

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»**

УДК: 621.396 **Институт** ИРЭ (РТФ)
Кафедра РТП и АС
Направление 11.04.01 Радиотехника

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

Программа: 11.04.01 Радиотехника

Тема: “Разработка антенной решетки с параболическими зеркальными антеннами с управлением диаграммой направленности путем изменения амплитудно-фазового распределения в X-диапазоне”

Студент ЭР-22м-16 Дубовицкий Максим Алексеевич
группа *подпись* *фамилия, и., о.,*

**Научный
руководитель** проф. д.т.н. Гусевский В.И.
должность *звание* *подпись* *фамилия, и., о.,*

Консультант вед. инженер Елисеев С.Е.
должность *звание* *подпись* *фамилия, и., о.,*

Консультант _____
должность *звание* *подпись* *фамилия, и., о.,*

Магистерская диссертация допущена к защите

Зав.кафедрой _____ Баскаков А.И.
звание *подпись* *фамилия, и., о.,*

Дата _____

МОСКВА

20 __ г.

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ**

«МЭИ»

Институт ИРЭ (РТФ) **Кафедра** РТП и АС

Направление 11.04.01 Радиотехника

**ЗАДАНИЕ НА МАГИСТЕРСКУЮ
ДИССЕРТАЦИЮ**

по программе подготовки магистров 11.04.01 “Радиотехника”

Тема Разработка параболической антенной решетки с управлением луча методом изменения амплитудно-фазового распределения в X-диапазоне

Время выполнения работы с 01.09.2016 по 30.05.2018

Студент Дубовицкий Максим Алексеевич ЭР-22м-16 _____
Фамилия, и., о. группа подпись

Научный руководитель проф. д.т.н. Гусевский В.И.
должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант вед. инженер Елисеев С.Е.
должность, звание, фамилия, и., о.

Консультант _____
должность, звание, фамилия, и., о.

Зав. Кафедрой проф. Баскаков А.И.
звание, фамилия, и., о., подпись, дата утверждения задания

Место выполнения научной работы АО «ОКБ МЭИ»

Москва « _____ » _____ 20 _____ г.

1.Обоснование выбора темы диссертационной работы

Отсутствие аналогов подобных антенных решеток в России, малое количество экспериментальных подтверждений теории о расположении фазового центра плоских антенных решеток, а также хорошая аппаратная и программная база АО “ОКБ МЭИ” приводят к необходимости и позволяют проводить актуальные исследования в этой области.

Научный руководитель _____ **дата** _____

Студент _____ **дата** _____

2.Консультации по разделу

Подпись консультанта _____ **дата** _____

3.Консультации по разделу

Подпись консультанта _____ **дата** _____

4. План работы над магистерской диссертацией

№ п\п	Содержание разделов	Срок выполнения	Трудоёмкость в %
I.	Теоретическая часть 1. Обзор и сравнение антенных полей и гигантских радиотелескопов. 2. Теоретический расчёт неэквидистантной антенной решетки с неравномерным АФР. 3. Расчёт геометрии конструкции для создания экспериментальной стенда снятия ДН.	30.02.18	20
II.	Экспериментальная часть 1. Изготовление, сборка и юстировка зеркальных антенных элементов решетки. 2. Снятие РТХ и их сравнение при разных АФР.	15.05.18	70
III.	Публикации 1. "Об одном способе проектирования неэквидистантных фазированных антенных решеток, состоящих из остронаправленных антенн." 23 <i>Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов "Радиоэлектроника, электротехника и энергетика", 2017</i> 2. "Выбор амплитудно-фазового распределения линейных фазированных антенных решеток с пассивными и активными фазовращателями." 24 <i>Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов "Радиоэлектроника, электротехника и энергетика", 2018</i>	1.03.17 1.03.18	5
IV.	Оформление диссертации Создание расчётно-пояснительной записки в соответствии с ГОСТ Р 7.05-2008; ГОСТ 7.32-2001; ГОСТ 7.1-2003.	30.05.18	5

4. Рекомендуемая литература

1) *Гусевский В.И.* Фазовая характеристика и фазовый центр линейных и плоских АР. - Радиотехника и электроника, 1991, т. 36, № 3, с. 433-441.

2) *О.Г. Вендик.* Антенны с немеханическим движением луча: Введение в теорию. М.: Сов. радио, 1965, 360 с.

3) *Сазонов Д.М., Марков Г.Т.* Антенны. 1977.М. «Энергия». 528 с

Примечание: задание брошюруется вместе с диссертацией и с отзывами руководителя и рецензентов.

ОТЗЫВ
на магистерскую диссертацию студента кафедры
Антенных систем и Радиотехнических Приборов
Федерального государственного бюджетного образовательного
учреждения высшего образования
«Национальный исследовательский университет «МЭИ»
Дубовицкого Максима Алексеевича
по теме «Разработка антенной решетки с параболическими
зеркальными антеннами с управлением диаграммой направленности
путем изменения амплитудно-фазового распределения в X-диапазоне»

Магистерская диссертация Дубовицкого М.А. выполнялась в течении двух лет, начиная с 2016 г. в АО “ОКБ МЭИ” под руководством проф, д.т.н. Гусевского В.И. Одновременно с работой над диссертацией Дубовицкий М.А. принимал самое активное участие в практической деятельности антенной лаборатории ОКБ МЭИ, занимаясь разработкой, настройкой и сдачей ОТК и представительству заказчика готовой продукции предприятия. В частности, он неоднократно выезжал на смежные предприятия – изготовители образцов новой техники в другие города Российской Федерации, успешно обеспечивая выпуск нужной продукции. Непосредственно для выполнения задач по теме диссертации Дубовицкий М.А. подготовил экспериментальный образец 8-элементной эквидистантной антенной решетки с регулируемым управлением положений фазовых центров зеркальных антенн на полигоне АО “ОКБ МЭИ” в Медвежьих Озерах. В настоящее время уже проведены первые экспериментальные измерения ДН в зоне Френеля и в реальных условиях эксплуатации получены результаты, подтверждающие справедливость теоретических предпосылок о возможности управления формой диаграммы направленности. Эти данные предполагают проведение дальнейших исследований и подготовку патентных материалов для подачи заявки на изобретение. Считаю, что магистерская диссертация Дубовицкого М.А. заслуживает высокой оценки “отлично”, а он достоин присуждения степени магистра техники и технологии в области радиотехники.

Научный руководитель

проф., д.т.н.

Гусевский В.И.



Акционерное общество
«Особое конструкторское бюро Московского энергетического института»
(АО «ОКБ МЭИ»)

Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250 тел.: + 7 499 271-61-80, факс: + 7 495 362-55-76
e-mail: secretary@okbmei.ru <http://www.okbmei.ru>
ОКПО 02066983 ОГРН 1097746729816 ИНН 7722701431 КПП 772201001

Рецензия

на магистерскую диссертацию
“Разработка антенной решетки с параболическими зеркальными антеннами с управлением диаграммой направленности путем изменения амплитудно-фазового распределения в X-диапазоне”

студента ЭР-22м-16 Дубовицкого Максима Алексеевича

Диссертационная работа Дубовицкого Максима Алексеевича “Разработка антенной решетки с параболическими зеркальными антеннами с управлением диаграммой направленности путем изменения амплитудно-фазового распределения в X-диапазоне” посвящена актуальной теме - анализу и разработке неэквилидистантной фазированной антенной решетки (ФАР) наземного базирования. Разрабатываемая ФАР предназначена для космических исследований в области поиска и обнаружения малогабаритных объектов, находящихся на околоземной орбите и предлагается как возможная альтернатива дорогостоящему радиотелескопу. Поэтому одна из основных целей работы это разработка и обоснование методики проектирования антенных решеток, состоящих из остронаправленных антенн зеркального типа, образующих протяженные антенные поля. В процессе выполнения работы решается ряд задач, в частности задача об управлении положением ФЦ одной остронаправленной антенны и преобразовании эквидистантной ФАР в неэквилидистантную путем случайного размещения положения ФЦ антенн, доработка теоремы перемножения для протяженных раскрытов, подготовка экспериментального макета, измерение его радиотехнических характеристик.

Дипломная работа содержит 3 главы, введение и заключение. Во введении рассмотрены задачи и принципы построения наземных радиотелескопов, их основные недостатки, а также обоснован выбор объекта исследования.

В главе 1 приведен исторический и литературный обзор имеющихся разработок в области антенной техники сверхвысокочастотного диапазона, определяются задачи и цели работы, рассматриваются теория о нахождении частичного фазового центра параболической зеркальной антенны, основные теории построения фазированных антенных решеток и законы расстановки остронаправленных элементов в неэквилидистантных антенных решетках, рассматривается корректность применения теоремы перемножения для случая использования в качестве элемента решетки антенн с протяженными раскрытиями.

В главе 2 приведены результаты расчета и моделирования исследуемой антенной системы в различных программных пакетах, подтверждающие описанные теории, а также приведен их сравнительный анализ, рассчитан микрополосковый сумматор мощности, необходимый для питания восьмиэлементной АР. Диссертант использовал различные методы расчета, применяя современные САПР. Расчеты одного и того же узла проводились параллельно с использованием разных САПР, затем выбирались наиболее достоверные результаты. К сожалению, эти результаты сравнения расчетов и критерии выбора достоверного результата не приведены в работе. В частности было бы очень интересно сравнить результаты расчета ДН, выполненные по классической теореме перемножения, предлагаемый в работе метод расчета ДН с использованием АОП и результат строгого электродинамического моделирования в FEMO, полученный диссертантом.

В главе 3 описан процесс создания экспериментального макета и получены радиотехнические характеристики, удовлетворяющие техническому заданию. Проведено сравнение измеренных радиотехнических характеристик с теоретическими, а также сравнение характеристик для эквидистантной и неэквидистантной решеток. При построении неэквидистантной ФАР подбор сдвигов фазовых центров проводился эмпирически, на настоящий момент задача нахождения алгоритма построения неэквидистантной ФАР не определена. Это может стать следующим этапом научных исследований диссертанта.

В конце каждой главы приведены выводы о проделанной работе и полученных результатах.

Несмотря отмеченные незначительные недостатки работы, студент демонстрирует глубокие теоретические и практические знания предмета, был проделан огромный объем работ по построению макета и измерению его радиотехнических характеристик. По моему мнению, работа заслуживает высокой оценки.

Рецензент, вед. научный сотрудник ОКБ МЭИ

К.т.н., в.н.с. Дупленкова М.Д.

АННОТАЦИЯ

Данная магистерская диссертация написана студентом группы ЭР-22м-16 кафедры антенных системы и радиотехнических приборов института радиотехники и электроники НИУ МЭИ Дубовицким Максимом Алексеевичем под руководством д.т.н., профессора кафедры антенных систем и радиотехнических приборов, главного конструктора направления АО “ОКБ МЭИ” Гусевского Владлена Ильича на аппаратной и материальной базе лаборатории малогабаритных антенных систем ОКБ МЭИ. Работа посвящена анализу и разработке неэквидистантной фазированной антенной решетки наземного базирования, предназначенной для космических исследований в области поиска и обнаружения малогабаритных объектов, находящихся на околоземной орбите.

Во Введение разобраны задачи и принципы построения наземных радиотелескопов, их основные недостатки, а также обоснован выбор в пользу антенных решеток.

В главе 1 приведен исторический и литературный обзор имеющихся разработок в области антенной техники сверхвысокочастотного диапазона, рассматриваются теория о нахождении частичного фазового центра параболической зеркальной антенны, основные теории построения фазированных антенных решеток и законы расстановки остронаправленных элементов в неэквидистантных антенных решетках.

В главе 2 приведены результаты расчета и моделирования исследуемой антенной системы в различных программных пакетах, подтверждающие описанные теории, а также приведен их сравнительный анализ.

В главе 3 описан процесс создания экспериментального макета и получены радиотехнические характеристики, удовлетворяющие техническому заданию. К каждой главе приведены выводы о проделанной работе и полученных результатах.

В Заключение раскрыты актуальность и вклад научной работы, проделанной в рамках данной магистерской диссертации.

В рамках магистерского плана промежуточные результаты данного исследования были представлены в виде докладов:

- “Об одном способе проектирования неэквидистантных фазированных антенных решеток, состоящих из остронаправленных антенн”. 23 Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов "Радиоэлектроника, электротехника и энергетика", НИУ МЭИ, 3 марта 2017 г. (почетный диплом второй степени);

- “Выбор амплитудно-фазового распределения линейных фазированных антенных решеток с пассивными и активными фазовращателями”. 24 Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов "Радиоэлектроника, электротехника и энергетика", НИУ МЭИ, 15 марта 2018 г. (почетный диплом второй степени);

- “Фазированная антенная решетка самолетного базирования для РСА бокового обзора ДЗЗ”. IX Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий», АО “РКС”, 6 июня 2018 г.

Данная диссертация содержит 132 страницы, 85 иллюстраций, 11 таблиц, 32 формулы и выражения, 23 источников используемой литературы, 4 приложения.

Ключевые слова: антенна, фазированная антенная решетка, антенное поле, фазовый центр, параболическая зеркальная антенна, радиотелескоп.

ABSTRACT

This master's thesis is written by a student of the group ER-22m-16 of the Department of antenna systems and radio devices of the Institute of radio engineering and electronics of National Research University "Moscow Power Engineering Institute" Dubovitskiy Maxim Alekseevich under the mentoring of doctor of technical Sciences, Professor of Department of antenna systems and radio devices, chief designer of JSC "OKB MEI" Gusevsky Vladlen Ilyich on the hardware, software and material base of the laboratory of small antenna systems of the OKB MEI. The work is devoted to the analysis and development of a non-equidistant phased array of ground-based antenna, designed for space research in the field of search and detection of small objects in near-earth orbit.

The introduction deals with the problems and principles of construction of ground radio telescopes, their main drawbacks, as well as the choice in favor of antenna arrays.

Chapter 1 provides a historical and literary overview of the available developments in the field of antenna technology of the microwave range, the theory of finding a partial phase center of a parabolic mirror antenna, the basic theory of construction of phased antenna arrays and the laws of arrangement of sharp elements in non-equidistant antenna arrays.

Chapter 2 presents the results of calculation and modeling of the antenna system in various software packages, confirming the described theory, and their comparative analysis.

Chapter 3 describes the process of creating an experimental layout and obtained radio characteristics that meet the technical task. Each Chapter contains conclusions about the work done and the results obtained.

In conclusion, the author reveals the relevance and contribution of scientific work done in the framework of this master's thesis.

As part of the master's plan, the interim results of this study were presented in the form of reports:

- “About one way of designing-fold non-uniform phased arrays consisting of highly directional antennas”. 23 international scientific and technical conference of students and postgraduates "Radio engineering, electronics and power engineering", National Research University "Moscow Power Engineering Institute", March 3, 2017 (honorary diploma of the second degree);

- "Selection of amplitude-phase distribution of linear phased antenna arrays with passive and active phase shifters". 24 international scientific and technical conference of students and postgraduates "Radio engineering, electronics and power engineering", National Research University "Moscow Power Engineering Institute", March 15, 2018 (honorary diploma of the second degree);

- "Phased array antenna of aircraft-based for XR side view of remote sensing". IX all-Russian scientific and technical conference "Actual problems of rocket and space instrument-making and information technologies", JSC "RKS", June 6, 2018.

This thesis contains 132 pages, 85 illustrations, 11 tables, 32 formulas and expressions, 23 sources of literature, 4 applications.

Keywords: antenna, phased array antenna, antenna field, phase center, parabolic reflector antenna, radio telescope.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений	12
Введение.....	14
1. Обзор литературы и известных методов расчёта фазированных антенных решеток.....	17
1.1 Исторический обзор	17
1.2 Введение в теорию ФАР и АФАР	27
1.3 Метод теоремы перемножения	29
1.4 Методы расчёта неэквидистантных ФАР	37
1.5 Теория о частичном фазовом центре антенны	43
1.6 Метод АОП.....	51
Выводы к разделу.....	55
2. Моделирование ФАР в различных программных пакетах	56
2.1 Принцип построения зеркальных антенн	56
2.2 Методы расчёта, используемые в современных САПР	60
2.3 Метод расчёта, используемый в Mirror. Расчет отдельного элемента	62
2.4 Моделирование в Matlab.....	70
2.5 Построение в HFSS. Нахождение фокусного центра облучателя	74
2.6 Построение в FEKO. Моделирование антенной решетки.....	76
2.7 Микрополосковый делитель.....	87
Выводы к разделу.....	91
3. Создание экспериментального макета и получение ридотехнических характеристик	92
3.1 Построение макета ФАР.....	92
3.3 Питание элементов решетки. АФУ и сумматор мощности	102
3.4 Получение экспериментальных данных	107
Выводы к разделу.....	112
Выводы к работе.....	113
Заключение	114
Список использованной литературы.....	115

Приложение А. Графики, полученные при наклоне облучателя в Mirror	118
Приложение Б. Листинг программы	121
Приложение В. Результаты, полученные институтом математики и механики УрО РАН РФ (г. Екатеринбург).....	125
Приложение Г. Таблицы экспериментальных данных	131

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АР – антенная решетка
- АС – антенная система
- АОП – апертурные ортогональные полиномы
- АФУ – антенно-фидерное устройство
- АФАР – активная фазированная антенная решетка
- АФР – амплитудно-фазовое распределение
- БК – безэховая камера
- БЛ – боковые лепестки
- ВЧ – высокочастотный
- ДЗЗ – дистанционной зондирование Земли
- ДН – диаграмма направленности
- КД – конструкторская документация
- КИП – коэффициент использования поверхности
- КНД – коэффициент направленного действия
- КПД – коэффициент полезного действия
- КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению
- КУ – коэффициент усиления
- КЭ – коэффициент эллиптичности
- ЛЧМ – линейно-частотная модуляция
- НИР – научно-исследовательская работа
- НФАР – неэквидистантная фазированная антенная решетка
- ОКР – опытно-конструкторская работа
- ОПУ – опорно-поворотное устройство
- РЛ – радиолиния
- РЛС – радиолокационная станция
- РСА – радиолокатор с синтезированной апертурой
- РТ – радиотелескоп
- ТЗ – техническое задание

ТТХ – тактико-технические характеристики

САПР – система автоматизированного проектирования

СВЧ – сверхвысокие частоты

УБЛ – уровень боковых лепестков

ФАР – фазированная антенная решетка

ФЦ – фазовый центр

ЭВМ – электронно-вычислительная машина

ЭМ – экспериментальный макет

ЭМИ – электромагнитное излучение

ЭМС – электромагнитная совместимость

AA – antenna array (*с англ.* антенная решетка)

AI – aperture integration (*с англ.* метода апертурных интеграций)

ARM – analytical regularization method (*с англ.* метод аналитической регуляризации)

BVP – boundary value problem (*с англ.* дифракция краевых задач)

FEKO – FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche (*с нем.* промышленные вычисления для тел с любой поверхностью (САПР))

FEM – finite element method (*с англ.* метод конечных элементов)

GO – geometrical optics (*с англ.* метод геометрической оптики)

GTD – geometrical theory of diffraction (*с англ.* геометрическая теория дифракции)

HFSS – High Frequency Structural Simulator (*с англ.* эмулятор высокочастотного расчёта структуры (САПР))

LOFAR – Low Frequency Array (*с англ.* низкочастотная антенная решетка)

MoM – method of moments (*с англ.* метод моментов)

PO – physical optics (*с англ.* метод физической оптики)

SKA – Square Kilometer Array (*с англ.* антенная решетка площадью в квадратный километр)

ВВЕДЕНИЕ

В практике построения наземных комплексов, предназначенных для космической связи, будь то управление космическими аппаратами или астрономические исследования, одним из основных вопросов является выбор антенной системы – радиотелескопа (РТ). Конструкции антенн радиотелескопов отличаются большим разнообразием, что обусловлено очень широким диапазоном длин волн, используемых в радиоастрономии (от 0,1 мм до 1000 м). Антенны радиотелескопов, принимающих миллиметровые, сантиметровые, дециметровые и метровые волны, чаще всего представляют собой параболические отражатели, подобные зеркалам обычных оптических рефлекторов. В фокусе параболоида устанавливается облучатель – устройство, собирающее радиоизлучение, которое направляется на него зеркалом, или же наоборот, если антенна является приемной.

В зависимости от конструкции антенн для направления в исследуемую область неба рефлектор может устанавливаться на азимутальных и угломестных поворотных устройствах, обеспечивающих повороты по азимуту и углу места (полноповоротные антенны). Существуют также антенны, допускающие лишь ограниченные повороты и даже полностью неподвижные. Направление приёма в неподвижных антеннах (обычно очень большого размера) достигается путем перемещения облучателей, которые воспринимают отраженное от антенны радиоизлучение, однако лишь в небольшом диапазоне углов.

Разнообразие объектов исследования, широкий диапазон длин волн и быстрые темпы развития привели к большому разнообразию типов радиотелескопов. В Таблица 1 приведены примеры некоторых радиотелескопов, использующих в качестве рефлектора параболическую поверхность.

Таблица 1. Список радиотелескопов

Расположение	Тип антенны	Размер	Минимальная рабочая длина волны
США, Грин Блэк	Параболический сегмент с активной поверхностью	100x100 м	6 мм
Германия, Эффельсберг	Параболический рефлектор	100 м	7 мм
Великобритания, Джодрелл Бэнк	Параболический рефлектор	76 м	1,3 мм
Россия, Уссурийск	Параболический рефлектор	70 м	8 мм
Россия, Калязин	Параболический рефлектор	64 м	10 мм
Россия, Медвежьи Озера	Параболический рефлектор	64 м	10 мм
Австралия, Паркс	Параболический рефлектор	64 м	7 мм
Япония, Нобеяма	Параболический рефлектор	45 м	1 мм

Однако гигантские радиотелескопы требуют серьезных экономических и энергетических затрат как во время построения, так и в процессе эксплуатации: чтобы управлять лучом такой антенны, требуется специальный привод вращения всей конструкции. Благодаря развитию теории и техники антенн и антенных решеток, появилась возможность немеханического управления лучом диаграммы направленности. Так, альтернативой наземным антеннам с огромным диаметром зеркала может служить антенное поле – решетка из остронаправленных облучателей, разнесенных в пространстве на несколько длин волн. Управление диаграммой направленности (ДН) системы из таких элементов менее

трудоемкое, поскольку изменение ориентации главного лепестка может осуществляться с помощью изменение амплитудно-фазового распределения (АФР) отдельных элементов, что также расширяет спектр возможностей подавления уровня боковых лепестков (УБЛ). Подробности такого метода изложены в [1]. Способы построения подобных фазированных антенных решеток (ФАР), причины появления боковых лепестков, а также методы борьбы с ними подробно рассмотрены в главе 1.

Актуальность выбора конструкций РТ в пользу ФАР также заключается в возможности использования сканирующего луча, позволяющего вести поиск и получать информацию для первичной обработки данных о нахождении малогабаритных космических объектов, таких как космический мусор. На примере разработки и результатов, приведенных в данной работе, предлагается исследование возможности построения подобных ФАР из остронаправленных элементов бортового базирования на космических станциях, проектов которого на настоящее время не реализовано.

1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ И ИЗВЕСТНЫХ МЕТОДОВ РАСЧЁТА ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

1.1 Исторический обзор

Антенны с немеханическим движением луча

Идея, что лучом системы можно управлять, изменяя распределение фаз на излучателях, была высказана еще в 1925 году американским инженером Г.Т. Фриисом, а затем и советскими специалистами П.Н. Рамлау и А.А. Пистолькорсом в 1932 и 1935 годах соответственно, а конкретные решения были использованы уже в период Второй Мировой Войны, теорию и обзор которых собрал в своих трудах О.Г. Вендик [1]. Одна из первых антенн с немеханическим движением луча была построена для трансатлантической радиотелефонной линии связи в 1937 году. Эта антенны, обладая довольно высокой направленностью, позволяла изменять направление приема лучей в вертикальной плоскости и таким путем выбирать направление прихода лучей, наименее ослабленных при отражении от ионосферы. Так как благодаря направленным свойствам антенны осуществлялся прием только одного отраженного луча, то резко уменьшались замирания сигнала. Эта антенна представляла собой систему ромбических антенн, расположенных вдоль прямой линии на участке длиной около 1,5 км. Управление диаграммой направленности осуществлялось изменением фазовых соотношений между токами в отдельных ромбах (Рисунок 1.1). Теории, на которых основываются принципы построения таких антенных решеток, рассмотрены подробнее в главе 1.



Рисунок 1.1. Элемент антенной решетки с немеханическим движением луча в виде ромбической антенны

Высокой скорости управления лучом системы ромбических антенн не требовалось.

Развитие радиолокации поставило задачу управления диаграммой направленности антенны в течение интервалов времени, измеряемых вначале миллисекундами, а к настоящему времени и десятками наносекунд.

В советское послевоенное время разрабатывались антенны, в основу принципа действия которых было положено управление фазами волн в нескольких излучателях антенны с помощью фазовращателей, содержащих ферритовые элементы. Работы по радиолокационному использованию антенн с электронным сканированием велись и в США. Первая публикация о фазовращателе на основе феррита, предназначенным для применения в антенне с электронным сканированием, появилась в конце 1954 года.

Самолетные антенные решетки

С развитием авиационной техники, фазированные антенные решетки получили своё применение и для бортовых средств радиолокации. Антенна на борту летательного аппарата должна соответствовать определенным требованиям: иметь небольшие размеры, не ухудшать его аэродинамических

свойств, работать в тяжелых климатических условиях. Многоэлементные ФАР с пространственно-временной обработкой информации для решения задач радиолокации, радионавигации, радиотехнической разведки, радиоэлектронной борьбы и телекоммуникаций являются неотъемлемой частью радиоэлектронных систем летательных аппаратов. Так, одним из направлений разработки антенн самолетного базирования являются волноводно-щелевые антенные решетки. В настоящее время такой тип ФАР успешно разрабатывается и производится такими предприятиями, как МАИ [10], НИИ ТП и ОКБ МЭИ одна из таких антенн сантиметрового диапазона представлена на Рисунок 1.2.

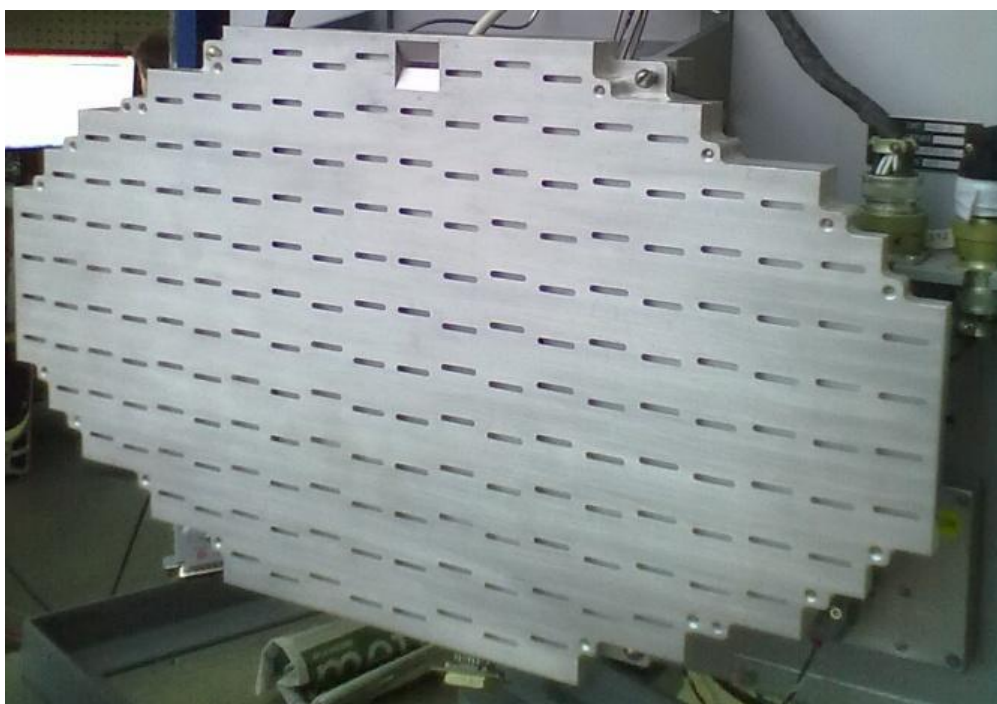


Рисунок 1.2. Волноводно-щелевая антенная решетка самолетного базирования производства МАИ

Наглядным примером воплощением теории о применении неэквидистантной структуры расположения элементов в антенной решетке (подробнее рассмотрена в разделе 1.4) является волноводно-щелевой антенной решетки бортового радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) самолетного базирования системы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), выполненных лабораторией бортовых антенн предприятия ОКБ

МЭИ [11], [12]. Антенная решетка с повышенной широкополосностью обеспечивает высокое разрешение при полётах на высотах $\sim 15 - 20$ км и дальности действия порядка $150 - 200$ км в режимах съёмки ориентация летательного аппарата стабилизируется относительно вектора скорости с помощью электромеханического привода в пределах углов флуктуаций самолёта.

В практике построения радиолокаторов с синтезированной апертурой самолетного базирования возникает ряд проблем практической реализации антенной системы. Прежде всего, в связи с жесткими конструктивными ограничениями стоит проблема оптимального размещения остронаправленной сканирующей антенны на скоростных самолётах. В связи с этим принцип работы РСА бокового обзора предписывает обеспечивать преимущественную угловую зону обзора в направлении, перпендикулярном вектору скорости самолёта. Для этого РСА размещается в подвесном радиопрозрачном контейнере под фюзеляжем летательного аппарата. В состав РСА входит сосредоточенный импульсный когерентный передатчик с высоким уровнем излучающей импульсной мощности ~ 50 кВт. В качестве основного варианта используется волноводно-щелевая остронаправленная фазированная антенная решетка резонансного типа с электромеханическим приводом и возможностью настройки необходимого стабильного амплитудно-фазового синфазного распределения. В связи с жесткими габаритными ограничениями в данной АР применяется ступенчатая расстановка антенных модулей (Рисунок 1.3), из-за чего возникает необходимость компенсации возникающего фазового рассогласования на участках волноводного тракта и свободного пространства для крайних модулей. Эта проблема решается введением настроечных волноводных вставок по узкой стенке волноводного тракта. С целью подавления боковых лепестков ДН было использовано спадающее к краям амплитудное возбуждение антенных модулей Чебышевского типа. Этот и другие типы АФР были предложены и рассмотрены автором в [15].



Рисунок 1.3. Модель антенной решетки в сборе

Габаритная модель представлена на рисунках 1.5 и 1.6.

При измерениях РТХ методом сканирования амплитудно-фазового распределения в ближней зоне получены следующие параметры диаграммы направленности: ширина по уровню половинной мощности на центральной частоте не превышает 1° , а уровень первых боковых лепестков не выше – 13 дБ (Рисунок 1.4), что значительно лучше показателей с использованием равномерного АФР на том же образце.

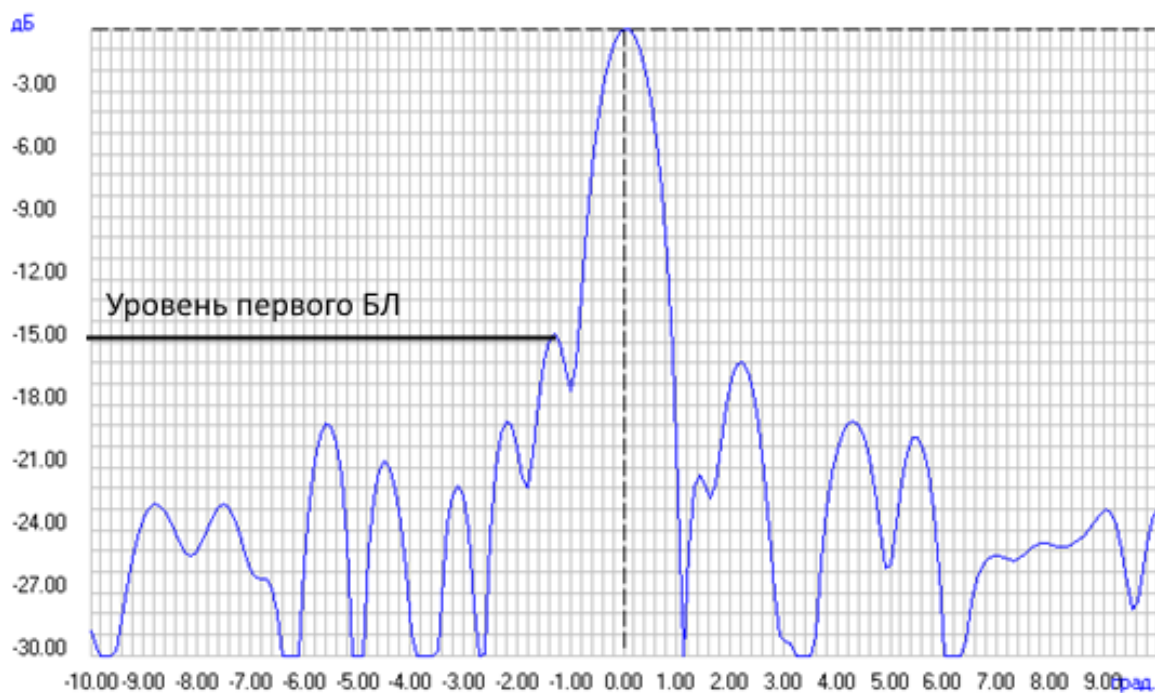


Рисунок 1.4. Диаграмма направленности антенной решетки на центральной частоте

Как итог, удалось достичь КСВН антенной решетки в сборе не превышающий значения 2,5 в полосе частот, и среднего значения 1,6, также значительного уменьшения УБЛ в широком диапазоне частот, по сравнению с решетками с периодической структурой.

Антенные поля

Одним из первых сторонников идеи, что фазированные антенные решетки с непостоянным межэлементным расстоянием имеют ряд преимуществ, стал А. Ишимару. В 1963 вышла его статья [21], в которой он описывает антенные поля из остронаправленных элементов, использующие неэквидистантную структуру расположения элементов.

В мире уже созданы и успешно функционируют антенные поля. Одни из наиболее известных антенных полей, основанных на теории [22], являются LOFAR и SKA.

LOFAR предназначен для астрономических наблюдений на низких радиочастотах — 10—240 МГц. Телескоп использует всенаправленные

дипольные антенны в виде фазированной решётки (Рисунок 1.5). Применяется большое число относительно дешевых антенн без движущихся частей, антенны концентрируются в станции, где происходит первичная обработка информации с использованием программного обеспечения апертурного синтеза. Направление наблюдения («луч») задается с помощью электроники: изменяется задержка между антеннами. LOFAR может производить наблюдения в нескольких направлениях одновременно. Планируется, что в законченном виде в LOFAR будет около 10 000 антенн.



Рисунок 1.5. LOFAR с высоты птичьего полета

Кластеры (станции) разбросаны по территории диаметром более 1000 км, чтобы обеспечить высокое разрешение. В настоящее время в Нидерландах выделены средства под первую фазу проекта: 36 станций, содержащих 6000 антенн и покрывающих около 100 км.

Радиоинтерферометр SKA будет работать как адаптивная антенная решётка в широком диапазоне частот, и его размеры позволят достичь в 50 раз большую чувствительность, чем у любого другого существующего радиотелескопа (Рисунок 1.6). Проект SKA является результатом

глобального сотрудничества 20 стран, направленным на получение ответов на фундаментальные вопросы о происхождении и эволюции Вселенной.

SKA сможет обозревать небо более чем в десять тысяч раз быстрее, чем удавалось когда-либо прежде. Чувствительность этой антенной решётки, работающей в широком диапазоне частот, предположительно превысит более чем в 50 раз любой другой существующий радиотелескоп.

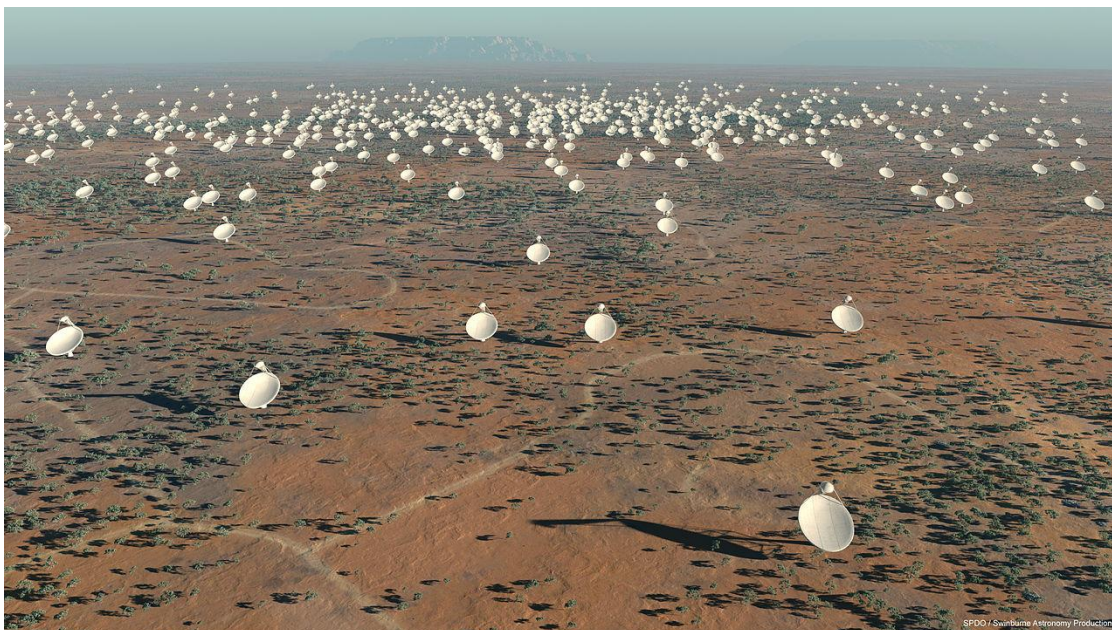


Рисунок 1.6. SKA в представлении художника

С его приёмными антеннами, разнесёнными на расстояния более 3000 км от централизованного центрального ядра, он позволит продолжать традицию предоставления радиоастрономией изображений наиболее высокого разрешения среди всех других методов их получения. Работа SKA позволит получить данные о Вселенной в возрасте всего несколько миллионов лет после Большого взрыва, то есть в момент начала формирования первых звёзд и галактик. Предположительно, SKA также внесёт вклад в поиск гравитационных волн, предсказываемых общей теорией относительности.

Итог. Постановка задачи

В ходе выполнения работы также были исследованы материалы и публикации, посвященные теоретическому обоснованию неэквидистантных

АР [1], волноводных и микрополосковых синфазных делителей мощности [4], а также учтён опыт построения и настройки наземных и бортовых ФАР [11], [12], [13].

Проблема разработки антенн с электронным сканированием всегда сводится к выбору числа излучателей и конфигурации их размещения (законы расстановки элементов рассмотрены в разделе 1.4), а также разработке фазовращателей, управляющих фазой электромагнитной волны в излучателях и местом их установки. К настоящему времени все большее применение находят электронные фазовращатели, а также цифровые антенные решетки, идеология которых в корне отличается от теории ФАР и предусматривает применение АЦП вместо традиционных фазовращателей [ЦАР].

Таким образом, можно сформулировать **постановку задачи**: это расчёт антенной решетки, в которой возможно разрушение периодической структуры расположения элементов, синтез и построение макета НФАР из восьми параболических антенных элементов в X-диапазоне, а так же получение экспериментальных данных, подтверждающих ряд теорий.

Задачи, решаемые в процессе проектирования протяженных антенных полей:

- использование остронаправленных антенн и увеличенные межэлементные расстояния (возникновение дифракционных лепестков большой интенсивности, проблема неоднозначного определения направления главного лепестка ДН антенной решетки

- доработка теоремы перемножения: подход о точечной трактовке антенных элементов несправедлив; предлагается другой алгоритм расчета суммарной ДН антенны, образующей протяженный раскрыт эквидистантных антенн;

- задача об управлении положением ФЦ одной остронаправленной антенны и преобразовании эквидистантной ФАР в неэквидистантную путем случайного размещения положения ФЦ антенны, образующих

эквилидистантную решетку на основе нового закона о совпадении центра тяжести амплитудного распределения поля с ФЦ антенны а дальней зоне – только тогда в пределах главного лепестка ДН фазовая характеристика квазипостоянна. Это условие соответствует наличию ФЦ одной остронаправленной антенны и их можно размещать неэквилидистантным образом с учетом индивидуальных локальных координат и суммировать в соответствии с теоремой перемножения;

- подготовка экспериментального макета для проверки этих предложений.

После анализа имеющиеся достижения в антенной технике [3], [10] и используя теории [1], [2] определяется **цель работы:**

- проверка теории о положении частичного фазового центра антенны с параболическим рефлектором;

- проверка теории о неэквилидистантных ФАР (Подавление боковых лепестков);

- разработка и обоснование методики проектирования антенных решеток, состоящих из остронаправленных антенн зеркального типа, образующих протяженные антенные поля.

1.2 Введение в теорию ФАР и АФАР

Антенна, обеспечивающая связь с искусственным спутником Земли должна иметь сфокусированный луч, точно направленный на объект связи. Но для того чтобы осуществлять слежение за объектом связи с помощью, например, наземной антенны, представляющей собой параболический рефлектор порядка десяти метров, необходимо поворачивать всю эту габаритную систему. В таких случаях требуется антенна, у которой направление луча не было бы связано с ориентацией всей антенны как механической конструкции. Этой системой и является антенна с электронным сканированием, где осуществление обзора пространства в заданном секторе углов проводится с помощью немеханического движения луча антенны. Наиболее распространенным решением такого способа являются фазированные антенные решетки с электронным сканированием, элементами которой могут являться как простейшие излучатели, так и самостоятельные антенные устройства, такие как, например, параболические зеркальные антенны. Цепи питания таких излучателей организованы так, что волна, формируемая каждым элементом решетки, когерентна с излучением всей системы, в то время как фаза этих сигналов может изменяться по требуемому закону (Рисунок 1.7).

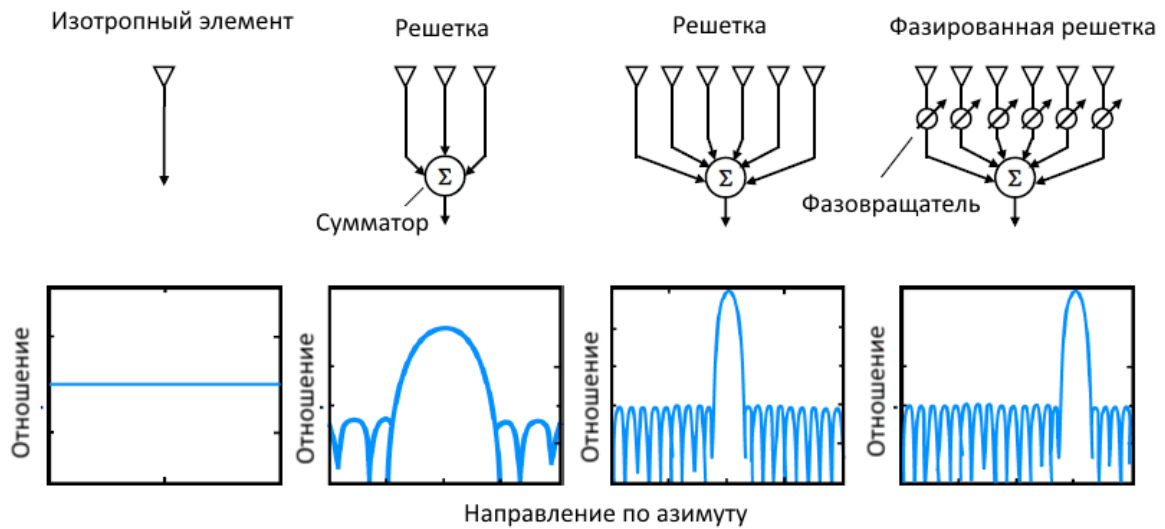


Рисунок 1.7. Обобщенная схема ФАР

Таким образом, управляя фазой излучаемой волны каждого отдельного элемента и фазовым распределением системы в целом, можно формировать луч антенны в заданном направлении (Рисунок 1.8).

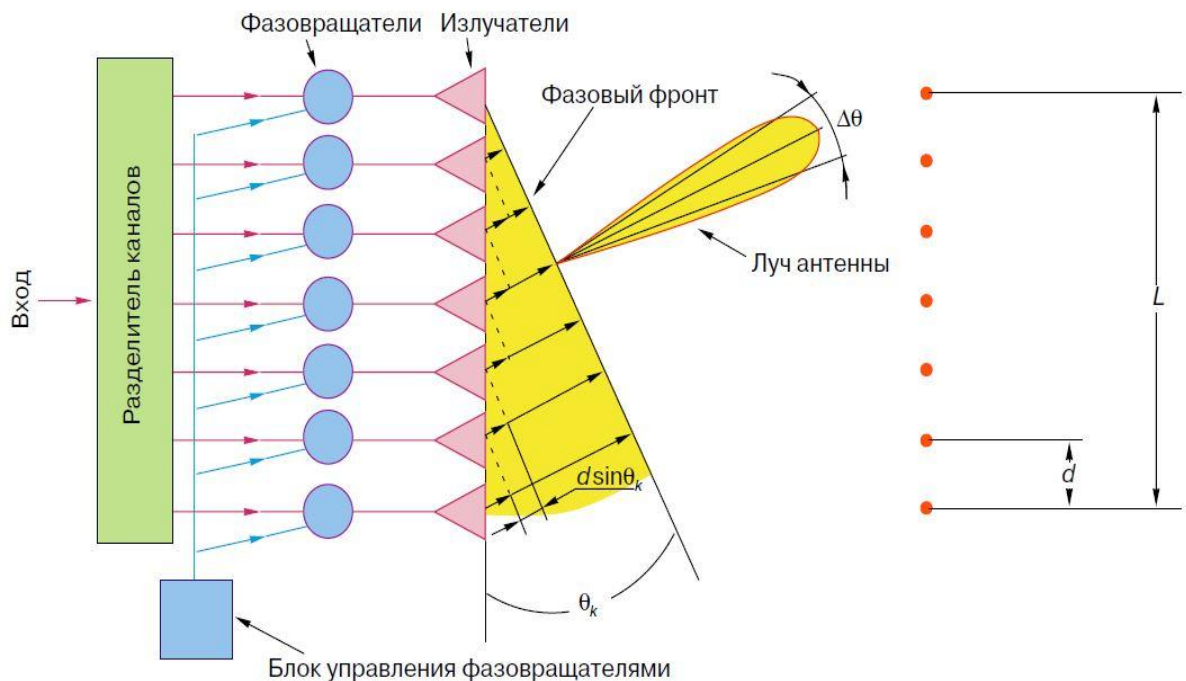


Рисунок 1.8. Понятие фазового фронта

1.3 Метод теоремы перемножения

В случае ФАР, представляющей собой набор параболических антенн зеркального типа, разнесенных в пространстве на расстояние в несколько длин волн, теоретический расчёт амплитудных и фазовых пространственных характеристик можно проводить различными способами. Наиболее простым методом является теорема перемножения. Расположение ФАР представляет собой линейку излучателей [1] – систему одинаковых излучателей, расположенных на прямой линии так, что их фокальные оси параллельны между собой и ориентированы в направлении нормали к плоскостям раскрытов антенн.

Теорема перемножения, используемая для анализа электромагнитного поля, формируемого набором отдельных излучателей, составляющих антенную решетку, широко применяется в процессе проектирования многоэлементных антенных систем. Это обусловлено свойствами линейности уравнений Максвелла, описывающих электромагнитные поля отдельных невзаимодействующих элементов одинаковой геометрии и одинаковой ориентации их в пространстве в единой системе координат. Необходимое условие теоремы перемножения состоит в возможности использования точечной концепции представления геометрии излучающего элемента, которому отвечает своя векторная комплексная диаграмма направленности в дальней зоне.

Согласно теореме перемножения [4] результирующая диаграмма направленности (ДН) может быть представлена в виде:

$$\overline{f}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \overline{I}_n \overline{F}_{эл_n} e^{j\beta R_n \cos \alpha_n} \quad (1.1)$$

или, при одинаковых ДН элементов АР:

$$\overline{f}(\theta, \varphi) = \overline{F}_{эл} \left(\sum_{n=1}^N \overline{I}_n e^{j\beta R_n \cos \alpha_n} \right) = \overline{F}_{эл}(\theta, \varphi) \overline{f}_{\Sigma}(\theta, \varphi) \quad (1.2)$$

Однако, такое выражение справедливо при использовании точечной концепции представления геометрии излучающего элемента. Если же теорему перемножения использовать для расчета ДН эквидистантной или плоской ФАР с разнесенными в пространстве остронаправленными элементами, то необходимо вычислительные алгоритмы приспособить для изменившейся геометрии системы и отказаться от точечной трактовки излучающих элементов антенной решетки (АР).

В этом случае отдельный элемент всей эквидистантной решетки АР представляется суммой парциальных подрешеток, образующих, в свою очередь, АР полного состава (Рисунок 1.9).

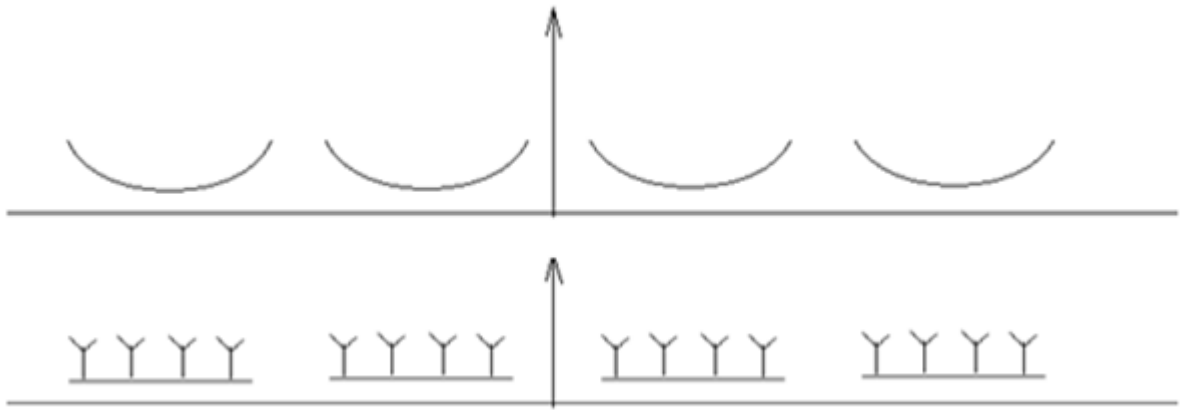


Рисунок 1.9. Представление отдельных элементов АР в виде суммы парциальных

Амплитудное распределение поля вдоль линейного нормированного раскрыва $(-1,1)$ задается в виде следующих функций:

$$\begin{aligned}
 \rho_1(x) &= A \cos^{2m} \left(\frac{N_1 \pi}{2} x \right) \\
 \rho_2(x) &= A \sin^{2m} \left(\frac{N_2 \pi}{2} x \right) \\
 \rho_3(x) &= A \left[1 - \cos^{2m} \left(\frac{N_3 \pi}{2} x \right) \right] \\
 \rho_4(x) &= A \left[1 - \sin^{2m} \left(\frac{N_4 \pi}{2} x \right) \right] \quad (1.3)
 \end{aligned}$$

где $N_{1,2,3,n}$ – количество отдельных направленных антенн во всей решетке, а приведенные тригонометрические функции в пределах одной периодической ячейки, содержащий один остронаправленный элемент эквидистантной АР, представляющий собой либо подрешетку, либо апертурную (например, зеркальную) антенну. Амплитудное распределение $\rho_1(x)$ для нечетного количества элементов при $m=1$ и $m=4$ показано на Рисунок 1.10.

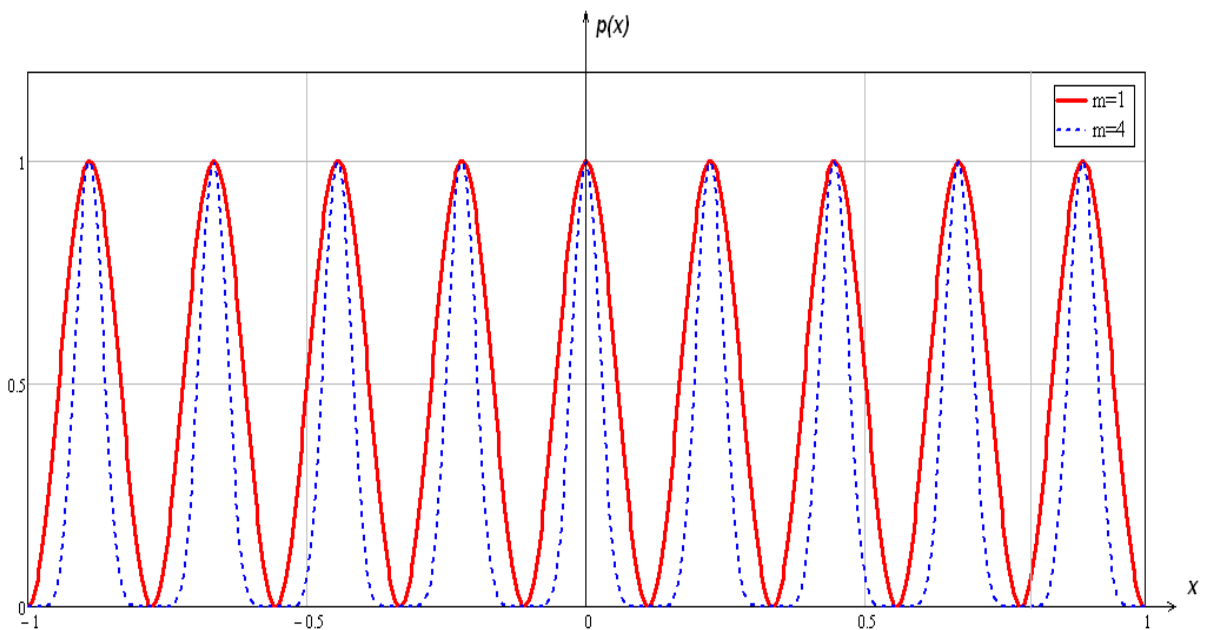


Рисунок 1.10. Амплитудное распределение поля вдоль линейного нормированного раскрыва для нечетного количества элементов

Главный смысл использования таких законов амплитудного распределения поля в пределах всего (полного) антенного раскрыва в том, что появляется возможность получения аналитического выражения для ДН всей эквидистантной решетки с увеличенными межэлементными расстояниями.

В этих выражениях (1.2) $N_{1,3}$ отвечает нечетному числу элементов, $N_{2,n}$ – четному. Параметр аппроксимации m определяет закон амплитудного распределения поля по главной поляризации составляющей в пределах периодической ячейки и величину межэлементного расстояния в АР. Варьируя эти параметры, можно анализировать в широких пределах

различные эквидистантные АР с увеличенными межэлементными расстояниями и различной направленностью входящих в состав АР остронаправленных антенн.

Амплитудные распределения (1.2) можно представить известными выражениями степеней тригонометрических функций через функции кратных аргументов (дуг), приведенных в [1]:

$$\cos^{2m} \frac{N\pi}{2} x = \frac{1}{2^{2m}} \left\{ \sum_q^{m-1} \binom{2m}{q} [\exp(i(m-q)N\pi x) + \exp(-i(m-q)N\pi x)] + \binom{2m}{m} \right\} \quad (1.4)$$

Подстановка этих формул в интегральное выражение для ДН (1.4) позволяет получить точные формулы для ДН в дальней зоне в случае синфазного или линейного возбуждения $\Phi(x) = 0; \Phi(x) = \sin \theta_0$.

Интегральное выражение для ДН в дальней зоне на нормированной раскрыве:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 e^{jklx \sin \theta} \cos^{2m} \left(\frac{N\pi}{2} x \right) dx \quad (1.5)$$

Где x – расстояние по оси x , где x принадлежит $(-1,1)$, l – ширина раскрыва элемента, N – число элементов в решетке.

В случае, когда ДН рассчитывается для реальной длины раскрыва (1.4) примет следующий вид:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{2l} \int_{-l}^l e^{jks \sin \theta} \cos^{2m}(ks) ds, \quad (1.6)$$

где x принадлежит $(-1,1)$, Согласно выражению (1.5) ДН антенной решетки будет иметь вид, показанный на Рисунок 1.11.

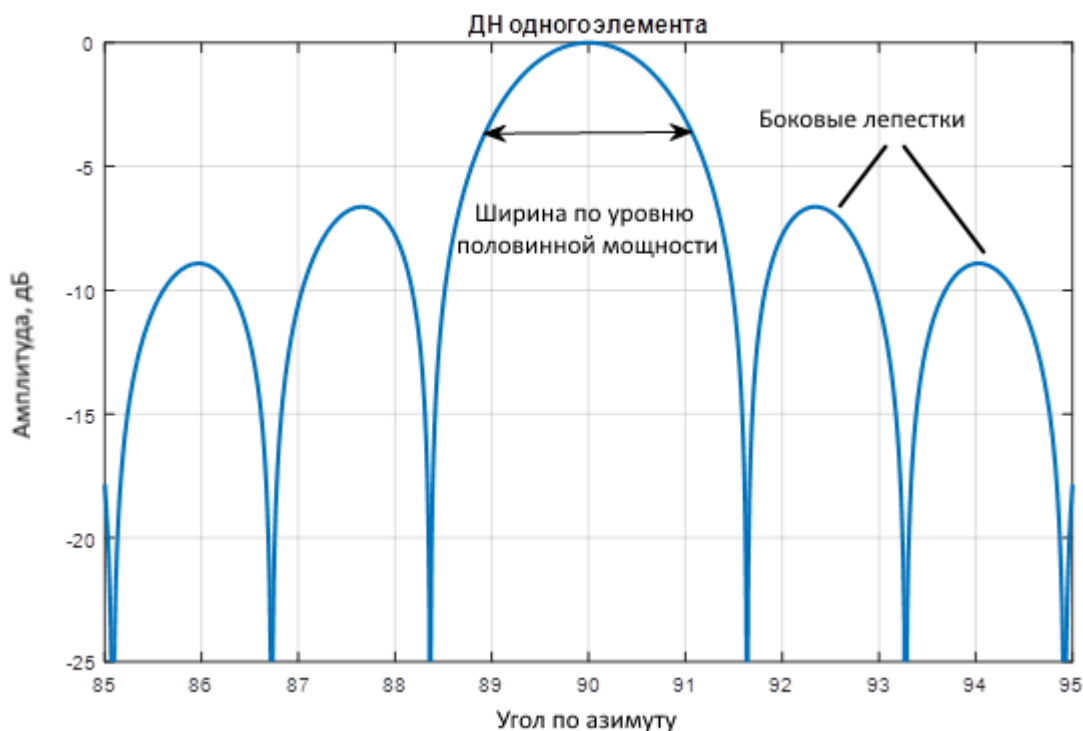


Рисунок 1.11. Диаграмма направленности

В большинстве случаев практического применения антенн с немеханическим движением луча в системе излучателей должно быть задано такое распределение амплитуд и фаз токов, которое обеспечит максимально возможный для данной системы коэффициент направленного действия. Зачастую бывает очень важно уменьшить уровень боковых лепестков.

Появление боковых лепестков, имеющих различный вид, объясняется двумя явлениями. Первый вид – это апертурные боковые лепестки, свойственные линейкам с непрерывной функцией амплитудного распределения и заданной фазой токового распределения. При равномерном амплитудном распределении в излучателях уровень бокового излучения достигает 21% от главного максимума (Рисунок 1.12). Второй вид – боковые, так называемые, дифракционные лепестки, возникающие в тех направлениях, где разность хода лучей от отдельных зон раскрытия кратна целому числу длин волн (Рисунок 1.13). Амплитуды таких боковых лепестков может достигать амплитуды главного максимума. Природа боковых максимумов дифракционной решетки такова, что интенсивность возрастает в тех

направлениях, где разность хода от разных элементов системы кратна целому числу волн. Относительно лепестков этого вида можно сказать, что известные методы уменьшения их уровня в равной мере применимы к линейкам как с управляемой, так и с неуправляемой фазой токов.

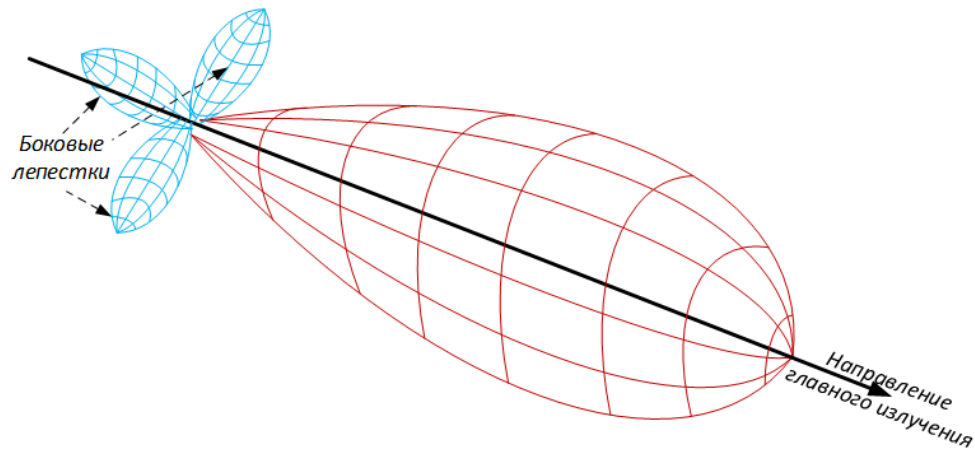


Рисунок 1.12. Объемная диаграмма направленности антенны

При построении ФАР и выборе расстояния между элементами решетки, следует руководствоваться следующими принципами: при $d \geq \lambda / 2$ (d – расстояние между излучателями, λ – длина электромагнитной волны) амплитудное распределение, оптимальное в отношении уровня бокового излучения, не зависит от сдвига фаз токов в излучателях из-за уменьшения взаимного влияния элементов. При $d \leq \lambda / 2$ требуются специальные амплитудные распределения, различные при различных положениях луча.

Один из методов уменьшения уровня дифракционных максимумов это расположение излучателей на неравных расстояниях друг от друга. Его применение приводит к созданию неэквидистантных линеек излучателей. Если говорить только о линейках с неизменным расстоянием между элементами, то подавление дифракционных максимумов – это основной вопрос, различные пути решения которого и определяют специфику построения линеек излучателей с немеханическим движением луча. В связи с этим при анализе линеек излучателей основное внимание будет уделено

способам подавления дифракционных максимумов. При этом решающую роль играет диаграмма направленности отдельного излучателя и величина межэлементного расстояния.

В соответствии с теоремой перемножения полная ДН антенной решетки есть произведение ДН одного элемента на множитель направленности решетки. Если один элемент имеет незначительное излучение в направлении побочного максимума решетки, то последний окажется подавленным. При синфазной равноамплитудной антенной решетке из N элементов с шагом d , состоящей из одинаковых идеальных излучателей длины l , ДН определяется следующим выражением [1]:

$$f(\theta) = f_{эл}(\theta) f_{\Sigma}(\theta) = \left| \frac{\sin(0,5\beta l \cos \theta)}{0,5\beta l \cos \theta} \frac{\sin(0,5N\beta d \cos \theta)}{N \sin(0,5\beta d \cos \theta)} \right| \quad (1.7)$$

Введем обобщенную угловую переменную $\Psi(\theta) = 0,5N\beta d \cos \theta$. Тогда $0,5\beta l \cos \theta = l\Psi(\theta)/(Nd)$ и ДН решетки принимает вид:

$$f(\Psi) = \left| \frac{\sin[l\Psi/(Nd)]}{l\Psi/(Nd)} \right| \left| \frac{\sin \Psi}{N \sin(\Psi/N)} \right| \quad (1.8)$$

Применение направленных элементов ограничивает сектор сканирования линейной антенной решетки. В случае, изображенном на рис.1.5, попытка сканирования путем введения фазовых сдвигов между соседними излучателями приводит к смещению графика $f_{\Sigma}(\Psi)$ относительно графика $f_{эл}(\Psi)$, что вызывает снижение главного максимума и возрастание побочного главного лепестка со стороны, противоположной направлению отклонения луча.

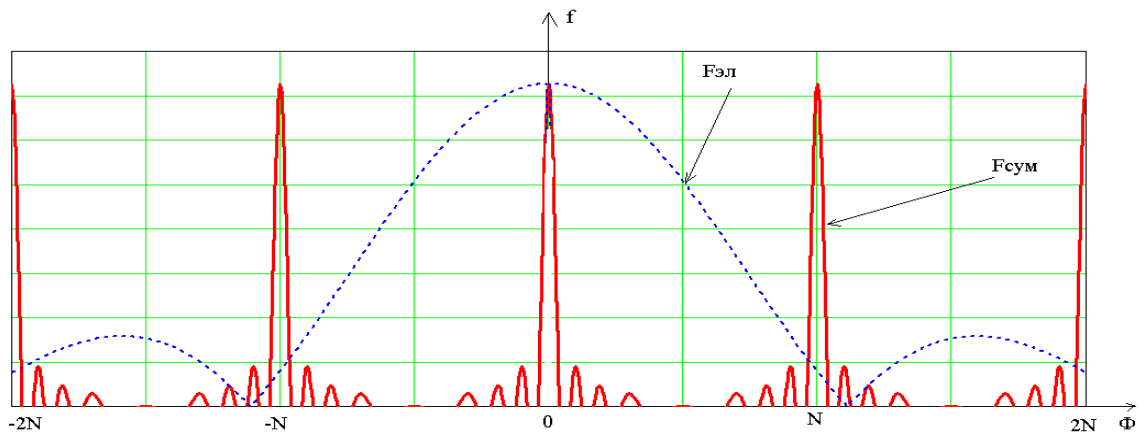


Рисунок 1.13. Подавление побочных главных максимумов решетки при использовании направленных элементов.

Возникновение побочных главных максимумов в разреженных эквидистантных решетках объясняется тем, что синфазное сложение излучаемых колебаний от любой пары соседних элементов возможно для ряда направлений θ_M , в котором сумма пространственной разности хода $\beta d \cos \theta$ и фазового сдвига между соседними излучателями равна нулю или кратна целому числу 2π , т.е. $\beta d \cos \theta_M - \Delta\Phi = 2\pi M, M = 0$.

Таким образом, требуется скомпенсировать набег фаз различных элементов эквидистантной антенной решетки путем сведения расстояния, проходящего волной от излучателя до приёмного устройства, к единому значению для каждого отдельного элемента.

1.4 Методы расчёта неэквидистантных ФАР

При разработке антенных решеток большого размера с остронаправленными элементами возникают трудности, связанные с наличием ряда нерешённых проблем теоретического характера. К ним, в частности, относятся вопросы снижения УБЛ, особенно при использовании так называемых неэквидистантных решеток, с разрушенной периодической структурой, т. е. решеток с неодинаковыми расстояниями между элементами.

Преимущества неэквидистантных ФАР (НФАР) перед эквидистантными известны давно и заключаются в следующем:

Из-за непериодического закона расположения элементов значительно снижается вероятность возникновения побочных боковых лепестков большой интенсивности, называемых дифракционными в секторе сканирования,

Увеличиваются широкополосные свойства антенной решетки,

Появляется возможность сокращения числа антенных элементов, в раскрыве при сохранении ширины диаграммы, направленности (но в этом случае снижается коэффициент усиления),

К числу недостатков НФАР относятся:

- в большинстве случаев сохраняется ненулевая вероятность возникновения дифракционных лепестков большой интенсивности;
- усложнение конструкции НФАР;
- Снижение КУ.

При неэквидистантном размещении элементов устраняется периодичность множителя решетки (относительно обобщенной угловой координаты), благодаря чему ликвидируются (или значительно уменьшаются по величине) главные дифракционные максимумы высших порядков. Однако в НФАР снижается сектора обзора (используются остронаправленные элементы).

Исследование неэквилистантных решеток проводится методами решения как прямых, так и обратных задач. В первом случае рассчитываются диаграммы направленности для различных заранее заданных законов распределения излучателей в решетке, а также амплитуд и фаз их возбуждения. При решении обратной задачи находят оптимальное (или квазиоптимальное) размещение элементов с учетом некоторых заданных условий.

Большинство опубликованных работ посвящено поперечно излучающим неэквилистантным антенным решеткам с равномерным амплитудно-фазовым распределением и изотропными антенными элементами. Известно, что применение в неэквилистантных решетках спадающих к краям амплитудных распределений позволяет уменьшить уровни апертурных боковых лепестков, но при увеличении межэлементных расстояний возрастает опасность появления дифракционных лепестков. Методы синтеза и анализа неэквилистантных решеток могут быть разбиты на следующие основные группы [1]:

а) методы проб, к которым примыкают методы последовательных приближений, использующие возможности машинной вычислительной техники;

б) методы, использующие аппроксимацию множителя решетки рядами и сведение неэквилистантной решетки к эквивалентной (эквилистантной);

в) методы, сопоставляющие распределение плотности размещения элементов в неэквилистантной решетке с амплитудными распределениями вдоль некоторого непрерывного излучателя. Они, в свою очередь, разделяются на детерминированные и статистические.

Общими допущениями для большинства перечисленных методов являются:

- чаще всего элементы решетки представляют собой изотропные излучатели;

- фазовое распределение вдоль решетки линейное, а амплитудное симметрично относительно центра решетки;

- отсутствует эффект взаимной связи между элементами.

Известные методы расчета неэквилидистантных решеток являются приближенными и, как правило, имеют ограниченное применение из-за использования различных допущений. Анализ, проводимый на основе численных расчетов с помощью машинной техники, громоздок и не дает полного представления о возможностях неэквилидистантных решеток. Несколько сокращаются затраты машинного времени при использовании метода динамического программирования. При относительно большом числе излучателей использование статистического метода анализа позволяет оценить «средние» закономерности поведения диаграммы направленности неэквилидистантной решетки со случайно расположенными элементами. Имеющиеся в зарубежной печати материалы в виде графиков и номограмм позволяют производить инженерный расчет неэквилидистантных решеток для сокращения числа излучателей при сохранении заданной ширины основного лепестка и уровня ближних боковых лепестков.

Число элементов зависит главным образом от требуемых значений КНД, заданного сектора обзора, разрешающей способности НФАР и допустимого уровня снижения КНД в общем случае меньше, чем при эквилидистантном размещении излучателей. КУ при произвольном расположении излучающих элементов снижается так же, как и при увеличении межэлементного расстояния, что ограничивает применение таких решеток.

Ширина диаграммы направленности неэквилидистантных решеток зависит в основном от общего размера раскрыва антенны, выраженного в длинах волн, и в меньшей степени от характера расположения излучателей. Важным свойством неэквилидистантных решеток с произвольным размещением элементов является возможность увеличения разрешающей способности и диапазонности при расположении заданного числа

излучателей в пределах большого раскрыва. Аперийодический характер множителя неэквидапнтных решеток позволяет использовать их для качания луча в пределах интервала реальных углов в широком диапазоне волн, только при изотропных излучателях. Однако, количественные оценки недостаточны, требуют уточнения и должны производиться с учётом направленности отдельных элементов. Почти совершенно не разработаны теория неэквидапнтных решеток на криволинейных поверхностях и вопросы оптимального расположения излучателей с учетом их взаимного влияния.

Итак, существует несколько методов для определения расположения элементов решётки.

Например, **метод проб**. Этот метод применяется в основном для решеток с небольшим числом элементов. Выбирается несколько законов размещения элементов, которые предположительно могут обеспечить необходимую диаграмму направленности. Рассчитываются соответствующие им диаграммы направленности, в результате сравнения которых выбирается подходящая решетка

$$A = 20 \lg \left\{ \frac{c + 2 \sum_{k=1}^n \cos(2\pi Z \frac{d_k}{\lambda})}{2n + c} \right\} \quad (1.9)$$

где $2n + c$ — число элементов решетки ($c = 1$ при нечетном числе элементов и $c = 0$ при четном); расстояние от центра решетки до k -го

элемента, выраженное в длинах волн; $Z = \left(\frac{d_k}{\lambda}\right)_{\text{мин}} (\sin \theta - \sin \theta_0)$; θ — угол наблюдения, отсчитываемый от нормали к линии решетки; θ_0 — направление максимума излучения.

Логарифмический закон. Решетка содержит 15 элементов, расположенных по закону $1 - \lg(10 - K)$. K — номер, отсчитываемый от

центра. Межэлементные расстояния при этом монотонно возрастают от центра решетки.

Для значений Z вплоть до 1,82 уровень боковых лепестков не превышает -5дб . Это означает, что такая решетка может обеспечить качание луча на $\pm 55^\circ$ и работать в диапазоне частот с перекрытием 2: 1 при уровне боковых лепестков не выше -5дб . Произвольное изменение последовательности межэлементных расстояний, использованных при расчете этой решетки, например $(2,1; 1,3; 1,7; 1,1; 1,0; 2,7)\lambda$, дает новую решетку, в диаграмме направленности которой уровень боковых лепестков лишь незначительно превышает уровень боковых лепестков в первом множителе.

Закон простых чисел. В решетке, межэлементные расстояния которой пропорциональны последовательности взаимно простых чисел, увеличение этих расстояний по мере удаления от центра происходит не так быстро, как в решетке, построенной по логарифмическому закону; уровень боковых лепестков в интервале $Z < 0,6$ низкий, но при увеличении Z резко возрастает.

Закон арифметической прогрессии. В множителе решетки, межэлементные расстояния которой образуют арифметическую прогрессию с разностью $\frac{1}{7}\lambda$ и начальным расстоянием 1λ , уровень всех боковых лепестков не превышает -7дб , за исключением уровня одного лепестка в $-5,8\text{дб}$ при $Z=0,61$.

Закон, устраняющий расстояния, кратные $\frac{1}{2}\lambda$. Расстояния между элементами выбраны не кратными $\frac{1}{2}\lambda$, так что в множителе решетки отсутствуют главные дифракционные максимумы высших порядков. Решетка длиной $19,8\lambda$ имеет на 4 элемента меньше, чем эквидистантная решетка такой же длины. Для $Z < 1,9$ уровень боковых лепестков не превышает $-5,8\text{дб}$, что позволяет производить качание луча в секторе $\pm 64^\circ$ и работать в диапазоне частот с двукратным перекрытием.

Схема с равномерным распределением аргументов косинусов. Из анализа выражения для множителя решетки следует, что среднее значение суммы из p членов, содержащих косинусы, будет стремиться к нулю, если нецелочисленные значения $Z \frac{d_k}{\lambda}$ равномерно расположены в промежутке от 0 до 1 (целые значения $Z \frac{d_k}{\lambda}$ в аргументе косинуса могут быть опущены). Следовательно, уровень боковых лепестков в интервале $0,05 < Z < 2$ может быть сведен к минимуму при выборе таких межэлементных расстояний, что для них при всех Z от 0,05 до 2 величины Z - будут равномерно расположены в промежутке от 0 до 1. Решетка, построенная по такому принципу, имеет лишь 21 элемент (в эквидистантной решетке такого размера. 40 элементов) и обеспечивает качание луча в 90-градусном секторе в диапазоне частот с перекрытием 2: 1 при уровне боковых лепестков не выше -5дб .

Систематизированного расчетного материала по неэквидистантным решеткам с различными законами размещения элементов не имеется. Приведенные выше данные, полученные для некоторых возможных последовательностей элементов, позволяют заключить, что ширина диаграммы направленности соответствует отношению длины волны к размеру раскрытия $\Delta\theta \sim \frac{\lambda}{2l}$. Важным фактором является сокращение числа элементов в линейном раскрытии НФАР по сравнению с эквидистантной АР. Например, межэлементное расстояние, а эквидистантной АР $\sim 0,7(0,6)\lambda$, а размер элемента в НФАР $\sim (10 \div 20)\lambda$. В последнем случае число элементов снижается в $15 \div 30$ раз. Однако недостатком является уменьшение сектора сканирования.

1.5 Теория о частичном фазовом центре антенны

Теоретическое обоснование и описание практического применения оригинального метода расчета координат фазового центра (центра излучения) антенн на примере решетки из параболических зеркальных элементов. Метод основан на определении координат центров кривизны фазового фронта волны, в зависимости от угла поворота облучателя антенны, и приведении координат всех найденных центров кривизны к единой системе координат, привязанной к оси вращения антенны.

С точки зрения применения излучателей электромагнитных волн в различных системах (антенные решетки, зеркальные антенны) важно иметь информацию о реальных координатах их фазового центра (ФЦ), или центра излучения. Ввиду наличия значительного разнообразия конструкций антенн, необходимо разработать для практического использования удобную методику определения координат ФЦ, результат применения которой не зависит от типа антенны.

В большинстве случаев антенны не имеют ФЦ в строгом смысле [16]. Это объясняется тем, что поверхности равных фаз не являются сферами. Однако в большинстве случаев практически важно проанализировать фазовую диаграмму направленности в каком-либо ограниченном секторе (например, в пределах главного лепестка). В большинстве случаев в таком ограниченном телесном угле поверхности равных фаз будут близко соответствовать поверхностям сфер [17].

В этом случае следует говорить о частичном фазовом центре, т.е. центре кривизны поверхности равных фаз в направлении, заданном углами θ и α . Центр кривизны поверхности – точка математически определенная; она представляет собой центр сферы, совпадающей с поверхностью равных фаз в точке, определенной направлением, заданным углами θ и α .

С практической точки зрения представляет интерес найти формулы, позволяющие определять центр кривизны плоской кривой равных фаз, полученной путем сечения поверхности равных фаз заданной плоскостью.

Линия равных фаз описывается уравнением [18]:

$$\rho(\theta) = r + \frac{1}{k} \psi(\theta) \quad (1.10)$$

при фиксированном α , где r – расстояние от точки пересечения оси симметрии антенны и оси ее вращения до фазового центра измерительной антенны (при этом предполагается, что фазовый центр измерительной антенны расположен на оси симметрии рассматриваемой антенны, т.е. обе антенны находятся на одной высоте относительно горизонтальной поверхности пола); $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число; $\psi(\theta)$ – зависимость измеренных значений фаз электромагнитного поля от угла поворота исследуемой антенны вокруг оси вращения.

Координаты центра кривизны линии равных фаз в направлении θ находятся исходя из известных формул для радиуса кривизны и центра кривизны кривой, заданной в полярной системе координат. На Рисунок 1.14 приведена иллюстрация связи данных параметров.

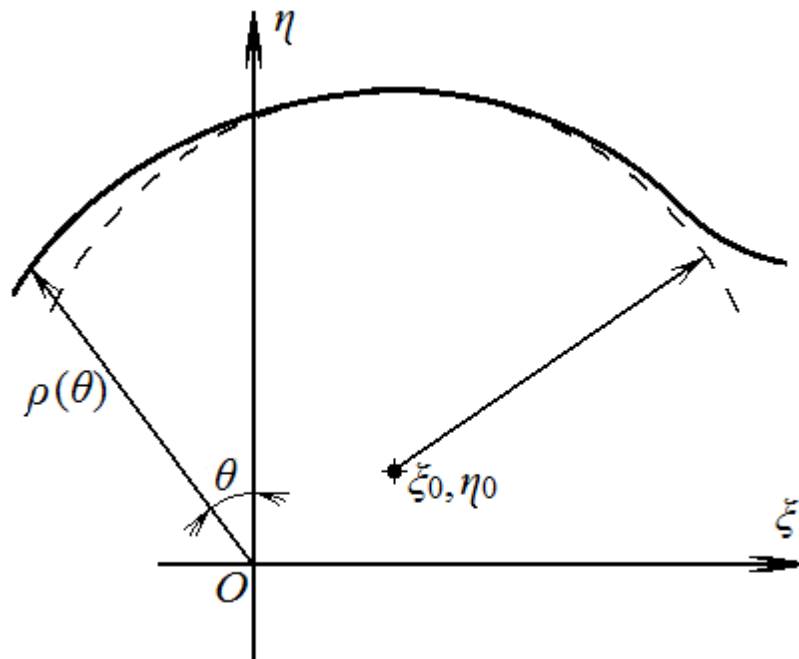


Рисунок 1.14. К пояснению понятия частичного фазового центра

Учитывая, что $r \gg (1/k)\psi(\theta)$ и пренебрегая малыми величинами, можно получить:

$$\begin{aligned} \xi_0(\theta) &= \frac{1}{k} [\cos \theta \psi'(\theta) - \sin \theta \psi''(\theta)]; \\ \eta_0(\theta) &= \frac{1}{k} [\cos \theta \psi'(\theta) - \sin \theta \psi''(\theta)] \quad (1.11) \end{aligned}$$

Данные формулы позволяют найти координаты частичного фазового центра (или, в общем случае, эволюты, т.е. геометрическое место центров кривизны) одномерной фазовой диаграммы направленности через производные от функции, описывающей эту диаграмму. В общем случае расположение точки фазового центра не совпадает с местом пересечения оси симметрии антенны и оси ее вращения, а эволюты представляют собой траектории перемещения точки фазового центра исследуемой антенны при ее повороте вокруг оси вращения (Рисунок 1.15). Если фазовые измерения проводить на дискретных (0° , 45° , 90° , 135° и т.д) углах поворота антенны вокруг её оси симметрии, то каждое единичное измерение будет определять фазовый центр с точностью до координат точки на плоскости, через которую перпендикулярно проходит прямая, параллельная оси вращения антенны и

составляющая соответствующий угол (0° , 45° , 90° , 135° и т.д.) с плоскостью отсчета, проходящей через ось симметрии антенны.

В рамках данной работы с помощью векторного анализатора цепей были проведены измерения фазовых диаграмм направленности элемента антенной решетки, представляющего собой параболическую зеркальную антенну. (ссылка на раздел). На Рисунок 1.15 упрощенно показана схема проведения измерений значений фаз. Линия, обозначенная на рисунке «Пл 0», представляет собой сечение экранной плоскости исследуемой антенной решетки плоскостью, перпендикулярной оси вращения (ось вращения проходит через точку «О» перпендикулярно плоскости рисунка). При этом антенная решетка находится в исходном положении – угол поворота вокруг оси вращения равен 0° . Линии, обозначенные «Пл 1» и «Пл 2», представляют собой сечения экранной плоскости исследуемой антенной решетки, повернутой относительно оси вращения на углы $\theta_1 = -25^\circ$ и $\theta_1 = 25^\circ$ соответственно.

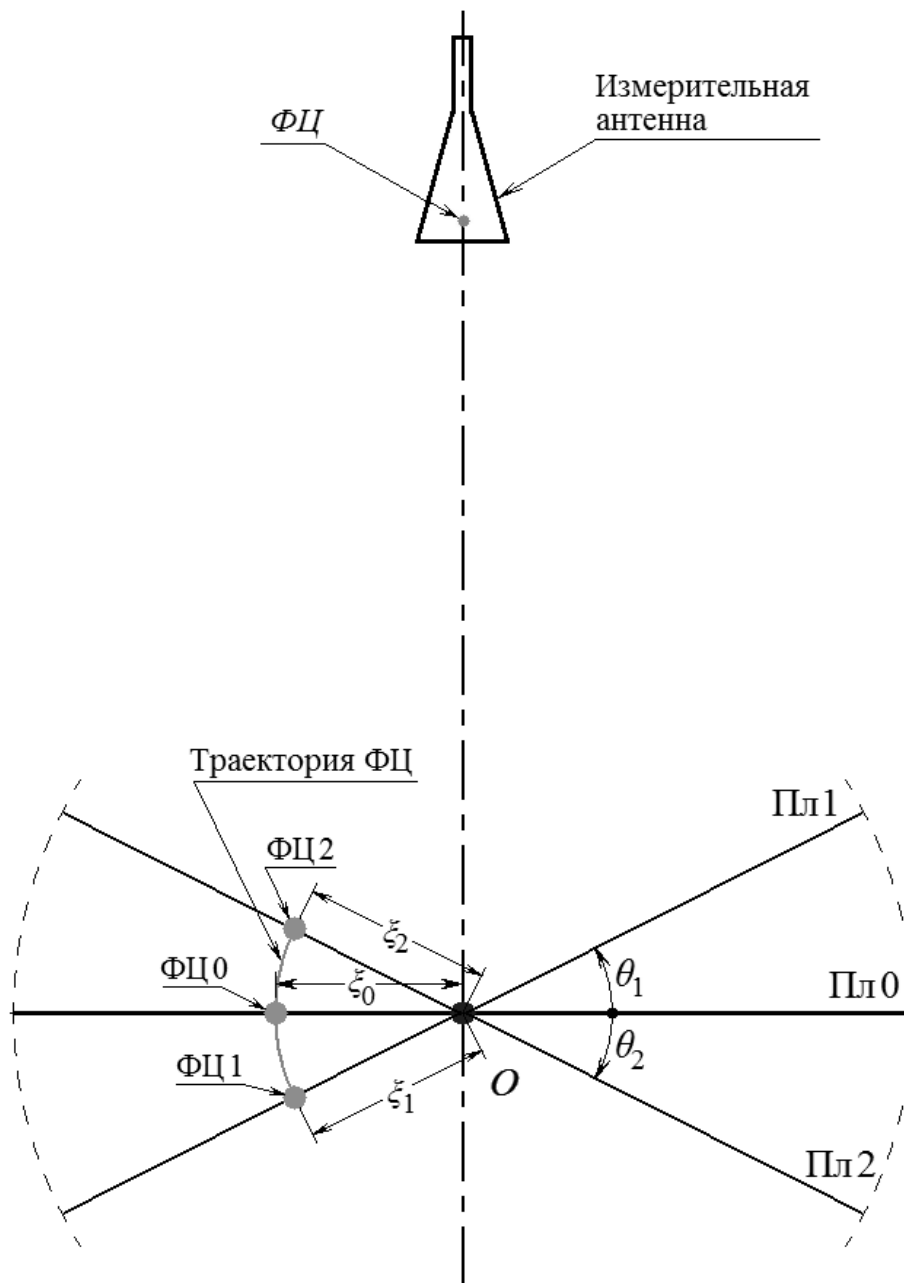


Рисунок 1.15. Схема проведения измерений

Предполагается, что точка фазового центра антенной решетки в исходном положении («ФЦ 0») определяется значением поперечного смещения ξ_0 и нулевым значением продольным смещением. В процессе поворота антенной решетки до положений «Пл 1» и «Пл 2» перемещается и точка фазового центра, привязанная к плоскости антенной решетки (до точек «ФЦ 1» и «ФЦ 2», определяемых значениями поперечного смещения ξ_1 и ξ_2 соответственно) по траектории, обозначенной на рисунке как «Траектория ФЦ». В общем случае данная траектория не является дугой окружности с

центром в точке «O», так как для различных углов поворота антенной решетки вокруг оси вращения положение точки частичного фазового центра может сместиться. Т.е., в общем случае $\xi_0 \neq \xi_1 \neq \xi_2$, и координаты точек фазового центра необходимо определять для каждого угла поворота антенной решетки отдельно.

На Рисунок 1.16 представлены результаты измерений значений набега фазы электромагнитной волны от ФЦ до измерительной антенны при положениях оси исследуемой антенны: 0° , 45° , 90° и 135° на примере параболической антенны, рассмотренной в [16].

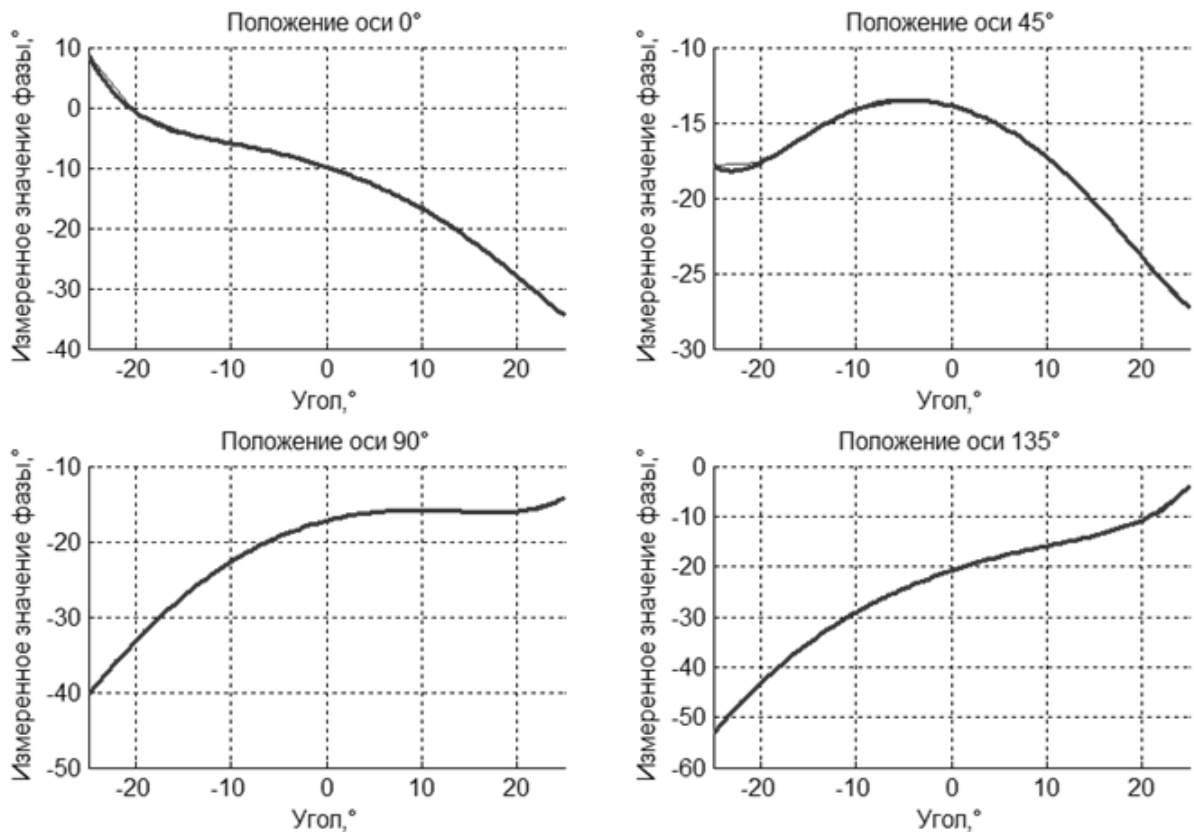


Рисунок 1.16. Измеренные значения набега фазы

На Рисунок 1.17 представленные построенные описанным выше способом эволюты (траектории частичного фазового центра)

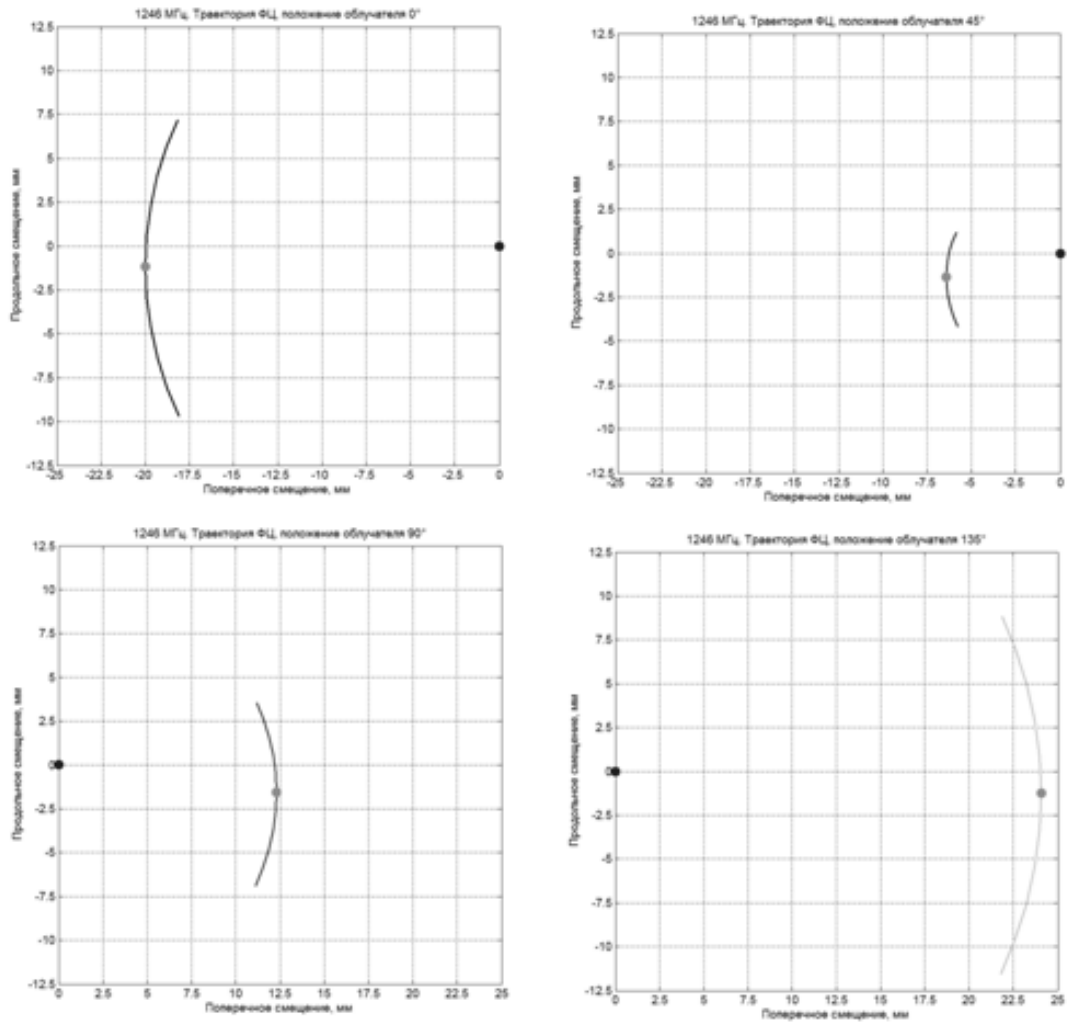


Рисунок 1.17. Траектории частичных фазовых центров

При определении значений ξ_0 и η_0 необходимо учитывать, что координаты частичных фазовых центров для углов поворота антенной решетки, отличных от нуля, следует относить не к исходной системе координат (Рисунок 1.18), а к системе, повернутой на соответствующий угол вместе с плоскостью решетки.

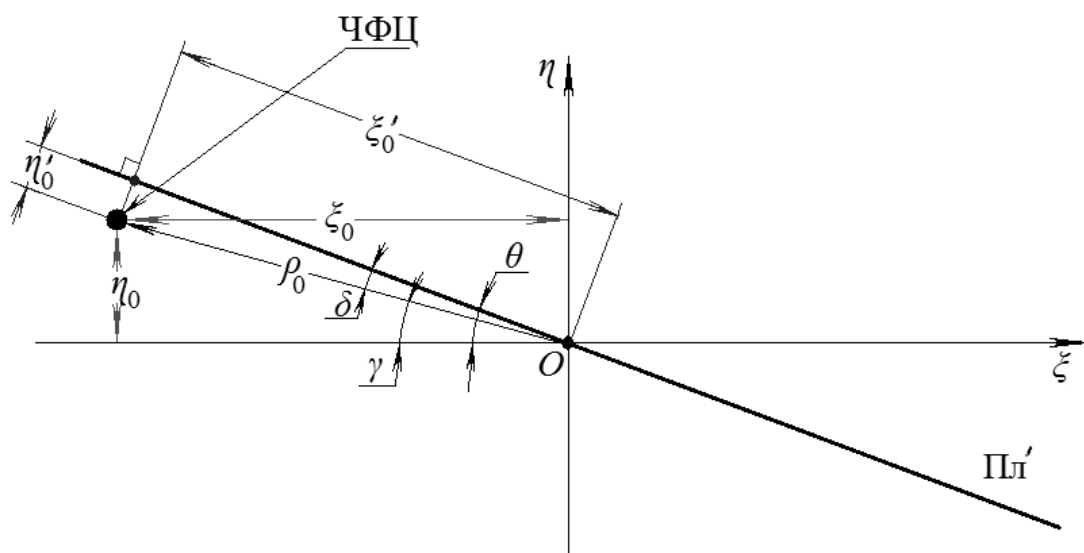


Рисунок 1.18. Определения положения частичного ФЦ в локальной системе координат

Учитывая зависимость продольной η и поперечной ξ составляющих смещения частичных ФЦ от угла поворота θ антенны вокруг оси вращения, координаты определяются в плоскости сечения, перпендикулярной оси вращения антенны на опорно-поворотном устройстве. Для определения координат центра излучения антенны в целом следует провести расчеты координат в нескольких плоскостях, проходящих через ось симметрии антенны (штрихпунктирная линия на Рисунок 1.14). Искомое положение центра излучения будет получено в результате объединения найденных решений.

1.6 Метод АОП

Данный алгоритм необходим для определения конструктивных параметров элементов антенны, которые обеспечат максимальное снижение боковых лепестков ДН в заданном интервале, при минимальном снижении коэффициента усиления (КУ) антенны.

Основным этапом данного алгоритма будет являться процедура нахождения апертурных ортогональных полиномов. Для информативности расчета физический раскрыв антенны, выражаемый в метрах, нормируется и имеет пределы от -1 до 1 . Эта процедура необходима на начальном этапе расчетной части проекта потому, что дальнейшие расчетные действия будут неразрывно связаны с использованием следующего способа представления ДН для антенн с нормированным плоским линейным раскрывом с произвольным амплитудным распределением в рассматриваемом нами случае одномерного представления :

$$f(\theta) = 0.5 \cdot \int_{-1}^1 \rho(x) \cdot e^{iklu(\theta)x} \cdot e^{ikl\Phi(x)} dx, \quad (1.12)$$

где $x \in (-1, 1)$, l – размер полураскрыва апертур, $k = 2\pi / \lambda$ - волновое число, $u(\theta) = \sin(\theta)$ – направляющий синус волнового фронта, $\Phi(x)$ – нелинейная часть фазового распределения, $\rho(x)$ – амплитудное распределение, однозначно задаваемое на исходной стадии вычислений, в том числе дискретным.

При этом $\Phi(x)$ определяется следующим образом:

$$\Phi(x) = \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x) \quad (1.13)$$

где: P_n – апертурный ортогональный полином n – го порядка, C_n – коэффициент Фурье фазовой гармоники n – го порядка.

С учетом этого общий вид ДН принимает вид:

$$f(\theta) = 0.5 \cdot \int_{-1}^1 e^{iku(\theta)x} \cdot e^{ikl \sum_{n=2}^M c_n P_n(x)} \cdot \rho(x) dx \quad (1.14)$$

В процессе рассмотрения во внимание были приняты два: метод Грамма – Шмидта и метод вычисления с помощью определителей. В дальнейшем расчет полиномов проводится в соответствии с первой методикой, поскольку вторая включает достаточно сложные и громоздкие процедуры расчёта определителей, так как в процессе вычислений результаты представляются в виде матриц.

Итак, поясним содержание методики Грамма – Шмидта.

Прежде всего, необходимо задать бесконечный набор линейно – независимых функций: $\varphi_n = (1, x, x^2, x^3, x^4, x^5, x^6, x^7, \dots)$.

По определению корреляции две функции ортогональны с весом $\rho(x)$ только тогда, когда выполняется равенство:

$$\int_{-1}^1 \varphi_n(x) \cdot \varphi_m(x) \cdot \rho(x) dx = 1 \quad \text{при } n = m \quad (1.15)$$

$$\int_{-1}^1 \varphi_n(x) \cdot \varphi_m(x) \cdot \rho(x) dx = 0 \quad \text{при } n \neq m. \quad (1.16)$$

Где $\rho(x)$ - амплитудное распределение поля в раскрыве антенны, выполняющее роль весовой функции процесса ортогонализации.

После определения этого набора необходимо произвести нормировку ортогональных функций $\{V_n\}$:

$$V_n = x^n - \sum_{i=0}^{n-1} P_{i-1}(x) \cdot \int_{-1}^1 x^i \cdot P_{i-1}(x) \cdot \rho(x) dx \quad (1.17)$$

При этом на первом шаге - вычисления полинома порядка $n = 0$ функция V_0 имеет значение единицы, что видно из предыдущей формулы.

Затем необходимо определить норму функции V_n :

$$\|V_n\| = \sqrt{\int_{-1}^1 V_n^2 \cdot \rho(x) dx} \quad (1.18)$$

После определения норм функций V_n можно найти всю последовательность ортонормированных полиномов раскрыва вплоть до n :

При этом правильность нахождения полиномов необходимо проверить, воспользовавшись условием ортогональности, подставляя в выражения (1.15), (1.16) P_n вместо φ_n .

$$P_n = \frac{V_n}{\|V_n\|} \quad (1.19)$$

Задавая численно параметр весовой функции – амплитудного распределения $\rho(x) - \alpha$ в результате символьного вычисления P_n (параметром символьного вычисления служит коэффициент α) мы имеем возможность моделировать различные варианты симметрично спадающего к краям амплитудного распределения в раскрыве антенны или любых функций, принадлежащих L_2 .

После того, как были определены АОП посредством методики Грамма – Шмидта, целесообразно приступить к нахождению коэффициентов Фурье – C_n для представления функции фазового распределения $\Phi(x)$ в виде отрезка.

Второй множитель в выражении для ДН $f(\theta)$ (1.12) представляет собой достаточно серьезное препятствие для вычислений, производимых на ЭВМ, поскольку он включает в себя довольно громоздкие представления полиномов P_n высших порядков. Чтобы обойти трудности, связанные с ограниченными возможностями ЭВМ, допустимо воспользоваться предположением о малости фазовых искажений настолько, что экспоненциальный множитель заменяется отрезком ряда Фурье, поскольку

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P_n \rightarrow 0 :$$

$$e^{ikl \cdot \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x)} \cong (1 + i \cdot k \cdot l \cdot \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x)) \quad (1.20)$$

Здесь мы воспользовались разложением экспоненциального множителя в ряд Тейлора с сохранением только первого (линейного) члена этого разложения. С учетом этого ДН принимает следующий вид:

$$f(\theta) = 0,5 \cdot \int_{-1}^1 e^{ikl \cos \theta} \cdot (1 + i \cdot k \cdot l \cdot \sum_{n=2}^M C_n \cdot P_n(x)) \cdot \rho(x) dx \quad (1.21)$$

Для существования фазового центра антенны необходимо, чтобы выполнялись следующие два условия:

$$\rho(x) = \rho(-x); C_{2n} = 0; \text{ для } \forall n.$$

С учетом этих условий выражение для ДН преобразуется к виду:

$$f(\theta) = 0,5 \cdot \int_{-1}^1 e^{ikl \cos \theta} \cdot (1 + i \cdot k \cdot l \cdot \sum_{n=1}^M C_{2n+1} \cdot P_{2n+1}(x)) \cdot \rho(x) dx \quad (1.22)$$

Произведя такое упрощение мы, к сожалению, несколько теряем в точности вычислений, поэтому в дальнейшем будет применен метод Ньютона для повышения точности расчета.

Дальнейший процесс определения коэффициентов Фурье можно построить, опираясь на систему алгебраических линейных уравнений, получаемую путем линеаризации целевого функционала с использованием вышеописанной процедуры замены экспоненциального множителя отрезком ряда Фурье [13].

Зная амплитудное распределение $\rho(x)$, можно записать в соответствии с разложением по полиномам Лежандра p_n :

$$1 - \alpha \cdot x^2 = b_0 \cdot p_0(x) + b_1 \cdot p_1(x) + b_2 \cdot p_2(x) \quad (1.23)$$

Данное выражение можно представить в виде системы уравнений, сумма которых и будет им являться:

$$\begin{aligned} b_0 \cdot p_0(x) &= 1; \\ b_1 \cdot p_1(x) &= 0; \end{aligned} \quad (1.24)$$

$$b_2 \cdot p_2(x) = -\alpha \cdot x^2$$

Отсюда легко определяются искомые коэффициенты b_r .

Выводы к разделу

В данном разделе был произведен обзор имеющих аналогов антенных решеток наземного и самолетного базирования, в которых использован принцип неэквидистантной структуры расположения элементов. Проведен анализ известных законов, по которым строятся неэквидистантные АР, в результате чего был выбран оптимальный для задачи, исследуемой в данной работе, закон простых чисел.

Введено понятие частичного фазового центра, рассмотрены теоретические вопросы нахождения ФЦ [13],[16], позволяющие учитывать протяженный раскрыв параболического зеркального элемента при расчете антенной решетки.

Поскольку многие параметры определены ТЗ, предлагается провести разработку восьмиэлементной антенной решетки с параболическими зеркальными элементами, используя как теорему перемножения, так и моделирование в программных пакетах, использующих метод физической оптики.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ФАР В РАЗЛИЧНЫХ ПРОГРАММНЫХ ПАКЕТАХ

2.1 Принцип построения зеркальных антенн

В системах широкополосной передачи сигналов антенна выполняет одну из важнейших функций. Параболические антенны являются одним из наиболее распространенных типов антенн, используемых в современных радиотехнических системах различного назначения [1]. Наибольшее распространение получили антенны с зеркалами в виде параболоида вращения, усеченного параболоида, параболического цилиндра и вырезки из параболоида вращения. Такое широкое распространение этих антенн объясняется возможностью формирования самых разнообразных диаграмм направленности при относительной простоте конструкции, достаточно высоком КПД, малой шумовой температуре.

Параболическая антенна состоит из двух элементов. Первый - металлическое зеркало, образованное криволинейной параболической поверхностью 2-ого порядка (рисунок 2.1), выполненного по закону параболы:

$$z = \frac{1}{4F}(x^2 + y^2) \quad (2.1)$$

где x , y , z – оси в декартовой системе координат, F – фокусный центр параболической антенны.

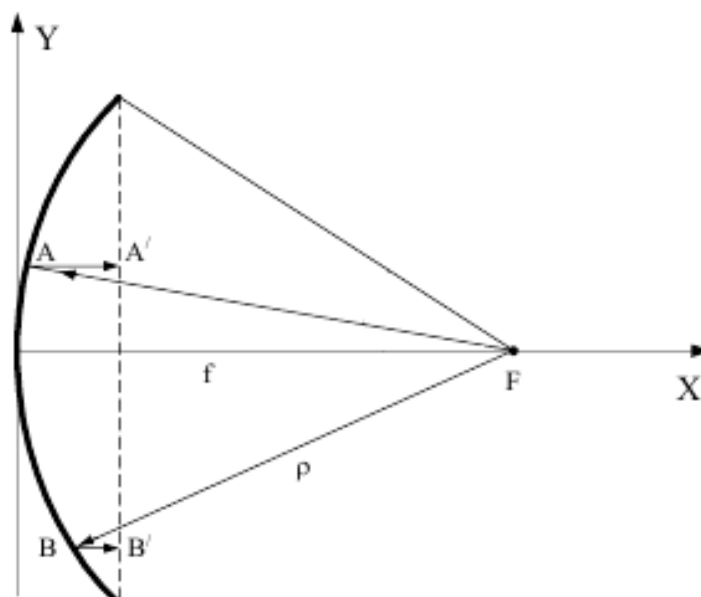


Рисунок 2.1. Схема параболической антенны

Вторым элементом является облучатель, который помещается в фокусе зеркала, служить которым может практически любой слабонаправленный облучатель, удовлетворяющий требованиям, которые будут приведены далее.

Принцип работы антенны основан на том, что сумма расстояний до фокуса F до зеркала и от зеркала до апертуры является постоянной величиной, следовательно, если в фокусе расположен источник сферической волны, то после отражения от зеркала волна преобразуется в плоскую, а излучающий раскрыв антенны возбуждается синфазно.

В расчётах и эксперименте в качестве зеркального элемента будет выбран параболоид вращения с известным фокусным расстоянием, с помощью которого можно получить диаграмму направленности, у которой ширина главного лепестка по уровню половинной мощности равна в Е- и Н-плоскостях (при использовании облучателя в качестве рупора), и которая характеризуется высокой степенью направленности и большим коэффициентом усиления (КУ). При этом облучатель антенны должен иметь ДН в виде тела вращения и с возможностью соединения с фидерным трактом. Облучатель является важнейшим элементом зеркальной антенны, в значительной степени определяющим её характеристики. Облучатель должен удовлетворять следующим требованиям:

1. Диаграмма направленности должна обеспечивать необходимое амплитудное распределение поля на излучающем раскрыве зеркала.
2. Облучатель должен иметь фазовый центр, совмещенный с фокусом зеркала.
3. Рабочая полоса частот должна соответствовать заданной.
4. Электрическая прочность облучателя должна быть достаточной для пропускания без пробоя полной мощности излучения антенны.
5. Поляризационные параметры облучателя должны соответствовать требованиям, заданным к антенной системе.
6. Добротность (отношение коэффициента усиления в дБ к шумовой температуре антенны на входе облучателя в °К).
7. Поперечные размеры облучателя должны быть минимальными для уменьшения затенения зеркала.
8. Конструкция облучателя должна быть механически прочной.

При моделировании и макетировании излучателя на каждом этапе разработки следует придерживаться этих основных требований. Наиболее применимыми на практике [2] являются облучатели следующих типов: вибраторные, щелевые и волноводно-рупорные.

Вибраторные и щелевые облучатели широко применяются в сантиметровом диапазоне, но основным их недостатком является узкая полоса рабочих частот. Облучатели в виде открытого конца волновода или рупора удобно использовать при больших мощностях излучателя. Они обладают хорошими диапазонными свойствами. Однако, в отличие от рупорного облучателя открытый конец прямоугольного волновода обладает разными ДН в плоскостях Е и Н. При проектировании линейной остронаправленной антенной решетки из зеркальных параболических элементов для создания ДН горизонтальной поляризации, будем считать, что излучение в Н-плоскости является не информативным в рамках данного расчета, поскольку управление лучом данной исследуемой решетки является одномерным. Далее будет решена обратная задача синтеза (анализ)

отдельного остронаправленного элемента известными габаритами и задача синтеза при построении фазированной антенной решетки при известных характеристиках радиолинии.

2.2 Методы расчёта, используемые в современных САПР

Ввиду того, что задача анализа и синтеза антенной решетки носит научно-исследовательский характер, и допуски по точностям не заданы, вопрос выбора среды математического, конструктивного и электродинамического расчёта остаётся на усмотрение автора. Далее рассмотрим основные методы, используемые для расчёта подобных структур.

Параболические рефлекторы одни из наиболее применяемых антенн в радиолокационных, спутниковых и коммуникационных системах типа *point-to-point*. У них достаточно габаритные физические размеры по отношению к длине волны, поэтому в САПР при моделировании таких систем используют методы расчёта СВЧ волны, такие как метод геометрической оптики (*GO*), метод физической оптики (*PO*), метод апертурной интеграции (*AI*) и геометрическая теория дифракции (*GTD*), которые являются наиболее используемыми для определения характеристик в дальней зоне. Эти методы базируются либо на теории лучевой оптики, либо на аналитической аппроксимации, например, метод моментов (*MoM*), метод конечных элементов (*FEM*) и конечно-разностный метод могут быть использованы для задач с нетривиальной геометрией. Однако, иногда сложность структуры требует объемных математических вычислений, влекущих временные затраты на вычисления даже при использовании мощных компьютерных ресурсов. Происхождение данных проблем лежит в прямых числовых методах, уменьшающих дифракцию краевых задач (*BVP*) к уравнениям первого порядка. Таким образом, минимизация компьютерной ошибки посредством сокращения числа уравнений не даёт никаких гарантий в оптимизации и ускорения расчёта.

В статье [18] предлагается использовать метод аналитической регуляризации (ARM), который реализуется для решения двумерных задач E-поляризации волновой дифракции произвольной формы для идеально проводящих металлических поверхностей и позволяет (по заявлениям авторов) получить быстрые, точные и надежные результаты для параболических отражающих структур на основе известных методов решения задач электродинамики.

2.3 Метод расчёта, используемый в Mirror. Расчет отдельного элемента

Возможность программы Mirror позволяют использовать метод физической оптики - электродинамическую модель каскадного соединения отрезков прямоугольного волновода различного сечения. Однако для решения текущей задачи достаточно построить математическую модель облучателя с возбуждением волной основного типа H_{10} или H_{01} в зависимости от требуемой поляризации. ДН такого элемента будет описываться выражением:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \theta_0 \vec{F}_E(\theta) \cos \varphi - \varphi_0 \vec{F}_H(\theta) \sin \varphi \quad (2.2)$$

- для линейной X поляризации;

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \theta_0 \vec{F}_E(\theta) \sin \varphi + \varphi_0 \vec{F}_H(\theta) \cos \varphi \quad (2.3)$$

- для линейной Y поляризации.

Для сравнения функциональных возможностей данной программы, облучатель задан также с помощью аналитического выражения. Возможны два варианта определения ДН элемента облучателя аналитической формулой. В первом варианте амплитудные ДН в плоскости E и H определяются по формулам:

$$\begin{aligned} F_E(\theta) &= \cos^p(\theta) \ , \\ F_H(\theta) &= \cos^q(\theta) \ , \end{aligned} \quad (2.4)$$

при $p, q \geq 0$.

Степенные параметры определяются исходя из метода АОП.

Во втором варианте амплитудные ДН в плоскости Е и Н определяются выражениями:

$$F_E(\theta) = 10^{\frac{\alpha_E \left(\frac{\theta}{\theta_{0E}} \right)^2}{20}} ;$$
$$F_H(\theta) = 10^{\frac{\alpha_H \left(\frac{\theta}{\theta_{0H}} \right)^2}{20}} \quad (2.5)$$

Для нахождения необходимых параметров была просчитана ДН открытого конца волновода в HFSS и FEKO. Принято считать, что плоскости Е и Н сонаправлены с соответствующим вектором в волноводе. Далее представлены шаги расчет параболического рефлектора с облучателем в виде открытого конца волновода (Рисунок 2.2 - Рисунок 2.8).

Параметры по ТЗ:

- диаметром рефлектора 104 см;
- глубина зеркала 178.5 мм;
- фокусное расстояние 386 мм;
- рабочая частота 10 ГГц;
- поляризация – Linear X (горизонтальная);
- расстояние между элементами: 35λ .

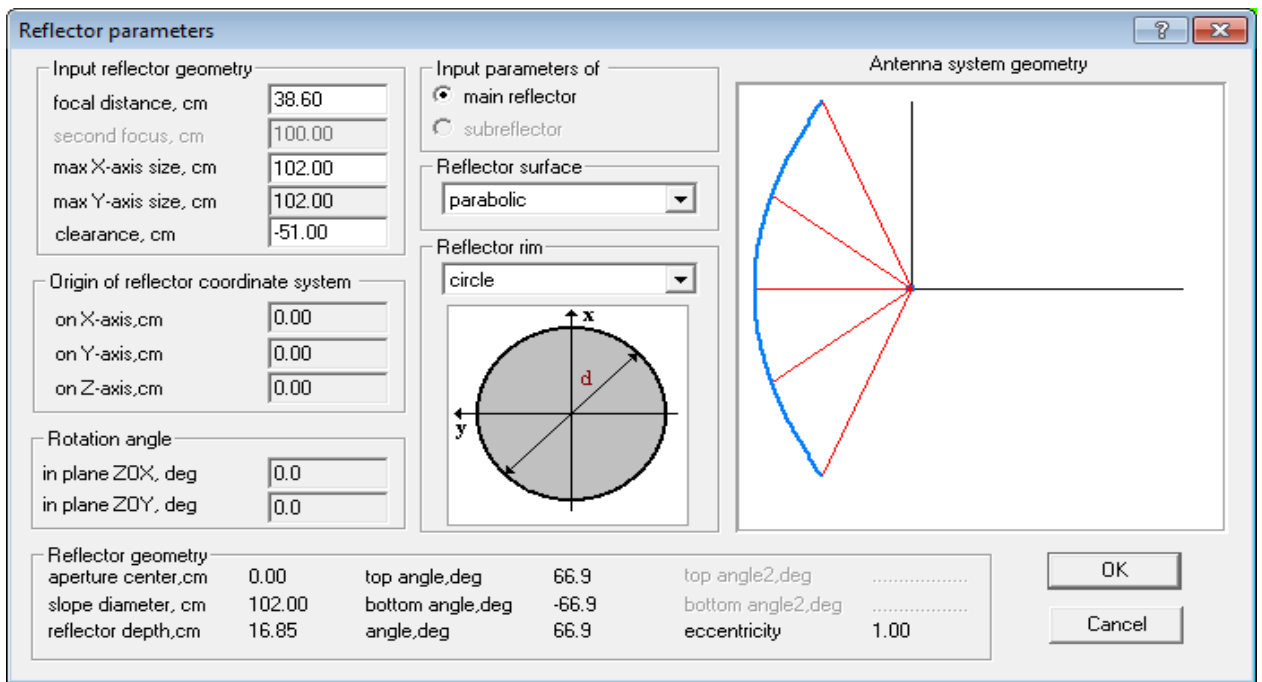


Рисунок 2.2. Построение модели в MIRROR

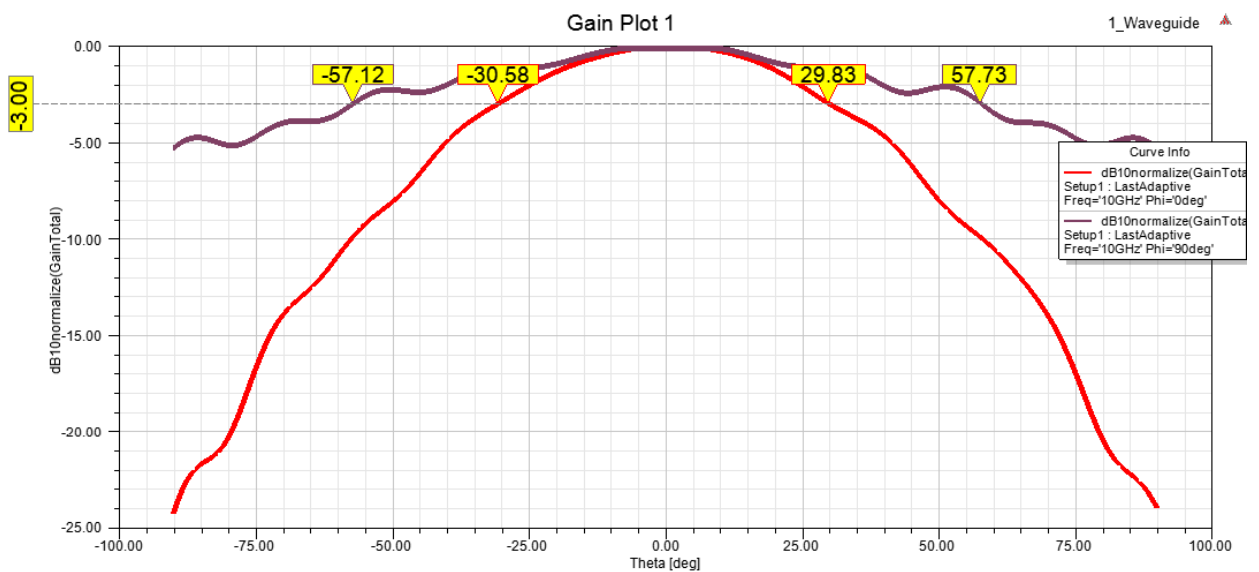


Рисунок 2.3. ДН открытого конца волновода 23x10, полученная моделированием

Ширина по уровню -3 дБ по полю E: 60 градусов.

Ширина по уровню -3 дБ по полю H: 115 градусов.

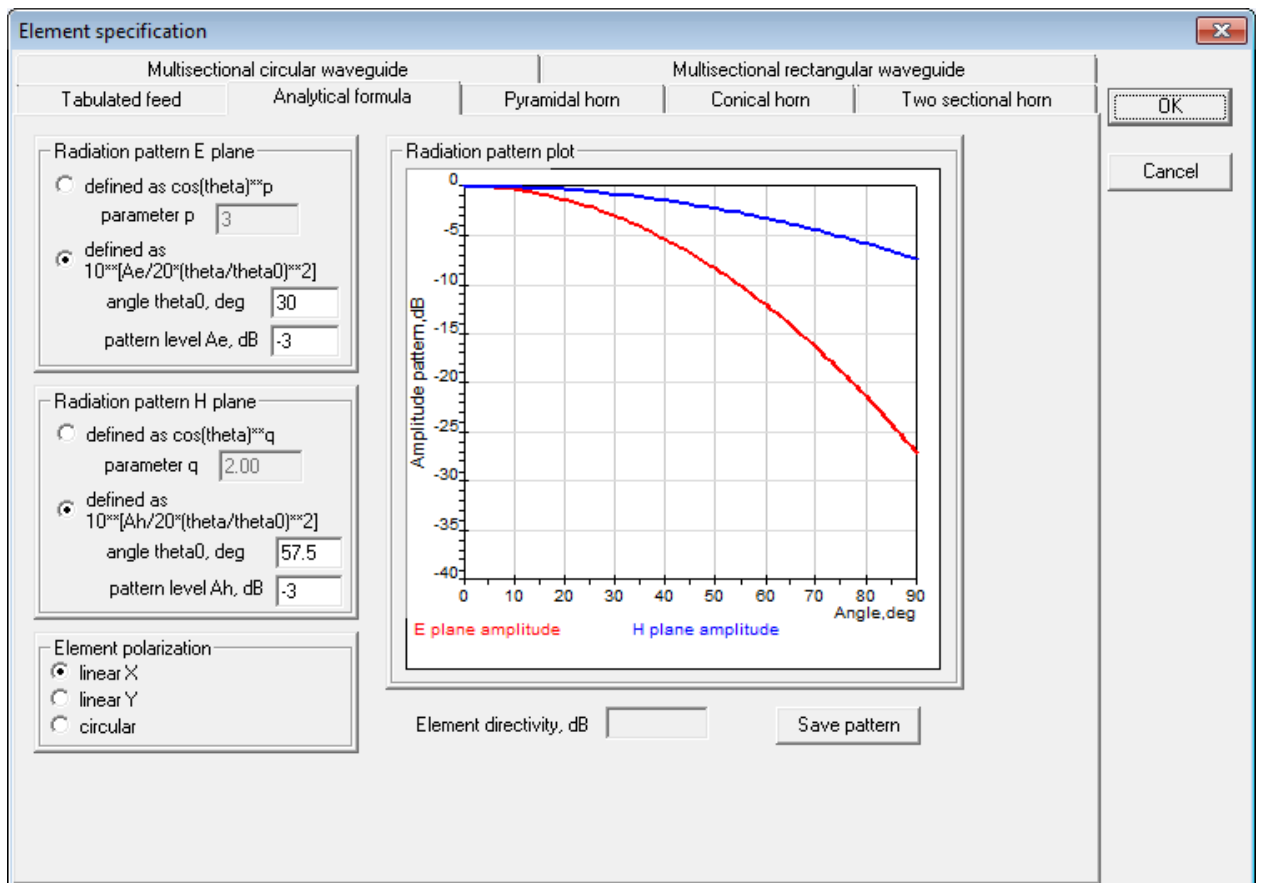


Рисунок 2.4. Задаем облучатель в виде аналитического выражения для ДН согласно полученным значением ширины ДН из HFSS

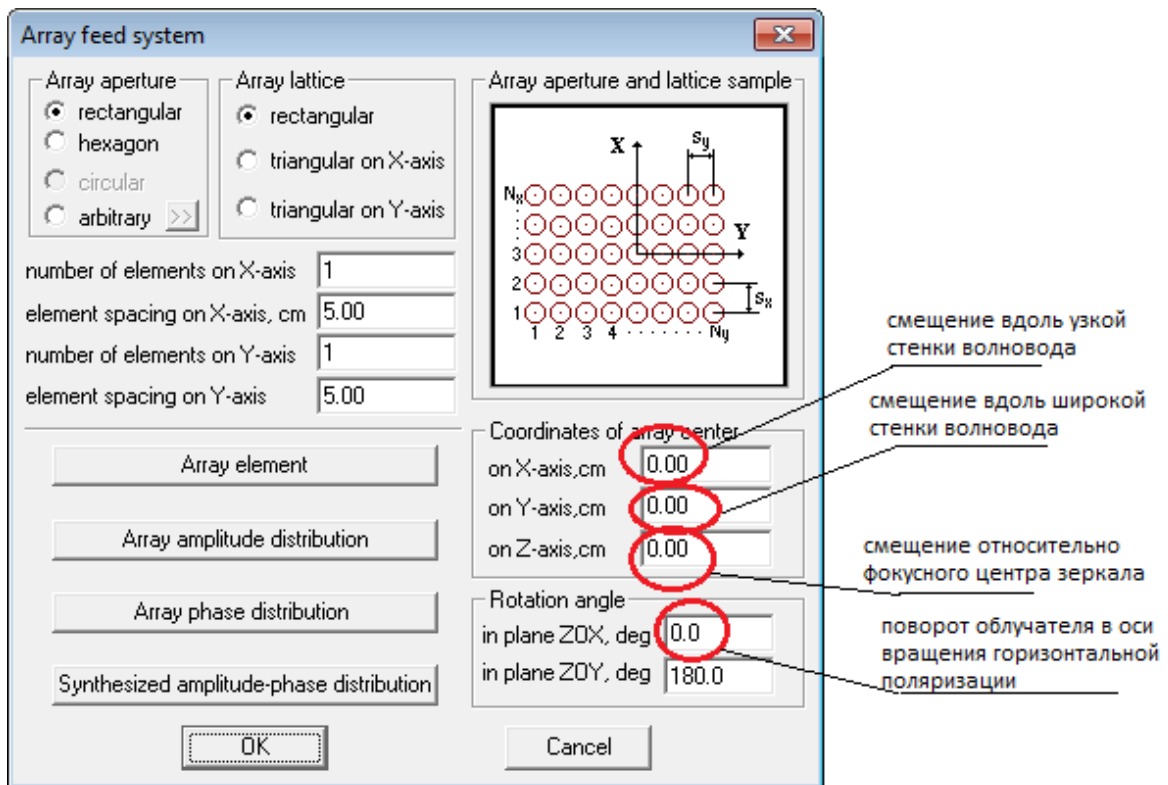


Рисунок 2.5. Задание смещения облучателя относительно фокусного центра параболической антенны:

Ось X – смещение вдоль узкой стенки волновода

Ось Y – смещение вдоль широкой стенки волновода

Ось Z – смещение волновода относительно раскрыва зеркала

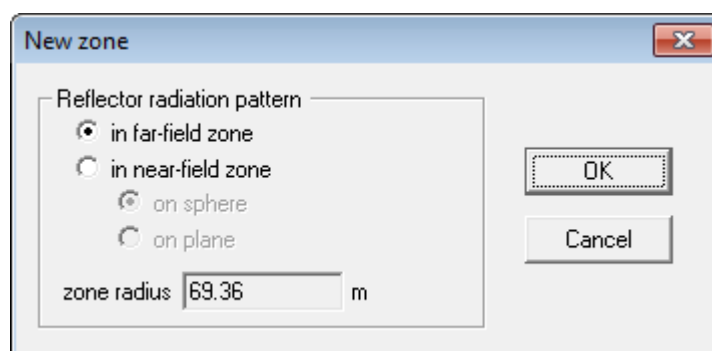


Рисунок 2.6. Расчёт поля в дальней зоне: 69,36 м

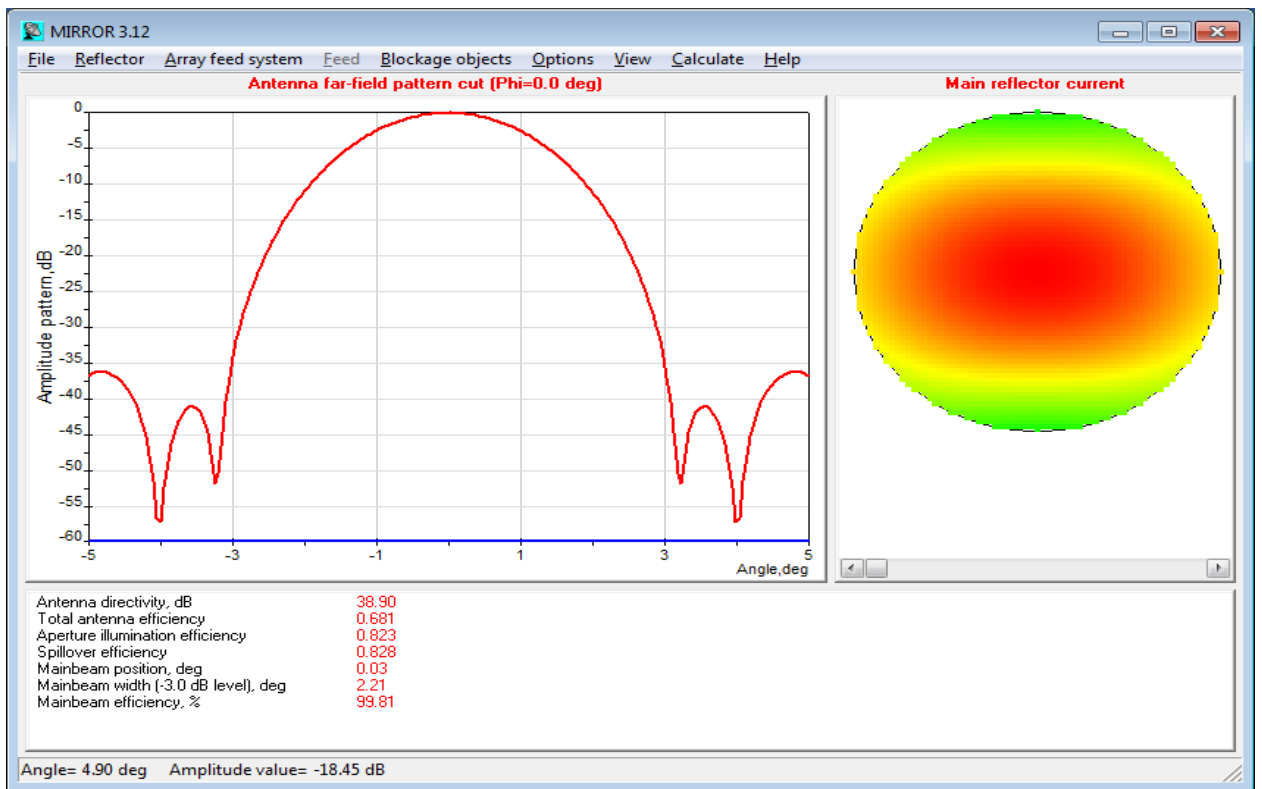


Рисунок 2.7. ДН зеркальной антенны в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Ширина ДН по уровню -3 дБ: 2,21 градуса. КУ 38,9 дБ

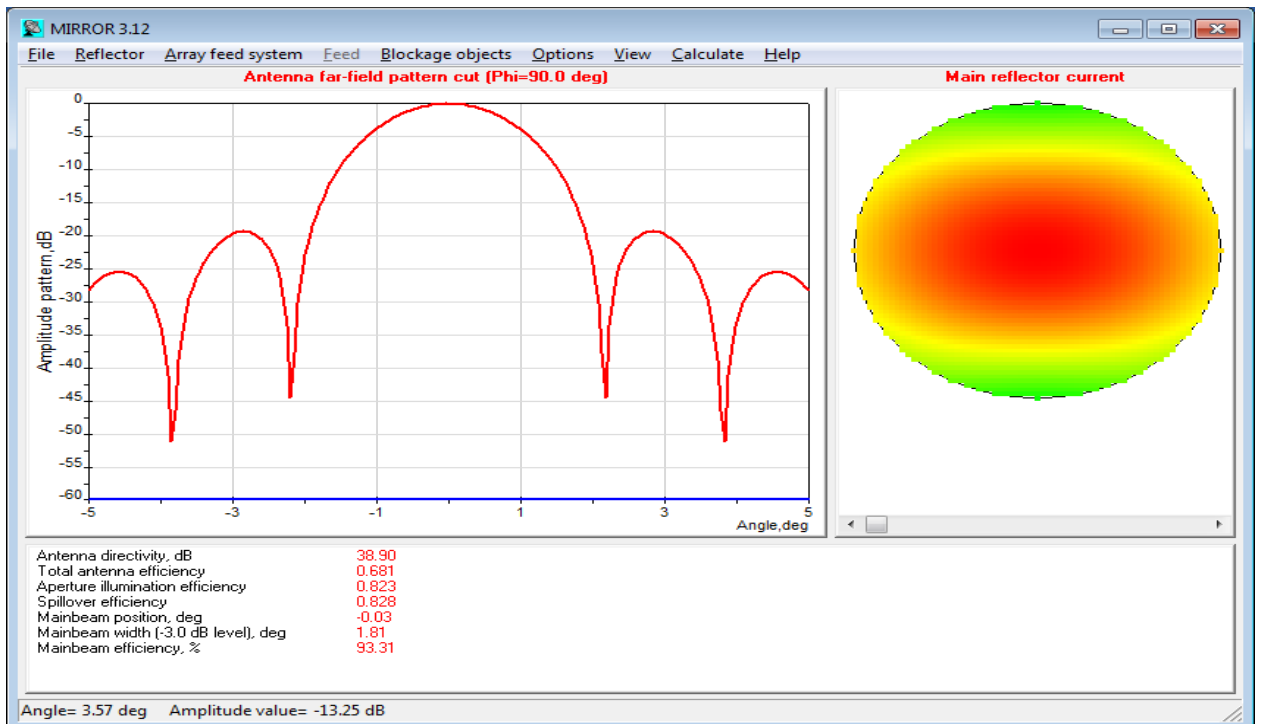


Рисунок 2.8. ДН зеркальной антенны в дальней зоне ($\Phi И = 90$). Ширина ДН по уровню -3 дБ: 1,81 градуса. КУ 38,9 дБ

Иллюстрации при смещении и наклоне облучателя приведены в приложении

А.

Сведем полученные результаты в таблицу 2.1:

Таблица 2. Результаты расчета в Mirror при смещении облучателя относительно ФЦ раскрыва

Смещение точки излучения относительно фокусного центра, см	Значения ДН при $\varphi = 0^\circ$			Значения ДН при $\varphi = 90^\circ$		
	КУ, дБ	Ширина ДН по уровню – 3 дБ, °	Смещение максимума ДН, °	КУ, дБ	Ширина ДН по уровню – 3 дБ, °	Смещение максимума ДН, °
Без смещения	38,91	2,17	0,00	38,91	1,83	0,00
Смещение по X						
± 0,5	38,90	2,17	± 0,61	38,02	1,72	0,00
± 1,0	38,88	2,17	± 1,22	35,17	1,72	0,00
Смещение по Y						
± 0,5	37,63	2,17	0,00	38,90	1,78	± 0,61
± 1,0	33,19	1,94	0,00	38,87	1,78	± 1,17
Смещение по Z						
- 0,5	38,76	2,17	0,00	38,76	1,83	0,00
- 1,0	38,29	2,17	0,00	38,29	1,83	0,00
- 1,5	37,49	2,28	0,00	37,49	1,83	0,00
- 2,0	36,28	2,39	0,00	36,28	2,06	0,00
+ 0,5	38,77	2,17	0,00	38,77	1,83	0,00

+ 1,0	38,34	2,17	0,00	38,34	1,83	0,00
+ 1,5	37,62	2,17	0,00	37,62	1,83	0,00
+ 2,0	36,58	2,28	0,00	36,58	1,94	0,00

Таблица 3. Результаты расчета в Mirror при наклоне облучателя в оси ФЦ раскрыва

Наклон облучателя по оси фокусного центра, °	Значения ДН при $\varphi = 0^\circ$			Значения ДН при $\varphi = 90^\circ$		
	КУ, дБ	Ширина ДН по уровню – 3 дБ, °	Смещение максимума ДН, °	КУ, дБ	Ширина ДН по уровню – 3 дБ, °	Смещение максимума ДН, °
0	38,91	2,17	0,00	38,91	1,83	0,00
- 1	38,93	2,17	0,00	38,93	1,83	0,00
- 2	38,93	2,17	0,00	38,93	1,83	0,00
- 3	38,93	2,17	0,00	38,93	1,83	0,00
- 4	38,92	2,17	0,00	38,92	1,83	0,00
- 5	38,92	2,17	0,00	38,92	1,83	0,00
- 10	38,82	2,17	0,00	38,82	1,83	0,00
- 15	38,75	2,17	0,00	38,75	1,83	0,00
- 25	38,70	2,17	0,00	38,70	1,83	0,00

Выводы. Получены параметры отдельных зеркальных элементов, заданных по ТЗ, которые можно использовать для расчета АР методов теоремы перемножения.

2.4 Моделирование в Matlab

Проделаем те же вычисления аналитически, используя выражения, полученные ранее. Согласно теореме перемножения [6] диаграмма направленности системы излучателей оказывается представимой в виде произведения векторной ДН n -го элемента $F_{эл_n}(\theta, \varphi)$ на скалярный множитель направленности $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ системы точечных узконаправленных излучателей, расположенных в местах нахождения элементов системы:

$$\begin{aligned} f(\theta, \varphi) &= \sum_{n=1}^N f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \cdot F_{эл_n}(\theta, \varphi) = \\ &= \sum_{n=1}^N I_n \cdot e^{j\beta R_n \cos(\alpha_n)} \cdot F_{эл_n}(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (2.6)$$

В качестве элементов антенной решетки взяты параболические антенны в соответствии с ТЗ (Рисунок 2.9 - Рисунок 2.13).

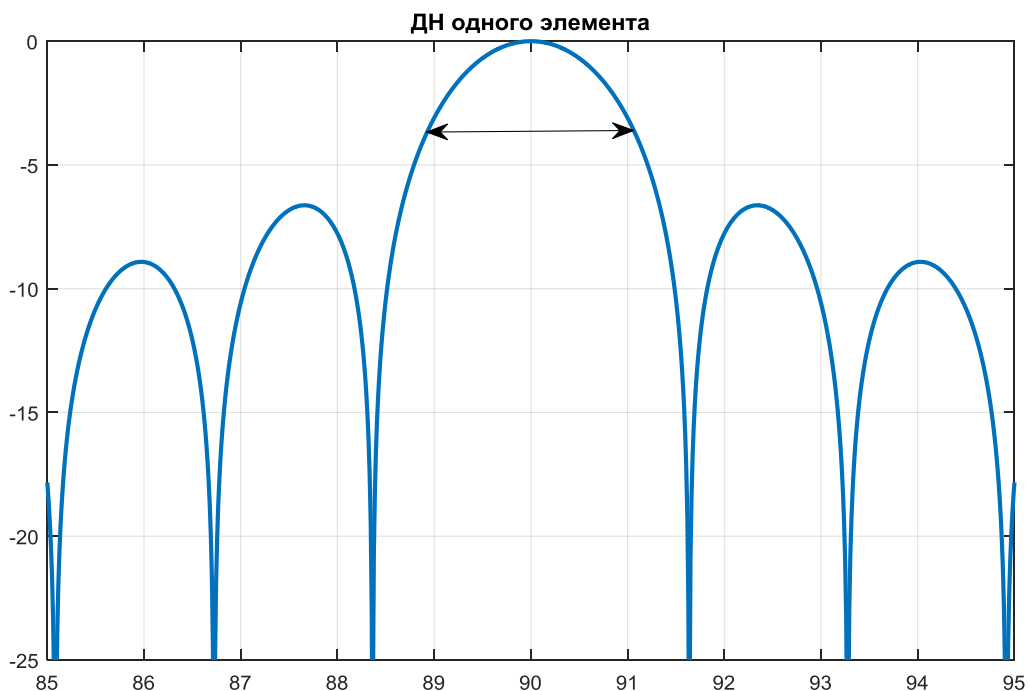


Рисунок 2.9. ДН одного элемента

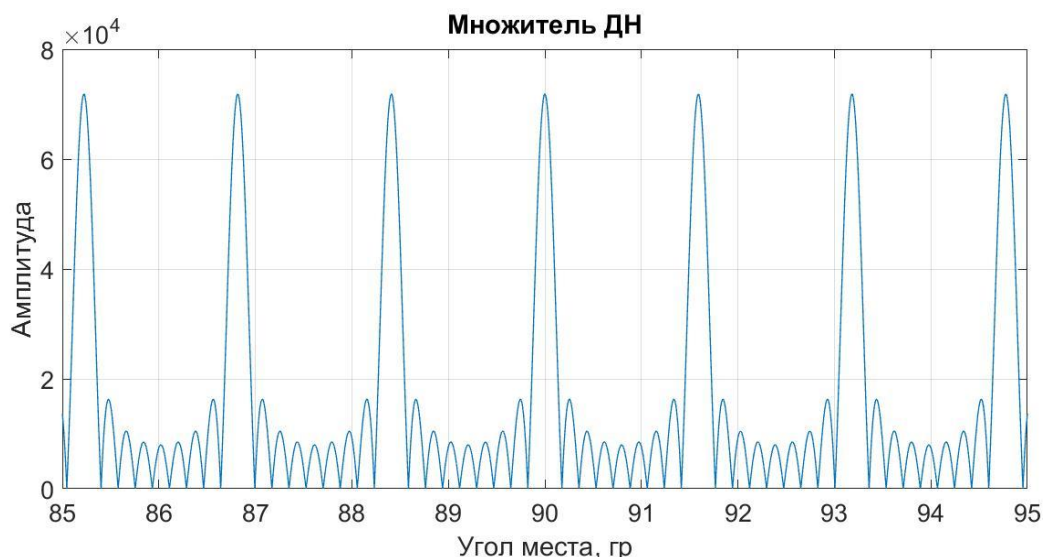


Рисунок 2.10. Множитель эквидистантной ФАР

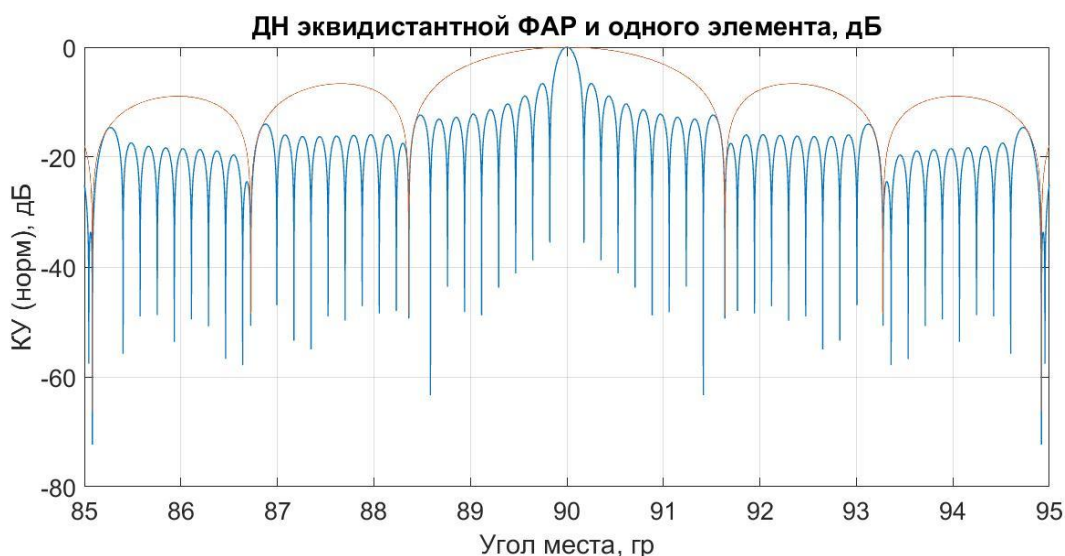


Рисунок 2.11. ДН эквидистантной ФАР по теореме перемножения

Как видно из графика, при эквидистантном расположении элементов АР возникают побочные максимумы ДН. Одним из способов борьбы с ними является нарушение периодической структуры ФАР.

Результатом моделирования служит прогнозирование диаграммы направленности при неэквидистантном расположении элементов восьмиэлементной зеркальной ФАР и изменении фазового центра отдельных элементов. Получен график, из которого видно, что боковые лепестки ДН ФАР, построенной по неэквидистантному типу, оказываются ниже, чем у эквидистантной ФАР.

Таблица 4. Основные параметры диаграмм направленности эквидистантной и неэквидистантной антенных решеток.

Антенная решетка	Коэффициент усиления, дБ	Уровень первого дифракционного лепестка относительно главного	Уровень второго дифракционного лепестка относительно главного	Ширина ДН по уровню 0.5
Эквидистантная решетка	48.07	37.04 дБ	35.74 дБ	14'
Неэквидистантная решетка	48.02	33.92 дБ	31.53 дБ	15'

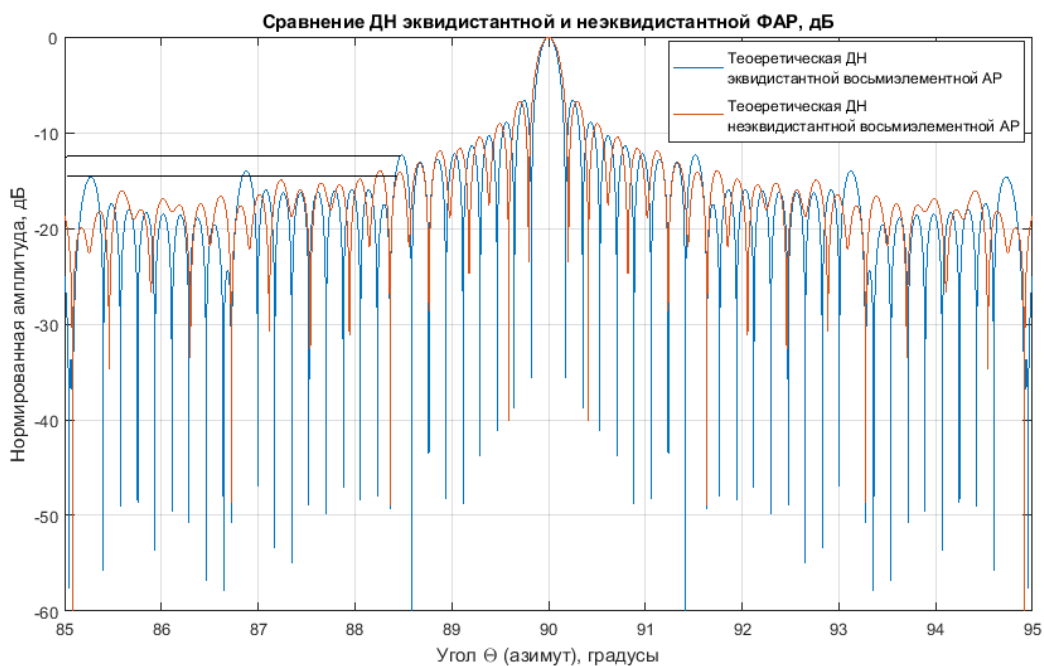


Рисунок 2.12. Сравнение ДН одного элемента, эквидистантной и неэквидистантной ФАР

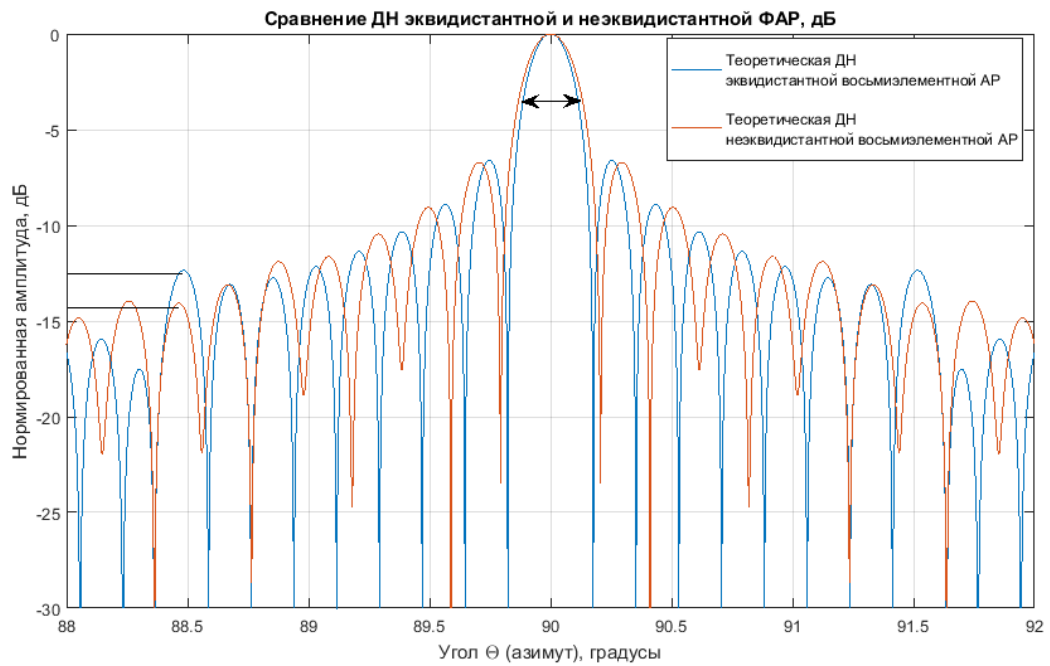


Рисунок 2.13. Сравнение ДН одного элемента, эквидистантной и неэквидистантной ФАР (в увеличенном масштабе)

Выводы. Используя неэквидистантную структуру АР, удалось получить достаточно хорошее подавление дифракционных максимумов (3 дБ), при этом КУ и ширина ДН практически не изменились (КУ снизился на 0,1 дБ, ширина ДН по уровню – 3 дБ расширилась на 1').

2.5 Построение в HFSS. Нахождение фокусного центра облучателя

Функционал HFSS позволяет решать электродинамические задачи методом конечных элементов (FEM) с оптимальными временными затратами. Далее представлены шаги моделирования облучателя для нахождения ФЦ и расчета ДН (Рисунок 2.14- Рисунок 2.16).

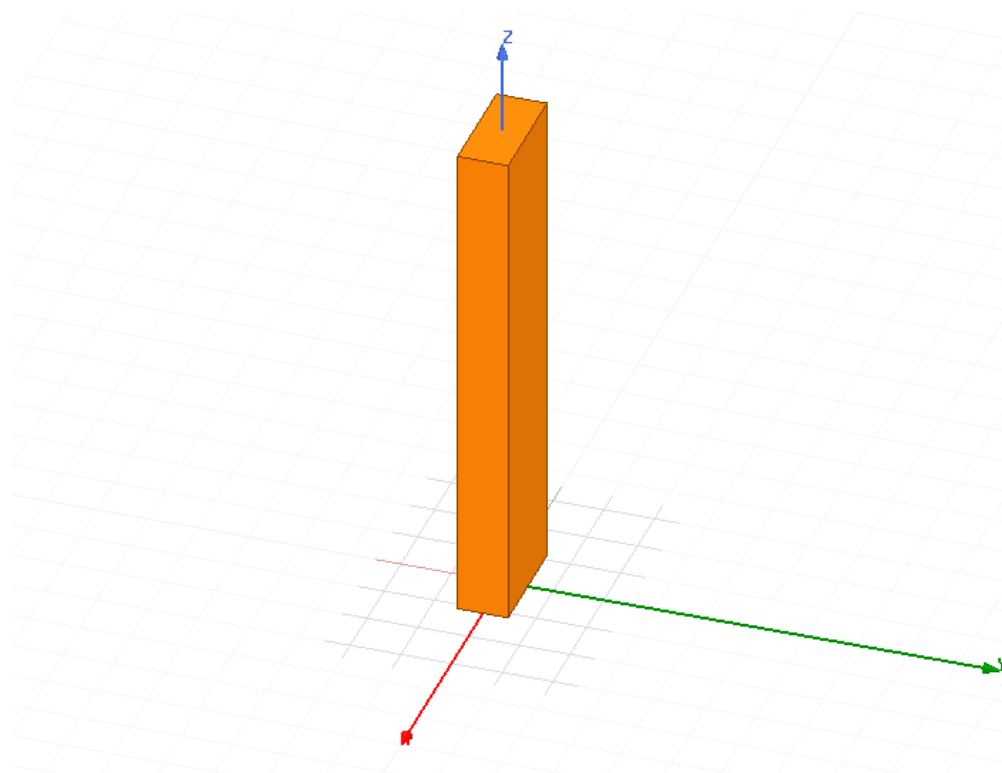


Рисунок 2.14. Модель волновода

Для нахождения фокусного центра открытого конца волновода используется дополнительная система координат с переменным параметром.

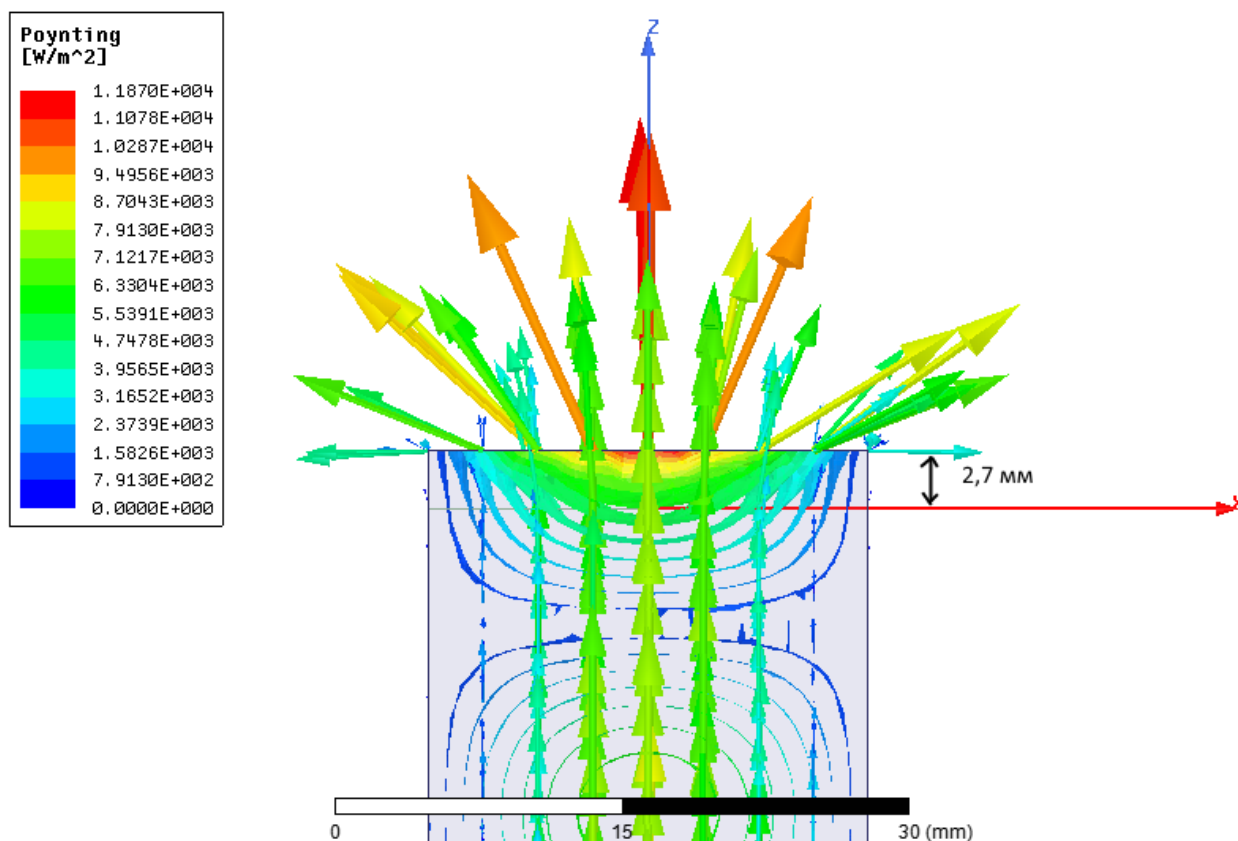


Рисунок 2.15. Сравнение ДН одного элемента, эквидистантной и неэквидистантной ФАР (в увеличенном масштабе)

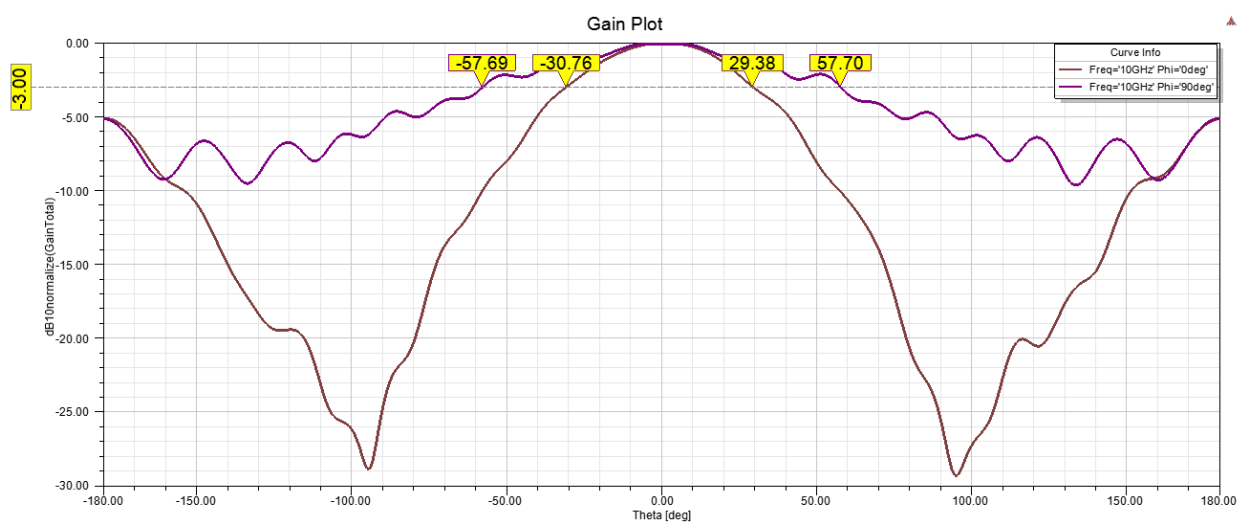


Рисунок 2.16. Амплитудные ДН открытого конца волновода в E и H плоскостях

Выводы. В HFSS получена модель открытого конца волновода, найден ФЦ, и рассчитана ДН. Модель данного облучателя можно экспортировать, для использования в виде точечного сосредоточенного порта в последующих расчетах.

2.6 Построение в FEKO. Моделирование антенной решетки

Достоинством FEKO является относительная простота расчетов зеркальных антенн методом геометрической оптики (GO). Далее представлены шаги моделирования облучателя, двухэлементной AP и восьмиэлементной AP.

В фокальном центре располагается облучатель в виде открытого конца волновода стандартных размеров: $A = 23$ мм, $B = 10$ мм, $L = 100$ мм.

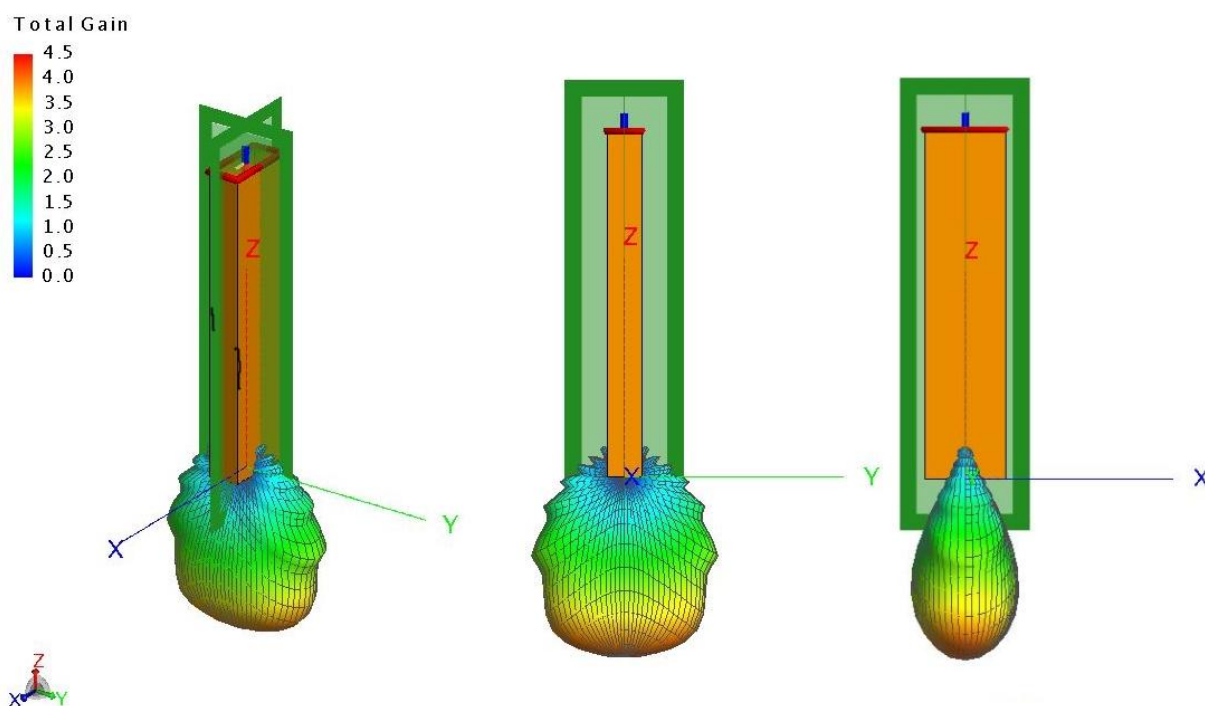
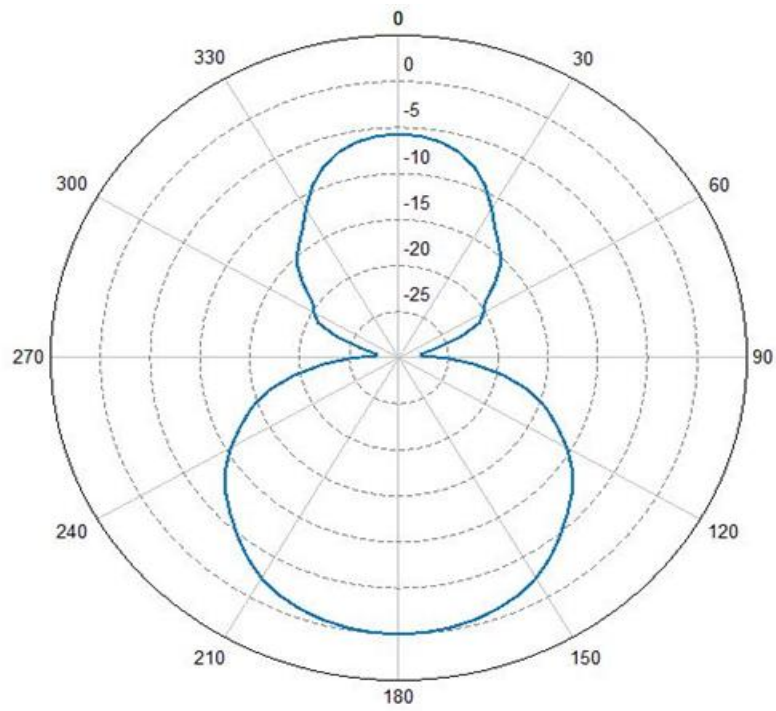


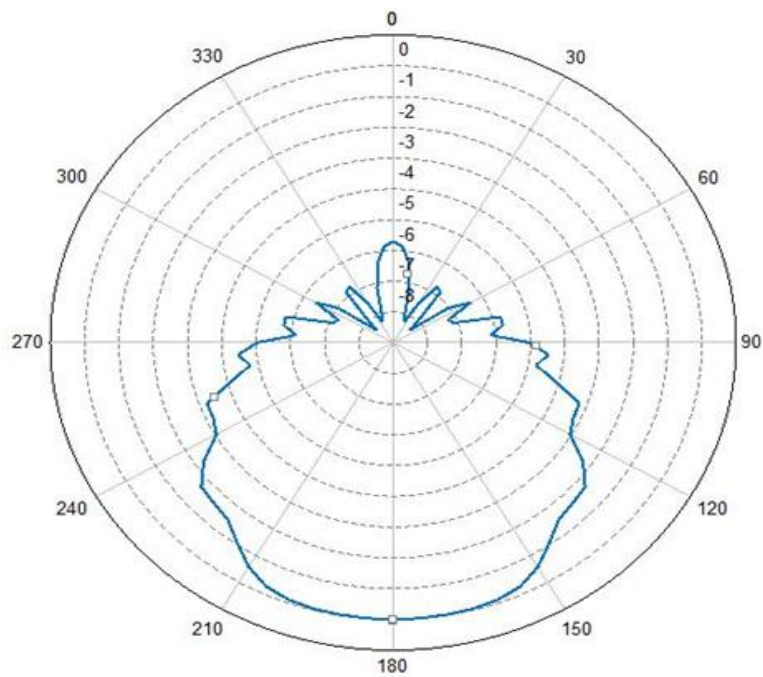
Рисунок 2.17. Совмещенная немасштабная модель излучателя и объемной ДН в изометрическом виде, E - и H -плоскости

Построим диаграммы направленности данного облучателя (рисунки 2.16-2.17)



Total Gain [dBi] (Frequency = 10 GHz; Phi = 0 deg) - Waveguide

Рисунок 2.18. График диаграммы направленности излучателя в *E*-плоскости (ФИ 0 градусов)



Total Gain [dBi] (Frequency = 10 GHz; Phi = 90 deg) - Waveguide

Рисунок 2.19. График диаграммы направленности излучателя в *H*-плоскости (ФИ 90 градусов)

Далее облучение зеркального раскрыва моделируется заданной ДН и рассчитывается распределение токов на поверхности зеркала и отраженная диаграмма направленности (Рисунок 2.20 – рисунок 2.23).

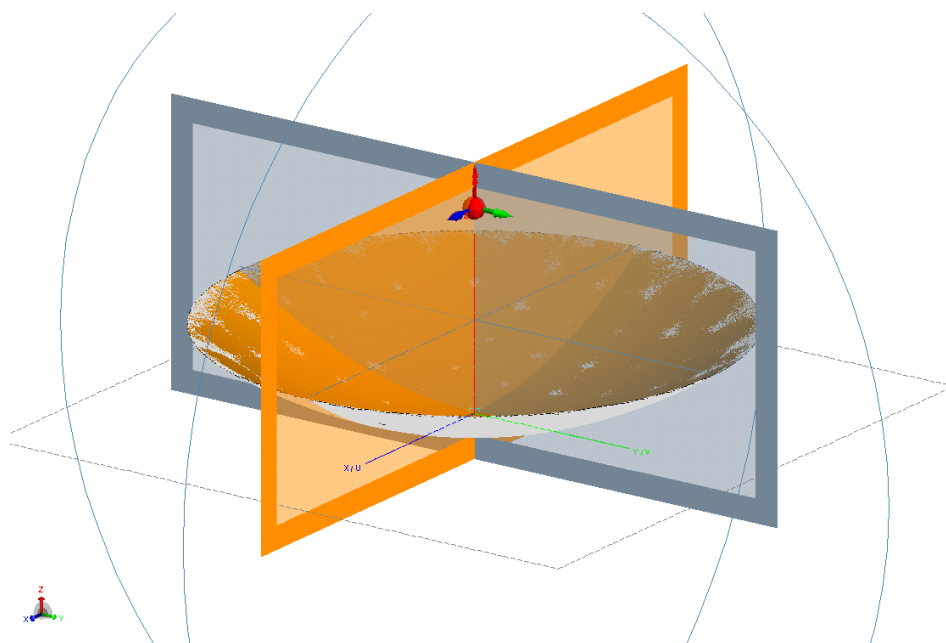


Рисунок 2.20. Способ построения параболических антенн в FEKO

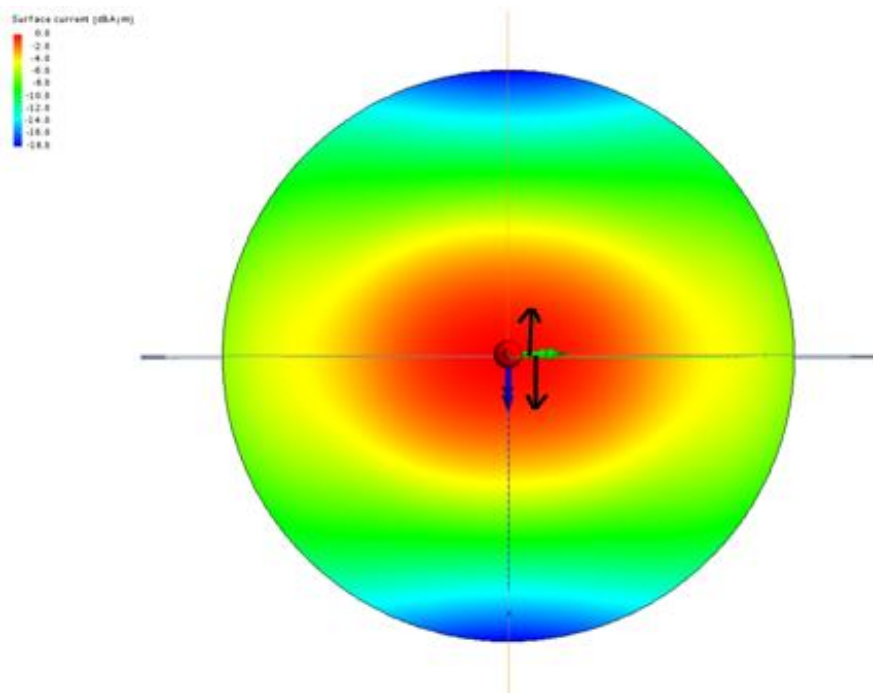


Рисунок 2.21. Амплитудное распределение на раскрыве параболы при облучении открытым концом волновода (вид сверху)

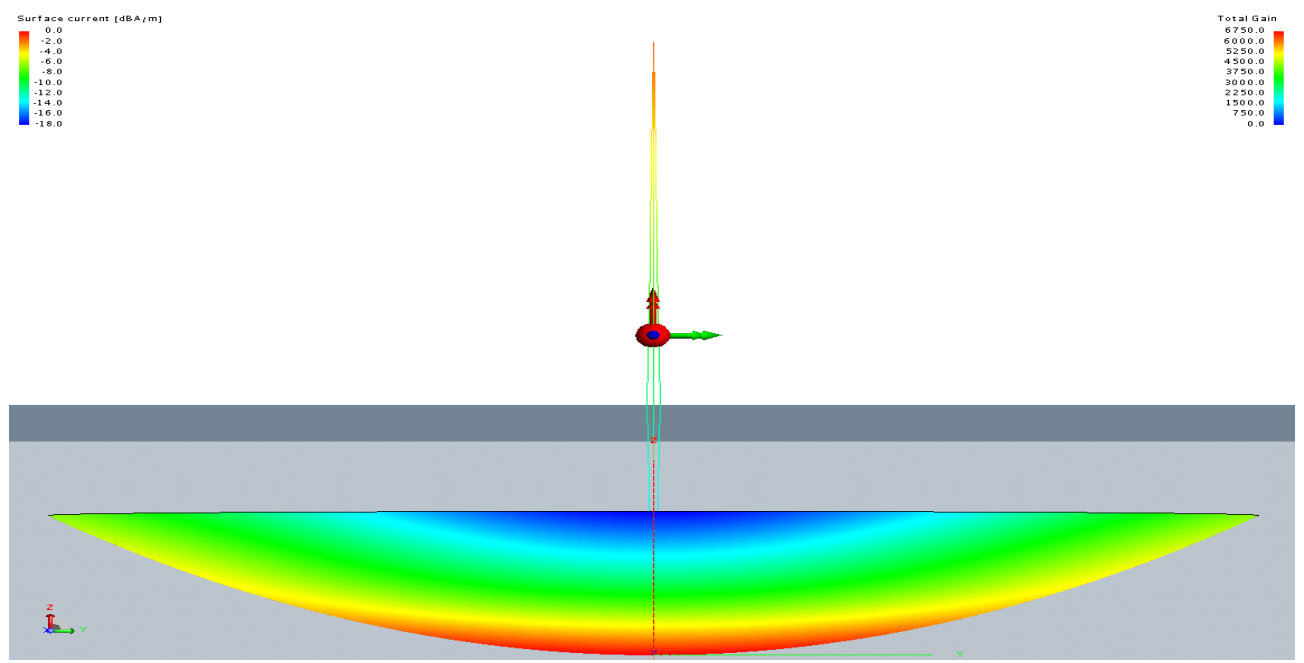


Рисунок 2.22. Амплитудное распределение на раскрыве параболы в облучении открытым концом волновода (вид сбоку)

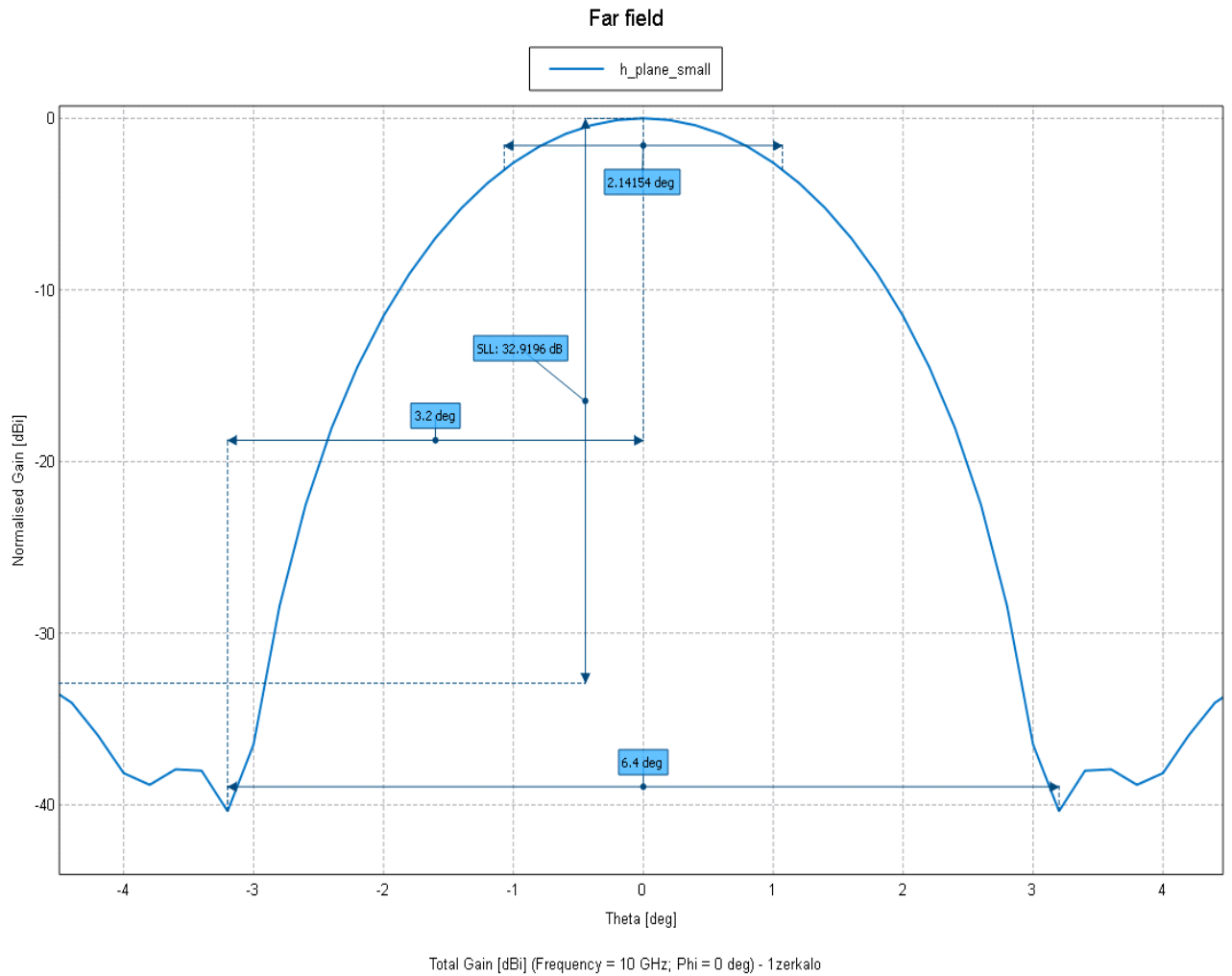


Рисунок 2.23. ДН одного элемента

Далее представлен результаты моделирования двухэлементной и восьмиэлементной АР без наклона облучателей и с наклоном облучателей (Рисунок 2.24 - Рисунок 2.32).

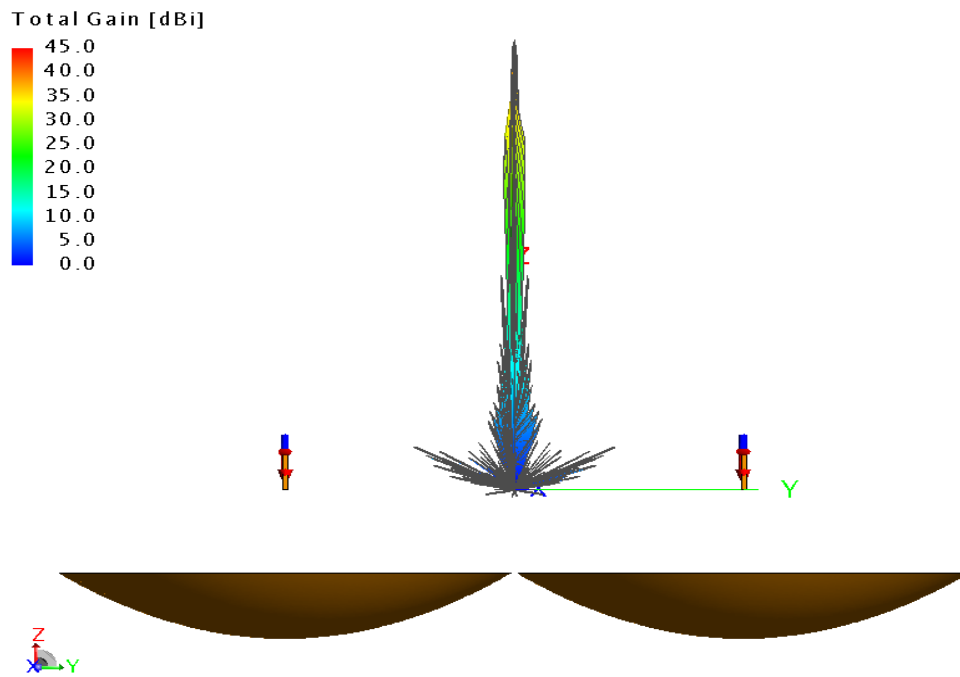


Рисунок 2.24. 3D модель решетки из двух элементов, совмещенная с общим видом ДН (без наклона облучателя)

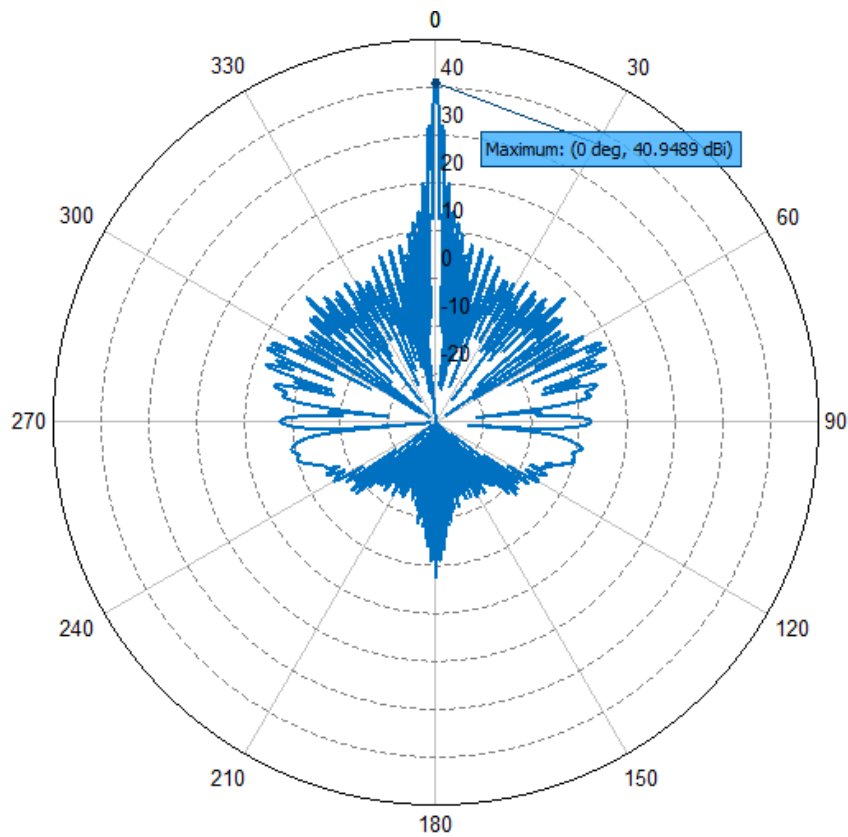


Рисунок 2.25. Ненормированная ДН решетки из двух элементов без наклона облучателя ($KУ = 40,94$ дБ)

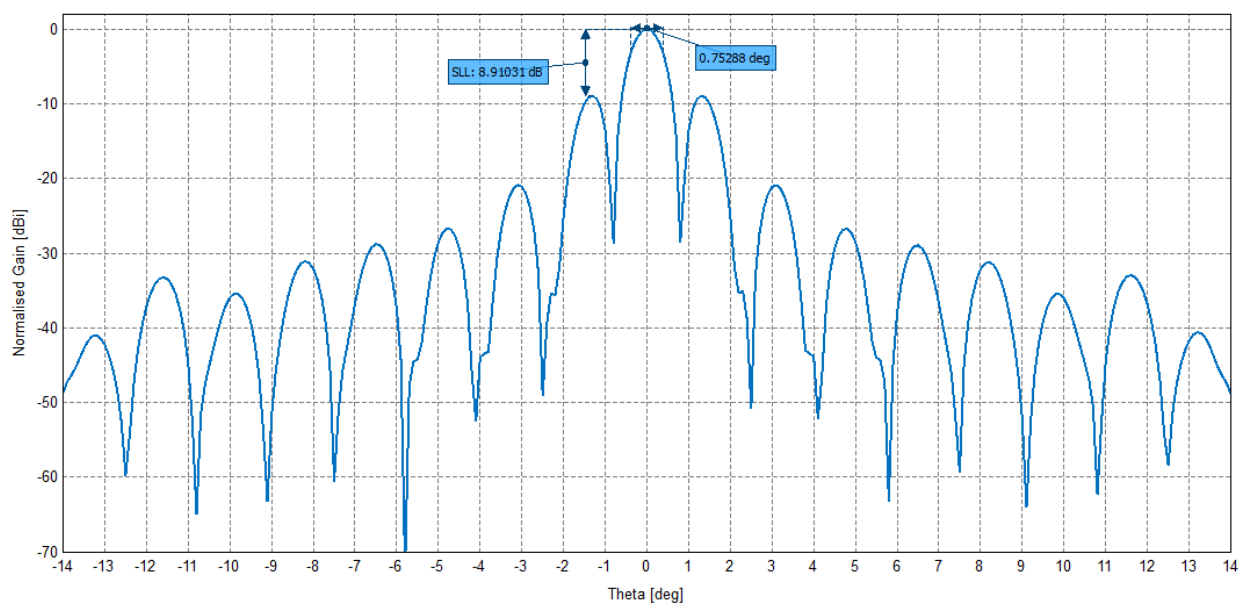


Рисунок 2.26. Нормированная ДН решетки из двух элементов без наклона облучателя (ширина по уровню -3 дБ $0,75^\circ$, УБЛ – $8,91$ дБ)

Произведем наклон одного из облучателей на 15 градусов.

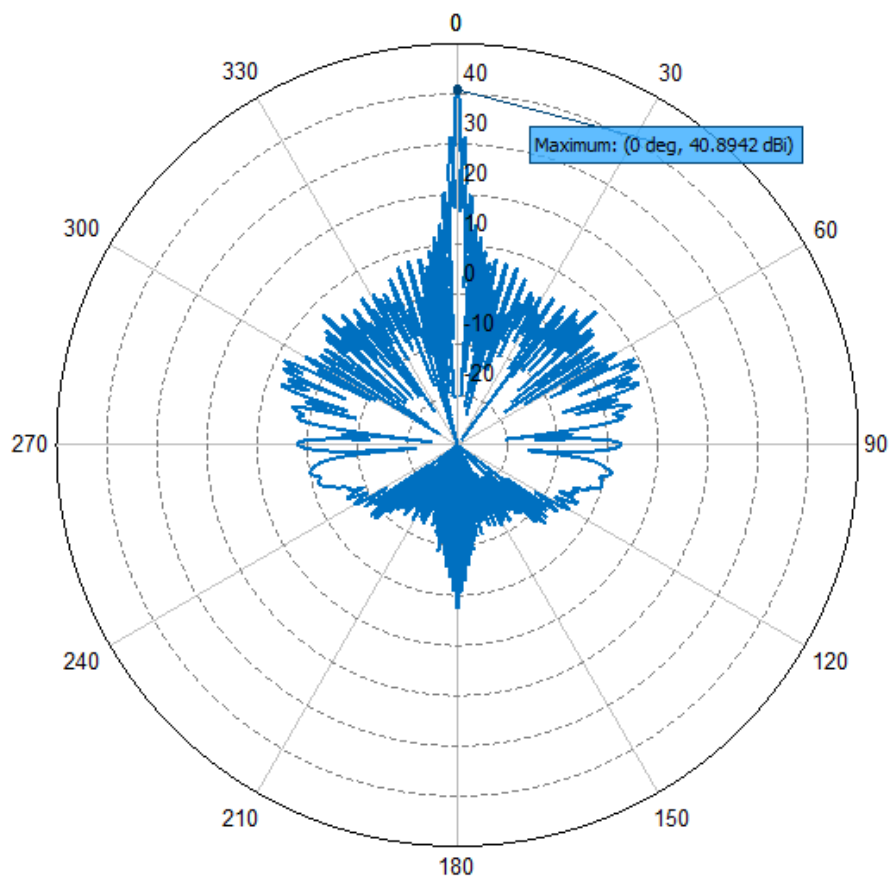


Рисунок 2.27. Ненормированная ДН решетки из двух элементов с наклоном облучателя ($KУ = 40,89$ дБ)

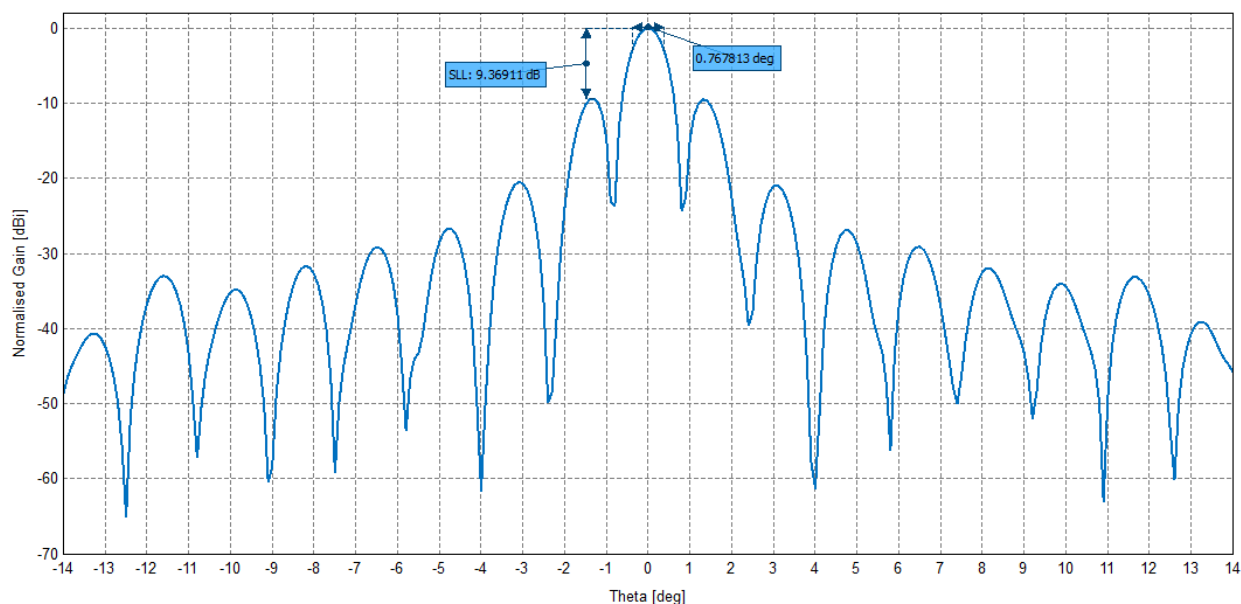


Рисунок 2.28. Нормированная ДН решетки из двух элементов с наклоном облучателя (ширина по уровню -3 дБ $0,76^\circ$, УБЛ $-9,36$ дБ)

Как видно из диаграммы, уровень первого бокового лепестка составляет порядка -9 дБ, что является одним из главных недостатков параболических антенн рефлекторного типа.

Выводы. Как видно при наклонении облучателя внутри фокусного расстояния зеркала происходит снижение УБЛ, однако эффективность этого метода разрушения периодической структуры тем выше, чем больше количество элементов в АР.

Произведем моделирование одномерной антенной решетки из восьми параболических зеркальных элементов.

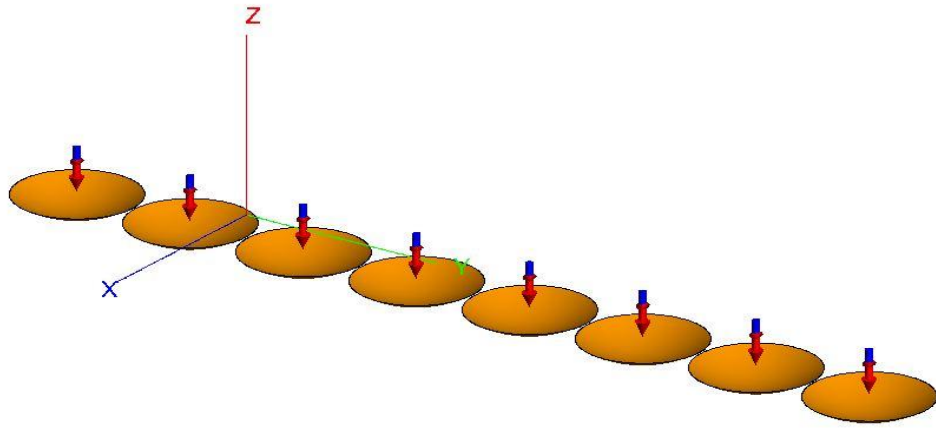


Рисунок 2.29. Вид модели восьмиэлементной АР без наклона облучателей

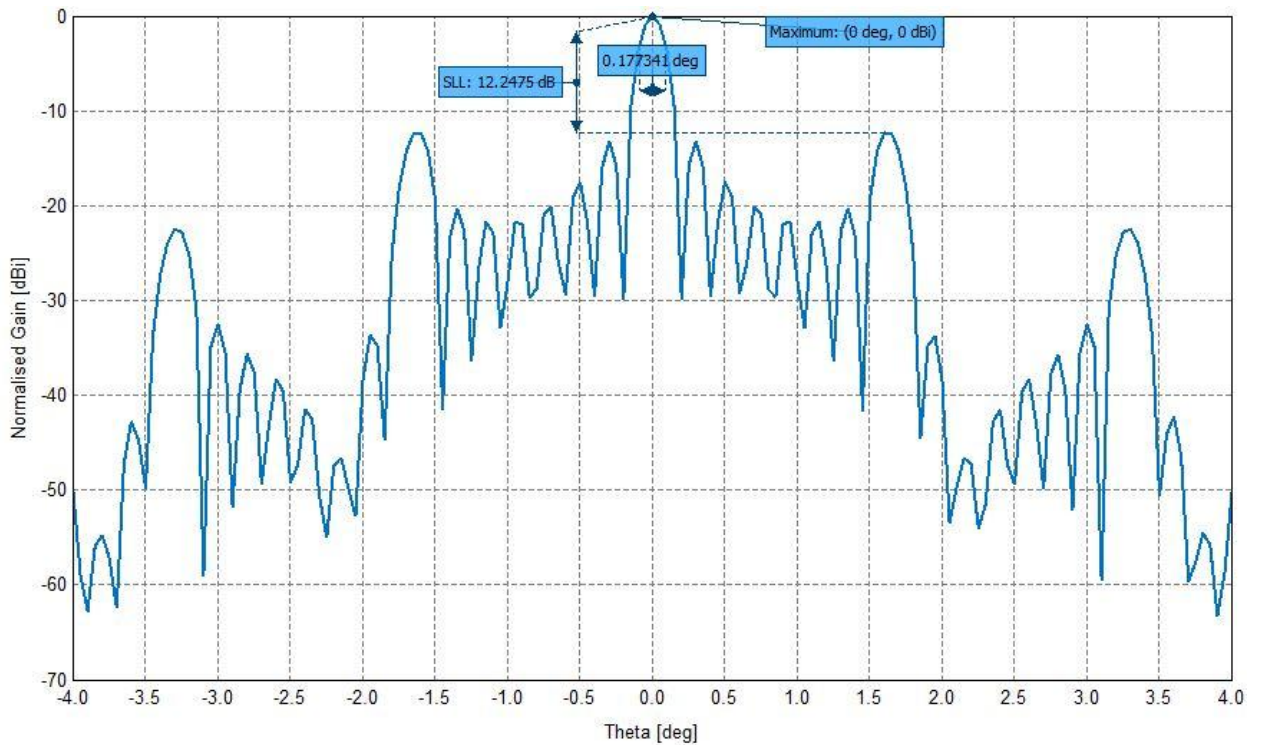


Рисунок 2.30. ДН восьмиэлементной АР без наклона облучателей

Произведем наклон каждого из восьми облучателей согласно методу, изложенному в разделе 1.4, используя случайные величины равномерного закона распределения.

Параметры каждого элемента сведены в таблицу:

Таблица 5.

№ элемента AP	1	2	3	4	5	6	7	8
Наклон облучателя, в °	-30	10	-46	14	20	-34	10	20
Смещение ФЦ элемента относительно геометрического центра, в мм	-2151	729	-3125	986	1468	-2250	729	1468

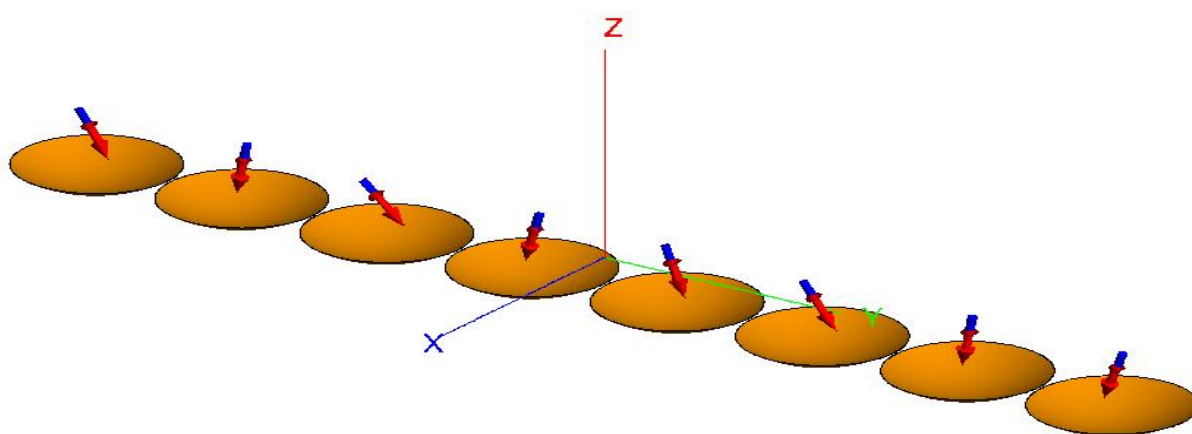


Рисунок 2.31. Вид модели восьмиэлементной AP с наклоном облучателей

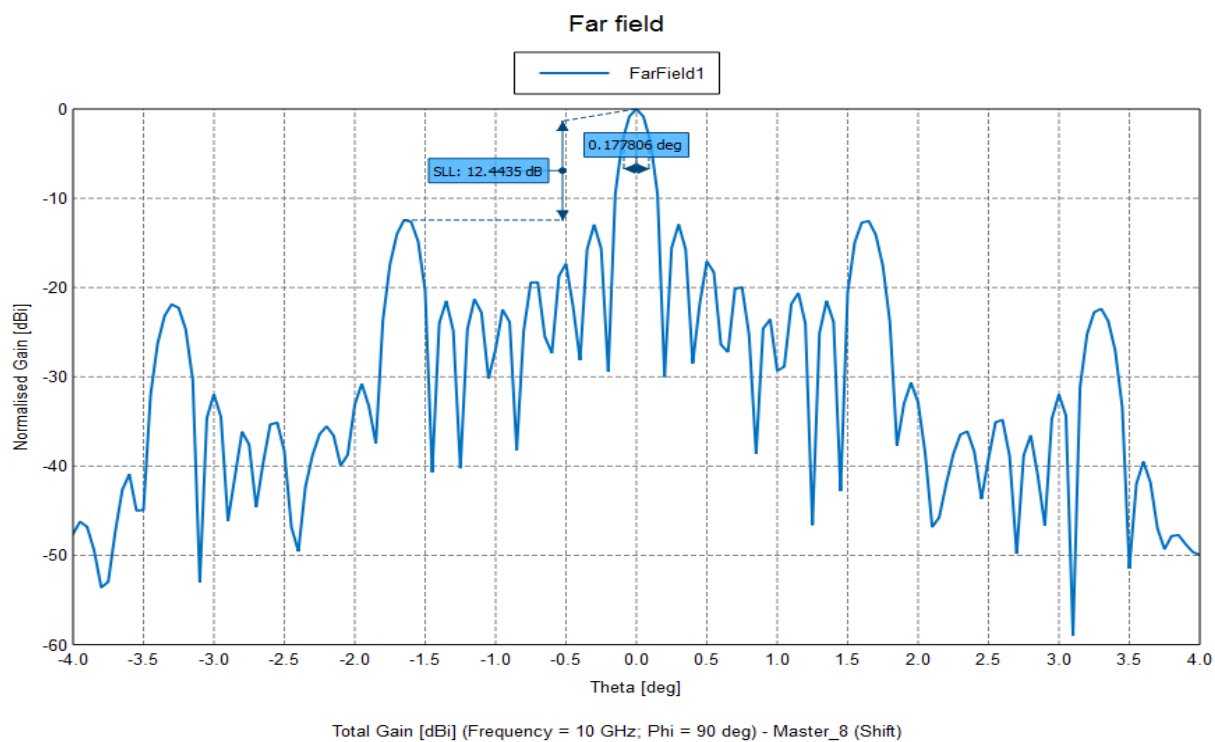


Рисунок 2.32. ДН восьмиэлементной AP с наклоном облучателей

Сравним полученные диаграммы направленности между собой на Рисунок 2.33. Сравнение ДН восьмиэлементной АР без наклона и с наклоном облучателей

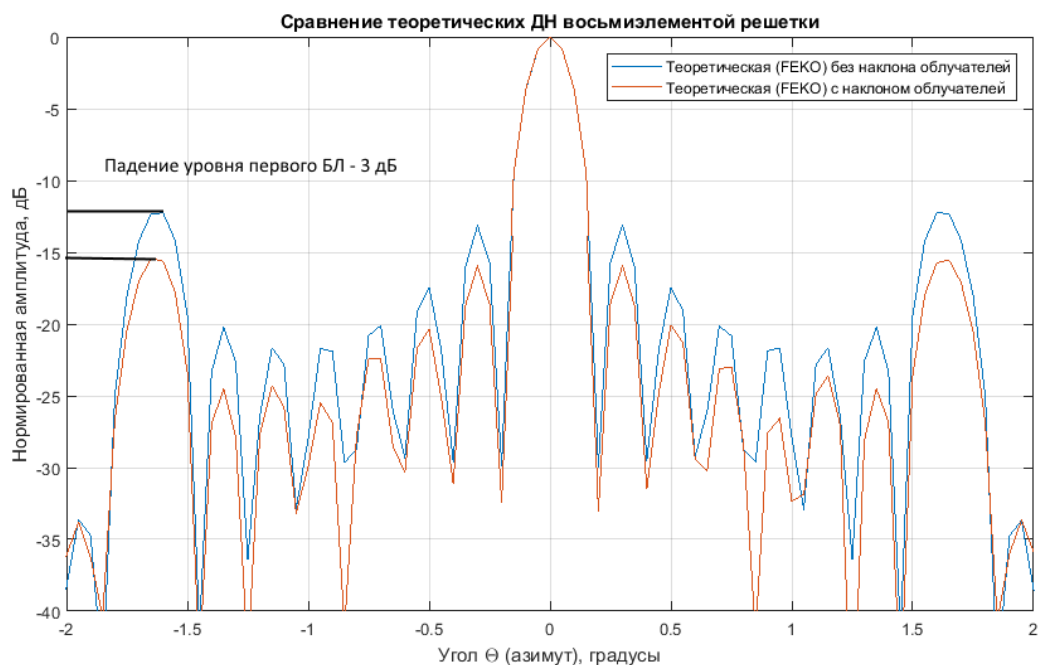


Рисунок 2.33. Сравнение ДН восьмиэлементной АР без наклона и с наклоном облучателей

Выводы. Полученные результаты показывают, что при наклоне облучателей параболического рефлектора в составе АР происходит уменьшение УБЛ суммарной ДН, при этом структура самой антенной решетки остается эквидистантной. Этот факт служит доказательством теоремы о положении частичного ФЦ параболической антенны, поскольку при наклоне облучателя отдельного элемента происходит смещение центра тяжести амплитудного распределения в раскрыве зеркала, что позволяет говорить о разрушении периодической структуры АР при формировании суммарной диаграммы направленности.

2.7 Микрополосковый делитель

Для питания элементов решетки был смоделирован девятиканальный микрополосковый сумматор мощности.

Подложка – ФАФ 4 (проницаемость – 2,7)

Схема – древовидная

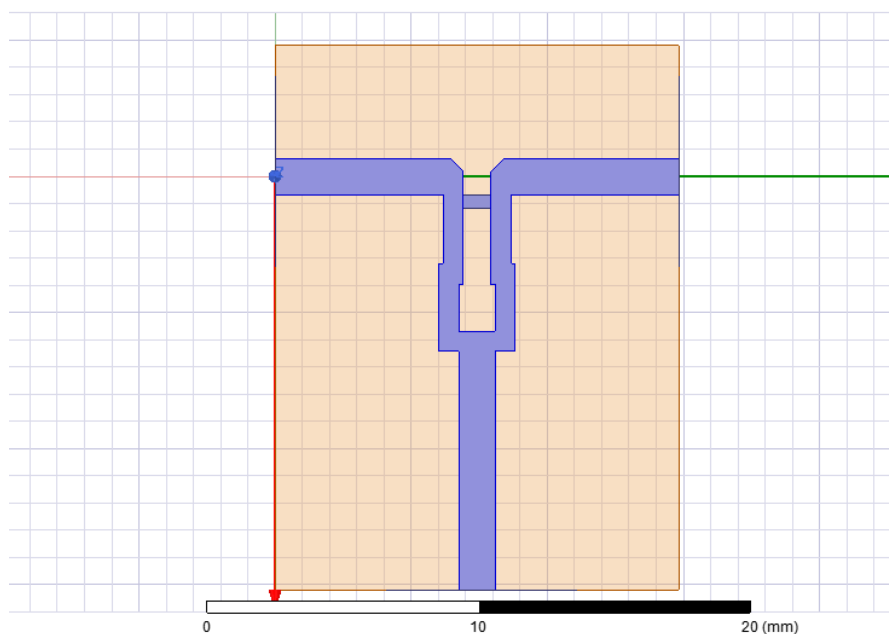


Рисунок 2.34. Модель микрополоскового сумматора мощности на два канала

Далее приведены результаты расчёта коэффициентов передачи делителя мощности.

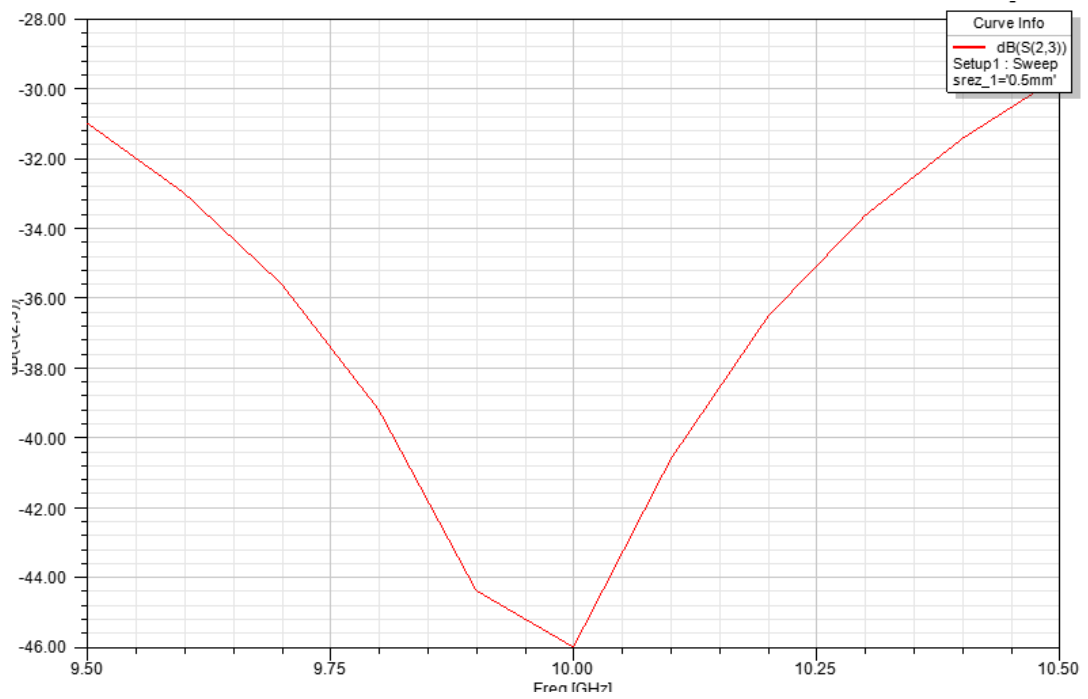


Рисунок 2.35. Коэффициент развязки в полосе частот для микрополоскового сумматора мощности на два канала

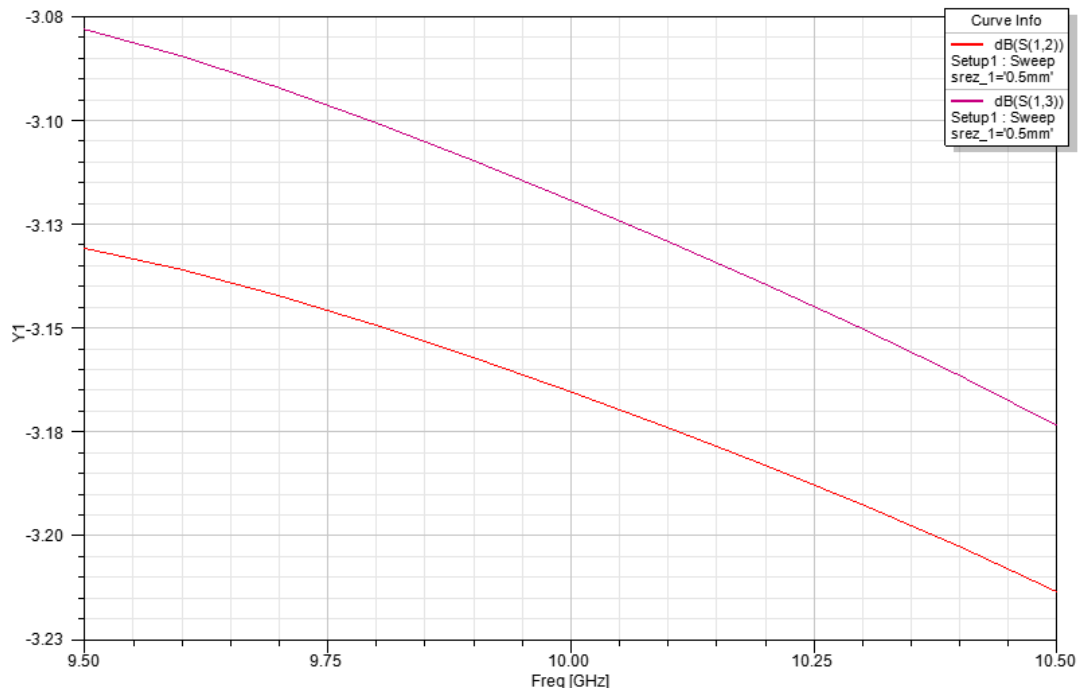


Рисунок 2.36. Коэффициенты передачи в полосе частот для микрополоскового сумматора мощности на два канала

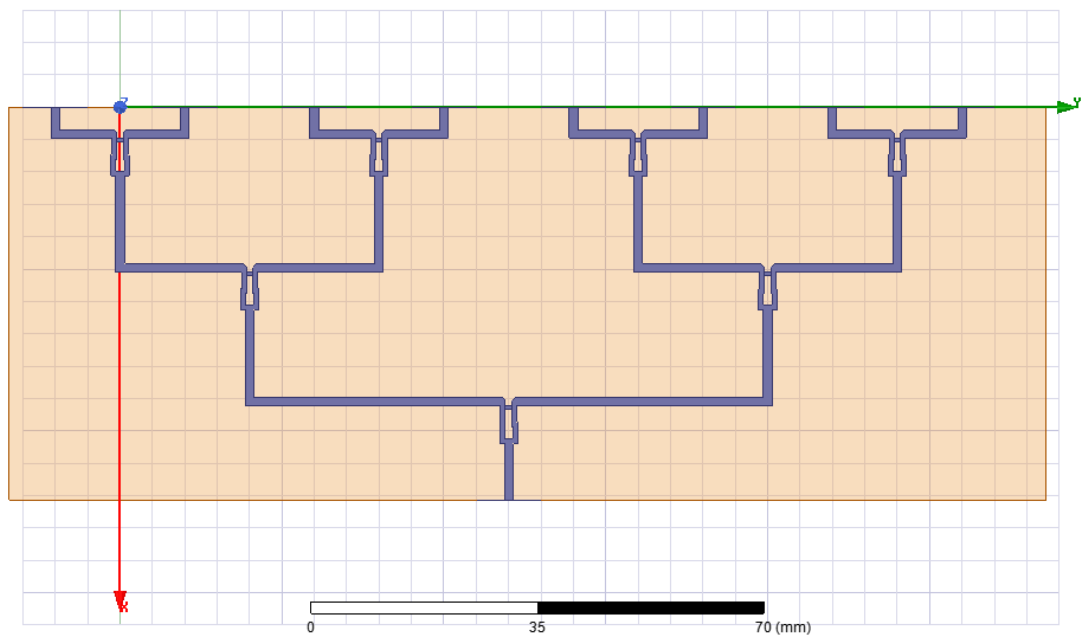


Рисунок 2.37. Модель микрополоскового сумматора мощности на восемь каналов

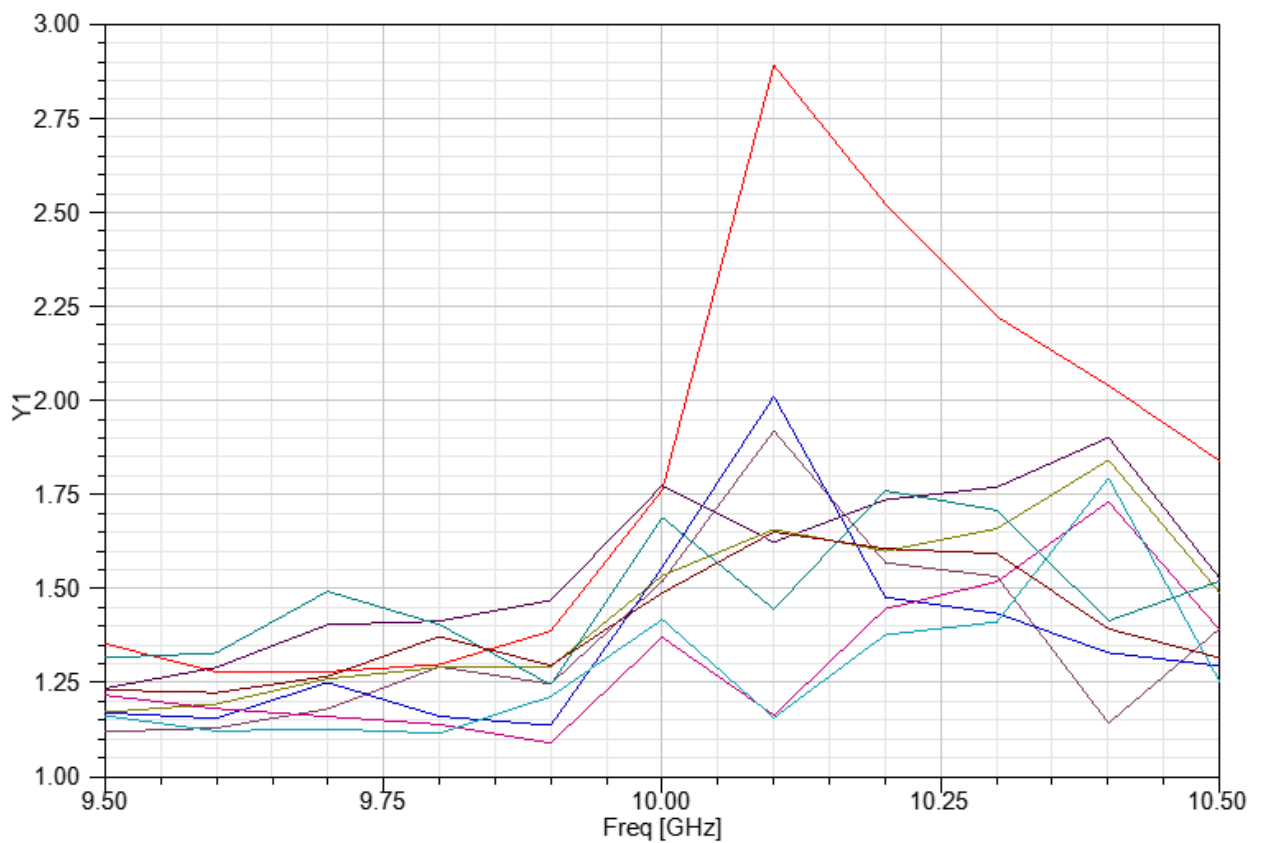


Рисунок 2.38. Значения КСВН для восьми входных каналов и одного выходного канала в полосе частот

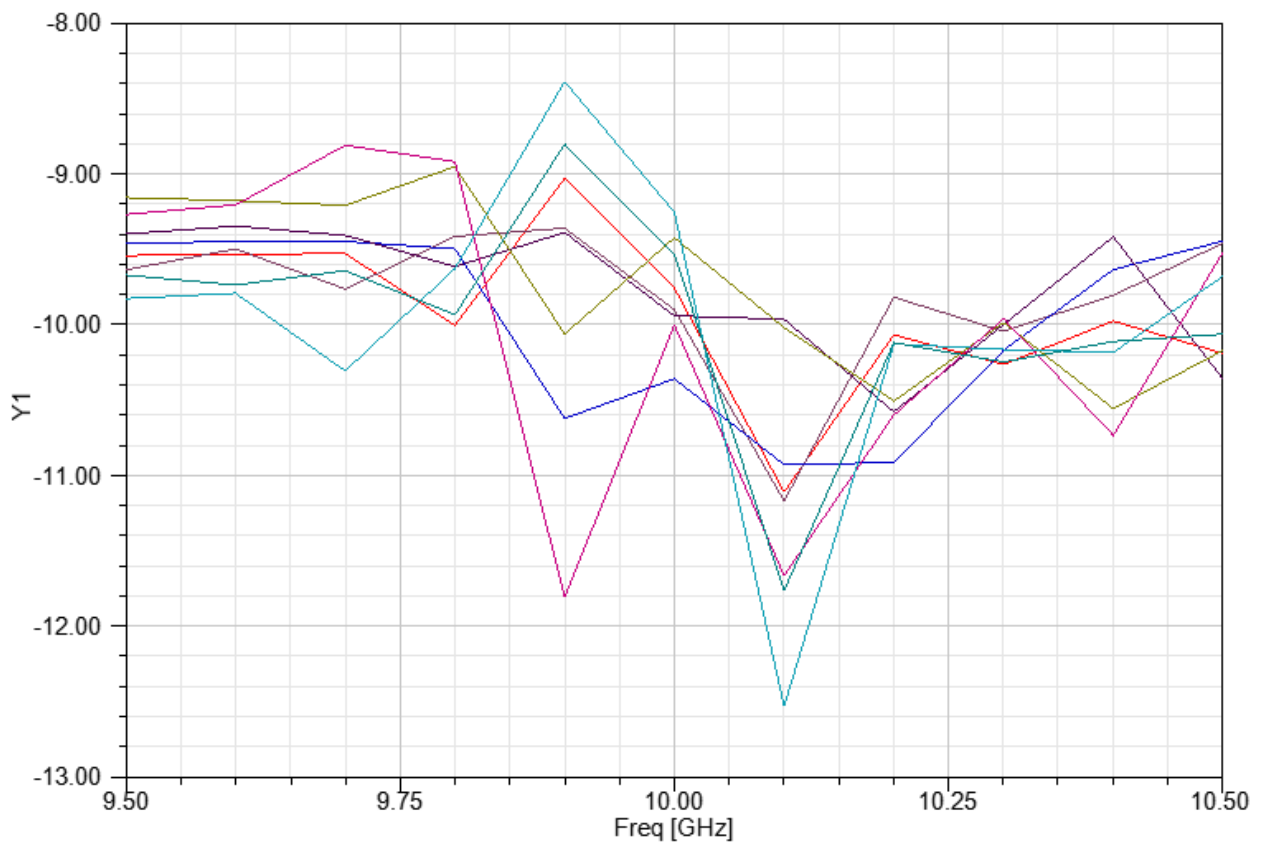


Рисунок 2.39. Значения коэффициентов передачи от каждого входного канала к выходному в полосе частот

Выводы. Был смоделирован и рассчитан девятиканальный микрополосковый сумматор мощности, обеспечивающий передачу мощности сигналов на элементы решетки. Данная модель применима только для работы с экспериментальным макетом, поскольку один из главных недостатков микрополосковых делителей является низкое напряжение пробоя, однако для работы с анализатором спектра с максимальной выходной мощностью +30 дБм показателей электрической прочности данного сумматора достаточно.

Выводы к разделу

При расчетах и моделировании были соблюдены требования, изложенные в разделе 2.1, в результате чего разработана ФАР, позволяющая разрушать периодическую структуру АР, управляя АФР между элементами, но, не меняя их местоположения друг относительно друга.

Произведено сравнение теоретических результатов, полученных для эквидистантной и неэквидистантной АР, а именно УБЛ был подавлен на 3 дБ.

Был рассчитан микрополосковый сумматор мощности, удовлетворяющий требованиям для системы питания восьмиэлементной АР.

3. СОЗДАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО МАКЕТА И ПОЛУЧЕНИЕ РИДОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

3.1 Построение макета ФАР

Для проверки вышеописанных теорий и расчетов был изготовлен экспериментальный макет, а также модернизировано поворотное устройство для измерения ДН с шагом 5 угловых минут.

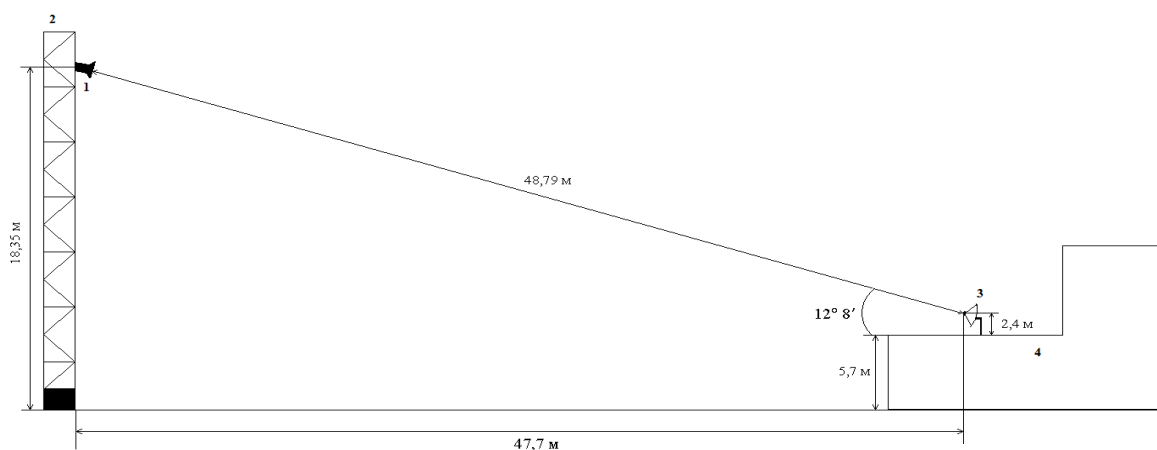


Рисунок 3.1. Схеа экспериментального стенда

Установка экспериментального макета участка линейной НФАР производится на территории филиала АО “ОКБ МЭИ” ЦКС “Медвежье озеро”, используя аппаратный и человеческий ресурс данного предприятия. На расстоянии 47,7 м (Рисунок 3.1) от автоматического поворотного устройства (АПУ) и предполагаемого расположения фокусного центра исследуемой НФАР находится вышка 2, на которой установлен ретранслятор параболического типа 1.

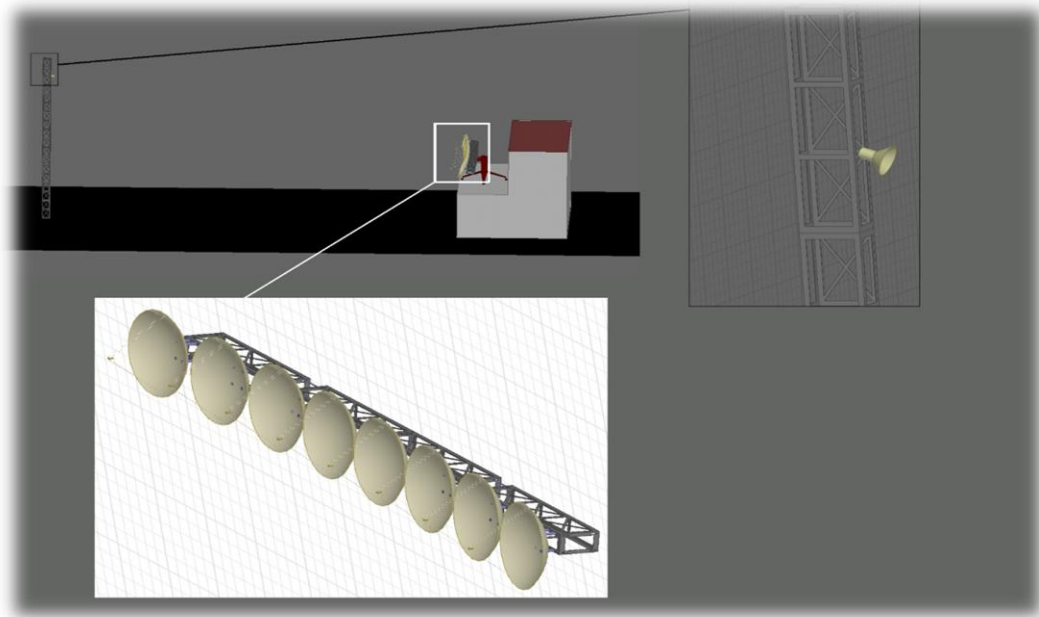


Рисунок 3.2. 3D визуализация экспериментального макета

На Рисунок 3.2 более детально представлены элементы макета. Восемь зеркальных антенн закреплены на специальной ферменной опоре. Габаритный чертёж данной фермы представлен на Рисунок 3.3. На Рисунок 3.4 изображен элемент НФАР с облучателем.

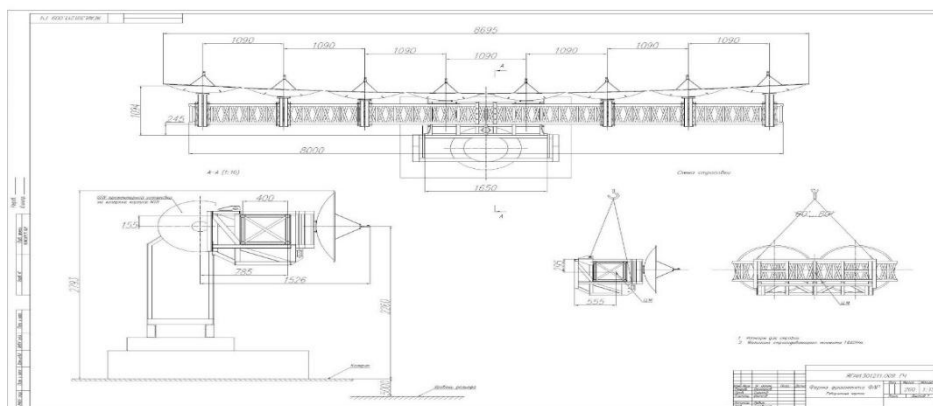


Рисунок 3.3. Габаритный чертёж фермы



Рисунок 3.4. Фотография элемента НФАР

Все элементы НФАР должны располагаться на ферме таким образом, чтобы их облучатели находились на дуге окружности радиусом 47.7 м (Рисунок 3.5), так как измерение ДН проводится на расстоянии, не позволяющем пренебрегать фазовым набегом между элементами решетки при распространении фронта электромагнитной волны.

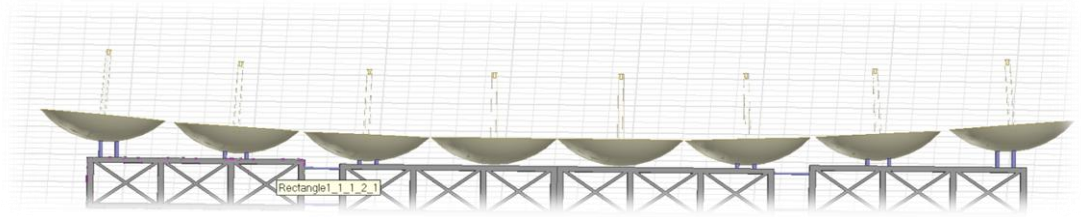


Рисунок 3.5. Расположение элементов НФАР на ферме

На Рисунок 3.6 показаны две линии, идущие от антенны в точку Р. Линия r идет в точку Р из точки z , а линия r' идет из средней точки антенны в точку Р. Где-то вдоль линии r' есть область ближнего поля, а по мере удаления от излучателя переходит в область дальнего поля. Очевидно, что в точку Р сигналы из двух разных точек придут в разное время, по пути r' сигнал будет идти дольше и возникнет фазовый сдвиг между двумя сигналами. Этот сдвиг в единицах длин волн можно легко оценить из рисунка по теореме косинусов. Поскольку рабочая частота 10 ГГц, то фазовый сдвиг оказывается весьма существенным, поэтому необходимо его скомпенсировать, выставляя элементы НФАР по дуге окружности.

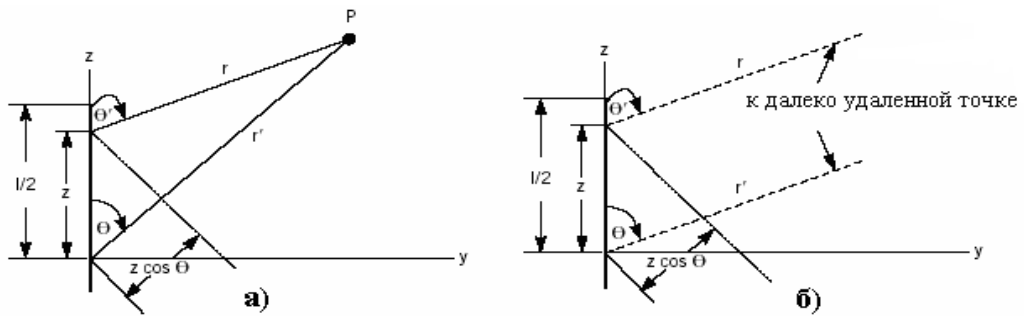


Рисунок 3.6. Распространение сигнала при нахождении источника на а) близком расстоянии от приёмной антенны; б) удалённом расстоянии от приёмной антенны

Каждый элемент участка НФАР имеет облучатель волноводного типа, в котором возбуждается волна H_{10} . Через волноводно-коаксиальный переход она распространяется в коаксиальном кабеле. Все кабели подобраны таким образом, чтобы на выходе с каждой антенны обеспечить максимальную синфазность сигнала. Затем сигналы с каждой антенны через коаксиально-

волноводные переходы поступают на суммирующее устройство (ссылка на сумматор)

На экспериментальном макете участка линейной НФАР предусмотрено проведение двух экспериментов. Первый эксперимент заключается в подтверждении факта [13] совпадения частичного фазового центра с центром тяжести амплитудного распределения в раскрыве апертуры, в пределах главного лепестка ДН остронаправленной антенны. Второй эксперимент должен наглядно продемонстрировать возможность разрушения периодической структуры эквидистантной ФАР, управляя положением частичного ФЦ каждого элемента.

Для расположения элементов ФАР по дуге окружности согласно рассчитанным координатам была спроектирована и изготовлена опорная конструкция из алюминия (ферма) с диаметром трубы 51 мм. Рассчитанные координаты бокового отверстия крепления установочного фланца для каждого элемента указаны на рисунке 3.10.

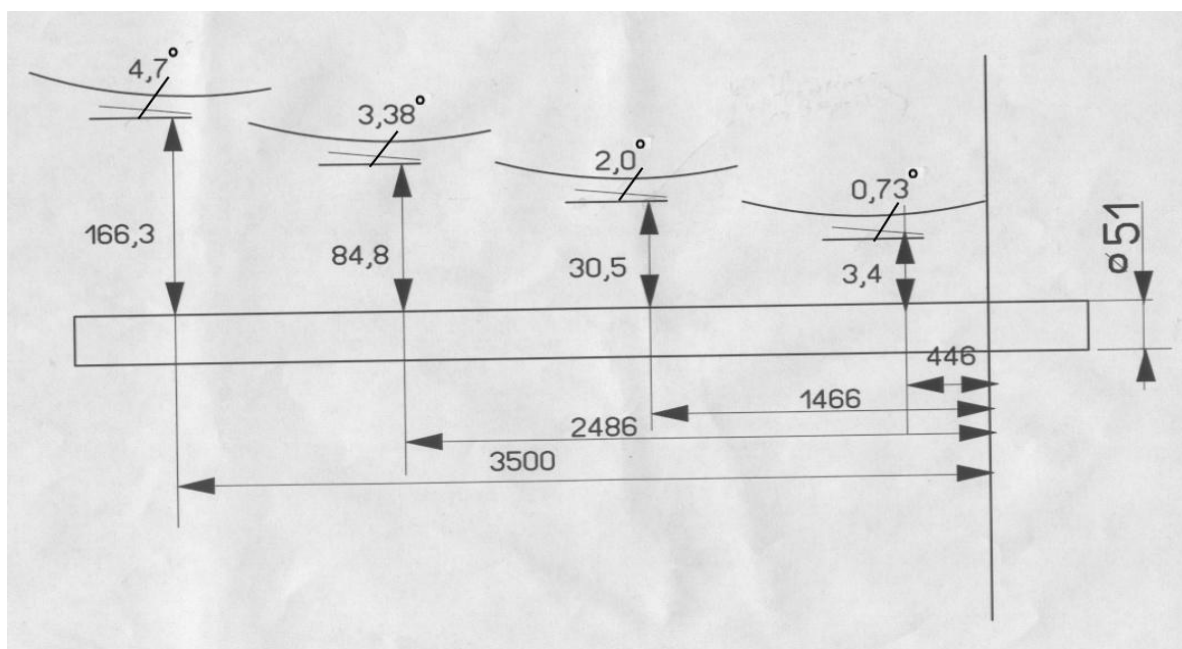


Рисунок 3.7. Эскиз размещения элементов на опорной ферме относительно центральной оси (размеры указаны в мм)

Поскольку ферма образует плоскую поверхность размещения элементов, для подъема установочных фланцев на необходимое расстояние используются шпильки диаметром 8 мм. Для установки необходимого угла наклона каждого элемента, установочный фланец на ферме и фланец на зеркальном элементе скреплены петлями с возможностью фиксации заданного положения.



Рисунок 3.8. Опорная ферма с установочными фланцами

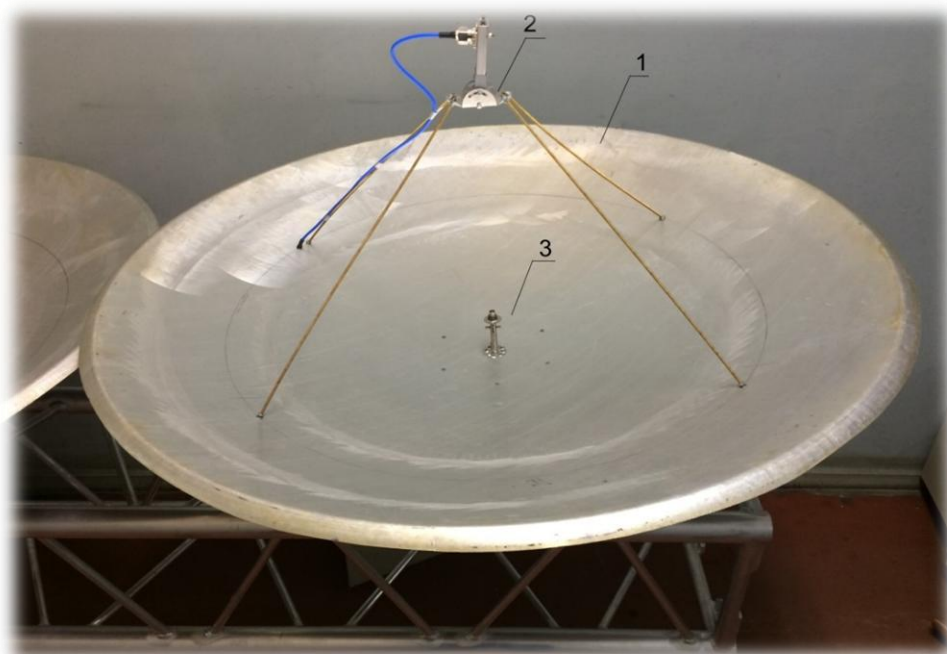


Рисунок 3.9. Антенный элемент НФАР (1 – зеркало, $D = 1,02$ м, 2 – облучатель с поворотным устройством, 3 – юстировочный зонд)

На рис. 3.12 представлен антенный зеркальный элемент с экспериментально полученным фокусным расстоянием 386 мм. Облучатель представляет собой открытый конец волновода размерами 23x10 мм с возможностью регулировки фазового набега (рис. 3.13)

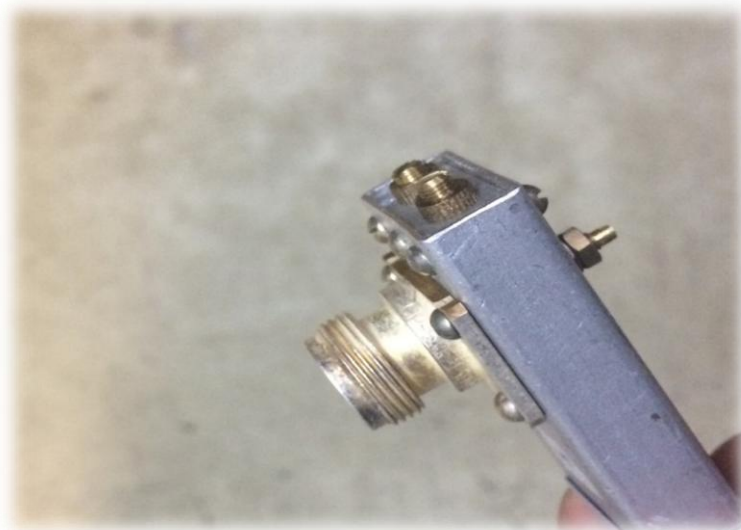


Рисунок 3.10. Коаксиально-волноводный переход облучателя в виде открытого конца волновода

В результате моделирования данной антенной системы получена диаграмма направленности одного элемента ФАР.

На Рисунок 3.11 представлен ракурс на макет, где наглядно показано расположение элементов по дуге окружности.



Рисунок 3.11. Размещение зеркал на опорной ферме

Общий вид макета, установленного на АПУ, представлен на Рисунок 3.12 Рисунок 3.13. Элементы надежно закреплены в ферме усиленными опорными шпильками, установочные фланцы укреплены металлическими уголками для устранения провиса конструкции в положении, повернутом на 90 градусов.



Рисунок 3.12. Вид на антенную решетку, установленную на экспериментальный стенд.



Рисунок 3.13. Вид на вышку со стороны поворотного устройства

Эксперимент проводится при начальных условиях, в которых синфазность и эквидистантность АР обеспечивается одинаковой электрической длиной питающих элементов (коэффициенты передачи коаксиальных кабелей RG-402 в составе кабельных сборок с разъемами типа SMA, микрополоскового делителя мощности).



Рисунок 3.14. Вид через объектив оптического геодалита на вышку со стороны поворотного устройства

3.3 Питание элементов решетки. АФУ и сумматор мощности

Для питания решетки согласно начальным условиям эксперимента требует обеспечить синфазное распределение электромагнитной волны в коаксиальном кабеле. Для этого можно воспользоваться специальными кабельными разъемами с подстройкой фазы.

Ассортимент разъемов с подстройкой фазы включает соединители, поставляемые в виде отдельных компонентов производства компании Spectrum Electrotechnik, и соединители SUCOTRIM в составе кабельных сборок SUCOFLEX 100 Huber+Suhner AG.



Рисунок 3.15. Разъем типа TNC с подстройкой фазы

Разъемы SUCOTRIM предлагаются в составе кабельных сборок SUCOFLEX 100 на кабелях SUCOFLEX_104_P(E) и SUCOFLEX_106_P. Перестройка фазы осуществляется механическим способом за счет изменения физической длины соединения. После выполнения подстройки положение может быть зафиксировано с помощью стопорной гайки. При перестройке изменения вносимых потерь изделия и ухудшения КСВН не происходит. Соединители SUCOTRIM благодаря износостойким материалам конструкции могут использоваться как в стационарных применениях, так и в составе измерительных стендов и оборудования. Кабельные сборки SUCOFLEX 100 с SUCOTRIM могут изготавливаться в различных видах дополнительной внешней защиты [23].

Таблица 6. Обобщенные характеристики

Диапазон рабочих частот	DC-18 ГГц
Ассортимент интерфейсов	вилки SMA, N и TNC
Диапазон перестройки	не менее 64° на 18 ГГц

Таблица 7. Ассортимент изделий

Серия	Исполнение	Диапазон перестройки
SMA	прямые вилки для кабелей 0,086 и 0,141 дюйма	не менее 127° на 26,5 ГГц
	прямая приборно-кабельная розетка под 4 винта для 0,086 дюйма	не менее 50° на 18,0 ГГц
SMP	прямая вилка для кабеля 0,047 дюйма	не менее 30° на 18,0 ГГц

Суммирование сигнала, поступающего на элементы ФАР предлагается осуществлять микрополосковым сумматором мощности, структура которого была рассчитана в разделе 2.7. Вид сумматора в корпусе, установленном на задней поверхности опорной фермы ФАР, показан на рисунках 3.16-3.19.

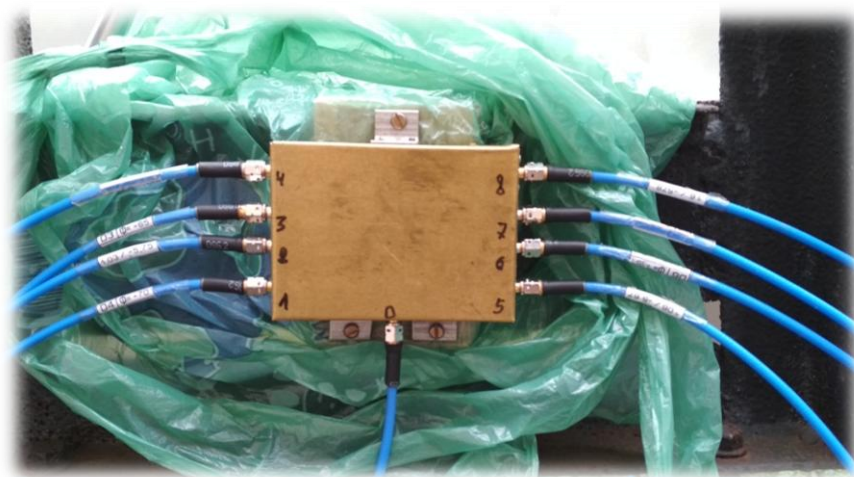


Рисунок 3.16. Корпус микрополоскового сумматора мощности на восемь каналов

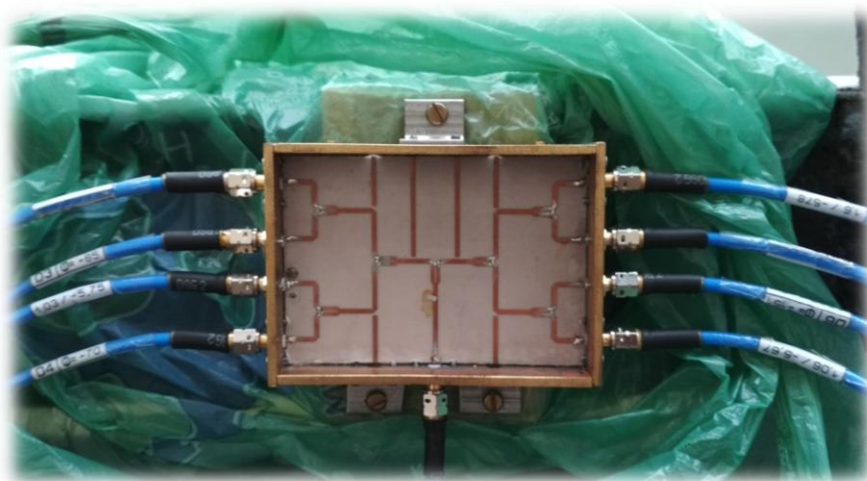


Рисунок 3.17. Микрополосковый сумматор мощности на восемь каналов

Экспериментальные параметры матрицы рассеяния данного сумматора получены путем измерения анализатором спектра Keysight и сведены в Таблица 8.

Таблица 8. Экспериментальные параметры матрицы рассеяния микрополоскового сумматора мощности

Параметр	КСВ	Коэффициент передачи, дБ	$\Delta\Phi, ^\circ$
S_{00}	1,12	-	-
S_{01}	1,48	- 9,49	+ 96,9
S_{02}	1,38	- 9,96	+ 103,2
S_{03}	1,80	- 9,46	+ 95,15
S_{04}	1,63	- 9,46	+ 105,2
S_{05}	1,47	- 9,46	+ 93,76
S_{06}	1,40	- 9,47	+ 101,8
S_{07}	1,31	- 9,46	+ 104,7
S_{08}	1,44	- 9,46	+ 103,9

Фазовую ошибку предлагается скомпенсировать применением возможности изменять длину волновода облучателя, путем передвижения его внутри крепежного корпуса, не перемещая его, при этом, относительно фокусного центра параболического элемента ФАР. Юстировка проводится по схеме, изображенной на рисунке, используя при этом зондирующие антенны (Рисунок 3.18). Причём сфазировать предлагается весь антенно-фидерный тракт, подключив к неиспользуемым выходам сумматора согласованные нагрузки.

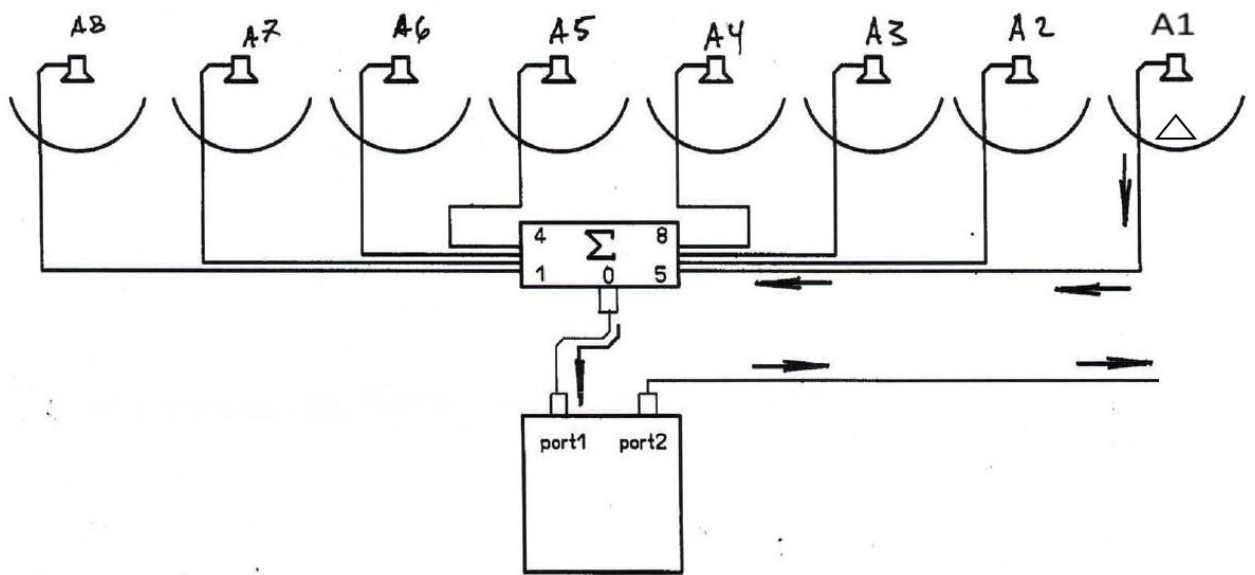


Рисунок 3.18. Схема стенда для измерения и настройки АФР между элементами решетки

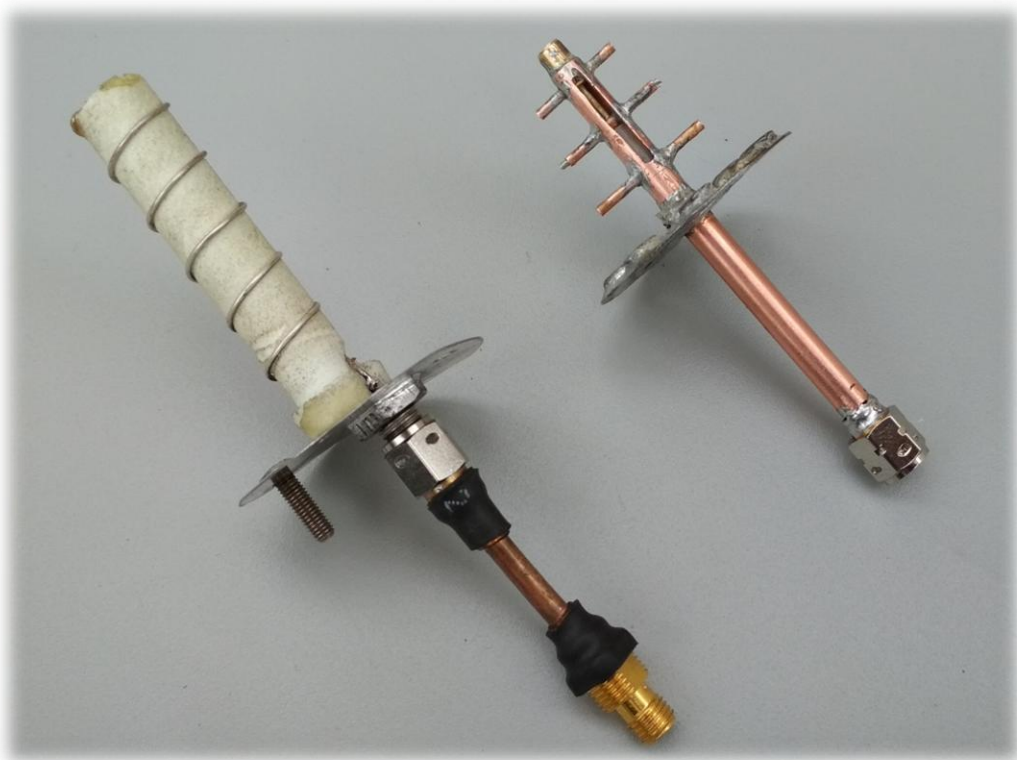


Рисунок 3.19. Зондирующие антенны для юстировки зеркальных антенн: а) спиральная антенная круговой поляризации, б) дипольная антенна линейной поляризации

3.4 Получение экспериментальных данных

План измерений:

- 1) Амплитудная и фазовая диаграммы направленности одного зеркала в азимутальной плоскости в диапазоне углов $\pm 9^\circ$.
- 2) Смещение облучателя вдоль фокусного центра параболического элемента в пределах ± 10 мм и его влияние на ДН.
- 3) Наклон облучателя в азимутальной плоскости в пределах $\pm 30^\circ$ и его влияние на ДН.
- 4) Измерение амплитудной (и фазовой) ДН в дальней зоне в азимутальной плоскости для эквидистантной восьмиэлементной решетки.
- 5) Измерение амплитудной (и фазовой) ДН в дальней зоне в азимутальной плоскости для неэквидистантной восьмиэлементной решетки путем независимого изменения наклона облучателя каждого элемента.

Схема измерения приведена на Рисунок 3.22 и состоит из самой решетки (8 элементов А1 – А8), зондирующая антенна зеркального типа (А9), ретранслятор зеркального типа (А10), сумматора мощности и анализатора цепей. В качестве анализатора для сравнения результатов использовались приборы производства Микран и Keysight.

Были измерены амплитудные и фазовые ДН одного элемента АР, и сведены в графики, построенные по точкам, изображенные на Рисунок 3.20 и Рисунок 3.21.

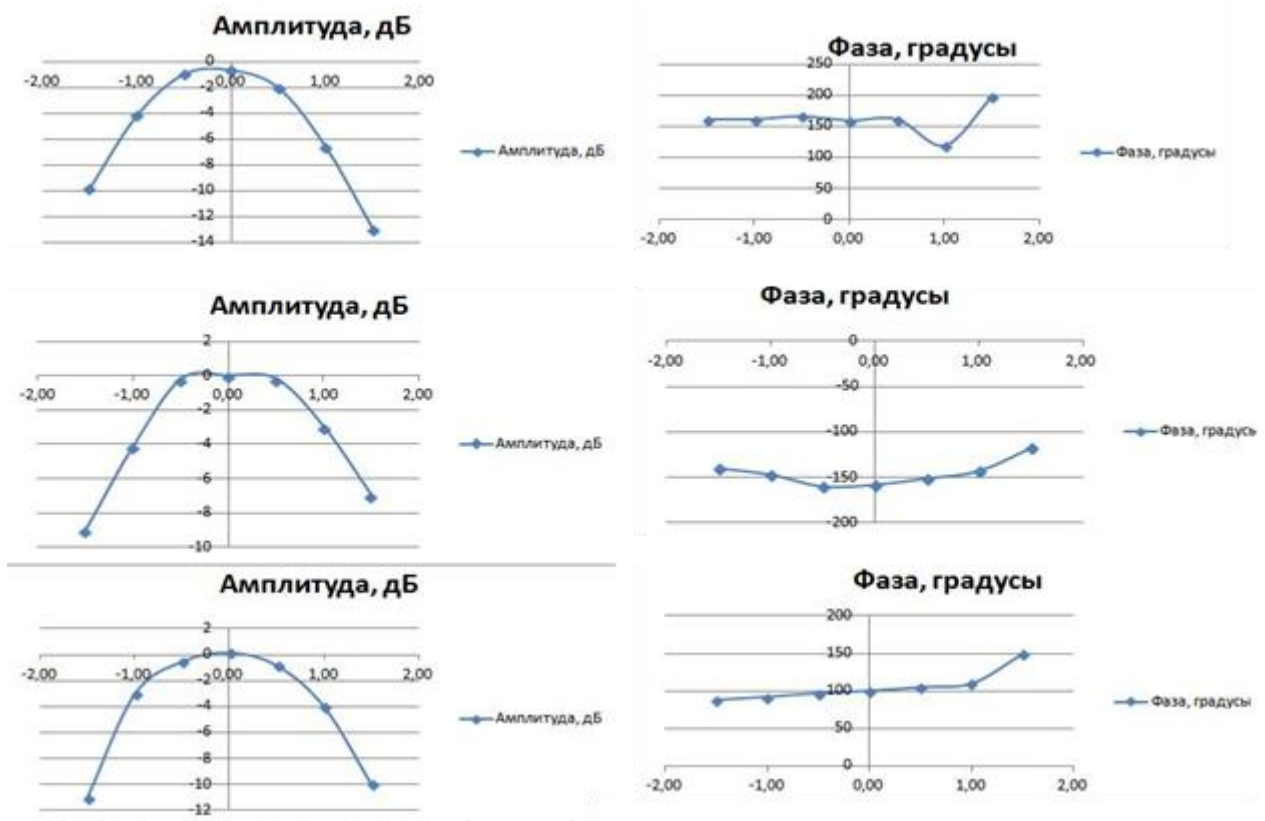


Рисунок 3.20. Проверка теории о положении ФЦ при сдвиге облучателя. Амплитудная и фазовая ДН одного элемента

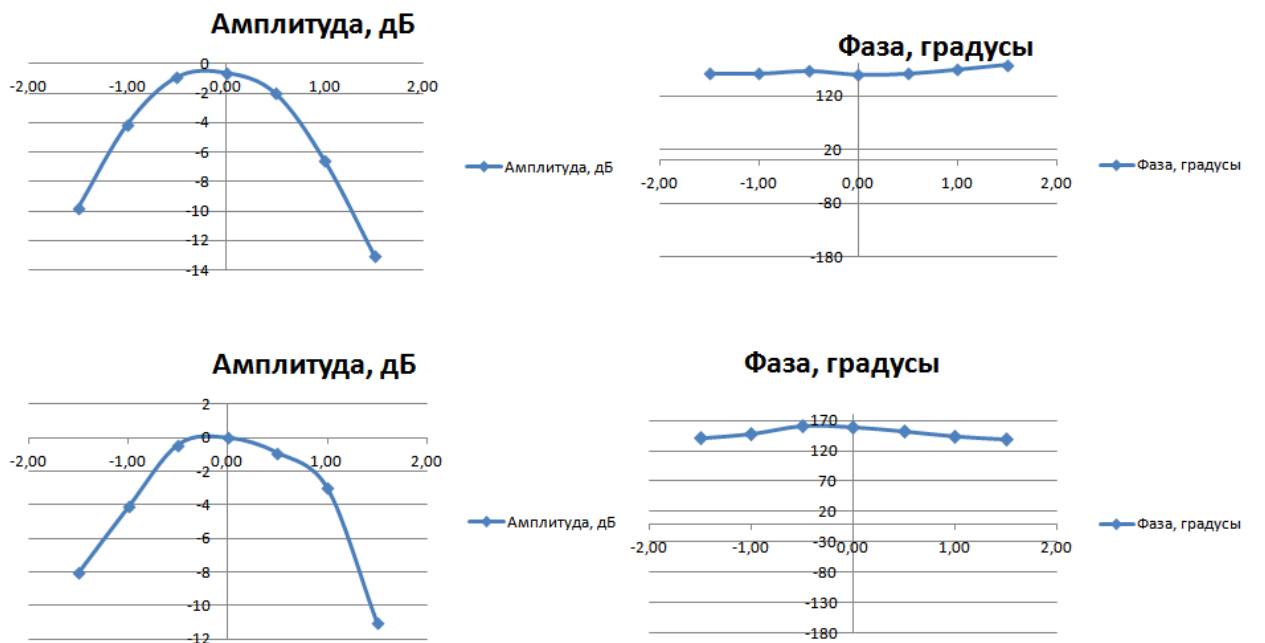


Рисунок 3.21. Проверка теории о положении ФЦ при наклоне облучателя. Амплитудная и фазовая ДН одного элемента

Для определения КУ решетки был выбран метод замещения эталонной антенны, параметры которой известны. График зависимости КУ рупорной антенны П6-23А представлен на Рисунок 3.23. Таким образом, коэффициент усиления исследуемой ФАР составил 25 дБ.

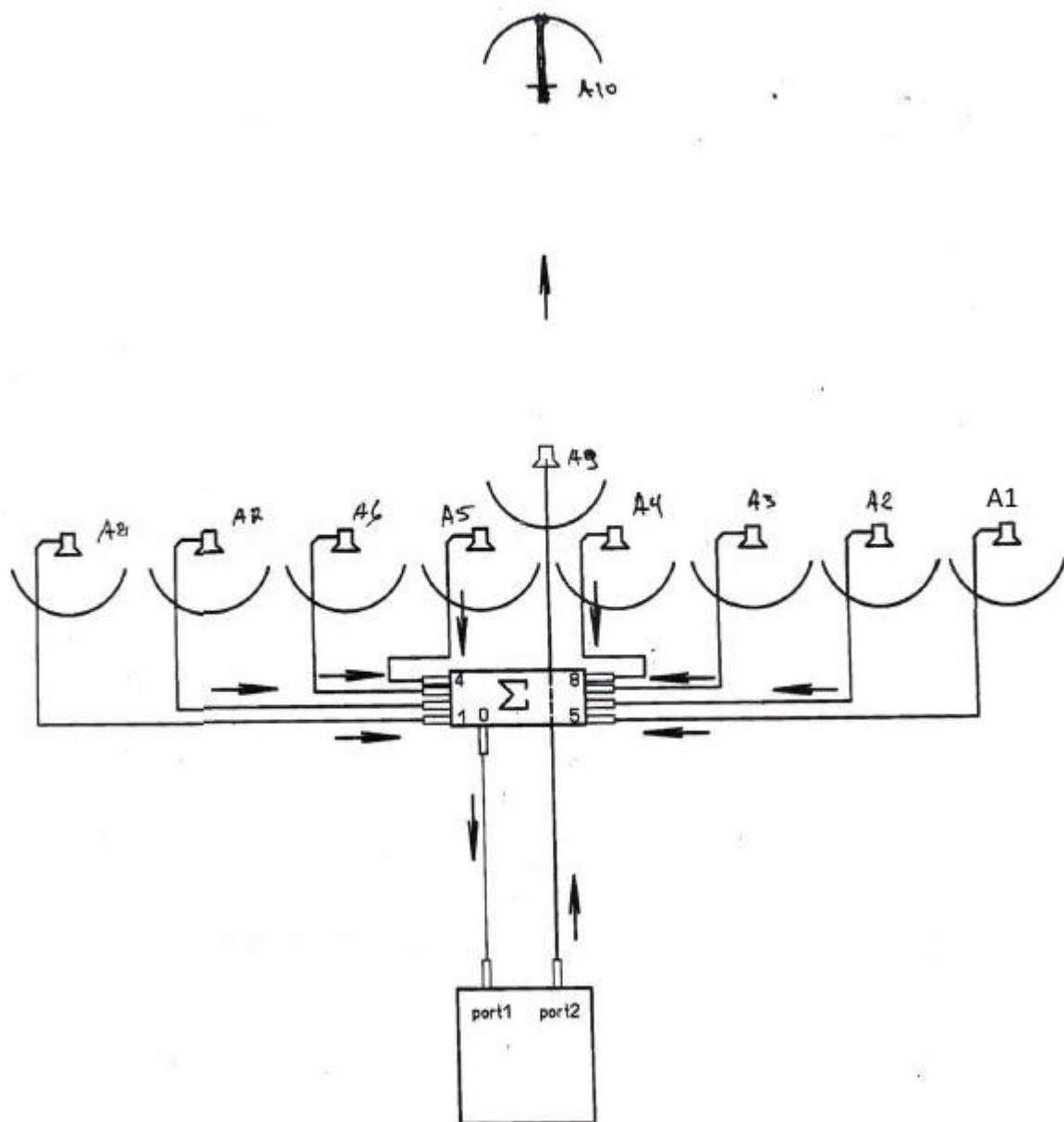


Рисунок 3.22. Схема стенда для измерения амплитудной и фазовой ДН восьмиэлементной решетки

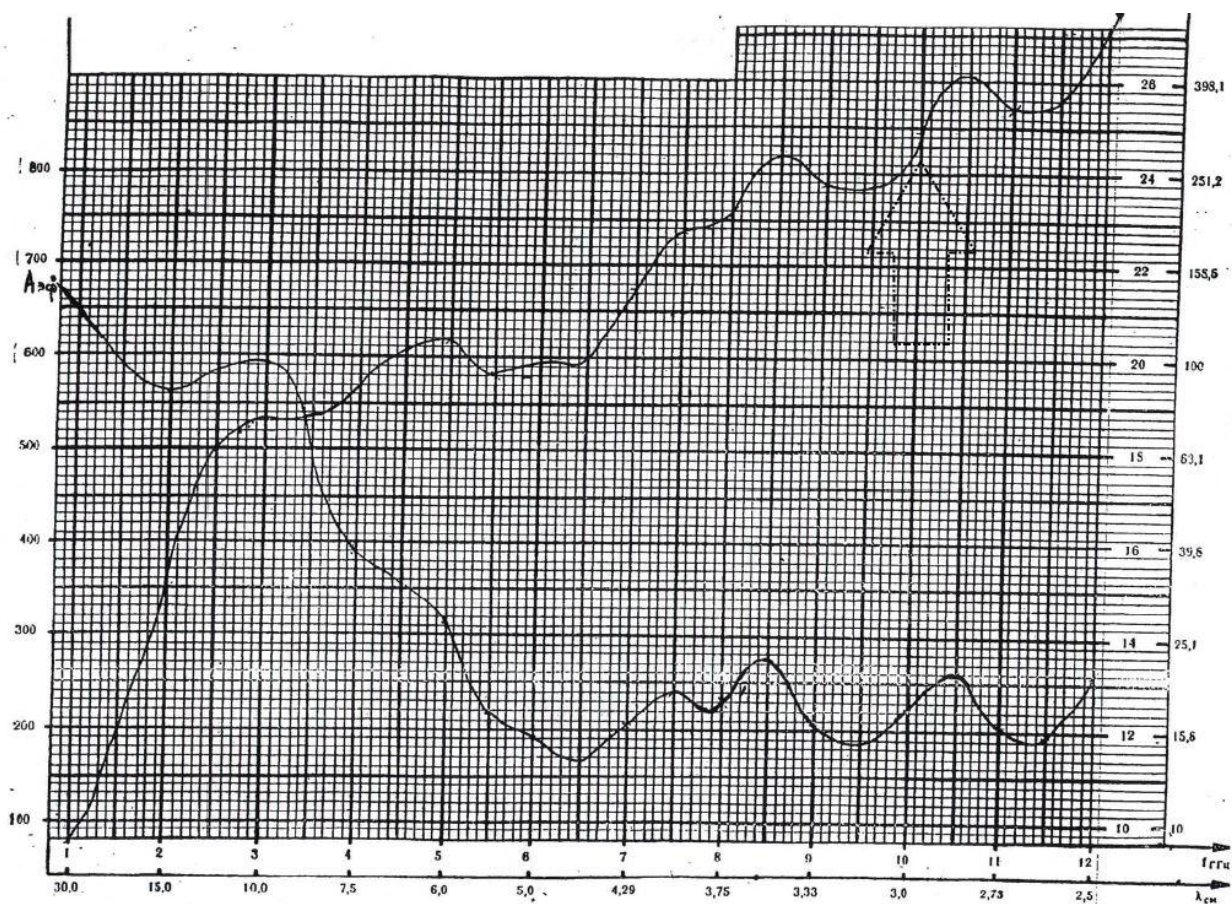


Рисунок 3.23. График зависимости КУ рупорной антенны Пб-23А от частоты

Полученные экспериментальные результаты сравним с теоретическими. На Рисунок 3.24 представлены результаты моделирования в Matlab: наложение расчётной ДН с экспериментальной, построенной по точкам с шагом 5 угловых минут, значения которой приведены в приложении В. На Рисунок 3.25 представлено сравнение с ДН решетки с наклоненными облучателями. Как видно из графика, УБЛ неэквидистантной решетки снизился на 1 дБ, что подтверждает теорию о частичном фазовом центре антенны, поскольку периодическая структура ФАР нарушалась только смещение ФЦ зеркальной антенны, а также теории о НФАР, однако при этом произошло незначительное снижение КУ на уровень порядка $\sim 0,3$ дБ.

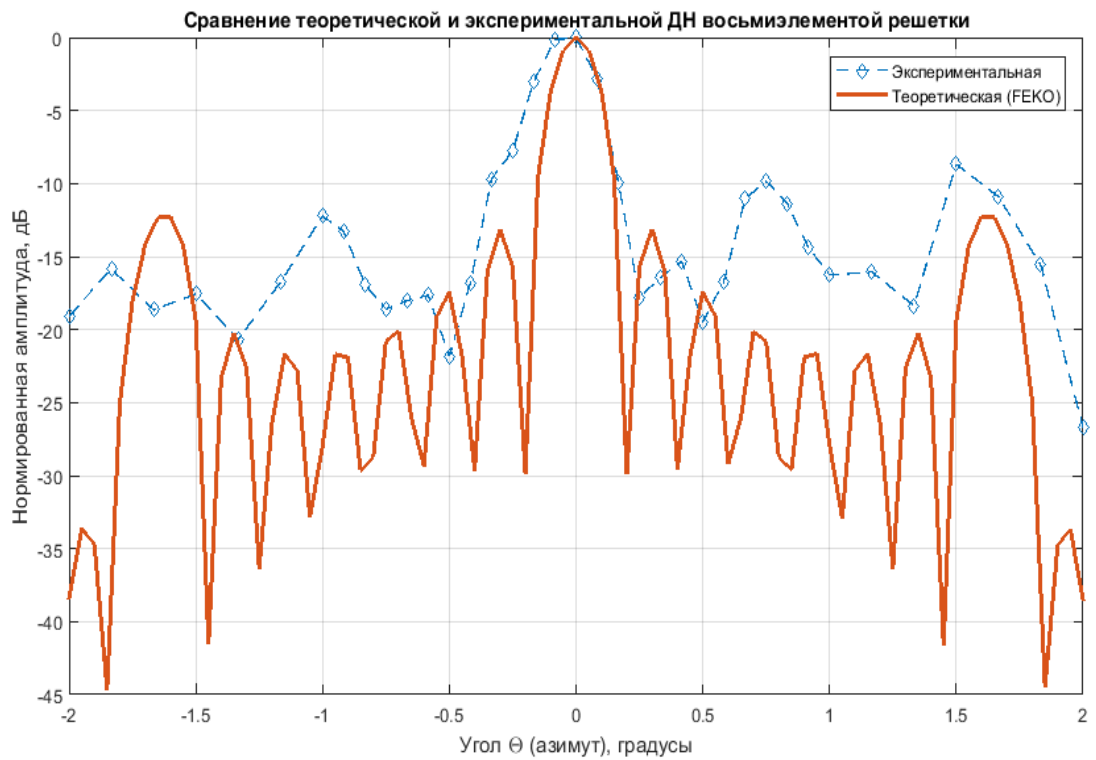


Рисунок 3.24. ДН восьмиэлементной решетки (теоретическая и экспериментальная)

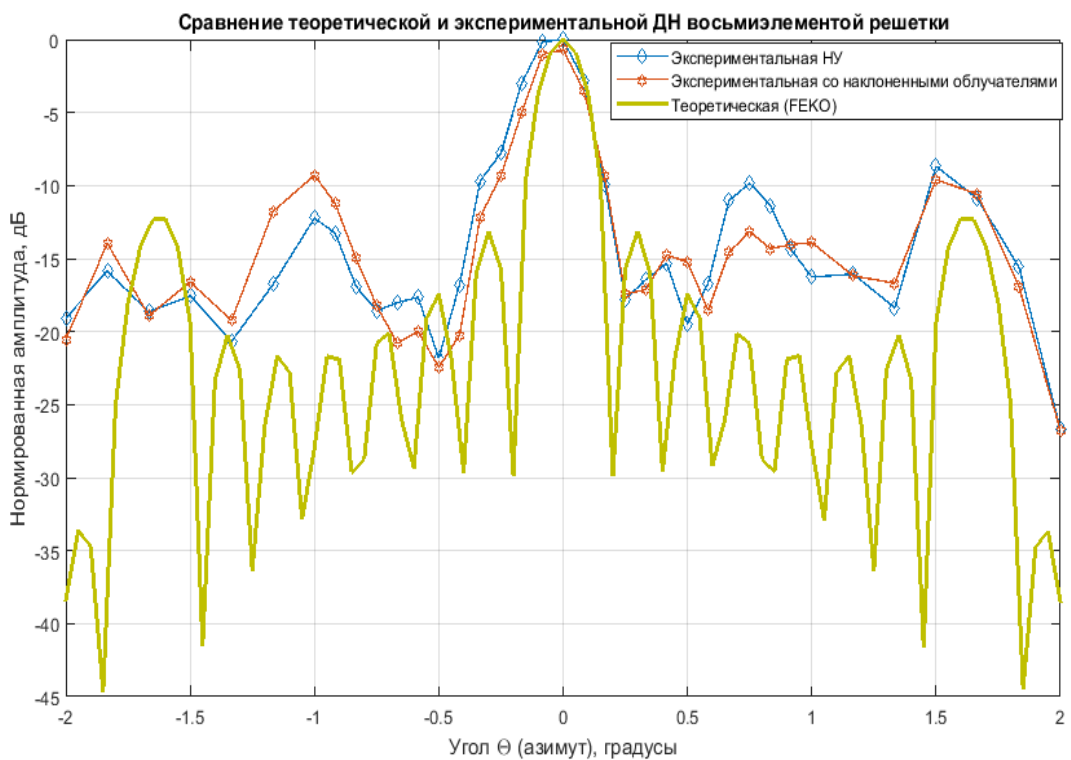


Рисунок 3.25. Сравнение ДН неэквидистантной восьмиэлементной решетки (теоретическая и экспериментальная)

Выводы к разделу

В процессе разработки ФАР также были решены следующие задачи:

1. Создан экспериментальный макет, позволяющий получать РРТ антенной решетки.

2. Получены экспериментальные результаты, доказывающие теорию о положении ФЦ параболической антенны, и теорию о снижении УБЛ в НФАР:

- фазовая характеристика остается квазипостоянной в пределах главного лепестка ДН при наклоне облучателя отдельного элемента:

- УБЛ уменьшился на 1 дБ, при уменьшении КУ менее чем на 0,5 дБ.

Однако, сравнивать теоретические и экспериментально полученные данные в данном случае можно лишь косвенно, поскольку в данных условиях измерения ДН производились в ближней зоне антенны.

ВЫВОДЫ К РАБОТЕ

Разработка антенных полей является комплексной задачей, требующей знания не только в области антенной техники и устройств СВЧ, но и в области механики и математики. В рамках выполнения данной работы автором были выполнены многочисленные электродинамические и математические расчеты, проведен сравнительный анализ и выбрана оптимальная структура сумматора СВЧ мощности для питания антенной решетки, а также было определено АФР ее элементов.

Данная работа показывает преимущества использования ФАР вместо РТ, а также демонстрирует экономию площади НФАР по сравнению с эквидистантными антенными решетками, а также изучена возможность разрушать периодическую структуру эквидистантной ФАР путем наклона облучателей отдельных элементов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Совершенствующая космическая техника требует обеспечения качественного приема связи на все большие расстояния, а астрономические исследования используют все более узкий луч диаграммы направленности. В связи с этим существующая антенная техника требует своей модернизации, а построение радиотелескопов с огромным диаметром уходит в прошлое, уступая своё место антенным полям. Одним из решений является радиотелескоп Хаббл, находящийся на орбите Земли, тем самым позволяя ученым вести исследования Вселенной в частотных диапазонах, для электромагнитных волн которого Земная атмосфера является непрозрачной. Поскольку доставка на орбиту крупногабаритных параболических антенн, а также дальнейший их монтаж и обслуживание довольно затруднительно, актуальным вопросом является построение антенных полей космического базирования, где вопрос компактного размещения элементов особенно актуален.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *О.Г. Вендик.* Антенны с немеханическим движением луча: Введение в теорию. М.: Сов. радио, 1965, 360 с.
2. *О.Г. Вендик.* Фазированная антенная решетка – глаза радиотехнической системы. Соросовский образовательный журнал, №2, 1997
3. *Дубровин В.С., Колесникова И.В.* К расчету параболической антенны для сверхширокополосных систем радиодоступа. И.В.ГОУВПО НИ «Мордовский государственный университет им. Н.П.Огарева», г. Саранск
4. *Сазонов Д.М., Марков Г.Т.* Антенны. 1977.М. «Энергия». 528 с
5. Моделирование зеркальной антенны с помощью HFSS ANSYS. Александр Курушин, Евгений Лаврецкий, Семён Дергачёв (Москва)
6. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. Москва 2009
7. *С.Е. Банков, Э.М. Гутцайт, А.А. Курушин.* Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. Москва, «Оркада», 2012
8. *Курушин А.А., Пластиков А.Н.* Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. Москва 2011
9. *Г.Б. Двайт* Таблицы интегралов и другие математические формулы. Изд. “Наука”, 1973
10. Испытания антенных решеток бортовых радиолокационных систем в антенном измерительно-вычислительном комплексе. *Добычина Е.М., Снастин М.В., Обухов А.Е., Харалгин С.В.* Труды МАИ. Выпуск № 91
11. *В.И. Гусевский, М.Д. Дупленкова, В.Н. Белан, С.Е. Елисеев.* Сканирующая щелевая антенная решетка РЛС с синтезированной апертурой. сб. тр. Международной научной конференции: Излучение и рассеяние электромагнитных волн, ИРЭМВ, Таганрог , 2013 С. 184-188.
12. Самолетная фазированная антенная решетка РСА бокового обзора. *Белькович И.В., Гусевский В.И., Дубовицкий М.А., Дупленкова М.Д.,* IX

Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий»

13. *Гусевский В.И.* Фазовая характеристика и фазовый центр линейных и плоских АР. - Радиотехника и электроника, 1991, т. 36, № 3, с. 433-441.

14. Об одном способе проектирования неэквидистантных фазированных антенных решеток, состоящих из остронаправленных антенн. *Дубовицкий М.А., Клементьева А.В.*, сб. тр. 23 Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов "Радиоэлектроника, электротехника и энергетика", НИУ "МЭИ", 2017

15. Выбор амплитудно-фазового распределения Линейных фазированных антенных решеток с пассивными и активными фазовращателями. *М. А. Дубовицкий.*, сб. тр. 24 Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов "Радиоэлектроника, электротехника и энергетика", НИУ "МЭИ", 2018

16. *Вольперт А.Р.* О фазовом центре антенны – Москва: Радиотехника. – 1961. – т. 16. – №3. – С. 3.

17. *Родс Д.Р.* Введение в моноимпульсную радиолокацию – Москва: Советское радио. – 1960. – 160 с.

18. Compact Parabolic Reflector Antenna Design with Cosecant-Squared Radiation Pattern. *Okan Yurduseven, Ozan Yurduseven.* Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, August 25 – 27, 2011, Kiev, Ukraine pp. 382 – 385

19. *Вендик О.Г.* Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию) / *Вендик О.Г., М.Д. Парнес., Л.Д. Бахрах* // – Москва: Science Press. – 2001. – 252 с.

20. *Lyman Spitzer, Jr.* History of the Space Telescope (англ.) // Quarterly Journal of the Royal Astronomical Society. — 1979. — No. 20. — P. 29—36. Ранняя история и предшественники.

21. *Akira Ishimaru*. Theory of Unequally-Spaced Arrays. IEEE Tran. Ant. Propag. 1963.
22. *Akira Ishimaru*. Unequally Spaced Arrays Based on the Poisson Sum Formula, IEEE Tran. Ant. Propag, vol. 62, no. 4, pp. 1549 – 1554, Apr. 2014.
23. Компоненты для применения на борту космических аппаратов. Каталог продукции НКТ, 2017

ПРИЛОЖЕНИЕ А. ГРАФИКИ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ НАКЛОНЕ ОБЛУЧАТЕЛЯ В MIRROR

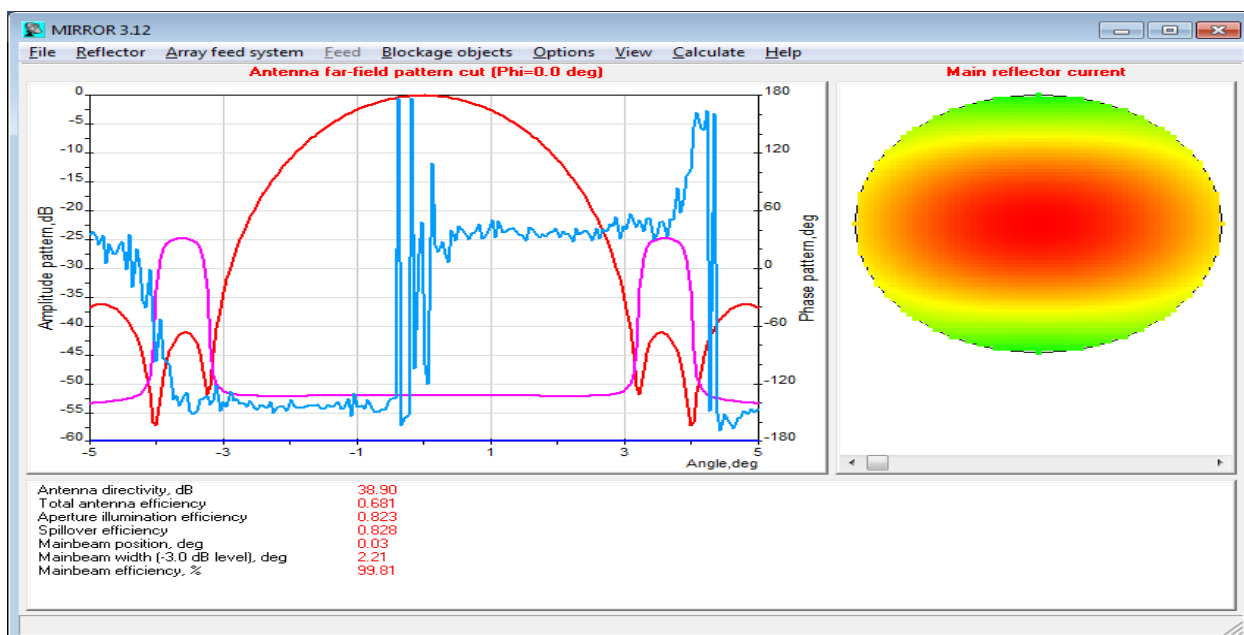


Рисунок А.1. ДН зеркальной антенны с фазовым распределением в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Ширина ДН по уровню -3 дБ: 2,21 градуса. КУ 38,9 дБ

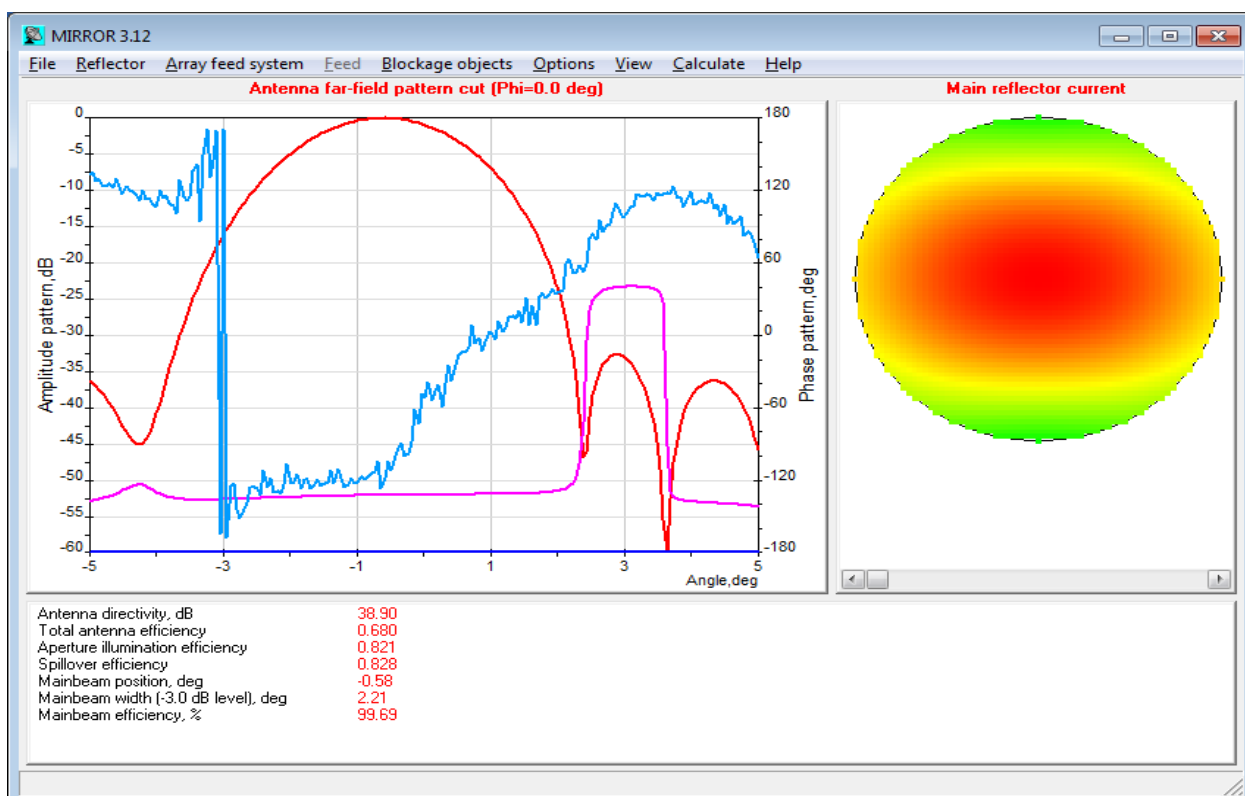


Рисунок А.2. ДН зеркальной антенны с фазовым распределением в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Смещение по оси X: 0,5 см. Смещение по оси Y: 0 см. Ширина ДН по уровню -3 дБ: 2,21 градуса. КУ 38,9 дБ

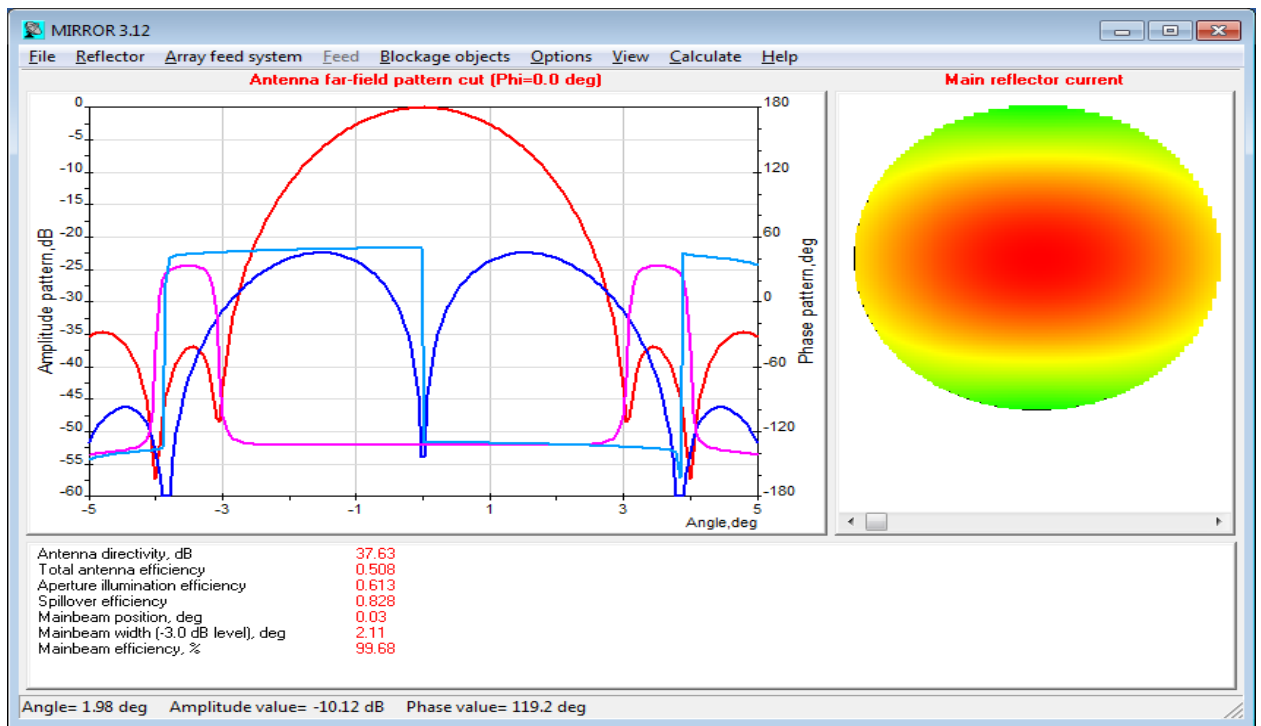


Рисунок А.3. ДН зеркальной антенны с фазовым распределением в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Смещение по оси X: 0 см. Смещение по оси Y: 0,5 см. Ширина ДН по уровню – 3 дБ: 2,11 градуса. КУ 37,63 дБ

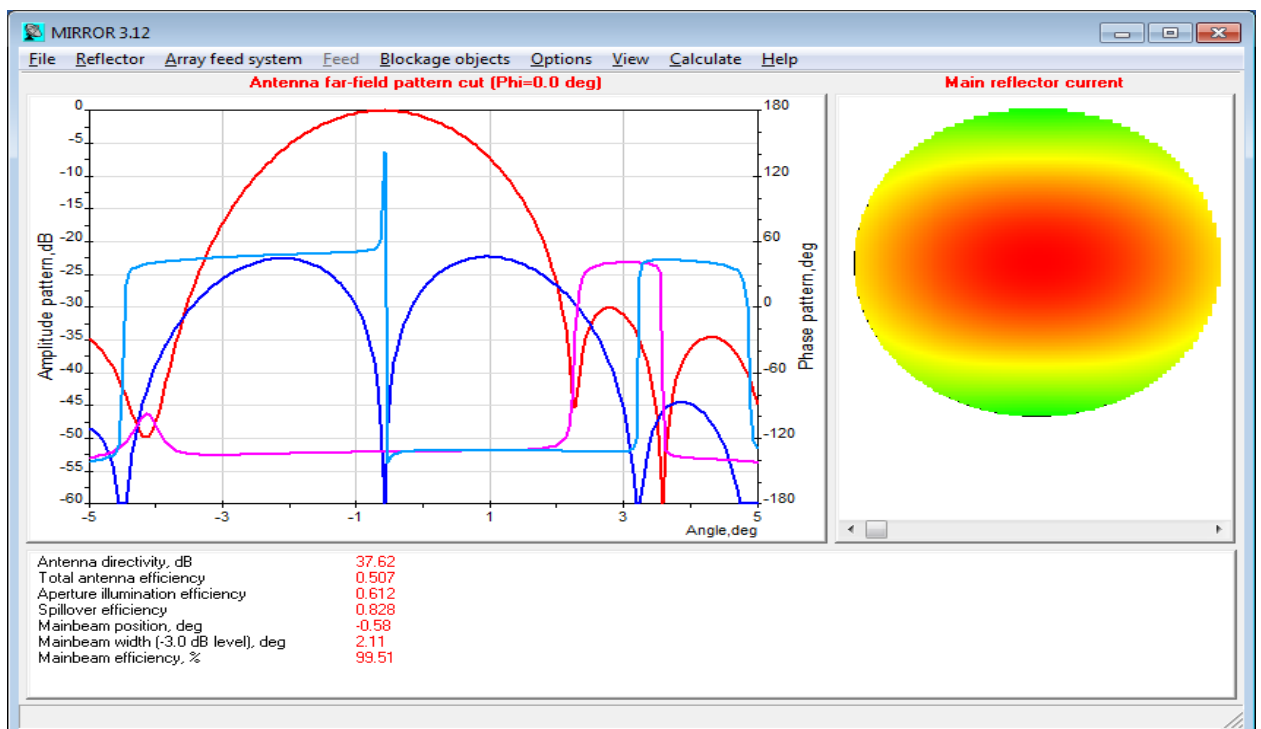


Рисунок А.4. ДН зеркальной антенны с фазовым распределением в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Смещение по оси X: 0,5 см. Смещение по оси Y: 0,5 см. Ширина ДН по уровню – 3 дБ: 2,11 градуса. КУ 37,62 дБ

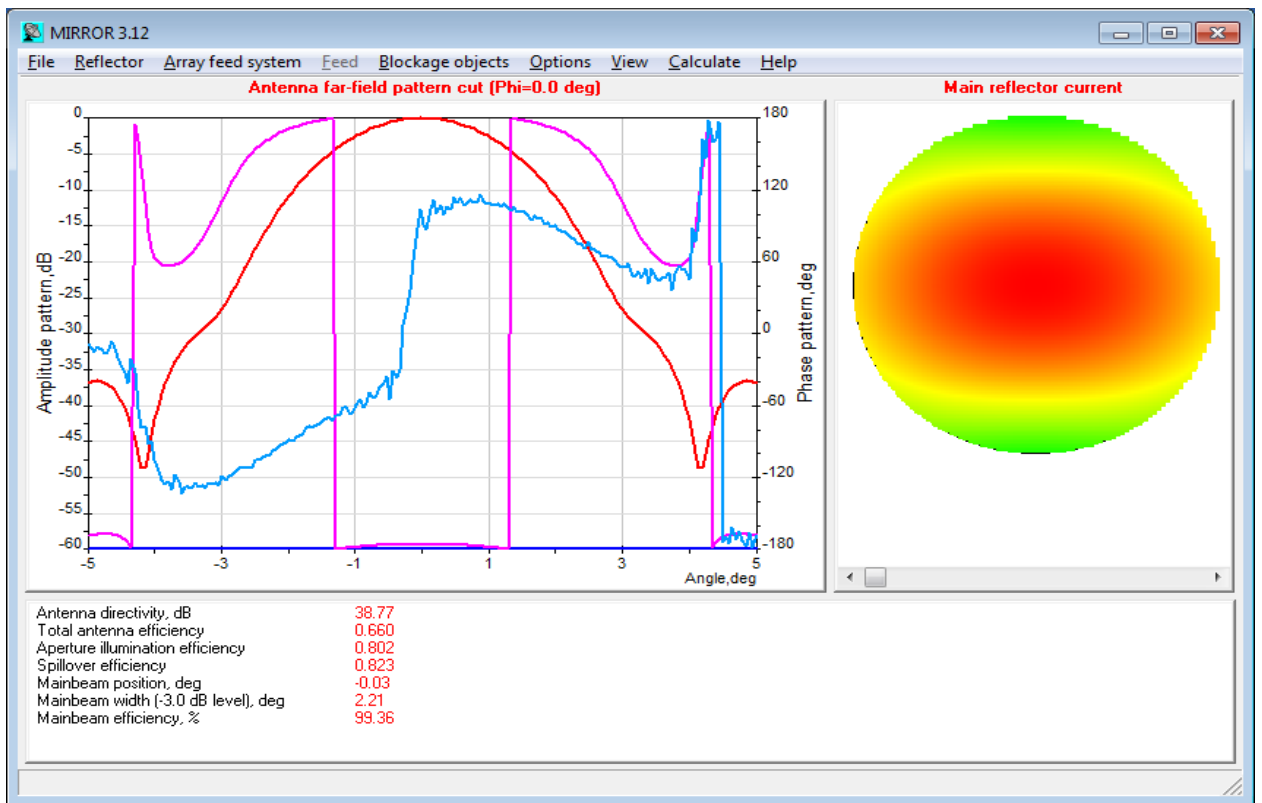


Рисунок А.5. ДН зеркальной антенны с фазовым распределением в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Смещение по оси X: 0 см. Смещение по оси Y: 0 см. Смещение по оси Z: 0,5 см. Ширина ДН по уровню – 3 дБ: 2,21 градуса. КУ 38,77 дБ

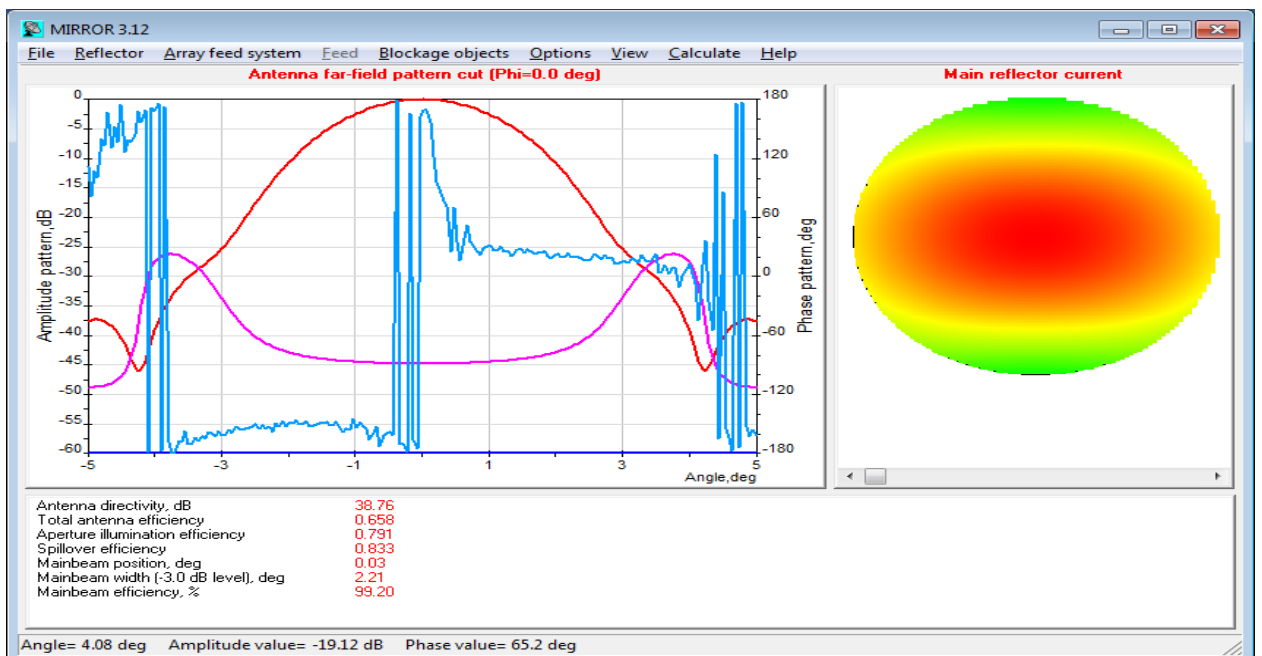


Рисунок А.6. ДН зеркальной антенны с фазовым распределением в дальней зоне ($\Phi И = 0$). Смещение по оси X: 0 см. Смещение по оси Y: 0 см. Смещение по оси Z: -0,5 см. Ширина ДН по уровню – 3 дБ: 2,21 градуса. КУ 38,76 дБ

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. ЛИСТИНГ ПРОГРАММЫ

```
clear all; clc; close all; % Подготовка среды

% ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

deg = 0.01745; % Радианов в одном градусе
L = 105; % Диаметр раскрыва одного элемента, см
lambda = 3; % Длина волны, см
B = 2*pi/lambda; % Постоянный коэффициент волны
O = 100000; % Количество отсчетов
N = 8; % Число элементов

t = linspace(deg2rad(85),deg2rad(95),O); % Рассматриваемый массив углов

D = abs(0.5*B*L*cos(t)) .\ abs(sin(0.5*B*L*cos(t))); % Диаграмма
направленности одного элемента

% F = abs(sin(t)) % Тестовая функция

figure(1); % Окно графика
plot(rad2deg(t), 10*log10(abs(D))); % График
grid on % Сетка
title('ДН одного элемента'); % Заголовок

sigma = 3.08331; % СКО
a0 = 7.97995*10^3; % Коэффициент усиления элемента с нормальным ФЦ

% КООРДИНАТЫ ЭЛЕМЕНТОВ

d1 = L + sigma;
d2 = 2*(L+sigma);
d3 = 3*(L+sigma);
d4 = 4*(L+sigma);
d5 = 5*(L+sigma);
d6 = 6*(L+sigma);
d7 = 7*(L+sigma);
d8 = 8*(L+sigma);

% МНОЖИТЕЛЬ ДН

A = sqrt( ((a0*cos(B*d1*cos(t))) + a0 + (a0*cos(B*d2*cos(t)))) +
(a0*cos(B*d3*cos(t))) + (a0*cos(B*d4*cos(t))) + (a0*cos(B*d5*cos(t))) +
(a0*cos(B*d6*cos(t))) + (a0*cos(B*d7*cos(t))) + (a0*cos(B*d8*cos(t))))).^2 +
((a0*sin(B*d1*cos(t))) + (a0*sin(B*d2*cos(t))) + (a0*sin(B*d3*cos(t))) +
(a0*sin(B*d4*cos(t))) + (a0*sin(B*d5*cos(t))) + (a0*sin(B*d6*cos(t))) +
(a0*sin(B*d7*cos(t))) + (a0*sin(B*d8*cos(t))))).^2 );

figure(2);
plot(rad2deg(t), 10*log10(abs(A)));
grid on
title('Множитель ДН');

figure(3);
plot(rad2deg(t), abs(A).*abs(D));
grid on
title('Суммарная ДН по теореме перемножения');
```

```

figure(4);
plot(rad2deg(t), 10*log10(abs(A).*abs(D)));
grid on
title('ДН эквидистантной ФАР, дБ');

figure(5);
plot(rad2deg(t), 10*log10((abs(A).*abs(D)) / max((abs(A).*abs(D)))));
grid on
title('Нормированная ДН эквидистантной ФАР, дБ');

figure(6);
plot(rad2deg(t), 10*log10((abs(A).*abs(D)) / max((abs(A).*abs(D)))) ,
rad2deg(t), 10*log10(abs(D)));
grid on
title('ДН эквидистантной ФАР и одного элемента, дБ');

% K = linspace (-8*lambda/2, 8*lambda/2, 8); % Массив координат в пределах АР
K = [-7.2891 1.7855 -5.4229 0.25 0.4943 -2.7188 3.4278 -0.1948]; % Массив
случайных чисел

% Координаты неэквидистантной ФАР
e1 = K(1);
e2 = L + K(1) + K(2);
e3 = 2*L + K(1) + K(2) + K(3);
e4 = 3*L + K(1) + K(2) + K(3) + K(4);
e5 = 4*L + K(1) + K(2) + K(3) + K(4) + K(5);
e6 = 5*L + K(1) + K(2) + K(3) + K(4) + K(5) + K(6);
e7 = 6*L + K(1) + K(2) + K(3) + K(4) + K(5) + K(6) + K(7);
e8 = 7*L + K(1) + K(2) + K(3) + K(4) + K(5) + K(6) + K(7) + K(8);

% КУ усиления отдельных элементов неэквидистантной ФАР

% b1 = db2mag(38.88);
% b2 = db2mag(39.01);
% b3 = db2mag(38.94);
% b4 = db2mag(39.02);
% b5 = db2mag(39.02);
% b6 = db2mag(38.99);
% b7 = db2mag(38.98);
% b8 = db2mag(39.02);

b1 = 10.^(38.88/10);
b2 = 10.^(39.01/10);
b3 = 10.^(38.94/10);
b4 = 10.^(39.02/10);
b5 = 10.^(39.02/10);
b6 = 10.^(38.99/10);
b7 = 10.^(38.98/10);
b8 = 10.^(39.02/10);

% МНОЖИТЕЛЬ НЕЭКВИДИСТАНТНОЙ ФАР
An = sqrt( ((b1*cos(B*e1*cos(t))) + (b2*cos(B*e2*cos(t))) +
(b3*cos(B*e3*cos(t))) + (b4*cos(B*e4*cos(t))) + (b5*cos(B*e5*cos(t))) +
(b6*cos(B*e6*cos(t))) + (b7*cos(B*e7*cos(t))) + (b8*cos(B*e8*cos(t))))).^2 +
((b1*sin(B*e1*cos(t))) + (b2*sin(B*e2*cos(t))) + (b3*sin(B*e3*cos(t))) +
(b4*sin(B*e4*cos(t))) + (b5*sin(B*e5*cos(t))) + (b6*sin(B*e6*cos(t))) +
(b7*sin(B*e7*cos(t))) + (b8*sin(B*e8*cos(t))))).^2 );

```

```

figure(7);
plot(rad2deg(t), mag2db((abs(A).*abs(D)) / max((abs(A).*abs(D)))) ,
rad2deg(t), mag2db((abs(An).*abs(D)) / max((abs(An).*abs(D)))) , rad2deg(t),
10*log10(abs(D)));
grid on
title('ДН неэквидистантной ФАР норм, дБ');

```

```

figure(7);
plot(rad2deg(t), 10*log10((abs(A).*abs(D))/ max((abs(A).*abs(D)))) ,
rad2deg(t), 10*log10((abs(An).*abs(D)) / max((abs(An).*abs(D)))));
grid on
title('Сравнение ДН эквидистантной и неэквидистантной ФАР, дБ');
xlabel('Угол \Theta (азимут), градусы');
ylabel('Нормированная амплитуда, дБ');
legend('Теоретическая ДН эквидистантной восьмиэлементной АР', 'Теоретическая
ДН неэквидистантной восьмиэлементной АР');

```

```

x = xlsread('DN.xlsx', 'A:A');
y1 = xlsread('DN.xlsx', 'B:B');
y2 = xlsread('DN.xlsx', 'D:D');

```

```

figure(1);
plot(x/60, y1);

```

```

hold on;
plot(x/60, y2);

```

```

DN8 = load('DNFEKO8.txt');
xx = DN8(:,1);
yy = DN8(:,2);

```

```

hold on;
plot(xx, yy);

```

```

grid on

```

```

title('Сравнение теоретической и экспериментальной ДН восьмиэлементной
решетки');
xlabel('Угол \Theta (азимут), градусы');
ylabel('Нормированная амплитуда, дБ');
legend('Экспериментальная НУ', 'Экспериментальная со наклоненными облучателями
', 'Теоретическая (FEKO)');

```

```

DN8 = load('DNFEKO8.txt');
x1 = DN8(:,1);
y1 = DN8(:,2);

```

```

figure(1);
plot(x1, y1);

```

```

hold on;

```

```

DN8_2 = load('DNFEKO8_2.txt');
x2 = DN8_2(:,1);

```

```
y2 = DN8_2(:,2);

hold on;
plot(x2,y2);

grid on

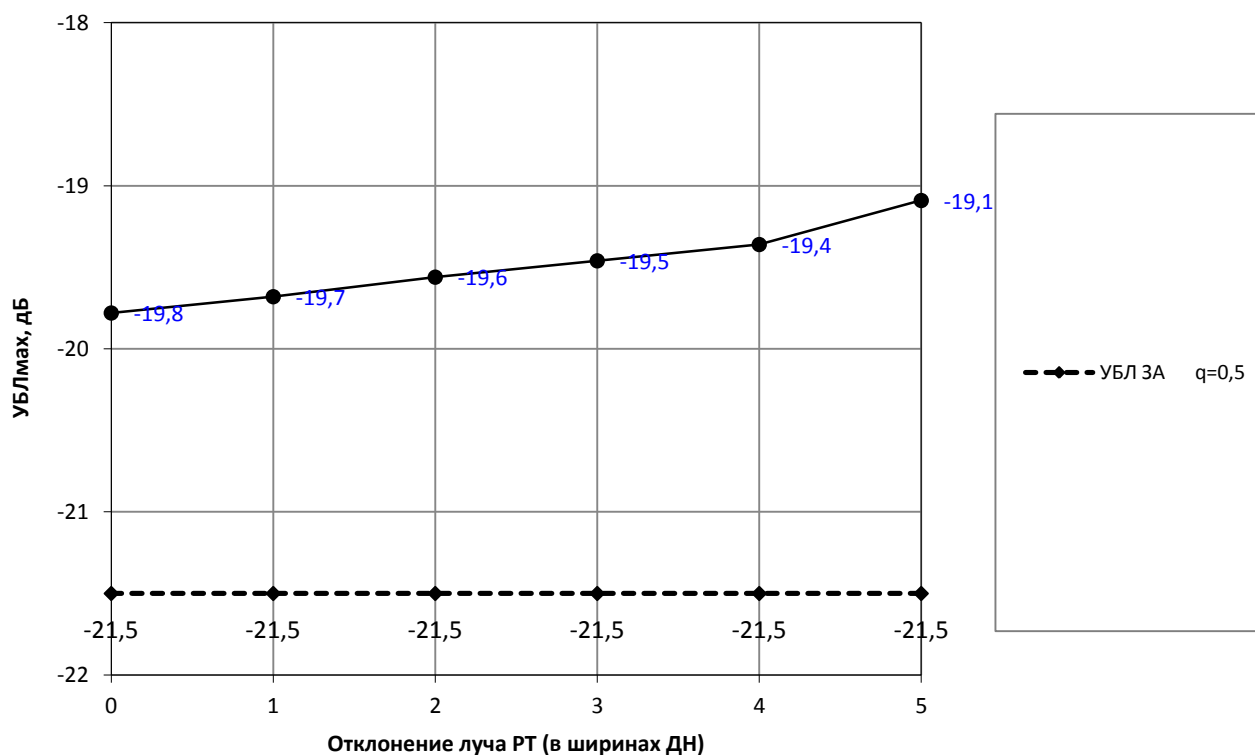
title('Сравнение теоретических ДН восьмиэлементной решетки');
xlabel('Угол \Theta (азимут), градусы');
ylabel('Нормированная амплитуда, дБ');
legend('Теоретическая (ФЕКО) без наклона облучателей','Теоретическая (ФЕКО) с  
наклоном облучателей');
```

ПРИЛОЖЕНИЕ В. РЕЗУЛЬТАТЫ, ПОЛУЧЕННЫЕ ИНСТИТУТОМ МАТЕМАТИКИ И МЕХАНИКИ УРО РАН РФ (Г. ЕКАТЕРИНБУРГ)

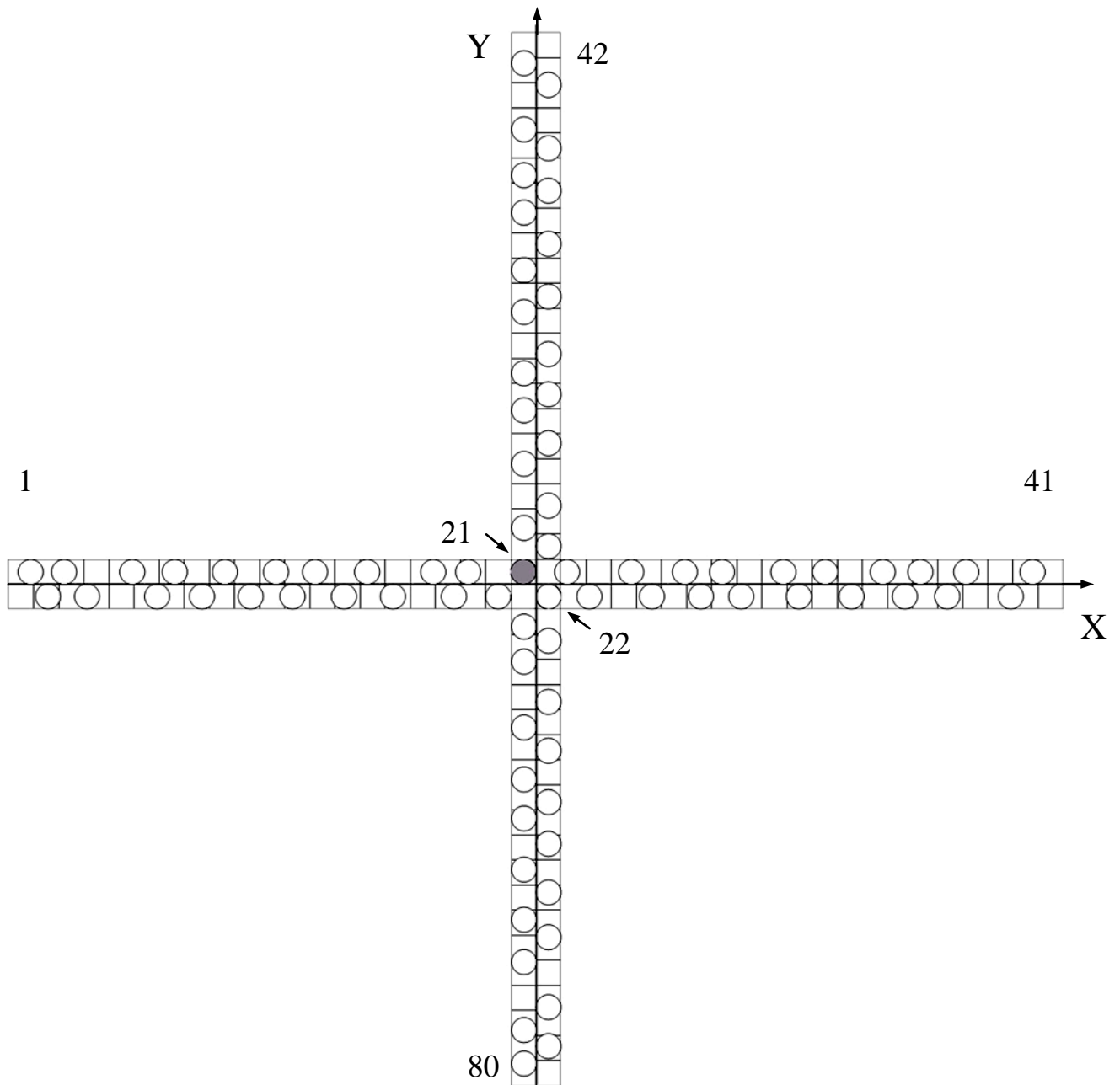
В рамках выполнения НИР был привлечен в качестве соисполнителя Уральский институт механики и математики по части выполнения объемных компьютерных математических расчетов.

Объект исследования

В качестве объекта исследования используется вариант АР7 радиотелескопа. Этот вариант размещения параболических антенн обеспечивает примерно одинаковое значение уровня пикового УБЛ в секторе сканирования до 5 ширин ДН.

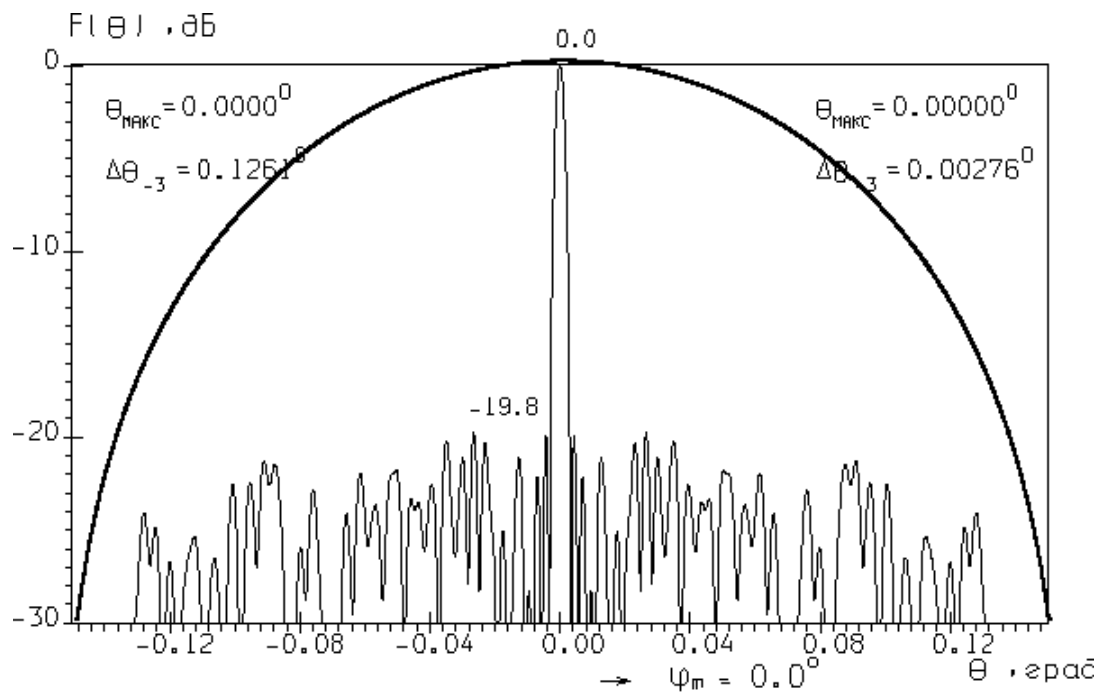


*Рисунок В.0.1. Пиковый УБЛ для вариант АР7
(минимальное расстояние между антеннами $d_{min} = 662 \lambda$, что дает
возможность сканировать в верхнем полупространстве на ± 42 градуса с
учетом механической установки антенн в секторе электронного
сканирования в пределах 5-10 ширин ДН)*

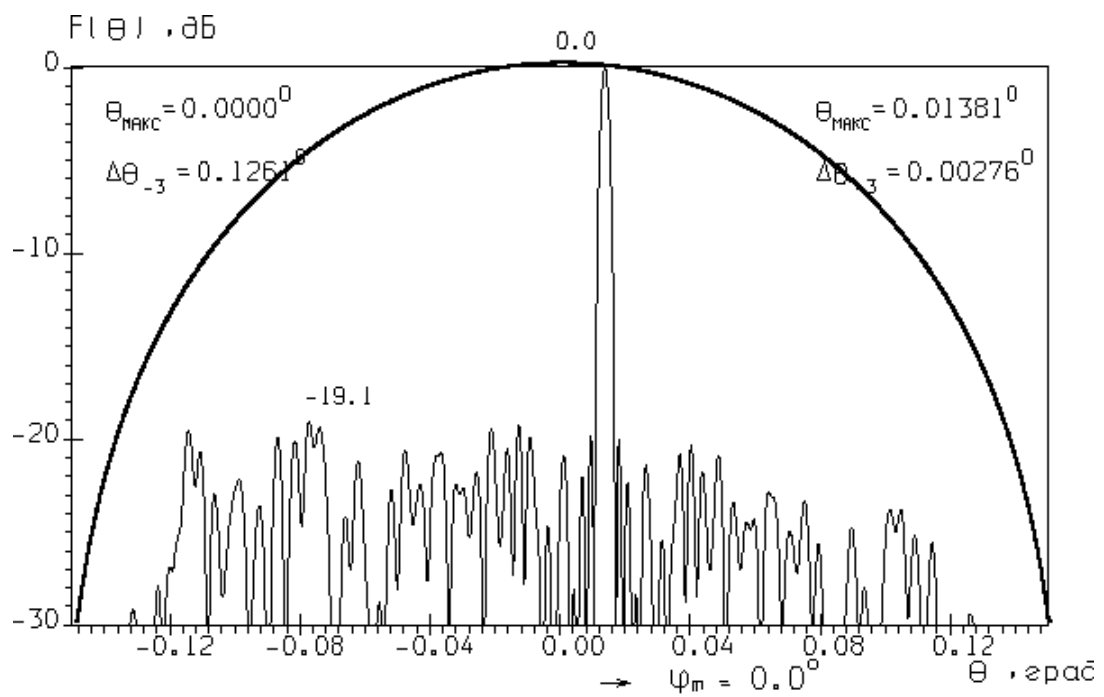


*Рисунок В.0.2. Расположение антенн в крестообразном радиотелескопе
(вариант АР7)*

*(минимальное расстояние между антеннами $d_{min} = 662 \lambda$, что дает
возможность электронного сканирования в верхнем полупространстве на 5-
10 ширин ДН)*



a)



б)

Рисунок В.0.3. ДН радиотелескопа для варианта АР7
 а) – осевой луч; б) – луч, отклонен на 5 ширин ДН

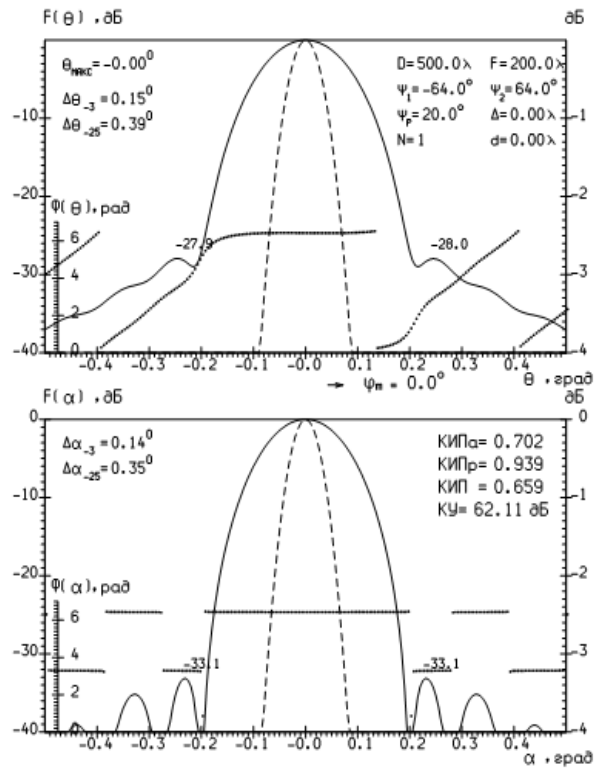
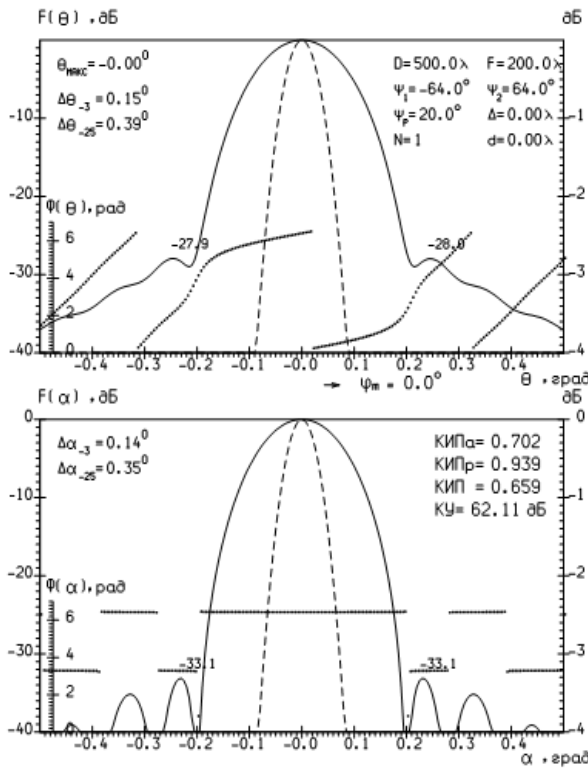


Рисунок В.4. Подавление УБЛ ДН АР из ста элементов

Таблица 6. Координаты излучателей РТ для варианта АР7 в длинах

волн

№	Координаты излучателей вдоль оси ОХ		№	Координаты излучателей вдоль оси ОУ	
	х	у		х	у
1	-10059,495	250,0	42	-250,0	10381,600
2	-9714,737	-250,0	43	250,0	9953,688
3	-9396,646	250,0	44	-250,0	9062,485
4	-8940,287	-250,0	45	250,0	8687,927
5	-8039,089	250,0	46	-250,0	8151,823
6	-7542,369	-250,0	47	250,0	7842,656
7	-7195,526	250,0	48	-250,0	7404,321
8	-6651,818	-250,0	49	250,0	6782,023
9	-6193,406	250,0	50	-250,0	6257,831
10	-5682,009	-250,0	51	250,0	5732,631
11	-5176,779	250,0	52	-250,0	5421,199
12	-4850,110	-250,0	53	250,0	4580,948
13	-4399,233	250,0	54	-250,0	4202,318
14	-3823,031	-250,0	55	250,0	3783,050
15	-3364,676	250,0	56	-250,0	3461,999
16	-2852,079	-250,0	57	250,0	2808,207
17	-2047,657	250,0	58	-250,0	2395,512
18	-1636,418	-250,0	59	250,0	1561,909
19	-1350,811	250,0	60	-250,0	1119,293
20	-750,000	-250,0	61	250,0	750,000
21	-250,000	250,0	21	-250,0	250,000
22	250,000	-250,0	22	250,0	-250,000
23	619,293	250,0	62	-250,0	-850,811
24	1061,909	-250,0	63	250,0	-1136,418
25	1895,512	250,0	64	-250,0	-1547,657
26	2308,207	-250,0	65	250,0	-2352,079
27	2961,999	250,0	66	-250,0	-2864,676
28	3283,050	-250,0	67	250,0	-3323,031
29	3702,318	250,0	68	-250,0	-3899,233
30	4080,948	-250,0	69	250,0	-4350,110
31	4921,199	250,0	70	-250,0	-4676,779
32	5232,631	-250,0	71	250,0	-5182,009
33	5757,831	250,0	72	-250,0	-5693,406
34	6282,023	-250,0	73	250,0	-6151,818
35	6904,321	250,0	74	-250,0	-6695,526
36	7342,656	-250,0	75	250,0	-7042,369
37	7651,823	250,0	76	-250,0	-7539,089
38	8187,927	-250,0	77	250,0	-8440,287
39	8562,485	250,0	78	-250,0	-8896,646
40	9453,688	-250,0	79	250,0	-9214,737
41	9881,600	250,0	80	-250,0	-9559,495

Нормальный закон распределения ошибок

Считаем, что ошибки Δx в положении антенн вдоль оси ОХ радиотелескопа распределены по нормальному закону со средним значением, равным нулю и среднеквадратическим значением $\sigma_{\Delta x}$. Исследуем статистические характеристики ДН РТ при $\sigma_{\Delta x} \in [0.2\lambda, 10\lambda]$ для осевого луча и луча, отклоненного (за счет фазирования антенн РТ) на 5 ширин ДН.

Выводы

Как видно из рисунка 2.30 при разбиение периодической структуры стоэлементной крестообразной антенной решетки, незначительно снижается УБЛ, а именно на 0.8 дБ, при небольшой отклонении луча. Это подтверждает теорию о возможности электронной подстройки ориентации главного луча НФАР.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г. ТАБЛИЦЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Таблица 10. Значения нормированных коэффициентов передачи отдельного элемента AP при повороте на штативе по азимуту относительно центра раскрыва

Угол поворота по азимуту, угл. градусы	Вынос облучателя, мм				
	-10	-5	0	5	10
	Значение в дБ				
-1,50	-	-9,0	-9,8	-11,0	-7,2
-1,00	-	-4,1	-4,1	-3,0	-3,2
-0,50	-	-0,2	-0,9	-0,5	-1,9
0	-	0	-0,6	0,2	-2,0
0,50	-	-0,2	-2,0	-0,8	-3,5
1,00	-	-3,0	-6,6	-4,0	-5,0
1,50	-	-7,0	-13,0	-10,0	-7,2

Таблица 11. Значения нормированных коэффициентов передачи решетки при повороте АПУ по азимуту

Угол поворота по азимуту, угл. минуты	Эквидистантная ФАР		Неэквидистантная ФАР	
	Амплитуда, дБ	Фаза, градусы	Амплитуда, дБ	Фаза, градусы
-120	-19,06	224	-20,53	-69
-110	-15,86	-121	-13,95	-81
-100	-18,65	201	-18,92	218
-90	-17,56	137	-16,6	136
-80	-20,68	38	-19,24	55
-70	-16,77	8	-11,77	23
-60	-12,23	4	-9,3	7
-55	-13,26	-8	-11,23	2
-50	-16,89	-42	-14,97	-28
-45	-18,59	-77	-18,24	-65
-40	-18,01	-81	-20,81	-58
-35	-17,65	-74	-19,99	-44
-30	-21,82	-106	-22,45	-60
-25	-16,8	157	-20,25	186
-20	-9,68	81	-12,14	143
-15	-7,77	57	-9,32	102
-10	-3	16	-5,01	59
-5	-0,15	-6	-1,03	10
0	0	0	-0,69	20
5	-2,81	-8	-3,52	10
10	-9,89	-18	-9,31	3
15	-17,78	-42	-17,45	-18
20	-16,43	-55	-17,12	-19
25	-15,33	-54	-14,74	-14
30	-19,47	-19	-15,24	19
35	-16,68	82	-18,54	85
40	-11,04	89	-14,59	122
45	-9,84	85	-13,15	133
50	-11,38	93	-14,32	136
55	-14,37	87	-14,05	137
60	-16,27	91	-13,9	140
70	-16,06	43	-16,18	88
80	-18,36	53	-16,69	94
90	-8,68	168	-9,58	175
100	-10,91	180	-10,61	213
110	-15,59	-99	-16,94	-67
120	-26,69	-33	-26,77	75