

Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)

На правах рукописи



Кондратьева Светлана Геннадьевна

***ДВУХЧАСТОТНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ МОБИЛЬНАЯ АНТЕННАЯ
РЕШЁТКА РЛС L-ДИАПАЗОНА***

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

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук
профессор Д.И. Воскресенский

Москва 2015 г

Оглавление

Введение	5
Актуальность темы диссертации	5
Цель и задачи работы	8
Методы исследования	9
Научная новизна работы	9
Практическая значимость результатов работы.....	10
Реализация и внедрение результатов работы	10
Достоверность полученных результатов	10
Основные положения, выносимые на защиту	10
Апробация результатов работы	11
Публикации	14
Личный вклад	15
Объем и структура работы.....	15
Глава 1. Антенные решётки мобильных радиоэлектронных комплексов систем определения государственной принадлежности	18
1.1 Задачи построения антенных решёток мобильных систем ОГП	18
1.2 Постановка задачи	21
1.3 Антенные решётки	24
1.4 Выводы.....	29
Глава 2. Излучающее полотно фазированной антенной решётки государственного опознавания	30
2.1 Широкополосные излучатели	30
2.1.1 Излучатель Вивальди	30
2.1.2 Плоский широкополосный излучатель.....	33
2.1.3 Модифицированный толстый вибраторный излучатель	35
2.1.4 Широкополосный вибраторный излучатель	39
2.1.5 Широкополосный вибраторный излучатель с трансформатором...	41
2.1.6 Модифицированный широкополосный пластинчатый уголкового вибраторный излучатель	43

2.2 Особенности формирования суммарной, разностной диаграмм направленности и диаграммы направленности канала подавления боковых лепестков при работе в двухчастотных диапазонах.....	50
2.3 Канал подавления боковых лепестков	58
2.4 Статистический анализ характеристик направленности антенной решётки	60
2.5 Выводы.....	66
Глава 3. Распределительная система.....	68
3.1 Общие соображения	68
3.2 Моноимпульсный делитель	73
3.2.1 Суммарный делитель мощности.....	73
3.2.2 Разностный делитель мощности	85
3.3 Частотный диплексер	94
3.4 Косекансный делитель	96
3.4.1 Формирование косекансной ДН	97
3.4.3 Моделирование схемы деления	99
3.5 Выводы.....	104
Глава 4. Уменьшение УБЛ в антенных решётках путём пространственного размещения элементов	106
4.1 Предварительные соображения и состояние вопроса	106
4.2 Антенные решётки с угловым профилем апертуры	109
4.3 ФАР с пространственным смещением подрешёток	112
4.3 Ступенчатое размещение элементов решётки	114
4.4 Влияние амплитудных и фазовых ошибок на характеристики антенных решёток с пространственным размещением элементов и гексагональной структурой	118
4.5 Выводы.....	125
Заключение.....	127
Список сокращений	129
Литература.....	130

Приложение А: Метод расчёта статистических свойств антенных решёток	141
Метод расчёта диаграммы направленности антенной решётки	141
Метод расчёта статистических свойств антенной решётки.....	143
Метод расчёта пространственной ДН антенной решётки.....	147

Введение

Актуальность темы диссертации

В настоящее время к антенным системам мобильных радиоэлектронных комплексов предъявляются достаточно жёсткие требования по уровню бокового излучения. Низкий уровень бокового излучения сложно реализовать при проектировании бортовых радиоэлектронных систем (РЭС) различного назначения, так как они имеют ограничения по массогабаритным характеристикам [1]. В последнее время также возникает необходимость расширения функциональных возможностей антенн, которое достигается многочастотным или широкополосным режимом работы. В большинстве РЭС добавляется необходимость обеспечения моноимпульсного режима работы и формирования диаграммы направленности (ДН) специальной формы в нескольких диапазонах или широкой полосе частот. Аналогичные задачи возникают и при создании наземных многодиапазонных интегрированных радиоэлектронных комплексов (ИРЭК), устанавливаемых на мобильных объектах. Интегрированный радиоэлектронный комплекс включает ряд РЭС. Так радиолокационную станцию (РЛС) дальнего обнаружения, работающую в X -диапазоне, необходимо дополнить РЭС определения государственной принадлежности (ОГП), которая работает в двух диапазонах на двух различных частотах. Общие принципы построения таких антенн ИРЭК основываются на разделении антенной системы на отдельные составные части и проработке каждого из них в отдельности, а затем всей системы в целом.

Размещение таких ИРЭК на мобильном объекте выдвигает жёсткие массогабаритные ограничения на антенные системы, а для обеспечения дальности действия необходим высокий энергетический потенциал. Увеличение его путём поднятия усиления антенны исключается, в связи с отсутствием конструктивной возможности увеличения апертуры излучающей системы. Также возможность увеличения энергетического потенциала ограничивается требованием низкого уровня боковых лепестков (УБЛ).

В системе ОГП, разработке антенной системы которой посвящена настоящая работа, используется ДН с рабочими частотами $f_1=1,055$ ГГц и $f_2=1,495$ ГГц и рабочими полосами порядка единиц процентов [2, 3]. Отсюда следуют требования построения двухчастотной ФАР в L -диапазоне, размещаемой совместно с РЛС в X -диапазоне мобильного комплекса двойного назначения.

Дальнейшее совершенствование характеристик РЭС связано с помехоустойчивостью, помехозащищённостью работы всей системы, а это, в свою очередь, определяется уровнем боковых лепестков (УБЛ) антенной решётки (АР).

В современных АР реализация малого УБЛ встречает значительные трудности в конструкторско-технологической части, а также обеспечение низкого УБЛ неминуемо приводит к падению усиления. Поэтому в работе целесообразно провести изыскание способов, которые позволили бы в какой-то мере разрешить эту задачу.

Возможно разрабатываемую антенную систему разделить на составные части: излучающее полотно, конструкция излучателей, система возбуждения и система формирования амплитудно-фазового распределения и управления лучом. Для всех элементов двухчастотной ФАР возможны следующие различные варианты исполнения:

1. Двухдиапазонная антенная решётка с двумя независимыми излучающими, распределительными системами фазирования и системами формирования моноимпульса;
2. Широкополосное антенное полотно, распределительная система и система формирования моноимпульса и ДН специальной формы, обеспечивающие работу на двух частотах.

Все рассмотренные варианты исполнения имеют преимущества и недостатки, но наилучшим образом подходит тот, который обладает простотой конструкции, технологичностью и малыми потерями. Второй вариант построения антенной системы имеет минимальные массогабаритные характеристики, наилучшим образом удовлетворяет её назначению и составляет предмет настоящей работы.

Кроме того, для решения поставленной задачи желательно находить варианты, позволяющие работать системе в широком диапазоне частот, что представляет самостоятельный интерес.

Из литературы известны широкополосные и совмещённые АР [4-12]. Однако рассматриваемые антенны имеют сложную распределительную систему и не обеспечивают необходимые в настоящее время технические характеристики.

Перспективным направлением создания бортовых антенных систем являются активные фазированные антенные решётки (АФАР) с цифровым диаграммообразованием [13-15]. Однако, отсутствие соответствующей элементной базы в настоящее время исключает из рассмотрения данный вариант построения системы.

В настоящее время ведутся разработки по созданию цифровой элементной базы, на которой строится распределительная система. При этом структура распределительной системы сильно упрощается. В литературе и при решении ряда практических задач были рассмотрены и разработаны также модели аналоговых распределительных систем, которые подходят для широкополосной работы и формирования моноимпульса.

В современных бортовых антенных системах уровень бокового и обратного излучения не должен превышать -20 дБ при достаточно жёстких требованиях к энергетическим и массогабаритным характеристикам [16]. Размеры раскрыва таких систем определяются размерами поперечного сечения летательного аппарата (ЛА). Использование спадающего амплитудного распределения для уменьшения УБЛ приводит к сильному уменьшению усиления АР. Известны различные законы изменения АФР, а также широко применяется синтез АФР для получения требуемого УБЛ при минимальном падении усиления. Для решения задач синтеза наиболее эффективными оказываются численные методы оптимизации, такие, например, как генетический алгоритм [17]. При работе системы на нескольких частотах, либо в широкой полосе частот целесообразно использовать комбинированные методы синтеза амплитудно-фазового распределения и пространственного размещения элементов АР. Для таких структур необходимо определить характеристики направ-

ленности и энергетические характеристики для сравнения с существующими антенными решётками. Одним из важнейших вопросов является взаимодействие излучателей при изменении структуры антенного полотна.

Приведённый обзор работ показывает, что наиболее полно исследованы совмещённые антенные решётки и всего несколько публикаций посвящены широкополосным ФАР с оптимальным размещением элементов и проблемам построения всей антенной системы мобильных интегрированных радиоэлектронных комплексов. Наряду со значительными достижениями в этой области, нельзя считать, что исследование таких антенн полностью завершено. Открытыми остаются вопросы, связанные с расчётом распределительных систем возбуждения двухчастотных ФАР мобильных интегрированных радиоэлектронных комплексов, а также оптимальным размещением элементов в антенном полотне и способами снижения уровня бокового излучения. Отсутствуют исследования полосы и диапазонных свойств, а также возможных систем возбуждения.

С учётом выше изложенного можно сформулировать основные цели и задачи диссертационной работы.

Цель и задачи работы

Целью диссертационной работы является поиск путей построения двухчастотной ФАР мобильных интегрированных радиоэлектронных комплексов с малым уровнем боковых лепестков.

В соответствии с поставленной целью в диссертационной работе решены следующие задачи:

- предложена и разработана ФАР с косекансной ДН в вертикальной плоскости, каналом ПБЛ, работающая на двух частотах, обеспечивающая функционирование системы госопознавания в комплексе двойного назначения;
- предложен алгоритм расчёта распределительных двухчастотных (широкополосных) систем для формирования заданных характеристик направленности с малым УБЛ с учётом амплитудно-фазовых ошибок изготовления, управления и эксплуатации;

- синтезирована косекансная и моноимпульсная диаграммы направленности и определены характеристики канала ПБЛ для двух рабочих частотных диапазонов;
- исследованы характеристики направленности и полосы частот в антенных решётках мобильных интегрированных радиоэлектронных комплексов;
- разработана методика расчёта характеристик направленности двухчастотной антенной решётки с учётом наличия ошибок в амплитудно-фазовом распределении;
- определены направленные свойства и частотные характеристики широкополосных излучателей антенных систем мобильных радиоэлектронных комплексов.

Методы исследования

При исследовании использовались вычислительные методы электродинамики, теории антенн, численные методы математического анализа, численное моделирование характеристик антенных решёток на ЭВМ и матричные методы теории антенн и устройств СВЧ.

Научная новизна работы

заключается в следующем:

- Разработана единая система возбуждения двухчастотной фазированной антенной решётки с моноимпульсной диаграммой направленности в азимутальной плоскости и косекансной ДН в угломестной плоскости при малом УБЛ.
- Составлен алгоритм расчёта направленных и статистических характеристик с произвольным (заданным) размещением элементов.
- Сформирована диаграмма направленности косекансного типа с помощью 8 элементов при двухчастотной работе ФАР.
- Выявлена возможность минимизации уровня бокового излучения при фиксированном размере раскрыва и усиления.

Практическая значимость результатов работы

1. Разработана конструкция антенной решётки госопознавания для мобильного комплекса РЛС. Предложена двухчастотная ФАР на единой распределительной и излучающей системах, имеющая канал ПБЛ.
2. Составлены алгоритм и программа расчёта многоканального двухчастотного полоскового делителя мощности для реализации заданного амплитудно-фазового распределения в линейной антенной решётке с учётом ошибок изготовления.
3. Установлены границы технологических допусков, обеспечивающих характеристики в заданных пределах.

Реализация и внедрение результатов работы

Основные результаты диссертационной работы использованы и внедрены в ОКР ОАО «НПО „Лианозовский электромеханический завод“» (НПО «ЛЭМЗ»). Акт о внедрении приведён в приложении к диссертации.

Достоверность полученных результатов

Достоверность обуславливается использованием общей теории антенн и численных электродинамических методов расчёта, а также апробированного адекватного математического и статистического аппарата, специализированных компьютерных программ. Полученные результаты многократно подтверждены вычислительными экспериментами.

Основные положения, выносимые на защиту

- Предложена схема построения двухчастотной моноимпульсной ФАР ОГП с малым уровнем боковых лепестков, каналом ПБЛ и единой излучающей, возбуждающей и управляющей системой.
- Достигнут малый уровень боковых лепестков в двухчастотной ФАР ОГП путём изменения геометрии трёх многоканальных делителей.

- Сформирована диаграмма направленности косекансного типа в мало-элементной антенной решётке при двухчастотном режиме работы.
- Найдено влияние ошибок АФР ФАР на характеристики направленности при двухчастотной работе.

Апробация результатов работы

Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1. Кондратьева С.Г. Разработка алгоритма расчёта случайных величин амплитудных и фазовых ошибок в больших кольцевых концентрических антенных решётках. Труды 4-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2008», Севастополь, 2008 г.
2. Кондратьева С.Г. Ошибка пеленга в электрически сканирующих антеннах с широким лучом в вертикальной плоскости. Труды 5-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2009», Севастополь, 2009 г.
3. Кондратьева С.Г. Точность пеленгации методом триангуляции в антенных решётках с электрическим сканированием. «Международная аэрокосмическая школа 2009», 2009 г., Алушта, Крым.
4. Кондратьева С.Г. Errors of target detecting using triangulation method in radar with phased antenna array. IEEE Microwave & Telecommunication Technology, 2009. CriMiCo 2009. 19th International Crimean Conference.
5. Кондратьева С.Г., Романица К.В. Синтез амплитудно-фазового распределения кольцевой решётки для создания заданной направленности. Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2010», Москва, МАИ, 2010г.

6. Кондратьева С.Г., Овчинникова Е.В. Соколов А.А. Экспериментальное исследование двухдиапазонной антенной решётки с косекансной диаграммой направленности. Труды 20-й международной конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии», КрыМиКо'10, Севастополь, 2010 г.
7. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г. Многофункциональная антенная решётка для бортовой РЛС. Труды 7-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, 2011 г.
8. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г. Антенная решётка для бортовой РЛС. Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2011», Москва, МАИ, апрель 2011г.
9. Kondratieva S.G., Ovchinnikova E.V. Monopulse horn array antennas for space-based radar. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2011 21th International Crimean Conference.
10. Voskresenskiy D.I., Ovchinnikova, E.V., Kondratieva S.G., Shmachilin P.A. Onboard active antenna arrays with digital signal processing. Prospects of development. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2011 21th International Crimean Conference.
11. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решётка интегрированного радиоэлектронного комплекса. Труды 8-й Молодёжной научно-технической конференции "Радиолокация и связь – перспективные технологии", 2011г.
12. Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решётка интегрированного радиоэлектронного комплекса. Тезисы докладов 10-й Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2011», Москва, МАИ, 2011г.
13. Voskresenskiy D.I., Ovchinnikova, E.V., Kondratieva S.G., Shmachilin P.A. Airborne array antennas with wide angle scanning IEEE Microwave and

- Telecommunication Technology (CriMiCo), 2012 22nd International Crimean Conference.
14. Кондратьева С.Г. Антенные решётки с двойной пространственной гексагональной структурой. Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2013», Москва, МАИ, 2013г.
 15. Кондратьева С.Г. Пространственная антенная решётка с гексагональной структурой. Труды 9-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2013», Севастополь, 2013 г.
 16. Ovchinnikova E.V., Kondrat'eva S.G. Minimization of the SLL in the spatial antenna arrays with hexagonal structure placement of elements. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference.
 17. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Гиголо А.И. Минимизация уровня бокового излучения в антенных решётках с пространственной гексагональной структурой. Тезисы докладов 12-й Международной конференции «Авиация и космонавтика – 2013», Москва, МАИ, 2013г.
 18. Кондратьева С.Г. Снижение УБЛ в антенных решётках с пространственной гексагональной структурой. Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов» в рамках ежегодной конференции «Инновационная деятельность в науке и технике», 2013г.
 19. Ovchinnikova E.V., Kondratieva S.G., Zыkov L.S., Shmachilin P.A. The On-Board Wide Angle Scanning Antenna Array. IEEE Xplore Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on.
 20. Кондратьева С.Г. Антенная решётка спутниковой связи с широкоугольным сканированием. Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2014», Москва, МАИ, 2014г.

21. Ovchinnikova E.V., Kondratieva S.G. Minimization of the SLL in antenna arrays of mobile systems. IEEE Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference.
22. Ovchinnikova E.V., Kondratieva S.G., Zykov L.S., Shmachilin P.A. The dual-band antenna system based on new generation transmit/receive modules for the on-board radar. IEEE Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference.

Публикации

Основные положения и результаты работы опубликованы в 5 статьях перечня рецензируемых научных изданий ВАК РФ:

1. Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решётка интегрированного радиоэлектронного комплекса Электронный журнал «Труды МАИ», №52, 2012г.
2. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Антенная система бортового интегрированного радиоэлектронного комплекса для летательных аппаратов нового поколения Журнал «Антенны», №9, 2013г.
3. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Минимизация уровня боковых лепестков в антенных решётках с пространственным размещением элементов Журнал «Антенны», №9, 2013г.
4. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Бортовая антенная система интегрированного радиоэлектронного комплекса Информационно-аналитический журнал «Фазотрон», №3(22), 2013г.
5. Кондратьева С.Г. Антенные решётки с двойной пространственной гексагональной структурой Журнал "Информационно-измерительные и управляющие системы", №1, 2014г.

Результаты доложены и опубликованы в 22 тезисах 14 международных и 6 всероссийских научно-технических конференций.

По результатам проведённых работ получено 3 патента:

1. Патент №126200 Активная фазированная антенная решётка с широкоугольным сканированием. Зарегистрирован 20.03.2013г.
2. Патент № 2538291 Способ снижения уровня бокового излучения антенны. Зарегистрирован 27.12.2014г.
3. Патент № 142208 Активная фазированная антенная решётка с пространственным размещением элементов. Зарегистрирован 20.05.2014г.

Личный вклад

Выводы основных теоретических соотношений получены при непосредственном участии автора. Автор принимал участие в разработке новой схемы построения двухчастотной антенной решётки ОГП и разработки алгоритма оптимального возбуждения излучателей. Также автором проведено детальное моделирование и оптимизация характеристик направленности как отдельного излучателя, так и самой двухчастотной антенной фазированной антенной решётки мобильной РЛС *L*-диапазона.

Объем и структура работы

Диссертационная работа состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка сокращений, списка литературы и приложения А. Работа изложена на 150 страницах машинописного текста. Список литературы включает 109 наименований на 11 страницах. Работа содержит 118 рисунков и 8 таблиц.

В **главе 1** проведён обзор отечественной и зарубежной литературы по теме построения антенных решёток мобильных систем определения государственной принадлежности. В результате обзора выявлен ряд факторов, которые необходимо учитывать при разработке систем данного типа: малый уровень бокового излучения, высокий энергетический потенциал, формирование диаграммы направленности специальной формы, обеспечение возможности электрического сканирования, наличие канала ПБЛ. Все перечисленные факторы должны быть обеспечены при

минимизации массогабаритных характеристик и обеспечения длительного срока эксплуатации системы.

Проведённый обзор открытых источников показал возможность обеспечения перечисленных требований в условиях совмещённой работы в нескольких диапазонах частот, а также в широкой полосе.

В главе 1 показана возможность воздействия на уровень бокового излучения диаграммы направленности ФАР при изменении структуры антенного полотна.

В главе 2 проведено исследование характеристик шести типов излучателей и выбран тип широкополосного антенного элемента, обеспечивающий сканирование и согласование в заданных частотных диапазонах.

Для обеспечения заданных характеристик направленности в условиях электрического сканирования и формирования моноимпульсной ДН в горизонтальной плоскости и ДН специальной формы в вертикальной плоскости определены амплитудно-фазовые распределения, обеспечивающие высокую крутизну пеленгационной характеристики по сравнению с аналогами для работы в двух частотных диапазонах и заданный уровень УБЛ.

Полученные результаты исследованы на статистическую устойчивость с учётом точностных ограничений, накладываемых современной технологией изготовления и условиями длительной эксплуатации. Исследования проведены на основе разработанного алгоритма численной имитационной модели ФАР, позволяющей учитывать вероятностные величины в различных аспектах конструкции полотна АР и схемы возбуждения.

В главе 3 на основе электродинамической численной модели разработаны конструкции устройств деления мощности, обеспечивающие формирование диаграмм направленности антенной системы в азимутальной и угломестной плоскостях при заданных требованиях по направленным свойствам с учётом ограничений по массогабаритным параметрам и точностям технологии изготовления.

В процессе синтеза конструкции устройств формализованы критерии оптимальности в приложении к поставленной задаче и применены методы численной

многопараметрической оптимизации, позволившие добиться заданных требований по направленным свойствам и согласованию в двух частотных диапазонах.

В главе 4 показана возможность управления уровня бокового излучения антенных решёток в заданных секторах углов путём изменения структуры антенного полотна. Проведён анализ различных вариантов пространственной конфигурации антенных элементов полотна ФАР.

На основе разработанной математической модели, описанной в главах 2,3 и приложении А, проведено исследование полученных решений с учётом влияния амплитудных, фазовых ошибок и ошибок пространственного размещения антенных элементов в узлах антенной решётки.

Приложение А содержит текст и описание разработанной программы и алгоритма метода расчёта статистических свойств фазированных антенных решёток. Реализация алгоритма приводится в среде численного математического моделирования *Mathcad 15*.

Глава 1. Антенные решётки мобильных радиоэлектронных комплексов систем определения государственной принадлежности

1.1 Задачи построения антенных решёток мобильных систем ОГП

При создании новых мобильных интегрированных радиоэлектронных комплексов (ИРЭК) возникает необходимость в улучшении характеристик антенных систем. Модернизация АР заключается в расширении полосы рабочих частот, практической реализации многочастотного режима работы, улучшении помехозащищённости, повышении точности пеленгации, скорости сканирования и т.д. При разработке антенных систем мобильных ИРЭК также оптимизируется конструкция антенного полотна и распределительной системы и технология изготовления. Решающим фактором при выборе технологии изготовления является достижение требуемых электрических и массогабаритных характеристик, прочности и устойчивости к условиям эксплуатации на мобильном объекте.

Эти требования, как правило, достигаются используемой технологией изготовления антенного полотна и разработанной конструкцией распределительной и излучающей систем. На сегодняшний день в России и за рубежом широкое распространение в L -диапазоне получили две технологии изготовления таких антенн: печатная (микрострипковая) и технология гальванопластики [18-22].

Технология гальванопластики позволяет сделать достаточно громоздкие и тяжёлые волноводные системы лёгкими и компактными. Эта технология получила широкое применение при изготовлении антенных решёток спутникового телевидения. Она также может быть применена при изготовлении низкопрофильного антенного модуля спутниковой связи сантиметрового диапазона волн с электронно-механическим формированием диаграммы направленности, предназначенного для работы на подвижных объектах.

Антенные системы, изготовленные по печатной технологии, обладают высокими потерями (примерно 0,17 дБ/м в полосковой распределительной системе). Из-

вестные плоские печатные излучатели не обладают необходимой широкополосностью. Поэтому необходимо учитывать эти факторы при проектировании как одного излучателя, так и антенной решётки в целом.

Одной из особенностей работы ОГП, устанавливаемых на мобильных радиоэлектронных комплексах, является необходимость функционирования системы ОГП при ответах на запрос о принадлежности ЛА, находящегося за пределами главного луча. В свете этих проблем возникают требования, предъявляемые к антенному полотну, связанные с обеспечением высокой направленности при условии возможности электрического сканирования. Поэтому некоторые рассматриваемые антенные решётки являются активными, а также применяются конформные антенные решётки. Вторым требованием к антенному полотну ОГП является необходимость создания так называемого канала подавления боковых лепестков (ПБЛ). Этот канал должен обладать диаграммой направленности в рабочем диапазоне частот с нулём в направлении главного луча и равномерной диаграммой, превышающей на 3 дБ излучение вне главного луча.

Создание твердотельных приёмо-передающих модулей (ППМ) открывает большие возможности для практической реализации конформных АР. Ранее такие решётки находили ограниченное применение в силу сложности структуры распределительной системы. Применение ППМ позволяет существенно упростить распределительную систему, снизить потери и увеличить энергетический потенциал.

Для рассматриваемого класса мобильных ИРЭК существует ряд важных факторов, которые необходимо учесть при разработке. Одним из них является малый УБЛ (менее -20 дБ). Другим фактором является наличие канала ПБЛ. Особенностью реализации канала ПБЛ в данной системе является следующее: одновременная работа с основными режимами излучающей системы на двух частотных диапазонах или в широкой полосе и реализация на основе элементов излучающего полотна. Кроме того, к основным требованиям относятся минимизация массогабаритных характеристик, формирование ДН специальной формы и обеспечение сканирования в горизонтальной плоскости. Все эти требования можно реализовать с помощью ФАР.

Для увеличения дальности радиолокации и повышения точности определения координат объекта в современных антенных решётках мобильных ИРЭК применяются ДН специальных форм: косекансные в угломестной плоскости и моноимпульсные в азимутальной плоскости.

Расширение функциональных возможностей мобильных ИРЭК достигается, за счёт увеличения направленности, расширения сектора сканирования и обеспечением работы антенной системы в ленточном режиме и/или в широкой полосе частот. Кроме того, глубокая модернизация комплексов ИРЭК возможна путём использования широкополосных (ШП) и сверхширокополосных (СШП) сигналов.

Многочастотная работа АР может быть реализована различными способами [23,24]. Существуют совмещённые АР, в которых излучатели различных диапазонов размещаются в одном антенном полотне. При таком совмещении нескольких диапазонов существенно улучшаются массогабаритные характеристики, но возникает взаимное влияние излучателей различных диапазонов, что приводит к ухудшению характеристик направленности.

Возможен и другой путь обеспечения многочастотной работы АР – применение широкополосных излучателей и элементов распределительных систем.

Из литературы известны различные типы широкополосных излучателей [25-29], однако не все удовлетворяют условиям эксплуатации в составе мобильного радиоэлектронного комплекса. Проведённые ранее исследования, показывают возможность обеспечения заданных частотных свойств, при использовании излучателя в виде расширяющейся щелевой линии, получившего название в литературе – излучатель Вивальди [30-39]. Целесообразно также рассмотреть различные конструкции широкополосных излучателей без применения диэлектрических материалов, так как долговременная эксплуатация таких антенн в климатических условиях РФ приводит существенному изменению электрофизических параметров диэлектрика и отказам.

Распределительная система широкополосной АР мобильного многофункционального ИРЭК должна обеспечивать формирование моноимпульсной и косеканс-

ной ДН в нескольких частотных диапазонах или широкой полосе частот. Для практической реализации такой распределительной системы подходят схемы возбуждения на полосковых линиях или на радиальном волноводе. Распределительная система на радиальном волноводе широко применяется при создании антенн спутниковой связи [40-43] и имеет ряд преимуществ: хорошие массогабаритные характеристики, малые потери, удобство изготовления, высокая электрическая и механическая прочность. Основную сложность, возникающую при изготовлении такой распределительной системы, представляет оптимизация структуры слоя радиопоглощающего материала (РПМ). При этом необходимо, чтобы поглотители электромагнитных волн (ПЭВ) работали в широкой полосе частот и обладали высокой электрической прочностью. В настоящее время выпускаются РПМ, обеспечивающие эффективное поглощение энергии электромагнитной волны (ЭМВ) в широкой полосе частот и обладающие минимальными массогабаритными характеристиками. Примером применения радиального волновода может служить ФАР бортовой РЛС «Сокол» из диэлектрических стержневых излучателей и двухчастотная решётка из печатных излучателей. Однако микрополосковые распределительные системы имеют лучшие массогабаритные характеристики по сравнению с РВ, что является решающим фактором при выборе типа распределительной системы АР мобильного ИРЭК.

Полосковая распределительная система позволяет достаточно просто обеспечить моноимпульсный режим работы. При формировании суммарной и разностной ДН с помощью единой распределительной системы возникает необходимость в использовании разделительных фильтров (диплексеров) для суммарного и разностного канала.

1.2 Постановка задачи

Современные антенные системы ОГП в комплексах двойного назначения, таких как, например, трассовый радиолокационный комплекс (ТРЛК) «Лира-Т» и ТРЛК «Сопка-2», требуют от антенного полотна обеспечения работы в двух частотных диапазонах. В имеющихся прототипах подобных антенных систем эта задача

решалась путём разработки двух отдельных канализирующих управляющих систем и двух антенных элементов полотна ФАР. Особенностью данной работы является необходимость объединения систем в единую схему распределения мощности, систему формирования амплитудного и фазового распределений, а также разработку единого широкополосного, либо двухчастотного антенного элемента ФАР, обладающего характеристиками, необходимыми для обеспечения направленных свойств, предъявляемых системой ОГП к антенне. Задача осложняется ограничением по массогабаритным параметрам блока размещения антенного полотна (далее контейнера) на борту мобильного ИРЭЖ и требованиями по длительному сроку эксплуатации системы.

В вертикальной плоскости антенна должна иметь косекансную ДН, которую также можно реализовать с помощью микрополосковой распределительной системы. Простейшая структура распределительной системы строится по параллельной схеме, на основе полосковых тройников, которые могут работать в двух частотных диапазонах.

Исходные данные для ФАР ОГП, применительно к существующим РЛС, должны включать следующие параметры:

- ширина луча суммарного канала в азимутальной плоскости
 - $2\theta_{0,7} = 8^\circ$ для нижнего частотного диапазона
 - $2\theta_{0,7} = 5,2^\circ$ - для верхнего.
- Допустимый УБЛ в секторе сканирования $\pm 45^\circ$ по азимуту не должен превышать -20дБ.
- В угломестной плоскости антенная система должна формировать ДН типа модифицированный cosec(Θ) в углах места ($0 \div 70$)°.
- Антенна должна работать на частотах 1,055 ГГц и 1,495 ГГц с полосой ~5-6%.
- Система должна иметь канал ПБЛ.
 - Уровень ДН канала ПБЛ должен превышать УБЛ суммарной ДН не менее чем на 3 дБ в секторе углов места от 0° до 70° во всех азимутальных направлениях. КСВН по всем каналам $\leq 1,5$.
- Пеленгация осуществляется моноимпульсным методом

- Пересечение суммарной и разностной ДН должно быть обеспечено на уровне 0.707 по амплитуде;
- Антенна размещается в отдельном отсеке $2800 \times 1000 \times 500 \text{ мм}^3$
 - Антенное полотно в рабочем режиме имеет статический поворот вверх на угол 20° ;
- Мощность на выходе передатчика составляет в импульсе 20 кВт.

Схема размещения антенного полотна на борту ИРЭК приведена на рис.1.1.а.

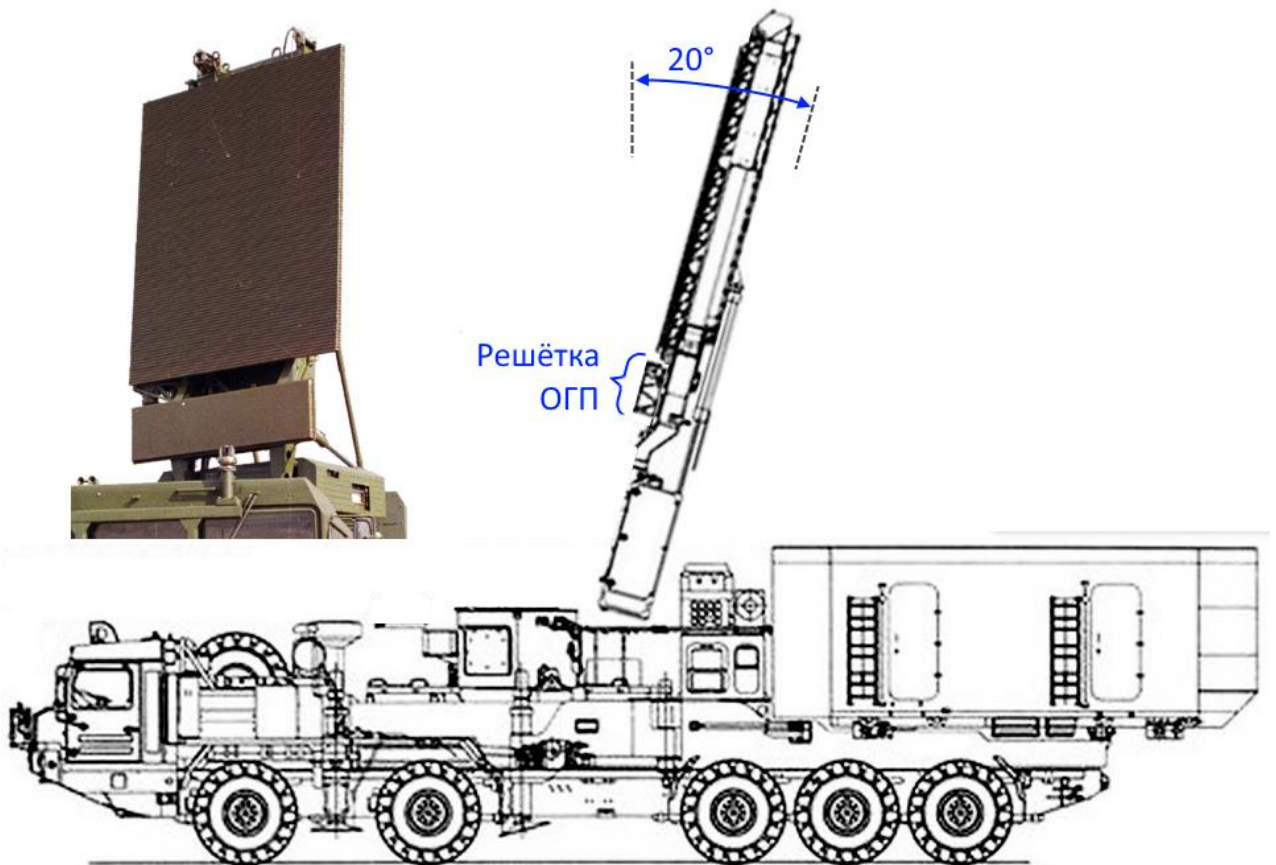


Рисунок 1.1.а Схема размещения антенного полотна системы ОГП на борту мобильного ИРЭК в рабочем режиме

Одним из основных ограничений процесса разработки антенной системы данного комплекса является ограничение глубины контейнера, содержащего антенные элементы полотна ФАР ОГП. Это ограничение связано с требованием ко всей антенной системе по компактности размещения на борту ИРЭК в режиме транспортировки (в сложенном виде), компоновка которого показана на рис.1.1.б.

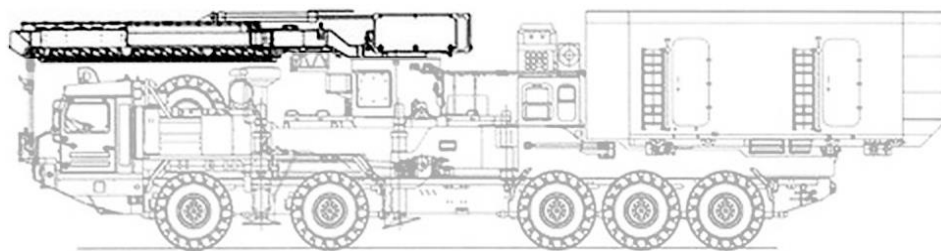


Рисунок 1.1.б Компоновка антенного полотна ИРЭК в сложенном виде

1.3 Антенные решётки

В существующих плоских ФАР достаточно сложно получить требуемый низкий уровень бокового излучения порядка -20 - 25 дБ с минимальными потерями усиления. Кроме того, они имеют сравнительно узкую рабочую полосу (полоса в процентах в ФАР примерно равна ширине луча в градусах) и малый шаг размещения элементов, что затрудняет их практическую реализацию. Для получения низкого УБЛ в таких решётках требуется изменение АФР, что приводит к уменьшению усиления. Построение широкополосной ФАР с высокой направленностью и сравнительно низким УБЛ зависит от её конструкции и выбора элементной базы, позволяющей реализовать заданные характеристики. В настоящее время проводятся многочисленные исследования плоских ФАР по оптимизации характеристик, расширению полосы и диапазона рабочих частот, согласованию излучателей и т. д. Однако они не удовлетворяют таким требованиям, предъявляемым к современным РЭС, как широкополосная или диапазонная работа и достижение заданного УБЛ при высоком энергетическом потенциале системы.

Для расширения функциональных возможностей АР в 70-х годах были предложены выпуклые ФАР (ВФАР) с размещением элементов на различных конформных поверхностях [44]. В таких решётках увеличивались сектор сканирования, рабочая полоса и шаг размещения элементов. Однако это приводило к усложнению распределительной системы и неоптимальному использованию излучающей поверхности антенны. В настоящее время существующая цифровая элементная база позволяет устранить первый недостаток, но второй недостаток остаётся. Кроме того, увеличение шага элементов в ВФАР приводит к росту уровня бокового излучения. Методы снижения УБЛ остаются такими же, как и для плоских решёток.

Снижение УБЛ достигается спадающим к краям АФР, которое приводит к падению усиления.

Требуемый уровень бокового излучения, существенное увеличение шага излучателей, а также расширение рабочей полосы частот могут быть реализуемы при размещении ненаправленных элементов не только на внешней поверхности, но и в объёме. Тогда получается трёхмерная пространственная антенная решётка с прямоугольным двумерным сканированием. Если допустить, что поляризация у всех излучателей одинакова и амплитуды излучающих токов равны, то луч управляется в пространстве только фазировкой излучателей, образующих решётку. Возбуждение излучателей такой решётки можно выполнить различными способами, что будет рассмотрено ниже. Задача о построении пространственной трёхмерной решётки была поставлена в 60-х годах 20-го века и для её решения была подробно исследована составная часть этой решётки – система источников, расположенных на концентрических окружностях [45].

Для антенных систем с механическим сканированием и высоким энергетическим потенциалом задача снижения УБЛ может быть также решена, как будет показано ниже, за счёт пространственного размещения излучателей. В пространственных антенных решётках, как и в кольцевых концентрических АР (ККАР) [93], можно увеличить шаг размещения излучателей, но при сохранении их числа.

Пространственное размещение излучателей для оптимизации характеристик направленности и сканирования представляет одно из направлений, в котором возможно получение новых интересных результатов.

Для снижения УБЛ в плоских антенных решётках применяется синтез АФР или оптимизация размещения элементов. Оба способа приводят к значительному снижению коэффициента усиления антенны. На рис. 1.2 показаны зависимости нормированных значений коэффициента направленного действия (КНД) от величины УБЛ в плоских антенных решётках для прямоугольного и круглого раскрытий с использованием различных амплитудных распределений, полученные в виде аппроксимации данных для различных АФР из [1]. Горизонтальной чертой (пунктир)

на графике отмечено некоторое минимально допустимое значение КНД, при котором дальнейшее снижение УБЛ посредством синтеза АФР нецелесообразно в связи с падением усиления и ограничением применимости такой антенной системы. В этом случае рекомендуется использовать возможные альтернативные способы минимизации УБЛ, например, использование пространственного размещения излучателей в АР.

Как было отмечено выше, в пространственных антенных решётках УБЛ снижается только за счёт оптимального распределения излучателей в пространстве, при этом число элементов и размер эквивалентной апертуры сохраняются.

Поскольку в антеннах с пространственной структурой форма эквивалентного излучающего раскрыва остаётся постоянной, то и теоретическая зависимость КНД будет слабо зависеть от УБЛ.

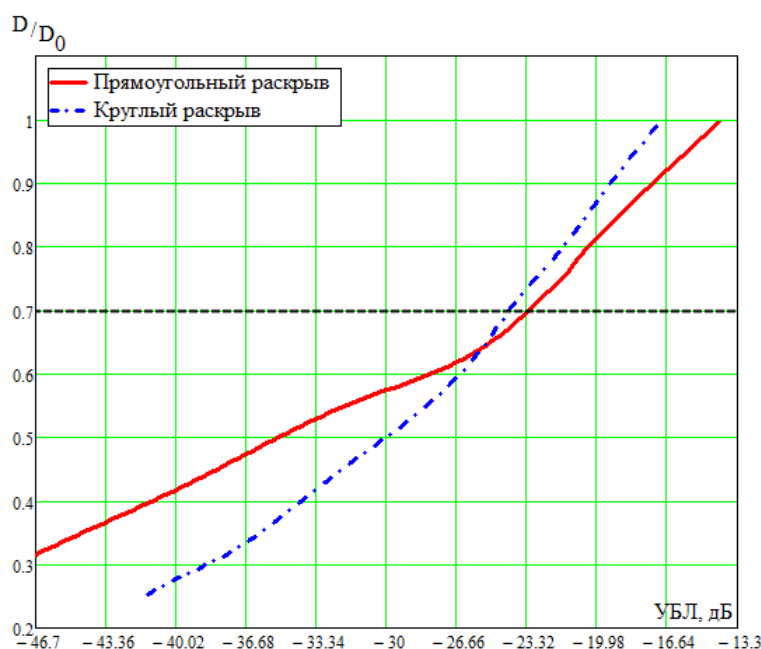


Рисунок 1.2 Оценка зависимости нормированного к максимальному значению коэффициента направленного действия от УБЛ для прямоугольного и круглого раскрывов с использованием различных АФР

Для подтверждения приведённых положительных свойств необходим анализ характеристик направленности, шага, полосы и других параметров АР с пространственной структурой, приводимой ниже.

К антенным решёткам, полученным за счёт реконструкции излучающего полотна, можно отнести структуру, полученную за счёт смещения половины антенного полотна на некоторую величину. Кроме того, можно получить дополнительный выигрыш, если построить полотно в виде ступенек и прочих структур, как показано на рис.1.3.

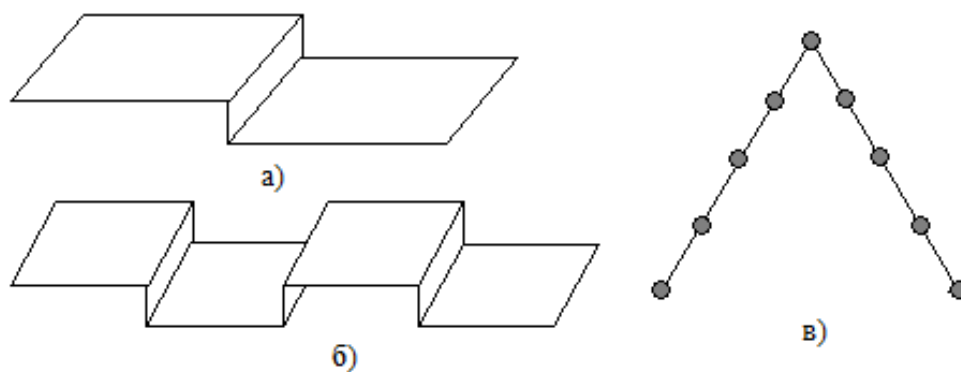


Рисунок 1.3 Формы пространственных структур:

- а) смещение одной половины полотна относительно другой с некоторым шагом;
- б) ступенчатая форма антенного полотна;
- в) профиль антенного полотна треугольной формы

Переход от плоской излучающей апертуры к некоторой ступенчатой (пространственной) в теории и технике антенн СВЧ давно известен. Так в линзовых антеннах такое изменение апертуры позволяет улучшить направленные свойства. Физика процесса уменьшения УБЛ остронаправленных антенн может быть пояснена следующим образом. Разделяя плоское полотно ФАР на части, смещая их друг относительно друга и фазирова их в направлении главного луча, возникает интерференция боковых лепестков. Подбирая необходимые величины «сдвигов» пространственных частей антенны и фазировки частей, можно в определённой области уменьшить УБЛ. Ранее подобные вопросы не рассматривались, и на данное предложение получены два авторских свидетельства [46, 47]. Общее понижение УБЛ объясняет следующая простейшая модель АР. Если взять плоскую АР с известным уровнем боковых лепестков, и над ней разместить некоторое число таких же АР с необходимым шагом и фазированием для формирования одного луча, то в такой

новой решётке ширина луча практически не изменится, но возрастёт усиление за счёт уменьшения среднего УБЛ.

Особенность построения таких антенн и влияние структуры полотна на УБЛ можно пояснить следующим элементарным примером рис. 1.4.

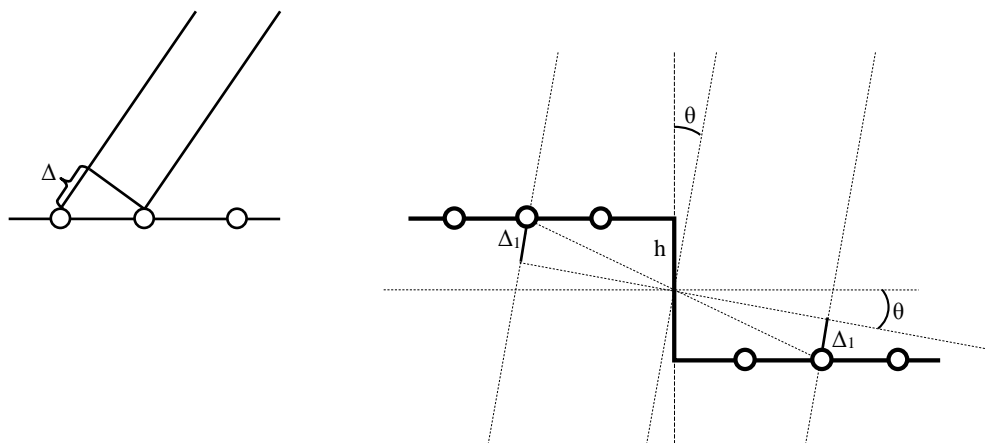


Рисунок 1.4 Пояснение физики процесса

Две половины полотна, смещённые относительно друг друга на некоторую величину ступеньки, фазированы таким образом, чтобы в направлении основного максимума при излучении по нормали они были синфазны и давали максимум излучения. В случае обычной плоской АР под некоторым углом, где формируется боковой лепесток, разность хода составила бы некоторую постоянную величину Δ . В случае со ступенчатой формой апертуры к фазовому сдвигу добавится дополнительный, определяемый величиной ступеньки h , что приведёт к дополнительному фазовому сдвигу между боковым излучением первой и второй ступеньки, таким образом, что разность хода лучей станет Δ_1 . Подбирая высоту h , можно добиться интерференции боковых лепестков, т.е. уменьшения их уровня или в определённой части пространства, или среднего уровня.

Уменьшение среднего УБЛ при сохранении ширины луча соответствует изменению КНД антенны, что также представляет особый интерес и подлежит рассмотрению.

Особенности расчёта и построения пространственных антенных структур заключаются в следующем. При отказе от плоского размещения излучателей в полоте возможно изменение взаимодействия. Также изменяется диаграмма направленности всей решётки, меняется коэффициент полезного действия (КПД). Различные изменения структуры могут увеличивать число элементов в решётке. Кроме того, при электрическом сканировании возникает эффект экранировки и возможность его устранения в активных ФАР. Все эти вопросы подлежат рассмотрению.

Предложенные конструкции не решают проблему взаимодействия элементов в решётке, и это взаимодействие в первом приближении сохраняется. При разработке общей теории предварительно можно указать особенности практического построения. При построении АР следует воспользоваться ранее проведёнными исследованиями в этом направлении.

1.4 Выводы

1. Проведён обзор отечественных и зарубежных систем, возможных для построения двухчастотной ФАР ОГП.
2. Сформулированы основные технические требования фазированных антенных решёток ОГП мобильных ИРЭК.
3. Определены общие требования к составным частям ФАР и рассмотрены возможные варианты построения.
4. Рассмотрены способы снижения УБЛ и предложено некоторое уменьшение его путём изменения формы излучающего полотна.

Глава 2. Излучающее полотно фазированной антенной решётки государственного опознавания

2.1 Широкополосные излучатели

Исходя из условий применения, к излучателям современных мобильных ИРЭК предъявляются достаточно жёсткие требования. Ширина ДН излучателя должна обеспечивать сектор сканирования в двух диапазонах или широкой полосе частот. Поскольку элементы АР работают в L -диапазоне, важнейшей задачей является минимизация массогабаритных характеристик. Для увеличения энергетического потенциала необходимо уменьшать потери. Поэтому требуется хорошее согласование излучателей в решётке с коэффициентом стоячей волны (КСВ) не более 1,5. Причём это значение должно сохраняться в пределах двух рабочих диапазонов или широкой полосы частот при взаимном влиянии излучателей. Конструкция излучателя должна быть максимально простой и обеспечивающей высокую идентичность излучателей при их производстве. При многодиапазонной или широкополосной работе применяются печатные излучатели с расширяющейся по экспоненциальному закону щелью, получившие в литературе название излучателей Вивальди. Имеются также различные конструкторско-технологические модификации этого широкополосного излучателя с перекрытием рабочей полосы в несколько октав.

Излучатели антенной системы (АС) также должны обладать высокой электрической и механической прочностью и устойчивостью к условиям эксплуатации на мобильном объекте.

2.1.1 Излучатель Вивальди

В настоящее время разработаны и широко применяются на практике широкополосные малогабаритные металлодиэлектрические антенны. Сравнительный анализ различных излучателей показывает, что излучатель Вивальди имеет оптимальные характеристики по полосе [49-62]. Излучатель Вивальди также позволяет получить малое изменение ширины ДН с изменением частоты путём оптимизации формы излучающего раскрытия, но только в вертикальной плоскости.

Конструкция излучателя Вивальди показана на рис.2.1. Параметры излучателя приведены в таб.2.1. Размеры излучателя обеспечивают шаг решётки не более длины волны на самой высокой частоте.

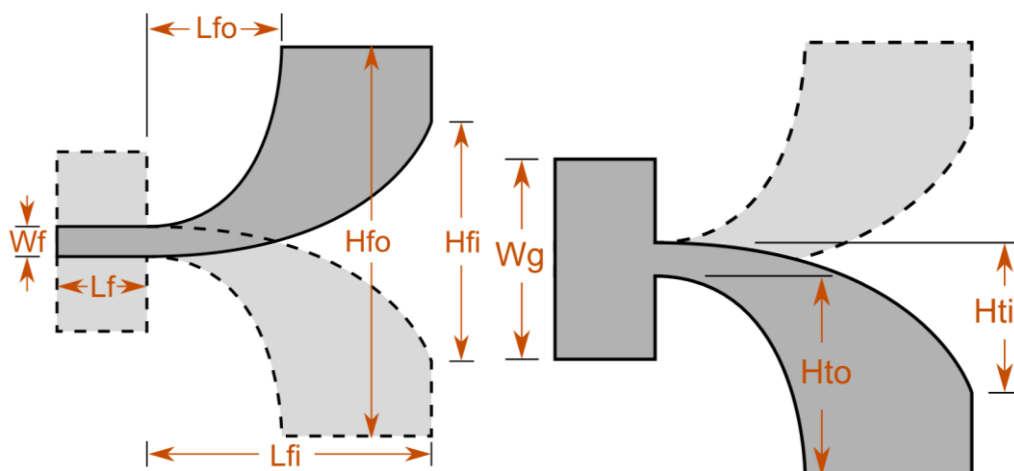


Рисунок 2.1 Конструкция излучателя Вивальди

Излучатель Вивальди изготавливается на подложке из диэлектрика с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4.4$.

Таблица 2.1 Размеры излучателя Вивальди

Параметр	Значение, мм
Hfi	54,97
Hfo	126,4
Lfi	99,49
Lfo	56,27
Lf	4,965
Wf	1,338
Wg	1,338
Hs	1,4

Длина излучателя равна ~ 15 см при ограничении высоты контейнера, в котором размещается АР, 9 см. При уменьшении длины излучателя начинает проявляться эффект излучения линии и перестаёт возбуждаться волна в щели.

На рис.2.2 приведена зависимость КСВн излучателя от частоты.

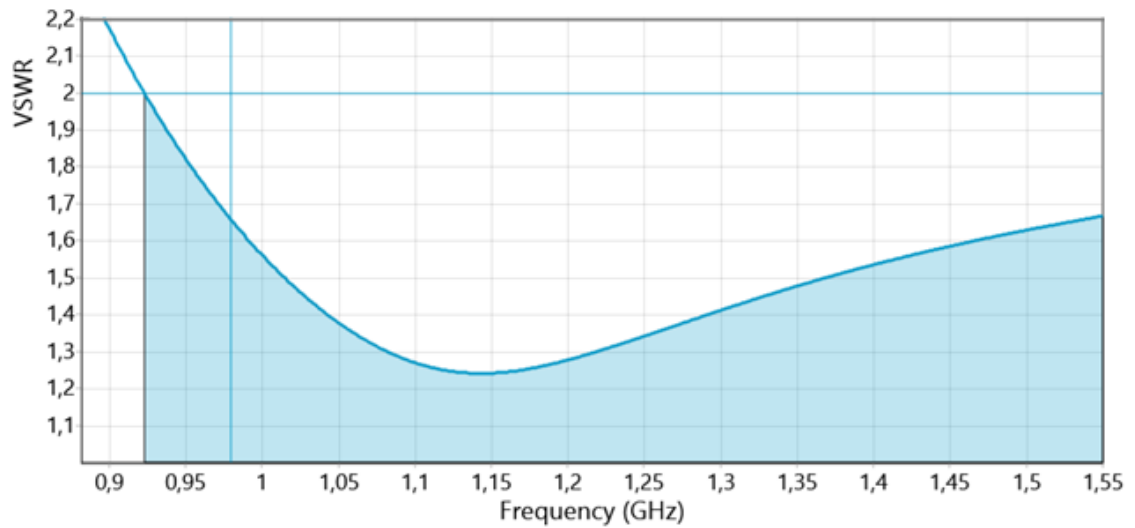


Рисунок 2.2 Зависимость КСВн излучателя от частоты

Рабочий диапазон частот по уровню КСВ $< 1,5$ для данной конструкции излучателя составляет 1,02..1,37 ГГц.

На рис.2.3 приведены ДН излучателя Вивальди в E -плоскости на двух частотах $f_1 = 1 \text{ ГГц}$, $f_2 = 1,55 \text{ ГГц}$.

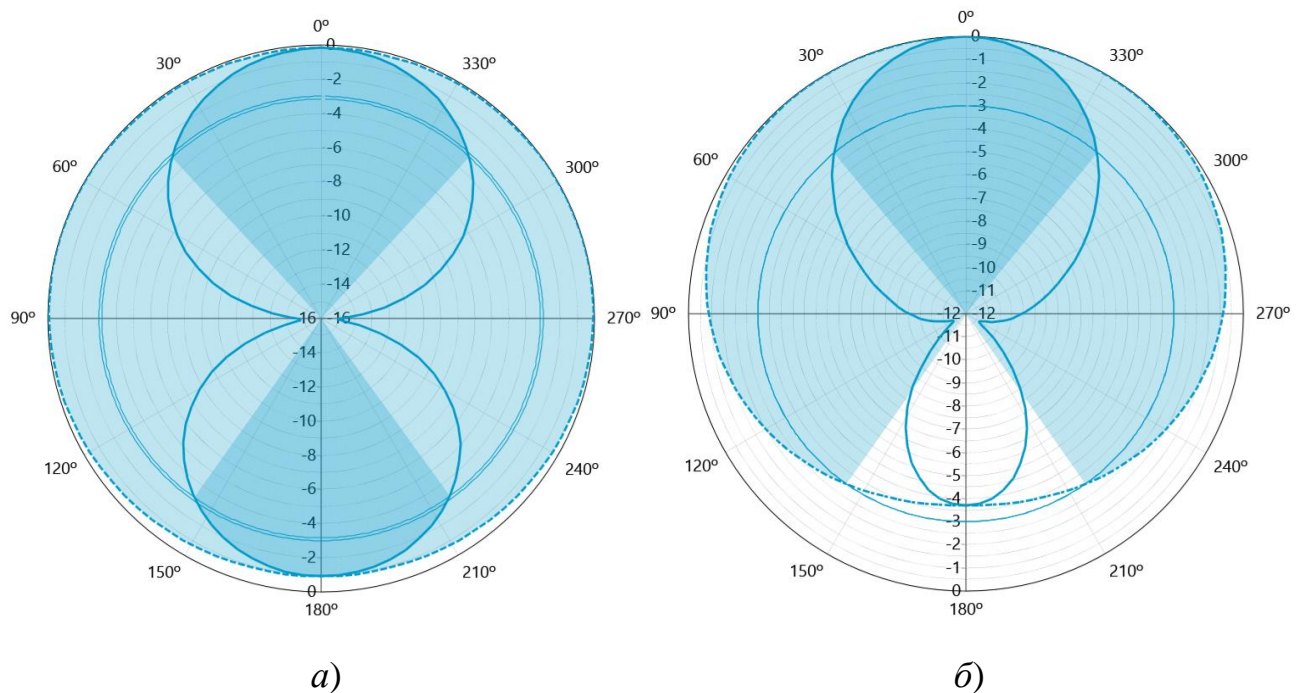


Рисунок 2.3 Диаграммы направленности излучателя Вивальди. а) нижний частотный диапазон; б) верхний частотный диапазон

Ширина ДН в E -плоскости составляет 85° и 80° для нижнего и верхнего частотных диапазонов соответственно.

Рассмотренная конструкция излучателя Вивальди может быть доработана для обеспечения заданного уровня КСВ. Однако, данный излучатель имеет значительное превышение по габаритным размерам, ограниченными размерами контейнера для размещения антенны. Поэтому дальнейшая оптимизация параметров конструкции не проводилась.

2.1.2 Плоский широкополосный излучатель

Ниже приводятся частотные характеристики излучателя, имеющего плоскую структуру рис.2.4. Излучатель можно считать вырожденным случаем излучателя Вивальди.

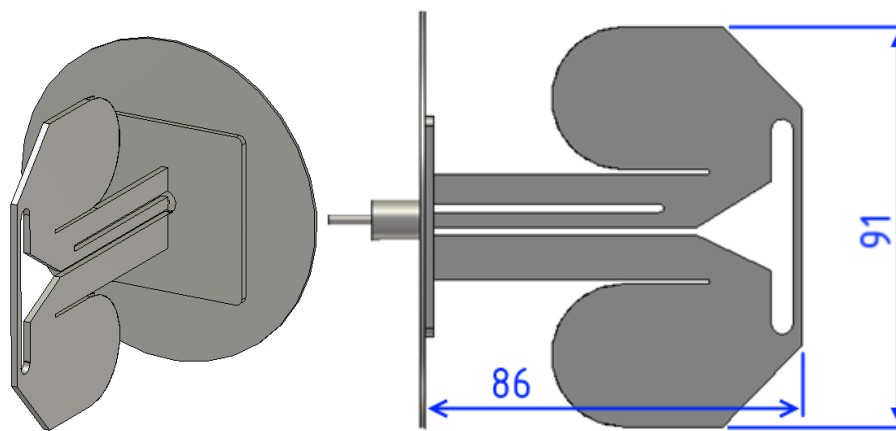


Рисунок 2.4 Модель плоского широкополосного излучателя

Зависимость КСВн от частоты вблизи рабочих диапазонов частот для данного излучателя приведена на рис.2.5.

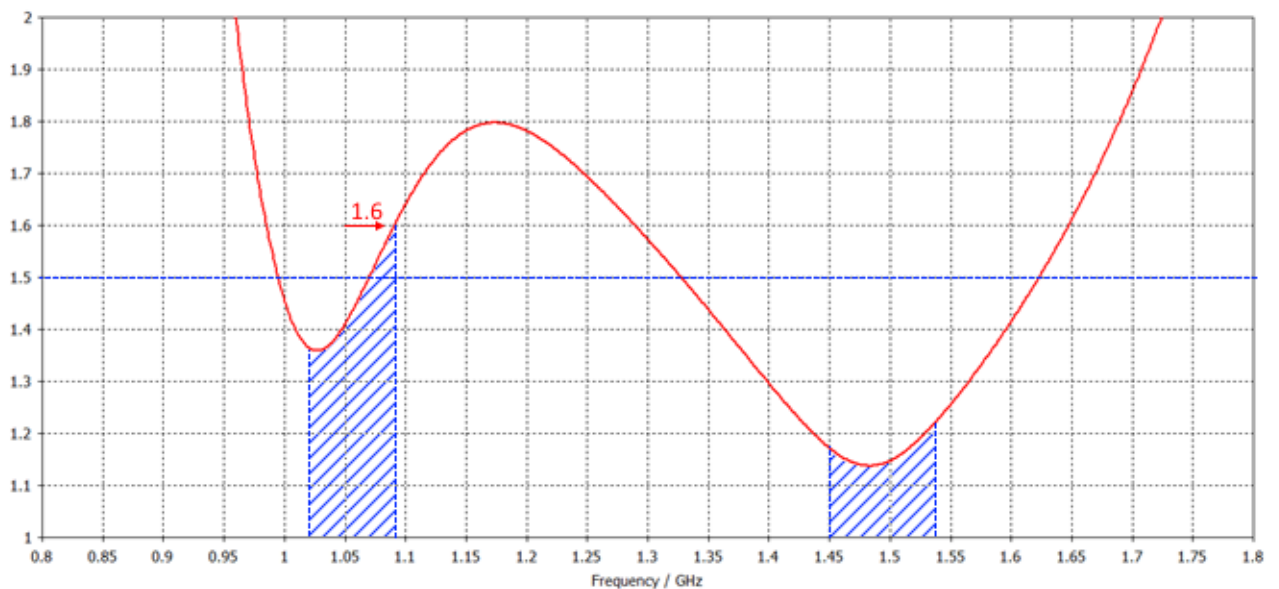


Рисунок 2.5 Зависимость КСВн от частоты

Как показано на графике (рис.2.5), значение КСВн не полностью удовлетворяет техническому заданию. На нижней границе нижнего частотного диапазона излучатель имеет достаточно резко спадающую характеристику КСВн, что неблагоприятно сказывается на согласовании излучателя в составе АР в результате взаимодействия элементов, а также на верхней границе нижнего рабочего диапазона уровень КСВ превышает требуемую границу в 1,5. Многопараметрическая оптимизация геометрии элемента в составе антенного полотна с помощью пакета *CST Microwave Studio* позволяет незначительно улучшить частотную характеристику.

На рис. 2.6 показаны ДН плоского излучателя на центральных частотах двух рабочих диапазонов.

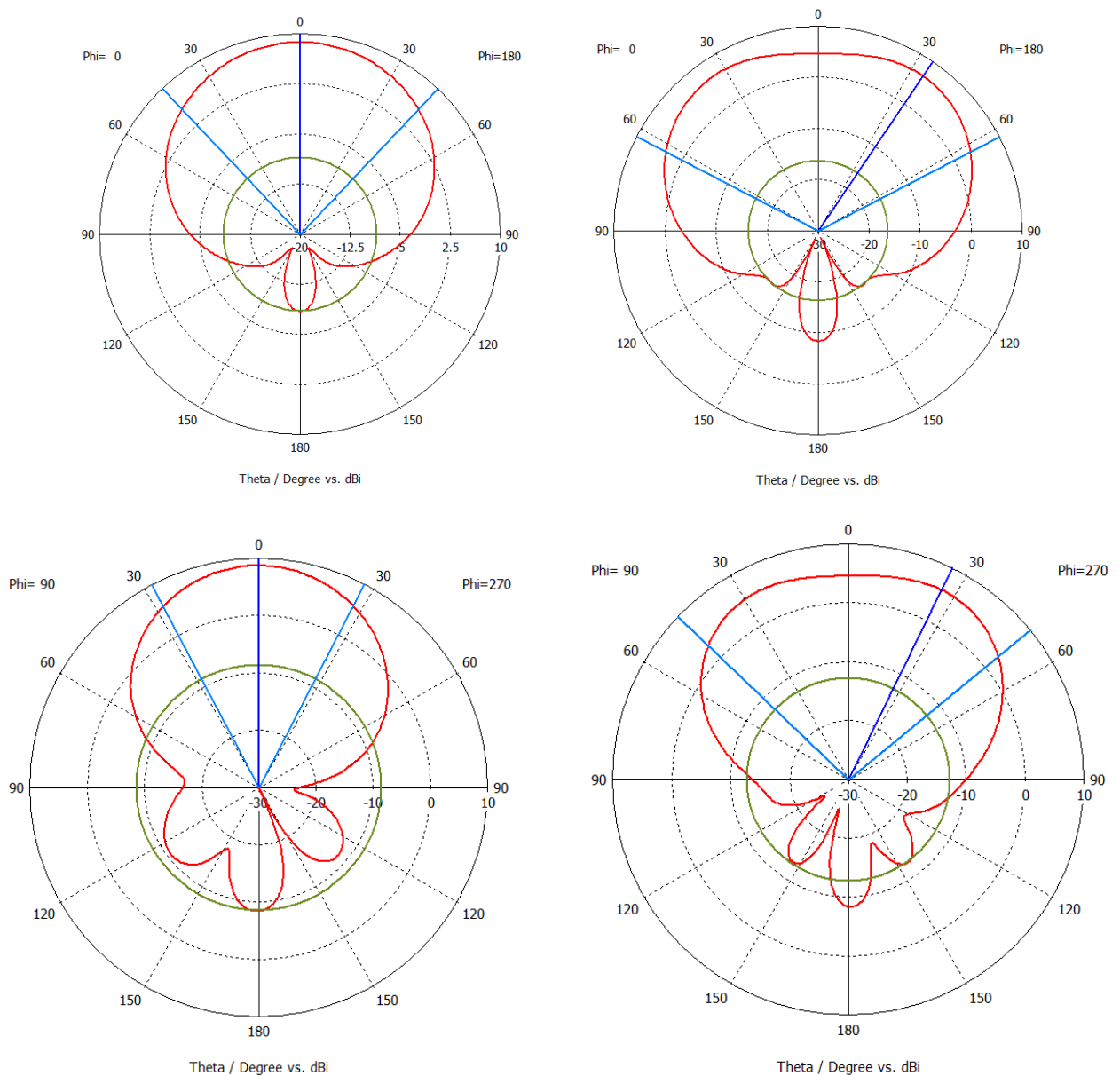


Рисунок 2.6 ДН плоского излучателя для двух диапазонов в *E* и *H* плоскостях

Излучатель данного типа обладает рядом достоинств: технологичность и относительная простота технической реализации; незначительное изменение электрических характеристик излучателя в составе решётки; отсутствие диэлектрических компонентов конструкции, обеспечивающих длительный срок эксплуатации.

К недостаткам конструкции данного типа можно отнести неполное соответствие габаритным требованиям и согласованию: превышение уровня КСВ на верхней границе нижнего рабочего диапазона; большая производная КСВ на нижней границе рабочей полосы частот и отсутствие запаса по частоте, неблагоприятно сказывающаяся на электрических характеристиках излучателя в составе решётки.

2.1.3 Модифицированный толстый вибраторный излучатель

Исходя из конструктивных соображений, для построения антенного полотна подходят широкополосные вибраторные излучатели и их модификации. Основными достоинствами вибраторов являются относительно малая масса, устойчивость к атмосферным внешним воздействиям, возможность получения произвольной поляризации и обеспечение работы при широкоугольном сканировании до $\pm 45^\circ \dots 50^\circ$. Некоторые модификации вибраторных излучателей над плоским проводящим экраном рассматривались в работах [63-69].

В качестве широкополосного элемента ФАР также можно рассмотреть модифицированный толстый вибратор [70-73]. На рис.2.7 приведена параметрическая конструкция модифицированного толстого вибраторного излучателя.

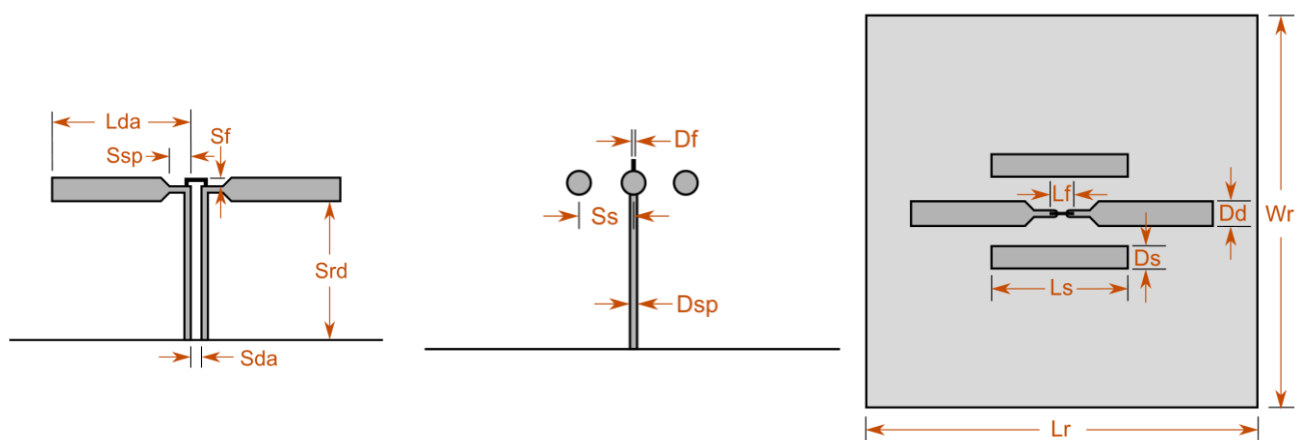


Рисунок 2.7 Конструкция модифицированного толстого вибраторного излучателя

Излучатель представляет собой симметричный толстый вибратор, закреплённый над экранирующей проводящей поверхностью на металлических стойках. Одна из стоек совмещена с питающей коаксиальной линией. Плечи вибратора расположены на некотором расстоянии. По обе стороны от главного вибратора (в плоскости, параллельной плоскости апертуры и проходящей через основной вибратор) расположены два пассивных толстых вибратора меньшей длины. Крепление пассивных вибраторов осуществляется диэлектрическими стойками, не оказывающими существенного влияния на электрические характеристики антенны и, поэтому, не участвующими в процессе электродинамического моделирования.

Параметры конструкции итогового варианта антенного элемента, полученного в процессе оптимизации характеристик, сведены в таб.2.2.

Таблица 2.2 Параметры модифицированного вибраторного излучателя

Название	Значение, мм
Lda	52,75
Sda	1,176
Dd	7,765
Srd	62,192
Sf	3,353
Lf	4,529
Df	0,706
Ds	6,341
Ls	57,149
Ss	13,775
Dsp	4,048
Ssp	4,453
Lr	235,1
Wr	235,1

На рис.2.8 приведено изображение модифицированной модели вибраторного излучателя в среде *CST Microwave Studio*. Для уменьшения длины вибратора с целью обеспечения габаритных размеров, необходимых для построения решётки с однолучевым режимом работы, на концах плеч основного вибратора добавлены индуктивные элементы в виде металлических шаров диаметром 2 мм. Также на рисунке не показана электрическая экранирующая поверхность, расположенная в основании антенного элемента.

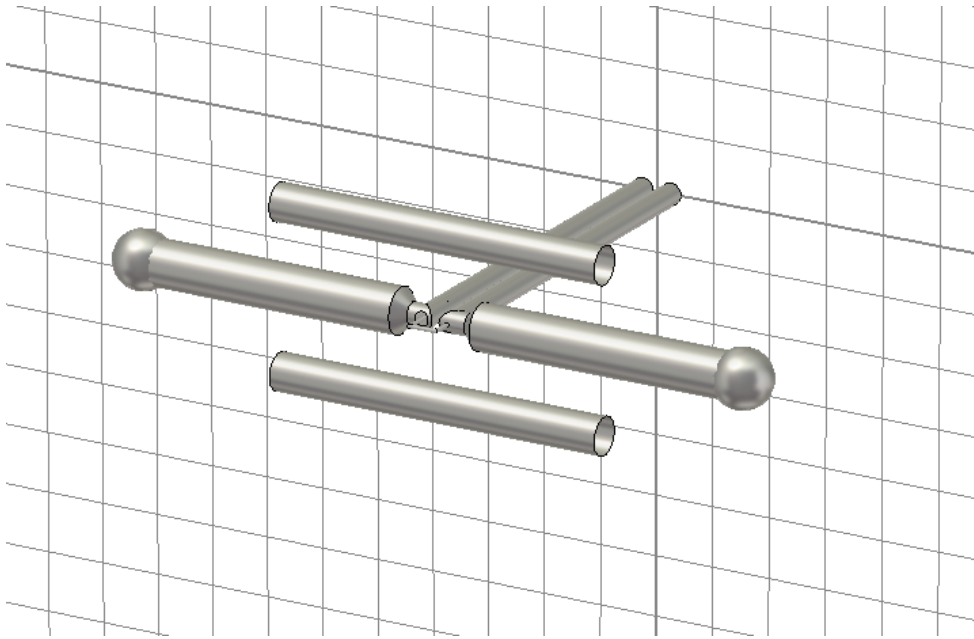


Рисунок 2.8 Изображение модели модифицированного толстого вибратора

На рис.2.9 приведены ДН в основных плоскостях для данного излучателя.

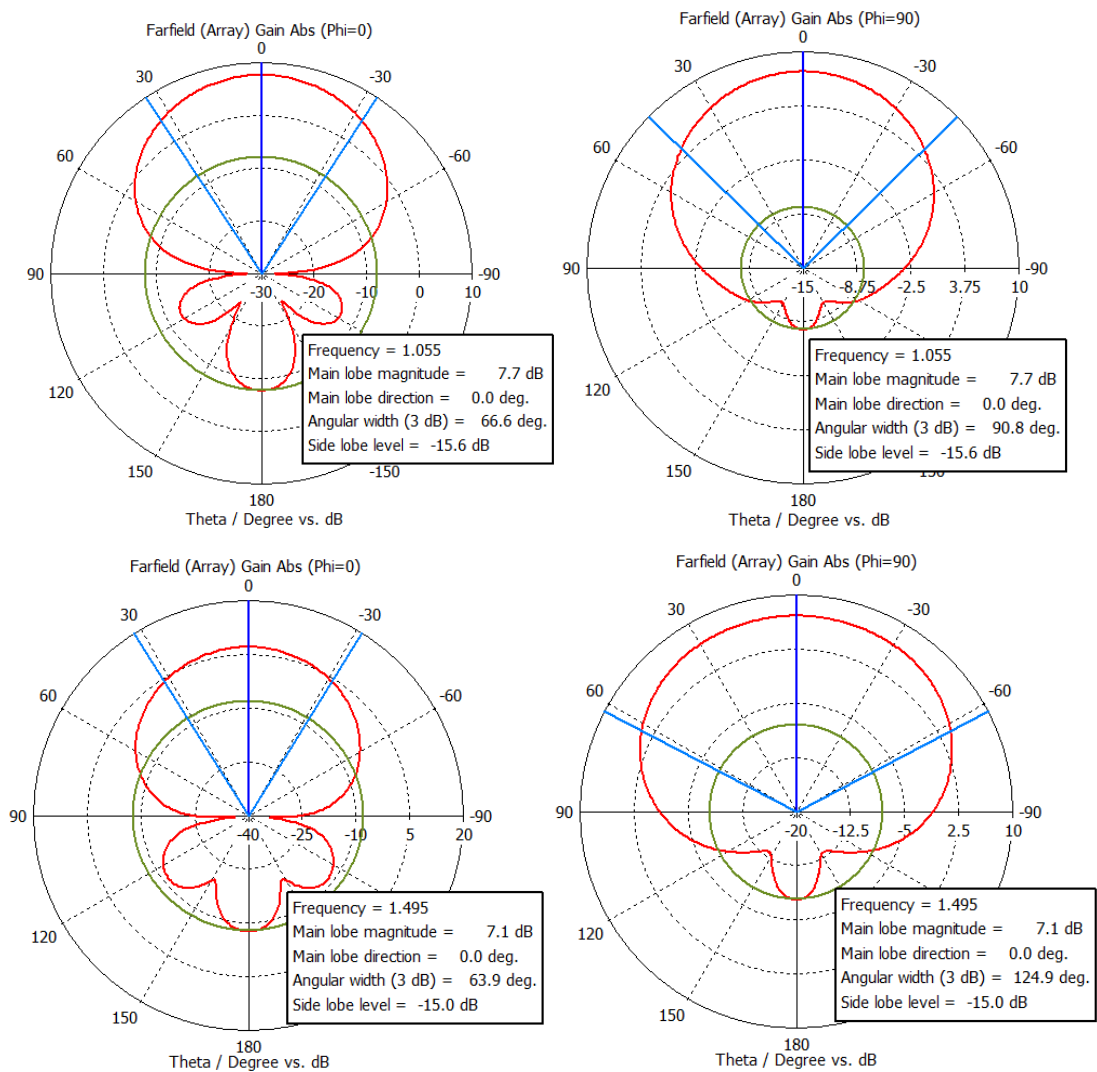


Рисунок 2.9.а ДН модифицированного толстого вибратора

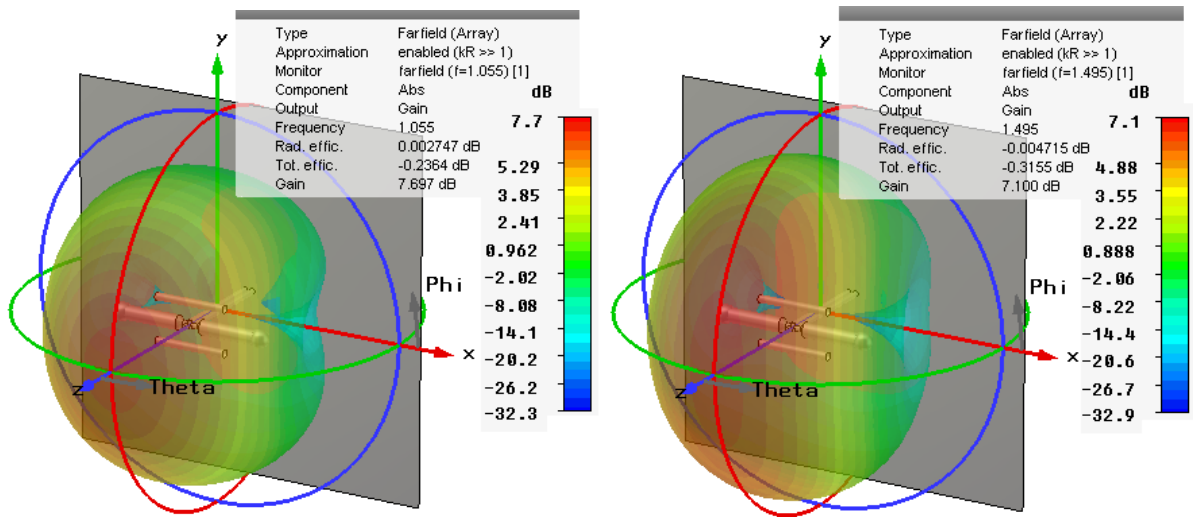


Рисунок 2.9.б ДН модифицированного толстого вибратора

Ширина основного лепестка в плоскости сканирования решётки ($\varphi = 90^\circ$) не меньше 90° , что обеспечивает необходимый сектор сканирования. Максимум ДН для каждого из рабочих частотных диапазонов ориентирован по нормали к плоскости апертуры АР.

По результатам численного электродинамического моделирования построена частотная зависимость КСВ в диапазонах рабочих частот (рис.2.10).

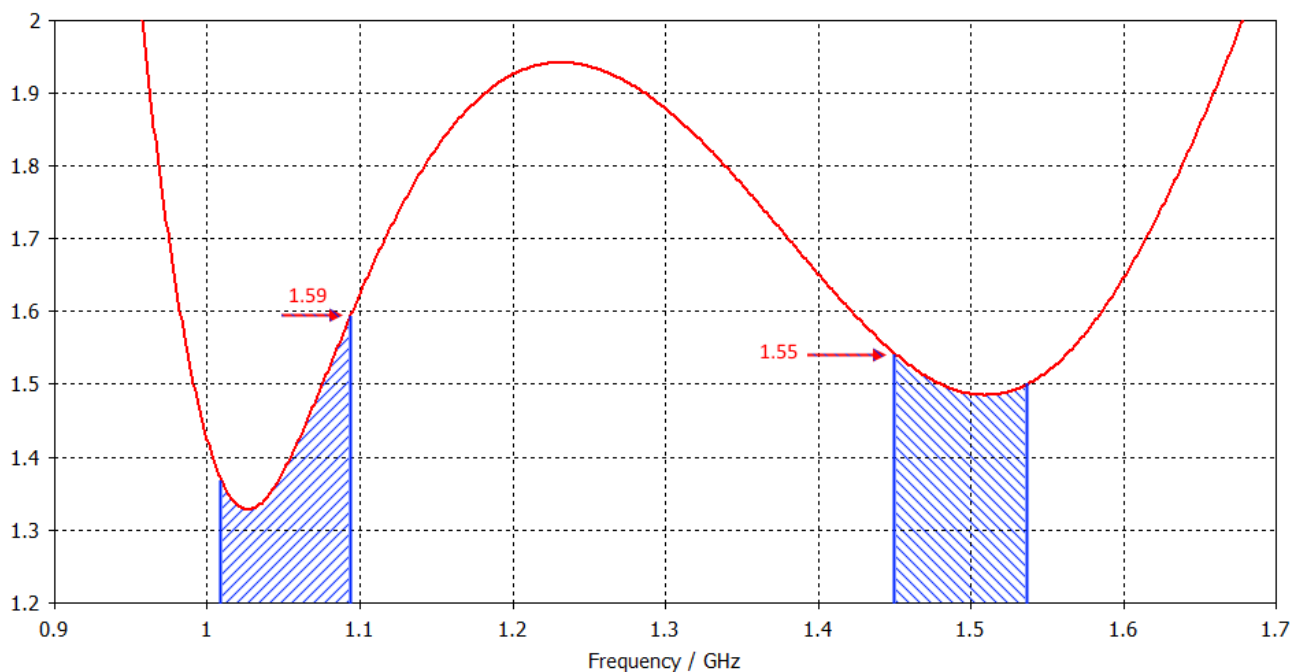


Рисунок 2.10 Зависимость КСВ от частоты модифицированного вибратора

Данный вариант построения антенного элемента ФАР не полностью удовлетворяет требованиям по КСВ, проявляет сильные эффекты взаимодействия в апертуре и в сравнении с остальными вариантами более сложен в технологическом плане. Диэлектрические стойки, входящие в состав конструкции, не удовлетворяют требованиям по долговечности эксплуатации.

2.1.4 Широкополосный вибраторный излучатель

Одна из модификаций вибраторного излучателя получила название инвертированного V-образного вибратора [66-68]. Общий вид такого вибратора показан на рис.2.11. Излучатель представляет собой вибратор с изогнутыми плечами. Угол изгиба плеч вибратора выбран в пределах $10-20^\circ$ для расширения ДН и сектора сканирования азимутальной плоскости. Возбуждение вибратора осуществляется коаксиальной линией.

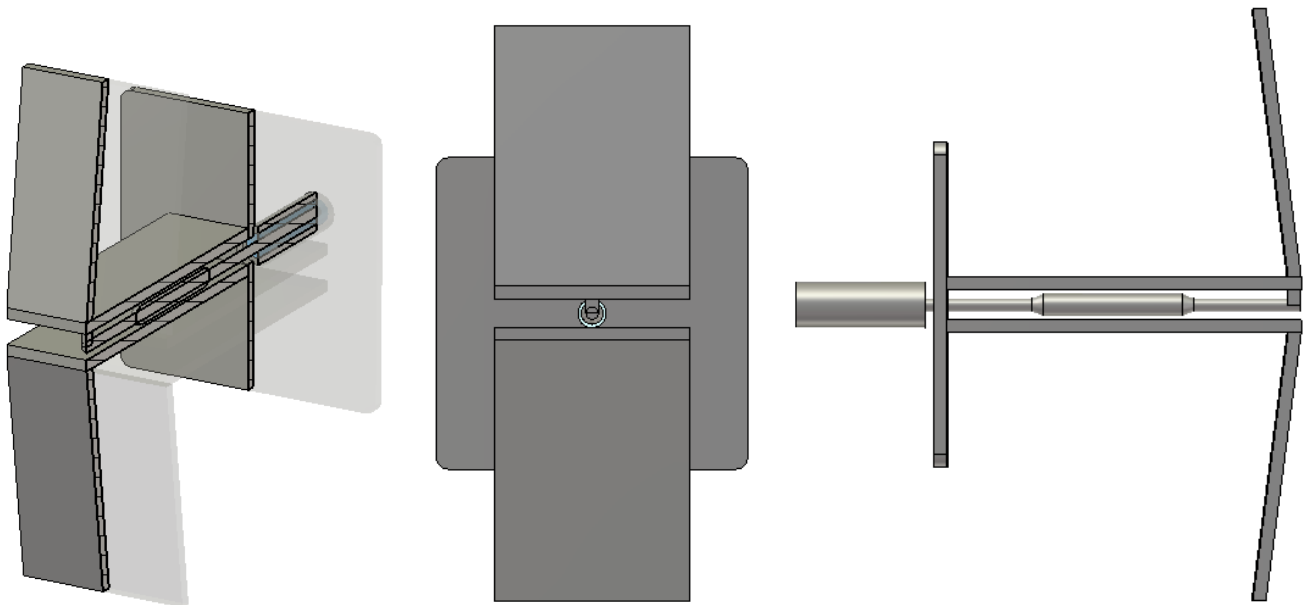


Рисунок.2.11 Вибраторный излучатель

Для оценки возможности реализации в вибраторном излучателе двухчастотного режима работы на вертикальной поляризации излучённого поля был проведён расчёт характеристик направленности одиночного излучателя. ДН излучателя в двух плоскостях показаны на рис.2.12. Пространственные ДН приведены на рис.2.13. Зависимость КСВ на входе излучателя от частоты приведена на рис.2.14.

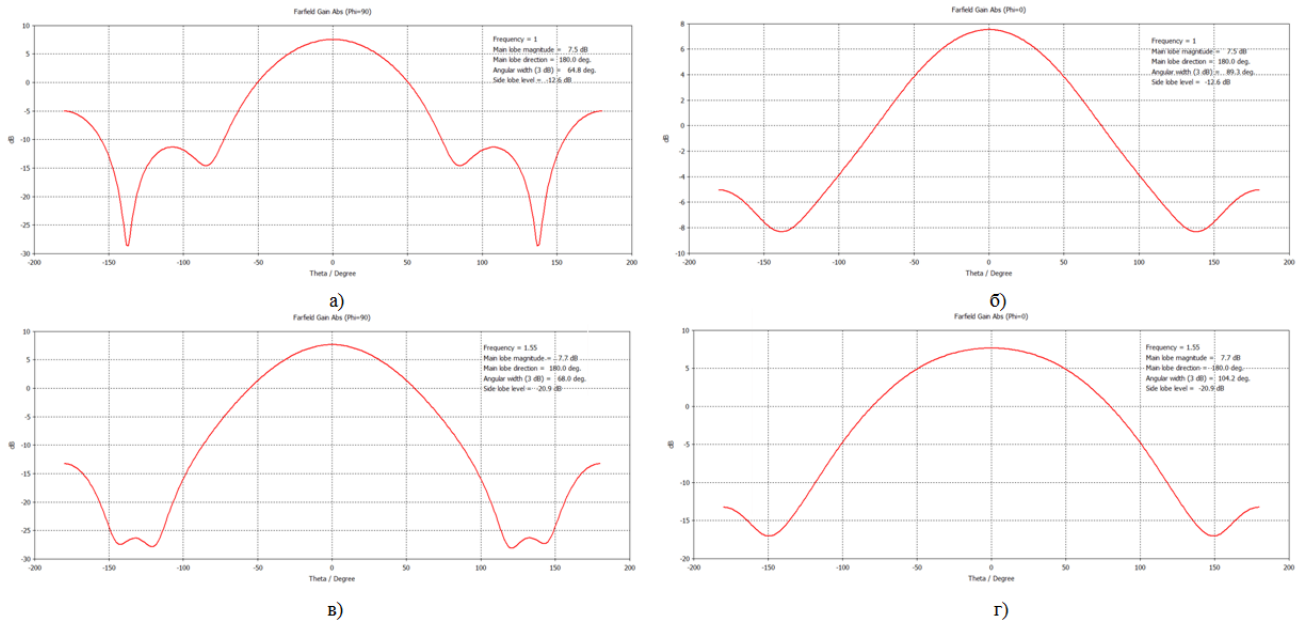


Рисунок.2.12. а - ДН в плоскости E на частоте 1 ГГц, б - ДН в плоскости H на частоте 1 ГГц, в - ДН в плоскости E на частоте 1,55 ГГц, г - ДН в плоскости H на частоте 1,55 ГГц

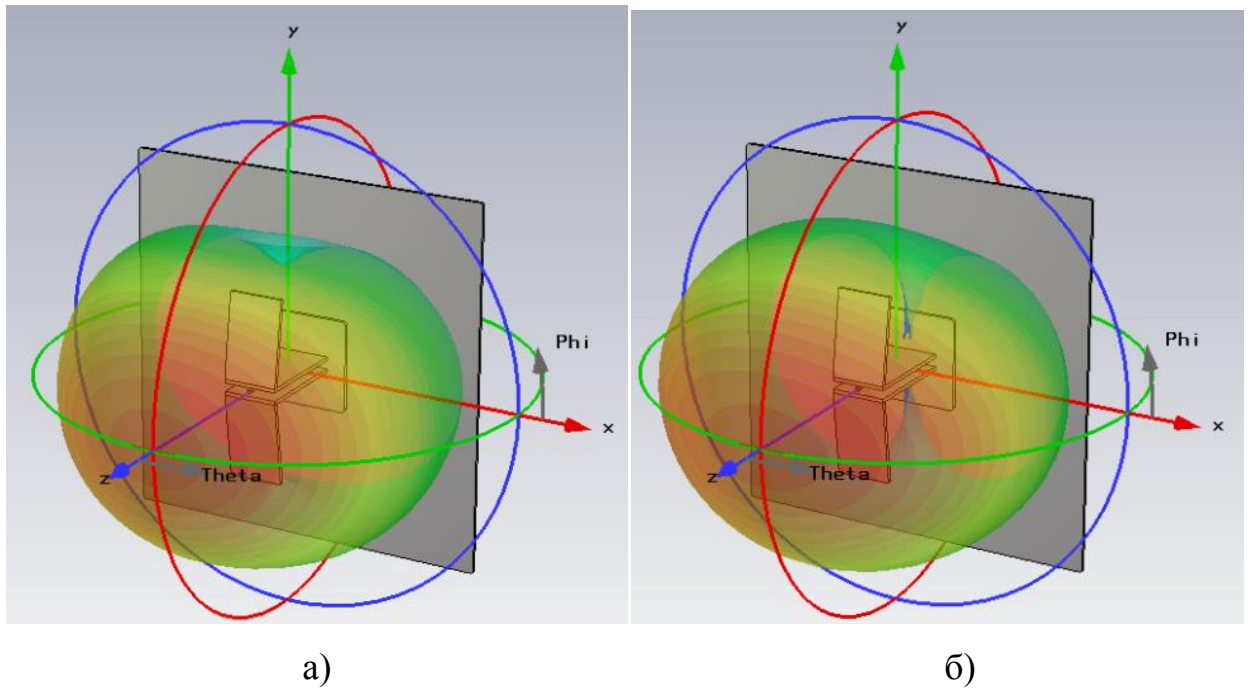


Рисунок.2.13 Пространственные ДН излучателя: а - на частоте 1 ГГц, б - на частоте 1,55 ГГц

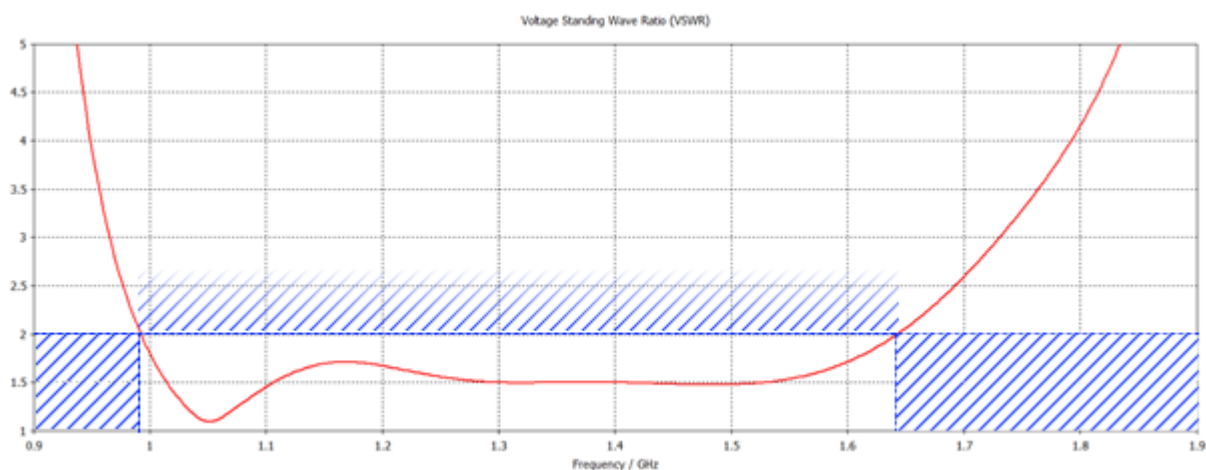


Рисунок.2.14 Зависимость КСВ на входе излучателя от частоты

Данный излучатель обладает значительным взаимодействием в составе решётки и не обеспечивает требований по КСВ. Но при этом конструкцию данного излучателя можно использовать как основу для построения модификаций с использованием аппарата численной оптимизации.

2.1.5 Широкополосный вибраторный излучатель с трансформатором

Для построения излучателя по заданным требованиям и габаритным размерам, укладываемым в шаг элементов решётки, в работе была решена оптимизационная задача по критериям соответствия $КСВ < 1,5$ при сохранении направленных свойств. На рис.2.15 показан вариант конструкции, полученный в процессе оптимизации

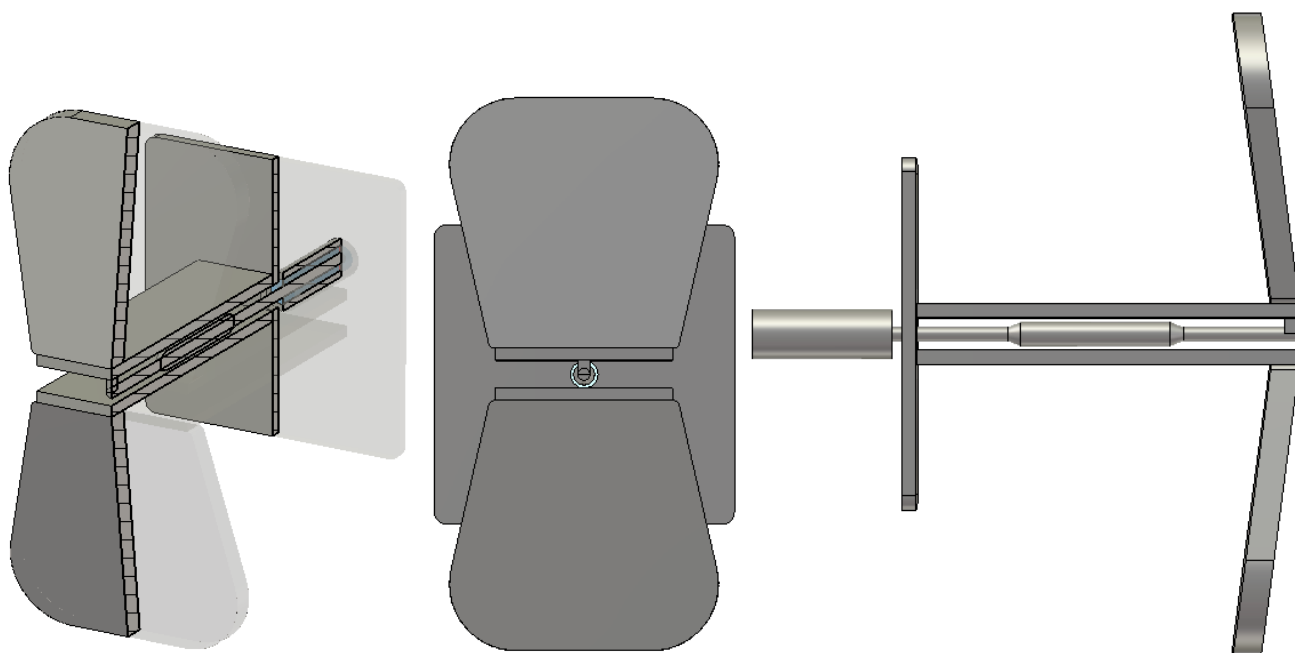


Рисунок 2.15 Модель широкополосного вибраторного излучателя

ДН излучателя в двух плоскостях показаны на рис.2.16. Зависимости КСВн от частоты для двух излучателей приведены на рис.2.17. Пунктиром показана зависимость КСВн для излучателя, показанного на рис.2.11, сплошной линией – для излучателя на рис.2.15.

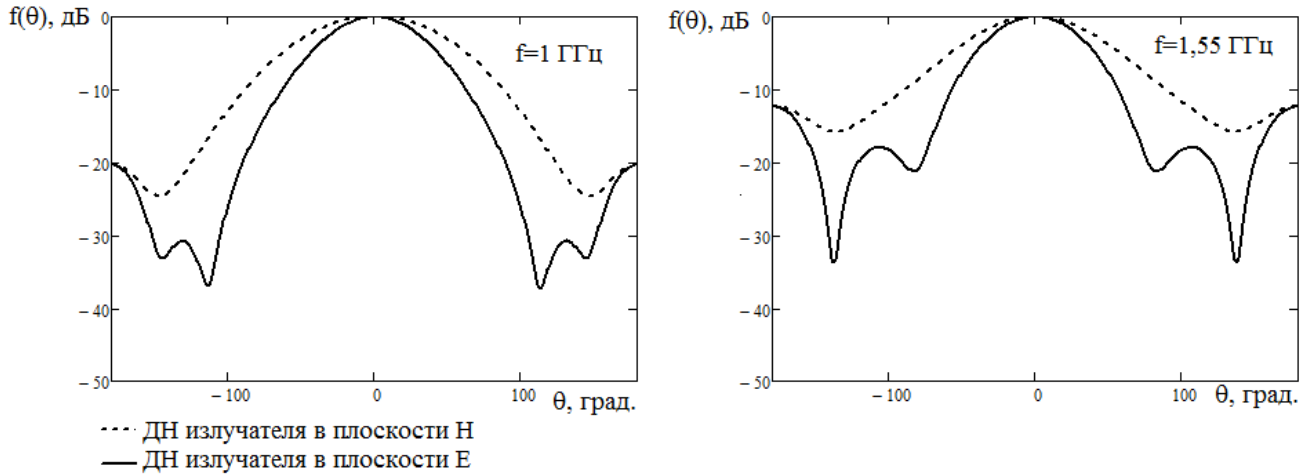


Рисунок 2.16 ДН широкополосного вибраторного излучателя

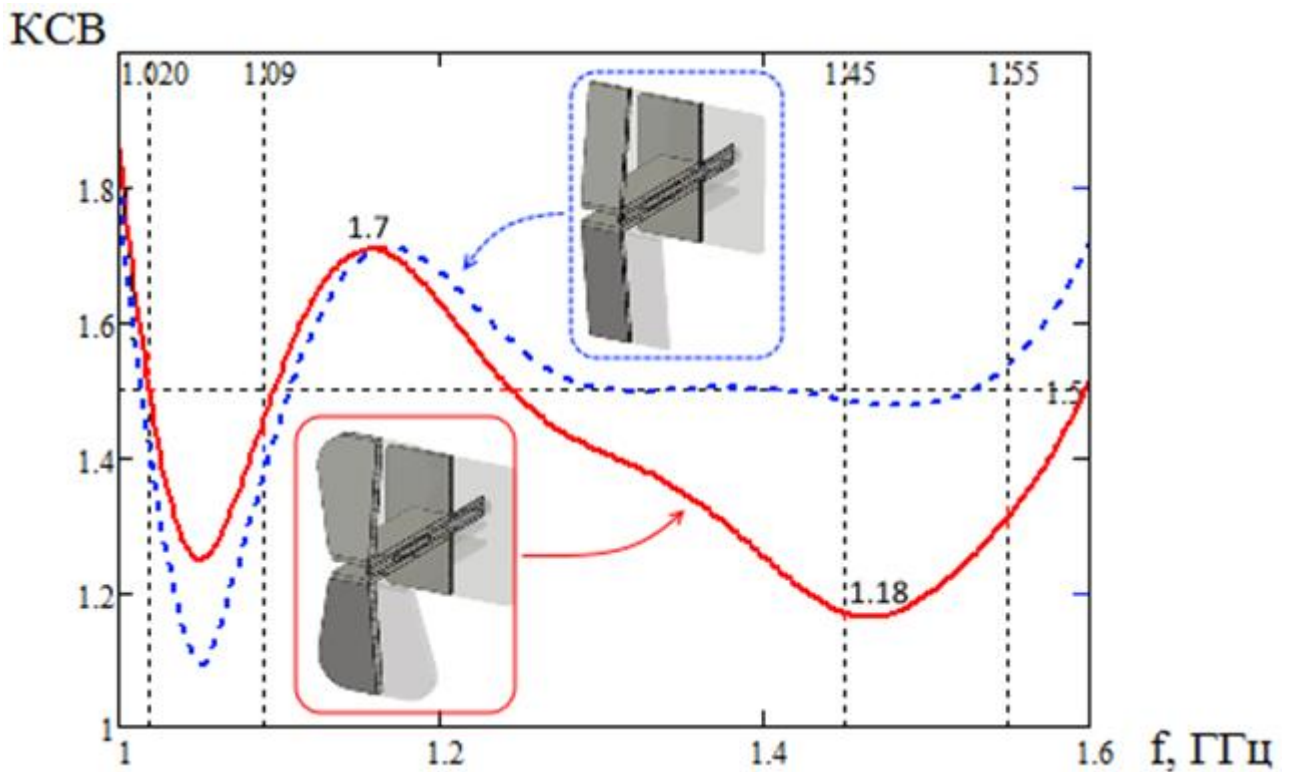


Рисунок 2.17 Зависимости КСВ от частоты для двух излучателей

Модификация V-образного вибратора немного улучшила частотную характеристику в области нижних частот, но существенного расширения рабочей полосы для этой модели достичь не удалось. В этом варианте конструкции наблюдается

существенная скорость нарастания КСВ в области нижних частот, что плохо сказывается на характеристиках согласования излучателя в составе решётки.

2.1.6 Модифицированный широкополосный пластинчатый уголкового вибраторный излучатель

Следующий вариант широкополосного излучателя представляет собой вибратор с изогнутыми плечами треугольной формы. Общий вид излучателя показан на рис.2.18. Угол изгиба плеч вибратора выбран в 10° для расширения ДН и сектора санирования угломестной плоскости. Возбуждение излучателя осуществляется коаксиальной линией с диаметрами центральной жилы и оплётки 2,14 и 7,2 мм соответственно.

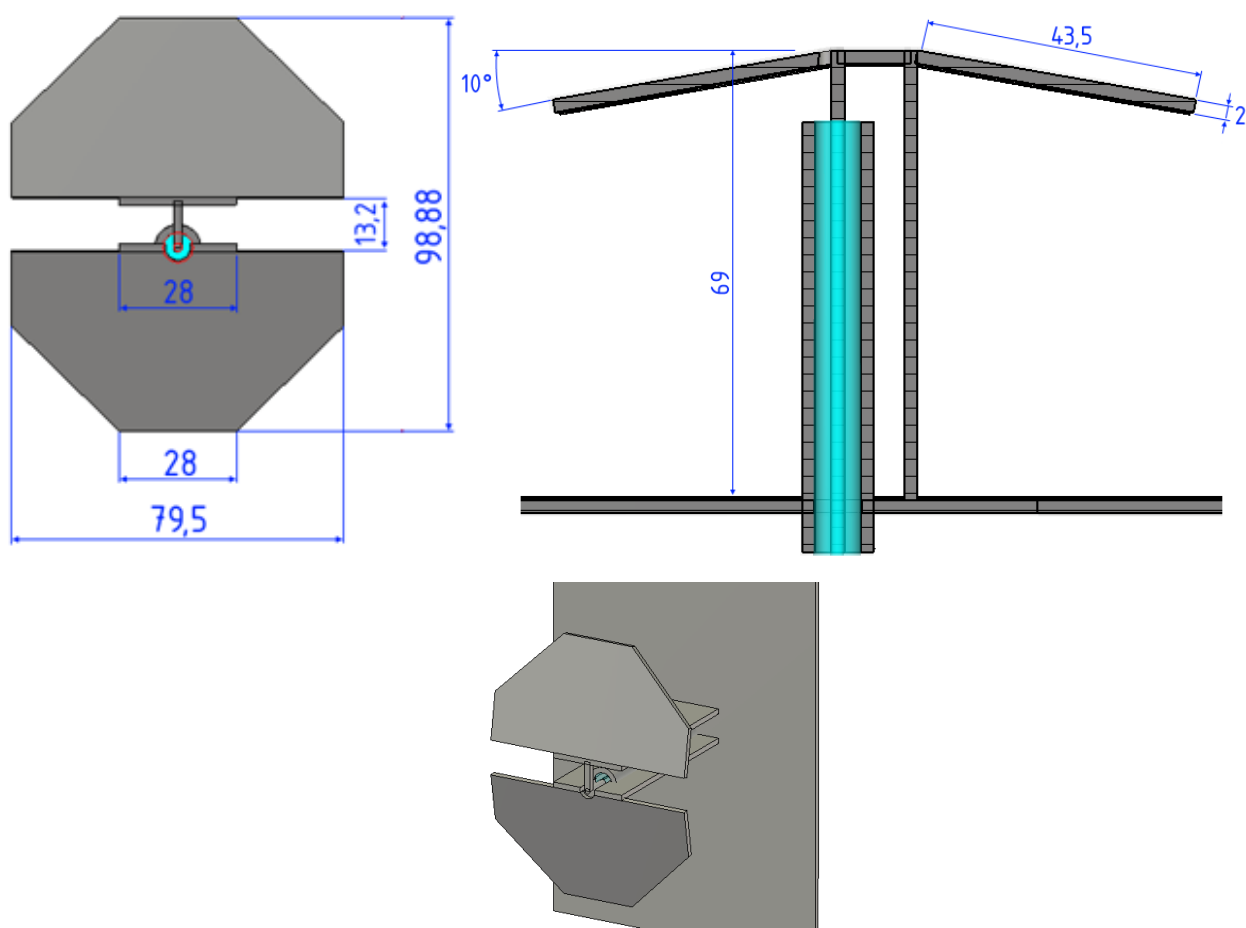


Рисунок 2.18 Модифицированный широкополосный пластинчатый уголкового вибраторный излучатель

Электродинамический численный расчёт модели модифицированного широкополосного вибратора показывает наличие запасов по частоте вблизи диапазонов рабочих частот по уровню согласования КСВ $< 1,5$ (рис.2.19).

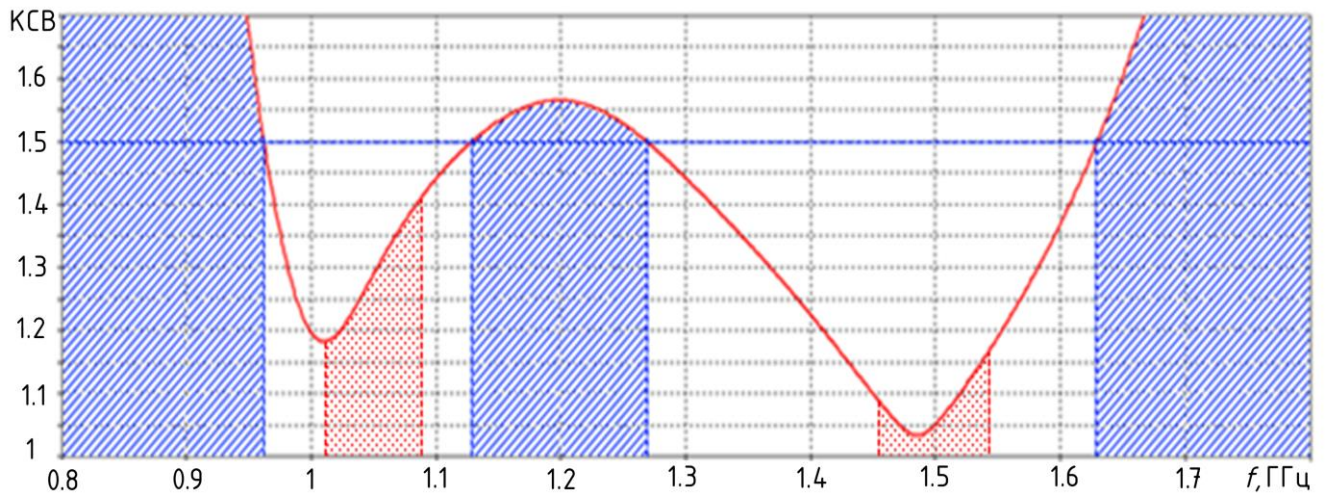


Рисунок 2.19 Зависимость КСВн от частоты в области рабочих диапазонов

Запас по согласованию необходим для сохранения свойств излучателя в процессе изготовления. Запас частотных диапазонов по согласованию по уровню КСВ $< 1,5$ в данной модели составляет величину порядка 40 МГц на нижнем частотном диапазоне и 80 МГц на верхнем частотном диапазоне.

На рис.2.20 приведены ДН в обоих рабочих диапазонах частот.

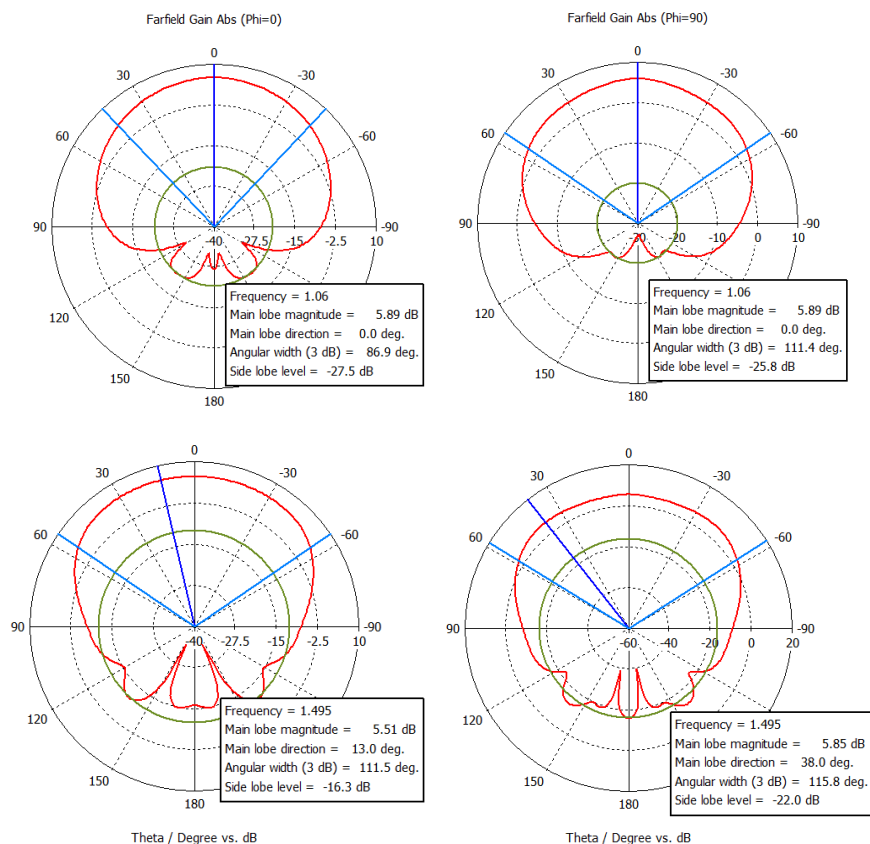


Рисунок 2.20 ДН модифицированного широкополосного излучателя в E и H плоскостях на частотах 1,06 и 1,495 ГГц

Данный излучатель удовлетворяет основным требованиям по геометрическим параметрам, КСВ и направленным свойствам в рабочих диапазонах частот. При этом полученная численная электродинамическая модель обладает приемлемой вычислительной сложностью для проведения процесса оптимизации геометрии излучателя для обеспечения требований в составе решётки с учётом взаимодействия.

2.1.6.1 Взаимодействие излучателей в малоэлементной АР

Характеристики одиночного излучателя могут существенно отличаться от характеристик излучателя в составе решётки. Для оценки влияния взаимодействия излучателей в составе решётки по внешнему полю проведено исследование характеристик согласования излучателей и их направленных свойств в составе малоэлементной АР. На рис.2.21 представлена топология малоэлементной АР, составленной для исследования влияния излучателей в составе решётки. Расстояния между элементами решётки выбраны с учётом однолучевого режима работы и внешних габаритов.

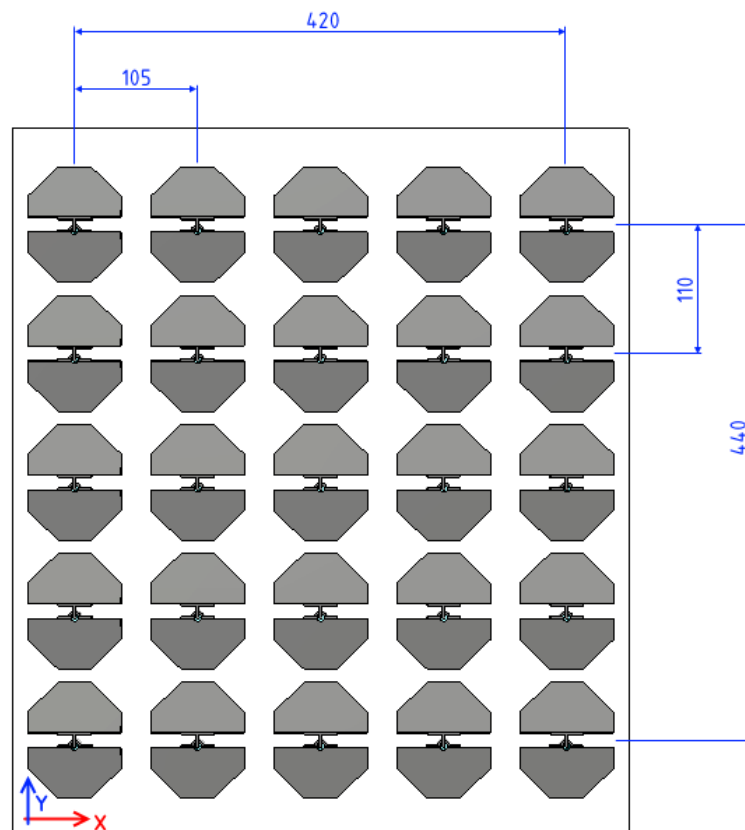


Рисунок 2.21 Топология малоэлементной АР из широкополосных модифицированных вибраторов

В результате численного электродинамического моделирования в среде *CST Microwave studio* методом *FDTD* определены ДН излучателя в составе решётки (рис.2.22).

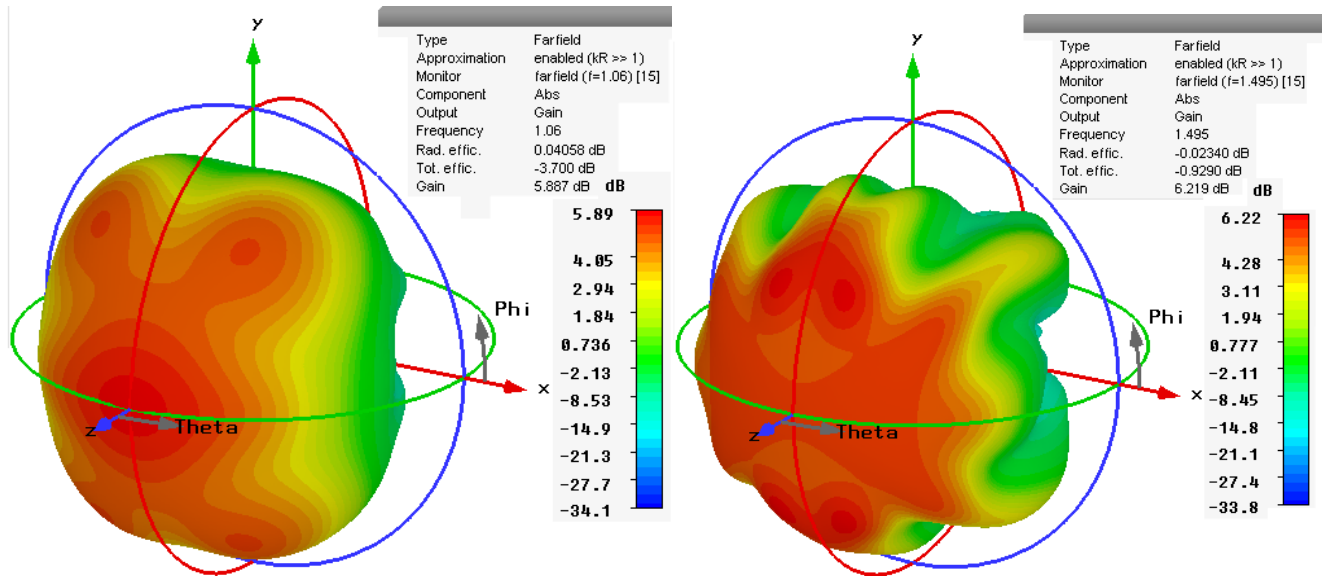


Рисунок 2.22 ДН излучателя в составе решётки

ДН определена для центрального элемента решётки, как для излучателя, максимально подверженного эффекту взаимодействия.

На рис.2.23 приведена схема расстановки портов возбуждения элементов АР. Жирным выделены излучатели, характеристики взаимодействия с которыми для центрального излучателя приведены ниже.

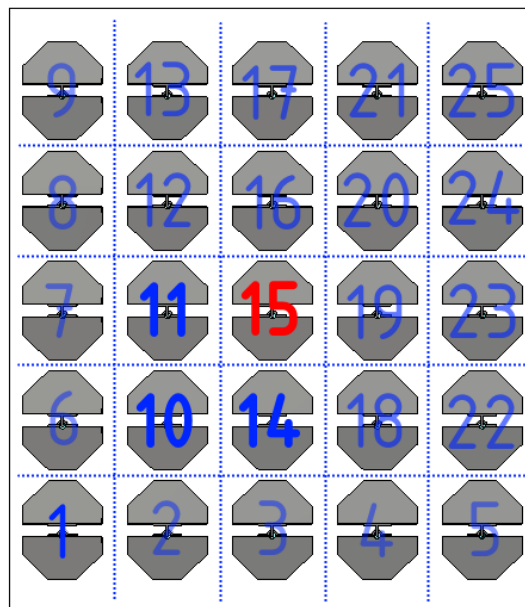


Рисунок 2.23 Схема размещения портов возбуждения АР. Красным отмечен исследуемый излучатель

Для исследования эффекта взаимодействия необходима оценить коэффициенты связи между исследуемыми излучателями. Для этого на рис.2.24 приведены зависимости S -параметров в рабочих диапазонах частот для выбранных излучателей малоэлементной АР. Индексы исследуемых излучателей схематично были показаны на рис.2.23.

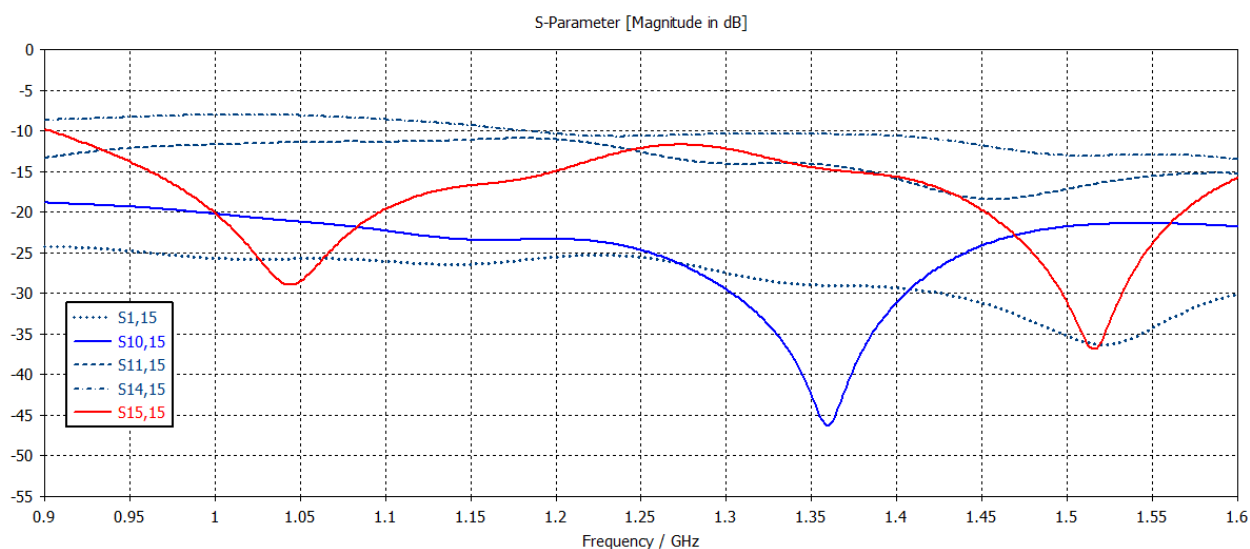


Рисунок 2.24 S -параметры матрицы рассеяния малоэлементной АР с учётом взаимодействия излучателей в апертуре решётки

Зависимости S -параметров, приведённые на рис.2.24 показывают, что максимальная связь по полю в апертуре решётки находится между вертикально расположенными антенными элементами. При этом связь составляет величину не больше -7дБ. На рис.2.25 приведена зависимость КСВ от частоты для излучателя в составе решётки.

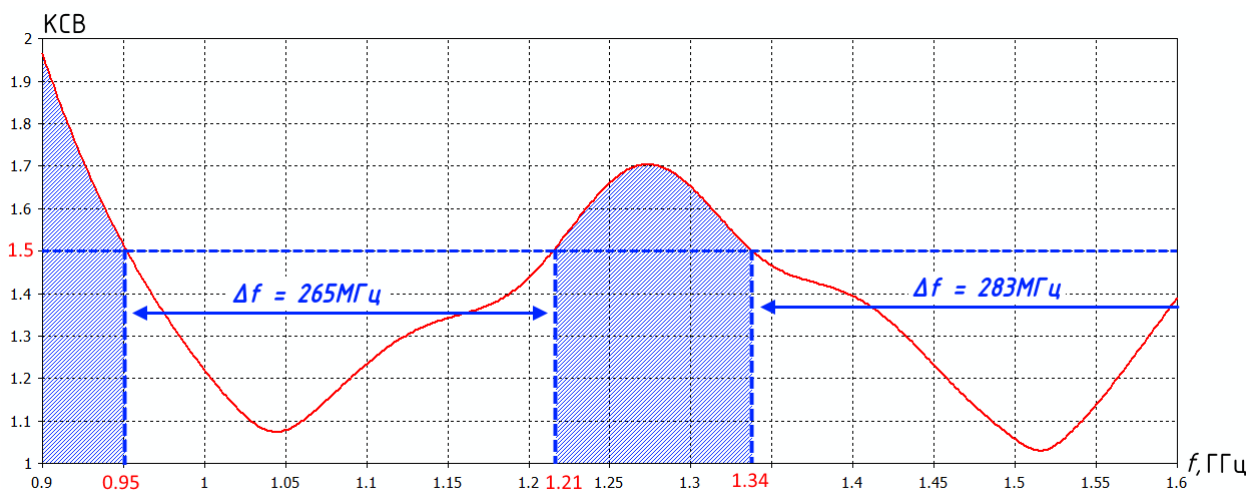


Рисунок 2.25 Зависимость КСВ от частоты для излучателя в составе решётки

Численный электродинамический анализ показывает, что полученная геометрия антенного элемента полностью удовлетворяет техническим требованиям по габаритным параметрам и КСВ, а также требованиям, предъявляемым к антенному элементу ФАР с электрическим сканированием в условиях взаимодействия элементов по внешнему пространству. При этом полученные электрические характеристики обладают определённым запасом, который даст возможность нивелировать технологические погрешности, возникающие в процессе изготовления. На рис.2.26 приведены зависимости КСВ малоэлементной АР, состоящей из 25 элементов. Показанные зависимости получены путём численного электродинамического моделирования с учётом взаимодействия между излучателями.

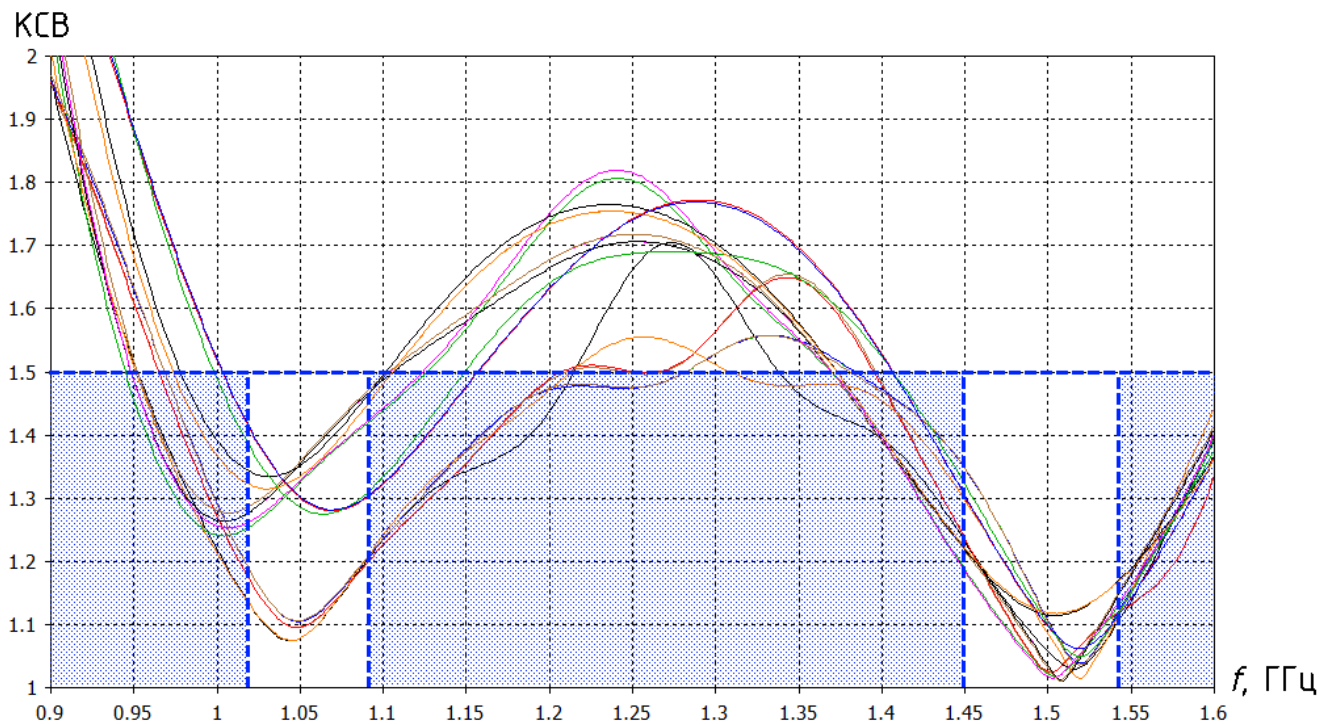


Рисунок 2.26 КСВ всех излучателей малоэлементной решётки из 25 излучающих элементов с учётом взаимодействия

График на рис.2.26 показывает, что все элементы с учётом взаимодействия удовлетворяют требованиям по КСВ в рабочих диапазонах частот.

2.1.6.2 Диаграмма направленности при сканировании

Для оценки эффекта взаимодействия излучателей по полю в работе проведён расчёт характеристик направленности излучателя в составе малоэлементной решётки при электрическом отклонении луча на угол, заданный как предельный в секторе сканирования. На рис.2.27 приведены ДН

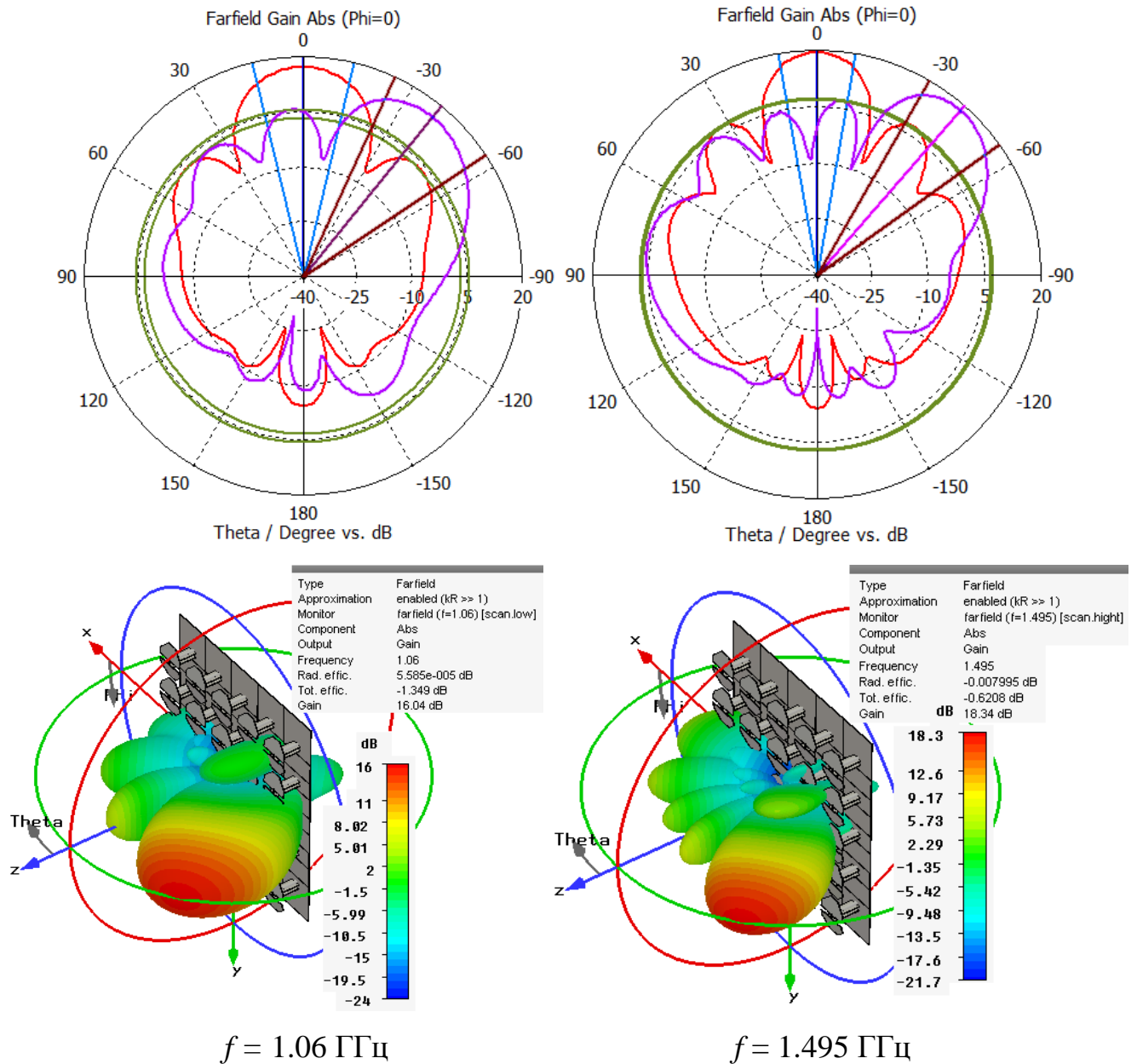


Рисунок 2.27 Диаграмма направленности малоэлементной решётки с электрическим поворотом луча в азимутальной плоскости на угол 45°

По приведённой на рис.2.27 диаграмме направленности можно видеть, что УБЛ на предельном угле отклонения луча возрастает на 3,3 дБ в нижнем частотном диапазоне и 0,6 дБ в верхнем.

2.2 Особенности формирования суммарной, разностной диаграмм направленности и диаграммы направленности канала подавления боковых лепестков при работе в двухчастотных диапазонах

В соответствии с требованиями в горизонтальной плоскости антенная система должна формировать суммарную ДН шириной по уровню – 3 дБ

- в диапазоне 1: $8,0 \pm 0,8^\circ$;

- в диапазоне 2: $5,2 \pm 0,5^\circ$,

при расположении максимума ДН по нормали к апертуре решётки.

Длина антенной решётки по горизонтали не должна превышать 2,8 м, что при числе элементов в линейке $N = 24$ соответствует шагу 116,7 мм. При заданном секторе сканирования $\pm 45^\circ$ шаг должен выбираться из условия [1]:

$$d \leq \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_{СК})} \quad (2.1)$$

Для первого диапазона шаг составляет шаг излучателей не должен превышать 16,67 см, для второго диапазона шаг не должен превышать 11,76 см.

Для обеспечения требований по размещению на краях апертуры шаг элементов решётки не должен превышать 107,7 мм. Ниже приводятся результаты расчёта для шага $d = 105$ мм.

Требуемый низкий УБЛ для суммарной ДН может быть достигнут при использовании спадающего к краям амплитудного распределения [1]. В соответствии с требованиями, предъявляемыми к такому типу антенн, для обеспечения УБЛ = - 20 дБ можно применить спадающее к краям амплитудное распределение вида:

$$A_{\Sigma}(x) = \Delta_{\Sigma} + (1 - \Delta_{\Sigma}) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2}\xi(x)\right) \quad (2.2)$$

$$\xi(x) = \frac{2x}{d \cdot (N-1)} \quad (2.3)$$

$\Delta_{\Sigma} = 0,2$ – пьедестал.

Разностные ДН должны иметь высокую крутизну. Одним из вариантов амплитудного распределения для разностной ДН можно считать синусоидальное амплитудное распределение с пьедесталом $\Delta = 0,4$. Амплитудное распределение выбирается с учётом того, что 4 центральных элемента не участвуют в формировании разностной ДН. Центральные элементы входят в канал подавления боковых лепестков. При формировании суммарной ДН работают все элементы. Форма амплитудного распределения разностного канала может быть определена следующим образом:

$$A_{\Delta}(x) = \begin{cases} \text{sign } x \cdot [\Delta_{\Delta} + (1 - \Delta_{\Delta}) \cdot \sin(\pi \cdot \xi(|x|))] & \text{if } |x| > 2d \\ 0 & \text{if } |x| \leq 2d \end{cases} \quad (2.4)$$

Формы амплитудных распределений показаны на рис.2.28.

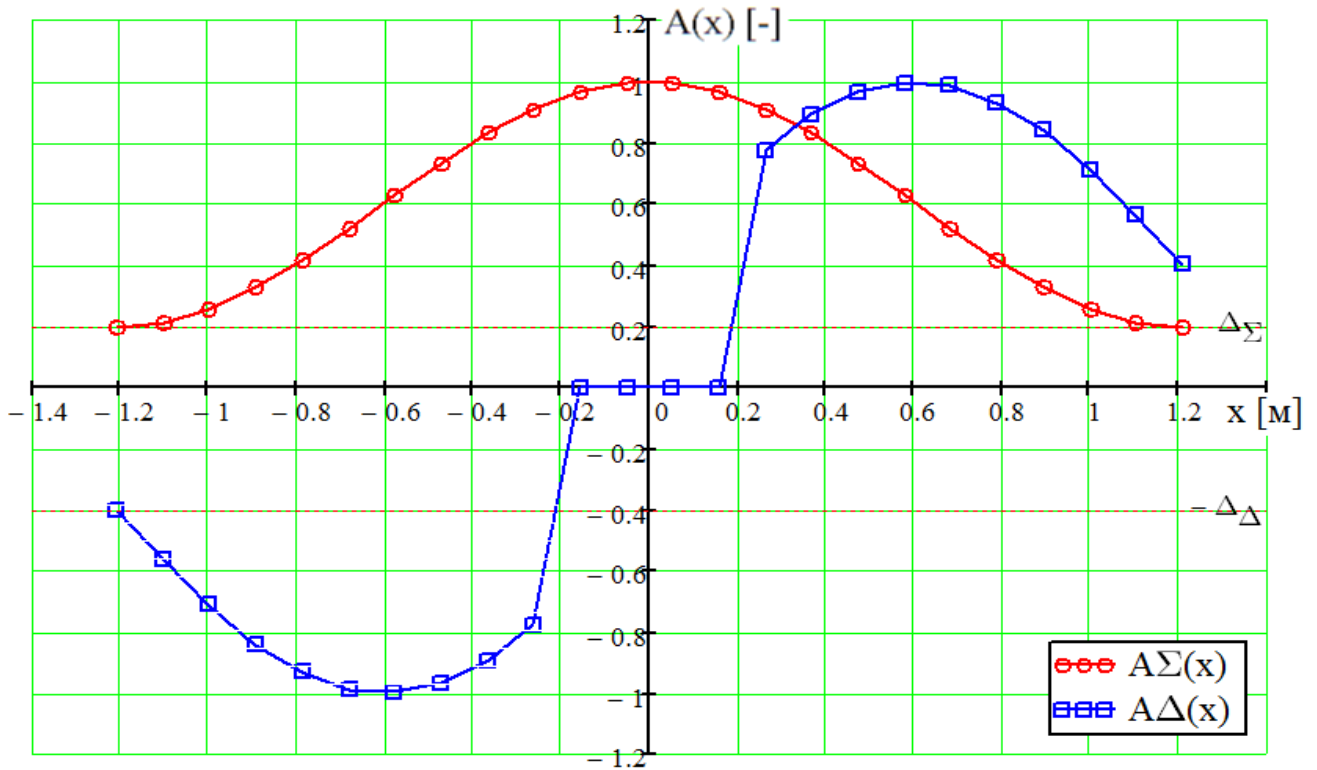


Рисунок 2.28 Амплитудные распределения суммарного и разностного каналов для двух частот

На рис.2.29, 2.30 показаны ДН, соответствующие приведённым амплитудным распределениям. Диаграммы приведены с учётом формы ДН элемента решётки.

Пеленгационная характеристика представляет собой зависимость напряжения на входе приёмника разностного канала. В пределах сектора рабочих углов она однозначно ставит в соответствие угол пеленга цели и напряжение на входе приёмника.

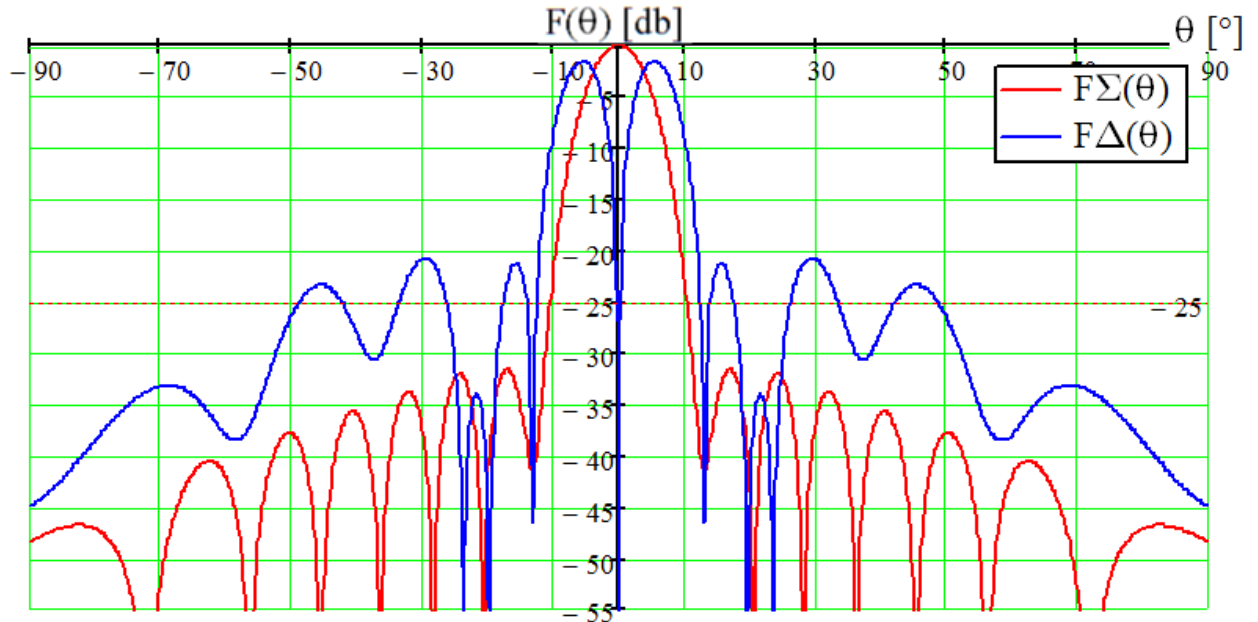


Рисунок 2.29 ДН для суммарного и разностного каналов на центральной частоте $f_0 = 1,28$ ГГц для обоих частотных диапазонов

На рис.2.30 приведены ДН суммарного и разностного каналов в области главного лепестка.

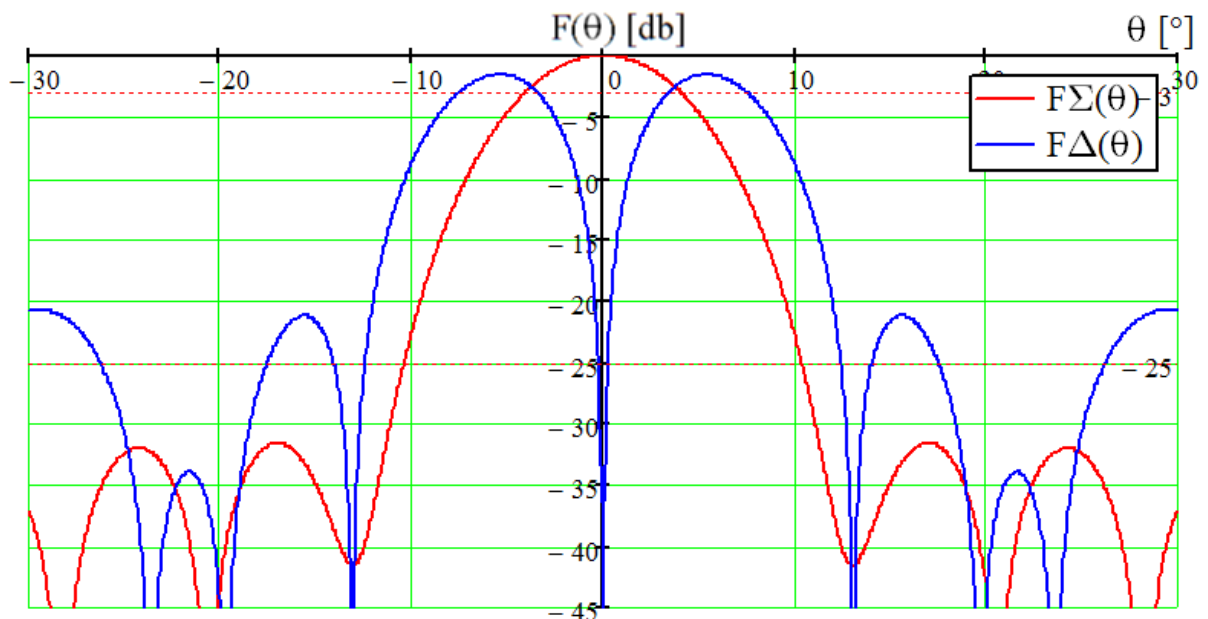


Рисунок 2.30 ДН в области главных лепестков на центральной частоте $f_0 = 1,28$ ГГц для обоих частотных диапазонов

ДН имеют пересечение по уровню $-3 \pm 0,5$ дБ. УБЛ по суммарному каналу не превышает уровня -30 дБ, по разностному -20 дБ.

Пеленгационная характеристика моноимпульсной ДН [74] может быть определена, как мнимая часть комплексной ДН разностного канала.

$$\Delta F(\theta, \theta_0) = \text{Im} \left\{ \frac{f_1(\theta)}{\sum |A_{\Delta}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} e^{-jkX_i(\sin \theta - \sin \theta_0)} \right\} \quad (2.5)$$

где θ_0 – угол электрического отклонения луча;

$A_{\Delta i}$ – амплитудное распределение разностного канала ДН;

$f_1(\theta)$ – ДН одиночного элемента решётки;

X_i – координаты размещения элементов решётки.

На рис.2.31 приведена пеленгационная характеристика моноимпульсной ДН в секторе рабочих углов для крайних ($f_0 = 1,02$ ГГц, $f_0 = 1,54$ ГГц) и центральной ($f_0 = 1,28$ ГГц) частот.

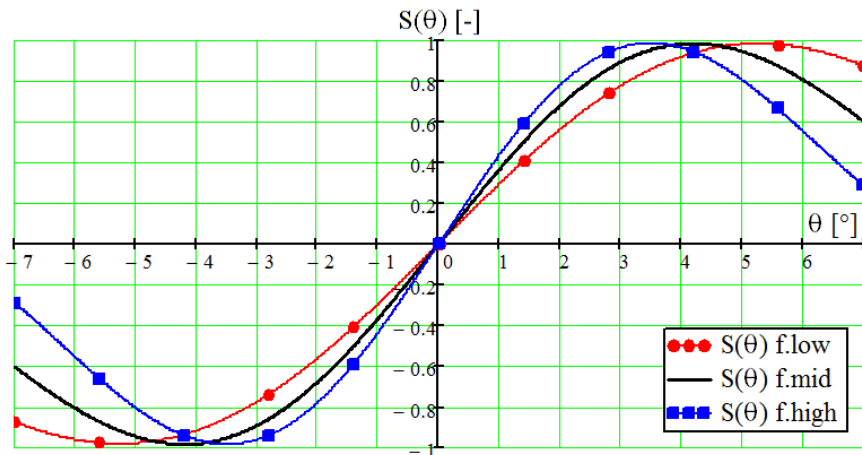


Рисунок 2.31 Мнимая часть комплексной ДН разностного канала на центральной частоте $f_0 = 1,28$ ГГц для обоих частотных диапазонов

Крутизна разностной ДН определяется в секторе главного луча моноимпульсной ДН. Точность определения угловых координат цели по моноимпульсной ДН прямо пропорциональна крутизне пеленгационной характеристики [74].

Производная от пеленгационной характеристики показывает величину крутизны моноимпульсной диаграммы направленности.

$$S(\theta, \theta_0) = \frac{d}{d\theta} \text{Im} \left\{ \frac{f_1(\theta)}{\sum |A_{\Delta}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} e^{-jkX_i(\sin \theta - \sin \theta_0)} \right\} \quad (2.6)$$

Воспользовавшись свойством линейности операторов дифференцирования, взятия мнимой части и суммирования, формулу (2.6) можно упростить

$$S(\theta, \theta_0) = \frac{1}{\sum |A_{\Delta i}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} \frac{d}{d\theta} \left[f_1(\theta) \operatorname{Im} \left\{ e^{-jkX_i(\sin \theta - \sin \theta_0)} \right\} \right] \quad (2.7)$$

$$S(\theta, \theta_0) = \frac{-1}{\sum |A_{\Delta i}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} \frac{d}{d\theta} \left[f_1(\theta) \sin(kX_i(\sin \theta - \sin \theta_0)) \right] \quad (2.8)$$

Пеленгационная характеристика определяется в секторе углов, ограниченном шириной главного луча суммарной ДН при фиксированном угле электрического отклонения моноимпульсной ДН θ_0 .

На рис. 2.32 приведена зависимость крутизны пеленгационной характеристики в секторе рабочих углов для крайних ($f_0 = 1,02$ ГГц, $f_0 = 1,54$ ГГц) и центральной ($f_0 = 1,28$ ГГц) частот без отклонения луча.

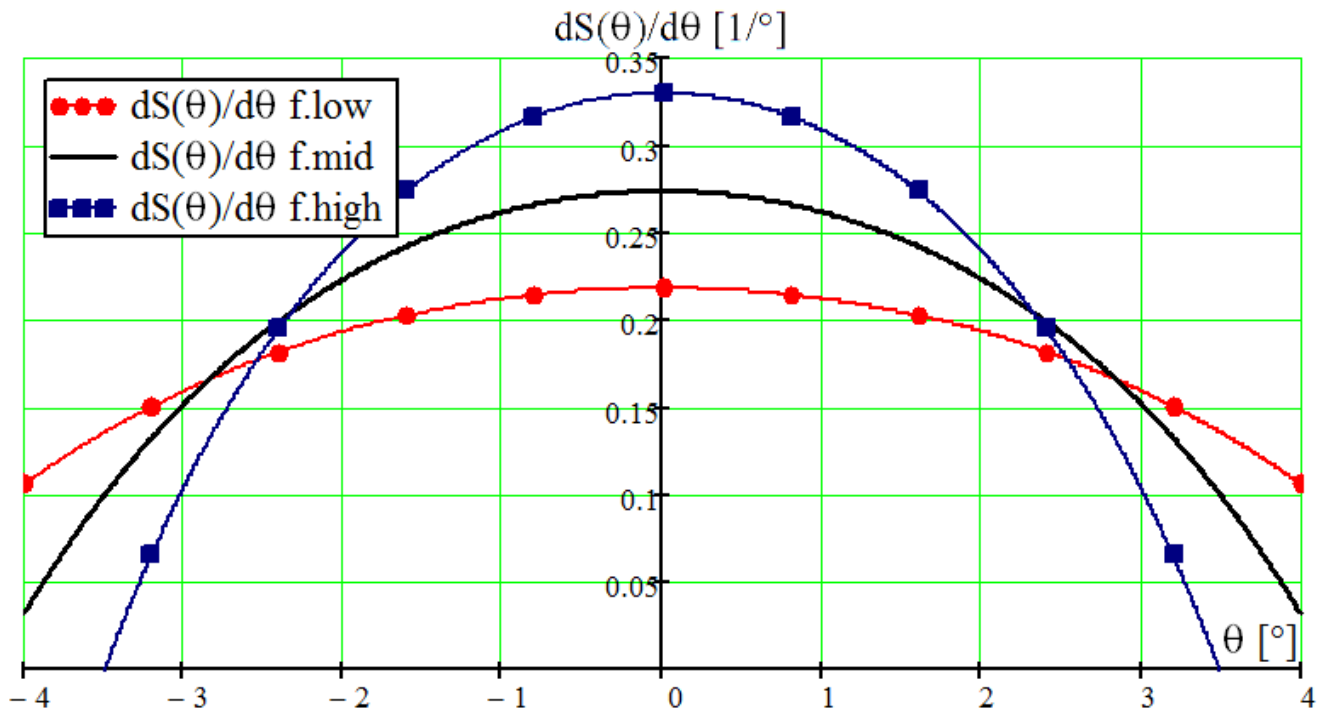


Рисунок 2.32 Крутизна пеленгационной характеристики для крайних и центральной частот

Антенная решётка должна обеспечить электрическое управление лучом в секторе углов $\pm 45^\circ$, что скажется на форме ДН. На рис.2.33 приведена ДН с электрическим отклонением луча на предельный угол 45° с учётом ДН элемента.

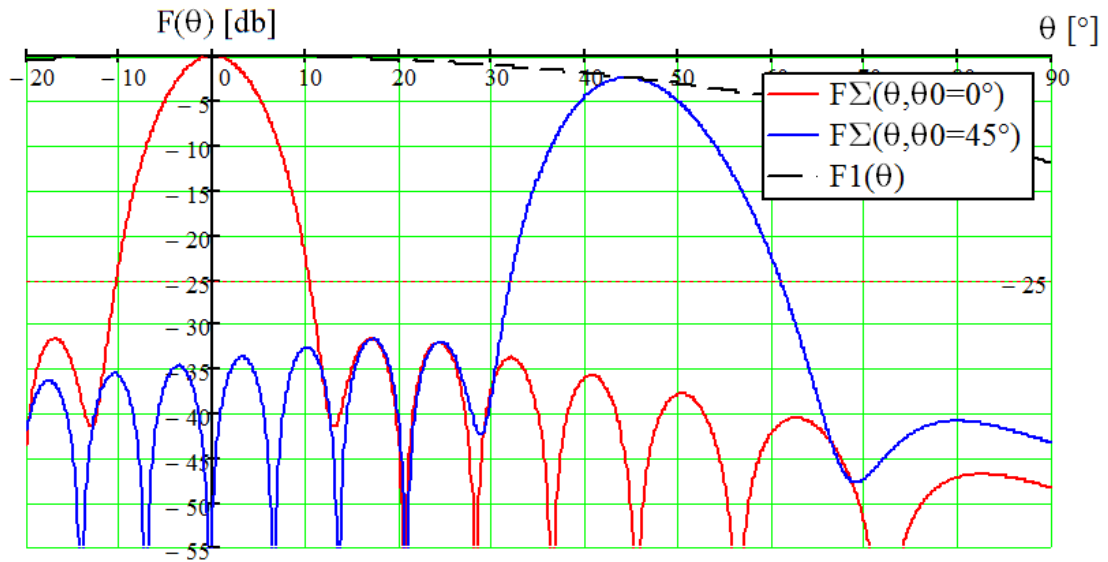


Рисунок 2.33 ДН решётки с отклонением луча в секторе сканирования,

$$f_0 = 1,28 \text{ ГГц}$$

На рис.2.34 приведена ДН разностного канала с электрическим отклонением луча на границу сектора сканирования.

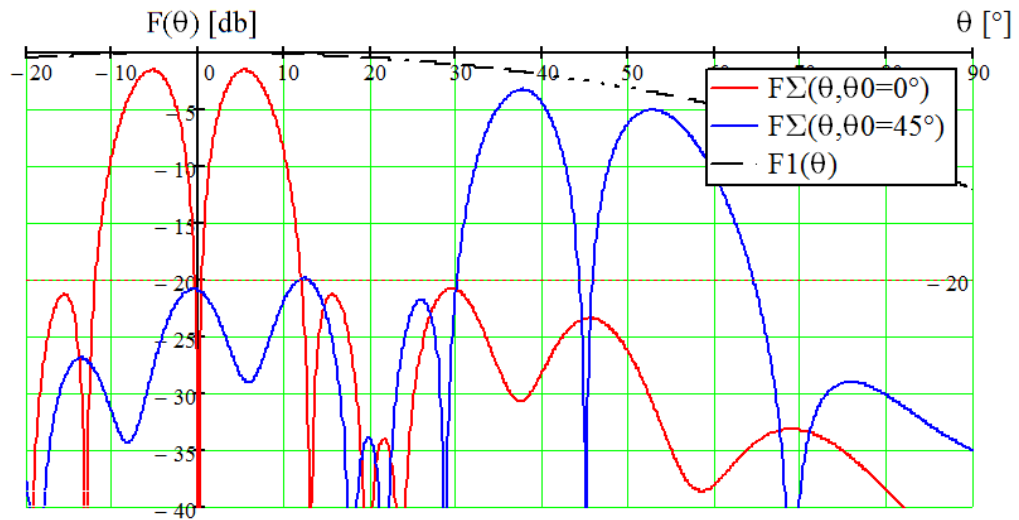


Рисунок 2.34 ДН разностного канала с отклонением луча на 45° , $f_0 = 1,28 \text{ ГГц}$

На рис.2.35 приведена пеленгационная характеристика моноимпульсной ДН с отклонением луча на границе сектора сканирования $\theta_0 = 45^\circ$.

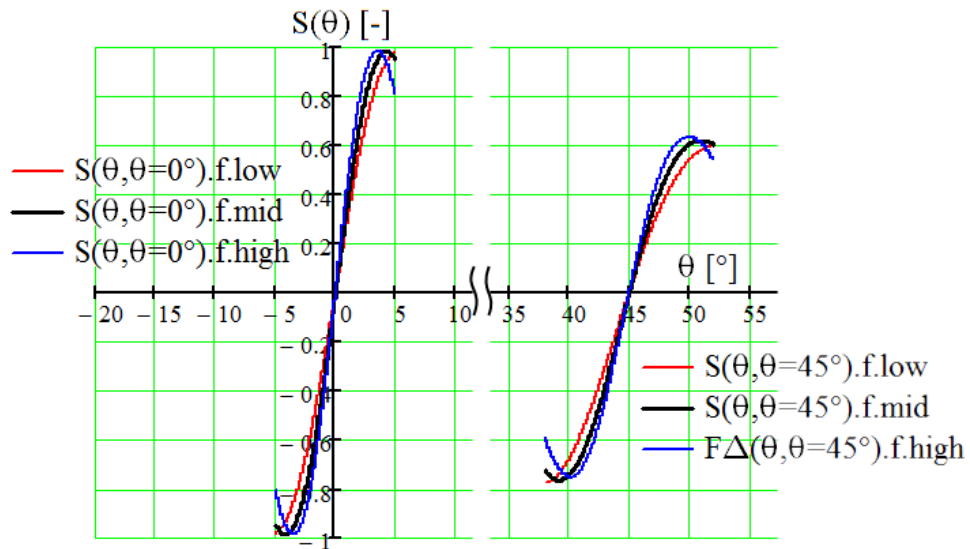


Рисунок 2.35 Пеленгационная характеристика моноимпульсной ДН при отклонении луча на 45° для крайних ($f_0 = 1,02$ ГГц, $f_0 = 1,54$ ГГц) и центральной ($f_0 = 1,28$ ГГц) частот

Рис.2.35 показывает сравнение пеленгационных характеристик без электрического сканирования и при отклонении луча на предельных угол. Отклонённая диаграмма имеет меньшую крутизну в точке положения главного луча.

На рис.2.36 приведена пеленгационная характеристика моноимпульсной ДН при электрическом отклонении луча на 45° .

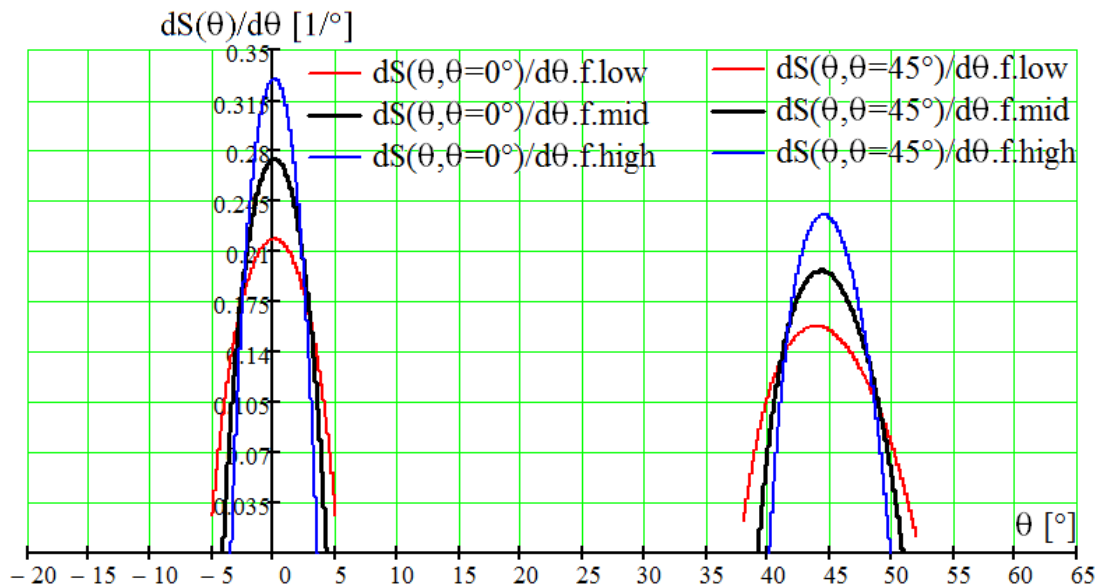


Рисунок 2.36 Зависимость пеленгационной характеристики от угла электрического отклонения луча для крайних ($f_0 = 1,02$ ГГц, $f_0 = 1,54$ ГГц) и центральной ($f_0 = 1,28$ ГГц) частот

График крутизны пеленгационной характеристики от угла, показанный на рис.2.36, даёт оценку зависимости точности определения координат цели от пеленга цели и положения луча в пространстве.

Зависимость пеленгационной характеристики от угла электрического отклонения луча определяется падением крутизны пеленгационной характеристики $Kp(\theta)$, которое можно определить следующим образом:

$$S(\theta, \theta_0) = \frac{1}{\sum |A_{\Delta i}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} \frac{d}{d\theta} \left[f_1(\theta) \operatorname{Im} \left\{ e^{-jkX_i(\sin \theta - \sin \theta_0)} \right\} \right] \quad (2.9)$$

$$S(\theta, \theta_0) = \frac{1}{\sum |A_{\Delta i}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} \left(\left[\frac{df_1(\theta)}{d\theta} \sin(kX_i(\sin \theta_0 - \sin \theta)) \right] - f_1(\theta) kX_i \cos \theta \cos[kX_i(\sin \theta_0 - \sin \theta)] \right) \quad (2.10)$$

$$Kp(\theta) = S(\theta, \theta) = - \frac{f_1(\theta) k \cos \theta}{\sum |A_{\Delta i}|} \sum_{i=1..N} A_{\Delta i} X_i \quad (2.11)$$

Модуль этой функции для крайних ($f_0 = 1,02$ ГГц, $f_0 = 1,54$ ГГц) и центральной ($f_0 = 1,28$ ГГц) частот показан на графике (рис.2.37).

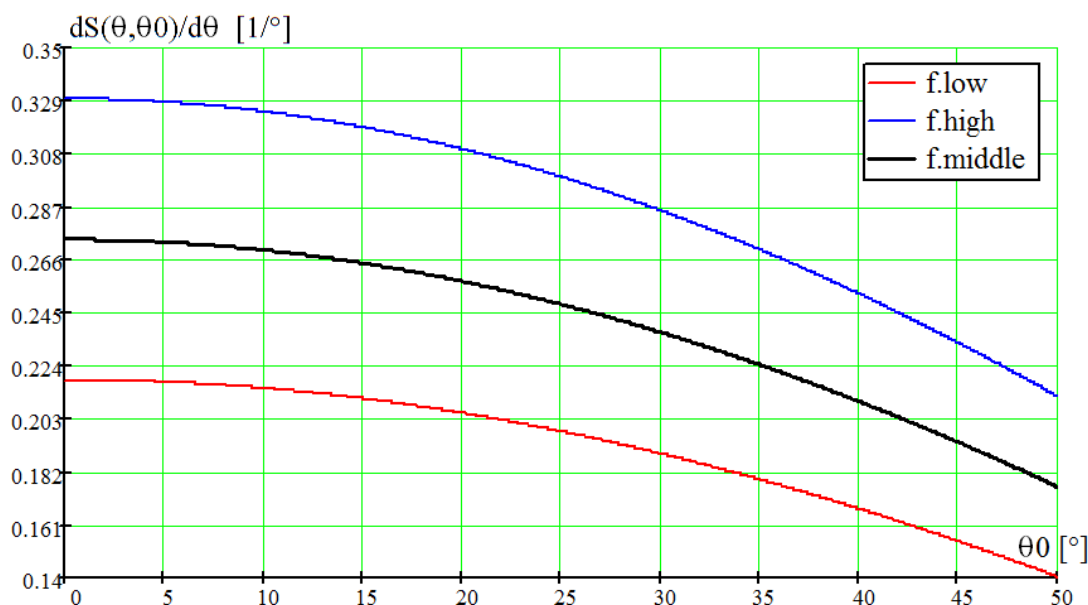


Рисунок 2.37 Зависимость крутизны пеленгационной характеристики от угла электрического отклонения луча моноимпульсной ДН в пределах рабочего сектора углов сканирования

Зависимость крутизны пеленгационной характеристики, приведённая на рис.2.37 даёт оценку падению точности определения пеленга цели от угла отклонения луча в секторе рабочих углов.

2.3 Канал подавления боковых лепестков

Для канала ПБЛ можно рассмотреть антенную решётку из четырёх элементов. В решётке канала ПБЛ с равномерным фазовым распределением ДН не перекрывает ДН решётки на частоте 1,55 ГГц. Поэтому необходимо ввести расфазировку элементов решётки канала ПБЛ. Достижение требуемой формы ДН канала ПБЛ может быть получено с помощью методов теории синтеза антенных решёток.

Согласно требованиям для всей системы [2, 75], уровень суммарной ДН в направлении максимума должен превышать уровень ДН канала ПБЛ не менее, чем на 20 дБ. Кроме того, уровень ДН канала ПБЛ должен превышать УБЛ суммарной ДН не менее чем на 3 дБ в секторе углов места от 0° до 70° во всех азимутальных направлениях (рис.2.38).

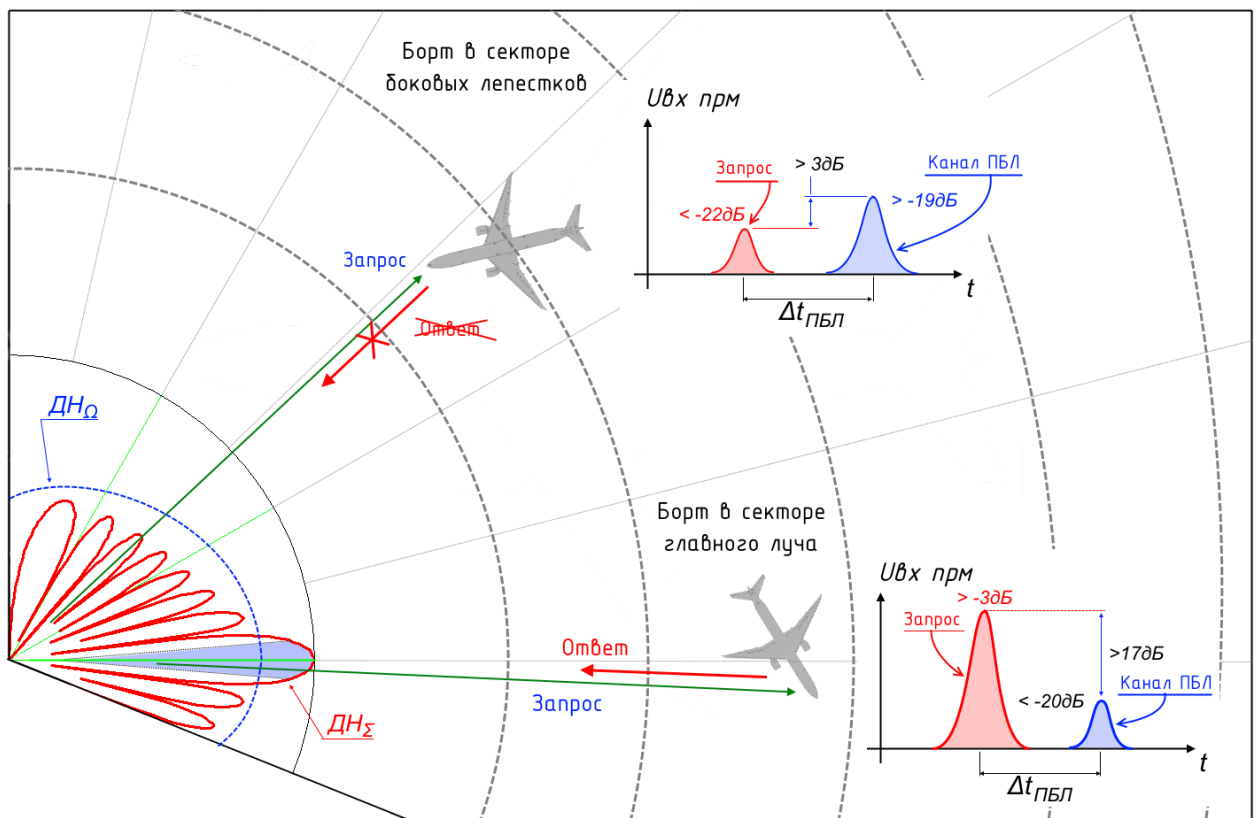


Рисунок 2.38 Пояснение к принципу формирования активного канала ПБЛ в системе ОГП

На рис.2.39.а показаны ДН канала ПБЛ для крайних ($f_0 = 1,02$ ГГц, $f_0 = 1,54$ ГГц) и центральной ($f_0 = 1,28$ ГГц) частот.

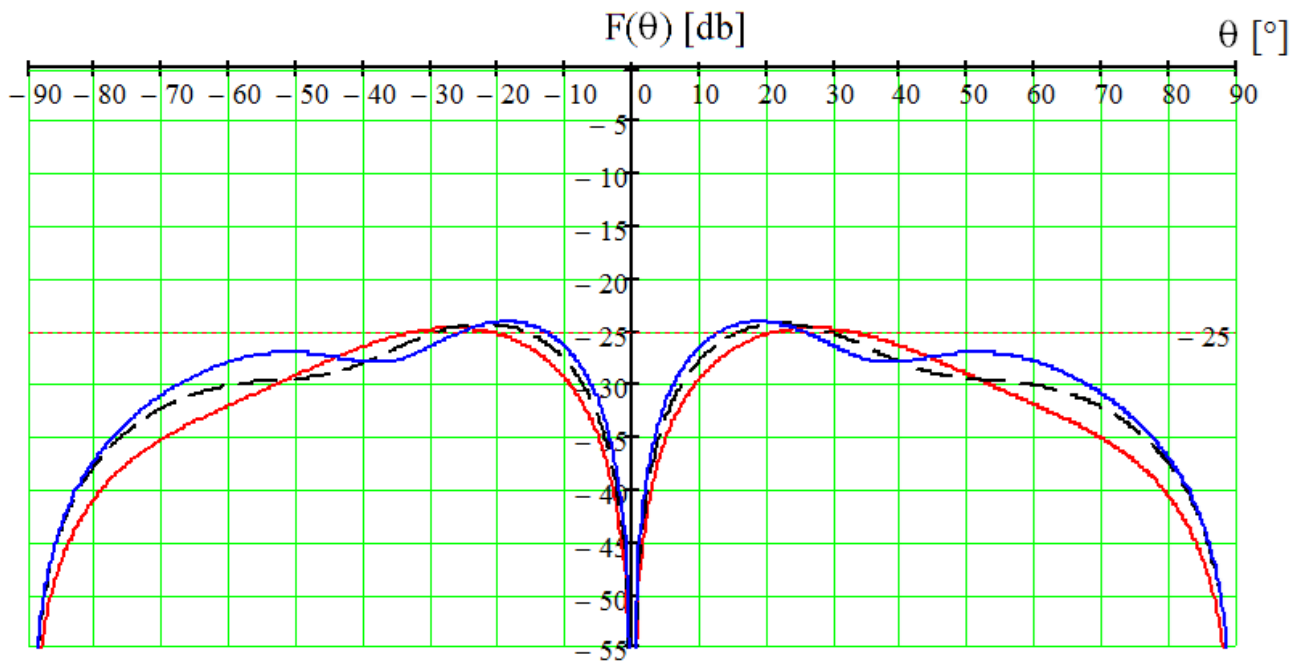


Рисунок 2.39.а ДН канала ПБЛ для крайних и центральной частот

На рис.2.39.б приведены графики суммарного канала моноимпульсной ДН без отклонения луча (красная линия); при максимальном отклонении луча (синяя линия); ДН элементарного излучателя ФАР (чёрный пунктир); ДН канала ПБЛ $F_{\Omega}(\theta)$ (линия с маркерами).

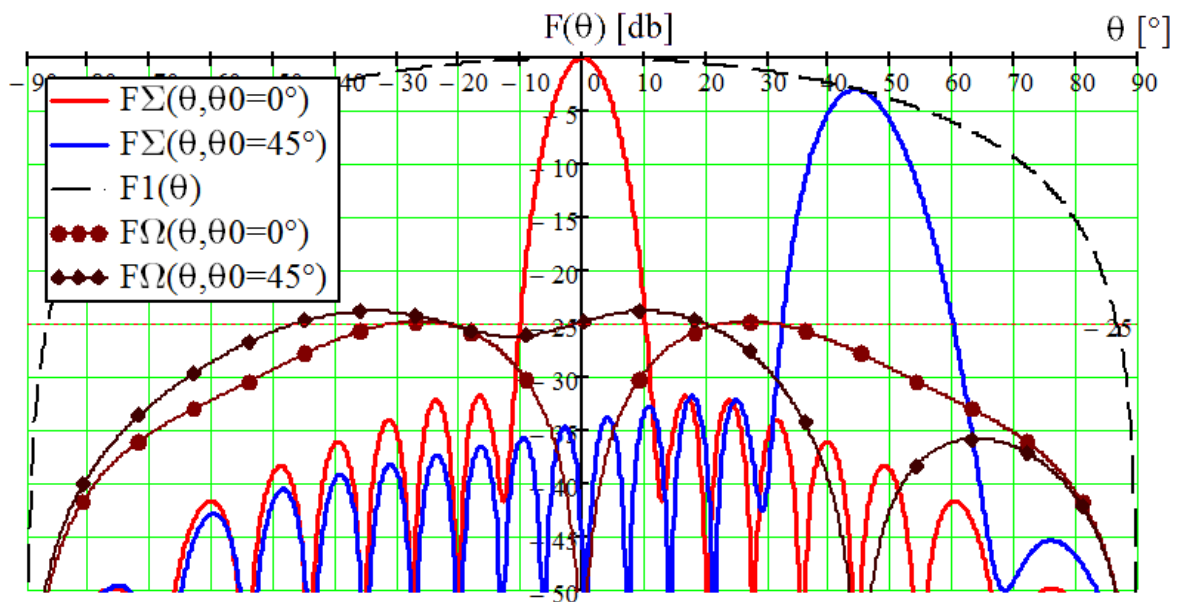


Рисунок 2.39 ДН канала ПБЛ, $f_0 = 1,28$ ГГц

Как видно из графика (рис.2.39.б), требование по разности усиления суммарного канала и канала ПБЛ в области главного лепестка выполнено. При этом превышение уровня ПБЛ над боковым излучением суммарного канала составляет величину не меньше 6,5 дБ.

2.4 Статистический анализ характеристик направленности антенной решётки

При пьедестале $\Delta = 0,2$ УБЛ удовлетворяет техническим требованиям (-20 дБ), предъявляемым к АР мобильных ИРЭС. В реальных условиях изготовления и эксплуатации системы требуется учесть влияние амплитудных и фазовых ошибок, которые могут оказать существенное влияние на направленные свойства антенной системы. Определим характеристики линейной антенной решётки с учётом амплитудных и фазовых ошибок. При этом примем, что амплитудная ошибка представляет собой стационарный во времени и по реализации процесс, имеющий несмещённое Гауссово распределение плотности вероятности с величиной СКО 10%; фазовая ошибка представляет собой равномерно распределённый случайный процесс с величиной дисперсии 10° [76]. Моделирование будем производить путём усреднения характеристик направленности с размером выборки 1000 элементов.

Диаграмма направленности с учётом амплитудных и фазовых ошибок может быть определена по формуле:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f_1(\theta, \varphi)}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot (1 + \delta A) \cdot \exp\{-j k n d (\sin \theta \cos \varphi + \sin \theta \sin \varphi) + \Delta \Phi\} \quad (2.12)$$

где: $f_1(\theta, \varphi)$ – ДН единичного излучателя решётки;

A_n – амплитуда возбуждения n -го элемента решётки;

N – число элементов решётки;

δA – случайная величина амплитудной ошибки;

k – волновое число $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{c} f$, где c – скорость света в вакууме;

d – шаг элементов решётки;

$\Delta\Phi$ – случайная величина фазовой ошибки.

КНД антенной решётки определяется по формуле (2.13):

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} d\varphi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |F(\theta, \varphi)|^2 \cdot \cos \theta d\theta} \quad (2.13)$$

Подставляя в формулу выражение для ДН решётки с равномерным амплитудным распределением, получаем следующее выражение (2.14):

$$D = \frac{4\pi \cdot N}{\int_0^{2\pi} d\varphi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left| \sum_{n=0}^{N-1} f_1(\theta, \varphi) \cdot e^{-jknd(\sin \theta \cos \varphi + \sin \theta \sin \varphi)} \right|^2 \cdot \cos \theta d\theta} \quad (2.14)$$

Численное интегрирование даёт следующие результаты: $D = 6,463$ (8,1 дБ).

Нормированная ДН к величине КНД решётки при равномерном амплитудном распределении определяется выражением:

$$f(\theta, \varphi) = 20 \lg \left| \frac{f_1(\theta, \varphi)}{D} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (f_n + \Delta A_n) \cdot e^{-jknd(\sin \theta \cos \varphi + \sin \theta \sin \varphi) + \Delta\Phi_n} \right| \quad (2.15)$$

Функция расчёта вектора значений стохастической функции для фиксированного значения аргумента:

$$Tst(f, x, N) = \|f(x)\|_{i=1..N} \quad (2.16)$$

Функция расчёта вектора статистических параметров:

$$F(f, x, N) = \begin{bmatrix} m = M\{Tst(f, x, N)\} \\ \sigma = \sqrt{D\{Tst(f, x, N)\}} \\ m + 3\sigma/2 \\ m - 3\sigma/2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Здесь: $M\{\dots\}$ – статистический оператор, определяющий среднее арифметическое вектора-столбца случайных величин (первый момент случайной величины);

$D\{\dots\}$ – статистический оператор, определяющий дисперсию вектора-столбца случайных величин (второй момент случайной величины); m – величина математического ожидания; σ – величина среднеквадратического отклонения (СКО).

Функция расчёта статистики:

$$Fst(f, x_{min}, x_{max}, N_f, N_x) = \left\| \left[\frac{x_{min} + i \cdot \frac{x_{min} - x_{max}}{N_x}}{F(f, x, N)} \right] \right\|_{i=1..N_x} \quad (2.18)$$

Результат выполнения функции (2.18) представляет собой двумерный массив данных, состоящий из столбцов значений: столбец с индексом 1 содержит массив значений аргумента, функции значения которого были подставлены при расчёте статистики; массив с индексом 2 содержит математическое ожидание значений функции; столбец с индексом 3 содержит значения СКО значений функции; столбцы с индексами 4 и 5 содержат диапазон 3σ , в который попадает случайная величина с вероятностью 0,95 для нормального распределения.

Для расчёта статистических значений диаграмм направленностей была построена унифицированная функция с учётом присутствия амплитудных и фазовых ошибок:

$$F_{stat}(\theta, A) = \begin{cases} \text{for } i = 1..N \\ \Phi_i = \exp\{-ikX_i \sin \theta\} \\ \Phi 0_i = \exp\{+ikX_i \sin \theta\} + U(0, d\varphi) \\ A 0_i = N(A_i, dA) \\ F = \frac{f_0(\theta)}{\Sigma|A|} \Sigma_i A 0_i \cdot \Phi_i \cdot \Phi 0_i \\ \text{result} = 20 \cdot \log(|F|) \end{cases} \quad (2.19)$$

На рис.2.40 приведён результат решения тестовой задачи для плоской антенной решётки с амплитудным распределением, определённым выше, а также результаты расчёта статистики ДН при наличии амплитудной ошибки, распределённой по нормальному закону с дисперсией 10%, и фазовой ошибки, распределённой по равномерному закону с дисперсией 10° . Подробный алгоритм расчёта характеристик ФАР с учётом ошибок приведён в приложении А.

УБЛ идеальной АР составляет -32 дБ. Технологические погрешности изготовления ухудшают направленные свойства АР повышая средний УБЛ до -30 дБ. В

наихудшем случае максимальный УБЛ составляет -22 дБ. Наихудшим случаем будем считать выбросы случайной величины выше среднего значения на $3\sigma/2$ выше среднего уровня ДН в области боковых лепестков. Учитывая особенности нормального распределения вероятность такого события составляет 2,5% от выборки. Зависимость величины СКО ДН от угла приведена на рис.2.41.

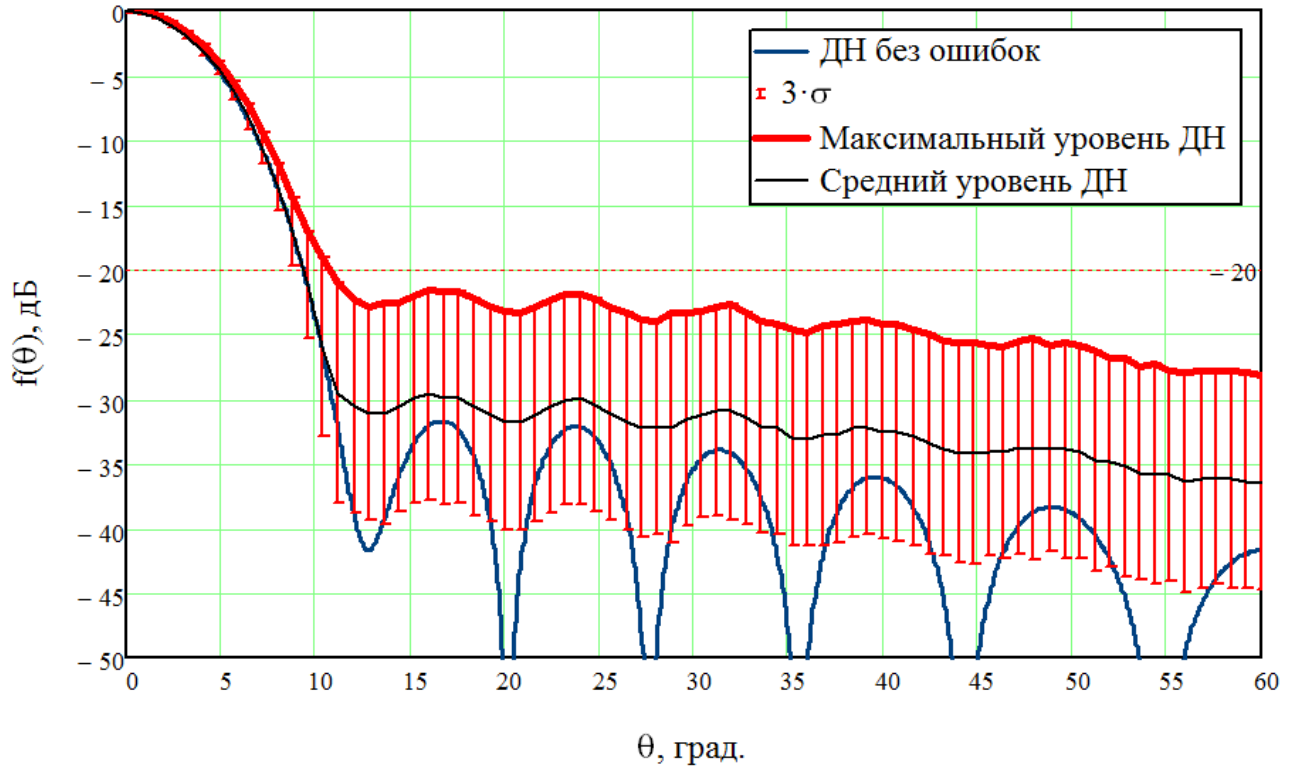


Рисунок 2.40 ДН суммарного канала плоской АР с учётом ошибок, $f_0 = 1,28$ ГГц

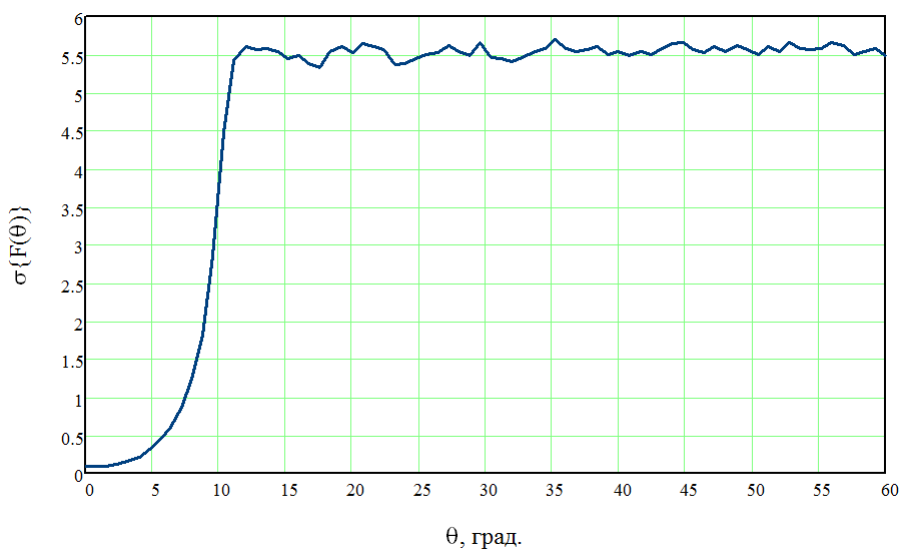


Рисунок 2.41 Зависимость величины СКО ДН от угла, $f_0 = 1,28$ ГГц

Из рис.2.40 видно, что в области главного лепестка влияние амплитудной и фазовой ошибок минимально. Основной вклад ошибки вносят в область бокового излучения, где величина СКО (дисперсия) меняется незначительно. Таким образом, ошибки влияют только на УБЛ. Ширина луча меняется незначительно.

На рис.2.42 можно наблюдать влияние ошибок на ДН суммарного канала при отклонении луча на предельный угол сектора сканирования.

На рис.2.43 и 2.44 приведены ДН разностного канала моноимпульсной ДН с учётом ошибок. На рис.2.45 приведён график зависимости СКО ДН от угла для разностного канала моноимпульсной ДН.

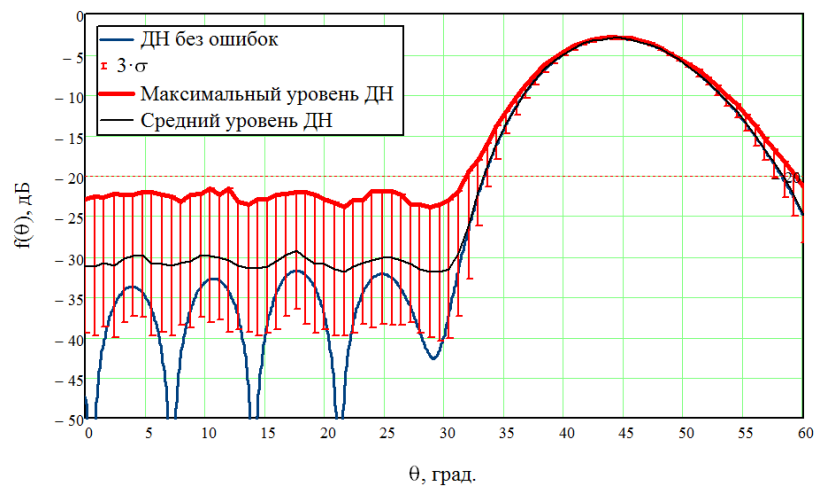


Рисунок 2.42 Статистика направленных свойств суммарного канала моноимпульсной ДН при отклонении луча на предельный угол сектора сканирования, $f_0 = 1,28$ ГГц

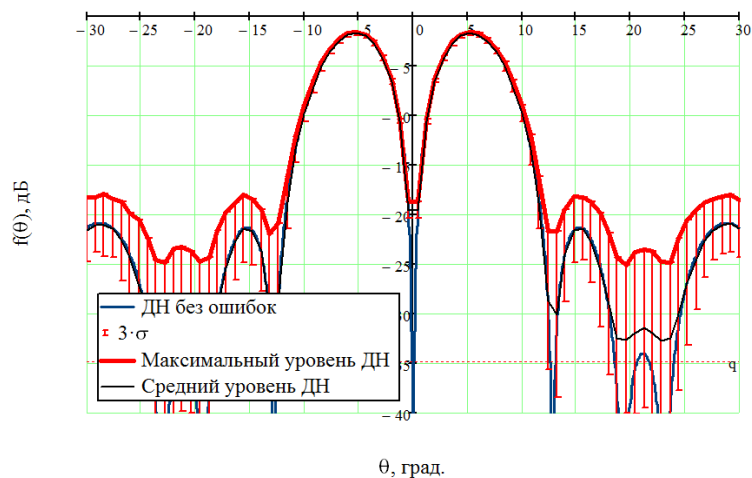


Рисунок 2.43 Статистика направленных свойств разностного канала моноимпульсной ДН, $f_0 = 1,28$ ГГц

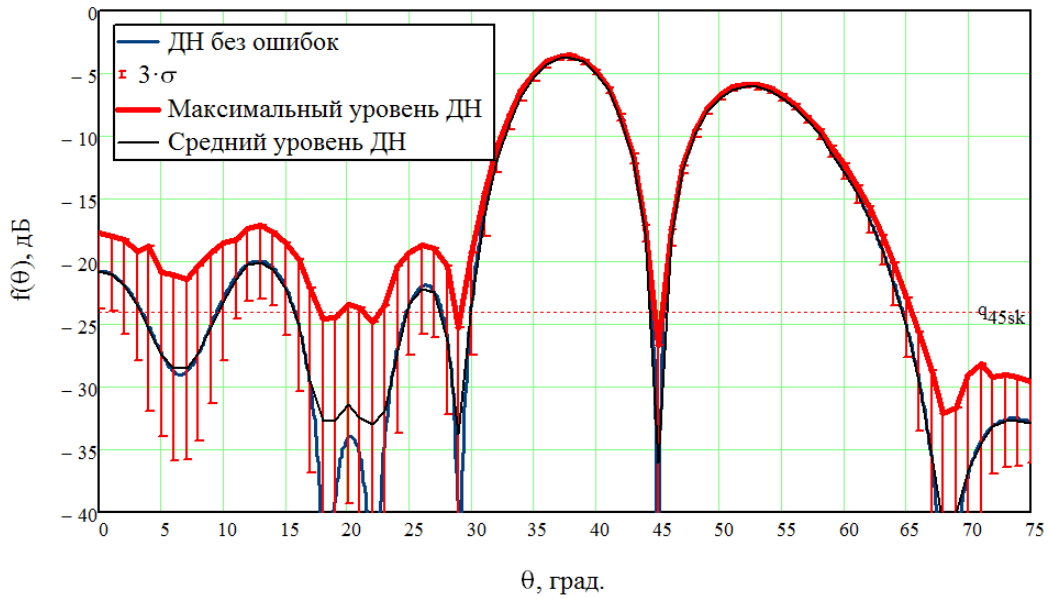


Рисунок 2.44 Статистика направленных свойств разностного канала моноимпульсной ДН при отклонении луча на предельный угол сектора сканирования, $f_0 = 1,28$ ГГц

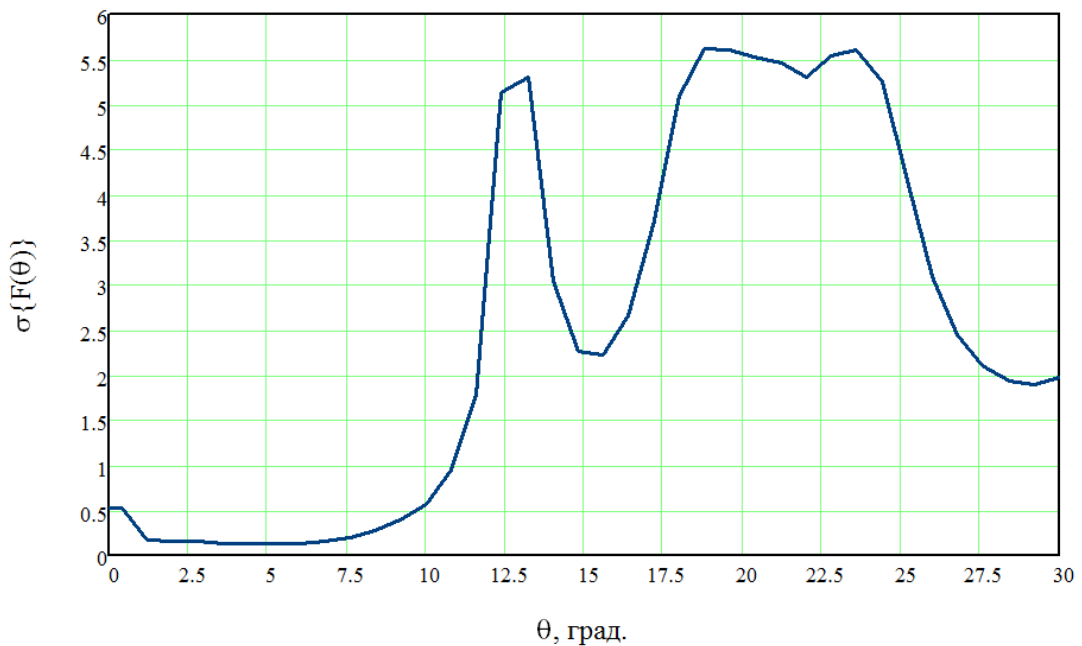


Рисунок 2.45 Зависимость СКО разностного канала моноимпульсной ДН от угла, $f_0 = 1,28$ ГГц

Рис.2.42-2.44 иллюстрируют ДН суммарного и разностного каналов, формируемые моноимпульсной диаграммообразующей схемой модели, учитывающей технологические погрешности изготовления элементов ФАР, ограничение точности установки фазы фазовращателями и распределительной системы. Оценка дана

для амплитудной ошибки, имеющей нормальное распределение с величиной дисперсии 10%, и для фазовой ошибки, имеющей равномерное распределение с дисперсией 10° . Синей кривой на графиках изображено математическое ожидание случайного значения ДН; красные вертикальные линии изображают величину 3σ – доверительный интервал, в который попадает случайная величина ДН с вероятностью 95%; красная кривая показывает максимальный уровень ДН (в наихудшем случае).

Из графиков следует, что воздействие случайных ошибок на ДН существенно сказывается в области дальних боковых лепестков и минимально в пределах сектора углов главного лепестка ДН, что иллюстрируют графики на рис.2.41 и 2.45. При отклонении луча картина влияния ошибок на направленные свойства сохраняется.

2.5 Выводы

1. Исследованы характеристики шести вариантов излучателей для двухчастотного полотна ФАР, обеспечивающие сканирование и согласование в рабочих диапазонах частот.
2. Проведена оптимизация конструкции излучателя Вивальди, обеспечивающая заданные направленные свойства и характеристики согласования в широкой полосе частот. Анализ показал, что применение излучателей типа Вивальди вообще и разработанной конструкции в частности возможно при незначительном увеличении продольных габаритных размеров отсека размещения антенного полотна, а также при применении новых технологий металло-диэлектрических структур, обеспечивающих надёжность и долгую эксплуатацию.
3. Конструкторско-технологические особенности изготовления и длительной эксплуатации ограничили круг возможных для использования излучателей.
4. Рекомендован в качестве элемента ФАР широкополосный модифицированный вибраторный излучатель.
5. Определены амплитудно-фазовые распределения для суммарного и разностного каналов моноимпульсной схемы возбуждения ФАР, обеспечивающие кру-

тизну пеленгационной характеристики для двухчастотной работы, заданный уровень УБЛ и требование по уровню пересечения ДН суммарного и разностного каналов. Использование независимого возбуждения суммарного и разностного каналов позволило увеличить крутизну пеленгационной характеристики в сравнении с общепринятой схемой возбуждения моноимпульсной ФАР.

6. Разработан алгоритм и составлена программа анализа влияния амплитудных, фазовых ошибок и ошибок пространственного размещения излучателей в узлах антенной решётки на характеристики направленности ФАР. Разработанные алгоритм и программа позволяют численно определить допустимые ошибки в АФР на основании приемлемых изменений УБЛ к КНД.

Глава 3. Распределительная система

3.1 Общие соображения

Основные требования к распределительной системе, разрабатываемой фазированной антенной решётки, сводятся к следующим:

- Формирование моноимпульсной диаграммы направленности в азимутальной плоскости;
- Формирование косекансной ДН в угломестной плоскости в секторе углов $10 - 80^\circ$;
- Обеспечение возможности сканирования в секторе углов $\pm 25^\circ$;
- Направленные свойства должны быть обеспечены в двух частотных диапазонах 1,02 – 1,09 ГГц и 1,45 – 1,54 ГГц.

Формирование моноимпульсной ДН и управление лучом в азимутальной плоскости требуется выполнять на двух частотах (1,055 и 1,495 ГГц, $\Delta f 5\%$). Существует проект подобной возбуждающей системы (прототип), в котором диаграммообразование разделено для двух частотных каналов на две независимые диаграммообразующие системы формирования луча.

На рис.3.1 приведена структурная схема такого прототипа антенной системы. В схеме можно выделить следующие ряд основных структурных элементов. Рассмотрим структурную схему «в направлении» от генератора к антенному элементу. Вход системы состоит из трёх независимых каналов: « Σ » – канал суммарной ДН; « Δ » – канал разностной ДН; « Ω » – канал системы ПБЛ. На входе схемы расположены два диплексера «Д» (по суммарному и разностному каналам моноимпульсной ДН), предназначенные для разделения входного сигнала на два частотных канала формирования ДН. После диплексера в каждом частотном канале установлен суммарно-разностный делитель, формирующий суммарно-разностное АФР в азимутальной плоскости. Делитель объединяет две половины решётки (по 12 вертикально расположенных линеек излучателей). После моноимпульсного деления в каждом из частотных диапазонов сигнал поступает на вход каждой из 12 вертикально расположенной линейки из 8 излучателей.

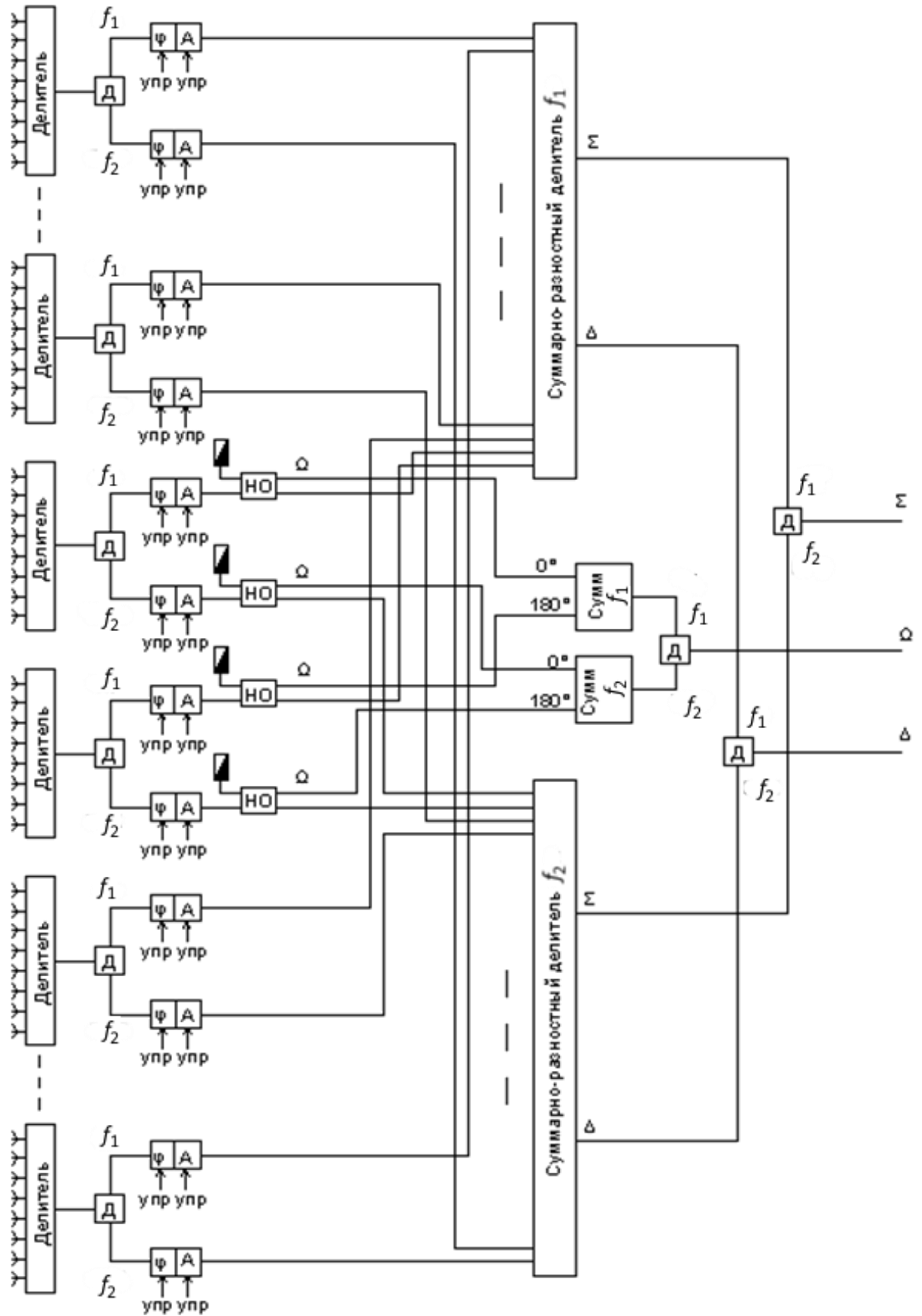


Рисунок 3.1 Функциональная схема двухдиапазонной РЛС

На входе линейки излучателей в каждом из частотных каналов установлена пара фазовращатель – «Ф», аттенюатор – «А». После формирования фазового распределения и амплитудной коррекции в каждом из 24 каналов горизонтальной плоскости расположен сумматор, объединяющий частотные каналы перед формированием ДН в вертикальной плоскости. Затем следует делитель, формирующий косекансную ДН в угломестной плоскости. Косекансный делитель формирует АФР в вертикальной плоскости и распределяет сигнал между 8 вертикально расположенными антенными элементами линейки антенного полотна ФАР. Косекансный делитель формирует АФР в вертикальной плоскости во всей рабочей полосе частот (на центральной частоте 1,25 ГГц). Сигнал с выхода косекансного делителя подаётся на вход антенного элемента. Соединения между модулями схемы выполнены на коаксиальных линиях передачи за исключением соединения между косекансным делителем и антенным элементом. Антенный элемент монтируется непосредственно на выходной разъём косекансного делителя, в следствии чего требуется обеспечить шаг выходных разъёмов на корпусе делителя, соответствующий шагу антенных элементов полотна ФАР.

В настоящей работе предложена схема построения совмещённой распределительной системы, показанной на рис.3.2, позволяющей исключить ряд составляющих элементов системы, связывающих линий и разъёмных соединения, что может считаться способом повышения надёжности работы всей системы. На схеме, представленной ниже содержится три входа: суммарный, разностный и сход системы ПБЛ. Каждый вход связан со своим делителем мощности, формирующим АФР требуемой формы для каждого канала во всей рабочей полосе частот. Особенность разработки делителей суммарного и разностного каналов заключается в том, что они должны формировать АФР только для половины апертуры. Вторая половина АФР будет получена за счёт применения системы моноимпульсных мостовых устройств. Одноимённые пары выходов суммарного и разностного делителей подключаются к соответствующим входам моноимпульсных мостовых устройств, формирующих суммарно-разностную диаграмму направленности.

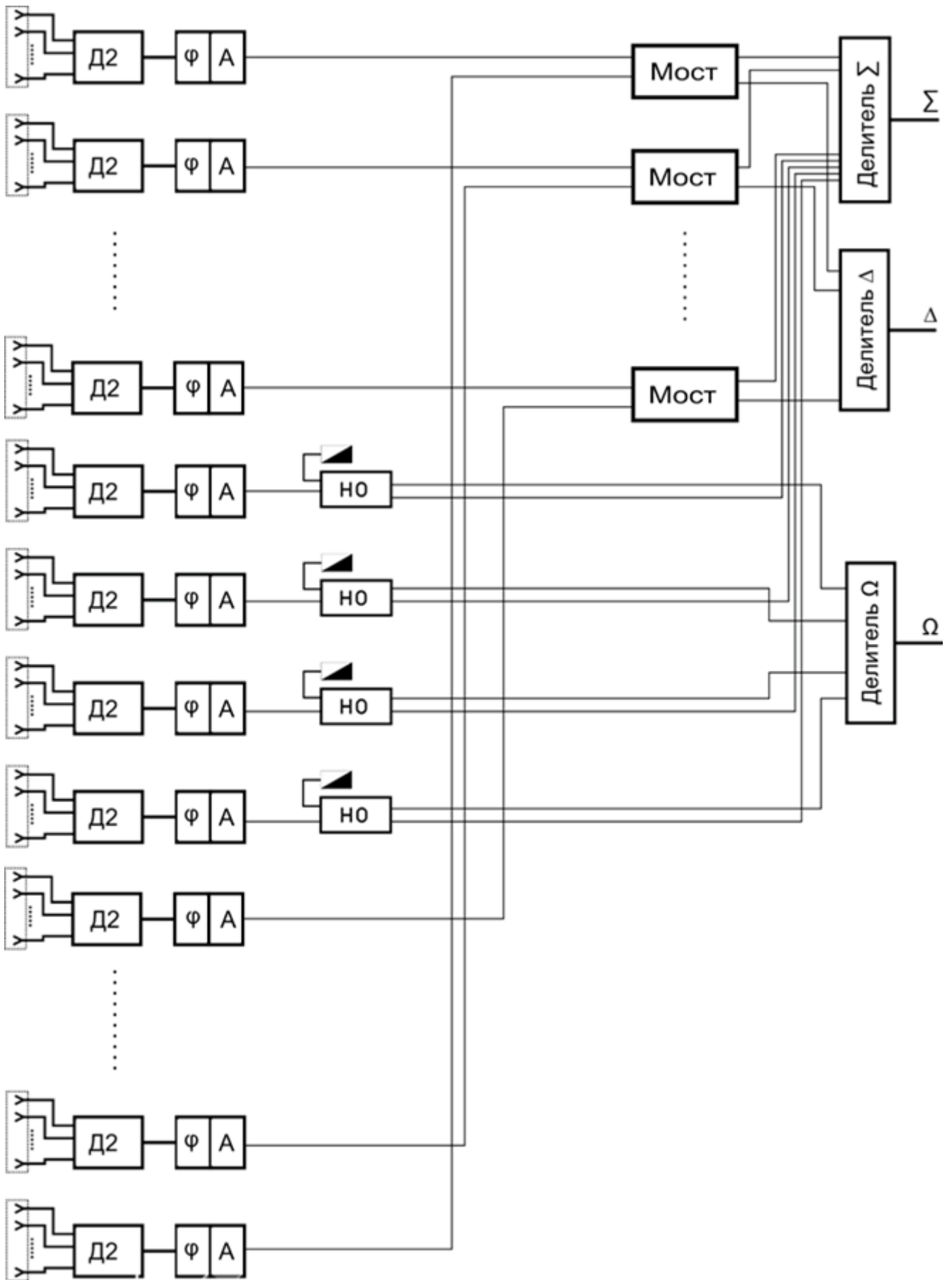


Рисунок 3.2 Схема совмещённой распределительной системы

Пара выходов каждого моноимпульсного моста подключается к своей паре излучающих элементов (вертикальных линейных излучателей), расположенных симметрично в правой и левой половине решётки. На входе каждой из вертикальных линеек излучателей устанавливается последовательно аттенюатор и фазовращатель. Аттенюатор служит для коррекции (выравнивания) коэффициентов усиления каждого из 24 горизонтальных каналов (юстировки решётки). Фазовращатели необходимы для осуществления электрического управления лучом в горизонтальной плоскости за счёт задания линейного фазового распределения по апертуре. После амплитудной коррекции в аттенюаторе и фазового сдвига в фазовращателе сигнал поступает на распределительную систему, формирующую косекансную диаграмму направленности в вертикальной плоскости - косекансный делитель, обозначенный на схеме «Д2». Делитель Д2 имеет 8 выходов, делящих входной сигнал с заданными амплитудными коэффициентами и фазовыми смещениями между 8-ю вертикально расположенными антенными элементами линейки излучателей.

Таким образом, основными задачами разработки совмещённой распределительной системы ставятся задачи проектирования следующих модулей:

- делитель суммарного канала формирования АФР в горизонтальной плоскости;
- делитель разностного канала формирования АФР в горизонтальной плоскости;
- моноимпульсный широкополосный мостовой делитель;
- фазовращатель;
- косекансной делитель формирования АФР в вертикальной плоскости.

На все устройства накладываются свои ограничения по габаритным параметрам, максимальной пропускаемой мощности и уровню КСВ.

В виду того, что вся антенная система рассчитана на работу в двух частотных диапазонах (1 и 1,5 ГГц), при приёме (передаче) и обработке сигналов в приёмнике (передатчике) появляется задача разделения (объединения) частотных диапазонов в одном СВЧ тракте. Решение этой задачи возможно за счёт использования частотного диплексера (направленного фильтра) – устройства, обладающего одним входом и двумя выходами. Особенность работы СВЧ устройства данного типа заклю-

чается в том, что сумма двух гармонических сигналов, поданная на вход устройства, может быть разделена на два выхода таким образом, что на первый выход будет выделен первый компонент суммы сигналов, а на второй - второй компонент. При этом, основными параметрами устройства являются КСВ ($< 1,1$), коэффициент развязки между входами (< 20 дБ) и полоса частот для каждого из диапазонов.

3.2 Моноимпульсный делитель

Суммарный делитель имеет 1 вход и 12 выходов. Он формирует АФР, создающее суммарный канал моноимпульсной ДН, при котором обе половины полотна (подрешётки) возбуждаются синфазно и формируют узконаправленное излучение. Моноимпульсная диаграмма направленности формируется за счёт последовательного включения пары амплитудных делителей (суммарного и разностного) и системы моноимпульсных мостовых устройств. Таким образом, задача разработки моноимпульсной схемы формирования ДН сводится к разработке суммарно-разностного мостового устройства и двух делителей на 12 каналов, формирующих половину амплитудного распределения.

3.2.1 Суммарный делитель мощности

Делитель мощности должен формировать амплитудное распределение суммарного канала антенной решётки в азимутальной плоскости, определённое в разделе 2.2 формула (2.4). Вид амплитудного распределения приведён на рис.3.3.

Амплитудное распределение выбрано из условия формирования ДН с УБЛ не выше -25 дБ.

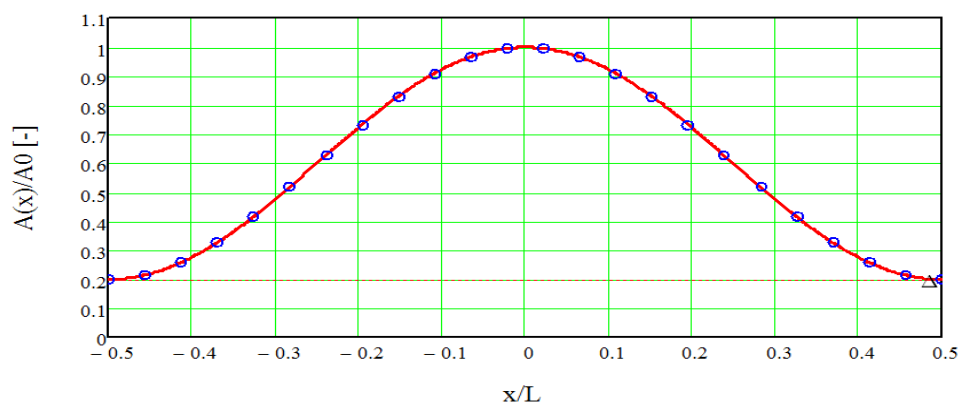


Рисунок 3.3 Амплитудное распределение суммарного канала независимо от частоты

В виду симметрии конструкции моноимпульсной антенной решётки задача синтеза конструкции делителя мощности сводится к синтезу конструкции половины делителя (на 12 элементов). Вторая половина схемы будет зеркальным отображением.

Рассмотрим ступенчатую аппроксимацию амплитудного распределения и проведём расчёт коэффициентов ступеней делителя. Схема делителя будет представлять собой последовательно-параллельное включение полосковых делителей мощности. Каждый из элементарных делителей представляет собой схему с одним входом и двумя выходами, в котором мощность, подаваемая на вход, делится в заданном отношении между её выходами. При этом, в ходе синтеза всей схемы деления надо учесть конструктивную особенность, заключающуюся в том, что конструктивная реализация элементарного делителя усложняется тем сильнее, чем больше коэффициент деления мощности между плечами отличается от 0,5.

Результаты синтеза схемы деления представлены в таб.3.1.

На рис.3.4 приведена функциональная схема делителя мощности. На схеме обозначены номера делителей в формате $ID=[N_{\text{этажа}}][N_{\text{делителя в этаже}}]$. Значения параметров делителей указаны в таб.3.1. Первая колонка соответствует номеру элемента решётки. Вторая колонка определяет амплитудное распределение.

Таблица 3.1 Таблица расчёта коэффициентов деления

#	A	$A^2/\Sigma(A^2)$	V	IV	III	II	I
1	0.042	0.00746	$D_{51}:\Sigma=0.01724$ 0.433/0.567	$D_4:\Sigma=0.05687$ 0.303/0.697	$D_3:\Sigma=0.15492$ 0.367/0.633	$D_{21}:\Sigma=0.34898$ 0.556/0.444	$D_1:\Sigma=1$ 0.349/0.651
2	0.054	0.00977					
3	0.084	0.0151	$D_{52}:\Sigma=0.03963$ 0.381/0.619				
4	0.136	0.02453					
5	0.217	0.03906	$D_{53}:\Sigma=0.09806$ 0.398/0.602				
6	0.328	0.05899					
7	0.464	0.0835	$D_{54}:\Sigma=0.19406$ 0.43/0.57				
8	0.615	0.11056					
9	0.762	0.13708	$D_{55}:\Sigma=0.2966$ 0.462/0.538	$D_{22}:\Sigma=0.65102$ 0.456/0.544			
10	0.887	0.15952					
11	0.971	0.17456	$D_{56}:\Sigma=0.35544$ 0.493/0.507				
12	1	0.17986					

Синтезированная схема имеет 5 этапов деления мощности и реализована на 11 элементарных полосковых делителях.

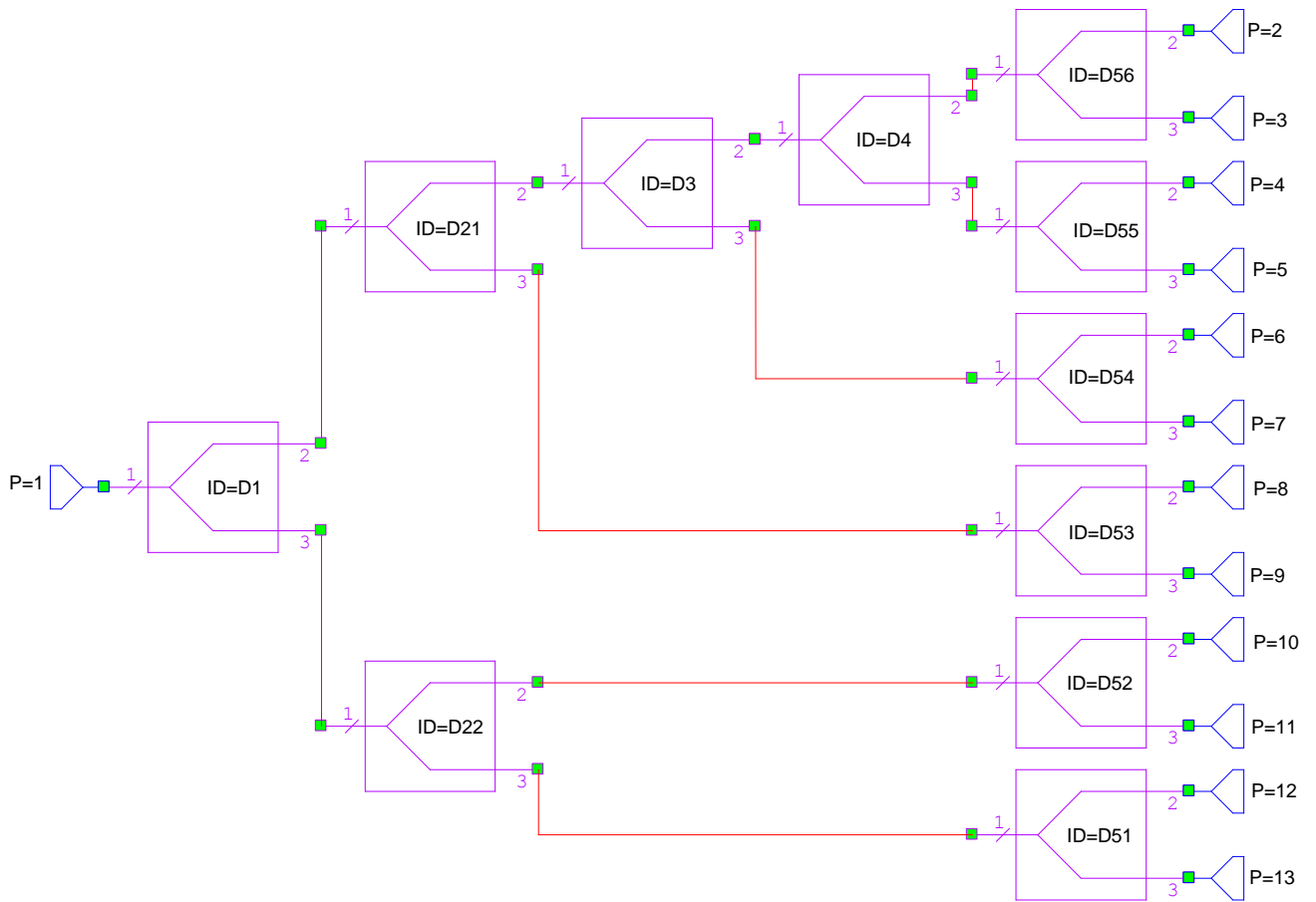


Рисунок 3.4 Функциональная схема суммарного делителя мощности

Третья колонка определяет нормированное распределение мощности по элементам решётки. Остальные колонки определяют параметры элементарных делителей по этапам начиная с последнего. В каждой колонке параметров элементарных делителей указывается: первая строка – нормированная мощность на входе элементарного делителя; вторая строка – коэффициенты деления в левое/правое плечо делителя. Индексы D_{mn} соответствуют: m – номеру этапа; n – номеру элементарного делителя в этапе.

Предварительный расчёт, проведённый выше даёт возможность сформировать структурную модель.

В её основе лежит модель базового делителя мощности на симметричных полосковых линиях (рис.3.5). Модель топологии показана на рис.3.6.

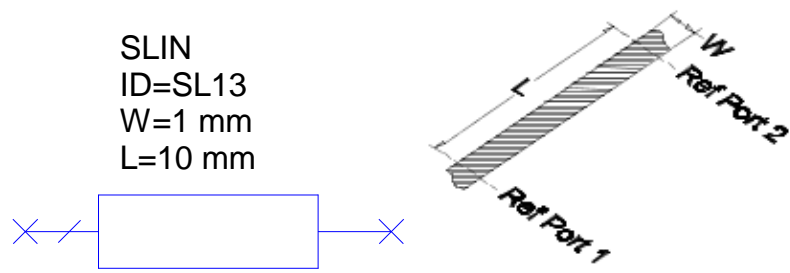


Рисунок 3.5 Модель топологии полосковой линии

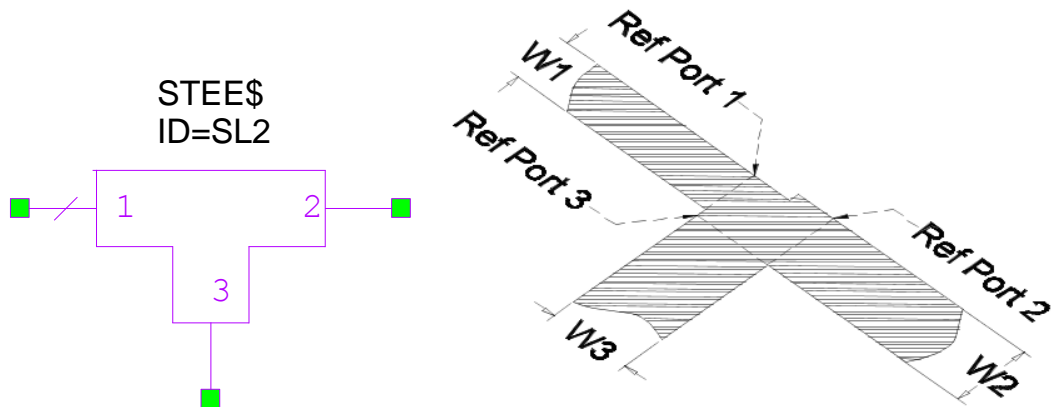


Рисунок 3.6 Модель топологии полоскового тройника



Рисунок 3.7 Модель топологии полоскового перехода

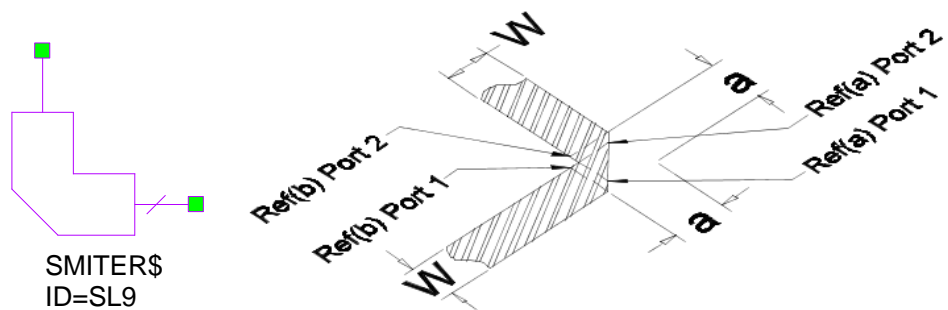


Рисунок 3.8 Модель топологии изгиба полосковой линии

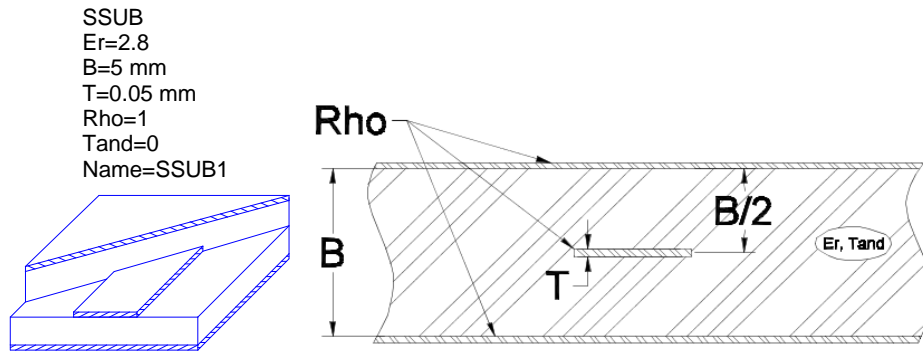


Рисунок 3.9 Модель топологии подложки

Модель элементарного параметрического полоскового делителя мощности показана на рис.3.7.

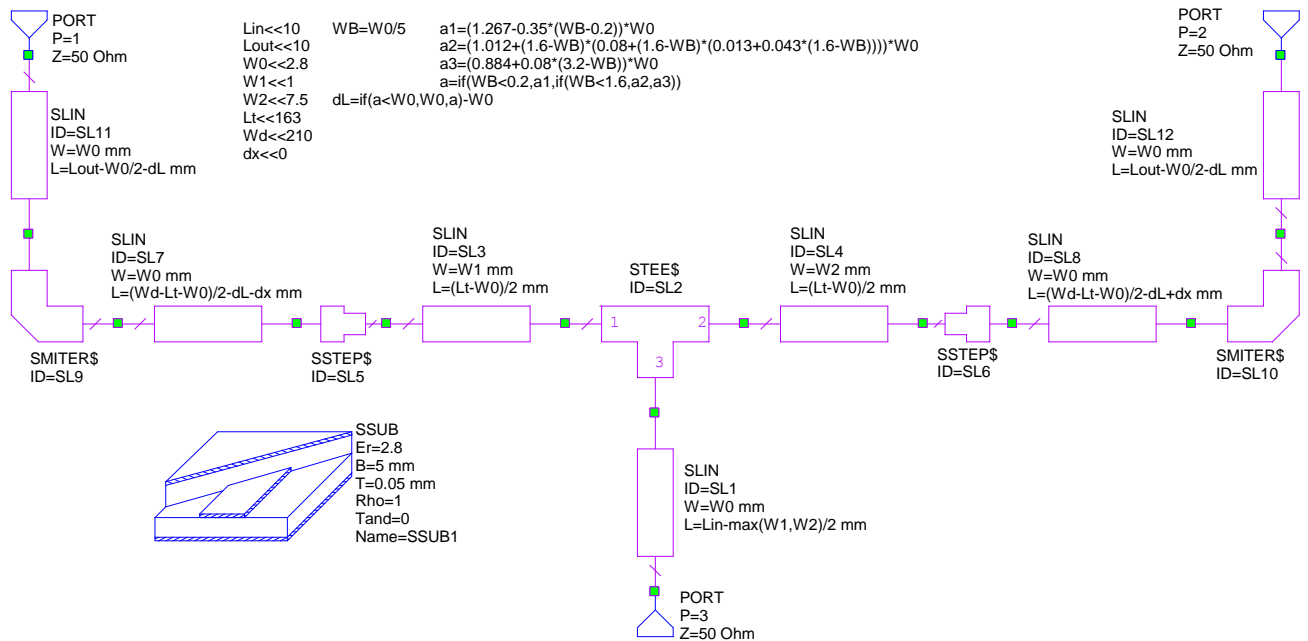


Рисунок 3.10 Параметрическая модель базового делителя мощности

На рис.3.6 приведена параметрическая топология полоскового тройника.

На рис.3.10 и 3.11 введены обозначения: Wd – ширина базового делителя; $W0$ ширина полоска основной линии делителя; $W1$ и $W2$ – ширины полосков левого и правого плеча трансформатора; Lt – длина трансформатора; Lin – длина входного полоска; $Lout$ – длина выходного полоска; dx – смещение точки питания делителя для задания разности фаз между выходами.

На рис.3.11 введены дополнительные переменные для расчёта геометрии базового делителя исходя из особенностей реализации геометрии использованных элементов схемы.

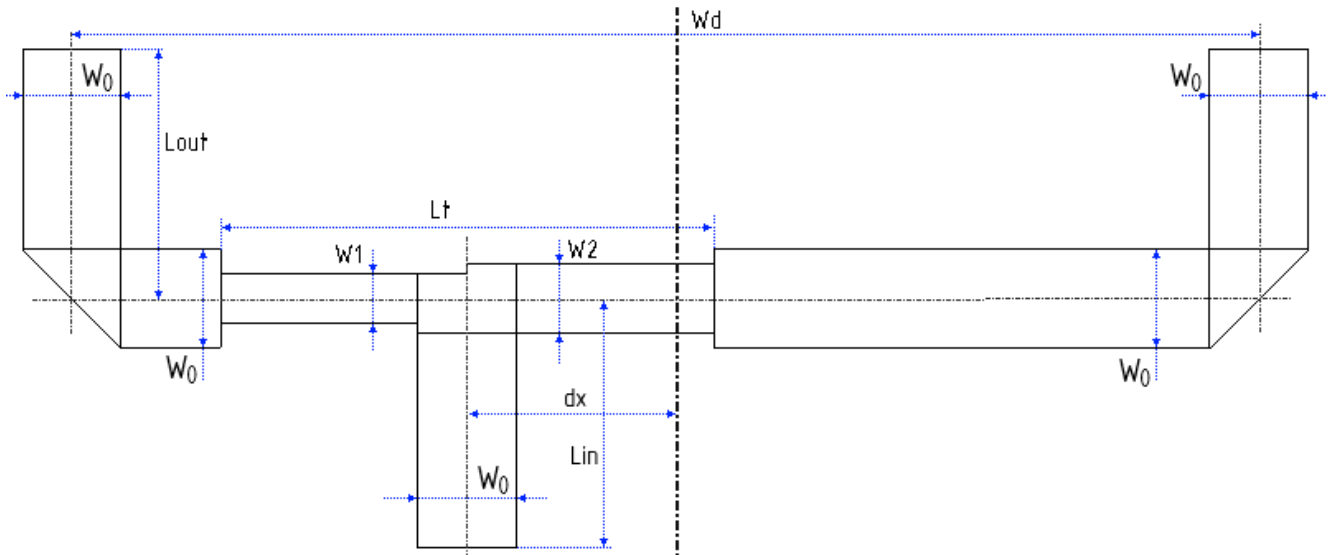


Рисунок 3.11 Параметрическая топология базового делителя мощности

На основе приведённой выше численной модели базового делителя мощности и применения метода анализа СВЧ устройств на основе сшивания матриц S -параметров существует возможность синтеза параметрической модели всего суммарного делителя.

На рис.3.12 показана параметрическая модель суммарной схемы деления мощности.

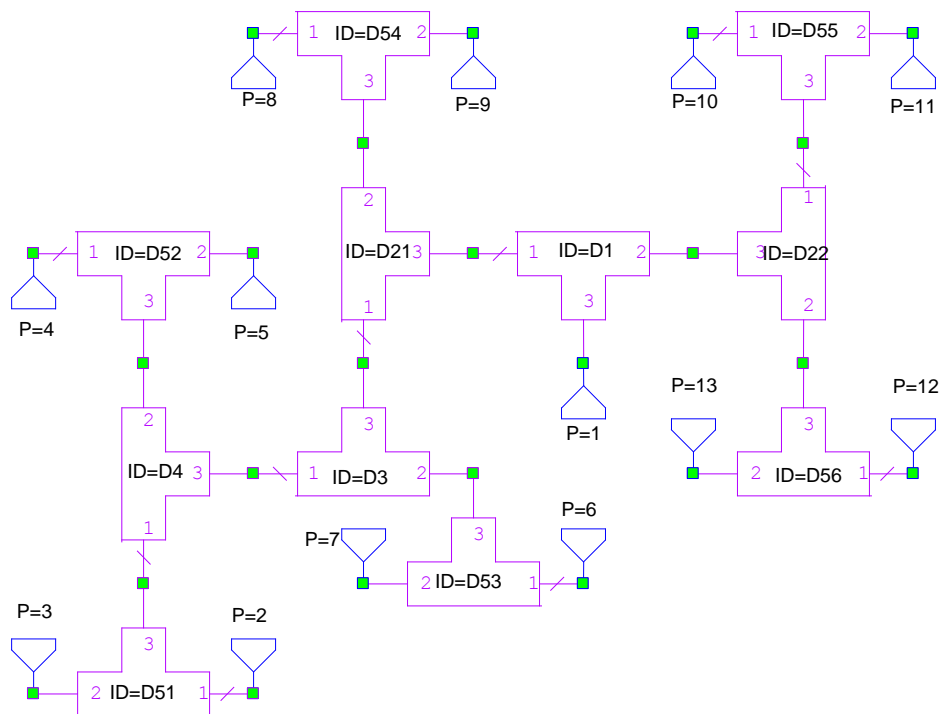


Рисунок 3.12 Модель делителя мощности суммарного канала

В связи с тем, что данная схема деления мощности должна обеспечивать заданные характеристики в достаточно широкой полосе частот необходим учёт дисперсионных свойств полосковых линий на краях диапазона. Для этого целесообразно воспользоваться методами численной оптимизации модели делителя.

В качестве основного метода численной оптимизации был использован Симплекс-метод, описанный в [77]. Цели оптимизации на первом этапе включали:

1. $K_{СВн} < 1,1$ в полосе частот 1,02..1,09 ГГц с весовым коэффициентом 10^7 ;
2. $K_{СВн} < 1,1$ в полосе частот 1,45..1,54 ГГц с весовым коэффициентом 10^6 ;
3. $K_{СВн} < 1,2$ в полосе частот 1,09..1,45 ГГц с весовым коэффициентом 10^6 ;
4. Разность между выходным амплитудным распределением и заданным должна быть ниже -60 дБ на частоте 1,055 с весовым коэффициентом 10^5 ;
5. Разность между выходным амплитудным распределением и заданным должна быть ниже -60 дБ на частоте 1,495 с весовым коэффициентом 10^5 .

Функционал ошибки рассчитывается как взвешенная сумма квадратов ошибок по каждой из целей.

Целью алгоритма оптимизации является минимизация функционала ошибки.

В параметры оптимизации включены следующие (для каждого из элементарного делителя схемы):

- Wd – ширина каждого элементарного делителя устанавливается в соответствии с геометрией схемы для каждого этажа: (V:105мм; IV: 210мм; III: 315мм; II: 367,5мм; I: 498,75мм);
- $Lin, Lout$ – константа 10мм;
- dx – 0мм (делитель синфазный);
- $W0, W1, W2, Lt$ – оптимизируемые параметры.

Для сохранения геометрии на оптимизируемые параметры накладываются ограничения, приведённые в таб.3.2. В результате оптимизации были получены значения параметров, обеспечивающие требуемое амплитудное распределение с ошибкой не более 0,01% (таб.3.3).

Таблица 3.2 Ограничения на оптимизируемые параметры

Делитель	Параметр	Min [мм]	Max [мм]	V0 [мм]
D1	dx	-100	105	105
	Lt	12	590	200
D21	dx	-100	105	105
	Lt	12	400	100
D22	dx	-50	50	0
	Lt	12	80	40
D3	dx	-10	10	0
	Lt	12	190	100
D4	dx	-10	10	0
	Lt	12	190	100
D51	dx	-35	35	0
	Lt	12	90	30
D52	dx	-15	15	0
	Lt	12	90	30
D53	dx	-7	7	0
	Lt	12	90	30
D54	dx	-12	12	0
	Lt	12	90	30
D55	dx	-20	20	0
	Lt	12	90	30
D56	dx	-20	20	0
	Lt	12	90	51.39
D1-D56	$W0$	1	12	10
	$W1$	1	12	10
	$W2$	1	12	10

Таблица 3.3 Значения параметров, полученные в результате оптимизации

Параметр		Значение [мм]	Параметр		Значение [мм]	Параметр		Значение [мм]
D1	dx	105	D4	dx	0	D54	dx	0
	Lt	296.2		Lt	138.2		Lt	25.34
	$W0$	3.761		$W0$	11.66		$W0$	4.29
	$W1$	4.266		$W1$	3.836		$W1$	1.254
	$W2$	1.008		$W2$	2.693		$W2$	1.011
D21	dx	105	D51	dx	0	D55	dx	0
	Lt	167.6		Lt	55.33		Lt	89.97
	$W0$	8.322		$W0$	1		$W0$	8.196
	$W1$	1.004		$W1$	11.99		$W1$	7.788
	$W2$	7.425		$W2$	1.035		$W2$	2.119
D22	dx	0	D52	dx	0	D56	dx	0
	Lt	79.92		Lt	30.09		Lt	51.39
	$W0$	4.46		$W0$	1.007		$W0$	5.979
	$W1$	1.739		$W1$	11.99		$W1$	3.379
	$W2$	1.985		$W2$	11.99		$W2$	2.785
D3	dx	52.5	D53	dx	0			
	Lt	67.9		Lt	21.93			
	$W0$	11.93		$W0$	2.99			
	$W1$	5.162		$W1$	12			
	$W2$	2.911		$W2$	11.9			

Процесс оптимизации проводился с применением симплекса-метода и метода градиентного спуска, реализованных в рассматриваемом пакете прикладных программ. Минимизируемый функционал составлен в виде суммы взвешенных невязок характеристик и целей оптимизации:

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^N \sum_{q=1}^{Q_n} \frac{W_n}{Q_n} |G_n(f_q) - M_n(f_q)|^{L_n}$$

где f_q – анализируемая частотная компонента; $|G_n(f) - M_n(f)|$ – невязка параметра; W_n – вес критерия; L_n – степень влияния невязки; N – число критериев оптимизации; Q_n – число частотных точек, в которых проходит процесс оптимизации.

Оптимизация осуществлялась на основе методов градиентного спуска и Симплекс-метода в виду наибольшей скорости сходимости решения задачи оптимизации, показанной этими методами для данной модели.

На рис.3.13-3.17 приведены результаты моделирования. На рис.3.7 показаны амплитудные распределения для частоты 1,055 ГГц (f_1), 1,495 ГГц (f_2) и амплитудное распределение, полученное аналитически для требуемого уровня УБЛ < -25 дБ ($A(x)$). Видно, что амплитудные распределения достаточно хорошо аппроксимируют исходную аналитическую зависимость.

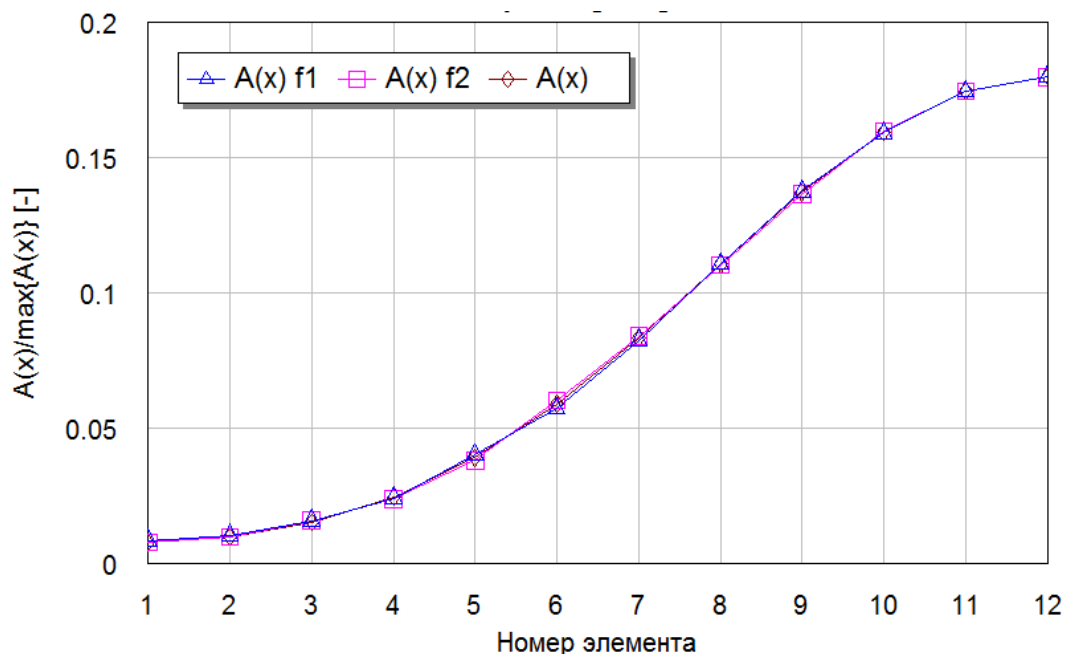


Рисунок 3.13 Синтезированное амплитудное распределение на центральных частотах верхнего и нижнего частотного диапазонов

На рис.3.13 показаны: $A(x)$ – требуемое аналитическое распределение; $A(x) f_1$ – амплитудное распределение на частоте 1,055 ГГц; $A(x) f_2$ – амплитудное распределение на частоте 1,495 ГГц.

На рис. 3.14 приведена зависимость КСВ от частоты с указанием целей оптимизации 1-3.

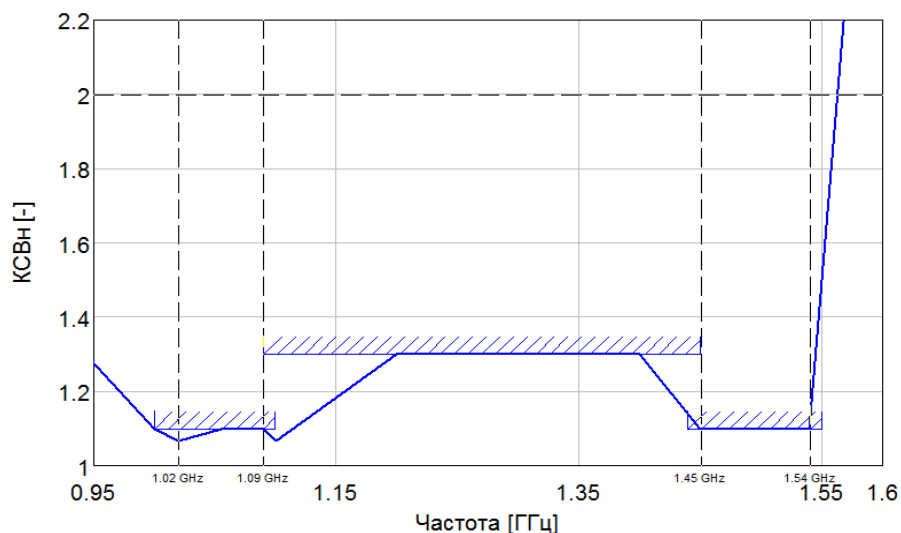


Рисунок 3.14 Зависимость КСВ от частоты

Из рис.3.14 видно, что полученная топология схемы деления мощности обеспечивает согласование по уровню КСВ $< 1,1$ в рабочих диапазонах частот 1,02..1,09 и 1,45..1,54 ГГц и КСВ $< 1,3$ во всём рабочем диапазоне частот.

На рис. 3.15 приведена зависимость функции модуля разности амплитудного распределения, полученного на рабочих частотах и амплитудного распределения, заданного аналитически для формирования суммарной ДН.

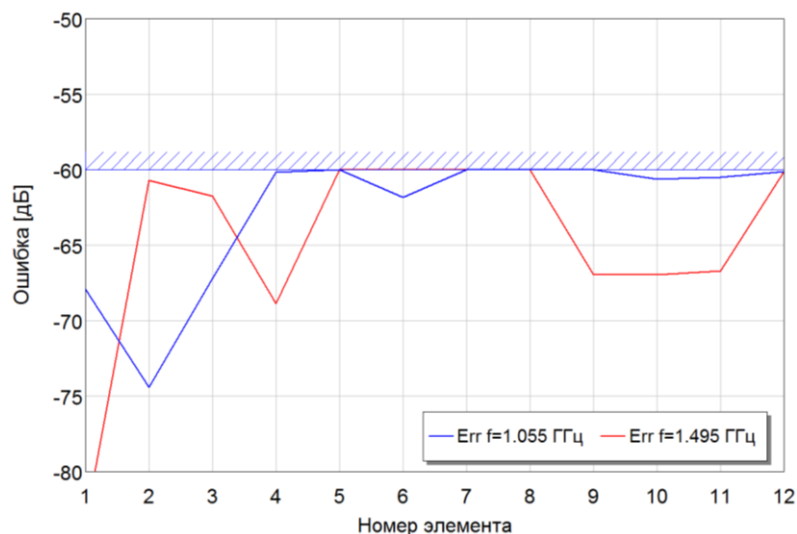


Рисунок 3.15 Ошибка амплитудного распределения для каждого элемента АР

Ошибка синтеза амплитудного распределения для каждой из центральных частот рабочих диапазонов не превышает -60 дБ.

Для достижения заданных требований по характеристикам диаграммы направленности была проведена численная оптимизация полученной топологии по критериям, заданным на ДН в каждом из частотных диапазонов.

На рис.3.16 показана рассчитанная ДН, формируемая полученным амплитудным распределением. Как видно из ДН на рис.3.16 УБЛ составляет -14,88 дБ в нижнем частотном диапазоне.

Для достижения заданных требований по УБЛ полученной топологии проведём оптимизацию модели по критериям, определяемым формой ДН.

На рис.3.17 приведён результат численной оптимизации топологии с учётом статистического анализа при отклонении параметров на случайную величину, характеризующую технологические погрешности изготовления схемы делителя. Технология изготовления обеспечивает допуски на точность воспроизведения геометрических размеров полосковых линий с точностью до 0,1 мм и минимальной шириной полосковой линии не меньше 1 мм. Отсюда определены условия для статистического анализа разработанной топологии.

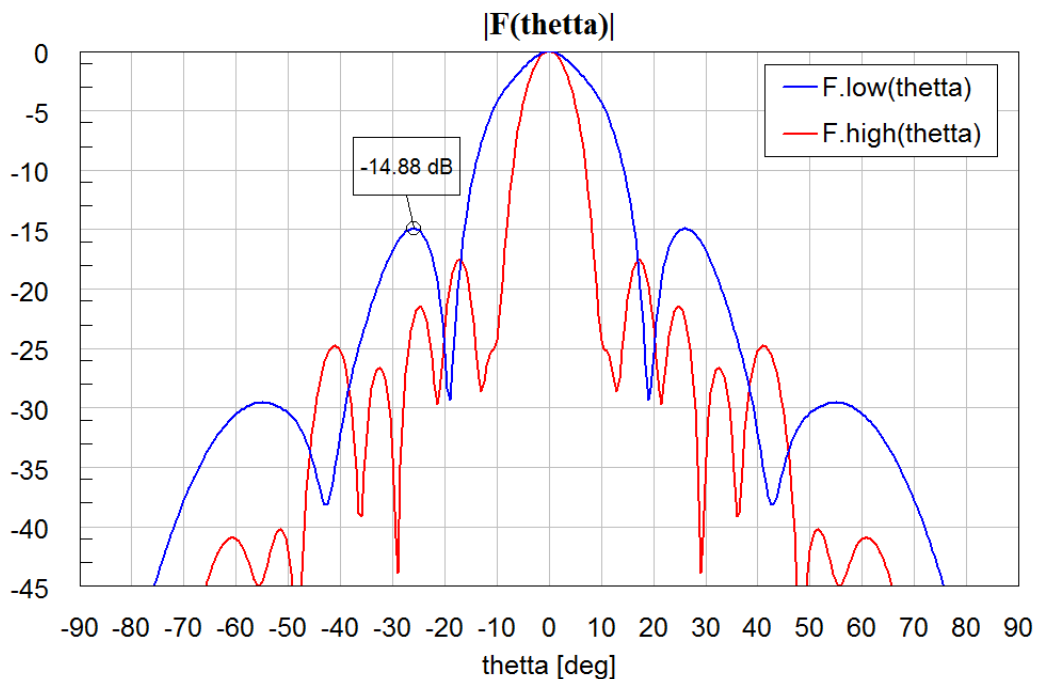


Рисунок 3.16 ДН, полученная в результате оптимизации топологии по амплитудному распределению

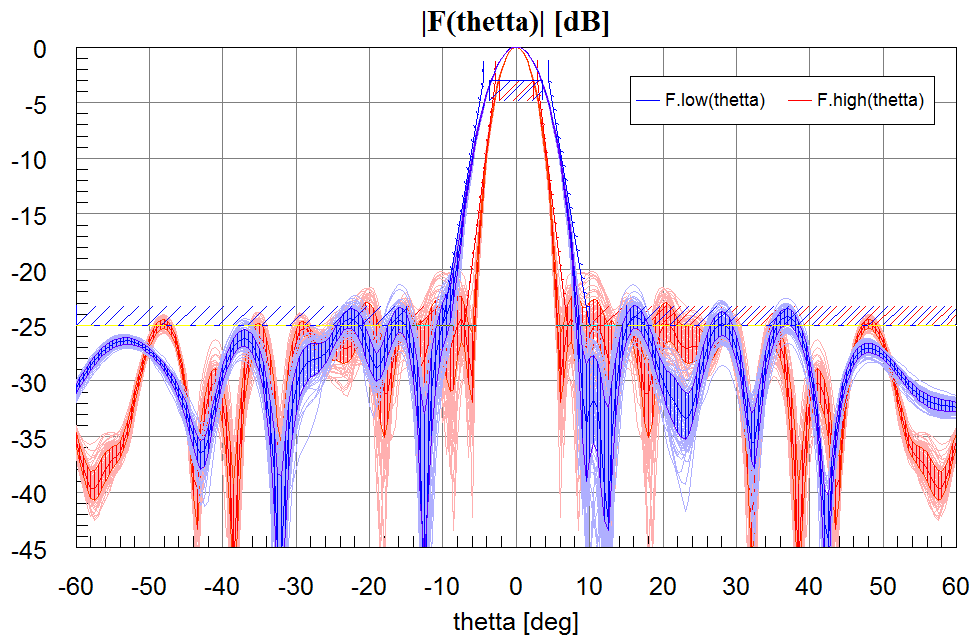


Рисунок 3.17 Суммарная ДН, полученная путём численной оптимизации топологии схемы делителя

Распределение случайной величины гауссово с СКО = 0,1 мм.

Как видно из ДН на рис.3.17 максимальный УБЛ не превышает -20 дБ. На рис.3.18 показана ДН суммарного канала в области главного лепестка.

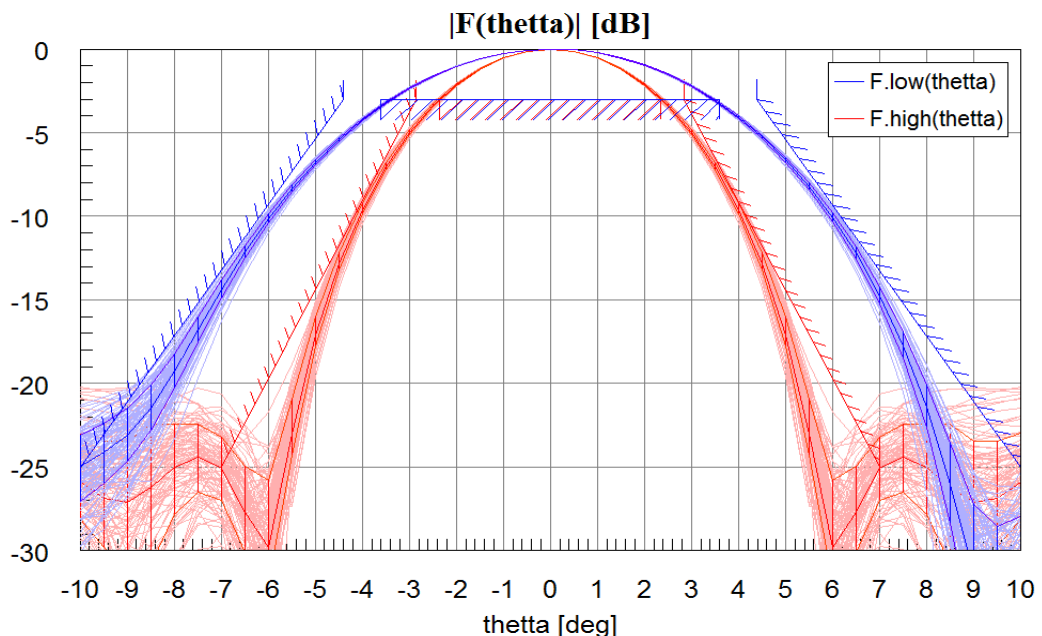


Рисунок 3.18 ДН суммарного канала в области главного лепестка

Как видно из рис.3.18 ДН в области главного лепестка имеет необходимую ширину что обеспечивает требуемое пересечение ДН суммарного и разностного каналов ДН по уровню -3 дБ.

На рис.3.19 приведена зависимость КСВ от частоты конечного варианта топологии схемы суммарного делителя мощности.

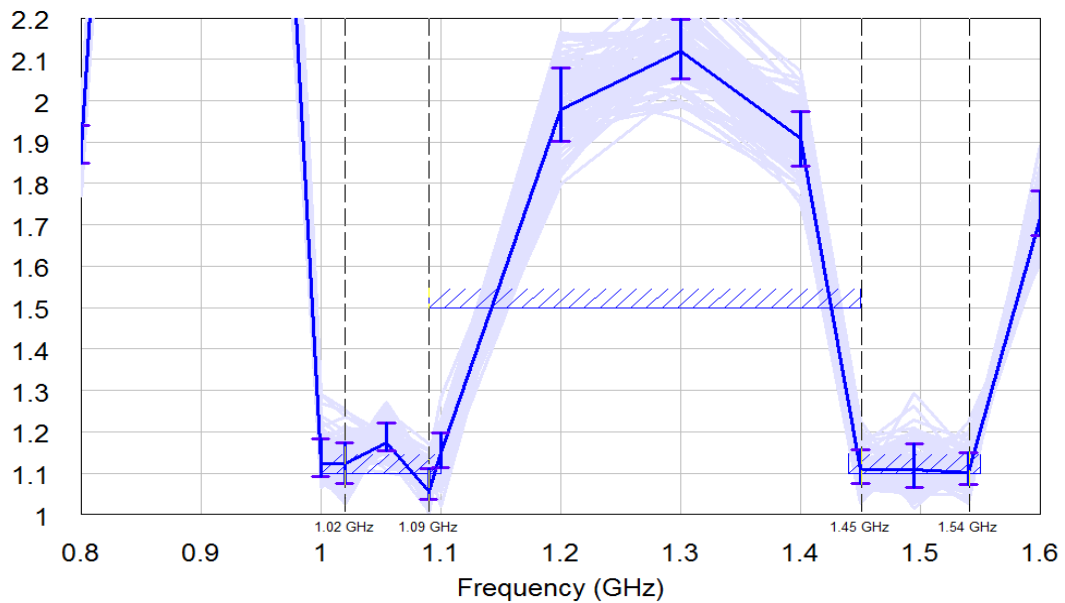


Рисунок 3.19 Зависимость КСВ от частоты

Из рис.3.19 видно, что обеспечиваются требования по заданному уровню КСВн в рабочих диапазонах частот.

3.2.2 Разностный делитель мощности

Разностный делитель должен обеспечивать амплитудно-фазового распределение, формирующее моноимпульсную ДН. Амплитудное распределение, необходимое для реализации разностной ДН показано на рис.3.20.

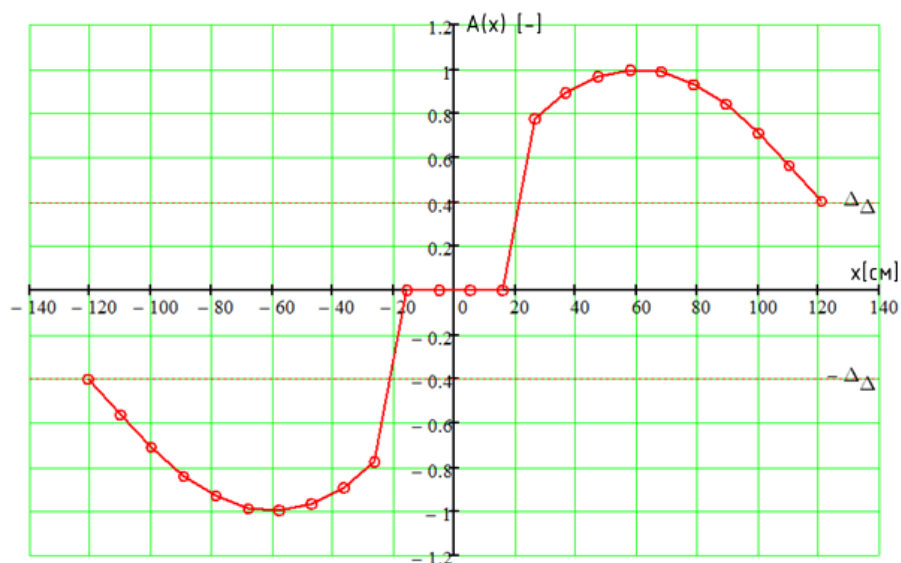


Рисунок 3.20 Амплитудное распределение разностного канала моноимпульсной диаграммы направленности независимо от частоты

В процессе синтеза схемы деления возьмём схему, построенную на последовательно-параллельном включении полосковых тройников. При этом учтём, что функция амплитудного распределения нечётная, в виду чего, можно реализовать правую и левую части амплитудного распределения используя одну и ту же схему деления мощности. Кроме того, учитывая, что 4 центральных элемента антенной решётки используются для формирования активного канала ПБЛ и работают только в режиме излучения, а разностная ДН формируется в режиме приёма, эти излучатели исключены из процесса синтеза разностной диаграммы направленности. Таким образом, необходимо синтезировать полосковый делитель мощности, имеющий один вход и 10 выходов.

Может быть предложена следующая схема деления мощности, коэффициенты деления мощности для каждого из элементарных делителей которой приведены в таб.3.4.

Таблица 3.4. Коэффициенты деления разностного делителя

#	A	$A^2/\Sigma(A^2)$	IV	III	II	I
1	0.4	0.023	$D_{41}:\Sigma=0.069$	$D_3:\Sigma=0.246$ 0.28/0.72	$D_{21}:\Sigma=0.515$ 0.556/0.444	$D_1:\Sigma=1$ 0.515/0.485
2	0.562	0.046	0.333/0.667			
3	0.712	0.074	$D_{42}:\Sigma=0.177$			
4	0.839	0.103	0.418/0.582			
5	0.933	0.127	$D_{43}:\Sigma=0.269$			
6	0.987	0.142	0.472/0.528			
7	0.999	0.145	$D_{44}:\Sigma=0.281$			
8	0.965	0.136	0.516/0.484			
9	0.89	0.116	$D_{45}:\Sigma=0.204$			
10	0.779	0.088	0.569/0.431			
					$D_{22}:\Sigma=0.485$ 0.579/0.421	

Первая колонка соответствует номеру элемента решётки. Вторая колонка определяет амплитудное распределение. Третья колонка определяет нормированное распределение мощности по элементам решётки. Остальные колонки определяют параметры элементарных делителей по этажам начиная с последнего. В каждой колонке параметров элементарных делителей указывается: первая строка – индекс делителя и нормированная мощность на входе элементарного делителя; вторая строка – коэффициенты деления в левое/правое плечо делителя. Индексы D_{mn} соответствуют m – номеру этажа; n – номеру элементарного делителя в этаже.

Таким образом, схема деления мощности имеет 4 уровня и должна быть реализована с использованием 9 элементарных полосковых делителей.

Задача синтеза разностного делителя является классической. Её решение для рабочей полосы 5% можно представить, например, в виде полосковой схемы, приведённой на рис.3.21.

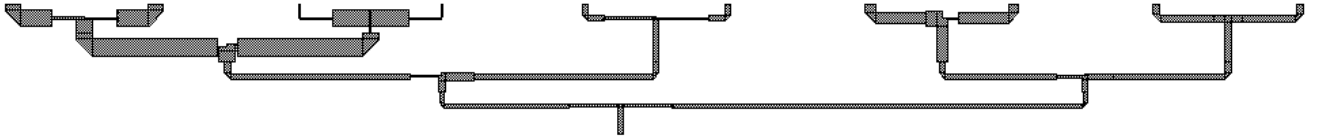


Рисунок 3.21 Эскиз топологии полоскового делителя

На рис.3.22 приведена структура разностного делителя мощности.

Габаритные размеры схемы деления мощности составляют 1050x50 мм². Шаг между выходами соответствует шагу элементов решётки по горизонтали (105 мм).

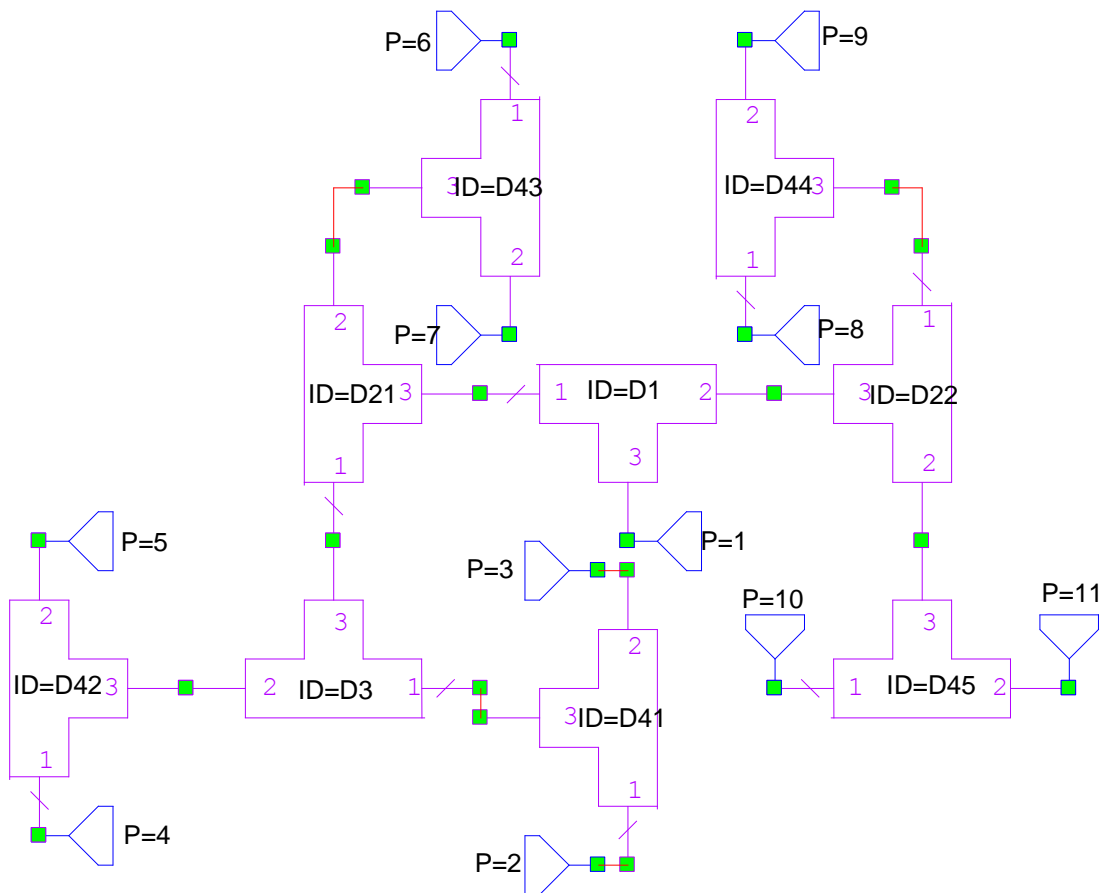


Рисунок 3.22 Структура разностного делителя

В параметры оптимизации включены следующие:

- Wd – ширина каждого элементарного делителя устанавливается в соответствии с геометрией схемы для каждого этажа: (V:105мм; IV: 210мм; III: 315мм; II: 367.5мм; I: 498.75мм);
- $Lin, Lout$ – константа 10мм;
- dx – 0мм (делитель синфазный);
- $W0, W1, W2, Lt$ оптимизируемые параметры.

Для сохранения геометрии на оптимизируемые параметры накладываются ограничения, приведённые в таб.3.5.

В результате оптимизации были получены значения параметров, обеспечивающие требуемое амплитудное распределение с ошибкой не более 0,01% (таб.3.6).

Таблица 3.5 Ограничения на оптимизируемые параметры

Делитель	Параметр	Min [мм]	Max [мм]	V0 [мм]
$D1$	dx	-100	105	105
	Lt	12	590	200
$D21$	dx	-100	105	105
	Lt	12	400	100
$D22$	dx	-50	50	0
	Lt	12	80	40
$D3$	dx	-10	10	0
	Lt	12	190	100
$D4$	dx	-10	10	0
	Lt	12	190	100
$D51$	dx	-35	35	0
	Lt	12	90	30
$D52$	dx	-15	15	0
	Lt	12	90	30
$D53$	dx	-7	7	0
	Lt	12	90	30
$D54$	dx	-12	12	0
	Lt	12	90	30
$D55$	dx	-20	20	0
	Lt	12	90	30
$D56$	dx	-20	20	0
	Lt	12	90	51.39
$D1-D56$	$W0$	1	12	10
	$W1$	1	12	10
	$W2$	1	12	10

Таблица 3.6 Значения параметров, полученные в результате оптимизации

Параметр	Значение [мм]	Параметр	Значение [мм]	Параметр	Значение [мм]
<i>D1</i>	<i>dx</i>	105	<i>D4</i>	<i>dx</i>	0
	<i>Lt</i>	296.2		<i>Lt</i>	138.2
	<i>W0</i>	3.761		<i>W0</i>	11.66
	<i>W1</i>	4.266		<i>W1</i>	3.836
	<i>W2</i>	1.008		<i>W2</i>	2.693
<i>D21</i>	<i>dx</i>	105	<i>D51</i>	<i>dx</i>	0
	<i>Lt</i>	167.6		<i>Lt</i>	55.33
	<i>W0</i>	8.322		<i>W0</i>	1
	<i>W1</i>	1.004		<i>W1</i>	11.99
	<i>W2</i>	7.425		<i>W2</i>	1.035
<i>D22</i>	<i>dx</i>	0	<i>D52</i>	<i>dx</i>	0
	<i>Lt</i>	79.92		<i>Lt</i>	30.09
	<i>W0</i>	4.46		<i>W0</i>	1.007
	<i>W1</i>	1.739		<i>W1</i>	11.99
	<i>W2</i>	1.985		<i>W2</i>	11.99
<i>D3</i>	<i>dx</i>	52.5	<i>D53</i>	<i>dx</i>	0
	<i>Lt</i>	67.9		<i>Lt</i>	21.93
	<i>W0</i>	11.93		<i>W0</i>	2.99
	<i>W1</i>	5.162		<i>W1</i>	12
	<i>W2</i>	2.911		<i>W2</i>	11.9
<i>D54</i>	<i>dx</i>	0	<i>D55</i>	<i>dx</i>	0
	<i>Lt</i>	25.34		<i>Lt</i>	89.97
	<i>W0</i>	4.29		<i>W0</i>	8.196
	<i>W1</i>	1.254		<i>W1</i>	7.788
	<i>W2</i>	1.011		<i>W2</i>	2.119
<i>D56</i>	<i>dx</i>	0	<i>D56</i>	<i>dx</i>	0
	<i>Lt</i>	51.39		<i>Lt</i>	51.39
	<i>W0</i>	5.979		<i>W0</i>	5.979
	<i>W1</i>	3.379		<i>W1</i>	3.379
	<i>W2</i>	2.785		<i>W2</i>	2.785

На рис.3.23–3.25 приведены результаты моделирования. На рис.3.24 показаны амплитудные распределения для частоты 1,055 ГГц (f_1), 1,495 ГГц (f_2) и амплитудное распределение, полученное аналитически ($A(x)$). Видно, что амплитудные распределения достаточно хорошо аппроксимируют исходную аналитическую зависимость.

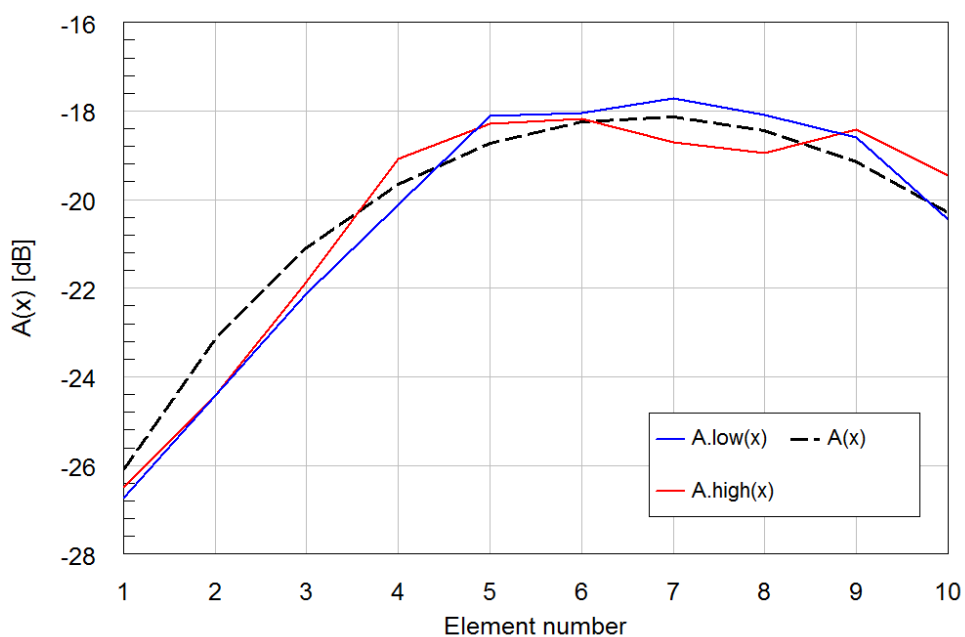


Рисунок 3.23 Амплитудное распределение на выходах разностного делителя

Точность аппроксимации показана на рис.3.24. Из графика видно, что ошибка синтеза амплитудного распределения не превышает -40 дБ.

На основе полученного амплитудного распределения для каждой из рабочих частот можно построить диаграмму направленности разностного канала (рис.3.26).

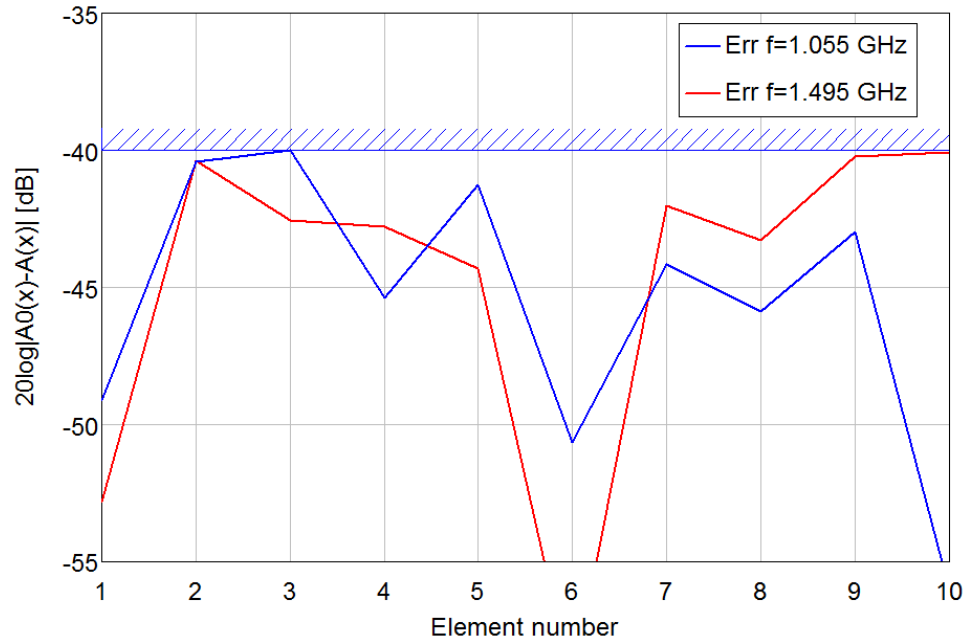


Рисунок 3.24 Ошибка синтеза амплитудного распределения

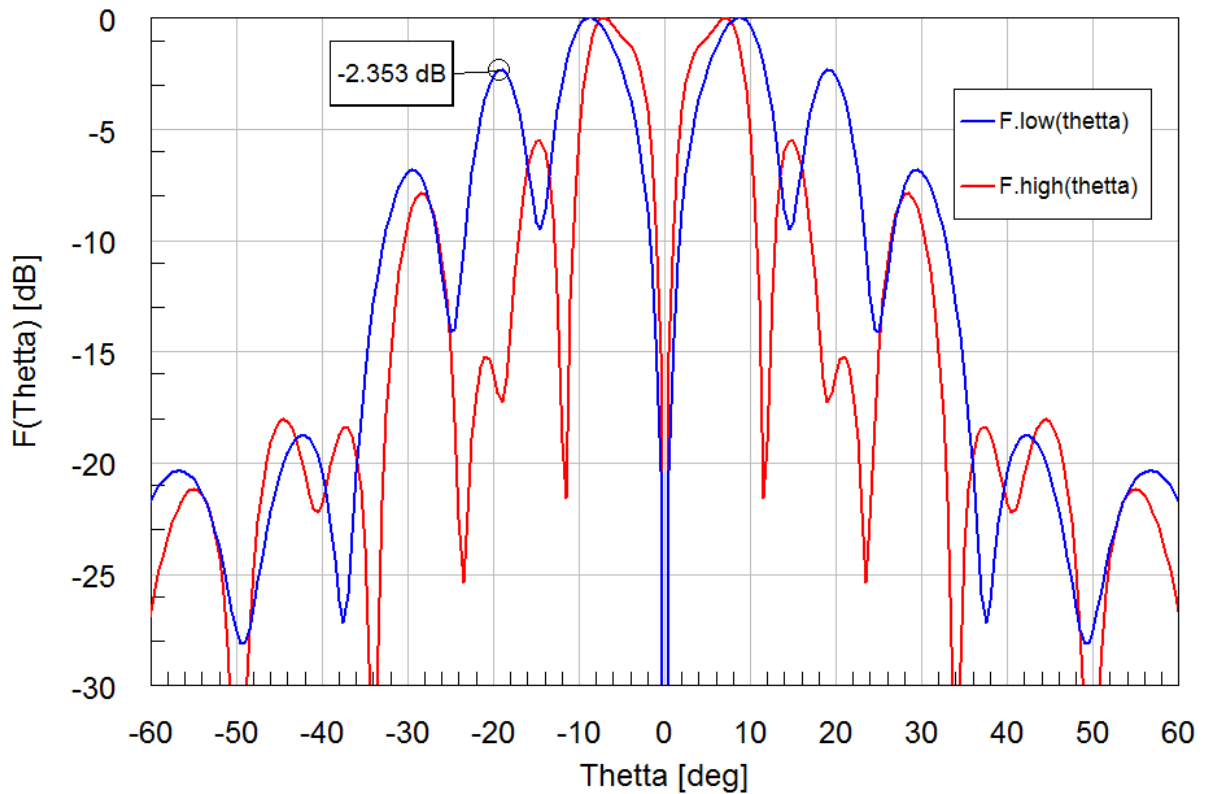


Рисунок 3.25 Диаграмма направленности разностного канала моноимпульсной диаграммообразующей схемы

Из рис.3.25 видно, что УБЛ разностного канала синтезированного делителя составляет -2,3 дБ, что недостаточно для удовлетворения требований к антенной системе мобильного ИРЭК. Высокий уровень бокового излучения связан с наличием существенного уровня фазовой ошибки в схеме деления, возникающей из-за существенных изменений дисперсионных свойств полосковых линий внутри делителя. Для компенсации фазовой ошибки во всём рабочем диапазоне частот можно провести численную параметрическую оптимизацию схемы избрав критерием форму диаграммы направленности.

Критерии оптимизации в этом случае можно записать в следующем виде:

1. Уровень КСВн в рабочих диапазонах частот 1,02..1,09 ГГц и 1,45..1,54 ГГц должны быть ниже 1,1 с весом критерия 10^{10} ;
2. Уровень КСВн между рабочими диапазонами частот не должен превышать 1,8 с весом 10^7 ;
3. Уровень бокового излучения должен быть ниже -15 дБ в секторе углов больше(меньше) $18^\circ(-18^\circ)$ для нижнего диапазона частот и больше(меньше) $17^\circ(-17^\circ)$ для верхнего диапазона частот с весом 10^8 ;
4. Уровень ДН разностного канала должен быть меньше -3дБ в секторе углов главного лепестка суммарного канала моноимпульсной ДН с весом 10^8 для каждого из диапазонов с учётом допусков;
5. Уровень ДН разностного канала должен быть выше -3дБ в секторе углов вне главного лепестка ДН суммарного канала моноимпульсной ДН.

Цели оптимизации № 4,5 обеспечивают требование по пересечению ДН суммарного и разностного каналов моноимпульсной ДН по уровню -3 дБ.

Используя методы численной параметрической оптимизации построенной математической модели были получены значения параметров топологии схемы разностного делителя мощности. На рис.3.26 Приведены ДН разностного канала моноимпульсной ДН с учётом статистического анализа погрешности изготовления делителя с точности установки параметров 0,1 мм. Также на рис.3.26 указаны цели оптимизации параметров модели № 3,4.

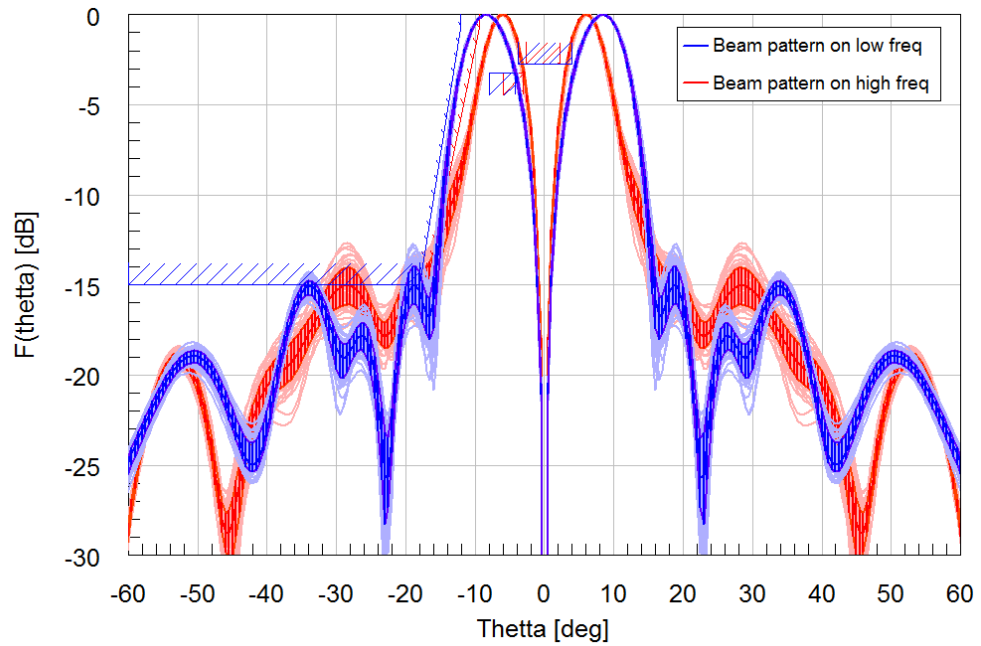


Рисунок 3.26 Разностная диаграмма направленности
для двух частотных диапазонов

Из рисунка видно, что УБЛ разностного канала моноимпульсной ДН не превышает в среднем уровня -15 дБ, а в худшем случае -13 дБ. При этом, требование на уровень пересечения суммарного и разностного каналов моноимпульсной ДН выполняется.

На рис.3.27 приведена зависимость КСВн от частоты синтезированной схемы разностного делителя мощности. Вертикальными линиями отмечены среднеквадратические отклонения КСВн при наличии технологической погрешности изготовления схемы делителя.

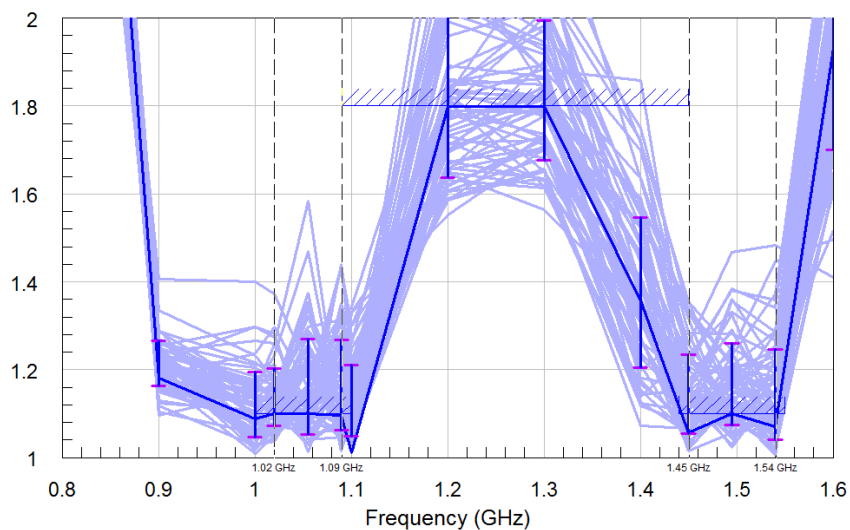


Рисунок 3.27 Зависимость КСВн от частоты

График показывает, что уровень КСВн в среднем находится в необходимых пределах значения 1,1 в рабочих диапазонах частот. В промежуточном диапазоне частот значение КСВн в среднем не превышает уровня 1,8. В наихудшем случае значение КСВн в рабочих диапазонах частот не превышает 1,6, а в промежуточном уровень 2.

На рис.3.28 Приведена зависимость амплитудного распределения от номера элемента и его статистический анализ по точности изготовления с допуском 0,1 мм.

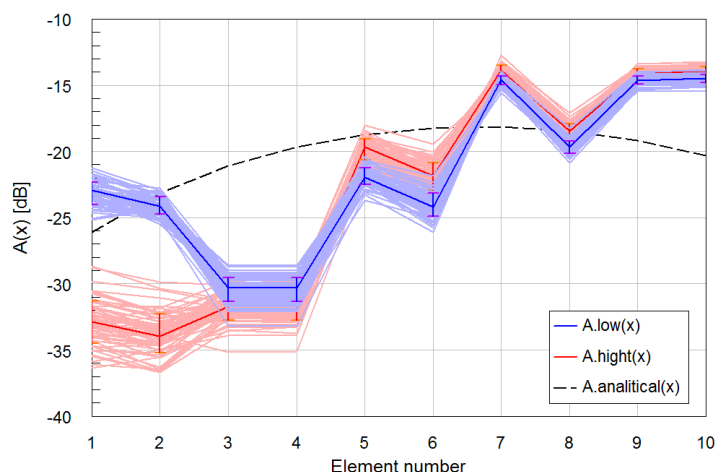


Рисунок 3.28 Амплитудное распределение с учётом статистики

Таким образом разница между максимальным и минимальным уровнем деления мощности составляет 15 дБ. Амплитудное распределение в целом повторяет форму амплитудного распределения разностного канала, рассчитанного аналитически.

На рис. 3.29 Приведено фазовое распределение.

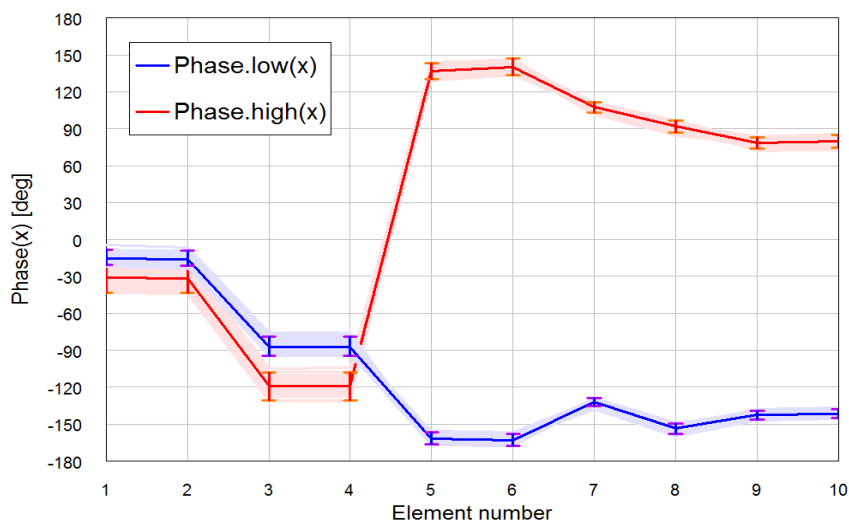


Рисунок 3.29 Фазовое распределение с учётом статистики

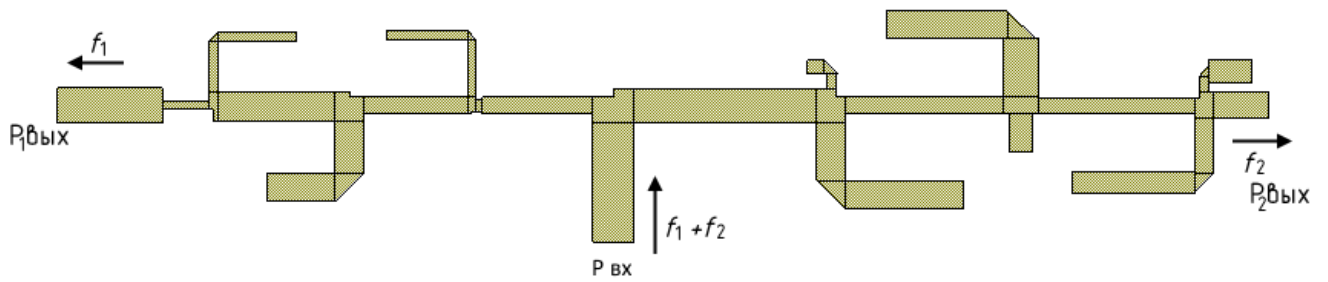


Рисунок 3.31 Полосковая топология частотного диплексера

Результаты численного параметрического моделирования и оптимизации модели диплексера приведены на рис.3.32.

На рис.3.32 приведены коэффициенты передачи S_{21} и S_{31} , а также коэффициент отражения S_{11} .

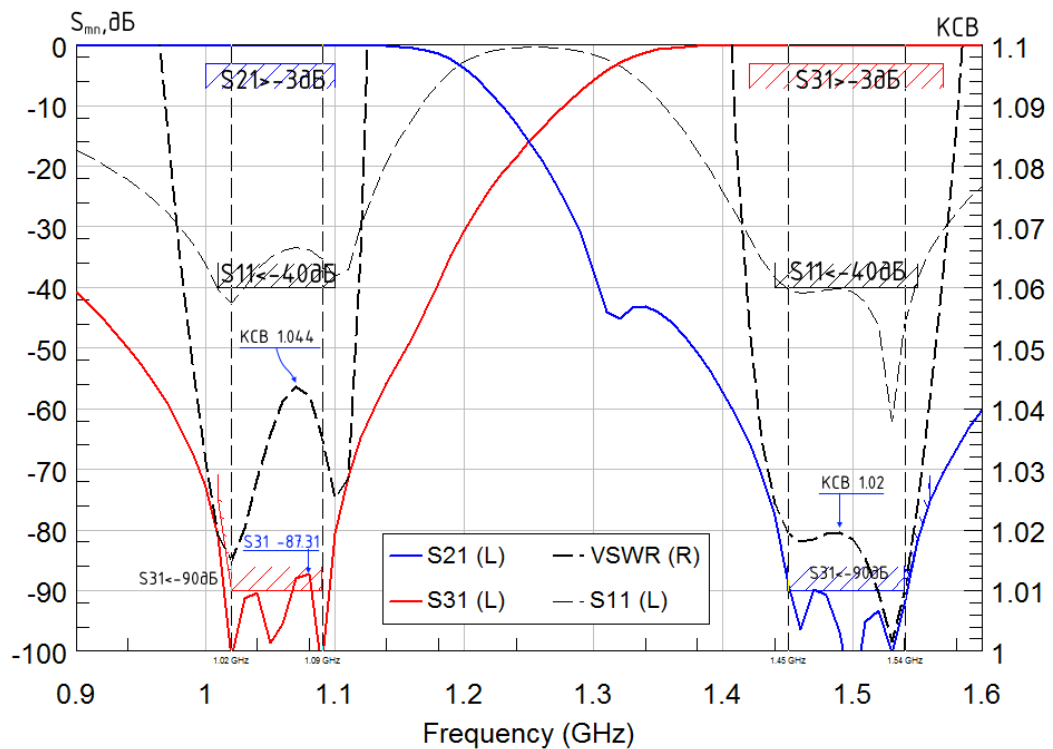


Рисунок 3.32 Характеристики частотного диплексера

Коэффициент передачи по нижнему частотному каналу составляет $-0,072$ дБ, по верхнему $-0,077$ дБ. Устройство согласовано по уровню КСВ не хуже, чем $1,044$ при развязке каналов -87 дБ в нижнем частотном диапазоне и -90 дБ в верхнем.

На рис.3.32 помимо характеристик диплексера приведены цели оптимизации в виде пороговых ограничений по коэффициентам передачи и отражения.

3.4 Косекансный делитель

Полотно антенной решётки имеет физический поворот плоскости апертуры на 20° вверх по углу места. При этом, антенная решётка должна формировать ДН косекансной формы в секторе углов $0-70^\circ$. Таким образом, решётка должна помимо электрического синтеза ДН косекансной формы осуществлять электрический статический поворот луча на 20 градусов вниз к горизонту. Исходя из этого антенная решётка должна обеспечивать формирование косекансной диаграммы направленности в координатной системе, привязанной к апертуре в секторе углов $-20^\circ - +50^\circ$. ДН должна быть сформирована АФР 8-и элементной линейной антенной решёткой. АФР должно быть сформировано на обеих рабочих частотах (1 и $1,5$ ГГц) таким образом, чтобы поле (с учётом затухания по дальности) было не ниже уровня -3 дБ над косекансной ДН идеальной формы, показанной на рис.3.33, в рабочем секторе углов. Излучение в секторе углов, близких к горизонту, не должно быть выше -14 дБ, чтобы исключить влияние отражения от земли. Также необходимо минимизировать излучение в область полярных углов (вертикально вверх) для минимизации потери мощности.

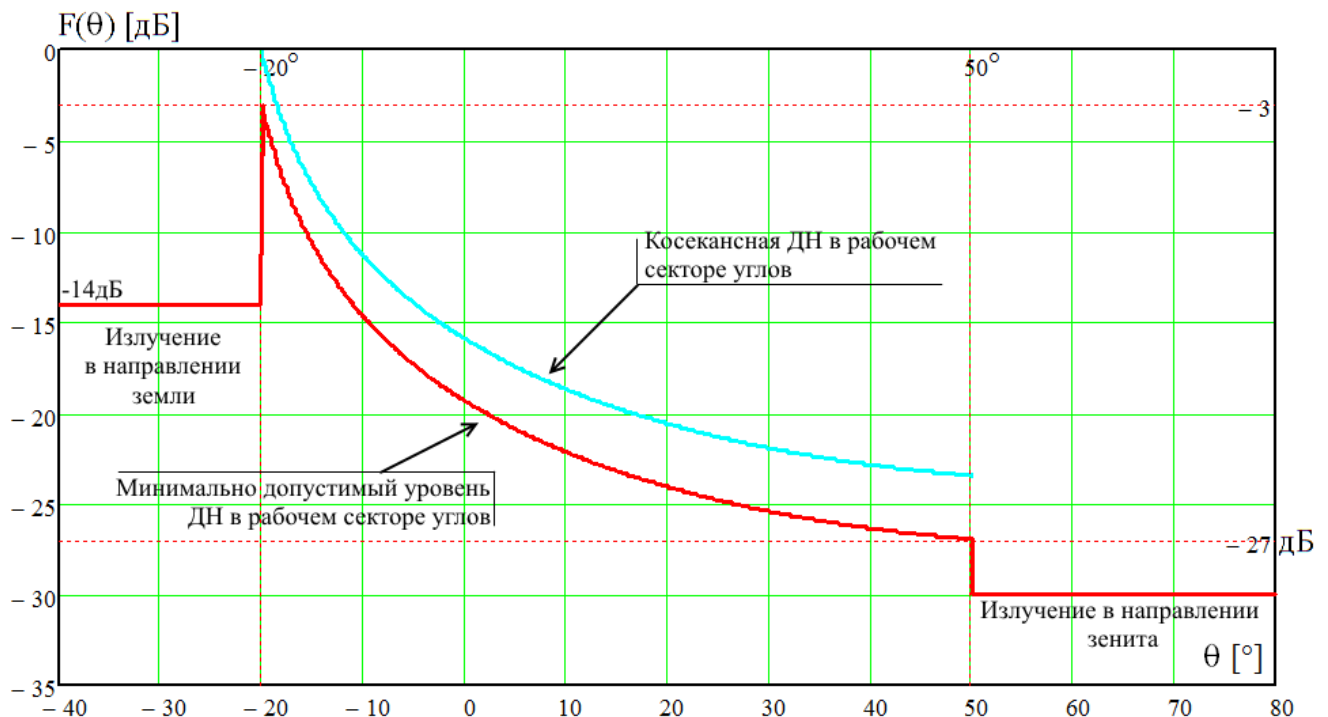


Рисунок 3.33 Требуемая ДН в вертикальной плоскости косекансной формы

Формирование косекансной ДН можно осуществлять разными способами.

3.4.1 Формирование косекансной ДН

Амплитудно-фазовое распределение в комплексной форме можно определить методом парциальных диаграмм [78, 79].

Разложение ДН в системе базисных функций можно записать следующим образом:

$$A(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\Psi) F_x^*(\Psi) d\Psi$$

где: $A(x)$ – функция амплитудного распределения;

$F(\theta)$ – раскладываемая ДН;

$F_x(\theta) = F_x(\theta) \cdot e^{j\Psi(\theta,x)}$ – система функций ДН антенного элемента

$\Psi(\theta, x) = kx \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)$ – функция, учитывающая разность хода волн до точки наблюдения x при заданном угле отклонения луча θ_0 ;

$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot f}{c}$ – волновое число.

Необходимо также учесть, что в классическом методе разложение осуществляется по полной ортогональной системе базисных функций. В данной работе стоит задача получения АФР для заданных ДН излучателя, либо их аппроксимации.

Применив описанный выше способ к заданной ДН косекансной формы можно получить амплитудно-фазовое распределение по решётке (рис.3.34). На рис.3.35 приведены соответствующие диаграммы направленности.

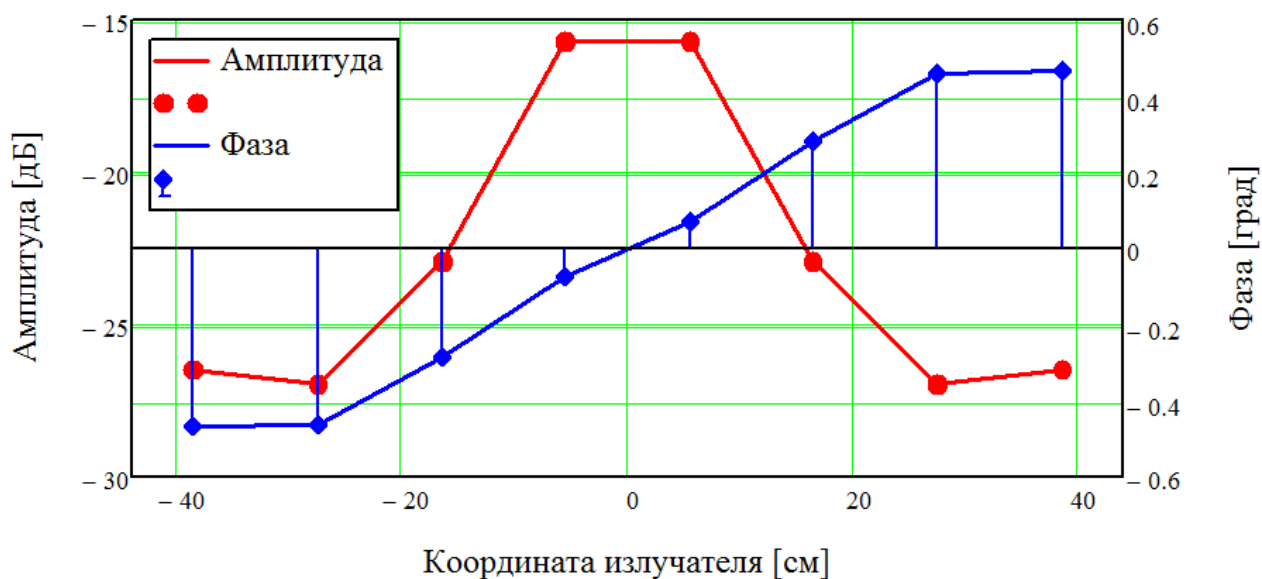


Рисунок 3.34 Амплитудно-фазовое распределение косекансной ДН

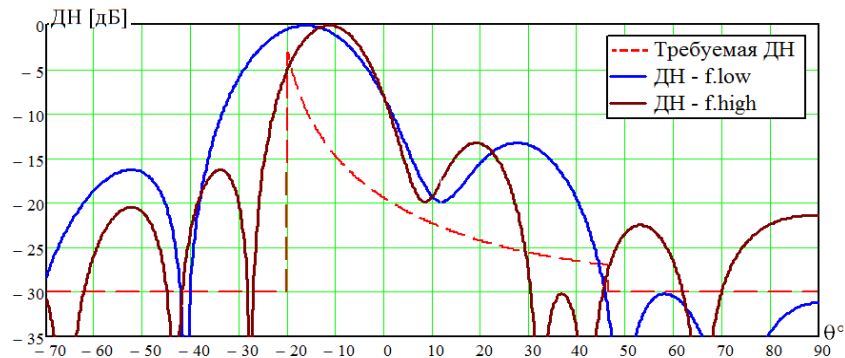


Рисунок 3.35 Косекансные ДН, полученные по методу парциальных диаграмм, на частоте 1.02 ГГц (фиолетовая) и 1.45 ГГц (синяя); пунктирная линия – ДН требуемой формы

Как видно из графика, ДН в рабочем секторе углов находятся выше требуемого уровня поля -3 дБ. Но при таком подходе наблюдается существенный уровень излучения в область углов пространства в направлении земли, а также ДН в рабочем секторе углов существенно отличается от требуемой формы.

Применение методов, в которых процесс формирования ДН осуществляется за счёт синтеза амплитудного и фазового распределения, приводит к появлению эффекта углочастотного хода луча, что ограничивает рабочую полосу системы. Поскольку косекансная ДН должна быть сформирована как на нижней (1 ГГц), так и на верхней (1,5 ГГц) частоте, то целесообразно сформировать огибающую ДН используя лишь амплитудное распределение (рис.3.36), а поворот луча осуществить линейной фазовой подставкой. ДН, сформированная таким способом показана на рис.3.37.

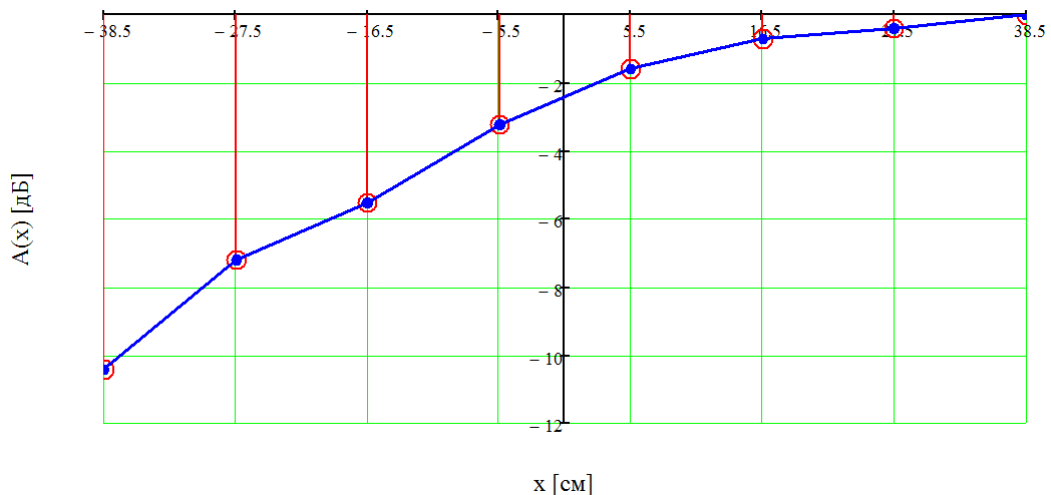


Рисунок 3.36 Амплитудное распределение косекансного делителя

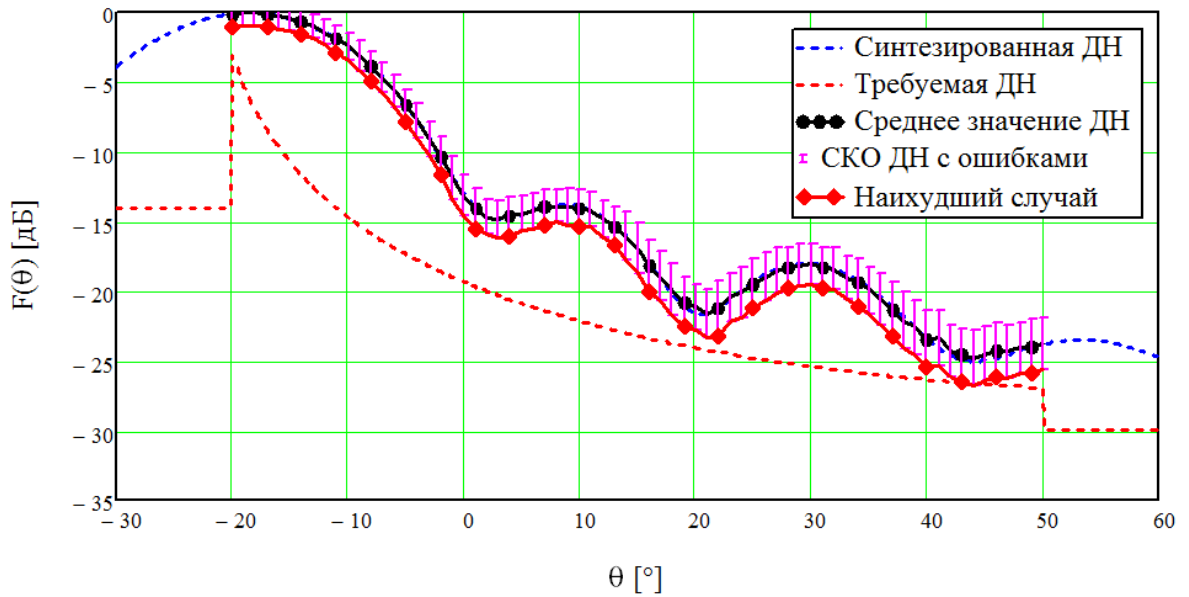


Рисунок 3.37 Диаграмма направленности косекансной формы со статистикой учёта технологической погрешности изготовления

Рис.3.37 показывает, что в наихудшем из возможных случаев реализации 10% амплитудной и 10° фазовой ошибки при полученном амплитудно-фазовом распределении ДН в рабочем секторе углов не будет ниже порогового значения косекансной ДН.

3.4.3 Моделирование схемы деления

По полученному амплитудному распределению можно построить топологию схемы деления мощности между 1 входным и 8 выходными каналами на основе симметричной полосковой линии передачи. Моделирование характеристик схемы целесообразно проводить в специализированной среде численного электродинамического моделирования.

Топология полосковой распределительной системы косекансного делителя показана на рис.3.38.

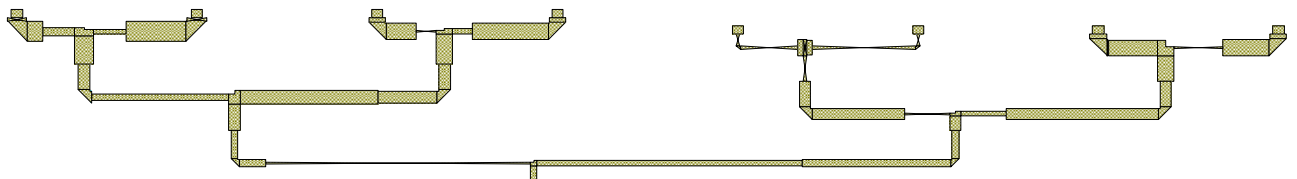


Рисунок 3.38 Эскиз топологии полосковой схемы деления мощности косекансного делителя

На рис.3.39 приведена структурная схема математической модели косекансного делителя. На рис.3.40-3.42 приведены ДН линейной антенной решётки в обоих частотных диапазонах.

На рис.3.40 изображены 6 ДН: сплошной линией показаны ДН на центральных частотах верхнего и нижнего диапазона. Синяя кривая соответствует ДН нижнего частотного диапазона, красная – верхнего. Пунктиром изображены ДН для верхней и нижней граничных частот первого и второго частотных диапазонов. Для каждой из диаграмм направленности, изображённой пунктирной линией цвет характеризует частотный диапазон, а маркер - верхнюю, или нижнюю границу диапазона. Маркер с треугольником с вершиной вверх обозначает верхнюю границу диапазона, треугольник с вершиной вниз - нижнюю. Из графиков видно, что как для центральных частот, так и на границах диапазона синтезированные ДН удовлетворяют поставленным требованиям.

Графики на рис.3.41 и 3.42 приводят детально ДН для первого и второго частотных диапазонов (сплошные линии) и ДН на верхней и нижней границах.

На рис.3.43 показан график в виде разности синтезированной ДН и минимально допустимого порогового значения ДН (идеальной косекансной ДН) в секторе рабочих углов. Стиль обозначения линий аналогичен предыдущим трём графикам. На этом графике показаны граничные условия оптимизации по запасу усиления в основном секторе углов косекансной ДН. Также из графика следует, что полученная топология схемы деления обеспечивает синтез косекансной ДН с запасом по усилению в секторе рабочих углов не меньше, чем 3 дБ с неравномерностью порядка 6дБ. При этом, из графиков на рис.3.41, 3.42 следует, что полученный уровень бокового излучения в направлении земной поверхности не превышает - 23 дБ.

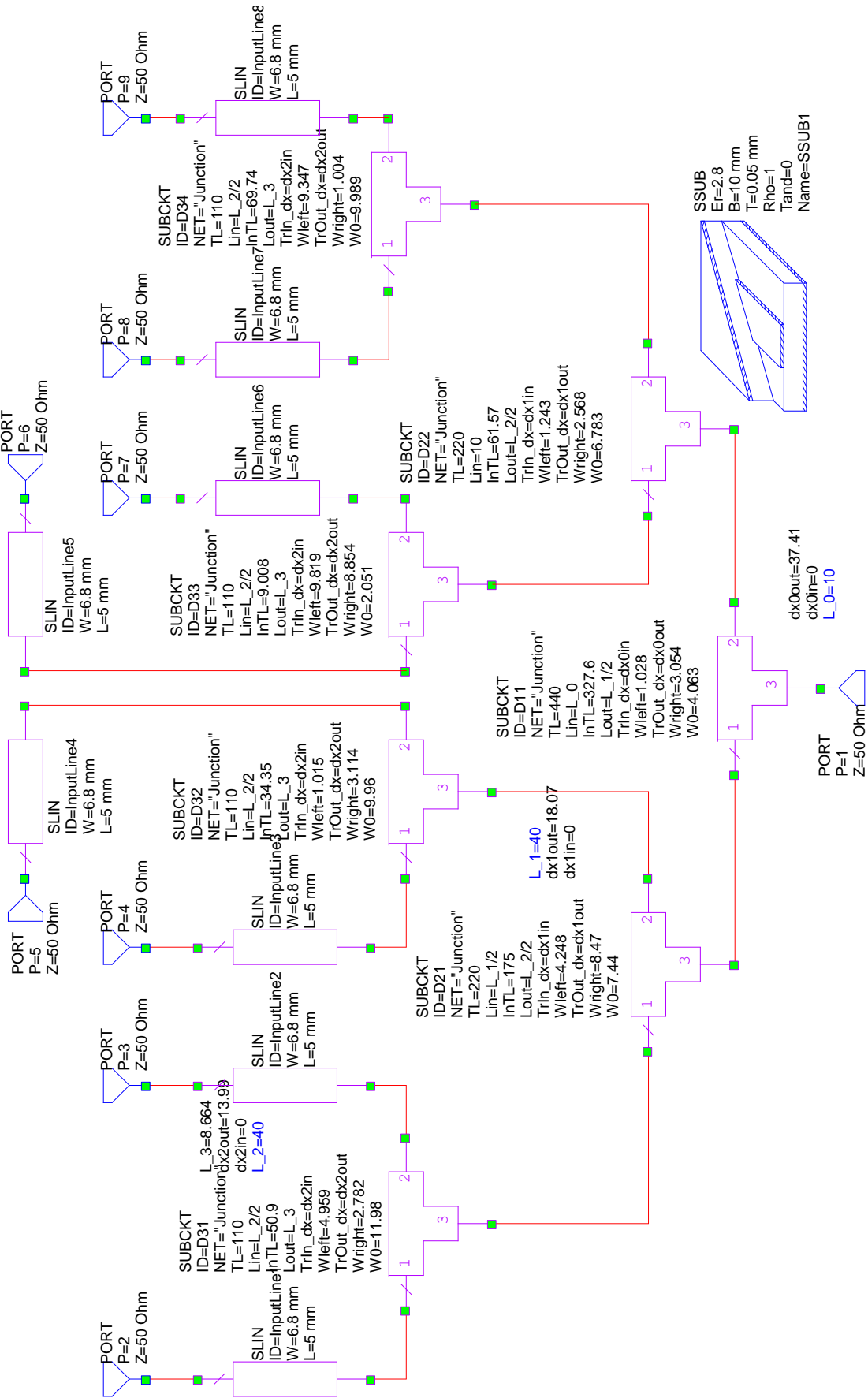


Рисунок 3.39 Структурная схема математической модели косекансного делителя

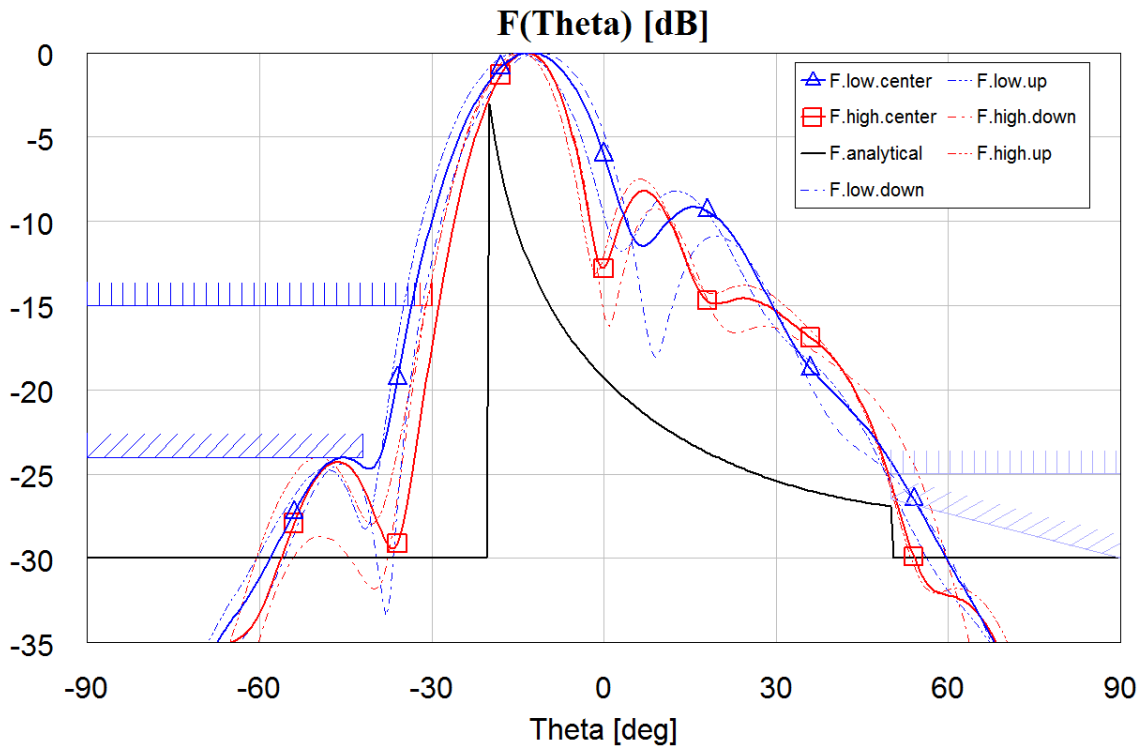


Рисунок 3.40 Диаграмма направленности косекансного делителя

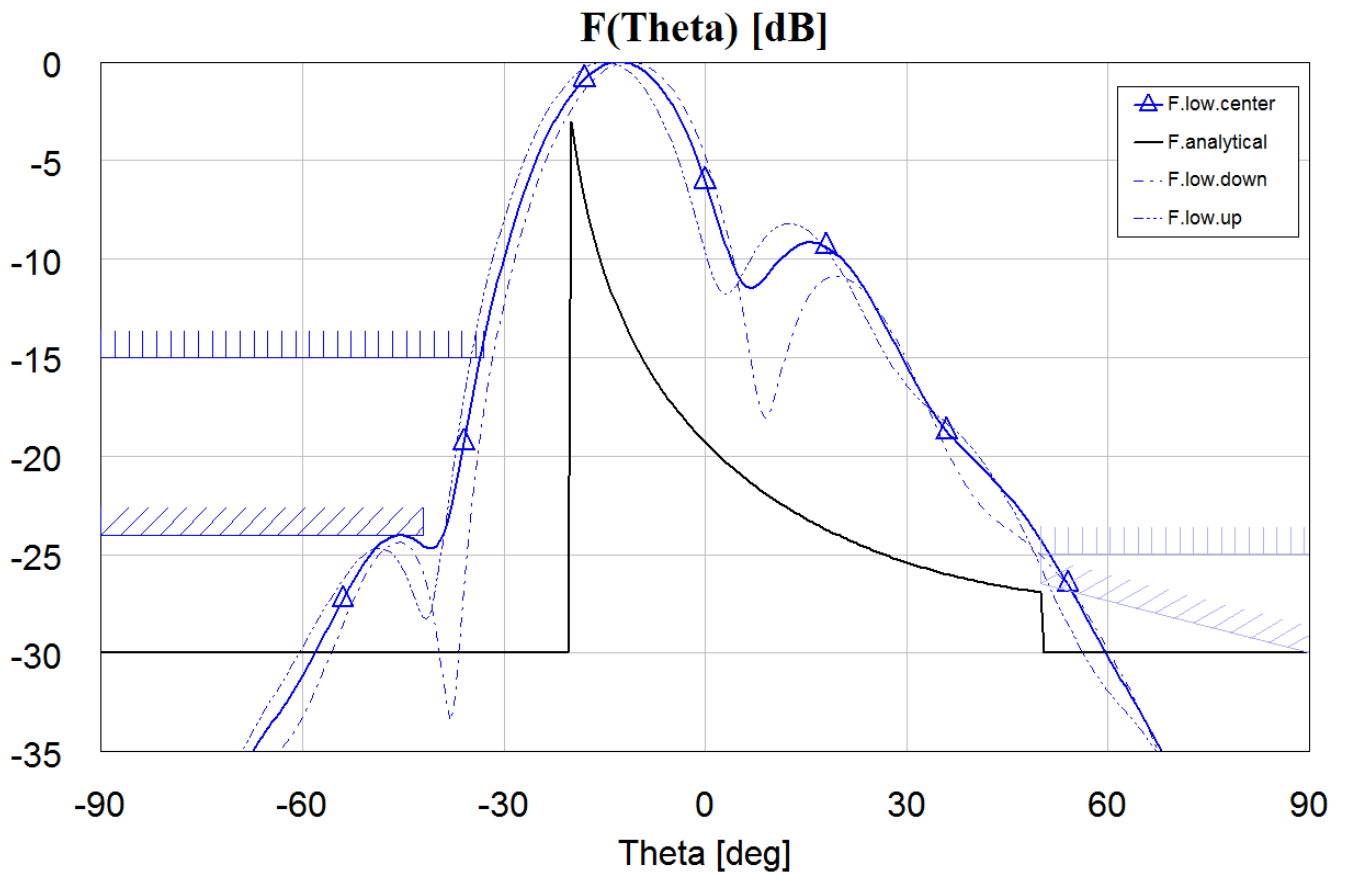


Рисунок 3.41 Диаграмма направленности косекансного делителя в нижнем рабочем диапазоне частот

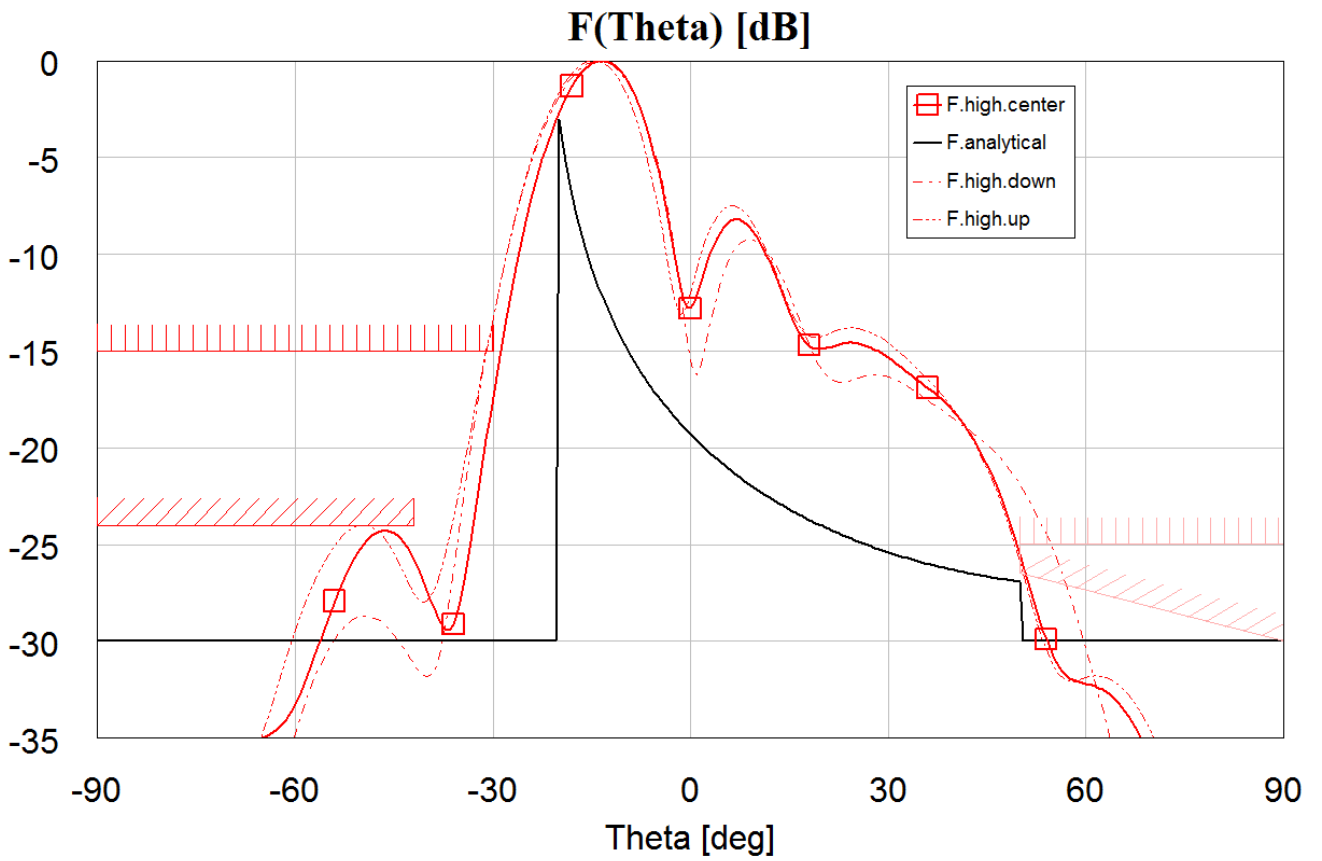


Рисунок 3.42 Диаграмма направленности косекансного делителя в верхнем рабочем диапазоне частот

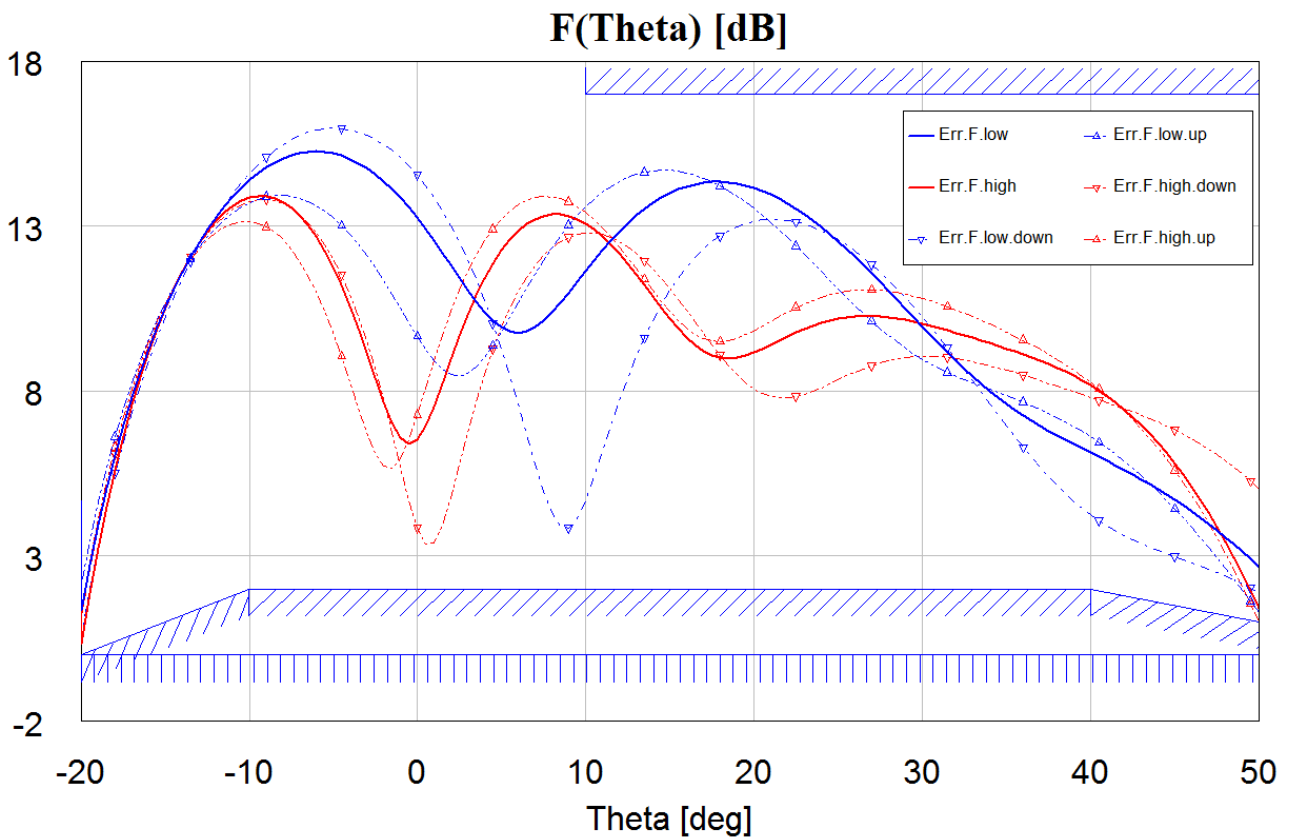


Рисунок 3.43 Ошибка синтеза ДН в рабочем секторе углов

На рис. 3.44 приведена зависимость КСВ в рабочем диапазоне частот

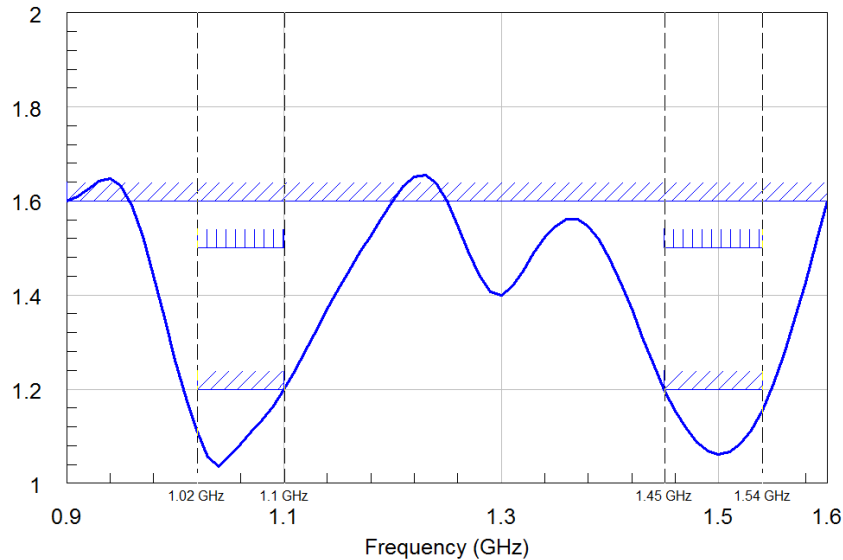


Рисунок 3.44 Зависимость КСВн от частоты полоскового косекансного делителя

Таким образом, полученная топология делителя обеспечивает согласование по входу не хуже, чем 1.2 при наличии необходимого запаса по усилению в секторе рабочих углов косекансной ДН и УБЛ в секторе углов излучения в направлении земли не больше -23 дБ.

3.5 Выводы

1. Предложена и разработана единая полосковая двухчастотная система возбуждения ФАР ОГП мобильного ИРЭК с заданными характеристиками направленности и сектором сканирования. В системе возбуждения применено раздельное формирование АФР для суммарного и разностного каналов для обеспечения требуемых направленных свойств моноимпульсной ДН в пределах главного лепестка суммарного канала.

2. Построена модель и разработана программа расчёта двухчастотных делителей мощности для обеспечения заданных характеристик направленности с использованием алгоритмов численной многопараметрической оптимизации.

3. Заданы критерии оптимальности и использован алгоритм оптимизации параметров делителей для обеспечения заданных характеристик направленности и согласования антенной решётки во всём рабочем диапазоне частот с учётом конструкторско-технологических ограничений. Численными электродинамическими

методами исследованы характеристики антенной системы при наличии амплитудно-фазовых ошибок в системе возбуждения.

4. Разработаны алгоритм и программа расчёта двухчастотного полоскового возбуждителя для суммарного, разностного каналов и канала подавления боковых лепестков с учётом установленных величин допусков технологии изготовления. На первом этапе математически синтезировано амплитудно-фазовое распределение и определены коэффициенты деления делителей мощности в среде *Mathcad*, на втором этапе разработана и отлажена математическая модель, позволившая осуществить численную оптимизацию параметров схемы деления мощности для достижения заданных направленных свойств и характеристик согласования.

5. Сформирована косекансная диаграмма направленности в вертикальной плоскости для двух рабочих частот. Полученная ДН обеспечивает превышение минимального теоретического уровня в рабочих азимутальных углах не менее 3 дБ и УБЛ в направлении горизонта не более -23 дБ.

6. Разработана и оптимизирована конструкция частотного диплексера, обеспечивающая развязку передающих (приёмных) частотных каналов не хуже -80 дБ при согласовании устройства по КСВ на входе не больше 1,02.

Глава 4. Уменьшение УБЛ в антенных решётках путём пространственного размещения элементов

4.1 Предварительные соображения и состояние вопроса

УБЛ является важнейшей характеристикой антенных решёток, определяющей их помехозащищённость, электромагнитную совместимость, а в РЛС – вероятность ложного обнаружения целей и скрытность работы. В современных радиотехнических системах (РЭС) УБЛ не должен превышать -20,-25 дБ. Для достижения такого низкого значения УБЛ на практике применяются различные способы синтеза и оптимизации АФР, а также различные варианты размещения элементов в антенной решётке и алгоритмы обработки сигнала в приёмных системах.

Одним из способов синтеза ДН с низким УБЛ является применение АФР специальной формы [19-21]. Одним из вариантов специальных АФР можно выделить оптимальные Дольф-Чебышевское распределение амплитуды поля возбуждения по апертуре антенны [19,22], позволяющие подавить до определённого уровня боковое излучения за счёт расширения главного лепестка ДН. В работах [23,24] предложен метод амплитудно-фазового синтеза антенных решёток произвольной геометрии по заданной ДН. В статье [25] рассматривается методика определения токов возбуждения кольцевой передающей телевизионной антенной решётки из диполей по заданной форме ДН в горизонтальной плоскости.

Вопросам синтеза многокольцевых антенных решёток, излучающих по нормали к плоскости размещения излучателей, посвящены работы [26, 27]. В статье [27] рассматривается задача оптимизации основных характеристик кольцевых концентрических антенных решёток (ККАР) с равномерным амплитудным распределением, путём оптимального выбора радиусов концентрических окружностей. В работе приводятся результаты оптимизации радиусов ККАР, полученные симплекс-методом. В статье [27] рассматривается задача оптимизации размещения элементов с целью получения минимального УБЛ в заданной зоне углов. Элементы антенной решётки располагаются в узлах ломаных, образующих N - лучевую

звезду. Для этой системы приводится описание алгоритма оптимизации и результаты расчёта характеристик при разном числе элементов. В монографии [28] рассматриваются различные методы анализа и синтеза антенных решёток на основе атомарных функций и даются рекомендации по их использованию для разработки.

Для решения задач синтеза наиболее эффективными оказываются численные методы оптимизации, такие, например, как генетический алгоритм [17]. Однако, численные методы оптимизации, как и многие другие методы, применимы при работе антенной системы в узкой полосе частот. Поэтому целесообразно использовать комбинированные методы синтеза амплитудно-фазового распределения и пространственного размещения элементов антенной решётки.

Наиболее близким по технической сущности к предлагаемому способу минимизации бокового излучения является способ [27], в котором минимизация УБЛ осуществляется с помощью оптимального размещения элементов на плоской апертуре.

Существенным недостатком этого способа является уменьшение КПД антенны по сравнению с его значением при равномерном и эквидистантном заполнении апертуры, что особенно важно в бортовой аппаратуре. Так как при оптимизации размещения уменьшается число элементов. Таким образом, данный способ нельзя применять в системах, для которых, важнейшими параметрами являются энергетический потенциал и УБЛ при ограниченной площади апертуры. К таким системам относятся бортовые радиолокационные системы и некоторые наземные телекоммуникационные системы.

Одной из важнейших задач, возникающих при разработке антенной системы, размещаемой на борту ЛА, является задача уменьшения уровня бокового излучения, и пути её решения хорошо известны. Как упоминалось ранее, к ним относят применение спадающих к краям амплитудных распределений, а также синтез АФР методами численной многопараметрической оптимизации [17]. Специфика проектирования и эксплуатации антенных систем в условиях размещения их на борту ЛА связана с жёсткими требованиями по ограничению рабочих частот, а также массогабаритных характеристик устройства. При этом для работы радиотехнической

системы антенна должна обеспечить заданный уровень усиления (требования по направленности). Использование методов уменьшения УБЛ, связанных с изменением амплитуд возбуждения антенных элементов решётки, приводит к падению усиления, КИП и расширению главного лепестка ДН. Применение амплитудно-фазовых методов (использующих в своей основе, в том числе, методы численной оптимизации) ограничивает полосу частот и налагает повышенные требования на точность изготовления элементов антенного полотна.

Процедура подавления бокового излучения антенной системы, в общем случае, связана с уменьшением КУ. При этом, можно показать, что величина отношения мощности сигнала к мощности шума (отношение с/ш) на входе приёмника прямо пропорциональна КУ и обратно пропорциональна среднему УБЛ. При этом, наложение амплитудных распределений, отличных от равномерного влечёт за собой как падение УБЛ, так и уменьшение КУ, и, при определённом уровне снижения УБЛ, значение КУ может уменьшиться до такой степени, что целесообразность применения данной процедуры по критерию максимума отношения с/ш будет сомнительной.

Следует отметить, что в современных радиолокационных системах требование по УБЛ обычно составляет $-22\dots-25$ дБ, что на текущий момент находится на пределе технической/технологической реализуемости и экономической целесообразности.

Таким образом, на текущий момент существует необходимость изыскания путей построения антенных систем с низким УБЛ, работающих в широком диапазоне частот (в нескольких частотных диапазонах) при жёстких ограничениях по массогабаритным параметрам и стоимости.

Одним из вариантов решения задачи минимизации УБЛ можно выделить метод проектирования полотна ФАР, при котором антенные элементы располагаются не на плоскости, а на некоторой пространственной поверхности, либо в объёме.

В основе исследования направленных свойств антенной решётки в данной работе лежит анализ множителя решётки, унифицированным образом определяемого через вектор амплитуд, фаз и координат размещения антенных элементов.

$$F(\theta, \varphi, \vec{A}, \vec{\Phi}, \vec{R}) = \frac{F_0(\theta, \varphi)}{\sum |\vec{A}|} \sum_{i=1..N} A_i e^{i\{k((R_{xi} \cos \varphi + R_{yi} \sin \varphi) \sin \theta + R_{zi} \cos \theta) - \Psi_i(\theta_0, \varphi_0) + \Phi_i\}}$$

где: A , Φ – вектора амплитудного и фазового распределения ФАР;

θ , φ – углы сферической системы координат;

$F_0(\theta, \varphi)$ – ДН элементарного излучателя ФАР;

N – число элементов ФАР;

$\Psi_i(\theta_0, \varphi_0) = k((R_{xi} \cos \varphi_0 + R_{yi} \sin \varphi_0) \sin \theta_0 + R_{zi} \cos \theta_0)$ – фазирующий множитель, зависящий от пространственного положения элемента решётки и устанавливаемого положения главного луча ДН ФАР;

$R_i = [R_{xi} \ R_{yi} \ R_{zi}]^T$ – координатный вектор размещения антенного элемента в пространстве.

На основании выбранной математической модели можно построить реализации ФАР с различной пространственной конфигурацией элементов и получить параметрические зависимости их направленных свойств. Можно показать, что ряд пространственных конфигураций элементов антенного полотна ФАР может обеспечить некоторое снижение УБЛ без применения спадающих к краям амплитудных распределений.

4.2 Антенные решётки с угловым профилем апертуры

На рис. 4.1 показано продольное сечение апертуры решётки с угловым профилем размещения элементов. Метод размещения показан ниже:

$$\vec{Z}(\vec{X}, \vec{Y}, 2\alpha) = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \cdot |\vec{X}|$$

Данный метод позволяет формировать пространственное антенное полотно, элементы которого размещаются на двух полуплоскостях, размещённых в пространстве под углом α друг к другу.

Геометрия антенного полотна (рис.4.1) задана двумя векторами размещения элементов в плоскости XOY (рис.4.2) и методом образования вектора глубин (Z) размещения элементов решётки при фиксированном значении угла. Решётка имеет равноамплитудное синфазное возбуждение.

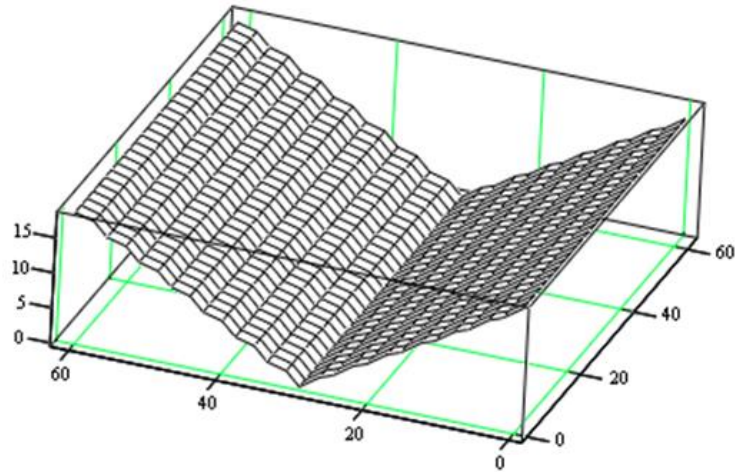


Рисунок 4.1 Математическая модель пространственной АР с угловым профилем размещения элементов

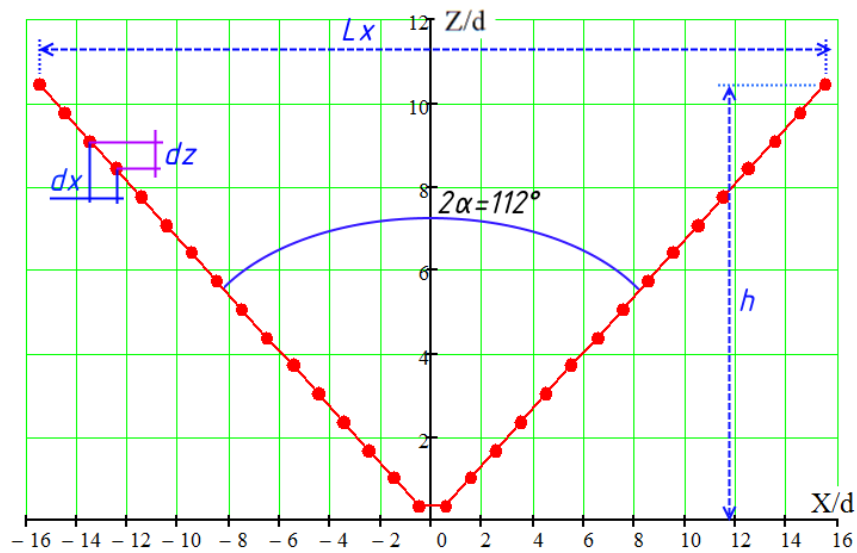


Рисунок 4.2.а Профиль размещения элементов ФАР в плоскости XOZ

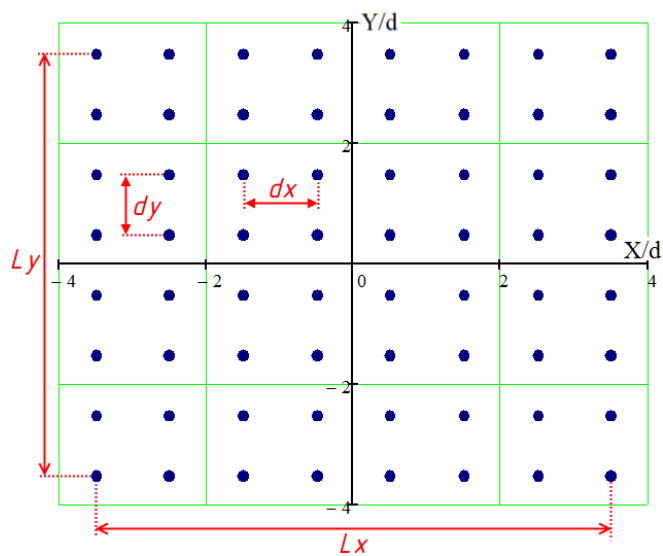


Рисунок 4.2.б Размещение элементов ФАР в проекции на плоскость XOY

Антенная решётка при таком методе размещения элементов определяется двумя значениями шага d_x , d_y между элементами по осям OX и OY , количеством элементов N_x , N_y по осям OX и OY соответственно, а также углом при вершине треугольного профиля 2α .

Для указанной модели построены характеристики направленности, показанные ниже на рис.4.3, 4.4.

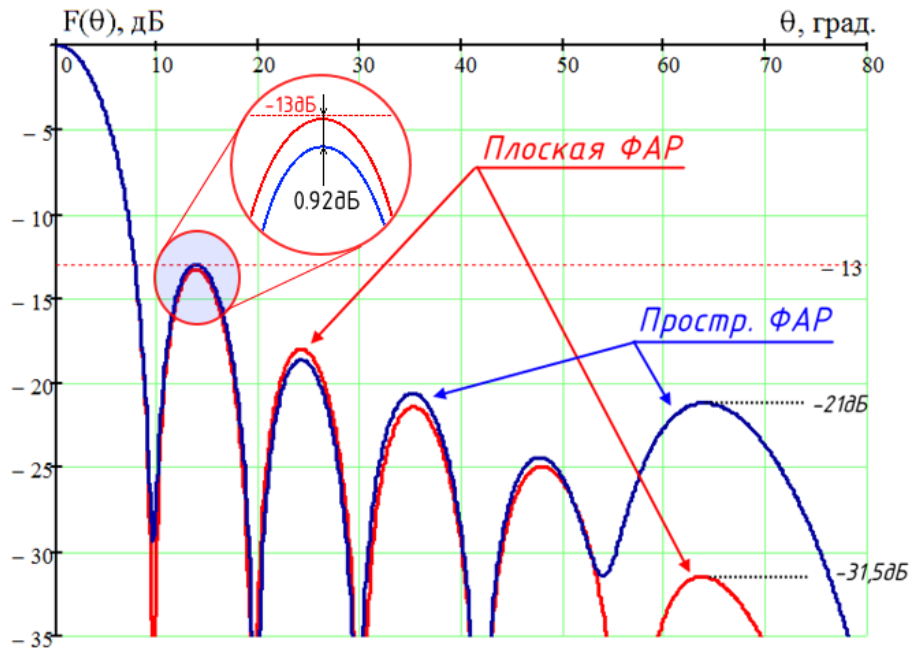


Рисунок 4.3 ДН пространственной ФАР с треугольным профилем размещения элементов при $N_x = 16$, $N_y = 1$, $d_x, d_y = 0,75\lambda$, $\lambda = 3\text{см}$, $2\alpha = 112^\circ$; плоскость $\varphi = 90^\circ$

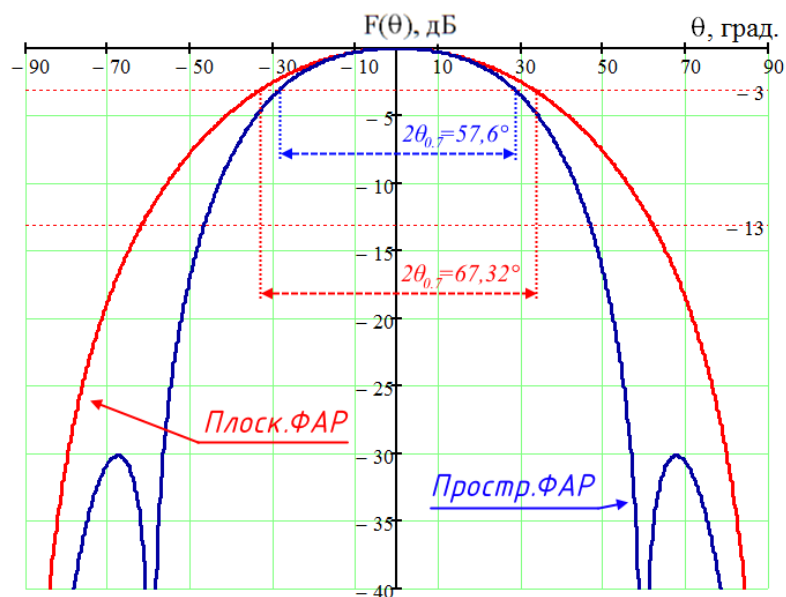


Рисунок 4.4 ДН пространственной ФАР с угловым профилем размещения элементов при $N_x = 16$, $N_y = 1$, $d_x = d_y = 0,75\lambda$, $\lambda = 3\text{см}$, $2\alpha = 112^\circ$, $\varphi = 0^\circ$

График на рис.4.4 показывает возможность сужения главного лепестка ФАР в плоскости (YOZ), ортогональной плоскости размещения элементов решётки (XOZ) за счёт проявления эффекта антенны бегущей волны, что совместно с использованием классических методов подавления УБЛ в основной плоскости за счёт наложения спадающего - к краям амплитудного распределения может увеличить направленность антенны. При этом УБЛ в ортогональной плоскости (YOZ) не превышает величины -30 дБ.

4.3 ФАР с пространственным смещением подрешёток

В качестве одного из возможных вариантов пространственного размещения элементов ФАР можно предложить схему, в которой элементы решётки размещаются на плоскостях, смещённых друг относительно друга по продольной оси на некоторую высоту h . При этом, геометрию такой решётки можно описать следующим образом (рис.4.5):

Обозначим разность хода лучей Δh . Её можно определить через угол β :

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \theta - \arctg \frac{L}{4h};$$

$$\Delta h = \sqrt{h^2 + \left(\frac{L}{4}\right)^2} \sin \beta = \sqrt{h^2 + \left(\frac{L}{4}\right)^2} \sin \left(\frac{\pi}{2} - \theta - \arctg \frac{L}{4h} \right).$$

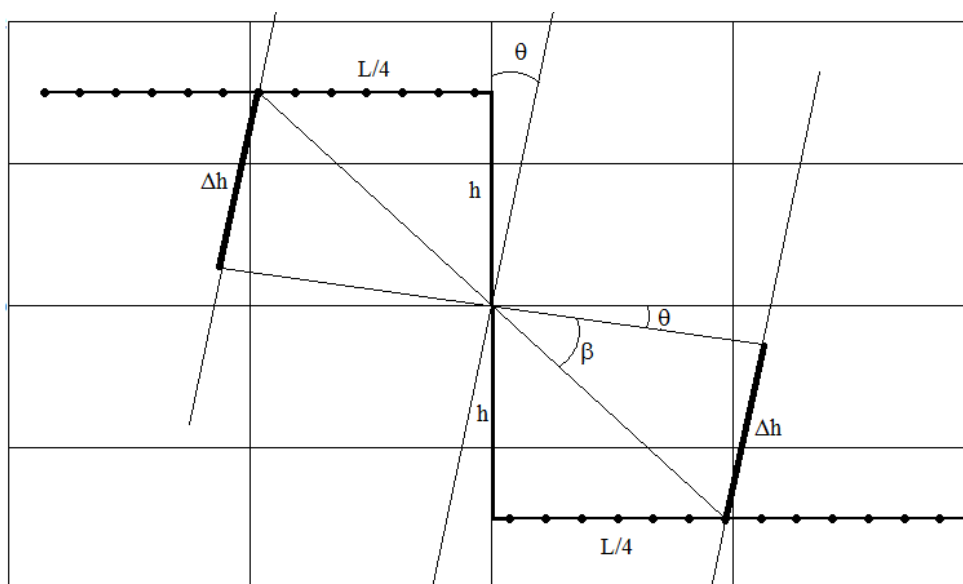


Рисунок 4.5.а Структура пространственного размещения элементов ФАР с продольным смещением подрешёток

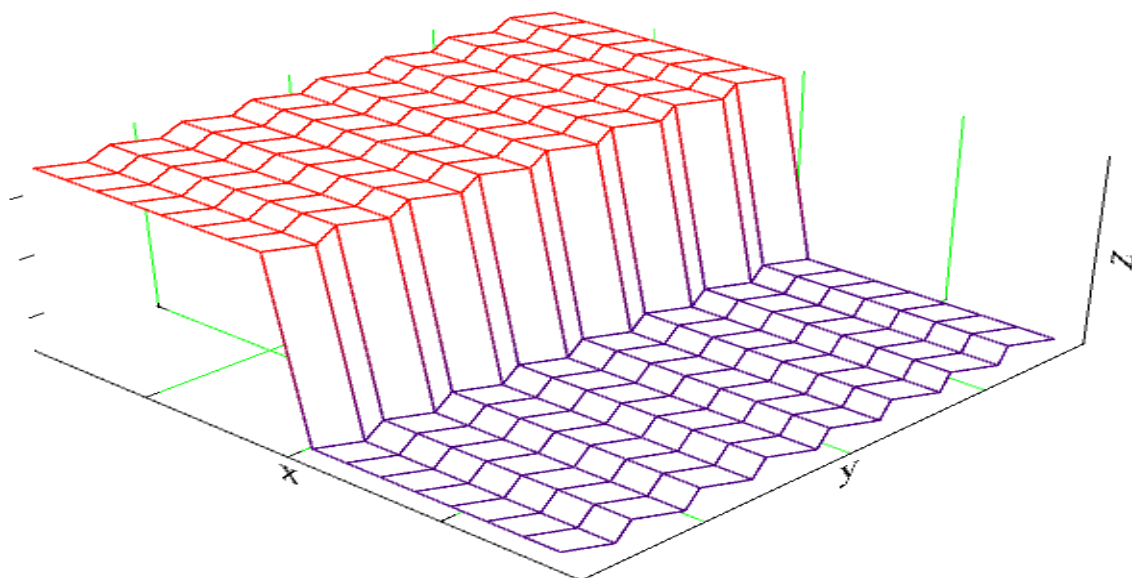


Рисунок 4.5.6 Общий вид схемы размещения элементов в АР с продольным смещением подрешёток

При этом, в зависимости от величины смещения в ДН будет наблюдаться нарушение симметрии, связанное с изменением УБЛ и незначительным искажением формы главного луча. Как показано на рис.4.6 при величине смещения на 5λ УБЛ в секторе положительных углов падает (а в секторе отрицательных углов возрастает) на величину порядка 1,6 дБ относительно УБЛ аналогичной плоской решётки.

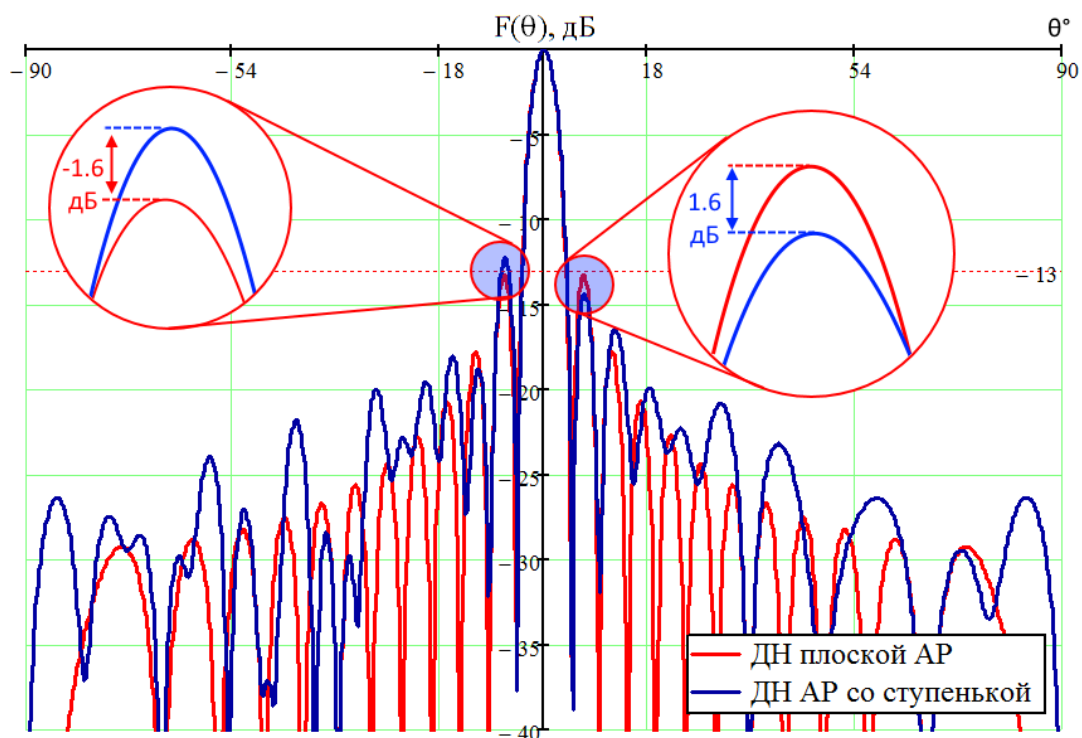


Рисунок 4.6 ДН пространственной ФАР с продольным смещением подрешёток

Такое поведение формы ДН даёт дополнительные возможности для управления боковым излучением для решения различных практических задач, связанных с формированием ДН и снижением УБЛ в определённой области углов для конкретных приложений.

4.3 Ступенчатое размещение элементов решётки

В качестве альтернативного варианта пространственного размещения антенных элементов ФАР, позволяющего снизить УБЛ можно предложить ступенчатую топологию, показанную на рис.4.7.

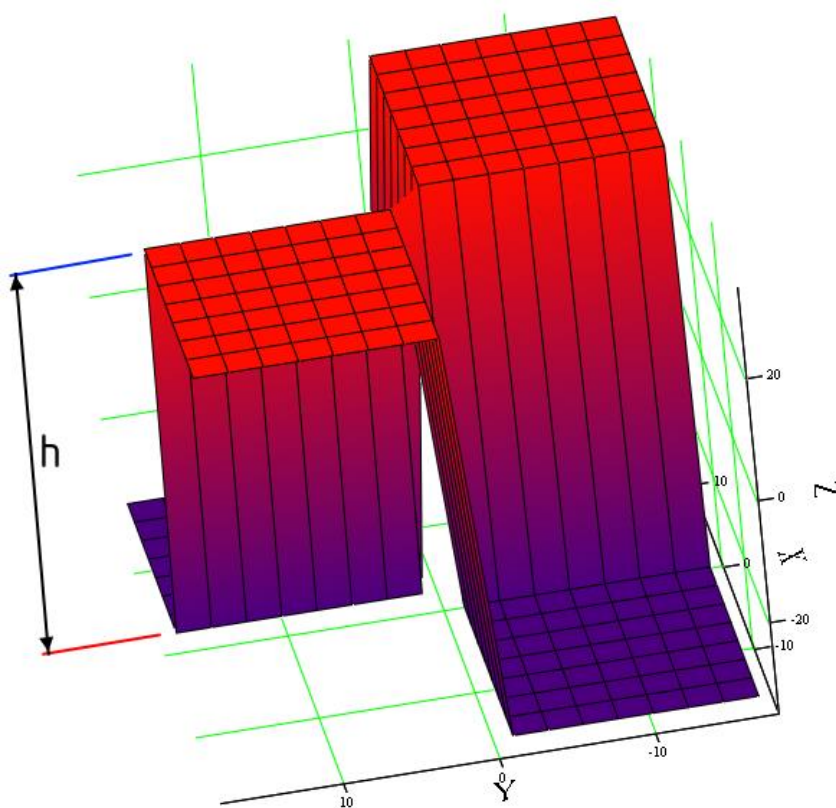


Рисунок 4.7 Ступенчатая топология размещения элементов пространственной АР

Размещение элементов таким образом даёт возможность снизить УБЛ на величину порядка 1,5..2 дБ путём индивидуального подбора параметров конкретной решётки. Надо отметить, что существует возможность существенного снижения УБЛ в одной из плоскостей за счёт повышения УБЛ в другой плоскости, что позволяет обеспечить дополнительную степень свободы в управлении УБЛ путём пространственного размещения элементов решётки без потери усиления. На рис.4.8, 4.9 представлены диаграммы направленности в основных плоскостях.

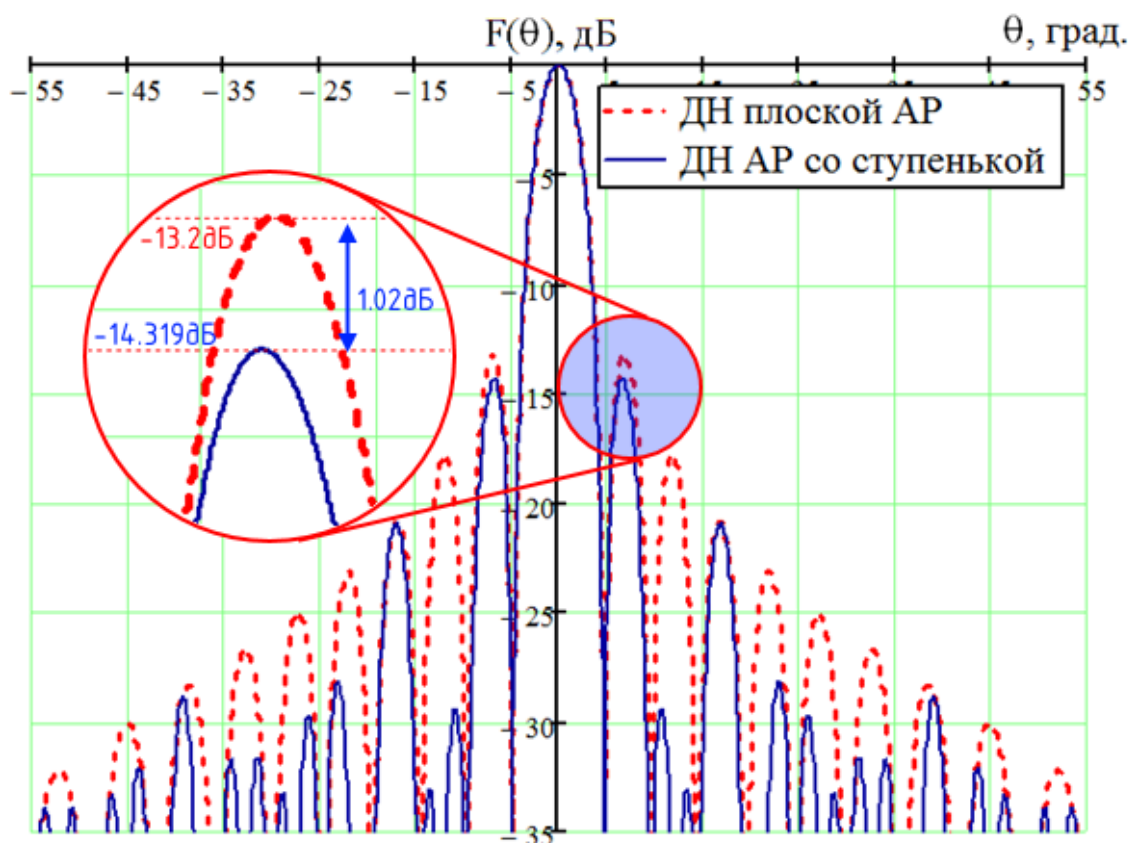


Рисунок 4.8 ДН ступенчатой пространственной ФАР в плоскости XOZ (YOZ)

Применение подобного размещения элементов даёт возможность значительно снизить УБЛ в главных плоскостях (XOZ и YOZ), но при этом в диагональных плоскостях ($\varphi = 45^\circ$) УБЛ существенно возрастает (рис.4.9), и, при определённых значениях ступеньки, может превысить УБЛ в главных плоскостях. Поэтому возникает задача отыскания значения ступеньки, при котором общий УБЛ будет минимальным.

Таким образом, разбиение плоского полотна ФАР на 4 четверти и смещение их по вертикальной оси друг относительно друга даёт возможность понизить общий уровень бокового излучения за счёт повышения УБЛ в диагональных плоскостях. На рис.4.10 приведена объёмная пространственная ДН решётки в декартовой системе координат в секторе углов $\pm 40^\circ$ в логарифмическом масштабе. Глубина отображения боковых лепестков ограничена уровнем -30 дБ.

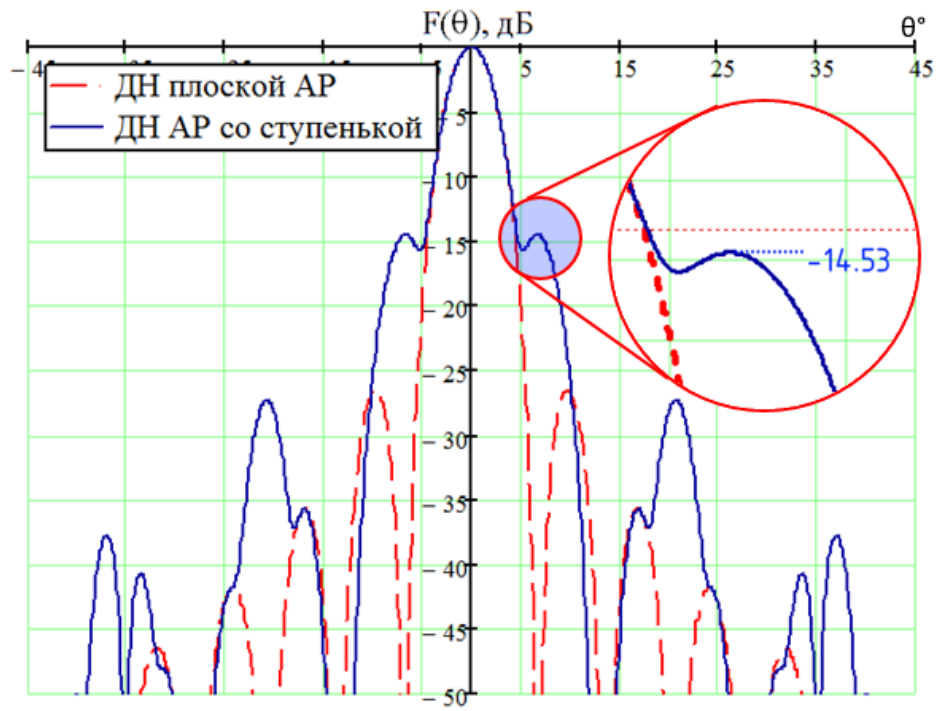


Рисунок 4.9 ДН ступенчатой пространственной ФАР в диагональной плоскости

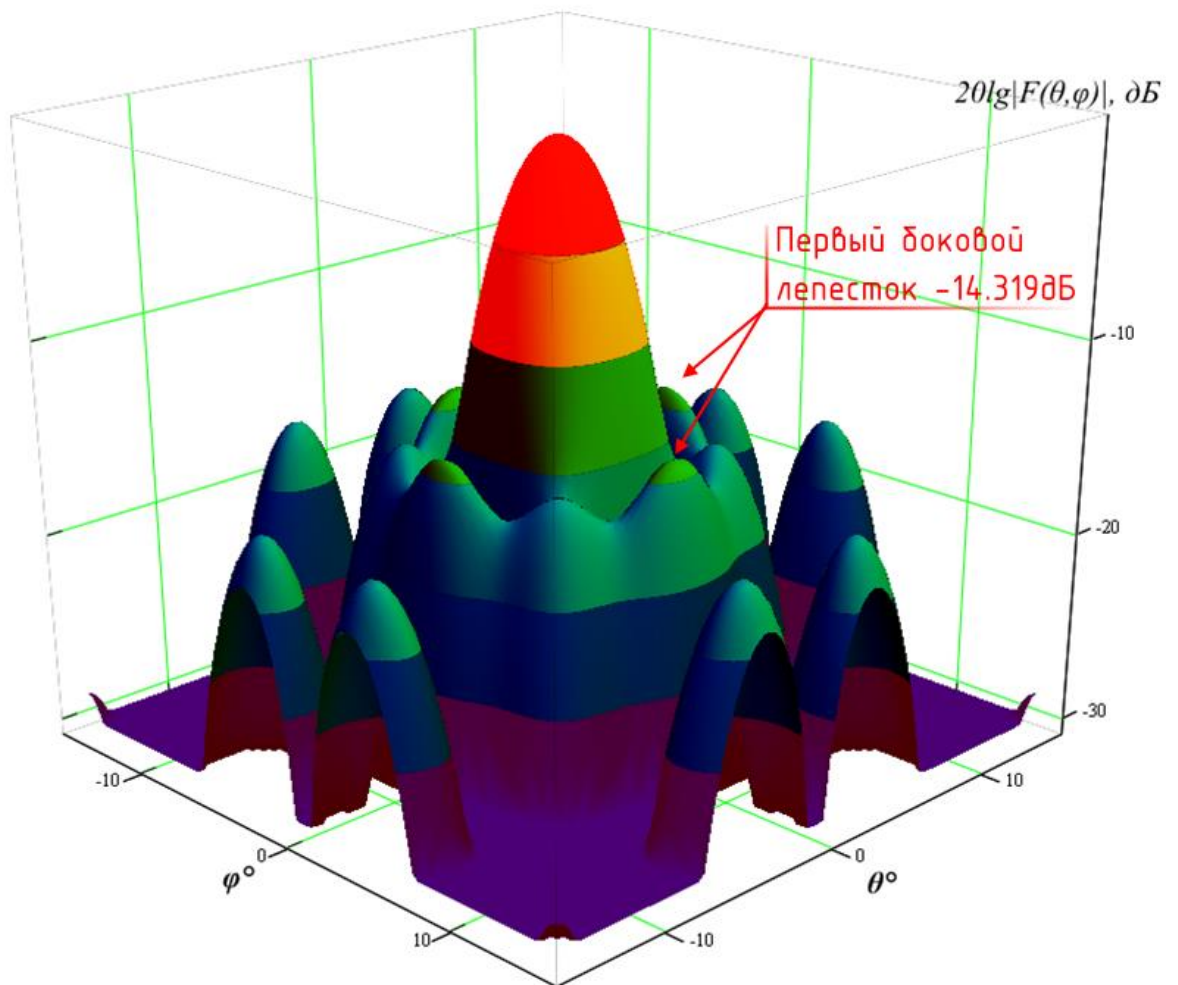


Рисунок 4.10 Трёхмерная ДН пространственной ступенчатой ФАР

Для оценки картины бокового излучения на рис.4.11 приведена картина линий уровня ДН пространственной ФАР.

На рис.4.12 показан график зависимости УБЛ ДН пространственной ФАР от величины ступеньки.

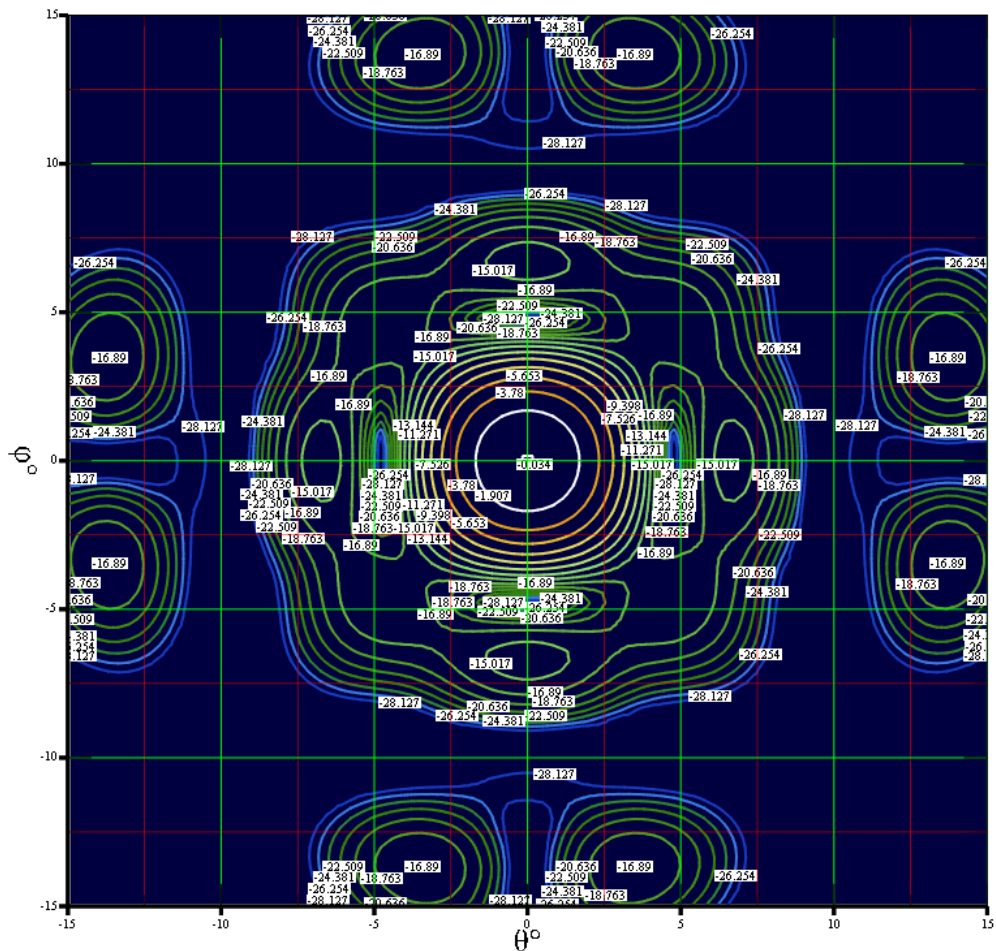


Рисунок 4.11 Линии уровня пространственной ДН ступенчатой ФАР



Рисунок 4.12 Зависимость УБЛ от величины ступеньки

Дальнейший рост УБЛ связан с повышением бокового излучения в диагональных плоскостях на фоне падения УБЛ в главных.

Как показали исследования, для антенных решёток с различным числом элементов показанного эффекта можно добиться при различных высотах ступеньки. При этом, для малоэлементных ФАР величина ступеньки будет меньше, чем для многоэлементных.

4.4 Влияние амплитудных и фазовых ошибок на характеристики антенных решёток с пространственным размещением элементов и гексагональной структурой

Представленная методика уменьшения бокового излучения относится к методикам фазового синтеза ДН антенных решёток. Полученные таким образом фазовые распределения трудно реализовать на практике из-за сильного влияния на характеристики направленности фазовых ошибок, возникающих при изготовлении элементов антенного полотна и фидерного тракта. Поэтому необходимо определить зависимости характеристик направленности от технологических погрешностей изготовления и сравнить их с имеющимися результатами для плоских антенных решёток.

Так как антенная решётка состоит из синфазных излучателей, возбуждаемых равноамплитудно, то амплитудные и фазовые ошибки накладываются на равномерное амплитудное и фазовое распределение, а также добавляется технологическая погрешность размещения излучателей по высоте Δz .

Для проведения численного экспериментального исследования необходимо принять распределения случайных величин, характеризующих величины ошибок, как известно из [76]:

- ошибки амплитудного распределения имеют несмещённый нормальный (гауссов) закон распределения; значение дисперсии выбирают обычно в пределах 10% от значения амплитуды в максимуме;
- ошибки фазового распределения имеют несмещённый равномерный закон, дисперсия – 10° ;

- ошибку установки элемента по высоте примем распределёнными по нормальному закону с дисперсией 10% от значения шага размещения элементов по высоте.

В ходе эксперимента были проанализированы направленные свойства антенных решёток:

- максимальный и усреднённый по выборке уровень бокового излучения;
- величина дисперсии (среднеквадратического отклонения) диаграммы направленности;
- средний уровень КНД.

Кроме того, построены зависимости исследуемых величин от параметров модели.

Модель исследуемой АР представляет собой математическую иммитационную модель, основанную на модифицированной формуле множителя антенной решётки. Для исследования статистики направленных свойств АР, ДН представим в виде параметрической суммы парциальных ДН элементов решётки.

$$F(\theta, \varphi, dA, d\Phi, dz) = \frac{f_1(\theta, \varphi)}{N \cdot M} \sum_{n=1..N} \sum_{m=1..M} nRnd(1, dA) e^{i \left\{ k \left[(x_{n,m} \cos \varphi + y_{n,m} \sin \varphi) \sin \theta + \right. \right. \\ \left. \left. + nRnd(1, dz) z_{n,m} (\cos \theta - 1) \right] + uRnd(0, d\Phi) \right\}}$$

В качестве параметров ДН в формулу введены:

- амплитудный множитель $nRnd(m, D)$ – функция генерации случайного числа, распределённого по нормальному закону с математическим ожиданием m и дисперсией D , учитывающий амплитудную ошибку и ошибку размещения элемента в узле антенной решётки по глубине (слагаемое в показателе фазового множителя);
- слагаемое в показателе фазового множителя $uRnd(m, D)$ – функция генерации случайного числа, распределённого по равномерному закону, учитывающая фазовую ошибку;

В процессе анализа исследовалось антенное полотно, состоящее из $M \times N$ элементов, заданное в векторной форме, где АР задавалась в виде массива векторов размещений элементов в пространстве.

Моделирование статистических характеристик проводилось итерационным способом на основе усреднения выборки результатов экспериментов исследования ДН АР. На каждой итерации множители, отражающие значения случайных величин ошибок, принимали конкретные случайные значения в соответствии с указанными распределениями.

На рис. 4.13 приведено сравнение ДН плоской решётки (чёрный пунктир с маркерами) и пространственной АР: чёрный пунктир - идеальная ДН; синяя кривая - усреднённое значение ДН с учётом амплитудных, фазовых ошибок и ошибок размещения элементов; красная кривая - наихудший случай суперпозиции ошибок, ограничивающий сверху с вероятностью 95% максимальный УБЛ. Вертикальными красными столбиками обозначен коридор 3σ , вмещающий с вероятностью 95% все случайные значения УБЛ. Исследована решётка размерами 8×8 элементов с шагом $0,75\lambda$ и величиной ступеньки $5,5\lambda$.

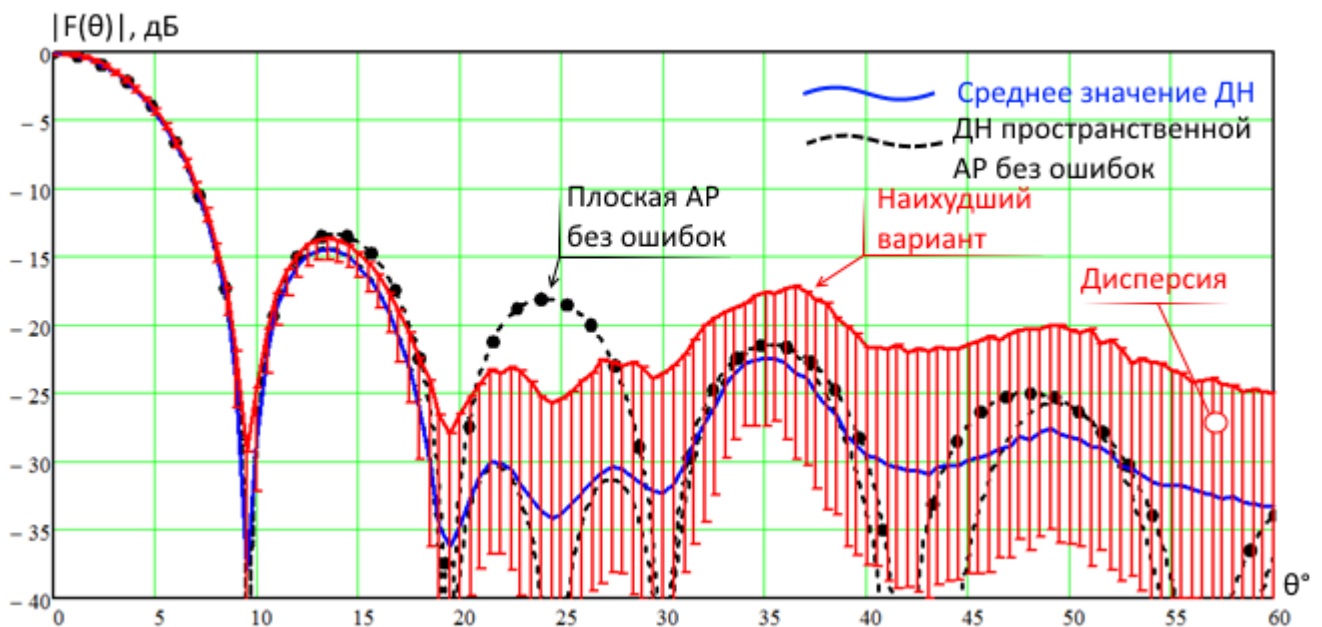


Рисунок 4.13.а Статистика диаграммы направленности пространственной антенной решётки при наличии амплитудных, фазовых и пространственных ошибок, плоскость $\varphi = 0^\circ$ и 90°

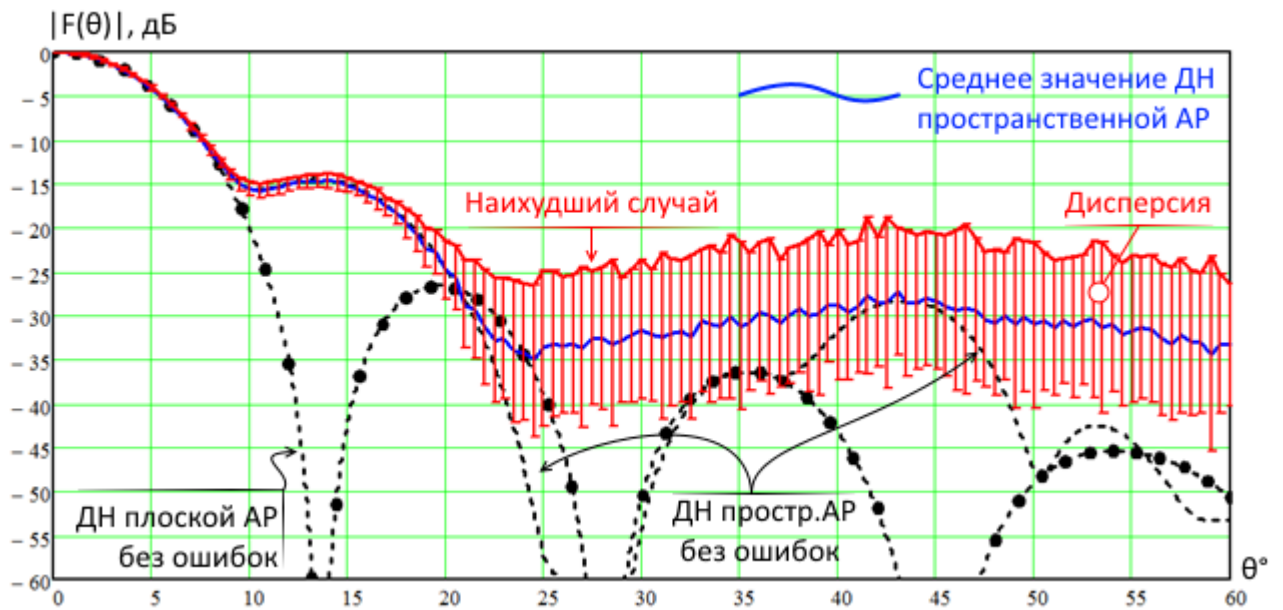


Рисунок 4.13.б Статистика диаграммы направленности пространственной антенной решётки при наличии амплитудных, фазовых и пространственных ошибок, плоскость $\varphi = 45^\circ$

В виду нелинейности закона преобразования случайной величины для оценки статистических свойств необходимо учесть не только первый и второй моменты, но и дать оценку результирующему закону распределения случайной величины, характеризующей УБЛ антенной решётки при наличии амплитудной, фазовой и пространственной ошибок. На рис.4.14 приведена гистограмма распределения плотности вероятности УБЛ и закон распределения, позволяющий оценить наиболее вероятный уровень УБЛ в зависимости от угла. Вычисление статистики проведено путём построения выборки из 10000 экспериментов расчёта диаграммы направленности антенной решётки с учётом случайных величин амплитудной (10% A_0), фазовой (10°) и ошибки размещения элемента по глубине (10%). На каждом рисунке сверху схематично приведены ДН плоской АР, пространственной АР без ошибок и ДН пространственной АР с ошибками (среднее значение и дисперсия). Ниже приведена гистограмма распределения значений ДН для конкретного угла. На рис.4.14.а приведена статистика УБЛ для угла, соответствующего первому боковому лепестку, на рис.4.14.б для границы сектора сканирования. На графике гистограммы также приведена функция распределения вероятностей, показывающая вероятность того, что УБЛ будет ниже указанного порога.

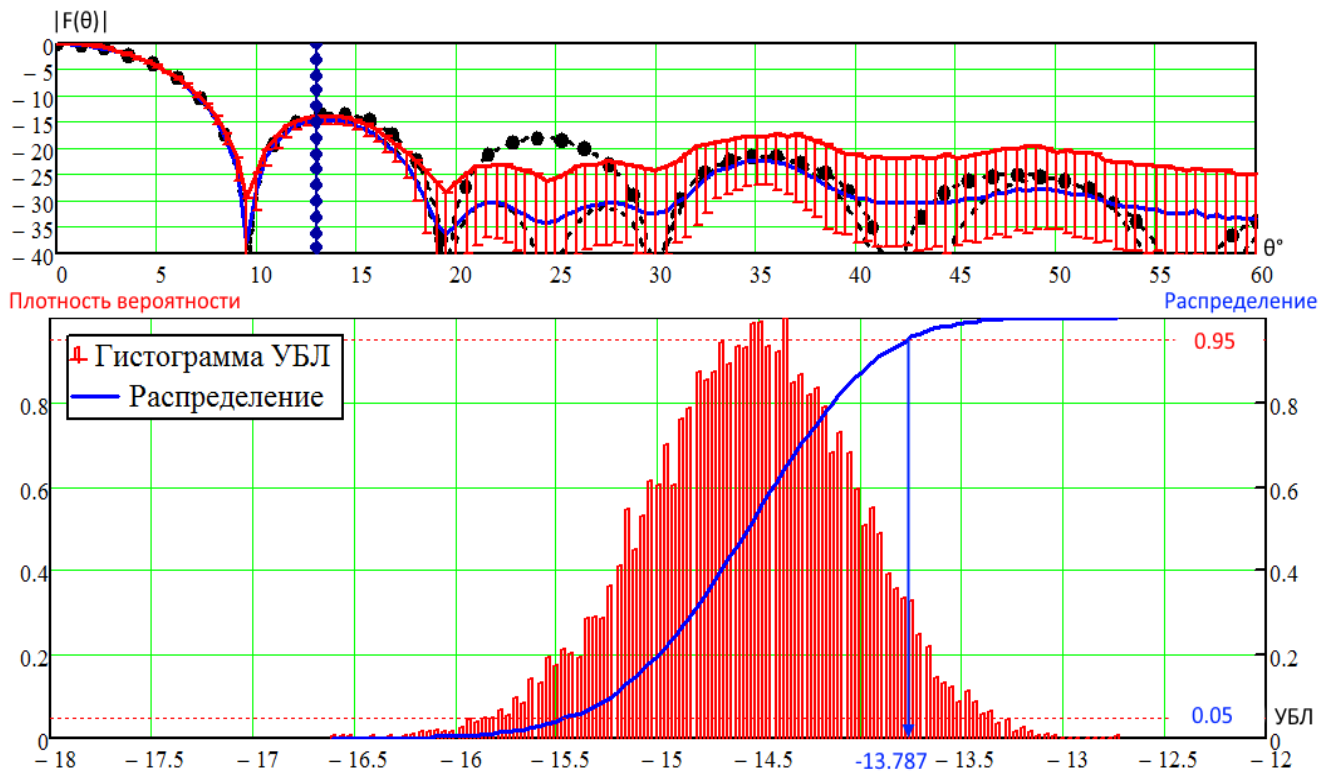


Рисунок 4.14.а Распределение плотности вероятности величины УБЛ ДН в плоскости $\varphi = 0^\circ$ при угле $\theta = 13^\circ$

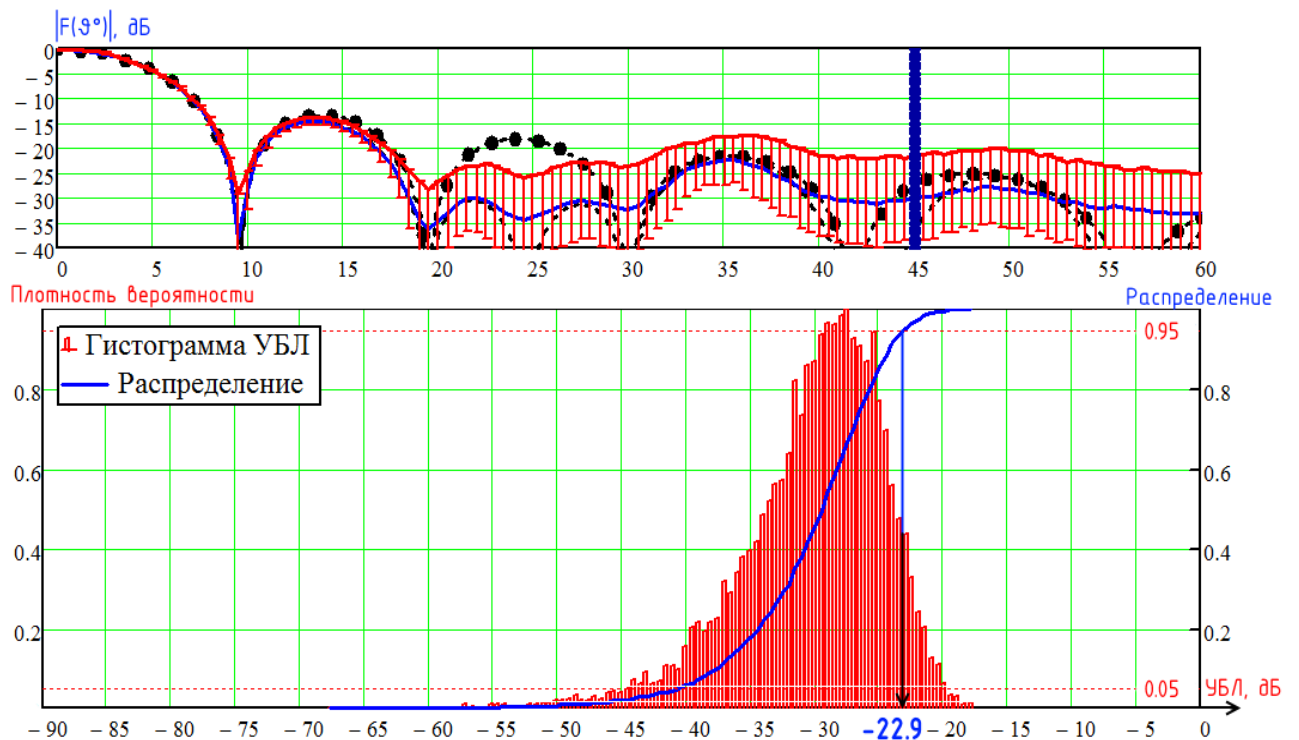


Рисунок 4.14.б Распределение плотности вероятности величины УБЛ ДН в плоскости $\varphi = 0^\circ$ при угле $\theta = 45^\circ$

Для данной функции значение УБЛ, вероятность которого равна 0,95 будем считать наихудшим случаем. Таким образом, функции распределения вероятностей позволяет оценить максимальный УБЛ с учётом заложенных в модель ошибок, как случайных величин с учётом их статистических свойств.

Из графика гистограммы следует, что закон распределения значений ДН для указанной статистической модели в области главного и первого бокового лепестка близок к нормальному, а величина дисперсии достаточно мала (в сравнении сектором углов дальних боковых лепестков), что свидетельствует о низком коэффициенте влияния ошибок рассматриваемого рода на область малых углов ДН. В области дальних боковых лепестков закон распределения вероятности значений ДН отличается от нормального (тем более, чем больше угол). При этом, рассматриваемые виды ошибок имеют максимальное влияние на область дальних боковых лепестков.

На рис.4.15 показаны оценки влияния амплитудной, фазовой и пространственной ошибки на средний и максимальный УБЛ.

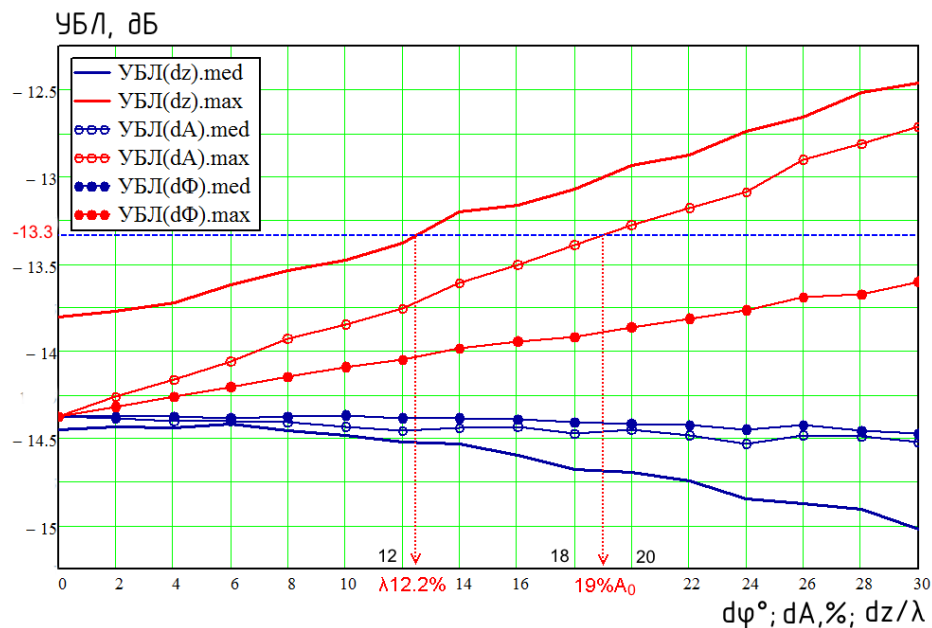


Рисунок 4.15 Зависимости среднего и максимального УБЛ от величин амплитудной, фазовой и пространственной ошибок

График на рис.4.15 показывает предельные допуски на каждый из видов ошибок. Из графика следует, что для 8×8 -и элементной пространственной АР, описанной выше, уровень амплитудной ошибки, при котором УБЛ не хуже УБЛ идеаль-

ной плоской АР, составляет 0,19 от максимального значения амплитуды; ограничение на точность изготовления составляет величину не более $0,122\lambda$. При этом, при меньших значениях допусков по всем указанным параметрам наблюдается выигрыш по УБЛ по сравнению с аналогичной плоской АР.

На рис.4.16 приведена ДН для пространственной ФАР с продольным смещением подрешёток (рис.4.5). На рис.4.17 приведена статистика направленных ДН для данной пространственной ФАР.

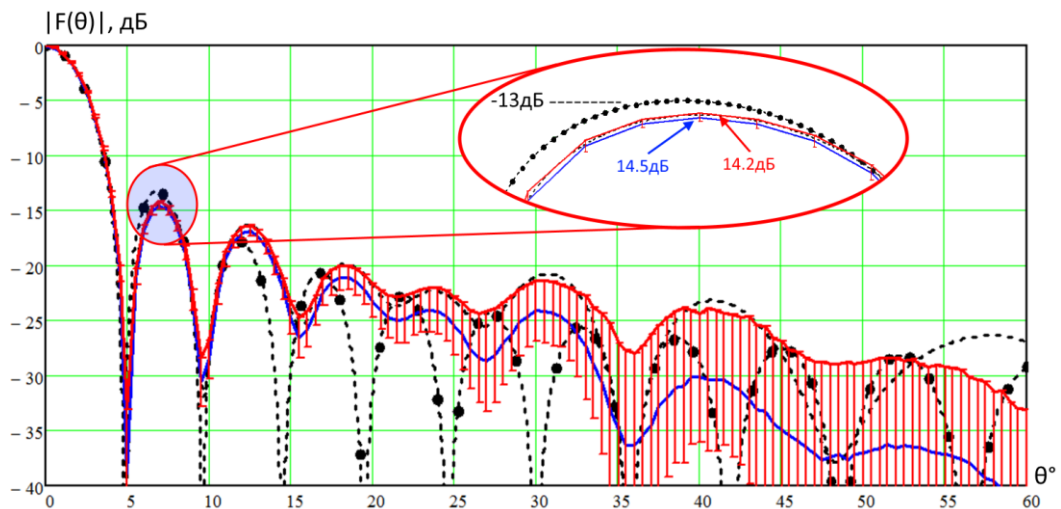


Рисунок 4.16 ДН АР с продольным смещением подрешёток

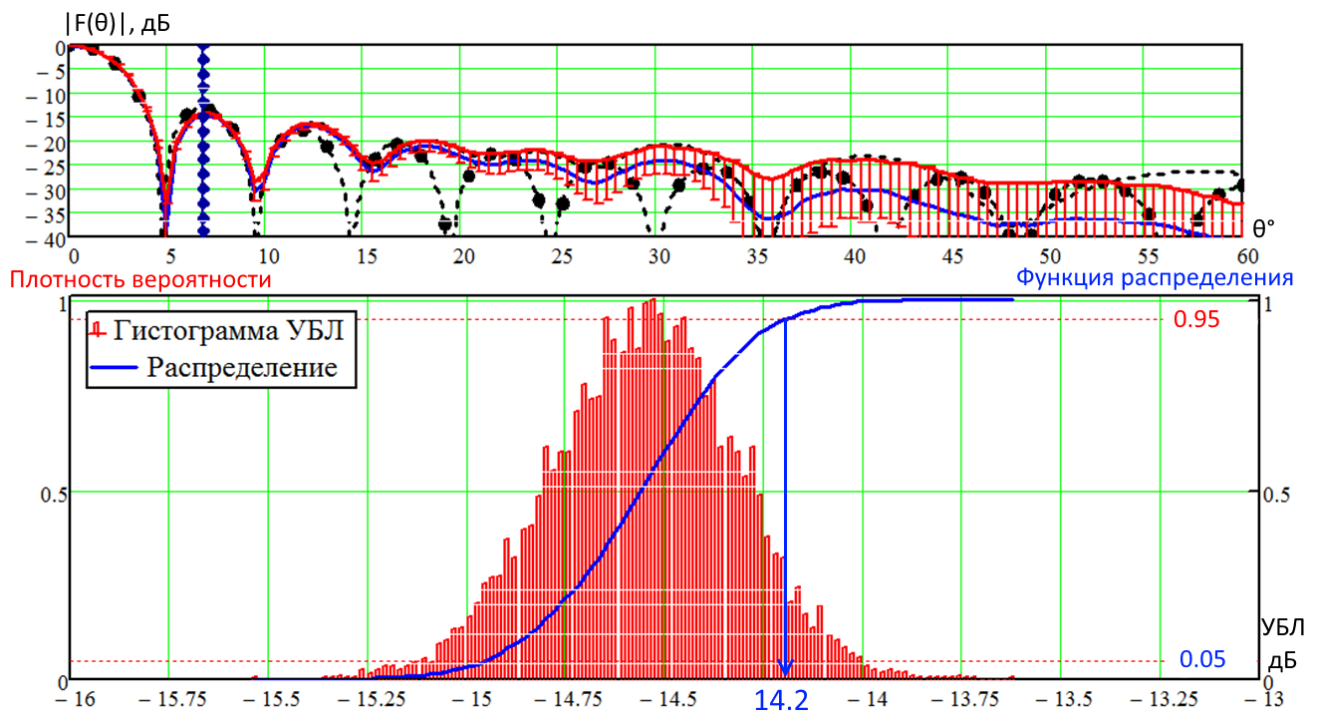


Рисунок 4.17.а Статистика направленных свойств АР с продольным смещением подрешёток в плоскости $\varphi = 0^\circ$ в области первого бокового лепестка $\theta = 6,8^\circ$

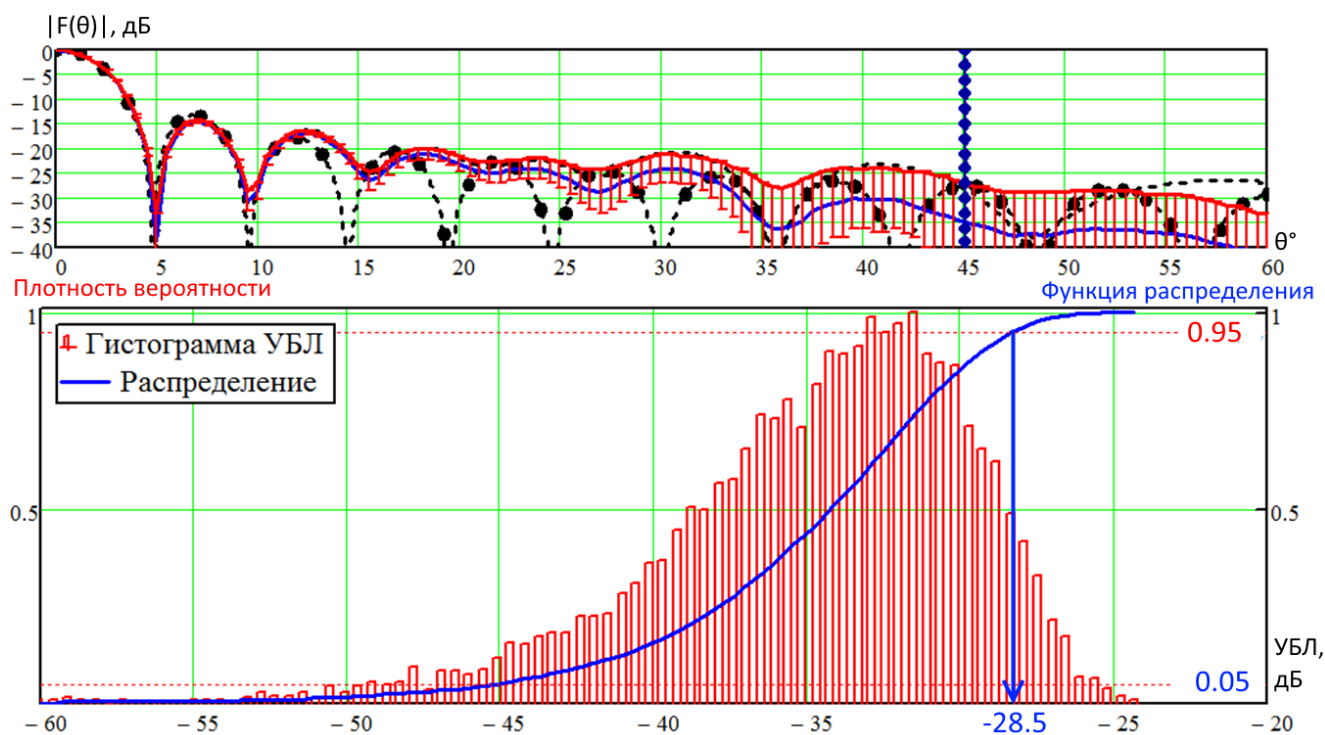


Рисунок 4.17.6 Статистика направленных свойств АР с продольным смещением подрешёток в плоскости $\varphi = 0^\circ$ на краю сектора сканирования $\theta = 45^\circ$

Графики на рис.4.16, 4.17 показывают, что наиболее существенно подвержен влиянию ошибок УБЛ в секторе углов, соответствующих дальним боковым лепесткам ДН. При этом, максимальный УБЛ остаётся ниже уровня первых боковых лепестков.

4.5 Выводы

1. Показана возможность управления боковым излучением в заданных направлениях путём изменения пространственной конфигурации полотна антенной решётки.
2. Показана устойчивость полученных решений с учётом влияния амплитудных, фазовых и пространственных ошибок, возникновение которых может быть обусловлено как производственными факторами, так и процессом старения.
3. Разработан комплекс программных средств, позволяющий проводить комплексный анализ статистики направленных свойств антенных решёток, позволяющий использовать датчики случайных чисел с различными законами распределений для имитации влияния реальных случайных воздействий.

4. Проведён статистический анализ влияния стохастических факторов на различные области углов ДН антенных решёток.
5. Определены величины допусков при изготовлении антенных решёток для сохранения направленных свойств.
6. Установлено, что наличие стохастических факторов в структуре ФАР обуславливает наибольшее влияние на зону дальнего бокового излучения.

Заключение

В диссертационной работе предложена и разработана двухчастотная ФАР L -диапазона ОГП ИРЭК на единой излучающей, распределительной и фазирующей системе, имеющая канал подавления боковых лепестков, оптимизированную пеленгационную характеристику. В том числе получены следующие результаты:

1. Проведена оптимизация различных видов излучателей, обеспечивающих заданные направленные свойства, характеристики согласования и конструктивные требования для длительной эксплуатации. Из рассмотренных различных вариантов конструкций двухчастотных излучателей, обеспечивающих характеристики сканирования и согласования в рабочих диапазонах, конструкторско-технологические особенности изготовления и эксплуатации, выбран модифицированный широкополосный (пластинчатый уголкового) излучатель.
2. Предложена и разработана единая двухчастотная схема возбуждения излучателей в азимутальной плоскости ФАР ОГП мобильного ИРЭК для заданных характеристик направленности и сектора сканирования. В системе возбуждения применено раздельное формирование суммарного и разностного каналов для обеспечения моноимпульсной работы и оптимизирована пеленгационная характеристика.
3. Построена модель и разработана программа расчёта двухчастотных делителей мощности для обеспечения заданных характеристик направленности с использованием алгоритмов численной многопараметрической оптимизации. На первом этапе математически синтезировано амплитудно-фазовое распределение и определены коэффициенты деления делителей мощности, на втором этапе разработана и отлажена математическая модель, позволившая осуществить численную оптимизацию параметров схемы деления мощности для достижения заданных направленных свойств и характеристик согласования.

4. Полученная косекансная диаграмма направленности в вертикальной плоскости для двух рабочих частот обеспечивает превышение минимального теоретического уровня в рабочих азимутальных углах и УБЛ в направлении горизонта не более -23 дБ.
5. Показана возможность управления боковым излучением в заданных направлениях путём изменения пространственной конфигурации полотна антенной решётки.
6. Разработан комплекс программных средств, позволяющий проводить анализ статистики направленных свойств различных антенных решёток, позволяющий использовать датчики случайных чисел с различными законами распределений для учёта ошибок АФР. Разработана программа, позволяющая установить величины допусков при изготовлении АР.
7. Полученные результаты двухчастотной работы и характеристики вне этих рабочих частот показывают возможность создания широкополосной антенной системы при некотором ослаблении требований по согласованию, габаритам.

Список сокращений

АР – антенная решётка

АС – антенная система

АФАР – активные фазированные антенные решётки

АФР – амплитудно-фазовое распределение

ВФАР – выпуклые фазированные антенные решётки

ДН – диаграмма направленности

ИРЭК – интегрированный радиоэлектронный комплекс

КИП – коэффициент использования поверхности

КНД – коэффициент направленного действия

КСВ – коэффициент стоячей волны

КСВ_n – коэффициент стоячей волны по напряжению

КУ – коэффициент усиления

ЛА – летательный аппарат

ПБЛ – подавление боковых лепестков

ППМ – приём-передающий модуль

РЛС – радиолокационная станция

РЭС – радиоэлектронная система

УБЛ – уровень боковых лепестков

ФАР – фазированная антенная решётка

ЭМВ – электромагнитная волна

ОГП – определение государственной принадлежности

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток. Учеб. пособие для ВУЗов/Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов и др. Под ред. Д.И. Воскресенского 3-е изд., доп. и перераб. –М.: Радиотехника 2003. -632с.
2. Международные стандарты и Рекомендуемая практика. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электро-связь. Том IV Системы наблюдения и предупреждения столкновений. Изда-ние четвёртое. ИКАО 2007 г.
3. ГОСТ 21800-89 Системы вторичной радиолокации для управления воздуш-ным движением. Общие технические требования.
4. Pazin, L., Leviatan, Y. Effect of amplitude tapering and frequency dependent phase errors on radiation characteristics of radial waveguide fed non-resonant array an-tenna// IEEE Trans Antennas Propagat, vol. 53, №12, 2005.
5. Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещён-ные антенные решётки. -М.: Изд-во Радиотехника, 2009.
6. Pazin, L., Leviatan, Y. Uniform amplitude excitation of radiating elements in array antenna pin-fed from radial waveguide// IEE Proc. – Microw. Antennas Propag., Vol. 148, No. 6, Dec. 2001.
7. Pazin, L., Leviatan, Y. Effect of amplitude tapering and frequency dependent phase errors on radiation characteristics of radial waveguide fed non-resonant array an-tenna // IEE Proc. – Microw. Antennas Propag., Vol. 151, No. 4, Aug. 2004.
8. D.L. Collinson Passive self-switching dual band array antenna. Патент США № 7215284 B2 опубл. 16.11.2006.
9. Котов Ю.В., Воскресенский Д.И., Харланов Ю.Я., Овчинникова Е.В. Разра-ботка перспективных АФАР, - МАИ-ОАО Корпорация «Фазотрон-НИИР», отчёт по теме № 26610-04100, 2004.

10. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Соколов А.А. Экспериментальное исследование двухдиапазонной антенной решётки с косекансной диаграммой направленности. Труды 20-й международной конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, сентябрь 8-14, 2010 г.
11. Овчинникова Е.В., Соколов А.А. Двухдиапазонная антенная решётка с косекансной диаграммой направленности. «Антенны», №4, 2011 г.
12. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решётка интегрированного радиоэлектронного комплекса. Труды 8-й Молодёжной научно-технической конференции "Радиолокация и связь – перспективные технологии", 21-22 октября 2011 г.
13. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Бортовые активные антенные решётки с цифровой обработкой сигнала. Перспективы развития. Труды 21-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 12-16, 2011 г.
14. Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А., Гиголо А.И. Матричный метод цифрового диаграммообразования. Труды 8-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2012», Севастополь, 16 — 22 апреля 2012 г.
15. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Цифровое формирование ДН матричным методом преобразования Фурье. Труды 22-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, сентябрь 2012 г.
16. Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. Международная организация гражданской авиации. Издание третье — 2004 г.
17. Abdul-Aziz A. Abdul-Aziz, Hanna A. Kamala. Sector synthesis of antenna array using genetic algorithm. // Journal of theoretical and applied information technology, 2005.- pp. 160-169.

18. Казначей Б.Я. Гальванопластика в промышленности. М.: ГИМП РСФСР, 1955.— 174 с.
19. Мелашенко Н.Ф. Гальванические покрытия диэлектриков. Ми.: Беларусь, 1987. —176 с.
20. Панченко Б.А. Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. Радио и связь, 1986.— 144 с.
21. Овчинникова Е. В, Кондратьева С.Г. Многофункциональная антенная решётка для бортовой РЛС. Труды 7-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, апрель 11-15, 2011 г.
22. Овчинникова Е. В, Рыбаков А.М. Печатная антенная решётка для бортовой РЛС сантиметрового диапазона. Труды 7-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, апрель 11-15, 2011 г.
23. Л.И. Пономарев, Л.В. Гордиенко, А.Ю. Павлов, "Исследование характеристик сканирующих двухчастотных совмещённых вибраторных антенных решёток". Изв. ВУЗов, "Радиоэлектроника", т. 36, N 5, 1993, стр. 41-48.
24. Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные антенные решётки / под ред. Л.И. Пономарева. М.: Радиотехника. 2009, 328 с.
25. Мушников В. В., Печатная ФАР с продольными излучателями, VIII Всероссийская научная конференция студентов и аспирантов «Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления», Тезисы докладов, 2006 г., с. 40.
26. Касьянов А. О., Обуховец В. А., Мушников В. В., Результаты численного и экспериментального исследований широкополосных печатных излучателей антенных решёток. Антенны, 2007 г. № 5 (120), с. 9 – 15.
27. Рамзей В. Частотно-независимые антенны. -М.: Мир, 1968.

28. Clarke R. A High Efficiency Bow-tie Antenna // Microwave Journal.- 2001.- №8.-P. 94-105.
29. Ротхаммель К. Антенны.- М.: Энергия, 1979.
30. Gibson P. J. The Vivaldi Aerial // 9-th Europ. Microwave Conf., Brighton, U.K., 1979. – pp.101-105.
31. S.N. Prasad and S. Mahapatra. A novel MIC slot line aerial // Proc. 9th Europ. Microwave Conf., Brighton, U.K., 1979. – pp.120-124.
32. Kai Fong Lee and Wei Chen. Advances in microstrip and printed antennas. Wiley Interscience, New York 1997. Chapter 9, p.443.
33. T.L. Korzeniowski, D.M. Pozar, D.H. Schaubert, and K.S. Yngvesson. Imaging system at 94 GHz using tapered slot antenna elements, Proc. 8th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 1983.
34. R.N. Simons, N.I. Dib, R.Q. Lee, and L.P.B. Katehi. Integrated uniplanar transition for linearly tapered slot antenna, IEEE Trans Antennas and Propagation, vol. 43, №9, 1995, pp. 998-1002.
35. J.J. Lee, and S. Livingston. Wideband Bunny-Ear radiating element, IEEE AP-S, International Symposium Digest, June 1993, pp.1604-1607.
36. E. Gazit. Improved design of the Vivaldi antenna. IEE Proc., Part H, vol. 135, No.2, 1988, pp.89-92.
37. J.D.S. Langley, P.S. Hall, and P. Newham. Balanced antipodal Vivaldi antennas for wide band phased arrays. IEE Proc. Antennas Propag., vol. 143, No.2, April, 1996, pp.97-102.
38. R.Q. Lee. Notch antennas, National aeronautics and space administration, Glen research center, Cleveland, Ohio 44135, 2004.
39. Thungren T., Kolberg E.L., Yngvesson K.S. Vivaldi antennas MIC single beam integrate receivers. 12-th Europe Microwave Conference, Helsinki, 1982. – pp.361-366.

40. Hiroaki Miyashita and Takashi Katagi. Radial line planar monopulse antenna. – IEEE Transactions on antennas and propagation, 1996, vol. 44, no. 8, pp. 1158-1165.
41. Ruiz Laso, A.R. Low Profile Ku-Band TX/RX Antenna for SATCOM-On-The-Move (KU Panelized Array Antenna Tx Rx) / A.R. Ruiz Laso, J. Becerro // Telecommunications and integrated applications. – 2012.
42. Патент № US 5349363. Milroy W.W. Antenna array configuration employing continuous transverse stub elements. Опубликовано 20.09.1994.
43. Патент № US 5266961. Milroy W.W. Continuous transverse stub element devices and method of making same. Опубликовано 30.11.1993.
44. Д. И. Воскресенский, Л. И. Пономарев, В. С. Филиппов. Выпуклые сканирующие антенны. -М.: Сов. радио, 1978.
45. Д. И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Широкополосные антенны с широкоугольным неискажённым сканированием. – Антенны, 1999, №1 (42).
46. Патент № 2538291 Способ снижения уровня бокового излучения антенны. Зарегистрирован 27.12.2014г.
47. Патент № 142208 Активная фазированная антенная решётка с пространственным размещением элементов. Зарегистрирован 20.05.2014г.
48. Патент №126200 Активная фазированная антенная решётка с широкоугольным сканированием. Зарегистрирован 20.03.2013г.
49. P. J. Gibson, “The Vivaldi Aerial”, in Proc. 9th European Microwave Conference, Brighton, U.K., June 1979, pp. 101 – 105.
50. E. Gazut, “Improved Design of the Vivaldi Antenna”, IEE Proceedings H, Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 135, issue 2, pp. 89 – 92, April 1988.

51. K. S. Yngvesson, D. H. Schaubert, T. L. Korzeniowski, E. L. Kollberg, T. Thungrén, and J. F. Johansson, "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-33, no. 12, pp. 1392 – 1400, Dec. 1985.
52. A. Z. Hood, T. Karacolak and E. Topsakal, "A Small Antipodal Vivaldi Antenna for Ultrawide-Band Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 656 – 660, 2008.
53. A. Sutinjo and E. Tung, "The Design of a Dual Polarized Vivaldi Array", *Micro-wave Journal*, September 2004.
54. D. J. Ludick, *Focal Plane Antennas for the Square Kilometre Array*, B.Eng Final Year Project, University of Stellenbosch 2007.
55. J. Shin and D. H. Schaubert, "A Parameter Study of Stripline-Fed Vivaldi Notch-Antenna Arrays" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 5, pp. 879 – 886, May 1999.
56. B. Schuppert, "Microstrip/Slotline Transitions: Modeling and Experimental Investigation", *IEEE Trans. MTT*, vol., 36, no. 8, August 1988, pp. 1272 – 1279.
57. M. M. Ziniers, R. Sloan and L.E. Davis, "A Broadband Microstrip-To-Slot-Line Transition", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 18, No. 5, August 1998, pp. 339 – 342.
58. J. B. Knorr, "Slot-Line Transitions", *IEEE Trans. MTT*, vol. 22, May 1974, pp. 548 – 554.
59. J. Chramiec, "Reactances of Slotline Short and Open Circuits on Alumina Substrate", *IEEE Trans. MTT*, vol. 37, no. 10, October 1989, pp. 1638 – 1641.
60. S. N. Prasad and S Mahapatra, "A New MIC Slot-Line Aerial", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 3, pp. 525 – 527, May. 1983.

61. K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y-S Kim, E. L. Kollberg, and J. F. Johansson, "The Tapered Slot Antenna – A new Integrated Element for Millimeter-Wave Applications", *IEEE Trans. on Antennas Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 2, pp. 365 – 374, Feb. 1989.
62. R. N. Simons and R. Q. Lee, "Linearly Tapered Slot Antenna Impedance Characteristics", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1995, vol. 1, pp. 170 – 173, June 1995.
63. Mailloux R. J. Phased array theory and technology// *Proc. IEEE*, Vol. 70, N. 3, 1982, pp.246-291.
64. Mayer E., Hessel A. Feed region modes in dipole phased arrays// *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, Vol. 30, N. 1, 1982.
65. Schuman H. K., Pflug D. R., Thompson L. D. Infinite planar arrays of arbitrarily bent thin wire radiators// *IEEE Trans. on Antennas. and Propagat.*, Vol. 32, No. 4, 1984.
66. Fenn A. J. Element gain pattern prediction for finite arrays of V-dipole antennas over ground plane// *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. 36, No. 11, 1988, pp.1629-1633.
67. Jones J. E. Analysis of center-fed V-dipole antenna// *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. 24, 1976, pp. 316-322.
68. LoTempio J.M., Martinez-Lorenzo J.A., Rappaport C.M., and Aumann H. Design Optimization of an Inverted V-dipole// *PIERS Proceedings*, Cambridge, USA, July 2-6, 2008, pp. 466-470.
69. Bayard J.R., Cooley M. E., Schaubert D. H. Analysis of Infinite Arrays of Printed Dipoles on Dielectric Sheets Perpendicular to a Ground Plane// *IEEE Trans. Antenas and Propagat.*, vol.39, N.12, 1991, pp.1722-1732.
70. H.E. King and J.L. Wong, "An Experimental Study of a Balun-Fed, Open-Sleeve Dipole in Front of a Metallic Reflector", *IEEE Trans. AP-20*, 201-204, March 1972.

71. J.L. Wong and H.E. King, "Broadband Characteristics of an open-sleeve dipole", Electronics Research Laboratory, The Aerospace Corporation, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1972, pp. 332-335
72. T. A. Milligan, Modern Antenna Design, 2nd Ed., John Wiley & Sons, 2005, pp.242-245
73. R.S. Elliott, Antenna Theory and Design, Prentice-Hall, 1981, pp. 355-359, 386-393
74. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с, ил.
75. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник / В.Н. Тяпкин, А.Н. Фомин, Е.Н. Гарин [и др.]; под общ. ред. В.Н. Тяпкина. - Красноярск : Сиб. федер. ун-т. — 2011.—536 с.
76. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. Советское радио 1970 384с.
77. В.И. Муравьев Метод последовательного улучшения с базисом переменного размера для задач линейного программирования. — Сборник "Исследование операций и методы статистического моделирования". — Ленинград: ЛГУ, 1972.
78. Зелкин Е.Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. М.- Л., Энергоиздат, 1963.
79. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов.— М.: Высш. шк. 1988.— 432 с: ил.
80. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. М.: «Советское радио», 1970 – 560 с.: ил.
81. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ. Учебное пособие для вузов/ Уткин Г.М., Благовещенский М.В., Жуховитская В.П. и др.: Под ред. Г.М. Уткина. – М.: «Советское радио», 1979. – 320 с.: ил.

82. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации, М. Радио и связь, 1992. – 304с.
83. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решёток. Учебное пособие / Под ред. Д.И. Воскресенского. — Москва: Радио и связь, 1994. — 592 с.
84. Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А. Синтез ДН специальной формы для антенн базовых станций. Материалы 18 международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'08, Украина, Севастополь, издательство «Вебер», 2008г.
85. Шишов Ю.А., Ворошилов В.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. – М.: Радио и связь, 1987. – 144С.
86. Шишов Ю.А. Управление диаграммой направленности радиолокационных решёток // Зарубежная радиоэлектроника. – 1980. – N4. – С.3–29.
87. Воробьев В.В. Устройства электрического управления лучом ФАР // Зарубежная радиоэлектроника. – 1976.– N1. – С.68–109.
88. Корнеева Т. Фазированные антенные решётки. Перспективные программы НИОКР // Электроника: НТБ. – 1998. – N5–6.
89. Горелов А. Разработка РЛС перспективного тактического истребителя JSF // Военно–воздушные силы. – 2001. – N3.
90. Meurer G.W., Cantrell B., Stapleton R. Digital Array Technology for Radar Applications // IEEE Int. Radar Conf., Washington, DC, May 2000.
91. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны/ В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин, и др.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988 – 304 с.: ил.
92. Численные методы решения прикладных задач электродинамики: учебное пособие для вузов / Гринёв А.Ю. — М.: Радиотехника, 2012. — 336 стр.: ил.

93. Овчинникова Е. В. Кольцевые концентрические антенные решётки с широкоугольным сканированием. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. - Москва, 2003, 120 с.
94. В.И. Дзюба, Л.В. Осипов. Оптимизация размещения элементов антенной системы при центрально-симметричном построении. // Антенны: Сб. статей. Вып. 37. /Под ред. А.А. Леманского.-М.: Радио и связь, 1990.
95. Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко, В.И. Гусевский. Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. – М: Сайнс-Пресс, 2005 г., 512 с.
96. Анализ и синтез антенных решёток / Чаплин А.Ф.- Львов: Вища шк. 1987.
97. Д.Д. Габриэльян, С.Е. Мищенко. Метод амплитудно-фазового синтеза антенной решётки произвольной геометрии.- Радиотехника и электроника, 1995, Т.40, №7.
98. Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. Антенны. -М.: Энергия, 1975.
99. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем. М., «Сов. радио», 1974 г.
100. Айзин Ф.Л., Долженков А.А., Зимин Д.Б., Седенков Е.Г. О подавлении паразитных лепестков в диаграмме направленности коммутационных антенных решеток. – Радиотехника и электроника, 1971 г.
101. Д. И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Дисконная антенна. – Радиотехника, 2001, №3.
102. Д.И. Воскресенский, Е. В. Овчинникова. Широкополосные фазированные антенные решётки. Материалы всероссийской конференции «Излучение и рассеяние ЭМВ», Таганрог, июнь 18-23. 2001 г.
103. Balanis C.A. Modern Antenna Handbook. – Wiley-Interscience, 2008.
104. Бова Н.Т., Резников Г.Б. Антенны и устройства СВЧ. – Киев: Вища школа, 1982 г.
105. Ротхаммель К. Антенны. В 2 т. – Минск: Лайт ЛТД, 2007 г., 414 стр.
106. Нечаев Ю.Б., Николаев В.И., Андреев Р.Н., Винокурова Н.Н. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии. Воронеж: ОАО Концерн "Созвездие", 2008. - 629 с.

107. Е. В. Овчинникова. Активная фазированная антенная решётка с широкоугольным сканированием. Труды 18-й международной конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, сентябрь 8-12, 2008 г.
108. Воскресенский Д.И., Пономарев Л.И. Многочастотные сканирующие антенные решетки // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1981г. Т.24, №2.
109. Сканирующие антенные системы СВЧ. В 3 т. Пер. с англ. / Под ред. Р. Хансена. – М.: Сов. радио, 1966-1970. Т. 1-3.

Приложение А: Метод расчёта статистических свойств антенных решёток

Метод расчёта диаграммы направленности антенной решётки

Метод расчёта статистических характеристик антенных решёток построен по принципам декларативной функциональной модели программирования. Реализация модели находится в среде численного математического моделирования *Mathcad 15*.

В основе модели лежит описание антенной решётки и параметры сигнала: определяется длина волны λ (частота f , волновое число k), число элементов $N \times M$ и модель их размещения в трёхмерном пространстве - вектора (либо матрицы - массивы действительных чисел) X , Y и Z , содержащий координаты каждого из антенных элементов. В работе рассмотрено антенное полотно в прямоугольной (гексагональной) сеткой размещения элементов в плоскости XOY , при том, что для каждого элемента определена глубина его размещения в пространстве Z . При этом число элементов решётки представляет собой произведение $N \times M$ - числа элементов сетки по оси X и числа элементов сетки по оси Y .

Метод определения координат излучателей приведён ниже:

$$X := \begin{array}{l} \text{for } p \in 0..M-1 \\ \text{for } q \in 0..N-1 \\ x_{q,p} \leftarrow p \cdot dx \\ x \end{array} \quad Y := \begin{array}{l} \text{for } p \in 0..M-1 \\ \text{for } q \in 0..N-1 \\ y_{q,p} \leftarrow q \cdot dy \\ y \end{array}$$

Метод определения глубин размещения элементов в пространстве для антенных решёток со сложным профилем на основе координат размещения элементов по сетке в плоскости XOY может быть определён, как функция двух переменных с дополнительными параметрами, вызываемая для каждого из излучателей, координату глубины которого необходимо определить:

$$Z := \overrightarrow{z_h(X, Y, h, \beta)}$$

Здесь функция $z_h(x, y, h, \beta)$ - определяет координату излучателя по оси OZ при заданных координатах по осям OX и OY , для ступенчатого профиля размещения

элементов в пространстве с величиной смещения подрешёток на расстояние h с указанием угла деления апертуры на подрешётки β .

$$z_h(x, y, h, \beta) := -A \cdot \text{sign}(x) \cdot x - B \cdot \text{sign}(y) \cdot y + \frac{h}{2} \cdot \text{st} \left[\begin{array}{l} \text{atan}\left(\frac{y}{x}\right) \text{ if } x \neq 0 \\ \pi \cdot \text{sign}(y) \text{ otherwise} \end{array} - (\gamma - 45 \text{deg}), \beta \right]$$

Функция в своей основе использует функции: $\text{sign}(x)$ - которая принимает значение +1 для положительных значений аргумента, -1 - для отрицательных и равна 0 для аргумента, равного 0; $\text{atan}(x)$ - арктангенс аргумента; $\text{st}(x, dx)$ - функция, задающая продольное смещение подрешёток в пространстве. Константы A и B определяют угол наклона подрешёток друг относительно друга.

$$\text{st}(x, dx) := \left[\left[\left[\text{mod}(x + dx, 2 \cdot dx) + 2 \cdot dx \cdot (x + dx < 0) \right] - dx \right] < \frac{dx}{2} \right] \cdot 2 - 1$$

В основе функции $\text{st}(x, dx)$ лежит процедура $\text{mod}(x, y)$ - определяющая остаток от деления x на y .

Функция расчёта ДН плоской антенной решётки, как взвешенная сумма парциальных ДН её антенных элементов может быть определена в логарифмическом виде следующим образом:

$$f_{xy}(\theta, \varphi, x, y, f_0) := 20 \cdot \log \left[\left[\frac{f_0(\theta, \varphi)}{M \cdot N} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} \left[e^{-i \cdot k \cdot (x_{q,p} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) + y_{q,p} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi))} \right] \right] \right]$$

Входными параметрами в этом случае будут углы сферической системы координат, вектора, содержащий координаты размещения элементов решётки и ДН единичного излучателя. В случае размещения элементов в трёхмерном пространстве с учётом глубин функция расчёта ДН может быть модифицирована

$$f_{xyz}(\theta, \varphi, x, y, z, f_0) := 20 \cdot \log \left[\left[\left[\frac{f_0(\theta, \varphi)}{M \cdot N} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} \left[e^{-i \cdot k \cdot [(x_{q,p} \cdot \cos(\varphi) + y_{q,p} \cdot \sin(\varphi)) \cdot \sin(\theta) + z_{q,p} \cdot (\cos(\theta) - 1)]} \right] \right] \right] \right]$$

При этом перечень входных переменных дополняется вектором глубин излучателей.

Метод расчёта статистических свойств антенной решётки

Анализ статистических свойств в работе проведён по принципу итерационного моделирования с учётом определения вероятностных свойств датчиков случайных чисел. Суть метода сводится к итерационному вычислению выборки значений вычисляемой величины, структура которой содержит стохастические компоненты, моделируемые путём введения в формулу расчёта датчиков псевдослучайных чисел, статистические характеристики которых задаются параметрически. По окончании формирования выборки значений величины рассчитываются основные моменты, распределение и оценка плотности вероятности (гистограмма). Следует учесть особенность аналитической модели: анализ характеристик антенных решёток связан с исследованием угловых и частотных зависимостей, каждое из значений которых представляет собой случайную величину. В связи с этим от реализуемой модели требуется обеспечить высокое быстродействие. Для этого определим параметрические датчики случайных чисел.

Первым объявляется вектор, содержащий достаточно большое количество случайных чисел, имеющих нормальное распределение.

```
RND := morm(1000,0,1)
```

Случайное число будет определяться, как случайная выборка одного значения из массива *RND*. Индекс в массиве *RND* также случайная величина, распределённая равномерно на интервале от 0 до 999.

```
rIndex(t) := trunc(md(1000))
```

Здесь функция *rIndex(t)* определена транзитивно через функцию *trunc(x)* - округляющую число путём отбрасывания дробной части, и функцию *rnd(m)* - получающую псевдослучайное вещественное число с равномерным распределением между 0 и *m*.

На основе сгенерированного вектора нормально распределённых случайных чисел и функции случайной выборки можно определить датчики случайных чисел с нормальным и равномерным законами распределения и задаваемыми параметрами математического ожидания и дисперсии:

Датчик псевдослучайных чисел с равномерным распределением определён следующим образом:

$$U_{\text{tst}}(m, D) := (\text{rnd}(1) - 0.5) \cdot D + m$$

Это функция от двух параметров: m - математического ожидания и D - дисперсии.

Датчик случайных чисел, распределённых по нормальному закону показан ниже

$$N_{\text{tst}}(m, D) := \text{RND}_{\text{rIndex}(0)} \cdot D + m$$

Параметры датчика нормально распределённых случайных чисел аналогичны параметрам датчика равномерно распределённых случайных чисел.

Определим функцию накопления статистики:

$$\text{tst}(f, x, N) := \begin{array}{l} \text{for } i \in 0..N - 1 \\ \quad \text{result}_i \leftarrow f(x) \\ \text{result} \end{array}$$

Функция $\text{tst}(f, x, N)$ вычисляет N значений функции $f(x)$ в точке x . Значением функции tst является вектор длины N , содержащий рассчитанную выборку.

Функция $F_{\text{tst}}(f, x, N)$ рассчитывает статистику функции f в точке x по выборке из N элементов:

$$F_{\text{tst}}(f, x, N) := \begin{array}{l} T \leftarrow \text{tst}(f, x, N) \\ r_0 \leftarrow \text{mean}(T) \\ r_1 \leftarrow \text{stdev}(T) \\ r_2 \leftarrow r_0 + r_1 \div 2 \\ r_3 \leftarrow r_0 - r_1 \div 2 \\ r_4 \leftarrow r_0 + 1.5 \cdot r_1 \\ r_5 \leftarrow r_0 - 1.5 \cdot r_1 \\ \text{return } r \end{array}$$

Результатом работы функции $F_{\text{tst}}(f, x, N)$ является вектор, первым элементом которого является математическое ожидание, вторым элементом - среднеквадратиче-

ское отклонение (СКО σ) случайных величин, третьим и четвёртым элементами являются границы коридора с шириной в величину СКО. Пятым и шестым элементом вектора являются границы коридора 3σ .

Третьим этапом определим метод расчёта статистики функции в диапазоне значений аргумента

$$FF_{tst}(f, x_{min}, x_{max}, N_f, N_x) := \left| \begin{array}{l} dx \leftarrow \frac{x_{max} - x_{min}}{N_x} \\ \text{for } i \in 0..N_x \\ \quad \left| \begin{array}{l} x \leftarrow x_{min} + i \cdot dx \\ r_{i,0} \leftarrow x \\ rr \leftarrow F_{tst}(f, x, N_f) \\ \text{for } j \in 1..rows(rr) \\ \quad r_{i,j} \leftarrow rr_{j-1} \end{array} \right. \\ \mathbf{r} \end{array} \right.$$

Функция $F_{tst}(f, x_{min}, x_{max}, N_f, N_x)$ рассчитывает статистику функции f в диапазоне значений её аргумента от x_{min} до x_{max} с числом точек разбиения интервала N_x (границы интервала входят в расчёт) при размере выборки вычисления статистики каждой точки N_f . Выходным значением функции F_{tst} является матрица, в первом столбце которой хранятся значения аргумента функции f , для которых была проведён расчёт статистики; второй столбец хранит значения математического ожидания значения функции с соответствующим значением аргумента; третий столбец хранит значения СКО (σ) для каждого значения функции; четвёртый и пятый столбцы хранят границы коридора 1σ , шестой и седьмой столбцы хранят значения границ коридора 3σ .

Диаграмму направленности антенной решётки с учётом случайных величин, учитывающих амплитудную, фазовую и геометрическую ошибку можно определить следующим образом:

$$f_{md}(\theta, \varphi, x, y, z, f_0, dA, d\varphi, dz) := 20 \cdot \log \left[\left[\left[\frac{f_0(\theta, \varphi)}{M \cdot N} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} \left[N_{tst}(1, dA) \cdot e^{-i \left[k \cdot [x_{q,p} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) + y_{q,p} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi) + z_{q,p} \cdot N_{tst}(1, \lambda \cdot dz) \cdot (\cos(\theta) - 1)] + U_{tst}(0, d\varphi \cdot deg)} \right] \right] \right] \right]$$

Параметрами функции $f_{rnd}(\theta, \varphi, x, y, z, f_0, dA, d\varphi, dz)$ являются: θ, φ - углы в сферической системе координат; x, y, z - вектора пространственного размещения элементов решётки; f_0 - ДН единичного излучателя решётки; $dA, d\varphi, dz$ - дисперсии случайных величин по амплитуде, фазе и продольной координате соответственно.

Расчёт статистики ДН в плоскости $\varphi = 0^\circ$ для сектора углов ДН $\theta=0..60^\circ$ при количестве точек расчёта ДН по угловой координате 120 и размере выборки определения статистики каждой точки по 1000 элементов будет выглядеть следующим образом:

$$DN := FF_{tst}(f(\theta) \leftarrow f_{rnd}(\theta, 0^\circ, f_0(\theta, \varphi) \leftarrow \cos(\theta)^2, X, Y, Z), 0^\circ, 60^\circ, 1000, 120)$$

Здесь ДН единичного излучателя антенной решётки определена, как функция $\cos(\theta)^2$.

Расчёт статистики функции может быть проведён по следующему методу:

$$hStat(f, N, k) := \begin{cases} \text{for } i \in 0..N-1 \\ \quad D_i \leftarrow f(i) \\ h \leftarrow \text{histogram}(k, D) \\ hh_0 \leftarrow (h \langle 1 \rangle)_0 \\ \text{for } i \in 1..k-1 \\ \quad hh_i \leftarrow hh_{i-1} + (h \langle 1 \rangle)_i \\ \text{augment}(h \langle 0 \rangle, h \langle 1 \rangle \div \max(h \langle 1 \rangle), hh \div N) \end{cases}$$

Функция $hStat(f, N, k)$ рассчитывает оценки закона распределения и плотности вероятности случайной величины, как результата вычисления значения функции. Параметрами являются: $f(i)$ - исследуемая функция; N - размер выборки; k - число интервалов расчёта гистограммы. Число k должно быть много меньше числа N .

Примером оценки статистики по данному методу можно привести расчёт статистических свойств ДН ФАР.

$$H := hStat(f(i) \leftarrow f_{xyz_tst}(13^\circ, 0^\circ, X, Y, Z), 10000, 100)$$

В переменной H будет содержаться вектор, первый элемент которого представляет собой массив средних значений интервалов расчёта гистограммы; второй элемент - нормированная гистограмма; третий - оценка закона распределения.

Метод расчёта пространственной ДН антенной решётки

Расчёт массива значений трёхмерной ДН может быть проведён по методу, описанному следующим образом:

```

F3D(f, N, Δθ, Threshold) :=
  n ← 0..N
  θ0 ← -Δθ ÷ 2
  dθ ← Δθ ÷ N
  th(x) ←
    x ← x + Threshold
    x if x ≥ 0
    0 otherwise
  for i ∈ n
    for j ∈ n
      Xi,j ← θ0 + i · dθ
      Yi,j ← θ0 + j · dθ
      Zi,j ← th [ f [ √((Xi,j)2 + (Yi,j)2)∘,
                    [ atan( Yi,j / Xi,j ) if Xi,j ≠ 0
                      90 · sign(Yi,j)∘ otherwise ] ] ]
  return (X Y Z - Threshold)T

```

Метод получает на входе функцию ДН $f(\theta, \varphi)$; N - число точек сетки расчёта угловых значений ДН; $\Delta\theta$ - сектор углов, в котором рассчитывается ДН; величину *Threshold* - пороговое значение в дБ, значения ДН ниже которого отбрасываются (приравниваются *Threshold*). Подфункция $th(x)$ принимает значение $x + Threshold$, если оно больше 0 и 0 в противном случае. Выходным значением метода является вектор, первые два элемента которого представляют собой сетку углов θ и φ , для которых был проведён расчёт пространственной ДН, третий элемент вектора выходных значений является матрица значений ДН в дБ.

Модифицированный метод расчёта значений трёхмерной ДН позволяет определить пространственный УБЛ и оценку величины КНД.

$$\begin{array}{l}
 \text{F3D}_1(f, N, \Delta\theta, \theta_0, \text{Threshold}) := \left| \begin{array}{l}
 n \leftarrow 0..N \\
 \theta_0 \leftarrow -\Delta\theta \div 2 \\
 d\theta \leftarrow \Delta\theta \div N \\
 \text{th}(x) \leftarrow \begin{array}{l} x \leftarrow x + \text{Threshold} \\ x \text{ if } x \geq 0 \\ 0 \text{ otherwise} \end{array} \\
 \text{for } j \in n \\
 \quad \left| \begin{array}{l}
 \text{for } i \in n \\
 \quad \left| \begin{array}{l}
 X_{i,j} \leftarrow \theta_0 + i \cdot d\theta \\
 Y_{i,j} \leftarrow \theta_0 + j \cdot d\theta \\
 \theta \leftarrow \sqrt{(X_{i,j})^2 + (Y_{i,j})^2} \cdot \circ \\
 F \leftarrow f \left(\begin{array}{l} \theta, \left| \begin{array}{l} \text{atan} \left(\frac{Y_{i,j}}{X_{i,j}} \right) \text{ if } X_{i,j} \neq 0 \\ 90 \cdot \text{sign}(Y_{i,j}) \cdot \circ \text{ otherwise} \end{array} \right. \right) \\
 Z_{i,j} \leftarrow \text{th}(F) \\
 Z1_{i,j} \leftarrow Z_{i,j} \cdot (\theta > \theta_0) \\
 Z2_i \leftarrow 10^{F \div 20} \cdot \cos(\theta) \\
 Z3_j \leftarrow d\theta \cdot \circ \cdot \sum Z2
 \end{array} \right. \\
 R_0 \leftarrow X \\
 R_1 \leftarrow Y \\
 R_2 \leftarrow Z - \text{Threshold} \\
 R_3 \leftarrow \max(Z1) - \text{Threshold} \\
 R_4 \leftarrow \frac{4\pi}{d\theta \cdot \circ \cdot \sum Z3} \\
 R
 \end{array} \right.
 \end{array}
 \end{array}$$

В качестве дополнительного параметра функции указывается параметр θ_0 , задающий область главного луча ДН, которая отбрасывается при анализе пространственного УБЛ.

Расчёт пространственного УБЛ может быть проведён следующим образом:

$$\varphi_{\max} := \max(\text{F3D}(f, 91, 100, 10 \cdot \text{deg}, 25)_2)$$

На основе методов, описанных выше, можно получить зависимость УБЛ от параметра. Примером подобной зависимости может быть представлена зависимость УБЛ от величины смещения антенной решётки при ступенчатом профиле размещении антенных элементов в пространстве:

```

graph := | test( $\beta$ ,j) ← for i ∈ 0..50
          |   | h ← 0.333·i· $\lambda$ 
          |   |    $\xrightarrow{\hspace{2cm}}$ 
          |   | Z ←  $z_h(X, Y, h, \beta^\circ)$ 
          |   | f( $\theta, \varphi$ ) ←  $f_{xyz}(\theta, \varphi, X, Y, Z)$ 
          |   |  $q_{i,0}$  ← i + 1
          |   |  $q_{i,1}$  ← h ÷  $\lambda$ 
          |   | qq ← F3D(f, 91, 100, 10°, 25)
          |   |  $q_{i,2}$  ← qq3
          |   |  $q_{i,3}$  ← qq4
          |   |  $q_{i,4}$  ←  $\beta$ 
          |   | q
          | for j ∈ 1..3
          |   |  $\beta$  ←  $\frac{90}{j}$ 
          |   |  $Q_{j-1,0}$  ← j + 1
          |   |  $Q_{j-1,1}$  ←  $\beta$ 
          |   |  $Q_{j-1,2}$  ← test( $\beta$ ,j)
          | Q
  
```

На первом этапе метода составляется подфункция $test(\beta, j)$, реализующая расчёт характеристик пространственной ДН ФАР в цикле 50 итераций по параметру i . Параметр цикла i отображается на величину продольного смещения подрешёток, после чего в каждой итерации строится полотно АР, задаётся функция ДН ФАР через координаты её элементов и рассчитывается пространственная ДН. Функция $test$ реализует вычисление одной кривой семейства характеристик. На втором этапе в цикле 3 итераций по параметру j , отображаемому на величину угла разбиения полотна АР на подрешётки определяется семейство зависимостей УБЛ от величины продольного смещения подрешёток. Результаты сводятся в выходной массив данных. В первом столбце выходного массива хранится индекс семейства зависимостей. Второй столбец хранит значения параметра семейства. Ячейки третьего

столбца массива выходного значения хранят зависимости, структура которых определяется структурой данных выходных значений подфункции *test*: это массив, первый элемент которого индекс, второй - значение параметра зависимости (величина продольного смещения подрешётки, выраженная в длине волны), третий - величина пространственного УБЛ, четвёртый - величина оценки КНД.