Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ

Школа академического и профессионального образования

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ ПЕРЕД ГЭК

Зав. кафедрой радиоэлектроники и
телекоммуникаций
_____ Шабунин С.Н.
(подпись)
«_____» _____2020 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

РАЗРАБОТКА РЕКОМЕНДАЦИЙ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ АЭРОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ АТМОСФЕРЫ

ИРИТ 110401 901 ПЗ

Руководитель: Шабунин С.Н.
д.т.н, доцент, заведующий кафедрой РиТ ИРИТ-РТФ _____

Нормоконтролер: Коротков А.Н. _____

Студент группы РИМ-281208
Трифонов Д.А. _____

Екатеринбург, 2020

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка содержит 71 с., 62 рис., 6 табл., 23 источн.

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ РАДАР, ПРОФАЙЛЕР, ЭЛЕКТРОННОЕ СКАНИРОВАНИЕ, КЛАСТЕРИЗАЦИЯ, ЗОНДИРОВАНИЕ АТМОСФЕРЫ, УПРАВЛЯЮЩИЙ ТОК

Объектом исследования являются антенные системы для метеорологических радаров.

Цель работы – разработка рекомендаций для построения антенной системы радара для аэрологических исследований атмосферы.

В процессе работы был проведен анализ существующих метеорологических радаров, выбран, смоделирован и оптимизирован элементарный излучатель, осуществлено сравнение различных конфигураций антенных решеток, выбрана оптимальная схема размещения излучателей, предложен способ минимизации управляющего тока фазовращателей, проведен расчет дальности действия проектируемой системы.

В результате проведенного проектирования были получены модель одиночного излучателя, оптимальная схема организации излучателей в антенную решетку, алгоритм для снижения управляющих токов фазовращателей.

СОДЕРЖАНИЕ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

В настоящей пояснительной записке к выпускной квалификационной работе применяются следующие сокращения и обозначения.

АР – антенная решетка

ДН – диаграмма направленности

КНД – коэффициент направленного действия

КСВ – коэффициент стоячей волны

УБЛ – уровень боковых лепестков

ФАР – фазированная антенная решетка

ФВ – фазовращатель

ЭМВ – электромагнитная волна

ВВЕДЕНИЕ

Получение данных о движении воздушных масс – очень важная задача для различных целей: от предсказания погодных условий до мониторинга воздушной обстановки в местах полета авиационной и космической техники [1].

Наиболее распространены из-за своей простоты контактные способы получения информации о скоростях и направлениях движения ветра, например, анемометры или воздушные зонды. Данные способы имеют ряд недостатков: анемометр неспособен проводить измерения на расстоянии, а метеорологический зонд не может предоставить данные в короткие сроки.

Поэтому, требуется развивать новые способы получения данных о скоростях и направлениях движения воздушных масс. Наиболее перспективным методом является использование радиофизических принципов. Такие методы обеспечивают измерение на расстоянии, а также обеспечивают оперативное предоставление данных [2]. Немаловажным фактом является то, что по сравнению с традиционными датчиками, выполняющими измерение в одной точке, методы дистанционного зондирования позволяют получить данные сразу из нескольких точек пространства, что в свою очередь ведет к формированию полного представления о ветровом поле [3]. Помимо этого, повышается объективность и точность измерений, поскольку бесконтактные средства измерения не оказывают влияния на объект измерений – окружающую среду [4].

Одним из дистанционных методов измерения скорости ветра является зондирование атмосферы с помощью радиоволн. Данный способ позволяет достаточно быстро получать информацию о направлении движения воздушных масс для довольно широкого диапазона высот. Этот метод имеет несравнимые преимущества по сравнению с другими способами измерения ветра: гораздо меньшие ограничения на временное и пространственное разрешение данных. Однако, присутствуют свои нюансы, которые требуют решения: слабый уровень отраженного сигнала и малая разрешающая способность на низких

частотах. В то же время, с ростом частоты увеличивается затухание радиоволн в атмосфере [5].

В настоящей работе стоит задача нахождения компромисса между всеми вышеперечисленными техническими аспектами и проектирования антенной решетки для системы, работающей на частоте 435 МГц: в настоящее время в Российской Федерации не существует аналогов, работающих в таком диапазоне [6].

1 Обзор литературы по теме работы

Существует два больших класса устройств для измерения скоростей и направления движения воздушных масс (профиля ветра): контактные и бесконтактные. Следует подробнее рассмотреть представителей каждого из этих классов, чтобы понимать преимущества и недостатки каждого класса и выделить внутри класса наиболее оптимальные средства измерения.

1.1 Контактные способы измерения параметров ветра

Контактным измерением называется такое измерение, при котором измеритель находится в прямом контакте с объектом измерения. Яркими представителями контактных средств измерения являются анемометры и радиозонды [7].

1.1.1 Анемометр

В основе любого анемометра находится вертушка (например, чашечная), соединенная осью с измерительным механизмом. Воздушный поток приводит вертушку в движение, толкая чашечки. Внешний вид чашечного анемометра приведен на рисунке 1.1.

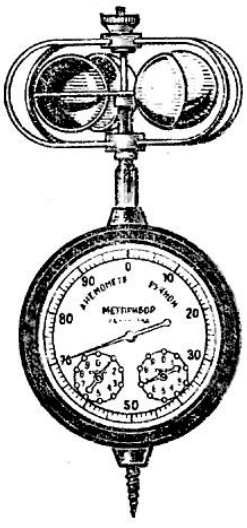

Рисунок 1.1– Чашечный анемометр [8]

Такие приборы часто можно встретить на метеостанциях. Их достоинством является простота конструкции, низкая стоимость и простота в использовании. К недостаткам можно отнести ограниченная высота действия (определяется высотой вышки, на которой устанавливается), измерение лишь одной составляющей вектора скорости ветра [8].

1.1.2 Радиозонд

Радиозонд – еще один распространенный тип контактных средств измерения. Они используют оболочку из прочного материала, заполненную легким газом (водород или гелий) с измерительными датчиками [9]. Такой способ зондирования позволяет проводить измерения таких параметров, как скорость и направление ветра, температура, влажность, давление на высотах до нескольких десятков километров от уровня земли.

В настоящее время, радиозондирование является основным средством измерения ветра. К его преимуществам относится широкий диапазон высот функционирования, большой спектр предоставляемой информации. Но есть у этого метода и существенные недостатки: высокая стоимость расходных материалов, неоперативное предоставление информации (требуется время для достижения определенной высоты), редкий запуск зондов (не более пяти раз в сутки) [10].

1.2 Дистанционные способы измерения характеристик ветра

На данный момент среди существующих методов дистанционного зондирования можно выделить три основных типа: содары, лидары и радары [5].

1.2.1 Акустические системы (содары)

Данные системы работают за счет рассеяния звуковых волн на акустических неоднородностях атмосферы. К таким неоднородностям относят производные от турбулентных сдвигов неоднородности ветрового поля, а также температуры. По отражению от неоднородностей определяют параметры движения ветра.

Особенность акустических волн такова, что при взаимодействии с неоднородностями в атмосфере помимо рассеяния происходит их поглощение и рефракция. Данный факт приводит к ограниченной дальности действия таких систем (до одного километра).

Преимущества содаров заключается в надежном определении профиля ветра на низких высотах (от 20 до 800 метров) с довольно высоком пространственном разрешении (около 20 метров). Недостатки данных систем – восприятие человеческим ухом акустических сигналов, что негативно влияет на людей. Помимо этого, дальность действия сильно зависит от метеоусловий (осадки, температурные инверсии) [4].

1.2.2 Оптические системы (лидары)

Принцип действия лидаров основан на рассеянии оптического сигнала (лазерного луча) на аэрозолях и молекулах воздуха. Существует большая классификация лидаров: недоплеровские и доплеровкские. Доплеровские лидары делятся на некогерентные и когерентные. Когерентные лидары в свою очередь делятся на лидары непрерывного и импульсного излучения [11].

К основным достоинствам лидаров относятся следующие факторы: более высокое отношение сигнал/шум на входе приемной части, более высокое пространственное и временное разрешение. К недостаткам можно отнести значительную шумовую погрешность при измерениях, необходимость подстройки фокусного расстояния для каждой исследуемой дальности.

1.2.3 Радиолокационные системы (радары)

Радары излучают электромагнитные волны и принимают сигнал, отраженный от неоднородностей в атмосфере. Такими неоднородностями для радиоволн являются аэрозоли, осадки, облака. Особенно радары эффективны в неблагоприятных метеоусловиях: туман, сильная облачность, осадки, и т.д. То есть в таких условиях, когда содары и лидары неспособны функционировать, либо значительно снижают точность измерений [4].

Достоинства радаров: работоспособность в любых, даже неблагоприятных погодных условиях, обеспечение измерений в широком диапазоне высот.

Недостаток таких систем: слабое отражение радиоволн при ясной погоде и, как следствие, практическая невозможность работы в таких условиях.

Подводя итог, можно сказать, что метеорологические радары – наиболее оптимальные системы для определения направления и скоростей движения воздушных масс. Они способны обеспечить измерения в широком диапазоне высот (до десятков километров), при достаточном пространственном разрешении. Также, радары способны работать в неблагоприятных метеоусловиях, чем не могут отличиться акустические и оптические системы зондирования. В следующем подразделе рассмотрены некоторые примеры метеорадаров.

1.3 Обзор метеорологических радаров

В современной литературе существует множество примеров метеорологических радаров (радаров-профайлеров), работающих в различных частотных диапазонах, имеющих разнообразное техническое исполнение и способы сканирования. Но их объединяет одно – в их основе лежит принцип отражения радиоволн от неоднородностей в атмосфере. Далее будут рассмотрены примеры, подчеркивающие разнообразие технических исполнений радаров-профайлеров.

В источнике [12] описываются перспективы создания метеорологического радара X-диапазона. Согласно расчетам, данная система будет способна осуществлять обзор пространства до 50 км в высоту. Особенностью данного профайлера является широкое применение интегральных схем, как в высокочастотной части, так и при обработке сигналов. Генерация ВЧ мощности происходит непосредственно для каждой антенны, что позволяет освободить систему от прокладывания линий передачи и возникновения соответствующих конструктивных особенностей, например, поворотных соединений.

Антенная часть состоит из четырех апертур, осуществляющих азимутальное сканирование. Каждая апертура состоит из 64 линейных подрешеток, в каждой из которых находится 32 антенных элемента, возбуждаемых

синфазно. Использование микрополосковых антенн упрощает совмещение приемопередатчиков и антенн.

Помимо этого, описывается подход к реализации когнитивного радара. Данная система способна на основе сторонней информации или данных, полученных самостоятельно, корректировать свои параметры, тем самым, повышая эффективность своей работы и увеличения достоверности предоставляемых данных.

В статье [13] приведены технические аспекты профайлера, работающего на частоте 205 МГц. Данная система обеспечивает получение данных ветра в диапазоне высот до 8 км. Данная система, установленная в городе Кочин, Индия, состоит из 49 антенных элементов. Элементарный излучатель – трехэлементная антенна «волновой канал». Антенная решетка осуществляет электронное сканирование по углу места в диапазоне от 0 до 30 градусов и сканирование по азимуту диапазоне от 0 до 360 градусов с шагом в 1 градус. На рисунке 1.2 приведены структура антенной решетки и внешний вид излучателей.

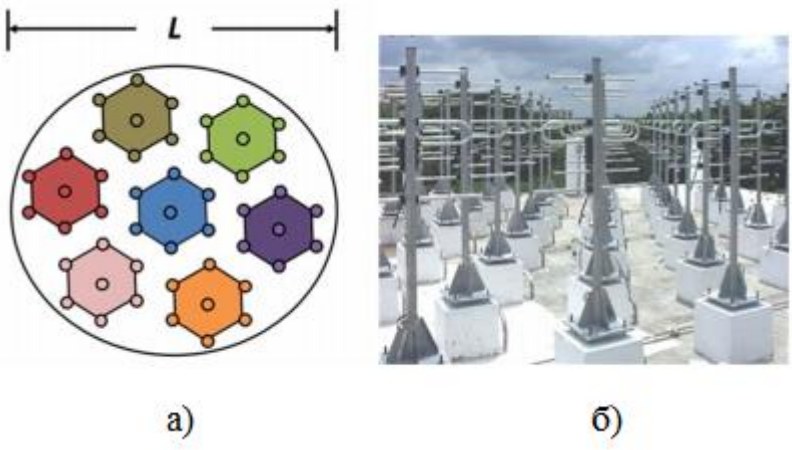

Рисунок 1.2 – Профайлер в Кочине [13]: а) структура антенной решетки; б) антенные элементы

Антенная решетка данного радара разбита на кластеры по 7 элементарных излучателей. Излучатели в каждом кластере имеют одинаковое амплитудно-фазовое распределение. Такая антенная решетка обеспечивает ширину главного лепестка около 10 градусов.

Данный профайлер является экспериментальным проектом, целью которого является проверка работоспособности такого рода системы. В будущем будет создан 619-элементный профайлер, обеспечивающий ширину главного лепестка в 3,2 градуса и больший диапазон высот сканирования.

В источнике [14] описан профайлер, устанавливаемый на борту летательного аппарата (HIWRAP). Антенна данного профайлера представляет собой параболический рефлектор и два облучателя. Внешний вид антенны приведен на рисунке 1.3.

Каждый облучатель работает в двух диапазонах частот: Ku- и Ka-диапазоны. Конструкция антенны и ее размещение на летательном аппарате таковы, что два луча Ku- и Ka-диапазона направлены под углом 30 градусов к вертикали, и еще два луча Ku- и Ka-диапазона – под углом 40 градусов. Сканирование осуществляется за счет механического движения конструкции антенны (антенна и ее составные части показаны на рисунке 1.4).

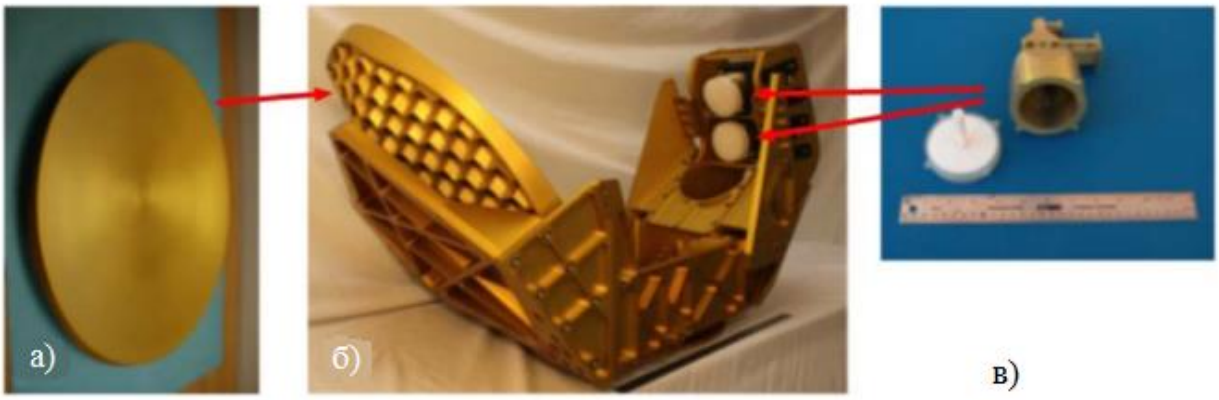

Рисунок 1.3 – Антенна профайлера HIWRAP [14]: а) параболический рефлектор;
б) рефлектор и облучатели, закрепленные на антенной раме;
в) внешний вид облучателя

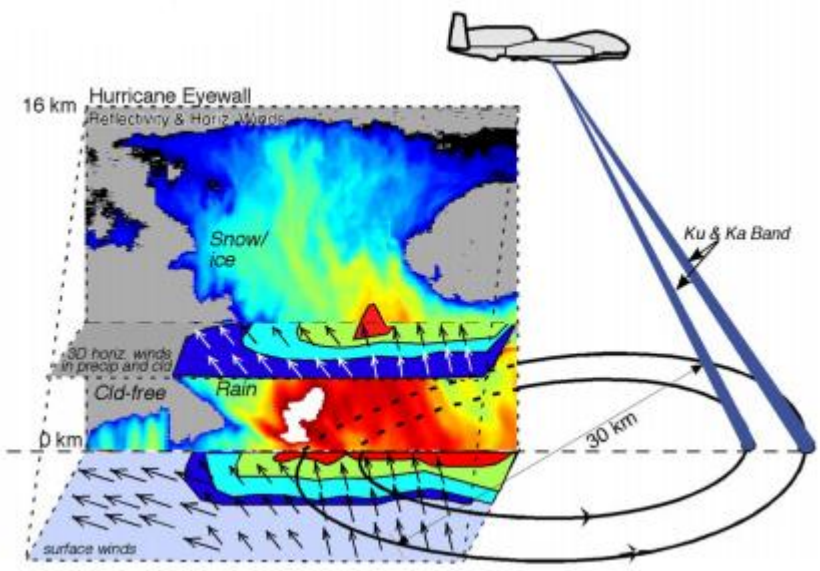

Рисунок 1.4 – Принцип сканирования пространства [14]

Летательный аппарат движется на высоте порядка 20 км и обеспечивает зондирование пространства вплоть до поверхности земли.

2 Принцип радиолокационного зондирования атмосферы

Информацию о характеристиках движения воздушных масс получают за счет рассеяния радиоволн на атмосферных неоднородностях. Такие неоднородности вызывают рассеяние ЭМВ в большом диапазоне частот: от километровых до миллиметровых волн [15].

Условно, атмосферные неоднородности можно разделить на две группы (рисунок 2.1): неоднородности, обусловленные изменением коэффициента преломления воздуха и другие объекты, диэлектрическая проницаемость которых отличается от диэлектрической проницаемости воздуха, например, аэрозоли, осадки различных видов. Данные неоднородности переносятся ветром, и поэтому, в сигнале отраженном от них есть информация о движении воздушных масс.

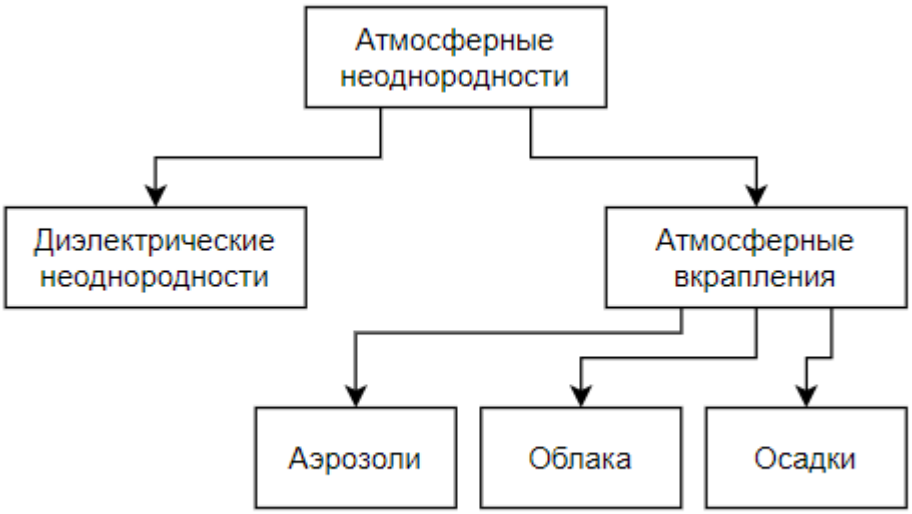

Рисунок 2.1 – Классификация атмосферных неоднородностей

Определяющими параметрами в отраженном сигнале являются временная задержка и доплеровский сдвиг частоты. Из этих значений однозначно можно определить дальность до цели и радиальную составляющую скорости цели.

$$R = \frac{ct}{2}, \tag{2.1}$$

где R – дальность до цели;

c – скорость света;

t – временная задержка сигнала.

$$V_r = \frac{\lambda_0 F_d}{2}, \tag{2.2}$$

где V_r – радиальная скорость цели;

λ_0 – длина волны, излучаемой радаром;

F_d – доплеровский сдвиг частоты.

Формула 2.1 позволяет вычислить дальность до цели, формула 2.2 определяет соотношение между доплеровским сдвигом частоты и радиальной скоростью цели.

В большинстве своем, метеорологические радары являются радарами импульсного типа. Структура зондирующего сигнала в данном случае – пачка радиоимпульсов, обычно прямоугольной формы. Характеристиками этого сигнала определяется и характеристики системы.

$$R_{\text{макс.}} = \frac{c\tau_c}{2}, \tag{2.3}$$

где $R_{\text{макс.}}$ – максимальная однозначно определяемая дальность;

c – скорость света;

τ_c – период следования импульсов.

Период следования импульсов связан с максимальной однозначно определяемой дальностью (соотношение 2.3) [3].

При таком способе зондирования существует еще одно ограничение. Оно продиктовано тем фактом, что за период следования импульсов рассеиватели (неоднородности в атмосфере) не должны существенно смещаться. Численно максимальное отклонение определяется как четверть длины волны.

$$\frac{1}{\tau_c} = \frac{4V_{макс.}}{\lambda}, \tag{2.4}$$

где $V_{макс.}$ – максимальная определяемая скорость;

λ – длина излучаемой волны;

τ_c – период следования импульсов.

Условие 2.4 описывает связь между максимальной определяемой скоростью и периодом следования импульсов.

$$V_{макс.} R_{макс.} = \frac{c\lambda}{8}, \tag{2.5}$$

где $V_{макс.}$ – максимальная определяемая скорость;

$R_{макс.}$ – максимальная однозначно определяемая дальность;

λ – длина излучаемой волны;

c – скорость света.

Подставляя выражение 2.4 в 2.3, получается ограничение для импульсных радиолокаторов (выражение 2.5).

Это условие является фундаментальным ограничением для импульсных радиолокационных систем и при проектировании таких радаров при выборе структуры зондирующего сигнала следует всегда учитывать его.

3 Выбор, обоснование и моделирование одиночного излучателя

Поскольку проектируемая антенная система будет содержать достаточно большое количество антенных элементов (около двухсот), то можно сформировать следующие требования к одиночному излучателю:

а) минимальные массогабаритные характеристики;

б) простота конструкции;

в) удобство изготовления.

В качестве оптимального варианта подходит антенна типа «волновой канал». Для большего соответствия вышеприведенным требованиям можно ограничить число конструктивных элементов излучателя: использовать один директорный вибратор, а рефлектор можно заменить на плоский экран, который будет единым для всех излучателей. В дальнейшем, форму экрана можно будет модернизировать для получения универсального сегмента антенной решетки.

Углубляясь в технические характеристики одиночной антенны, можно сформулировать следующие входные данные к моделированию излучателя (таблица 1).

Таблица 1 – Входные данные

Тип антенны	Волновой канал, 3 элемента, в качестве рефлектора использовать плоский экран
Тип активного вибратора	Петлевой
Центральная частота, МГц	435
Входное сопротивление, Ом	50
КСВ	Не более 1,2
Ширина главного лепестка, град.	Не менее 50
Уровень излучения в плоскости, перпендикулярной оси антенны (относительно главного максимума), дБ	Не более минус 15
Коэффициент усиления, дБи	Не менее 7

Требование к КНД в поперечном направлении диктуется тем, что при работе данных систем достаточно критично отражение от наземных объектов, находящихся на расстоянии, эквивалентном расстоянию до облаков [9]. Поэтому крайне важно на этапе проектирования всех частей системы задумываться об этом факторе и минимизировать влияние отражений от местных объектов.

В качестве опорных значений, геометрические размеры излучателя можно взять из справочника [16] (таблица 2).

а) lR = 390 мм;

б) lF = 340 мм;

в) lD = 285 мм;

г) AR = 110 мм;

д) AD = 85 мм.

Таблица 2 – Размеры излучателя из справочника

Параметр	Обозначение	Размер, миллиметры
Длина рефлектора	lR	390
Длина активного вибратора	lF	340
Длина директора	lD	285
Расстояние между рефлектором и активным вибратором	AR	110
Расстояние между активным вибратором и директором	AD	85

Эскиз излучателя приведен на рисунке 3.1.

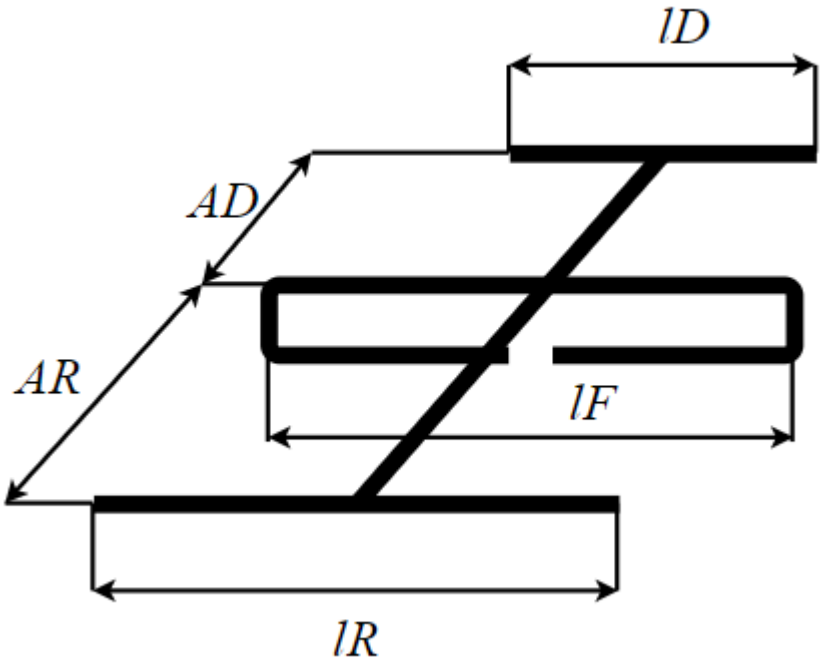

Рисунок 3.1 – Эскиз трехэлементной антенны «волновой канал»

Толщина проводников была выбрана пять миллиметров, ширина петлевого вибратора пятьдесят миллиметров. Материал – алюминий. Данный материал обладает невысокой массой в сравнении с другими материалами, а также его цена вполне приемлема. С другой стороны, необходимо понимать, что его электродинамические характеристики, в частности проводимость, уступает некоторым материалам, то есть, потери в алюминии чуть выше.

Модель, созданная в соответствии с размерами и справочника обладала неоптимальными характеристиками: большое входное сопротивление, высокий уровень излучения в перпендикулярной к антенне плоскости.

У этой модели рефлектор был заменен на плоский экран квадратной формы с размером стороны равном длине волны и толщиной два миллиметра в соответствии с поставленным заданием. После этого производилась оптимизация размеров излучателя для достижения поставленных критериев. Размеры оптимизированной антенны и их сравнение со справочными приведено в таблице 3.

Таблица 3 – Размеры оптимизированного излучателя

Параметр	Размер справочный, миллиметры	Размер оптимизированный, миллиметры
Длина рефлектора	390	-
Длина активного вибратора	340	298,7
Длина директора	285	150
Расстояние между рефлектором и активным вибратором	110	54
Расстояние между активным вибратором и директором	85	340

Внешний вид модели оптимизированного излучателя приведен на рисунке 3.2. На рисунках 3.3 и 3.4 приведена диаграмма направленности в главных плоскостях. На рисунках 3.5 и 3.6 – частотные зависимости входного сопротивления и КСВ соответственно.

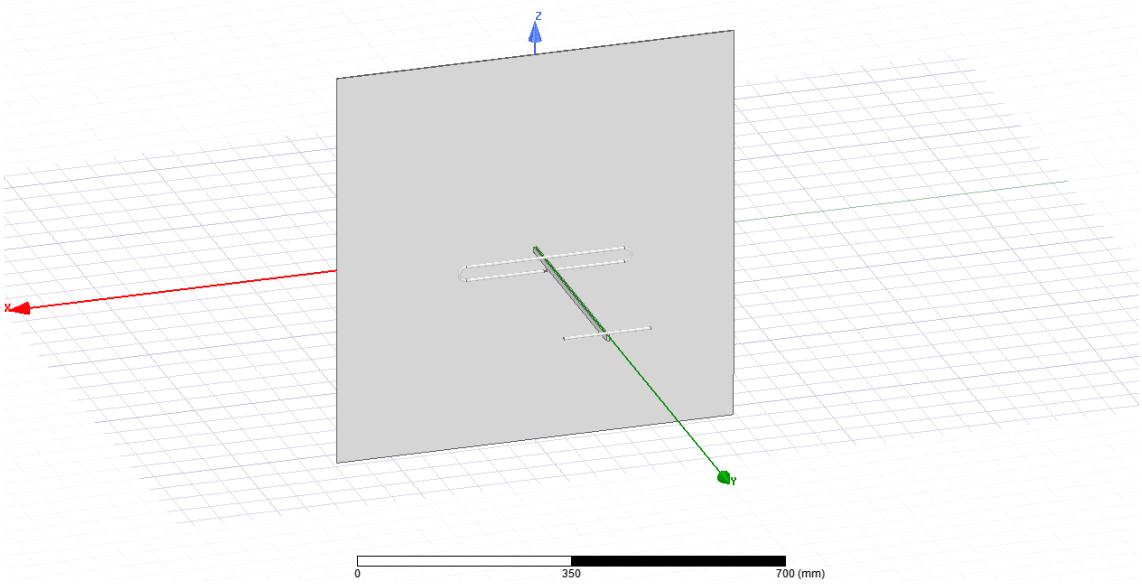

Рисунок 3.2 – Оптимизированный излучатель

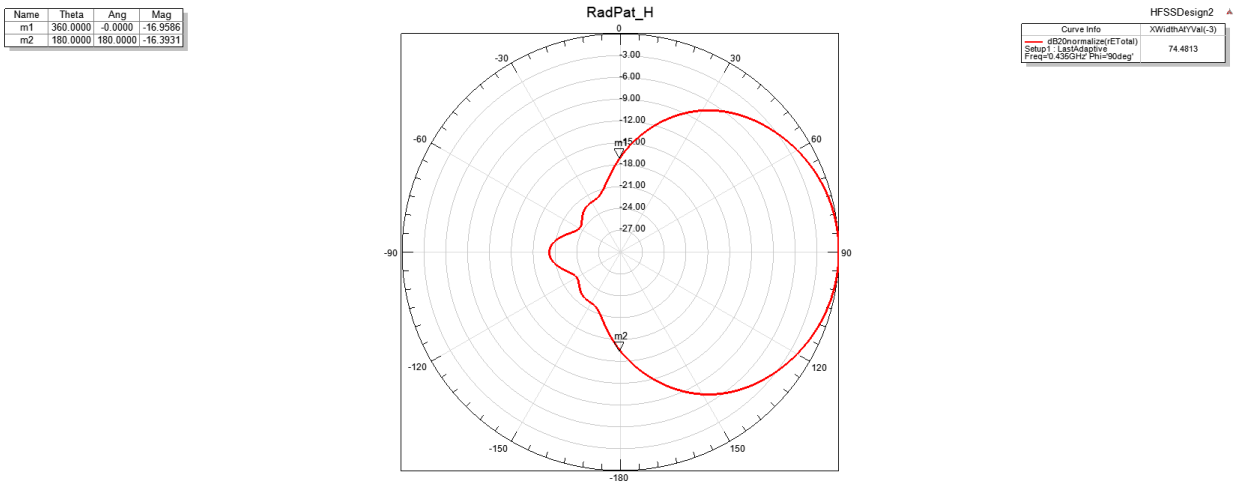

Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности в плоскости вектора H

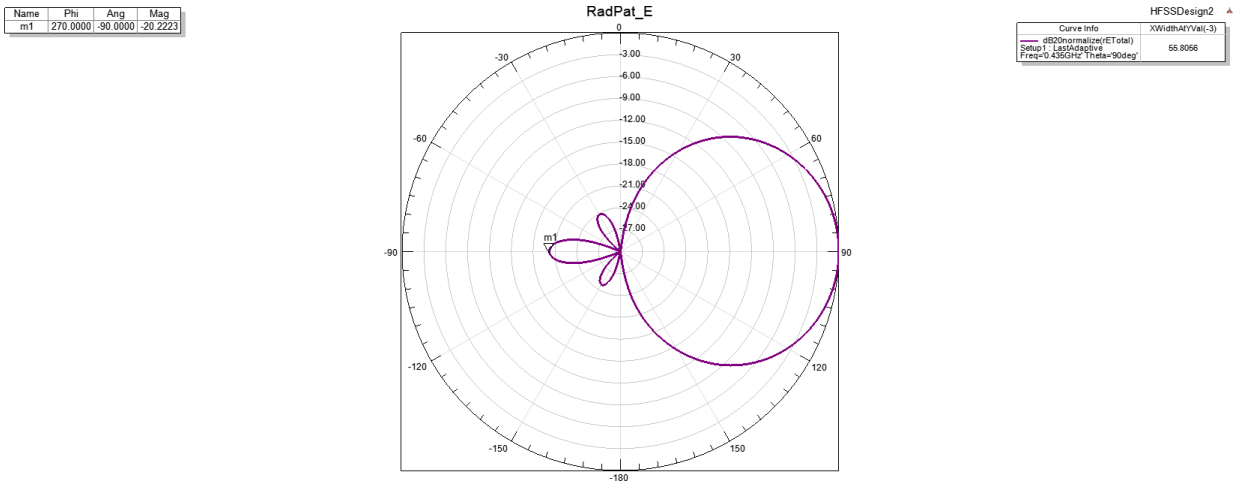

Рисунок 3.4 – Диаграмма направленности в плоскости вектора E

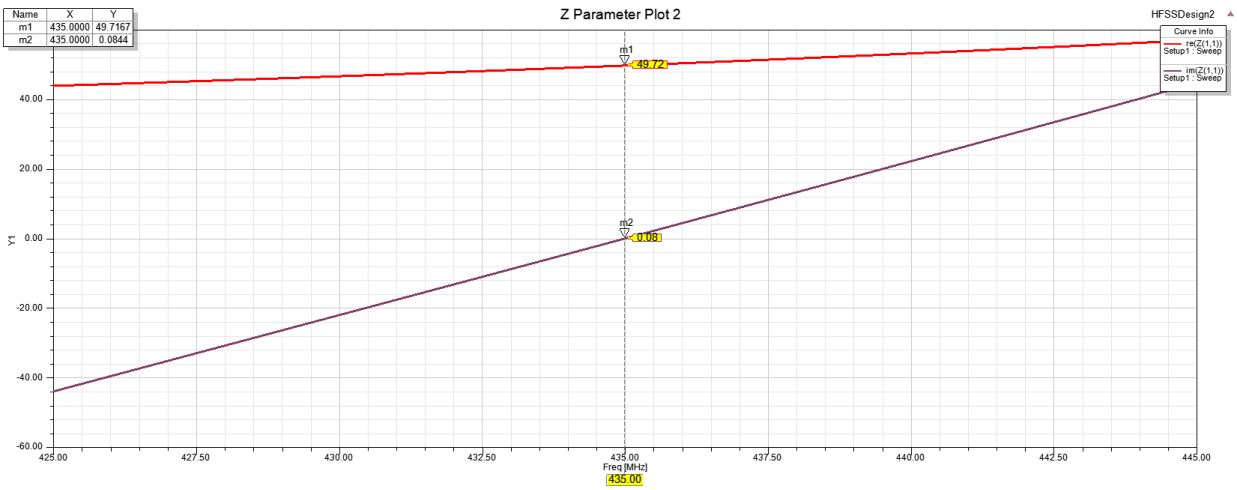

Рисунок 3.5 – Частотная зависимость компонент входного сопротивления: re – действительная часть, im – мнимая часть

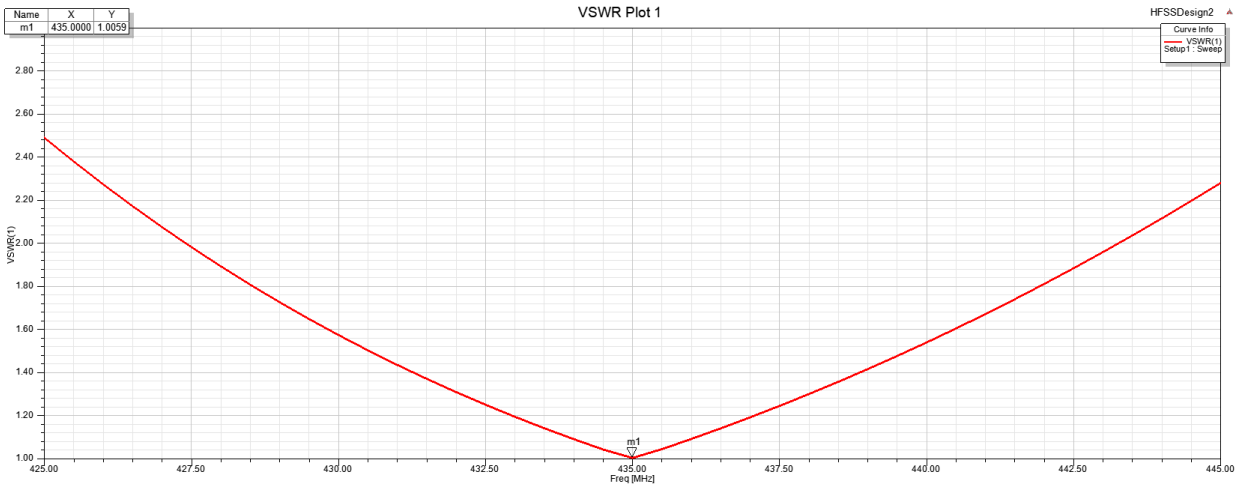

Рисунок 3.6 – Частотная зависимость КСВ

Объединим характеристики оптимизированной антенны в итоговую таблицу (таблица 4).

Таблица 4 – Сравнение входных данных и характеристик оптимизированной антенны

Параметр	Входное задание	Оптимизированный излучатель
Входное сопротивление, Ом	50	49,7+j0,08
КСВ	Не более 1,2	1,006
Ширина главного лепестка, град.	Не менее 50	В плоскости E 55,8, в плоскости H 74,5
Уровень излучения в плоскости, перпендикулярной оси антенны (относительно главного максимума), дБ	Не более минус 15	Не более минус 16,3
Коэффициент усиления, дБи	Не менее 7	9,1

Заметим, что оптимизированная модель полностью соответствует требованиям входного задания.

Основным моментом, представляющим сложность, стала настройка входного сопротивления излучателя. Поскольку петлевой вибратор сам по себе обладает достаточно высоким входным сопротивлением (приблизительно 300 Ом), снизить его до 50 Ом за счет лишь двух пассивных элементов было

затруднительно, но все же, кардинально изменив размеры по сравнению со справочными, удалось найти такую конфигурацию, в которой входное сопротивление составило 50 Ом.

Уровень излучения в поперечной плоскости (боковое излучение) удалось снизить до уровня, не превышающего минус 16 дБ. Это можно считать значительным результатом в борьбе с отражением от местных предметов. В дальнейшем расчет делается на то, что получится дополнительно подавить излучение не менее, чем на 25 дБ за счет пространственной конфигурации излучателей.

4 Выбор структуры антенной решетки

Для того чтобы спроектировать топологию антенной решетки требуется сформулировать некоторые условия и ограничения. Часть этих условий следует напрямую из входного задания, другая же часть из принципов разумного подхода к проектированию. Итак, основные требования к антенной решетке следующие:

а) структура антенной решетки должна быть удобной для размещения под укрытием (куполом);

б) поперечный размер ФАР не более 10 м;

в) ширина луча не более 7°;

г) уровень боковых лепестков не более минус 15 дБ;

д) ФАР должна обеспечивать формирование 5 лучей: вертикальный луч и лучи, отклоненные от нормали на 15° с азимутами 0°, ±90°, 180°;

е) излучение в плоскости АР не более минус 40 дБ при всех положениях луча;

ж) появление дифракционных максимумов при сканировании должно быть исключено.

Все дальнейшие рассуждения выполнены с опорой на сформированные требования.

4.1 Описание способа вычисления множителя решетки

Для нахождения множителя решетки произвольной конфигурации излучателей на плоскости удобно использовать общую формулу.

$$F_{\Sigma} = \sum_{n=1}^{N} I_n \cdot e^{jkR_n \cdot \cos\alpha_n}, \qquad (4.1)$$

где $I_n = |I_n| \cdot e^{j\Phi_n}$ – комплексное значение тока в излучателе;

R_n – модуль радиус-вектора, проведенного из начала координат в точку, в которой расположен излучатель;

α_n – угол между радиус вектором $\overrightarrow{R_n}$ и прямой, проходящей через точку наблюдения и начало координат.

Формула 4.1 является универсальным выражением для нахождения множителя решетки. Рисунок 4.1 содержит обозначения всех величин, используемых в записи формулы 4.1 [17].

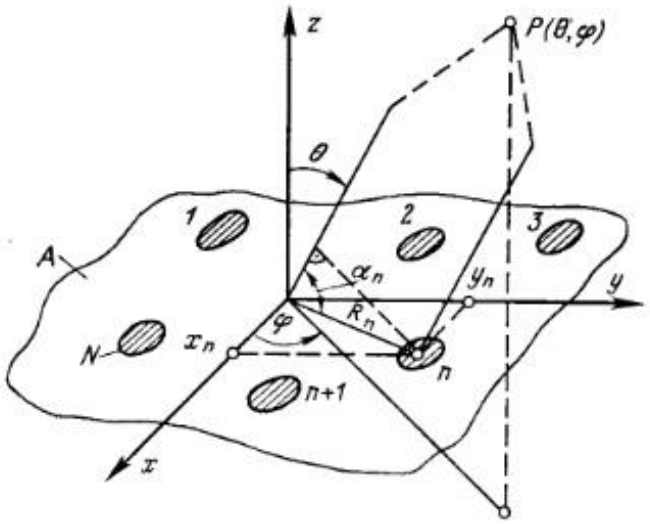

Рисунок 4.1 – Пояснение к формуле 4.1 [17]

Используя пакет прикладных программ MATLAB, можно с удобством вычислять множитель решетки по формуле 4.1, поскольку матричное описание хорошо подходит для задач такого типа.

4.2 Сравнение различных структур антенной решетки

Существует два основных типа регулярных структур антенных решеток – это прямоугольная сетка и гексагональная сетка. В прямоугольной сетке ячейка является либо прямоугольником, либо квадратом, в гексагональной – правильным треугольником. Элементы располагаются в узлах сетки.

Из входных условий следует, что при сканировании не должно возникать побочных максимумов. Для соблюдения этого условия, нужно правильно выбрать расстояние между элементами – шаг решетки.

$$\frac{d}{\lambda} \le \frac{1}{1+\left|\sin\theta_m\right|}, \tag{4.2}$$

где d – межэлементное расстояние;

λ – длина излучаемой волны;

θ_m – максимальный угол отклонения луча от вертикали.

Соотношение 4.2 связывает максимальный угол отклонения луча и шаг решетки. Подставляя максимальный угол отклонения 15 градусов, получим, что шаг решетки не должен превышать 0,79λ. Для запаса возьмем шаг решетки 0,7λ.

Максимальный продольный размер антенной решетки равен 10 метров. С учетом выбранного шага решетки, получим что предельное количество элементов в сечении антенной решетки составляет 20 штук.

Для выполнения требования по УБЛ, на элементах необходимо задать амплитудное распределение, спадающее к краям. По табличным данным из источника [18] выберем распределение «косинус на пьедестале», пьедестал распределения 0,5.

$$\Delta\theta_{0.7} = 51^{\circ}\frac{\lambda}{D}, \tag{4.3}$$

где $\Delta\theta_{0.7}$ – ширина луча по уровню половинной мощности;

λ – длина излучаемой волны;

D – поперечный размер антенной решетки.

Предварительно можно оценить ширину луча по приближенной формуле 4.3.

Подставляя длину волн, соответствующую частоте 435 МГц (0,69 м) и максимальный размер антенной решетки (10 м) получим, что ширина луча составляет 3,5 градуса. На практике она получится немного больше, поскольку в формуле 4.3 не учтено амплитудное распределение на элементах.

Произведем расчет множителя решетки для массива 20 на 20 элементов с вышеприведенными параметрами шага решетки и амплитудного распределения. Получившийся множитель решетки приведен на рисунке 4.2.

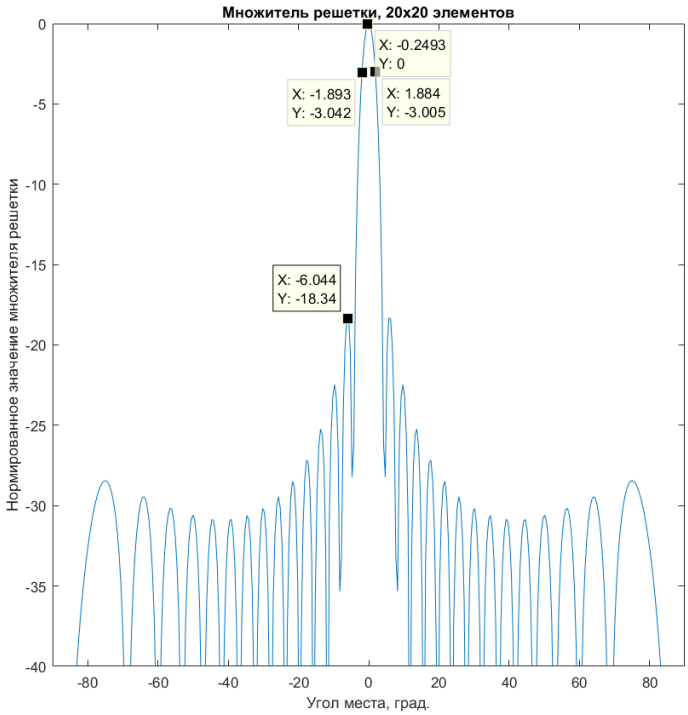

Рисунок 4.2 – Множитель решетки, прямоугольная сетка, 400 элементов

Данная структура обеспечивает ширину луча 3,8 градуса, УБЛ минус 18 дБ. Квадратная апертура неудобна для размещения под куполом, поскольку пространство под укрытием будет использоваться нецелесообразно. В связи с этим, можно провести модификацию структуры антенной решетки, убрав угловые элементы таким образом, чтобы получилась круглая апертура. Например, как показано на рисунке 4.3.

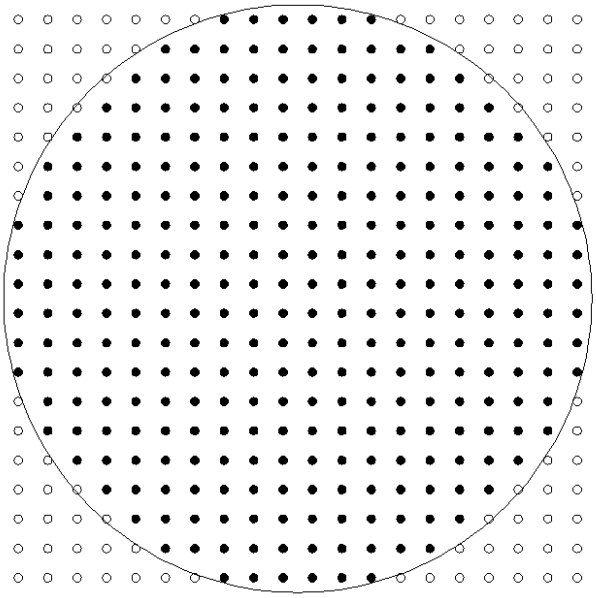

Рисунок 4.3 – Антенная решетка, элементы расположены в узлах прямоугольной сетки

Множитель решетки для такого случая приведен на рисунке 4.4.

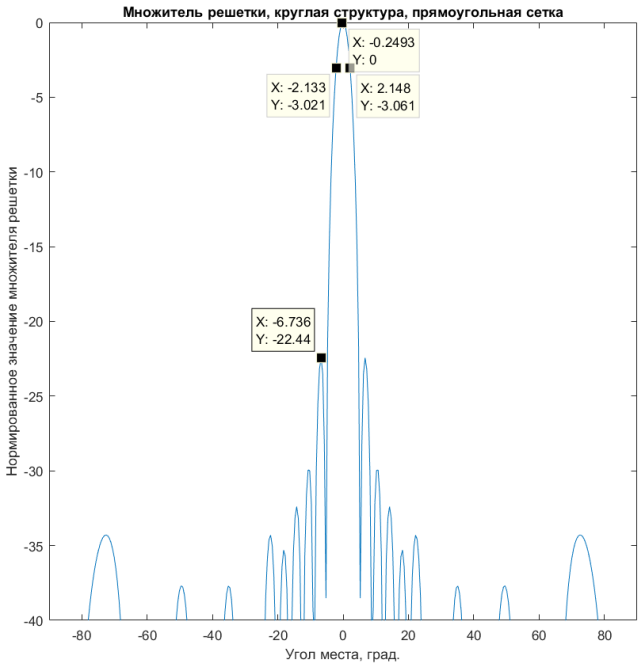

Рисунок 4.4 – Множитель решетки, прямоугольная сетка, 308 элементов, круглая апертура

За счет того, что были убраны боковые элементы, уровень боковых лепестков уменьшился до минус 22 дБ, что является благоприятным фактором, но в то же время ширина луча увеличилась до 4,3 градуса. Ширина луча такой

антенной решетки удовлетворяет требованиям входного задания, но это значение находится на границе допустимого.

Зададим отклонение луча от нормали на требуемый угол (15 градусов). В таком случае множитель решетки будет иметь вид, как на рисунке 4.5.

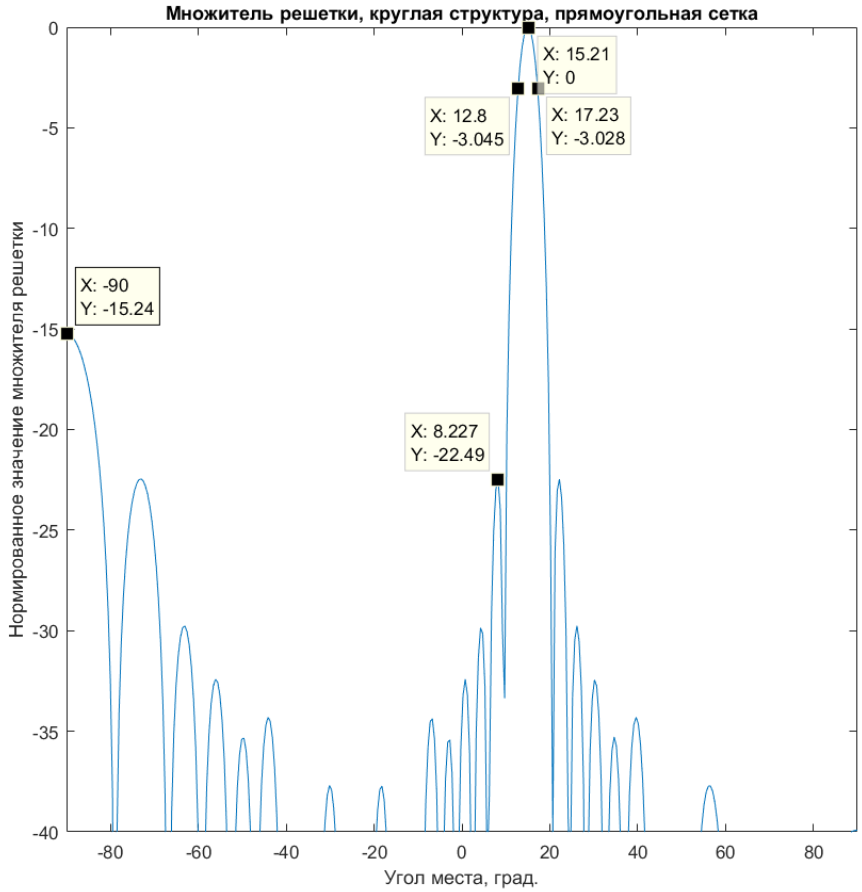

Рисунок 4.5 – Множитель решетки, прямоугольная сетка, 308 элементов, круглая апертура, девиация луча на 15 градусов от нормали

Ширина луча практически не изменилась (4,5 градуса), УБЛ также остался на прежнем уровне. Уровень излучения в горизонтальной плоскости вырос до минус 15 дБ, что нельзя признать удовлетворительным, даже с учетом того подавления, которое обеспечит одиночный излучатель.

В связи с этим, рассмотрим еще одну распространенную структуру антенных решеток – гексагональную сетку. Подобным образом, как и для прямоугольной сетки, рассчитаем количество элементов в сетке (шаг решетки возьмем также 0,7λ для сравнения). Аналогично, удалим краевые элементы

для получения круглой апертуры (рисунок 4.6). За счет более плотного расположения элементов, после удаления угловых элементов в окружность диаметром 10 метров поместился 351 излучатель.

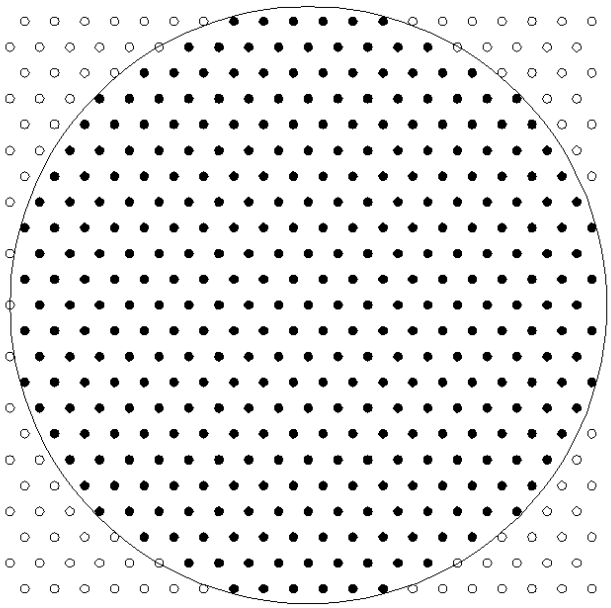

Рисунок 4.6 – Антенная решетка, элементы расположены в узлах гексагональной сетки

Для данной антенной решетки также применим амплитудное распределение «косинус на пьедестале» с пьедесталом 0,5. Рассчитанный множитель решетки приведен на рисунке 4.7.

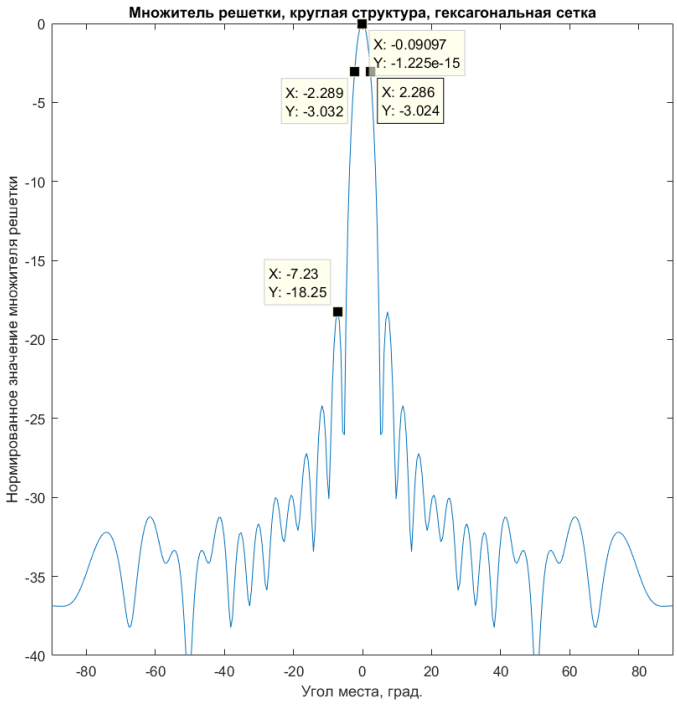

Рисунок 4.7 – Множитель решетки, гексагональная сетка, 351 элемент, круглая апертура

Ширина луча по уровню половинной мощности составляет порядка 4,6 градуса. УБЛ равен минус 18 дБ.

При отклонении луча на 15 градусов от нормали, множитель решетки выглядит следующим образом (рисунок 4.8). Ширина луча в таком случае примерно равна 4,7 градуса, УБЛ не превышает минус 18 дБ. Уровень бокового излучения не превышает минус 25 дБ, что является хорошим значением, поскольку в сумме с подавлением одиночного излучателя уровень бокового излучения не превысит минус 40 дБ.

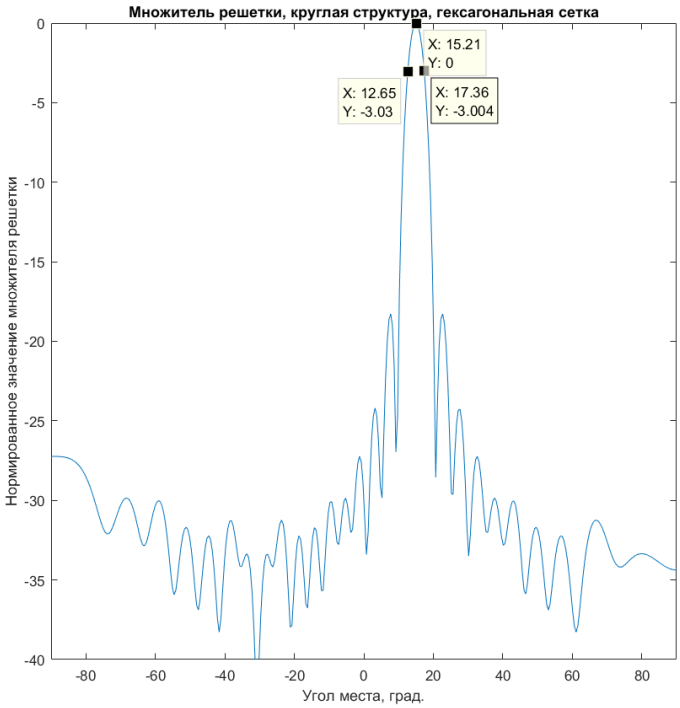

Рисунок 4.8 – Множитель решетки, гексагональная сетка, 351 элемент, круглая апертура, девиация луча на 15 градусов от нормали

Сравнивая две структуры решеток (прямоугольную и гексагональную), можно сделать вывод, что прямоугольная решетка имеет чуть менее узкий луч, меньший УБЛ. Гексагональная структура обладает меньшим уровнем излучения в горизонтальной плоскости и чуть большим коэффициентом усиления (за счет большего количества элементов). В рамках решаемой задачи наиболее значимыми преимуществами обладает гексагональная структура, поэтому в дальнейшем будем разрабатывать топологию антенной решетки на основе гексагональной сетки.

В реальной антенной решетке для формирования фазового распределения на элементах используются дискретные фазовращатели. Такие ФВ обеспечивают внесение нужной фазовой задержки с некоторой точностью, называемой дискретом фазирования. Наиболее целесообразно использовать дискреты фазирования 11,25, 22,5 и 45 градусов. В рамках данной задачи наиболее оптимальным является дискрет 22,5 градуса, в дальнейшей части работы будет дано пояснение этому выбору.

Неидеальное (отличное от расчетного) фазовое распределение может вносить искажения в диаграмму направленности. Рассмотрим случай, когда учитывается дискрет фазирования 22,5 градуса для гексагональной структуры с круглой апертурой. Сравним множитель решетки в случаях, когда дискрет фазирования учтен и когда фазовое распределение идеальное в случае девиации луча на 15 градусов от нормали (рисунок 4.9).

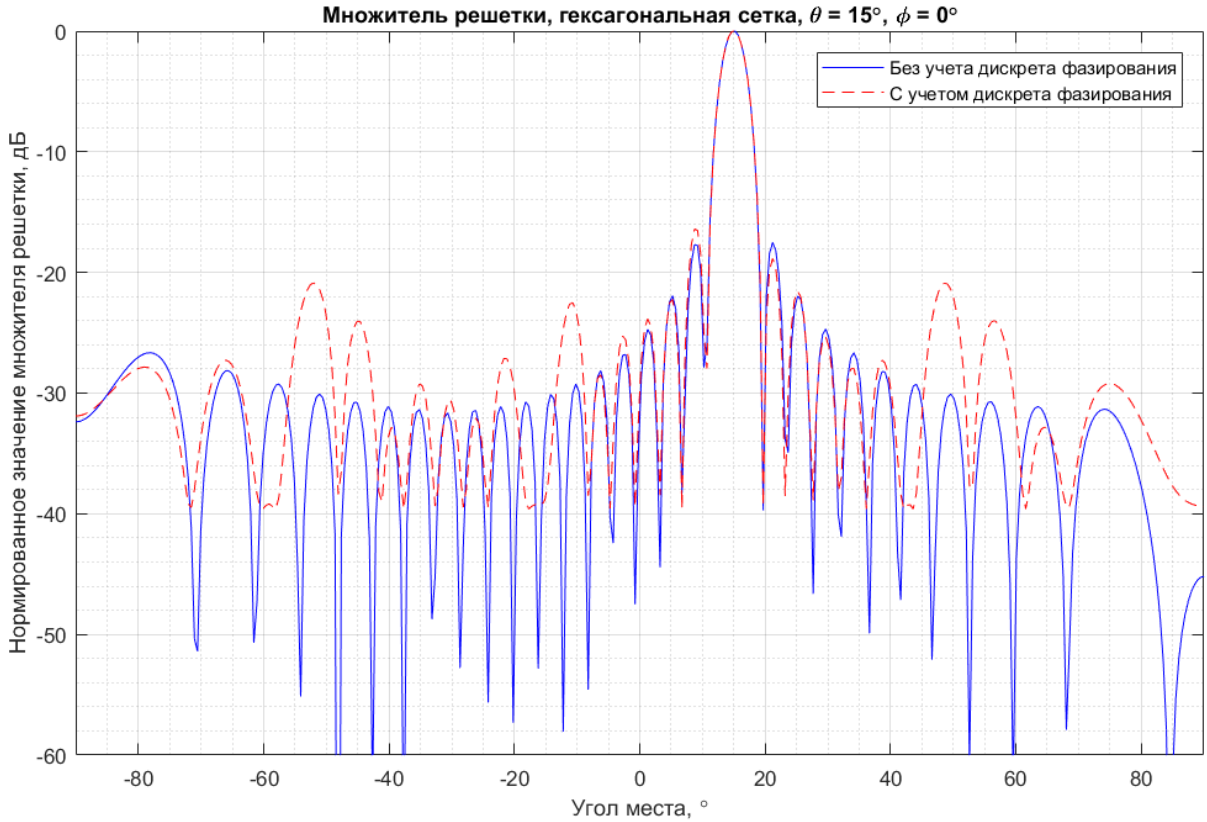

Рисунок 4.9 – Множитель решетки, гексагональная сетка, круглая апертура, девиация луча на 15 градусов от нормали в случаях идеального и реального фазового распределения

Заметно, что учет дискрета фазирования вносит изменения в ДН. Это приводит к росту боковых лепестков, заплыванию нулей, небольшому увеличению бокового излучения. Такие особенности не несут в себе негативного влияния на ДН в целом, поэтому данный фазовый дискрет приемлемо использовать. Амплитудное и фазовое распределение по элементам антенной решетки для данной ситуации приведено на рисунках 4.10 и 4.11 соответственно.

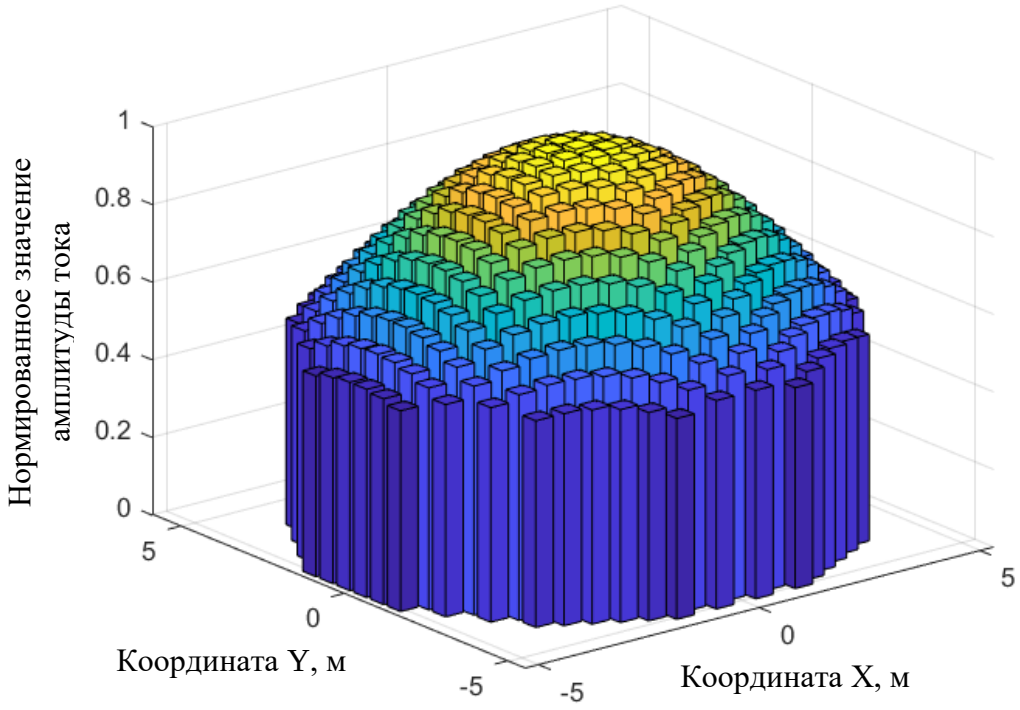

Рисунок 4.10 – Амплитудное распределение по элементам ФАР

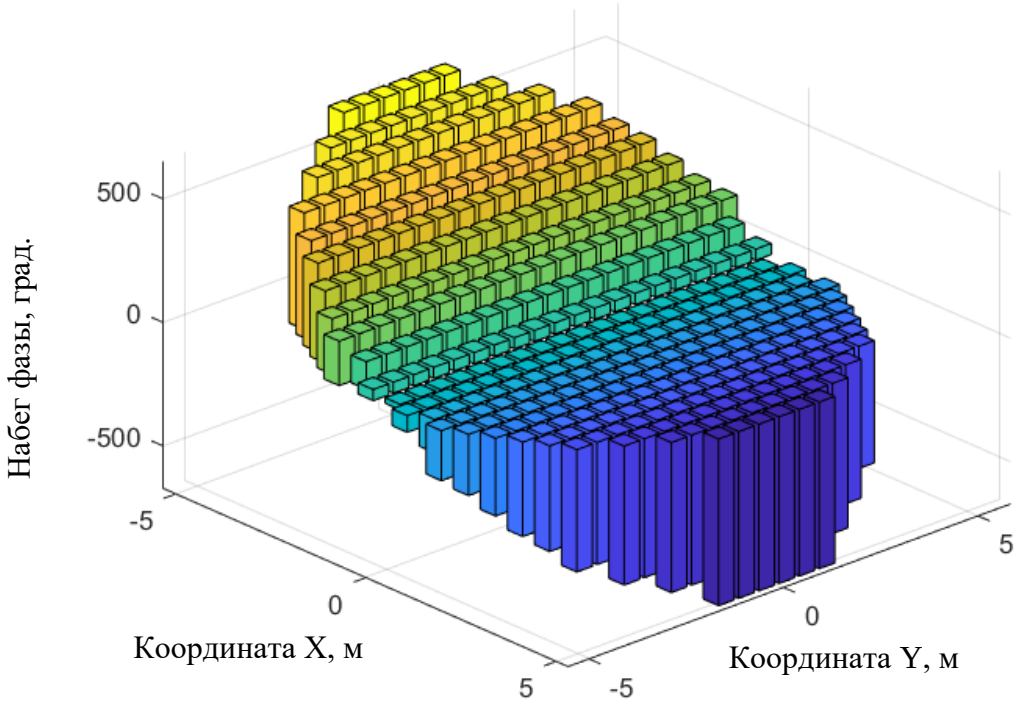

Рисунок 4.11 – Фазовое распределение по элементам ФАР

В следующем разделе будут описаны модификации данной топологии с учетом некоторых ограничений.

5 Оптимизация топологии антенной решетки

Топологию ФАР, полученную в прошлом разделе, практически готова для реализации антенной системы на практике. Число антенных элементов в АР очень велико. Теоретически, каждый излучатель нуждается в соответствующем ему приемопередатчике и блоке фазовращателей. Но, с экономической точки зрения, себестоимость такой системы получится очень высокой. Поэтому, можно снизить количество используемых приемопередатчиков и блоков ФВ за счет объединения элементов в подрешетки из нескольких элементов [18]. Такое объединение будем называть в дальнейшем кластером. Идея состоит в том, что количество высокостоимостных приемопередатчиков и блоков фазовращателей уменьшается в несколько раз, но каждой паре этих приборов ставится СВЧ-делитель, обладающий гораздо меньшей стоимостью. В результате, себестоимость системы уменьшается в несколько раз.

5.1 Разбиение антенной системы на кластеры по 7 элементов

В случае гексагональной сетки удобно осуществлять разбиение по семь элементов, поскольку форма таких кластеров является правильным шестиугольником. Схематично, разбиение по 7 элементов можно изобразить, как показано на рисунке 5.1.

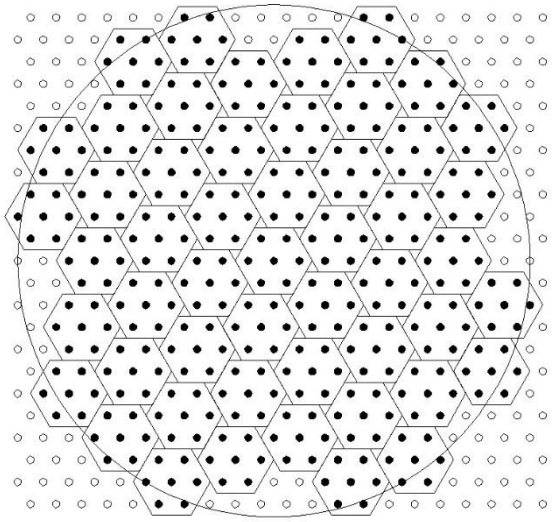

Рисунок 5.1 – Антенная решетка, состоящая из кластеров по 7 элементов

После разбиения, антенная решетка выглядит как на рисунке 5.2.

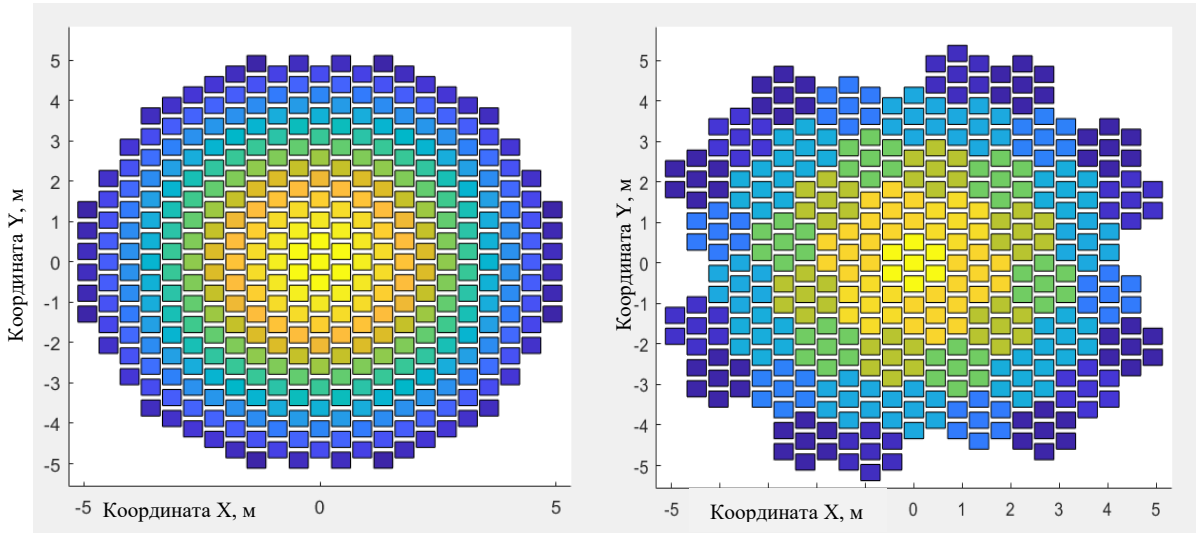

Рисунок 5.2 – Топология АР до (слева) и после (справа) кластеризации

Амплитудное и фазовое распределение (в случае отклонения луча на 15 градусов от нормали) после кластеризации АР представлено на рисунке 5.3. В каждом кластере каждому элементу присваивается значение амплитуды и фазы опорного элемента этого кластера. Опорным элементом кластера выбран центральный элемент.

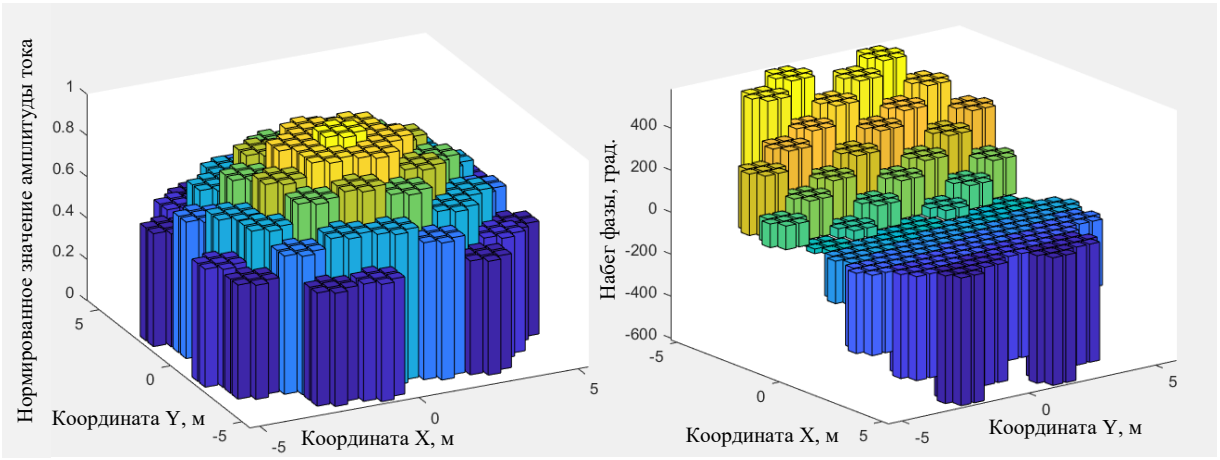

Рисунок 5.3 – Амплитудное (слева) и фазовое (справа) распределение АР после кластеризации

На рисунках 5.4–5.6 приведено сравнение диаграмм направленности АР с кластеризацией и без нее.

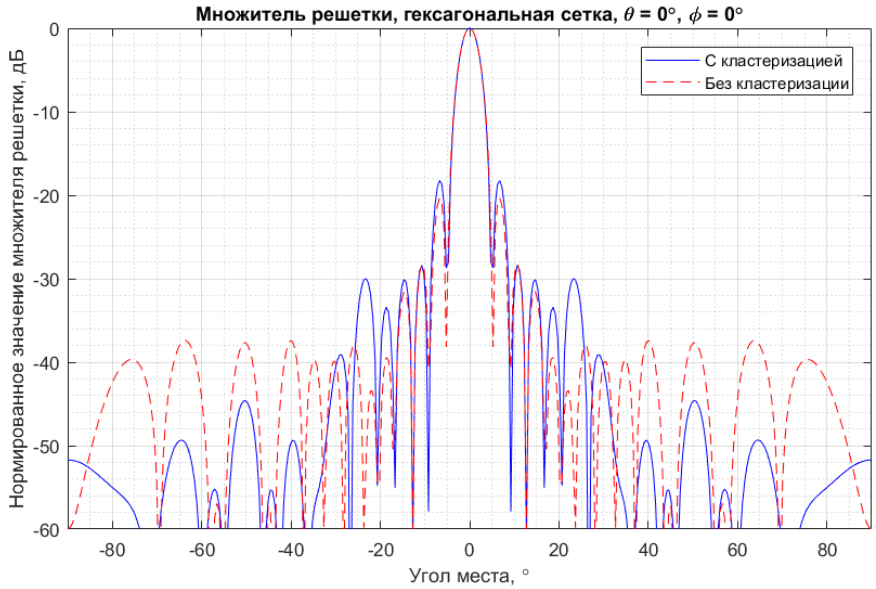

Рисунок 5.4 – ДН антенной решетки с кластеризацией и без нее, луч ориентирован по нормали

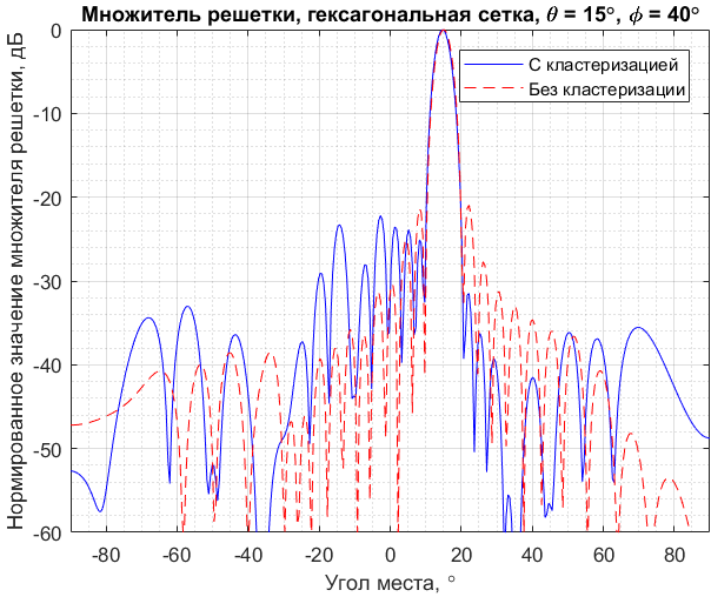

Рисунок 5.5 – ДН антенной решетки с кластеризацией и без нее, луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 40 градусов

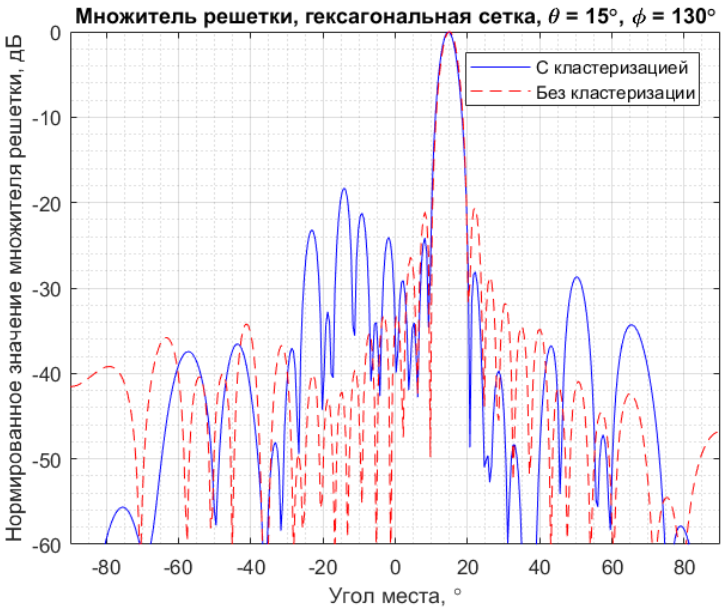

Рисунок 5.6 – ДН антенной решетки с кластеризацией и без нее, луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 130 градусов

При нормальной ориентации луча УБЛ решетки с кластеризацией немного выше (приблизительно на 2 децибела). При сканировании луча ДН, уровень ближних боковых лепестков ниже, чем у АР без кластеризации, но уровень боковых лепестков, находящихся на некотором расстоянии от главного лепестка, заметно выше, но не превышает минус 18 децибел.

5.2 Разбиение антенной системы на кластеры по 4 элемента

Четырехэлементные кластеры можно организовать в форме ромба. Схематично, кластеризованная АР представлена на рисунке 5.7.

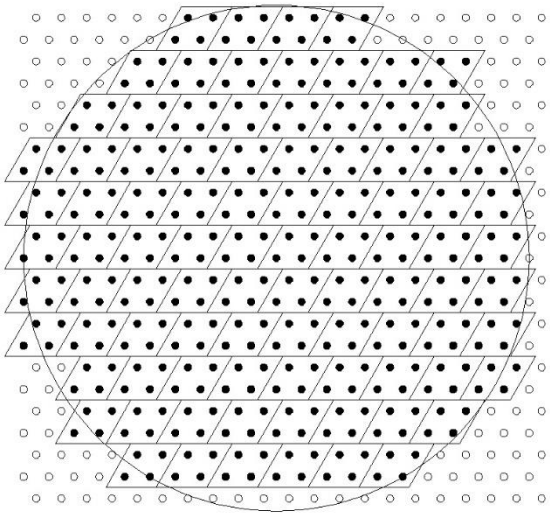

Рисунок 5.7 – Антенная решетка, состоящая из кластеров по 4 элемента

Амплитудное распределение в некластеризованной решетке неравномерное, спадающее к краям, «косинус на пьедестале».

На рисунке 5.8 приведены топологии АР до и после разбиения.

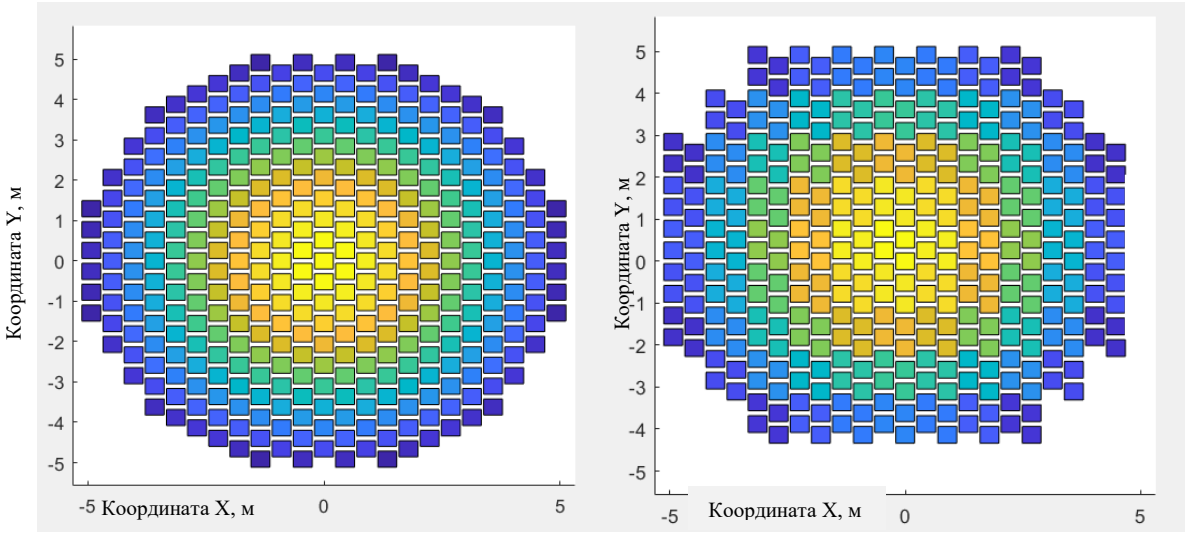

Рисунок 5.8 – Топология АР до (слева) и после (справа) кластеризации

В кластеризованной решетке в каждом кластере каждому элементу присваивается значение амплитуды и фазы опорного элемента этого кластера. Опорным элементом был выбран нижний левый излучатель в пределах ромба (рисунок 5.7). Амплитудное и фазовое распределение кластеризованной АР представлено на рисунке 5.9.

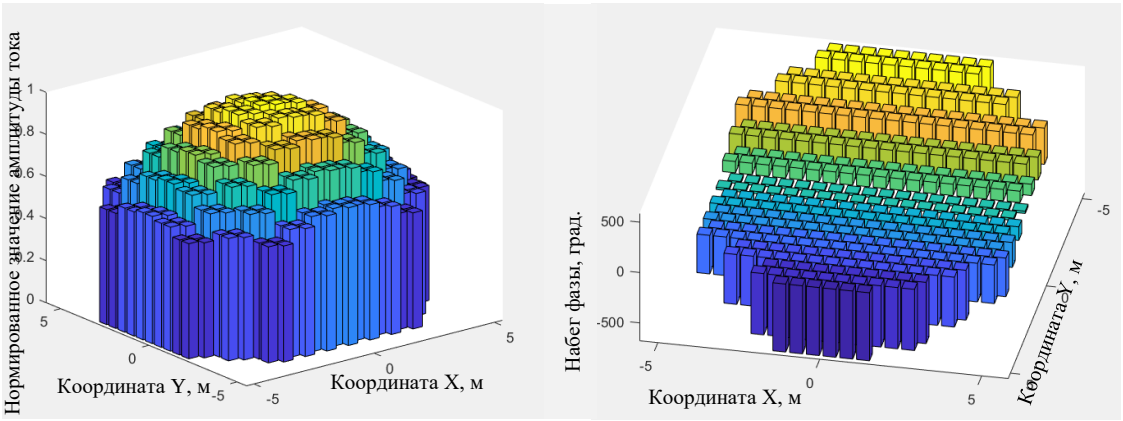

Рисунок 5.9 – Амплитудное (слева) и фазовое (справа) распределение АР после кластеризации

Фазовое распределение на рисунке 5.9 соответствует случаю отклонения луча на 15 градусов от нормали.

На рисунках 5.10–5.12 приведено сравнение диаграмм направленности АР с кластеризацией и без нее.

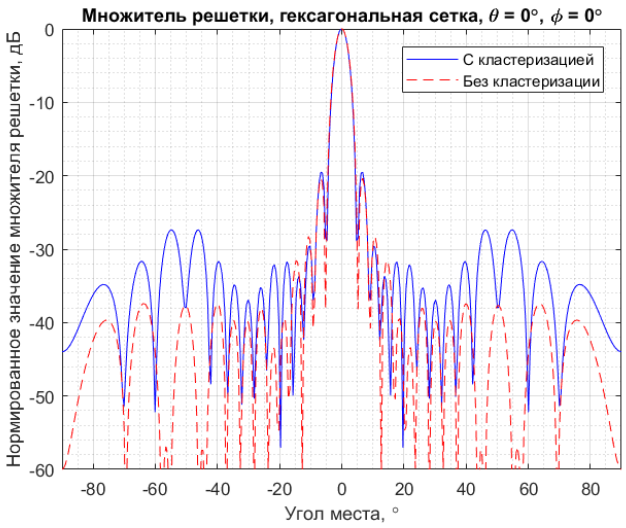

Рисунок 5.10 – ДН антенной решетки с кластеризацией и без нее, луч ориентирован по нормали

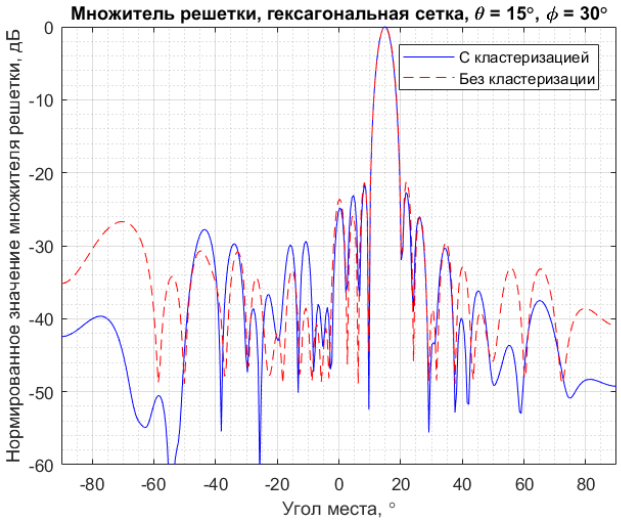

Рисунок 5.11 – ДН антенной решетки с кластеризацией и без нее, луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 30 градусов

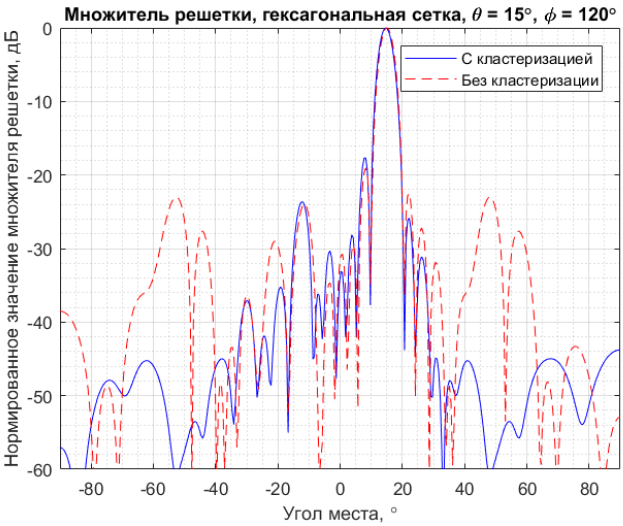

Рисунок 5.12 – ДН антенной решетки с кластеризацией и без нее, луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 120 градусов

Анализируя вышеприведенные результаты, можно отметить, что при кластеризации немного увеличивается уровень боковых лепестков (на 1–2 децибела). Но, в целом, такие искажения ДН не приводят к появлению дифракционных максимумов, либо других негативных эффектов. Поэтому, можно сказать, что разбиение АР на кластеры из четырех элементов не оказывает негативного влияния на характеристики антенной системы.

5.3 Финализация топологии

Таким образом, можно заключить, что кластеризация не приводит к неприемлемым искажениям диаграммы направленности. Главный лепесток остается ориентированным в нужном направлении, изменения уровня боковых лепестков присутствуют, но их можно признать удовлетворительными.

Для каждого из рассмотренных способов разбиения можно выделить свои достоинства и недостатки. У семиэлементных кластеров форма близка к кругу, следовательно можно проще сформировать круглую апертуру антенной решетки. Помимо этого, количество самих кластеров меньше, что позволяет использовать меньше фазовращателей и приемопередатчиков. В пользу четырехэлементных кластеров можно сказать, что УБЛ в таком случае в среднем меньше, проще реализовать СВЧ-делитель 1 к 4, а также, суммарная энергетика системы выше за счет большего количества передатчиков (при использовании передатчиков одинаковой мощности). Подводя итог, выбор сделан в пользу четырехэлементных кластеров.

В обсуждении практической реализации ФАР было поставлено еще одно условие: количество антенных элементов не должно превышать 250 штук. Поэтому, из топологии на рисунке 5.8 были убраны некоторые кластеры.

В результате, топология антенной решетке приобрела следующий вид (рисунок 5.13). Количество элементов уменьшилось с 344 до 240.

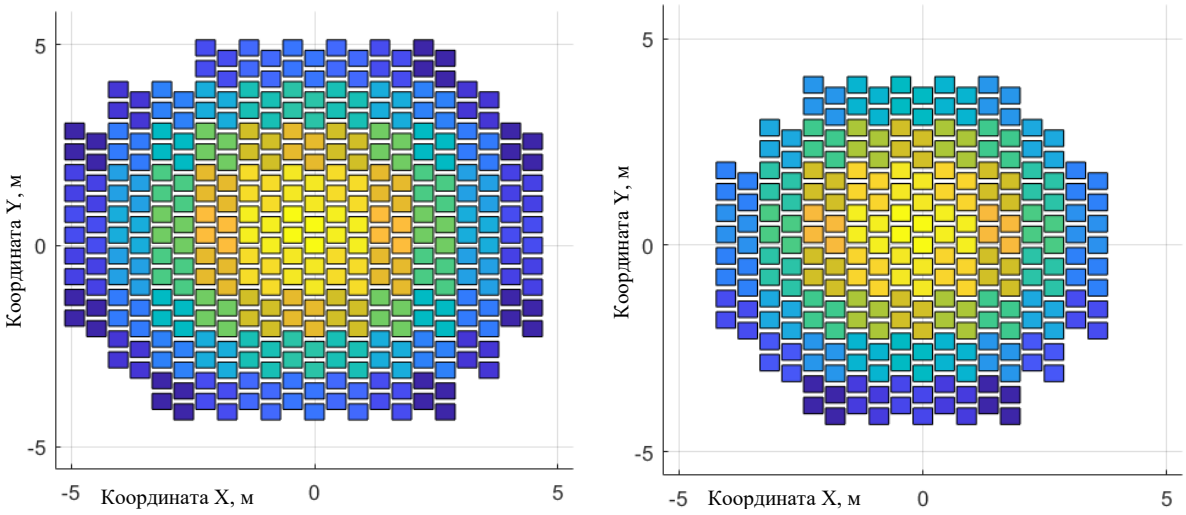

Рисунок 5.13 – Сравнение топологий кластеризованной АР до (слева) и после отсечения лишних элементов (справа)

Исследуем, как эти изменения повлияли на форму ДН решетки. На рисунке 5.14 приведен множитель решетки в случае вертикальной ориентации луча АР, на рисунках 5.15 и 5.16 приведен множитель решетки для двух ортогональных азимутов.

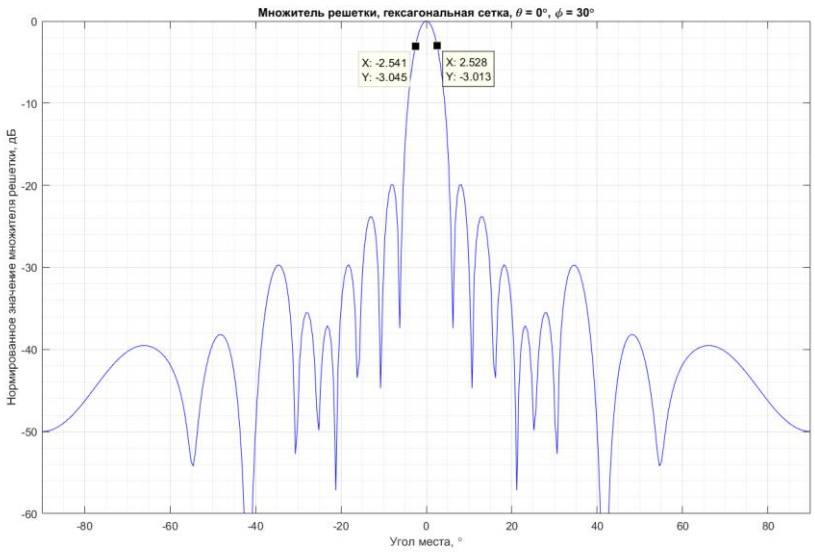

Рисунок 5.14 – ДН антенной решетки с кластеризацией, 240 элементов, луч ориентирован по нормали к плоскости АР

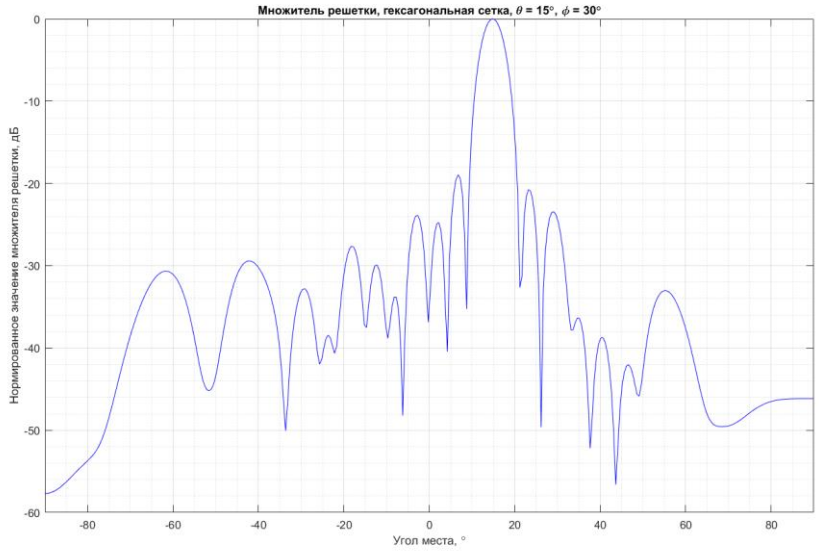

Рисунок 5.15 – ДН антенной решетки с кластеризацией, 240 элементов, луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 30 градусов

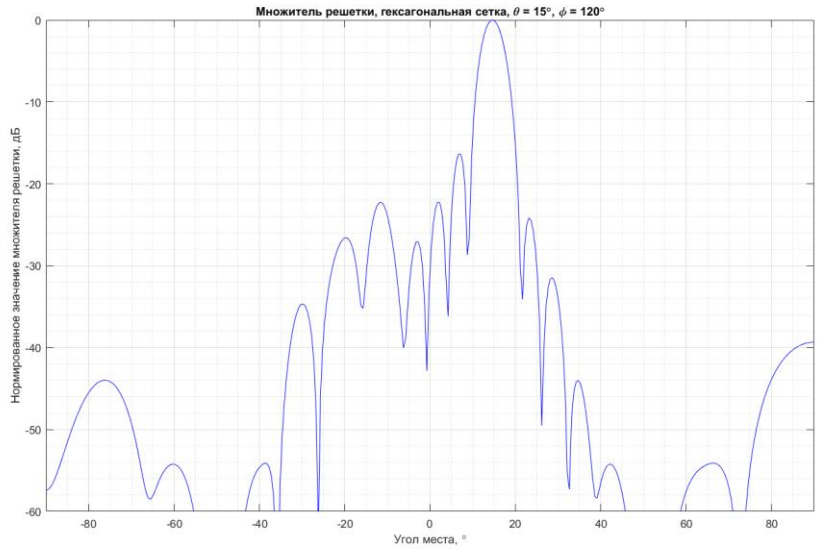

Рисунок 5.16 – ДН антенной решетки с кластеризацией, 240 элементов, луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 120 градусов

Ширина луча составляет 5,1 градуса. Наихудший УБЛ во всех трех случаях минус 16 дБ, что является очень хорошим показателем. Немаловажным фактом является и то, что излучение в направлении горизонта, а также при углах места до 20 градусов от горизонта, не превышает минус 40 дБ. Это позволит максимально подавить отражения от местных объектов, что является

одной из главных целей при проектировании антенной системы для метеорологического радара.

Максимальный поперечный размер антенного полотна составляет 9,2 метра, что укладывается в требования входного задания.

Таким образом, все требования, обозначенные в начале раздела 4, выполнены. Разработанная топология АР обеспечивает полное функционирование в соответствии с техническим заданием.

5.4 Диаграмма направленности антенной системы

Для того, чтобы получить ДН всей антенной системы, необходимо учесть ДН одиночного излучателя. В выбранной топологии антенные элементы находятся на достаточном удалении друг от друга (примерно 53 сантиметра). В связи с этим, можно считать, что соседние элементы слабо влияют друг на друга. Моделирование двух излучателей, расположенных на таком расстоянии друг от друга, также показывает уровень взаимного влияния, не превышающий минус 25 дБ.

$$f(\theta,\varphi) = f_1(\theta,\varphi) \cdot f_\Sigma(\theta,\varphi), \tag{5.1}$$

где $f(\theta,\varphi)$ – итоговая ДН АР;

$f_1(\theta,\varphi)$ – ДН одиночного излучателя;

$f_\Sigma(\theta,\varphi)$ – множитель решетки.

ДН ФАР в таком случае можно вычислить по формуле 5.1 [17].

Антенные излучатели с учетом найденных в прошлом подразделе оптимальных сечений антенного полотна следует располагать как показано на рисунке 5.17. Данная конфигурация позволяет избежать влияния излучателей друг на друга за счет того, что излучение активного вибратора вдоль его оси отсутствует.

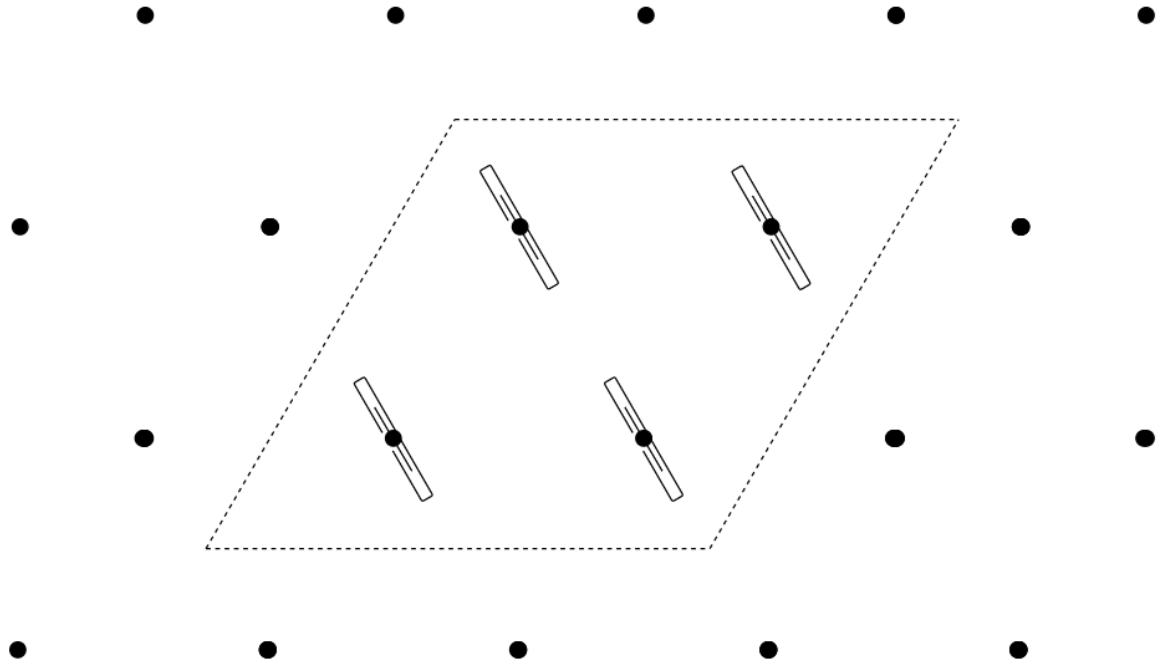

Рисунок 5.17 – Расположение антенных элементов в кластере, вид сверху, масштаб сетки и излучателей учтен

В такой конфигурации, ДН ФАР выглядит, как показано на рисунках 5.18, 5.19, 5.20, 5.21.

При отклонении луча на 15 и минус 15 градусов от нормали, ДН имеет зеркальный вид, поэтому приведены графики только в случае девиации на 15 градусов. Таким образом, обеспечивается формирование всех 5 лучей, которые были описаны во входном задании. Заметим, что во всех случаях ДН имеет характеристики, удовлетворяющие входному заданию. Особенно примечательно, что удалось добиться уровня излучения в плоскости горизонта и углах места до 20 градусов относительно горизонта не более минус 50 децибел относительно уровня излучения в плоскости главного максимума.

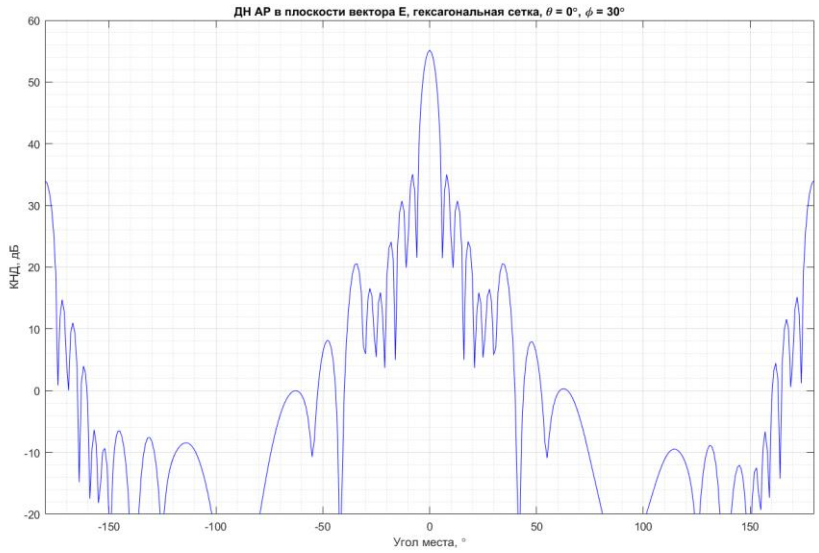

Рисунок 5.18 – ДН АР в плоскости вектора E при ориентации луча по нормали

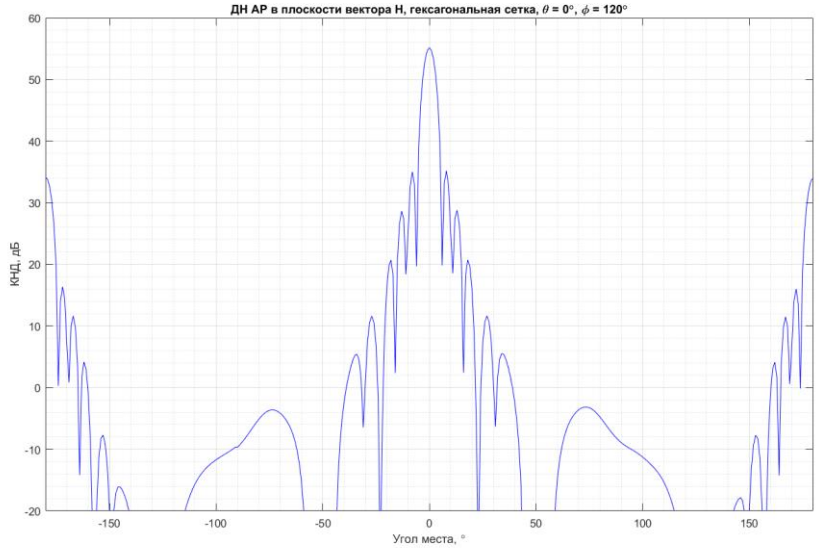

Рисунок 5.19 – ДН АР в плоскости вектора H при ориентации луча по нормали

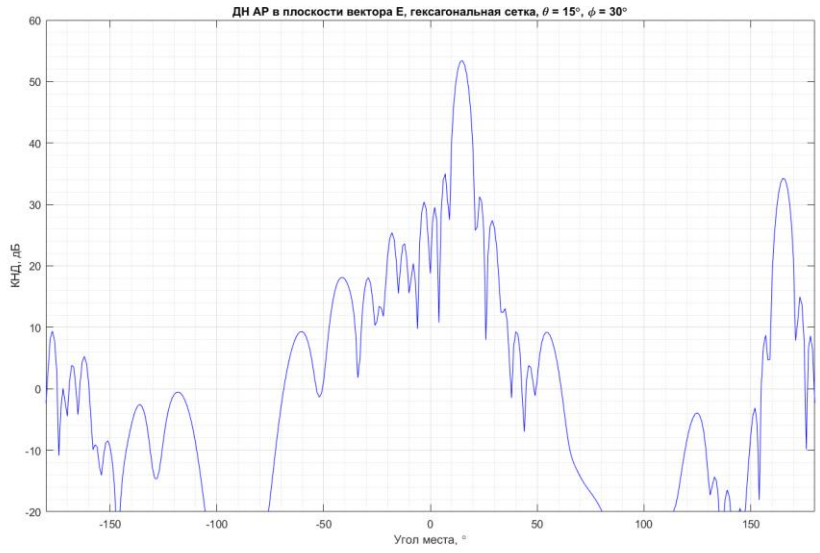

Рисунок 5.20 – ДН АР в плоскости вектора E при отклонении луча на 15 градусов

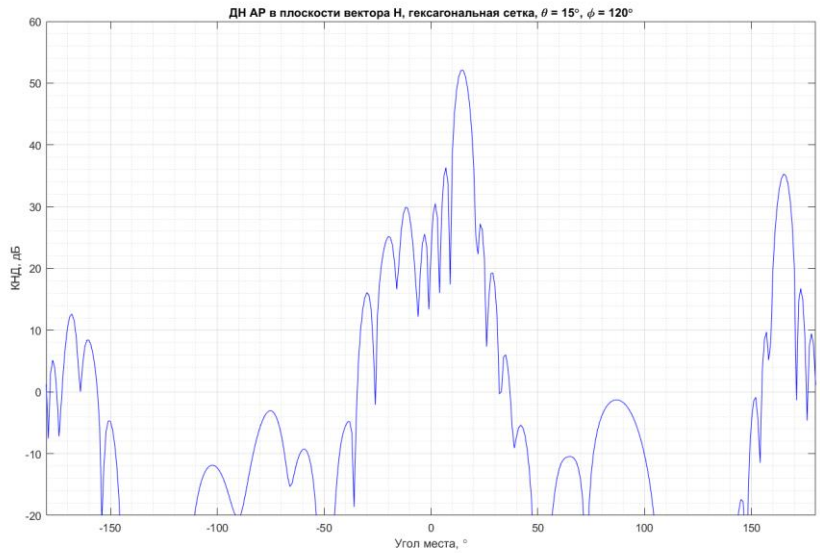

Рисунок 5.21 – ДН АР в плоскости вектора H при отклонении луча на 15 градусов

ДН приведены ненормированные для того, чтобы понимать, каким уровнем излучения обладает система в том или ином случае.

6 Уменьшение управляющего тока фазовращателей

Как отмечалось ранее, отклонение луча обеспечивается созданием фазового распределения на элементах с помощью фазовращателей. В большинстве случаев используются дискретные ФВ за счет надежности и простоты конструкции (рисунок 6.1). Такие фазовращатели имеют конечное число возможных состояний. Эти состояния переключаются с помощью pin-диодов. Различные комбинации таких состояний обеспечивают выбор любого фазового сдвига в диапазоне от 0 до 360 градусов с определенным дискретом. Управление фазовым сдвигом на ФВ осуществляется с помощью управляющего тока, который подается на pin-диоды. В свою очередь, pin-диоды коммутируют необходимые дискретные части ФВ.

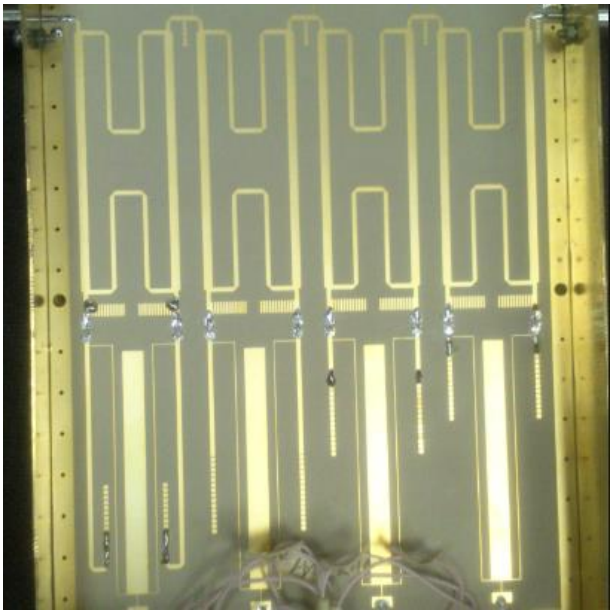

Рисунок 6.1 – Дискретный четырехбитный фазовращатель

В случае большого количества антенных элементов в ФАР, возрастает количество необходимых фазовращателей. В таком случае, управляющий ток может достигать больших значений (нескольких десятков ампер).

Тот факт, что добавление идентичного фазового сдвига ко всем фазовращателям не приведет к изменению ориентации луча ДН, является очевидным и понятным. В данном разделе проведено исследование влияния фазовой

подставки на управляющий ток. Для сравнения, были выбраны дискреты фазирования 45, 22,5, 11,25 градусов, а также углы отклонения луча 10, 15, 20 градусов от нормали (типичные для радаров-профайлеров).

Для простоты, возьмем топологию ФАР из рисунка 4.3 и проанализируем влияние фазовой подставки на управляющий ток фазовращателей в такой системе.

6.1 Анализ для трехбитных фазовращателей

В основе расчетов лежит факт, что потребление тока для одного pin-диода составляет 20 мА. Одиночный фазовращатель содержит два pin-диода. На основе таких рассуждений можно построить диаграмму потребляемого тока в случае обеспечения различных фазовых сдвигов в диапазоне от 0 до 360 градусов для четырехбитного фазовращателя (рисунок 6.2).

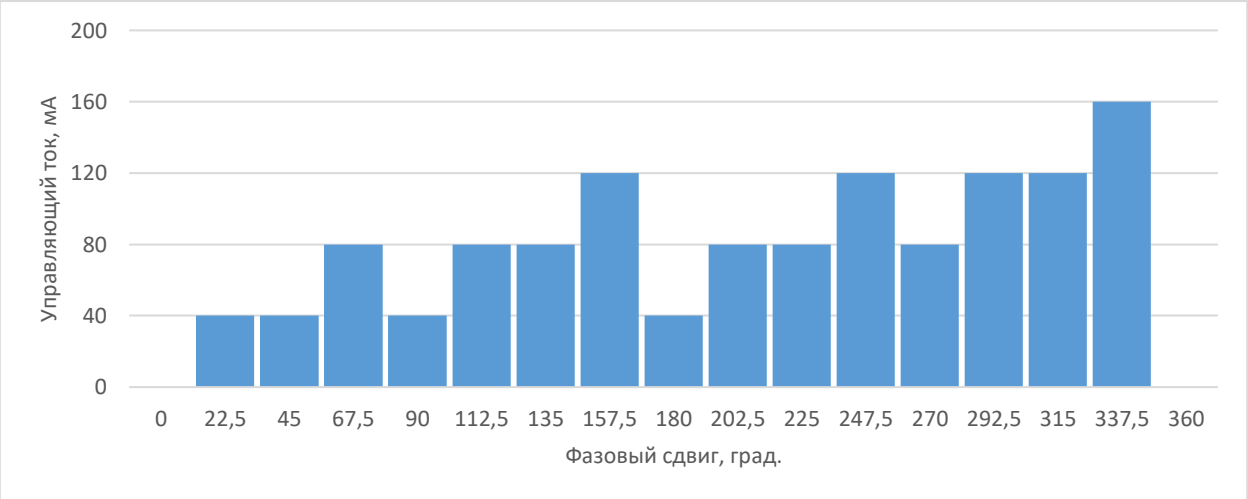

Рисунок 6.2 – Зависимость потребляемого тока от фазового сдвига

Для каждого отклонения луча получим фазовое распределение на элементах. К полученному фазовому распределению будем добавлять фазовою подставку, кратную дискрету фазирования и рассчитывать потребляемый ток. В итоге, получим следующие зависимости (рисунки 6.3, 6.4, 6.5).

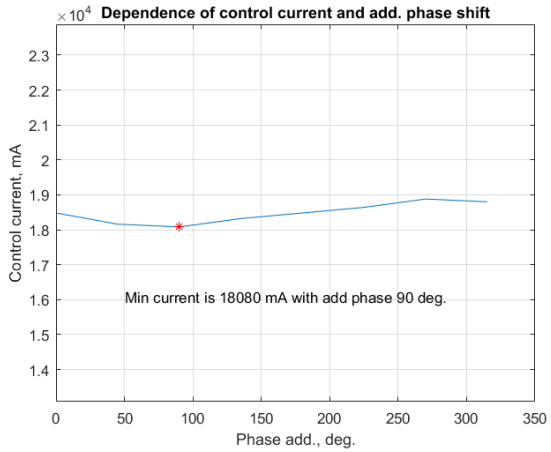

Рисунок 6.3 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 45° и угла отклонения 10°

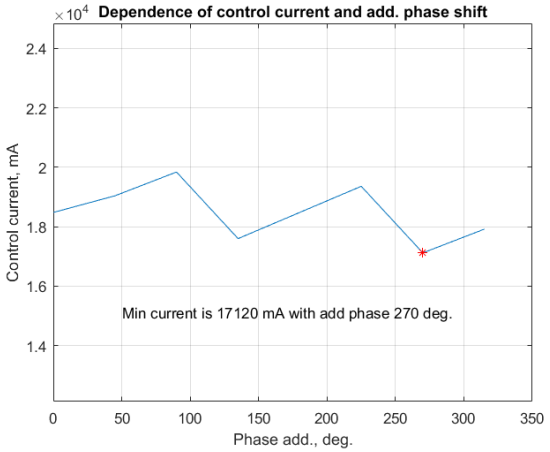

Рисунок 6.4 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 45° и угла отклонения 15°

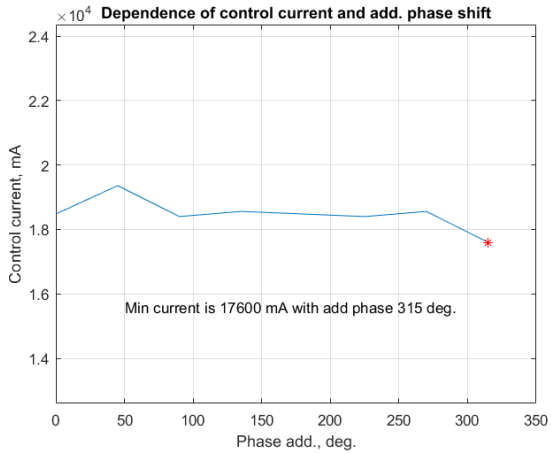

Рисунок 6.5 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 45° и угла отклонения 20°

Из вышеприведенных рисунков видно, что для дискрета фазирования 45 градусов выигрыш в снижении потребляемого тока составляет примерно 10 %, или в среднем 2000 миллиампер.

6.2 Анализ для четырехбитных фазовращателей

Аналогичные рассуждения проведем для четырехбитных фазовращателей. Для таких же углов отклонения луча ДН будем строить зависимости управляющего тока от фазовой добавки. Полученные зависимости приведены на рисунках 6.6, 6.7, 6.8.

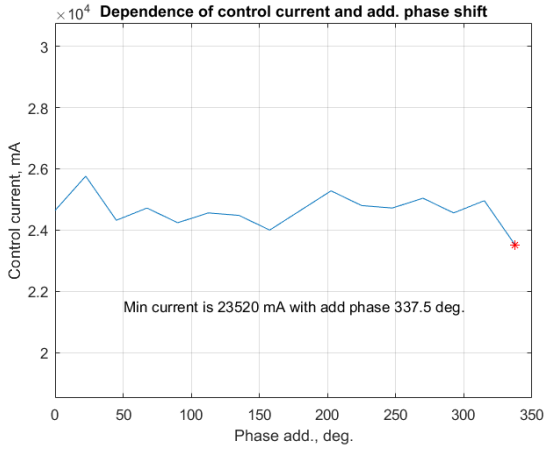

Рисунок 6.6 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 22,5° и угла отклонения 10°

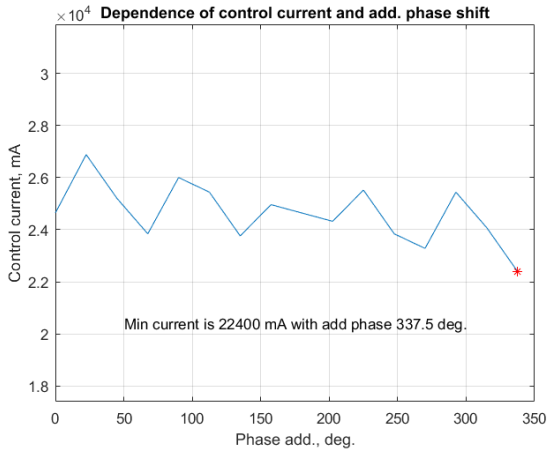

Рисунок 6.7 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 22,5° и угла отклонения 15°

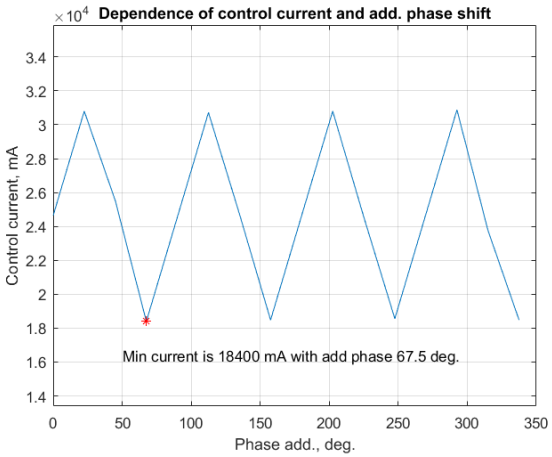

Рисунок 6.8 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 22,5° и угла отклонения 20°

Заметно, что для дискрета фазирования 22,5° выигрыш в снижении управляющего тока может достигать 40 % от максимально возможного значения. Разница между максимальным и минимальным управляющим током может составлять до 10 ампер, в зависимости от угла отклонения луча.

6.3 Анализ для пятибитных фазовращателей

Применим вышеописанный алгоритм для пятибитных фазовращателей (дискрет фазирования 11,25 градусов). Для таких же углов отклонения луча ДН будем строить зависимости управляющего тока от фазовой добавки. Полученные зависимости приведены на рисунках 6.9, 6.10, 6.11.

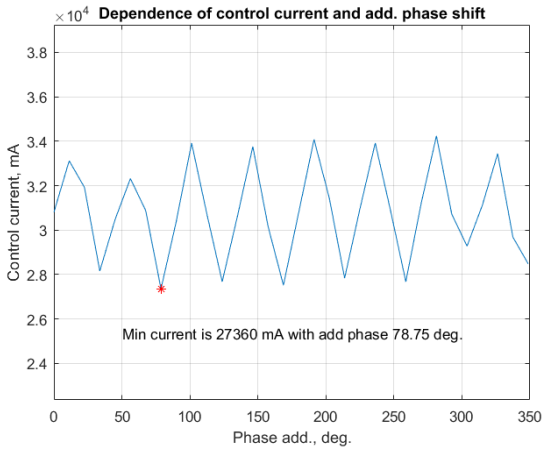

Рисунок 6.9 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 11,25° и угла отклонения 10°

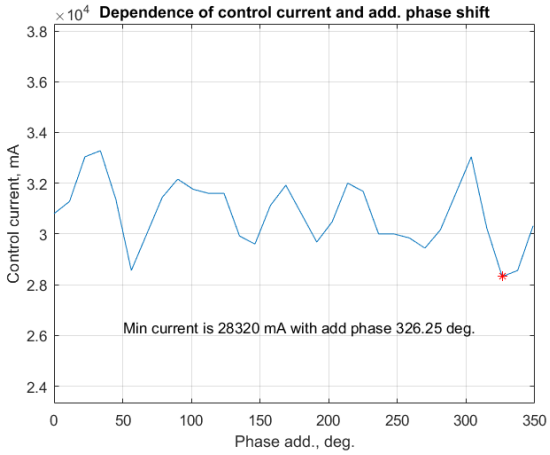

Рисунок 6.10 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 11,25° и угла отклонения 15°

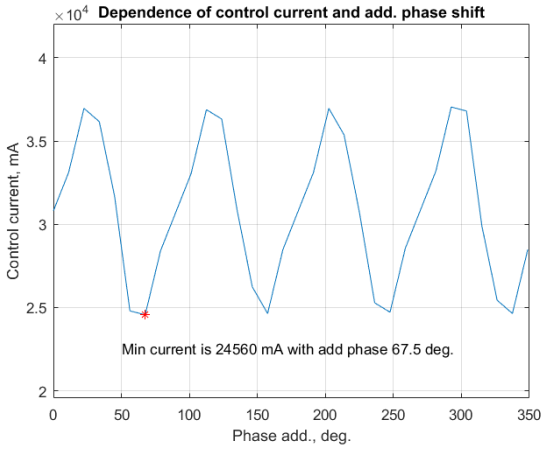

Рисунок 6.11 – Зависимость потребляемого тока от фазовой подставки для дискрета фазирования 11,25° и угла отклонения 20°

В случае пятибитных фазовращателей также можно получить существенный выигрыш (до 30 %) в управляющем токе за счет внесения фазовой подставки.

6.4 Сравнение результатов

Резюмируя информацию, приведенную в данном разделе, можно построить следующую таблицу (таблица 5), в которую запишем информацию об потенциальном выигрыше в управляющем токе для каждого дискрета фазирования и угла отклонения луча.

Таблица 5 – Выигрыш в снижении управляющего тока

Угол отклонения луча, °	Разрядность фазовращателя		
	Трехбитный	Четырехбитный	Пятибитный
10	4,7 %	9,1 %	19,4 %
15	13,8%	17,4 %	15,3 %
20	9,1 %	40,1 %	32,4 %

Проводя анализ данных в таблице 5, можно сделать вывод о том, что предложенный метод уменьшения потребляемого тока наиболее эффективен для четырехбитных и пятибитных фазовращателей. При этом, выигрыш может

достигать более десяти ампер, что сберегает энергетические ресурсы, которые в ряде случаев могут быть строго ограничены.

Вышеописанные факты ведут к тому, что использование четырехбитных фазовращателей наиболее оптимальный вариант, поскольку они обеспечивают достаточную точность установления фазы (22,5 градуса), а также управляющий ток, требуемый для их контроля, не такой высокий, как для пятибитных. Тем более, как показала практика, управляющий ток можно значительно снизить за счет манипуляций с фазовым пьедесталом.

6.5 Применимость метода для разработанной топологии антенной решетки

Применим вышеописанную методику поиска минимального управляющего тока фазовращателей. Рассмотрим два случая, когда луч отклоняется на 15 градусов от нормали для двух ортогональных азимутов. Для каждого случая приведем амплитудное и фазовое распределение, распределение управляющего тока по элементам, зависимость управляющего тока от фазовой добавки. Поскольку решетка кластеризованна, четырем элементам в кластере соответствует один фазовращатель, значение тока в этом ФВ поделено поровну между четырьмя элементами для более корректного построения столбчатой диаграммы.

Для случая, когда луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 30 градусов, получились следующие результаты (рисунки 6.12, 6.13, 6.14).

Получилось, что в данном случае выигрыш в снижении управляющего тока составляет 8 %. Минимальное значение управляющего тока равняется 4,6 Ампера, учитывая, что типичное падение напряжения на pin-диоде примерно 5 Вольт, получим, что требуемая мощность для управления ФВ равна 23 Ватта, что является вполне приемлемым значением.

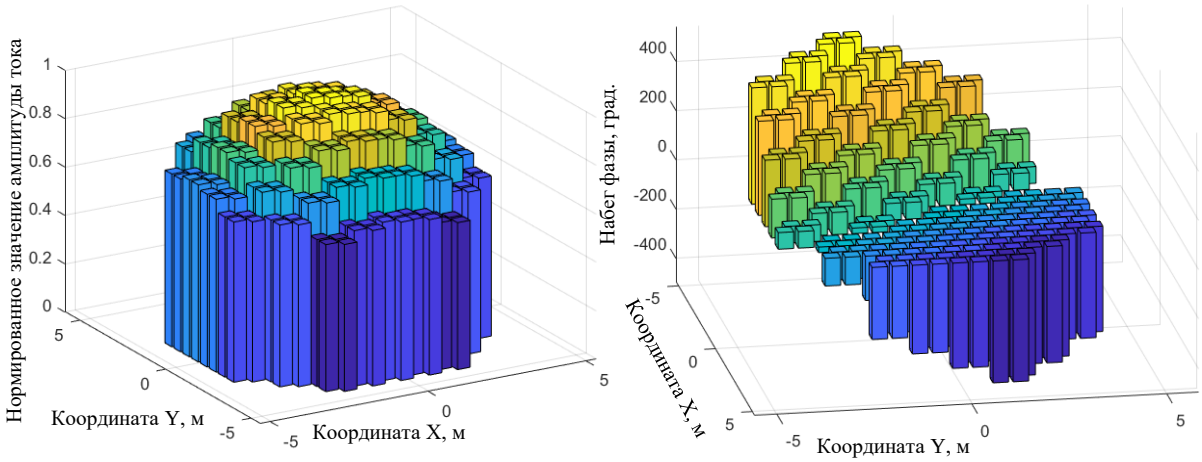

Рисунок 6.12 – Амплитудное (слева) и фазовое распределение (справа)

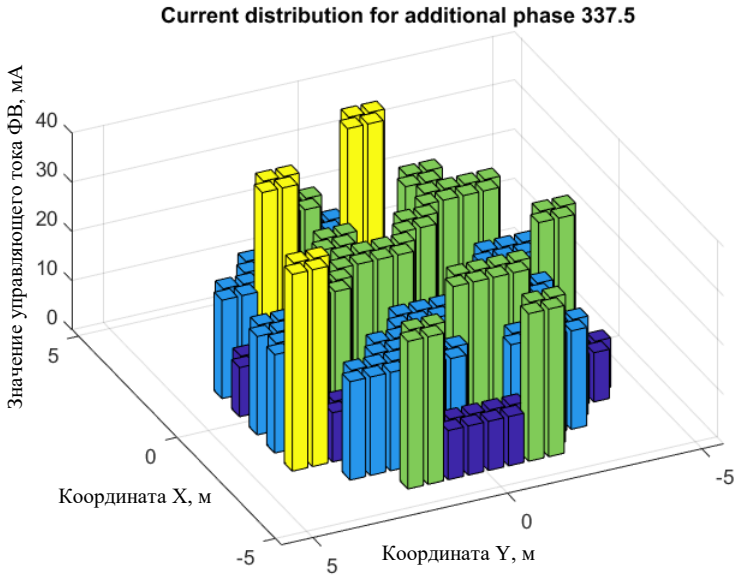

Рисунок 6.13 – Распределение управляющего тока ФВ по элементам

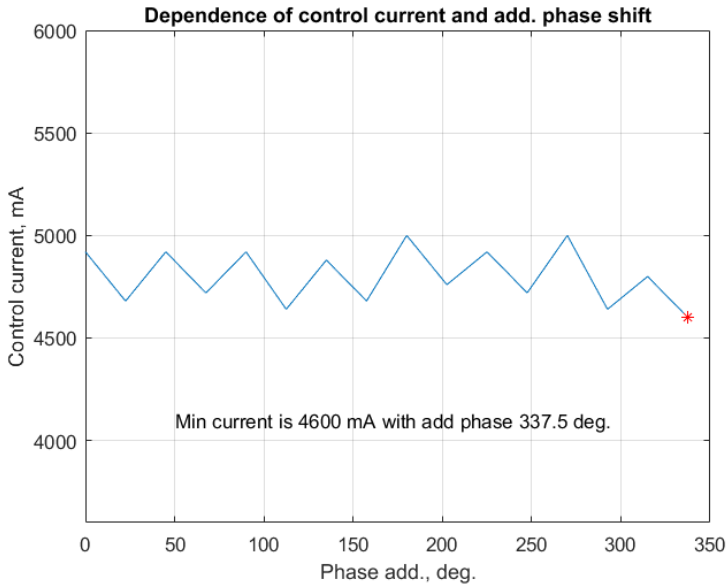

Рисунок 6.14 – Зависимость управляющего тока от фазовой подставки

Для случая, когда луч отклонен на 15 градусов от нормали, азимут 120 градусов, получились следующие результаты (рисунки 6.15, 6.16, 6.17).

Получилось, что в данном случае выигрыш в снижении управляющего тока составляет 28,2 %. Значение минимального управляющего тока равняется 4,08 Ампера. Требуемая мощность для управления ФВ равна 20,4 Ватта.

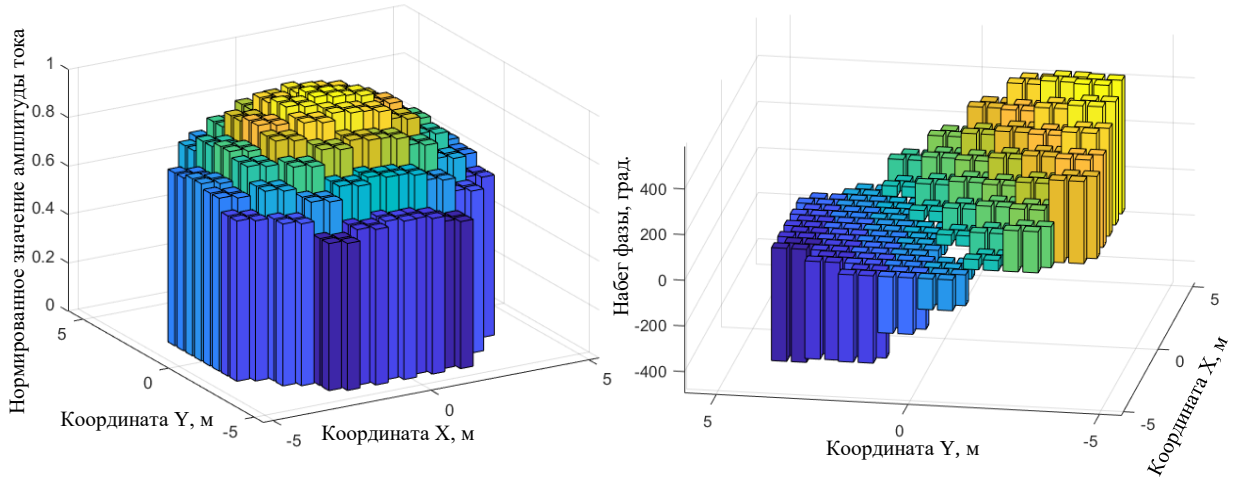

Рисунок 6.15 – Амплитудное (слева) и фазовое распределение (справа)

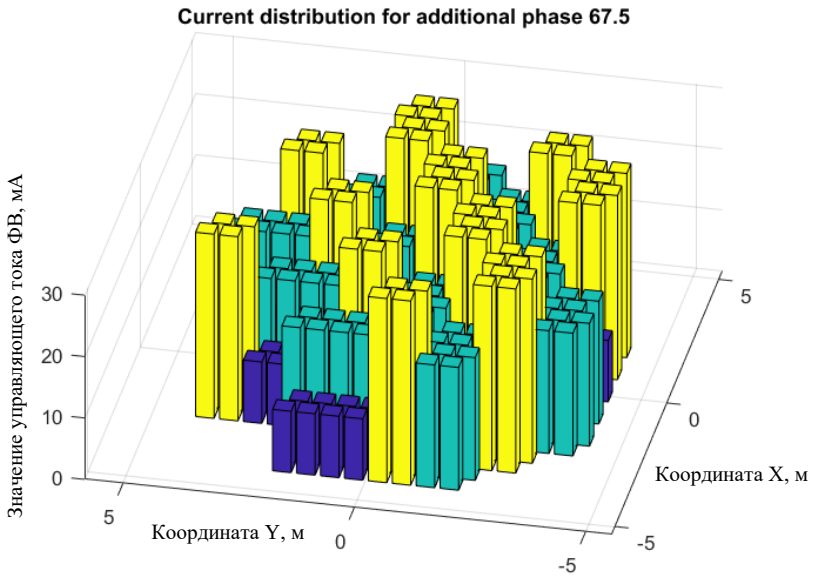

Рисунок 6.16 – Распределение управляющего тока ФВ по элементам

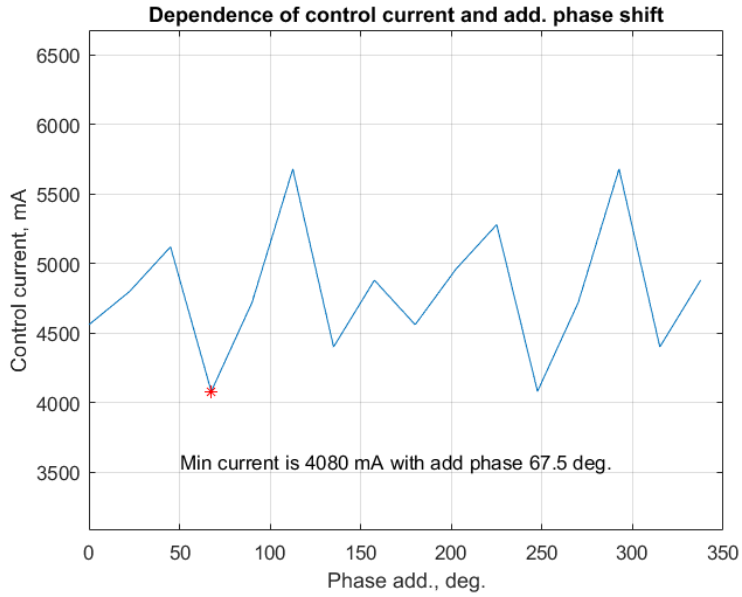

Рисунок 6.17 – Зависимость управляющего тока от фазовой подставки

Таким образом, показано, что алгоритм минимизации управляющего тока фазовращателей работает эффективно, позволяя снижать энергетические потребности системы. Экономия ресурсов питания особенно важна, когда они ограничены, например, при размещении системы в труднодоступных местах.

7 Оценка энергетических параметров антенной решетки

В данном разделе приводится оценочный расчет возможностей разработанной антенной системы при работе в составе метеорологического радара. Принято решение, что в проекте будет использоваться приемопередатчик с импульсной мощностью излучения 2 кВт. Один передатчик соответствует определенному кластеру. Чувствительность приемника с учетом накопления сигнала составляет минус 180 дБВт. Расчет выполнен с учетом особенностей разработанной топологии.

7.1 Расчет КНД антенной системы

При оценке дальности действия радара по главной формуле радиолокации потребуется знать коэффициент усиления антенной системы. Известно, что КНД напрямую связан с КУ через коэффициент полезного действия (КПД) излучателя. Обычно, КПД антенн «волновой канал» достаточно высок и близок к единице, поэтому в рамках данной задачи будем считать КНД и КУ тождественными величинами.

Будем производить оценку для вертикальной ориентации луча.

$$D = \frac{4\pi \cdot f^2(\theta_0, \varphi_0)}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} f^2(\theta, \varphi) \cdot \sin\theta \, d\theta \, d\varphi}, \tag{7.1}$$

где D – коэффициент направленного действия;

$f(\theta_0, \varphi_0)$ – ненормированное значение ДН в направлении главного максимума;

$f(\theta, \varphi)$ – ненормированная ДН АР.

В общем случае, КНД может быть найден по формуле 7.1 [18].

Вычислив, получим, что итоговый КНД антенной решетки составит 43,8 дБ.

7.2 Оценка дальности действия радара

В метеорологическом радиозондировании атмосферы подавляющее большинство целей является множественными групповыми целями. В таком случае, для описания отражательных свойств таких объектов используется понятие не эффективного поперечника рассеяния, а удельного поперечника рассеяния.

$$\eta = \frac{\sigma}{V}, \tag{7.2}$$

где η – удельный поперечник сечения;

σ – эффективный поперечник рассеяния.

Понятие удельного поперечника рассеяния в ряде источников представлено под другим названием. А именно, радиолокационная отражаемость рассматриваемого объема V (формула 7.2) [6, 21].

Для численного описания турбулентности в радиозондировании атмосферы вводится параметр C_n^2, связывающий радиолокационную отражаемость, длину волны и интенсивность турбулентности.

В [6] приведена информация о зависимости η от длины волны для различных объектов рассеяния: турбулентность с различным показателем C_n^2, капли дождя различных размеров, облака, моросящий дождь. Эти зависимости представлены на рисунке 7.1. Номерам кривых соответствуют следующие объекты: 1 – турбулентность ($C_n^2 = 10^{-14}$), 2 – турбулентность ($C_n^2 = 10^{-15}$), 3 – турбулентность ($C_n^2 = 10^{-16}$), 4 – капли диаметром 100 мкм, 1 капля на м^3, 5 – капли диаметром 30 мкм, 1 капля на м^3, 6 – капли диаметром 10 мкм, 1 капля

на м^3, 7 – капли диаметром 100 мкм, 500 капель на м^3, 8 – капли диаметром 30 мкм, 500 капель на м^3, 9 – капли диаметром 10 мкм, 500 капель на м^3, 10 – туман, 11 – облака хорошей погоды, 12 – кучевая облачность, 13 – морось.

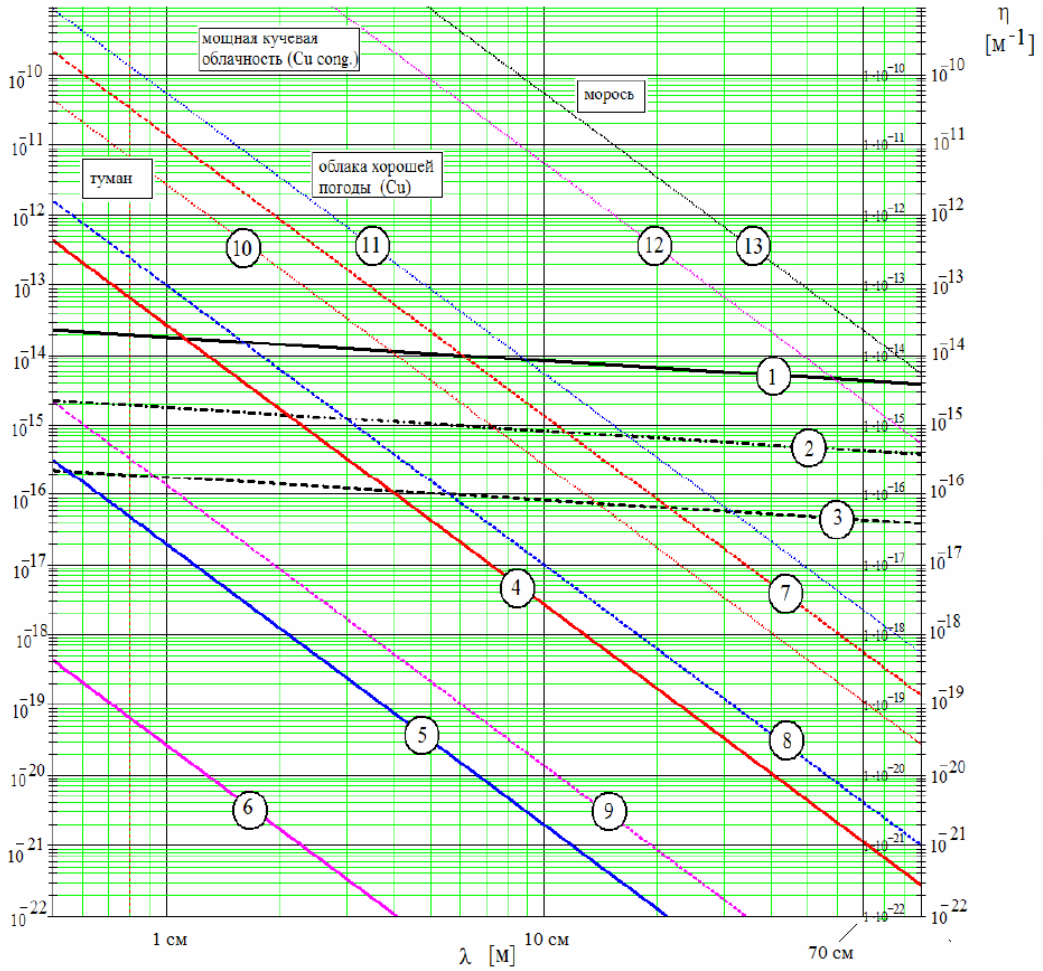

Рисунок 7.1 – Зависимость отражаемости η от длины волны [6]

Необходимо знать, как зависит принимаемая мощность от дальности зондирования.

$$P_{recieve} = G \cdot L_{\Sigma} \cdot \frac{P_{rad}}{R^2} \cdot \eta \cdot e^{\left(-\int_0^R \alpha(R)dR\right)}, \qquad (7.3)$$

где $P_{recieve}$ – принимаемая мощность;

G – коэффициент усиления антенной системы;

L_{Σ} – потери, не связанные с распространением радиоволн;

P_{rad} – излучаемая мощность;

R – дальность зондирования;

α – ослабление радиоволн в атмосфере.

В соответствии с выкладками, приведенными в [3, 6], мощность принимаемого сигнала зависит от дальности зондирования следующим образом (формула 7.3).

Для упрощения будем считать, что коэффициент ослабления является постоянной величиной и не зависит от высоты. В источнике [20] приводится информация о затухании радиоволн в атмосфере. Для частоты 435 МГц оно составляет порядка 0,02 децибела на километр дистанции.

Коэффициент потерь L_{Σ} удобнее всего выражать в децибелах.

$$L_{\Sigma}[\text{дБ}] = 2\left(L_{cable}[\text{дБ/м}] \cdot l_{cable}[\text{м}] + L_{splitter}[\text{дБ}]\right) + L_{reflection}[\text{дБ}], \qquad (7.4)$$

где L_{cable} – погонное затухание в кабеле;

l_{cable} – суммарная длина кабеля от передатчика до излучателя;

$L_{splitter}$ – затухание в делителе мощности (между передатчиком и кластером излучателей);

$L_{reflection}$ – потери мощности при отражении от объекта (потери, связанные с поворотом плоскости поляризации и т.п.).

Выражение 7.4 отражает все факторы, ослабляющие сигнал, помимо среды распространения.

Согласно [20], параметр $L_{reflection}$ имеет значения порядка 5–7 децибел.

Для расчетов по формуле 7.3 необходимо, перевести коэффициент потерь из децибел в линейную шкалу.

$$L_{\Sigma} = L_{cable}^{2 \cdot l_{cable}} \cdot L_{air}^{2 \cdot R_{\max}} \cdot L_{splitter}^{2} \cdot L_{reflection}, \qquad (7.5)$$

Переводя из логарифмической шкалы в линейную, получим следующее выражение для L_{Σ} (выражение 7.5).

В качестве коаксиального кабеля для данного проекта будем использовать РК 50-11-21 [22]. Этот кабель обладает волновым сопротивлением 50 Ом, максимально допустимая мощность на частоте 400 МГц составляет 3,2 кВт. Погонное затухание этого кабеля 0,5 децибел на метр. Будем считать при расчетах, что длина кабеля от передатчика до излучателя равна 3 метра.

В качестве делителя мощности между излучателями в кластере, можно использовать сплиттер PDS4DE-380/2700-01 [23]. Данное устройство подходит по частотному диапазону и максимально допустимой мощности радиосигнала (до 2,7 кВт). Этот делитель вносит дополнительные потери 0,5 децибела.

С помощью этих вводных данных можно оценить дальность действия разрабатываемой системы. На рисунке 7.2 приведены результаты расчета в пакете прикладных программ MATLAB зависимостей принимаемой мощности от дистанции зондирования для различных метеообъектов.

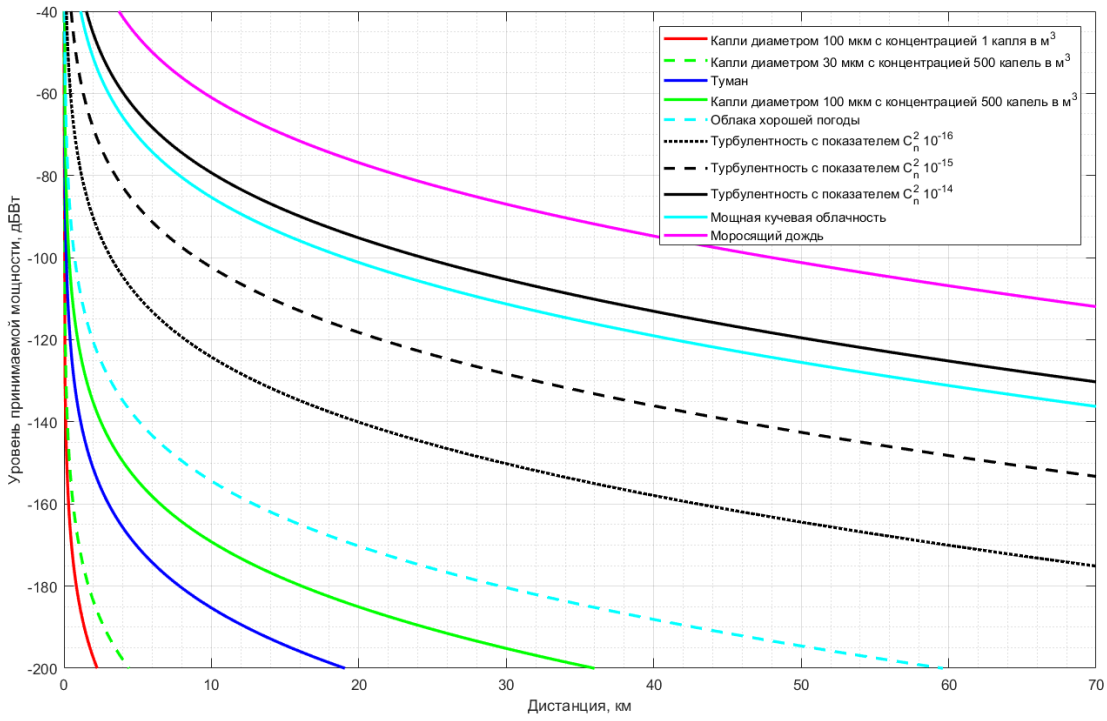

Рисунок 7.2 – Зависимости принимаемой мощности от дальности зондирования

Чувствительность приемника с учетом накопления сигнала равна минус 180 децибел относительно Ватта, опираясь на это значение можно оценить дальность действия (таблица 6).

Таблица 6 – Дальность действия проектируемой системы

Объект отражения	Расчетная дальность, км
Капли диаметром 100 мкм, 1 капля на м^3	0,9
Капли диаметром 30 мкм, 500 капель на м^3	1,8
Туман	7,6
Капли диаметром 100 мкм, 500 капель на м^3	16,2
Облака хорошей погоды	29,7
Турбулентность ($C_n^2 = 10^{-16}$)	81,3
Турбулентность ($C_n^2 = 10^{-15}$)	139,2
Турбулентность ($C_n^2 = 10^{-14}$)	212,3
Мощная кучевая облачность	192,5
Моросящий дождь	284,4

Таким образом, можно сделать вывод, что в среднем, дальность действия радара для таких объектов отражения, как облака хорошей погоды, турбулентности, кучевые облака, морось, составляет более 20 километров. Таким образом, обеспечивается требуемая максимальная высота обзора. Для других рассмотренных объектов (туман, облака) дальность зондирования составляет менее 20 километров, а для слабой концентрации крупных капель и высокой концентрации мелких капель не превышает двух километров. Это является, так называемой, проблемой "чистого неба" для метеорадаров.

В целом, полученные значения являются удовлетворительными. Можно признать работу по разработке антенной системы успешной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследований, проведенных в рамках данной магистерской диссертации, были разработаны рекомендации для построения антенной системы метеорологического радара. Был выполнен обзор существующих систем для исследований атмосферы, выделены достоинства и недостатки различных средств измерения параметров движения воздушных масс. Было заключено, что радиофизические средства измерения являются наиболее оптимальными. Также выяснено, что в данное время в Российской Федерации не существует аналогичных систем, работающих в диапазоне 435 МГц.

Для антенной системы был выбран одиночный излучатель. Выбор был сделан в пользу трехэлементной антенны типа «волновой канал». Для более удобного конструктивного исполнения рефлектор у данной антенны был заменен на плоский экран. В дальнейшем, излучатель был оптимизирован для согласования с питающей коаксиальной линией передачи сопротивлением 50 Ом, а также для обеспечения минимального уровня излучения в плоскости, поперечной оси антенны.

Были сравнены различные способы организации излучателей в антенную решетку (прямоугольная и гексагональная сетки). Выбор был сделан в пользу гексагональной сетки за счет лучших параметров. Было рассмотрено объединение излучателей в подрешетки из 4 и 7 излучателей для сокращения числа передатчиков и фазовращателей. В конце концов, была определена финальная топология антенной решетки с учетом требований входного задания. Особое значение при проектировании уделялось минимизации уровня излучения в плоскости антенной решетки, а также при углах места до 20 градусов от ее плоскости. Данная проблема особо остро стояла при экспериментальных испытаниях антенной решетки из 16 излучателей. В этом эксперименте отражения от местных объектов были главным мешающим фактором при обнаружении полезного сигнала.

Помимо этого, был затронут вопрос оптимизации управляющих токов фазовращателей. Был предложен способ, позволяющий снизить управляющий ток до двух раз в ряде случаев. Для разработанной топологии и условий сканирования луча потенциальное снижение тока составило почти треть.

В завершении работы была оценена потенциальная дальность действия проектируемого радара, основываясь на данных, приведенных в литературе, а также расчетах, выполненных для разработанной антенной системы. Полученные значения предельной дальности говорят о том, что диапазон высот до 20 километров (опорное значение при проектировании), покрывается с запасом.

Для того, чтобы сравнить результаты проектирования, сведем данные входного задания и полученные характеристики в таблицу (таблица 7).

Таблица 7 – Сравнение данных входного задания и полученных результатов

Параметр	Входное задание	Результат проектирования
Поперечный размер антенной системы, м	Не более 10	9,2
Ширина главного лепестка по уровню половинной мощности, град.	Не более 7	5,1
Уровень боковых лепестков, дБ	Не более -15	-16
Уровень излучения в плоскости АР, дБ	Не более -40	-54

Таким образом, в результате данной работы был получен полный комплекс рекомендаций для построения антенной системы метеорологического радара с заданными характеристиками. При разработке был учтен вопрос оптимизации экономических и энергетических ресурсов.

По материалу шестого раздела был подготовлен ряд публикаций. Они содержат описание способа снижения управляющего тока фазовращателей и анализ его действия в различных ситуациях, поиск зависимостей и закономерностей, а также ряд сопутствующих исследований. Публикации были представлены на международных конференциях ICECOM 2019 23rd International Conference on Applied Electromagnetics and Communications и 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT).

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Ветровой профайлер Ка диапазона. Результаты сравнительных натурных испытаний / В.В. Стерлядкин [и др.] // III Всероссийские Армандовские чтения. – Муром, 2013. – С. 158–163.

2. Расчет потенциала и оценка возможностей ветровой метеорологической РЛС миллиметрового диапазона длин волн / В.В. Стерлядкин, М.А. Кононов // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2010. – № 158. – С.52–59.

3. Некоторые особенности применения многоволновых доплеровских радиолокационных станций для ветрового зондирования атмосферы / А.Г. Горелик [и др.] // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2012. – № 186. – С.32–37.

4. Потапцев И.А. Анализ методов измерения вектора скорости ветра [Электронный ресурс] / И.А. Потапцев // Сборник научных трудов Sworld. – Томск, 2017. – Т. 1, № 47. – С. 12–23. – Режим доступа: *https://www.sworld.com.ua/konfer47/32.pdf*.

5. Обзор методов и средств ветрового зондирования атмосферы / В.В. Стерлядкин, А.Г. Горелик, Г.Г.Щукин // III Всероссийские Армандовские чтения. – Муром, 2013. – С. 24–42.

6. Горелик А. Г. Информационные возможности ветровых профайлеров при зондировании атмосферы / А. Г. Горелик, С. Ф. Коломиец, Г. Г. Щукин // Ученые записки Российского государственного гидрометеорологического университета. – 2011. – № 18. – С. 70–89.

7. Киселев В.Н. Методы зондирования окружающей среды / В.Н. Киселев, А.Д. Кузнецов. – Санкт-Петербург : РГГМУ, 2004. – 429 с.

8. Бызова Н.Л. Турбулентность в пограничном слое атмосферы / Н.Л. Бызова, В.Н. Иванов, Е.К. Гаргер. – Ленинград : Гидрометеоиздат, 1989. – 263 с.

9. Иванов В.Э. Радиозондирование атмосферы / В.Э. Иванов, М.Б. Фридзон, С.П. Ессяк. – Екатеринбург : ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2004. – 596 с.

10. Фридзон М.Б. Радиозондирование атмосферы [Электронный ресурс] / М.Б. Фридзон, Ю.М. Ермошенко // Мир измерений. – Долгопрудный, 2009. – Режим доступа: *http://www.ria-stk.ru/mi/adetail.php?ID=30717*.

11. Плотников А.Д. Сравнительный анализ приборов и методов измерения скорости и направления ветра / А.Д. Плотников, Л.И. Сучкова // Ползуновский альманах. – 2010. – № 2. – С. 119–122.

12. Stefano Turso. Electronically Steered Cognitive Weather Radar – A Technology Perspective // IEEE Radar Conference (RadarConf). – 2017. – DOI: 10.1109/RADAR.2017.7944266.

13. Titu K. Samson. Technical Aspects of 205 MHz VHF Mini Wind Profiler Radar for Tropospheric Probing // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2016. – Vol. 13, No.7. – P.1027–1031.

14. Lihua Li. The NASA High-Altitude Imaging Wind and Rain Airborne Profiler // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2015. – DOI: 10.1109/TGRS.2015.2456501.

15. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере / В.И. Татарский. – Москва : Наука, 1968. – 548 с.

16. Шпиндлер Э. Практические конструкции антенн : перевод с немецкого А. А. Левина и А. П. Сахарова ; под редакцией В. А. Крицына. – Москва : Мир, 1989. – 448 с.

17. Марков Г.Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. / Г.Т. Марков, Д.М Сазонов. – Москва : Энергия, 1975. – 528 с.

18. Mailloux R. J. Phased array antenna handbook / Robert J. Mailloux. – Artech House, 2017. – 506 p.

19. Бакулев П.А. Радиолокационные системы : учеб. пособие для вузов / П.А. Бакулев. – Москва : Радиотехника, 2004. – 317 с.

20. Харвей А.Ф. Техника сверхвысоких частот : перевод с англ. под ред. В.И. Сушкевича. – Москва : Советское радио, 1965. – 784 с.

21. Uluişik Ç. Radar Cross Section (RCS) Modeling and Simulation, Part 1: A Tutorial Review of Definitions, Strategies, and Canonical Examples / Ç. Uluişik, G. Çakir, M. Çakir, L. Sevgi // IEEE Antennas and Propagations Magazine. – 2008. – № 1. – P. 115–126.

22. Радиочастотный кабель РК 50-11-21 [Электронный ресурс]. Режим доступа: *http://www.okbkp.ru/production/cabels/radiofrequency/223/1555*.

23. PDS4DE-380/2700-01. 4-way power divider. Technical data sheet [Электронный ресурс]. Режим доступа: *http://products.rfsworld.com//Web-SearchECat/datasheets/?q=PDS4DE-380/2700-01*.