

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
Сибирский федеральный университет

На правах рукописи



Литинская Елена Алексеевна

**Низкопрофильные антенные решётки
с механоэлектрическим типом сканирования**

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ–устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
канд. техн. наук, профессор
Саломатов Юрий Петрович

Красноярск 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава 1 . Сканирующие антенные системы для спутниковой связи.....	9
1.1. Плоские фазированные антенные решётки.....	11
1.2. Многолучевые антенные решётки.....	15
1.3. Антенны с механоэлектрическим типом сканирования.....	29
Глава 2. Аналитическое моделирование антенных решёток с механоэлектрическим типом сканирования.....	49
2.1 Антенная решётка с механоэлектрическим типом сканирования.....	49
2.2 Диаграмма направленности антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования в угломестной плоскости.....	51
2.3 Затенение подрешёток антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования.....	53
Глава 3 . Электродинамическое моделирование антенных решёток с механоэлектрическим типом сканирования.....	74
3.1 Электродинамическое моделирование микрополосковой антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования.....	74
3.1.1 Исследование и разработка микрополосковой подрешётки для антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования.....	74
3.1.2 Исследование и разработка антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования.....	81
3.2 Электродинамическое моделирование антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо.....	84
3.2.1 Исследование и разработка подрешётки для антенной решётки механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо.....	91
3.2.2 Исследование и разработка антенной решётки механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо.....	102

3.2.3 Исследование влияния поглотителя, размещенного на одной из подрешёток, на характеристики направленности АР на основе Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования.....	108
Глава 4 . Экспериментальное исследование АР с механоэлектрическим типом сканирования типом сканирования.....	121
4.1 Экспериментальное исследование микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования.....	122
4.2 Сравнение электронного и механоэлектрического типов сканирования на примере разработанной антенной решётки.....	128
4.3 Экспериментальное исследование антенной решётки на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования.....	133
Заключение.....	147
Список использованных сокращение и обозначений.....	149
Список использованных источников.....	150
Приложение А. Акты внедрения результатов работы.....	163

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность проблемы

В настоящее время одним из приоритетных направлений научно-технологического развития РФ является развитие информационной связанности территорий страны (системы связи, навигация). Поскольку больше половины территорий нашей страны находятся в труднодоступных и удаленных местностях (где отсутствуют наземные сети связи), одним из возможных способом связи там является спутниковая связь. Организация сетей спутниковой связи необходима не только на стационарных объектах, но и на мобильных (как на личном транспортном средстве (ТС) потребителя, так на специальном транспорте МЧС, природоохраны, военной техники). Традиционно для того, чтобы осуществлять непрерывные прием и передачу сигнала на спутник используют два типа антенных систем (АС): зеркальные антенны (ЗА) с механическим типом сканирования и плоские фазированные антенные решётки (ФАР) с электронным типом сканирования. Эти сканирующие антенны имеют ряд существенных недостатков: ЗА имеет большую ветровую нагрузку, что приводит к необходимости увеличения массы и усложнению механизмов привода, в итоге к ограничению скорости сканирования, у плоских ФАР с электронным сканированием – это ограниченный сектор углов сканирования (это не позволяет им функционировать на территориях с большой географической широтой, либо приводит к необходимости создания АС, имеющих в своем составе несколько ФАР или объемных ФАР) и высокая стоимость ФАР в целом.

Также стоит отметить, что в настоящее время разрабатываются перспективные системы спутниковой связи с использованием среднеорбитальных и низкоорбитальных космических аппаратов, для использования которых необходимы сканирующие низкопрофильные антенные системы с высокой эффективностью также и для стационарных

потребителей.

Исследование механоэлектрических методов сканирования и создания на их основе антенн, имеющих малый вес и профиль и позволяющих осуществить широкоугольное перемещение луча с сохранением направленных характеристик антенн, являются **актуальной** задачей дальнейшего развития систем спутниковой связи. Одно из главных преимуществ механоэлектрического метода сканирования перед электромеханическим заключается в преобладании механических элементов управления лучом, что приводит к значительному снижению стоимости всей антенны в целом при сохранении малых размеров профиля антенны.

Целью диссертационной работы является исследование механоэлектрических методов сканирования и создание на их основе широкоугольных антенн с малыми габаритами и высокой эффективностью.

Объектом исследования является антенные решётки с механоэлектрическим типом сканирования, **предметом исследования** является реализация низкопрофильных антенных решёток с механоэлектрическим широкоугольным сканированием и высокой эффективностью.

Задачи диссертационного исследования:

- 1) анализ современных низкопрофильных АС для спутниковой связи, а также методов сканирования, используемых в данных антеннах;
- 2) исследование механоэлектрических методов сканирования;
- 3) исследование и определение потенциально достижимых характеристик антенных решёток с механоэлектрическим типом сканирования;
- 4) исследование и разработка микрополосковой антенной решётки с механоэлектрическим типом сканирования;
- 5) исследование и разработка антенной решётки на основе резонатора Фабри-Перо с механоэлектрическим типом сканирования;

б) исследование способов построения низкопрофильных антенных решёток с механоэлектрическим типом сканирования для увеличения сектора сканирования.

Методы исследования.

В ходе работы применялось электродинамическое моделирование излучающих структур различными методами (метод конечных элементов (finite element method – FEM), метод конечного интегрирования (finite integration – FI), метод моментов (methods of moments – MoM)) в прикладных программных пакетах. Экспериментальные исследования проводились методами измерений характеристик на векторном анализаторе цепей, характеристики излучения антенн исследовались в безэховых камерах методом сканирования ближнего поля, а также измерениями в дальней зоне.

Научная новизна.

В работе получены следующие новые результаты:

- 1) Получены зависимости характеристик направленности антенных решёток (АР) с механоэлектрическим типом сканирования от их геометрических параметров;
- 2) Предложена АР с механоэлектрическим типом сканирования с улучшенными направленными характеристиками в секторе углов сканирования 0° – 60° , обладающая малыми массогабаритными показателями;
- 3) Предложена волноводная диаграммобразующая схема (ДОС) для АР на основе резонаторов Фабри–Перо, обеспечивающая уровень вносимых потерь не более 0,5 дБ в диапазоне частот 11,8–12,5 ГГц и имеющая высоту 9 мм;
- 4) Предложена АР на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования, обладающая высоким коэффициентом использования поверхности (КИП) в секторе углов сканирования 0° – 90° ;

5) Показано, что использование радиопоглощающего материала на задней поверхности затеняющей подрешётки АР на основе резонаторов Фабри–Перо, повышает КУ решётки в секторе углов 70° – 90° .

Защищаемые научные положения.

1) Коэффициент направленного действия (КНД), уровень боковых лепестков (УБЛ) и достижимый сектор сканирования АР с механоэлектрическим типом сканирования определяется количеством используемых в ней подрешёток при неизменном размере апертуры;

2) Микрополосковая АР с механоэлектрическим типом сканирования в секторе углов 30° – 60° имеет КУ, превосходящий КУ АР с электронным сканированием, с идентичной апертурой на более чем 1,5 дБ;

3) Использование антенных элементов на основе резонатора Фабри–Перо в АР с механоэлектрическим типом сканирования позволяет достичь КИП антенны более 30% в секторе углов сканирования 0° – 90° ;

4) КУ АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо с использованием поглотителя на затеняющей подрешётке больше, чем КУ аналогичной АР без поглотителя, более чем на 1 дБ в секторе углов 70° – 90° в угломестной плоскости.

Практическая значимость.

1. Предложен метод оценки достижимых характеристик направленности АР с механоэлектрическим типом сканирования и влияния геометрических параметров на характеристики направленности;

2. Изготовлена и исследована микрополосковая АР с механоэлектрическим типом сканирования с сектором сканирования в угломестной плоскости 0° – 60° ;

3. Изготовлена и исследована АР на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования с сектором сканирования в угломестной плоскости 0° – 90° для организации спутниковой связи в движении;

4. Использовании радиопоглощающего материала на задней поверхности затеняющей подрешётки АР на основе резонаторов Фабри–Перо увеличения КУ решётки в секторов углов сканирования 70° – 90° .

Достоверность результатов, основывается на корректном применении численных и аналитических методов, на использовании современных САПР, апробированных экспериментальных методик и высокоточного оборудования. Результаты работы являются воспроизводимыми и проверяемыми, наблюдается количественные и качественные совпадения результатов моделирования, экспериментальных исследований и данных, известных из литературы.

Внедрение результатов исследований.

Результаты исследований были применены в ходе выполнения НИР «Развитие методов сканирования и разработка на их основе низкопрофильной сканирующей антенной системы для работы в сетях спутниковой связи на территории Красноярского края» (договор №18-47-243003/18 от 13.06.2018), НИР «Развитие методов сканирования низкопрофильных антенных систем и разработка на их основе антенн для спутниковой связи в движении» (договор №19-37-90003/19 от 26.08.2019), НИР «Исследование метаматериалов и разработка на их основе сканирующей антенны для систем связи с использованием низкоорбитальных космических аппаратов» (договор №20-47-243003/20 от 04.02.2021).

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертации обсуждались на конференциях: «International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)» (Красноярск, 2013 г., Москва, 2016 г.), «Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)» (Нью-Дели, Индия, 2016 г.), «Radiation

and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)» (Геленджик, 2017, 2019, 2021 гг.), «International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)» (Новосибирск, 2018г.), «Актуальные проблемы радиофизики (Томск, 2015 г.), «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2014, 2018, 2020 гг.), «Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC'2021)», (Санкт-Петербург, 2021 г.).

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 19 работ, в т.ч. 4 статьи в журналах из перечня ВАК, 1 доклад в журнале, индексируемом в SCOPUS, 11 докладов в трудах конференций, индексируемых в SCOPUS и 7 – в WoS, 4 докладов в трудах других конференций, 2 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора. Результаты работы, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну работы, получены автором лично или при непосредственном его участии:

- исследование характеристик АР с механоэлектрическим типом сканирования с помощью численных и аналитических методов анализа;
- разработка модели и расчеты характеристик микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования;
- разработка модели АР и расчеты характеристик на основе резонатора Фабри-Перо с механоэлектрическим типом сканирования;
- сравнение энергетических характеристик АР с механоэлектрическим и электронными типами сканирования;
- разработаны макеты АР с механоэлектрическим типом сканирования;
- экспериментальные исследования АР с механоэлектрическим типом сканирования.

Структура и объём диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы, приложения. Объём диссертации составляет 164 страницы, количество иллюстраций 155, число цитированных

источников 100. Приложение с актами использования результатов исследований изложено на 2 страницах.

1. Сканирующие антенные системы для спутниковой связи

Для организации доступа к телекоммуникационным ресурсам потребителей на подвижных транспортных средствах (автомобиль, поезд, судно) посредством спутниковой связи с использованием космических аппаратов (КА) необходимы антенные системы, имеющие малые габариты и вес, широкий сектор углов сканирования, высокую эффективность, сохраняемую при малых углах места, невысокую стоимость. В настоящее время большую актуальность также приобретают перспективные системы спутниковой связи (ССС) с использованием среднеорбитальных и низкоорбитальных КА, позволяющие обеспечить непрерывную работу ССС и передачу данных для стационарных и мобильных потребителей в любой точке земного шара, в данных системах связи также необходимы антенны с малыми габаритами, высокой эффективностью и широкими углами сканирования.

Сканирующие антенны наземных спутниковых терминалов для телекоммуникационных применений должны иметь малый профиль, при этом сохранять требуемые электродинамические характеристики: высокий коэффициент усиления, достаточную для целей двунаправленной спутниковой связи ширину полосы рабочих частот, малый уровень кросс-поляризационной составляющей.

Традиционно в наземных спутниковых терминалах используются механически сканирующие зеркальные антенны (ЗА). Однако, такие антенны, как правило, имеют большие массогабаритные показатели и большую ветровую нагрузку, что делает их применение затруднительным для В2С сегмента потребителей (для автомобилей, небольших судов). Плоские антенны с электронным или электромеханическим сканированием имеют меньшие габариты и большую скорость углового сканирования, что делает привлекательным их использование в качестве антенн мобильных спутниковых терминалов (VSAT терминалов).

Низкопрофильные антенны, используемые для организации спутниковой связи в движении можно условно разделить на три группы:

1. Плоские фазированные антенные решетки, как правило, неподвижные, сканирование производится по обеим угловым координатам электронным образом.

2. Многолучевые антенные решетки с диаграммообразующей схемой в виде различных линзовых устройств или их производных. Сканирование по азимуту – механическое, по углу места - путем переключения лучей.

3. АР с электромеханическим сканированием, представляющие собой ряд подрешёток, установленных на общем основании круглой формы. Суммирование сигналов от каждой из подрешётки производится с учетом их размещения. Сканирование по азимуту осуществляется механически, путем поворота основания, сканирование по углу места – электронное или электромеханическое, путем поворота подрешеток вокруг своей оси и введением линейной фазовой задержки по подрешёткам.

Разработка АР для абонентских терминалов спутниковой связи ведется как отечественными, так и зарубежными научными и зарубежными компаниями нарастающими темпами.

Значительный вклад в развитие сканирующих антенных систем внесли ученые: Д. И. Воскресенский, О. Г. Вендик, R. C. Hansen, В.А. Калошин, А.В. Шишлов, Е. В. Овчинникова, Л.И. Кирпанев А. В., Пастернак Ю. Г., С. Chandler, L. Hoyer, W. C. Cummings, E. B. Lima.

Одним из важнейших акцентов для таких разработок являются возрастающий спрос по предоставлению услуг широкополосного доступа (ШПД) на подвижных объектах и возможность коммерциализации новых низкоорбитальных систем спутникового ШПД.

1.1. Плоские фазированные антенные решетки

В статьях [1-3] приведены обзоры различных подходов, применяемых при реализации плоских фазированных антенных решёток (ФАР) для мобильных спутниковых терминалов и прототип низкопрофильной спутниковой ФАР Ku-диапазона частот.

Сканирование в ФАР осуществляется следующими способами:

- управлением фазой каждого элемента;
- управлением фазой каждого элемента или группы элементов на промежуточной частоте – позволяет использовать более дешевые низкочастотные фазовращатели, но увеличивает количество смесителей (по одному на каждый элемент или группу элементов решётки)
- применением АР с цифровым диаграммообразованием – одно из дорогостоящих решение построения ФАР, где сигнал с каждого элемента АР усиливается, переносится на промежуточную частоту, затем переводится в цифровую форму и обрабатывается процессором.

Использование плоских ФАР ограничено достижимым углом сканирования не более 50° от нормали к апертуре, что делает невозможным эксплуатацию подобных антенн в географических широтах более 50° .

На вышеописанных способах сканирования в плоских АФАР реализованы антенные системы NATALIA, IRIS, SANDRA, SANTANA [4-9], используемые в наземных спутниковых терминалах на мобильных объектах.

Проект NATALIA (New Automotive Tracking Antenna for Low-cost Innovative Applications) [10-14], представляет собой плоскую приемную фазированную антенную решетку с полностью электронным сканированием. При разработке поставлена задача достижения следующих характеристик:

- Диапазон частот 10,7-12,75 ГГц;
- Работа только на прием;
- Линейная поляризация;
- $G/T >$ минус 6 дБ;

- Диаметр: 20 см (Европа), 30 см (США);
- Сектор сканирования 20° - 60° по углу места от горизонта, 360° по азимуту.

Отмечается, что одним из серьезных затруднений является необходимость управления углом поворота плоскости поляризации, т.к. большая часть европейских спутников использует линейно-поляризованный сигнал.

Антенна содержит 150 микрополосковых излучателей с двумя ортогональными поляризации, размещенных по шестиугольной сетке. Излучающий элемент состоит из двух резонаторов, подключенных к фидерной линии через две перпендикулярные щели связи. Была выбрана шестиугольная сетка размещения элементов в АР, так как при этом расстояния между элементами максимальны при условии отсутствия дифракционных лепестков, и увеличивается площадь, доступная для одной ячейки.

Сигналы разной поляризации с каждого излучателя подаются на комбинированный блок фазовращателя и МШУ. Этот блок осуществляет одновременно сканирование, управление углом поворота плоскости поляризации и усиление принятого сигнала. Блок выполнен по технологии ММІС (Monolithic Microwave Integrated Circuit).

Конструктивно антенна состоит из печатной платы излучателей и платы питания (рисунок 1). Плата питания содержит многослойную структуру подачи возбуждения на излучатели через щели связи, и все управляющие элементы.

Разработанная интегральная микросхема (рисунок 2) размером 2,12 x 2,43 мм, содержит МШУ, 4-битный фазовращатель, 5-битный сдвиговый регистр, 4-битный регистр управления с буфером.

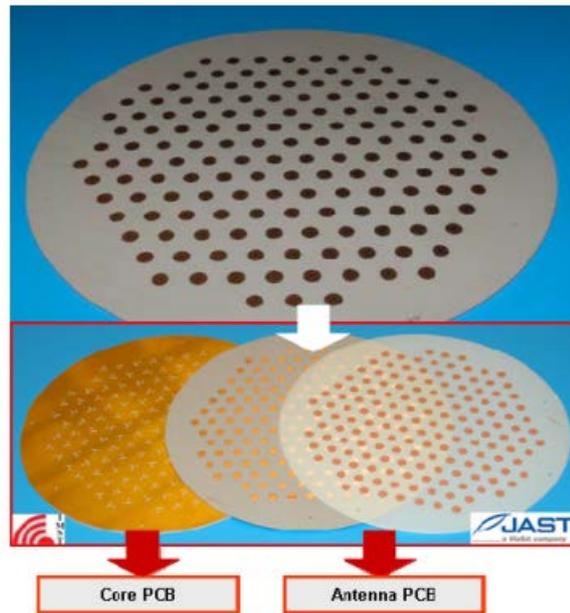


Рисунок 1 – Прототип антенны NATALIA

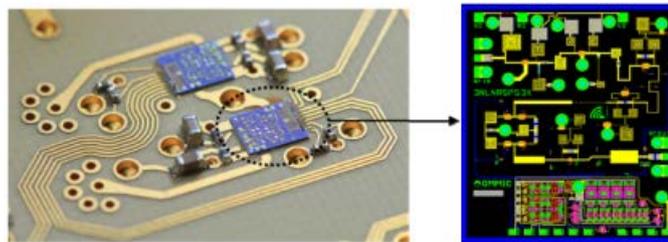


Рисунок 2 – Модули ММІС

В [15-17] описана приемная антенна линейной поляризации, создающая 12 лучей в азимутальной плоскости, каждый из лучей покрывает сектор от 20° до 60° в угломестной плоскости. Антенна представляет собой три подрешетки, совмещенные в одной апертуре. Элементы подрешеток размещены по треугольной сетке (рисунок 3). Для получения линейной поляризации отдельные лучи создаются следующим образом (рисунок 4): лучи с нечетными номерами создаются непосредственно соответствующей подрешеткой, запитанной с одной или противоположной стороны. Например, лучи 1 и 7 создаются красными элементами, 3 и 9 – синими, 5 и 11 – зелеными. Четные лучи создаются элементами двух подрешеток, при этом кросс-поляризационные составляющие отдельных элементов оказываются

противоположно направленными. Например, лучи 2 и 8 создаются красными и синими элементами.

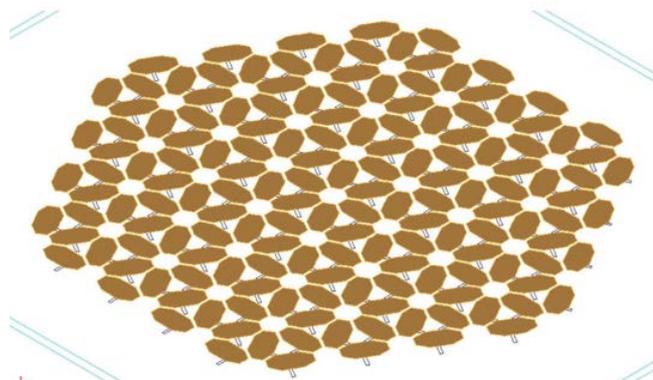


Рисунок 3 – Апертура антенны

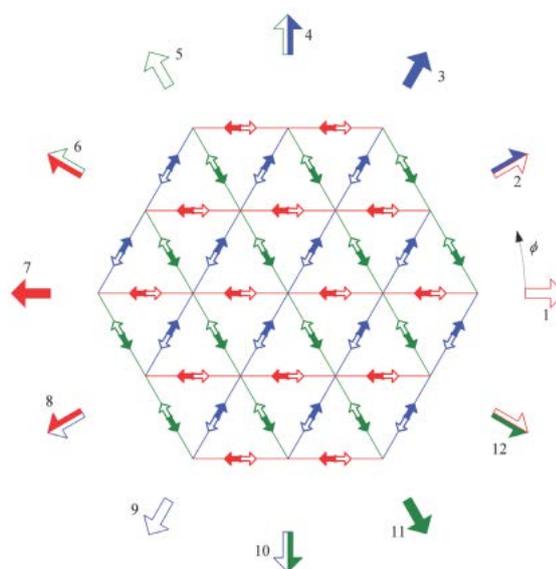


Рисунок 4 – Формирование отдельных лучей

Антенна содержит в общей сложности $3 \times 52 = 156$ излучателей, расстояние между ними $0.57 \lambda = 12,1$ мм, диаметр апертуры около 90 мм.

Выводы

В качестве антенной системы ФАР с электронным сканированием широко используются в наземных терминалах спутниковой связи ввиду их малых размеров и массы, плоской формы и высокого быстродействия. Однако рассмотренный тип антенн имеют два основных недостатка: ограниченный сектор углов сканирования не более $\pm 30^\circ$ (при угле места на спутник ниже 30°

эффективность ФАР с электронным сканированием стремительно уменьшается до полной неработоспособности) и высокая стоимость ввиду наличия в составе антенной системы большого количества дорогостоящих управляющих элементов, всё это делает затруднительным эксплуатацию АФАР на территориях с большой географической широтой и доступностью широкому потребителю.

1.2. Многолучевые антенные решетки

Одним из способов сканирования в плоских ФАР является применение многолучевой конфигурации решётки с переключающей матрицей, исключает большое количество фазовращателей, что существенно ограничивает количество формируемых лучей;

В статьях [18-19] описана приемно-передающая многолучевая антенная решетка Ку-диапазона, построенная на интегрированных в подложку волноводах.

Антенна состоит из приемной и передающей секций, установленных на общей круглой основе диаметром 110 см. Сканирование по азимуту выполняется механически, по углу места – при помощи ДОС на основе линз Ротмана.

Излучающая панель выполнена по технологии SIW. Для формирования лучей используется линза Ротмана (рисунок 5). Основные характеристики приемной секции:

- 16 лучей, в направлениях от 15° до 55° по углу места
- 48 излучающих ВЦАР на волноводах SIW, разделенных на 2 секции
- Максимальное количество щелей в волноводе – 21
- Диаметр 1100 мм, ширина 630 мм
- Всего 1886 щелей
- Минимальный КУ 35 dB
- Модули МШУ, собранные по 8, КУ = 25 dB, Коэфф. шума = 1 dB

Конструкция передающей секции аналогична (рисунок 5, справа), ее характеристики:

- 7 лучей, в направлениях от 15° до 55° по углу места;
- 24 излучающих волновода SIW, разделенных на 2 секции
- Максимальное количество щелей в волноводе – 20
- Длина 810 мм, ширина 285 мм
- Всего 950 щелей
- Минимальный КУ 32 dB
- Модули усилителей мощности, собранные по 8, КУ 24 dB, мощность насыщения 29 dBm.

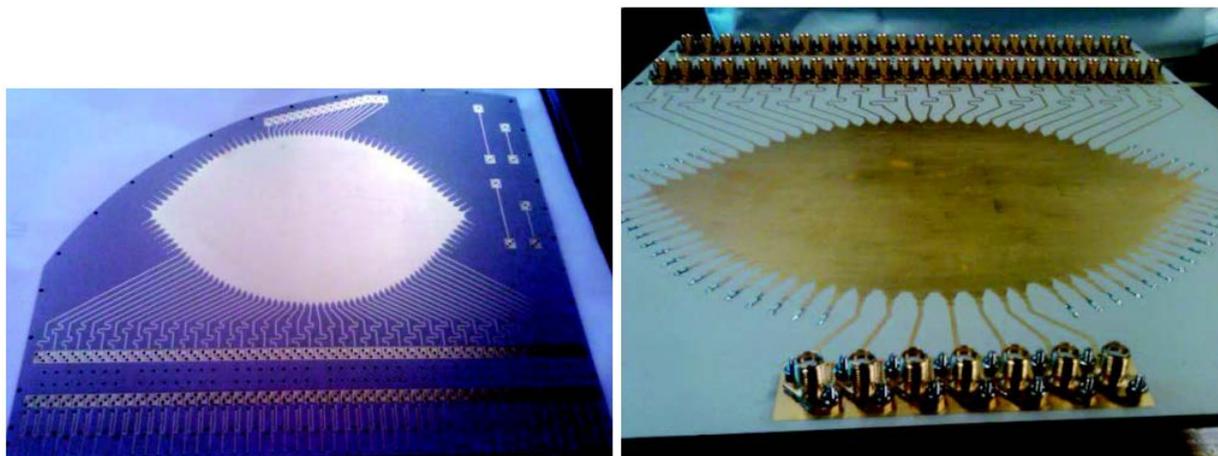


Рисунок 5– Линзы Ротмана: приемная секция (слева), передающая секция (справа)

В статье также приведено описание двух упрощенных прототипов, предшествующих данной разработке.

В работах [20-21] рассматривается многолучевая антенна Ku/Ка-диапазонов, построенная на базе линзы Ротмана. Антенна предназначена для связи самолета со спутником.

Отмечается, что построение линзы Ротмана с микрополосковыми линиями на частотах Ка-диапазона приводит к высоким потерям в линиях. Предлагается использовать волновод SIW с целью снижения потерь.

Указывается, что с учетом разных факторов, на данных частотах оптимально использовать такую антенну с количеством лучей от 5 до 10. Для

достижения большого сектора сканирования следует использовать несколько антенн.

Описывается процедура расчета геометрии линзы Ротмана, приводятся выражения для определения размеров. С использованием описанной процедуры проведен расчет геометрии линзы с 7 входными портами и 9 излучающими портами на частоте 28,5 ГГц, антенна изготовлена (рисунок 6).

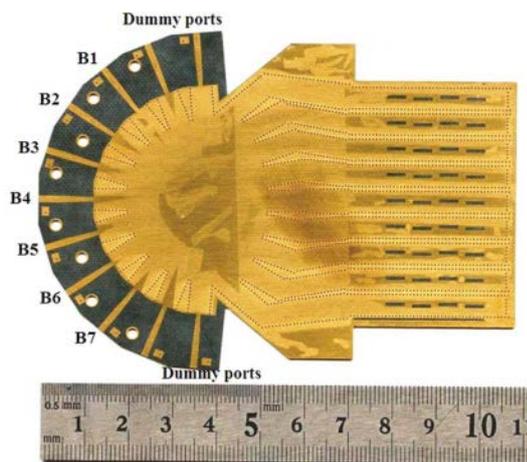


Рисунок 6 – Фотография линзы с излучающими волноводами

Каждый из излучающих портов подключен к 4-элементной волноводно-щелевой решетке.

Для достижения двумерного сканирования разработаны два образца, представляющих собой группу из описанных выше антенн. В первом варианте используются четыре антенны, наклоненные на углы 30° , 10° , -10° , и -30° (рисунок 7).

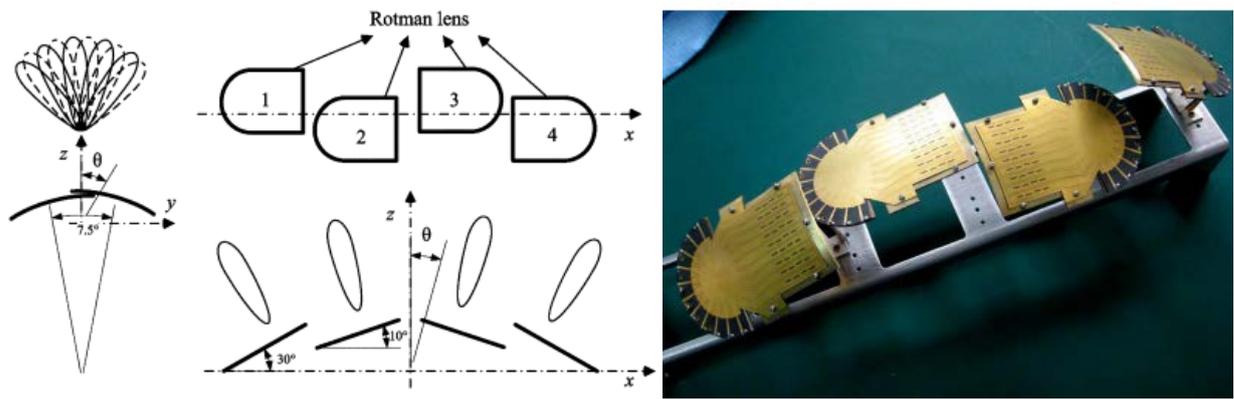


Рисунок 7 – Двумерная многолучевая антенна

Такая схема обеспечивает формирование 4 x 5 лучей, покрывающих сектор около $(-40^\circ, 40^\circ) \times (-35^\circ, 35^\circ)$ с перекрытием на уровне минус 5 дБ.

Второй образец использует другую схему размещения и обеспечивает конформное расположение отдельных антенн на гладкой криволинейной поверхности носителя. Образец создает 5 x 5 лучей, покрывающих сектор $(-25^\circ, 25^\circ) \times (-35^\circ, 35^\circ)$ с перекрытием на уровне минус 5 дБ.

Статья [22] тех же авторов содержит сокращенное изложение [14], а также дополнительные результаты.

Описаны многолучевые АР, построенные по технологии SIW с излучающими элементами в виде ВЦАР. Диагностическое изображение осуществляется при помощи матриц Бласса, Батлера и Нолана.

Описана многолучевая АР с ДОС на основе модифицированной линзы Ротмана, или R-KR линзы. Отмечается, что такая линза проще в расчете и настройке. Изготовленный прототип обеспечивает сканирование на частоте 30 ГГц в диапазоне $\pm 59^\circ$ с перекрытием лучей по уровню минус 3 дБ и КУ от 17,44 дБи до 20,2 дБи, в зависимости от номера луча.

Предложен также вариант АР с «рефлекторной» линзой (рисунок 8). Передача сигнала от входных портов в выходные происходит после отражения волны от параболической стенки. Перемещение луча при переключении входных портов происходит аналогично перемещению максимума ДН в зеркальной параболической антенне при смещении облучателя из фокуса.

Изготовленный образец обеспечивает КУ от 15,8 дБи до 19,1 дБи при сканировании от -30° до 23° . Описываются также некоторые другие образцы, построенные на базе рефлекторной линзы.

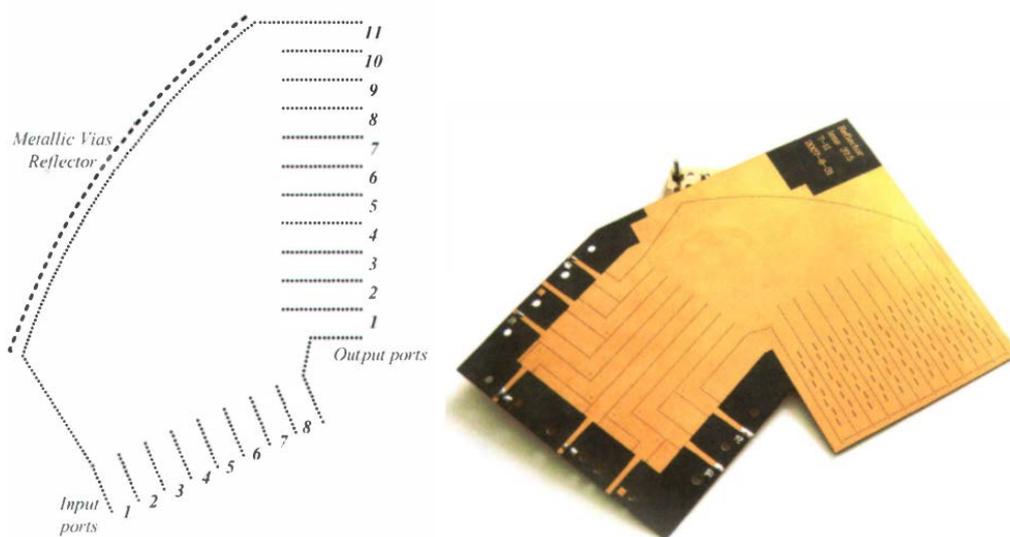


Рисунок 8 – Многолучевая антенна с рефлекторной линзой

В работах [23-24] представлена сканирующая антенная система на основе двумерной линзы Лüneберга с плоской фокальной поверхностью (рис. 9). Разработанная антенна представляет из себя две неоднородных линзы Лüneберга, расположенные между параллельными металлическими пластинами, образующих TEM-волновод. Печатная плата из ряд парных микрополосковых излучателей (одна пара излучателей на каждое направление луча в азимутальной плоскости) облучает две впереди расположенные линзы. Облучающая плата формирует 9 лучей, шириной 15° , обеспечивающих сектор сканирования $\pm 60^\circ$ с перекрытием лучей по уровню -3 дБ.

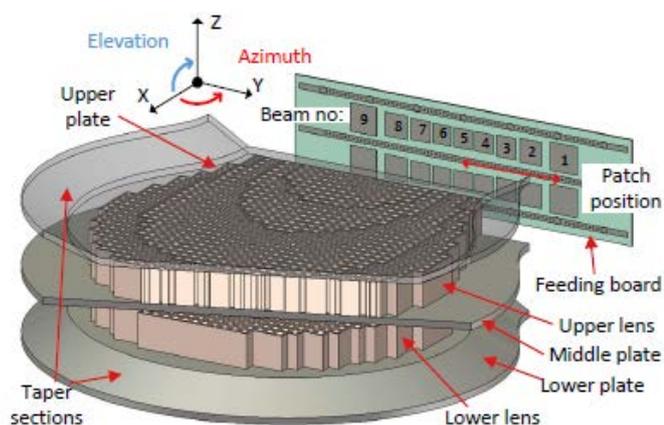


Рисунок 9 – Сканирующая линзовая антенна

Для реализации неоднородных линз Лüneберга (рис. 10) использовались перфорированные искусственные диэлектрики с относительной проницаемостью, варьирующейся от 1,1 до 7,8. Два патча облучают линзы для определенного направления луча в азимутальной плоскости, при введении фазовой задержки в парные излучатели луч будет отклоняться и в плоскости элевации. На частоте 10,25 ГГц луч может отклоняться на $\pm 15^\circ$ в плоскости элевации при УБЛ не более -11 дБ, максимальное снижение КНД на 3 дБ происходит при отклонении луча на $\pm 37^\circ$. Уменьшение толщины линз приведет к расширению главного лепестка в плоскости элевации, а увеличение количество линз – увеличению сектора сканирования.

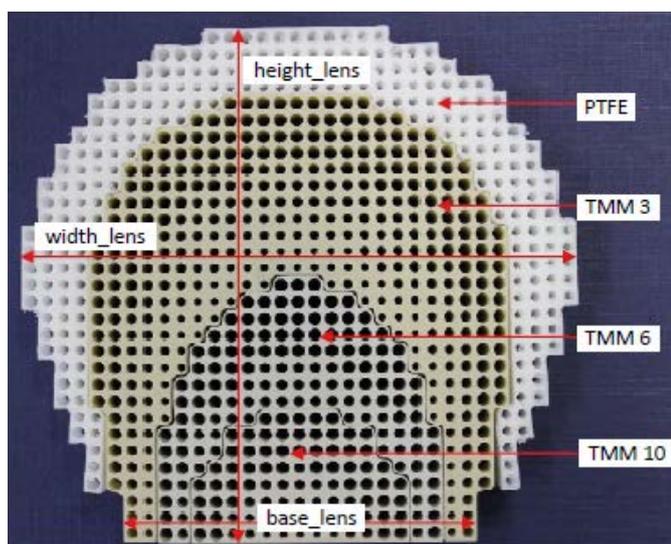


Рисунок 10 – Неоднородная линза Лüneберга

По полученным результатам моделирования был изготовленный макет антенны, представленный на рисунке 11.

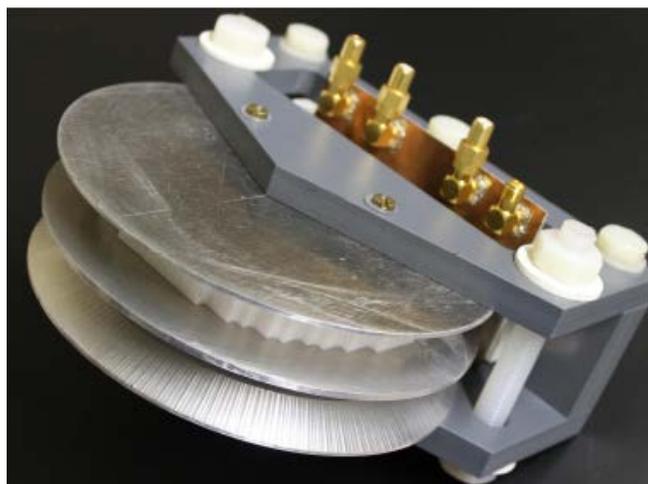


Рисунок 11– Макет антенны

Полоса рабочих частот по уровню обратных потерь не более -10дБ составила около 5% ($9,9\text{--}10,4\text{ГГц}$), узкополосность антенны обусловлена микрополосковым типом облучающей АР. Максимальное снижение КНД антенны при отклонении луча на 60° в азимутальной плоскости не превышает 1 дБ , что существенно меньше, чем у плоских АФАР при том же угле сканирования. Апертурный КИП разработанной линзовой антенны при отклонении луча на 60° составляет не менее 60° . При увеличении угла сканирования до 70° КНД антенны деградирует на 3дБ относительно максимального значения КНД в зените.

Различные конфигурации сканирующей АР представлены разработчиками в работах [25-36]. Целью работы исследователей являлось создание приемопередающей АР для мобильного терминала спутниковой связи в Ku -диапазоне частот. Представленная АР состоит из двух подрешёток, приемной и передающей. Подрешётки наклонены на определенный фиксированный угол и расположены на общем основании (рис. 12).



Рисунок 12 – Макет терминала с размещённой приемопередающей АР

Угол наклона подрешеток в угломестной плоскости выставлен с помощью механических устройств и равен 30° . Сканирование в угломестной плоскости осуществляется электронно (управляемыми фазовращателями) и сектор сканирования равняется $\pm 30^\circ$. Сканирование по азимуту осуществляется механическим вращением общего основания, сектор сканирования в азимутальной плоскости равен 360° .

В качестве подрешёток исследовались различные варианты антенных решёток. Одним из вариантов является волноводно-щелевая АР (ВЩАР) [25], показанная на рисунке 13. АР состоит из 16-ти элементной решётки из волноводно-щелевых линейных решёток. Размеры приемной подрешётки на

основе ВЦАР составили 681 x 242 x 15 мм. Волновод частично заполнен полистиролом с диэлектрической проницаемостью 2,5.

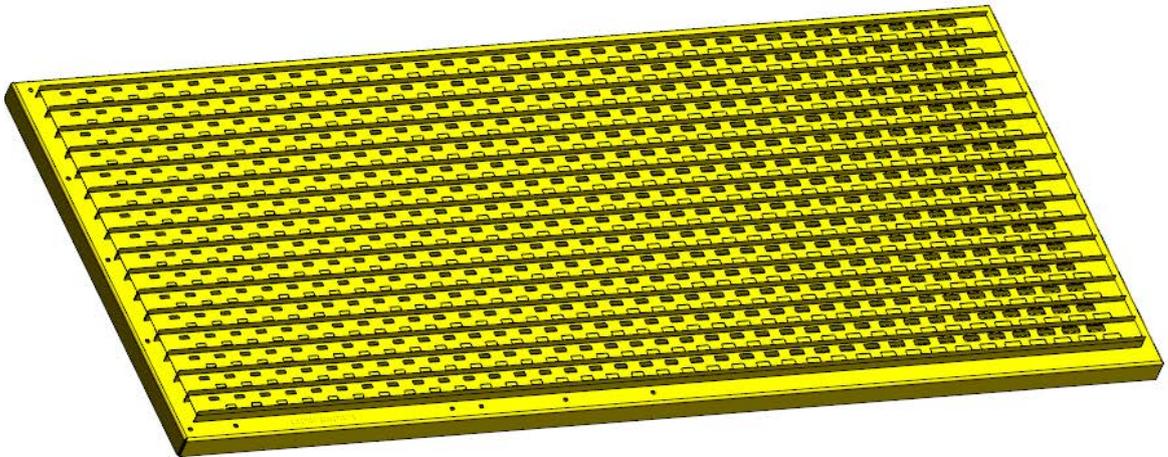


Рисунок 13 – Модель приемной подрешётки на основе ВЦАР

Через волноводно-коаксиальные переходы подрешётка подключается к управляющей плате малошумящих усилителей-фазовращателей, осуществляющей сканирование по углу места.

Графики зависимости КНД приемной ВЦАР от частоты при различных отклонениях главного лепестка ДН решётки приведены на рисунке 14.

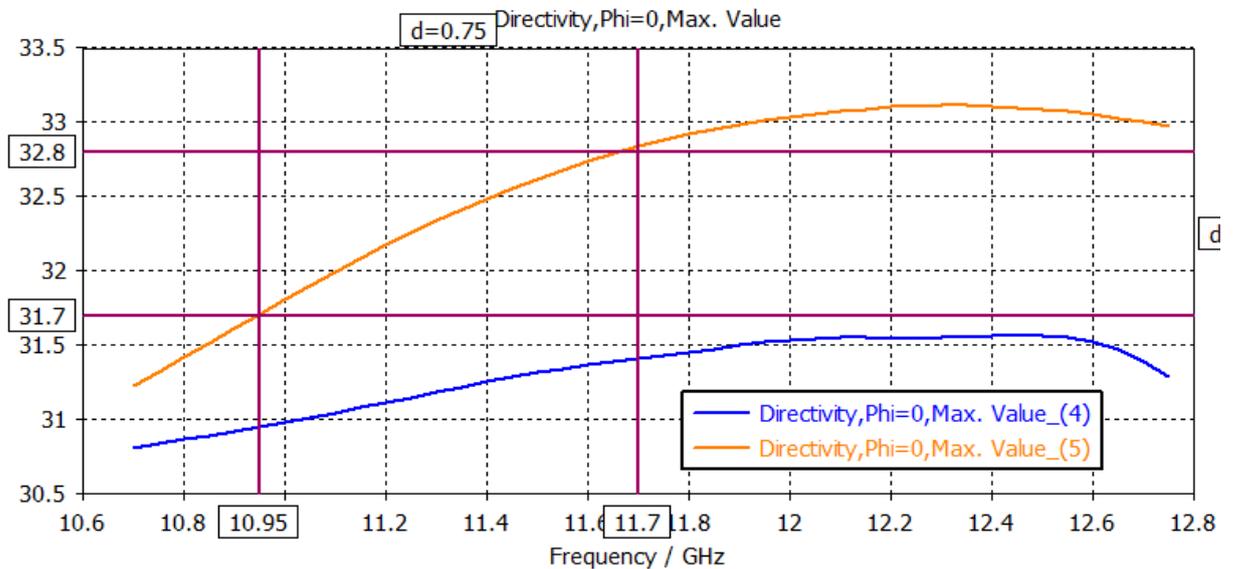


Рисунок 14 – КНД ВЦАР при синфазном луче и отклонении 30 град в угломестной плоскости

Сектор сканирования приемной решётки, на основе представленной ВЦАР, составил $\pm 30^\circ$ при ухудшении направленности антенны не более чем на 1,5 дБ в приемном Ку-диапазоне частот.

Другой вариант возможной реализации подрешёток для спутниковой сканирующей АР является АР из плоских вибраторов с рефлекторами и директорами, запитываемая с помощью печатной линзы Ротмана (рис. 15–17) [28–29].

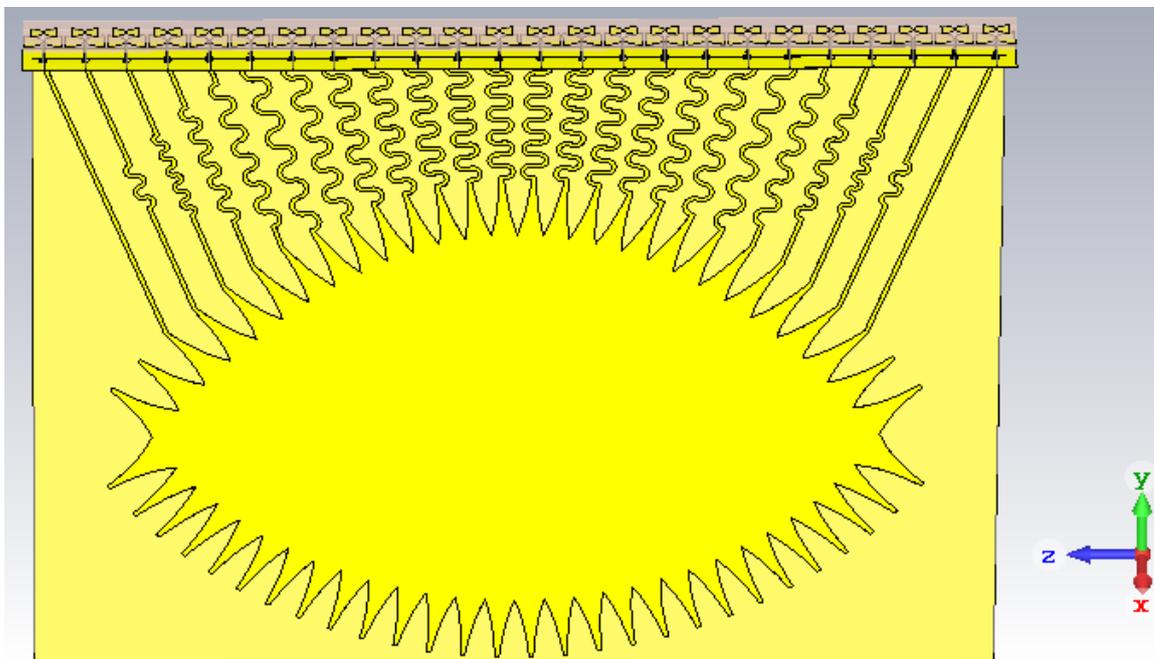


Рисунок 15– Линейная подрешетка из 24 элементов, запитанная с помощью линзы Ротмана

Рассматриваемая АР из плоских вибраторов функционирует в широкой полосе частот 10,9–14,5 ГГц.

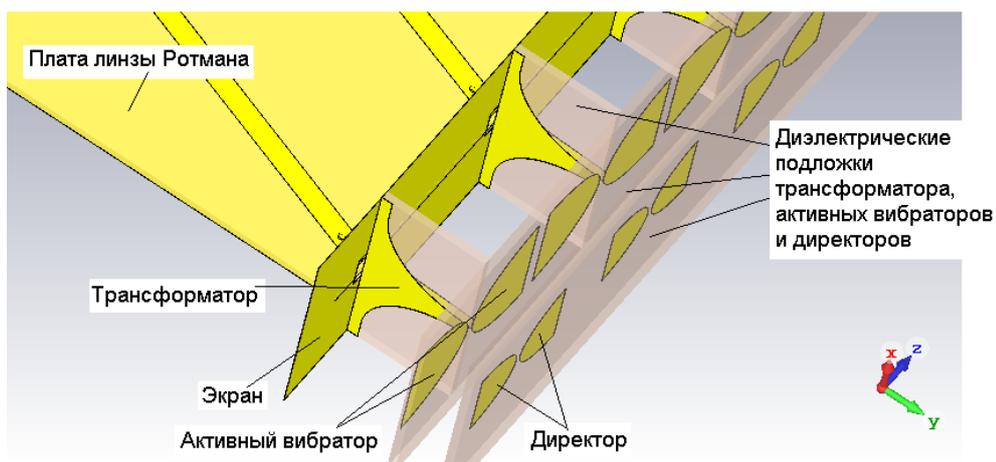


Рисунок 16 – Конструкция антенных элементов

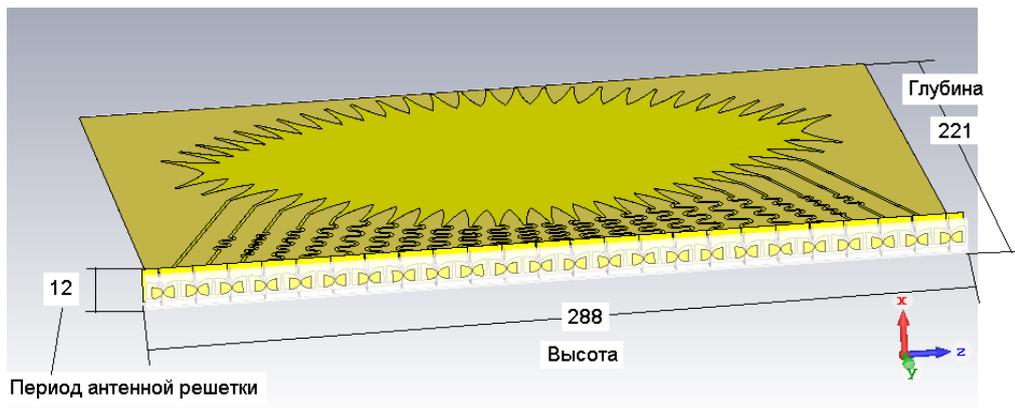


Рисунок 17– Вид со стороны антенных элементов

Ниже на рисунках 18–19 показаны ДН вибраторной АР, запитываемой печатной линзой Ротмана.

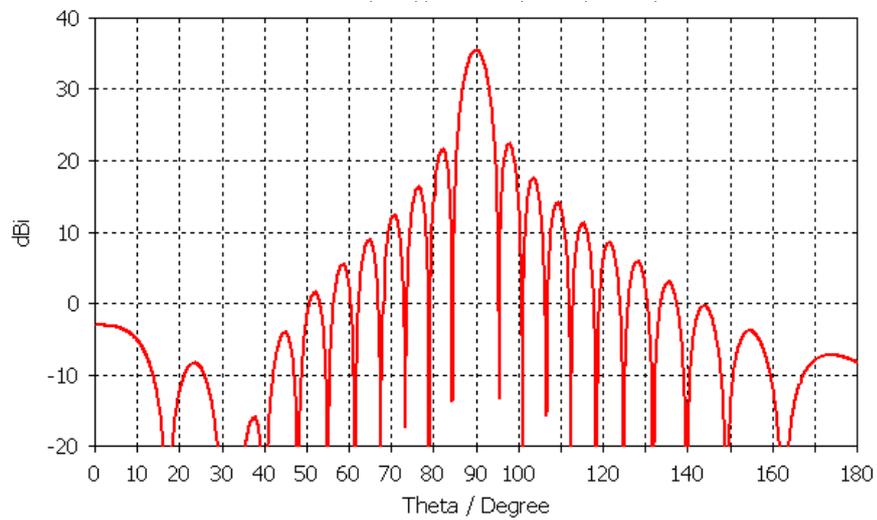


Рисунок 18– ДН АР из 24×64 элементов в угломестной плоскости на частоте 10,9 ГГц

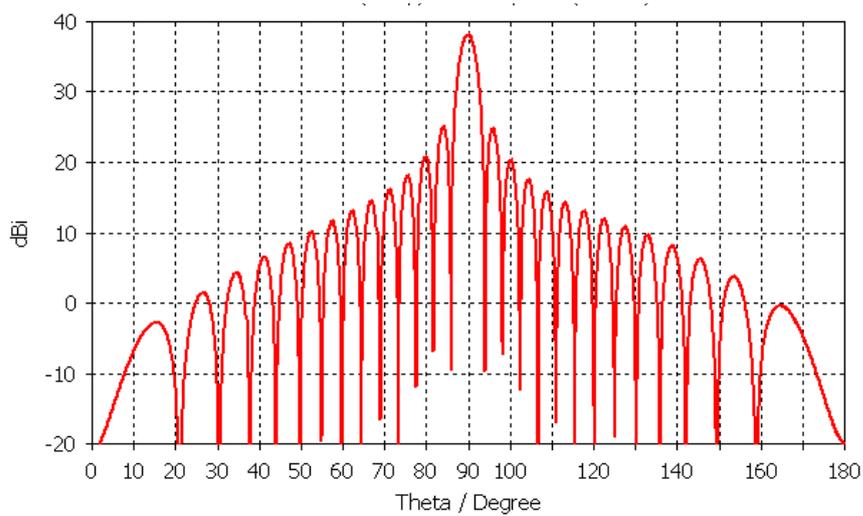


Рисунок 19– ДН АР из 24×64 элементов в угломестной плоскости на частоте 14,5 ГГц

Вибраторная АР с коммутационным сканированием, управляемая с помощью линз Ротмана, позволяет сканировать во всей полусфере и по азимуту, и по углу места в полосе частот 10,9-14,5 ГГц. Поляризация – вертикальная.

Также авторами была исследована фазированная антенная решетка из 24 сегменто-параболических антенн с запиткой от печатной линзы Ротмана и использование её в качестве подрешётки сканирующей АР. Антенная решетка состоит из 24 параболических секторных антенн с емкостными короткозамкнутыми карманами. Емкостные короткозамкнутые карманы используются для уменьшения интенсивности поверхностных волн, бегущих вдоль решетки, интерферирующих с объемными волнами и ухудшающими согласование элементов с фидерным трактом и диаграмму направленности ФАР, особенно – при максимальном отклонении луча от нормали [31].

Одной из возможных реализацией линейной антенной решетки, управляемой с помощью линзы Ротмана, является решетка, состоящая из печатных логопериодических антенн. Особенностью построения ее элементов является запитка элементов от симметричной полосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом, выход которой расположен со стороны длинных вибраторов [32–35].

Конструкция волноводной антенной решетки, состоящей из 24 линейных синфазных подрешеток (каждая из которых состоит из 32 рупорных излучателей, питаемых волноводными делителями 1:32) представлена на рисунках 20–21. Данная конструкция волноводной АР была разработана в качестве возможной реализации приемной подрешётки сканирующей АР для мобильных терминалов спутниковой связи в Ku-диапазоне частот [30]. Размеры волноводной АР составляют 672 x 288 x 75,7 мм. Предлагаемая технология производства - печать на 3D- принтере из полистирола. Затем – полировка, напыление меди (1-1.5 мкм) и гальваническое покрытие меди (10-15 мкм).

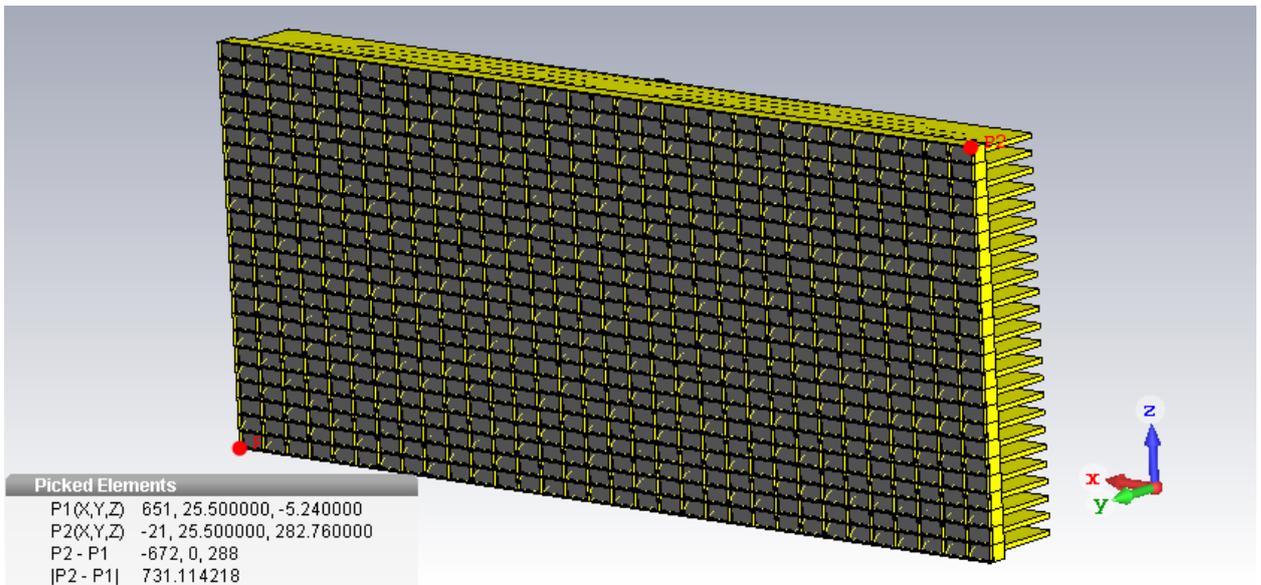


Рисунок 20 – ФАР из 24 строк и 32 столбцов

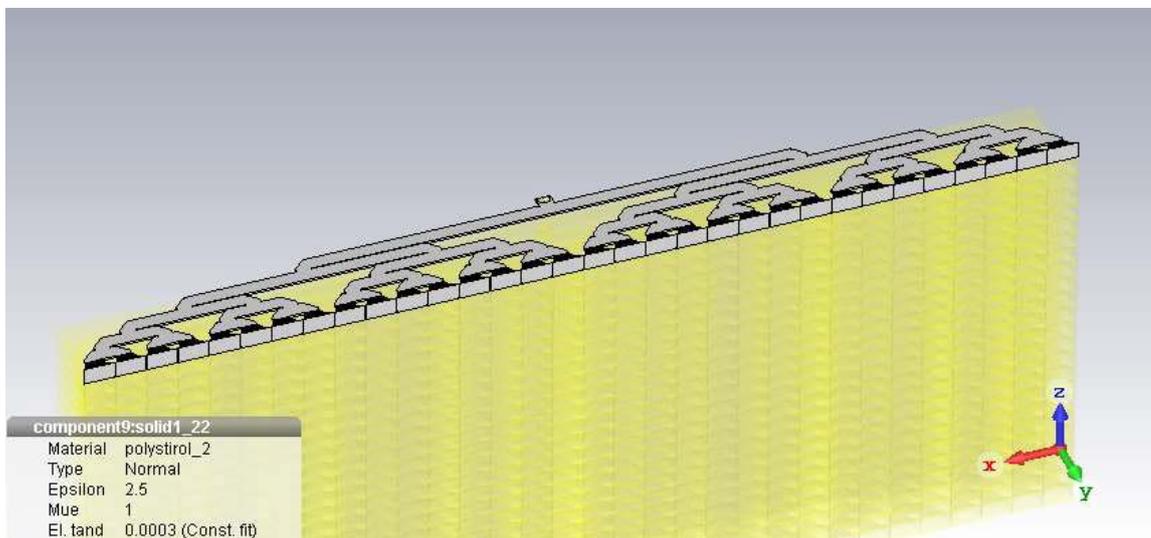


Рисунок 21– Синфазный и равноамплитудный делитель мощности 1:32

Зависимости КПД разработанной волноводной ФАР 24 x 32 от частоты при отклонении луча на угол 0° и 45° от нормали представлены на рисунке 22.

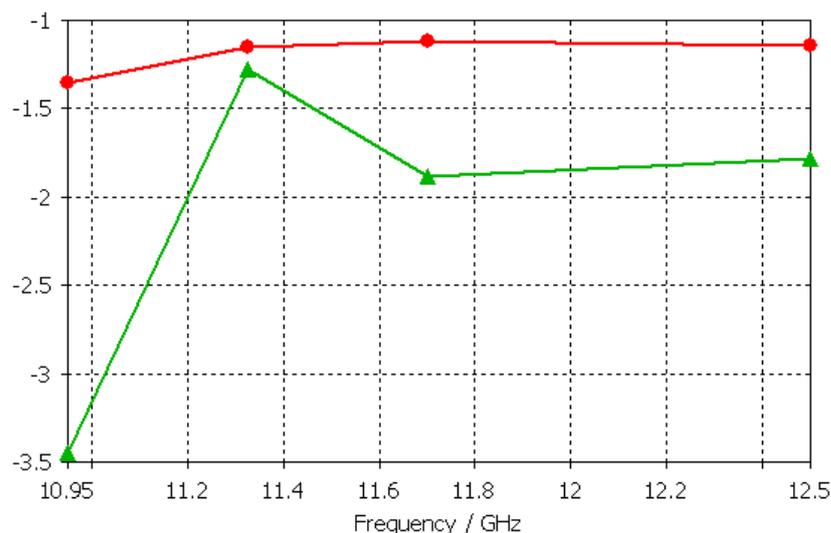


Рисунок 22 – КПД ФАР при отклонении луча на угол 0° (красный) и 45° (зеленый) от нормали

Выводы

В настоящее время многолучевые АС используются в наземных связных терминалах, использующих как геостационарные КА, так и низкоорбитальные КА, поскольку обладают следующими преимуществами: увеличение радиочастотного ресурса, оптимальное использование информационной емкости системы в зависимости от текущего трафика в рабочей зоне каждого луча, низкая стоимость передачи единицы информации за счет оптимального использования ресурса системы связи в зоне обслуживания. Стоит также отметить, что многолучевые АР на основе планарных линз (ДОС) имеют малые массогабаритные показатели, поэтому нашли широкое применение в мобильных приложениях.

Главными недостатками многолучевых АР на основе планарных линз являются энергетические потери и сложность фазовой настройки.

1.3. Антенны с механоэлектрическим типом сканирования

В статье [37] описана антенная решётка с механоэлектрическим типом сканирования для спутниковой связи Ku-диапазона, с электронным сканированием по углу места и механическим – по азимуту.

Обычно в антеннах такого типа часть общей апертуры используется на прием, часть на передачу. Здесь же вся апертура целиком используется для приема и передачи. Излучающие элементы по апертуре расположены, как показано на рисунке 23.

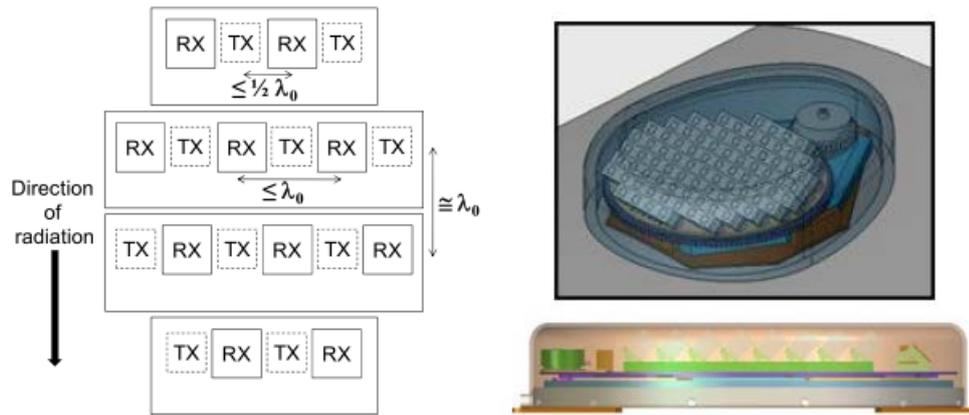


Рисунок 23 – Расположение приемных(Rx) и передающих (Tx) элементов по апертуре

В результате использования общей апертуры, и соблюдения условия устранения дифракционных максимумов, расстояния между приемными и передающими элементами малы. Для минимизации взаимного влияния разработан оригинальный излучающий элемент (детально описанный в статье [38]). Элементы излучают поле двух поляризаций и питаются от двух отдельных схем питания. При помощи фазовращателей производится сканирование по углу места.

Проведено моделирование полной антенны. Полученные при моделировании характеристики приведены в таблице 1.

Таблица 1

Параметр	Значение
G/T	>0,5 дБ/К при отклонении луча на 20° >3,5 дБ/К при отклонении луча на 45°
Диапазон частот на прием	11,7–12,75 ГГц
Диапазон частот на передачу	14–14,5 ГГц
Поляризация	линейная
Уровень кроссполяризации потерь	>15 дБ
Сектор сканирования	360° по азимуту 20°–70° по элевации

Диаметр	< 25 см
Толщина	< 8 см

Изготовлены прототипы антенн. На рисунке 24 показан прототип подрешетки 8 x 4 элемента, содержащий 16 передающих и 16 приёмных элементов (передающие элементы (Tx) расположены на нижнем слое под приемными элементами (Rx)).

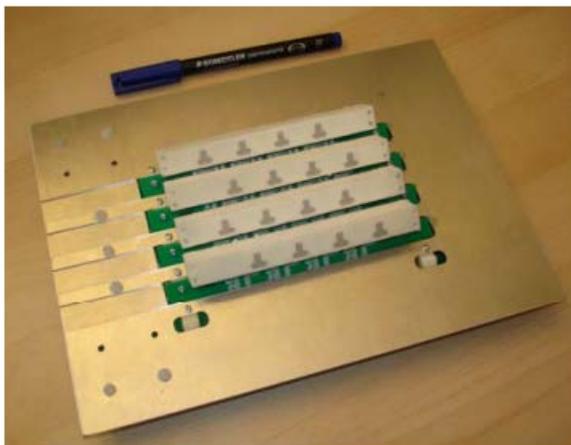


Рисунок 24 – Прототип подрешетки 8 x 4 элемента

В статье также описывается схема управления сканированием, приводятся результаты измерений коэффициента отражения, развязки и ДН.

В статье [39] описаны приемный и передающий элементы антенны из предыдущей статьи.

Отмечается, что при использовании общей апертуры для приема и передачи, приемные и передающие элементы располагаются близко друг к другу, так как расстояние между ними не должно превышать 1λ для отсутствия дифракционных максимумов в ДН антенны.

Требуемый уровень развязки между приемным и передающим элементами достигается изменением формы элементов таким образом, чтобы их прилегающие стороны имели наименьшую длину (удаление углов у прямоугольных элементов, что дает T-образный элемент (рисунок 25)).

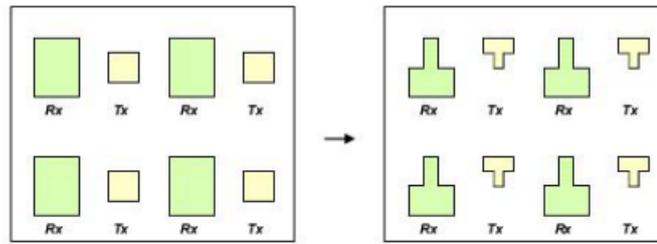


Рисунок 25 – Геометрия антенной решетки и изменение формы элементов

Питание элементов производится по микрополосковой линии через щель связи.

При проектировании приемного Т-образного элемента необходимо было обеспечить рабочую полосу частот около 20% по КСВ < 2 (10,7-12,75 ГГц), для этого потребовалось использовать двухслойный элемент.

Передающий элемент должен обеспечивать более узкую полосу рабочих частот (13,75-14,5 ГГц, около 5%), и его возможно выполнить одинарным. В элементах используются две линии питания для создания поля двух ортогональных поляризацій.

Изготовлен прототип АР из 8 элементов (4 Тх и 4 Rx), рисунок 26). Измерения показали, что развязка между портами одного элемента составляет -30 дБ, между соседними элементами не хуже -20 дБ.

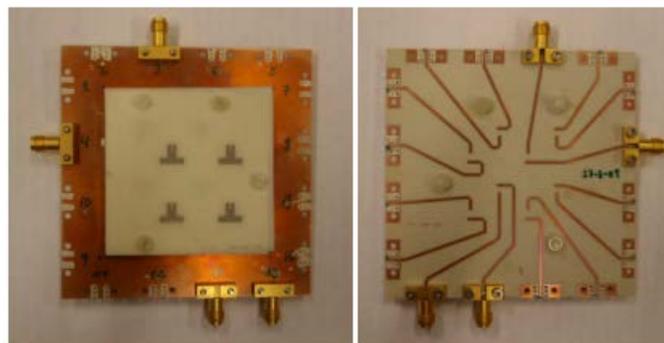


Рисунок 26 – Прототип АР из 8 элементов, вид сверху и снизу

В [40] и [41] описана антенна с механоэлектрическим типом сканирования для приема сигналов спутникового ТВ и Интернета в диапазоне частот 11,7–12,75 ГГц. Характеристики антенны приведены в таблице 2.

Таблица 2

Параметр	Значение
Тип сигнала/скорость передачи данных	QPSK(DBS)/40Мбт/с
Диапазон частот	11,7–12,75 ГГц
G/T	5 дБ/К
Коэффициент шума	1,8 дБ (макс)
Сектор сканирования по элевации	$\pm 8^\circ$ (электронно)
Сектор сканирования по азимуту	360°(механически)

Сканирование по азимуту механическое, электронное сканирование по углу места $\pm 8^\circ$.

Антенна содержит 10 модулей, установленных на поворотной платформе (рисунок 27). Каждый из модулей оборудован активным блоком, содержащим 4 МШУ, полосовой фильтр, 5-битный фазовращатель. Сигналы с блоков суммируются сначала 10 в 4, затем 4 в 1. Используется отдельный канал приема для слежения за спутником.

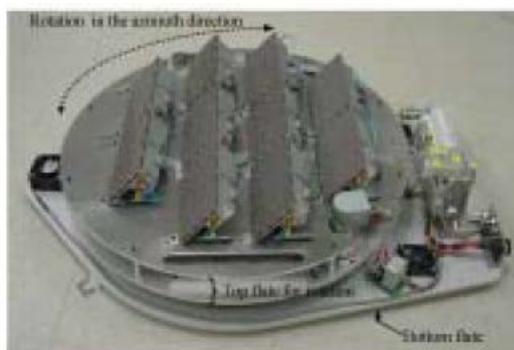


Рисунок 27 –Изготовленная антенна

В [42] описана разработанная и изготовленная поворотная ФАР для приема сигналов спутникового телевидения Ku-диапазона (рисунок 28). Размеры антенны 810 x 865 x 60 мм. Сканирование по азимуту механическое, по углу места электронное. Основные характеристики антенны приведены в таблице 3.

На поворотной платформе установлена 4-слойная печатная панель, содержащая объединенные в группы круглые микрополосковые излучающие элементы, фазовращатели, сумматоры и МШУ. Соединение со стационарной

частью производится через поворотный соединитель, передающий напряжение питания, сигналы цифрового управления и радиосигнал.

Антенна содержит 2068 излучателей в 58 строках, 116 фазовращателей (по 2 на строку).

Деградация измеренного КНД антенны составила более 4 дБ при отклонении луча на 60° в угломестной плоскости.



Рисунок 28 – Антенна на поворотном устройстве

Таблица 3

Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	12,2–12,7
Поляризация	правая, левая, вертикальная, горизонтальная (переключаемые)
G/T в зените, дБ/К	11,5
Сектор сканирования по азимуту, °	360
Сектор сканирования по элевации, °	35-80
Скорость перемещения луча по азимуту, °/с	>60
Скорость перемещения луча по элевации, °/с	>60
Уровень боковых лепестков, дБ	-12
Уровень кросполяризации, дБ	< -20
Число лучей	115
Размеры, мм	810 x 865 x 60

В [43] описана антенна с механоэлектрическим типом сканирования для приема сигналов спутникового телевидения Ku-диапазона (рисунок 29). Сканирование по азимуту осуществляется механически, по углу места – электронным образом.

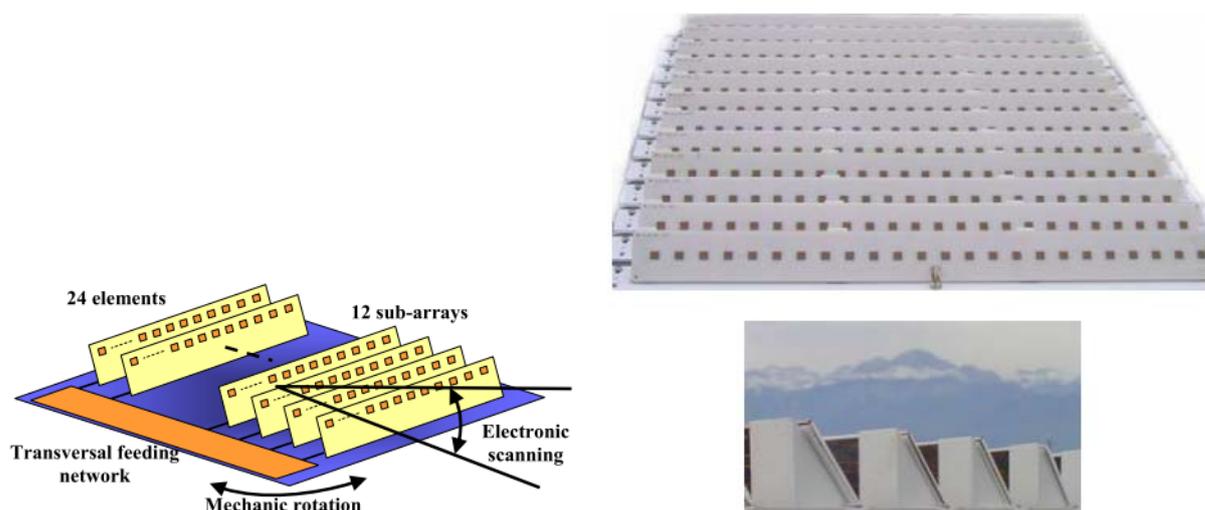


Рисунок 29 – Эскиз антенной системы (слева), внешний вид антенны (справа)

Антенна имеет размеры 60 x 75 x 4 см, состоит из 12 подрешеток размером 5 x 52 см. Каждая подрешетка содержит 24 микрополосковых элемента с двумя независимыми схемами питания для получения двух линейных поляризаций. К каждой подрешетке подключен МШУ и фазовращатель. Управление фазовращателями производится вручную для достижения нужного направления максимума. В пределах подрешетки используется неравномерное амплитудное распределение для получения УБЛ менее минус 27 дБ.

ДН антенны в вертикальной плоскости приведены на рисунке для направлений максимума от 30° до 60° по углу места. Как видно, при этом КУ изменяется от 34 до 29,5 дБи.

При направлении максимума ДН под углом 45° КУ в рабочем диапазоне частот 10,70–12,75 ГГц составляет 29,5...30,45 дБи.

В статье также приводятся ДН отдельных подрешеток по основной и ортогональной поляризации.

В [44] подробно описана конструкция антенны с комбинированным электромеханическим типом сканирования для приема спутниковых сигналов круговой поляризации в Ku-диапазоне, с возможностью приема правой и левой поляризаций. Антенна содержит 2 решётки – для приема левой и правой поляризаций (рисунок 30).

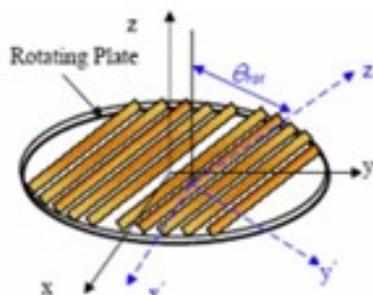


Рисунок 30 – Структурная схема AP

Каждая решётка состоит из 17 подрешеток (3 шт. 2 x 8 элементов и 14 шт. 2 x 16 элементов), объединенных в 5 рядов. Элементы подрешеток представляют собой прямоугольники со срезанными углами (рисунок 31, слева). Схема питания в подрешетке размещена на отдельной плате снизу подрешетки, подключение к элементам производится через отверстие (рисунок 31, справа).

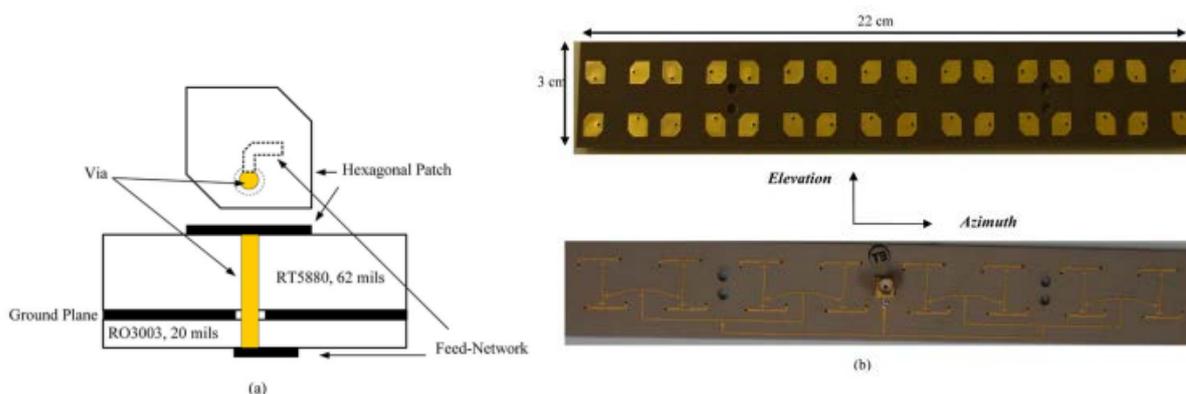


Рисунок 31 – Элемент подрешетки, вид сверху и сбоку (слева), подрешетка размером 2 x 16 элементов и ее схема питания (справа)

Каждая подрешетка оборудована своим МШУ, в статье подробно описана схема питания подрешеток.

Сканирование по азимуту осуществляется механически, поворотом всей платформы. Сканирование по углу места осуществляется механически – поворотом всех подрешеток в секторе от 20° до 70° по углу места, а также электронным образом.

Суммарные характеристики антенны приведены в таблице 4.

Таблица 4

Параметр	Значение
Диапазон частот	12,2–12,7 ГГц
Поляризация	круговая
Коэффициент усиления	31,5 дБ
Коэффициент эллиптичности	<1,8 дБ
Скорость перемещения луча по азимуту	$60^\circ/\text{с}$
Сектор сканирования	360° по азимуту 20° – 70° по элевации
Высота	6 см
Диаметр	86 см
Вес	12 кг

В [45] описана антенна линейной поляризации для приема сигналов спутникового ТВ в Ku-диапазоне. Сканирование по азимуту осуществляется механически, по углу места – электронным образом. Антенна занимает круглую апертуру диаметром 25,4 см (рисунок 32).

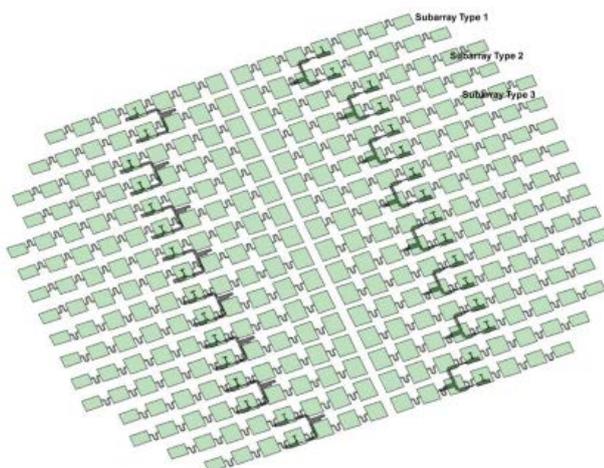


Рисунок 32 – Топология антенны с тремя типами подрешеток

В отличие от антенн, описанных выше, антенна состоит из 16 линейных подрешеток, расположенных горизонтально на плоскости. Каждая подрешетка содержит две линейки излучателей с последовательным питанием (рисунок 33).

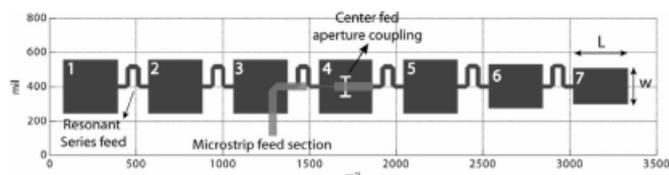


Рисунок 33 – Чертеж одного ряда излучателей подрешетки

Два ряда излучателей подрешетки запитаны с фиксированным сдвигом фазы через линии разной длины таким образом, что главный максимум суммарной ДН подрешетки наклонен по углу места 45° . Это сделано для снижения потерь при сканировании под углами, близкими к горизонту: при сканировании в пределах $\pm 20^\circ$ от направления максимума ДН КНД снижается незначительно, что дает возможность получить сектор сканирования от 25° до 65° .

Дальнейшее сканирование по углу места осуществляется фазовращателями, включенными после каждой подрешетки, таким образом, требуется 16 фазовращателей. Изготовлены 3 макета антенны с фиксированными линиями задержки для разных углов места (рисунок 34), в статье приведены измеренные ДН и значения фазовых сдвигов.

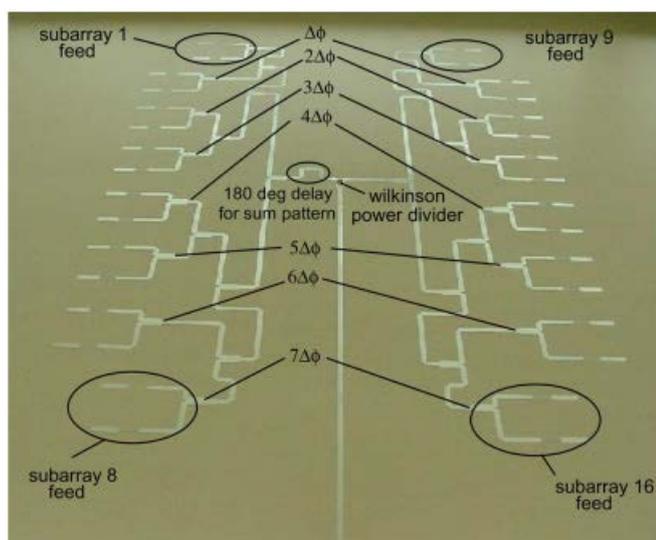


Рисунок 34 – ДОС для угла места 32°

Достигается диапазон углов сканирования от 25° до 65° . При использовании подрешеток с наклоненной ДН, КУ снижается на 4,2 дБ для угла 65° по сравнению с направлением в зенит. При обычном сканировании (без подрешеток) это снижение составило бы 7.5 дБ.

Совместная разработка российских разработчиков Шишлова А. В., Шубова А. Г, Тоболева А. К. (ПАО «Радиофизика» г. Москва) и корейских ученых представлена в работах [46-47]. На рисунке 35 представлен макет разработанной приемной АР для спутникового телевидения. АР состоит из ряда подрешёток, каждая из которых состоит из микрополосковых излучателей, также в составе решётки МШУ и фазовращатели на основе *pin*-диодов. АР расположена на механически вращающемся основании, осуществляющем сканирование $\pm 360^\circ$ по азимуту. Каждая подрешётка расположена под углом 45° и сканирование в плоскости элевации составляет $45^\circ \pm 15^\circ$. Решётка формирует два луча, один для приема спутникового телевидения, второй для поиска и слежения за спутником в двух плоскостях. Соотношение G/T АР составило 10дБ/К, высота решётки 115мм, диаметр— 750мм.

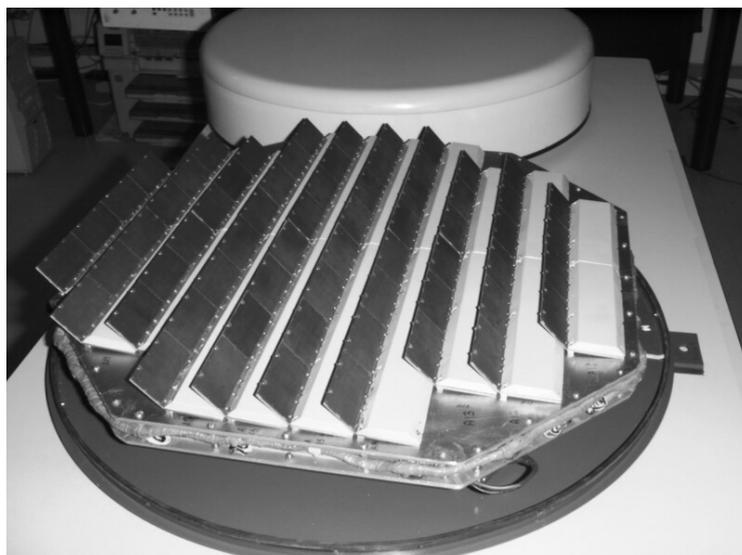


Рисунок 35 – Приемная AP с механоэлектрическим типом сканирования для спутникового телевидения

Была разработана также низкопрофильная приемо-передающая AP для Ku-диапазона частот (рис. 36) [47]. Сканирование в плоскости элевации достигалось также за счет механического поворота подрешёток вокруг своей оси и составило 45° . Высота решетки равна 50 мм, диаметр – 830 мм. Коэффициент усиления рассматриваемой антенны составил 31,8дБ.

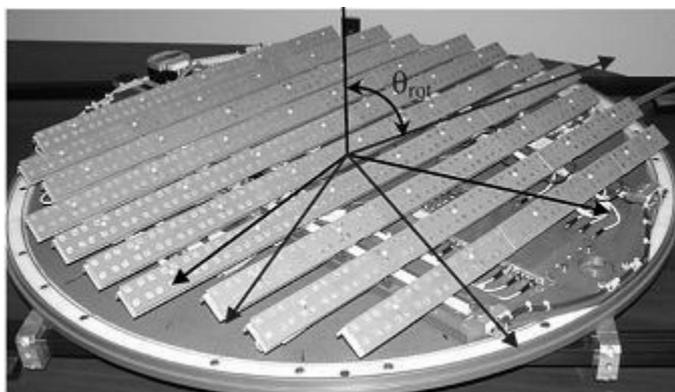


Рисунок 36 – Приемопередающая AP с механоэлектрическим типом сканирования для Ku-диапазона частот

Ниже представлена также совместная разработка отечественных и корейских разработчиков [48]. Сканирующая спутниковая AP для Ku-диапазона частот показана на рисунке 37. Сканирование в плоскости элевации осуществляется путем механического поворота подрешёток вокруг своей оси и внесением фазовой задержки по подрешёткам, сканирование по азимуту – механическим вращением общей платформы, на которой расположены

подрешетки. Антенна состоит из ряда подрешёток, приемного и передающего модулей, 4-х битных фазовращателей, модуля слежения, контроллеров, мотора, поворотных соединений и т.д.



Рисунок 37 – Спутниковая АР с комбинированием типом сканированием

Сектор сканирования в плоскости элевации составил $\pm 10^\circ$, в азимутальной плоскости – 360° . Коэффициент усиления в нижнем диапазоне частот равен 30,8дБи, в верхнем диапазоне – 31,3дБи. Диапазоны рабочих частот составили 11,7–12,75 ГГц и 14–14,5 ГГц соответственно. Основные характеристики разработанной антенны представлены в таблице 5.

Таблица 5

Параметр	Значение
Диапазон частот	11,7–12,75 ГГц (на прием) 14–14,5 ГГц (на передачу)
Поляризация	горизонтальная, левая круговая (на прием) вертикальная (на прием)
Модуляция	QPSK TDM (на прием) QPSK MC/CDMA (на передачу)
Коэффициент усиления	30,8 дБ (на прием) 31,3 дБ (на передачу)
G/T	7 дБ/К
Сектор сканирования	$\pm 10^\circ$ по элевации 360° по азимуту
Вес	34 кг

Размеры	850(длина) x 650(ширина) x 180(высота) мм
---------	---

В статье [49] описывается приемо-передающая поворотная ФАР (рисунок 38) с характеристиками, приведенными в таблице 6.



Рисунок 38 – Изображение антенны TPI-SOTM-KU-1214

Детали конструкции не раскрываются. Указано, что сканирование осуществляется механически по азимуту и по углу места; механическое сканирование по углу места становится возможным в силу достаточно большой высоты обтекателя – 200 мм. Дополнительно вводится постоянный наклон ДН по углу места за счет конструкции излучающих панелей.

Таблица 6

Параметр	Значение
Диапазон частот	11,7–12,75 ГГц (на прием) 14–14,5 ГГц (на передачу)
Поляризации	линейная
G/T	>10,5дБ/К (угол отклонения луча 20° по элевации) >12 дБ/К (угол отклонения луча 20° по элевации)
Коэффициент усиления	31 дБ (на прием) 33,5 дБ (на передачу)
Уровень кроссполяризации	>23дБ
Сектор сканирования	20°–70° по элевации 360° по азимуту
Размеры	1100 x 890 x 200 мм

При разработке была поставлена задача разработки полнофункционального опытного образца и организации серийного производства таких антенн. Для решения этой задачи потребовалась

комплексная разработка конструкции, включающая в себя следующие части: плоские излучающие панели с высоким КУ, существенной развязкой по поляризации, широкой полосой частот и т.п.; высокочастотный тракт с высокой степенью интеграции, что потребовало разработки компонентов специально под этот проект; сложная механическая система, обеспечивающая сканирование; управляющее программное обеспечение.

Одним из способов реализации сканирования является изменение угла наклона фазового фронта волны по отношению к апертуре антенны при прохождении её через диэлектрическую структуру, обеспечивающую линейный фазовый набег (призма Рисли). Подобное изменение фазового фронта обеспечивается за счёт линейного изменения толщины диэлектрического слоя вдоль структуры [50]. На основе призмы Рисли могут быть также реализованы другие структуры, осуществляющие изменение фазового фронта, структуры из перфорированного диэлектрика [51], а также структура из диэлектрических клиньев [52], где изменяемым параметром является не толщина, а эффективная диэлектрическая проницаемость ε , которая влияет на показатель преломления среды n .

В работе [53] в качестве отклоняющей структуры используются два идентичные диска из диэлектриков с различной проницаемостью, принцип управления лучом основан на осевом вращении этих дисков относительно друг друга. На рисунке 39 представлена 3D-модель разработанной управляющей системы. Линейный фазовый набег обеспечивается путём дискретного изменения показателя преломления вдоль структуры. Это достигается использованием диэлектриков с различными ε . В таблице 7 указаны используемые при моделировании ε и n , а также материалы, обладающие соответствующими свойствами, для построения макета. Толщина каждого диэлектрика при этом составляет 6,5 мм. С учётом зонирования, было использовано 8 различных дискретных элементов, а общая толщина одного диска составила 25,6 мм.

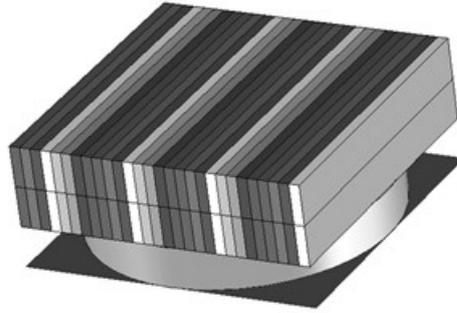


Рисунок 39– 3D-модель управляющей структуры

Таблица 7

n	1	1,14	1,27	1,4	1,6	1,7	1,8	2
ϵ	1	1,3	1,6	2,1	2,4	3	3,4	4
Материал	Воздух	Перф. вспен. ПВХ	Вспен. ПВХ	Перф. ПС	ПС	ПЭТ	НПВХ 1	НПВХ 2

На основе результатов электродинамического моделирования был изготовлен макет антенны (рис. 40). В качестве ДОС был использован конический рупор с диэлектрической линзой, формирующий линейный фазовый фронт. Такой рупор в раскрытии обладает равномерным фазовым распределением и спадающим амплитудным. Несущие элементы АС изготовлены из фанеры. Конструкция позволяет производить угловое смещение каждой отклоняющей структуры на произвольный угол с шагом 5° .



Рисунок 40 – Макет сканирующей антенны

Максимальный угол наклона измеренной ДН составил 60° , при этом снижение КНД относительно максимального значения составило не более 6

дБ, однако для угла наклона 55° и меньше деградация КНД не превышает 3 дБ. Уровень боковых лепестков не превысил значение -15 дБ.

В статье [54] представлена передающая антенная решётка с механическим сканированием для работы на мобильных терминалах спутниковой связи в Ка-диапазоне. Для рассматриваемой АР предполагается использование в наземных мобильных терминалах стандарта SOTM (satellite-on-the-move), требующего следующие характеристики у антенной системы: высокий коэффициент усиления, возможность широкоугольного сканирования, широкая полоса рабочих частот, круговая поляризация, малый вес и профиль антенны. Также одним из важных критериев для авторов [55] работы являлась стоимость антенны, поэтому разработчиками был предложен простой механический способ управления лучом путем перемещения тонкой плоской линзы Френеля, находящейся перед облучателем в угломестной плоскости, а сканирование по азимуту – механическим вращением всей антенны (рис. 41).

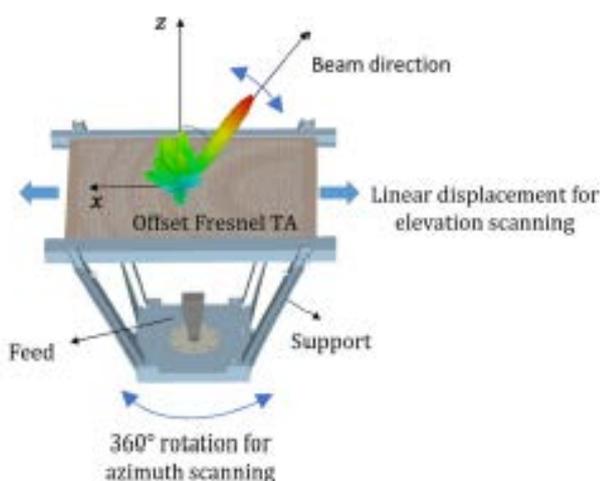


Рисунок 41– Принцип действия механическим управлением луча передающей офсетной передающей антенной решётки Френеля

На рисунке 42 представлен прототип передающей сканирующей АР Френеля. Диапазон углов сканирования по углу места составил $\pm 50^\circ$ на частоте 30 ГГц, коэффициент усиления -29 дБ, при этом деградация коэффициента усиления составила 3 дБ при максимальном угле отклонения луча на 50° .

Размеры апертуры антенны – $14,5\lambda_0$ x $14\lambda_0$. Также для уменьшения эффективного F/D и высоты всей антенны была добавлена малая микроплоская AP, расположенная непосредственно над самим облучателем. Фокусное расстояние было уменьшено до $10\lambda_0$, а эффективное F/D – до 0,55.



Рисунок 42 – Изготовленный прототип передающей сканирующей AP Френеля

Выводы

Рассмотренные выше антенны с механоэлектрическим типом сканирования могут использоваться в сетях спутниковой связи, обладая необходимыми направленными характеристиками и рабочей полосой частот. Однако сектор углов сканирования в угломестной плоскости у представленных антенн не превышает $\pm 60^\circ$, что не позволяет применять данные антенны на территориях с большой географической широтой (выше 60°). Также стоит отметить недостаточную эффективность представленных выше антенн с механоэлектрическим типом сканирования для непосредственного осуществления приема и передачи сигнала со спутника и удержания сигнала в движении при различных углах направления максимума ДН, особенно для северных удаленных территорий РФ.

Антенны с механоэлектрическим типом сканирования имеют малые габариты в большинстве случаев, что существенно упрощает их использование на мобильных объектах. Стоимость таких антенн существенно ниже, чем у плоских ФАР с электронным сканированием ввиду сравнительно небольшого количества управляемых активных элементов антенны, что делает

их доступными для широкого потребителя. Низкая стоимость является одним из ключевых факторов в продвижении услуг спутниковой связи в первую очередь для подвижных объектов, таких как автомобили, поезда, водный транспорт, самолеты и т.п.

Преимущества антенн с механоэлектрическим типом сканирования показывают перспективность их исследования и разработок для организации спутниковой связи на мобильных объектах, для связи как с геостационарными КА, так и низкоорбитальными КА. Также развитие методов сканирования, разработка новых принципов и конструкций антенн спутниковых терминалов приведет к широкой доступности ШПД услуг для потребителей независимо от их географического месторасположения.

Представленный анализ показывает, что

- антенны с механоэлектрическим типом сканирования являются эффективными для организации спутниковой связи в движении, перспективны для исследования возможного достижения сканирования во всей полусфере;

- в настоящий момент в литературе не представлено подробного анализа влияния геометрических параметров АР с механоэлектрическим типом сканирования на направленные характеристики решётки. Подобный анализ позволил бы на этапе аналитического моделирования определять потенциально достижимый сектор углов сканирования и направленные характеристики АР с механоэлектрическим типом сканирования с учетом габаритов и конфигурации антенны;

- в настоящий момент в литературе также не представлены низкопрофильные АС с механоэлектрическим типом сканирования, обладающие необходимыми характеристиками направленности для осуществления приема и передачи сигнала с КА в секторе сканирования 0° – 90° .

Таким образом, были определены основные направления исследований диссертации. А именно задача определения зависимости направленных характеристик АР с механоэлектрическим типом сканирования от геометрических параметров и конфигурации решётки.

2. Аналитическое моделирование АР с механоэлектрическим типом сканирования

Для моделирования АР с различными типами сканирования, как правило, достаточно электродинамического анализа [56–58] в современных универсальных пакетах (CST Studio Suite, Ansys HFSS) [59–63]. Однако, для понимания физических процессов, в частности, выявления закономерностей изменения характеристик направленности АР с механоэлектрическим типом сканирования в зависимости от её геометрических параметров на начальных этапах исследования работа с аналитическими выражениями дает большую наглядность. Целью главы является математическое описание АР с механоэлектрическим типом сканирования с последующим анализом особенностей поведения её характеристик.

2.1. АР с механоэлектрическим типом сканирования

Известно, что для описания плоских сканирующих АР, состоящих из совокупности отдельных, как правило, идентичных излучателей, используется теорема перемножения ДН [64-65].

Антенная решётка с рассматриваемым механоэлектрическим типом сканирования состоит из нескольких вращающихся подрешёток (рисунок 43). Все подрешётки размещаются на общем основании, которое механически вращается в ортогональной (азимутальной) плоскости.

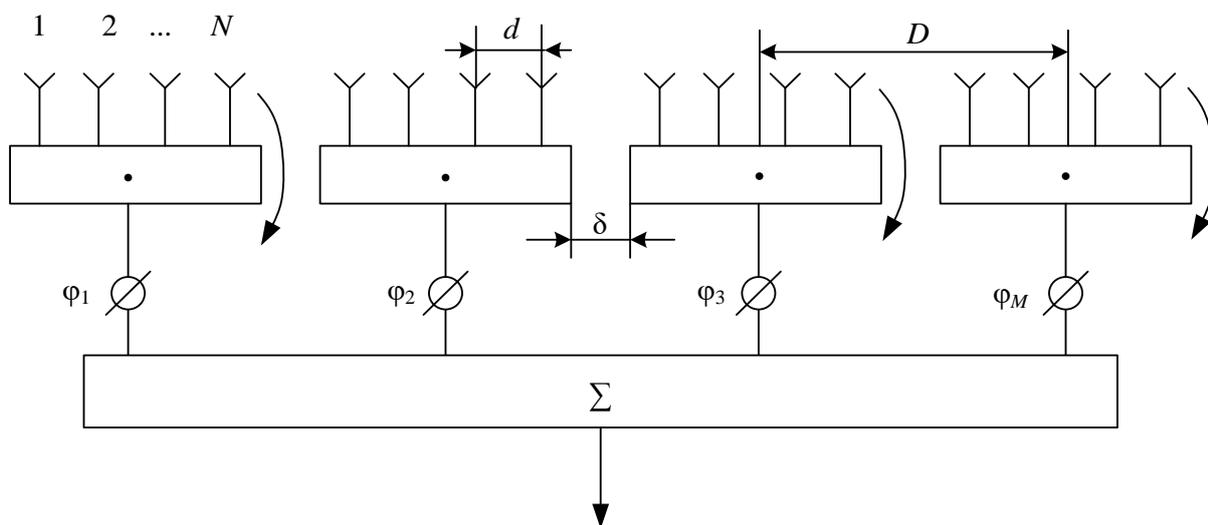


Рисунок 43– AP с механоэлектрическим типом сканирования

В соответствии с теоремой перемножения будем считать, что все элементы AP имеют одинаковые характеристики направленности, а амплитудное распределение в каждой подрешётке равномерное. Каждая из подрешёток синфазна. Сканирование ДН всей антенны в угломестной плоскости осуществляется путем механического поворота подрешёток вокруг своей оси (θ_0) и введением линейной фазовой задержки между подрешётками. Сканирование в азимутальной плоскости – путем механического вращения общего основания. Схематичное представление процесса сканирования AP с механоэлектрическим типом сканирования приведено на рисунке 44.

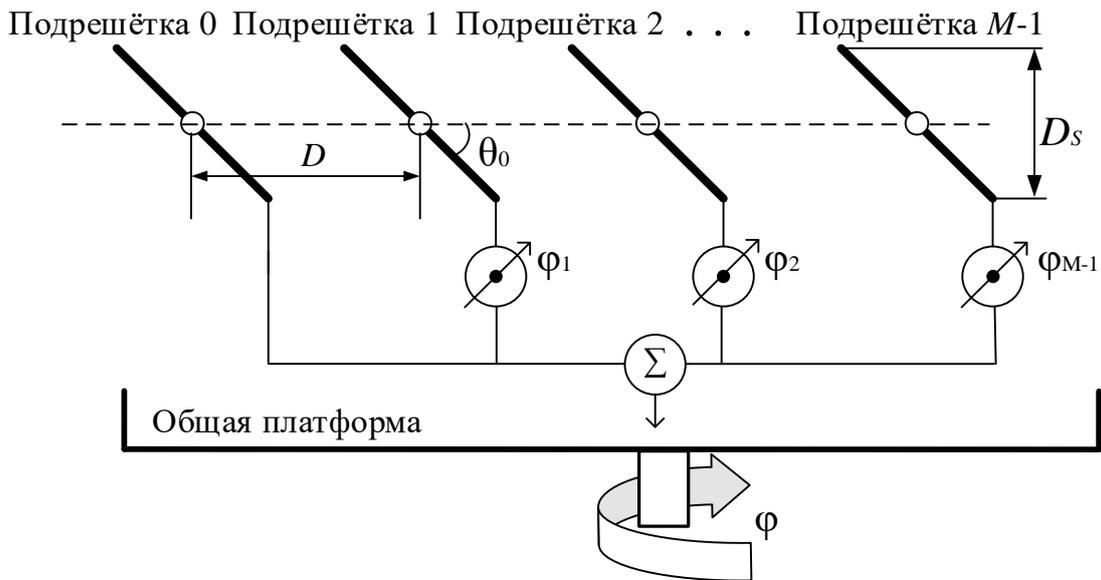


Рисунок 44 – Сканирование ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования

2.2. ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования в угломестной плоскости

Выражение для ДН в соответствии с теоремой перемножения для АР с механоэлектрическим типом сканирования будет иметь вид:

$$f(\theta) = f_s(\theta) f_{\Sigma N}(\theta) \cdot f_{\Sigma M}(\theta), \quad (1)$$

где $f_s(\theta)$ – ДН одного излучающего элемента подрешётки;

$f_{\Sigma N}(\theta)$ – множитель системы подрешётки, определяющий ДН подрешётки, состоящей из N элементов;
 $f_{\Sigma M}(\theta)$ – множитель системы АР, определяющий ДН АР, состоящей из M элементов (подрешёток), разнесённых на расстоянии D друг от друга (рисунок 43) [65-67].

В качестве ДН элемента подрешётки взята кардиоидная ДН элемента Гюйгенса:

$$f_s(\theta, \theta_0) = \frac{1 + \cos(\theta - \theta_0)}{2}, \quad (2)$$

где θ_0 – угол поворота каждой из подрешёток (рисунок 44).

Подрешётки поворачиваются в процессе работы, амплитудное распределение в них равномерно, тогда выражение для ДН подрешётки будет иметь вид:

$$f_{\Sigma N}(\theta, \theta_0) = \frac{\sin \left[\frac{kNd}{2} \sin(\theta - \theta_0) \right]}{N \sin \left[\frac{kd}{2} \sin(\theta - \theta_0) \right]}, \quad (3)$$

где N – количество излучающих элементов в подрешётке; d – расстояние между излучающими элементами в подрешётке; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ – длина волны.

Амплитудное распределение в самой АР (распределение мощности по подрешёткам) может быть, как равномерным, так и «спадающим» к краям. Количество подрешёток выбирается небольшое для упрощения расчетов.

В случае равномерного амплитудного распределения по подрешёткам можно записать следующее выражение для ДН АР (множителя системы):

$$f_{\Sigma M}(\theta, \theta_0) = \frac{\sin \left[\frac{kMD}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{M \sin \left[\frac{kD}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}, \quad (4)$$

где M – количество подрешёток в АР, D – расстояние между подрешётками АР с механоэлектрическим типом сканирования.

Если амплитудное распределение в АР не равномерное, то

$$f_{\Sigma M}(\theta, \theta_0) = \sum_{m=1}^M \dot{i}_m e^{ikMD \sin \theta}, \quad (5)$$

где $\dot{i}_m = |\dot{i}_m| e^{i\varphi_m}$ – амплитудно-фазовое распределение токов в АР.

В нашем случае фазовое распределение линейное и определяется углом θ_0 .

$$\varphi_m = -kMD \sin \theta_0. \quad (6)$$

Выражение (6) при различных M определяет состояние фазовращателей на рисунке 43. Теперь выражение (5) может быть записано в виде:

$$f_{\Sigma M}(\theta, \theta_0) = \sum_{m=1}^M |\dot{i}_m| e^{ikMD(\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (7)$$

Выражение (7) может быть упрощено для различных M . Амплитудное распределение в АР будем считать симметричным относительно центра. При чётном M выражение (7) может быть записано в виде:

$$f_{\Sigma M}(\theta, \theta_0) = \sum_{l=1}^{\frac{M}{2}} |\dot{I}_m| \cos \left\{ \left(\frac{2l-1}{2} \right) Dk (\sin \theta - \sin \theta_0) \right\}, \quad (8)$$

в случае нечётного значения M :

$$f_{\Sigma M}(\theta, \theta_0) = \sum_{l=0}^{\frac{M-1}{2}} |\dot{I}_m| \cos [2lDk (\sin \theta - \sin \theta_0)]. \quad (9)$$

Таким образом, используя формулы 1–9 можно аналитически получить направленные характеристики АР с механоэлектрическим типом сканирования.

2.3. Затенение подрешеток АР с механоэлектрическим сканированием

При отклонении луча ДН от нормали АР с механоэлектрическим типом сканирования будет происходить «затенение» одной подрешётки АР другой (рисунок 45) [68].

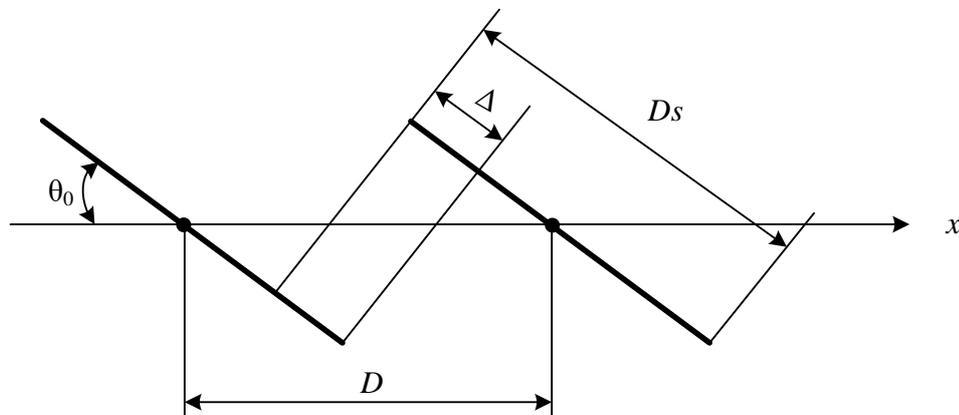


Рисунок 45– Затенение подрешёток АР

Величину «затенения» можно определить из выражения:

$$\Delta = D_s - D \cos \theta_0, \quad (10)$$

где D_s – размер апертуры подрешётки АР, $D_s \leq D$. Отрицательная величина значения Δ означает отсутствие «затенения».

Из выражения (10) может быть определён угол отклонения ДН АР, соответствующий отсутствию «затенения»:

$$\cos \theta_0 \geq \frac{D_s}{D}. \quad (11)$$

Если обозначить расстояние между краями подрешёток АР – δ (рисунок 43), то:

$$\cos \theta_0 \geq \frac{D - \delta}{D} = 1 - \frac{\delta}{D},$$

$$\theta_0 \leq \arccos\left(1 - \frac{\delta}{D}\right).$$

(12)

Из выражения (12) следует, что при фиксированном значении δ , «затенение» уменьшается при уменьшении расстояния между подрешётками АР – D , либо при фиксированном значении D «затенение» уменьшается при увеличении расстояния δ (уменьшении размера подрешётки D_s).

Из рисунка 44 и рисунка 45 видно, что угол θ_0 может принимать как положительные, так и отрицательные значения. При азимутальном сканировании на 360° нет нужды обеспечивать отрицательные углы сканирования в угломестной плоскости. Иначе говоря, необходимо «наклонить» АР на угол θ_0 , при этом сектор сканирования в угломестной плоскости будет равен $2\theta_0$ (рисунок 46).

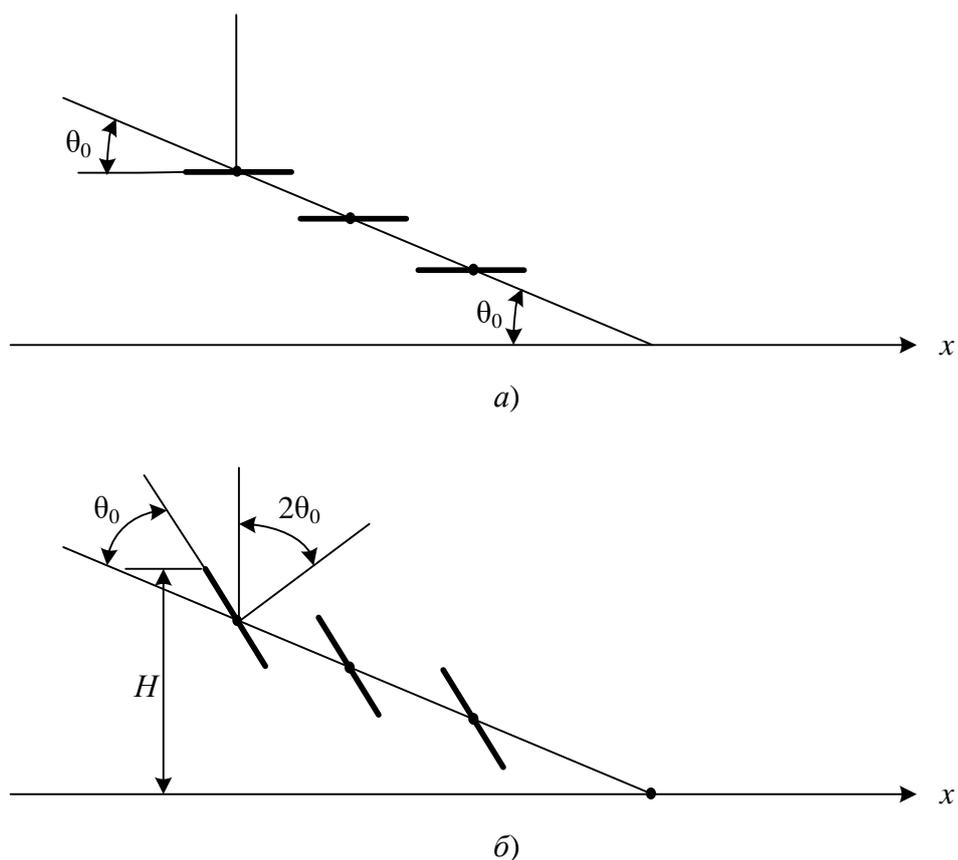


Рисунок 46– Крайние положения подрешёток АР при механоэлектрическом сканировании с наклоненным основанием, а) ДН направлена в зенит; б) ДН максимально отклонена

В дальнейшем аналитическом исследовании АР с механоэлектрическим типом сканирования будем предполагать, что все подрешётки имеют одинаковые размеры. Это позволит оценить достижимые параметры АР с механоэлектрическим типом сканирования. Окончательный расчёт размеров подрешёток должен осуществляться на этапе электродинамического моделирования, где могут быть учтены все особенности расположения подрешёток АР, их размеры и формы.

Максимальная высота (H) АР с механоэлектрическим типом сканирования с наклоненным основанием может быть определена из рисунка 46:

$$H = (D - \delta) \sin(2\theta_0) + D(M - 1) \sin \theta. \quad (13)$$

При эскизных расчётах можно это выражение упростить, считая, что $\delta = 0$ (это расстояние может быть использовано для расположения обтекателя). Таким образом, можем записать:

$$H = D[(M - 1) \sin \theta + \sin(2\theta_0)]. \quad (14)$$

При расчётах АР с механоэлектрическим типом сканирования можно считать заданными следующие параметры (рисунок 47):

- ширину ДН в угломестной плоскости ($2\Delta\theta_{0,5}$) по уровню половинной мощности;
- частоту (длину волны);
- расстояние между излучателями в подрешётках АР (d);
- минимальный угол места источника сигнала (θ_{\min});
- максимальный «горизонтальный» размер АР (L).

Часть из этих параметров связаны между собой функциональными зависимостями и должны определяться при расчётах.

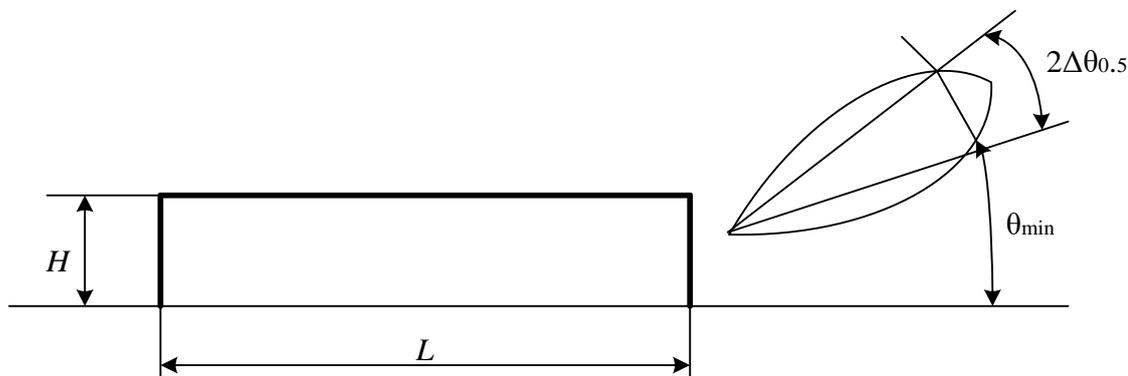


Рисунок 47– Параметры АР

В реальности ширина ДН в угломестной плоскости будет определяться необходимым КУ антенны (можно допустить увеличение ширины ДН в угломестной плоскости, уменьшив ширину ДН в азимутальной «плоскости», возможно, что для мобильной связи это будет наиболее «выгодно», поскольку угломестное перемещение носителя, как правило, выполняется с большей скоростью, чем азимутальное перемещение [69]).

Дополнительно к вышеперечисленным параметрам необходимо задание также и допустимого уровня боковых лепестков в угломестной плоскости, поскольку этот уровень будет определяться многими факторами:

- числом подрешёток в АР;
- «затенением» подрешеток;
- расстоянием между подрешетками;
- ДН элементов АР.

В азимутальной плоскости уровень боковых лепестков будет определяться выбранным типом амплитудного распределения в этой же плоскости.

Необходимо подчеркнуть, что на ширину ДН (КУ) и уровень боковых лепестков будет оказывать влияние и геометрические параметры всей АР.

Для расчета будем считать известными:

$$2\Delta\theta_{0,5}, \theta_{\min}, \lambda, H.$$

Полагая допустимым снижение уровня сигнала на краях зоны обслуживания в угломестной плоскости до -3дБ, можем определить значение $2\theta_0$ (рисунок 46) – необходимый сектор обзора в угломестной плоскости:

$$2\theta_0 = 90^\circ - \theta_{\min} - 2\Delta\theta_{0,5}. \quad (15)$$

Ширина ДН в угломестной плоскости определит размер всей АР в этой плоскости:

$$L_H = \frac{\beta\lambda}{2\Delta\theta_{0,5}}, \quad (16)$$

где β – коэффициент, определяемый формой раскрыва, видом амплитудного распределения. Минимальное значение этого коэффициента соответствует равномерному амплитудному распределению ($\beta_m = 51^\circ$).

Тогда выражение (14) может быть переписано в следующем виде:

$$H = \frac{L_H}{M} [(M - 1)\sin\theta_0 + \sin(2\theta_0)], \quad (17)$$

Поскольку $D = \frac{L_H}{M}$.

Подставляя выражение (16) в (17), получим:

$$H = \frac{\beta\lambda}{2M\Delta\theta_{0,5}} \left[(M-1)\sin\theta_0 + \sin(2\theta_0) \right]. \quad (18)$$

Учитывая, что $2\theta_{0,5}$ является функцией ширины ДН (15), получим трансцендентное уравнение (18), которое для каждого значения M определит необходимую ширину ДН $-2\Delta\theta_{0,5}$.

Очевидно, что для эскизных расчётов можно считать, что значение θ_0 не зависит от ширины ДН (это в реальности даст некоторый запас по сканированию в угломестной плоскости). Для этого случая выражение (15) запишем в виде:

$$2\theta_0 = 90^\circ - \theta_{\min}. \quad (19)$$

Теперь выражение (18) может быть записано в виде:

$$H = \frac{\beta\lambda}{2M\Delta\theta_{0,5}} \left[(M-1)\sin\left(\frac{90^\circ - \theta_{\min}}{2}\right) + \sin(90^\circ - \theta_{\min}) \right]. \quad (20)$$

Определив согласно выражению (20) высоту « H » антенны при заданных θ_{\min} и $2\Delta\theta_{0,5}$ (значение M подбирается), далее необходимо выбрать расстояние δ таким образом, чтобы не происходило затенение секций АР.

Из выражения (12) можно получить:

$$\delta \geq D \left[1 - \cos\left(\frac{\pi - 2\theta_{\min}}{4}\right) \right]. \quad (21)$$

После расчёта δ может быть определено количество излучателей в подрешётке АР.

$$N = ENTER\left(\frac{D - \delta}{d}\right), \quad (22)$$

где $ENTER(x)$ – максимальное целое от « x ».

Величина D определяется в соответствии с ранее приведённым выражением:

$$D = \frac{\beta\lambda}{M \cdot 2\Delta\theta_{0,5}}. \quad (23)$$

Значение M определяет количество подрешёток в АР, его необходимо подбирать, исходя из конструктивных особенностей всей АР. Это значение будет определять количество фазовращателей ($M - 1$) в составе АР, а также количество элементов N в составе секций АР. В конечном итоге значение M , как показывают расчёты и приведенные выше формулы, влияет на параметры ДН всей АР: коэффициент направленного действия (КНД), уровень боковых лепестков (УБЛ).

Ниже представлены графики ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных углах отклонения луча (рисунок 48). Заданные параметры решётки: $2\Delta\theta_{0,5} - 2^\circ$, $\lambda - 25$ мм, $d - 0,5 \lambda$ (расстояние между излучателями подрешётки в угломестной плоскости), $\theta_{\min} - 0^\circ$, $M - 4$, $N_y - 4$ (количество излучателей подрешётки в угломестной плоскости).

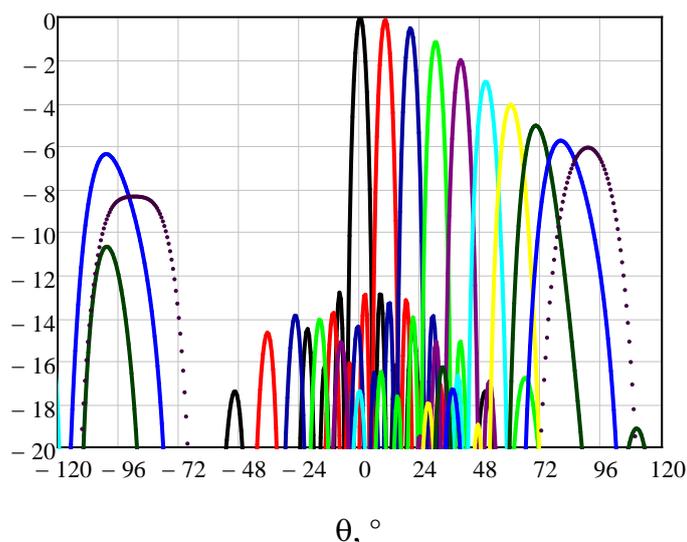


Рисунок 48 – ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча

При разбиении этой же АР на 2 подрешётки и N_y равным 8 её ДН представлены на рисунке 49.

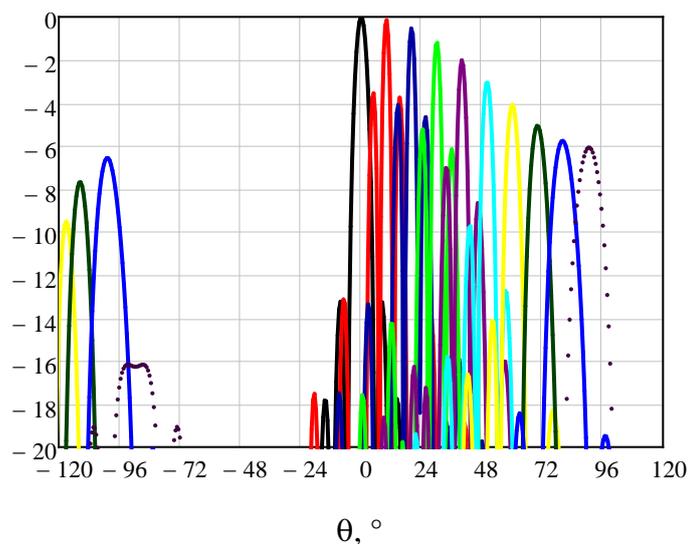


Рисунок 49 – ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча (при $M=2$)

Разбивая решётку на 8 подрешёток, каждая из которых состоит из 2 излучателей в угломестной плоскости, происходит снижение УБЛ ДН и расширение главного лепестка ДН при отклонении луча на более чем 50° относительно аналогичных АР, состоящих из 2 и 4 подрешёток (рис. 50).

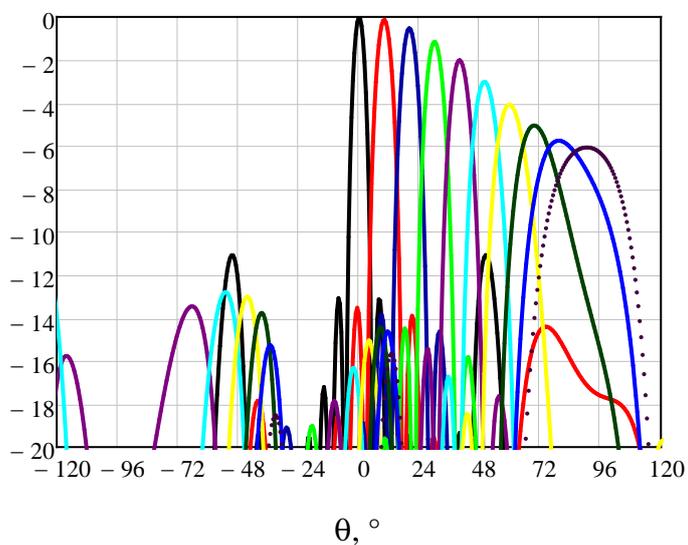


Рисунок 50 – ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча (при $M=8$)

При разбиении АР на 16 подрешёток, состоящих из 1 излучателя в угломестной плоскости, расширение главного лепестка ДН при отклонении луча на 80° и 90° будет значительно бóльшим (рис. 51), чем при разбиении на 2,4 или 8 подрешёток, что приводит к ухудшению направленных свойств АР.

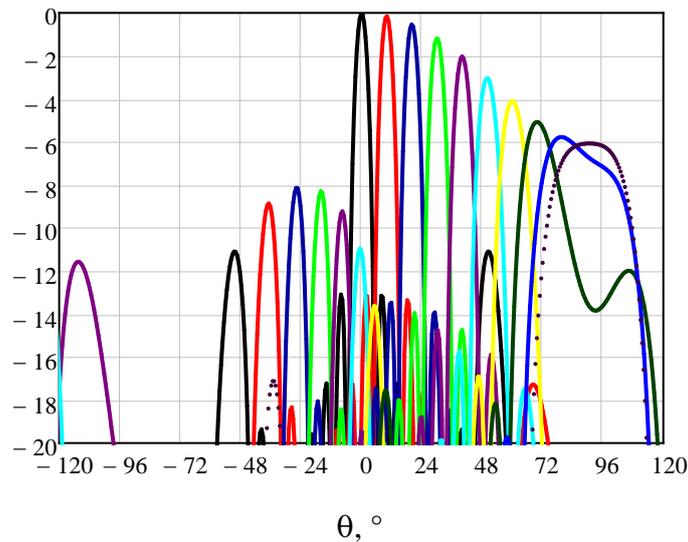


Рисунок 51 – ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча (при $M=16$)

Если аналогичную АР не разбивать на подрешётки и сканировать только электронным способом, т.е. в выражении 2, описывающим ДН излучателя подрешётки, кардиоида будет направлена в зенит, то расчетные ДН при различных направлениях луча представлены на рисунке 52.

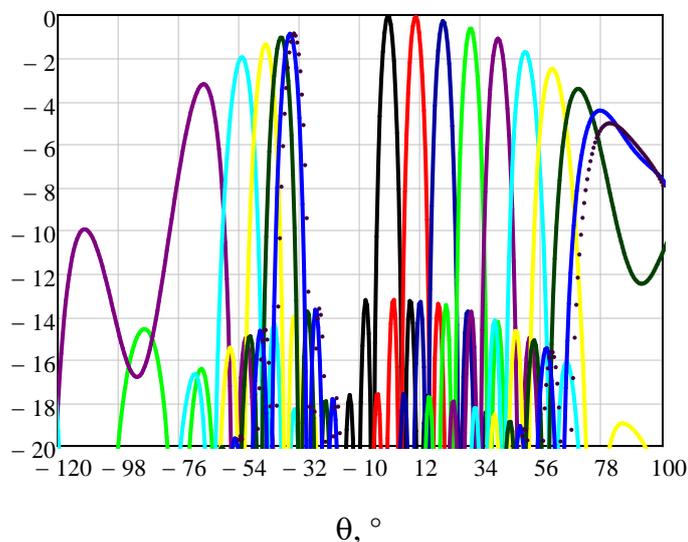


Рисунок 52 – ДН АР с электронным типом сканирования при различных направлениях луча

Сектор углов сканирования АР с электронным типом сканирования составляет $0^\circ-40^\circ$ ввиду высокого УБЛ ДН при отклонении луча более чем на 40° . На рисунке 53 представлен график изменения площади эффективной апертуры АР при различном разбиении на подрешётки.

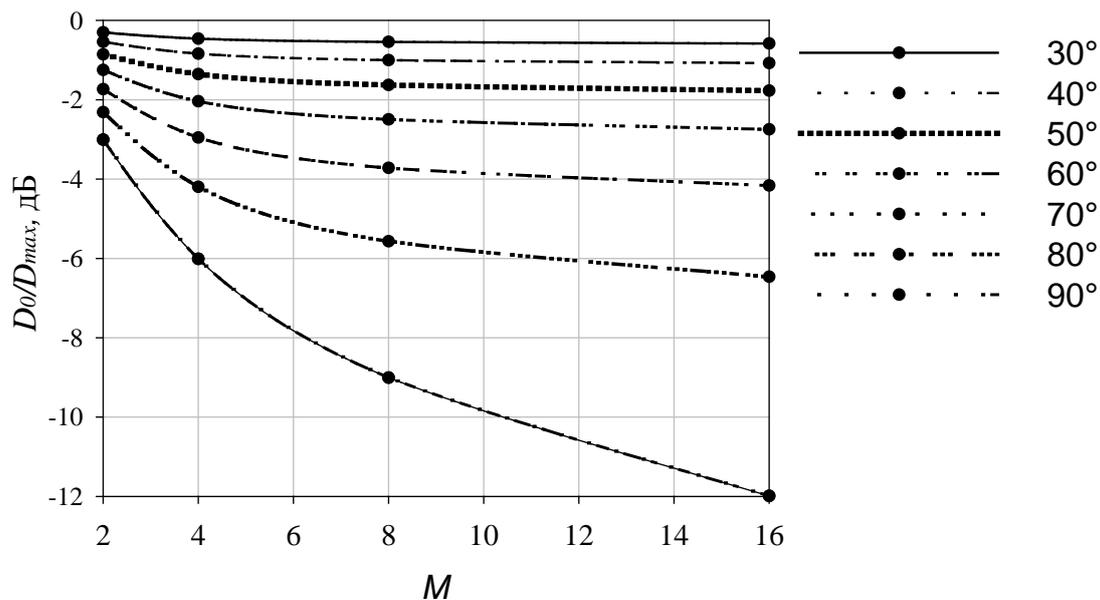


Рисунок 53 – Зависимость относительного КНД АР с механоэлектрическим типом сканирования от количества подрешёток при неизменной апертуре решётки

Наиболее оптимальным количеством подрешёток для сохранения характеристик направленности антенны является значение 2, при этом в определенном секторе углов 40° – 70° возможен выбор другой конфигурации решётки при незначительном ухудшении направленности (в сравнении с $M=2$) и значительном уменьшении профиля антенны.

На рисунке 54 представлен зависимость УБЛ ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования от направления луча при различном разбиении на подрешётки.

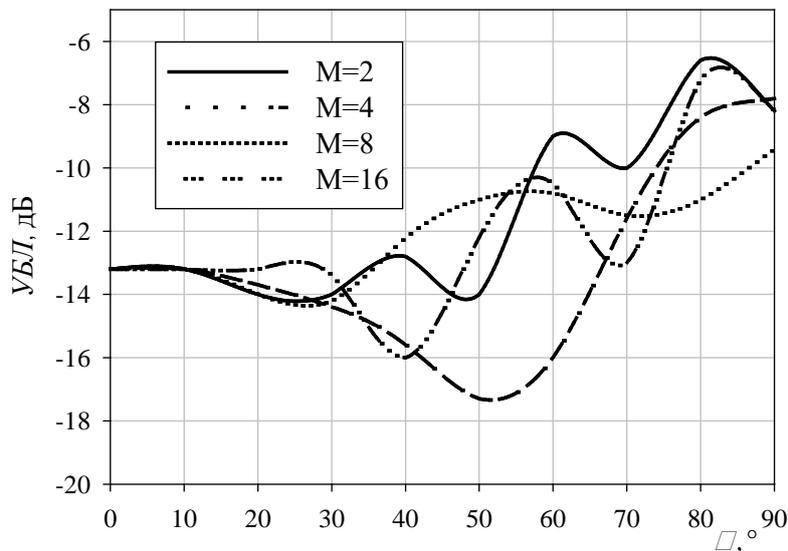


Рисунок 54 – УБЛ АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча

Также в зависимости от способа разбиения АР (количество подрешёток) при неизменной апертуре будет изменяться достижимый сектор сканирования по критерию снижения КНД на -3дБ. В таблице 8 показаны достижимые секторы сканирования АР с МЭС при различным разбиение решётки на подрешётки (заданные требуемые характеристики АР представлены выше).

Таблица 8

Количество подрешёток (М) АР с механоэлектрическим типом сканирования при неизменной апертуре решётки	Сектор сканирования АР с механоэлектрическим типом сканирования в угломестной плоскости по критерию деградации КНД решётки на -3дБ
М=2	$\pm 90^\circ$
М=4	$\pm 70^\circ$
М=8	$\pm 60^\circ$
М=16	$\pm 55^\circ$

Можно сделать вывод, что для достижения максимального сектора сканирования $\pm 90^\circ$ конфигурация АР с МЭС, состоящая из двух подрешёток, наиболее предпочтительная, при этом профиль антенны будет выше нежели при разбиении решётки на 4 и более подрешеток.

Таким образом, используя полученные выражения, определяющие геометрические параметры АР с МЭС, можем рассчитать размеры АР для достижения заданных энергетических характеристик антенны и сектора сканирования. Или исходя из заданных габаритных показателей АР с МЭС определить достижимые характеристики направленности решётки и сектор сканирования.

Также подбирая оптимальные геометрические параметры АР с МЭС можно оценить характеристики направленности решётки в азимутальной плоскости при различных отклонениях луча антенны. ДН рассмотренной выше АР с МЭС, состоящей из двух подрешёток, в азимутальной плоскости показаны на рисунке 55.

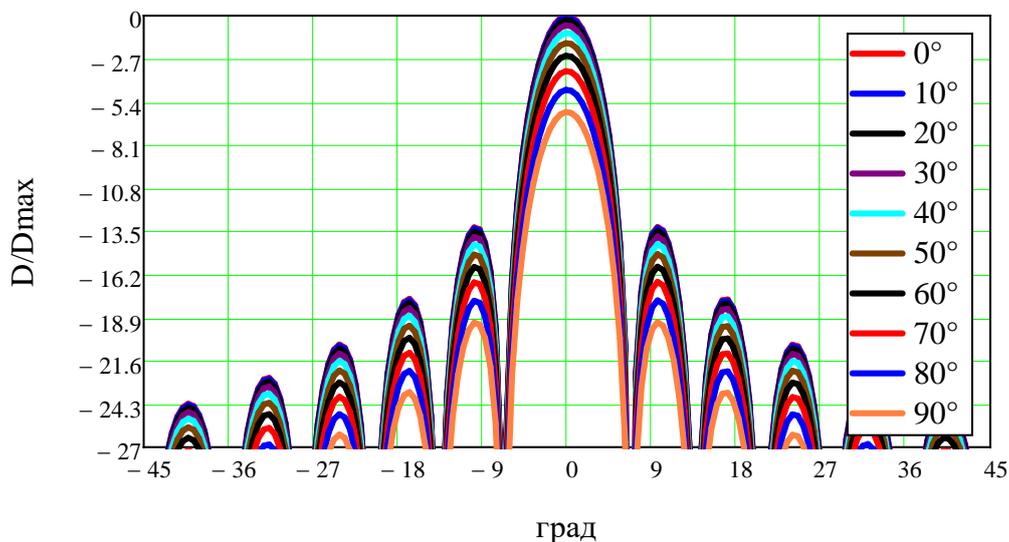


Рисунок 55– ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча в азимутальной плоскости

Окончательный выбор параметров M , N , δ , H необходимо выполнять после расчётов ДН АР в соответствии с выражениями (1) – (9) в зависимости от амплитудного распределения и формы подрешёток АР (имеются ввиду размеры подрешёток и их форма в ортогональной – азимутальной плоскости, например, центральные подрешётки АР могут быть длиннее крайних подрешёток, это приведёт к спадающему амплитудному распределению в угломестной плоскости).

Объемная характеристика направленности АР с механоэлектрическим типом сканирования

При анализе параметров ДН необходимо использовать более сложные выражения для ДН, вместо выражений (3) и (4). При выборе структуры всей АР и в этом случае можно использовать все ранее полученные выражения для H , δ , D . В общем случае выражение (1) необходимо переписать в виде:

$$f(\theta) = f_s(\theta) f_{\Sigma}(\theta), \quad (24)$$

Выражения (1)-(4) позволят рассчитать ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования в угломестной плоскости, оценить уровень боковых лепестков, ширину ДН. Для расчёта КНД, уровня боковых лепестков и ширины ДН в ортогональной плоскости необходимо использовать более сложные выражения для характеристики направленности элемента Гюйгенса (2). Кроме того, в выражении (1) в самом простом случае необходим ещё один сомножитель, учитывающий «размеры» (количество элементов и расстояние между ними) АР в ортогональной плоскости.

Таким образом, в общем случае выражение (1) можно переписать в виде:

$$f(\theta) = f_s(\theta, \varphi, \varphi_0, \theta_0) f_{\Sigma N}(\theta, \varphi, \theta_0) f_{\Sigma M}(\theta, \varphi, \theta_0) f_{\Sigma y}(\theta, \varphi), \quad (25)$$

где $f_s(\theta, \varphi, \varphi_0, \theta_0)$ – характеристика направленности элемента Гюйгенса, максимум ДН которого имеет направление (θ_0, φ_0) ; $f_{\Sigma y}(\theta, \varphi)$ – характеристика направленности плоской подрешетки (эквивалентной линейной АР, расположенной вдоль оси Oy).

Как отмечалось ранее, предполагается, что все подрешётки АР с механоэлектрическим типом сканирования имеют одинаковые размеры.

Выражения для ДН подрешётки в, данном случае, следует также переписать. Вместо выражения (3), запишем:

$$f_{\Sigma N}(\theta, \varphi, \theta_0) = \frac{\sin \left[\frac{kNd}{2} \sin(\theta - \theta_0) \cos \varphi \right]}{N \sin \left[\frac{kd}{2} \sin(\theta - \theta_0) \cos \varphi \right]}. \quad (26)$$

Выражение для характеристики направленности системы M подрешёток (4) запишется в следующем виде:

$$f_{\Sigma N}(\theta, \varphi, \theta_0) = \frac{\sin \left[\frac{kMD}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \cos \varphi \right]}{M \sin \left[\frac{kMD}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \cos \varphi \right]}. \quad (27)$$

Рассмотрим формирование ДН при помощи антенных решёток (АР), расположенных в плоскости XOY . Множитель системы в случае, если АР состоит из одинаковых излучателей, может быть представлен в следующем виде [14]:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum \dot{I}_n e^{-ik(\vec{\rho}_n, \vec{e}_0)}, \quad (28)$$

где \dot{I}_n – комплексная амплитуда тока возбуждения « n »-ого излучателя АР;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число свободного пространства;

$\vec{\rho}_n$ – радиус-вектор « n »-ого излучателя;

\vec{e}_0 – единичный вектор, направленный в точку наблюдения.

Найдем значение показателя экспоненты в выражении (28). Единичный вектор, направленный в точку наблюдения будет равен:

$$\vec{e}_0 = \vec{e}_x \sin \theta \cos \varphi + \vec{e}_y \sin \theta \sin \varphi + \vec{e}_z \cos \theta.$$

Выражение для радиус вектора n -го излучателя антенной решетки в общем случае:

$$\vec{\rho}_n = x_n \vec{e}_x + y_n \vec{e}_y + z_n \vec{e}_z,$$

где x_n, y_n, z_n – координаты « n »-ого излучателя АР, $\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ – орты декартовой системы координат. В случае если излучатель расположен в плоскости XOY ($z_n = 0$), можем записать:

$$\vec{\rho}_n = x_n \vec{e}_x + y_n \vec{e}_y.$$

Определяя скалярное произведение $(\vec{\rho}_n \cdot \vec{e}_0)$ для рассматриваемого случая, получим выражение для векторной комплексной характеристики направленности плоской антенной решетки, расположенной в плоскости XOY :

$$\vec{f}(\theta, \varphi) = \vec{F}_3(\theta, \varphi) \sum I_n e^{ik(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi)}, \quad (29)$$

где $\vec{F}_3(\theta, \varphi)$ – векторная комплексная нормированная характеристика направленности излучающего элемента АР.

Рассмотрим плоскую АР с расположением элементов в узлах прямоугольной сетки, тогда можно положить:

$$\begin{aligned} x_n &= d_x \cdot (n-1), \\ y_m &= d_y \cdot (m-1), \end{aligned}$$

где d_x – расстояние между элементами АР вдоль оси Ox ; d_y – расстояние между элементами вдоль оси; n, m – номера элементов вдоль осей Ox и Oy .

Множитель системы из выражения (29) может быть записан в виде:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \left[e^{ikd_x(n-1)\sin \theta \cos \varphi} \cdot \sum_{m=1}^M \dot{I}_{nm} e^{ikd_y(m-1)\sin \theta \sin \varphi} \right], \quad (30)$$

где N – количество элементов АР вдоль оси Ox ; M – количество элементов АР вдоль оси Oy ; \dot{I}_{nm} – комплексная амплитуда тока возбуждения излучателя АР, имеющего номер « n » по оси Ox и номер « m » по оси Oy .

Предположим, что АР имеет равномерное амплитудное распределение вдоль оси Oy , а также синфазное фазовое распределение вдоль этой же оси. В этом случае \dot{I}_{nm} не зависит от m ($\dot{I}_{nm} = \dot{I}_n$) и его можно вынести из под знака второй суммы, которую теперь можно записать в виде:

$$f_{\Sigma y}(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M e^{ikd_y(m-1)\sin \theta \sin \varphi}. \quad (31)$$

Выражение (31), как известно, может быть записано в следующем виде:

$$f_{\Sigma_y}(\theta, \varphi) = \frac{\sin \left[\frac{kMd_y}{2} \sin \theta \sin \varphi \right]}{M \sin \left[\frac{kd_y}{2} \sin \theta \sin \varphi \right]}. \quad (32)$$

Это выражение для удобства дальнейших вычислений нормировано.

Теперь выражение (30) может быть записано в виде:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = f_{\Sigma_y}(\theta, \varphi) \cdot \sum_{m=1}^M \dot{I}_n e^{ikd_x(n-1)\sin \theta \cos \varphi}. \quad (33)$$

Это выражение представляет собой запись теоремы перемножения для АР с механоэлектрическим типом сканирования.

Характеристика направленности произвольно расположенного элемента Гюйгенса

Если есть два единичных вектора, то их скалярное произведение будет равно косинусу угла между ними. Запишем выражение для единичного вектора в направлении $\theta = \theta_0, \varphi = 0$:

$$\vec{e}_1 = \vec{e}_x \sin \theta_0 + \vec{e}_z \cos \theta_0. \quad (34)$$

Выражение для единичного вектора, направленного в произвольную точку пространства записано ранее (\vec{e}_0). Скалярное произведение этих векторов имеет вид:

$$(\vec{e}_0, \vec{e}_1) = \sin \theta_0 \sin \theta \cos \varphi + \cos \theta \cos \theta_0. \quad (35)$$

Теперь можем записать выражение для характеристики направленности элемента Гюйгенса, максимум излучения которого имеет направление $(\theta_0, 0)$.

$$f_{\text{з}}(\theta, \varphi, \theta_0) = \frac{1 + \sin \theta_0 \sin \theta + \cos \theta \cos \theta_0}{2}. \quad (36)$$

Используя известное тригонометрическое тождество — это выражение можно привести к широко распространенному выражению для ДН элемента Гюйгенса.

Если максимум излучения элемента Гюйгенса имеет произвольное направление $\theta = \theta_0$, $\varphi = \varphi_0$, то выражение (35) будет иметь вид:

$$(\vec{e}_0, \vec{e}_1) = \sin \theta_0 \sin \theta \cos \varphi_0 \cos \varphi + \sin \theta_0 \sin \theta \sin \varphi_0 \sin \varphi + \cos \theta_0 \cos \theta, \quad (37)$$

а выражение (36) можно записать в следующем виде:

$$f_{\text{з}}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \frac{1 + \sin \theta_0 \sin \theta (\cos \varphi_0 \cos \varphi + \sin \varphi_0 \sin \varphi) + \cos \theta_0 \cos \theta}{2}, \quad (38)$$

из которого выражение (36) получается, как частный случай.

Выражение (38) может быть записано в следующем виде:

$$f_{\text{з}}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = \frac{1 + \sin \theta_0 \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_0) + \cos \theta_0 \cos \theta}{2}.$$

(39)

Все записанные выражения получены для подрешёток прямоугольной формы, имеющих одинаковые размеры. В случае если формы подрешёток будут отличаться от прямоугольных, то теорема перемножения, записанная в разных формах (1), (24), (25) будет не верна.

Метод замещения подрешёток АР с механоэлектрическим типом сканирования апертурными антеннами

Одним из способов упрощения анализа АР с механоэлектрическим типом сканирования может стать замена подрешёток апертурными антеннами, совпадающими по форме с подрешётками.

В этом случае максимальное затенение апертуры подрешетки можно определить из выражения, аналогичного выражению (10):

$$\delta = D[1 - \cos \theta_0], \quad (40)$$

где $2\theta_0$ - угол сканирования в угломестной плоскости.

Если необходимо обеспечить полное отсутствие затенения при механическом сканировании, тогда размер апертуры подрешётки в плоскости сканирования определится следующим образом:

$$D_s = D - \delta = D \cos \theta_0. \quad (41)$$

Подставляя полученное выражение в (13), можем записать

$$D = \frac{H}{\cos \theta_0 \sin 2\theta_0 + (M - 1) \sin \theta_0}, \quad M > 1.$$

Окончательное выражение для размера апертуры подрешетки вдоль оси Oy будет иметь вид:

$$D_s = \frac{H \cos \theta_0}{\cos \theta_0 \sin 2\theta_0 + (M - 1) \sin \theta_0}. \quad (42)$$

Максимальное значение $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$, этому значению соответствует значение

D_s , равное $D_s = \frac{H}{M}$, что является совершенно очевидным.

Определим КНД антенны следующим образом:

$$\text{КНД} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \cdot \text{КИП}. \quad (43)$$

Будем считать, что КНД полностью определяется площадью антенны - S , которая, в свою очередь, будет определяться для АР с механоэлектрическим типом сканирования следующим выражением:

$$S = M \cdot D_s \cdot L, \quad (44)$$

где L – размер подрешёток АР в направлении ортогональном плоскости её механического сканирования (в направлении оси Oy).

Величина D_s является функцией величин θ_0 , H , M . Таким образом, можем получить выражение:

$$\text{КНД}(\theta_0, H, M) = \frac{4\pi L \cdot \text{КИП}}{\lambda^2} \frac{M \cdot H \cos \theta_0}{\cos \theta_0 \sin 2\theta_0 + (M - 1) \sin \theta_0}. \quad (45)$$

При изменении M , H , θ_0 первый сомножитель остаётся постоянным, введя обозначение:

$$D_0 = \frac{4\pi L \cdot \text{КИП}}{\lambda}, \quad (46)$$

можно записать:

$$\frac{\text{КНД}(\theta_0, H, M)}{D_0} = \frac{\frac{H}{\lambda} \cdot M \cdot \cos \theta_0}{\cos \theta_0 \sin 2\theta_0 + (M - 1) \sin \theta_0}, \quad \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}. \quad (47)$$

Полученное выражение может быть использовано для определения количества подрешеток M в составе АР с механоэлектрическим типом сканирования. Его нельзя применять для получения зависимости КНД от

направления максимума излучения. Для получения этой зависимости необходимо проводить электродинамическое или численное моделирование антенной системы.

КНД апертурной антенны определяется её площадью и КИП, зависящем от формы амплитудного распределения. КНД АР определяется количеством элементов в её составе (предполагается, что элементы АР расположены так, что дифракционные лепестки в её ДН отсутствуют), а также КИП, определяемом типом амплитудного распределения.

При электронном сканировании ДН КНД антенны меняется пропорционально $\cos\theta_0$ (θ_0 – отклонение луча ДН антенны от нормали и её поверхности). Для антенн с механоэлектрическим типом сканирования, очевидно, КНД не будет зависеть от направления максимума ДН, либо эта зависимость будет слабой и определяться в основном изменением уровня боковых лепестков ДН при сканировании. При «правильном» выборе параметров АР эту зависимость можно существенно ослабить.

Фазовое распределение в АР с механоэлектрическим типом сканирования

Фазовое распределение в АР с механоэлектрическим типом сканирования будет зависеть от расположения и ориентации подрешёток. В случае расположения подрешёток на горизонтальной плоскости (рисунок 43) фазовое распределение определяется выражением (6).

Если подрешётки АР располагаются на наклонной под углом θ_0 к горизонту плоскости (рисунок 46), то вместо выражения (6) необходимо записать:

$$\varphi_m = -kmD \sin(\theta^0 - \theta_0), \quad 0 \leq \theta^0 \leq 2\theta_0,$$

где $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$, θ^0 - направление максимума ДН АР ($0 \leq \theta^0 \leq 2\theta_0$).

$$\varphi_m = -kmD \sin(\theta^0 - \theta_0), 0 \leq \theta^0 \leq 2\theta_0 \quad (45)$$

Выводы по разделу

Используя полученные выражения, определяющие геометрических параметров АР с механоэлектрическим типом сканирования и учитывая влияние данных параметров на характеристики направленности решётки, можно оценить потенциально достижимый сектор углов сканирования и размеры всей АР.

Представленные в данной главе материалы были опубликованы автором в соавторстве в работах [68, 70, 71].

3. Электродинамическое моделирование АР с механоэлектрическим типом сканирования

3.1. Электродинамическое моделирование микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования

Одним из возможных подходов реализации механоэлектрического сканирования является разбиение плоской АР на механически вращаемые подрешётки с малыми размерами (ширина и высота), между подрешёткам вносятся линейный фазовые задержки, таким образом осуществляется сканирование в угломестной плоскости. Все подрешётки АР с механоэлектрическим типом сканирования располагаются на общем вращающемся основании, и так осуществляется сканирование в азимутальной области (рисунок 56).

Раздел посвящен разработке электродинамической моделей АР с механоэлектрическим типом сканирования, обладающей малыми массогабаритными показателями и широким сектором сканирования. Исследуются характеристик направленности АР с механоэлектрическим типом сканирования и её основных составных частей, проводится сравнение характеристик направленности при электронном и механоэлектрическим сканированиях идентичных микрополосковых АР. Моделирование АР с механоэлектрическим типом сканирования и основных их функциональных составляющих проводится в САПР электродинамического моделирования.

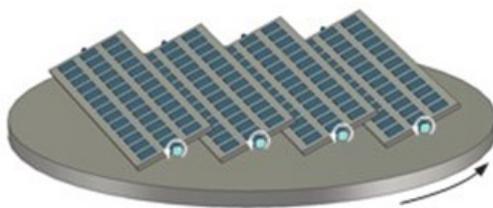


Рисунок 56 – Модель АР с механоэлектрическим типом сканирования

3.1.1. Исследование и разработка микрополосковой подрешётки для АР с механоэлектрическим типом сканирования

Для минимизации профиля разрабатываемой АР предлагается разбить решётку на подрешётки, содержащие лишь один излучающий элемент в угломестной плоскости. Излучающий элемент должен иметь малые высоту и вес, а также должен обладать технологичностью изготовления и дешевизной. Поскольку микрополосковый излучатель обладает всеми вышеперечисленными требованиями, он является подходящим для реализации

на его основе подрешётки AP с механоэлектрическим типом сканирования и дальнейших исследований.

Все представленные электродинамические исследования проводились с использованием различных методов (метод конечных разностей во временной области (FDTD) [72, 73], метод конечного интегрирования (FIT) [74, 75], метод моментов (MoM)) [76, 77] в прикладных программных пакетах [78–80].

Ниже представлены ДН микрополосковой излучателя (рисунок 57), на основе которого в дальнейшем исследовалась подрешётка для AP с механоэлектрическим типом сканирования. Исследуемый элемент состоит из двух излучателей, верхний пассивный излучатель необходим для увеличения полосы рабочих частот элемента. В качестве диэлектрической подложки используется вспененный полистирол с диэлектрической проницаемостью близкой к проницаемости воздуха.

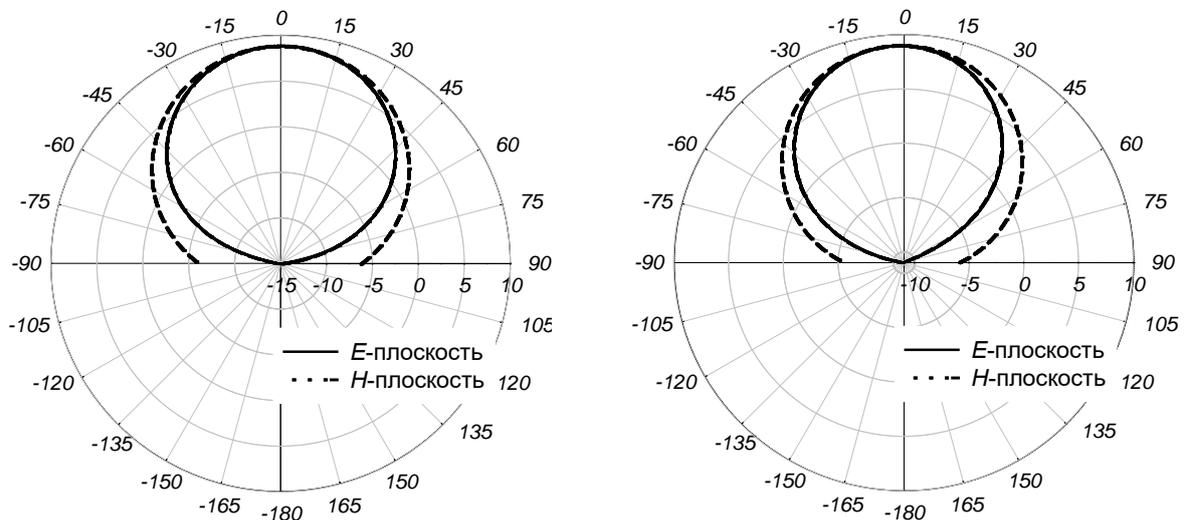


Рисунок 57– Объемные ДН микрополоскового элемента на частотах 10,75ГГц (слева) и 12,5 ГГц(справа)

Исследуемый элемент обладает полосой рабочих частот более 10% по критерию уровня отражений не более минус 10 дБ (рисунок 58) и технологичностью изготовления.

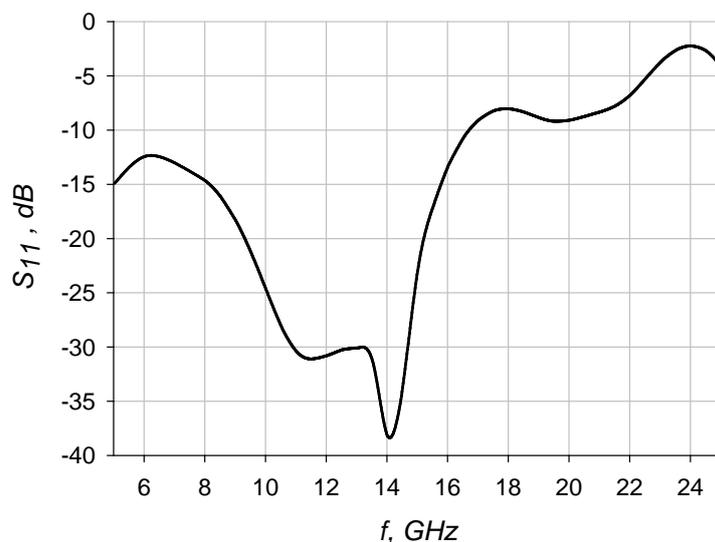


Рисунок 58 – Зависимость расчетного коэффициента отражения микрополоскового элемента от частоты

Для сохранения направленных характеристик АР с рассматриваемым механоэлектрическим сканированием эффект затенения подрешетками друг друга был уменьшен подбором оптимальной конфигурации решётки с помощью полученных аналитических выражений, описанных во второй главе диссертации.

Разработана электродинамическая модель подрешётки на основе двухслойного микрополоскового излучателя (рисунок 59). Подрешётка состоит из 20 элементов в азимутальной плоскости и одного элемента – в угломестной. Был разработан последовательно-параллельный делитель мощности, обеспечивающий уровень дифракционного излучения не более -10 дБ в рабочей полосе частот. Разработанный делитель мощности позволяет уменьшить расстояние между подрешётками до $0,8\lambda$ и уровень дифракционного излучения всей АР с механоэлектрическим типом сканирования в широком секторе углов сканирования. Излучающие элементы подрешётки расположены в верхней части подрешётки для уменьшения эффекта затенения подрешетками друг друга при управлении лучом [1]. Размеры исследуемой микрополосковой подрешётки составляют 273 x 25,5 x 3 мм. В качестве материала подложки используется вспененный полистирол с диэлектрической проницаемостью равной 1,1.

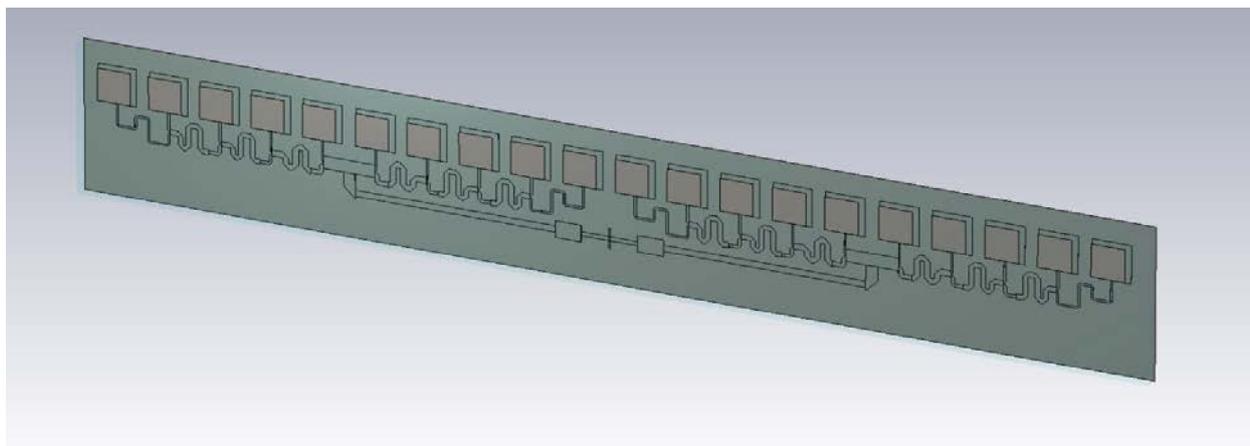
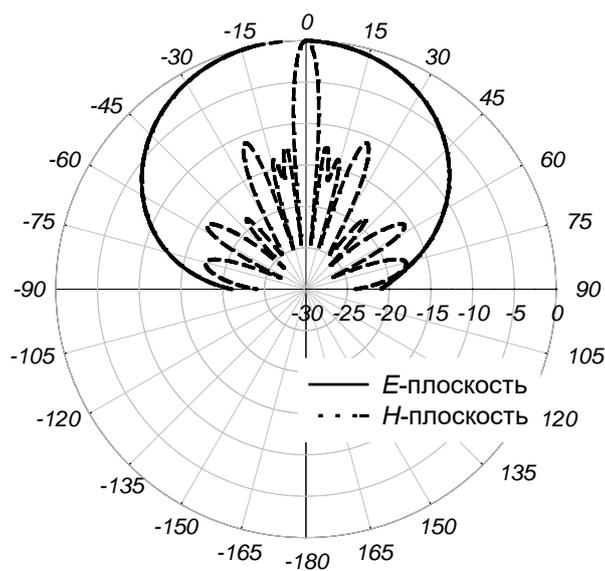


Рисунок 59 – САПР модель подрешётки для микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования

Ниже на рисунке 60 представлены расчетные ДН разработанной подрешётки на нижней и верхней частотах рабочего диапазона. График зависимости коэффициента отражения подрешётки от частоты приведен на рисунке 61.



а

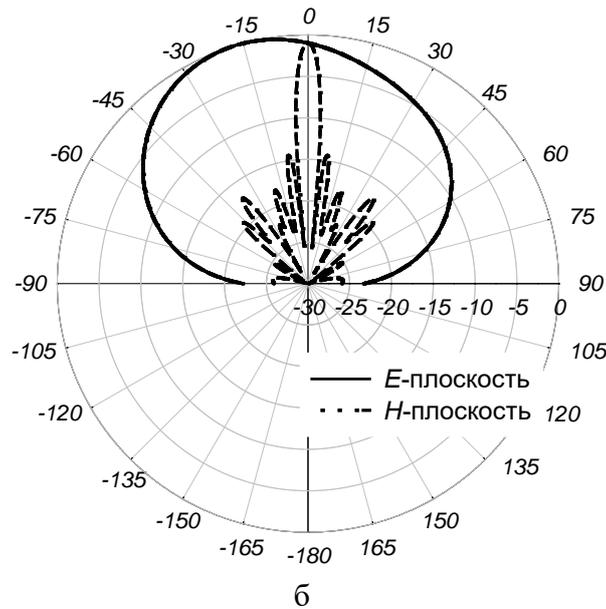


Рисунок 60– ДН подрешётки на частотах 11 ГГц (а) и 11,75 ГГц (б)

Зависимость коэффициента отражения исследуемой микрополосковой подрешётки от частоты представлена на рисунке 61.

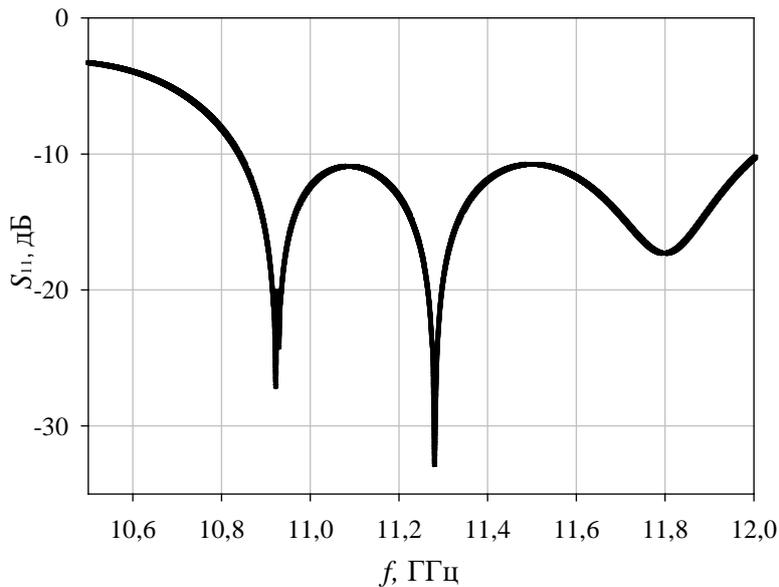


Рисунок 61 – Зависимость расчетного коэффициента отражения микрополосковой подрешётки от частоты

Сужение рабочего диапазона частот разработанной подрешётки, по сравнению с полосой элемента, как видно из рисунков 58 и 61, связано с использованием последовательной схемой деления мощности в подрешётке.

Уровень расчетного коэффициента отражения подрешётки не превышает минус 10 дБ в полосе частот от 10,8 ГГц до 12 ГГц. Ниже на рисунке 62 приведена зависимость КУ подрешётки от частоты.

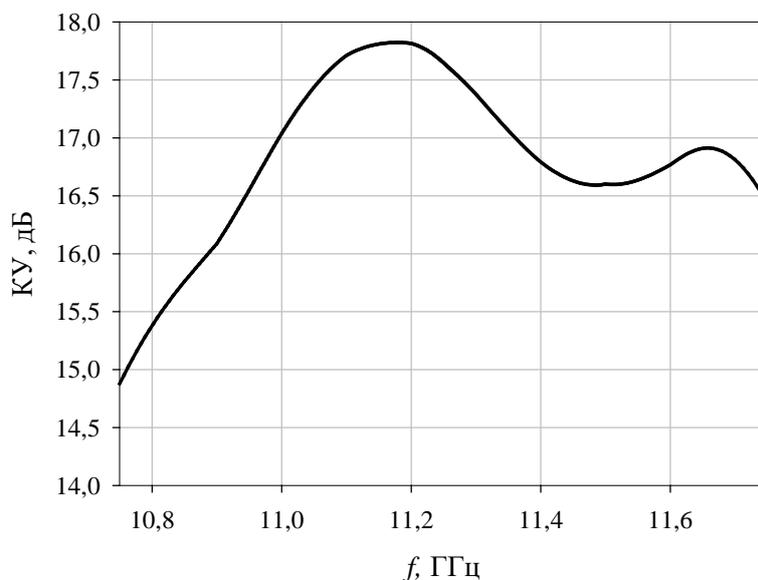


Рисунок 62– Зависимость расчетного КНД подрешётки от частоты

Расчетный КУ исследуемой подрешётки в полосе частот 11–11,6 ГГц составляет не менее 16,5 дБ, что соответствует значению апертурного КИП 30%. Невысокий КИП подрешётки можно объяснить микрополосковой конфигурацией структуры: потерями в цепях питания (делителе мощности) и потерями в диэлектрической подложке подрешётки. Требуется дополнительное исследование возможности повышения эффективности разработанной микрополосковой решётке, поскольку в современной научно-технической литературе представлены разработки микрополосковых АР с эффективностью выше 30%.

На рисунке 63 показана зависимость бокового излучения исследуемой подрешётки от частоты в E -плоскости и H -плоскости.

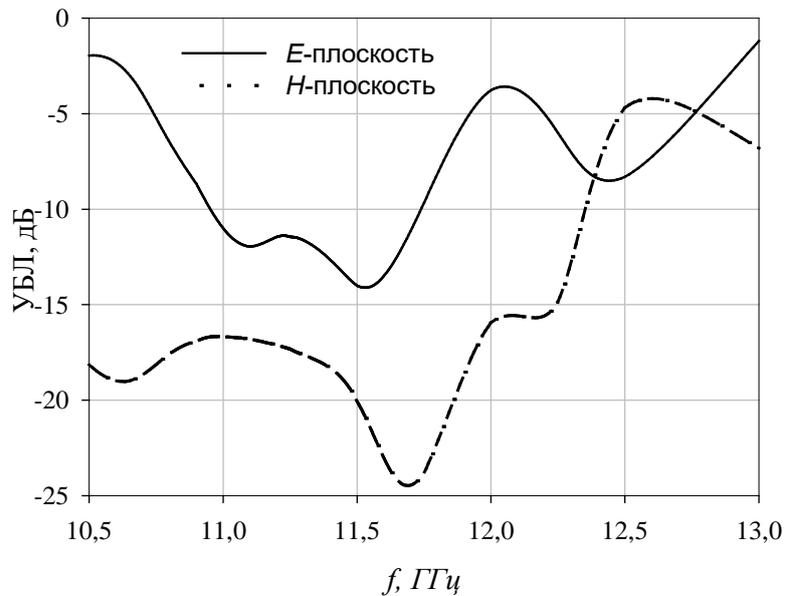


Рисунок 63 – Зависимость расчетного УБЛ подрешётки от частоты в E и H -плоскостях

Разработанная микрополосковая подрешётка обладает малыми массогабаритными показателями, а также технологичностью в изготовлении. Предлагаемая конфигурация подрешётки позволяет на её основе разработать АР с механоэлектрическим типом сканирования для исследования энергетических характеристик решётки с предложенным типом управления лучом при различных углах сканирования.

3.1.2. Исследование и разработка микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования

На следующем этапе электродинамического исследования на основе разработанной подрешётки была создана модель АР с механоэлектрическим типом сканирования. АР состоит из 8 идентичных подрешеток, шаг решётки составил $0,8\lambda$. Управление лучом осуществляется путем механического поворота подрешёток на угол отклонения луча (θ) и внесением линейной фазовой задержки между подрешётками, равной $\varphi = d_{AP} \cdot \sin \theta$, где d_{AP} – шаг решётки.

На рисунке 64 представлена САПР-модель АР с механоэлектрическим типом сканирования при различном наклоне луча в плоскости сканирования.

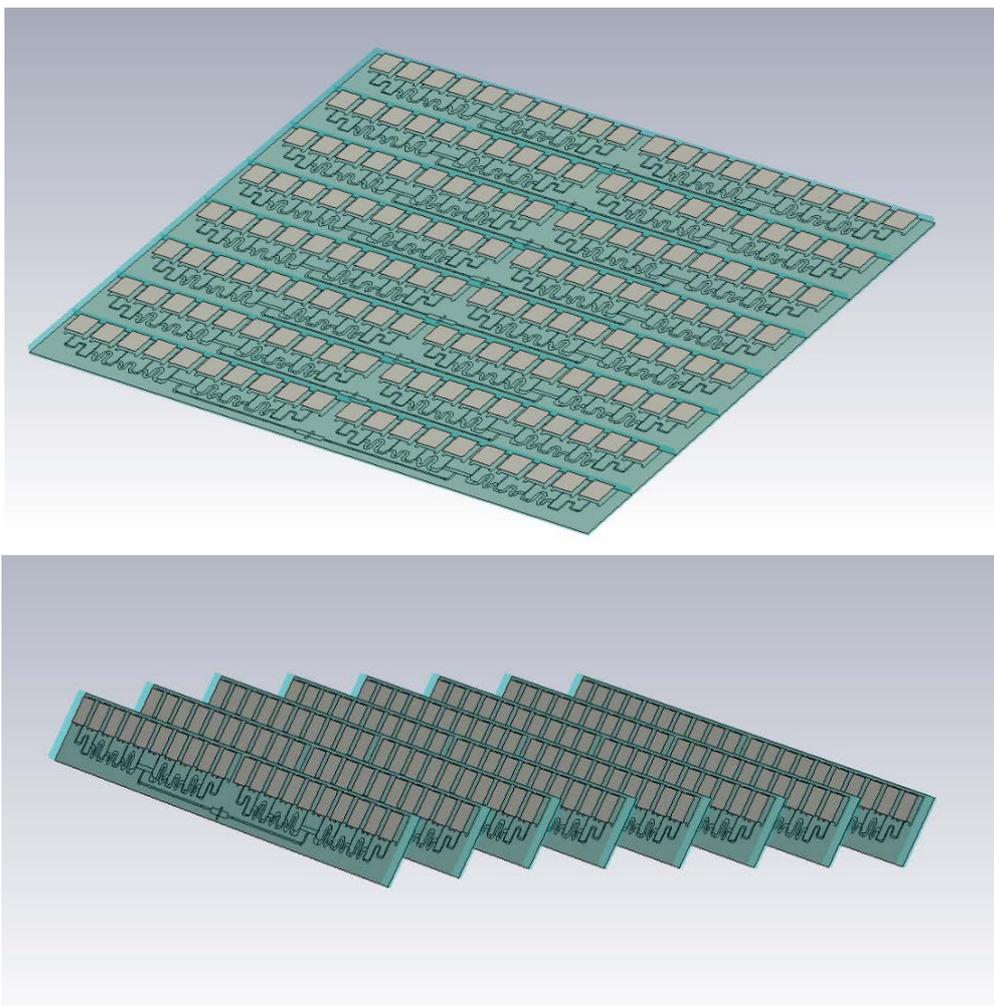


Рисунок 64— САПР модель МПАР с механоэлектрическим типом сканирования (вверху – нулевое отклонение луча; внизу –отклонение луча на 60°)

Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных углах отклонения луча приведены на рисунках 65–67. Электродинамический расчет проводился с использованием метода конечных разностей во временной области (FDTD). Все расчетные характеристики микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования приведены для угломестной плоскости, поскольку в азимутальной плоскости сканирование осуществляется механическими вращением общего основания, на котором размещены подрешётки антенны, поэтому ДН остается фиксированной в данной плоскости.

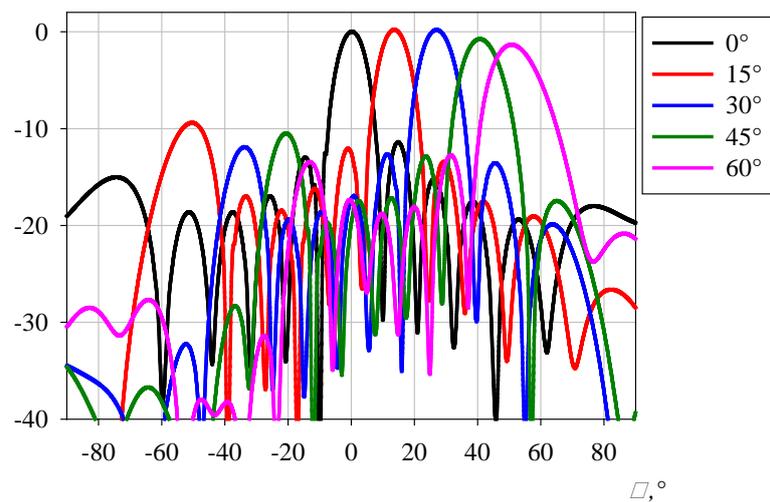


Рисунок 65 – ДН МПАР с механоэлектрическим типом сканирования при различных отклонениях луча на частоте 11 ГГц

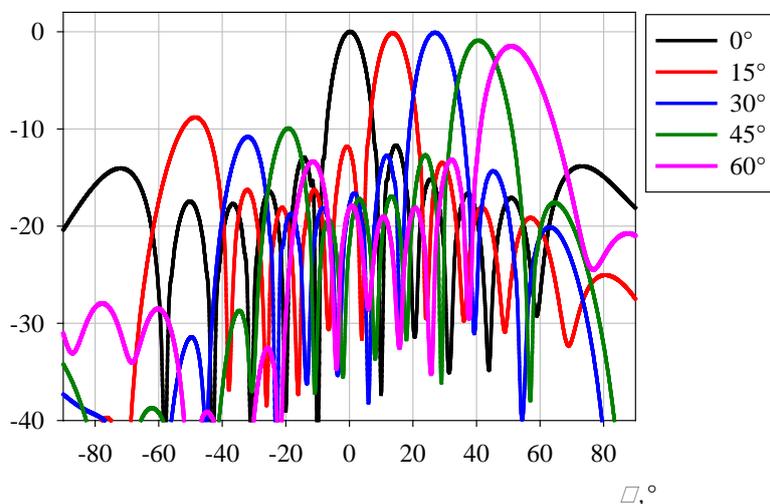


Рисунок 66 – ДН МПАР с механоэлектрическим типом сканирования при различных отклонениях луча на частоте 11,25 ГГц

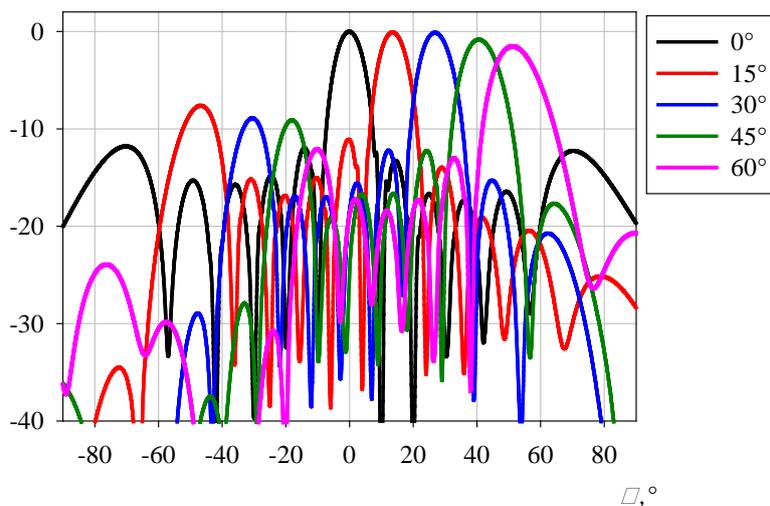


Рисунок 67 – ДН МПАР с механоэлектрическим типом сканирования при различных отклонениях луча на частоте 11,5 ГГц

Как видно из расчетных ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования, деградация КНД исследуемой решётки при отклонении луча на 60° не превышает 1,65 дБ. При отклонении луча на 70° эффект затенения подрешеток друг друга приводит к ухудшению характеристик направленности АР с МЭС на 3 дБ. При углах сканирования 70° – 90° происходит резкое снижение направленности исследуемой АР. Ниже приведен график зависимости КНД АР с механоэлектрическим типом сканирования от частоты при различных отклонениях максимума ДН (рисунок 68).

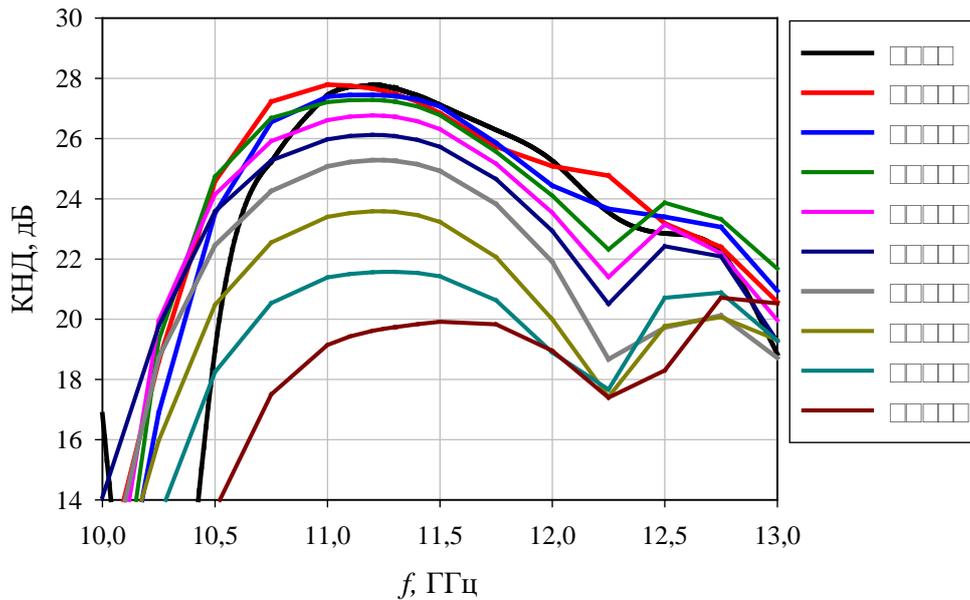


Рисунок 68 – Зависимость расчетного КНД АР с механоэлектрическим типом сканирования от частоты при различных отклонениях максимума ДН

Ухудшение направленных характеристик АР связано с эффектом затенения подрешётками друг друга и с возрастающим уровнем бокового излучения ДН решётки при повороте подрешёток более чем на 60° (рис. 69).

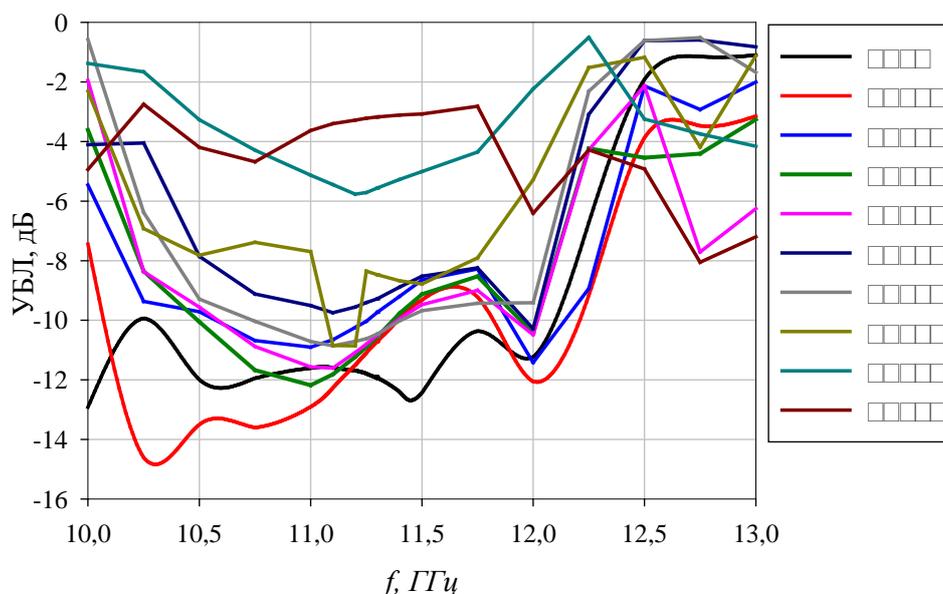


Рисунок 69 – Зависимость расчетного УБЛ ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования от частоты при различных углах поворота подрешёток

Выводы по подразделу

Результаты электродинамического исследования микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования показали возможность реализации сканирующих АР на механоэлектрическом способе управления лучом, а также сохранение направленных характеристик АР в секторе углов $\pm 60^\circ$ (по критерию уменьшения КУ не более чем на 3 дБ). Стоит отметить, что полученные результаты электродинамического исследования микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования имеют качественную корреляцию с результатами аналитического исследования двумерной АР с рассматриваемым типом сканирования. Главными недостатками представленной микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования являются низкая эффективность (малый КИП) и узкополосность. На следующем этапе работы целесообразно исследовать другой тип излучателя и возможность создания на его основе высокоэффективной АР с исследуемым типом управления лучом.

3.2. Электродинамическое моделирование АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо

Подраздел посвящен исследованию резонатора Фабри–Перо и созданию на его основе низкопрофильной АР с механоэлектрическим типом сканирования для организации спутниковой связи в движении.

Обеспечения непрерывной работы систем спутниковой связи и передачи данных для мобильных потребителей на подвижных объектах необходимы антенны не только с малыми массогабаритными параметрами, но и достаточным коэффициентом усиления, позволяющим осуществлять прием-передачу сигнала непосредственно со спутника. Одной из задач является обеспечения достаточного усиления во широком секторе сканирования, и особенно при малых углах, так как большая часть РФ находится в географических широтах, превышающих 60° с.ш.

Подрешётка на основе микрополоскового излучателя (описанная в подразделе 3.1.1) обладает недостаточной эффективностью (малым КИП) для приема и передачи сигналов со спутника (увеличение площади микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования не всегда целесообразно, поскольку спутниковые терминалы связи на мобильных объектах ограничены в своих габаритах), поэтому исследуется возможность создания АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе резонаторов Фабри–Перо.

Резонатор Фабри–Перо широко известен своим применением в оптике. В классическом виде он представляет два соосных, параллельно расположенных и обращенных к друг другу зеркала, между которыми может формироваться резонансная оптическая стоячая волна. Одно из зеркал, как правило, делают частично пропускающим для преимущественного вывода мощности в этом направлении.

В последнее время активно исследуется применение резонатора Фабри-Перо в радиочастотном диапазоне [81-85]. Применение вышеописанного принципа в радиочастотном диапазоне позволяет конструировать высокоэффективные и технологически простые в исполнении излучатели.

Принцип действия

Для существования резонанса в резонаторе Фабри-Перо необходимо чтобы расстояние между двумя плоскими параллельными зеркалами соответствовало $\lambda/2 + n\lambda$, где n – это натуральное число, включая 0. Однако в этом случае резонанс будет существовать только на одной частоте, таким образом вся система будет узкополосной. Для достижения условий резонанса в широкой полосе частот необходимо, чтобы один из отражателей имел

положительный наклон фазы отраженной волны. Подобное поведение фазовой кривой позволяет компенсировать изменение резонансной длины волны и установить постоянную электрическую длину, соответствующую $\lambda/2$ между двумя рефлекторами. Один из методов создания частично отражающей поверхности (ЧОП) заключается в использовании частотно-селективной поверхности (ЧСП). Двухслойный элемент подобной ЧСП, выступающий как ЧОП, представлен на рисунке 70.

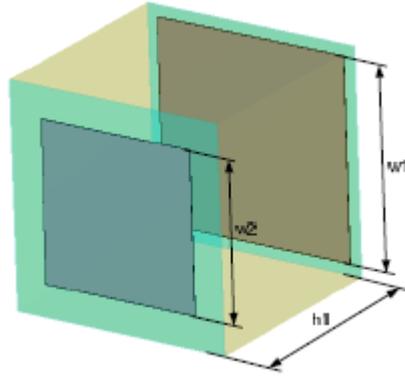


Рисунок 70 – Единичный элемент

Элемент ЧОП состоит из двух слоев полуволновых микрополосковых излучателей и слоя из диэлектрика, с $\epsilon=1,05$, между излучателями. Параметры элемента: $h_1=12.7$ мм, $w_2=9.5$ мм, w_1 –переменный параметр.

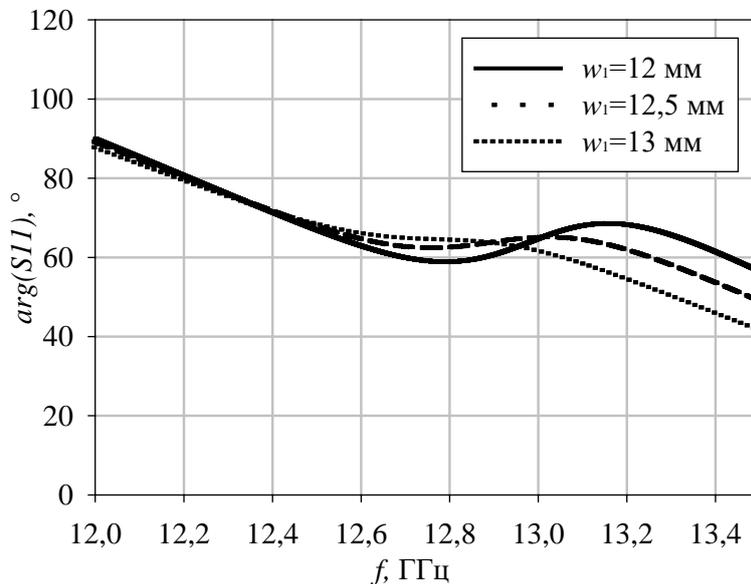


Рисунок 71 – Зависимость фазы отраженной волны единичного элемента от частоты

Фаза отраженной волны данного элемента (рис.71) имеет изгиб на резонансной частоте, таким образом обеспечивая положительный наклон в ограниченной полосе частот. На рисунке продемонстрированы кривые для

трех разных размеров излучателя, находящегося в первом слое, w_1 . С уменьшением размера w_1 фаза отраженной волны достигает эталонной кривой в более широкой полосе частот, но модуль коэффициента отражения при этом значительно ухудшается (рис.72).

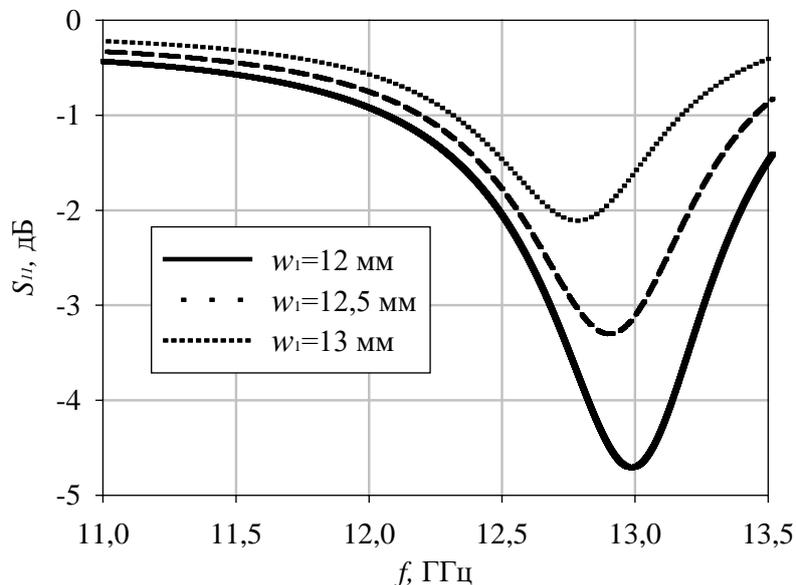


Рисунок 72 – Зависимость коэффициента отражения единичного элемента от частоты

Таким образом можно исследовать возможность создания излучающего элемента на основе двухслойной ЧСП, функционирующего в некоторой полосе частот при определенных геометрических размерах элемента.

Резонатор Фабри-Перо

Для сохранения минимального профиля антенной системы необходимо выбрать минимальное расстояние между зеркалами (ЧСП), соответствующее $\lambda/2$. Максимально достижимый КИП – также является одним из главных критериев при разработке элемента, на основе которого будет исследована подрешётка AP с механоэлектрическим типом сканирования. Модель исследуемого антенного элемента показана на рисунке 73. Размеры антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо составляют 80 x 80 x 66 мм [86].

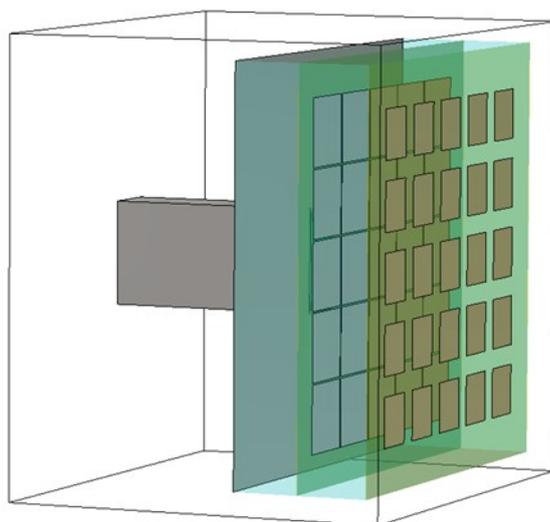


Рисунок 73 – САПР–модель антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо

Открытый конец волновода с согласующей пирамидой использовался как возбудитель для резонатора Фабри-Перо (рис. 74). Поскольку согласование является одним из важных критериев при проектировании ЧСП, для этой цели и была использована диэлектрическая пирамида, выполненная из PTFE ($\epsilon=2,1$), согласующая в широкой полосе частот (рис.75).

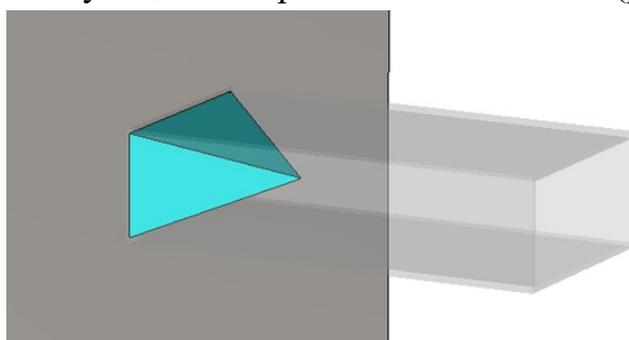


Рисунок 74 – Согласующую пирамида на входе волновода, возбуждающего резонатор Фабри–Перо

Зависимость коэффициента усиления резонатора Фабри-Перо от частоты в двух различных конфигурациях приведена на рисунке 75.

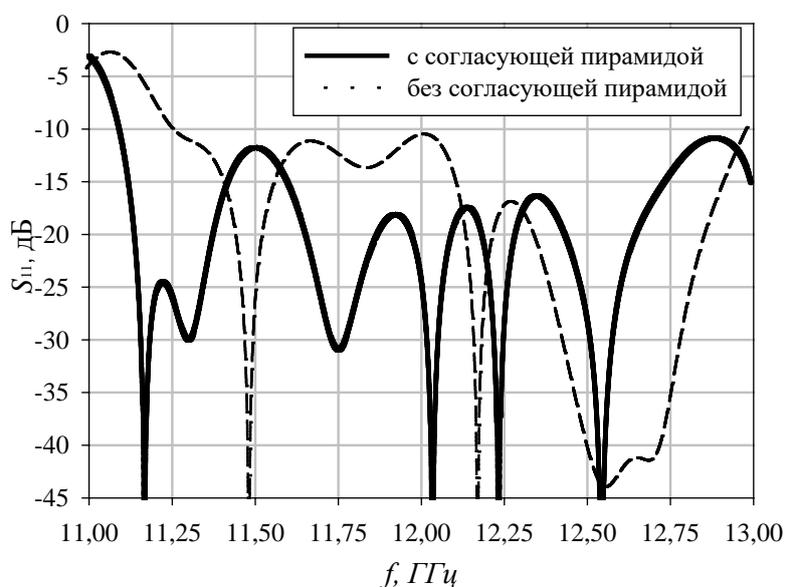


Рисунок 75 – Зависимость коэффициента отражения антенного элемента на основе резонатора Фабри-Перо от частоты

При наличии согласующей пирамиды в раскрытие волновода, возбуждающего резонатор Фабри-Перо, уровень отражений не превышает минус 10дБ во всем приемном Ку-диапазоне частот.

ДН исследуемого антенного элемента на основе резонатора Фабри-Перо на нижней и верхней частоте рабочего диапазона частот показаны на рисунке 76.

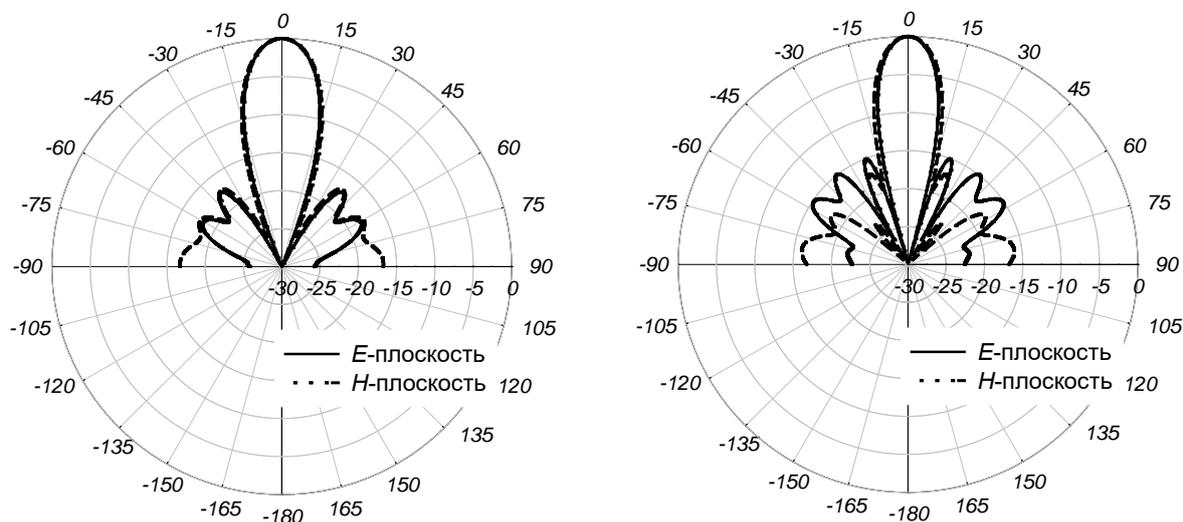


Рисунок 76 – Расчетные ДН антенного элемента на основе резонатора Фабри-Перо на частоте 12 ГГц(слева), Расчетная ДН резонатора Фабри-Перо на частоте 12,5 ГГц(справа)

Рабочий диапазон частот резонатора определялся по уровню КУ не менее 19,5 дБ. График зависимости КУ резонатора Фабри-Перо от частоты

приводится на рисунке 77. Стабильность КУ антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо наблюдается в полосе частот около 7%, что является достаточно широкой полосой для излучающих структур на основе ЧСП ввиду сложной настройки наклона фазы отраженной волны в ЧСП.

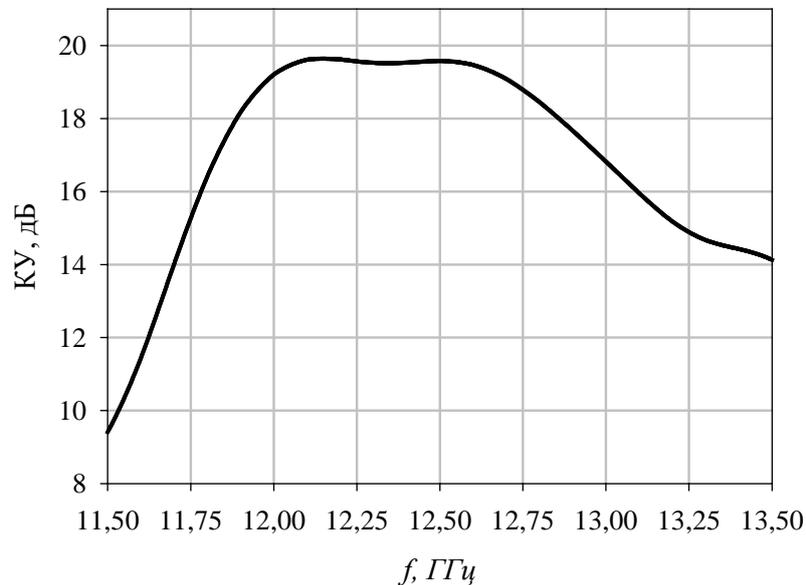


Рисунок 77– График зависимости КУ антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Апертурный КИП исследуемого резонатора Фабри–Перо в рабочем диапазоне частот составил не менее 70%. По результатам исследования эффективности резонатора Фабри–Перо, данный тип излучателя можно отнести к классу высокоэффективным и перспективным для дальнейшего построения и исследование на его основе подрешётки АР с механоэлектрическим типом сканирования.

Ниже также показана зависимости УБЛ антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо от частоты (рис. 78).

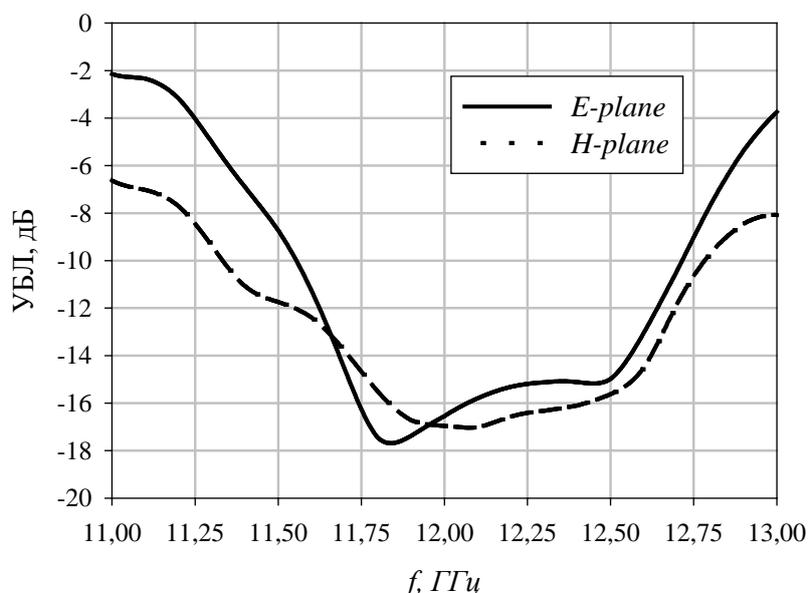


Рисунок 78 – График зависимости УБЛ элемента подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо от частоты в E и H –плоскостях

Уровень бокового излучения антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо не превышает -14 дБ в двух ортогональных плоскостях.

Одна из главных причин высокой эффективности резонатора Фабри–Перо является отсутствие потерь в цепях питания в отличие от микрополоскового излучателя, у которого значительная часть потерь приходится на потери в делителях мощности. Однако существенным недостатком резонатора Фабри–Перо является узкая рабочая полоса частот ввиду резонансной природы ЧСП.

3.2.1. Исследование и разработка подрешётки АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо

На следующем этапе исследования на основе разработанного антенного элемента резонатора Фабри–Перо была исследована и разработана подрешётка для АР с механоэлектрическим типом сканирования и проведено исследование энергетических и направленных характеристик подрешётки.

Одной из главных задач при проектировании подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо являлась разработка диаграммообразующей схемы

(ДОС) подрешётки. Разрабатываемая ДОС должна соответствовать следующим критериям:

1. Малые габариты и профиль;
2. Малые потери;
3. Простота и технологичность изготовления.

На основе резонатора Фабри–Перо с линейной поляризацией было проведено исследование антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо с круговой поляризацией, а также исследование ДОС, обеспечивающей круговую поляризацию сигнала, которые необходимы для дальнейших экспериментальных исследований АР с механоэлектрическим типом сканирования на реальном спутниковом сигнале. Наиболее устойчивым сигналом на территории г. Красноярска 56° с.ш. (где предполагается проводить экспериментальные исследования) обладает геостационарный телекоммуникационный КА Express AT1 с передающими антеннами круговой поляризации. ЧСП для антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо используется идентичная элемента с линейной поляризацией.

В качестве возбуждающей схемы антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо с круговой поляризацией была разработана схема, состоящая из двух ортогональных Г-образных щелей в металлическом экране (рисунок 79).

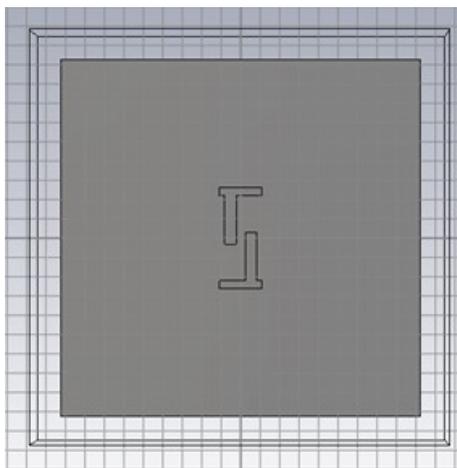


Рисунок 79 – Схема возбуждения антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо с круговой поляризацией

На рисунке 80 представлена зависимость коэффициента отражения исследуемого антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частоты.

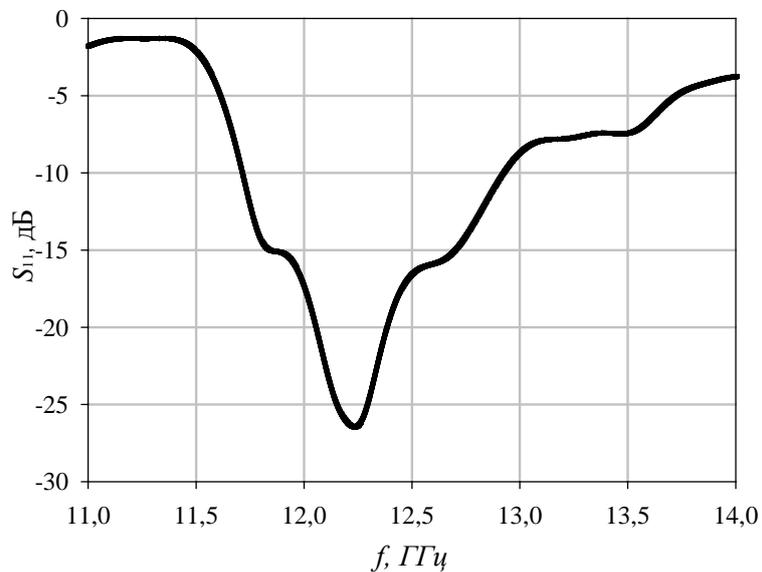


Рисунок 80 – Зависимость расчетного коэффициента отражения антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частот

У разработанный антенного элемента с круговой поляризацией уровень отражение не более -10 дБ в полосе частот от 11,75 до 12,9 ГГц. ДН антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо показаны на рисунке 81 на частотах 11,75 ГГц(а) и 12,9 ГГц(б) соответственно.

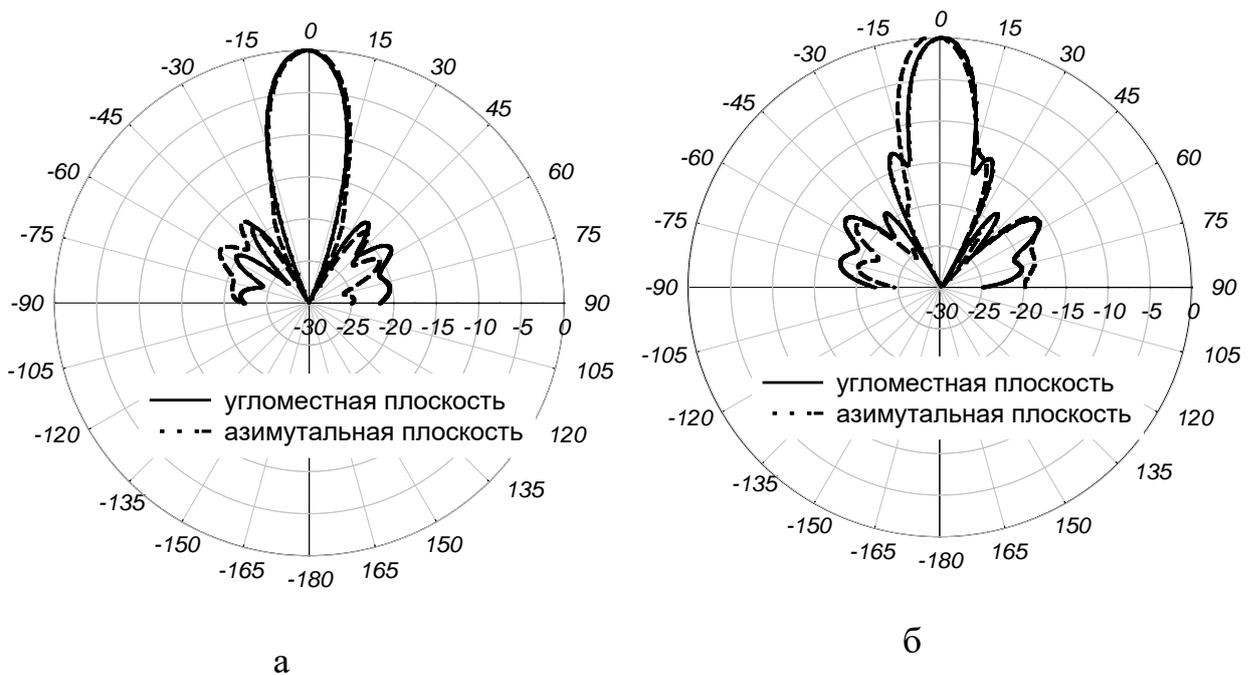


Рисунок 81– ДН антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо на частотах 12 ГГц(а) и 12,5 ГГц (б)

На частоте 12,9 ГГц наблюдается снижение КУ элемента с круговой поляризацией ввиду возрастания первого бокового лепестка ДН (рисунки 81-82).

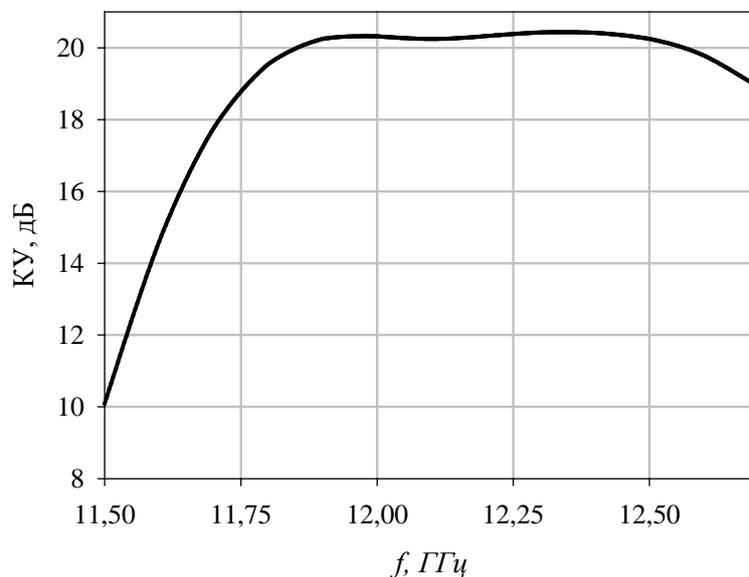


Рисунок 82 – Зависимость КУ антенного элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Расчетный коэффициент эллиптичности (КЭ) исследуемого элемента с круговой поляризацией составляет не менее 0,7 в рабочем диапазоне частот (рисунок 83), в максимумах достигая 0,85.

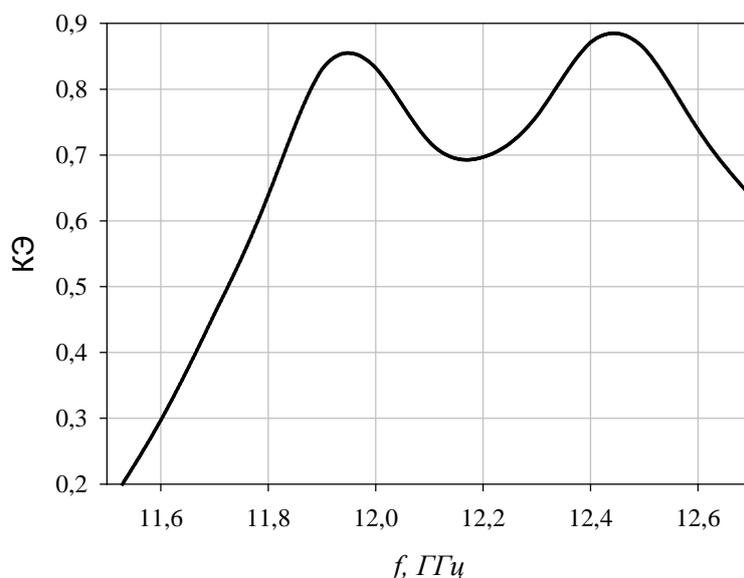


Рисунок 83 – Зависимость расчетного коэффициента эллиптичности элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Расчетный УБЛ исследуемого элемента с круговой поляризацией не превышает минус 10дБ в полосе частот от 11,5ГГц до 13 ГГц (рисунок 84).

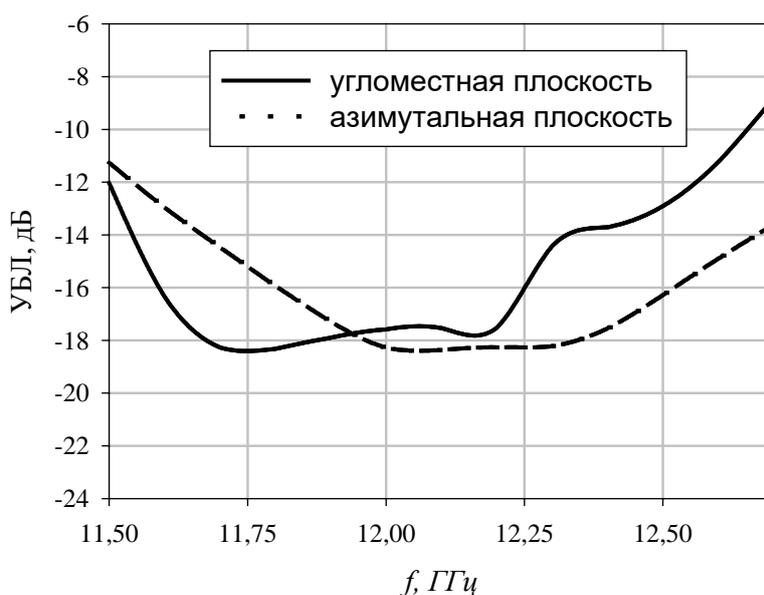


Рисунок 84 – Зависимость УБЛ элемента с круговой поляризацией на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Диаграммообразующая схема (ДОС) АР на основе разработанного антенного элемента с круговой поляризацией (рисунок 85) спроектирована на основе пустотелых бинарных волноводных делителей малой толщины, что позволяет снизить потери в линиях передачи и увеличить эффективность всей антенной системы в целом при сохранении малого профиля ДОС (менее 10

мм). подрешетка реализована из пяти слоев, три из которых занимает делитель мощности, один – слой излучателей и слой запитки. В первом слое выполнен переход с волновода WR-75, переходящий в бинарный делитель мощности в Е-плоскости. Во втором слое располагаются две ступени бинарного деления мощности в Н-плоскости. Третий слой содержит переходные щели с одного слоя волноводов на другой, кроме того, он выполняет роль широких стенок волноводов. В четвертом слое располагаются еще две ступени бинарных делителей мощности в Н-плоскости. В пятом слое располагаются излучающие щели, запитывающие резонаторы Фабри–Перо.

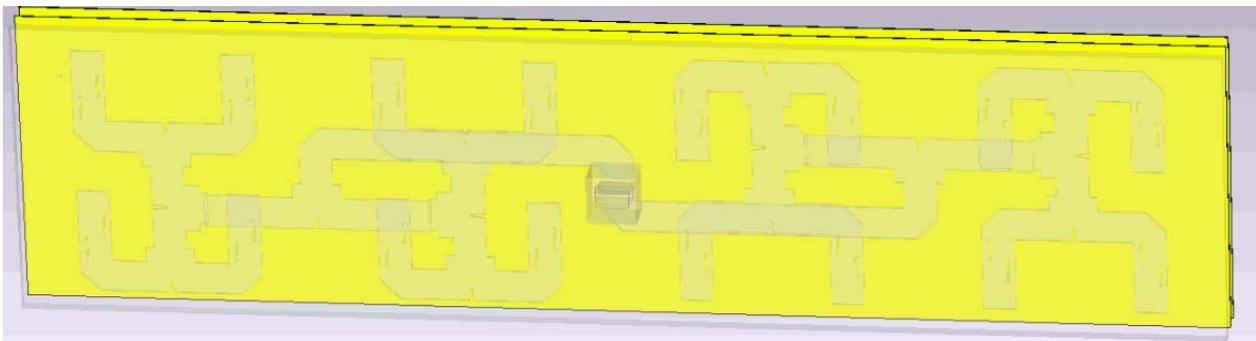
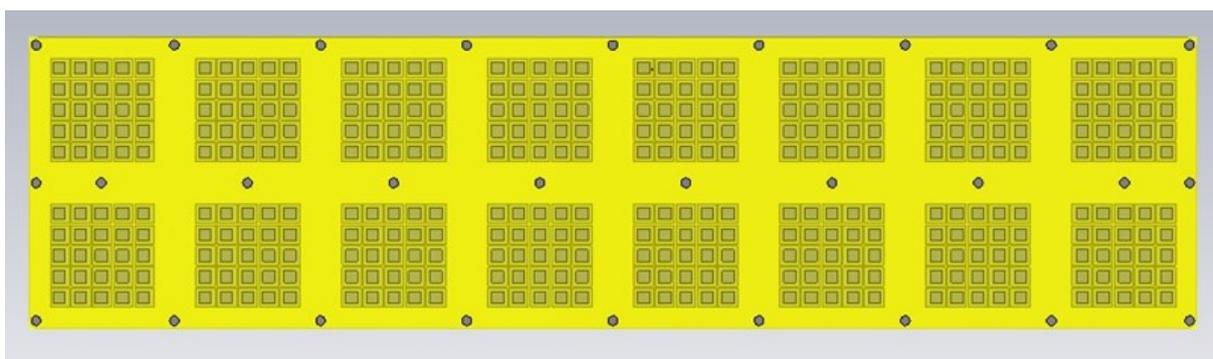


Рисунок 85 – Делитель мощности подрешётки на основе антенного элемента с круговой поляризацией

Исследуемая подрешётка состоит из 8 элементов в азимутальной плоскости и 2 элементов в плоскости сканирования (рисунок 86). Размеры подрешётки 740 x 185 x 36 мм.



а

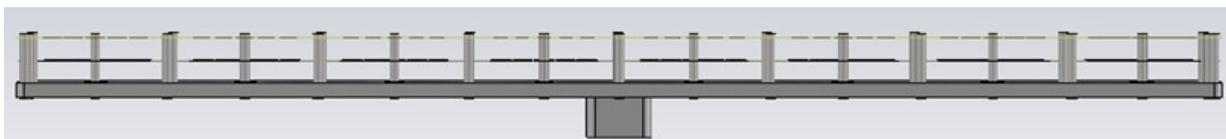


Рисунок 86 – Подрешётка на основе резонаторов Фабри–Перо круговой поляризации вид сверху (а), вид сбоку (б)

Расчетный коэффициент отражения исследуемой подрешётки представлен на рисунке 87. КО подрешётки не превышает -13 дБ в полосе частот от 11,8 ГГц до 12,6 ГГц, обеспечивая уровень обратных потерь не более 0,22 дБ в линиях передач исследуемой ДОС подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо. Уменьшение полосы частот подрешётки по уровню отражений минус 10дБ относительно полосы частот единичного элемента с круговой поляризацией связано с переотражениями на каждой из 4х ступеней деления в бинарном делителе мощности, рассогласованности между питающим волноводом и делителем, делителем и излучающими щелями.

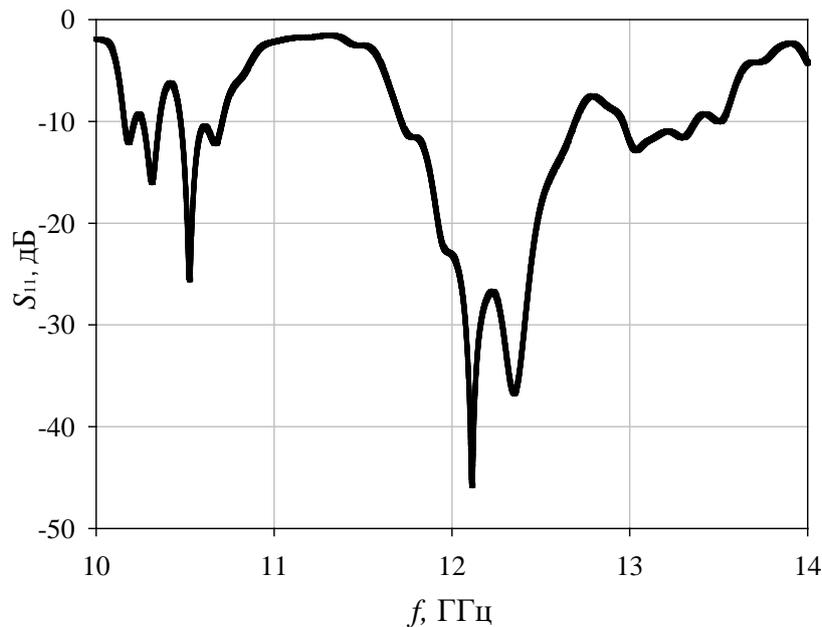


Рисунок 87 –Зависимость коэффициента отражения подрешётки на основе антенного элемента с круговой поляризацией от частоты

Ниже на рисунках 88–90 представлены расчетные ДН исследуемой подрешётки на частотах 11,9 ГГц, 12,2 ГГц и 12,5 ГГц в плоскости сканирования (H) и азимутальной плоскости (E).

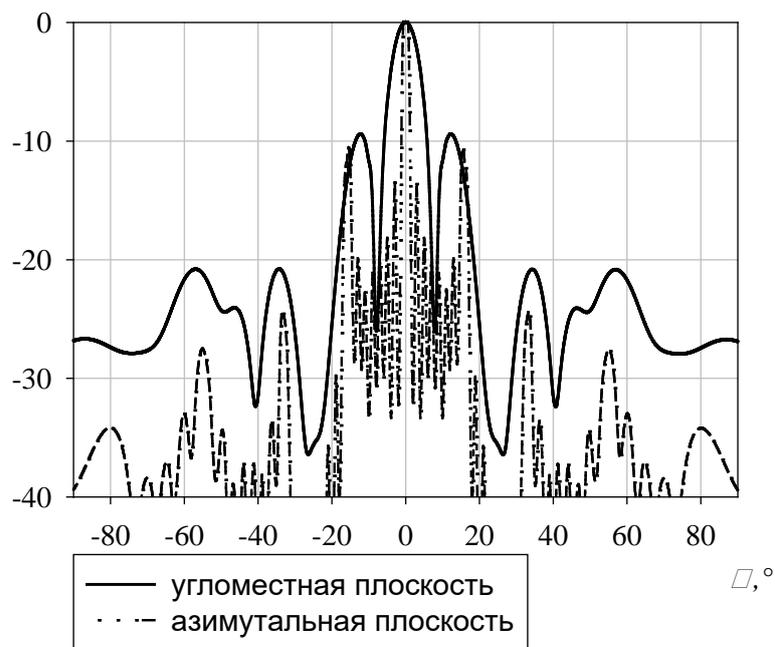


Рисунок 88 – ДН подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией на частоте 11,9 ГГц в двух плоскостях

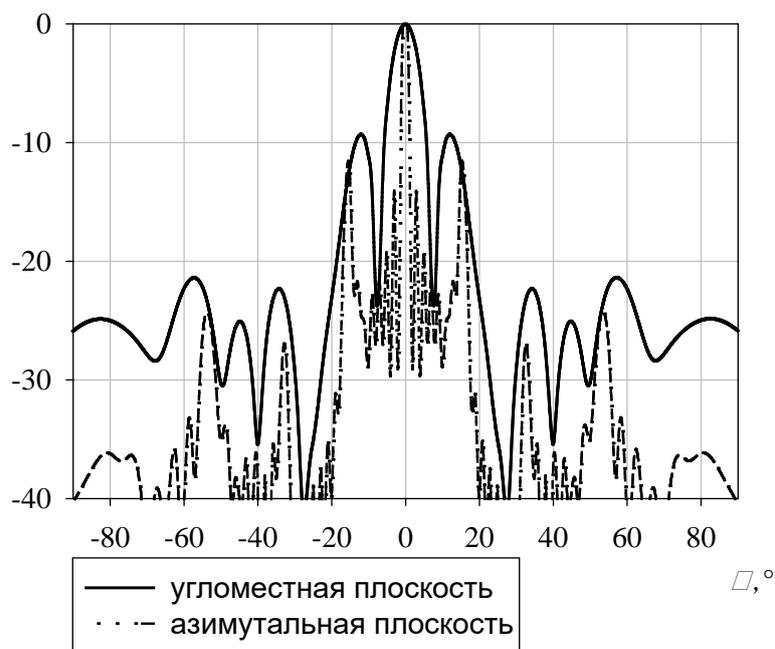


Рисунок 89– ДН подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией на частоте 12,2 ГГц в двух плоскостях

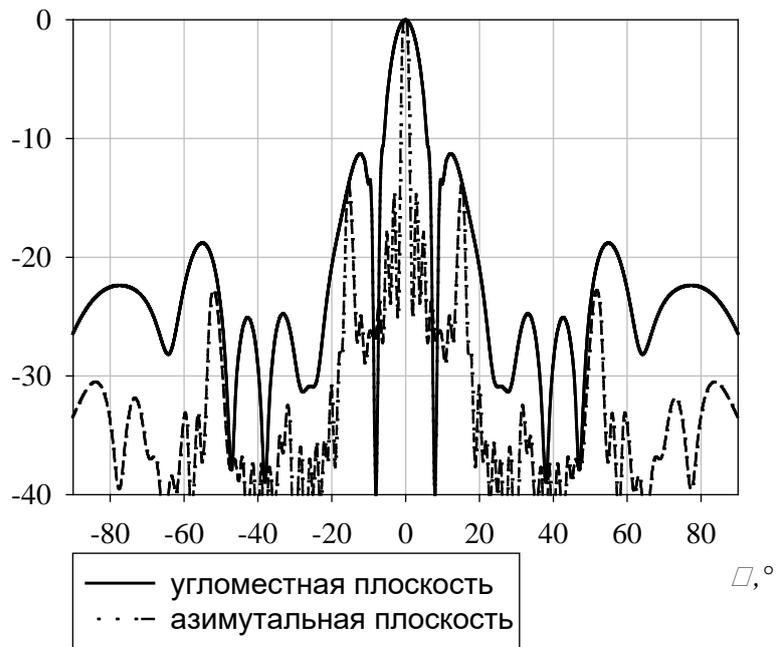


Рисунок 90– ДН подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией на частоте 12,5 ГГц в двух плоскостях

Зависимость расчетного КУ исследуемой подрешётки от частоты показана на рисунке 91. КУ подрешётки составляет не менее 32,5дБ в полосе частот от 11,9 ГГц до 12,5 ГГц.

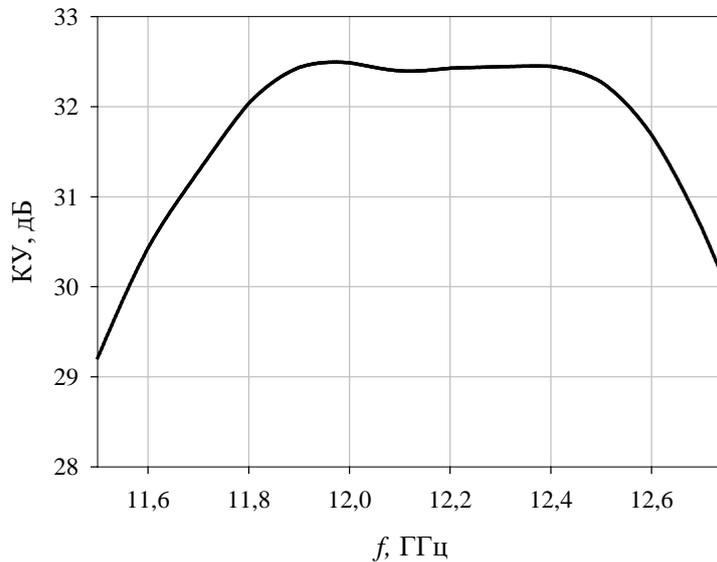


Рисунок 91 – Зависимость расчетного КУ подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией от частоты

На рисунке 92 представлен расчетный УБЛ исследуемой подрешётки от частоты в азимутальной плоскости (H) и плоскости сканирования (E). Высокий УБЛ в азимутальной плоскости (H) выше минус 10дБ в НЧ-области рабочего

диапазона длин волн можно объяснить повышенным уровнем дифракционных лепестков поскольку шаг между элементами больше λ .

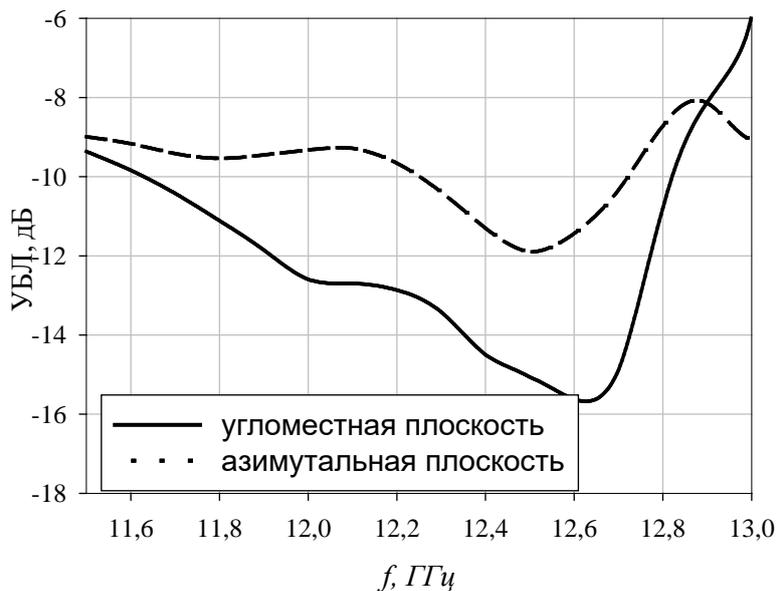


Рисунок 92 – Зависимость расчетного УБЛ подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией в E и H -плоскостях от частоты

Зависимость КЭ подрешётки на основе разработанного элемента с круговой поляризацией от частоты показана на рисунке 93. В НЧ области рабочего диапазона длин волн подрешётки КЭ достигает 0,9, в ВЧ области снижается до 0,6.

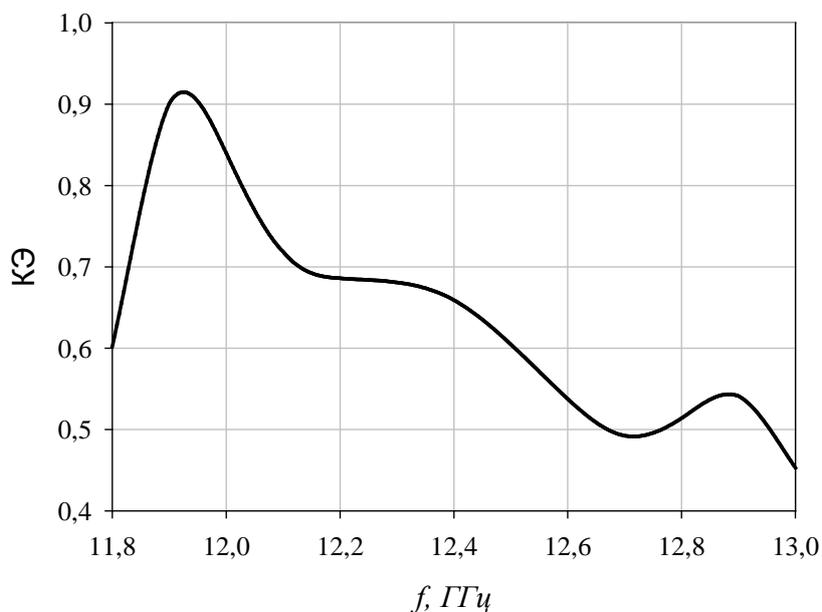
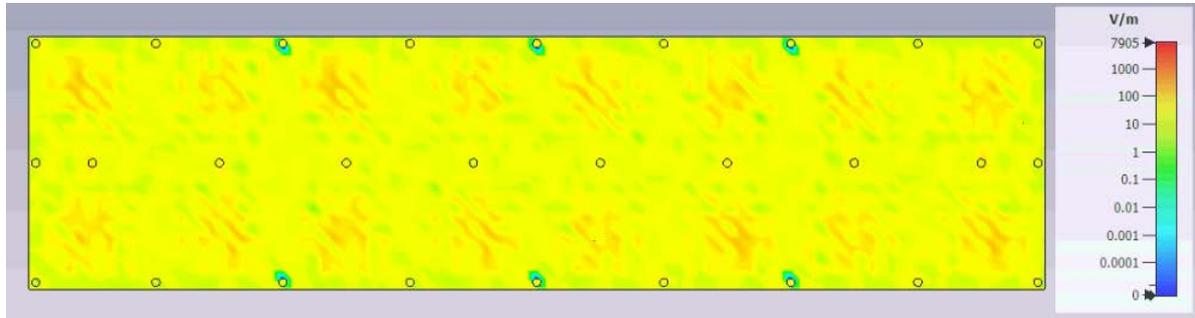
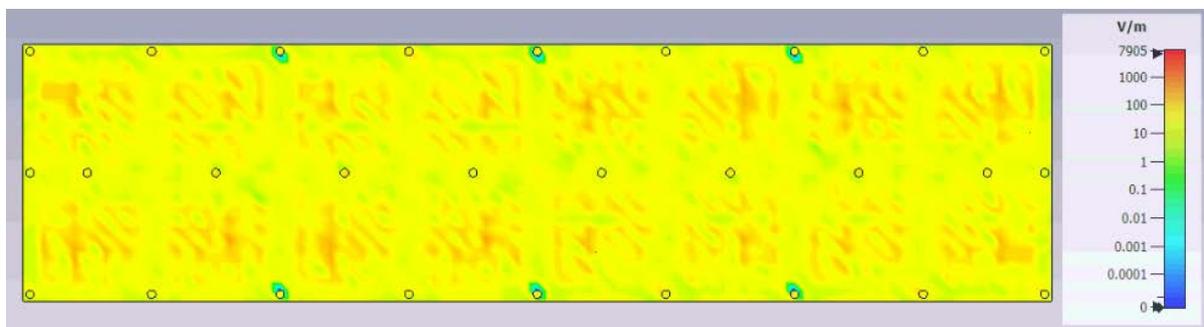


Рисунок 93– Зависимость расчетного КЭ подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией в E и H -плоскостях от частоты

Амплитудные распределения в раскрыве исследуемой подрешётке на основе элемента с круговой поляризацией на частотах 11,9 ГГц и 12,5 ГГц показывают достигнутое близкое к равномерному распределение амплитуд (рисунок 94).



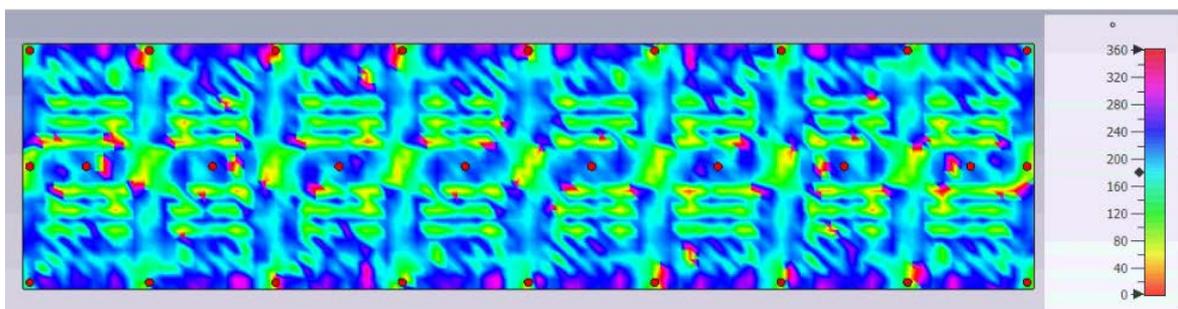
а



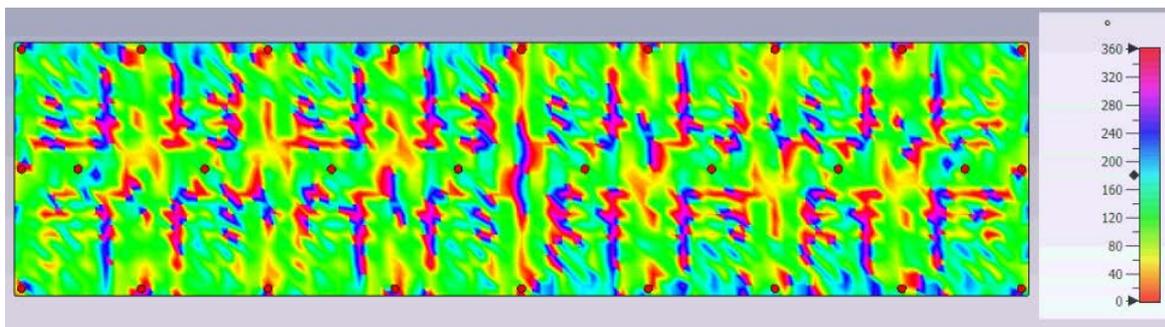
б

Рисунок 94 – Амплитудное распределение в раскрыве исследуемой подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией на частотах 11,9 ГГц (а) и 12,5 ГГц (б)

Фазовые искажения в апертуре исследуемой подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией связаны с неточной настройкой наклона фазы отраженной волны в ЧСП элемента, взаимном влиянии элементов друг на друга (рисунок 95).



а



б

Рисунок 95 – Фазовое распределение в раскрыве исследуемой подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией на частотах 11,9 ГГц (а) и 12,5 ГГц (б)

Эффективность исследуемой подрешётки на основе элемента с круговой поляризацией составляет более 60% (по оценке КИП подрешётки). Достигнутая эффективность показывает возможность реализации АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе разработанной подрешётки и использование её в мобильных спутниковых терминалах.

3.2.2. Исследование и разработка АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе резонатора Фабри–Перо

На основе разработанной подрешётки с элементом круговой поляризации исследуется возможность реализации АР с предлагаемым управлением лучом. Исследуемая АР состоит из двух идентичных подрешёток размерностью 8 x 2, расстояние между подрешётками 115 мм (рисунок 96). Расстояние между подрешётками выбрано из соображений уменьшения затенения подрешётками друг друга и деградации направленных характеристик АР при углах сканирования более 40°. Сканирование в угломестной плоскости осуществляется путем поворота подрешёток вокруг своей оси на одинаковый угол. ДОС АР на основе пустотелых бинарных волноводных делителей малой толщины позволяет снизить потери в линиях передач, увеличить эффективность всей АР в целом при сохранении малого профиля ДОС. В качестве материала, из которого выполнена ДОС исследуемой АР использовался алюминий.

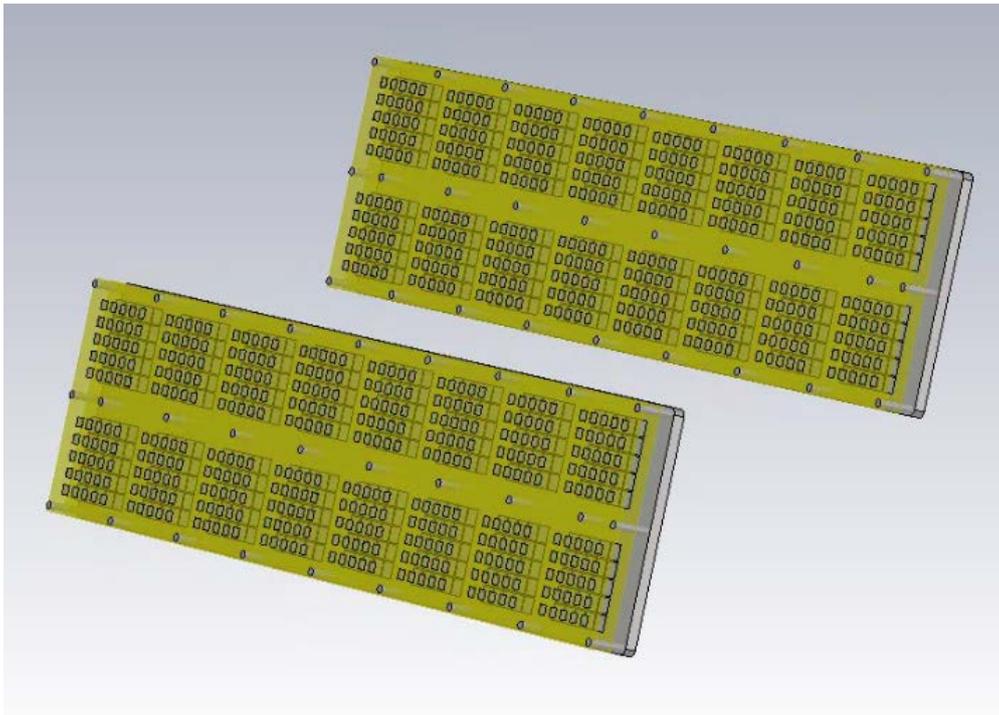


Рисунок 96 – САПР–модель АР с механоэлектрическим типом сканирования при отклонении луча на 40°

Электродинамическое исследование направленных характеристик АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе разработанного элемента с круговой поляризацией проводилось методом конечного интегрирования (FIT).

ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частотах 11,9 ГГц, 12,2 ГГц и 12,5 ГГц представлены на рисунках 97–99.

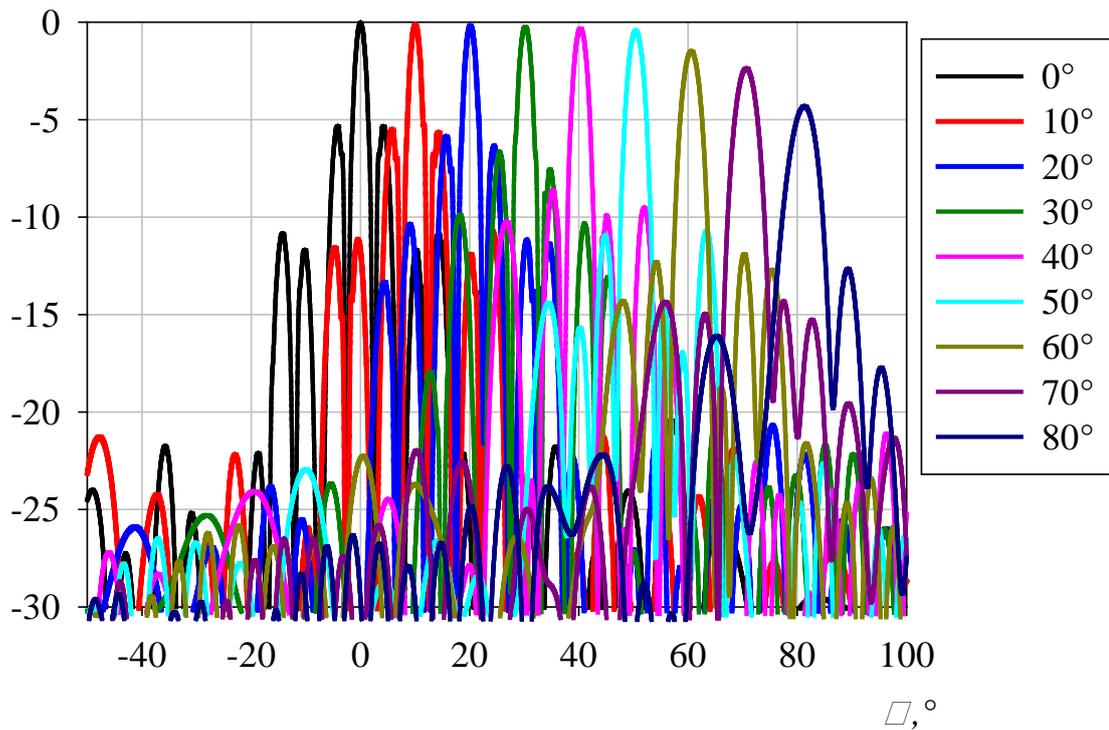


Рисунок 97 – Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 11,9 ГГц

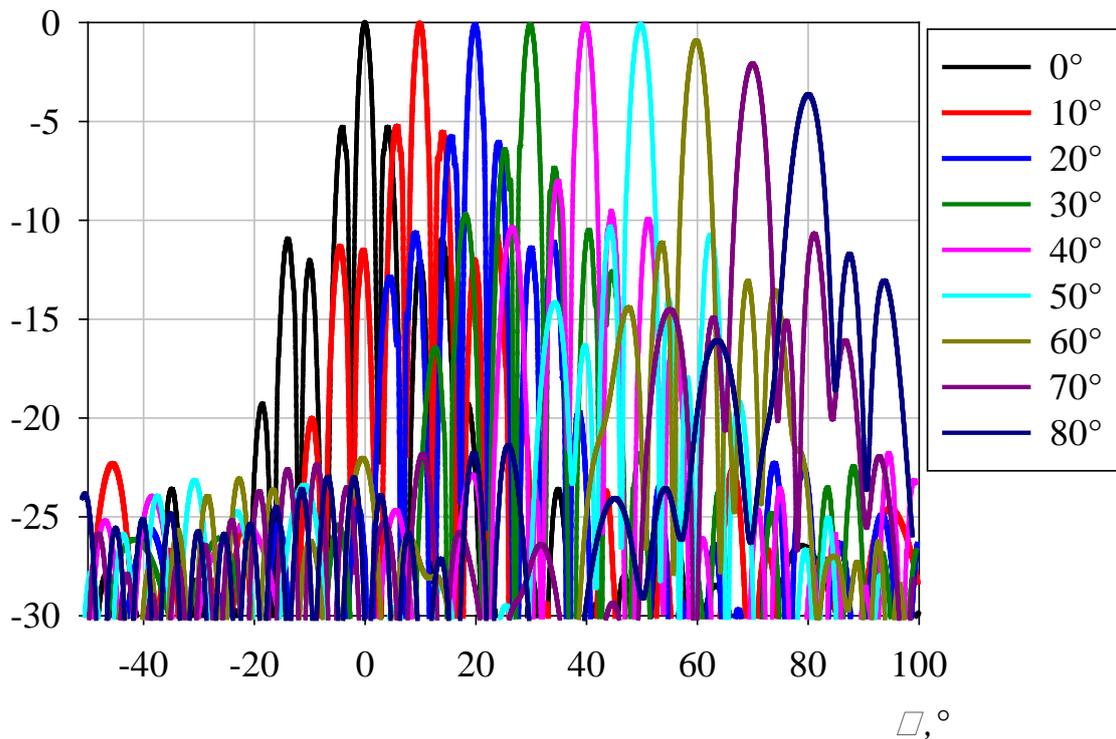


Рисунок 98 – Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 12,2 ГГц

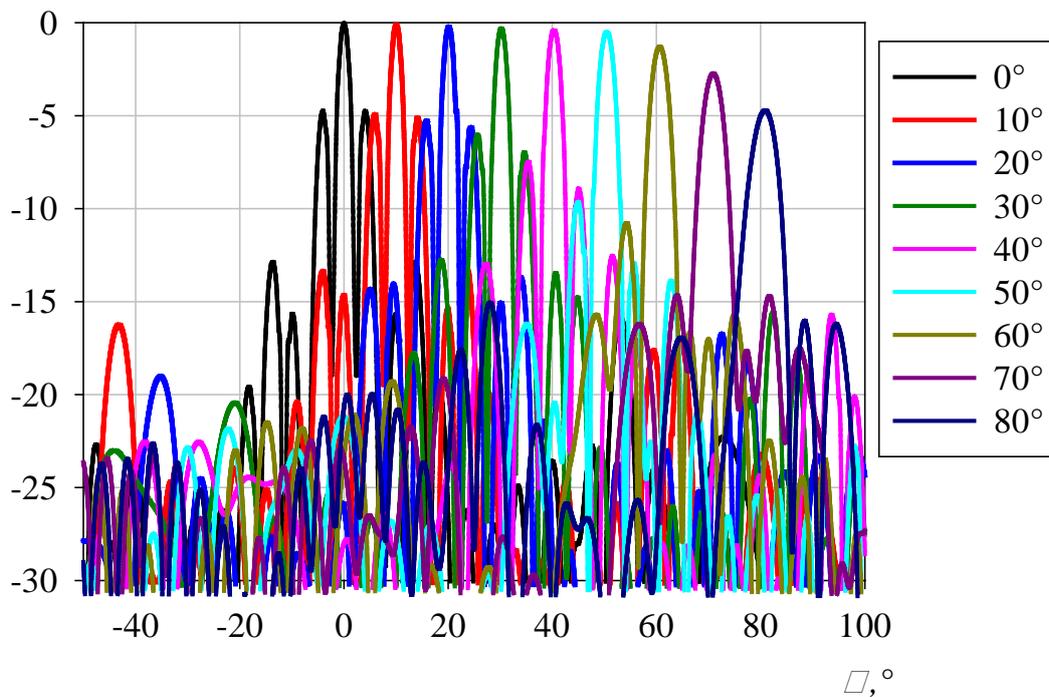


Рисунок 99– Расчетные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией при различных направлениях луча на частоте 12,5 ГГц

Расчетный УБЛ исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования при отклонениях луча на 10° – 30° во всем рабочем диапазоне длин волн превышает уровень минус 10дБ, что связано с тем что шаг решётки (расстояние между центрами подрешёток больше λ). Поворачивая подрешётки уменьшается эффективная апертура всей АР, что приводит к сохранению характеристик направленности решётки в секторе углов сканирования выше 40° . Характеристики направленности исследуемой АР сохраняются в секторе углов 0° – 80° .

Зависимости КУ исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча от частоты показаны на рисунке 100. В секторе углов сканирования 0° – 50° в рабочем диапазоне частот КУ решётки остается почти неизменным, при отклонении луча на 60° деградация КУ составляет не более 1,5 дБ, при отклонении луча на 70° – не более 2,4 дБ, при отклонении луча на 80° – не более 4 дБ. Ухудшение направленности при отклонении максимума ДН на 80° более чем на 3дБ

связано с наличием вносимых переотражений от затенённой подрешётки в результирующую ДН всей АР.

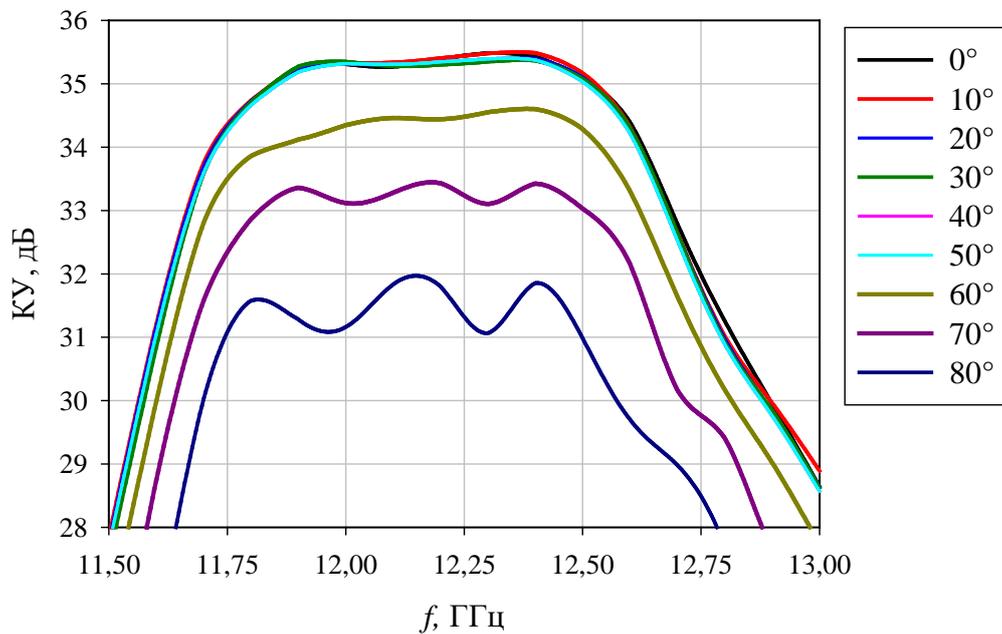


Рисунок 100 – Расчетный КУ АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией от частоты при различных направлениях луча

При повороте подрешёток на угол более 80° целесообразней отключать затеняемую подрешётку ввиду деградации КУ исследуемой АР более чем на 3 дБ. Таким образом КУ решётки в секторе углов сканирования 80°–90° будет соответствовать КУ одной подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо (рис. 101).

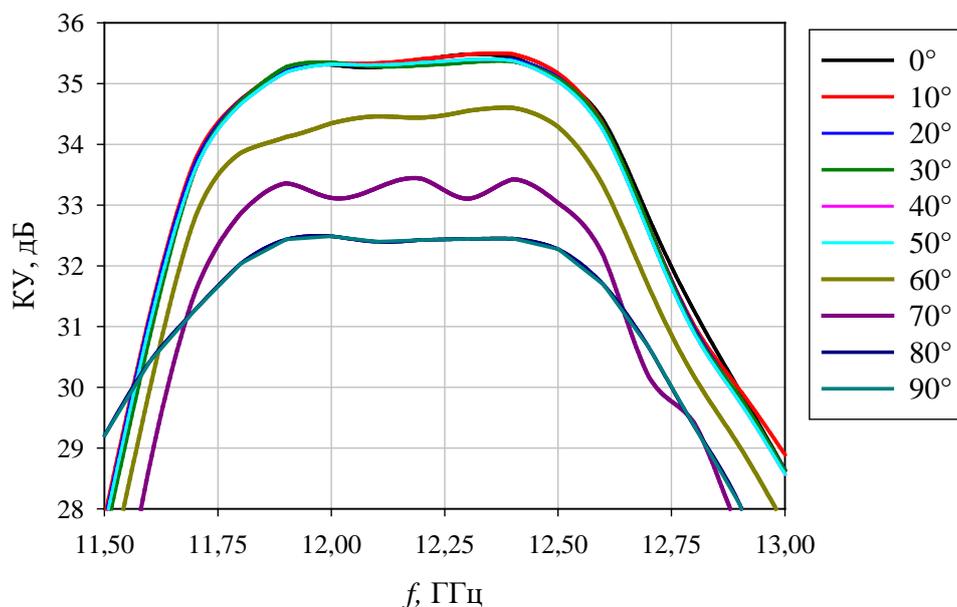


Рисунок 101 – Расчетный КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо от частоты при различных направлениях луча

Зависимости КЭ исследуемой АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных направлениях луча от частоты показаны на рисунке 102. КЭ решетки в НЧ-области рабочего диапазона длин волн составляет не менее 0,7, в ВЧ-области – не менее 0,6.

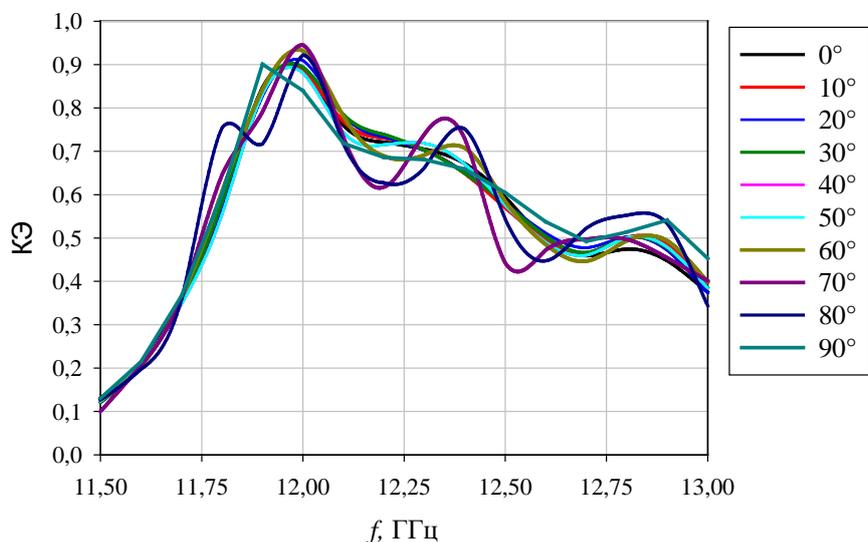


Рисунок 102 – Расчетный КЭ АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией от частоты при различных направлениях луча

Эффективность исследуемой АР на основе резонаторов Фабри–Перо можно оценить по графику зависимости КИП решётки от частоты при различных углах поворота подрешёток (рис. 103).

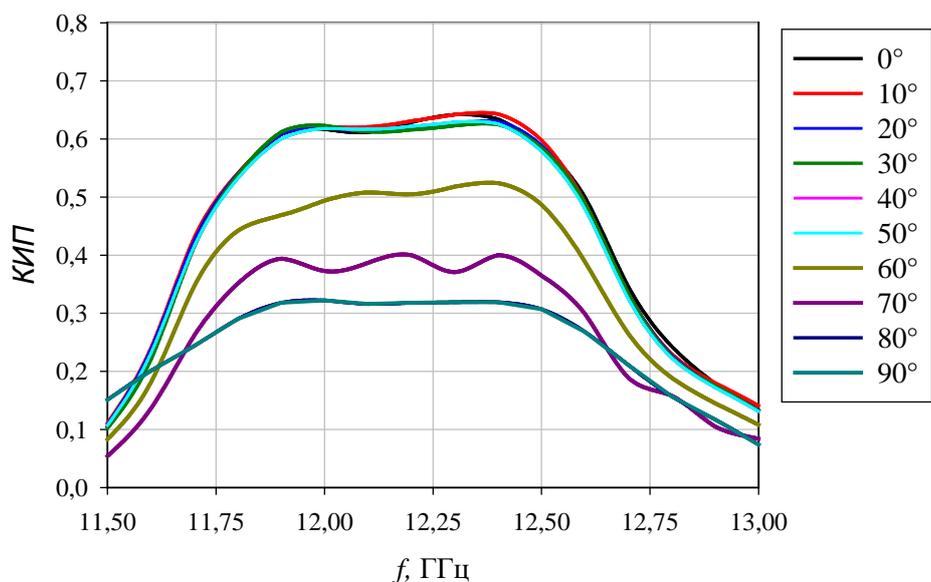


Рисунок 103 – Расчетный КИП АР с механоэлектрическим типом сканирования на основе элемента с круговой поляризацией от частоты при различных направлениях луча

В секторе углов сканирования 0° – 50° КИП исследуемой АР составляет более 60% в диапазоне частот 11,8–12,5 ГГц, во всей же полусфере КИП разработанной решётки более 32%. При этом профиль всей исследуемой АР на основе резонаторов Фабри–Перо при различных углах поворота подрешёток не превышает 185 мм.

3.2.3. Исследование влияния поглотителя, размещенного на одной из подрешёток, на характеристики направленности АР на основе Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования

При отклонении луча АР на основе резонатора Фабри–Перо на 70° в угломестной плоскости происходит деградация КУ решётки на 2,4 дБ, причем при повороте подрешёток на 90° деградация КУ достигает уже более 4 дБ.

Для уменьшения деградации КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования был размещен поглотитель на заднюю поверхность подрешётки, затеняющую другую подрешётки в секторе углов 60° – 90° (рисунок 104).

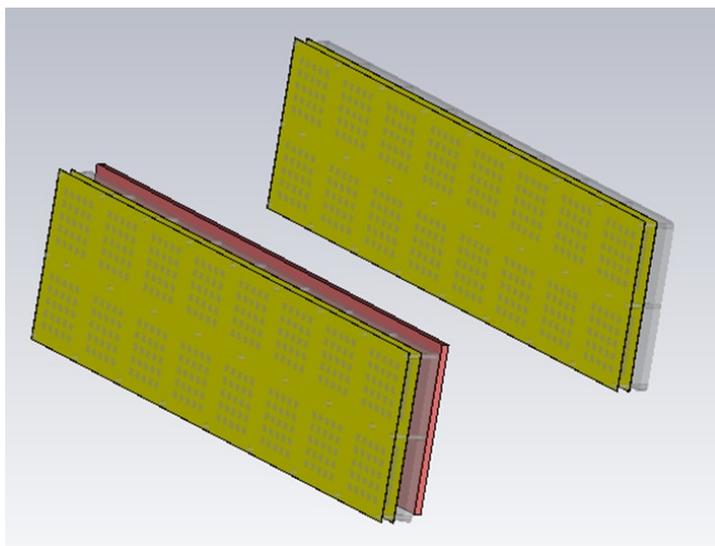


Рисунок 104 – САПР–модель АР на основе резонатора Фабри–Перо с размещенным поглотителем на задней поверхности одной из подрешёток

В качестве поглощающего материала был выбран материал с $\epsilon=1,1$ и тангенсом угла электрических потерь близким к 10^{-4} . Зависимость коэффициента отражения рассматриваемого поглотителя от частоты представлена на рисунке 105. Моделирование поглощающего материала было проведено методом ячейки Флоке.

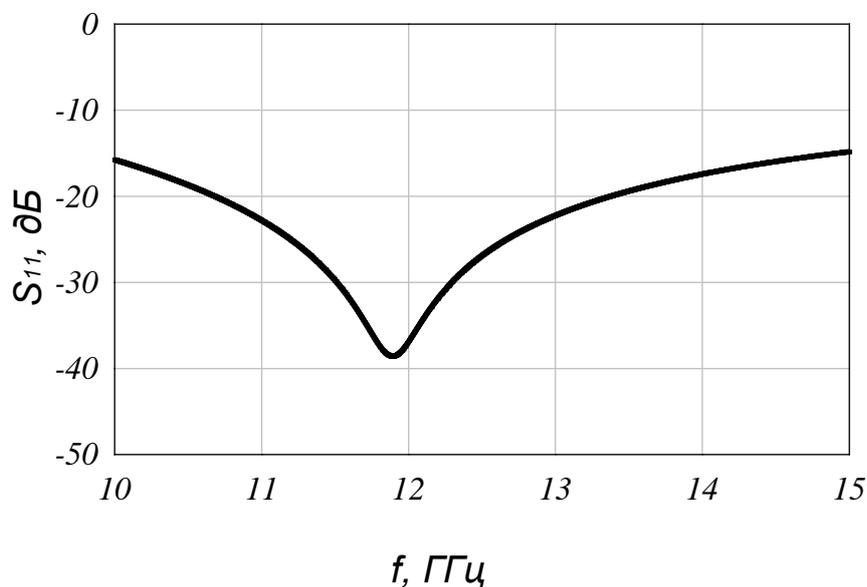


Рисунок 105 – Зависимость коэффициента отражения поглотителя от частоты

Ниже приведены зависимости КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо с размещенным поглотителем на затеняющей подрешетке при различных углах поворота подрешёток (рис. 106).

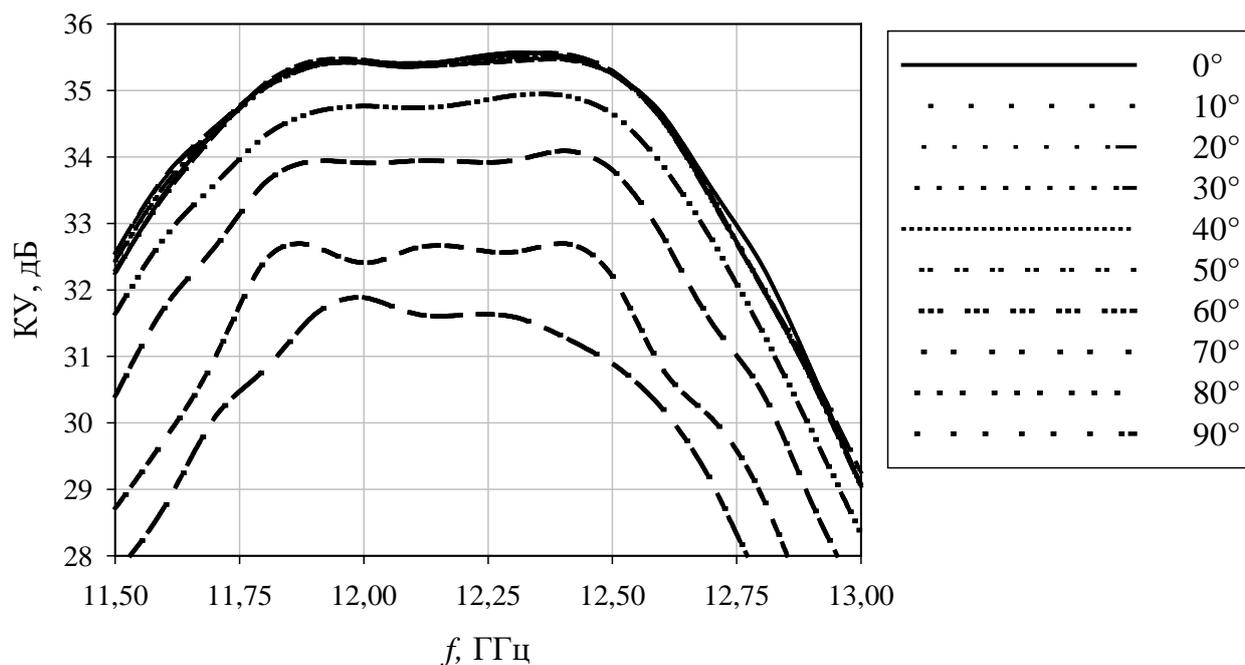


Рисунок 106 – Зависимость КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо с размещенном на затеняющей подрешётке поглотителем при различных углах поворота подрешёток от частоты

Для наглядности сравним частотные характеристики КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо, состоящей из двух подрешёток, в двух конфигурациях: с использованием поглотителя на задней поверхности затеняющей подрешетки и без него в секторе сканирования 60° – 90° (рис. 107–108).

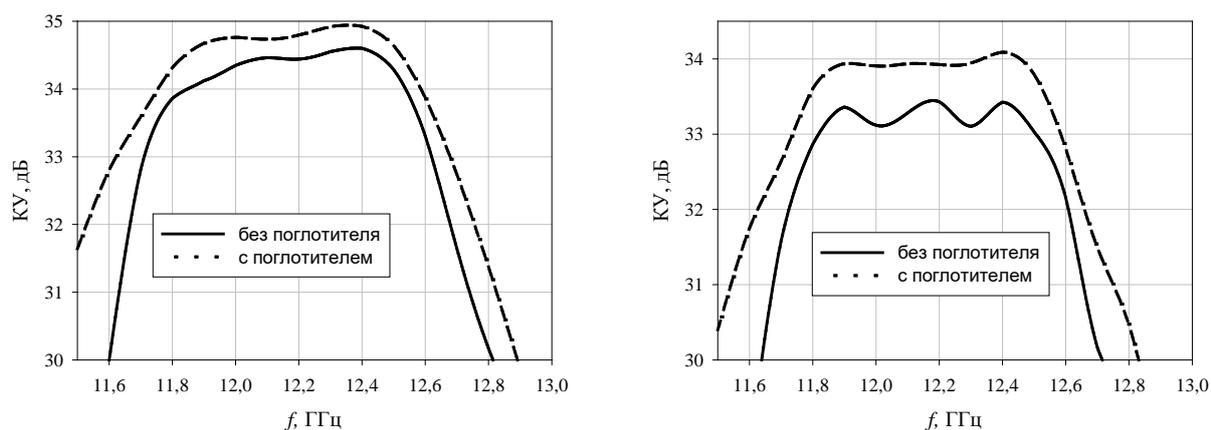


Рисунок 107 – Сравнение КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо в двух конфигурациях при повороте подрешёток на 60° (слева) и на 70° (справа)

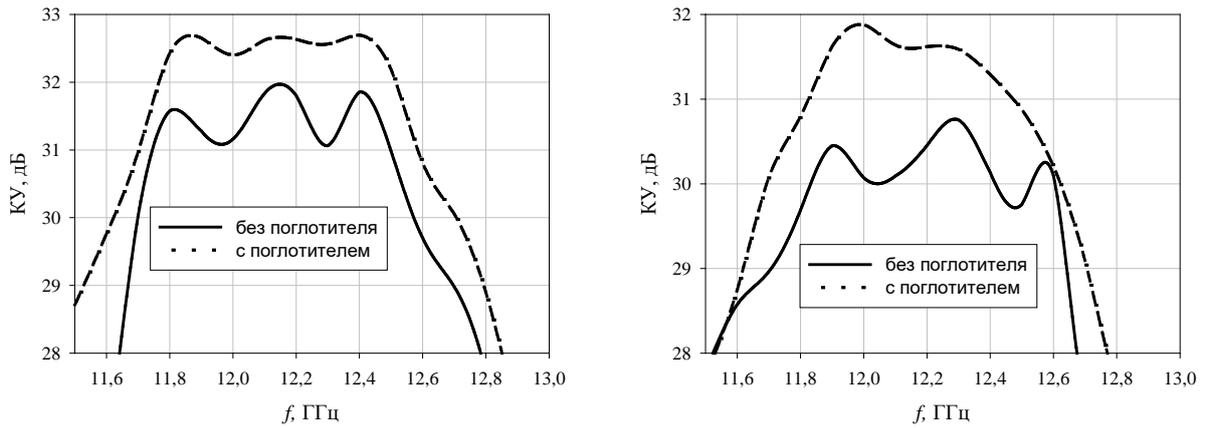


Рисунок 108– Сравнение КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо в двух конфигурациях при повороте подрешёток на 80° (слева) и на 90° (справа)

Таким образом КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо с размещенным на задней поверхности затеняющей подрешётки больше КУ АР без поглотителя на 0,5 дБ при повороте подрешёток на 60° , 0,75 дБ – 70° , 0,8 дБ – 80° , 1,5 дБ – 90° .

Необходимо также сравнить ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо с использованием поглотителя и без него. На рисунках 109–112 приведены ДН исследуемой решётки с использованием поглощающего материала на задней поверхности затеняющей подрешётки и без него при углах поворота подрешёток на 60° – 90° . В секторе сканирования 0° – 50° ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо с поглотителем и без одинаковы.

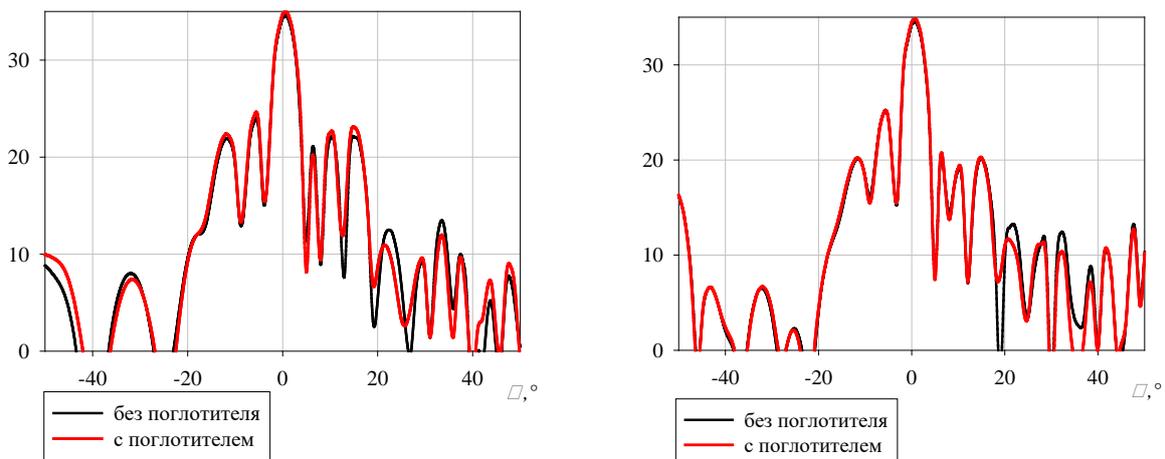


Рисунок 109 – ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо в двух конфигурациях при повороте подрешёток на 60° на частотах 11,9 ГГц (слева) и на 12,5 ГГц (справа)

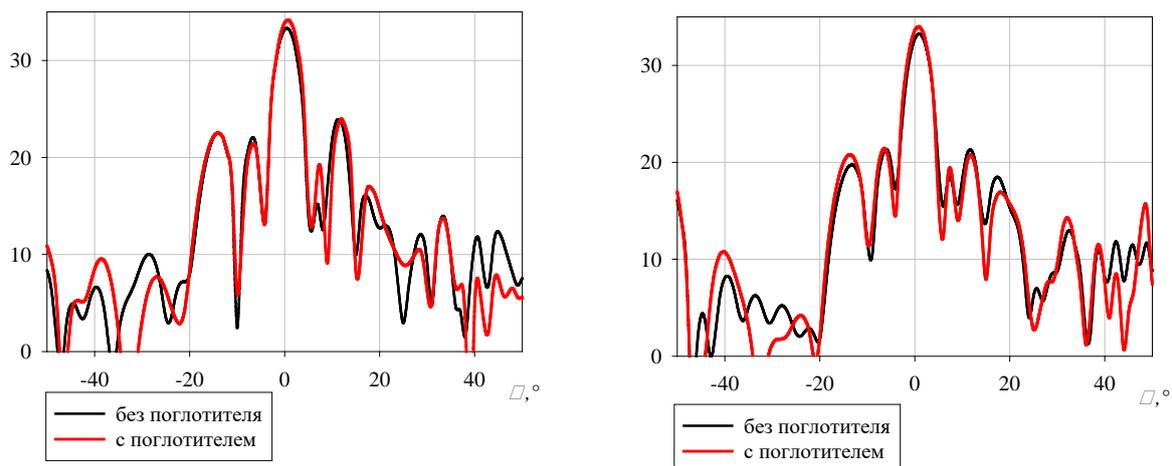


Рисунок 110 – ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо в двух конфигурациях при повороте подрешёток на 70° на частотах 11,9ГГц (слева) и на 12,5ГГц (справа)

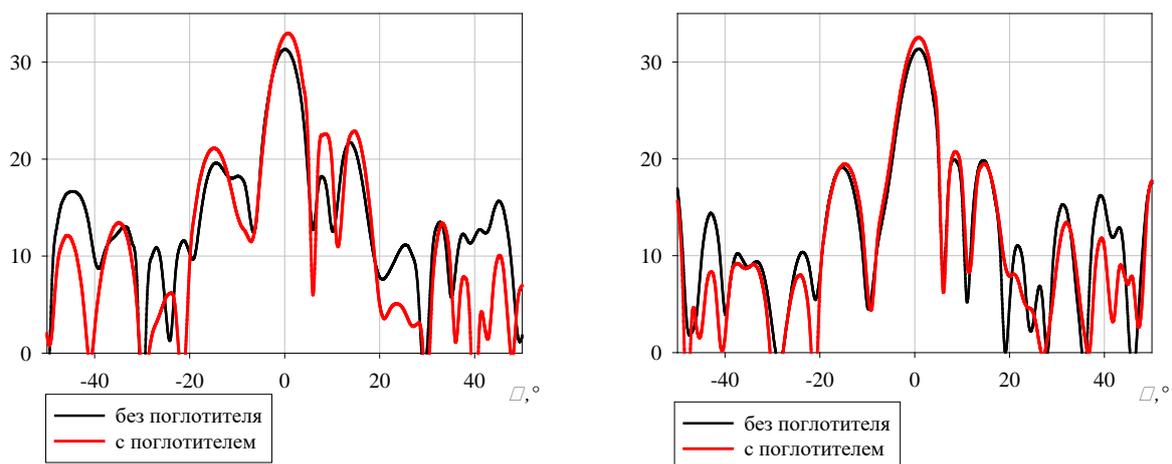


Рисунок 111– ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо в двух конфигурациях при повороте подрешёток на 80° на частотах 11,9ГГц (слева) и на 12,5ГГц (справа)

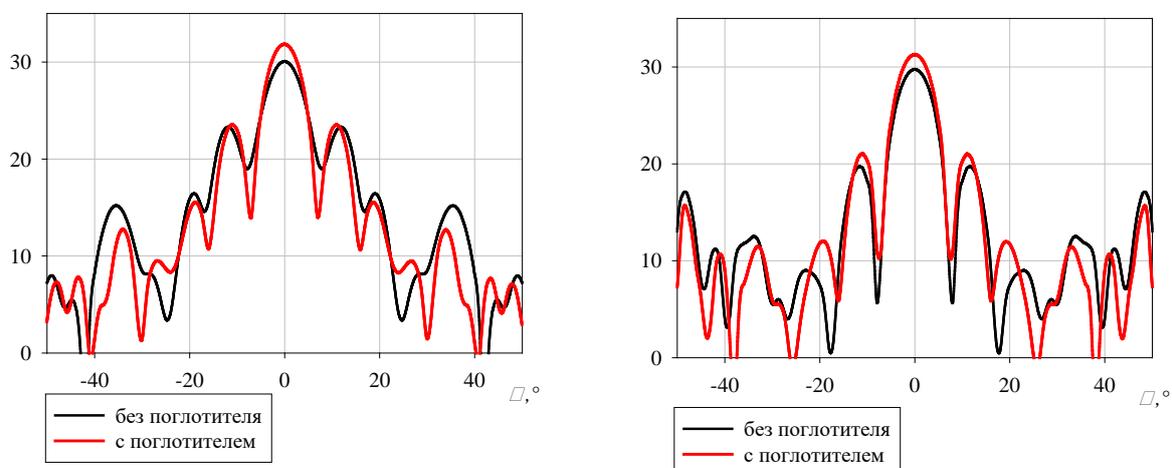


Рисунок 112– ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо в двух конфигурациях при повороте подрешёток на 90° на частотах 11,9 ГГц (слева) и на 12,5 ГГц (справа)

По представленным ДН АР на основе резонаторов Фабри–Перо в двух конфигурациях видно, что при повороте подрешёток на 60° и 70° ДН незначительно отличаются и в целом повторяют форму друг друга. При более низких углах 80° и 90° ДН отличаются друг от друга в угловом секторе главного лепестка увеличением направленности решётки с использованием поглотителя на не менее чем 1,5 дБ. В области бокового излучения ДН повторяют форму друг друга, но отличаются по уровню при углах места 80° и 90° .

Форма ДН АР решётки в двух конфигурациях с использованием поглотителя и без существенно не изменяются, и в целом повторяют форму друг друга, в секторе углов 0° – 90° в угломестной плоскости. Разница в КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо с использованием поглотителя и без него составляет не менее 1 дБ при углах поворота подрешёток на 60° – 90° . Исходя из этого можно сделать вывод о том, что использование поглотителя не несет вклад в шумовой фон и не увеличивает шумовую температуру ($T_{ш}$) исследуемой решётки в использовании поглотителя.

Также была исследована конфигурация АР на основе резонаторов Фабри–Перо, состоящей из трех подрешёток, на двух из которых (затеняющих) был также размещен поглощающий материал (рис. 113). Подрешётки идентичны друг другу, поглотитель аналогичен тому, который был исследован в составе АР, состоящей из двух подрешёток.

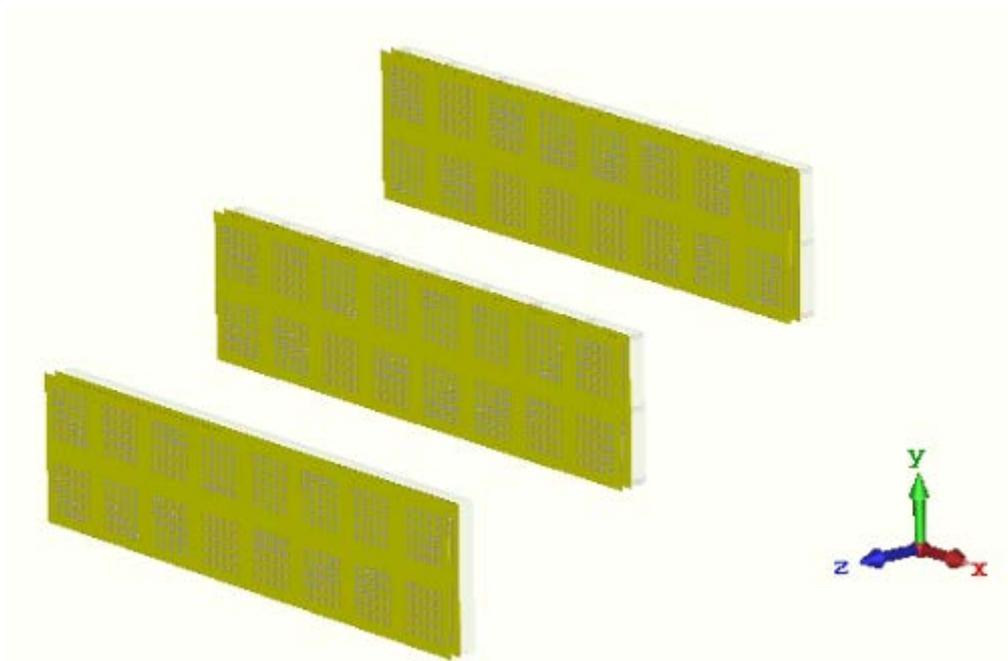


Рисунок 113 – САПР–модель АР на основе резонаторов Фабри–Перо с размещенным поглотителем на задней поверхности затеняющих подрешёток

Ниже приведены зависимости КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо с размещенным поглотителем на затеняющей подрешетке при различных углах поворота подрешёток (рис. 114–115).

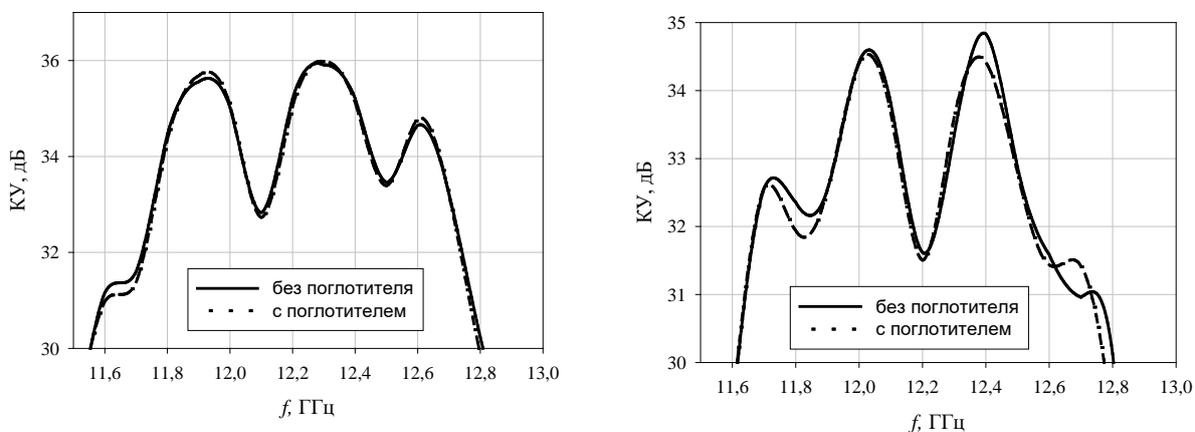


Рисунок 114 – Сравнение КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо, состоящей из 3х подрешёток, при повороте подрешёток на 60° (слева) и на 70° (справа)

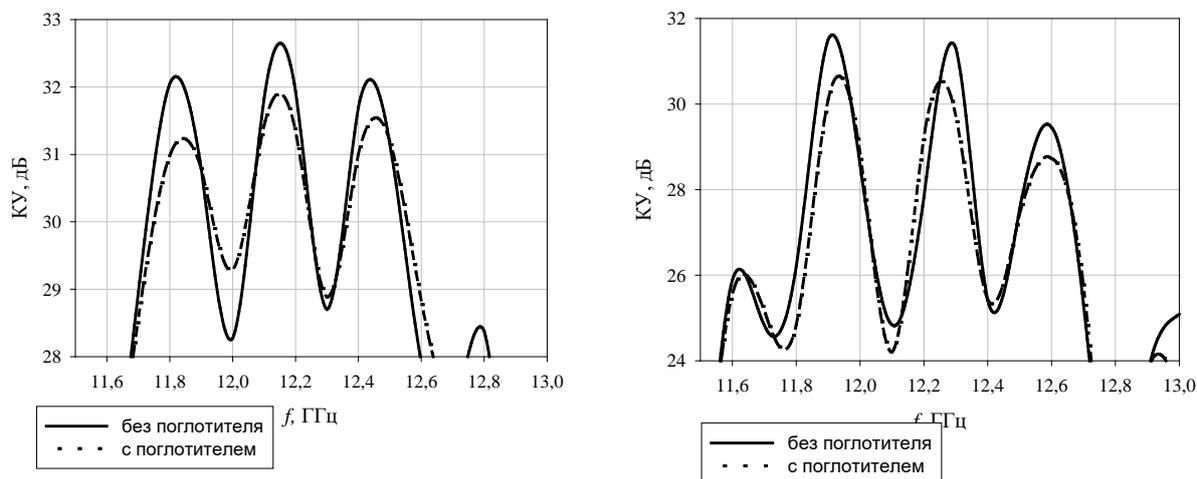


Рисунок 115 – Сравнение КУ АР на основе резонаторов Фабри–Перо, состоящей из 3х подрешёток, при повороте подрешёток на 80° (слева) и на 90° (справа)

Как видно из графиков КУ АР с поглотителем на затеняющих подрешётках и без поглотителя практически совпадает при отклонении подрешёток на 60° и 70°. При отклонении подрешёток на 80° и 90° КУ АР без поглотителя в максимумах больше КУ АР с поглотителем на 0,7 дБ. Исходя из полученных сравнительных характеристик АР на основе резонатора Фабри–Перо можно сделать вывод, что конфигурация решётки, состоящей из двух подрешёток более оптимальная, чем решётка, состоящая из трех подрешёток, по критерию получения максимального КУ в секторе углов 60°–90°.

Далее была исследована конфигурация АР на основе резонатора Фабри–Перо, состоящей из 4 подрешёток. На трех затеняющих подрешётках также был размещен поглощающий материал, характеристики которого аналогичны двум предыдущим случаям (рис. 116).

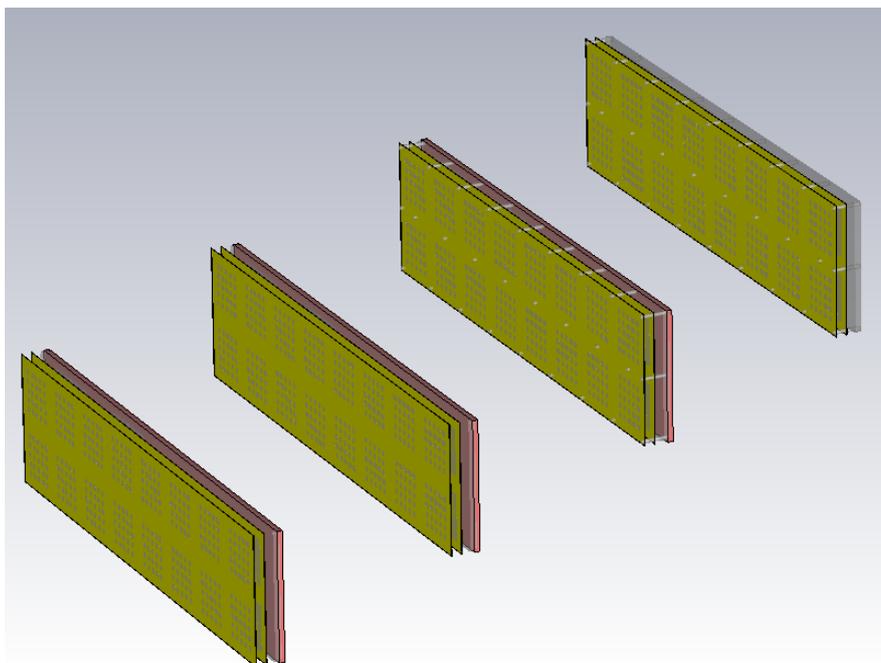


Рисунок 116 – АР на основе резонаторов Фабри–Перо с размещенным поглотителем на задней поверхности затеняющих подрешёток

Увеличение КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо, состоящей из 4 подрешёток, с использованием поглотителя на задних поверхностях затеняющих подрешёток не наблюдалось.

Таким образом можно сделать вывод, что при увеличении количества подрешёток наличие поглотителя на задних поверхностях затеняющих подрешёток не приводит к увеличению КУ АР при углах сканирования 70° – 90° .

Выводы по разделу

В разделе были рассмотрены особенности проектирования микрополосковой подрешётки для АР с механоэлектрическим типом сканирования с возможностью сохранения низкого профиля всей антенны при различных углах отклонения луча. Апертурный КИП разработанной микрополосковой подрешётки для АР с механоэлектрическим типом сканирования составил не менее 0,4 в полосе частот 11–11,5 ГГц (4%). На примере предложенной конструкции сканирующей микрополосковой АР и полученных характеристик направленности решётки, состоящей из восьми

механически вращающихся подрешёток, при различных углах отклонения луча показано, что предложенный способ управления лучом позволяет улучшить характеристики направленности решётки в секторе углов более 40° . Показано, что при отклонении ДН разработанной микрополосковой АР на 60° деградация КУ антенны составила не более 1,5 дБ.

Рассмотрены различные типы излучателей для АР с механоэлектрическим типом сканирования с целью повышения эффективности всей АР в целом. Предложены две конфигурации антенных элементов на основе резонаторов Фабри-Перо с различными типами поляризаций, также предложена конфигурация ДОС для подрешётки на основе элемента-резонатора Фабри-Перо с круговой поляризацией, рассмотрены особенности конструкции ДОС, позволяющей не превышать профиль волноводного делителя мощности 10 мм и снизить профиль все АР на основе элемента-резонатора Фабри-Перо с круговой поляризацией в целом. Предложенная конструкция ДОС позволяет существенно снизить уровень вносимых потерь в линиях передач исследуемой подрешётки на основе резонаторов Фабри-Перо. Апертурный КИП разработанной подрешётки на основе элемента-резонатора Фабри-Перо с круговой поляризацией для АР с механоэлектрическим типом сканирования составил не менее 0,65 в полосе частот 11,9–12,5 ГГц (5%). Таким образом применение в качестве излучающего элемента – резонатора Фабри-Перо с круговой поляризацией и построения на его основе АР с механоэлектрическим типом сканирования повышает эффективность антенны в 1,875 раз по сравнению микрополосковой реализацией АР с механоэлектрическим типом сканирования.

Показано, что при отклонении ДН сканирующей АР на основе элемента-резонатора Фабри-Перо с круговой поляризацией на 60° деградация КУ антенны составила не более 1 дБ, на 70° – не более 2,4 дБ, на 80° – не более 4дБ. В секторе углов сканирования 80° – 90° целесообразней отключать затеняемую

подрешётку исследуемой АР на основе резонаторов Фабри–Перо для обеспечения деградации КУ решётки не более 3дБ во всей полусфере. Расчетный КИП исследуемой АР составил не менее 40% в секторе углов сканирования 0° – 90° , расчетный КЭ решётки– не менее 0,6.

Показано, что использование радиопоглощающего материала на задней поверхности затеняющей подрешётки АР на основе резонаторов Фабри–Перо, повышает КУ решётки в секторе углов 70° – 90° . Размер подрешётки составляет $7,4 \lambda$ в плоскости сканирования (λ соответствует нижней частоте рабочего диапазона частот).

Представленные в главе материалы были опубликованы автором в соавторстве в работах [86–92].

4. Экспериментальные исследования АР с механоэлектрическим типом сканирования

На основании полученных в главах 2 и 3 результатов были синтезированы, изготовлены и экспериментально исследованы макеты АР с механоэлектрическим типом сканирования. Представленные в разделе результаты были использованы в НИР по гранту РФФИ и КГАУ «ККФПНиНТД» «Развитие методов сканирования и разработка на их основе низкопрофильной сканирующей антенной системы для работы в сетях спутниковой связи на территории Красноярского края», соглашение №14.578.21.0242 от 26.09.2017 г., в НИР по гранту РФФИ и КГАУ «ККФПНиНТД» «Исследование метаматериалов и разработка на их основе сканирующей антенны для систем связи с использованием низкоорбитальных космических аппаратов», соглашение №14.578.21.0242 от 26.09.2017 г. Акты о внедрении приведены в Приложении к диссертации.

В представленных АР реализован механоэлектрический тип сканирования. АР изготовлены с применением технологий фотолитографий и лазерной резки. Измерения характеристик направленности в большинстве случаев проводились с помощью антенного измерительного комплекса ближнего поля разработанного на кафедре радиотехники Сибирского федерального университета, состоящего из трехкоординатного плоского сканера, программного обеспечения для управления измерениями и визуализации результатов (направленные характеристики вычисляются путем перерасчета характеристик ближнего поля в характеристики дальней зоны), набора измерительных зондов, а также векторного анализатора СВЧ цепей Agilent N5230A PNA-L [93, 94]. При измерениях перемещение измерительного зонда в ближней зоне осуществлялось в плоскости, перпендикулярной направлению максимума ДН, для сокращения зоны измерения и для возможности наглядного анализа амплитудно-фазового распределения.

4.1. Экспериментальное исследование микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования

В разделе 3.1 на основании электродинамического моделирования (методом конечного интегрирования (FIT) и методом конечных элементов (FEM)) показана возможность сохранения направленных характеристик микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования за счет предложенных конструкции решётки и способа управления лучом. По полученным расчетным результатам деградация КНД микрополосковой АР, состоящей из 8 идентичных подрешёток размерностью 20 x 1 элементов, при отклонении луча на 60° составила не более 1,5 дБ. Предложенная конфигурация подрешётки для микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования позволяет обеспечить шаг решётки (расстояние между центрами подрешёток) не более $0,8 \lambda$.

Для проверки полученных расчётных результатов был изготовлен и экспериментально исследован макет микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования.

На первом этапе экспериментального исследования был изготовлен макет подрешётки 20x1 для исследуемой микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования. Размеры подрешётки составили 260 x 22 x 3 мм. Топология подрешётки была выполнена методом фотолитографии на металлизированном лавсане толщиной 0,3мм. В качестве подложке использовался вспененный полистирол с диэлектрической проницаемостью близкой к проницаемости воздуха. Фотография макета подрешётки представлена на рисунке 117.

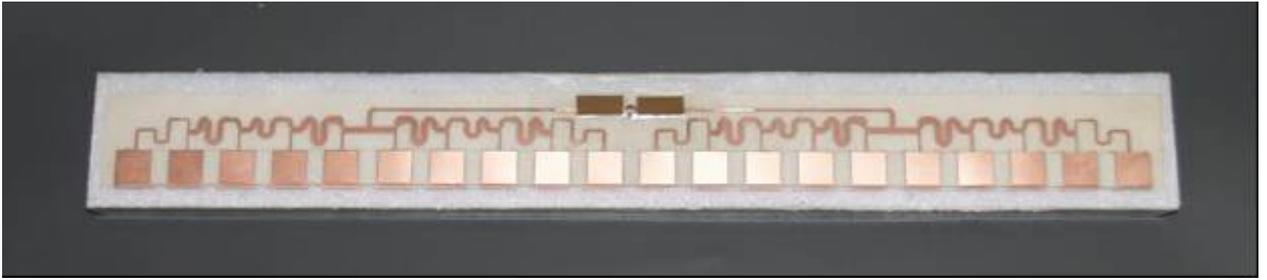


Рисунок 117 – Макет подрешётки для АР с механоэлектрическим типом сканирования

Изготовленный макет подрешётки был измерен в безэховой камере методом сканирования ближнего поля и последующим перерасчетом измеренных данных в характеристики подрешётки в дальней зоне.

Ниже на рисунках 118–119 представлены сравнения расчетных и измеренных ДН подрешетки на нижней и верхней частоте рабочего диапазона. Рабочий диапазон частот определялся по критерию максимальной направленности решётки.

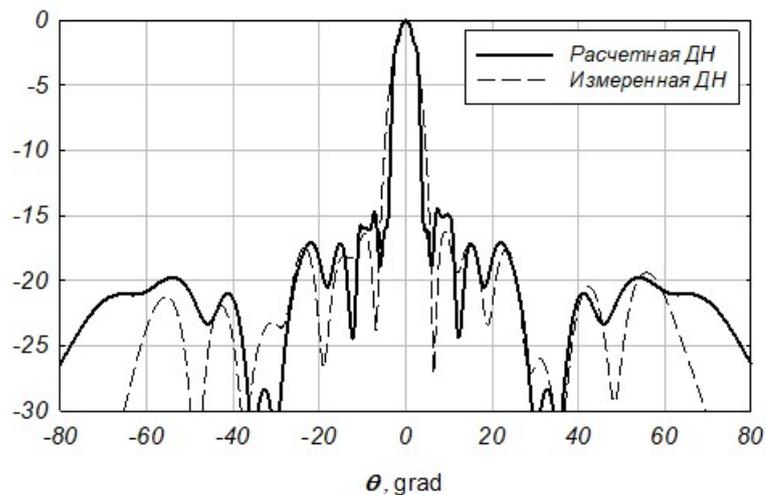


Рисунок 118 – Расчетная и измеренная ДН подрешётки на частоте 11 ГГц

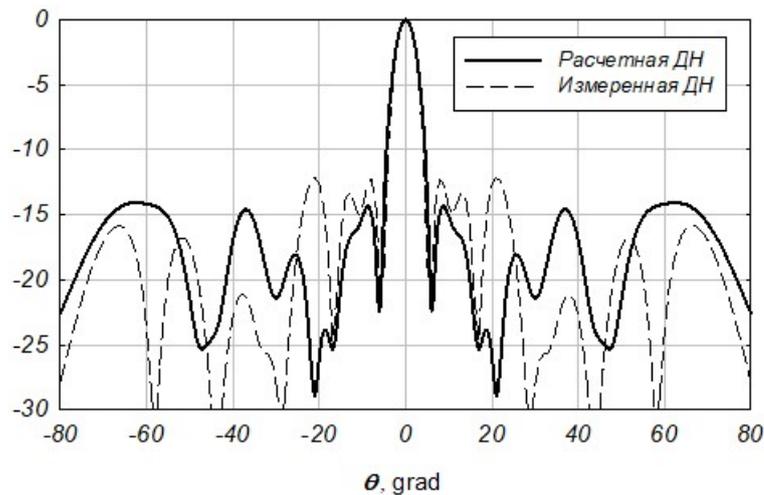


Рисунок 119– Расчетная и измеренная ДН подрешётки на частоте 11,75 ГГц

Графики расчетных и измеренных ДН исследуемой подрешётки показали хорошее совпадение во всей рабочей полосе частот. Сравнение расчетного и измеренного УБЛ подрешётки приведено на рисунке 120. В рабочем диапазоне частот уровень бокового излучения не превышает минус 13дБ.

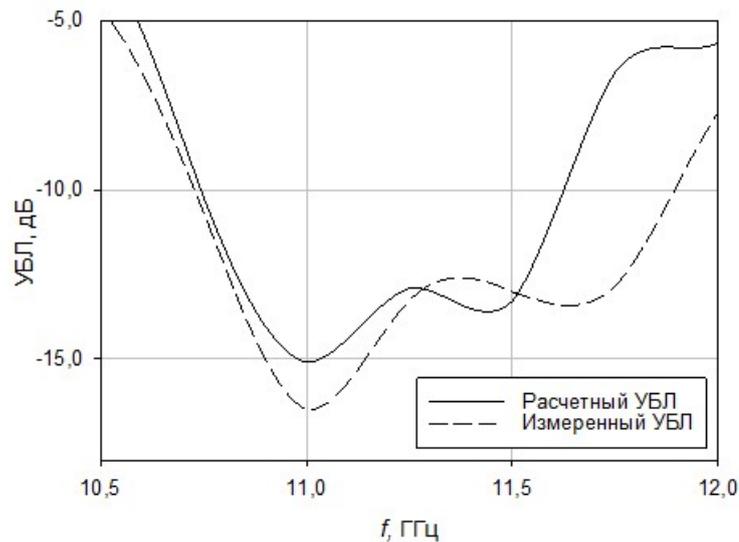


Рисунок 120– Графики зависимостей расчетного и измеренного УБЛ подрешётки от частоты

Хорошее совпадение экспериментально полученных характеристик микрополосковой подрешётки с расчетными результатами показало возможность построения, изготовления и экспериментального исследования

на основе исследованной подрешётки макета АР с механоэлектрическим типом сканирования.

По полученных результатам электродинамических исследований был изготовлен и собран макет АР с механоэлектрическим типом сканирования. Фотографии изготовленного макета АР с МЭС представлены на рисунках 121–124. Разработанный макет решётки состоит также из 8 идентичных микрополосковых подрешёток. Все подрешётки размещены на общем металлическом основании и зафиксированы винтовыми соединениями в боковых стенках основания.

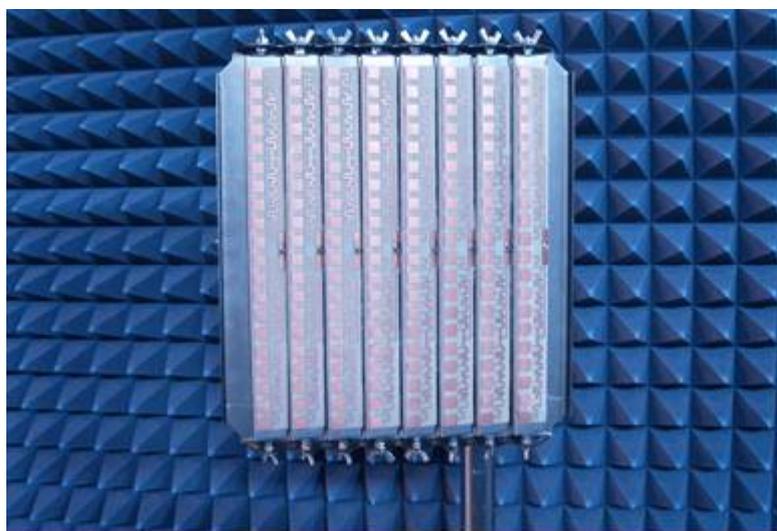


Рисунок 121– Макет АР с механоэлектрическим типом сканирования

Поворот подрешеток осуществлялся механически винтами, позволяющими выставить необходимый угол отклонения луча АР (рис. 122).



Рисунок 122– Макет AP с механоэлектрическим типом сканирования при повороте подрешёток на 60°

Для внесения линейной фазовой задержки между подрешётками в угломестной плоскости был изготовлен ряд микрополосковых делителей мощности с параллельной схемой деления и разными длинами плеч делителя (рис. 124). Длины плеч делителя зависят от угла, на который необходимо отклонить луч AP, и расстояниями между подрешётками. Каждая подрешётка соединялась коаксиальным кабелем с соответствующим плечом делителя (рис. 123).

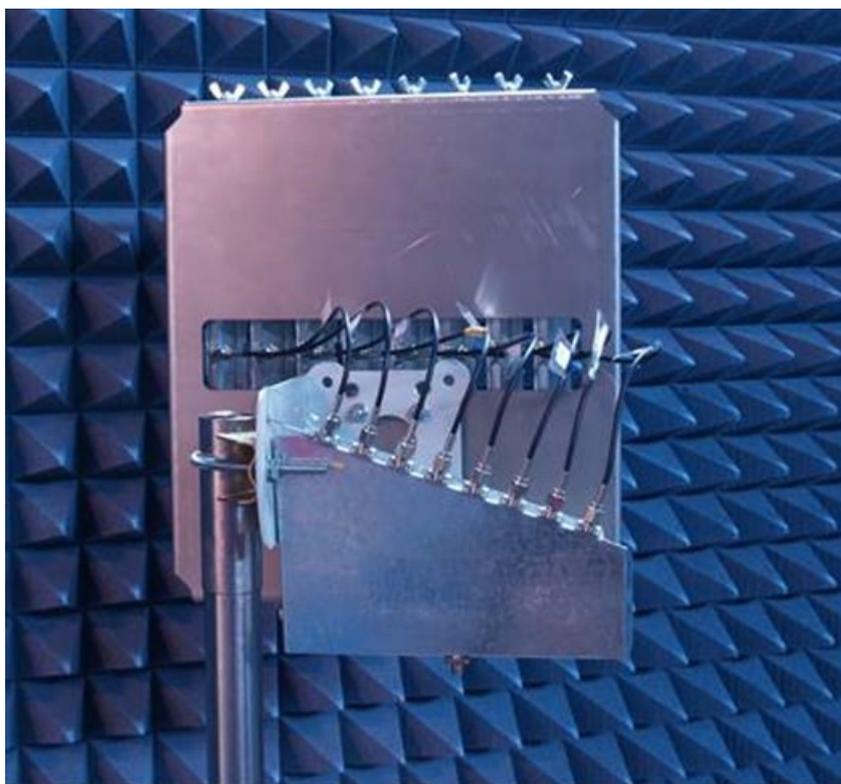


Рисунок 123 – Макет АР с механоэлектрическим типом сканирования (вид сзади)

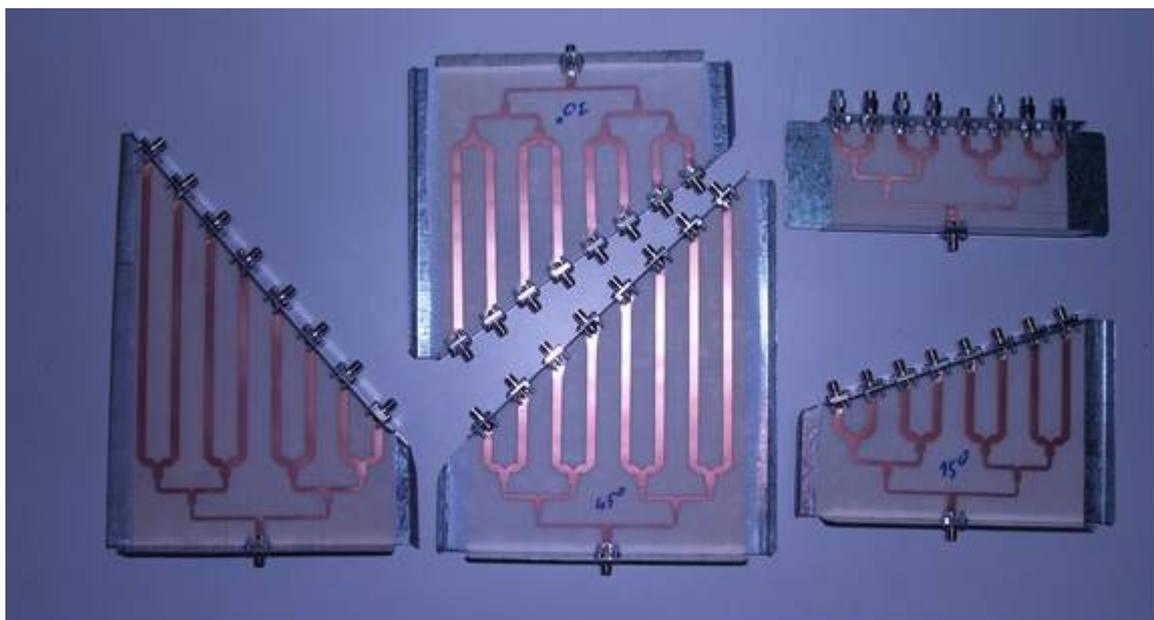


Рисунок 124– Микрополосковые бинарные делителя мощности для АР с механоэлектрическим типом сканирования для различных углов поворота подрешёток

Далее были проведены измерения макета АР с механоэлектрическим типом сканирования. Измерения также проводились методом сканирования в ближней зоне с последующим перерасчетом в характеристики направленности антенны в дальней зоне. При измерениях АР размещалась таким образом,

чтобы при повороте подрешеток максимум ДН исследуемой АР был сонаправлен максимуму ДН зонда сканера для уменьшения площади плоскости сканирования зонда. Ниже приведены измеренные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных углах отклонения луча (рис. 125–127).

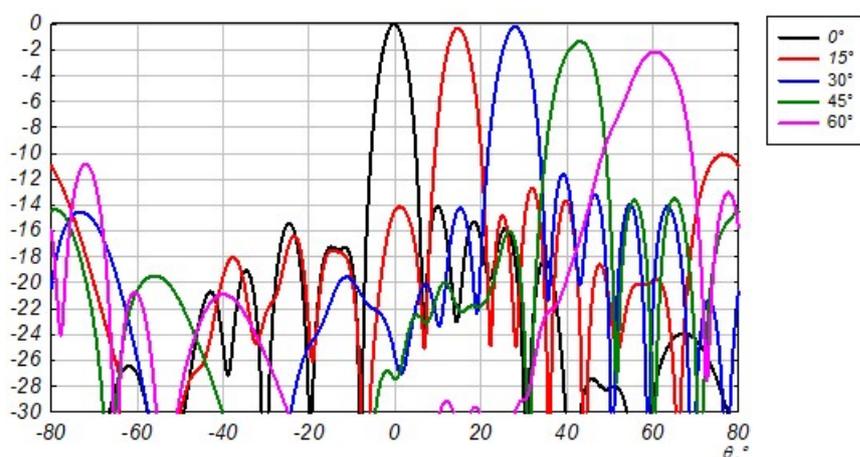


Рисунок 125 – Измеренные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных углах отклонения максимума ДН на частоте 11 ГГц

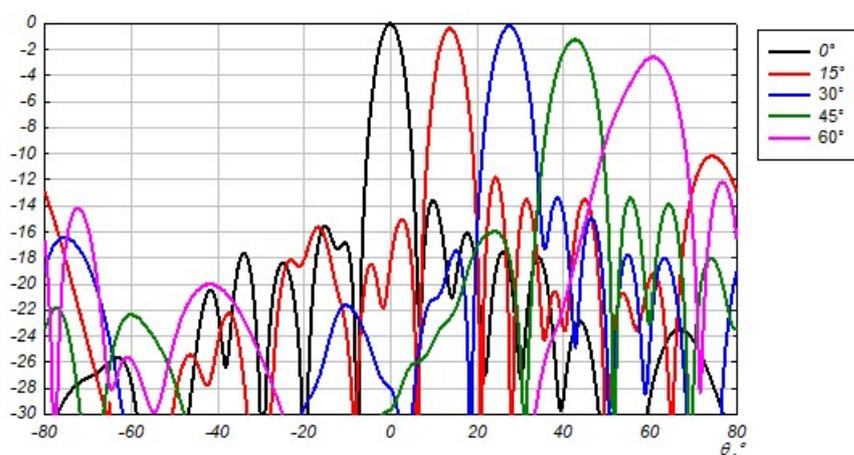


Рисунок 126 – Измеренные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных углах отклонения максимума ДН на частоте 11,25 ГГц

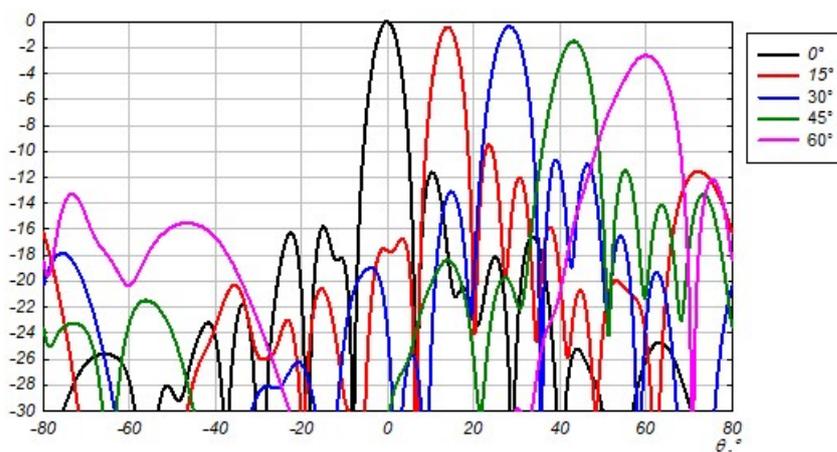


Рисунок 127– Измеренные ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при различных углах отклонения максимума ДН на частоте 11,5 ГГц

Снижение измеренного КНД АР с механоэлектрическим типом сканирования составил не более 2 дБ во всей полосе рабочих частот при отклонении луча на 60° . Уровень бокового излучения АР с механоэлектрическим типом сканирования не превышает -11,5 дБ в секторе углов сканирования 0° – 60° , что ниже чем расчетный УБЛ решётки.

Представленные экспериментальные исследования микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования доказывают возможность сохранения характеристики направленности АР в широком секторе углов сканирования при использовании предложенного метода управления лучом и разбиения АР на идентичные подрешётки с малыми продольными размерами.

4.2. Сравнение электронного и механоэлектрического типов сканирования на примере разработанной антенной решётки

Также было проведено экспериментальное сравнение механоэлектрического и электронного типов сканирования на разработанном макете микрополосковой АР [95, 96]. Результаты математического и электродинамического моделирования при углах сканирования более 30° показывали ухудшения ДН АР с ЭС ввиду возрастания первого дифракционного лепестка решётки (подразделы 2.2 и 3.2). У АР с механоэлектрическим типом сканирования характеристики направленности

сохраняются в секторе углов сканирования $\pm 70^\circ$ (по критерию снижения КНД не более чем 3 дБ). Для экспериментального подтверждения полученных результатов разработанный макет АР с механоэлектрическим типом сканирования был измерен двумя способами. В первом случае подрешётки не поворачивались, а фазовые задержки по подрешёткам обеспечивались соответствующим микрополосковым делителем мощности (рис. 124), так моделировалось электронное управление лучом (рис. 128).

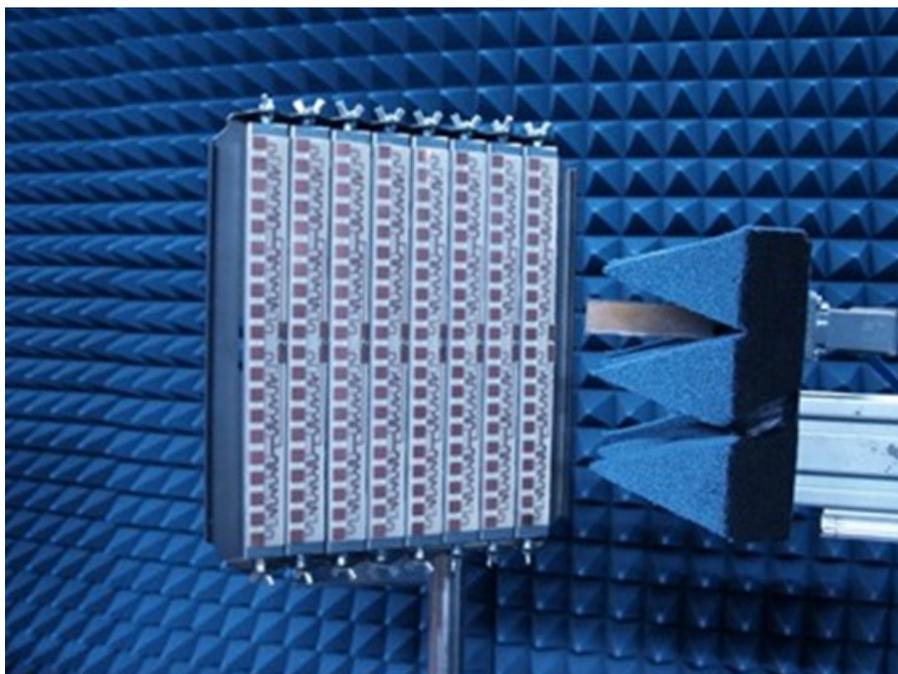


Рисунок 128 – Исследуемая антенная решётка с электронным сканированием при отклонении луча на 60°

Во втором случае, как и при измерениях АР с механоэлектрическим типом сканирования, подрешётки поворачивались на определенным угол и делителем мощности задавалась задержка на каждой подрешётки (рис. 129).

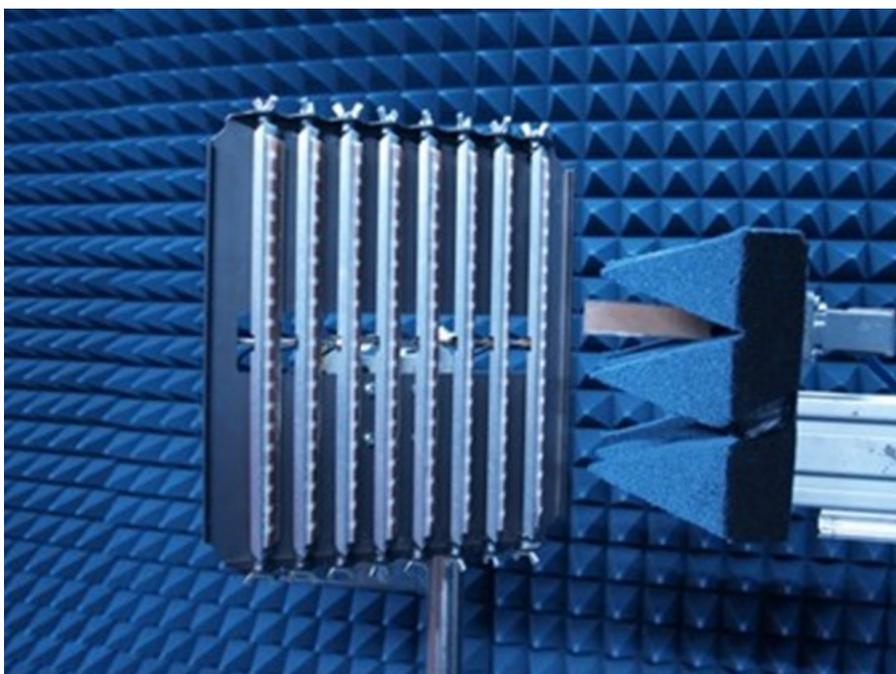


Рисунок 129– Исследуемая антенная решётка с механоэлектрическим типом сканирования при отклонении луча на 60°

На рисунках 130–131 представлены сравнение ДН АР с электронным (ЭС) и АР с механоэлектрическим (МЭС) сканированием при различных углах отклонения луча.

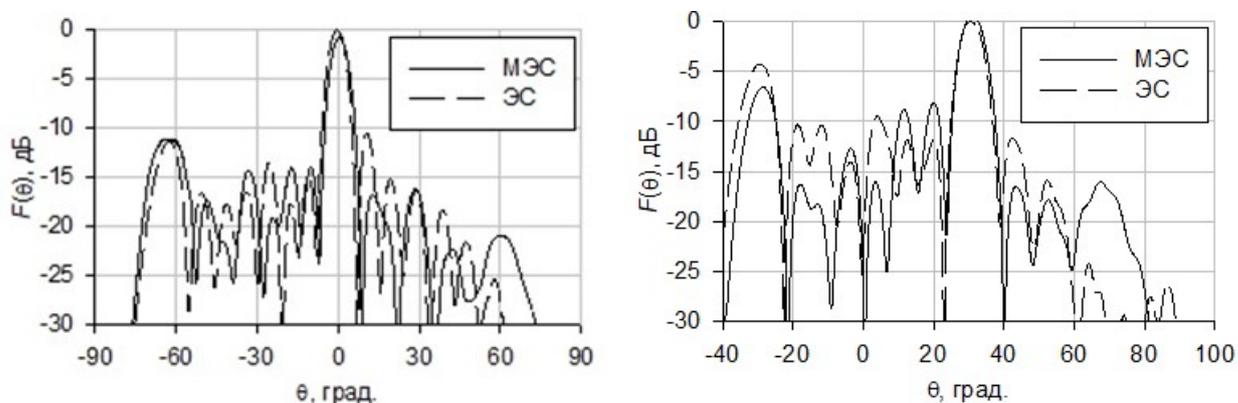


Рисунок 130 – ДН АР с ЭС и МЭС при отклонении луча на 15° (слева), ДН АР с ЭС и МЭС при отклонении луча на 30° (справа)

При отклонении луча на 15° ДН АР с ЭС и идентичной АР с механоэлектрическим типом сканирования совпадают, при отклонении на 30° – у ДН с ЭС возрастают боковые и дифракционные лепестки в сравнении с ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования (рис. 130). При отклонении луча на 45° уровень бокового и дифракционного излучения у АР

с ЭС также возрастает, при этом уровень УБЛ АР с механоэлектрическим типом сканирования незначительно уменьшается. При увеличении угла наклона ДН до 60° у АР с ЭС происходит резкая деградация направленности в заданном направлении, КНД АР с ЭС уменьшается более чем на 6 дБ. ДН АР с механоэлектрическим типом сканирования при отклонении луча на 60° сохраняет свою направленность, и деградация КНД АР с МЭС составляет менее 2 дБ (рис. 131) [4].

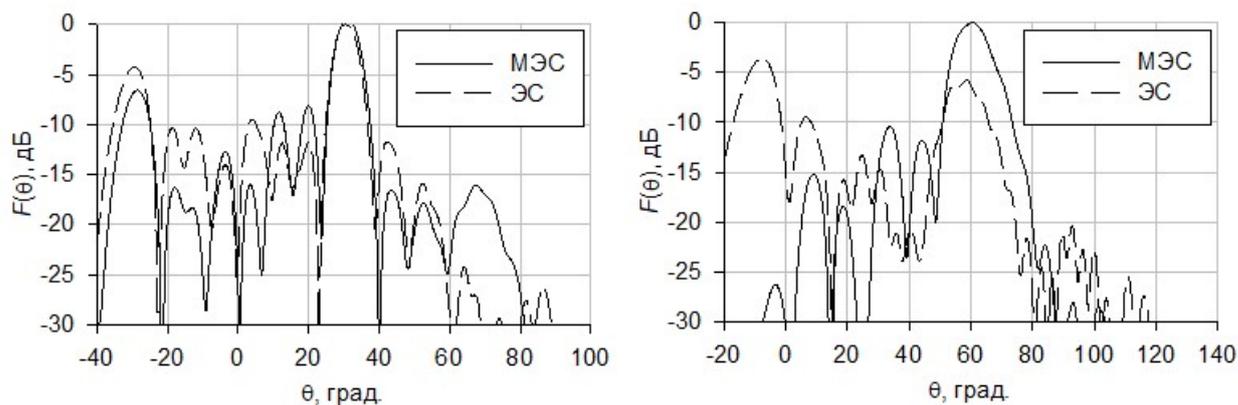


Рисунок 131 – ДН АР с ЭС и МЭС при отклонении луча на 45° (слева), ДН АР с ЭС и МЭС при отклонении луча на 60° (справа)

Незначительное ухудшение КНД АР с механоэлектрическим типом сканирования при отклонении луча на 60° можно объяснить искажением амплитудного распределения по апертуре решётки (рис. 132 (справа)), в целом же сохранение равномерными амплитудного и фазового распределений АР с механоэлектрическим типом сканирования позволяет увеличивать сектор сканирования до 60° – 70° .

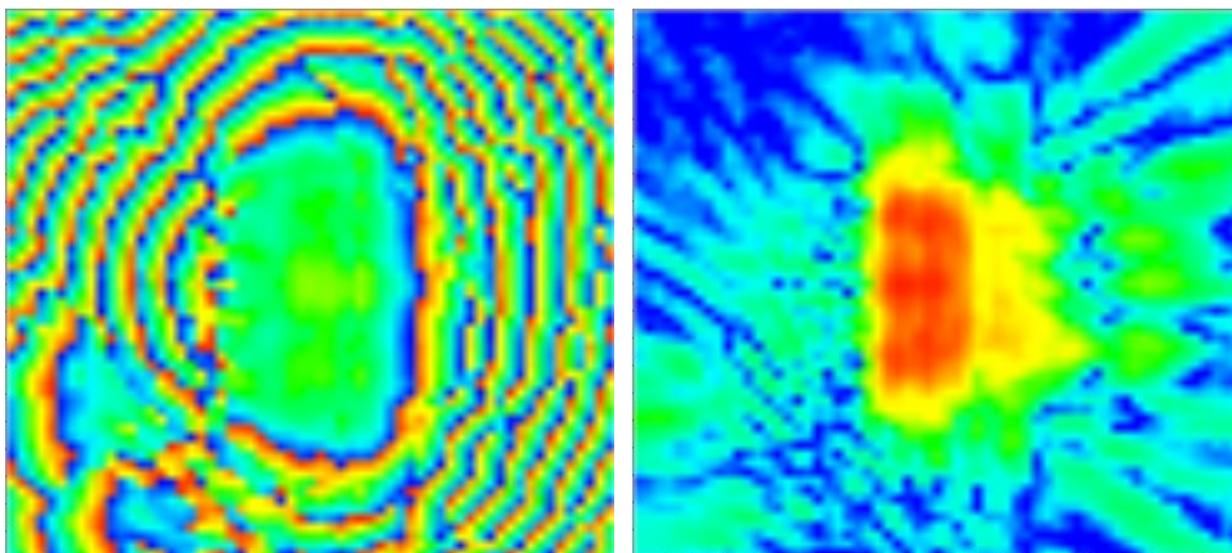


Рисунок 132 – Амплитудное (справа) и фазовое (слева) распределение исследуемой АС с механоэлектрическим типом сканирования при отклонении луча на 60°

Амплитудное и фазовое распределения в апертуре АР с ЭС претерпевают существенные искажения при отклонении луча на 60° (рис. 133), что приводит к резкому ухудшению направленности всей антенны и как следствие невозможности эксплуатации АР с ЭС при углах сканирования выше 40° – 50° .

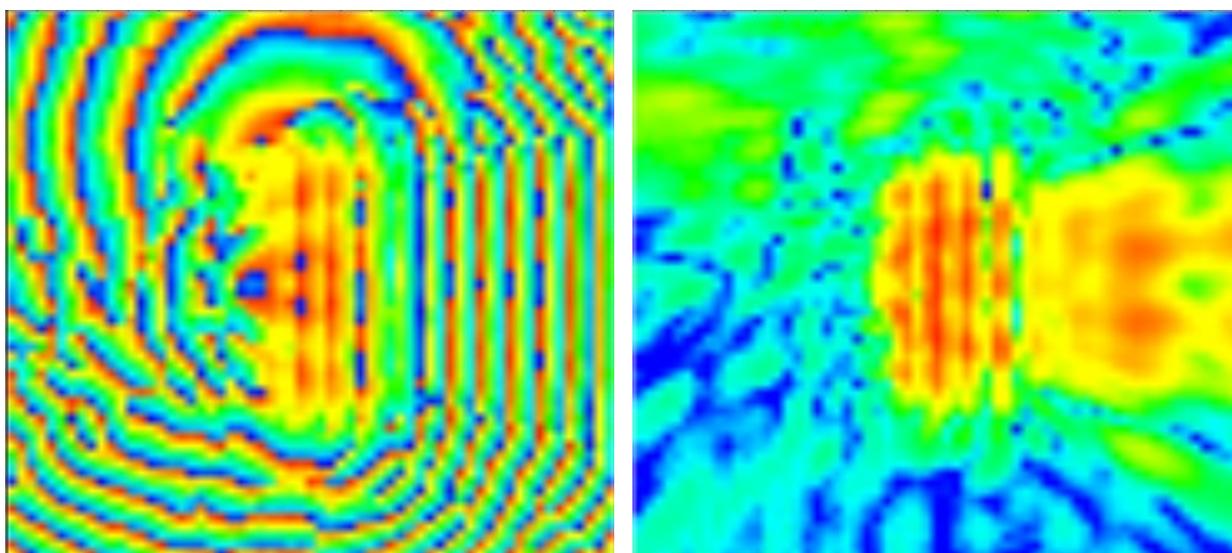


Рисунок 133– Амплитудное (справа) и фазовое (слева) распределение исследуемой АС с электронным сканированием при отклонении луча на 60°

Проведённые экспериментальные исследования подтвердили преимущество использования предложенного комбинированного способа управления лучом перед электронным способом при углах сканирования выше

40°–50°. При этом габариты (профиль) АР с механоэлектрическим типом сканирования отличается от идентичной АР с электронным сканированием на 22,5 мм, что даже при эксплуатации на подвижных объектах является весьма несущественным.

Таким образом, экспериментально доказано, что при управлении лучом разработанной микрополосковой АР предложенным механоэлектрическим способом направленные характеристики решётки сохраняются в секторе углов 0°–60°, и деградация КНД АР с механоэлектрическим типом сканирования не превышает 2 дБ в при этом у идентичной АР с электронным типом сканирования деградация КНД решётки составила более 6 дБ при отклонении луча на 60°.

4.3. Экспериментальное исследование АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования

В подразделе 3.2.2 была предложена конструкция антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо для построения на его основе подрешётки АР с предложенным комбинированным типом сканирования. На примере электродинамической модели антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо было показана возможность реализации эффективного излучателя на основе резонатора Фабри–Перо по критерию апертурного КИП более 70% в полосе частот от 12 ГГц до 12,5 ГГц. Для экспериментальной проверки эффективности антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо был изготовлен макет элемента (рисунки 134–135) [86].

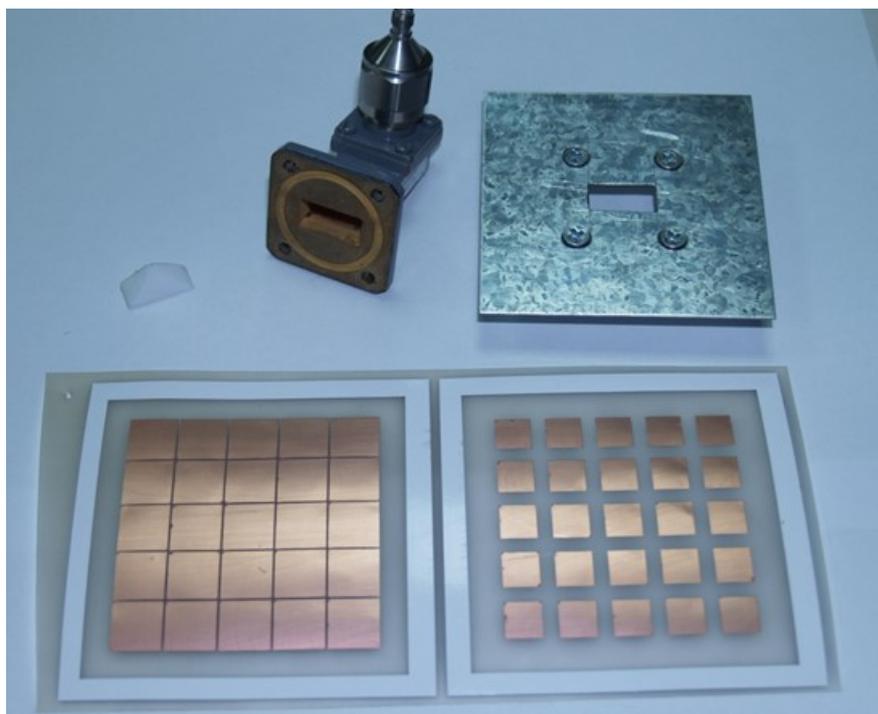


Рисунок 134 – Составные части антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо

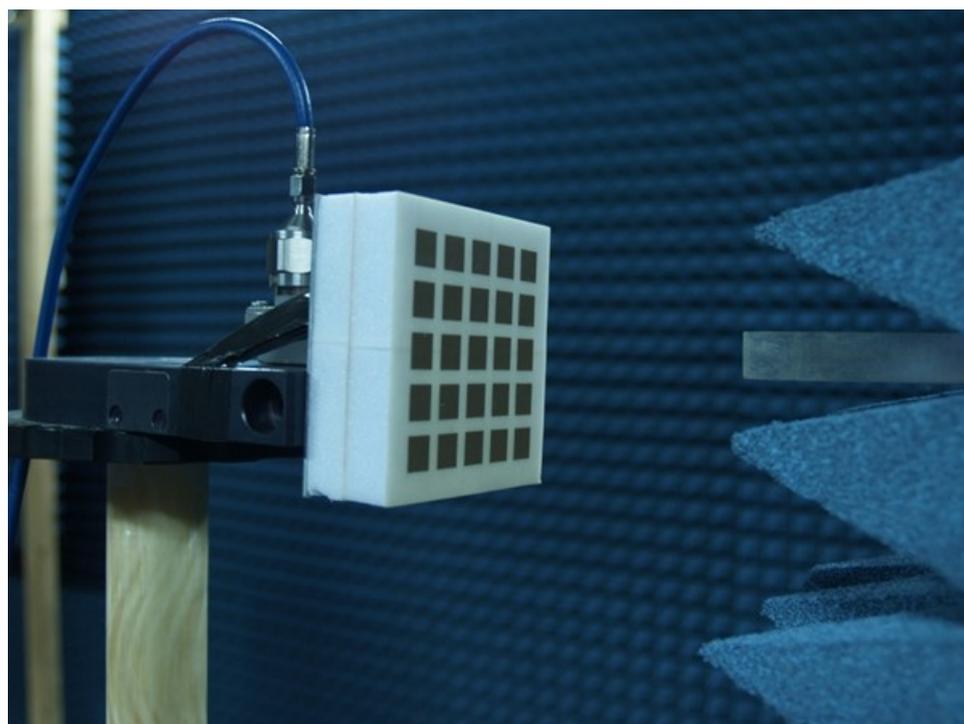


Рисунок 135 – Измерение антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо в БЭК

На рисунках 136–139 приведено сравнение экспериментальных и полученных на основании электродинамического моделирования ДН элемента в E и H плоскостях.

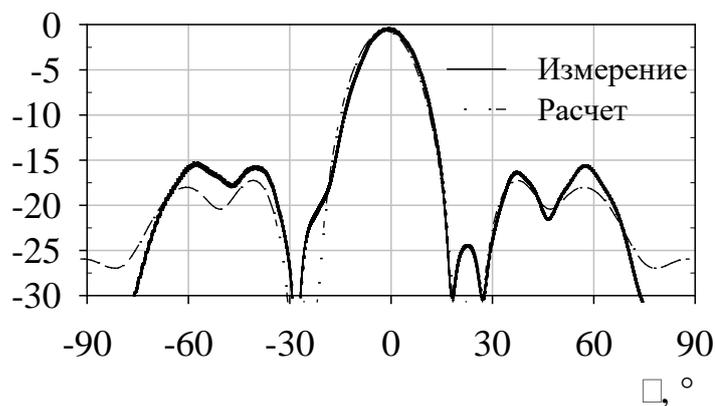


Рисунок 136 – Измеренная и расчетная ДН элемента на основе резонатора Фабри–Перо на частоте 12 ГГц в E -плоскости

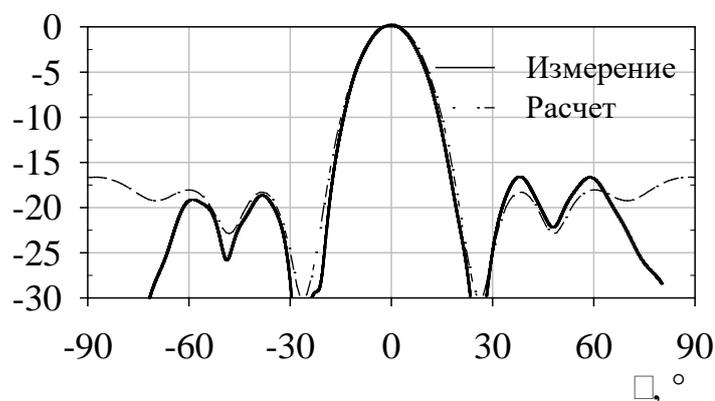


Рисунок 137– Измеренная и расчетная ДН элемента на основе резонатора Фабри–Перо на частоте 12,5 ГГц в E -плоскости

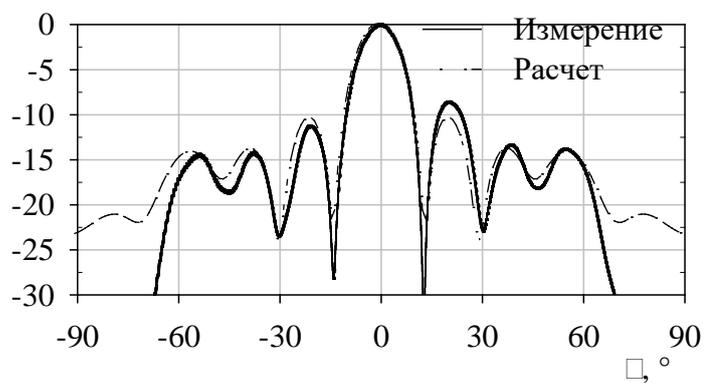


Рисунок 138– Измеренная и расчетная ДН элемента на основе резонатора Фабри–Перо на частоте 12 ГГц в H -плоскости

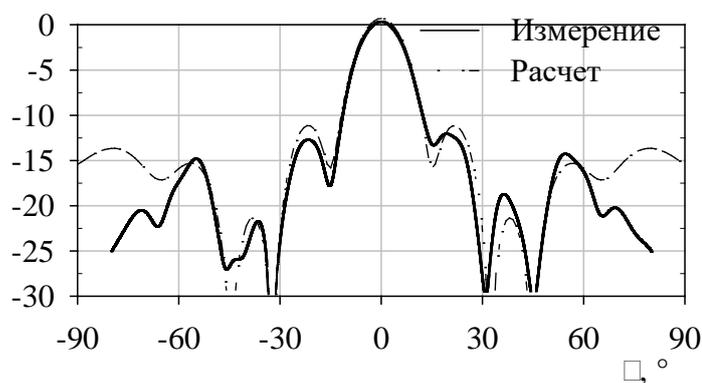


Рисунок 139 –Измеренная и расчетная ДН элемента на основе резонатора Фабри–Перо на частоте 12,5 ГГц в H -плоскости

Экспериментальные ДН антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо хорошо повторяют форму расчётных ДН элемента.

Сравнение зависимостей измеренного и расчетного КУ элемента на основе резонатора Фабри–Перо от частоты представлено на рисунке 140.

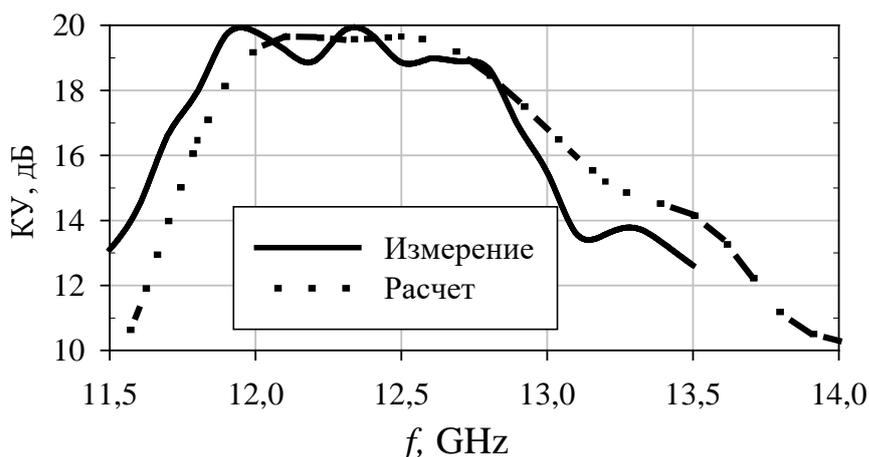


Рисунок 140 – Зависимости измеренного и расчетного КУ элемента на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

В рабочем диапазоне частот измеренный КУ элемента на основе резонатора Фабри–Перо меньше КУ элемента полученный на основании электродинамического моделирования на 1,8 дБ. Отличие измеренного КУ элемента от расчетного связано с потерями в материале между слоями ЧСП и погрешностью производства при изготовлении макета элемента.

На рисунке 141 приведено сравнение частотных зависимостей измеренного и полученного на основании электродинамического

моделирования коэффициента отражения антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо.

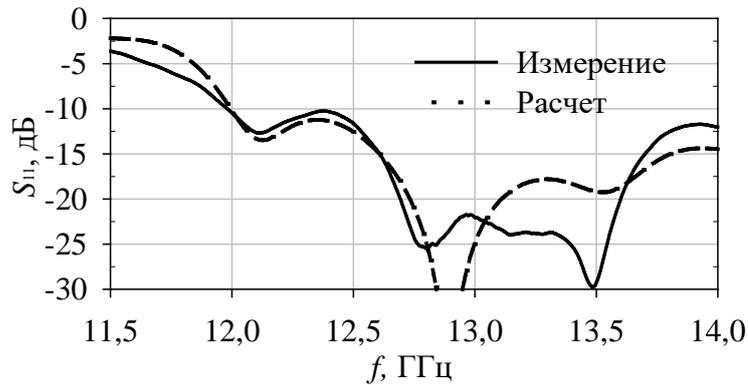


Рисунок 141– Зависимости измеренного и расчетного коэффициента отражения элемента на основе резонатора Фабри–Перо от частоты

Таким образом, на примере антенного элемента на основе резонатора Фабри–Перо экспериментально доказана эффективность данного элемента по критерию апертурного КИП не менее 50% в полосе частот от 12 ГГц до 12,5 ГГц (7%).

В подразделе 3.2.3 была предложена конструкция подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо с круговой поляризацией, на примере которой была показана возможность реализации эффективной АР с механоэлектрическим типом сканирования для сетей спутниковой связи (при достижении КИП подрешётки не менее 40% в полосе частот 11,9–12,5 ГГц при заданных углах сканирования). Для проверки полученных результатов электродинамического моделирования был изготовлен макет подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо с круговой поляризацией [87-88]. На рисунке 142 представлены изготовленные топологии ЧСП для подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо, выполненные методом фотолитографии на материале толщиной 0,5 мм и ϵ равной 2,2. Нижний и верхний слои ЧСП находятся на расстоянии 25 мм друг от друга на подвешенной подложке (рисунок 143).

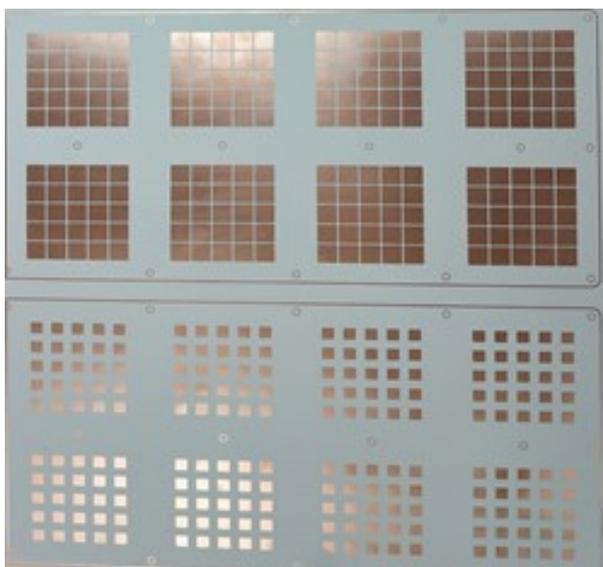


Рисунок 142 – Топология ЧСП для подрешетки на основе резонатора Фабри–Перо

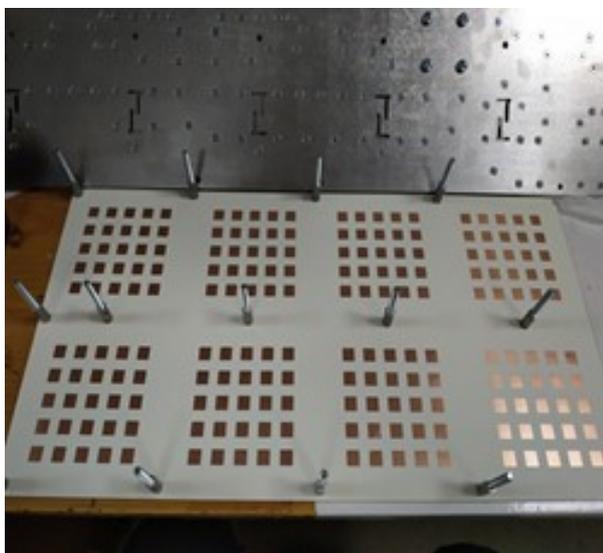


Рисунок 143 – Верхний слой ЧСП с алюминиевыми проставками, разделяющие слои ЧСП подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо

ДОС подрешётки сконструирована на основе пустотелых бинарных волноводных делителей мощности методом лазерной резки. Метод лазерной резки относится к доступным и недорогим методам изготовления излучающих поверхностей и линий передач [97–100]. ДОС подрешётки состоит из 5 слоев, в первом слое расположены Г-образные щелевые излучатели подрешётки с круговой поляризацией (рисунок 144).

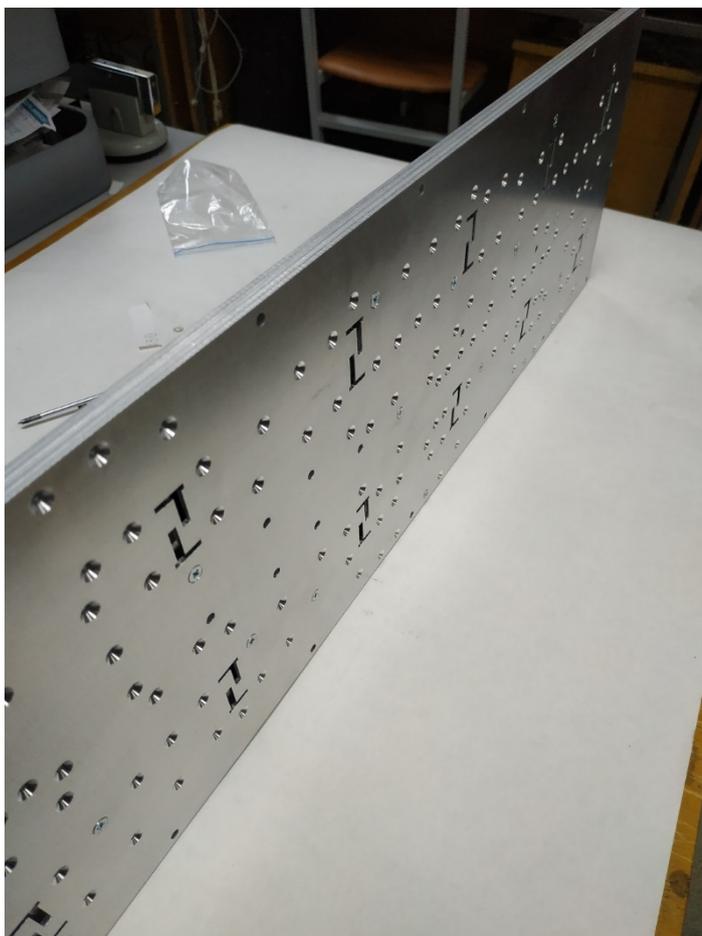


Рисунок 144 – Слой ДОР подрешётки с излучателями

Во 2, 3 и 4 слоях ДОР подрешётки расположены пустотелые волноводные делители мощности разных степеней деления (рисунки 145–147).

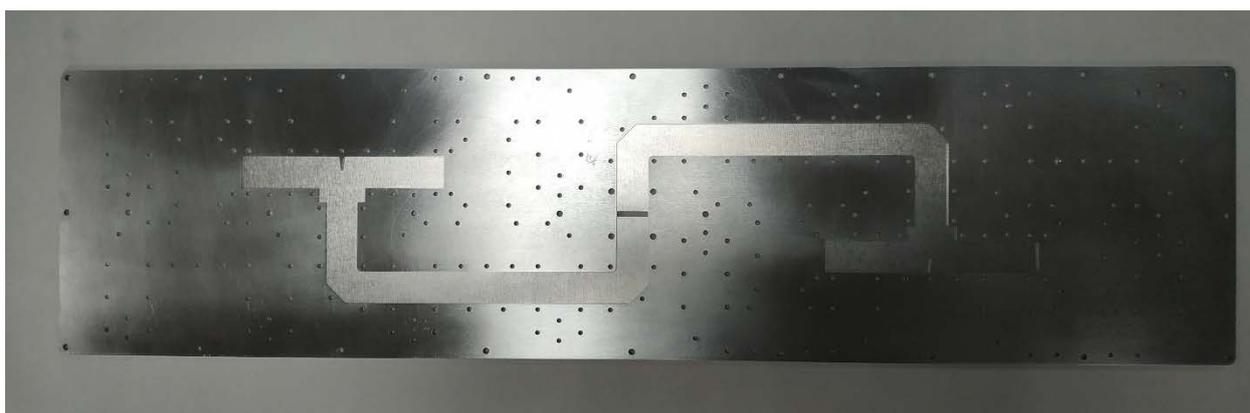


Рисунок 145– Изготовленный делитель мощности на 4

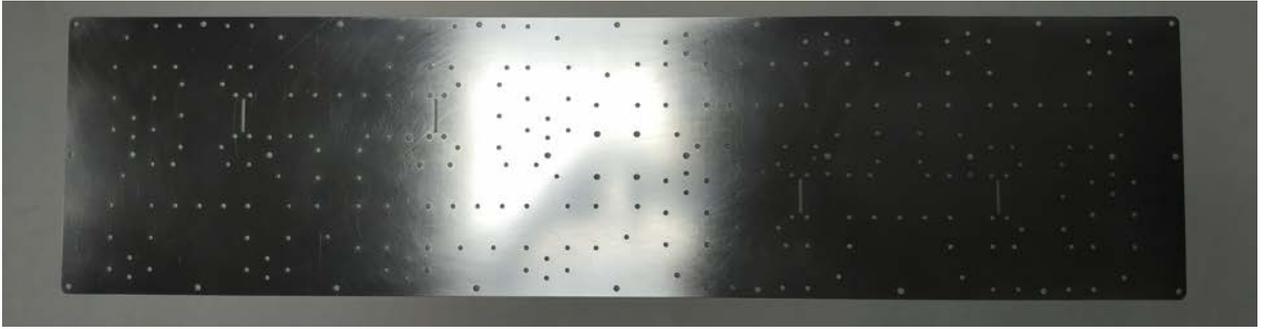


Рисунок 146 – Третий слой ДОС, в котором размещены переходные щели с одного слоя волноводов на другой, и выполняющие роль широких стенок волноводов

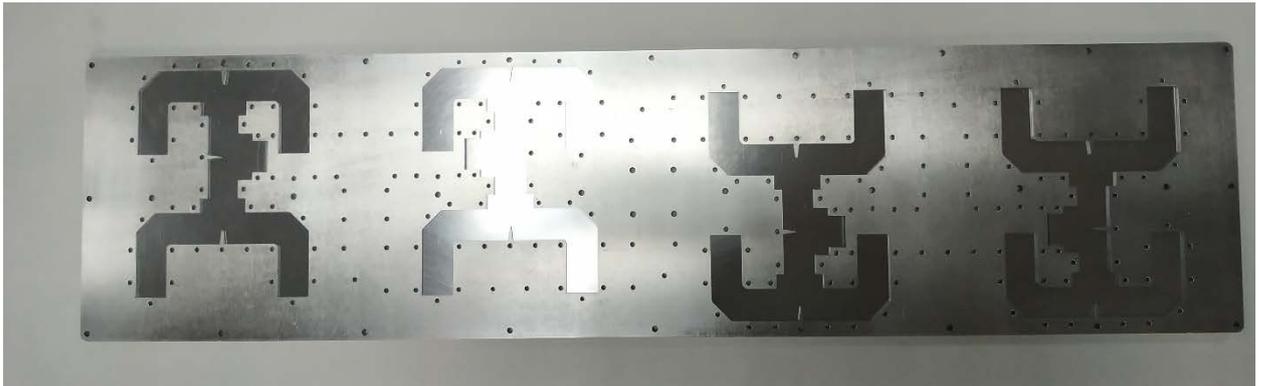


Рисунок 147– Изготовленный делитель мощности на 16

В пятом слое ДОС подрешётки расположен запитывающий волновод, стандартного сечения WR-75. Все слои ДОС скреплены винтовыми соединениями. Предложенная конструкция ДОС подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо позволяет сохранить малый профиль подрешётки и минимизировать потери в линиях передач. Применение метода лазерной резки позволяет существенно удешевить процесс изготовления при сохранении высокой технологичности производства. Ниже на рисунке 148 показан собранный макет подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо.



Рисунок 148 – Макет подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо

Ниже приведены измеренные ДН подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо.

Экспериментальные ДН подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо хорошо повторяют форму расчётных ДН подрешётки.

На рисунке 149 приведено сравнение зависимостей КУ, полученных путем экспериментального исследования и путем электродинамического моделирования, подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо. Измеренный КУ подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо меньше КУ подрешётки, полученного путем электродинамического моделирования, на 1,8 дБ в полосе частот 12–12,5 ГГц. Полученные результаты расхождения измеренного и расчетного КУ подрешётки совпадают с расхождением измеренного и расчетного КУ одиночного антенного элемента на основе резонаторов Фабри–Перо. Не совпадение частотных зависимостей измеренного и расчетного КУ

подрешётки связано с не параллельностью верхнего и нижнего слоев ЧСП в макете подрешётки, а также с потерями в волноводных линиях передач.

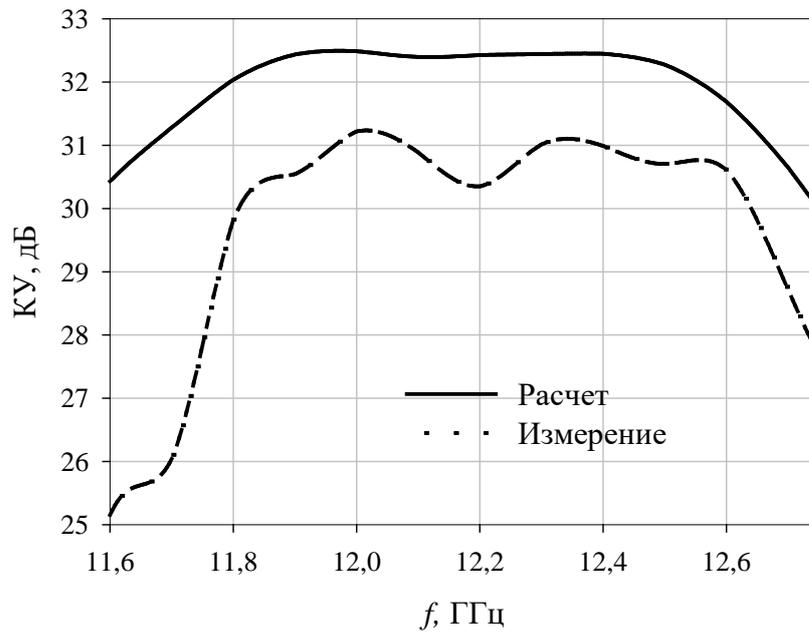


Рисунок 149 – Зависимости расчетного и измеренного КУ подрешётки на основе резонаторов Фабри-Перо от частоты

Таким образом, экспериментально доказано, что предложенная конструкция подрешётки на основе резонаторов Фабри-Перо с круговой поляризацией позволяет достичь значений апертурного КИП подрешётки не менее 50% в полосе частот от 12 ГГц до 12,5 ГГц.

Частотные зависимости измеренного и расчетного КЭ подрешётки на основе резонаторов Фабри-Перо представлены на рисунке 150.

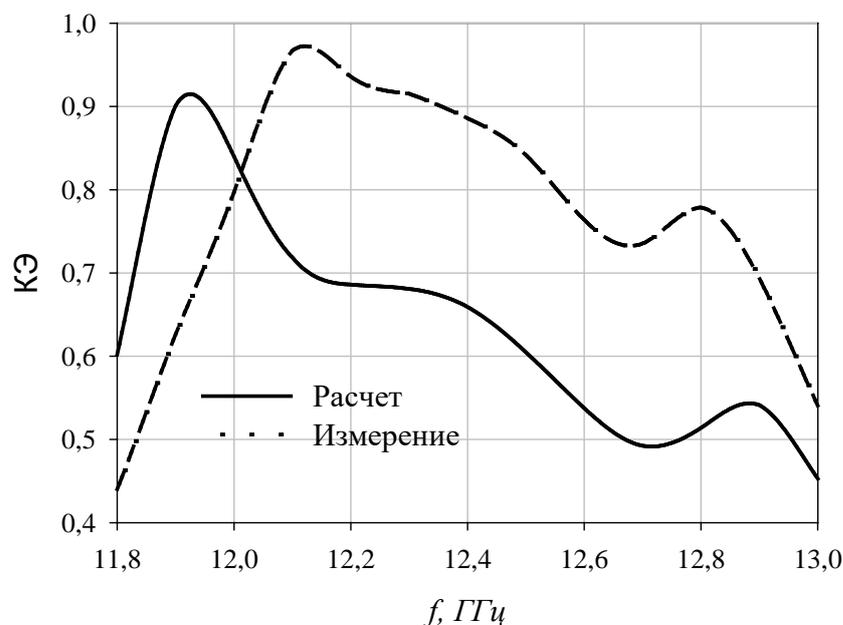


Рисунок 150 – Зависимости измеренного и расчетного КЭ подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо от частоты

Измеренный КЭ изготовленной подрешётки составляет не менее 0,8 в рабочей полосе частот 12–12,5 ГГц, некоторое улучшение данных измерений в сравнении с численными, а также смещение частотной зависимости измеренного КЭ в ВЧ-область объясняется дополнительной ручной подстройкой положения слоев ЧСП подрешётки относительно друг друга.

На рисунках 151–152 показаны измеренные амплитудные распределения подрешётки на основе резонатора Фабри–Перо на верхней и нижней частотах рабочего диапазона. Измерения проводились методом сканирования ближнего поля. Измеренные амплитудные распределения в апертуре подрешетки близки к равномерным, что определяет высокую направленность излучения подрешётки и её высокую эффективность. Искажения в измеренных амплитудных распределениях подрешётки объясняются неравномерностью деления мощности в волноводных делителях, локальными деформациями ЧСП и при изготовлении излучающих щелей и волноводных делителей.

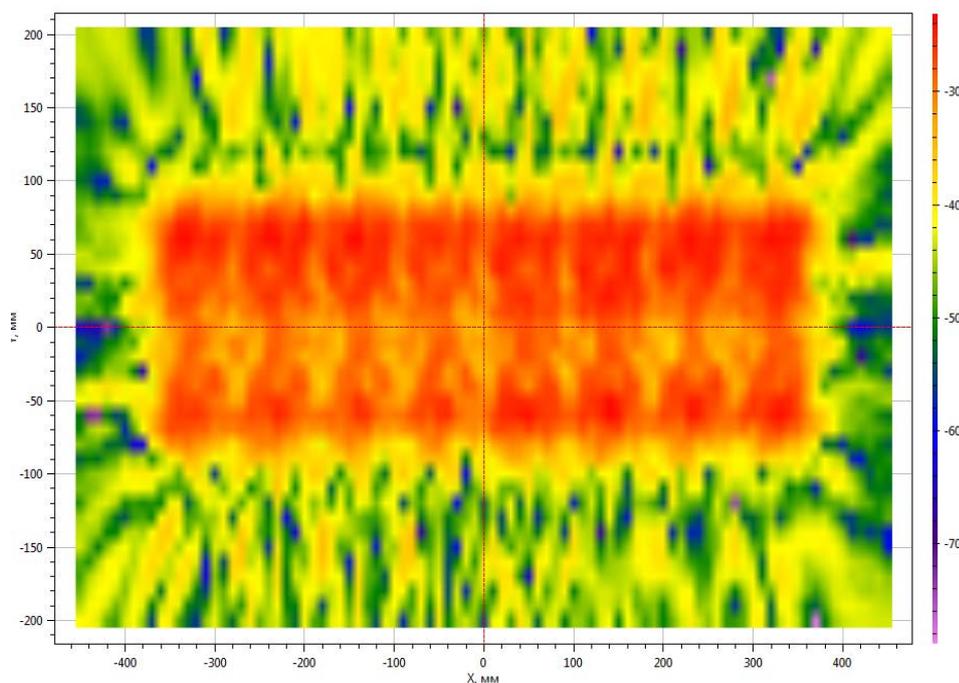


Рисунок 151– Измеренное амплитудное распределение подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо на частоте 12 ГГц

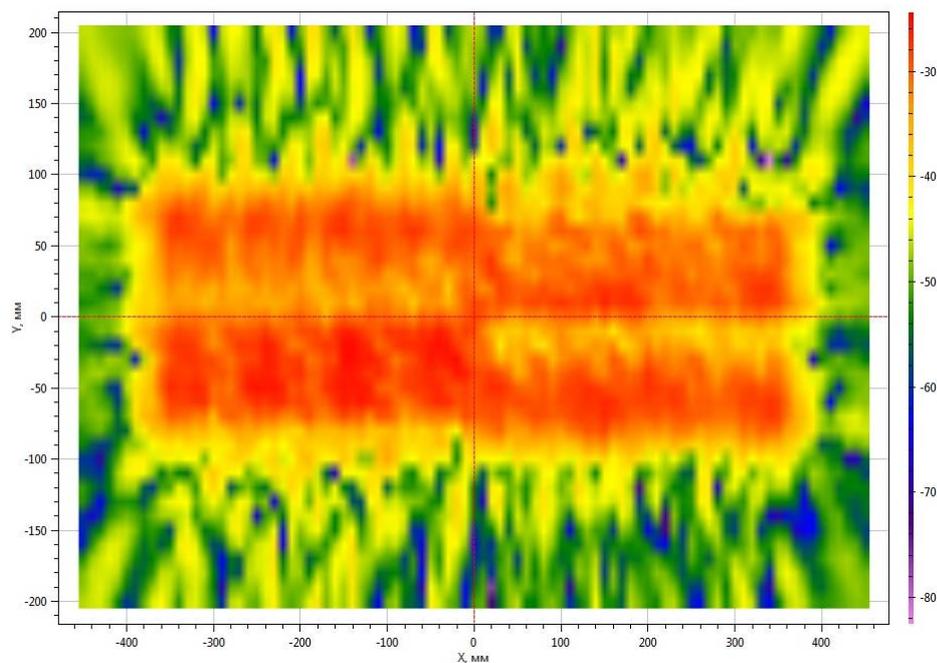


Рисунок 152 – Измеренное амплитудное распределение подрешётки на основе резонаторов Фабри–Перо на частоте 12,5 ГГц

В подразделе 3.2.4 предложена конструкция АР на основе резонатора Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования, позволяющая сохранить характеристики направленности решётки в секторе углов 0° – 80° (по критерию снижения КУ не более чем на 3 дБ) и использовать предложенную

АР в сетях спутниковой связи на мобильных объектах. Для проверки полученных результатов при электродинамическом исследовании АР на основе резонатора Фабри–Перо с предложенным комбинированным типом сканирования был изготовлен макет АР, состоящей из двух идентичных подрешеток с размерностью 8 x 2 (рисунок 153).

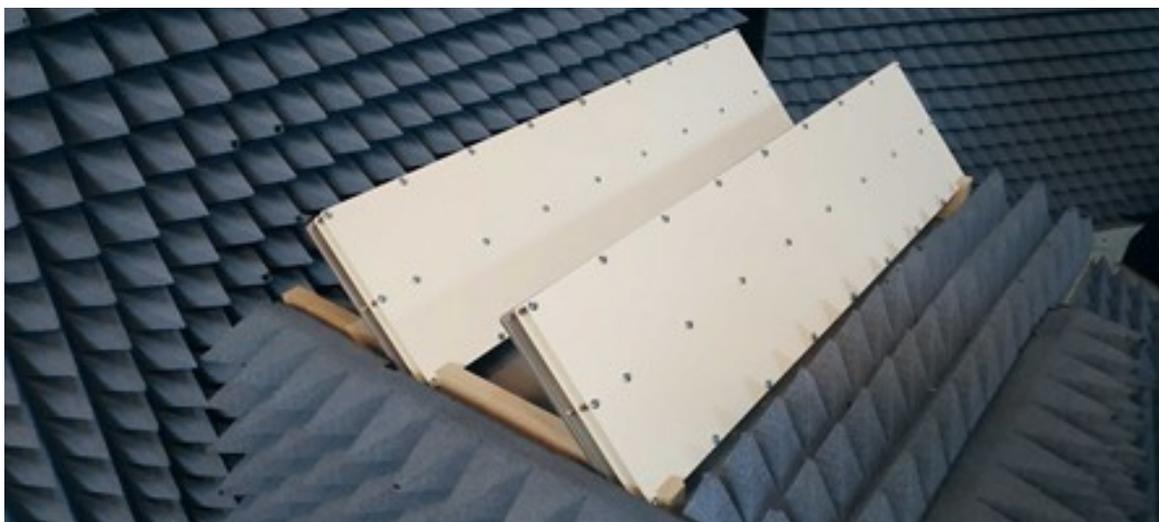


Рисунок 153 – Макет сканирующей АР на основе резонаторов Фабри–Перо

Ниже на рисунке 154 приведены измеренные ДН АР на основе резонатора Фабри–Перо при различных направлениях луча на частоте 12,2 ГГц. Измерения проводились также путем сканирования ближнего поля антенны и дальнейшего перерасчета в характеристики антенны в дальней зоне.

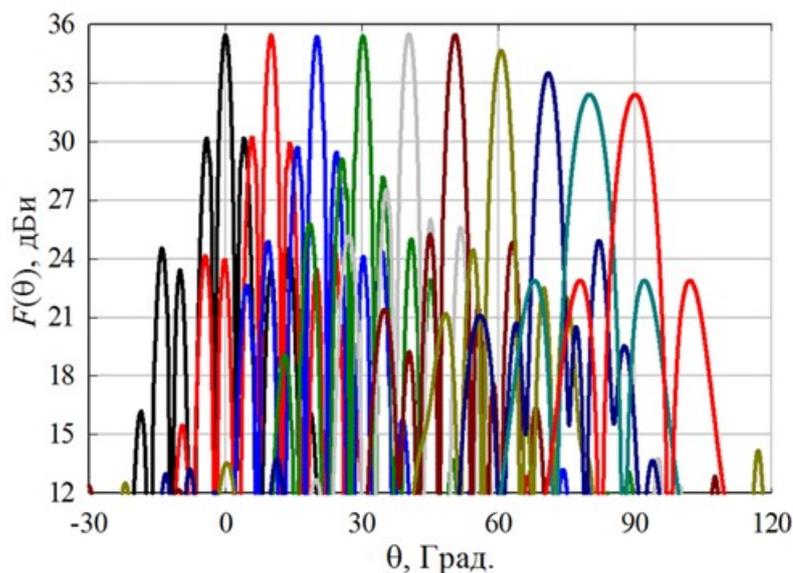


Рисунок 154– Измеренные ДН АР на основе резонатора Фабри–Перо при различных направлениях луча на частоте 12, 2 ГГц

Экспериментальные частотные зависимости КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо показаны на рисунке 155.

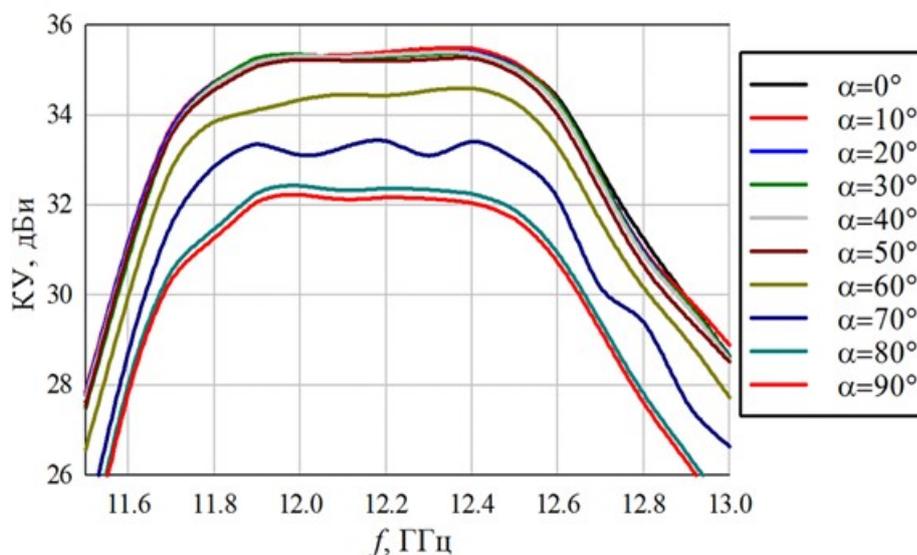


Рисунок 155– Зависимость измеренного КУ АР на основе резонатора Фабри–Перо от частоты при различных углах поворота подрешёток (α)

Результаты численного моделирования и экспериментального исследования макета АР на основе резонаторов Фабри–Перо показали хорошее совпадение как для ДН, так и для частотных зависимостей КУ (рисунок 154 и рисунок 155 соответственно).

На примере рассмотренной АР на основе резонаторов Фабри–Перо экспериментально показаны возможность реализации эффективной низкопрофильной АР, сохраняющей высокую направленность в секторе углов 0° – 70° .

Выводы

В данной главе представлены данные экспериментального исследования макетов АР с механоэлектрическим типом сканирования, с расширенным сектором углов сканирования (0° – 90°) и малыми габаритами. Представленные в данной главе макеты демонстрируют работоспособность рассмотренного механоэлектрического способа управления лучом сегментированных АР.

В частности – возможности осуществлять процесс сканирования во всей полусфере АР на основе резонаторов Фабри–Перо, профиль которой не

превышает 185 мм. Экспериментально доказано преимущество микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования перед АР с электронным сканированием в сохранении направленных характеристик решётки при отклонении ДН более чем на 30° . Профиль микрополосковой АР с механоэлектрическим типом сканирования увеличен на 22,5 мм (при повороте подрешёток на 60°) чем у аналогичной АР с электронным сканированием.

Все представленные макеты АР с механоэлектрическим типом сканирования выполнены с применением технологий ЛР и фотолитографии.

Изложенный в этой главе материал был ранее опубликован автором в соавторстве в работах [86, 87, 88, 89, 91, 92].

Автор выражает благодарность за помощь в организации и проведении эксперимента старшему преподавателю кафедры радиотехники СФУ Поленга С. В., инженеру кафедры радиотехники СФУ Крылову Р. М.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований была достигнута цель диссертационного исследования и решены поставленные задачи, которые направлены на улучшение электродинамических характеристик и уменьшение габаритов АР с механоэлектрическим типом сканирования. Представленные в данной работе как теоретические, так и экспериментальные результаты имеют высокую прикладную ценность для спутниковых наземных терминалов, используемых на транспорте.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Исследованы характеристики АР с механоэлектрическим типом сканирования с помощью численных и аналитических методов анализа. Предложен метод оценки достижимых характеристик направленности АР с механоэлектрическим типом сканирования и влияния геометрических параметров на характеристики направленности.

2. Разработана микрополосковая АР с механоэлектрическим типом сканирования с расширенным сектором углов сканирования и малым профилем по сравнению с идентичной АР с электронным сканированием.

3. Предложена волноводная диаграммобразующая схема (ДОС) для АР на основе резонаторов Фабри–Перо, обеспечивающая уровень обратных потерь не более 0,22 дБ в диапазоне частот 11,8–12,5 ГГц и имеющая высоту 9 мм.

4. Предложена АР на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования, обладающая высоким коэффициентом использования поверхности (КИП) в секторе углов сканирования 0° – 90° .

5. Предложено использование радиопоглощающего материала на задней поверхности затеняющей подрешётки АР на основе резонаторов Фабри–Перо, повышающее КУ решётки в секторе углов 70° – 90° .

б. Изготовлены макеты антенн АР с механоэлектрическим типом сканирования. Выполненные разработки конструкций антенн, макетирование и экспериментальные исследования подтвердили результаты расчетов и моделирования.

Результаты исследований, полученные в настоящей диссертационной работе, нашли применение в составе НИР и ОКР, выполненных в АО «НПП «Радиосвязь», ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Рекомендации по использованию результатов работы.

Предложенные конструкции АР с механоэлектрическим типом сканирования, благодаря их малому профилю, широкому сектору сканирования, могут быть использованы в антенне наземного терминала спутниковой связи, используемые на транспорте. Разработанные АР также могут быть применены в качестве прототипов АС, используемых в системах широкополосного доступа в Интернет на базе КА на низких и средневысотных круговых орбитах в Ku-диапазоне частот.

Применение поглощающего материала на задней поверхности затеняющей подрешётки АР, состоящей из двух подрешёток, позволит увеличить эффективность решётки в секторе сканирования 70° – 90° .

Перспективы дальнейших исследований заключаются в улучшении характеристик направленности в секторе углов 0° – 90° (особенно в области низких углов) АР с механоэлектрическим типом сканирования. Кроме того, перспективным является направление исследований сканирующих АС с использованием пассивных отклоняющих структур на основе ЧСП и искусственного диэлектрика.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АР – антенная решётка

АС – антенная система

БЭК – безэховая камера для проведения радиоизмерений

ДОС – диаграммообразующая схема

ДН – диаграмма направленности

ЗА – зеркальные антенны

КА – космический аппарат

КНД – коэффициент направленного действия

КИП – коэффициент использования поверхности

КО – коэффициент отражения

КУ – коэффициент усиления

КЭ – коэффициент эллиптичности

МЭС – механоэлектрическое сканирование

САПР – система автоматизированного проектирования

УБЛ – уровень боковых лепестков

ФАР – фазированная антенная решетка

УБЛ – уровень боковых лепестков

ЧСП – частотно-селективная поверхность

ШДН – ширина диаграммы направленности

ЭС – электронное сканирование

B2C (Business-to-consumer) – коммерческие взаимоотношения между организацией и потребителем

VSAT (сокр. от англ. Very Small Aperture Terminal) – малая спутниковая земная станция

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. F. Tiezzi, D. Llorens, C. Dominguez and M. Fajardo, "A compact Ku-band transmit/receive low-profile antenna for broadband mobile satellite communications," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, 2010, pp. 1-4.
2. R. Manrique, R. Torres, C. Domínguez, F. Tiezzi and J. R. Mosig, "Design and prototyping of a microstrip transmit-receive array antenna for mobile Ku-band satellite terminals," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, 2010, pp. 1-5.
3. F. Tiezzi, S. Vaccaro, D. L. del Río, C. Dominguez Grano de Oro and Manuel Fajardo Rua, "Low-profile Ku-band array antenna for broadband mobile satellite communications," 2011 Aerospace Conference, 2011, pp. 1-6.
4. J. Verpoorte et al., "Development of the SANDRA antenna for airborne satellite communication," 2011 Aerospace Conference, Big Sky, MT, 2011, pp. 1-15.
5. J. Verpoorte, H. Schippers, C. G. H. Roeloffzen and D. A. I. Marpaung, "Smart Antennas in aerospace applications," 2010 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, 2010, pp. 231-234.
6. A. Stark et al., "SANTANA: Advanced electronically steerable antennas at Ka-Band," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2009, pp. 471-478.
7. A. Geise, A. Jacob, K. Kuhlmann, H. Pawlak, R. Gieron, P. Siatchoua, D. Lohmann, S. Holzwarth, O. Litschke, M. Heckler, L. Greda, and A. Dreher, Smart Antenna Terminals for Broadband Mobile Satellite Communications at Ka-Band, in Procs. INICA 2007, Munich, Germany.
8. A. Geise, A. Jacob, K. Kuhlmann, H. Pawlak, R. Gieron, P. Siatchoua, D. Lohmann, S. Holzwarth, O. Litschke, M. Heckler, L. Greda, A. Dreher, and C. Hunscher, The SANTANA Project, in Procs. CEAS 2007, Berlin, Germany, September 2007, pp. 481-486

9. S. Holzwarth et al., "Active antenna arrays at Ka-band: Status and outlook of the SANTANA project," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, 2010, pp. 1-5.

10. R. Manrique, R. Torres, C. Domínguez, F. Tiezzi и J. R. Mosig, «Design and Prototyping of a Microstrip Transmit-Receive Array Antenna for Mobile Ku-Band Satellite Terminals», Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010

11. Seong Ho Son, Jae Seung Yun, Ung Hee Park и Soon Ik Jeon, «Theoretical Analysis for Beam Pointing Accuracy of Stair-Planar Phased Array Antenna with Tracking Beam,» в IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008.

12. Young-Bae Jung, Soon-Ik Jeon и Chang-Joo Kim, «A APAA System for Ku-band Mobile Multimedia Service via Satellite» в IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2012.

13. M. Gatchev, E. Totomanov, V. Boyanov, B. Marinov, I. Slavkov, I. Ivanov, S. Kamenopolsky и I. Stoyanov, «Low Profile Mobile Scanning Phased Array Antenna System for DBS Reception,» в First European Conference on Antennas and Propagation EuCAP, 2006.

14. A. Toshev, E. Totomanov, M. Gatchev, B. Marinov, I. Stoyanov and S. Kamenopolsky, "Flat Limited Scanning Phased Array Antenna for DBS Reception," 2002 32nd European Microwave Conference, 2002, pp. 1-4.

15. F. Tiezzi and S. Vaccaro, «Hybrid phased array antenna for mobile KU-band DVB-S services» в First European Conference on Antennas and Propagation EuCAP, 2009.

16. S. Vaccaro, F. Tiezzi, D. Llorens, M. F. Rúa and C. D. G. de Oro, "Ku-Band Low Profile Antennas for Mobile Satcom," 2008 4th Advanced Satellite Mobile Systems, 2008, pp. 24-28.

17. P. Mousavi, M. Fakharzadeh, S. Jamali, K. Narimani, M. Hossu, H. Bolandhemmat, G. Rafi и S. Safavi-Naeini, «A Low-Cost Ultra Low Profile Phased

Array System for Mobile Satellite Reception Using Zero-Knowledge Beamforming Algorithm» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, т. 56, № 12, pp. 3667-3679, 2008.

18. R. Azadegan, "Linearly polarized planar antenna array with large scan angle for automotive satellite TV reception," 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008, pp. 1-4.

19. R. Azadegan, «A Ku-Band Planar Antenna Array for Mobile Satellite TV Reception With Linear Polarization» IEEE Trans. Antennas Propag., т. 58, № 6, pp. 2097-2101, 2010.

20. R. Baggen, S. Holzwarth, M. Bottcher и B. Sanadgol, «Phased array technology for mobile user terminals» в Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011.

21. R. Baggen, S. Vaccaro, D. Llorens del Río and J. Padilla, "Small-scale prototype of a Ku-band phased array for mobile satellite communications," 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, 2011, pp. 491-494.

22. S. Vaccaro, D. Llorens del Rio, R. T. Sánchez и R. Baggen, «Low cost phased array for mobile Ku-band satellite terminal,» в Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010.

23. R. Baggen, S. Vaccaro, D. Llorens del Rio, R. Sánchez и G. Langgartner, «First prototyping of a compact mobile Ku-band satellite terminal,» в Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010.

24. J. G. Marin and J. Hesselbarth, "Lens Antenna With Planar Focal Surface for Wide- Angle Beam-Steering Application," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 4, pp. 2757-2762, April 2019.

25. Пастернак Ю. Г., Чугуевский В. И., Фёдоров С. М. Линейная волноводно-щелевая антенная решётка с широкоугольным сканированием // XXII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 19–21 апреля 2016 г. С. 873-880.

26. M. Palamar, Y. Pasternak, A. Palamar and A. Poikhalo, "Precision tracking of the trajectory LEO satellite by antenna with induction motors in the control system," 2017 9th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS), 2017.

27. Коротков Л. Н., Пастернак Ю. Г., Федоров С. М., Чугуевский В. И. Исследование изменения геометрии линзы Ротмана для размещения на подвижных носителей// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. №4. С. 36-40.

28. Ашихмин А. В., Быков К. А., Пастернак Ю. Г., Першин П. В., Рембовский Ю. А. Вариант реализации многолучевой антенной решётки для диапазона частот 8-18 ГГц с диаграммообразующей схемой на основе печатной линзы Ротмана// Антенны. 2019. №2 (256). С. 28-38.

29. Овчаренко Л. А., Пастернак Ю. Г., Пендюрин В. А., Попов и. В., Сафонов Ф. С. Разработка и исследование модифицированной линзы Ротмана в качестве диаграммообразующей схемы линейной антенной решётки// Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова (Радиолокация, навигация и связь (RLNC*2019) Воронеж, 16–19 апреля 2019 г. С. 323-336.

30. Safonov K. S., Donskih M.A., Pasternak Yu. G., Pendiurin V. A., Popov I. V. The design of the mobile communication terminal Ku-band // Антропоцентрические науки: инновационный взгляд на образование и развитие личности. Воронеж, 18–19 апреля 2019 г. С.503-506.

31. Пастернак Ю. Г., Пендюрин В. А., Сафонов К. С. Математическая модель излучающей апертуры ФАР, состоящей из сегменто-параболических антенн // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. №6. С. 69-78.

32. Пастернак Ю. Г., Пендюрин В. А., Сафонов Ф. С. Математическая модель модифицированной линзы Ротмана на основе несимметричной

полосковой линии // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. №6. С. 102-107.

33. Антипов С. А., Кострова В. Н., Николаев П. В., Пастернак Ю. Г., Разинкин К. А., Чугуевский В. И. Моделирование линейной антенной решётки для спутниковой связи современных телекоммуникационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. №4. С. 64-69.

34. Ашихмин А. В., Иванов А. В., Пастернак Ю. Г., Першин П. В., Сафонов Ф. С., Федоров С. М., Зеленин И. А. Разработка и исследование линейной антенной решётки из печатных логопериодических антенн, запитанных с помощью линзы Ротмана // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. №3. С. 73-78.

35. Ашихмин А. В., Иванов А. В., Пастернак Ю. Г., Першин П. В., Сафонов Ф. С., Федоров С. М., Зеленин И. А. Интегрирование антенной решётки из несимметричных вибраторов с линзой Ротмана на многослойной печатной плате // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. №3. С. 54-59.

36. Патент Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке № RU 2593910 С2.

37. L. Baggen, S. Vaccaro, D. Llorens del Rio, M. Bottcher, S. Weitz и M. Wleklinski, «Near/farfield measurements of a polarisation AGILE phased array at Ku-band,» в Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011.

38. S. Vaccaro, D. Llorens del Rio, J. Padilla и R. Baggen, «Low cost Ku-band electronic steerable array antenna for mobile satellite communications,» в Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011.

39. F. Bongard, D. del Rio, M. Vigano и S. Vaccaro, «Trihexagonal switched-beam Tx-only Ku-band terminal antenna for mobile satellite applications,» в 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2017.
40. F. Bongard, D. del Rio, M. Vigano и S. Vaccaro, «A New Aperture for Switched-Beam Low-Profile Ku-Band Mobile Terminal Array Antennas,» IEEE Antennas and Propagation Magazine, т. 54, № 3, pp. 289-300, 2012.
41. R. Gatti, M. Dionigi и R. Sorrentino, «Low cost active scanning antenna for mobile satellite terminals,» в IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003.
42. R. Gatti, L. Marcaccioli, E. Sbarra и R. Sorrentino, «Flat array antenna for Ku-band mobile satellite terminals,» в Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2015.
43. Yu Jian Cheng, Wei Hong, Ke Wu, Zhen Qi Kuai, Chen Yu, Ji Xin Chen, J. Zhou и Hong Jun Tang, «Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications,» IEEE Transactions on Antennas and Propagation, т. 56, № 8, 2504-2513 2008.
44. Yu Jian Cheng, Peng Chen, Wei Hong, T. Djerafi и Ke Wu, «Substrate-Integrated-Waveguide Beamforming Networks and Multibeam Antenna Arrays for Low-Cost Satellite and Mobile Systems,» IEEE Antennas and Propagation Magazine, т. 53, № 6, pp. 18-30, 2011.
45. S. Y. Eom et al., "Design and Test of a Mobile Antenna System With Tri-Band Operation for Broadband Satellite Communications and DBS Reception," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 11, pp. 3123-3133, Nov. 2007.
46. A. V. Shishlov, "Vehicular antennas for satellite communications," 2011 VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques, Kyiv, 2011, pp. 34-39.

47. S. Borisov and A. Shishlov, "Antennas for Satcom-on-the-Move, Review," 2014 International Conference on Engineering and Telecommunication, Moscow, 2014, pp. 3-7.

48. Y. Jung, S. Eom and S. Jeon, "Experimental Design of Mobile Satellite Antenna System for Commercial Use," in IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 56, no. 2, pp. 429-435, May 2010.

49. Seong Ho Son, Ung Hee Park, Soon Ik Jeon and Chang Joo Kim, "Mobile antenna system for Ku-band satellite Internet service," 2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference, Stockholm, 2005, pp. 234-237 Vol. 1.

50. Khan M R, A beam steering technique using dielectric wedges. Department of Electronic and Electrical Engineering University College London, December 1985. – 206 p.

51. Stankovsky A V, Nemshon A D, Polenga S V, Lemberg K V and Salomatov Y P, 2014, Wide-Angle Mechanoelectrical Beam Steering Antenna System. 2014 24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014), p 467-468.

52. Stankovsky AV, Polenga S V, Nemshon A D, Litinskaya Ye A, Alexandrin A M, Lemberg K V and Salomatov Yu P, 2017, A Wide-Angle Mechanoelectrical Steering Antenna System Based on Multilayer Dielectric Wedge Structure. 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW, p 45-48.

53. А. В. Станковский, А. Д. Немшон, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов «Дисковая антенна с широкоугольным механоэлектрическим сканированием,» X Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», 2014, с. 149-153.

54. J. Alonso, A. Ruiz, A. Pellon, M. Pena и J.-C. Angevain, «From prototype to serial manufacturing of the Low Profile Ku-Band Transmit/Receive Terminal ODU for satellite mobile communications,» в 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2012.

55. A. Ruiz, A. Pellon и M. Pena, «Low Profile Ku-Band Transmit/Receive Terminal ODU for satellite mobile communications,» в Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2017.

56. Bird T. S. Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays: From Theory to Design, Fabrication and Testing – Hoboken, N.J.: John Wiley & Sons, Inc., 2016 – 430 p.

57. Haupt R.L., Rahmat-Samii Y. Antenna Array Developments: A Perspective on the Past, Present and Future // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2015. – №1. – pp. 86-96.

58. Munk B.A. Finite Antenna Arrays and FSS. – Hoboken, N.J.: John Wiley & Sons, Inc., 2003. – 392 p.

59. Курушин, А. А. Школа проектирования СВЧ устройств в CST Studio suite / А. А. Курушин // Международный журнал экспериментального образования. – 2015. – № 8-2. – С. 238-241.

60. Возможности "CST Studio suite" при проектировании высокочастотных устройств / Е. Р. Шпедт, П. Г. Андреев, А. К. Гришко, И. Ю. Наумова // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". – 2020. – Т. 2. – С. 158-160.

61. Дмитрий, К. Моделирование антенн в ANSYS HFSS / К. Дмитрий // САПР и графика. – 2015. – № 8(226). – С. 40-43.

62. Буторов, Евгений. Обзор возможностей ANSYS HFSS для трехмерного моделирования СВЧ-устройств произвольной геометрии / Е. Буторов, А. Ларионов// САПР и графика. - 2012. - № 1. - С. 62-65.

63. Банков, Сергей Евгеньевич. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ: учебник для вузов по направлению подготовки - "Радиотехника" / С. Е. Банков, А. А. Курушин. - Москва: СОЛОН-Пресс, 2019. - 315 с.

64. Активные фазированные антенные решетки Д.И. Воскресенский А.И. Канащенкова - М.: Радиотехника, 2004. - 488 с.

65. Гостюхин, Вадим Леонтьевич. Активные фазированные антенные решетки / В. Л. Гостюхин, В. Н. Трусов, А. В. Гостюхин ; ред. В. Л. Гостюхин. - 3-е изд., перераб. и доп. - Москва: Радиотехника, 2011. - 302 с.

66. Моделирование характеристик антенной системы, состоящей из плоских ФАР / И. А. Кузнецов, А. Н. Грибанов, Г. Ф. Мосейчук, А. И. Синани. - // Антенны. - 2021. - № 5 (273). - С. 46-51.

67. Хансен, Роберт Си. Фазированные антенные решетки / Р. С. Хансен; пер. с англ., ред. А. И. Синани. - [2-е изд.]. - Москва: Техносфера, 2012. - 558 с.

68. Y. A. Litinskaya, A. V. Stankovsky, S. V. Polenga and Y. P. Salomatov, "Design and Analysis of Antenna Array with Combined Beam Steering," 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2021, pp. 195-198.

69. Антенные решетки систем спутникового телевидения (обзор) / О. В. Васильев [и др.]. - (Антенные решетки). - Текст: непосредственный // Антенны. - 2016. - № 4 (224). - С. 22-33.

70. Y. A. Litinskaya, A. M. Alexandrin, K. V. Lemberg, S. V. Polenga and Y. P. Salomatov, "Phased array antenna with combined electronical and mechanical beam steering for satellite networks," 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Krasnoyarsk, 2013, pp. 1-3.

71. Е. А. Литинская, В. С. Панько, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов ФАР с механоэлектрическим типом сканирования/ «Успехи современной радиоэлектроники», №1, 2015, стр. 24-27.

72. Taflove A., Hagness S. C., Computational Electrodynamics: the Finite-Difference Time Domain Method, 3rd ed., Artech House, 2005.

73. Taflove A., Johnson S. G., Oskooi A., Advances in FDTD Computational Electromagnetics: Photonics and Nanotechnology, Artech House, 2013.

74. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2013. – 430 с.

75. Clemens M. Discrete electromagnetism with the finite integration technique / M. Clemens, T. Weiland // Progress in electro-magnetic research. – 2001. – Vol. 32. – P. 65–87.

76. Harrington R.F. Field computation by moment method. N-Y. Macmillan. 1968.

77. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике. – М.: Мир, 1975. – 541с.

78. Su C. Overview of electromagnetic modeling software / C. Su, H. Ke, T. Hubing // Proc. of the 25th International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics. – Monterey, CA, 2009. – P. 1–6.

79. Банков, Сергей Евгеньевич. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ: учебник для вузов по направлению подготовки - "Радиотехника" / С. Е. Банков, А. А. Курушин. - Москва: СОЛОН-Пресс, 2019. - 315 с.

80. Коробейников Р.В., Шишаков К.В. Исследование антенн СВЧ с помощью программных пакетов MMANA, Microwave Office, Microwave Studio. - Ижевск: Изд-во ИЖГТУ. 2006. – 90 с.

81. Y. Ge, K. P. Esselle and T. S. Bird, "The Use of Simple Thin Partially Reflective Surfaces With Positive Reflection Phase Gradients to Design Wideband, Low-Profile EBG Resonator Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 2, pp. 743-750, Feb. 2012.

82. K. Konstantinidis; A. P. Feresidis; P. S. Hall, "Multilayer partially reflective surfaces for broadband Fabry-Perot cavity antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, pp. 3474-3481, 2014.

83. Y. Sun; Z. Ning Chen; Y. Zhang; H. Chen; Terence S. P. See, "Subwavelength substrate-integrated Fabry-Pérot cavity antennas using artificial magnetic conductor," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, pp. 30-35, 2012.

84. Avinash R. Vaidya; Rajiv K. Gupta; Sanjeev K. Mishra; Jayanta Mukherjee, "Effect of superstrate height on gain of MSA fed Fabry-Perot cavity antenna," Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011.

85. B. Aqlan, M. Himdi, H. Vettikalladi and L. Le-Coq, "A Circularly Polarized Sub-Terahertz Antenna With Low-Profile and High-Gain for 6G Wireless Communication Systems," in IEEE Access, vol. 9, pp. 122607-122617, 2021.

86. A. M. Alexandrin et al., "Ku-band antenna array element based on Fabry-Perot cavity," 2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), New Delhi, 2016, pp. 1-4.

87. 3. Литинская Е. А., С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов Антенная решётка на основе резонаторов Фабри–Перо с механоэлектрическим типом сканирования // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2021. – Т. 24. – № 5. –С. 81-94.

88. 11. Yelena A. Litinskaya, Stanislav V. Polenga, Yury P. Salomatov «Low-profile antenna array based on Fabry-Perot cavity with mechanoelectrical beam steering», Antennas Design and Measurement International Conference 2021 (ADMInC'2021), pp. 84-89.

89. Litinskaya, Y.A., Stankovsky, A.V., Polenga, S.V., Salomatov, Yu. P. "Wide-angle antenna systems with mechanoelectrical beam steering," 2020 Journal of Physics: Conference Series, 1515 (4), № 042089.

90. 2. Y. A. Litinskaya, V. S. Panko and Y. P. Salomatov, "The low-profile phased array antenna with combined electrical and mechanical beam steering for satellite communications," 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Ukraine, 2014, pp. 461-462.

91. Литинская Е. А. ФАР с механоэлектрическим типом сканирования/ Е. А Литинская, В. С. Панько, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов // Успехи современной радиоэлектроники, выпуск 1, 2015. С. 24—28.

92. Y. A. Litinskaya, S. V. Polenga, A. V. Stankovsky and Y. P. Salomatov, "A Ku-Band Low-Profile Wide-Angle Scanning Antenna Array with Combined

Beam Steering," 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russia, 2018, pp. 238-242.

93. Иванов А.С., Рязанцев Р.О., Александрин А.М., Лемберг К.В., Саломатов Ю.П. Диагностика линзовых антенн с использованием сканера ближнего поля // Доклады ТУСУРа. – 2015. – №1. – С. 33-36.

94. Y. A. Litinskaya, K. V. Lemberg, A. S. Ivanov, A. M. Alexandrin, S. V. Polenga and Y. P. Salomatov, "Antenna Measurement Equipment for Radio Engineering Education," 2018 IV International Conference on Information Technologies in Engineering Education (Inforino), Moscow, Russia, 2018, pp. 1-4.

95. 2. Литинская Е. А. Экспериментальное исследование антенной решётки с механоэлектрическим и электронным типами сканирования / Е. А. Литинская, А. Д. Немшон, А. В. Станковский, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – № 8/3. – Т. 58. – С.45–49.

96. Y. A. Litinskaya, A. D. Nemshon, A. V. Stankovsky, S. V. Polenga and Y. P. Salomatov, "Experimental research of the antenna array with electronic and combine electronic and mechanical beam steering," 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Moscow, 2016, pp. 1-3.

97. Закалюкина Л.А., Баннов В.Я. Виды и параметры процесса лазерной резки // Новые информационные технологии в автоматизированных системах. – 2016. – №19. – с. 163-167.

98. Deng R., Yang F., Xu S., M. Li A Low-Cost Metal-Only Reflectarray Using Modified Slot-Type Phoenix Element With 360° Phase Coverage // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol.64, №4. – pp. 1556-1560.

99. Carluccio G., Mazzinghi A., Freni A. Design and Manufacture of Cosecant-Squared Complementary Reflectarrays for Low-Cost Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol.65, №10. – pp. 5220-5227.

100. D. Sánchez-Escuderos, J. I. Herranz-Herruzo, M. Ferrando-Rocher and A. Valero-Nogueira, "True-Time-Delay Mechanical Phase Shifter in Gap Waveguide Technology for Slotted Waveguide Arrays in Ka-Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 5, pp. 2727-2740, May 2021.



Акционерное общество
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(АО «НПП «Радиосвязь»)

ул. Декабристов, д. 19, Красноярск, 660021
Тел. (391) 204-11-02, тел./факс (391) 204-12-38 E-mail: info@krtz.su
ОКПО 44589548, ОГРН 1122468072231, ИНН/КПП 2460243408/246001001

« 24 » 01 2022 г. № 1-595
На № _____ от « _____ » _____ 20 _____ г.

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
АО «НПП «Радиосвязь»
Р. Г. Галеев
« _____ » _____ 2022 г.

АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
«Низкопрофильные антенные решётки с механоэлектрическим типом
сканирования» Литинской Елены Алексеевны в НИОКР
АО «НПП «Радиосвязь»**

Настоящим актом подтверждается использование в НИОКР АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» результатов диссертационной работы Литинской Е. А.

Литинской Е. А. были предложены конструкции антенных решёток с механоэлектрическим сканированием для мобильных спутниковых терминалов связи.

Были разработаны антенный элемент на основе резонатора Фабри-Перо, входящий в состав подрешётки сканирующей антенной решётки, с коэффициентом использования поверхности более 70% в Ku-диапазоне частот и диаграммообразующая схема на основе волноводов малой высоты (менее 10 мм) для подрешётки, состоящей из 8x2 антенных элементов. Диаграммообразующая схема позволила уменьшить потери в линиях передачи и обеспечить коэффициент использования поверхности одной подрешётки до 62% в Ku-диапазоне частот.

Результаты диссертационной работы использованы в ходе выполнения НИР «Разработка материалов для эскизного проекта по разработке антенных модулей спутниковой связи. Рассмотрение возможности применения квазиоптических решеток и антенн с ЧСП», в которой были разработаны модели сканирующих антенных решёток на основе ЧСП. Принятые решения позволили получить коэффициент использования поверхности антенной решётки, состоящей из двух подрешёток, более 45% в Ku-диапазоне в секторе углов сканирования 0°–90° при сохранении профиля антенны менее 200 мм.

Заместитель генерального
директора по НТР

Е.В. Богатырев