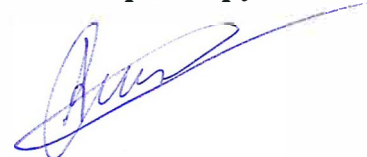


Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Сибирский федеральный университет»

На правах рукописи



Станковский Андрей Вадимович

**Плоские антенные системы с широкоугольным
механоэлектрическим сканированием**

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

Саломатов Юрий Петрович

кандидат технических наук,

профессор

Красноярск 2023

Оглавление

Оглавление	2
Введение	4
1. Антенны и антенные системы с широкоугольным сканированием	13
1.1. Исследование работы системы двух дисков с помощью математического моделирования.....	22
1.2. Выводы	27
2. Исследование и разработка диэлектрических структур управления лучом ДН	28
2.1. Структуры с линейным фазовым набегом.....	36
2.1.1. Влияние согласующего слоя.....	53
2.2. Фокусирующая структура (линзовая антенна)	56
2.3. Зависимость КНД от угла наклона ДН	59
2.4. Сканирующие антенные системы.....	60
2.5. Исследование многослойных диэлектрических структур с смещенными отверстиями и линейным фазовым набегом	68
2.6. Программы синтеза топологий отклоняющих структур.....	72
2.7. Структуры на основе частотно-селективных поверхностей	76
2.7.1. Характеристики фильтра в Matlab.....	77
2.7.2. Полосовой фильтр Чебышева	78
2.7.3. Квазиполиномиальные фильтры	80
2.7.4. Расчёт и моделирование ЧСП.....	83
2.8. Выводы	93
3. Изготовление и экспериментальные исследования системы дисков	95
3.1. Поляризационные характеристики сканирующей АС	104
3.1.1. Прототипы поляризаторов	106
3.1.2. Двухслойный поляризатор на пассивных диполях	110
3.1.3. Поляризатор из металлических пластин.....	112
3.1.4. Двухслойный меандровый поляризатор	115
3.1.5. Широкополосный трехслойный меандровый поляризатор.....	119

3.1.6. Оптимальный размер поляризатора	124
3.1.7. Измерения	125
3.1.8. Выводы.....	128
Заключение	129
Список сокращений	132
Список использованных источников	133
Приложение А. Документы, подтверждающие право на интеллектуальную собственность	144
Приложение Б. Акты использования результатов работы.....	148

Введение

Активное развитие спутниковой связи, особенно с использованием средне- и низкоорбитальных космических аппаратов (КА), приводит к тому, что возникает потребность в сканирующих антенных системах (АС) для наземных терминалов (мобильных: автомобиль, поезд, судно; и стационарных), которые могут обеспечить непрерывную работу систем спутниковой связи (ССС) и передачу данных [1], [2], [3]. Федеральная программа «Сфера» предполагает введение в эксплуатацию новых спутниковых группировок для связи и для дистанционного зондирования Земли. Спутниковые группировки «Скиф» (предоставление широкополосного доступа в Интернет) и «Экспресс-РВ» (обеспечение Арктики интернетом и связью), не относятся к геостационарным и требуют постоянного слежения за спутником даже для стационарных терминалов.

Стоит отметить, что в труднодоступных и удаленных местностях, к которым относятся большие территории РФ, зачастую нет возможности организовать наземную связь. В этом случае для обеспечения информационной связанности остаётся единственный вариант – использование спутниковой связи. В связи с этим развитие систем связи, зондирования и навигации является приоритетным направлением как технологических, так и научных исследований.

Сканирующие системы обеспечивают перемещение максимума ДН одним из нескольких способов:

- механический (реализуется путём поворота всей антенны и характеризуется наибольшей инерционностью);
- электрический (изменение токов или напряжений в управляющих устройствах, приводящее к изменению амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенны);
- механоэлектрический (с помощью электродвигателей или электромагнитов осуществляется механическое перемещение одного или нескольких элементов антенны с изменением АФР).

АС с механическим сканированием зачастую не отвечают требованиям к габаритам и скорости перемещения луча ДН. В то же время, АС с электрическим типом сканирования, имеющие, как правило, малый профиль и высокое быстродействие, изготавливаются на основе специализированных микросхем зарубежного производства. Недоступность или высокая стоимость таких компонентов приводит к невозможности создания на их основе антенн, доступных для массового потребителя. АС с механоэлектрическим типом сканирования – это альтернативные решения для создания низкопрофильных сканирующих антенн, и представляющие наибольший интерес.

Рассматриваемые в рамках данной научной работы системы по своим характеристикам относятся к механоэлектрическому способу сканирования, поскольку части её перемещаются относительно друг друга без изменения профиля антенны при помощи электродвигателей (механически), но сам принцип управления ДН больше подходит под описание электрического способа сканирования и является квазиоптическим [4], [5], [6], [7]. Возможность изменения ориентации фазового фронта волны и осуществления управления ДН на основе структур, вносящих линейный фазовый набег, реализованных в виде диэлектрических клиньев, перешла в радиочастотный диапазон из оптики. Такие структуры были исследованы и описаны в [8], [9], и их основными недостатками являются большие размеры и малые углы наклона ДН. Хорошие характеристики АС достигаются лишь при малых углах наклона луча (до 20°). Данный способ позволяет осуществлять управление лучом без использования фазовращателей (как при механическом сканировании) и без изменения профиля системы (как при электрическом сканировании), т.к. подвижными элементами являются только структуры в виде дисков, вращающиеся вокруг своей оси.

Целью диссертационной работы является исследование различных типов плоских структур для квазиоптического управления ДН антенны и создание на их основе АС с широкоугольным механоэлектрическим сканированием.

Согласно этой цели, в исследовании поставлены следующие **задачи**:

- 1) Исследование различных структур для квазиоптического управления ДН антенны;
- 2) Разработка алгоритмов и программного обеспечения (ПО) для расчёта различных отклоняющих и фокусирующих систем;
- 3) Электродинамическое моделирование сканирующих АС, состоящих из двух идентичных отклоняющих структур;
- 4) Экспериментальное исследование макета АС, демонстрирующего возможность создания плоских АС с механоэлектрическим сканированием;
- 5) Исследование макетов пространственных поляризаторов, работающих в составе плоских АС.

Объектом исследования являются плоские антенные системы с широкоугольным механоэлектрическим сканированием, **предметом исследования** являются структуры квазиоптического управления лучом ДН для плоских АС.

Методы исследования. Для решения задач диссертационного исследования применялись следующие методы:

- математическое моделирование;
- электродинамическое моделирование при помощи САПР;
- экспериментальные исследования.

Основным методом исследования в данной диссертационной работе является моделирование. В работе использовались следующие методы электродинамического моделирования:

- метод конечных элементов (finite element method);
- метод конечного интегрирования (finite integration).

В представленном исследовании математическое моделирование позволило получить формулы и выражения, описывающие прохождение волны через «бесконечно тонкие» структуры, вносящие определённые изменения в фазовое распределение этой волны. Данные формулы позволяют также построить графики диаграмм направленности АС, имеющей в своём составе такие структуры, на основе которых

и делается вывод о работоспособности таких систем с точки зрения математического моделирования.

Моделирование при помощи САПР позволяет построить компьютерную модель на основе реальной, содержащую информацию обо всех или о части основных (для упрощения) её физических свойствах. Дальнейшее компьютерное моделирование представляет собой математический расчёт амплитудно-фазового распределения волны в некотором конечном пространстве, создающее в конечном итоге трёхмерную модель распространения электромагнитной волны.

Макетирование является воплощением электродинамической модели в реальную модель (макет) и призвано оценить, насколько сходятся результаты, полученные при моделировании, с реальными измерениями характеристик АС.

Экспериментальные исследования проводились в безэховой камере методом измерения в дальней зоне и сканирования ближнего поля АС при помощи векторного анализатора цепей.

Научная новизна.

1) Показано, что перфорированная отклоняющая структура с гексагональным расположением отверстий отличается меньшей толщиной, меньшими достижимыми коэффициентом заполнения и эффективной диэлектрической проницаемостью по сравнению с прямоугольным расположением отверстий, а также обеспечивает меньший уровень боковых лепестков за счёт увеличения количества дискретных ячеек при неизменных размерах апертуры;

2) Предложены диэлектрические структуры, работающие по принципу квазиоптического управления лучом, позволяющие осуществить механоэлектрическое сканирование в угломестной плоскости в диапазоне 120° , отличающиеся плоской формой;

3) Предложено использование дополнительного диэлектрического слоя в отклоняющих структурах, имеющих резкие границы перехода материал-воздух, отличающееся увеличением коэффициента направленного действия и уменьшением уровня боковых лепестков;

4) Предложено использование плоского трёхслойного пространственного поляризатора меандрового типа в составе АС с механоэлектрическим сканированием, позволяющего получать эллиптическую поляризацию при наклоне ДН с сохранением малого профиля.

Теоретическая и практическая значимость.

Полученные в результате исследований и моделирований АС могут быть использованы в ССС и радионавигации. Способ управления лучом ДН с использованием рассматриваемых структур является более простым альтернативным решением по сравнению с электрическим сканированием. Такие антенны можно устанавливать стационарно для организации связи посредством низкоорбитальных КА, а также на подвижных объектах для осуществления спутниковой связи (СС) в движении. Предлагаемое решение позволит осуществить управление ДН при использовании двух отклоняющих дисков, расположенных непосредственно перед антенной. Таким образом, исследованные системы могут использоваться не только в новых АС, но и как дополнение к уже работающим антеннам.

Теоретическая значимость определяется результатами электродинамического моделирования сканирующих АС на основе структур квазиоптического управления ДН. При этом одной из основных задач является достижение в таких системах как можно большего угла наклона (порядка 60° - 70°) для возможности осуществления связи со спутниками на большей территории России, а также получение эллиптической (в идеальном случае – круговой) поляризации в сканирующих АС с линейной поляризацией при различных углах наклона ДН.

Практическая значимость:

- 1) Предложены варианты диэлектрических структур квазиоптического управления ДН для создания на их основе низкопрофильных сканирующих АС;
- 2) Изготовлена и исследована АС с механоэлектрическим типом сканирования с максимальным углом наклона ДН $\pm 60^\circ$ (диапазон сканирования 120°);

3) Предложено использование согласующего (просветляющего) слоя в структурах с изменяемым коэффициентом заполнения с целью увеличения коэффициента направленного действия (КНД) и уменьшения уровня боковых лепестков (УБЛ) в АС с квазиоптическим типом управления ДН;

4) Исследована конструкция трехслойного меандрового поляризатора, позволяющая получить эллиптическую поляризацию с коэффициентом эллиптичности (КЭ) не ниже 0,6 в сканирующих АС при углах наклона ДН до $\pm 50^\circ$;

5) Разработано программное обеспечение для синтеза различных вариантов отклоняющих структур на основе диэлектрических материалов и на основе частотно-селективной поверхности (ЧСП).

На защиту выносятся следующие научные положения:

1) Использование гексагонального расположения отверстий в перфорированной отклоняющей структуре позволяет уменьшить ее толщину на 13% за счёт уменьшения на 11,7% минимально достижимого значения эффективной диэлектрической проницаемости, а также достичь более низкого (на 5 дБ) значения уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН от источника плоской волны по сравнению с прямоугольным расположением отверстий за счёт увеличения количества дискретных ячеек при неизменных размерах апертуры;

2) В сканирующих АС на основе структур квазиоптического управления лучом максимальный угол отклонения ДН составляет 60° (диапазон сканирования 120°) при снижении КНД не более, чем на 6 дБ, из-за уменьшения эффективной апертуры;

3) Использование согласующего слоя толщиной $2\lambda/5$ в отклоняющей структуре, состоящей из диэлектрических пластин треугольной формы с фиксированным значением диэлектрической проницаемости, увеличивает КНД на 1,5 дБ и уменьшает УБЛ на 2 дБ;

4) Плоский трёхслойный поляризатор меандрового типа позволяет получить коэффициент эллиптичности от 0,6 до 0,9 при углах наклона ДН сканирующей системы $\pm 50^\circ$ в полосе частот от 25% до 40%.

Достоверность результатов основывается на использовании современных САПР для электродинамического моделирования с применением различных методов и точностей расчёта, на корректном применении численных методов, использовании высокоточного оборудования и апробированных экспериментальных методик для проведения экспериментальных исследований. Результаты работы являются воспроизводимыми и проверяемыми, наблюдается количественное и качественное совпадения результатов моделирования, экспериментальных исследований и данных, известных из литературы.

Апробация результатов. Основные результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

- Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT, (Екатеринбург, 2021г.);
- Antennas Design and Measurement International Conference (AD-MInC'2021), (Санкт-Петербург, 2021г.);
- International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), (Новосибирск, 2018г.);
- Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), (Геленджик, 2019, 2021 гг.);
- International Siberian Conference on Control and Communications (SIB-CON), (Москва, 2016г.);
- International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology CriMiCo, (Севастополь, 2014, 2015 гг.);
- Актуальные проблемы радиофизики, (Томск, 2015г.);
- Электронные средства и системы управления, (Томск, 2015г.);
- Современные проблемы радиоэлектроники, (Красноярск, 2014г.).

Публикации. По материалам диссертационного исследования опубликовано 20 научных работ, из них 3 в журналах из перечня ВАК, 1 в журнале, входящем в

международную систему цитирования Scopus, 12 в сборниках публикаций, индексируемых в базе Scopus, 7 в Web of Science, получено 4 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ.

Внедрение результатов работы.

Результаты исследований были применены в ходе выполнения следующих научно-исследовательских работ:

- «Антенны с механоэлектрическим сканированием» (2014);
- «Разработка антенных решеток Ka/Q диапазонов с совмещенными ортогональными поляризациями для перспективных систем спутниковой связи» (2017);
- 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);
- 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);
- Антенны перспективных сетей связи для использования на территориях Крайнего Севера (договор № 711 от 21.12.2022).

Личный вклад автора заключается в следующем: Результаты исследований, представленные в диссертационной работе и сформулированные в виде научных положений получены автором лично или при его непосредственном участии. Результаты работы и направления дальнейших научных исследований обсуждались с научным руководителем и другими членами научного коллектива. Личный вклад автора включает исследование электродинамических характеристик сканирующих АС, в том числе разработку электродинамических моделей отклоняющих структур, поляризаторов, а также разработку алгоритмов и написание ПО для расчётов параметров различных структур и макросов для упрощения процессов моделирования. Проведены моделирование и экспериментальные исследования с последующей обработкой полученных данных и представлением их в виде графиков и таблиц.

Структура и объём диссертации. Диссертация включает введение, 3 главы, заключение, список литературы и 2 приложения. Объём диссертации составляет 150 страниц, в том числе 140 иллюстраций и 9 таблиц, число цитированных источников – 86. Приложение с документами, подтверждающими право на интеллектуальную собственность изложено на 4 страницах, приложение с актами использования результатов исследований изложено на 3 страницах.

1. Антенны и антенные системы с широкоугольным сканированием

Наиболее распространенным типом антенн с механическим сканированием являются зеркальные антенны. Их широкое распространение обусловлено главным образом простотой конструкции, возможностью сохранения направленных свойств, малыми потерями и др. [10]. По мере развития зеркальных антенн выявились их возможности обеспечивать рациональное управление лучом в пространстве либо путём изменения положения всей АС, либо путём перемещения отдельных элементов антенного устройства (качание вторичного рефлектора в трёхзеркальных антеннах [11] (рисунок 1 слева), перемещение облучателя в полифокальных зеркальных антеннах (рисунок 1 справа) и др.).

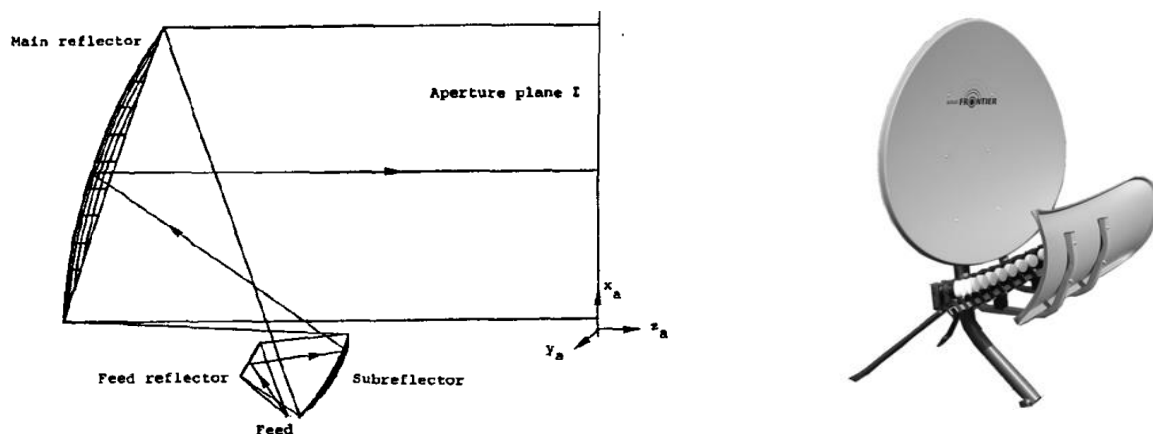


Рисунок 1 – Трёхзеркальная антенная система (слева) и полифокальная зеркальная антенна Toroidal T90 (справа)

Ещё одним способом сканирования является сканирование на основе ФАР. Среди ФАР для спутниковой связи наиболее часто в открытых источниках встречается информация о приемных (рисунок 2) и о приёмопередающих (рисунок 3) антеннах Ку диапазона, предназначенных для обеспечения СС в движущихся транспортных средствах [12].



Рисунок 2 – Приемные AP Ku диапазона SpeedRay 1000 (слева) и TracVision A7 (справа)

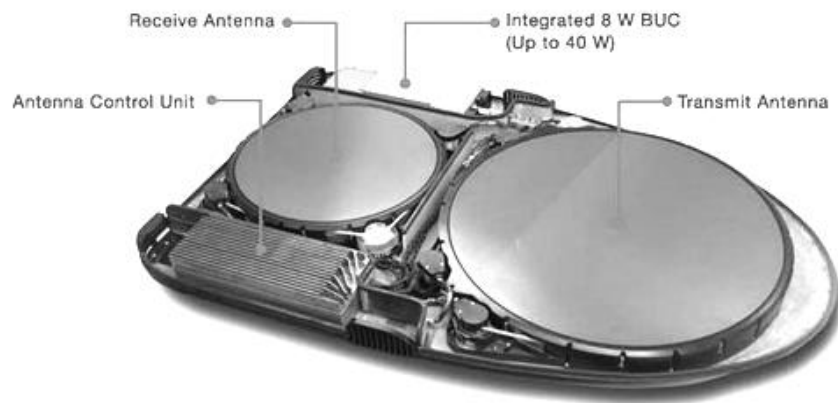


Рисунок 3 – Приемопередающая AP Ku диапазона ZipPhaser II

Описанные антенны имеют практическое применение и позволяют обеспечить прием спутникового телевидения на подвижных объектах, однако наибольший интерес представляют системы, позволяющие осуществлять как прием, так и передачу сигнала.

Помимо этого, был исследован прототип приёмопередающей многолучевой активной фазированной антенной решётки (АФАР) Ku диапазона [13]. Акцент сделан на минимизации стоимости антенны. В качестве диаграммо-образующей схемы (ДОС) и в приемной, и в передающей частях использованы линзы Ротмана. Прототип передающей и приёмной частей такой АФАР приведены на рисунке 4.

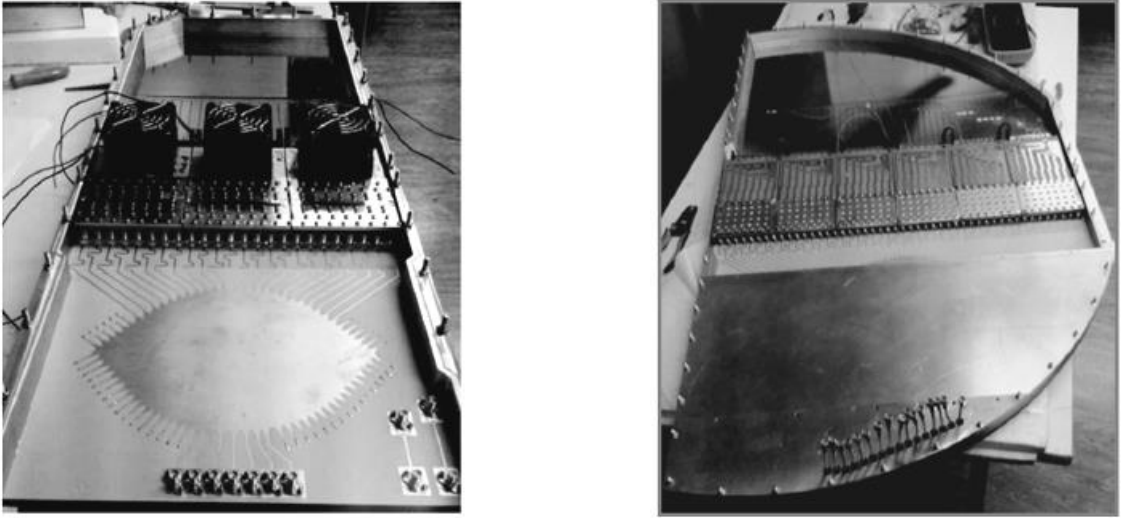


Рисунок 4 – Прототип многолучевой передающей (слева) и приёмной (справа) АР Ки диапазона на линзе Ротмана

Такая система позволяет осуществлять сканирование без использования дорогостоящих ФВ, однако при этом положение главного максимума изменяется дискретно.

Ещё один способ сканирования представлен в монографии и статье М. Р. Хана, он заключается в управлении ДН с помощью диэлектрических клиньев [8], [9]. В них описан простой и недорогой способ сканирования для АС, а также приводятся результаты теоретических исследований в этой области, подтверждаемые экспериментальными данными. Метод заключается в использовании двух диэлектрических клиньев, располагаемых перед антенной, для управления ДН. Направление луча регулируется относительным угловым положением клиньев от нулевого до максимального значения, которое определяется углом наклона клина и диэлектрической проницаемостью материала. Схематично отклонение луча с помощью диэлектрических клиньев, приведенное в литературе, показано на рисунке 5.

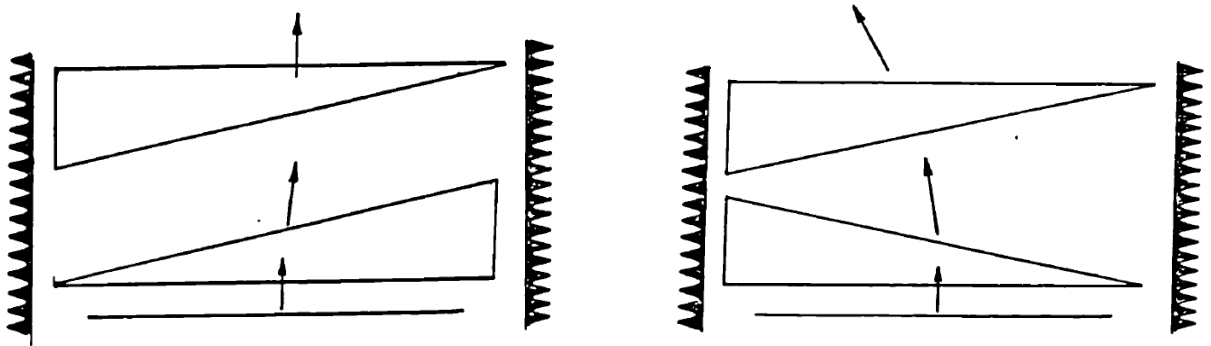


Рисунок 5 – Отклонение луча с помощью двух клиньев (справа)

Также автором было предложено использовать вместо клина ступенчатую структуру из диэлектрика различной высоты. Практическая реализация такой структуры приведена на рисунке 6, а ДН антенны и антенны с отклоняющей структурой представлены на рисунке 7.



Рисунок 6 – Ступенчатая структура

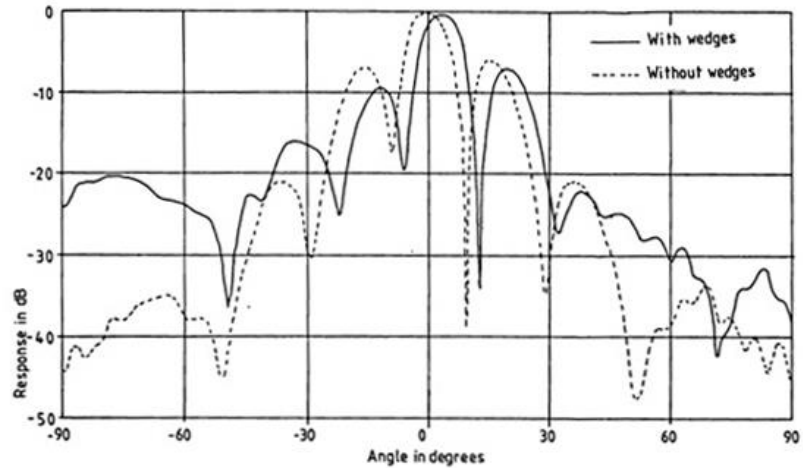


Рисунок 7– Экспериментальные ДН на частоте 12,4 ГГц

В 2013 году была опубликована статья, в которой описывается способ для управления диаграммой направленности с использованием поворотных фазосдвигающих структур (ФСС) [14]. Данная концепция аналогична использованию двух диэлектрических клиньев. Принцип обеспечения линейного фазового набега с помощью одиночной структуры показан на рисунке 8.

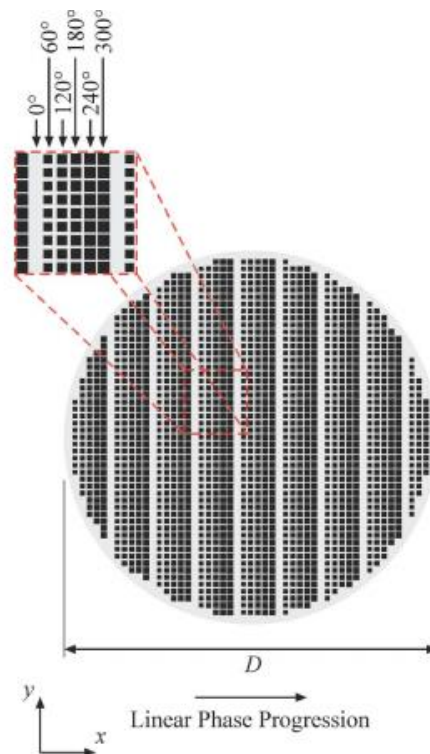


Рисунок 8 – Фазосдвигающая структура (ФСС) для получения линейной фазовой задержки

Управление ДН с помощью двух таких структур в плоскости показано на рисунке 9. ФСС располагаются одна над другой и устанавливаются перед антенной, затем производится вращение структур на одинаковый угол в противоположных направлениях.

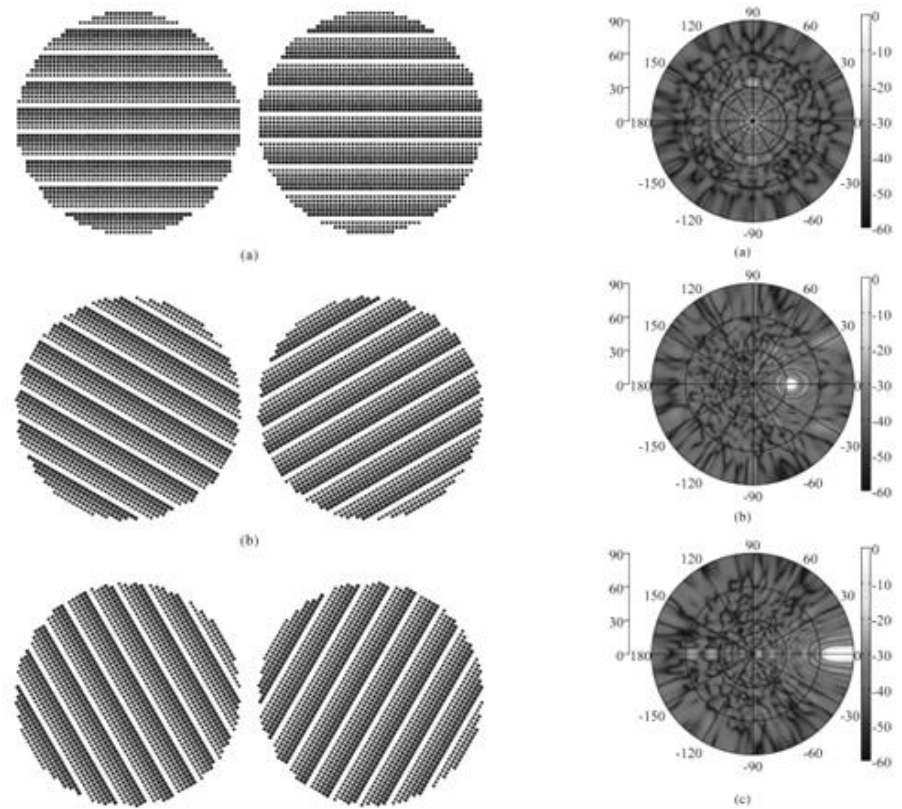


Рисунок 9 – Варианты взаимного расположения двух ФСС для управления ДН

ДН при различных углах поворотов дисков на частоте 30 ГГц представлены на рисунке 10.

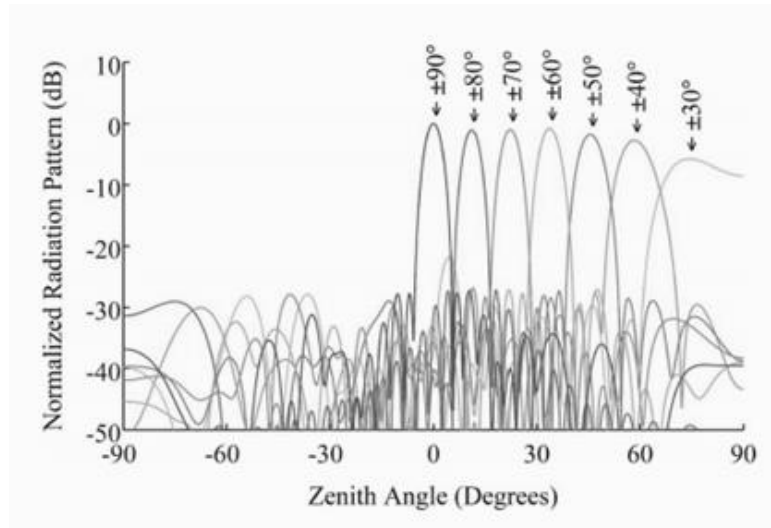


Рисунок 10 – ДН при различных углах поворотов дисков

Как видно из рисунка, такая система позволяет получить наклон ДН в 60° при деградации КНД не более 3 дБ и УБЛ, не превышающих -20 дБ.

Также авторами была рассмотрена возможность использования ФСС для получения плоского фазового фронта из сферического (линзовая антенна) и совмещение двух структур для получения плоского наклоненного фазового фронта при облучении сферической волной. Структуры этих систем представлены на рисунке 11.

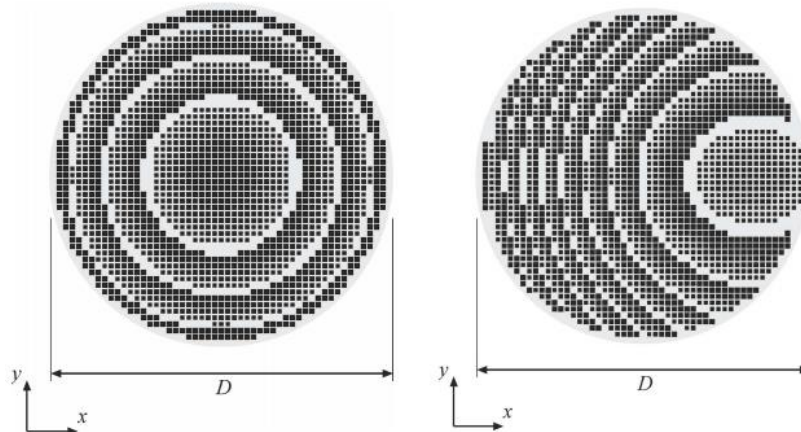


Рисунок 11 – Линзовая антенна (слева) и линзовая антенна совмещенная с наклоняющей структурой (справа)

На рисунке 12 показана практическая реализация системы для обеспечения сканирования, а на рисунке 13 приведены ее измеренные ДН.

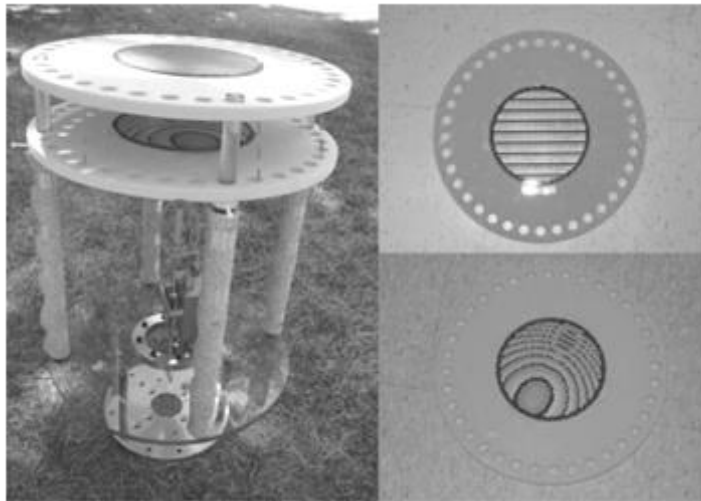


Рисунок 12 – Структура для управления ДН

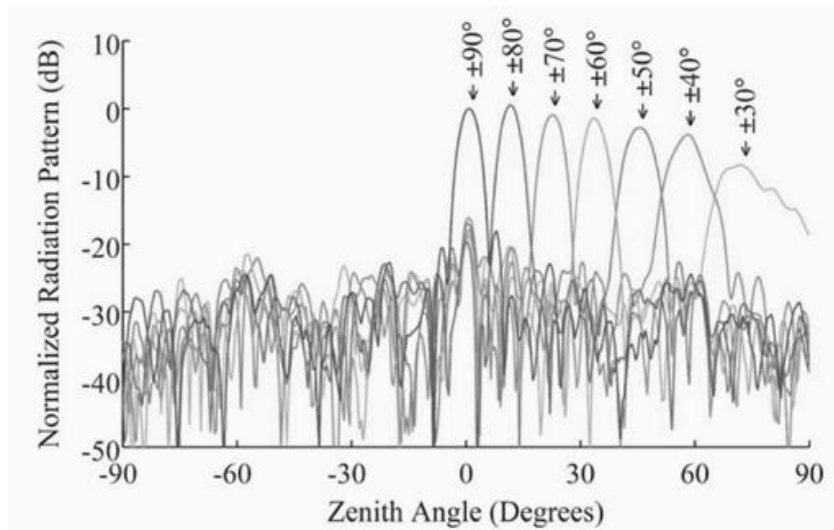


Рисунок 13 – Измеренные ДН структуры

При угле наклона ДН равном 60° уменьшение КНД составило порядка 5 дБ, а УБЛ не превысил -15 дБ. То есть происходит ухудшение основных характеристик по сравнению с использованием двух отклоняющих структур и облучателя с плоским фазовым фронтом.

Также в литературе был представлен способ сканирования на основе CTS (Continuous Transverse Stub) [15], [16] и Variable Inclination Continuous Transverse Stub (VICTS) решёток [17], [18]. На рисунках 14–16 показана такая структура, а также геометрия и механизм осуществления сканирования с её помощью.

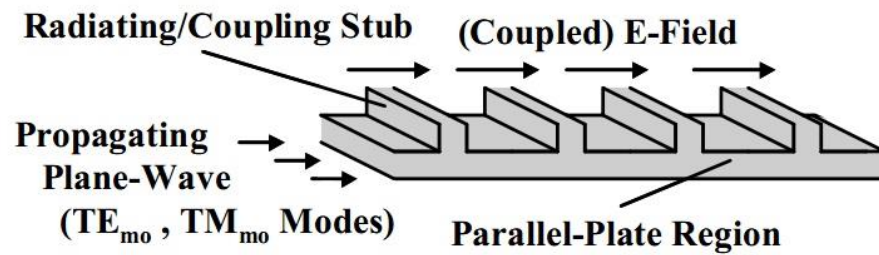


Рисунок 14 – Вид Continuous Transverse Stub (CTS) решётки (непрерывный поперечный настроенный шлейф)

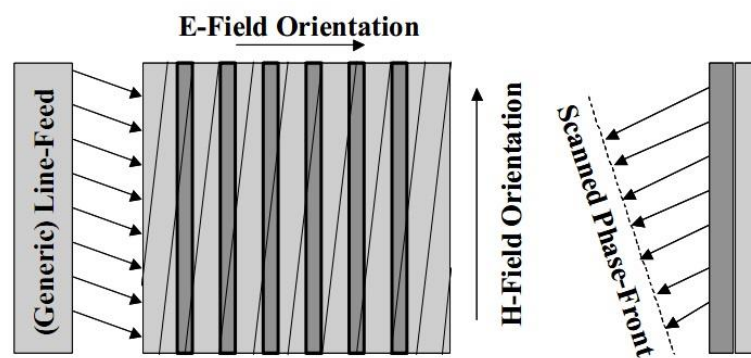


Рисунок 15 – H-плоскостная сканирующая CTS решётка

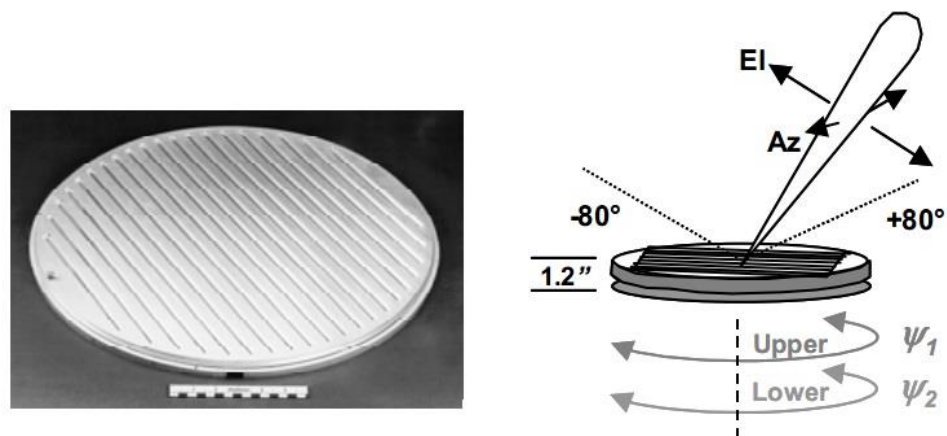


Рисунок 16 – Variable Inclination Continuous Transverse Stub (VICTS) решётка Ку-диапазона (слева); геометрия и механизм сканирования VICTS решётки (справа)

В [19] приводится сравнение некоторых вариантов плоских антенн для терминалов Ку/Ка диапазонов в ССС, в том числе приведены VICTS, линзовые антенны, активные аналоговые и цифровые антенные решетки и др. Отмечается, что

антенны VICTS имеют простую конструкцию и высокий уровень излучения. Отсутствие каких-либо отклоняющих структур, устанавливаемых перед раскрывом, не приводит к рассеиванию на них мощности. В связи с чем антенна также имеет намного меньшую высоту профиля. Главным недостатком VICTS решёток является наличие частотного сканирования.

1.1. Исследование работы системы двух дисков с помощью математического моделирования

Предположим, что антенна состоит из двух «бесконечно тонких» систем (дисков). Первая система создаёт амплитудно-фазовое распределение (АФР), формирующее максимум ДН в направлении (θ_1, φ_1) (рисунок 17):

$$\psi_1(r, \theta_1, \varphi_1, \varphi) = kr \sin \theta_1 \cos(\varphi_1 - \varphi), \quad (1)$$

а далее это распределение «просачивается» через вторую систему, которая «добавляет» следующее фазовое распределение:

$$\psi_2(r, \theta_2, \varphi_2, \varphi) = kr \sin \theta_2 \cos(\varphi_2 - \varphi). \quad (2)$$

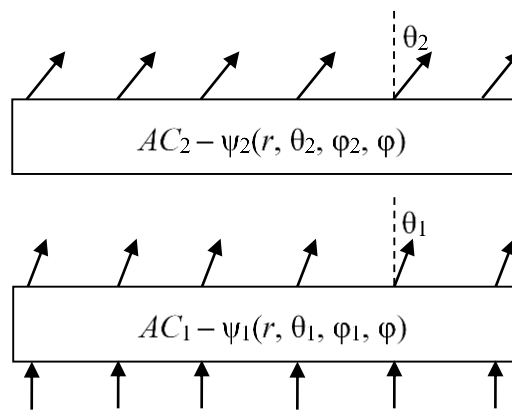


Рисунок 17 – Антенная система из двух «дисков» с АФР – ψ_1 и АФР – ψ_2

Результирующее фазовое распределение будет иметь вид:

$$\psi_{\Sigma}(r, \varphi) = kr [\sin \theta_1 \cos(\varphi_1 - \varphi) + \sin \theta_2 \cos(\varphi_2 - \varphi)]. \quad (3)$$

Раскрывая скобки в последнем выражении и группируя члены, получим:

$$\psi_{\Sigma}(r, \varphi) = kr \left[(\sin \theta_1 \cos \varphi_1 + \sin \theta_2 \cos \varphi_2) \cos \varphi + (\sin \theta_1 \sin \varphi_1 + \sin \theta_2 \sin \varphi_2) \sin \varphi \right]. \quad (4)$$

Для упрощения используем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} \sin \theta_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} &= \sin \theta_1 \cos \varphi_1 + \sin \theta_2 \cos \varphi_2, \\ \sin \theta_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma} &= \sin \theta_1 \sin \varphi_1 + \sin \theta_2 \sin \varphi_2, \end{aligned} \quad (5)$$

тогда выражение для $\psi_{\Sigma}(r, \varphi)$ можно записать в виде:

$$\psi_{\Sigma}(r, \theta_{\Sigma}, \varphi_{\Sigma}, \varphi) = kr \sin \theta_{\Sigma} \cos(\varphi_{\Sigma} - \varphi). \quad (6)$$

Полученное выражение для $\psi_{\Sigma}(r, \varphi)$ позволяет записать следующее выражение для ДН «результатирующей» антенны:

$$f(\theta, \varphi) = \int_0^R I(r) r \int_0^{2\pi} e^{ikr[\sin \theta \cos(\varphi' - \varphi) - \sin \theta_{\Sigma} \cos(\varphi_{\Sigma} - \varphi')] } d\varphi' dr. \quad (7)$$

Из этого выражения видно, что система, состоящая из двух дисков, каждый из которых создаёт плоский фазовый фронт, в итоге эквивалентна антенне, также имеющей плоский фазовый фронт, формирующей ДН, имеющую максимум в направлении $\theta_{\Sigma}, \varphi_{\Sigma}$. Максимальный угол отклонения ДН получается при $\varphi_1 = \varphi_2$.

Положим: $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$, тогда получим:

$$\sin \theta_{\Sigma} = 2 \sin \theta_0, \quad (8)$$

$$\sin \theta_{\Sigma} = \sqrt{2} \sin \theta_0 \sqrt{1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}. \quad (9)$$

В зависимости от разности φ_1 и φ_2 можно получить любое значение $\sin \theta_{\Sigma}$, лежащее в диапазоне $0 \leq \sin(\theta_{\Sigma}) \leq 2 \sin(\theta_0)$. Предположим, что диски вращаются в разные стороны рисунок 18, то есть $\varphi_1 = \varphi_0$, $\varphi_2 = -\varphi_0$, $\varphi_{\Sigma} = 0^\circ$.

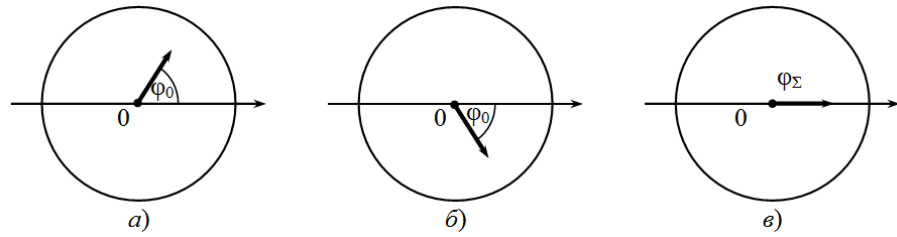


Рисунок 18 – Направление максимума ДН в азимутальной плоскости ($\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$):

а) первая система; б) вторая система; в) результирующая АС

При этих условиях получим:

$$\sin \theta_{\Sigma} = 2 \sin \theta_0 \cos \varphi_0. \quad (10)$$

Откуда следует, что, поворачивая диски в азимутальной плоскости (изменяя φ_0), можно осуществить сканирование ДН всей АС в угломестной плоскости. При этом в азимутальной плоскости максимум ДН будет направлен под углом $\varphi_{\Sigma} = 0^\circ$. Поскольку две системы вращаются вокруг одной оси, для формирования ДН важно только их взаимное положение, которое определяется одним углом φ_{Δ} :

$$\begin{aligned} \sin \theta_{\Sigma} &= \sqrt{2} \sin \theta_0 \sqrt{1 + \cos \varphi_{\Delta}}, \\ \cos \varphi_{\Sigma} &= \frac{\sqrt{1 + \cos \varphi_{\Delta}}}{2} = \cos \left(\frac{\varphi_{\Delta}}{2} \right), \\ \sin \theta_{\Sigma} &= 2 \sin \theta_0 \cos \left(\frac{\varphi_{\Delta}}{2} \right). \end{aligned} \quad (11)$$

Из последнего выражения видно, что, изменяя φ_{Δ} от 0° до 180° , можно изменять θ_{Σ} от нуля до максимального значения, равного $\arcsin(2 \sin \theta_0)$.

Сканирующая механоэлектрическая система подобного типа должна состоять из двух систем «плоских» отклоняющих устройств. В качестве ДОС может быть использована любая антенна с синфазным распределением. Над этой антенной необходимо расположить две идентичные структуры, обеспечивающие наклон фазового фронта. Направление положения максимума ДН зависит от взаимного положения отклоняющих слоёв системы и может изменяться в пределах от 0° до мак-

симального значения $\theta_{\Sigma_{\max}}$, которое определяется углом наклона ДН одной отклоняющей системы. Схематично отклонение фазового фронта волны с помощью диэлектрических клиньев показано на рисунке 19а. Если системы расположены сонаправленно друг другу (рисунок 19а слева), то результирующее отклонение будет максимальным – $\theta_{\Sigma_{\max}}$. В случае противонаправленного расположения (рисунок 19а справа) угол отклонения будет равен 0° за счет компенсирования [14].

Сканирование ДН всей АС по углу места осуществляется поворотом слоёв в азимутальной плоскости в противоположных направлениях на одинаковый угол φ_0 (рисунок 19б). При этом в азимутальной плоскости максимум ДН будет направлен под углом $\varphi_{\Sigma} = 0^\circ$. Поскольку две системы вращаются вокруг одной оси, для формирования ДН важно только их взаимное положение, которое определяется одним углом $\varphi_{\Delta} = 2\varphi_0$.

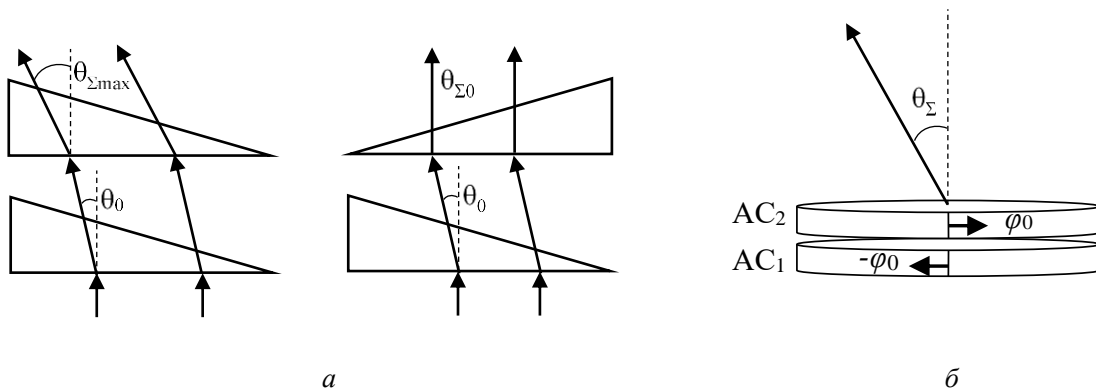


Рисунок 19 – Принцип работы: *а* – на примере системы из двух диэлектрических клиньев; *б* – на примере идентичных отклоняющих систем (дисков)

Таким образом, взаимный синхронный поворот дисков вокруг общей оси в противоположные стороны обеспечит перемещение максимума ДН в угломестной плоскости. Сканирование по азимуту при этом может осуществляться совместным поворотом дисков в одинаковом направлении.

Для теоретических исследований были приняты следующие предположения и упрощения:

- 1) диэлектрик является изотропным материалом;
- 2) для диэлектрика справедлив закон Снеллиуса;
- 3) диэлектрические потери не учитываются;
- 4) влиянием дифракции на краях пренебрегается;
- 5) отраженные волны не рассматриваются.

Используя полученные ранее выражения (11), получим зависимость, связывающую осевые углы поворота дисков с углом наклона ДН:

$$\theta_{\Sigma}(\varphi_{\Delta}) = \arcsin\left(2 \sin \theta_0 \cos\left(\frac{\varphi_{\Delta}}{2}\right)\right). \quad (12)$$

Подставив в полученное выражение значение угла наклона, которое обеспечивается одним слоем структуры (диском), 10° , 20° и 30° , получим графики зависимости $\theta_{\Sigma}(\varphi_{\Delta})$ (рисунок 20), где φ_{Δ} изменяется от 0° до 180° .

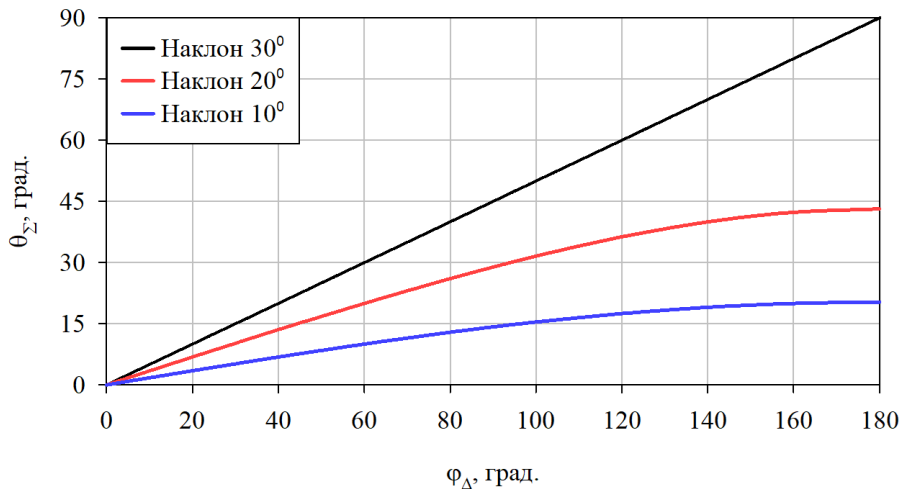


Рисунок 20 – Зависимость угла наклона ДН θ_{Σ} от угла поворота дисков φ_{Δ} при различных значениях θ_0

Видно, что максимальный угол наклона зависит от отклонения луча ДН при прохождении одного слоя. В результате исследований был выбран наиболее подходящий угол отклонения в одном слое структуры равный 30° . При использовании этого значения, получается максимально достижимый расчетный наклон ДН АС

равный 90° . Для $\theta_0 > 30^\circ$ уменьшается продольный размер отклоняющей конфигурации, а, следовательно, при неизменном значении апертуры АС, увеличится количество зонирований, что приведет к дополнительным искажениям в амплитудном распределении. Полученный в результате проведенных исследований угол $\theta_\Sigma = 60^\circ$ достигается при $\theta_0 > 25^\circ$, однако, в этом случае увеличивается сектор углов взаимного смещения слоев φ_Δ для получения тех же значений наклона ДН. Таким образом, угол θ_0 выбирается, исходя из требований к максимальному углу отклонения ДН $\theta_{\Sigma_{\max}}$, а также требований к высоте профиля сканирующей АС.

1.2. Выводы

Для реализации целей и задач диссертационного исследования был выполнен обзор и анализ существующих способов сканирования. В главе 1 собрана и обобщена краткая информация о различных сканирующих АС, выделены достоинства и недостатки каждой из представленных схем.

При анализе существующих решений выявлены низкопрофильные системы квазиоптического управления лучом ДН и предложено проведение исследований данного принципа на различных структурах. Т.к. они имеют ряд преимуществ перед электрическим и механическим типами сканирования.

Также проведено математическое моделирование системы, которая представляет собой два «бесконечно тонких» диска. С его помощью было показано, что использование «плоских» отклоняющих устройств позволяет осуществлять сканирование. Получено теоретическое выражение, позволяющее оценить, какой угол наклона фазового фронта должен иметь один слой отклоняющей структуры для достижения определенного сектора сканирования

2. Исследование и разработка диэлектрических структур управления лучом ДН

Как отмечалось ранее, одним из вариантов систем для изменения положения максимума ДН является антенна с механоэлектрическим сканированием, в основе которой лежит принцип квазиоптического управления ДН [4], [5], [6], [7]. Возможность изменения направления фазового фронта волны и осуществления управления ДН на основе структур, вносящих линейный фазовый набег, реализованных в виде диэлектрических клиньев, перешла в радиочастотный диапазон из оптики. Такие структуры были исследованы и описаны в [8], [9], и их основными недостатками были определены большие размеры и малые углы наклона ДН.

Сканирующая система на основе таких структур состоит из двух идентичных отклоняющих слоёв плоской формы, каждый из которых обеспечивает наклон фазового фронта на определенный угол [20]. Взаимный синхронный поворот таких структур вокруг общей оси в противоположные стороны обеспечивает перемещение максимума ДН в угломестной плоскости. Сканирование по азимуту при этом осуществляется совместным поворотом дисков в одном направлении. В качестве ДОС может быть использована любая антенна с синфазным распределением.

Данная задача может быть решена использованием специальной системы, которая внесёт линейный фазовый набег в плоскую электромагнитную волну, проходящую через такую систему. Одним из вариантов реализации является использование диэлектрического материала с линейным или дискретным изменением его толщины (рисунок 21) или показателя преломления (диэлектрической проницаемости).

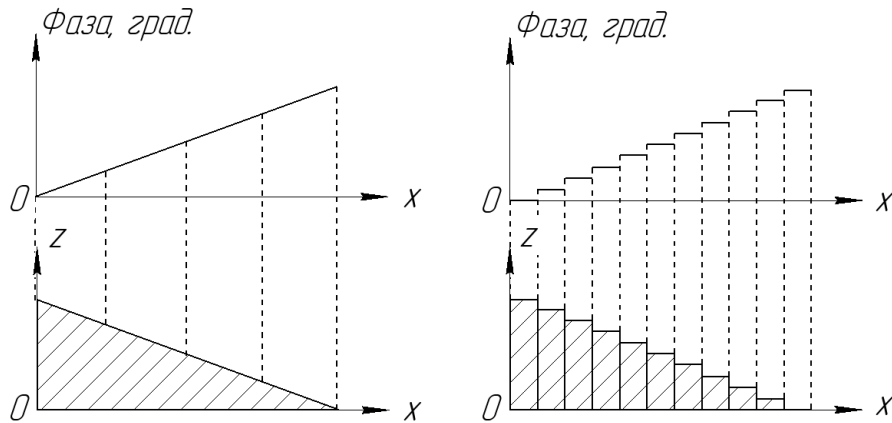


Рисунок 21 – Диэлектрический клин (слева) и его дискретное (ступенчатое) представление (справа)

Предложенный способ управления лучом ДН подтверждается математическими выражениями, представленными в главе 1, раздел 1.1. Рассчитаем и построим модель диэлектрического клина. Для сканирующих АС удобно задать требуемый максимальный угол наклона ДН – θ_{Σ} . Тогда, используя выражения (11), можно получить значение угла θ_0 , на который будет производится отклонение в одном слое системы (одним клином) по формуле (13):

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{\sin \theta_{\Sigma}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}}\right). \quad (13)$$

В ходе диссертационного исследования была получена формула для величины фазовой задержки волны при прохождении через 1 мм среды с показателем преломления n на частоте f_0 :

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ \cdot f_0 \cdot n}{1000 \cdot c}, \quad (14)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве [м/с].

Для достижения максимального наклона взаимное положение отклоняющих структур должно удовлетворять следующему условию ($\varphi_1 = \varphi_2 = 0^\circ$). Тогда, зная размер основания клина (x), который зависит от размеров апертуры ДОС, высота одного клина находится как:

$$T = \frac{\theta_0}{360^\circ} \cdot \frac{x \cdot c}{f_0(n_2 - n_1)}, \quad (15)$$

где n_2 – показатель преломления материала, n_1 – показатель преломления воздуха или иного (второго) материала.

На рисунке 22 приведена модель рассчитанного диэлектрического клина.

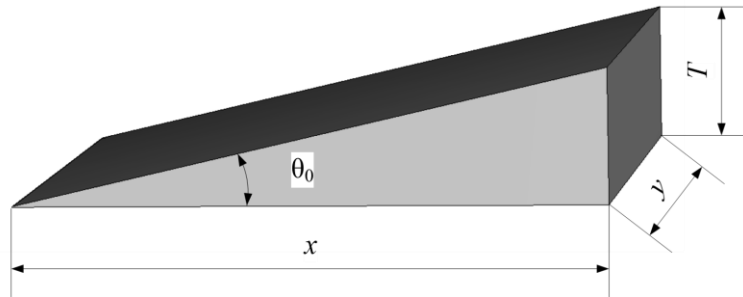


Рисунок 22 – Модель диэлектрического клина

Ниже представлена модель сканирующей АС на диэлектрических клиньях и её ДН на центральной частоте и при идентичном расположении слоёв (рисунок 25–26). В качестве ДОС при электродинамическом моделировании использовался источник плоской волны, имеющий равномерное фазовое и спадающее амплитудное распределение. Такое решение позволяет упростить модель и сократить время на её построение и расчёт.

Для уменьшения массы и толщины отклоняющей структуры используется принцип зонирования (рисунок 23). Он предполагает, что при определенной толщине структуры электромагнитные волны из двух видов диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями (ϵ_{eff}^{max} и ϵ_{eff}^{min}) выйдут синфазно за счет укладывания целого числа длин волн.

В связи с этим получено выражение для нахождения минимальной толщины диэлектрика T_{min} (мм), с учетом зонирования:

$$T_{\min} = \frac{c \cdot 10^3}{f_0(\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}^{\max}} - \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}^{\min}})}, \quad (16)$$

$$T_{\min} = \frac{1000 \cdot c}{f_0(n_2 - n_1)}.$$

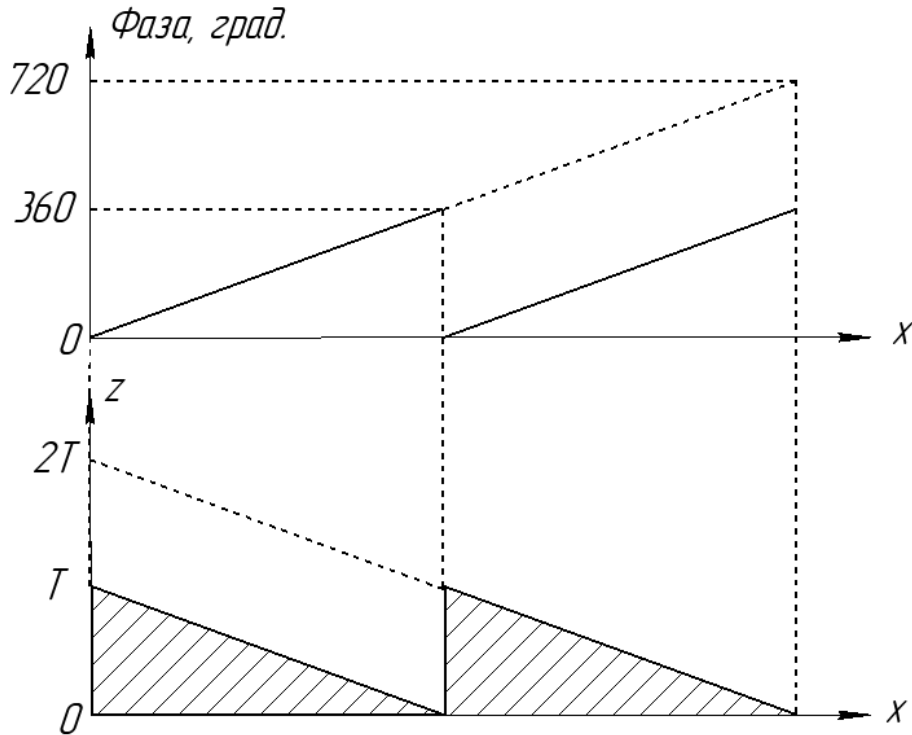


Рисунок 23 – Принцип зонирования

Однако, в области зонирования отклоняющей структуры имеет место резкое изменение ϵ , в результате чего появляется эффект затенения [8], который влияет на амплитудное распределение. Чем меньше величина диэлектрической проницаемости материала, тем толще клин и больше область затенения.

На рисунке 24 слева показан описанный эффект и его влияние на амплитуду без учета потерь в диэлектрике. А на рисунке 24 справа приведен график зависимости амплитуды при прохождении диэлектрического клина с учетом потерь. Как видно, амплитуда волны уменьшается экспоненциально с увеличением толщины клина.

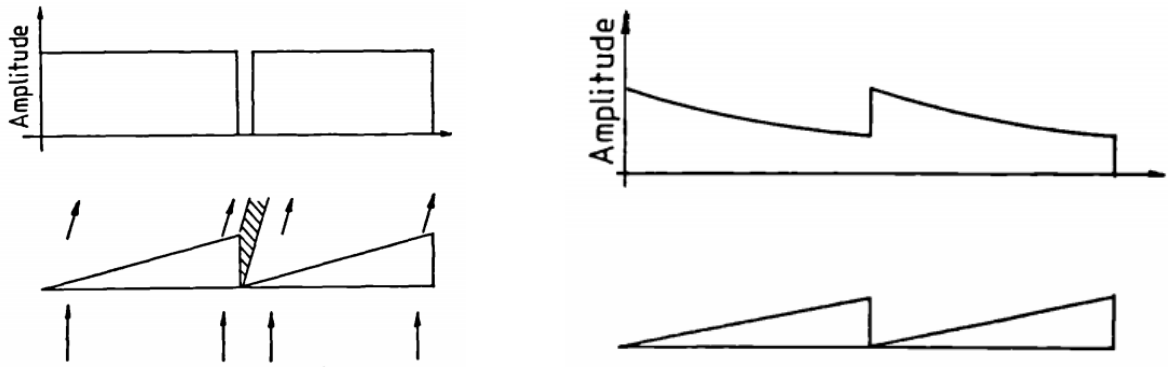


Рисунок 24 – Эффект затенения и амплитудное распределение без потерь (слева) и с потерями (справа)

На рисунке 25 представлены модели отклоняющих структур в виде диэлектрического клина с разным количеством зонирований, а на рисунке 26 ДН этих систем.

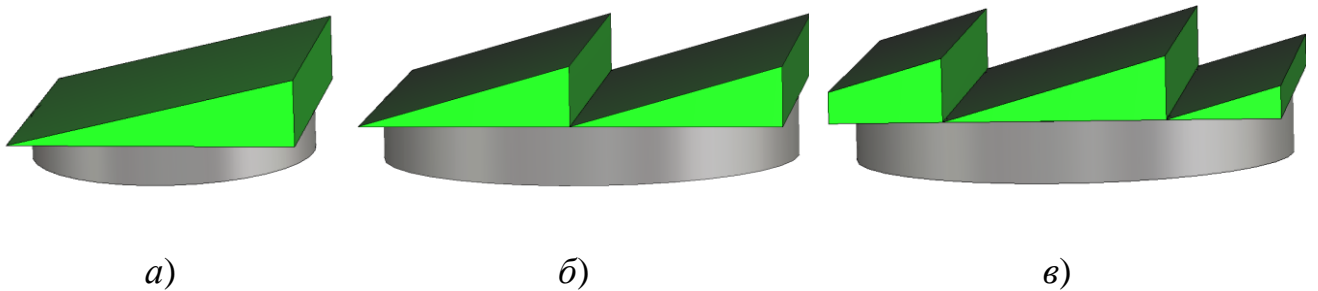


Рисунок 25 – Модели отклоняющих структур в виде клина с разным количеством зонирований:
a) – без зонирования; *б)* – с одним зонированием; *в)* – с двумя зонированиями

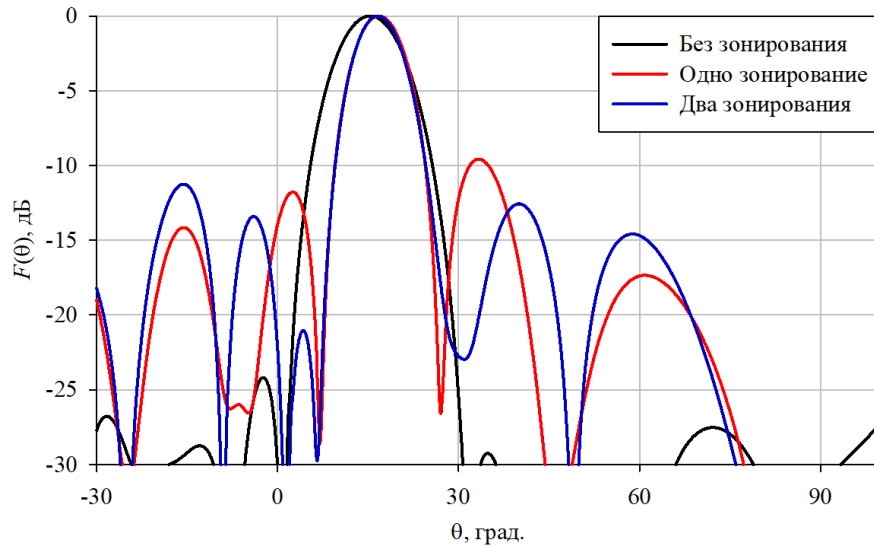


Рисунок 26 – ДН отклоняющих структур в виде клина с разным количеством зонирований

Угол отклонения для структуры без зонирования составил 15° , УБЛ при этом не превышает -24 дБ. При зонировании наклон увеличился до $16,5^\circ$, УБЛ до -10 дБ (одно зонирование) и до -11 дБ (два зонирования).

Далее на основе этих структур были реализованы модели сканирующих АС в положении, когда система даёт максимальный угол наклона ДН (рисунок 27), а также ДН для этих положений (рисунок 28).

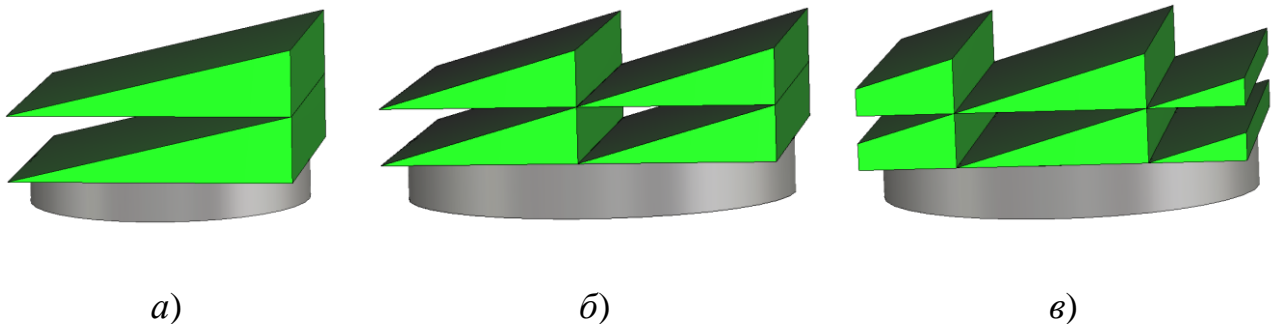


Рисунок 27 – Модели сканирующих АС на диэлектрических клиньях с разным количеством зонирований: а) – без зонирования; б) – с одним зонированием; в) – с двумя зонированиями

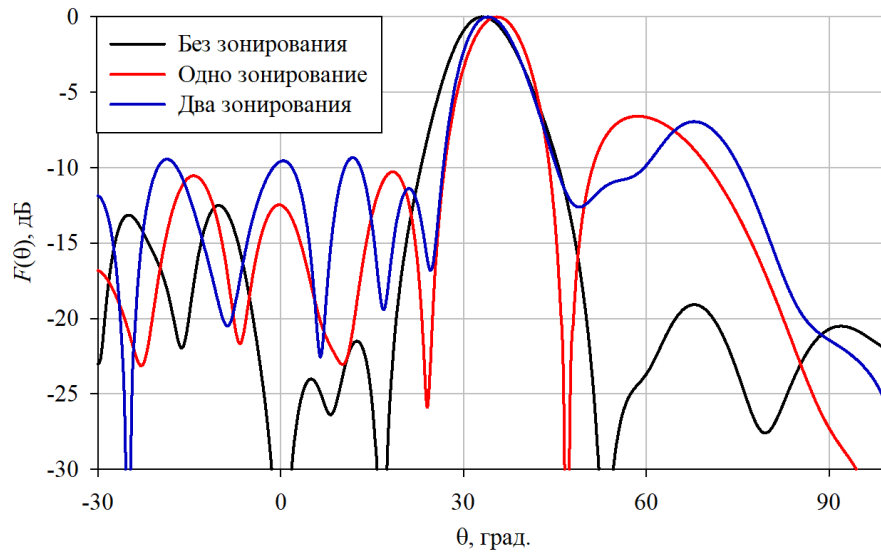


Рисунок 28 – ДН сканирующей АС на диэлектрических клиньях с разным количеством зонирований

Угол наклона ДН в представленных структурах достигает значений 34° – 35° , УБЛ составляет -12 дБ (без зонирования) и -7 дБ (с одним и с двумя зонированиями).

Как видно, наилучшие характеристики достигаются без использования принципа зонирования. Однако, в данном случае толщина профиля увеличивается практически в два раза по сравнению со структурой с зонированием. При этом увеличение размеров апертуры приводит либо к увеличению толщины профиля, либо к увеличению количества зонирований. Следовательно, данный тип отклоняющей структуры невозможно использовать при большой апертуре ДОС. Поэтому были предложены следующие варианты исполнения отклоняющих структур – аналогов диэлектрического клина:

1 – структура, набранная из диэлектриков фиксированных размеров с различными диэлектрическими проницаемостями (рисунок 29а);

2 – структура из перфорированного диэлектрика (эффективная диэлектрическая проницаемость зависит от коэффициента заполнения пространства материалом и изменяется в зависимости от диаметра отверстий) с прямоугольным (рисунок 29б) и гексагональным (рисунок 29в) расположением отверстий;

3 – структура из диэлектрических пластин треугольной формы (многослойная структура с плавным изменением эффективной диэлектрической проницаемости) (рисунок 29г).

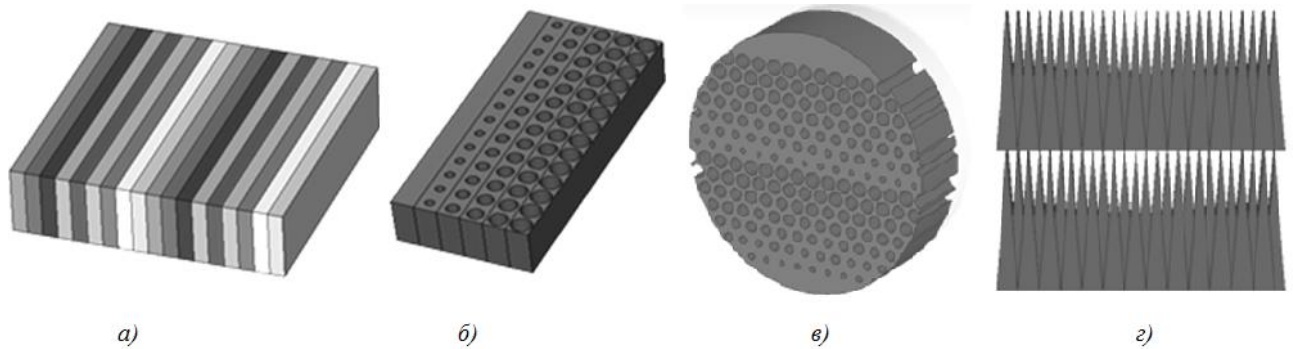


Рисунок 29 – Структура из диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями (а); диэлектрик с прямоугольным (б) и гексагональным (в) вариантами перфорации; структура, набранная из тонких треугольных диэлектрических пластин (г)

Для некоторых представленных структур были проведены дополнительные исследования такие как: создание многослойных структур со смещением слоёв и влияние согласующего (просветляющего) слоя.

2.1. Структуры с линейным фазовым набегом

Рассмотрим первую структуру, отклоняющую фазовый фронт волны. Она состоит из различных диэлектриков с разными диэлектрическими проницаемостями (рисунок 30). Как указывалось ранее, толщина типовой структуры для управления ДН в виде клина может изменяться не непрерывно, а дискретно [21]. При этом также дискретно изменяется и эффективная диэлектрическая проницаемость (ϵ_{eff}). Следовательно, каждую ступень такого клина можно заменить материалом, диэлектрическая проницаемость (ϵ_N) которого равна эффективной диэлектрической проницаемости соответствующей ступени клина [20], [22], [23].

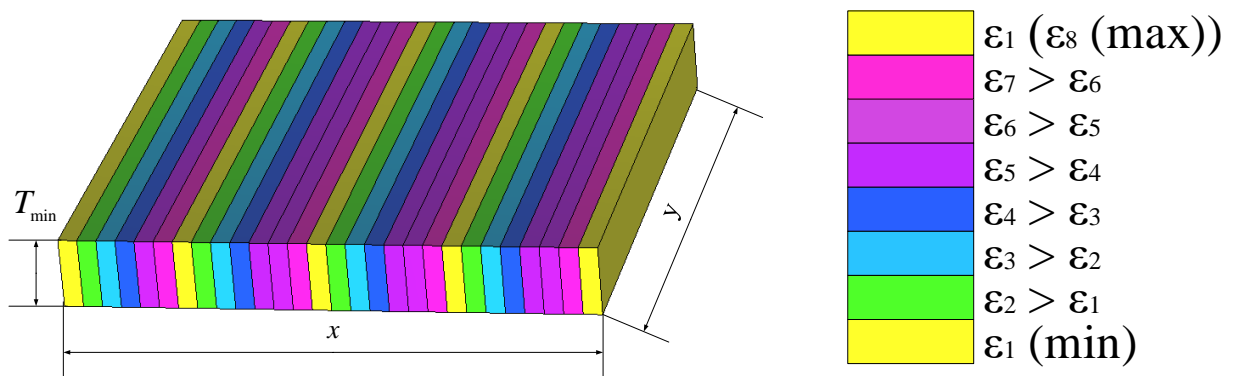


Рисунок 30 – Структура, набранная из различных диэлектриков фиксированных размеров

ДН АС с установленной в раскрытие описанной структурой представлена на рисунке 31.

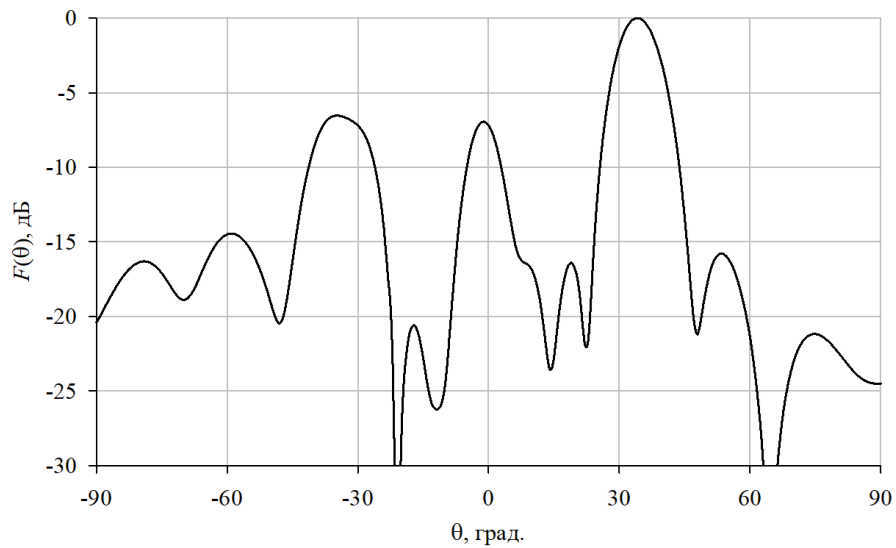


Рисунок 31 – ДН структуры, состоящей из материалов с различными диэлектрическими проницаемостями

Угол наклона ДН составил 34° , УБЛ составил $-6,5$ дБ.

Другим способом изменения диэлектрической проницаемости материала является перфорация [24], [25], [26]. Отверстия различных диаметров позволяют изменить коэффициент заполнения выбранным материалом некоторой обозначенной области и получить необходимый показатель преломления в данной области и, как следствие, требуемую фазовую задержку.

Для исследование зависимости задержки фазы от коэффициента заполнения была построена элементарная ячейка с размерами сторон около $2\lambda/5$ и высотой λ . Она представляет собой параллелепипед с квадратным основанием и сквозным отверстием в центре (рисунок 32). При изменении радиуса отверстия, изменяется объем материала, то есть его коэффициент заполнения, который рассчитывается, исходя из условия:

$$k_1 + k_2 = 1, \quad (17)$$

где k_1 – коэффициент заполнения ячейки первым материалом (диэлектриком), k_2 – коэффициент заполнения ячейки вторым материалом (воздухом).

Отсюда, выразив k_2 через отношение объемов получим:

$$k_1 = 1 - \frac{V_2}{V_1} = 1 - \frac{\pi R^2 h}{a^2 h} = 1 - \frac{\pi R^2}{a^2}, \quad (18)$$

где V_1 – объём параллелепипеда, V_2 – объём отверстия, R – радиус отверстия, a – сторона квадратного основания параллелепипеда, h – высота элементарной ячейки.

Эффективный показатель преломления (n_{eff}) и эффективная диэлектрическая проницаемость (ε_{eff}) рассчитываются по следующим формулам:

$$n_{eff} = k_1(n_1 - 1) + 1, \quad (19)$$

$$\varepsilon_{eff} = n_{eff}^2, \quad (20)$$

где n_1 – показатель преломления материала.

Полученные выражения справедливы, если отверстие представляет собой воздушное пространство, однако, в общем случае, оно может быть заполнено материалом с отличными диэлектрической проницаемостью и показателем преломления n_2 , тогда:

$$n_{eff} = k_1 n_1 + k_2 n_2. \quad (21)$$

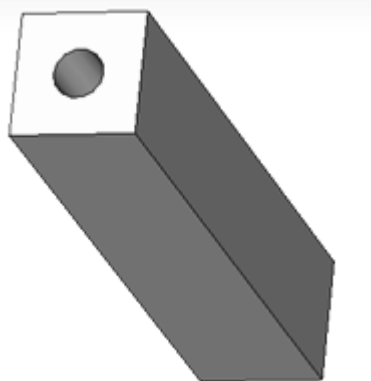


Рисунок 32 – Элементарная ячейка

Построение периодической структуры, состоящей из рассмотренных ячеек, даёт перфорированный диэлектрик, центры отверстий в котором образуют прямоугольники (рисунок 33).

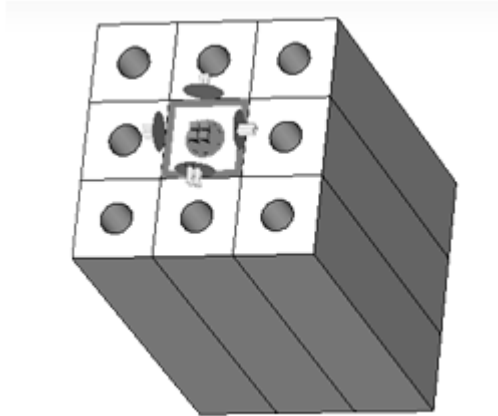


Рисунок 33 – Периодическая перфорированная структура (отверстия располагаются в вершинах прямоугольников)

Расположение отверстий в перфорированной структуре может быть как прямоугольным, так и гексагональным. Прямоугольное расположение отверстий является более простым с точки зрения расчётов и реализации. Но для достижения меньшего коэффициента заполнения и более низкого значения эффективной диэлектрической проницаемости ячейки отверстия должны иметь форму квадрата или прямоугольника. А для оптимального расположения круглых отверстий лучше всего подходит принцип гексагональной расстановки. Исходя из формулы 16, понятно, что, чем больше разница между минимальным и максимальным значениями диэлектрической проницаемости при использовании принципа зонирования, тем меньше будет толщина одного отклоняющего слоя и высота профиля всей сканирующей системы [27]. Элементарная ячейка с гексагональным расположением отверстий и полученная на её основе периодическая структура представлены на рисунке 34.

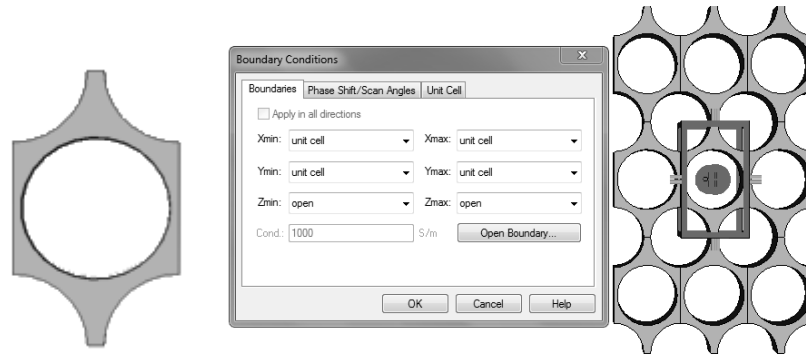


Рисунок 34 – Элементарная ячейка (слева) и периодическая структура (справа)

В случае гексагонального расположения ячейка представляет собой параллелепипед с прямоугольным основанием, отверстием в центре и вырезами цилиндрической формы вдоль высоты ячейки (центры цилиндров совпадают с углами основания, рисунок 35). Размер широкой стороны в данном случае увеличивается и равен $b = 2a \cdot \cos(30^\circ)$.

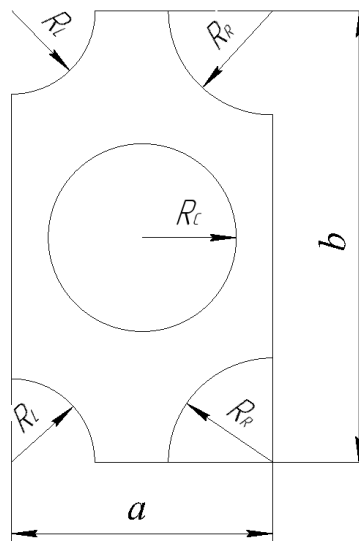


Рисунок 35 – Расположение и размеры отверстий в структуре с гексагональным расположением

Тогда V_2 может быть выражен следующим образом:

$$V_2 = V_C + \frac{V_L}{2} + \frac{V_R}{2},$$

$$V_2 = \pi R_C^2 h + \frac{\pi R_L^2 h}{2} + \frac{\pi R_R^2 h}{2} = \frac{\pi h}{2} \cdot (2R_C^2 + R_L^2 + R_R^2),$$
(22)

где V_C – объем центрального отверстия, V_L и V_R – объемы вырезов слева и справа от центрального отверстия, R_C – радиус центрального отверстия, R_L и R_R – радиусы вырезов слева и справа от центрального отверстия, соответственно.

В случае, если все радиусы одинаковы, формула упрощается до вида:

$$V_2 = 2\pi R_C^2 h. \quad (23)$$

Фактически же, при реализации структуры, изменяющей наклон фазового фронта волны, для любой выбранной ячейки (кроме крайних) справедливо одно из следующих неравенств:

$$R_L < R_C < R_R \text{ или } R_L > R_C > R_R, \quad (24)$$

т.к. для увеличения фазовой задержки радиус отверстия в ячейке должен быть уменьшен. В этом случае сумму крайних половин объемов можно приближенно считать равной объёму центрального отверстия:

$$V_C \simeq \frac{V_L}{2} + \frac{V_R}{2} \text{ или } V_2 \simeq 2 \cdot V_C. \quad (25)$$

Тогда для нахождения объема можно воспользоваться формулой (23), а формула коэффициента заполнения из (18) преобразуется к виду:

$$k_1 = 1 - \frac{2\pi R_C^2}{ab}. \quad (26)$$

На рисунках 36–37 показано, как изменяется эффективная диэлектрическая проницаемость и коэффициент заполнения при увеличении радиуса отверстий при их гексагональном расположении для материала с диэлектрической проницаемостью равной 4 и размерами $a = 10$ мм, $b = 2a \cdot \cos(30) = 17.32$ мм, $T_{\min} = 28.83$ мм.

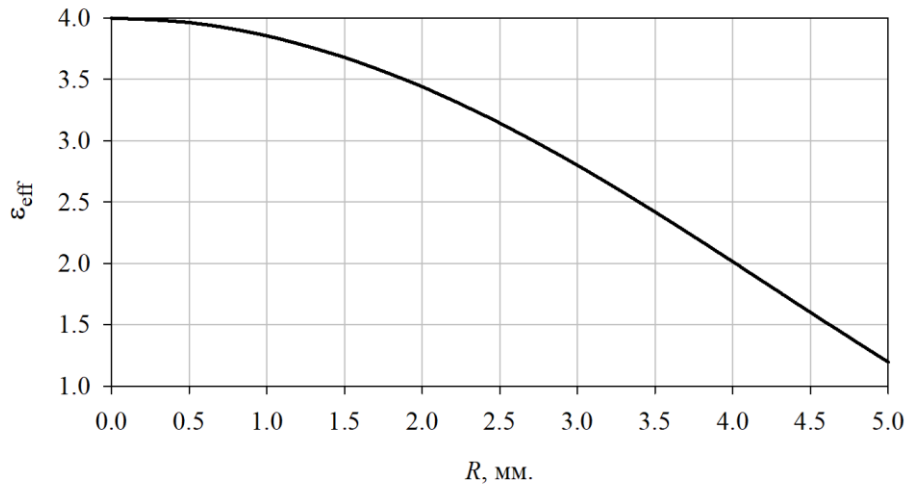


Рисунок 36 – Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от радиуса отверстий

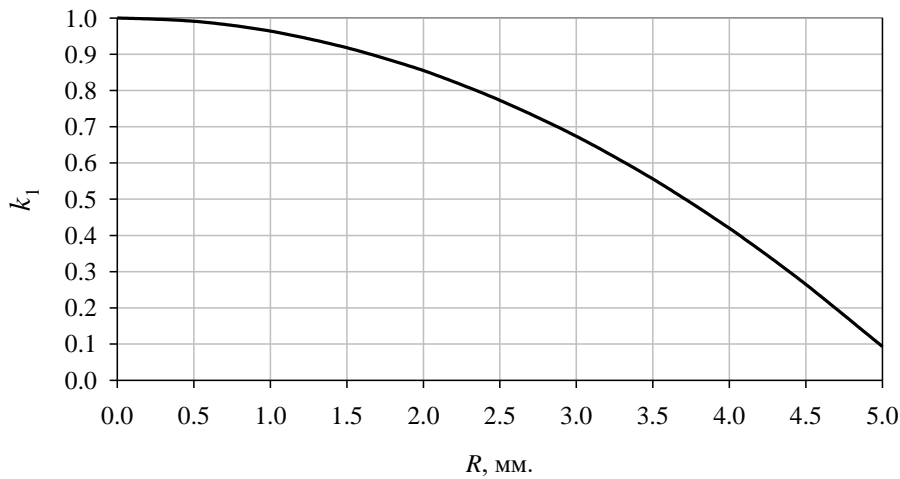


Рисунок 37 – Зависимость коэффициента заполнения от радиуса отверстий

Также из представленных выражений может быть получено выражение, показывающее как коэффициент заполнения влияет на эффективную диэлектрическую проницаемость (27), график приведен на рисунке 38, также показано расхождение от идеализированной линейной зависимости.

$$\epsilon_{eff}(k_1) = [k_1 \cdot (n_1 - n_2) + n_2]^2. \quad (27)$$

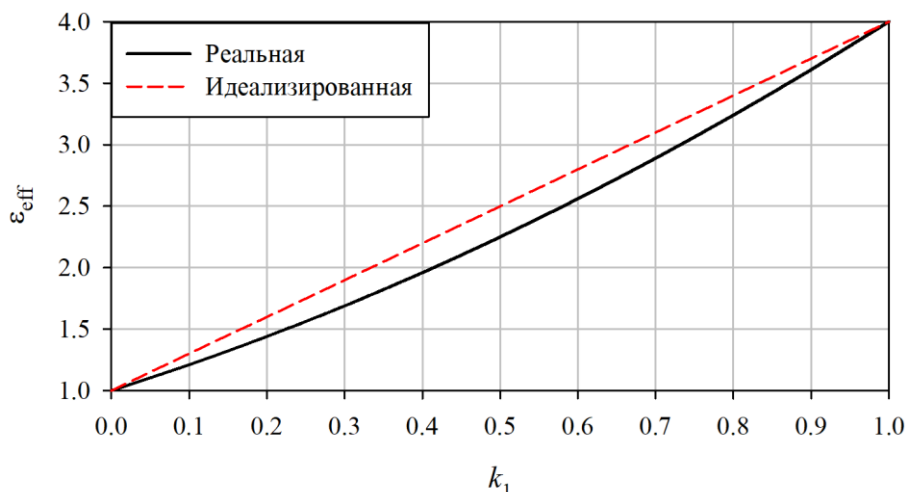


Рисунок 38 – Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от коэффициента заполнения

Исходя из анализа графиков на рисунках 36–38, можно сделать однозначный вывод, что радиус отверстий и коэффициент заполнения нелинейно влияют на изменение эффективной диэлектрической проницаемости перфорированного материала. Для приближенных вычислений эту зависимость можно принять близкой к линейной, однако, для более точных расчетов рекомендуется использовать реальную зависимость. В проведенном исследовании была использована упрощенная линейная зависимость. Такое допущение характерно также и для структуры в виде диэлектрического клина.

Значения фазовой задержки были получены использованием формулы 14, умноженной на толщину материала T_{min} , затем была построена электродинамическая модель по рисунку 35 с такой же толщиной T_{min} и одинаковыми радиусами отверстий $R_C = R_L = R_R = R$. Ниже приведены рассчитанные и нормированные графики изменения величины фазовой задержки при изменении радиуса отверстий (рисунок 39).

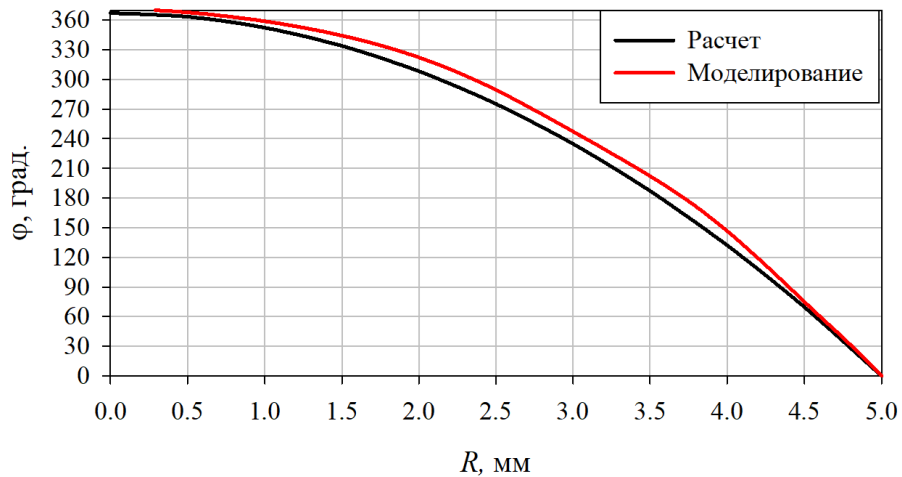


Рисунок 39 – Влияние радиуса отверстий на величину фазовой задержки

Как видно из графиков, результаты математического и электродинамического моделирования отличаются незначительно. В таблице 1 численно показано, как влияет коэффициент заполнения и на показатель преломления и диэлектрическую проницаемость элементарной ячейки. Значения радиусов и размеров ячейки в данном случае не имеют значения. Величины фазовой задержки были получены расчётом электродинамической модели перфорированной структуры, приведены абсолютные значения без нормировки.

Таблица 1 – Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости и фазы от коэффициента заполнения

k_I	1	0,874	0,717	0,497
n_{eff}	2	1,87	1,72	1,497
ε_{eff}	4	3,3	2,95	2,24
$\Delta\varphi, ^\circ$	-280	-227	-177	-97

В таблице 2 приведены результаты электродинамического моделирования элементарной ячейки, показывающие, как влияет диэлектрическая проницаемость материала величину фазовой задержки. В данной модели коэффициент заполнения не изменялся и был равен 100%. Значения диэлектрической проницаемости выбраны такими же, как в таблице 1, для подтверждения достоверности полученных ранее результатов расчётов.

Таблица 2 – Влияние диэлектрической проницаемости на фазовую задержку

ε	4	3,3	2,95	2,24
$\Delta\varphi, ^\circ$	-280	-229	-175	-99

Как видно, разница в результатах, полученных двумя методами, незначительна и не вносит большого влияния. Для нахождения значения радиуса отверстия в элементарной ячейке перфорированной структуры, который обеспечит заданную величину фазовой задержки, необходимо решить обратную задачу. Данная зависимость выражается из приведённых выше формул и записывается в следующем виде:

$$R(\varphi) = \sqrt{\frac{n_1 - \left(\frac{\varphi \cdot c}{360 \cdot f_0 \cdot T_{\min} \cdot 10^{-3}}\right)}{n_1 - n_2} \cdot \frac{a \cdot b}{2\pi}}. \quad (28)$$

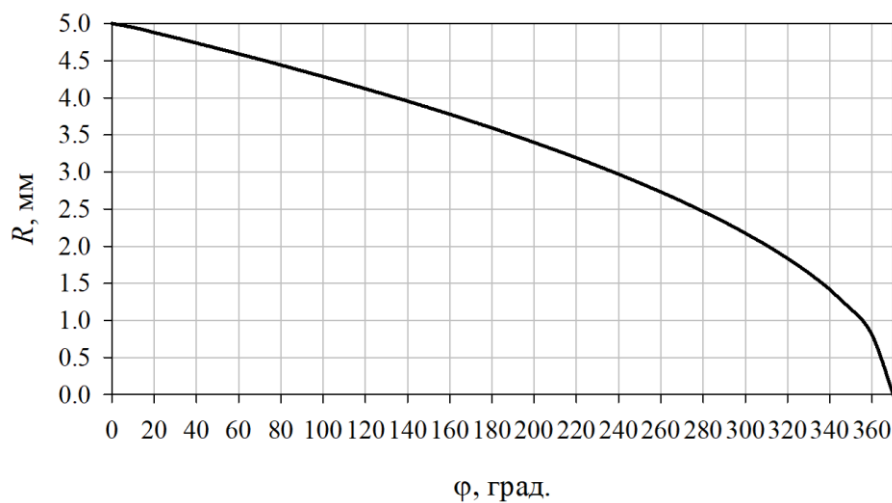


Рисунок 40 – Зависимость радиуса отверстий от фазовой задержки

Предлагаемый подход, позволяет получить значения эффективной диэлектрической проницаемости и величины фазовой задержки при изменении радиуса отверстий в перфорированном диэлектрическом материале и наоборот. Используя приведённые выражения в дальнейших расчётах, может быть получена таблица величин радиусов отверстий, необходимых для обеспечения линейного фазового набега. При этом эти значения можно получить как использованием математических формул, так и интерполированием по графику, полученному в результате

электродинамического моделирования. Т.к. параметры исследуемой ячейки были заданы с привязкой к определенному значению рабочей частоты, то и диапазон регулировки фазовой задержки получился близким к 360° . На самом деле, исходя из графиков, этот диапазон составляет $\sim 370^\circ$, однако, при значении $R \geq \frac{a}{2}$ соседние отверстия начнут пересекаться, и перфорированная структура потеряет свою форму. Поэтому данный вид реализации обязывает предусмотреть минимальный зазор между отверстиями, что и уменьшит максимальный радиус отверстий и сдвинет диапазон регулировки. Значение толщины такого зазора влияет на минимальный коэффициент заполнения, минимальную эффективную диэлектрическую проницаемость и минимальную толщину перфорированной структуры. В данном случае величина зазора была выбрана 0.1 мм, поскольку при обеспечении линейного фазового набега не возникает ситуаций, когда радиусы соседних отверстий имеют одинаковое максимальное значение. Т.е. фактическая величина зазора становится больше, что и обеспечивает конструкции необходимую жесткость.

На основании проведенных расчётов были построены модели перфорированного диэлектрика с прямоугольным и с гексагональным расположением отверстий (рисунок 41). Структура с прямоугольным расположением отверстий намного проще в расчёте и построении и обладает достаточно резкими границами переходов показателей преломления, что может отрицательно повлиять на характеристики АС. Структура с гексагональным расположением отверстий (являющаяся более сложной) позволяет получить более низкий минимальный коэффициент заполнения и более плавное изменение коэффициента заполнения и фазы.

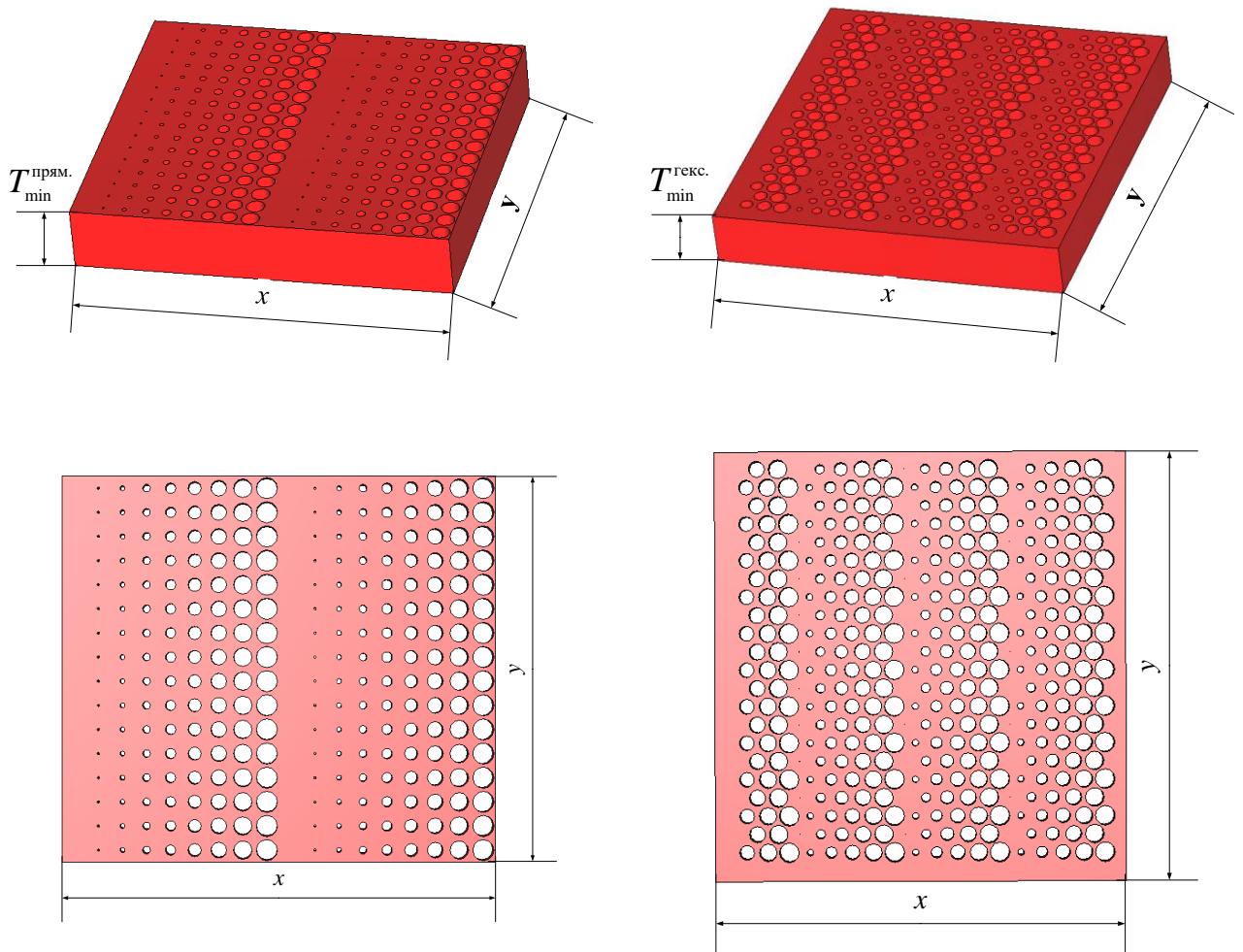


Рисунок 41 – Перфорированные структуры с линейным фазовым набегом: прямоугольное (слева) и гексагональное (справа) расположение отверстий

На рисунке 42 представлены ДН, формируемые такими системами, на частоте 11,7 ГГц.

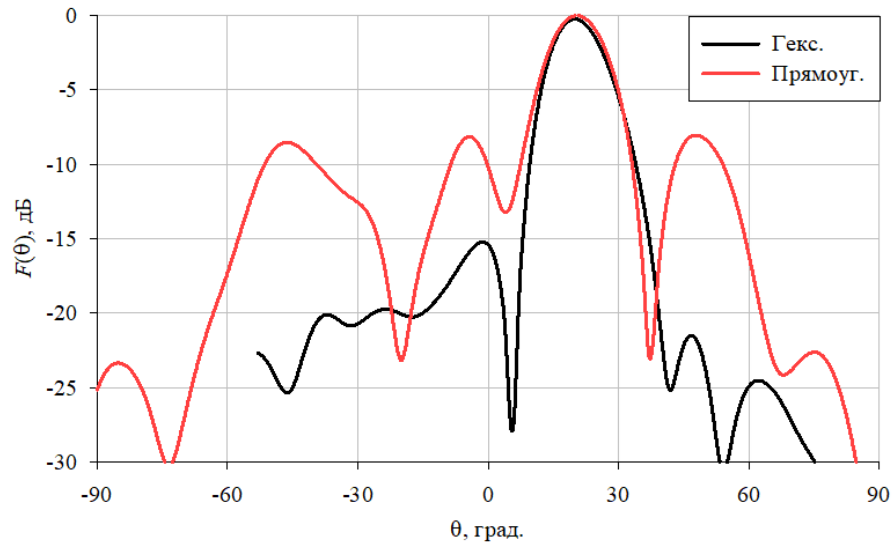


Рисунок 42 – Совмещенные графики ДН для АС с гексагональным и прямоугольным расположением отверстий

Как видно, ДН совпадают в области главного лепестка и по углу наклона, который составляет 20° , однако УБЛ для гексагональной структуры ниже и не превышает -15 дБ. То есть такое расположение отверстий позволит получить лучшие характеристики АС.

Еще одним рассмотренным способом изменения диэлектрической проницаемости является использование структуры, набранной из диэлектрических пластин треугольной формы (рисунок 43) [28]. Пластины располагаются в несколько слоев со смещением каждого слоя вдоль основания треугольника на величину половины основания. Это позволяет получить более равномерное значение ϵ_{eff} и уменьшить области, где волна проходит через воздушное пространство. Толщина одной треугольной пластины выбирается, исходя из [29], учитывая размеры фактически доступных диэлектрических материалов. Ширина ее основания должна быть близкой к $\lambda/2$, а длина рассчитывается в соответствии с заданным углом наклона фазового фронта, необходимостью зонирования [23], [28], [30], [31], а также исходя из размеров апертуры ДОС.

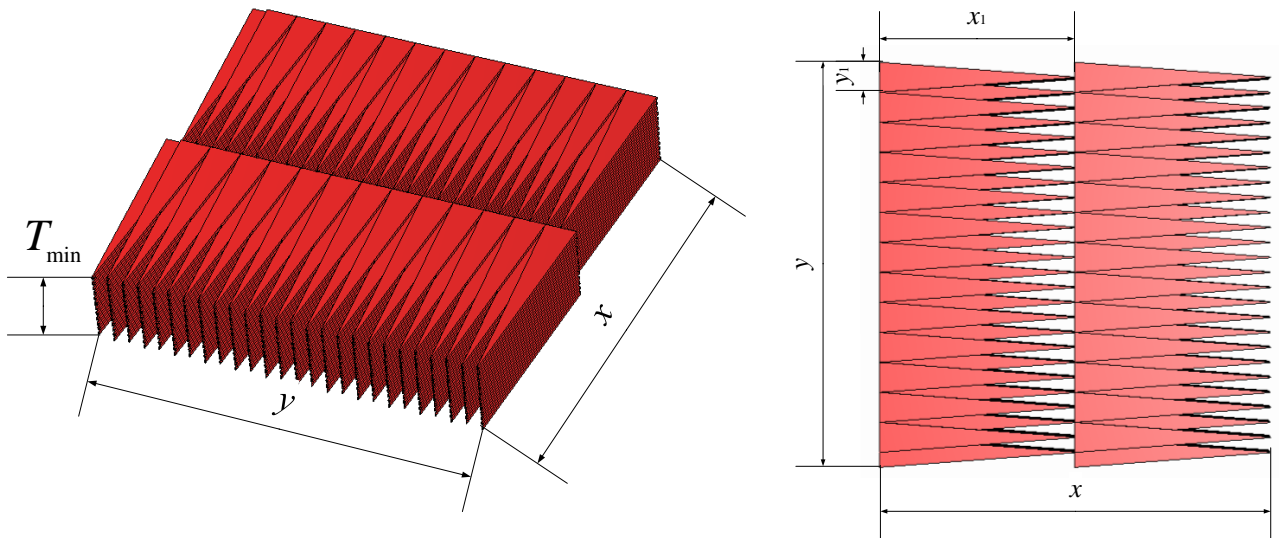


Рисунок 43 – Отклоняющая структура на основе диэлектрических пластин треугольной формы

В такой структуре коэффициент заполнения пространства материалом плавно изменяется от вершин треугольных пластин к их основаниям от значения близкого к 0% до 100%. Что также позволяет получить наклонный фазовый фронт волны и, соответственно, отклонить ДН.

В первую очередь была рассмотрена структура без зонирования (длина треугольной диэлектрической пластины полностью перекрывает раскрыв ДОС, как для случая диэлектрических клиньев). Расчётный угол наклона, исходя из геометрических размеров, в данном случае составляет $\sim 11^\circ$. Затем была исследована структура с одним переходом $0^\circ=360^\circ$ (с одной зоной). При одинаковой толщине угол наклона в структуре с зонированием получается $\sim 25^\circ$. На рисунке 44 представлены совмещенные ДН АС для обеих отклоняющих систем.

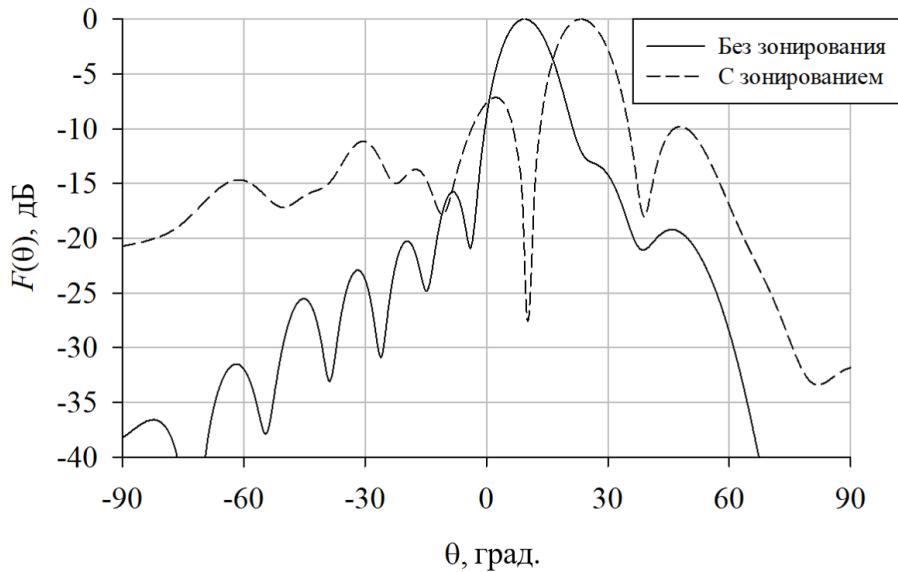


Рисунок 44 – ДН на частоте f_0 (структура без зонирования и структура с зонированием)

Как видно из графиков, для случая с отклоняющей структурой без зонирования угол наклона ДН равен 10° , а УБЛ не превышает -15 дБ. Для структуры с зонированием угол наклона ДН значительно больше и составляет 26° , а УБЛ, наоборот, стал хуже и не превышает -8 дБ. Следует отметить, что смещение слоёв на 50% с увеличением толщины структуры в 2 раза позволило лишь незначительно улучшить УБЛ.

В области зонирования такой структуры имеет место резкое изменение коэффициента заполнения, что, как отмечалось ранее, влияет на амплитудное распределение. Не смотря на уже использованное смещение, уменьшающее данное влияние, ДН рассмотренной отклоняющей структуры ухудшается по УБЛ (рисунок 45). Для устранения резкого перехода было предложено смещать слои перпендикулярно основанию двумя способами. В первом случае каждый второй слой смещается на 5% вдоль высоты треугольной пластины, а во втором это смещение составляет 50%. Таким образом устраняется область "нулевого заполнения", но различие по фазе становится меньше, чем 360° . Полученные ДН приведены на рисунке 45.

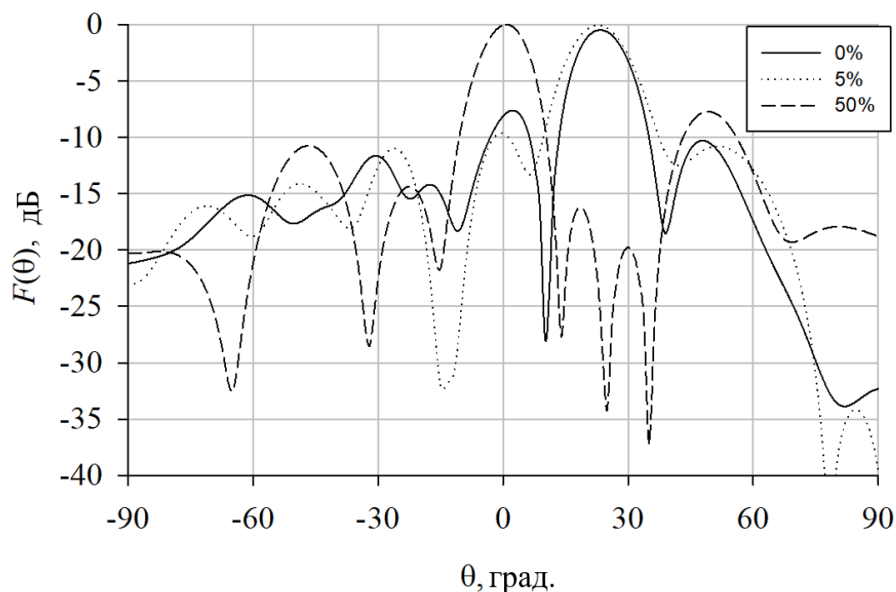


Рисунок 45 – ДН на частоте f_0 с различными смещениями

Как видно, при первом способе достигается снижение УБЛ на 2 дБ, однако при этом происходит расширение ДН. При использовании второго способа вовсе не произошло отклонения ДН АС. С физической точки зрения, в этом случае получается две структуры, каждая из которых осуществляет равномерный сдвиг фазы волны от 0° до 180° , при смещении их относительно друг друга на 50% возникает следующая суммарная картина сдвига фаз (рисунок 46).

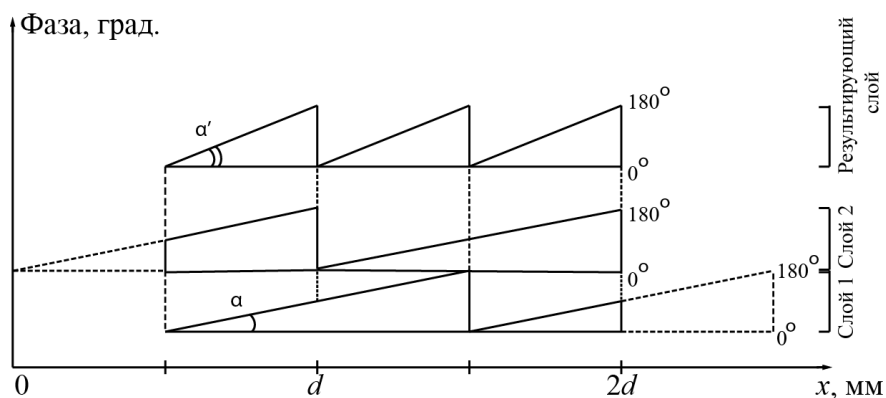


Рисунок 46 – Сдвиг фаз при прохождении двух структур, смещённых на 50% (максимальная задержка фазы 180°)

Из чего следует, что в областях перехода волны складываются в противофазе, следовательно, данный способ не приемлем.

Для того чтобы получить нужную суммарную фазовую задержку в 360° , обе смещённые структуры должны обеспечивать её (рисунок 47).

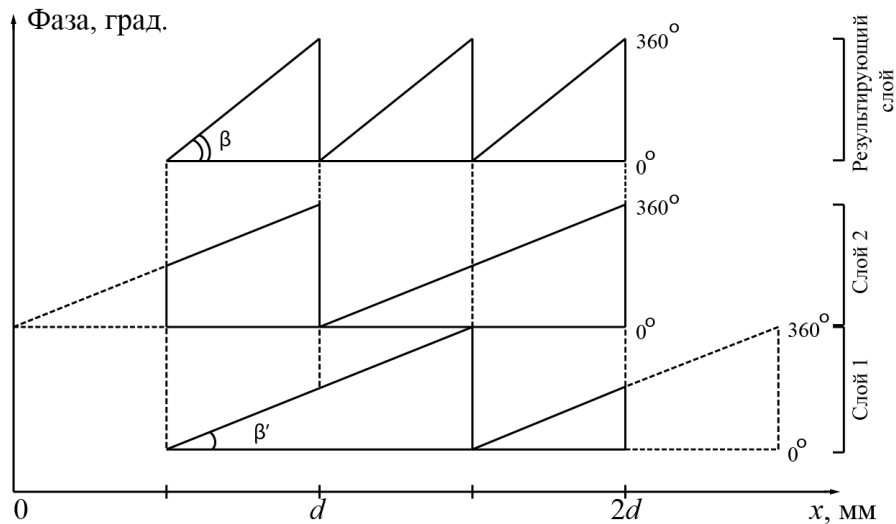


Рисунок 47 – Сдвиг фаз при прохождении двух структур, смещённых на 50% (максимальная задержка фазы 360°)

В случае двухслойной отклоняющей структуры со смещением слоёв на 50%, значение β' рассчитывается, исходя из геометрических размеров (при условии, что известна требуемая величина отклонения ДН (β)):

$$\beta' = \arctg\left(\frac{\tg(\beta)}{2}\right). \quad (29)$$

То есть для реализации $\beta = 30^\circ$, необходимо, чтобы $\beta' \approx 16^\circ$. Данная структура была промоделирована и её ДН представлена на рисунке 48.

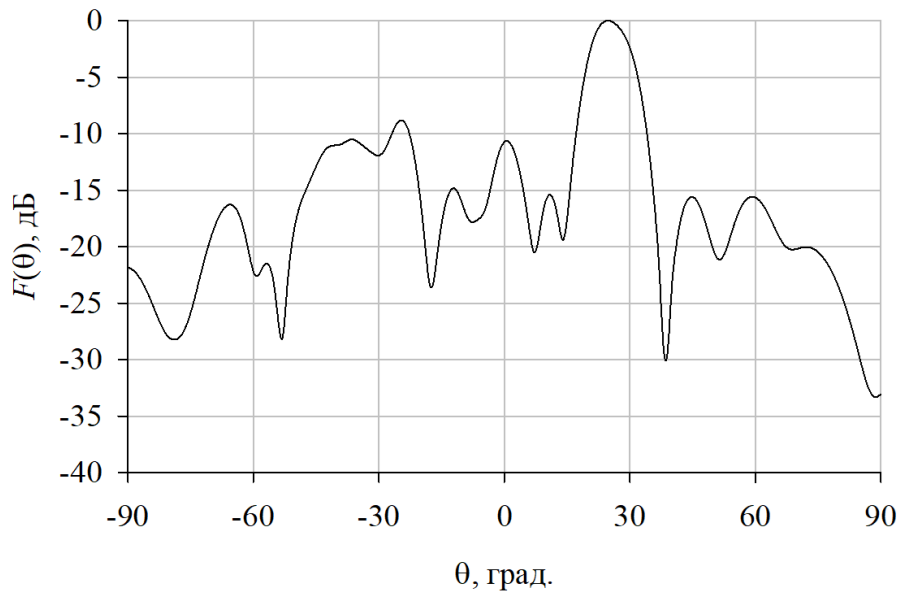


Рисунок 48 – ДН на частоте f_0 ГГц при смещении на 50% и сдвигом фазы 360°

Как видно из графика, наклон ДН составляет $\sim 27^\circ$, а УБЛ не превышает -9 дБ. Однако общая толщина отклоняющей структуры была увеличена в 2 раза.

2.1.1. Влияние согласующего слоя

В отличие от структуры, набранной из материалов с различными диэлектрическими проницаемостями, в конфигурации на основе пластин треугольной формы имеются области, где коэффициент заполнения пространства материалом близок к нулю. Одним из способов уменьшения таких областей является смещение слоев, упомянутое выше. А для уменьшения их влияния на амплитудное распределение в данной структуре было рассмотрено действие дополнительного слоя, который условно можно назвать согласующим или просветляющим, в составе такой АС [32]. Он представляет собой слой диэлектрика фиксированной толщины со средним (относительно минимального и максимального значений ϵ_{eff}) значением диэлектрической проницаемости (ϵ_r) и располагается между ДОС и отклоняющей структурой (рисунок 49) [28].

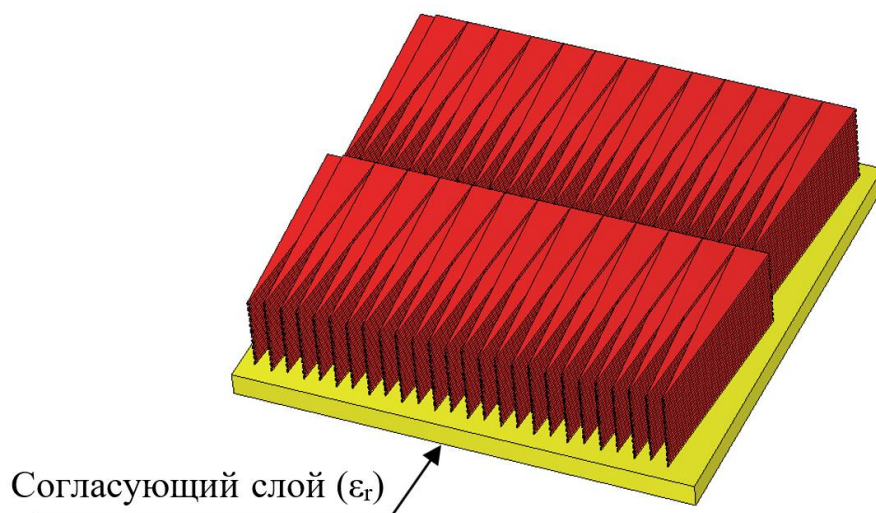


Рисунок 49 – Структура из пластин треугольной формы с согласующим слоем

Электродинамическое моделирование АС с различной толщиной T_s согласующего слоя (от $\lambda/8$ до $\lambda/2$) показало, что наиболее удачным является значение $2\lambda/5$. Было построено несколько моделей с разными толщинами согласующего слоя, ниже на рисунке 50 приведены ДН для трёх различных толщин.

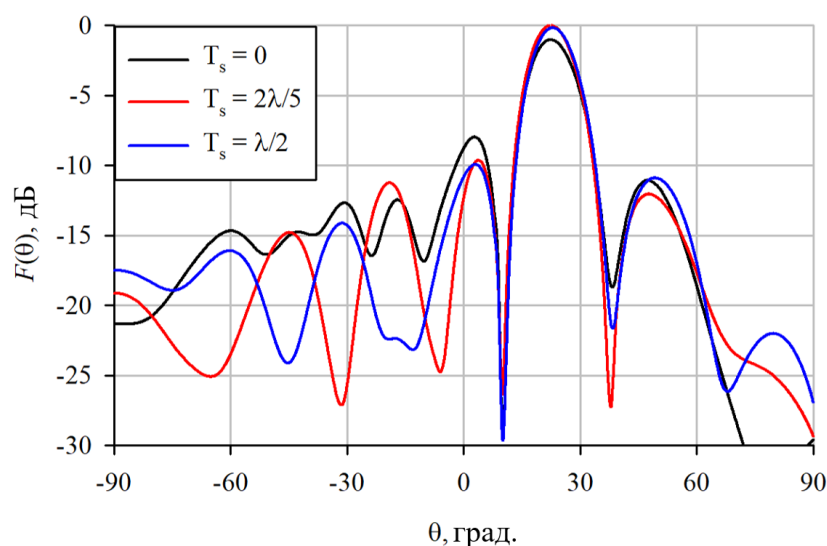


Рисунок 50 – ДН на частоте f_0 с согласующим слоем различной толщины

Как видно, с введением согласующего слоя КНД АС увеличился на 1,5 дБ, а УБЛ, наоборот, снизился на 2 дБ. При этом для слоёв с $T_s = 2\lambda/5$ и $T_s = \lambda$ не

наблюдается различий в области главного лепестка и по УБЛ. Следовательно, делать согласующий слой толщиной более $2\lambda / 5$ не имеет смысла.

Для наглядности, было также проведено исследование влияния согласующего слоя и для структуры, набранной из различных диэлектриков (рисунок 51).

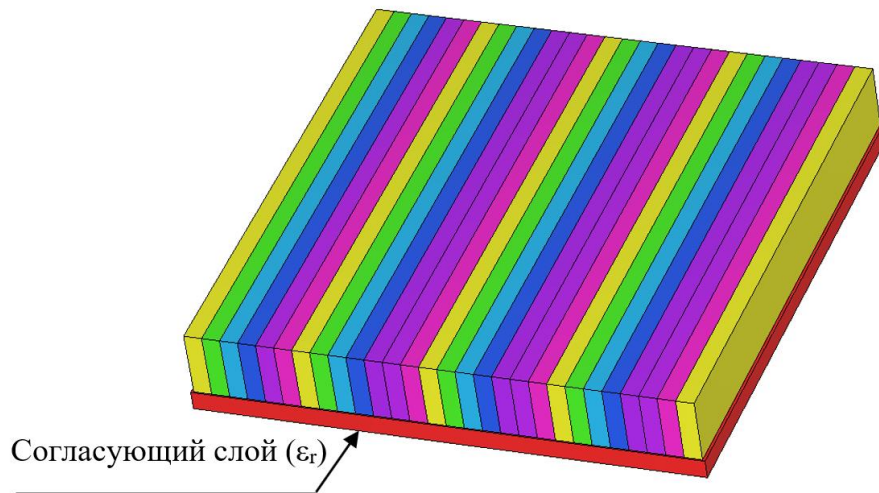


Рисунок 51 – Отклоняющая структура на различных диэлектриках с согласующим слоем

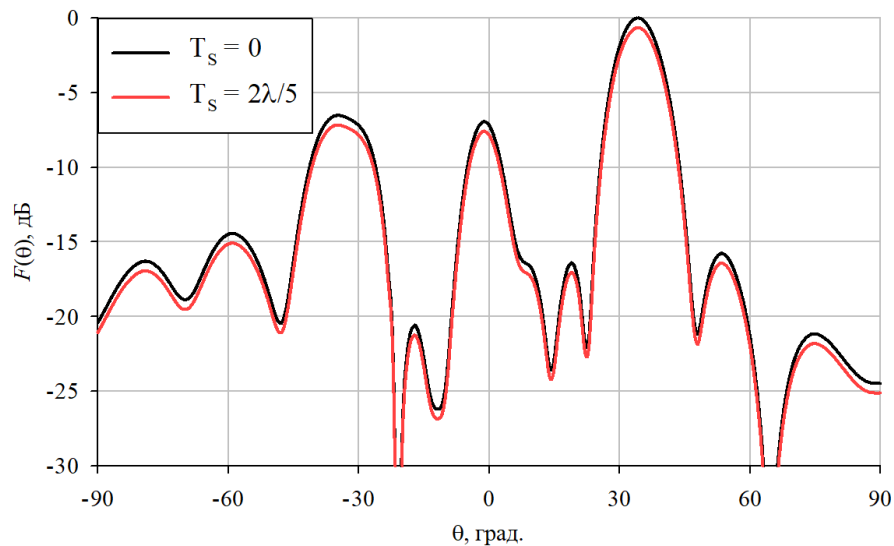


Рисунок 52 – ДН отклоняющей структуры без согласующего слоя и с согласующим слоем

На рисунке 52 приведены совмещенные ДН для структуры без согласующего слоя и с согласующим слоем. Как видно, в данном случае положительного влияния не наблюдается. Согласующий слой незначительно снижает КНД и, следовательно, его использование в такой структуре нецелесообразно.

2.2. Фокусирующая структура (линзовая антенна)

Фокусирующая структура была исследована на основе перфорированного диэлектрика, которым может быть заменена обычная диэлектрическая линза. Здесь также было проведено моделирование структур с прямоугольным и гексагональным расположением отверстий, однако, как и в случае с линейным фазовым набегом, наибольший интерес представляет второй тип, т.е. гексагональное расположение отверстий. Значение фазы электромагнитной волны, создаваемой источником со сферическим фазовым фронтом, на расстоянии r может быть найдено из уравнения сферической волны [33], [34]:

$$E(r) = \frac{E_0}{\|r\|} e^{-ik\|r\|}, \quad (30)$$

где $\|r\| = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ – длина радиус-вектора до точки в пространстве, $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

В случае реализации фокусирующей структуры на основе перфорированного диэлектрика необходимо найти значения фазовой задержки на плоскости, отстоящей от источника сферической волны на фокусном расстоянии F . Её уравнение записывается следующим образом:

$$E(x, y) = E_0 \frac{e^{-i2\pi/\lambda \sqrt{x^2 + y^2 + F^2}}}{\sqrt{x^2 + y^2 + F^2}}. \quad (31)$$

Значения фазы волны на плоскости:

$$A(x, y) = \arg(E(x, y)). \quad (32)$$

Необходимая фазовая задержка в каждой отдельной элементарной ячейке вычисляется подстановкой в формулы (31) и (32) координат центров отверстий этих ячеек. Каждому значению фазы можно привести в соответствие значение радиуса отверстия в ячейке таким образом, чтобы полученный коэффициент заполнения обеспечил необходимую фазовую задержку. Модель фокусирующей структуры

(линзовой антенны) с гексагональным расположением отверстий представлена на рисунке 53.

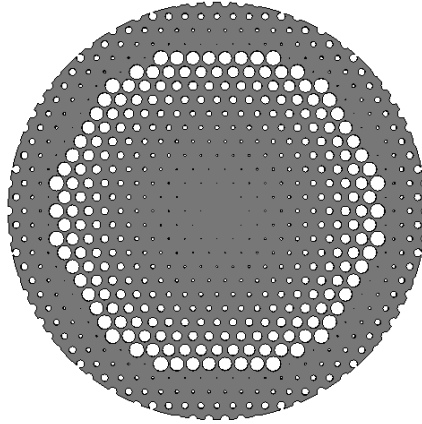


Рисунок 53 – Линзовая антенна с гексагональным расположением отверстий

На рисунке 54 показаны результаты электродинамического расчета линзовой антенны. В качестве облучателя был использован конический рупор. На данном рисунке показаны значения фазы волны, хорошо видна сферическая волна, создаваемая облучателем и практически плоский фазовый фронт на выходе из диэлектрика.

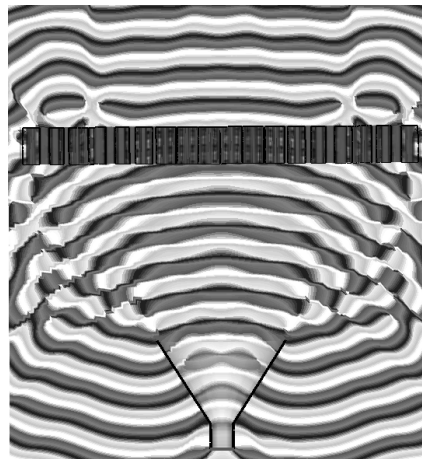


Рисунок 54 – Фазовый фронт волны

В [14] была описана и подтверждена экспериментально возможность реализации линзовой антенны и отклоняющей структуры в одном слое фазосдвигающей

поверхности на основе ЧСП. Этот же принцип может быть реализован и на перфорированном диэлектрике. При синтезе различных топологий вычисляются значения необходимых фазовых задержек в центре элементарных ячеек. В результате получается матрица значений фаз. Сложив матрицу, полученную для линзовой антенны, с матрицей, полученной для отклоняющей структуры, получим новую матрицу, из которой затем вычисляются значения радиусов для синтеза для совмещенной структуры. На рисунке 55 показан слой перфорированного диэлектрика, с помощью которого сферическая волна преобразуется в плоскую с наклоном 15° .

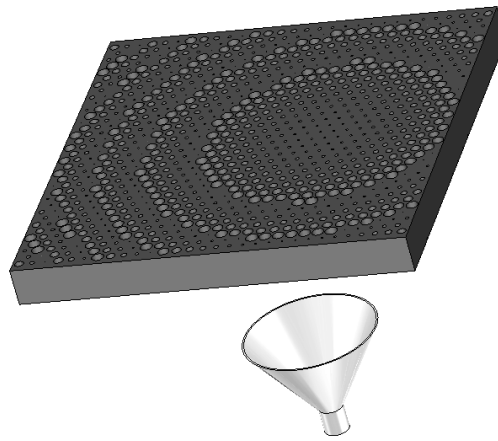


Рисунок 55 – Совмещение линзовой антенны с отклоняющей структурой

На описанном принципе были также построены модели структур с наклоном 20° и 30° . На рисунке 56 приведены совмещенные ДН.

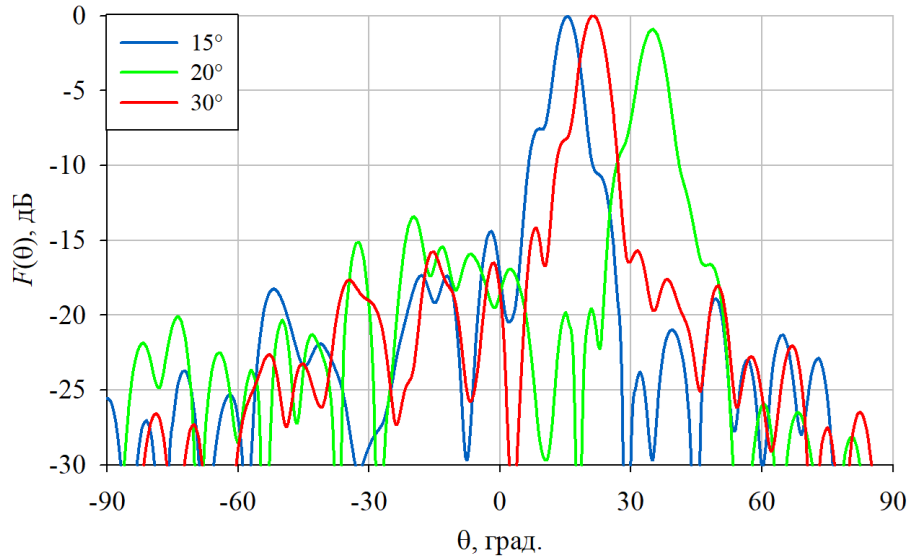


Рисунок 56 – ДН совмещенной структуры для трех углов наклона

Угол наклона ДН составил соответственно 15° , 20° и 35° . Как и в работе [14] наблюдается снижение КНД при увеличении угла наклона, однако деградация ниже, чем при использовании диэлектрических клиньев.

2.3. Зависимость КНД от угла наклона ДН

Как было показано в [8], увеличение угла наклона приводит к снижению КНД в связи с уменьшением эффективной апертуры. Для нулевого положения ДН эффективная площадь антенны равна её геометрической площади. При наклоне ДН на определенный угол необходимо рассматривать проекцию раскрыва, видимую под этим углом (для антенны с круглым раскрывом проекцией при наклоне является эллипс). Большая полуось равна радиусу раскрыва, а малая зависит от угла наклона и вычисляется по следующей формуле:

$$R' = \frac{R}{2} \cdot \frac{90 - \theta}{45}, \quad (33)$$

где θ – угол наклона в градусах.

Составив пропорцию для площадей круга и эллипса и перейдя к нормированным величинам, получим формулу для КНД, выраженную в дБ:

$$D = 10 \cdot \log\left(1 - \frac{\theta}{90}\right). \quad (34)$$

На рисунке 57 приведен нормированный график снижения КНД при увеличении угла наклона ДН.

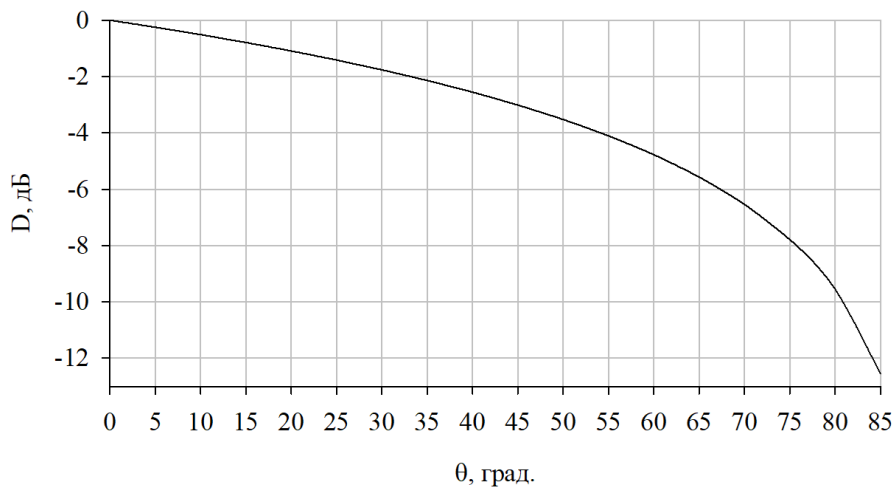


Рисунок 57 – Снижение КНД при увеличении угла наклона ДН

При наклоне ДН на 60° , происходит снижение КНД на 4,78 дБ, после 75° наблюдается резкое снижение КНД.

2.4. Сканирующие антенные системы

Как было показано в главе 1, отклоняющие структуры являются частью сканирующих АС. На рисунке 58 представлена модель системы для получения широкоугольного сканирования, которое обеспечивается взаимным вращением двух идентичных дисков с линейным фазовым набегом. В качестве ДОС также был использован источник плоской волны, рабочая частота $f_0 = 11,7$ ГГц.

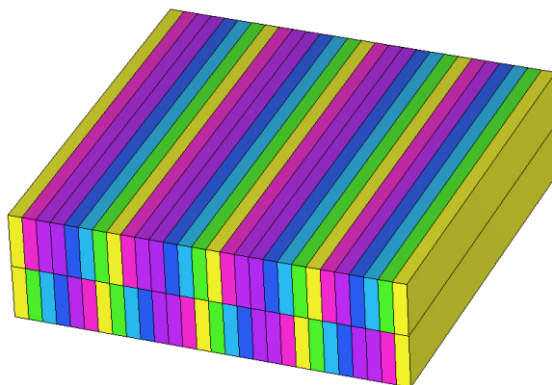


Рисунок 58 – Использование двух отклоняющих структур для осуществления сканирования

Ниже представлены графики ДН для различных угловых смещений слоёв.

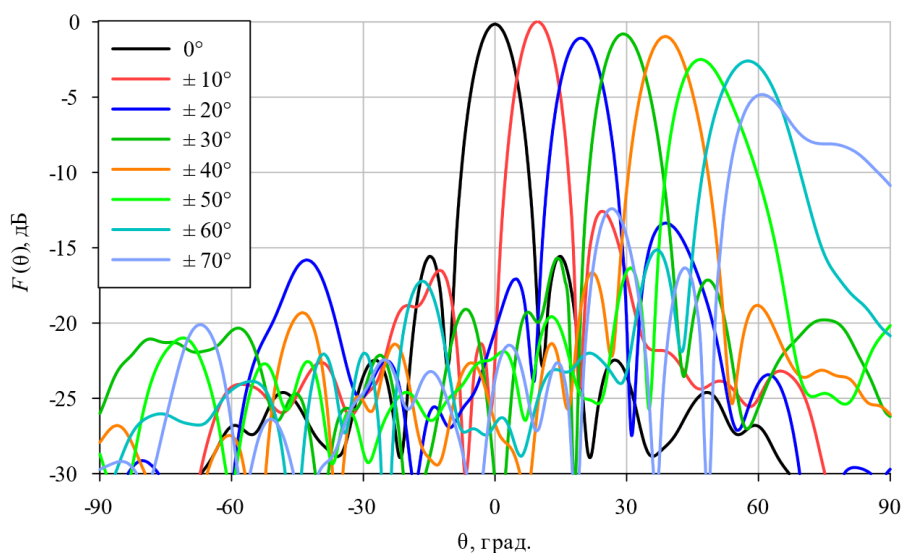


Рисунок 59 – ДН для различных углов поворота дисков

Наибольшее отклонение ДН при использовании таких структур составляет 60° , что позволяет осуществлять сканирование в угломестной плоскости в диапазоне 120° . При этом снижение КНД составило не более 5 дБ, а уровень боковых лепестков (УБЛ) не превысил значения -12 дБ.

Также была построена модель сканирующей АС на основе структуры, набранной из пластин треугольной формы рисунок 60.

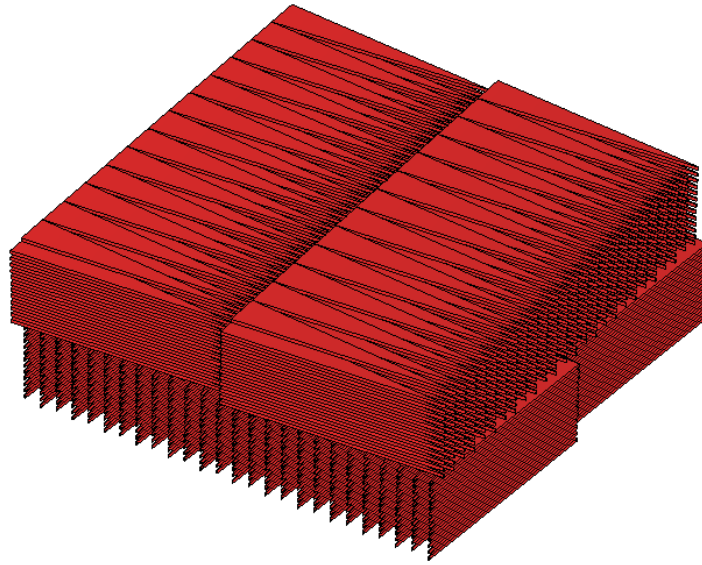


Рисунок 60 – Структура, набранная из пластин треугольной формы

На рисунке 61 представлены ДН при повороте структур на величину от 0° до $\pm 60^\circ$. Как видно из графиков, сканирование обеспечивается при углах поворота до $\pm 50^\circ$, а дальнейшее увеличение приводит к резкому ухудшению характеристики направленности АС.

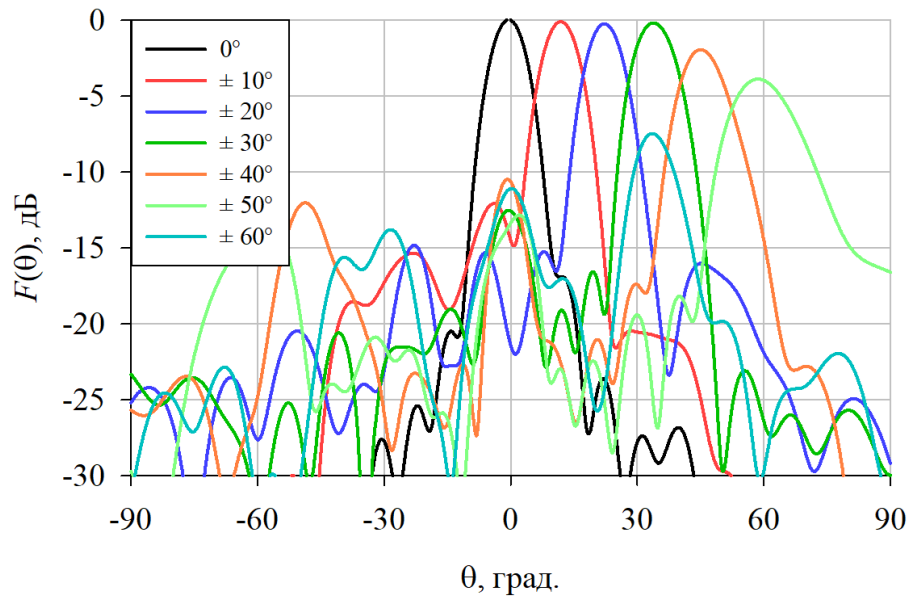


Рисунок 61 – ДН для различных углов поворота дисков

Как видно из графиков, максимальный угол отклонения ДН составляет порядка 55° при снижении КНД на 4 дБ от максимального значения, а УБЛ не превышает значения -11 дБ.

Как было показано в главе 2.1.1, в данной конструкции, для улучшения характеристик ДН, может быть использован согласующий слой (рисунок 62).

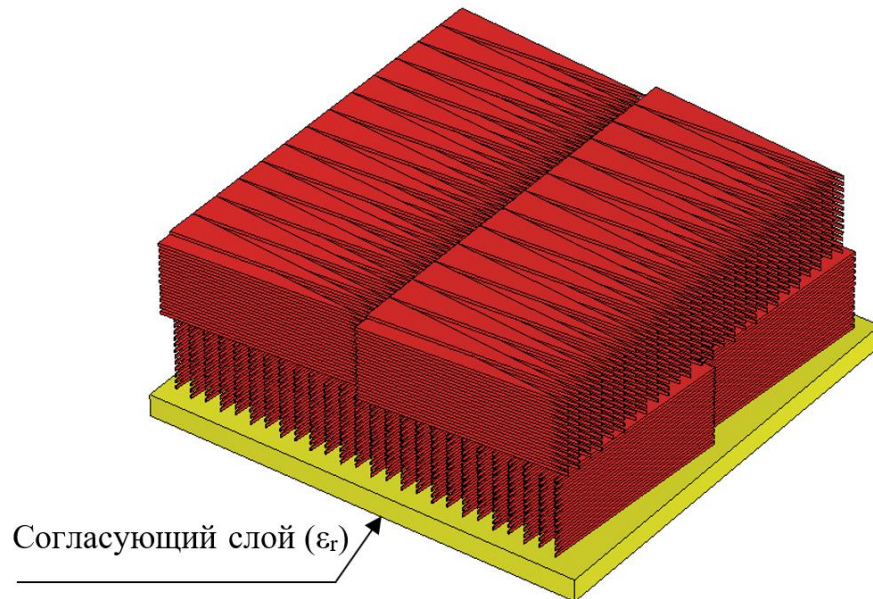


Рисунок 62 – Согласующий слой в составе сканирующей АС

На рисунках 63–64 представлены ДН такой системы для двух толщин согласующего слоя.

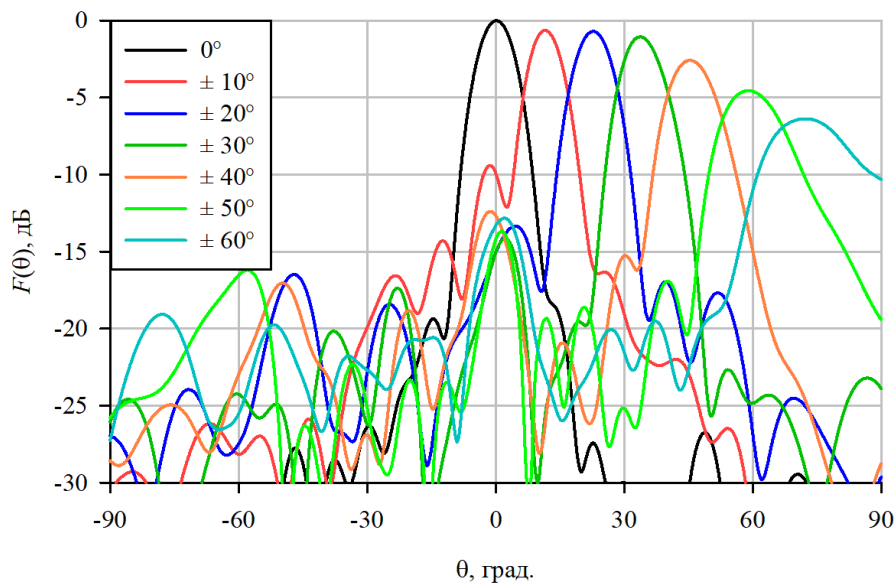


Рисунок 63 – ДН для различных углов поворота дисков сканирующей АС с согласующим слоем
 $T_S = 2\lambda/5$

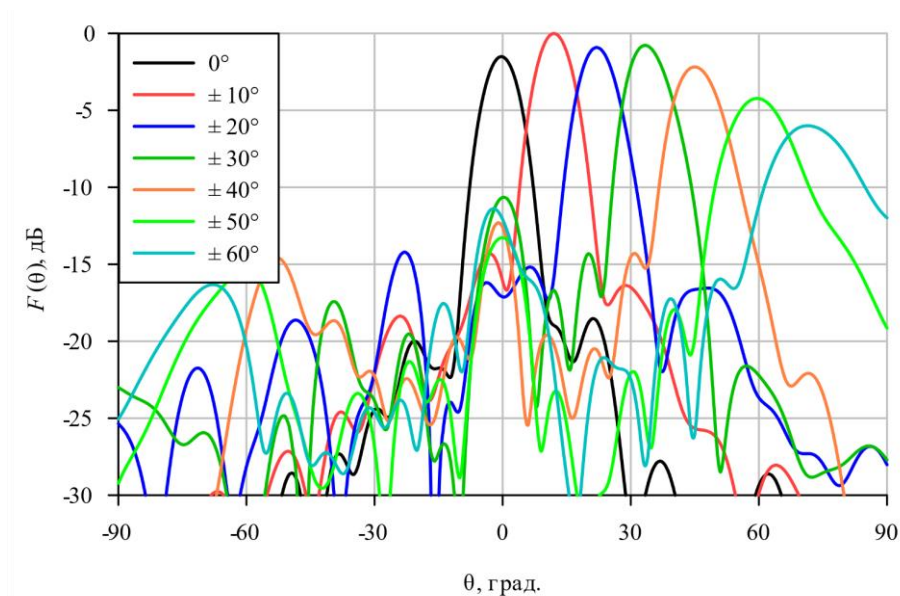


Рисунок 64 – ДН для различных углов поворота дисков сканирующей АС с согласующим слоем
 $T_S = \lambda/2$

Видно, что наличие согласующего слоя приводит к улучшению характеристики направленности для угла поворота дисков $\pm 60^\circ$.

Максимальный угол наклона ДН в данном случае составил 70° , что соответствует диапазону сканирования 140° . Снижение КНД не превышает 6 дБ, а УБЛ зависит от толщины согласующего слоя и (не превышает значения -9,5 и -11 дБ при

$T_s = 2\lambda/5$ и при $T_s = \lambda/2$ соответственно). Отклонению ДН до 60° соответствует снижение КНД не более 5 дБ. Однако, в данном случае увеличивается высота профиля всей АС на величину от $2\lambda/5$ до $\lambda/2$.

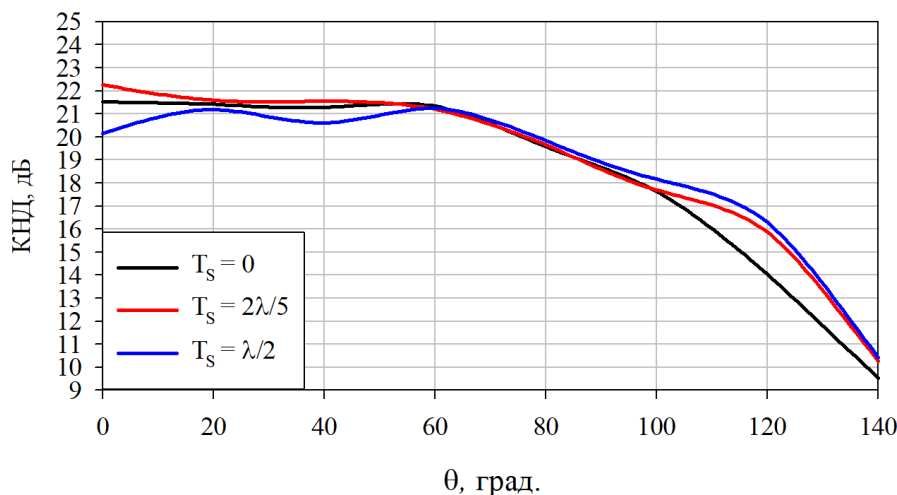


Рисунок 65 – Зависимость КНД от взаимных углов поворота при разной толщине согласующего слоя

На рисунке 65 приведены зависимости абсолютных значений КНД от взаимных углов поворота структур для разных значений согласующего слоя. Видно, что при малых углах поворота (от 0° до 60°) слой с толщиной $T_s = 2\lambda/5$ оказывает небольшое положительное влияние, а слой с толщиной $T_s = \lambda/2$ демонстрирует ухудшение КНД. Далее, для значений углов от 60° до 100° влияния согласующего слоя практически не наблюдается. Зато для угла 120° видно увеличение КНД примерно на 2 дБ для каждого из слоёв. К тому же, при этом улучшается и характеристика направленности.

На рисунке 66 представлена модель сканирующей АС, реализованная путём перфорирования диэлектрического материала.

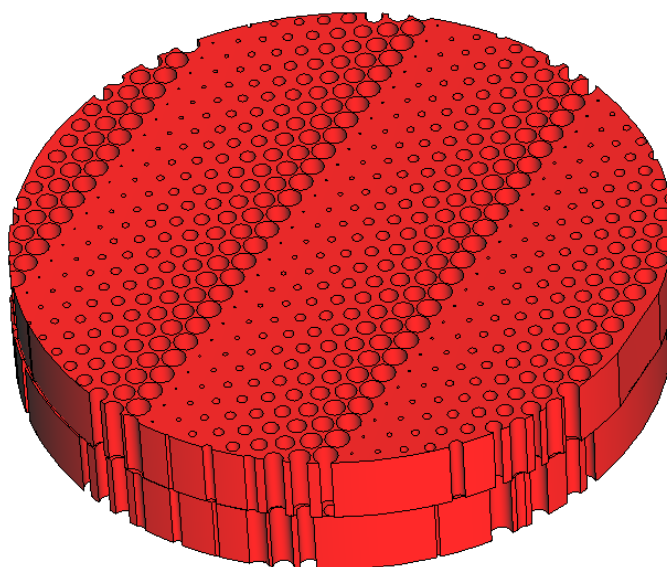


Рисунок 66 – Перфорированная структура с гексагональным расположением отверстий

На рисунке 67 представлены ДН при повороте слоёв на величину от 0° до $\pm 70^\circ$.

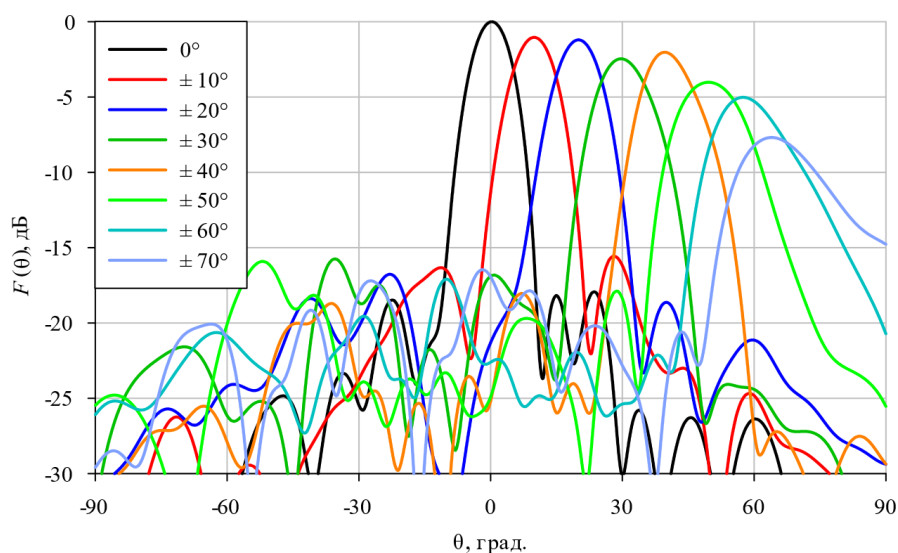


Рисунок 67 – ДН для различных угловых смещений дисков

Максимальный наклон ДН при снижении КНД не более, чем на 5 дБ, составил 58° (диапазон сканирования 116°), УБЛ не превысил значения -15 дБ. Для угла наклона 64° , наблюдается значительное снижение КНД на 7,8 дБ.

Поскольку структуры с гексагональным расположением отверстий позволили получить лучшие характеристики и меньшую толщину диэлектрического слоя по сравнению с прямоугольным расположением, то в дальнейших исследованиях перфорированные структуры с прямоугольным расположением не рассматривались.

Из разработанных диэлектрических слоев была также реализована модель еще одной АС с широкоугольным сканированием (рисунок 68). Первый слой диэлектрика является линзой – преобразует сферический фазовый фронт волны источника в плоский. Второй и третий идентичные слои обеспечивают линейный фазовый набег. В качестве облучателя был использован конический рупор. Управление ДН осуществляется поворотом двух верхних слоёв.

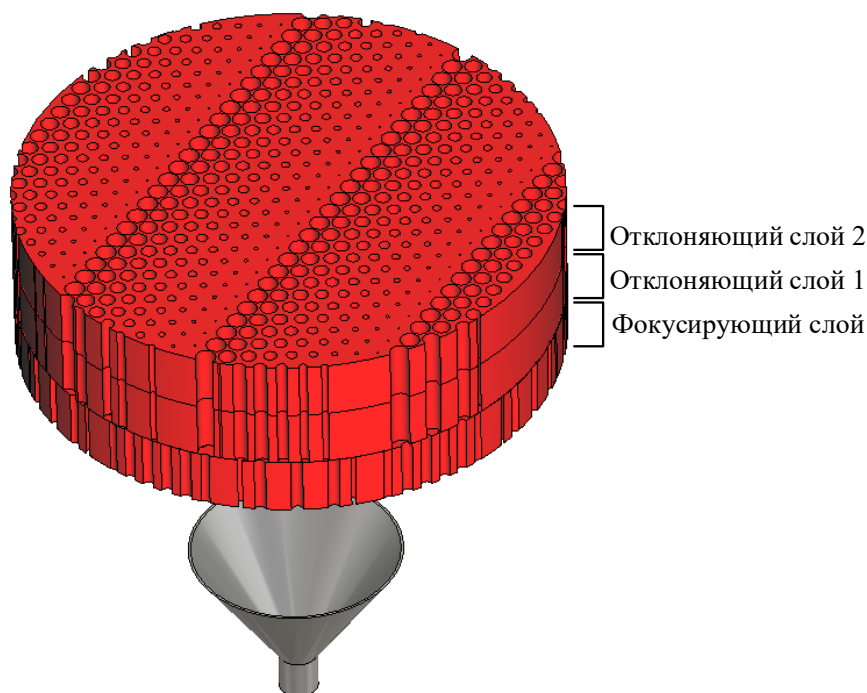


Рисунок 68 – Модель сканирующей АС

Рассчитанные ДН в диапазоне угловых смещений отклоняющих структур от 0° до 70° представлены на рисунке 69.

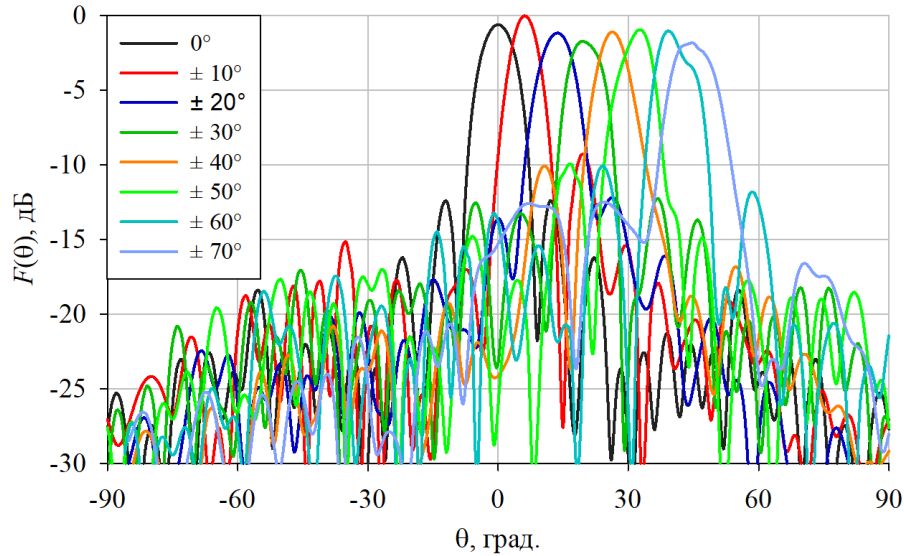


Рисунок 69 – ДН для различных угловых смещений дисков

Максимальное отклонение ДН при снижении КНД не более, чем на 2 дБ, составляет 45° (диапазон сканирования 90°), УБЛ не превысил значения -10 дБ. При больших углах сканирования из-за уменьшения эффективной апертуры антенны, происходит расширение главного лепестка ДН и снижение КНД. Другие варианты сканирующих АС были также рассмотрены в [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42].

2.5. Исследование многослойных диэлектрических структур с смещенными отверстиями и линейным фазовым набегом

Как отмечалось ранее, наличие областей с резким изменением эффективной диэлектрической проницаемости приводит к тому, что часть волн беспрепятственно проходит через диэлектрик, что может приводить к ухудшению характеристик антенной системы. В случае перфорированного диэлектрика в слоях имеются сквозные отверстия. Для структуры, набранной из пластин треугольной формы уже рассматривалось влияние смещения слоёв, а также использование согласующего слоя. Для выявления влияния сквозных отверстий и поиска структур с лучшими характеристиками, были проведены исследования многослойных диэлек-

трических структур со смещенными отверстиями. Для этого были построены электродинамические модели одно-, двух-, трех- и четырехслойной структур. Смещение в каждом последующем слое относительно предыдущего произведено вдоль линий расположения одинаковых отверстий. Общая толщина диэлектрика не изменялась. На рисунках 70–72 приведены общий вид и вид в разрезе исследуемых структур. Сравнения проводились по таким параметрам как, направление главного максимума (НГМ), ширина диаграммы направленности (ШДН), УБЛ и КНД в диапазоне частот 10,7-12,7 ГГц.

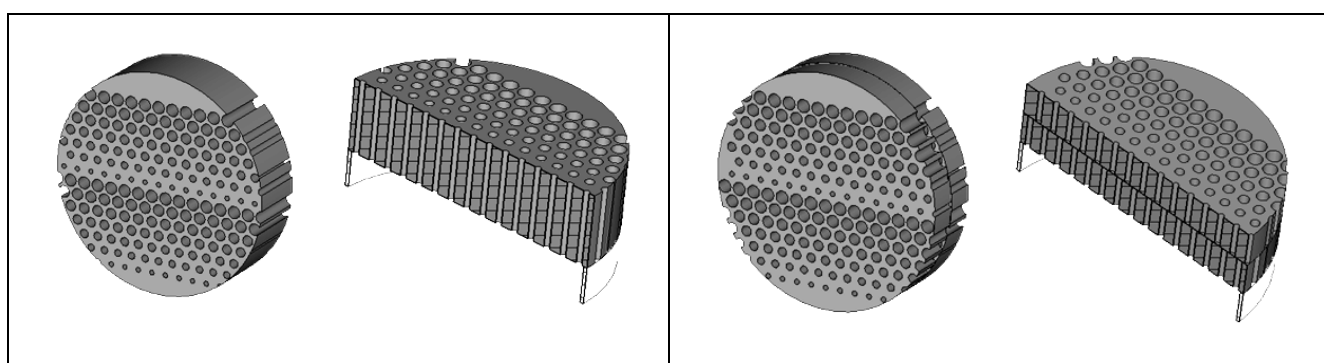


Рисунок 70 – Однослойная и двухслойная структуры

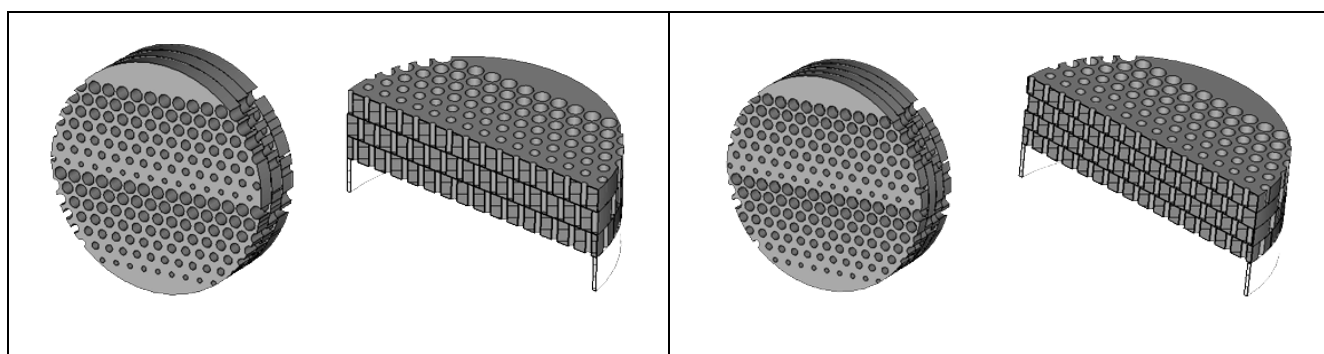


Рисунок 71 – Трехслойная и четырехслойная (вариант 1) структуры

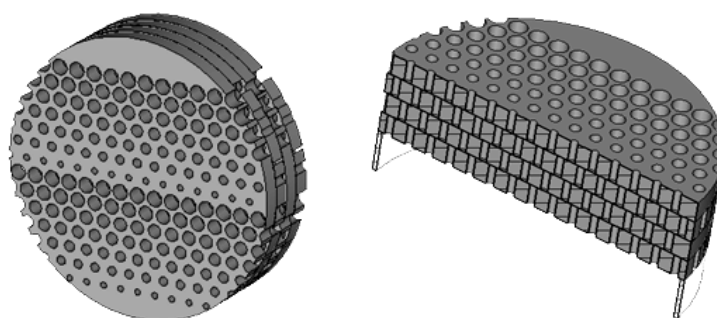


Рисунок 72 – Четырехслойная структура (вариант 2)

В первом варианте четырехслойной структуры (рисунок 71 (справа)) слои смещены на одну и ту же величину, а во втором варианте (рисунок 72), третий слой идентичен первому, а четвертый второму.

На рисунках 73–76 приведены графики НГМ, ШДН, УБЛ и КНД для пяти вариантов структур в диапазоне частот 10,7 – 12,7 ГГц.

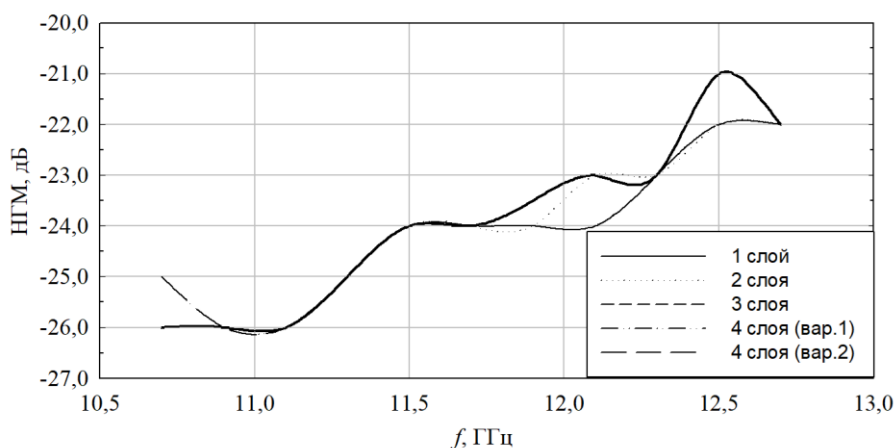


Рисунок 73 – Направление главного максимума

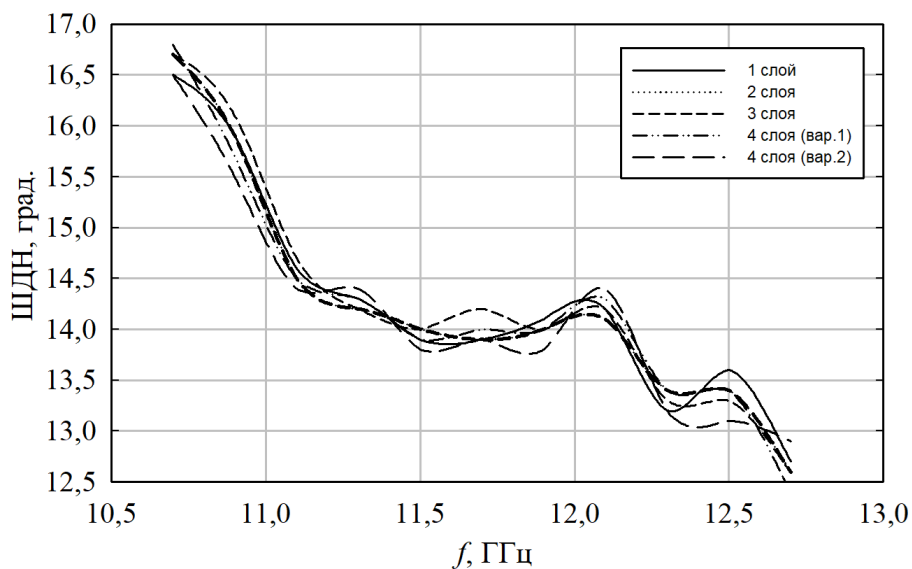


Рисунок 74 – Ширина диаграммы направленности

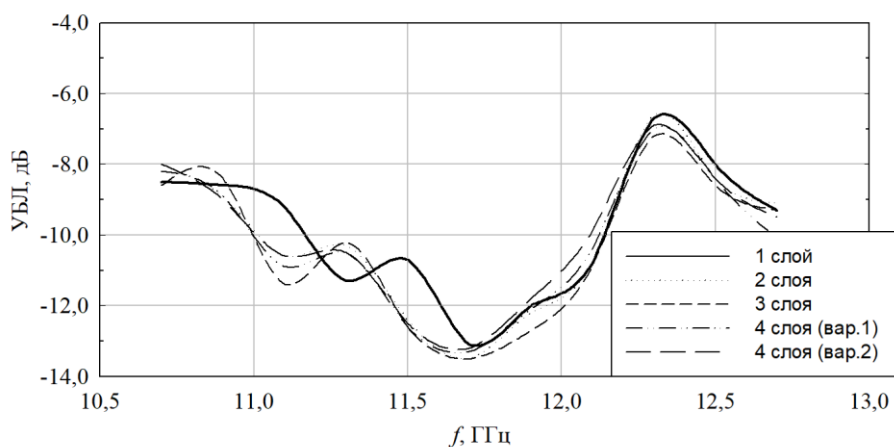


Рисунок 75 – Уровень боковых лепестков

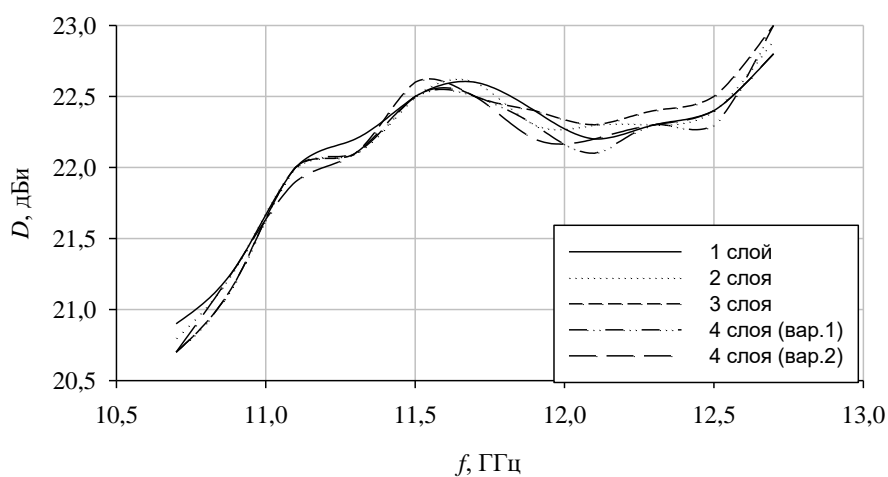


Рисунок 76 – Коэффициент направленного действия

По полученным графикам был произведен анализ всех пяти вариантов по четырем параметрам. Как видно из графиков, наилучшими характеристиками по всем параметрам обладают структуры с двумя и тремя слоями. При этом характеристики двухслойной структуры лучше, чем трехслойной (в частности, на центральной частоте), к тому же она проще в реализации. В связи с этим, для улучшения характеристик антенной системы, построенной с использованием перфорированного диэлектрика, может быть использована двухслойная структура со смещенными отверстиями.

Однако, значительного влияния на характеристики смещение не оказывает, и при этом сильно увеличивается трудоемкость. Поэтому на более сложных моделях данный подход не применялся.

2.6. Программы синтеза топологий отклоняющих структур

Наиболее сложными из рассмотренных структур с точки зрения расчетов и моделирования являются системы на основе перфорированного диэлектрика. Расчёт параметров каждой ячейки в зависимости от её положения и требуемых характеристик является трудоёмким процессом. На основании проведенных исследований был разработан алгоритм построения дисков с различными параметрами. Была написана программа на языке Matlab, синтезирующая различные топологии, такие как наклоняющая структура с прямоугольным и гексагональным расположением отверстий, два варианта фокусирующих структур и совмещенные наклоняющая и фокусирующая структуры (рисунок 77) [43].

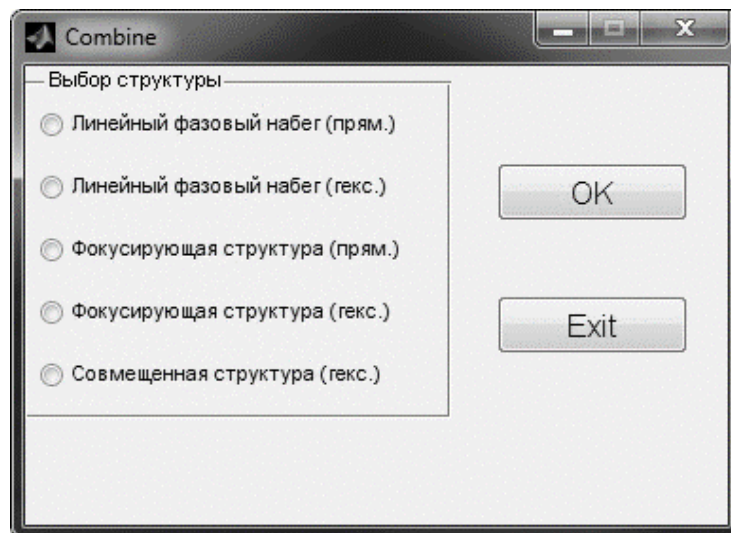


Рисунок 77 – Основное окно программы с выбором подпрограммы расчёта

Данная программа формирует выходной файл в виде текстового документа, содержащий массив значений радиусов отверстий, необходимых для изменения эффективной диэлектрической проницаемости. Выходные данные из этой программы используются для построения модели структуры в автоматическом режиме

с использованием макросов. В результате значительно сокращается время на построение модели, по сравнению с созданием ее вручную. На рисунках 78–80 в качестве примера приведены результаты работы одной из подпрограмм.

ScanPr

Расчет перфорированной структуры с линейным фазовым набегом
(прямоугольное расположение отверстий)

Входные данные		Выходные данные			
Центральная частота (f)	11.7 ГГц	n материала	2	k 1	23.0231 %
Eps материала	4	Eps эффективная	1.51347	k 2	76.9769 %
Размер ячейки (x)	10 мм	Размер ячейки (y)	10 мм	Rmax	4.95 мм
Число ячеек (N)	15	Размер диэлектрика (x)	150 мм	Tmin	33.2878 мм
Зазор между отверстиями	0.1 мм	Размер диэлектрика (y)	150 мм	Delta	81.1141 град
Угол наклона ДН	30 град				

Back Start

Рисунок 78 – Пример результата расчёта структуры по исходным данным

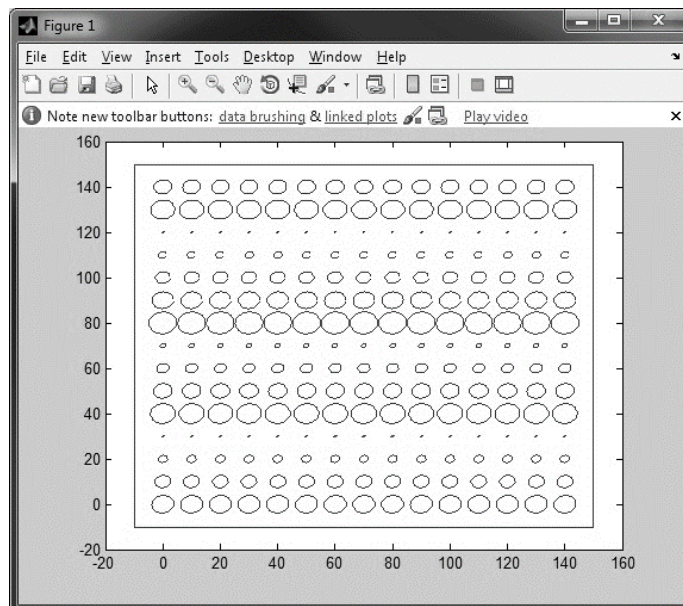


Рисунок 79 – Двумерная модель, построенная по результатам расчёта

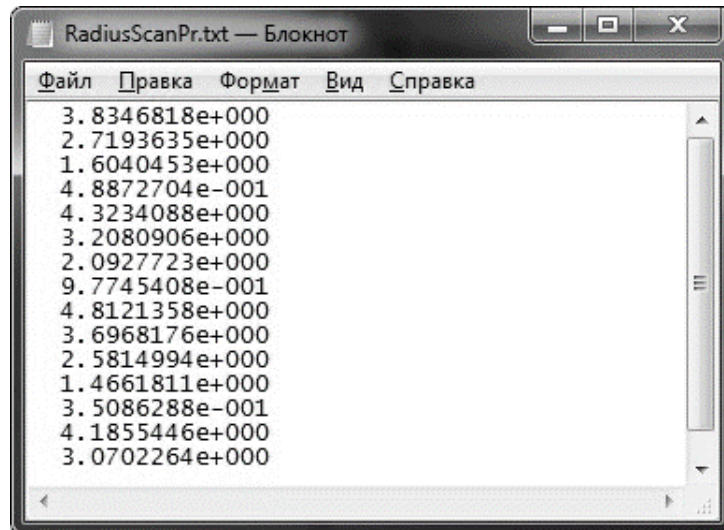


Рисунок 80 – Создание текстового документа с массивом некоторых выходных данных

Подобная высокая точность полученных значений радиусов отверстий не требуется, т.к. нет возможности их физической реализации, а влияние сказывается слабо в рассматриваемом диапазоне частот 10,7–12,7 ГГц. Тем не менее, при необходимости, можно произвести округление с необходимой точностью для электродинамического моделирования и возможного дальнейшего макетирования.

На данное ПО было получено свидетельство о регистрации: «Программа расчёта перфорированных диэлектрических структур квазиоптического управления лучом», № 2017611352.

Также было разработано ПО «Расчёт отклоняющей структуры, набранной из диэлектрических пластин треугольной формы» и получено свидетельство о регистрации №2023666779 [44]. Данное ПО предназначено для расчета геометрических размеров и других параметров структуры квазиоптического управления лучом ДН, выполненной на основе диэлектрических пластин треугольной формы. Главное окно программы с результатами расчёта приведены на рисунке 81.

Структура из диэлектрических пластин треугольной формы

Расчёт отклоняющей структуры, набранной из диэлектрических пластин треугольной формы

Входные данные	Выходные данные (вариант 1)	Выходные данные (вариант 2)
f, GHz <input type="text" value="11.7"/>	λ , mm <input type="text" value="25.64"/>	λ , mm <input type="text" value="25.64"/>
eps <input type="text" value="4"/>	Tmin, mm <input type="text" value="24"/>	Tmin, mm <input type="text" value="28"/>
D, mm <input type="text" value="50"/>	N_gap <input type="text" value="2"/>	N_gap <input type="text" value="2"/>
Theta, deg <input type="text" value="30"/>	d1, mm <input type="text" value="41.57"/>	d1, mm <input type="text" value="41.57"/>
h1, mm <input type="text" value="4"/>	N_lay <input type="text" value="6"/>	N_lay <input type="text" value="6"/>
x1, mm <input type="text" value="10"/>	k_min, % <input type="text" value="0"/>	k_min, % <input type="text" value="8.425"/>
<input checked="" type="checkbox"/> Построение 2D модели		x2, mm <input type="text" value="0.8425"/>

Рисунок

81 – Расчёт отклоняющей структуры с помощью ПО

К особенностям программы также относится возможность выбора варианта реализации пластины – её форма может иметь вид треугольника или трапеции (усечённого треугольника). Второй вариант обеспечивает смещение пластин, о котором подробно написано в разделе 2.1 данной главы.

2.7. Структуры на основе частотно-селективных поверхностей

Структуры на основе метаматериалов активно исследуются, разрабатываются и применяются как российскими, так и зарубежными учёными [45], [46], [47], [48], [49], [50], [51]. Использование частотно-селективной поверхности позволяет выполнять роль фильтрующего устройства в антенно-фидерном тракте [52], [53], [54], [55], [56], [57], [57], [58]. Для управления фазовым фронтом волны может быть использована ЧСП, состоящая из набора фазокорректирующих элементов (ФКЭ) [59], [60], [61]. Рассчитав необходимые изменения фазы в различных точках на поверхности пространственного фильтра, могут быть получены несколько топологий. По аналогии с перфорированным диэлектриком могут быть получены отклоняющая и фокусирующая структуры, а также структура, совмещающая фокусировку и отклонение в одном слое.

В качестве фазокорректирующего элемента может быть использован пространственный фильтр N -го порядка, рассчитанный на основе LC-фильтра Чебышева 1 типа, и имеющий такой же порядок, что и исходный фильтр. Толщина такой структуры получается много меньше, чем у аналогичной диэлектрической линзы, зависит от порядка фильтра, рабочей длины волны и имеет размер порядка $(N-1)\lambda_0/30$. Поперечные размеры одиночного ФКЭ выбираются в пределах от $0.1\lambda_0$ до $0.15\lambda_0$, поэтому такая структура относится к субволновым.

Топология ФКЭ 3-го порядка представлена на рисунке 82. Она представляет собой набор чередующихся емкостных патчей и индуктивных линий, разделённых слоями диэлектрического материала. Переход от данной топологии к эквивалентной схеме LC-фильтра подробно описан в [62] и был также рассмотрен в [60].

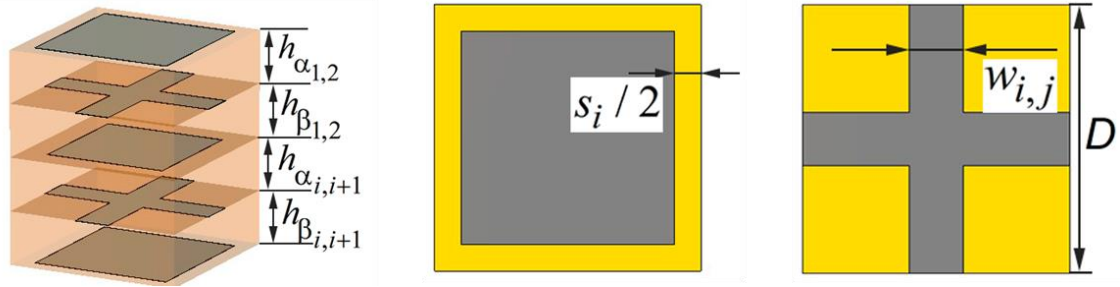


Рисунок 82 – Топология фазокорректирующего элемента 3-го порядка

Процедура синтеза сводится к вычислению номиналов эквивалентного полосового LC-фильтра и дальнейшему пересчёту полученных значений в размеры элемента ЧСП.

2.7.1. Характеристики фильтра в Matlab

Существует большое количество программ для расчёта характеристик фильтра по некоторым заданным входным параметрам. Т.к. дальнейшие расчёты и синтез фильтров будут реализованы в Matlab, то и расчёт характеристик удобнее реализовать в данной среде.

Для расчёта характеристик фильтров Чебышева в Matlab имеется ряд встроенных функций. Задав порядок фильтра (N) и неравномерность в полосе пропускания (A), можно получить матрицы нулей и полюсов фильтра Чебышева N -го порядка, а затем преобразовать эти значения в матрицы a и b для низкочастотного (НЧ) фильтра-прототипа с частотой среза ($\omega_0 = 1$ рад/с). Пересчитав полученные матрицы, опять же с помощью встроенных функций, ФНЧ может быть преобразован в полосовой фильтр с центральной частотой ω_0 или f_0 и полосой пропускания B . Затем из полученных матриц вычисляется передаточная характеристика фильтра:


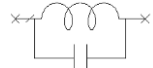



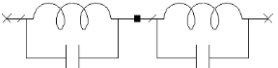
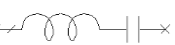
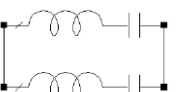
$$H(s) = \frac{z(s)}{p(s)} = \frac{b(s)}{a(s)}. \quad (35)$$

Описанный выше способ позволяет получить характеристики того или иного фильтра, подобрать нужный порядок и неравномерность, рассчитать математическую модель, получить нули и полюсы. Однако, получить номиналы элементов емкостей (C) и индуктивностей (L) фильтра невозможно.

2.7.2. Полосовой фильтр Чебышева

Для расчёта этих значений обычно прибегают к следующему методу: выбирают НЧ фильтр-прототип с уже известными номиналами, а затем пересчитывают в нужный фильтр с помощью формул частотного преобразования [63], [64], [65]. Так, пересчёт элементов НЧ фильтра-прототипа в ППФ осуществляется следующим образом: все ёмкости заменяются параллельными колебательными контурами, а все индуктивности – последовательными. Если в схеме изначально присутствовал параллельный колебательный контур, то он заменяется на два последовательно соединённых параллельных контура, а последовательный контур заменяется на два параллельно соединённых последовательных контура (таблица 3).

Таблица 3 – Преобразование ФНЧ в ППФ

Элемент ФНЧ	Элемент ППФ
	
	
	
	

Частотное преобразование, позволяющее трансформировать ФНЧ с одной полосой задерживания в ППФ с двумя полосами задерживания, выполняется по формуле (36):

$$s = \frac{p^2 + \omega_0^2}{B \cdot p}, \quad (36)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_L}, \text{ если } \frac{\omega_H}{\omega_L} \leq 1.05, \quad (37)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_H \omega_L}{\left(\omega_H + \omega_L - \sqrt{(\omega_L - \omega_H)^2 + \omega_H \omega_L} \right)}, \text{ если } \frac{\omega_H}{\omega_L} > 1.05, \quad (38)$$

где ω_0 – центральная частота полосы пропускания, ω_H и ω_L – граничные частоты полосы пропускания, B – ширина полосы пропускания в рад/с.

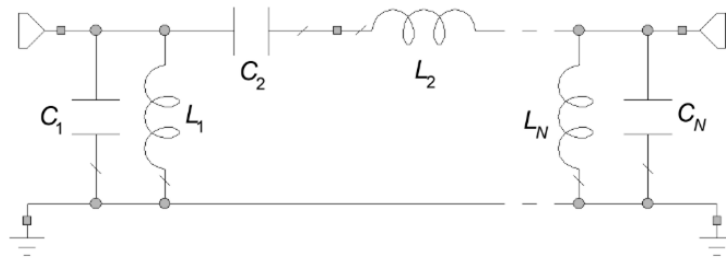


Рисунок 83 – Полосовой фильтр

В случае схемы фильтра на LC-элементах передаточная функция записывается в следующем виде:

$$K(p) = \frac{2U_{out}(p)}{U_{in}(p)} \cdot \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{out}}}. \quad (39)$$

АЧХ полосового фильтра Чебышева 3-го порядка, рассчитанная с помощью встроенных функций Matlab и АЧХ такого же фильтра, построенного с помощью НЧ-прототипа, для частоты 10 ГГц и полосой пропускания 40%, представлены на рисунке 84.

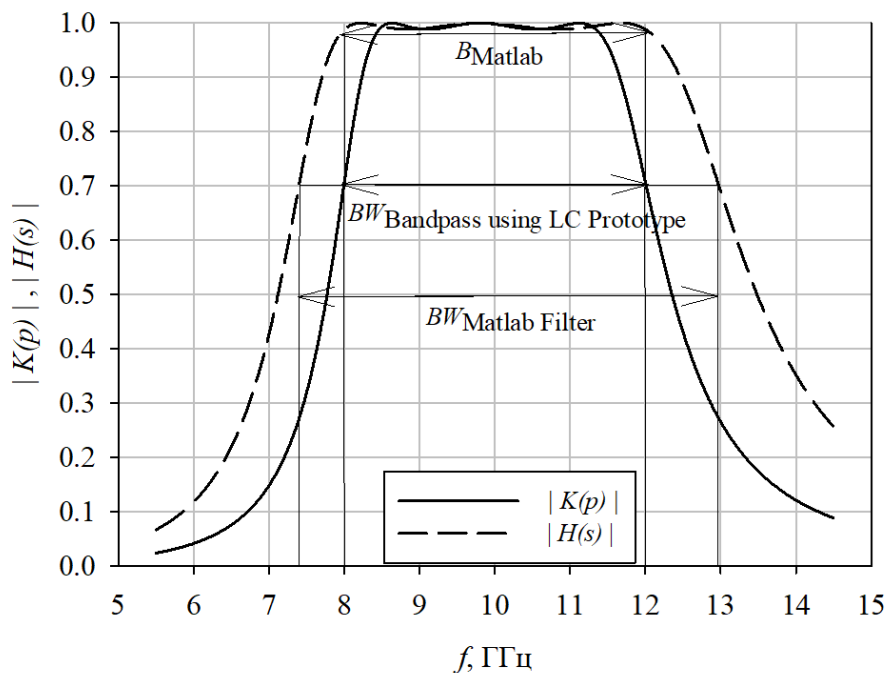


Рисунок 84 – АЧХ фильтров Чебышева 3-го порядка

Стоит отметить, что при расчёте фильтра таким способом, полоса пропускания BW определяется по уровню 0.707 (такой же уровень имеет НЧ-прототип), в то время как при расчёте фильтра встроенными функциями Matlab параметр B задаёт полосу, где неравномерность не превышает заданное пороговое значение в дБ, а за пределами этой полосы график АЧХ стремится к нулю. Точка, соответствующая превышению порогового значения, и определяет частоту среза. Таким образом, при одинаковых значениях параметров B и BW , получаются различные полосы пропускания, что и наблюдается на рисунке 84.

2.7.3. Квазиполиномиальные фильтры

Представленные выше фильтры являются полиномиальными, т.е. описываются полиномами (в данном случае полиномами Чебышева). Преобразование пространственного фильтра на ЧСП в эквивалентную LC-схему, представленное в [62], даёт одну из нескольких квазиполиномиальных схем полосового фильтра (рисунок 85) [66]. Она представляет собой набор параллельных LC-резонаторов (соответствующих порядку фильтра), соединённых

индуктивными связями. Отсюда другое название данных фильтров – фильтры на связанных резонаторах.

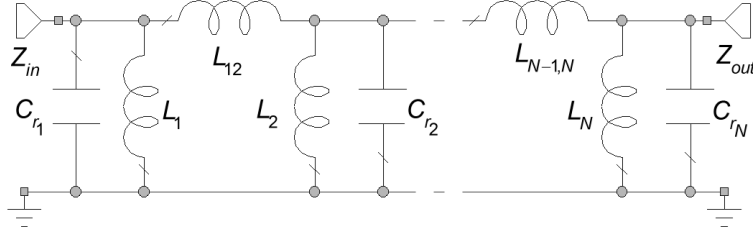


Рисунок 85 – Квазиполиномиальный фильтр (на связанных резонаторах)

В отличие от полиномиальной схемы, здесь однозначно рассчитываются номиналы только крайних резонаторов (1-го и N -го). Для расчёта остальных значений необходимо задать первоначальные приближённые номиналы индуктивностей или емкостей резонансных контуров. Задавая значения, например, емкостей, необходимо соблюдать следующие условия:

$$C_{r_2} < \frac{\alpha_1 \alpha_2 \cdot C_{r_1}}{\delta^2}, \quad (40)$$

$$C_{r_{N-1}} < \frac{\alpha_N \alpha_{N-1} \cdot C_{r_N}}{\delta^2}, \quad (41)$$

$$C_{r_{N-1}} > \delta^2 \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{\alpha_{N-2} \alpha_{N-1}}} \sqrt{C_{r_{N-2}}} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_{N-1} \alpha_N}} \sqrt{C_{r_N}} \right]^2, \quad (42)$$

$$C_{r_i} < \left[\frac{\sqrt{\alpha_{i-1} \alpha_i} \cdot \left(\sqrt{C_{r_{i-1}}} - \frac{1}{\sqrt{\alpha_{i-2} \alpha_{i-1}}} \cdot \sqrt{C_{r_{i-2}}} \right)}{\delta} \right]^2, \quad i = 3, 4, \dots, N-2, \quad (43)$$

$$\delta = \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_0}, \quad (44)$$

$$L_{r_k} C_{r_k} = \frac{1}{\omega_0^2}, k = 1, 2, \dots, N. \quad (45)$$

Значения индуктивностей определяются из формулы (45). Точно также можно определить номиналы емкостей, задав изначально номиналы индуктивностей. Эти условия необходимы для того, чтобы размеры емкостных патчей были меньше размера подложки. Иначе в ЧСП может возникнуть полностью металлический слой без зазоров, что приведёт к увеличению уровня отражённой волны.

Все остальные номиналы схемы вычисляются по формулам (46–51):

$$\frac{1}{L_k} = \frac{1}{L_{r_k}} - \frac{1}{L_{k-1,k}} - \frac{1}{L_{k,k+1}}, k = 2, 3, \dots, N-1, \quad (46)$$

$$L_1 = \frac{L_{12} \cdot L_{r_1}}{L_{12} - L_{r_1}}, \quad L_n = \frac{L_{n-1,n} \cdot L_{r_n}}{L_{n-1,n} - L_{r_n}}, \quad (47)$$

$$C_{r_1} = \frac{\alpha_1 \cdot R_{in}}{(\omega_H - \omega_L) \cdot Z_0}, \quad C_{r_N} = \frac{\alpha_N \cdot R_{out}}{(\omega_H - \omega_L) \cdot Z_0}, \quad (48)$$

$$L_{12} = \sqrt{\frac{\alpha_2 \cdot L_{r_2} \cdot Z_0}{(\omega_H - \omega_L) \cdot R_{in}}}, \quad (49)$$

$$L_{k,k+1} = \frac{\omega_0}{(\omega_H - \omega_L)} \sqrt{\alpha_k \cdot \alpha_{k+1} \cdot L_{r_k} \cdot L_{r_{k+1}}}, \quad (50)$$

$k = 2, 3, \dots, N - 2,$

$$L_{N-1,N} = \sqrt{\frac{\alpha_{N-1} \cdot L_{r_{N-1}} \cdot R_{out}}{(\omega_H - \omega_L)}}, \quad (51)$$

где R_{in} , R_{out} и α – табличные нормированные значения ФНЧ-прототипа [63], [66], Z_0 – входное и выходное сопротивление (377 Ом для воздушного пространства).

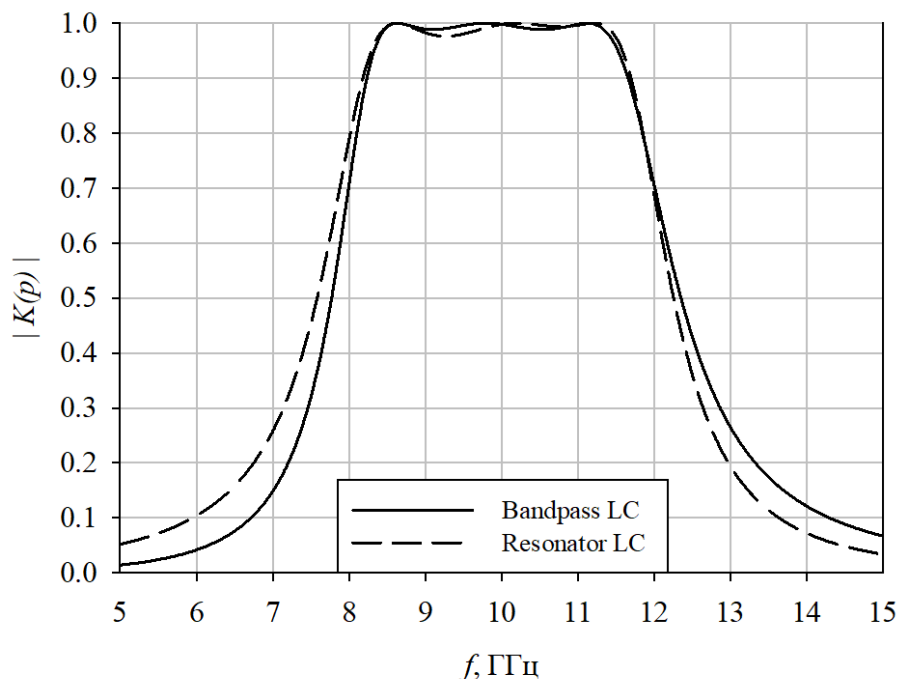


Рисунок 86 – АЧХ полосового фильтра и фильтра на связанных резонаторах

Необходимость задавать первоначальные приближённые номиналы внутренних резонаторов усложняет процесс синтеза. Однако это даёт некоторую свободу при выборе элементов фильтра и конечных размеров ЧСП, что является весьма удобным с точки зрения практической реализации.

Переход от схемы с П-образным соединением индуктивностей к Т-образной схеме осуществляется по известным формулам [62], [67]

2.7.4. Расчёт и моделирование ЧСП

На основе приведённых выше формул и схем было разработано специализированное ПО [68]. Входными параметрами программы являются порядок фильтра (N), центральная рабочая частота (f_0), полоса пропускания (B), неравномерность в полосе пропускания (A), а также размер элементарной ячейки (D) и диэлектрическая проницаемость материала подложки (ϵ). Помимо этого, в процессе расчёта программа предлагает ввести значения для емкостей $C_2 \dots C_{N-1}$. По формулам (36–

51) программа рассчитывает номиналы квазиполиномиального полосового фильтра, представленного на рисунке 85. По формуле (39) вычисляется передаточная характеристика фильтра, на основе которой строится его АЧХ.

На последнем этапе программа производит пересчёт номиналов квазиполиномиального LC-фильтра в размеры ЧСП по следующим формулам:

$$s_i = \frac{2D \cdot \arcsin \left[\exp \left(-\frac{\pi \cdot C_i}{2D \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_{eff}} \right) \right]}{\pi}, \quad (52)$$

$$w_{i,j} = \frac{2D \cdot \arcsin \left[\exp \left(-\frac{2\pi \cdot L_{i,j}}{D \cdot \mu_0 \mu_{eff}} \right) \right]}{\pi}, \quad (53)$$

$$h_{\alpha(\beta)\{i,i+1\}} = \frac{L_{\alpha(\beta)\{i,i+1\}}}{\mu_0 \mu_{eff \alpha(\beta)\{i,i+1\}}}. \quad (54)$$

На рисунке 87 приведен скриншот главного окна программы с выбранными входными параметрами фильтра и рассчитанные графики АЧХ и ФЧХ.

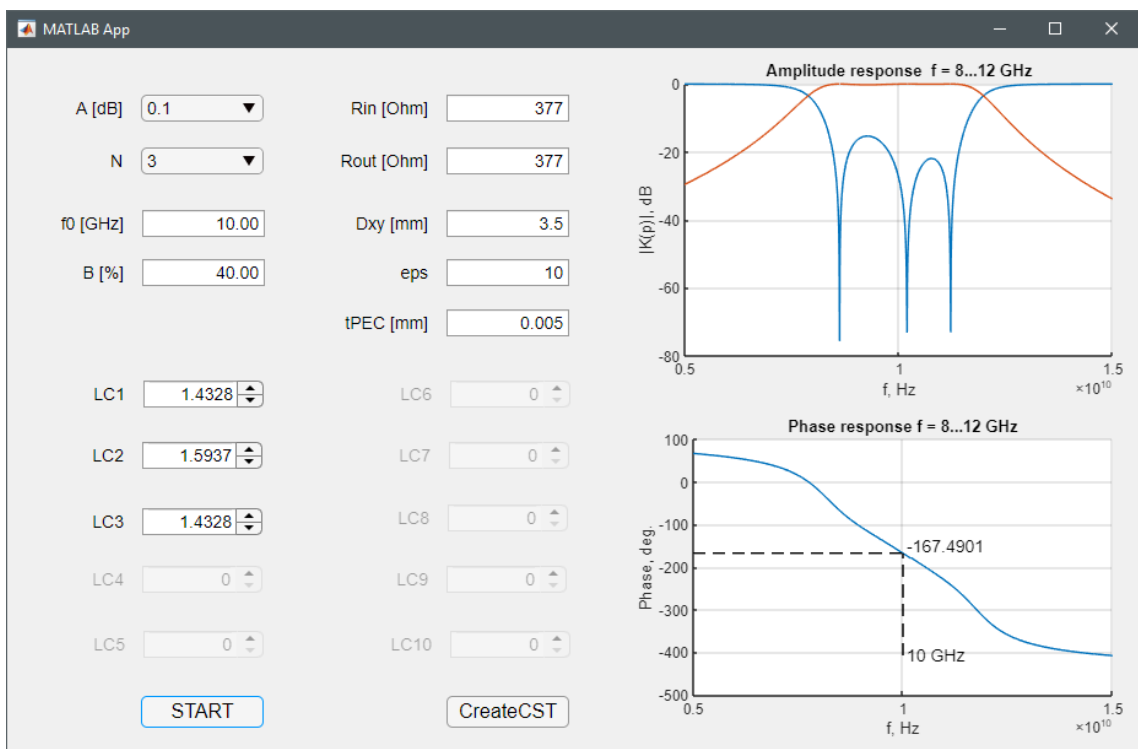


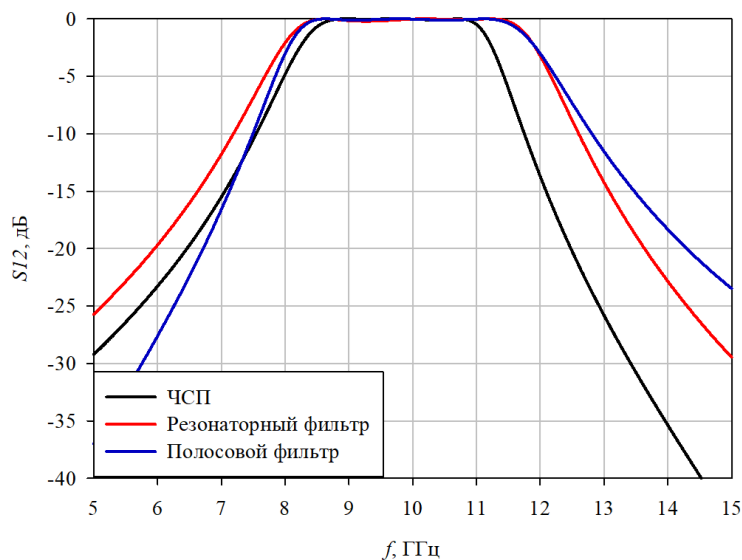
Рисунок 87 – Главное окно программы

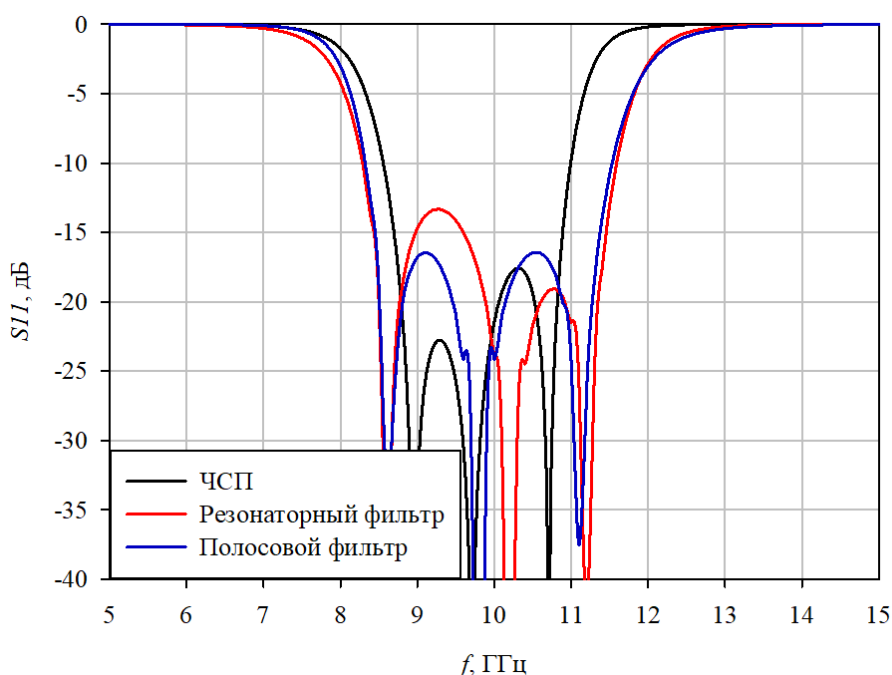
В таблице 4 приведены номиналы рассчитанных с помощью ПО фильтров 3 порядка с центральной частотой 10 ГГц, полосой пропускания 40% и неравномерностью 0.1 дБ. Где: Vandrpass LC – полосовой фильтра Чебышева, полученный путём частотного преобразования НЧ-прототипа, Resonator LC – фильтр на связанных резонаторах, реализованный по Т-схеме соединения индуктивностей, FSS cell – ячейка пространственного полосового фильтра на ЧСП ($D=3.5$ мм; $\epsilon=10$). Входное и выходное сопротивление всех схем равно 377 Ом.

Таблица 4 – Выходные данные программы

Полосовой фильтр	Резонаторный фильтр	ЧСП
$C_1=C_3=0.1512$ пФ	$C_1=C_3=0.1512$ пФ	$s_1=s_3=0.714$ мм
$C_2=0.011$ пФ	$C_2=0.2158$ пФ	$s_2=0.219$ мм
$L_1=L_3=1801.2$ пГн	$L_1=L_4=1053.1$ пГн	$w_{12}=w_{23}=1.084$ мм
$L_2=23906$ пГн	$L_2=L_3=1801.2$ пГн	$h\alpha_{12}=h\beta_{23}=1.059$ мм
	$L_{12}=L_{23}=809.93$ пГн	$h\alpha_{23}=h\beta_{12}=0.473$ мм

По полученным размерам синтезированного фильтра была построена электродинамическая модель фильтра на ЧСП и рассчитаны его коэффициенты отражения и передачи.

Рисунок 88 – S_{12} трёх фильтров

Рисунок 89 – S_{11} трёх фильтров

На рисунках 88–89 приведены графики S_{11} и S_{22} для трёх представленных фильтров. Причём, характеристики полосового LC-фильтра и LC-фильтра на связанных резонаторах, рассчитанные с помощью ПО совпадают с аналогичными характеристиками при моделировании данных фильтров в программах типа AWR DE. Из этих графиков видно, что полоса пропускания пространственного фильтра на ЧСП несколько меньше расчётной.

С помощью представленной программы могут быть получены номиналы элементов фильтра Чебышева 6-го порядка для реализации проходной АР Ку-диапазона. Выбрав изначально широкую полосу рабочего диапазона (60%) и изменяя центральную частоту рассчитываемого фильтра, можно получить несколько вариантов фильтров с различными АЧХ и ФЧХ, в том числе различными значениями фазы на определенной частоте (центральная рабочая частота антенны). Широкая рабочая полоса фильтра позволяет таким образом охватить весь рабочий диапазон АС. Выбранный 6-ой порядок позволяет получить более гибкую настройку элементов. Таким образом, могут быть получены размеры соответствующих фильтров на ЧСП с фиксированной выбранной разницей по фазе. Затем характеристики каждого

полученного ФКЭ рассчитываются при помощи электродинамического моделирования и, при необходимости, производится оптимизация их размеров (рисунок 90).

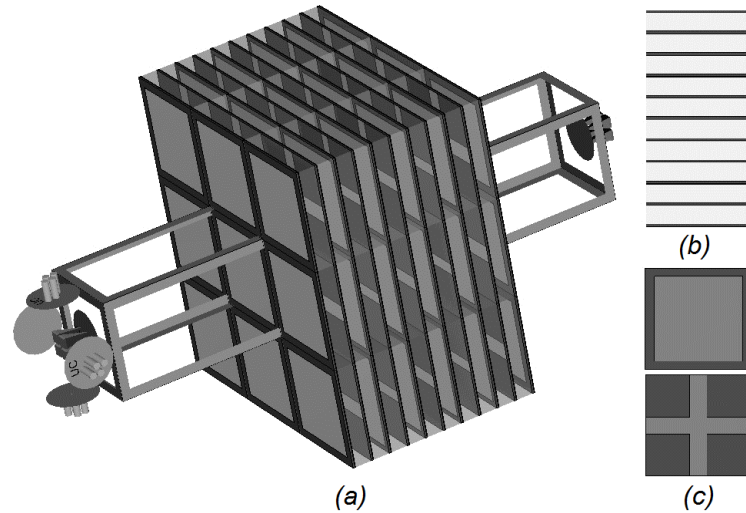


Рисунок 90 – Модель фазокорректирующего элемента. (a) Трехмерный вид структуры, (b) вид сбоку, (c) емкостной и индуктивный слой.

Зависимости фазы коэффициента передачи (S_{21}) от частоты для различных ФКЭ, позволяющих обеспечить регулировку фазы 360° в полосе частот 10,7–12,7 ГГц, представлены на рисунке 91.

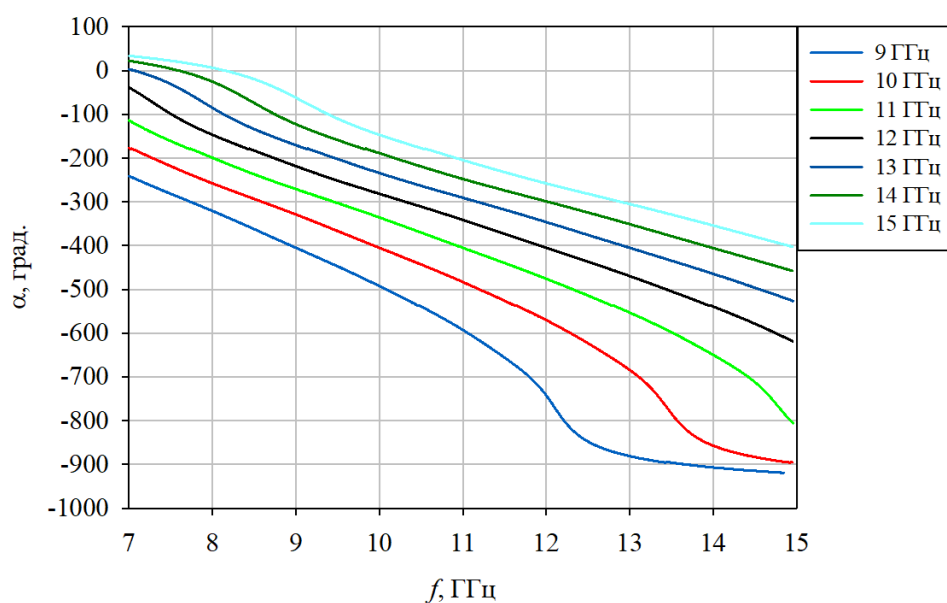


Рисунок 91 – Зависимость фазы коэффициента передачи от частоты для различных фазокорректирующих элементов, настроенных на разную центральную частоту

Поведение кривых фазы прошедшей волны имеет характер близкий к линейному. Значениям, указанным в легенде к рисунку 92, соответствует сдвиг фазы, вносимый элементами на частоте 11,7 ГГц. Отклонение от этих номинальных значений максимально в верхней границе диапазона и не превышает 20° .

На рисунке 92 приведены коэффициенты отражения (S_{11}) ФКЭ.

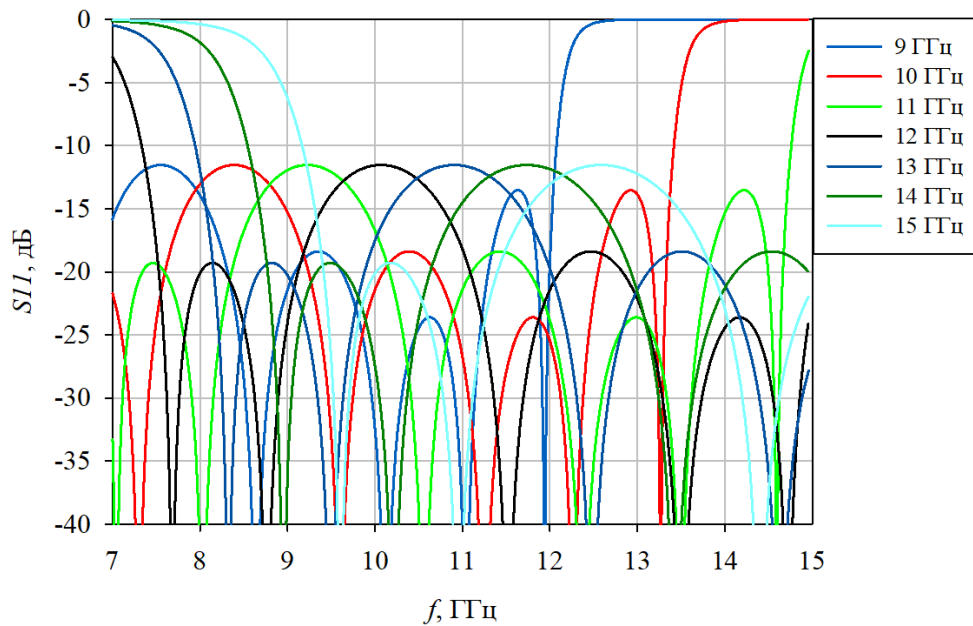


Рисунок 92 – Коэффициенты отражения фазокорректирующих элементов, настроенных на разную центральную частоту

Окно прозрачности располагается в диапазоне рабочих частот (10,7–12,7 ГГц). Уровень коэффициента отражения не превышает значение -12 дБ.

В результате получены качественные модели пяти ФКЭ, представляющие собой пространственные полосовые фильтры 6-го порядка. Из рисунка 92 видно, что исследованные ФКЭ при совмещении имеют широкую полосу рабочих частот 17% (10,7–12,7 ГГц). Также элементы имеют субволновые размеры $\approx 0,2\lambda_0$, низкий профиль (порядка 10 мм) и позволяют обеспечить регулировку фазы 360° .

Полученные характеристики свидетельствуют о том, что предлагаемая структура пригодна для реализации широкополосных проходных АР, имеющих относительно небольшую высоту и плоскую форму. На базе рассчитанных ЧСП может быть реализована как система, обеспечивающая линейный фазовый набег (отклоняющая структура, так и система линзового типа (фокусирующая структура). Синтез таких систем осуществляется по тем же принципам, что и для рассмотренных ранее структур из диэлектрических материалов (рисунок 93).

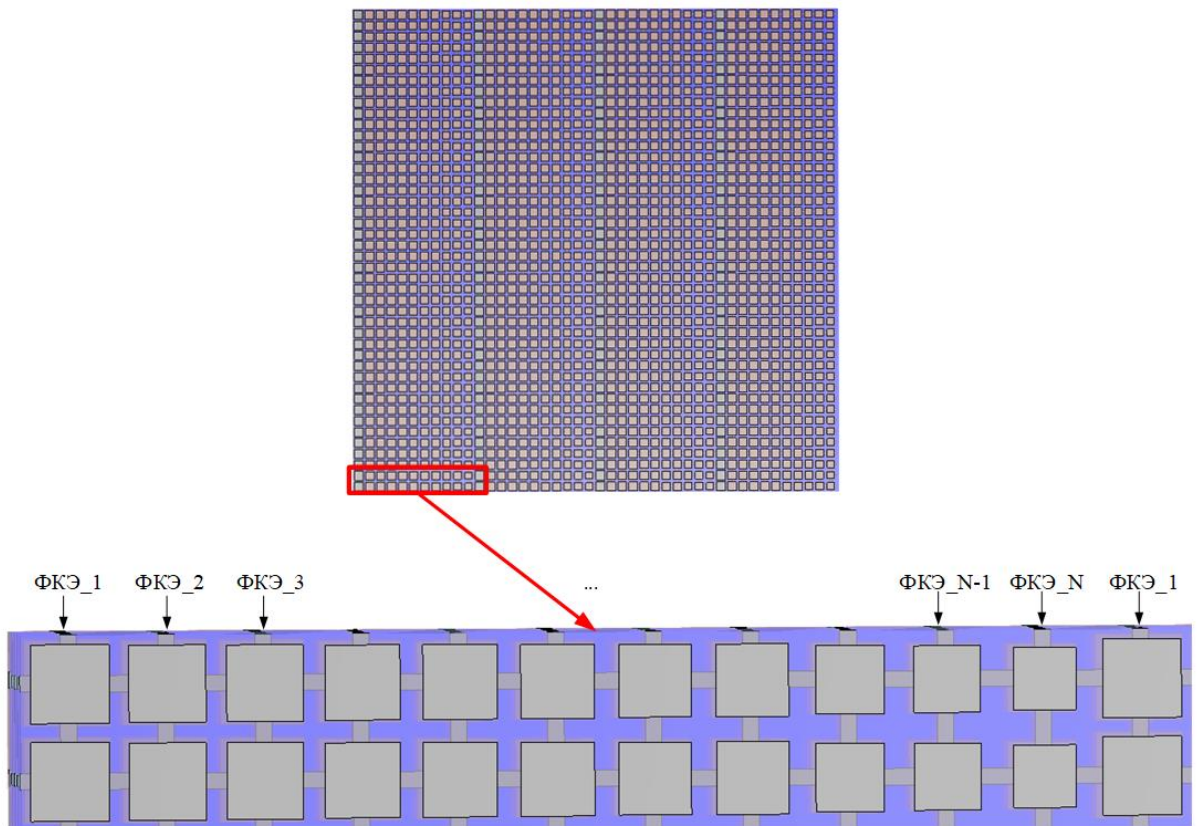


Рисунок 93 – Модель отклоняющей ЧСП, состоящей из набора различных ФКЭ

В основе такой структуры лежит фильтр Чебышева 6-го порядка, каждый рассчитанный ФКЭ состоит из 6 резонаторов, образующих емкостные слои, которые разделены между собой проводящей сеткой (индуктивные слои), размером $6 \times 6 \times 12$ мм. Получается 11 металлических слоёв, разделённых между собой диэлектрическими подложками. В связи с необходимостью практической реализуемости структуры в качестве подложки был выбран полистирол толщиной 1 мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,4$, т.е. толщина всех диэлектрических слоёв одинакова. Размеры всей отклоняющей АР составили 250×250 мм, а её толщина – 12 мм.

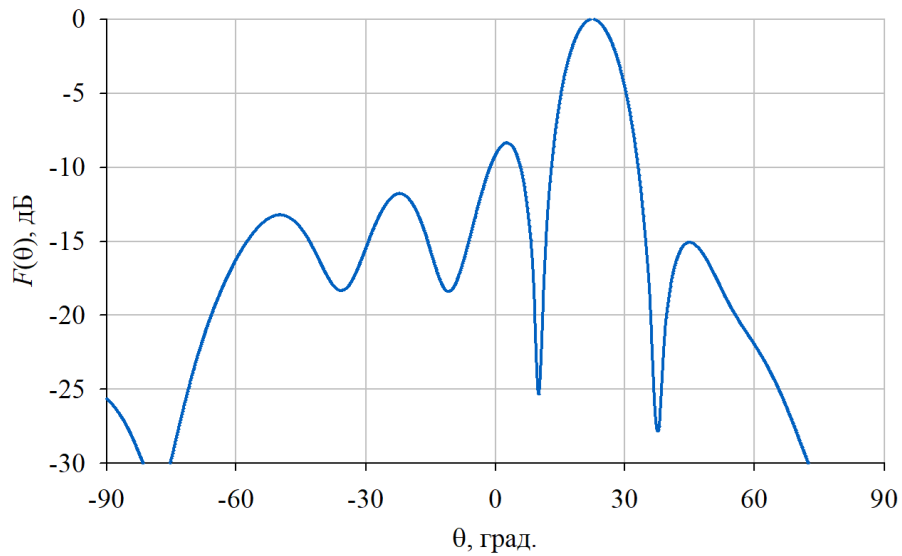


Рисунок 94 – Отклонение ДН с помощью одного слоя ЧСП

Как видно из графика (рисунок 94), угол наклона ДН составил 20° . Используя выражения 30–32, получим матрицу значений фаз в центре каждого ФКЭ для синтеза фокусирующей АР проходного типа (рисунок 95).

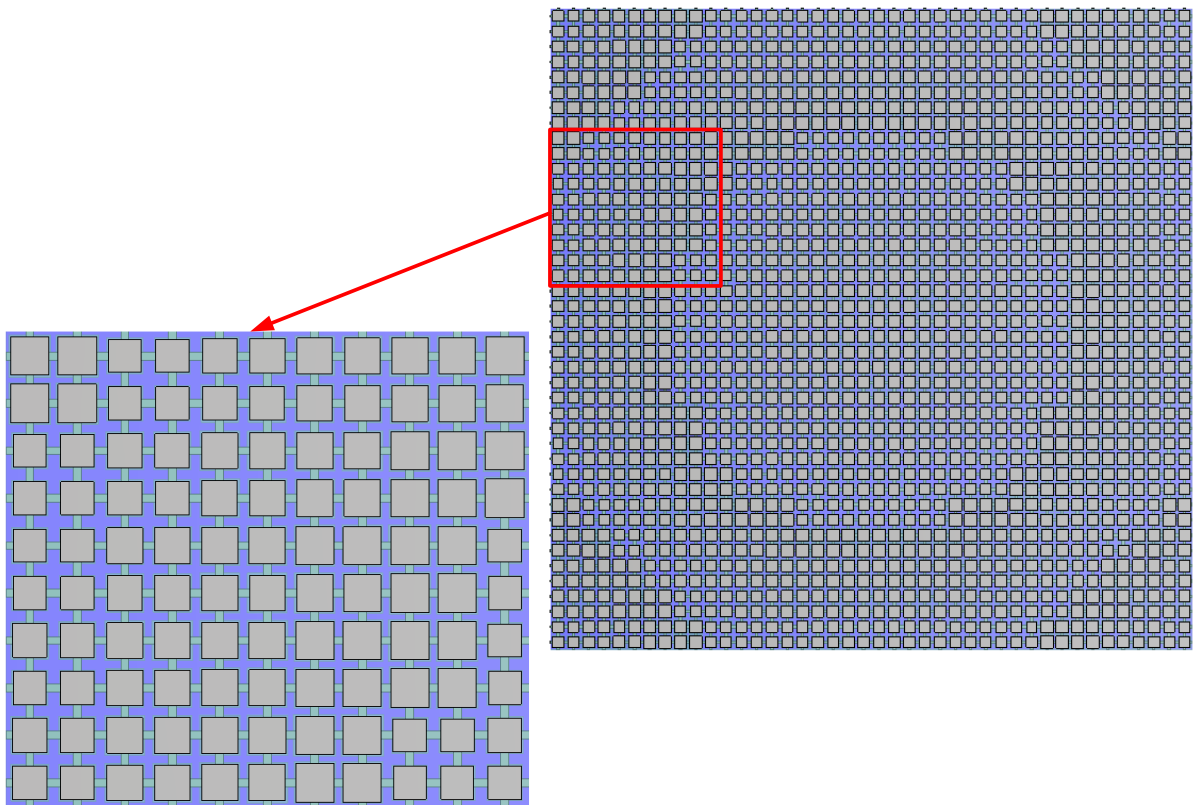


Рисунок 95 – Модель фокусирующей ЧСП, состоящей из набора различных ФКЭ

В качестве облучателя был использован стандартный конический рупор Ку-диапазона, фокусное расстояние выбиралось из условия облучения края решетки по уровню не более -10 дБ, $F = 260$ мм. На рисунке 96 приведены рассчитанные коэффициент отражения и КНД синтезированной структуры.

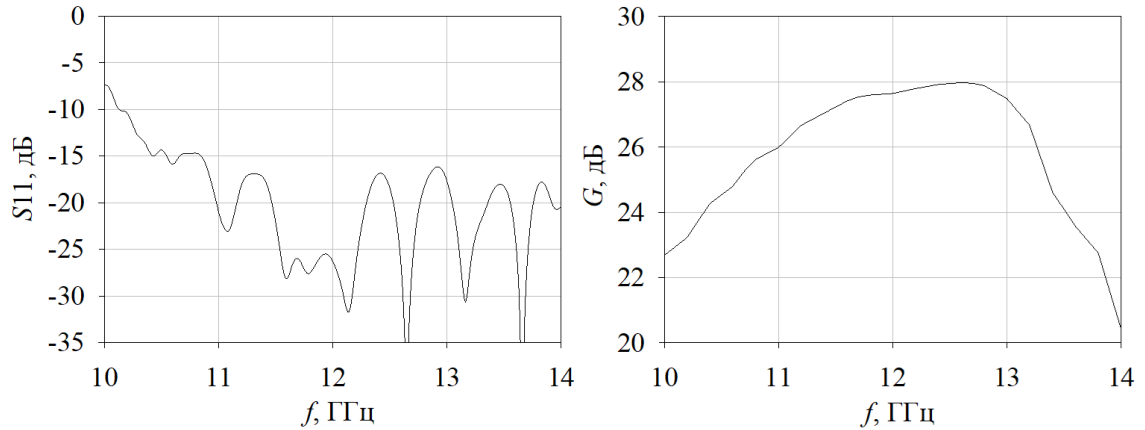


Рисунок 96 – Коэффициент отражения (слева) и КНД синтезированной структуры (справа)

Из представленных графиков видно, что АР хорошо согласована, коэффициент отражения, в полосе рабочих частот, не превышает -15 дБ. Максимальный КНД наблюдается в верхней части диапазона и достигает значения 28 дБ, при этом коэффициент использования поверхности равен 0,45.

Ниже приведены ДН АР на краях и в центре исследуемого диапазона частот в двух плоскостях (рисунок 97).

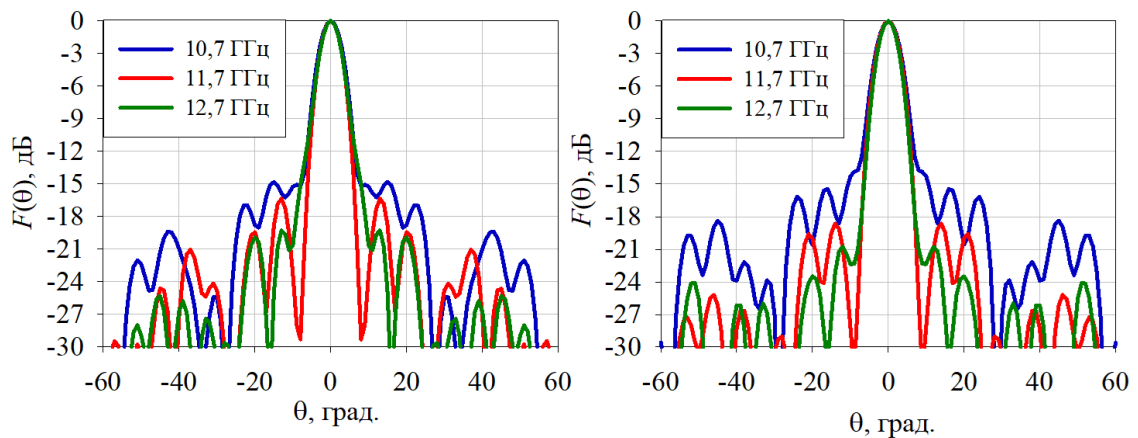


Рисунок 97 – ДН в E -плоскости (слева) и в H -плоскости (справа)

Из представленных графиков видно, что УБЛ не превышает значения -13 дБ. ШДН по уровню -3 дБ на центральной частоте равна 6° .

2.8. Выводы

В главе 2 представлены результаты исследований различных отклоняющих и фокусирующих структур. Электродинамическое моделирование предложенных структур подтверждает результаты математического моделирования, принцип управления положением максимума ДН и показывает возможность создания сканирующих АС.

Показано, что использование гексагонального расположения отверстий в перфорированной отклоняющей структуре позволяет уменьшить ее толщину на 13% за счет уменьшения на 11,7% минимально достижимого значения эффективной диэлектрической проницаемости, а также достичь более низкого (на 5 дБ) значения уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН от источника плоской волны по сравнению с прямоугольным расположением отверстий.

Проведено электродинамическое моделирование сканирующих АС. Получены ДН для всех типов отклоняющих структур. Выявлено, что для структуры, состоящей из слоев диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями. Наибольшее отклонение ДН при использовании таких структур составляет 60° , что позволяет осуществлять сканирование в угломестной плоскости в диапазоне 120° . При этом снижение КНД составило не более 5 дБ, а уровень боковых лепестков (УБЛ) не превысил значения -12 дБ.

Исследовано влияние согласующего слоя как для отклоняющих структур, так и для сканирующих систем на их основе. Показано, что толщина, равная $2\lambda / 5$, такого слоя, позволяет увеличить КНД на 1,5 дБ и уменьшить УБЛ на 2 дБ для отклоняющей структуры, состоящей из диэлектрических пластин треугольной формы с фиксированным значением диэлектрической проницаемости.

Рассмотрена возможность отклонения ДН с помощью структуры на основе ЧСП, а также реализация проходной структуры линзового типа.

Использование разработанных ПО позволяет сократить время расчёта отклоняющихся структур и фильтров. Позволяет синтезировать большое их количество с требуемыми параметрами, что актуально при проектировании предлагаемых систем, в особенности, ЧСП с большим количеством элементов. Расчёт проектируемых пространственных фильтров с помощью ПО на этапе синтеза позволяет заранее оценить их характеристики ещё до этапа моделирования. Также для некоторых программ имеется возможность управления построением электродинамических моделей непосредственно из разработанного ПО, что также в значительной мере упрощает получение необходимых топологий на ЧСП для дальнейшего расчёта их с помощью электродинамического моделирования.

Приведены расчёты и графики для фильтров 3-го порядка. Однако, разработанное ПО позволяет рассчитывать фильтры чётного и нечётного порядков с 3 по 9, что подтверждается расчётами ФКЭ на основе фильтра 6-го порядка. Полученные в результате синтеза пространственные фильтры и ЧСП могут быть использованы для моделирования АР проходного типа, а также низкопрофильных сканирующих антенных систем.

3. Изготовление и экспериментальные исследования системы дисков

На основе полученных результатов моделирования разработана приближенная к реальной модель сканирующей АС на основе структуры, набранной из различных диэлектриков фиксированных размеров (рисунок 98). В качестве ДОС был использован стандартный конический рупор с установленной в раскрытие диэлектрической линзой в виде гиперboloида вращения. Такая ДОС формирует спадающие амплитудное и равномерное фазовое распределение в раскрытие.

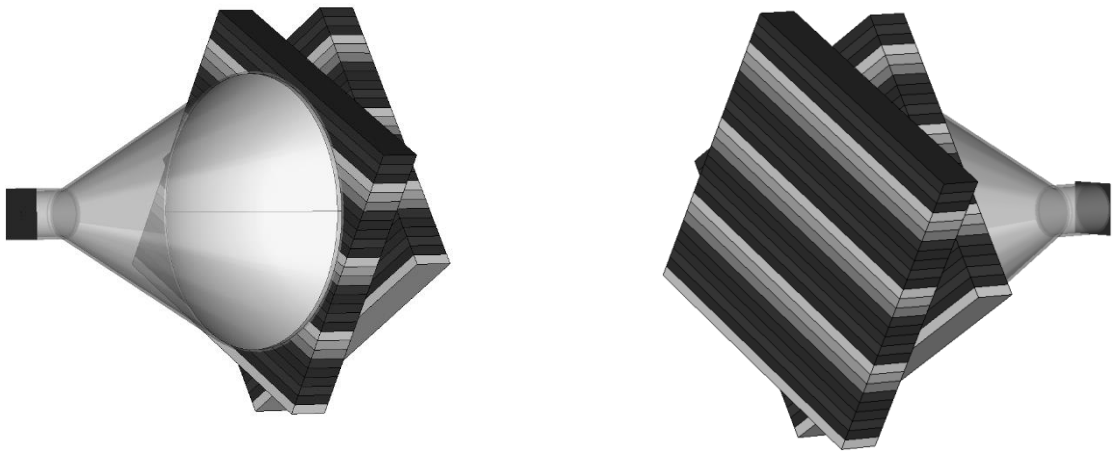


Рисунок 98 – Модель АС, приближенная к реальной

Из графиков (рисунок 99) видно, что данная ДОС практически не повлияла на углы наклона ДН. Максимальный угол также составил 60° (диапазон сканирования 120°), снижение КНД составило не более 5 дБ, а для углов наклона менее 55° уменьшение КНД составило не более 3 дБ. УБЛ не превысил значение -12 дБ.

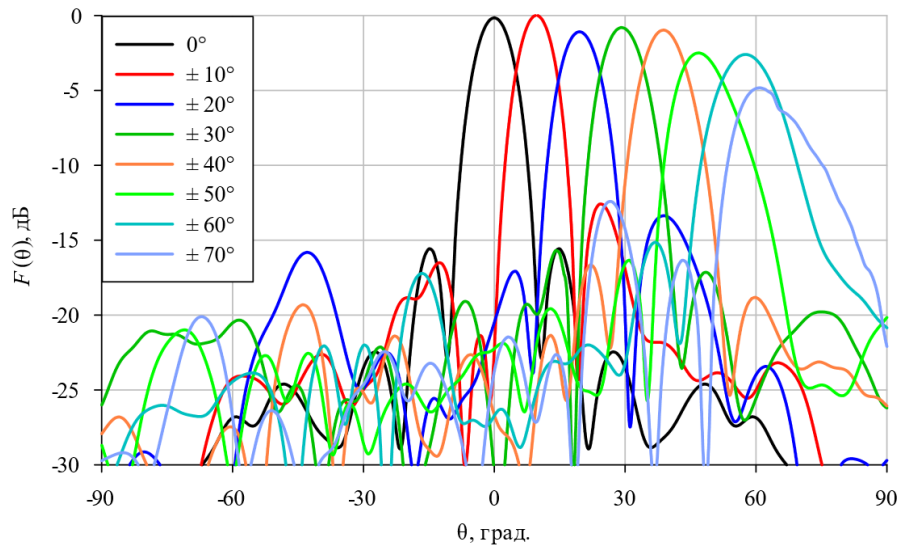


Рисунок 99 – ДН АС при различных углах поворота слоев

По данной модели был изготовлен макет сканирующей АС. Слои реализованы из доступных диэлектриков с подходящими характеристиками (таблица 5).

Таблица 5 – Используемые материалы

Материал	Воздух	Перф. вспен. ПВХ	Вспен. ПВХ	Перф. ПС	ПС	ПЭТ	НПВХ 1	НПВХ 2
ϵ	1	1,3	1,6	2,1	2,4	3	3,4	4
n	1	1,14	1,27	1,4	1,6	1,7	1,8	2
$\text{tg } \delta$ (20 ГГц)	0	–	$2,6 \cdot 10^{-3}$	–	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$9,7 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$

где: ПВХ – поливинилхлорид, ПС – полистирол, ПЭТ – полиэтилентерефталат, НПВХ – непластифицированный поливинилхлорид.

Слои с $\epsilon = 1,3$ и $\epsilon = 2,1$ реализованы путём перфорации ближайших по характеристикам материалов, для снижения эффективной диэлектрической проницаемости. Данный способ может привести к появлению анизотропии в этих материалах, т.к. нарушается равномерность и плотность заполнения по направлению осей XYZ (рисунок 100). Для уменьшения влияния анизотропии, значения диаметров отверстий выбраны близкими к значению толщины слоя $d \approx t$, с их гексагональным расположением. В этом случае Заполнение будет более равномерным.

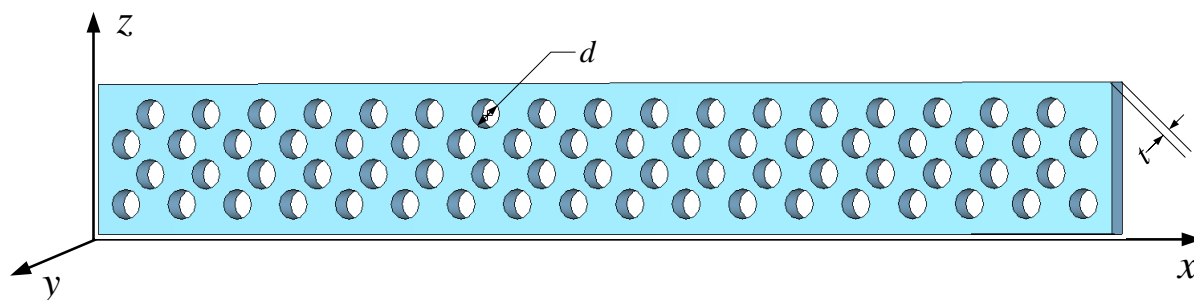


Рисунок 100 – Перфорированный диэлектрик

Ниже приведены фотографии элементов, из которых собрана отклоняющая структура, структуры в собранном виде и фотографии изготовленного макета сканирующей АС (рисунок 101). Конструкция АС представляет собой два идентичных слоя, состоящих из фанеры (несущей части), обеспечивающей угол поворота с шагом 5° , и самой отклоняющей структуры, полученной из набора дискретных элементов с различными диэлектрическими проницаемостями, которые располагаются в центре вращающихся дисков.

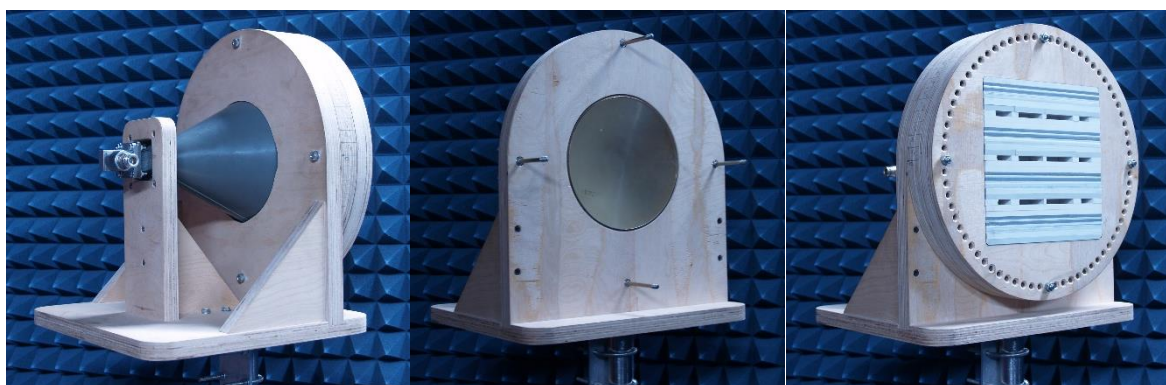
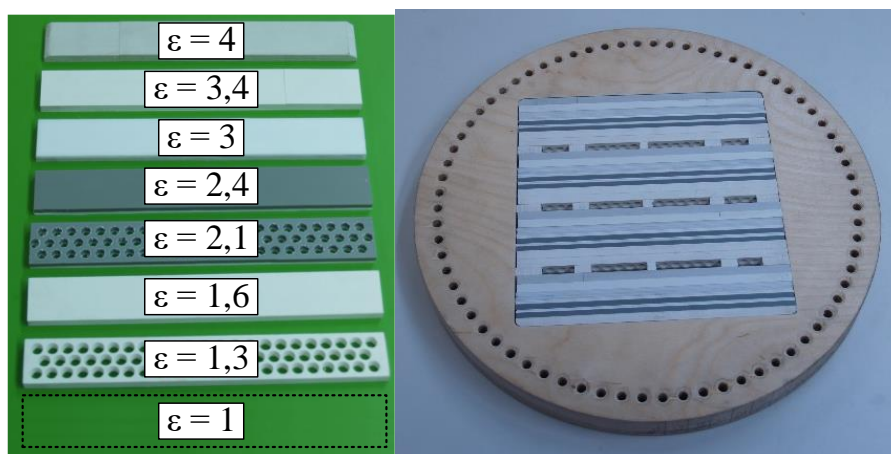


Рисунок 101 – Элементы отклоняющей структуры (сверху) и макет сканирующей АС (снизу)

На рисунке 102 представлены измеренные ДН для различных угловых смещений. Измерения характеристик производились в безэховой камере методом измерения в дальней и ближней зонах антенны [69]. Коэффициент отражения в полосе рабочих частот не превысил уровень -10 дБ для всех вариантов расположения отклоняющих структур.

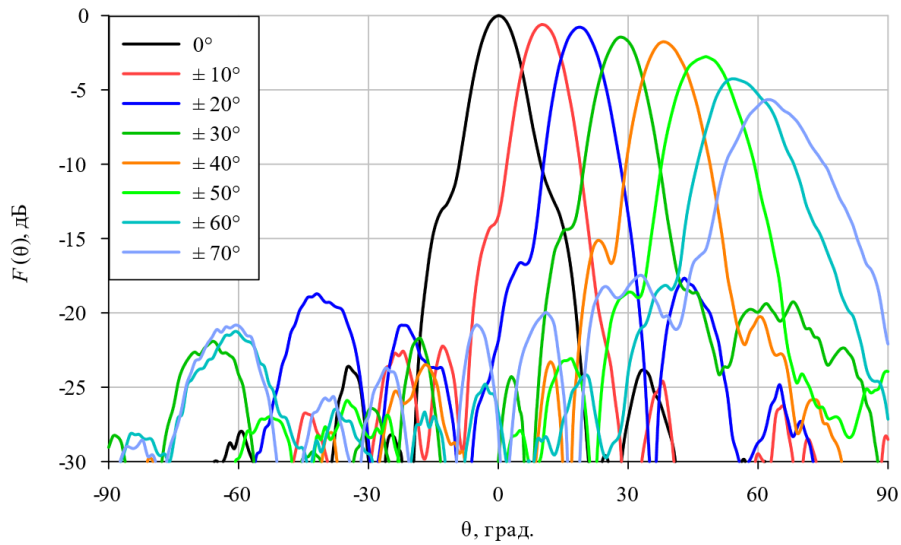


Рисунок 102 – Измеренные ДН для различных угловых смещений

На рисунках 103–104 приведены совмещенные рассчитанные и экспериментальные ДН для некоторых угловых смещений. Разница рассчитанных и измеренных углов отклонения максимума ДН не превышает 6° при наклоне ДН более, чем на 40° . При меньших углах отклонения разница составляет 1° – 3° .

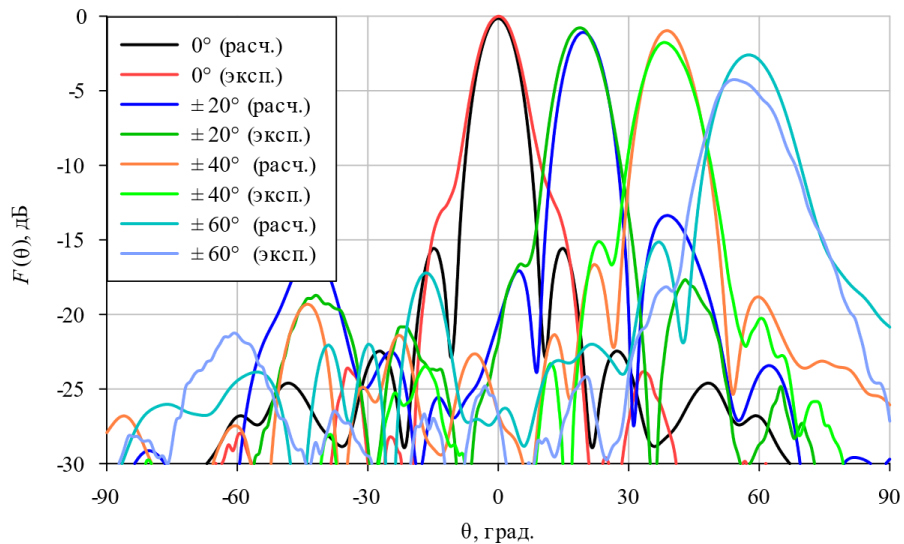


Рисунок 103 – Сравнение рассчитанных и экспериментальных

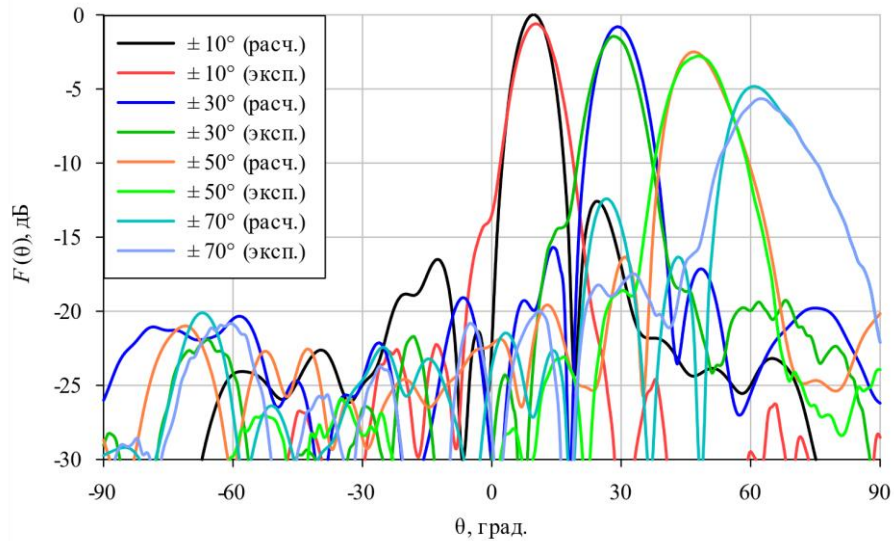


Рисунок 104 – Сравнение рассчитанных и экспериментальных

Измеренный наклон ДН для изготовленного макета равен 62° , снижение КНД при таком направлении составляет 6 дБ, что хуже, чем в расчётах. При этом для угла наклона менее 55° снижение КНД сопоставимо с расчётными значениями и не превышает 4 дБ. Экспериментально полученный УБЛ оказался лучше расчётных и не превышает значения -14 дБ. Совмещение измеренных и рассчитанных ДН показывает хорошее совпадение в области главного лепестка ДН.

Снижение КНД за счет уменьшения эффективной апертуры при увеличении угла наклона ДН соответствует аналитическому расчету (рисунок 105).

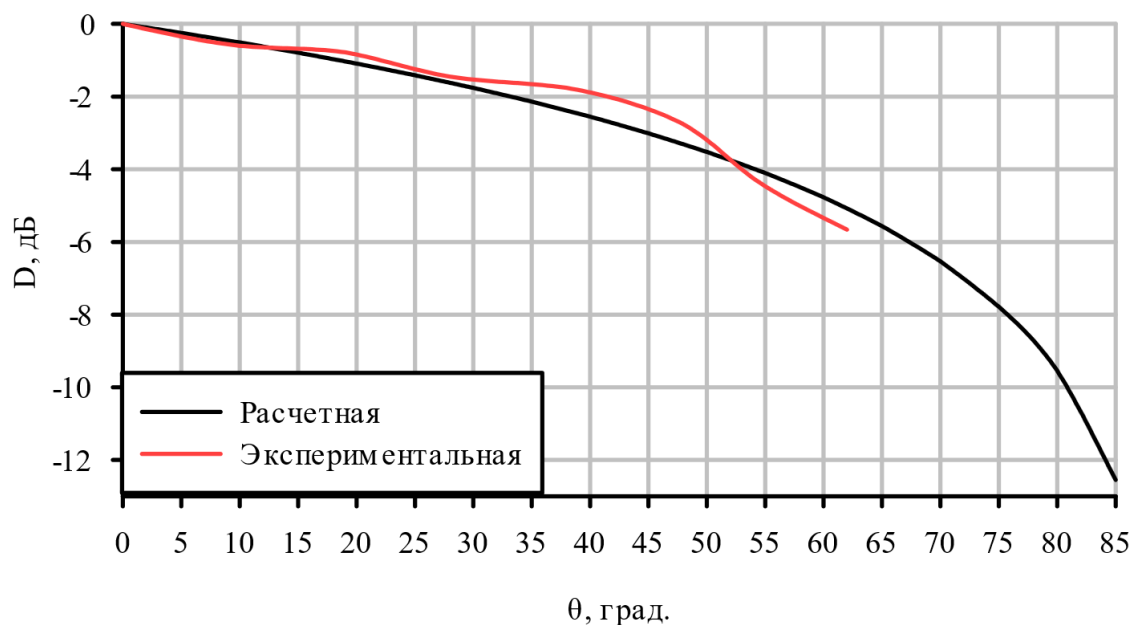


Рисунок 105 – Снижение КНД при увеличении угла наклона ДН

В таблицах 6 и 7 представлены рассчитанные и измеренные значения углов отклонения максимума ДН и нормированные значения КНД и КУ относительно максимального значения в диапазоне углов сканирования для Е и Н-плоскостей.

Таблица 6 – Характеристики АС в Е-плоскости

Поворот структуры α , град.	Рассчитанное отклонение ДН, град.	Измеренное отклонение ДН, град.	Рассчитанный нормированный КНД, дБ	Измеренный нормированный КУ, дБ
90	0	0	-0,14	0
80	9,8	10,2	0	-0,6
70	19,6	18,8	-1,1	-0,78
60	29,3	28,5	-0,8	-1,45
50	38,8	38,3	-1	-1,76
40	47	47,5	-2,5	-2,7
30	57,7	55,5	-2,6	-4,25
20	60,7	62	-4,8	-5,6

Таблица 7 – Характеристики АС в Н-плоскости

Поворот структуры α , град.	Рассчитанное отклонение ДН, град.	Измеренное отклонение ДН, град.	Рассчитанный нормированный КНД, дБ	Измеренный нормированный КУ, дБ
90	0	0	-2	0
80	9,2	9,7	-0,06	-1,9
70	19,4	19,6	0	-2,2
60	29,6	29,4	-0,3	-1,9
50	37,8	38	-0,7	-3,38
40	44,3	46	-2,8	-4,4
30	55	56	-4,4	-6,28
20	57	63	-5,8	-7,13

Разница рассчитанных и измеренных углов отклонения максимума ДН в диапазоне $\alpha = 90 \dots 50^\circ$, не превышает 1° . При дальнейшем отклонении ДН разница доходит до 6° , однако при больших углах сканирования из-за уменьшения эффективной апертуры происходит значительное расширение главного лепестка.

На рисунке 106 представлены рассчитанные зависимости положения максимума ДН относительно частоты в двух плоскостях при различных значениях угла поворота α .

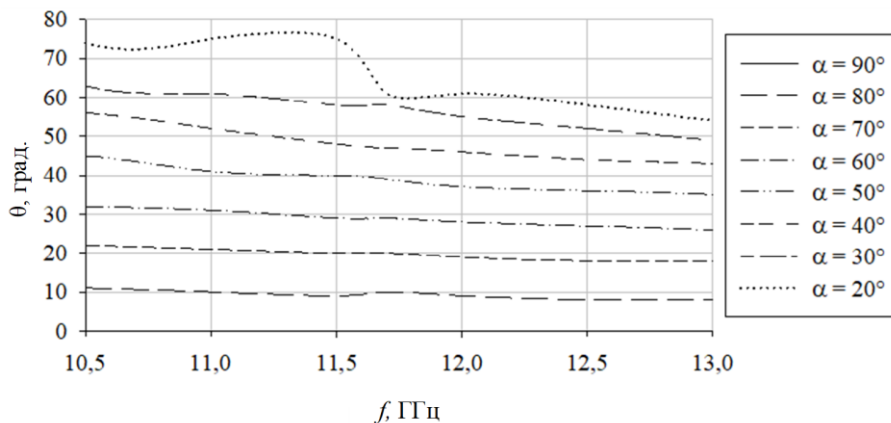


Рисунок 106 – Зависимость положения максимума ДН относительно частоты

Наблюдается небольшое частотное сканирование, связанное с изменением угла наклона фазового набега структуры в зависимости от частоты. Следует отметить, что условие зонирования соблюдается только для частоты настройки антенной системы (f_0). Однако работа ведётся, как правило, в узком диапазоне частот,

соответственно может быть введена коррекция положения луча в систему управления антенной системой в зависимости от используемых частот.

На рисунке 107 представлены расчётные зависимости КНД относительно частот.

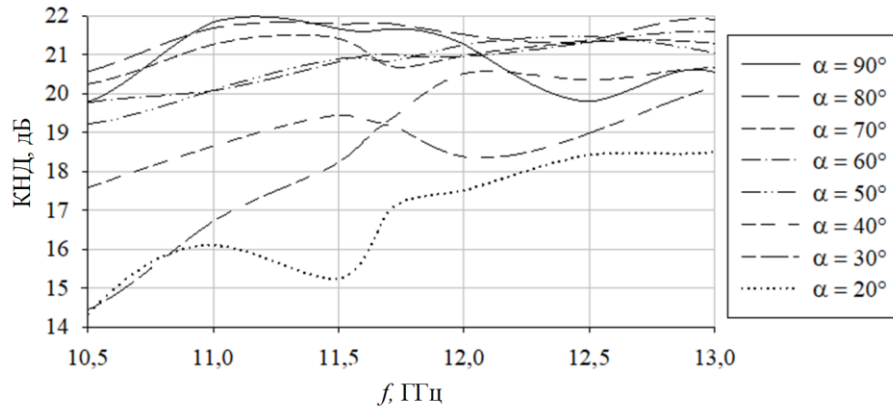


Рисунок 107 – Зависимость КНД относительно частоты

Наибольшая деградация КНД происходит при углах сканирования более 45° (угол поворота слоёв $\alpha < 40^\circ$).

Представленная АС может стать прототипом для создания АС для организации мобильной и стационарной СС при использовании средне и низкоорбитальных КА, а также связи на подвижных объектах с использованием геостационарных КА.

Основным преимуществом представленной конструкции является простота и дешевизна реализации широкоугольного сканирования. Сканирование в полусфере может быть осуществлено с использованием трёх сервоприводов. Возможно использование низкопрофильных микрополосковых антенных решёток, СТС структур и др. в роли ДОС для уменьшения профиля АС. Например, может быть использован излучатель, предложенный в [42]. Скорость наведения у таких систем будет выше, чем у антенн с механическим сканированием за счёт того, что перемещаются только части антенны без изменения профиля, но ниже, чем у ФАР.

3.1. Поляризационные характеристики сканирующей АС

При проектировании различных антенных систем, одно из требований предъявляется к типу её поляризации. При этом далеко не всегда необходимую поляризацию можно реализовать непосредственно в самой антенне, в том числе, когда поляризационные характеристики должны изменяться в зависимости от каких-либо условий. В таких случаях используются пространственные поляризаторы, устанавливаемые перед антенной в направлении излучения [70], [71]. В частности, в рассматриваемых сканирующих антенных системах поляризация линейная и с помощью поляризатора она может быть преобразована в круговую.

Стоит отметить, что достичь идеальной круговой поляризации во всем диапазоне рабочих частот и под разными углами практически невозможно. Поэтому зачастую поляризатор преобразует линейную поляризацию в эллиптическую с неким допустимым значением коэффициента эллиптичности (КЭ). Для оценки преобразования линейной поляризации в круговую КЭ обычно принимают не ниже 0,6 или 0,7.

Принцип работы поляризаторов заключается в том, что вектор электрического поля может быть представлен как сумма двух ортогональных компонент (перпендикулярной E_{\perp} и параллельной E_{\parallel}), этого поля (рисунок 108). Далее задача сводится к тому, чтобы внести разность фаз между этими компонентами, равную 90° ($+45^{\circ}$ для одной компоненты и -45° для другой) (рисунок 109). Что реализуется с помощью емкости для перпендикулярной компоненты и с помощью индуктивности для параллельной компоненты (рисунок 108) [72], [73].

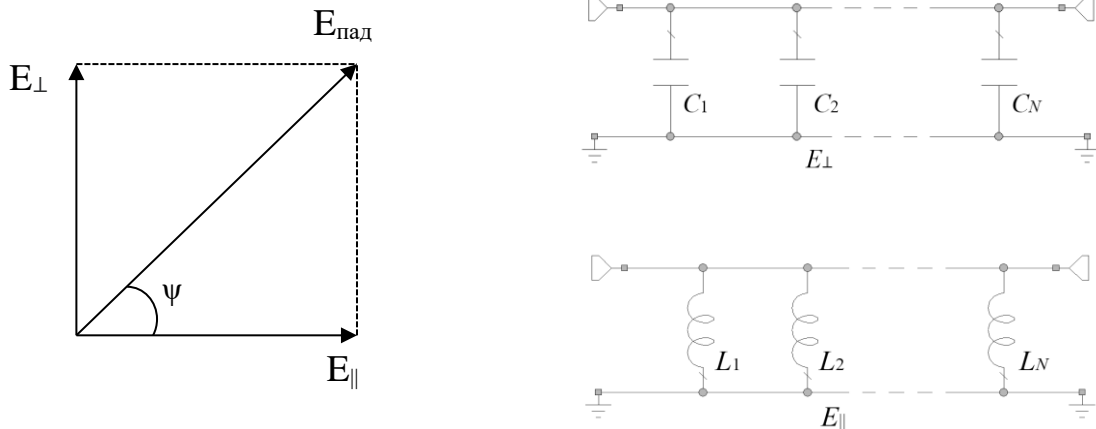


Рисунок 108 – Разложение электрической падающей волны на компоненты (слева) и эквивалентные схемы для этих компонент

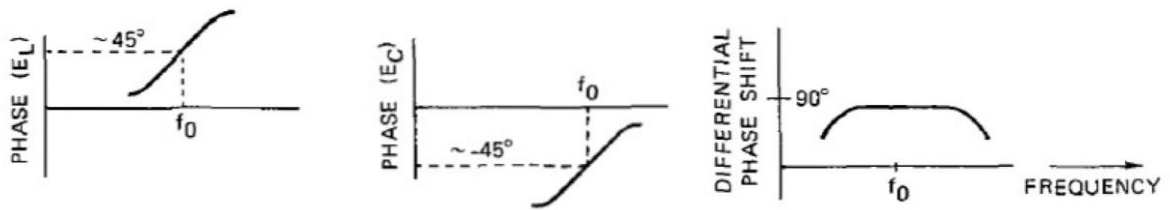


Рисунок 109 – Разность фаз ортогональных компонент Eпад

Описанный метод может быть реализован множеством структур, эквивалентные схемы которых будут представлять индуктивности и емкости. Для разных поляризаторов точные эквивалентные схемы будут отличаться, но принципиальная схема работы останется прежней. Несколько таких решений будут рассмотрены далее.

При проектировании пространственных поляризаторов одним из важнейших параметров является высота их профиля. Однослойные структуры имеют небольшую толщину, однако, они, как правило, работают в узкой полосе частот, но при этом встречаются поляризаторы, работающие в двух диапазонах [74]. Для реализации широкополосных поляризаторов обычно используются многослойные структуры [75]. При этом наиболее распространены варианты с расстоянием между слоями λ и $\lambda/2$. Однако, существуют и другие типы поляризаторов с расстояниями $\lambda/4$

и даже $\lambda/8$ [76], [77]. Что положительно сказывается на общей толщине профиля многослойной структуры.

Таким образом, при необходимости преобразования поляризации с помощью пространственных структур, нужно исходить из ограничений к высоте профиля поляризатора, достижимого КЭ и полосе его рабочих частот.

3.1.1. Прототипы поляризаторов

Ниже представлен краткий обзор результатов научных исследований различных поляризаторов с целью анализа состояния проблемы и выбора наиболее подходящих прототипов для исследования в рамках данной научной работы.

Поляризатор на пассивных диполях – представляет собой набор металлических пластин (от одной до пяти), расположенных под углом близким к 45° к вектору электрического поля (рисунок 110). Длина пассивного диполя близка к половине длине волны и может отличаться у каждого элемента. Настройкой длин диполей, изменением в небольших пределах угла поворота и количеством элементов добиваются оптимального значения КЭ [78].

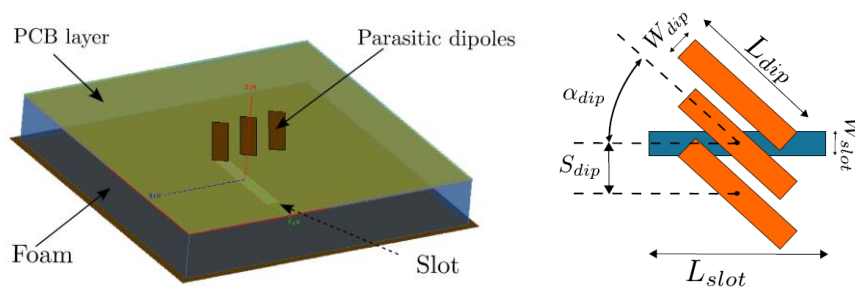


Рисунок 110 – Поляризатор на пассивных диполях

Характеристики КЭ для разного количества диполей представлены на рисунке 111.

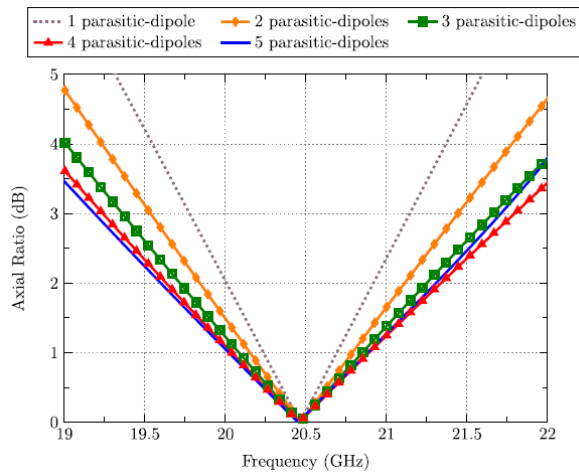


Рисунок 111 – КЭ поляризатора

Представленный поляризатор имеет относительно небольшую полосу рабочих частот, порядка 7-8%. Преимуществом является простота и хорошие характеристики при использовании щелевых излучателей и АР на основе таких излучателей.

Ультратонкий двухдиапазонный поляризатор – представляет собой металлический прямоугольный патч и прямоугольную замкнутую линию, расположенные под углом 45° к вектору электрического поля (рисунок 112). На рисунке 113 представлены КЭ поляризатора в двух диапазонах частот [79].

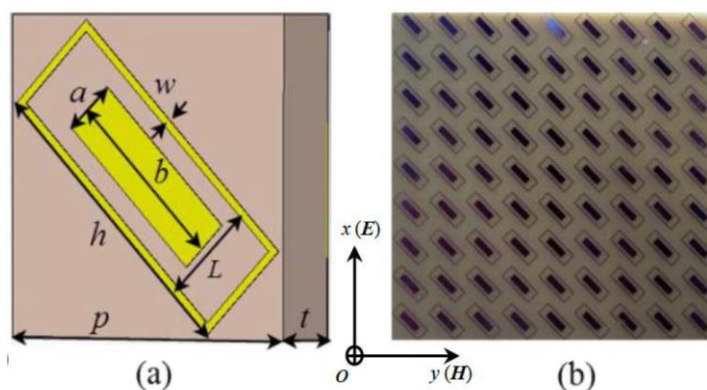


Рисунок 112 – Ячейка и модель двухдиапазонного поляризатора

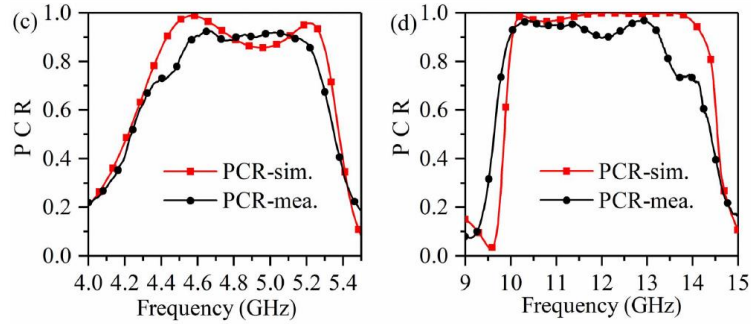


Рисунок 113 – КЭ поляризатора

Рабочая полоса на нижнем диапазоне частоте составляет порядка 2%, а в верхнем – порядка 4%. Преимуществом является работа поляризатора в двух диапазонах частот с высоким КЭ.

Поляризатор кольцевого типа – представляет собой две металлические структуры в виде колец и патчей (рисунок 114), разделенных диэлектрической подложкой. Структуры расположены под углом 90° друг к другу и под углами $\pm 45^\circ$ к вектору электрического поля [74]. КЭ представлены на рисунке 115. Каждую из этих структур можно рассмотреть в качестве отдельного типа поляризатора, а, следовательно, реализовать однослойный или многослойный поляризатор, работающий в одном диапазоне частот.

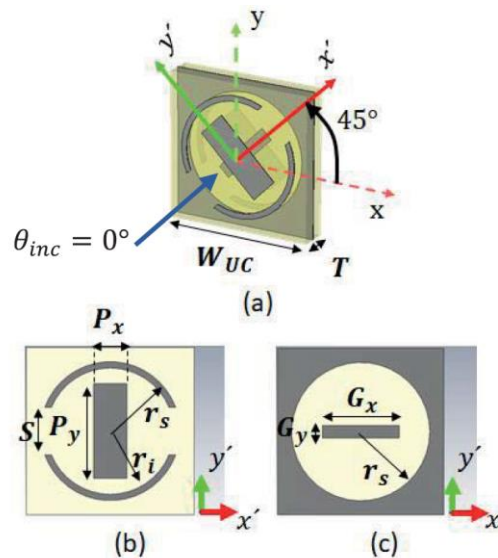


Рисунок 114 – Поляризатор кольцевого типа

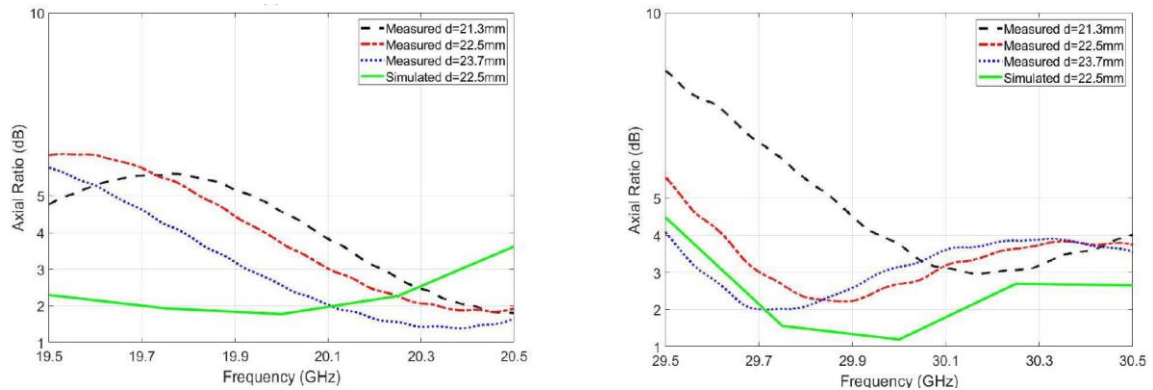


Рисунок 115 – КЭ поляризатора

Полосы рабочих частот составляют порядка 3-5% в верхнем и нижнем диапазонах частот. Преимуществом, помимо работы в двух диапазонах, является развязка по поляризации (взаимное положение структур дает левую поляризацию в одном диапазоне частот и правую в другом).

Линейный поляризатор – это набор слоев, на каждом из которых находятся параллельные металлические линии, каждый слой повернут на 45° по отношению к предыдущему (рисунок 116). Помимо этого, каждая металлическая линия может быть заменена на меандр, что позволяет получить больший диапазон изменения индуктивностей и емкостей в эквивалентной схеме, а значит, получить более широкую полосу рабочих частот. Меандровый поляризатор представляет собой набор из тонких металлических структур в форме меандра (меандровая линия). Также могут быть использованы структуры комбинированного типа (содержащий элементы линейного и меандрового поляризаторов) и структуры с меньшим количеством слоев, что даст уменьшение диапазона рабочих частот, но также и уменьшение профиля поляризатора [77]. Меандровый поляризатор также может быть однослойным (как и некоторые из описанных выше структур могут быть реализованы с несколькими слоями). На рисунке 117 приведены зависимости КЭ от частоты для некоторых различных структур меандровых поляризаторов.

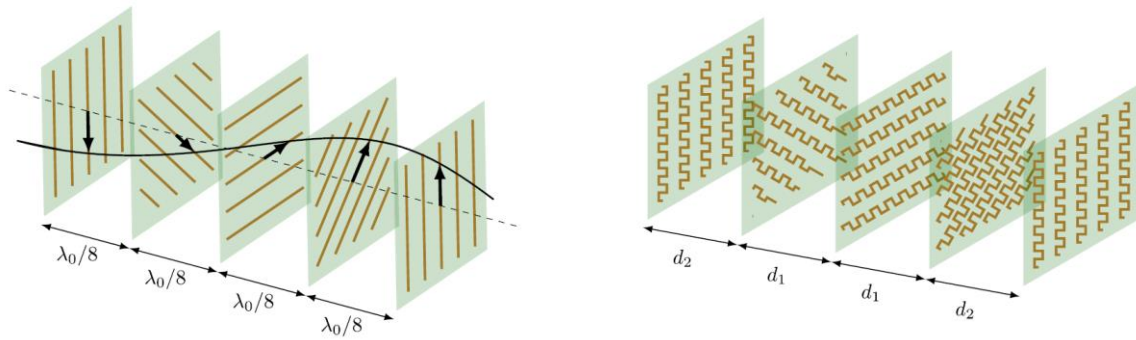


Рисунок 116 – Линейный (слева) и меандровый (справа) многослойные поляризаторы

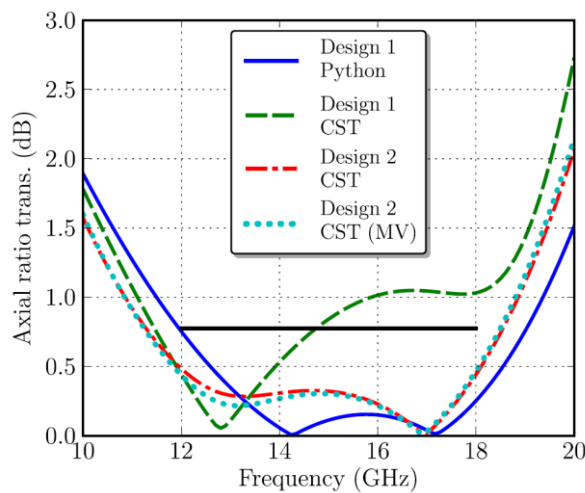


Рисунок 117 – КЭ комбинированного поляризатора

Полоса рабочих частот составила 40%, что является преимуществом многослойных поляризаторов. Расстояния d_1 и d_2 между слоями составляют больше, чем $\lambda/8$, а, соответственно, весь профиль поляризатора имеет толщину больше, чем $\lambda/2$. В большинстве случаев при использовании многослойных структур расстояние между двумя соседними слоями составляет $\lambda/4$, $\lambda/2$ и даже λ . Очевидно, что размер $\lambda/8$ является наиболее предпочтительным, т.к. в значительной мере позволяет уменьшить толщину профиля поляризатора.

3.1.2. Двухслойный поляризатор на пассивных диполях

Следующие представленные типы поляризаторов рассчитаны для рабочей частоты $f_0 = 20$ ГГц, ввиду необходимости проверки их работоспособности в со-

стве определенной антенны CTS (Continuous Transverse Stub), и могут быть пересчитаны на рассматриваемый частотный диапазон 10.7–12.7 ГГц [71], [80], [81], [82].

Как было описано выше, работа поляризатора на пассивных диполях исследована для щелевого излучателя и для антенной решетки, состоящей из таких излучателей. И каждая ячейка с диполями располагается строго над излучателем. Используя модель апертурной антенны, можно получить характеристики поляризатора в составе такой системы. Поскольку необходимо получить высокий КЭ в широкой полосе частот, рассматривать однослойные структуры не имеет смысла ввиду их узкополосности.

На рисунке 118 показан двухслойный поляризатор на основе пассивных диполей. По результатам электродинамического моделирования был сделан вывод, что данная структура дает приемлемые характеристики при расстоянии между слоями большим, чем длина волны λ . При этом первый слой располагается от раскрыва на расстоянии приблизительно равным $\lambda/2$.

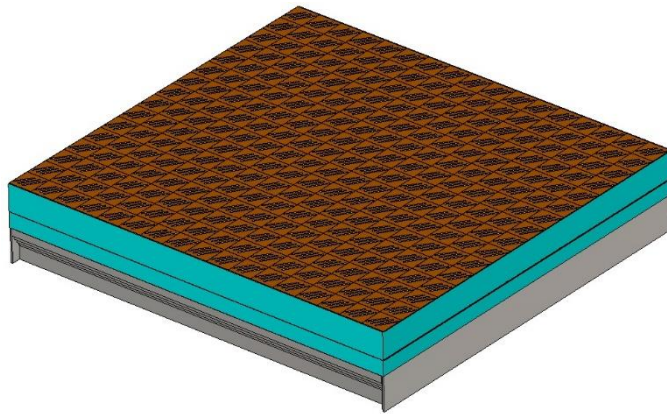


Рисунок 118 – Поляризатор на пассивных диполях

На рисунке 119 приведён график зависимости КЭ от частоты для данного поляризатора.

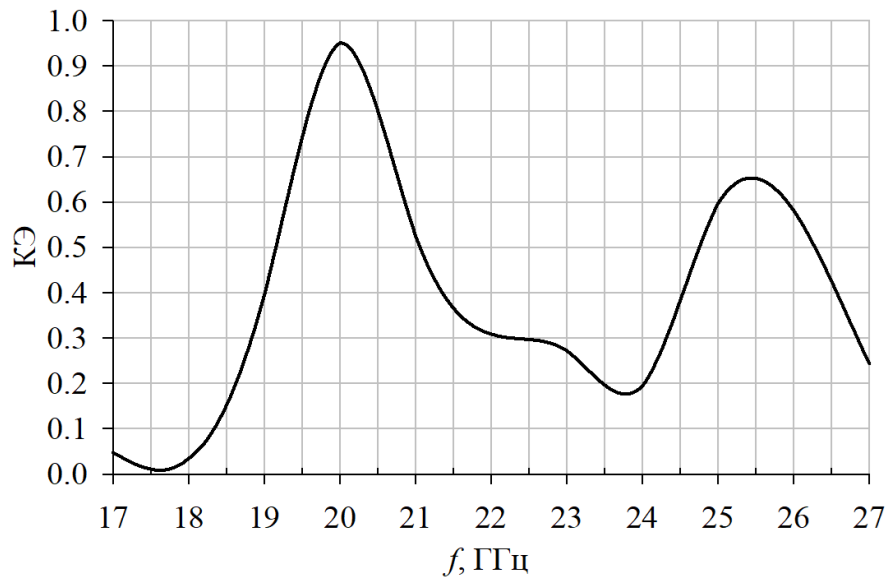


Рисунок 119 – Зависимость КЭ от частоты

Как видно из графика, полоса рабочих частот в данном случае составила порядка 15%, что вдвое больше, чем у однослойной структуры.

3.1.3. Поляризатор из металлических пластин

Толщина одного слоя, рассмотренного выше поляризатора, без учета подложки равна толщине металлизации. Однако, в рассматриваемой двухслойной структуре, общая толщина профиля становится близкой к длине волны. Поэтому имеет смысл рассмотреть также поляризатор из металлических пластин, которые располагаются параллельно друг другу и под углом 45° к вектору электрического поля антенны. Ширина (l) таких пластин зависит от выбранного расстояния (a) между ними, но обычно оптимальным является размер равный длине волны, что было выявлено в результате математических и электродинамических исследований данной структуры. Грани пластин при этом перпендикулярны раскрытию (рисунок 120).

Ширина пластин рассчитывается по следующей формуле:

$$l = \frac{\lambda_0}{4 \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2} \right]}. \quad (55)$$

Как видно, ширина пластин напрямую зависит от расстояния между ними и от рабочей длины волны. При этом должно выполняться неравенство: $a > \frac{\lambda_0}{2}$.

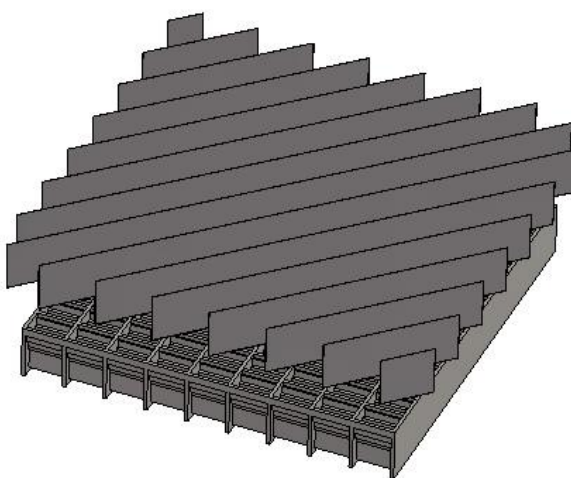


Рисунок 120 – Антенна с поляризатором из металлических пластин

Ниже, на рисунке 121, приведён график зависимости ширины пластин от расстояния между ними, рассчитанный по формуле (55) при фиксированном значении длины волны.

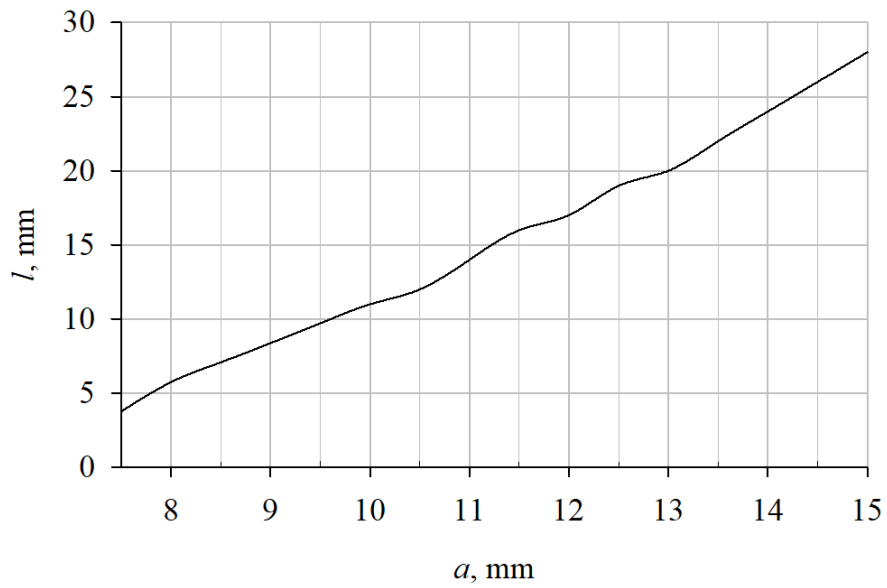


Рисунок 121 – Зависимость ширины пластин от расстояния между ними

Исследования показали, что оптимальным соотношением этих величин для частоты $f_0 = 20$ ГГц являются значения $a = 11,63$ мм и $l = 14,33$ мм при расстоянии от раскрыва антенны до поляризатора 6 мм. На рисунке 122 приведён график зависимости КЭ от частоты для данного поляризатора.

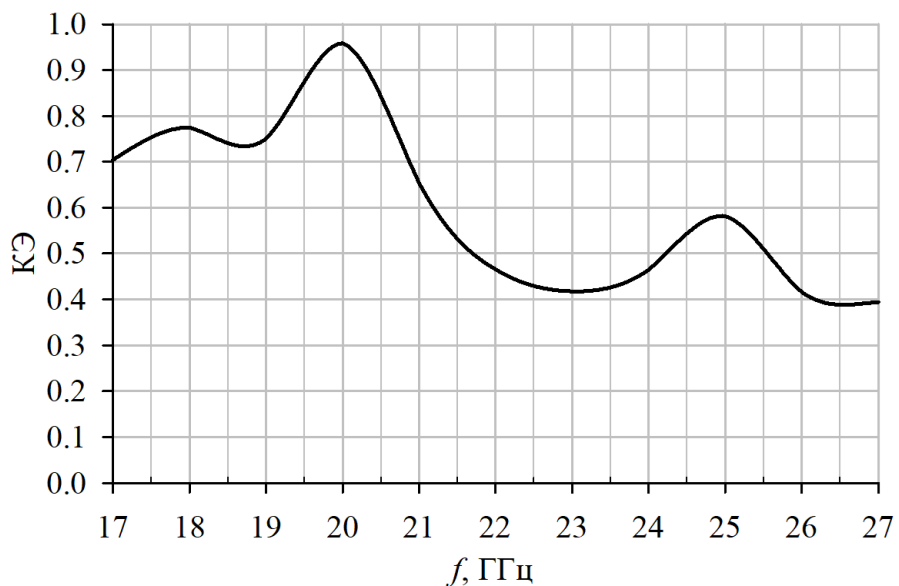


Рисунок 122 – Зависимость КЭ от частоты (поляризатор из металлических пластин)

Как видно из графика, данный тип поляризатора позволяет получить высокий КЭ, а также рабочую полосу по уровню 0,7 до 25%. Однако, несмотря на явные преимущества данного поляризатора по сравнению с представленными ранее, он имеет один серьезный недостаток. В случае подобного расположения металлических пластин, добиться еще более широкой полосы частот не представляется возможным, а использование дополнительных слоев значительно увеличит профиль поляризатора. Помимо этого, дополнительно встает вопрос о влиянии широких пластин поляризатора при отклонении максимума ДН, т.е. при сканировании.

3.1.4. Двухслойный меандровый поляризатор

Поляризатор в виде меандровой линии является одним из наиболее распространенных типов поляризаторов ввиду простоты изготовления, относительной простоты расчетов и возможности получения широкой полосы рабочих частот в многослойных структурах. Меандровый поляризатор представляет собой набор тонких металлических структур в форме меандра (меандровая линия) (рисунок 123). Принцип его действия подробно описан в литературе [83], [84]. Там же приведены формулы расчёта размеров поляризатора.



Рисунок 123 – Металлическая структура в форме меандра

Несколько меандровых линий располагаются в одной плоскости на определенном расстоянии (s) друг от друга, как показано на рисунке 124, для реализации плоского поляризатора [85].

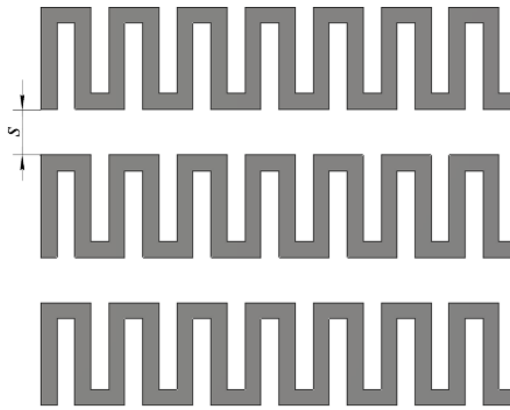


Рисунок 124 – Меандровый поляризатор

В расчётах в качестве подложки был использован материал с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,4$ и толщиной 1 мм. Исследования показали, что однослойный меандровый поляризатор имеет рабочую полосу 3–5% по уровню $KЭ \geq 0,7$. Для получения большей рабочей полосы (порядка 20%) необходимо использовать двухслойный меандровый поляризатор (два идентичных поляризатора располагаются на расстоянии d друг от друга).

Рассчитанный (оптимизированный) двухслойный поляризатор представлен на рисунках 125–126. Итоговые размеры приведены в таблице 8.

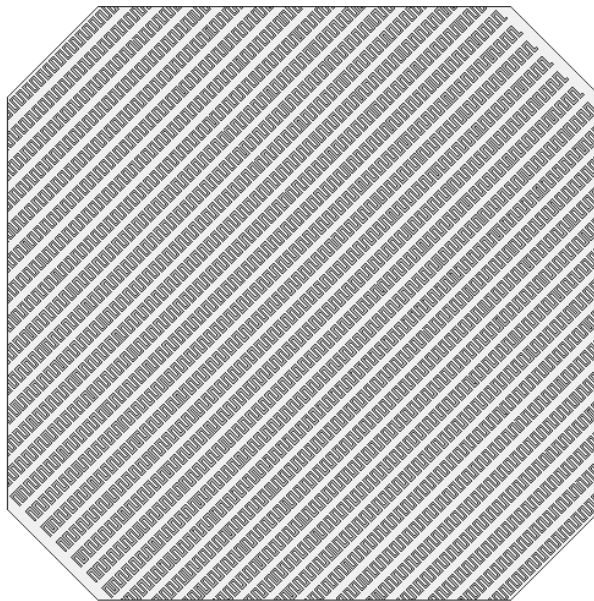


Рисунок 125 – Меандровый поляризатор (вид сверху)

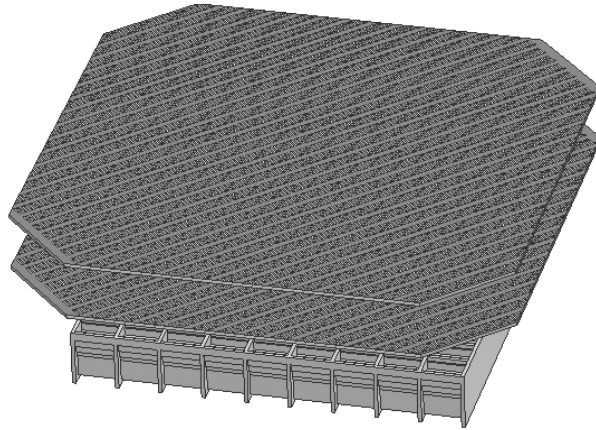


Рисунок 126 – Антенна с двухслойным меандровым поляризатором

Таблица 8 – Размеры поляризатора

a , мм	h , мм	w , мм	s , мм	d , мм
2,2	3,2	0,5	1,9	15

Расстояние от раскрыва антенны до первого слоя поляризатора составляет 14,54 мм, т.е. высота профиля увеличивается на 31,54 мм при использовании данного типа поляризатора.

Ниже приведена характеристика КЭ в зависимости от частоты в направлении максимума ДН.

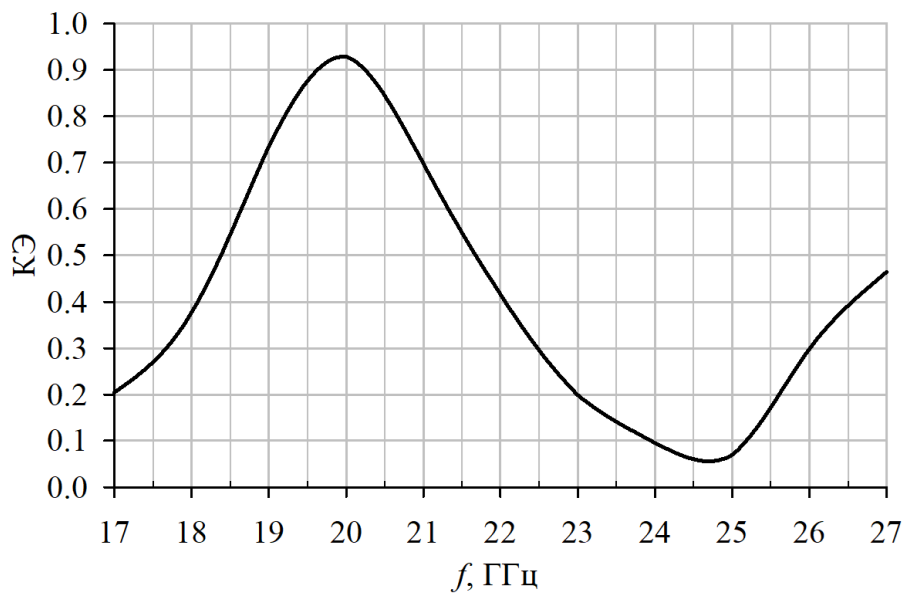


Рисунок 127 – Зависимость КЭ от частоты (двухслойный меандровый поляризатор)

Стоит отметить, что при увеличении размеров меандровой линии на 10%, характеристика КЭ незначительно ухудшается (рисунок 128).

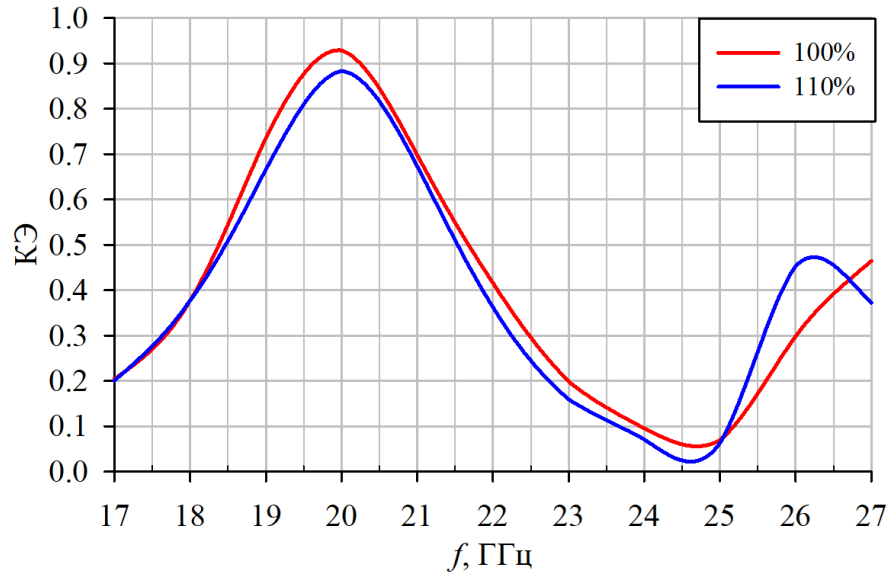


Рисунок 128 – Зависимость КЭ от частоты (двухслойный меандровый поляризатор разных размеров)

При этом изменение указанного расстояния между слоями даже на 1 мм (менее 10%) приводит к значительному ухудшению характеристики КЭ (рисунок 129).

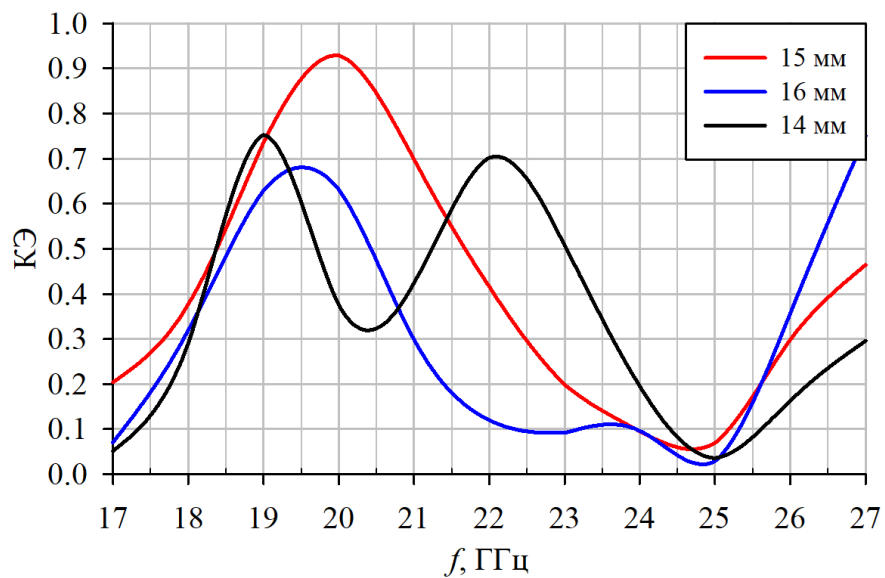


Рисунок 129 – Зависимость КЭ от частоты (двухслойный меандровый поляризатор с различным расстоянием между слоями)

Следовательно, при использовании данного типа поляризатора необходимо соблюдать высокую точность при изготовлении макета и рабочей антенны.

На рисунке 130 для сравнения представлены графики зависимости КЭ от частоты для трёх рассмотренных типов поляризаторов.

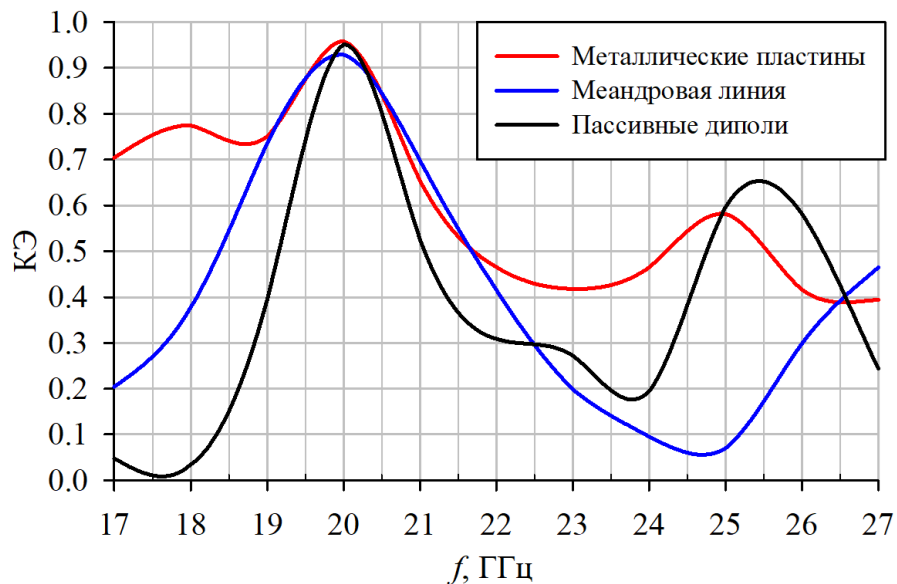


Рисунок 130 – Сравнение КЭ для трёх типов поляризаторов

Как видно, наилучшими характеристиками по уровню КЭ, а также по полосе рабочих частот, обладает поляризатор из металлических пластин.

3.1.5. Широкополосный трехслойный меандровый поляризатор

Также в литературе [86] описываются и меандровые поляризаторы с большим количеством слоев. Наибольший интерес представляют многослойные поляризаторы с небольшой толщиной профиля и высоким КЭ в широкой полосе частот. Например, трехслойный меандровый поляризатор с расстоянием между слоями близким к $\lambda/8$, высота профиля, соответственно, приблизительно равна $\lambda/4$. Полоса его рабочих частот составляет более 40% при КЭ не менее 0,7 и КСВН не более 1,5. Для достижения необходимых значений эквивалентных индуктивностей и емкостей, обеспечиваемых таким поляризатором, меандр во втором слое отличается по размерам от меандра в первом и третьем слоях (рисунок 131).

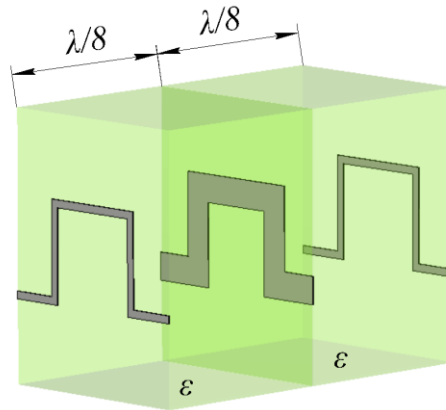


Рисунок 131 – Элементарная ячейка трехслойного меандрового поляризатора

Рассмотрим описанную выше структуру в составе упрощенной ДОС в виде источника плоской волны и в применении к частотному диапазону 10 – 18 ГГц. Соответственно размеры меандровых линий и расстояние между ними рассчитываются по формулам, приведенным в статьях [77], [86] и корректируются по результатам электродинамического моделирования. Итоговые размеры приведены в таблице 9, модель предлагаемого поляризатора представлена на рисунке 132, а расчетные характеристики КЭ на рисунке 133. Полоса рабочих частот в этом случае составляет более 40% при значении КЭ не ниже 0,7

Таблица 9 – Размеры меандровых линий поляризатора

Меандр 1, меандр 3	мм	Меандр 2	мм
a	7,3	a	7,3
w	0,27	w	0,97
h	3,6	h	3,9
s	5,87	s	5,57
x	9,5	x	9,5
y	7,3	y	7,3
d	6,8	d	6,8

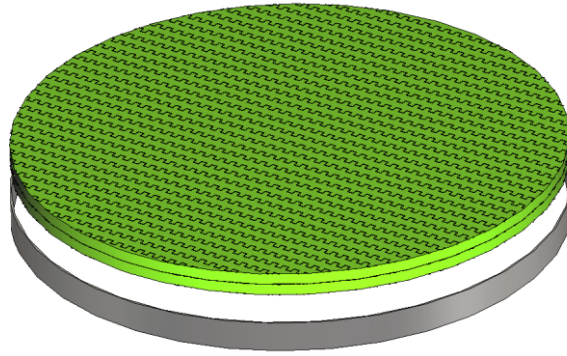


Рисунок 132 – Модель трехслойного меандрового поляризатора

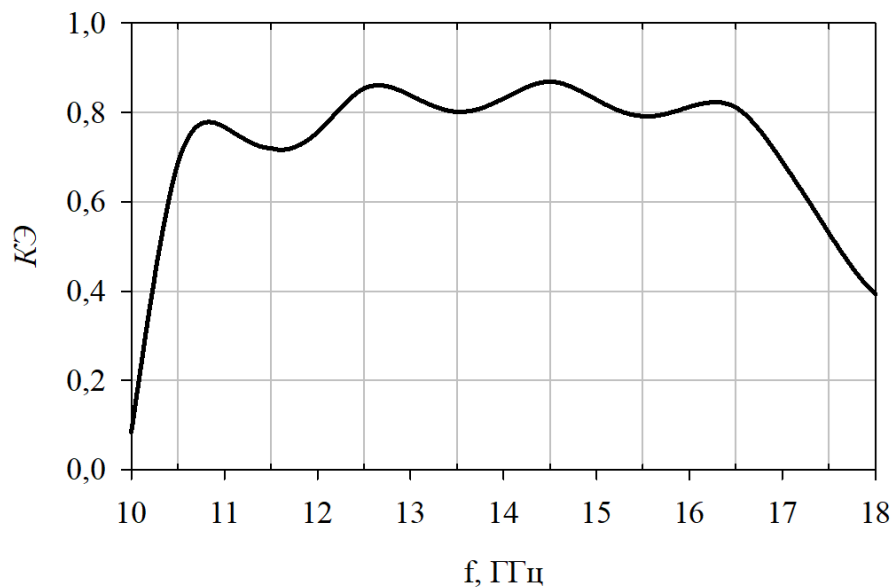


Рисунок 133 – Зависимость КЭ от частоты меандрового поляризатора

Рассматриваемые в рамках данного диссертационного исследования сканирующие АС на основе диэлектрических материалов имеют сложные структуры и большое время расчёта. Поэтому, для исследования поляризатора при разных углах наклона ДН была выбрана антенна дифракционная сканирующая (АДС), известная в зарубежных источниках как VICTS-антенна (variable inclination continuous transverse stub) [17], [18]. Она имеет плоский раскрыв, что позволяет рассматривать различные типы плоских (в том числе и низкопрофильных) поляризаторов в составе такой антенной системы (рисунок 134). Управление положением максимума ДН осуществляется поворотом излучающей структуры вокруг своей оси на задан-

ный угол. Для сохранения угла 45° между меандровыми линиями и вектором электрического поля ДОС, поляризатор поворачивается на тот же угол, что и излучающая структура. Таким образом может быть получена зависимость КЭ от частоты для различных углов наклона ДН (рисунок 135).

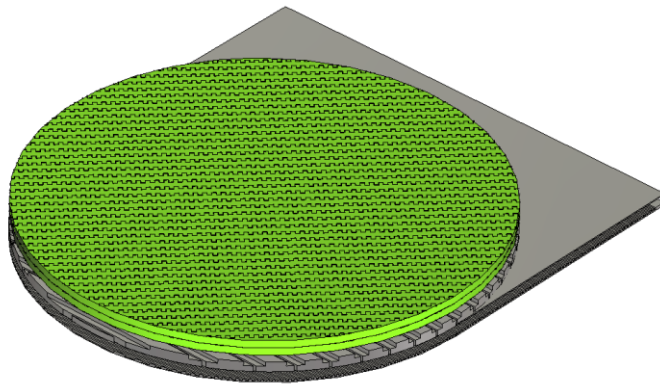


Рисунок 134 – Сканирующая АС с поляризатором

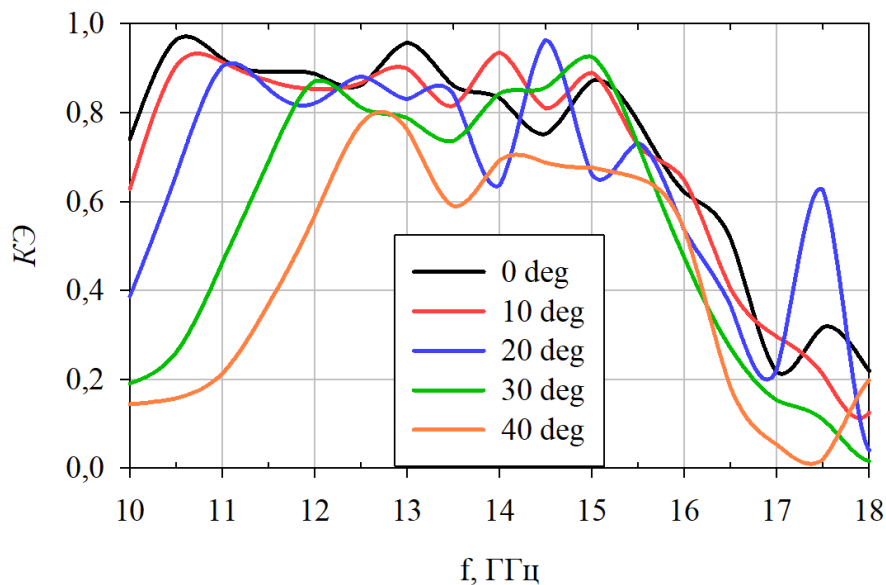


Рисунок 135 – Расчетные значения КЭ для различных углов наклона

Частотное сканирование, имеющееся в данном типе антенн, в рамках данной работы не учитывается. Из представленных графиков видно, что при сканировании ухудшается значение КЭ и сужается полоса рабочих частот, и при повороте на 40° рабочая полоса составляет уже 25% при значениях КЭ не ниже 0,6 (угол наклона ДН при таком положении составляет 50°).

Предлагаемый поляризатор рассматривается на диэлектрике с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_0 = 1,1$, что близко к диэлектрической проницаемости воздуха. Для практической реализации такого поляризатора рассмотрим в качестве подложки материал FR-4 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{FR} = 4,3$. Для уменьшения влияния материала с высокой диэлектрической проницаемостью толщина подложки выбирается 0,5 мм, что приблизительно равно $\lambda/40$.

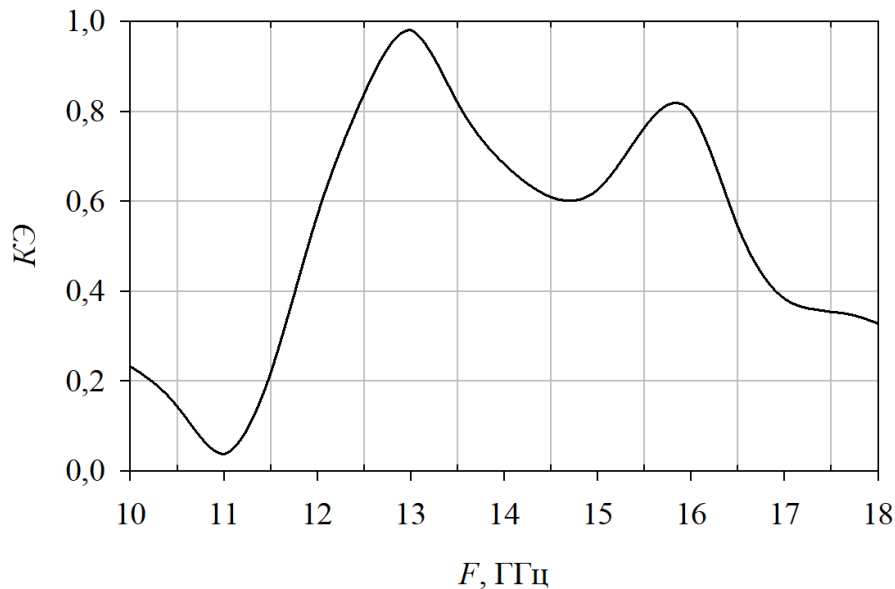


Рисунок 136 – Зависимость КЭ от частоты с подложкой из FR-4

Как видно из рисунка 136, КЭ в этом случае изменяется по уровню и сдвигается выше по частоте, а полоса рабочих частот сужается. Это может объясняться границей раздела двух сред с большой разницей по ϵ . В таком случае можно добавить просветляющий слой из материала со средним значением ϵ (в данном случае $\epsilon_r = 2$). В этом случае КЭ становится более равномерным в полосе по уровню не ниже 0,6, смещается ниже по частоте, а рабочая полоса составляет порядка 30%, что будет недостаточным для работы с АДС. Совмещенные для трех случаев графики приведены на рисунке 137.

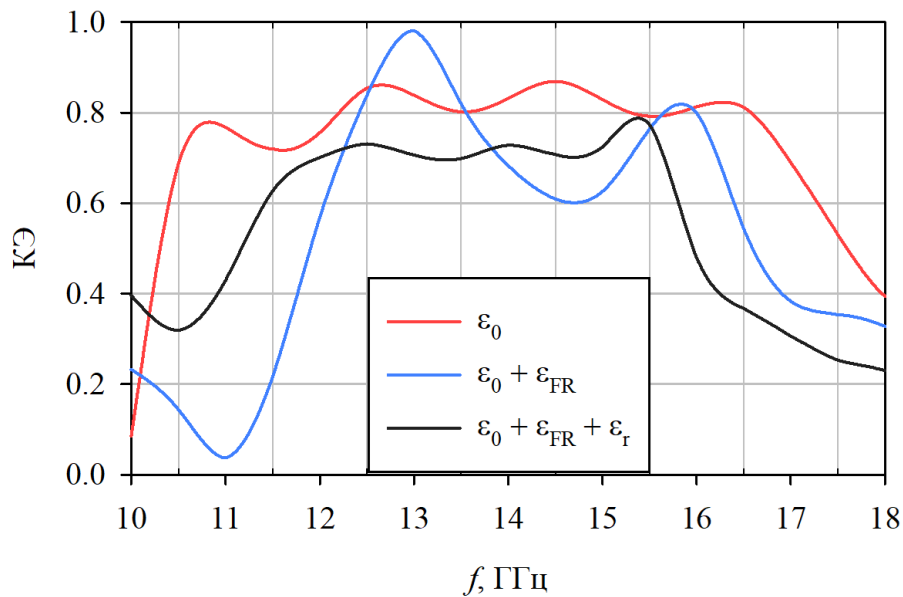


Рисунок 137 – КЭ поляризатора на различных подложках

Таким образом, в работе представлен многослойный поляризатор на основе меандровых линий с широкой полосой рабочих частот и КЭ не менее 0,7. Исследовано влияние материала подложки с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{FR} = 4,3$) на работу поляризатора в отношении КЭ, а также влияние просветляющего слоя в составе такого поляризатора. Показана возможность использования данного поляризатора в составе сканирующей антенны при углах наклона ДН до 50° . Результаты, полученные в данной главе диссертационного исследования, могут быть использованы для проектирования плоских сканирующих антенных систем с использованием пространственных поляризаторов для получения эллиптической поляризации.

3.1.6. Оптимальный размер поляризатора

На примере поляризатора из металлических пластин было проведено исследование для выявления оптимальных габаритных размеров поляризатора. Было выбрано несколько значений:

- размер поляризатора на 2% меньше раскрыва антенны;
- размер поляризатора на 2% больше раскрыва антенны;
- размер поляризатора на 4% больше раскрыва антенны;

- размер поляризатора на 8% больше раскрыва антенны;
- размер поляризатора много больше раскрыва антенны (16%).

На рисунке 138 приведены зависимости КЭ от частоты при различных размерах поляризатора.

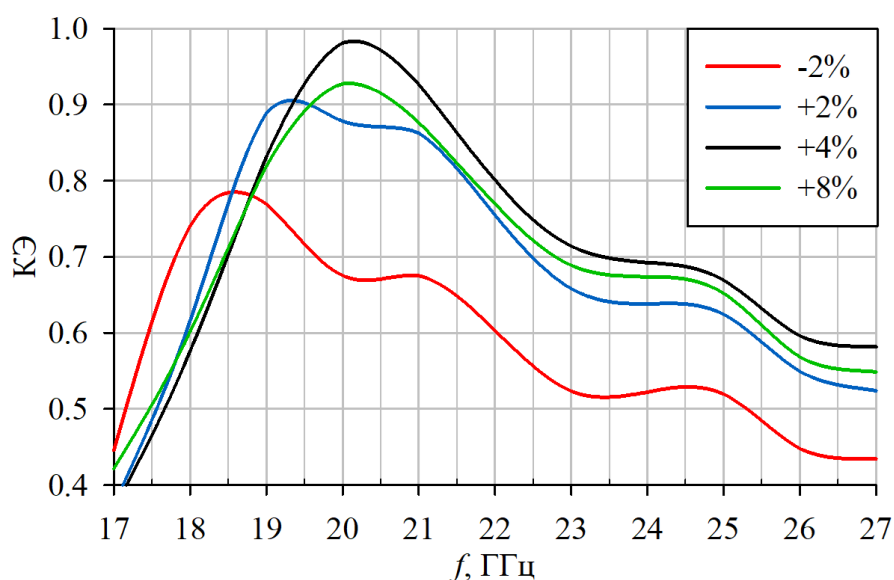


Рисунок 138 – Зависимость КЭ от частоты при различных размерах поляризатора

Как видно из представленных графиков, оптимальным вариантом является поляризатор, чьи размеры на 10 мм больше раскрыва антенны. При меньших размерах значительно ухудшается КЭ, а делать размеры больше 20 мм не имеет смысла, т.к. это лишь увеличит габариты антенной системы.

3.1.7. Измерения

В работах [71], [73] показано, что многослойные поляризаторы требуют высокой точности изготовления, поэтому для экспериментального исследования был выбран поляризатор из металлических пластин, т.к. он имеет лучшие характеристики по КЭ и полосе частот по сравнению с другими однослойными поляризаторами. Перед изготовлением макета была создана модель АС с приближенными к реальному ДОС, поляризатором и обтекателем. Были получены незначительные изменения, связанные в первую очередь с добавлением к модели обтекателя.

Макет поляризатора из металлических пластин был изготовлен и измерен в безэховой камере. Стоит отметить, что в конечном варианте высота профиля увеличилась ещё на 6,5 мм из-за наличия обтекателя. Таким образом, высота поляризатора составила 27,5 мм. Фотография макета АР на основе СТС-структуры с поляризатором представлена на рисунке 139.



Рисунок 139 – Макет поляризатора

Ниже приведены экспериментальные графики зависимости КЭ от частоты (рисунок 140) И сравнение расчётных и экспериментальных характеристик КЭ (рисунок 141). В зависимости от угла наклона пластин поляризатора ($+45^\circ$ или -45°) может быть реализована правая или левая круговая поляризация.

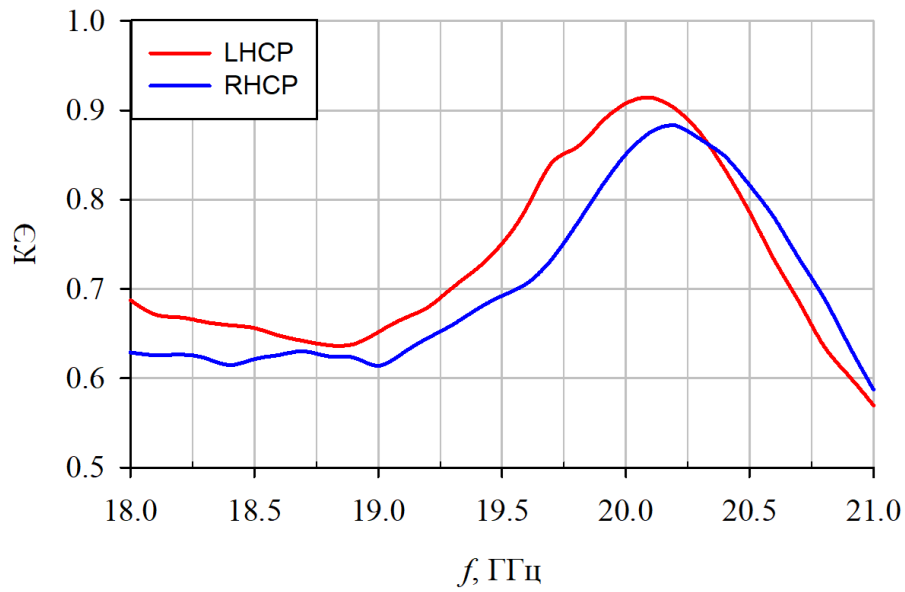


Рисунок 140 – Измеренное значение зависимости КЭ от частоты

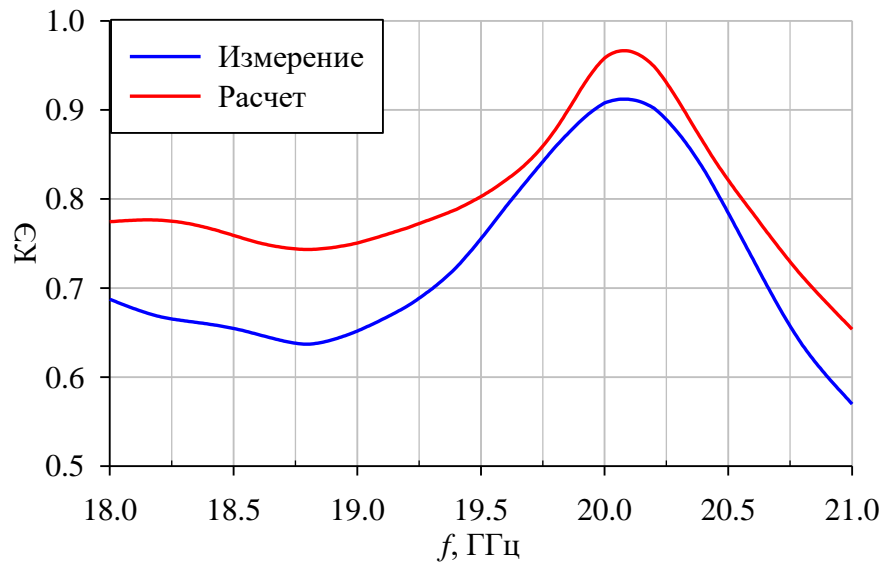


Рисунок 141 – Совмещенные графики КЭ для упрощенной и реальной моделей АС с поляризатором

Как видно, экспериментальные графики несколько отличаются от теоретических. В том числе значительно меньше стала предполагаемая полоса рабочих частот – всего порядка 8% (что может быть связано с неточностью изготовления макета), однако, на выбранной рабочей частоте $f_0 = 20$ ГГц КЭ достигает значения 0,9, а, следовательно, используемая структура действительно позволяет преобразовать исходную линейную поляризацию в поляризацию близкую к круговой.

3.1.8. Выводы

В данной главе представлены результаты экспериментального исследования макета АС с широкоугольным механоэлектрическим сканированием, изготовленного по рассчитанной структуре, набранной из диэлектриков фиксированной толщины с различными диэлектрическими проницаемостями. Полученные характеристики демонстрируют работоспособность рассмотренного способа квазиоптического управления ДН. Измеренный наклон ДН для изготовленного макета равен 62° , снижение КНД при таком направлении составляет 6 дБ, что хуже, чем в расчётах. При этом для угла наклона менее 55° снижение КНД сопоставимо с расчётными значениями и не превышает 4 дБ. Экспериментально полученный УБЛ оказался лучше расчётных и не превышает значения -14 дБ. Видно хорошее совпадение с данными, полученными в ходе электродинамического моделирования.

Результаты исследований различных вариантов поляризаторов показали, что лучшими характеристиками по КЭ и полосе рабочих частот среди структур с толщиной профиля порядка одной длины волны обладает поляризатор из металлических пластин.

Рассмотрен трехслойный поляризатор на основе меандровых линий толщиной $\lambda/4$. Он обладает широкой полосой рабочих частот более 40% и КЭ не менее 0,7 угле наклона ДН 0° , и имеет рабочую полосу 25% и КЭ не ниже 0,6 при наклоне ДН порядка 50° . Показано исследование влияния материала подложки с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{FR} = 4,3$) на работу поляризатора в отношении КЭ, а также влияние просветляющего слоя в составе такого поляризатора. Результаты, полученные в данной главе диссертационного исследования, могут быть использованы для проектирования плоских сканирующих антенных систем с использованием пространственных поляризаторов для получения эллиптической поляризации.

Заключение

В результате проведённого диссертационного исследования, с помощью математического и электродинамического моделирования, а также в результате экспериментальных измерений, было доказано, что построение плоских АС с широкоугольным механоэлектрическим сканированием на основе квазиоптического управления лучом ДН является возможным. Было рассмотрено и исследовано несколько вариантов отклоняющих структур, проведено сравнение и анализ полученных характеристик и структура, показавшая лучшие результаты в процессе моделирования была реализована и измерена.

Ниже приведены основные результаты, полученные в ходе диссертационного исследования:

1) Показано, что перфорированная отклоняющая структура с гексагональным расположением отверстий отличается меньшей толщиной (на 13%), меньшим достижимым коэффициентом заполнения (на 11,7%) и эффективной диэлектрической проницаемостью по сравнению с прямоугольным расположением отверстий, а также обеспечивает меньший уровень боковых лепестков (на 5дБ) за счёт увеличения количества дискретных ячеек при неизменных размерах апертуры;

2) Предложены диэлектрические структуры, работающие по принципу квазиоптического управления лучом, позволяющие осуществить механоэлектрическое сканирование в угломестной плоскости в диапазоне 120° . Полученные результаты экспериментального исследования имеют хорошее совпадение с теоретическими. Измеренный наклон ДН для изготовленного макета равен 62° , снижение КНД при таком направлении составляет 6 дБ, что хуже, чем в расчётах. При этом для угла наклона менее 55° деградация КНД близка к полученным расчётным значениям и не превышает 4 дБ. УБЛ не превышает значения -14 дБ;

3) Предложен способ увеличения КНД и уменьшения УБЛ за счёт использования дополнительного диэлектрического слоя в составе отклоняющих структур с переменным значением коэффициента заполнения;

4) Исследовано использование поляризатора, показывающее возможность изменения поляризации с помощью трехслойного поляризатора меандрового типа в АС с механоэлектрическим сканированием (при сохранении малого профиля) в диапазоне $\pm 50^\circ$ в полосе частот от 25 до 40% при изменении КЭ от 0,6 до 0,9;

5) Разработано программное обеспечение для расчёта и синтеза различных вариантов отклоняющих и фокусирующих диэлектрических структур, структур на основе ЧСП, а также поляризаторов.

Основываясь на результатах, полученных при помощи математического и электродинамического моделирования, численных расчётов и экспериментальных данных, можно сделать вывод о целесообразности разработки низкопрофильной АС с механоэлектрическим сканированием. Толщина одного диска на центральной частоте ($f = 11,7$ ГГц) составляет 25мм, толщина двух дисков, соответственно, 50мм. Следовательно, для создания АС с низким профилем, ДОС должна иметь не только синфазное распределение, но и малый профиль (например, низкопрофильная синфазная антенная решётка). Полученная АС позволяет обеспечить широкоугольное механоэлектрическое сканирование, а, следовательно, и осуществлять связь со спутником во время движения.

Помимо математического и электродинамического моделирования, макетирования и экспериментальных измерений, в процессе исследований были также написаны программы, позволяющие упростить расчёты и построение сложных моделей. На данные программы были получены свидетельства о регистрации ПО.

Предложенные конструкции плоских АС с механоэлектрическим типом сканирования могут быть использованы в наземных терминалах для организации СС. Они обладают широким сектором сканирования и имеют малый профиль при использовании в качестве ДОС низкопрофильных антенн. Такие системы могут обеспечить широкополосный доступ в Интернет и непрерывную работу ССС для потребителей, использующих как на мобильные терминалы (установленные на автомобиль, поезд или судно), так и стационарные терминалы при работе АС со средне-

и низкоорбитальными КА. Сектор сканирования в угломестной плоскости, полученный в рассматриваемой АС может быть увеличен до 160° – 180° (т.е. обеспечить сканирование в полусфере) путём установки антенны с отклоняющими системами под углом 20° – 30° к горизонту. В этом случае сканирование по углу места также осуществляется взаимным поворотом отклоняющих структур, а сканирование по азимуту – вращением всей антенны вокруг вертикальной оси.

Перспективы дальнейших исследований заключаются в улучшении характеристик направленности при углах наклона ДН более 40° , а также улучшении поляризационных характеристик в этих направлениях за счет модернизации поляризаторов.

Список сокращений

- АДС – антенна дифракционная сканирующая
АР – антенная решётка
АС – антенная система
АФАР – активная ФАР
АФР – амплитудно-фазовое распределение
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
ДН – диаграмма направленности
ДОС – диаграммообразующая схема
КА – космический аппарат
КНД – коэффициент направленного действия
КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению
КУ – коэффициент усиления
КЭ – коэффициент эллиптичности
НГМ – направление главного максимума
НЧ – низкочастотный
ПО – программное обеспечение
ППФ – полосно-пропускающий фильтр
САПР – система автоматизированного проектирования
ССС – система спутниковой связи
УБЛ – уровень боковых лепестков
ФАР – фазированная антенная решётка
ФНЧ – фильтр нижних частот
ФСС – фазосдвигающая структура
ФЧХ – фазо-частотная характеристика
ЧСП – частотно-селективная поверхность
BW – band width
CTS – continuous transverse stub
VICTS – variable inclination CTS

Список использованных источников

1. S. Vaccaro et al. Low cost Ku-band electronic steerable array antenna for mobile satellite communications // Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). 2011. P. 471-478.
2. К. Ya. Kapusuz et al. Low-profile scalable phased array antenna at Ku-band for mobile satellite communications // 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST). 2016.
3. А. Л.Е. Низкопрофильные антенные решётки с механоэлектрическим типом сканирования: диссертация канд. техн. наук. Сибирский федеральный университет («СФУ»), Красноярск, 2022.
4. В. Panzner, A. Joestingmeier, A. Omar. Ka-band dielectric lens antenna for resolution enhancement of a GPR // 2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory. 2008. P. 31–34.
5. Ravishankar S. Analysis of shaped beam dielectric lens antennas for mobile broadband applications // IWAT 2005. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. P. 539–542.
6. Z. X. Wang, W. B. Dou. Dielectric lens antennas designed for millimeter wave application // 2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics. 2006. P. 376.
7. Roman O. Ryazantsev, Yuri P. Salomatov, Mikhail I. Sugak. Concave spherical feed array for luneberg lens // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2013.
8. Khan M.R. A beam steering technique using dielectric wedges. Department of Electronic and Electrical Engineering University College London, December 1985.

9. H. D. Griffiths, M. R. Khan. Antenna beam steering technique using dielectric wedges // IEE PROCEEDINGS, Vol. 136, Pt. U, No. 2, APRIL 1989.
10. M. Sorn, R. Lech, J. Mazur. Simulation and Experiment of a Compact Wideband 900 Differential Phase Shifter // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-60, № 3, P. 494–501, Mar. 2012.
11. L. R. Whicker. Future Directions for Microwave Ferrite Components // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1979, P. 367–369.
12. W. E. Hord et al. A New Type of Fast Switching Dual-Mode Ferrite Phase Shifter // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. II, June 1987, pp. 985–988.
13. M. Sazegar et al. Low-Cost Phased-Array Antenna Using Compact Tunable Phase Shifters Based on Ferroelectric Ceramics // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-59, № 5, P. 1265–1273, May 2011.
14. N. Gagnon, A. Petosa. Using Rotatable Planar Phase Shifting Surfaces to Steer a High-Gain Beam // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, № 6, P. 3086–3082, June 2013.
15. Milroy W.W. Advanced Broadband Access Applications of the Continuous Transverse Stub (CTS) Array // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA01) – Torino, Italy. 2001.
16. M. Ettorre et al. Continuous Transverse Stub Array for Ka-Band Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, No. 11, November 2015, p. 4792-4800.
17. URL: <https://patents.google.com/patent/US6919854B2/en> [Электронный ресурс]
18. K. Wang et al. A Low-Sidelobe-Level Variable Inclination Continuous Transverse Stub Antenna with Two-Types Stubs // 2021 IEEE 4th Advanced

- Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC). P. 1554-1558.
19. U. Gupta et al. Modern Flat Panel Antenna Technology for Ku-/Ka-Band User Terminals in LEO Satellite Communications Systems // *Microwave Journal*. 2021. Т. 64. №. 9.
 20. А. В. Станковский, А. Д. Немшон, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов. Дисквая антенна с широкоугольным механоэлектрическим сканированием // *Электронные средства и системы управления. X Международная научно-практическая конференция. Материалы докладов. Часть 1. Томск 2014*, стр. 149-153.
 21. M. U. Afzal et al. Beam-Scanning Antenna Based on Near-Electric Field Phase Transformation and Refraction of Electromagnetic Wave Through Dielectric Structures // *IEEE Access (Volume: 8)*. 2020. P. 199242-199253.
 22. А. В. Станковский, А. Д. Немшон, С. В. Поленга, Ю.П. Саломатов. Дисквая антенна // *Системы связи и радионавигации. Сборник тезисов. Красноярск 2014*, стр. 34-36.
 23. Stankovsky A.V., Nemshon A.D., Polenga S.V., Salomatov Y.P. Disk antenna with a wide-angle mechanoelectrical beam steering // *Электронные средства и системы управления, Томск*, стр. 149-153.
 24. Ayed R. AlAjmi, Mohammad A. Saed. Perforated dielectric surface wave antenna with directive radiation pattern // *2016 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*. 2016.
 25. A. V. Stankovsky, A. D. Nemshon, S. V. Polenga, K. V. Lemberg, Y. P. Salomatov. Wide-angle mechanoelectrical beam steering antenna system // *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, p. 469-470. 2014.

26. А. В. Станковский, С. В. Поленга, А. Д. Немшон, Ю. П. Саломатов. Антенная система с широкоугольным механоэлектрическим сканированием на основе перфорированного диэлектрика // Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск 2014, стр. 405-409.
27. M. Mrnka, Z. Raida. An Effective Permittivity Tensor of Cylindrically Perforated Dielectrics // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (Volume: 17, Issue: 1, January 2018). P. 66–69.
28. A. V. Stankovsky, S. V. Polenga, A. D. Nemshon, Ye. A. Litinskaya, A. M. Alexandrin, K. V. Lemberg, Yu. P. Salomatov. A wide-angle mechanoelectrical steering antenna system based on multilayer dielectric wedge structure. // 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). 2017.
29. A. M. Alexandrin, R. O. Ryazantsev, Y. P. Salomatov. Numerical optimization of the discrete Mikaelian lens // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2016.
30. Gagnon N. et al. Thin microwave quasi-transparent phase-shifting surface (PSS) // IEEE transactions on antennas and propagation, 2010, vol. 58. No. 4. P. 1193–1201.
31. A. Petosa et al. Array of hexagonal Fresnel zone plate lens antennas // Electron. Lett., vol. 42, no. 15. 2006. P. 834–836.
32. Khalaj-Amirhosseini M. Microwave Filters using Waveguides Filled by Multi-Layer Dielectric // 2006 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory. 2006.
33. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. Пособие для вузов // Под ред. Д. И.

- Воскресенского. Изд. 4-е перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2012 – 744с., ил.
34. Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов, «Антенны». Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов // Под. ред. С. И. Баскакова. Изд. 2-е перераб. и доп. М., «Энергия», 1975.
 35. А. В. Станковский, Е. А. Литинская, А. Д. Немшон, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов. Экспериментальное исследование антенной решётки с механоэлектрическим и электронным типами сканирования // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – № 8/3. – Т. 58. – С. 45–49.
 36. A. V. Stankovsky, E. A. Litinskaya, A. D. Nemshon, S. V. Polenga, Yu. P. Salomatov. The Low-Profile Antenna Array with Wide-Angle Scanning // 25nd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015), Sevastopol, Crimea, Russia, p. 473-474..
 37. A. V. Stankovsky, Ye. A. Litinskaya, A. D. Nemshon, S. V. Polenga, 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). 2016.
 38. 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.
 39. Litinskaya Y. A., Stankovsky A. V., Polenga S. V., Salomatov Yu. P. Wide-angle antenna systems with mechanoelectrical beam steering // Journal of Physics: Conference Series, Vol. 1515, Is. 4. 2020.
 40. Y. A. Litinskaya, S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, A. D. Hudonogova and Y. P. Salomatov. A Subarray for Ku-Band High-Gain Scanning Antenna Based

- on CTS Waveguide // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russia, 2019, pp. 285-288.
41. 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.
 42. Станковский А.В., Поленга С.В., Литинская Е.А. и др. Антенная решетка Ку-диапазона частот на основе резонатора Фабри-Перо // Письма в журнал технической физики. 2023. Т. 49. Выпуск 13. С. 3-6.
 43. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2017611352. Программа расчёта перфорированных диэлектрических структур квазиоптического управления лучом. // Станковский А. В. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 02 февраля 2017 г.
 44. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2023666779. Расчет отклоняющей структуры, набранной из диэлектрических пластин треугольной формы. // Станковский А. В., Поленга С. В., Стригова Е. А. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 04 августа 2023 г.
 45. И. Б. Вендик, О. Г. Вендик. Метаматериалы и их применение в технике сверхвысоких частот (Обзор) // Журнал технической физики. 2013. Т. 83. №. 1. С. 3-28.
 46. Гуляев Ю. В., Лагарьков А. Н., Никитов С. А. Метаматериалы: фундаментальные исследования и перспективы применения // Вестник российской академии наук. 2008. Т. 78. №. 5. С. 438–449.
 47. Engheta N., Ziolkowski R. W. (ed.). Metamaterials: physics and engineering explorations. John Wiley & Sons. 2006.

48. Vendik I. B., Vendik O. G., Odit M. A. Theory and Phenomena of Metamaterials, *Metamaterial Handbook*. // Ed. by F. Cappolino. 2009.
49. Б. А. Беляев, В. В. Тюрнев, А. С. Волошин, Ан. А. Лексиков, Р. Г. Галеев, академик РАН В. Ф. Шабанов. Полосно-пропускающий фильтр из диэлектрических слоев с субволновыми решетками полосковых проводников на границах // Доклады Российской академии наук. Физика, технические науки. 2020. Т. 494. №. 1. С. 75-81.
50. Одит М. А., Вендик И. Б., Вендик О. Г. Метаматериал на решетке связанных диэлектрических резонаторов // СПбГЭТУ "ЛЭТИ. С. 3. 2008..
51. Астрахан М. И., Ляпунова Н. М., Ферсман Г. А. Частотно-селективная поверхность. 1994.
52. M. A. Al-Joumayly, N. Behdad. Wideband Planar Microwave Lenses Using Sub-Wavelength Spatial Phase Shifters // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, December 2011. PP. 4542–4552.
53. C. R. White, J. P. Ebling, G. Rebeiz. A wide-scan printed planar K-band microwave lens // 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2005, vol. 4. P. 313–316.
54. N. Singh et al. A Survey on Free -Standing Phase Correcting gain enhancement Devices // *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Volume 4, Issue 7, July-2013. P. 109–115.
55. A. M.B. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design // New York: Wiley-Interscience, 2000.
56. Б. А. Беляев, В. В. Тюрнев, А. С. Волошин, Ан. А. Лексиков, Р. Г. Галеев, академик РАН В. Ф. Шабанов. Полосно-пропускающий фильтр-поляризатор на диэлектрической слоистой структуре с решетками полосковых проводников // Доклады Российской академии наук. Физика, технические науки. 2020. Т. 493. №. 1. С. 5-10.

57. Б. А. Беляев, В. В. Тюрнев, А. С. Волошин, Р. Г. Галеев. Микроволновый полосно-пропускающий фильтр на диэлектрических слоях с металлическими сетками // Письма в ЖТФ. Т. 44, В. 10. 2018.
58. Беляев Б. А. Т.В.В. Полосно-пропускающая частотно-селективная поверхность. 2019, Патент на изобретение.
59. А. В. Станковский, А. Д. Немшон, Е. А. Литинская, С. В. Поленга, Р. М. Крылов, Ю. П. Саломатов. Широкополосная антенная решётка проходного типа на основе пространственных полосовых фильтров // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – № 8/3. – Т. 58. – С. 71–75.
60. Nemshon A. D., Alexandrin A. M., Polenga S. V., Stankovsky A. V., Panko V. S., Salomatov Y. P. A broadband sub-wavelength phase-correcting element for transmit antenna arrays // 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology. 2014. P. 469-470.
61. Stankovsky A. V., Litinskaya Y. A., Nemshon A. D., Polenga S. V., Salomatov Y.P. Synthesis of Spatial Band-Pass Filter Based on Frequency-Selective Surfaces // Proceedings - 2021 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2021, pp. 234–237.
62. AL-Joumayly M. A., Behdad N. A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements // IEEE transactions on antennas and propagation, 2010, vol. 58. No. 12. P. 4033–4041.
63. A. I. Zverev, Handbook of Filter Synthesis. New York: Wiley, 1967.
64. Ханзел Г.Е. Справочник по расчету фильтров. США 1969. Пер. с англ., под ред. А. Е. Знаменского. Москва: Советское радио, 1974.

65. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. Пер. с нем. Ю. В. Камкина, под ред. Н. Н. Слепова. Москва: Радио и связь, 1983.
66. Л. В. Алексеев, А. Е. Знаменский, Е. Д. Лоткова. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. Москва: Связь, 1976.
67. O. Luukkonen et al. Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6. Jun. 2008. PP. 1623–1632.
68. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2020610447. Программа синтеза пространственного полосового фильтра N-го порядка на основе ЧСП. // Станковский А. В., Немшон А. Д., Поленга С. В., Литинская Е. А. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15 января 2020 г.
69. Ivanov A. S., Lemberg K. V., Polenga S. V., Krylov R. M., Salomatov Y. P. Implementation of antenna near-field scanning without using probe position sensors // *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. Omsk, Russia, 21-23 May 2015. Piscataway. IEEE. 2015.
70. Zheng Liu et al. On Polarization Matching Algorithm of VICTS Antenna // *2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 2018, P. 556–559.
71. A. V. Stankovsky, Ye. A. Litinskaya, A. M. Alexandrin, S. V. Polenga, Yu. P. Salomatov. Spatial Polarizers for CTS Structure-Based Antenna Arrays // *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus)*. 2019. P. 885-889.
72. J.C. Zhang et al. Multifunctional Meander Line Polarizer // *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 6, 2009. pp. 55-60.

73. Р. Г.Е. Антенны круговой поляризации для систем высокоточного позиционирования: диссертация канд. техн. наук. Сибирский федеральный университет («СФУ»), Красноярск, 2021.
74. P. Naseri et al. Dual-Band Dual-Linear-to-Circular Polarization Converter in Transmission Mode Application to K/Ka -Band Satellite Communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Volume: 66, Issue: 12, December 2018). P. 7128-7137.
75. M. Mazur, W. Zieniutycz. Multi-layer meander line polarizer for Ku band // 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. MIKON - 2000. Conference Proceedings (IEEE Cat. No.00EX428). P. 78–81.
76. M-A. Joyal et al. A Meander-Line Circular Polarizer Optimized for Oblique Incidence // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 63, Issue: 12, December 2015. P. 5391–5398.
77. A. Ericsson, D. Sjöberg. Design and Analysis of a Multilayer Meander Line Circular Polarization Selective Structure // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 65, Issue: 8, August 2017. P. 4089–4101.
78. M. Ferrando-Rocher et al. Circularly Polarized Slotted Waveguide Array With Improved Axial Ratio Performance // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 64, Issue: 9, September 2016. P. 4144-4148.
79. X. Huang et al. Ultrathin Dual-Band Metasurface Polarization Converter // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 67, Issue: 7, July 2019. P. 4636–4641.
80. A. V. Stankovsky, S. V. Polenga, R. M. Nemshon, Y. A. Litinskaya, E. R. Gafarov, Yu. P. Salomatov. Meander-Line Polarizer for Omnidirectional Antenna // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Moscow, Russia. 2016. pp. 1-4.

81. E. R. Gafarov, A. V. Stankovsky, Y. P. Salomatov. A GNSS dipole antenna with a meander-line polarizer for the reduction of multipath interference // 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), pp. 311-313.
82. E. R. Gafarov, A. V. Stankovsky, Y. P. Salomatov. A GNSS Quadrupole Antenna With a Spatial Polarizer for the Suppression of Low-Angle Multipath // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Moscow, Russia. 2016.
83. L. Young et al. Meander-Line Polarizer // 1973 IEEE Transactions on Antennas and Propagation, May 1973. J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp. 68–73.
84. R-S. Chu, K-M. Lee.. Analytical Model of a Multilayered Meander-Line Polarizer Plate with Normal and Oblique Plane-Wave Incidence // 1987 IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-35, No. 6, June 1987. P. 652–661.
85. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2023614189. Программа расчета размеров меандрового поляризатора плоской и цилиндрической форм. // Станковский А. В., Поленга С. В., Литинская Е. А. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 27 февраля 2023 г.
86. C. Molero et al. Circuit-model approach for polarizing surfaces based on stacked meander-line gratings // 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). 09-13 April 2018.

Приложение А. Документы, подтверждающие право на интеллектуальную собственность

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017611352

Программа расчёта перфорированных диэлектрических структур квазиоптического управления лучом

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Сибирский федеральный университет» (СФУ) (RU)*

Автор: *Станковский Андрей Вадимович (RU)*

Заявка № **2016663333**

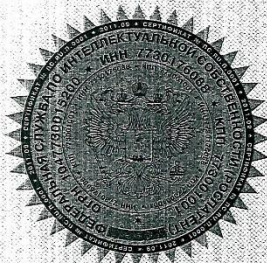
Дата поступления **08 декабря 2016 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **02 февраля 2017 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Ислюев Г.П. Ислюев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020610447

**Программа синтеза пространственного полосового фильтра
N-го порядка на основе ЧСП**

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования «Сибирский
федеральный университет» (СФУ) (RU)*

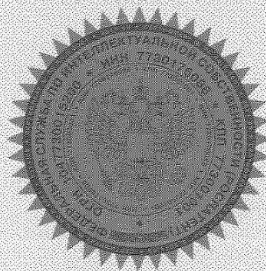
Авторы: *Станковский Андрей Вадимович (RU), Немшон Андрей
Данилович (RU), Поленга Станислав Владимирович (RU),
Литинская Елена Алексеевна (RU)*

Заявка № 2019667328

Дата поступления 25 декабря 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 15 января 2020 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023614189

**Программа расчета размеров меандрового поляризатора
плоской и цилиндрической форм**

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Сибирский федеральный университет» (СФУ) (RU)*

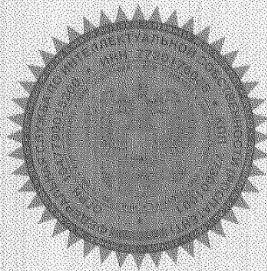
Авторы: *Станковский Андрей Вадимович (RU), Литинская
Елена Алексеевна (RU), Поленга Станислав
Владимирович (RU)*

Заявка № 2023613021

Дата поступления 14 февраля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 27 февраля 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023666779

Расчет отклоняющей структуры, набранной из
диэлектрических пластин треугольной формы

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Сибирский федеральный университет» (СФУ) (RU)*

Авторы: *Станковский Андрей Вадимович (RU), Стригова
Елена Алексеевна (RU), Поленга Станислав
Владимирович (RU)*

Заявка № 2023666041

Дата поступления 24 июля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 04 августа 2023 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

Приложение Б. Акты использования результатов работы



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

АКТ
об использовании результатов диссертационной работы
«Плоские антенные системы с широкоугольным механоэлектрическим
сканированием» Станковского Андрея Вадимовича в
НИОКР АО «НПП «Радиосвязь»

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

Станковским А. В. были предложены конструкции плоских антенных систем с широкоугольным механоэлектрическим сканированием для мобильных и стационарных терминалов связи с использованием средне- и низкоорбитальных КА.

Была разработана отклоняющая структура квазиоптического управления ДН, входящая в состав двухслойной сканирующей системы с толщиной профиля порядка 2λ и сектором сканирования 120° , предложено использование пространственного поляризатора меандровой формы с высотой профиля $\lambda/4$ в составе сканирующей системы для получения коэффициента эллиптичности от 0,6 до 0,9 в полосе частот не менее 20% при углах наклона ДН $\pm 40^\circ$.

Результаты диссертационной работы использованы в ходе выполнения НИР «Разработка материалов для эскизного проекта по разработке антенных модулей спутниковой связи. Рассмотрение возможности применения квазиоптических решёток и антенн с ЧСП», в которой были разработаны модели плоских антенных систем с механоэлектрическим типом сканирования на основе диэлектрических отклоняющих систем и систем на ЧСП. Принятые решения позволили получить угол наклона ДН 30° в одном слое и $\pm 60^\circ$ в двухслойной системе при неизменном профиле сканирующей АС.

Генеральный директор
АО «НПП «Радиосвязь»



Р. Г. Галеев

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе

ФГАОУ ВО «Сибирский

Федеральный университет»

Барышев Р. А.

» _____ 2023 г.



АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы Станковско А. В.
«Плоские антенные системы с широкоугольным механоэлектрическим
сканированием»**

Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационной работы Станковско Андрея Вадимовича в работах, выполняемых в ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет».

Станковским А. В. были разработаны и исследованы конструкции плоских антенных систем с широкоугольным механоэлектрическим сканированием при выполнении гранта РФФИ «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), гранта КГАУ «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» – «Антенны перспективных сетей связи для использования на территориях Крайнего Севера» (договор № 711 от 21.12.2022).

Разработанные плоские антенные системы характеризуются сектором изменения положения максимума диаграммы направленности 100° - 120° в угломестной плоскости в двухслойной системе с механоэлектрическим типом сканирования на основе диэлектрических отклоняющих структур при неизменном профиле сканирующей АС.

Эффективность использования результатов работ характеризуется увеличением коэффициента направленного действия на 1,5 дБ на частоте Ку-диапазона 11,7 ГГц при использовании «согласующего» слоя толщиной $2\lambda/5$ и диэлектрической проницаемостью 2,4.

Руководитель ОРНД

Казakov В. С.

УТВЕРЖДАЮ



Проректор по учебной работе
Федерального научного центра
информационной оптики и фотоники
Сибирского федерального университета

Гуц Д. С.

« » 2023 г.

АКТ

**об использовании в учебном процессе результатов диссертационной работы
Станковско А. В. «Плоские антенные системы с широкоугольным
механоэлектрическим сканированием»**

Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационной работы Станковско Андрея Вадимовича в учебном процессе Института инженерной физики и радиоэлектроники СФУ в соответствии с учебными планами студентов направления 11.04.01 «Радиотехника».

Магистерская программа 11.04.01.04 «Микроволновая техника и антенны» направления 11.04.01 «Радиотехника».

1. Дисциплина Б1.В.ДВ.01.01 «Квазиоптические антенны и антенные решетки».

Постановка новых лабораторных и практических работ: «Исследование микрополосковой антенной решетки проходного типа», «Разработка и исследование квазиоптической микрополосковой антенной решетки проходного или отражательного типа».

2. Дисциплина Б1.В.08 «САПР СВЧ устройств».

Рассмотрение электродинамических моделей, разработанных квазиоптических отклоняющих структур и сканирующих антенных систем на их основе в новых лабораторных и практических работах:

«Построение базовых объектов. Изменение вида», «Построение трехмерных объектов. Преобразование объектов. Материалы», «Построение трехмерных объектов. Локальная система координат», «Операции экстрезии, вращения, сопряжения», «Оптимизация», «Микрополосковая антенна и антенные решетки», «Макросы».

Зам. директора ИИФиРЭ по учебной работе *Попкова Т.Н.* Попкова