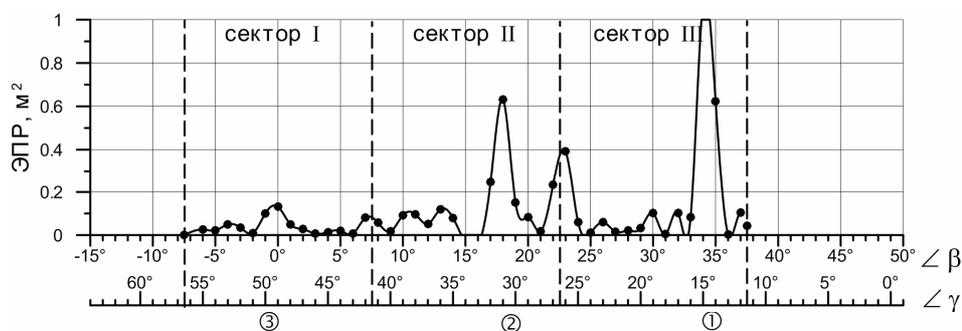
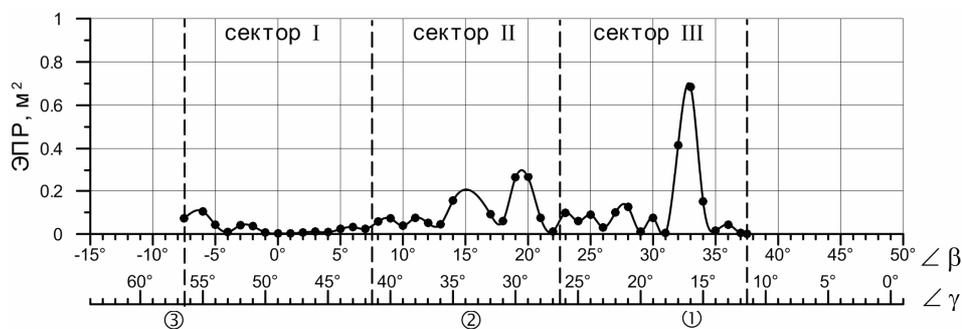
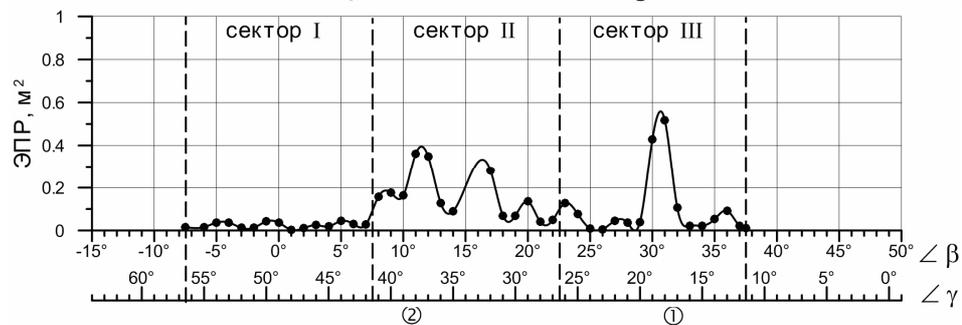
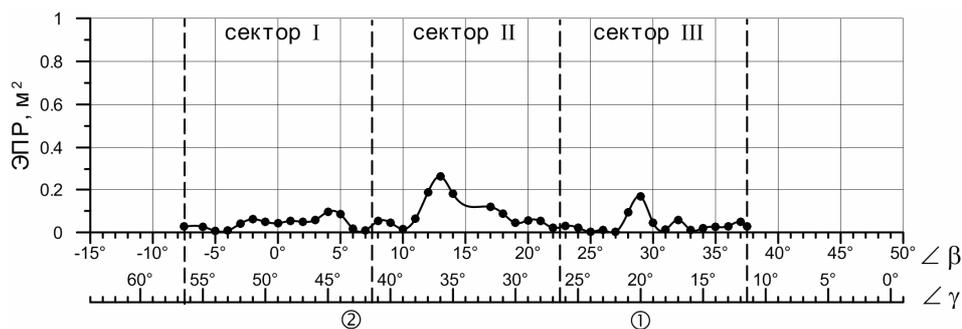


Рисунок 4.17 – Диаграмма обратного рассеяния АР на основе печатного логопериодического вибраторного излучателя.

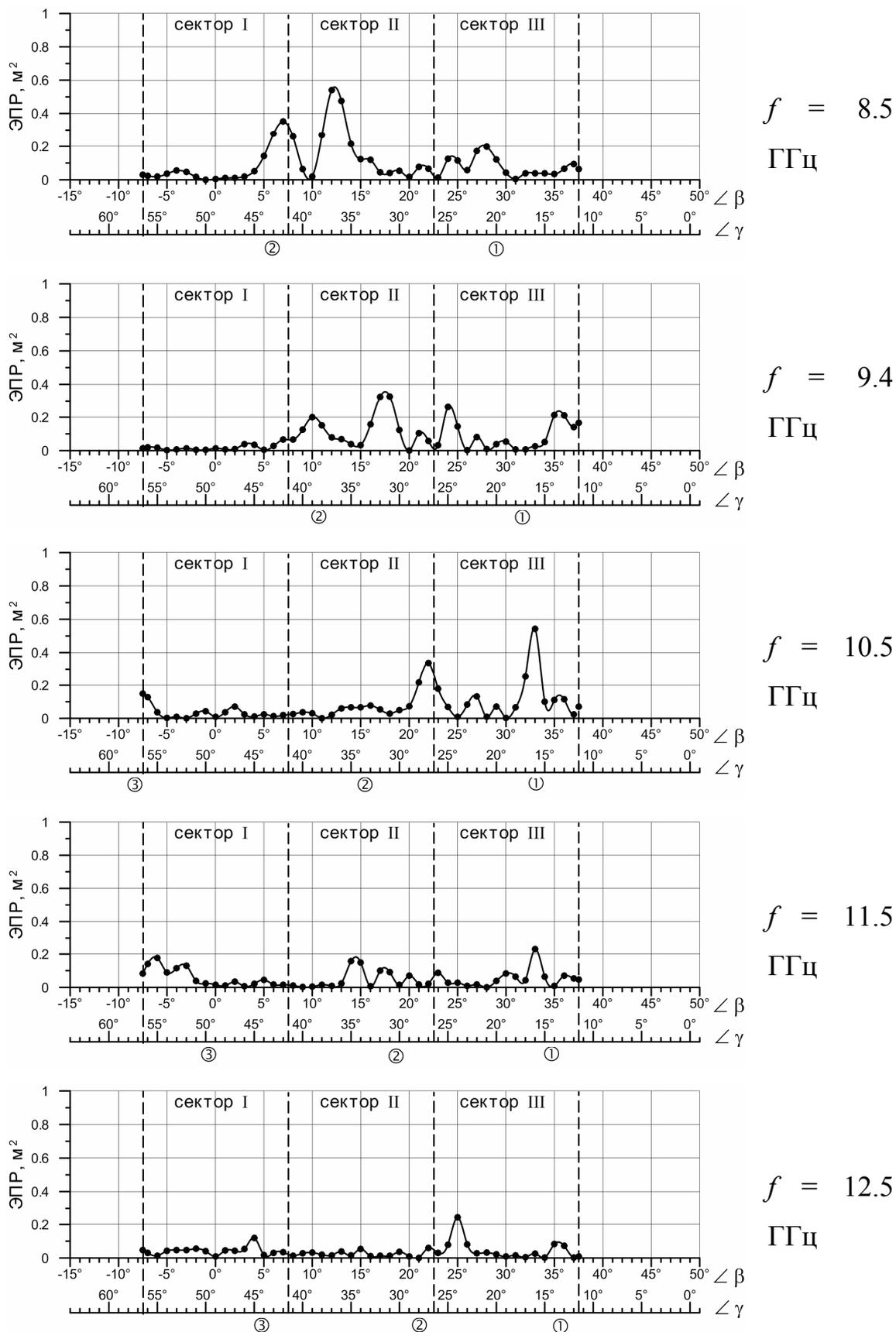


Рисунок 4.18 – Диаграмма обратного рассеяния АР на основе печатного двухрезонансного треугольного монополя.

Таблица 4.2 – Среднее значение ДОР для 8-элементной ФАР с различными типами излучающих элементов. Полужирным шрифтом выделены значения, превышающие 0.1 кв. м.

Частота, ГГц	Сектор	Среднее значение ДОР в секторе, кв. м.	
		"Монополь"	"Логопериодика"
8.5	I	0.071	0.042
	II	0.159	0.095
	III	0.077	0.038
9.4	I	0.018	0.025
	II	0.123	0.172
	III	0.086	0.106
10.5	I	0.031	0.030
	II	0.076	0.109
	III	0.119	0.126
11.5	I	0.058	0.039
	II	0.046	0.125
	III	0.055	0.179
12.5	I	0.042	0.077
	II	0.024	0.161
	III	0.048	0.515
Среднее значение по частотам и секторам		0.069	0.123

В рабочем диапазоне ДОР (ЭПР) АР определяется в основном антенной (резонансной) составляющей, поэтому для минимизации ЭПР необходимо уменьшить резонансную составляющую АР вместе с терминальной (4.17), т.е. реализовать условия согласования АР в максимальной полосе частот и секторе сканирования [67, 68]. Вне рабочего диапазона ЭПР АР определяется структурной составляющей, которая обусловлена формой и размерами АР,

материалом и шагом между элементами АР, а также конструктивными элементами и свойствами обтекателя.

Анализ рисунков 4.17-4.18 и таблицы 4.2. показывает, что вне полосы рабочих частот целесообразно использовать следующие возможные механизмы контроля (снижения, перераспределения в секторе углов) ДОР АР: формирование угловой структуры ЭПР (например, наклон плоскости решётки относительно направления излучения из наиболее опасных секторов углов), минимизация рассеяния от неоднородностей, применение поглощающих материалов и частотно-селективных поверхностей (ЧСП).

4.3.3 Сравнение АР на основе различных типов излучателей по совокупности параметров

Для сравнения выбраны АР на основе излучателей трех типов: печатный логопериодический вибраторный излучатель, двухрезонансный треугольный монополярный излучатель и металлодиэлектрический неоднородных излучатель (МНИ). Излучатели каждой решетки расположены под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла. Первые два типа излучателей и АР на их основе были подробно рассмотрены во второй и третьей главах диссертации. Параметры МНИ были получены рабочей группой кафедры «Радиофизика, антенны и микроволновая техника» Московского авиационного института (национального исследовательского университета) в рамках совместной работы с НИИ приборостроения им. Тихомирова (г. Жуковский).

Сравнение АР проводится по следующим параметрам: КСВ, КНД, ширина ДН в двух плоскостях, уровень ДОР (ЭПР) на отдельно взятых частотах, технологичность, надежность. Уровень согласования, характеристики направленности, массогабаритные параметры и значения ДОР (ЭПР) взяты из результатов полного электродинамического расчета. Такие параметры как технологичность и надежность на первых этапах разработки могут быть оценены достаточно условно. Технологичность оценивается в зависимости от количества и сложности технологических операций при производстве каждого излучателя. Оценка надежности зависит от количества "тонких" соединений: точка подведения коаксиального кабеля к излучателю, пайка различных элементов вдоль излучателя, площадь подложки (чем больше площадь, тем больше вибрационные нагрузки), толщина проводников (чем толще проводник, тем больший ток он может провести) и т.д.

Оценки технологичности и надежности

Каждой технологической операции решено присваивать от 1 до 3 баллов в зависимости от её сложности. Чем меньше суммарная сложность изготовления, тем технологичнее излучатель. Другими словами, оценка технологичности будет совпадать с суммарной сложностью изготовления антенны. Последовательность технологических операций и их сложность указана в таблицах 4.3-4.5 для каждого излучателя.

Таблица 4.3 – Последовательность технологических операций для печатного логопериодического излучателя.

Номер	Описание	Сложность
1	Фрезеровка топологии ЛПВА на обеих сторонах общей подложки (на несколько излучателей)	2
2	Сверление переходного отверстия в подложке, необходимого для возбуждения ЛПВА	1
3	Металлизация переходного отверстия	2
4	Резка общей подложки на отдельные излучатели сложной формы	2
5	Пайка коаксиального кабеля вдоль распределительного фидера ЛПВА	2
6	Резка диэлектрика для верхнего и нижнего слоев ламинации ЛПВА	2
7	Клейка верхнего и нижнего слоев ламинации на поверхность ЛПВА	2
8	Сверление многослойной подложки ЛПВА для последующего крепления	1
9	Изготовление металлического основания с элементами крепления антенны	2
10	Крепление антенны к металлическому основанию	1
11	Заполнение воздушных полостей диэлектрическим вспененным наполнителем	1
12	Монтаж разъема на коаксиальный кабель	1
		Σ 19

Таблица 4.4 – Последовательность технологических операций для печатного двухрезонансного треугольного монополюсного излучателя.

Номер	Описание	Сложность
1	Фрезеровка топологии излучателя на обеих сторонах общей подложки (на несколько излучателей)	2
2	Сверление подложки излучателя для последующего крепления	1
3	Сверление переходного отверстия в подложке	1
4	Металлизация переходного отверстия	2
5	Резка общей подложки на отдельные излучатели прямоугольной формы	1
6	Изготовление металлического уголка с элементами крепления антенны	2
7	Крепление антенны к металлическому основанию	1
8	Монтаж корпусного разъема	1
9	Заполнение воздушных полостей диэлектрическим вспененным наполнителем	1
		Σ 12

Таблица 4.5 – Последовательность технологических операций для МНИ.

Номер	Описание	Сложность
1	Фрезеровка топологии МНИ и питающего полоска на обеих сторонах первой подложки (на несколько излучателей)	2
2	Фрезеровка топологии МНИ на одной стороне второй подложки (на несколько излучателей)	1
3	Точное склеивание двух общих подложек	3
4	Склеивание двухслойной подложки с диэлектрическими слоями ламинации	2
5	Резка общей многослойной подложки на отдельные излучатели сложной формы	3
6	Сверление многослойной подложки МНИ для	1

	последующего крепления	
7	Изготовление металлического основания с элементами крепления антенны	2
8	Крепление антенны к металлическому основанию	1
9	Монтаж корпусного разъема	1
	Заполнение воздушных полостей диэлектрическим вспененным наполнителем	1
		Σ 17

Было выбрано некоторое значение надежности, которое взято за максимальное. Пусть максимальная надежность будет равна 100 баллам и будет соответствовать некоторому идеальному излучателю с площадью поверхности $S = 50 \text{ см}^2$, с жестким корпусным разъемом, шириной проводников (полосков) не менее 2 мм и без дополнительных паяных соединений. Превышение площади идеального излучателя на один см^2 соответствует снижению надежности на 1 балл с округлением всегда в большую сторону. Уменьшение ширины проводника (полоска) на 0.1 мм относительно соответствующей ширины идеального излучателя ведет к снижению надежности на 1 балл с округлением в большую сторону. Введем соответствие между конструктивными и функциональными элементами антенн, снижающими надежность, и степенью понижения надежности в баллах (таблица 4.6).

С точки зрения конструктивной и электрической надежности наилучший из рассмотренных - металлодиэлектрический неоднородный излучатель. Совсем не значительно ему уступает монополярный излучатель. Логопериодический излучатель обладает наименьшей надежностью, что обусловлено, в первую очередь, необходимостью снижать толщину вибраторов ЛПВА в соответствии с соотношениями, представленными в главе 2.

Таблица 4.6 – Параметры, снижающие надежность.

Тип излучателя	Наименование конструктивного (функционального) элемента или параметра	Снижение надежности
Логопериодический	Паяное соединение центральной жилы коаксиального кабеля с металлизированным отверстием	3
	Пайка оплетки кабеля вдоль распределительного фидера	1
	Площадь поверхности излучателя $S = 51 \text{ см}^2$	1
	Наименьшая ширина проводника 0.8 мм	12
		$\Sigma 17$
		Надежность: 83
Монопольный	Площадь поверхности излучателя $S = 51 \text{ см}^2$	1
	Наименьшая ширина проводника 6.5 мм	0
		$\Sigma 1$
		Надежность: 99
МНИ	Площадь поверхности излучателя $S = 49 \text{ см}^2$	0
	Наименьшая ширина проводника 2.15 мм	0
		$\Sigma 0$
		Надежность: 100

Чтобы рассчитать интегральный технический показатель для каждого излучателя необходимо просуммировать все технические показатели с учетом весовых коэффициентов, которые определяются методом экспертных оценок и отражают степень значимости показателя:

$$I_k = \sum_{i=1}^n g_i A_i \quad (4.24)$$

где I_k – интегральный технический показатель k -го излучателя, n – количество технических показателей, g_i – весовой коэффициент (степень значимости) i -го показателя, A_i – значение i -го технического показателя.

С точки зрения удобства все технические показатели и весовые коэффициенты для каждого излучателя сведены в таблицу 4.7.

Анализируя таблицу 4.7 можно сделать следующий вывод: ни один из рассмотренных излучателей не выигрывает у других и не проигрывает другим по всем параметрам. Другими словами, нет однозначно лучшего или худшего решения. Для окончательного принятия решения необходимо прибегать к компромиссу, который выражается в значениях весовых коэффициентов, отвечающих за уровень значимости технических показателей. При выборе весовых коэффициентов использовался следующий принцип: если параметр необходимо снижать, например КСВ, то весовой коэффициент выбирается отрицательный (чем ниже значение параметра, тем меньше он снижает значение интегрального показателя); если параметр необходимо повышать, например КНД, то значение выбирается положительное. Таким образом, лучшим элементом по совокупности параметров будет элемент с максимальным значением интегрального показателя. Для выбранных весовых коэффициентах наилучшим излучателем оказался двухрезонансный треугольный монополь.

Таблица 4.7 – Интегральная оценка технических показателей излучателей АР.

Параметр, оценка	Весовой коэффициент g_i	Логопериодический излучатель		Монопольный излучатель		МНИ	
		A_i	$g_i A_i$	A_i	$g_i A_i$	A_i	$g_i A_i$
Максимальное значение КСВ в полосе частот 1–1.6 ГГц при синфазном возбуждении	-10	2.0	-20	1.8	-18	2.1	-21
Максимальное значение КСВ в полосе частот 1–1.6 ГГц при отклонении луча на 45°	-10	2.7	-27	2.9	-29	3.0	-30
Значение КНД на частоте 1 ГГц	2	13.14	26.28	12.15	24.3	11.75	23.5
Значение КНД на частоте 1.3 ГГц	2	14.75	29.5	12.26	24.52	13.73	27.46
Значение КНД на частоте 1.6 ГГц	2	13.96	27.92	13.75	27.5	14.93	29.86
Ширина ДН в E -плоскости на частоте 1 ГГц	0.2	179.0	35.8	153.7	30.74	80.9	16.18
Ширина ДН в E -плоскости на частоте 1.3 ГГц	0.2	112.7	22.54	185.5	37.1	114.6	22.92
Ширина ДН в E -плоскости на частоте 1.6 ГГц	0.2	170.6	34.12	151.0	30.2	136.5	27.3

Ширина ДН в H -плоскости на частоте 1 ГГц	-1	17.5	-17.5	13.7	-13.7	12.8	-12.8
Ширина ДН в H -плоскости на частоте 1.3 ГГц	-1	13.3	-13.3	10.7	-10.7	10.2	-10.2
Ширина ДН в H -плоскости на частоте 1.6 ГГц	-1	11.8	-11.8	8.7	-8.7	8.2	-8.2
Среднее значение ДОР для 8-элементной АР по частотам и секторам	-20	0.123	-2.46	0.069	-1.38	0.152	-3.04
Технологичность	-1	19	-19	12	-12	17	-17
Надежность	1	83	83	99	99	100	100
Интегральный технический показатель	-	-	$\Sigma 148.1$	-	$\Sigma 179.88$	-	$\Sigma 144.98$

4.4 Выводы

1. Приведены основные соотношения гибридного метода ММ-ФО для расчета электродинамических задач большой размерности.
2. Проведено тестирование гибридного метода ММ-ФО на модельной задаче (вibrator, размещенный над кубом). Показано, что погрешность метода при расчете модельной задачи не превышает 1 % для наихудшего случая и снижается до 0,2 % с ростом размерности задачи, а времени вычисления и затраты оперативной памяти сокращаются в 7 раз, если длина стенки куба равна длине волны, и в 250 раз, если длина стенки куба равна пяти длинам волн.
3. Проведена оценка влияния объекта-носителя на характеристики выбранных ФАР на основе логопериодических и монополярных печатных излучателей. Показано, что влияние крыла объекта-носителя не превышает уровня -25 дБ при синфазном возбуждении ФАР и уровня -15 дБ при отклонении луча на 45°.
4. Рассмотрены особенности оценки моностатической и бистатической ЭПР ФАР. Проведено тестирование численных алгоритмов и представлена диаграмма обратного рассеяния ФАР из логопериодических и монополярных излучателей дециметрового диапазона с рабочим диапазоном частот 1...1.6 ГГц при облучении волной сантиметрового диапазона в полосе 8.5...12.5 ГГц.
5. Проведено сравнение по совокупности параметров ФАР на основе излучателей трех типов: печатный логопериодический vibratorный излучатель, двухрезонансный треугольный монополярный излучатель и металлодиэлектрический неоднородных излучатель (МНИ). Излучатели каждой решетки расположены под радиопрозрачным обтекателем в передней кромке отклоняемого носка крыла.

Заключение

Диссертация посвящена особенностям размещения широкополосной ФАР дециметрового диапазона с широкоугольным сканированием в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла.

В результате исследований, проведенных в рамках поставленных задач, получены следующие основные результаты:

1. Определен принцип построения широкополосного излучающего полотна линейной бортовой широкополосной многофункциональной сканирующей ФАР и сформулированы технические требования к ней.

2. Проведен аналитический обзор излучающих элементов ФАР, удовлетворяющих заданным требованиям. Показано, что традиционные печатная логопериодическая антенна и металлодиэлектрический неоднородный излучатель значительно превышают выделенный размер и требуют дополнительных мер по снижению габаритов. Габаритные размеры монополюсного излучателя сопоставимы с выделенным пространством, однако требуют корректировку размеров в меньшую сторону.

3. Предложены меры снижения габаритных размеров печатного логопериодического излучателя: использование вибраторов сложной формы для наращивания пути тока, помещение печатной антенны в симметричный диэлектрический слой (ламинирование подложки).

4. Проведено численное моделирование бесконечной и конечной 12-ти элементной линейной АР на основе логопериодических излучателей в рабочей полосе 1...1.6 ГГц, размещенной в переднем отсеке отклоняемого носка крыла ЛА с учетом взаимного влияния излучающих элементов, конструктивных (несущих) и аэродинамических элементов крыла (П-образного резонансного короба, образованного несущими балками, и радиопрозрачного диэлектрического обтекателя). Получены характеристики согласования и направленности конечной решетки.

5. Исследовано влияние П-образного металлического короба, образованного несущими балками крыла ЛА и элементов крепления

подложки, которые используются для управления уровнем взаимной связи между печатными ЛПВА и элементами конструкции крыла, на характеристики антенны. Показано что П-образный короб можно считать широкополосным рефлектором, работающим совместно с логопериодическим излучателем, который смещает нижнюю границу рабочей полосы частот на 300-400 МГц.

6. Проведена оптимизация на основе генетического алгоритма структуры ЛПВА, размещенной в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла. Показано, что полоса оптимальной ЛПВА расширяется на 200 МГц, КНД на верхней частоте возрастает на 0,5 дБ, оставаясь неизменным на других частотах диапазона.

7. Разработана конструкция логопериодической антенны, размещенной в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла.

8. Показано, что антенная решетка из печатных логопериодических элементов, расположенная в ограниченном пространстве (площадь элемента примерно $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла летательного аппарата, обеспечивает сканирование в секторе $\pm 45^\circ$ по уровню КСВН ≤ 3 в рабочей полосе частот 1...1.6 ГГц.

9. Проведено численное моделирование бесконечной и конечной 12-ти элементной линейной АР на основе монополярных излучателей в рабочей полосе 1...1.6 ГГц, размещенной в переднем отсеке отклоняемого носка крыла ЛА с учетом взаимного влияния излучающих элементов, конструктивных и аэродинамических элементов крыла (П-образного резонансного короба, образованного несущими балками, и радиопрозрачного диэлектрического обтекателя). Получены характеристики согласования и направленности конечной решетки.

10. Исследовано влияние П-образного металлического короба на характеристики антенны. Разработана конструкция монополярного

излучателя, размещенного в ограниченном пространстве в переднем отсеке отклоняемого носка крыла.

11. Показано, что антенная решетка из печатных монополярных элементов, расположенная в ограниченном пространстве (площадь элемента примерно $0.25\lambda_{\max} \times 0.25\lambda_{\max}$) в переднем отсеке отклоняемого носка подвижной консоли крыла, обеспечивает сканирование в секторе $\pm 45^\circ$ по уровню КСВН ≤ 2.8 в рабочей полосе частот 1...1.6 ГГц.

12. Проведено тестирование гибридного метода ММ-ФО на модельной задаче (вибратор, размещенный над кубом). Показано, что погрешность метода при расчете модельной задачи не превышает 1 % для наихудшего случая и снижается до 0,2 % с ростом размерности задачи, а времени вычисления и затраты оперативной памяти сокращаются в 7 раз, если длина стенки куба равна длине волны, и в 250 раз, если длина стенки куба равна пяти длинам волн.

13. Проведена оценка влияния объекта-носителя на характеристики выбранных ФАР на основе логопериодических и монополярных печатных излучателей. Показано, что влияние крыла объекта-носителя не превышает уровня -25 дБ при синфазном возбуждении ФАР и уровня -15 дБ при отклонении луча на 45° .

14. Рассмотрены особенности оценки моностатической и бистатической ЭПР ФАР. Проведено тестирование численных алгоритмов и представлена диаграмма обратного рассеяния ФАР из логопериодических и монополярных излучателей дециметрового диапазона с рабочим диапазоном частот 1...1.6 ГГц при облучении волной сантиметрового диапазона в полосе 8.5...12.5 ГГц.

15. Проведено сравнение по совокупности параметров ФАР на основе излучателей трех типов: печатный логопериодический вибраторный излучатель, двухрезонансный треугольный монополярный излучатель и металлодиэлектрический неоднородных излучатель (МНИ). Для выбранных

весовых коэффициентах наилучшим излучателем оказался двухрезонансный треугольный монополь.

Список литературы

1. Радиолокационные системы специального и гражданского назначения. 2010-2012: коллективная монография / Под ред. Ю.И. Белого, М.: Радиотехника, 2011. 920 с.
2. И.А. Балина, Т.А. Ломовская, Г.Ф. Моссейчук, А.И. Синани. Излучающая система, размещенная в отклоняемом носке крыла. // Антенны №8, М.: Радиотехника, 2008 г., 65 - 69 с.
3. В.А. Munk. Finite antenna arrays and FSS. // John Wiley & Sons, 2003, pp. 181-213.
- 4 R.C. Hansen. Linear connected arrays // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. , vol. 3, pp. 154–156, 2004.
5. Modern antenna handbook. Ed. C.A. Balanis. // John Wiley & Sons, 2008. –pp. 1680.
6. H.A. Wheeler. Simple relations derived from a phased-array antenna made of an infinite current sheet. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-13, № 7, 1965, pp. 506-514.
7. Lewis L.R., Fasset M., Hunt J.A broad-band stripline array element. / Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 1974, pp. 335-337.
8. D. Schoubert. A class of E-plane scan blindnesses in single-polarized arrays of tapered-slot antennas with a ground plane // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. - Vol. 44, № 7, 1996, pp. 954-959.
9. Shin J., Schaubert D.H. A parameter study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, No. 5, 1999, pp. 879-886.
10. Yun T.-Y., Chang K.A. Low-cost 8 to 26.5 GHz phased-array antenna using a piezoelectric transducer controlled phase shifter. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, No. 9, 2001, pp. 1290-1298.
11. Yun T.-Y, Wang C., Zepeda P., Rodenbeck C. T., Coutant M. R., Li M., Chang K. A 10– to 21–GHz. Low-cost, multifrequency, and full-duplex phased-

array antenna system. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, No. 5, 2002, pp. 641-650.

12. Holter H., Steyskal H. On the size requirement for finite phased array models. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, No. 16, 2002, pp. 836-840.

13. Ellgardt A., Wikstrom A.A. Single polarized triangular grid tapered-slot array antenna. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, No. 9, 2009, pp. 2599-2697.

14. Воскресенский Д.И., Котов Ю.В., Овчинникова Е.В. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решёток (обзор работ). // Антенны №11 (102), М.: Радиотехника, 2005, с. 7-21.

15. P. Friederich et al. A new class of broadband planar apertures. / Proceedings of the 2001 Antenna Application Symposium, Allerton Park, September, 2001, pp. 561-587.

16. Thors B., Steyskal H. Broad-band fragmented aperture phased array element design using genetic algorithms. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, No. 10, 2005, pp. 3280-3287.

17. Р. Керел. Расчет логопериодических вибраторных антенн. /Сб «Сверхширокополосные антенны»; под ред. Л С Бененсона М. Мир – 1964, 296-319 с.

18. Б.М. Петров, Г.И. Костромитин, Е.В. Горемыкин Логопериодические вибраторные антенны. // М. Горячая линия – телеком, 2005.

19. Яцкевич В.А., Микиров А.Н. Печатная логопериодическая антенна и её сравнение с антенной Вивальди // Антенны № 6 (169), М.: Радиотехника 2011, 27-34 с.

20. R. Pantoja, A. Sapienza, and F.M. Filho. A microwave printed planar log-periodic dipole array antenna. // IEEE Trans. Antennas Propag., vol.35, no. 10, pp. 1176–1178, Oct. 1987.

21. Chao Yu, Wei Hong, Leung Chiu, Guohua Zhai, Chen Yu, Wei Qin, Zhenqi Kuai. Ultrawideband printed Log-Periodic Dipole Antenna with multiple notched bands. // IEEE Trans. Antennas Propagat., №3, 2011, pp. 725-732.

22. S. M. Hashemi, V. Nayyeri, M. Soleimani, A. Mallahzadeh. Designing a compact-optimized planar dipole array antenna. // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters., №10, 2011, pp. 243-246.

23. Gheethan A.A., Anagnostou D.E. The design and optimization of planar LPDAs. / PIERS, Vol. 4, №8, pp. 811-814.

24. Dimitris E. Anagnostou, John Papapolymerou, Manos M. Tentzeris, Christos G. Christodoulou. A Printed Log-Periodic Koch-Dipole Array (LPKDA). // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters., №10, 2011, pp. 243-246.

25. Sharma S.K., Shafai L. Investigation on minimized endfire vertically polarized quasi-fractal log-periodic zigzag antenna. // IEEE Trans. Antennas Propagat., №8, 2004, pp. 1957-1962.

26. Merli F., Zurcher J-F., Freni A. Skrivervik A.K. Analysis, design and realization of a novel directive ultrawideband antenna. // IEEE Trans. Antennas Propagat., №4, 2009, pp. 3458-3466.

27. Ziolkowski R.W., Jin P. Metamaterial-based dispersion engineering to achieve high fidelity output pulses from a log-periodic dipole array. // IEEE Trans. Antennas Propagat., №12, 2008, pp. 3619-3629.

28. Верига Б.А., Полухин Г.А., Ушаков Г.С., Яцкевич В.А. Широкополосные фазированные решётки из логопериодических вибраторных антенн. / Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике, №4, М.: Высшая школа 1980, 95-132 с.

29. Кудин В.П. Ослепление плоской ФАР из логопериодических вибраторных антенн. // Антенны, №12, М.: изд. Радиотехника, 2007, 58-62 с.

30. Frank B. Gross Frontiers in antennas. Next generation Design & Engineering // McGraw-Hill, 2011.

31. N. Schuneman, J. Irion, and R. Hodges. Decade bandwidth tapered notch antenna array element. / Proceedings of the 2001 Antenna Applications Symposium, Allerton Park, Monticello, IL, Sep. 2001, pp. 280–294.
32. K. Trott, B. Cummings, R. Cavener, M. Deluca, J. Biondi, and T. Sikina. Wideband phased array radiator. / Proc. IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology, 2003, pp. 383–386.
33. M. B. Davis. Wide-band L-band corporate fed antenna for space based radars. / U. S. Patent 5.227.808, Jul. 1993.
34. C. Hemmi, R.T. Dover, F. German, A. Vespa. Multifunction wide-band array design // IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 47, no. 3, March 1999, pp. 425–431.
35. D. H. Schaubert, A. O. Boryssenko, A. Van Ardenne, J.G. Bij de Vaate, C. Craeye. The square kilometer array (SKA) antenna. / Proc. IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology, 14–17 Oct. 2003, pp. 351–358.
36. R. Maaskant, M. Popova, R. van den Brink. Towards the design of a low-cost wideband demonstrator tile for the SKA. / First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 6–10 Nov. 2006, pp. 1–4.
37. Y. Yang, C. Zhang, and A. E. Fathy. Development and implementation of ultra-wideband see-through-wall imaging system based on sampling oscilloscope. // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 7, pp. 465–468, 2008.
38. S. Balling, M. Hein, M. Hennhofer, G. Sommerkorn, R. Stephan, and R. Thoma. Broadband dual polarized antenna arrays for mobile communication applications. / 33rd European Microwave Conference, vol. 3, 7–9 Oct. 2003, pp. 927–930.
39. R. A. York, Z. B. Popovic. Active and Quasi-Optical Arrays for solid-State Power Combining. // Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 1997.
40. J. Liang, Choo C. Chiau, X. Chen, Clive G. Parini. Study of a Printed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Systems // IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 53, №. 11, 2005

41. J. Martínez-Fernández, V. de la Rubia, J. M. Gil, J. Zapata. Frequency Notched UWB Planar Monopole Antenna Optimization Using a Finite Element Method-Based Approach. // *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 56, №. 9, 2008.
- 42 C. T. P. Song, Peter S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz. Shorted Fractal Sierpinski Monopole Antenna. // *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 52, №. 10, 2004.
- 43 H. Oraizi, S. Hedayati. Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals. // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, 2011.
- 44 M. N. Jahromi, A. Falahati, Rob. M. Edwards. Bandwidth and Impedance-Matching Enhancement of Fractal Monopole Antennas Using Compact Grounded Coplanar Waveguide. // *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 59, №. 7, 2011.
45. R. Eshtiaghi, J. Nourinia, C. Ghobadi. Electromagnetically Coupled Band-Notched Elliptical Monopole Antenna for UWB Applications. // *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 58, №. 4, 2010.
46. M. Naser-Moghadasi, H. Rousta, and B. S. Virdee. Compact UWB Planar Monopole Antenna. // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, 2009.
47. Best S.R. On the performance properties of the Koch fractal find other bent wire monopoles. // *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, №6, 2003.
48. Антенны и устройства СВЧ / Под ред. Д.И. Воскресенского, М.: МАИ, 1999.
49. Темченко В.С. Моделирование сверхширокополосных антенн частотно-зависимыми элементарными источниками излучения. // *Антенны*. № 3, М.: Радиотехника, 2011, с. 25-35.
50. Pantoja M. F., Bretones A. R., Ruiz F. G. Particle-Swarm Optimization in Antenna Design Optimization of Log-Periodic Dipole Arrays. // *IEEE Trans. Antennas Propagat. Magazine* 2007. V. 49. №4. P. 3619-3629.
51. –Фельд Я.Н. Техника сверхвысоких частот. // М.: Советское радио, 1952.

52. M. Gopikrishna, Deepti Das Krishna, C. K. Anandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan Design of a Compact Semi-Elliptic Monopole Slot Antenna for UWB Systems // IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 57, №. 6, 2009.
53. M. Cabedo-Faberes, M. Ferrando-Bataller. Innovative wide-band planar monopole antenna for multi-service mobile systems. / AP2000 Millennium Conference on Antennas & Propagation, Davos, Switzerland 9-14 April 2000.
54. Ammann, M.J, Zhi Ning Chen. A wide-band shorted planar monopole with bevel. // IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 51, №. 4, 2004.
55. S. Radiom, H. Aliakbarian, Guy A. E. Vandenbosch, Georges G. E. Gielen. An effective technique for symmetric planar monopole antenna miniaturization. // IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 57, №. 10, 2009.
56. R. F.Harrington. Field Computation by Moment Methods. // New York: MacMillan, 1968.
57. A. Taflove, S. Hagness. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, 3 ed., // Boston: Artech House, 2005.
58. Volakis J.L., Chatterjee A., Kempel L.C. Finite element method for electromagnetic. // New York: IEEE Press, 1998, p. 344.
59. D.D. Davidson. Computational electromagnetics for RF and microwave engineering. // Cambridge: University press, 2005, p. 405.
60. G.A. Thiele. Overview of selected hybrid methods in radiating system analysis. / Proceedings of the IEEE, IEEE Press, 1992, p. 66 - 78.
61. Wei-Jiang Zhao, Li, J.L.-W., Li Hu. Efficient Current-Based Hybrid Analysis of Wire Antennas Mounted on a Large Realistic Aircraft. // Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. IEEE Press, 2010, p. 2666 – 2672.
62. J. Van Bladel. Electromagnetic fields. / IEEE Press, Wiley & Sons, 2007, p. 1155.
63. Плу́нский П., Антонов В., Зенкин В., Гордюков Н., Бедретдинов И. Истребитель Су-27. Начало истории. // М.: Бедретдинов и Ко, 2005.
64. Фомин А. Су-27. История истребителя. // М.: Интервестник, 2004.

65. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория/ Под. Ред Я.Д. Ширмана.– М.: МАКВИС, 1998, 828 с.
66. Crispin J.W., Siegel K.M. Methods of radar cross section analysis. // New York: Academic Press, 1968.
67. Knott E.F., Shaeffer J.F., Tuley M.T. Radar cross section. // Scitech Publishing, 2004.–P. 637.
68. Kesler O.B., Pasquan D., Pellet L. Antenna scattering and design consideration. In Modern antenna handbook. / Ed. C. A. Balanis, John Wiley & Sons, 2008, pp. 1035-1078.
69. Справочник по антенной технике / Под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зелкина, М.: ИПРЖР, 1997. с. 256.
70. Пономарёв Л.И., Попов В.В. Рассеивающие свойства антенн и фазированных антенных решёток. // М.: Изд-во РУДН, 2003.
71. Бененсон Л.С., Фельд Я.Н. Рассеяние электромагнитных волн антеннами (обзор). // М.: Радиотехника и электроника, 1988, №2, с.225-246.
72. Радиолокационные системы специального и гражданского назначения / Под ред. Ю.И. Белого, М.: Радиотехника. 2011. с. 920.
73. Алексеев А.Г., Штагер Е.А., Козырев С.В. Физические основы технологии STEALTH. // Санкт-Петербург: Изд. ВВМ, 2007.
74. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. // М.: Изд. Радиотехника, 2012.–336 с.
75. Гринев А.Ю., Синани А. И., Багно Д. В., Мосейчук Г.Ф. Расширение полосы рабочих частот многофункциональных фазированных антенных решёток. / Труды IV Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», 2010, Москва, ИРЭ, стр. 266-270.
76. Frontiers in antennas: next generation design & engineering. // Ed. Frank B. Gross, McGraw-Hill , 2011, pp.526.