

Ордена Трудового Красного Знамени  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи



**Ястребцова Ольга Игоревна**

**МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ДВУХСЛОЙНОЙ  
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКОЙ**

2.2.14 – АНТЕННЫ, СВЧ-УСТРОЙСТВА И ИХ ТЕХНОЛОГИИ

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, доцент  
Николаев Алексей Владимирович

Москва - 2021

## Оглавление

Введение.....	4
Глава 1. Применение антенных решеток в системах связи .....	12
1.1. Некоторые тенденции развития систем связи.....	12
1.2. Микрополосковые антенные решетки .....	28
1.3. Эффект «ослепления» микрополосковых ФАР .....	32
1.3.1. Причины возникновения эффекта «ослепления» ФАР.....	32
1.3.2. Существующие методы борьбы с эффектом «ослепления» ФАР .....	35
1.3.3. Переход к двухслойной диэлектрической подложке для увеличения углов «ослепления» и постановка задачи исследования. Частотные свойства излучателей с двухслойной подложкой.....	44
1.4. Выводы по разделу .....	48
Глава 2. Микрополосковые ФАР с однослойной подложкой.....	49
2.1. Анализ эффекта «ослепления» бесконечной ФАР .....	49
2.2. Определение ограничений сектора углов сканирования по критерию исключения из него углов «ослепления» .....	52
2.4. Выводы по разделу .....	58
Глава 3. Микрополосковые ФАР с двухслойной подложкой.....	59
3.1. Определение эффекта «ослепления» бесконечной ФАР с двухслойной подложкой.....	59
3.2. Экспериментальное подтверждение определения углов «ослепления» в АР с двухслойной подложкой.....	63
3.3. Расширение сектора сканирования за счет увеличения углов «ослепления» .....	72
3.4. Выводы по разделу .....	85
Глава 4. Эффект «ослепления» конечных микрополосковых ФАР.....	87
4.1. Проявление эффекта «ослепления» в конечных АР.....	87
4.2. Неравномерность коэффициента усиления в заданном секторе углов в зависимости от «ослепления» .....	97
4.3. Предлагаемый алгоритм определения параметров подложек по критерию обеспечения требуемой неравномерности КУ ФАР в секторе углов.....	102

4.4 Влияние эффекта «ослепления» на антенные системы, использующие технологию ММО .....	105
4.5. Выводы по разделу .....	107
Заключение .....	108
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Численное исследование эффекта «ослепления» ФАР с однослойной подложкой.....	110
А.1 АР из микрополосковых полуволновых диполей с однослойной диэлектрической подложкой.....	110
А.2 АР из патч-антенн с однослойной подложкой.....	115
А.3 Щелевая АР с одним слоем покрытия .....	123
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Поверхностные волны в двухслойной подложке .....	127
Б.1. Поверхностные волны электрического типа в двухслойной подложке ..	127
Б.2. Поверхностные волны магнитного типа в двухслойной подложке .....	130
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Численное исследование эффекта «ослепления» ФАР с двухслойной подложкой.....	133
В.1 АР из микрополосковых полуволновых диполей с двухслойной подложкой .....	133
В.2 АР из патч-излучателей с двухслойной подложкой .....	138
Б.3 Щелевая АР с двумя слоями покрытия .....	145
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	149

## Введение

**Актуальность работы.** Загруженность радиочастотного спектра, а также потребность в новом спектре с возможностью обеспечения возрастающей пропускной способности различных систем радиосвязи приводит к развертыванию этих систем во все более высоких диапазонах частот. Однако при этом существенно увеличиваются потери распространения радиосигнала, а в условиях плотной городской застройки, помимо этого, возрастает негативное влияние многолучевого распространения на качество радиосвязи. В то же время, при повышении рабочей частоты происходит уменьшение геометрических размеров антенных систем, что позволяет использовать многоэлементные фазированные антенные решетки (ФАР) с обработкой сигнала, реализующие технологию ММО или адаптивно формирующие диаграмму направленности с учетом изменяющихся условий распространения, а также с учетом существующей помеховой обстановки.

Для реализации таких антенных систем требуется выполнение следующих условий: возможность интеграции полотна излучателей с устройствами обработки сигнала, производство с ними в едином технологическом цикле, высокая повторяемость характеристик, невысокая стоимость, низкие массогабаритные показатели. Одним из типов ФАР, удовлетворяющих этим условиям, являются микрополосковые ФАР. Однако им свойственен эффект «ослепления», когда при отклонении луча от направления, перпендикулярного плоскости ФАР, в ее диаграмме направленности (ДН) появляется фиксированный провал, что приводит к ограничениям допустимого сектора сканирования ФАР, и, в свою очередь, влечет за собой увеличение количества ФАР, необходимых для обеспечения требуемого покрытия. Наиболее часто применяемым методом борьбы с эффектом «ослепления» является использование в плоских микрополосковых ФАР тонких подложек с небольшой относительной диэлектрической проницаемостью, что, однако, приводит к ухудшению частотных свойств излучателей и к уменьшению электрической прочности ФАР.

Для борьбы с явлением «ослепления» в микрополосковых ФАР более эффективным является предлагаемый в работе переход от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной. В настоящее время использование двухслойных диэлектрических подложек в микрополосковых антеннах недостаточно хорошо исследовано как в теоретическом, так и в практическом его аспектах. Поэтому проведенные в диссертации теоретические исследования возможности расширения широкоугольных свойств микрополосковых ФАР путем перехода от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной диэлектрической подложке являются актуальными. Результаты этих исследований позволяют утверждать, что становится возможным отдалить угол «ослепления» ФАР дальше от направления, перпендикулярного плоскости решетки, при сохранении общей толщины подложки или сохранить сектор углов сканирования без «ослепления» при некотором увеличении общей толщины подложки. Практическая значимость проведенных в работе исследований и полученных в ней результатов заключается в рекомендации о возможности использования в микрополосковых ФАР сравнительно толстых подложек и больших значений относительной диэлектрической проницаемости без эффекта «ослепления» в секторе углов сканирования, что, в свою очередь, позволит использовать более широкополосные элементы в составе ФАР, а также элементы, работающие в нескольких полосах частот.

**Степень разработанности темы.** Теоретические исследования эффекта «ослепления» в ФАР с диэлектрическим покрытием представлены в работах Hansen R.C., Amitay N., Galindo V., Wu C.P., Mailloux R.J.. Эффект «ослепления» в микрополосковых ФАР рассмотрен в работах Pozar D.M., Schaubert D.H., Bhattacharyya A.K., Mailloux R.J. В работах Amitay N., Galindo V., Wu C.P., Pozar D.M., Schaubert D.H., Bhattacharyya A.K. приводится метод определения углов «ослепления» для случая ФАР с обычной однослойной диэлектрической подложкой.

Разработанный в диссертации переход от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной диэлектрической подложке с целью отдаления углов

«ослепления» ранее не рассматривался, однако в ряде работ (В.В. Чебышев, Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов, А.Ю. Гринев, Ю.В. Котов, А.О. Касьянов) по микрополосковым антеннам и антенным решеткам представлены методы расчета характеристик и параметров микрополосковых антенн и микрополосковых антенных решеток при использовании многослойных диэлектрических подложек. Для борьбы с эффектом «ослепления» обычно предлагается использовать сравнительно тонкие подложки с небольшой относительной диэлектрической проницаемостью (Д.И. Воскресенский), также в последнее время рассматривается метод использования в качестве подложек метаматериалов (частотно-селективных структур) (Д.И. Воскресенский, А.Ю. Гринев, А.О. Касьянов, Т. Среpin, G. Donzelli, S.S. Holland). Использование тонких подложек накладывает ограничения на частотные свойства излучателей и уменьшает электрическую прочность ФАР. По сравнению с применением метаматериалов в качестве подложек, использование двухслойной диэлектрической подложки позволяет сделать конструкцию микрополосковой ФАР более простой и с меньшими массогабаритными показателями.

**Объект и предмет исследования.** Объектом исследования выбраны плоские микрополосковые фазированные антенные решетки с прямоугольной сеткой расположения излучателей, предметом исследования – их широкоугольные свойства при сканировании, ограничиваемые эффектом «ослепления».

**Цель работы.** Целью работы является решение научной задачи расширения широкоугольных свойств микрополосковых фазированных антенных решеток за счет увеличения угла «ослепления» путем перехода от однослойной к двухслойной диэлектрической подложке.

Достижение сформулированной цели потребовало решения следующих научно-технических задач:

1. научное обоснование и сравнение ограничений, накладываемых эффектом «ослепления» на сектор углов сканирования микрополосковых ФАР с однослойной и двухслойной подложками;

2. развитие возможностей применения двухслойной диэлектрической подложки в микрополосковых ФАР для увеличения углов «ослепления»;

3. проведение сравнительного анализа глубины провала в диаграмме направленности центрального элемента микрополосковой ФАР с однослойной и двухслойной диэлектрическими подложками вследствие влияния эффекта «ослепления»;

4. разработка нового подхода к определению влияния эффекта «ослепления» на коэффициент усиления микрополосковых ФАР с однослойной и двухслойной диэлектрическими подложками в широком секторе углов сканирования;

5. разработка нового алгоритма решения задачи выбора совокупности параметров двухслойной диэлектрической подложки по заданному уровню снижения коэффициента усиления микрополосковой ФАР в широком секторе углов сканирования.

**Научная новизна** работы заключается в изложении новых научно обоснованных технических решений для расширения широкоугольных свойств микрополосковых фазированных антенных решеток, в частности:

1. теоретически доказано, что применение двухслойной диэлектрической подложки позволяет увеличить угол «ослепления» микрополосковой ФАР по сравнению с микрополосковой ФАР с однослойной подложкой той же толщины;

2. проведена оценка и сравнение влияния угла «ослепления» ФАР на снижение коэффициента усиления в секторе углов сканирования и на глубину провала в ДН центрального элемента в микрополосковых ФАР с однослойной и двухслойной диэлектрическими подложками;

3. предложен новый алгоритм определения параметров двухслойной диэлектрической подложки по заданному уровню снижения коэффициента усиления микрополосковой ФАР в секторе углов сканирования.

**Теоретическая значимость** работы заключается в результатах анализа широкоугольных свойств микрополосковых ФАР с двухслойной диэлектрической подложкой в отношении эффекта «ослепления» и разработанном алгоритме

определения параметров двухслойной диэлектрической подложки по заданному уровню неравномерности коэффициента усиления микрополосковой ФАР в секторе углов сканирования.

**Практическая значимость** работы заключается в демонстрации возможности использования в микрополосковых ФАР сравнительно толстых подложек и больших значений относительной диэлектрической проницаемости без эффекта «ослепления», что, в свою очередь, позволит проектировать плоские микрополосковые ФАР, способные осуществлять сканирование в широком секторе углов. Кроме того, применение таких подложек позволит использовать более широкополосные элементы в составе ФАР, а также элементы, работающие в нескольких полосах частот.

**Личный вклад.** Все основные результаты, составляющие содержание диссертации, получены соискателем самостоятельно.

**Методология и методы исследований.** В работе использован метод интегральных уравнений, метод решения волнового уравнения, метод использования мод Флоке, компьютерное моделирование с применением современного средства электродинамического моделирования. Основные теоретические результаты были подтверждены результатами экспериментальных исследований макета микрополосковой антенной решетки с двухслойной диэлектрической подложкой.

**Достоверность.** Достоверность результатов, полученных в ходе диссертационной работы, обеспечена выбором непротиворечивого и адекватного рассматриваемым задачам математического аппарата. Предложенные теоретические выкладки подтверждаются имитационным моделированием и результатами экспериментальных исследований макета микрополосковой антенной решетки с двухслойной диэлектрической подложкой.

**Апробация результатов.** Полученные результаты опубликованы в различных специализированных изданиях в области теории и практики антенн, неоднократно докладывались на всероссийских и международных научно-технических конференциях по антенной тематике, а также обсуждались на

заседаниях кафедры технической электродинамики и антенн Московского технического университета связи и информатики.

Основные результаты диссертационной работы обсуждались и получили одобрение на следующих научных конференциях: Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества», г. Москва, МТУСИ, 2016-2019; Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо), г. Севастополь, 2016, 2018; Всероссийская конференция (с международным участием) «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации» (РСПОВИ), г. Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2016-2017; Международная научно-техническая конференция «INTERMATIC», Москва, МИРЭА, 2016-2018; Всероссийская микроволновая конференция «Московская микроволновая неделя», Москва, ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 2018; 7-я Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли», Москва, АО «Корпорация «ВНИИЭМ»», 2019; I International conference technology & entrepreneurship in digital society, Москва, Финансовый университет при Правительстве г. Москвы, 2018; Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2018, 2020.

**Реализация и внедрение результатов.** Результаты диссертационной работы были использованы и внедрены в СЧ ОКР «Разработка перспективного возимого комплекса навигационно-связного оборудования для передачи навигационных данных системы ГЛОНАСС и речи», шифр «Элемент-Поток РС», выполненной в НИИР им. М.И. Кривошеева. Кроме того, результаты диссертационной работы были использованы при проведении НИР на тему «Разработка и исследование микрополосковых и щелевых излучателей в составе фазированных антенных решеток» (номер государственной регистрации ААА-Б19-219021290164-1), выполненной в МТУСИ, и используются в учебном процессе кафедры технической электродинамики и антенн МТУСИ (дисциплины «Теория и методы расчета антенн для систем радиорелейной, спутниковой связи и

радиодоступа” и “Компьютерное проектирование антенных систем”) и наиболее полно отражены в учебном пособии «Микрополосковые антенные решетки с широкоугольным сканированием на многослойной подложке» (изд. ЭБС МТУСИ, 2020 г., автор Ястребцова О.И.).

**Публикации.** Наиболее важные результаты диссертации опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень ВАК Минобрнауки (6 работ), основными из которых являются следующие: Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн в направляющих многослойных структурах. Статья. // Антенны. – М.: 2016, №12 (232) – с. 22-32; Ястребцова О.И. Условия отсутствия «ослепления» у микрополосковых антенных решеток. Статья. // Труды МАИ. – М.: №97, 16 с.; Ястребцова О.И. Метод улучшения электрических характеристик в широком диапазоне углов микрополосковых антенных решеток. Статья. // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – М.: 2019, т. 171, №4 – с. 39-44.

Кроме того, основные теоретические и экспериментальные результаты работы опубликованы в материалах различных всероссийских и международных научно-технических конференций по антенной тематике: Ястребцова О.И. Ограничение распространения поверхностных волн путем применения для микрополосковых антенн многослойных подложек. В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2016). Материалы конференции: в 13 т., 2016. – с. 1016-1022; Ястребцова О.И. Явление «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с двухслойной диэлектрической подложкой. В сборнике: 28-я Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2018). Материалы конференции. 2018. – с. 627-633; Ястребцова О.И. Метод борьбы с явлением «ослепления» в микрополосковых антенных решетках. Доклады VI Всероссийской микроволновой конференции «Московская микроволновая неделя», 28-30 ноября 2018 г., Москва, ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 2018. - с. 29-33; Ястребцова О.И. Метод улучшения широкоугольных свойств микрополосковых антенных решеток. Тезисы докладов

7-ой Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». - Москва, АО «Корпорация «ВНИИЭМ»», 2019. - с. 128-130.

Всего по результатам исследований, проведенных в работе, опубликовано 27 печатных работ.

### **Основные положения, выносимые на защиту**

1. Применение двухслойных диэлектрических подложек для микрополосковых ФАР позволяет увеличить угол «ослепления» на величину до 42-х градусов при полуволновом периоде антенной решетки и на величину до 32-х градусов при периоде решетки  $0,6\lambda$  по сравнению с микрополосковыми ФАР с однослойными диэлектрическими подложками той же толщины с той же относительной диэлектрической проницаемостью, что и верхний слой двухслойной диэлектрической подложки.

2. Сектор углов сканирования микрополосковых ФАР с однослойной и двухслойной диэлектрическими подложками при угле «ослепления», равном 50-и градусам, сокращается на 12 градусов при допустимом уровне неравномерности коэффициента усиления в секторе 3 дБ и на 4 градуса при допустимом уровне неравномерности коэффициента усиления 1 дБ по сравнению с идеализированным случаем использования диаграммы направленности одиночного элемента.

3. Разработанный алгоритм определения параметров двухслойной диэлектрической подложки по заданному уровню неравномерности коэффициента усиления микрополосковой ФАР из прямоугольных патч-излучателей позволяет получить заданный сектор углов сканирования с погрешностью не более 4-х градусов.

## **Глава 1. Применение антенных решеток в системах связи**

### **1.1. Некоторые тенденции развития систем связи**

Согласно Преамбуле Регламента радиосвязи МСЭ (Международный союз электросвязи) [1], необходимо «при использовании полос частот для радиослужб ... учитывать то, что радиочастоты ... являются ограниченными естественными ресурсами, которые надлежит использовать рационально, эффективно и экономно», а также «все станции, независимо от их назначения, должны устанавливаться и эксплуатироваться таким образом, чтобы не причинять вредных помех радиослужбам».

В настоящее время системы связи помимо традиционных диапазонов частот переходят на использование более высоких диапазонов частот, что связано как с возможностью получить новый спектр, в котором работает меньше служб, так и с возможностью обеспечить бóльшую ширину полосы и, как следствие, большую пропускную способность таких систем.

Например, планируется и в ряде стран уже начато развертывание систем ИМТ-2020/5G в определенных на ВКР-19 (Всемирная конференция радиосвязи) на глобальном уровне полосах частот 24,25-27,5 ГГц, 37-43,5 ГГц и 66-71 ГГц. В Российской Федерации для этих систем планируется использование, в том числе, полосы частот 24,5-27,5 ГГц. При этом предполагается увеличение количества небольших сот, которые могут быть развернуты как внутри, так и вне помещения, это могут быть микросоты, фемтосоты и пикосоты. Размещаться оборудование таких базовых станций может, например, на крышах и стенах зданий, фонарных столбах, светофорах, автобусных остановках и т.д. Ожидается, что количество небольших сот по всему миру возрастет до 4,3 млн к 2025 году [2].

Как следствие, развитие сотовых систем связи потребует соответствующего развития транспортных сетей связи, работающих в рамках фиксированной службы. На Рисунке 1.1 показано сравнение основных характеристик систем ИМТ-Advanced (4G) и ИМТ-2020 (5G) [3] с учетом новых сценариев развертывания базовых станций, упомянутых выше, и повышения требований к пропускной способности для систем ИМТ-2020 (5G).

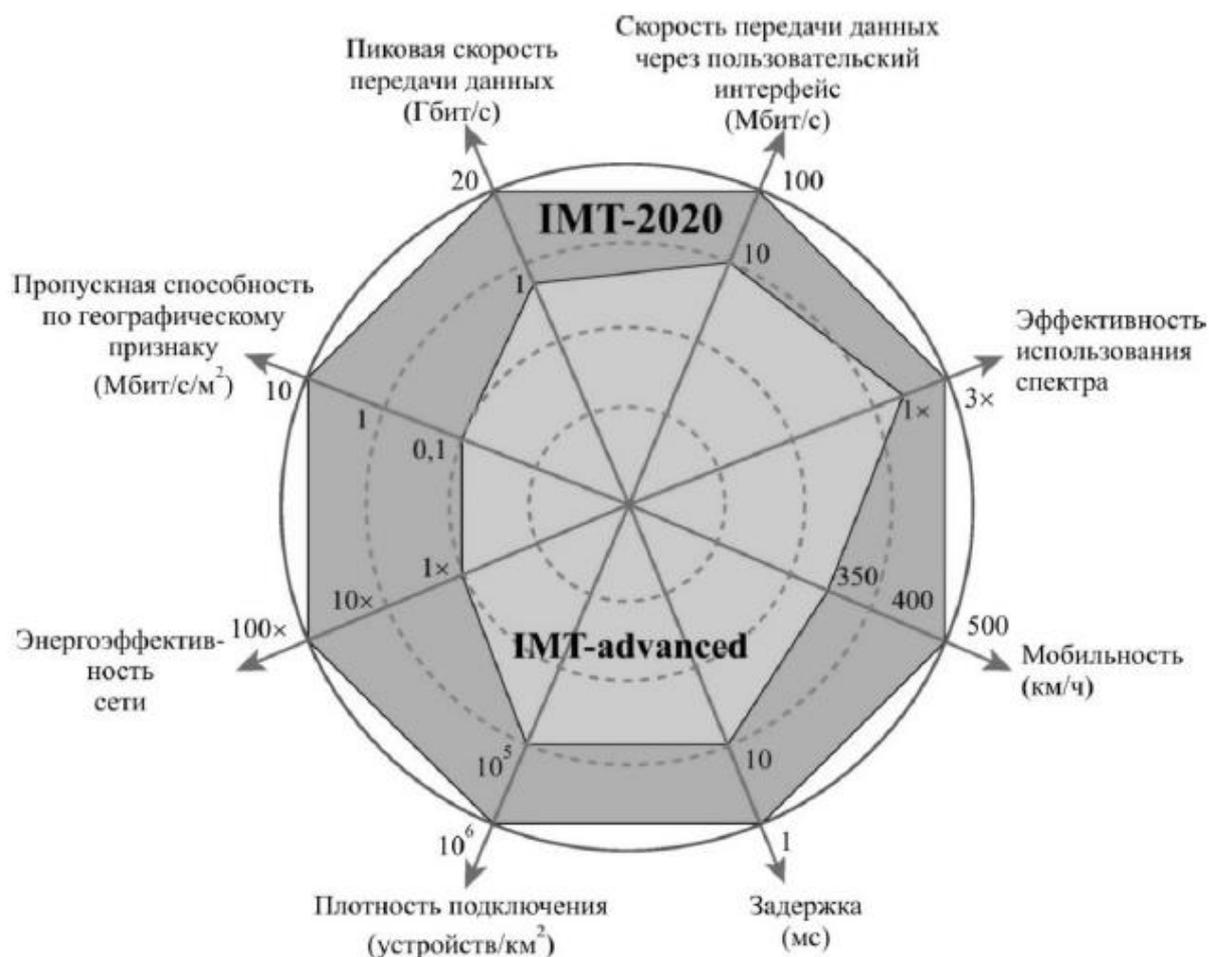


Рисунок 1.1 - Сравнение характеристик IMT-Advanced и IMT-2020 [3]

В Таблице 1.1 приведено количество работающих в России в различных полосах частот фиксированных линий двух типов (радиорелейные линии и линии «точка-многоточка» - point-to-multipoint) согласно [4]. Схематично структура системы связи «точка-многоточка» показана на Рисунке 1.2.

Таблица 1.1. Количество фиксированных линий в Российской Федерации [4]

Полоса частот	Радиорелейные линии	Центральные станции линий «точка-многоточка»
3,4-3,6 ГГц	200	4000
3,6-4,2 ГГц	400	-
4,4-5 ГГц	310	-
5,15-5,35 ГГц	1282	5419
5,65-5,85 ГГц	2258	3802

Полоса частот	Радиорелейные линии	Центральные станции линий «точка-многоточка»
5,85-5,925 ГГц	800	1150
5,925-6,425 ГГц	4500	5300
6,425-7,125 ГГц	1050	-
7,250-7,55 ГГц	10890	-
7,9-8,4 ГГц	11540	-
10-10,68 ГГц	230	600
10,7-11,7 ГГц	1440	-
12,75-13,25 ГГц	23800	-
14,25-14,5 ГГц	30	-
14,5-15,35 ГГц	23940	-
17,7-19,7 ГГц	41070	-
21,2-23,6 ГГц	29200	-
24,25-29,5 ГГц	350	330
37-39,5 ГГц	26520	-
40,5-43,5 ГГц	160	16
57,2-58,2 ГГц	220	-
71-76 ГГц /81-86 ГГц	> 1000	-

На основе Таблицы 1.1 можно сделать вывод о значительном использовании фиксированной службой полос миллиметрового диапазона. При использовании фиксированных линий «точка-точка» (радиорелейные линии) каждая линия связи требует наличия пары параболических антенн. При переходе к большому количеству небольших сот возрастает количество необходимых линий транспортной сети и, следовательно, увеличивается количество антенн. Однако как вес возможной антенной системы, так и место ее размещения ограничены. В связи с этим проблема расположения антенн, особенно в густонаселенных

районах, очень важна, и ее решением может стать использование линий связи «точка-многоточка», которые показаны на Рисунке 1.2.



Рисунок 1.2 - Система связи «точка-многоточка»

Как известно, все описанные выше системы работают в полосах совместно с другими службами, имеющими также распределение на первичной основе, причем во многих случаях речь идет также и о совместной работе с пассивными службами радиосвязи (спутниковая служба исследования Земли (пассивная) и радиоастрономия). Таким образом, работа может осуществляться только при условии обеспечения совместного использования спектра и при максимальной эффективности его использования. При этом необходимо учитывать современное состояние техники и методов использования спектра, так как иначе развертывание систем подвижной или фиксированной службы станет невозможным из-за оказания вредных помех на остальные службы, работающие на первичной основе. В процессе разработки систем связи в миллиметровых диапазонах частот с точки зрения канала распространения и антенной системы имеют место следующие основные трудности.

**Затухание сигнала.** Максимальный радиус соты значительно сокращается при переходе к более высоким диапазонам частот. Для иллюстрации этого на Рисунке 1.3 показано затухание в свободном пространстве на расстоянии 1 км, а на Рисунке 1.4 - погонное затухание в газах (дБ/км) на поверхности Земли (давление 1015 гПа, температура 15°C, плотность водяного пара 7,5 г/м<sup>3</sup>), рассчитанное по методике суммирования спектральных линий из Рекомендации МСЭ-R P.676-12.

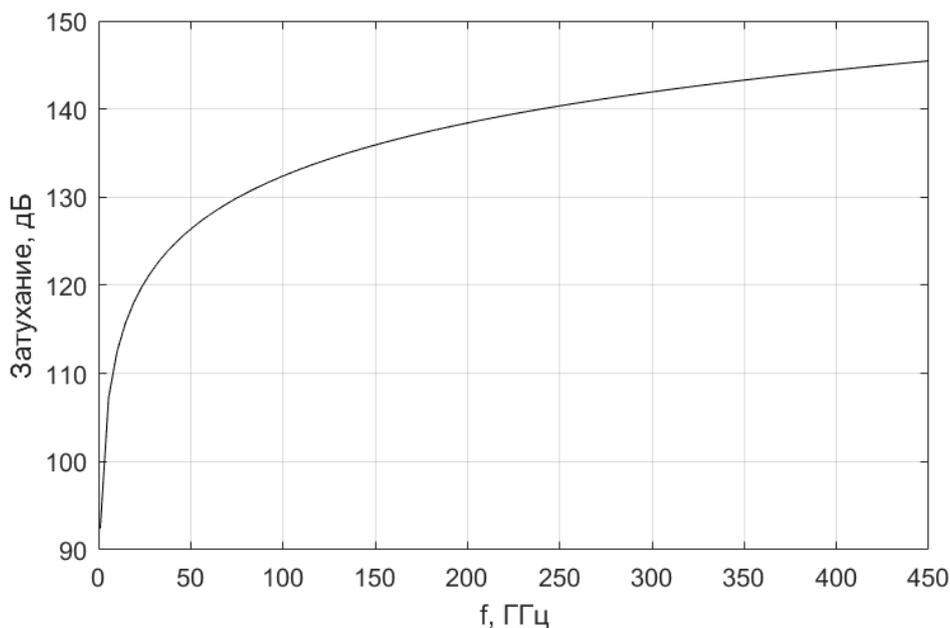


Рисунок 1.3 - Затухание в свободном пространстве на расстоянии 1 км

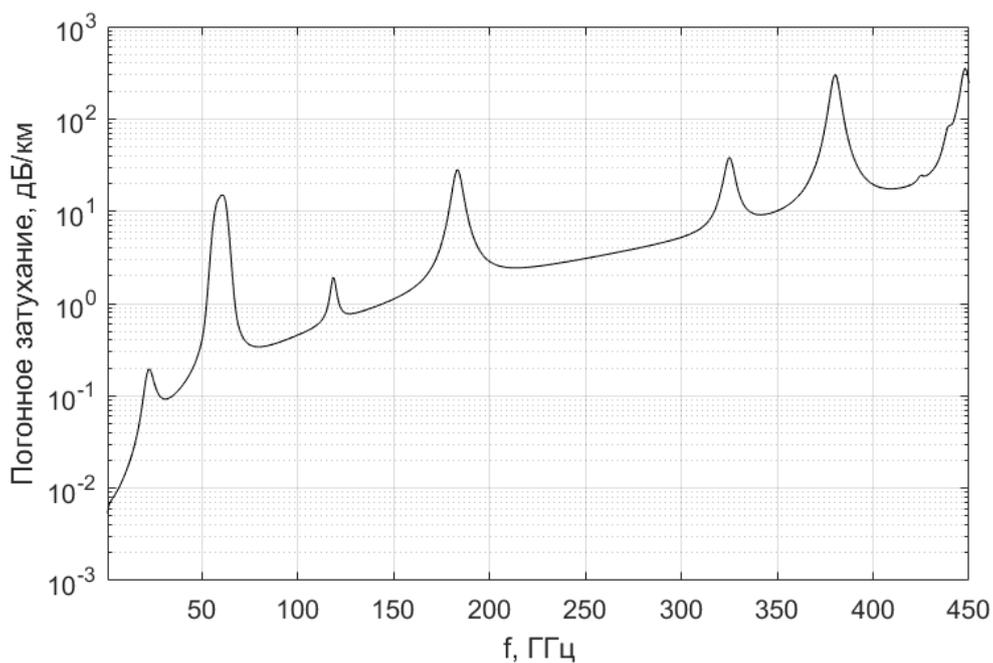


Рисунок 1.4 - Погонное затухание в газах на поверхности Земли

Также необходимо учитывать затухание в осадках, которое в диапазоне миллиметровых волн может достигать весьма значительных величин. Согласно [5], для систем связи, к надежности передачи информации в которых предъявляются высокие требования, размеры макросот в миллиметровом диапазоне не превышают величины нескольких километров, а, следовательно, для

обеспечения покрытия относительно небольших территорий их количество будет значительным.

Также следует отметить, что при определении зоны покрытия внутри помещения следует учитывать потери за счет прохождения сигнала между комнатами, этажами и т.д., что также имеет сильную частотную зависимость.

С другой стороны, достаточно быстрое затухание сигнала в диапазоне миллиметровых волн можно оценивать как преимущество, так как, например, защитные расстояния для обеспечения защиты какой-либо другой системы связи существенно сокращаются, или что возможно повторно использовать ту же частоту на сравнительно близком расстоянии. Однако, поскольку быстрое затухание сигнала приводит к сокращению зоны покрытия, то бороться с этим можно либо увеличением мощности, либо эквивалентной излучаемой мощности (э.и.и.м.) при постоянной мощности передатчика, то есть путем увеличения коэффициента усиления (КУ) антенны.

**Многолучевое распространение.** Небольшие размеры сот приводят к тому, что экономически их выгодно развертывать в основном только в зонах с высокой плотностью населения и, как следствие, в зонах с плотной городской застройкой. Из результатов проведенных в рамках МСЭ-R исследований характеристик профилей многолучевого разброса по углу (Рекомендация МСЭ-R P.1411-10) следует, что в условиях распространения радиоволн в городе, как при наличии прямой видимости, так и при ее отсутствии энергия принимаемого сигнала сосредоточена в достаточно широком секторе углов (СКО до  $61^\circ$ ). Отдельные парциальные радиоволны, распространяющиеся по различным направлениям, приходят в точку приема с различными амплитудно-фазовыми соотношениями, что усложняет их прием и обработку. На приемной стороне может быть принят один из них, самый мощный, при отсеке остальных сигналов, которые будут рассматриваться как помеха. Применение технологии ММО позволяет использовать на приемной стороне также менее мощные сигналы, приходящие с других направлений, и, тем самым, повысить надежность передачи информации или пропускную способность системы. Основным компонентом при

использовании ММО является многоэлементная ФАР с интегрированной в нее системой обработки сигналов. Из упомянутых выше исследований также следует, что даже при относительно небольших расстояниях между передающей и приемной антеннами максимальное количество лучей, по которым происходит распространение радиоволн в условиях города, может достигать 10. Это означает, что, в случае применения технологии ММО, необходимо использование ФАР с числом элементов не менее этой величины.

**Ветровые нагрузки.** При размещении антенн на фонарных столбах под действием ветровых нагрузок происходят некоторые колебания опор и, как следствие, отклонение максимума ДН от ее заданного положения, то есть возникают потери за счет углового рассогласования между максимумами ДН передающей и приемной антенн. В [6] приведены результаты измерений уровня принимаемого сигнала в условиях ветровой нагрузки на приемную антенну, проводившихся в диапазоне частот 85,5 ГГц в течение 6 месяцев. Параболическая антенна диаметром 350 мм и оборудование для измерения скорости ветра было размещено на фонарном столбе диаметром 89 мм высотой 5 м. На Рисунке 1.5 приведен пример изменений уровня принимаемого сигнала (нижняя линия) и скорости ветра (верхняя линия) в течение полутора часов.

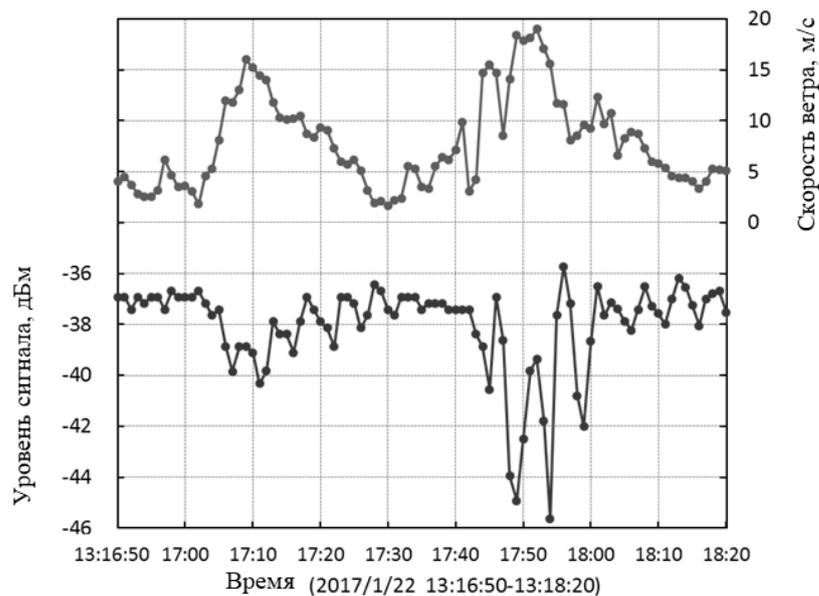


Рисунок 1.5 - Изменения уровня принимаемого сигнала и скорости ветра [6]

Из Рисунка 1.5 видно, что при усилении скорости ветра до 15-20 м/с уменьшение уровня принимаемого сигнала вследствие углового рассогласования максимумов ДН передающей и приемной антенн может достигать до 9 дБ.

Рисунок 1.6 иллюстрирует ухудшение уровня принимаемого сигнала (точки голубого цвета) в зависимости от скорости ветра по результатам тех же измерений. Черная сплошная линия – эталонный уровень при полностью отъюстированных антеннах на передающем и приемном конце, красная линия – уровень сигнала при постоянной ошибке юстировки антенн  $0,28^\circ$ , что имело место при измерениях и привело к понижению относительного уровня принимаемого сигнала на 1,2 дБ. Колебания уровня сигнала могут быть классифицированы как колебания за счет постоянной ветровой нагрузки (зеленая линия) и как вибрация (желтая линия). Синяя линия – аппроксимация результатов измерений.

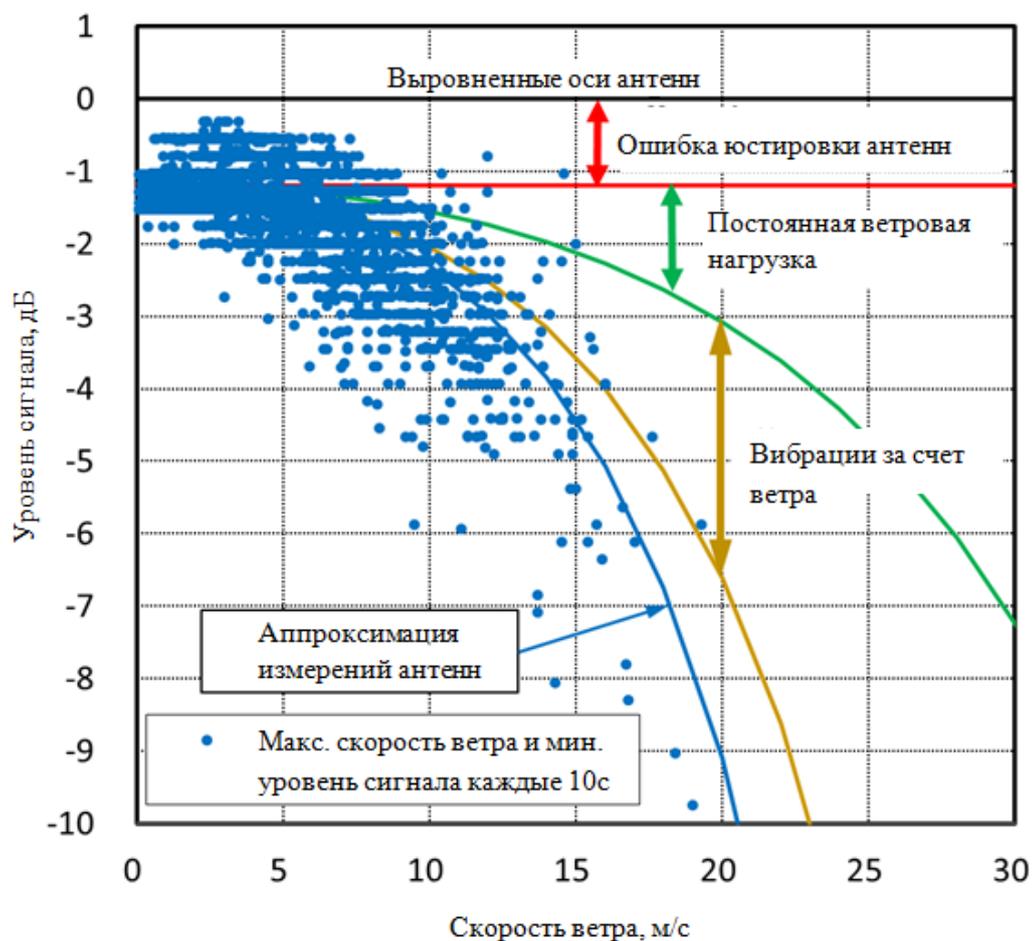


Рисунок 1.6 - Ухудшение уровня принимаемого сигнала в зависимости от скорости ветра

Анализ аппроксимирующей зависимости позволяет сделать вывод о том, что усиление скорости ветра до 15-20 м/с весьма существенно сказывается на уменьшении уровня принимаемого сигнала, который может снижаться на величину порядка 9 дБ.

Таким образом, происходит существенное ухудшение сигнала под действием ветровых нагрузок в случае размещения антенн на опорах, поддающихся колебаниям, причем, с учетом того, что это ухудшение определяется формой ДН приемной антенны, оно тем значительнее, чем уже ее ДН. Возможным методом борьбы с этим негативным явлением может быть использование адаптивной ФАР, динамически подстраивающей направление максимального приема.

**Помеховая обстановка.** Помимо упомянутой выше необходимости работать в условиях совместного использования спектра с другими службами,

необходимо учитывать помехи, оказываемые на другие станции той же системы, поэтому также актуальным является вопрос эффективного использования спектра в рамках одной системы. Таким образом, одним из методов устранения перечисленных выше трудностей является соответствующая разработка передающих и приемных антенн, способных формировать ДН требуемого вида. Также следует учитывать, что геометрические размеры антенн в миллиметровом диапазоне оказываются сравнительно небольшими, что делает возможным использование многоэлементных плоских антенных решеток (АР).

Возможность увеличить количество излучающих элементов при сравнительно небольшом размере решетки позволяет повысить КУ АР. На Рисунке 1.7 приведена зависимость коэффициента направленного действия плоской прямоугольной АР из изотропных элементов ( $M$  и  $N$  – количество элементов, укладываемых на сторонах решетки) с равноамплитудным синфазным возбуждением при расстоянии между элементами, равном половине длины волны.

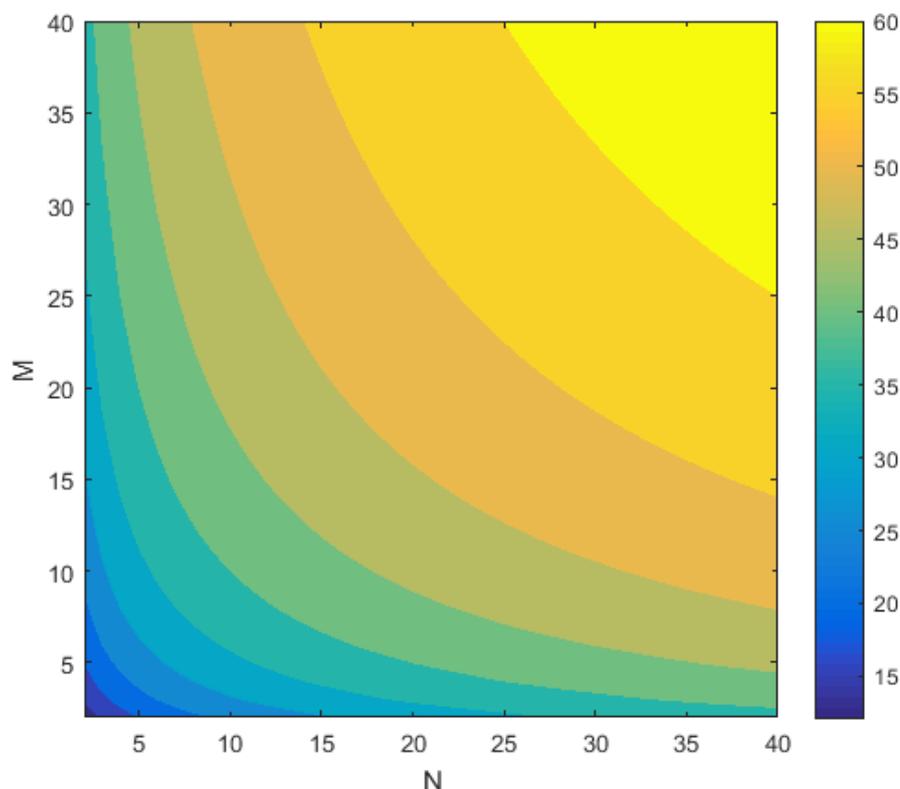


Рисунок 1.7. Зависимость коэффициента направленного действия плоской АР от количества элементов в ней.

Таким образом, повышение КУ (очевидно, и сужение ДН) позволяет повысить э.и.и.м. при сохранении мощности передатчика с целью преодоления значительного затухания сигнала. Также это позволяет ограничить уровень оказываемых или принимаемых помех и обеспечить возможность совместного использования спектра.

Последнее утверждение можно проиллюстрировать следующим образом. Одним из важных параметров систем связи является отношение сигнал/помеха плюс шум (SINR – signal to interference plus noise ratio), определяющее остальные специфические для каждого типа систем связи характеристики. Для примера на Рисунках 1.8 и 1.9 построены графики этого отношения в зависимости от углового положения одного источника помех ( $\theta_{\text{пом}}$ ) при фиксированном положении полезного сигнала ( $0^\circ$  на Рисунке 1.8 и  $30^\circ$  на Рисунке 1.9). Расстояние между излучающими элементами AP –  $0,5\lambda$ . В качестве исходного распределения было взято равноамплитудное синфазное возбуждение, обеспечивающее максимальный КУ по сравнению с другими распределениями [7], за исключением режима сверхнаправленности. Отношение сигнал/шум было взято равным 10 дБ, отношения сигнал/помеха – 0 дБ, 10 дБ и 20 дБ.

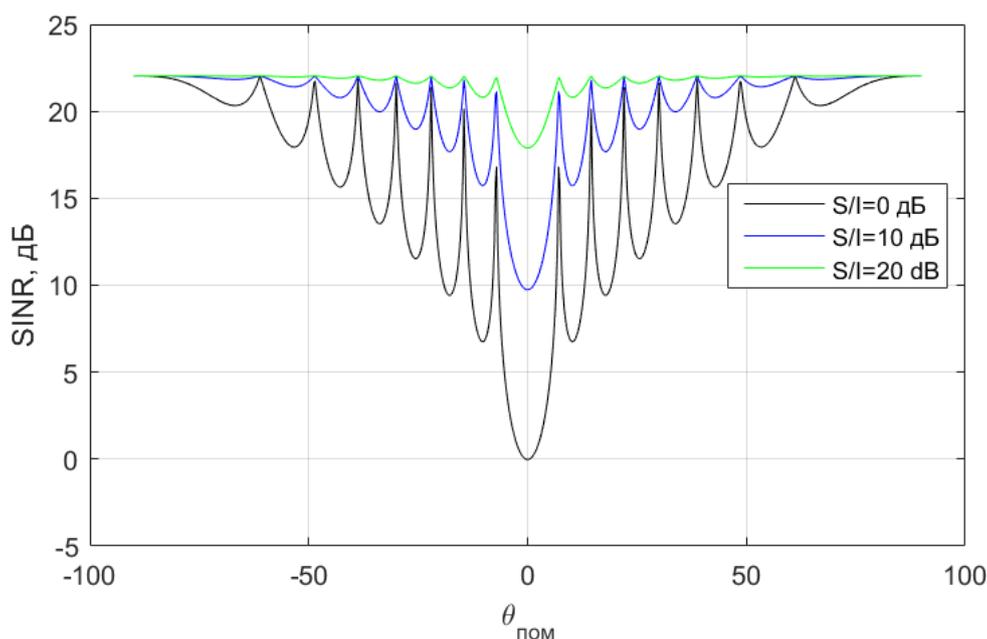


Рисунок 1.8 - Отношение сигнал/помеха плюс шум для AP при источнике полезного сигнала в направлении  $0^\circ$ .

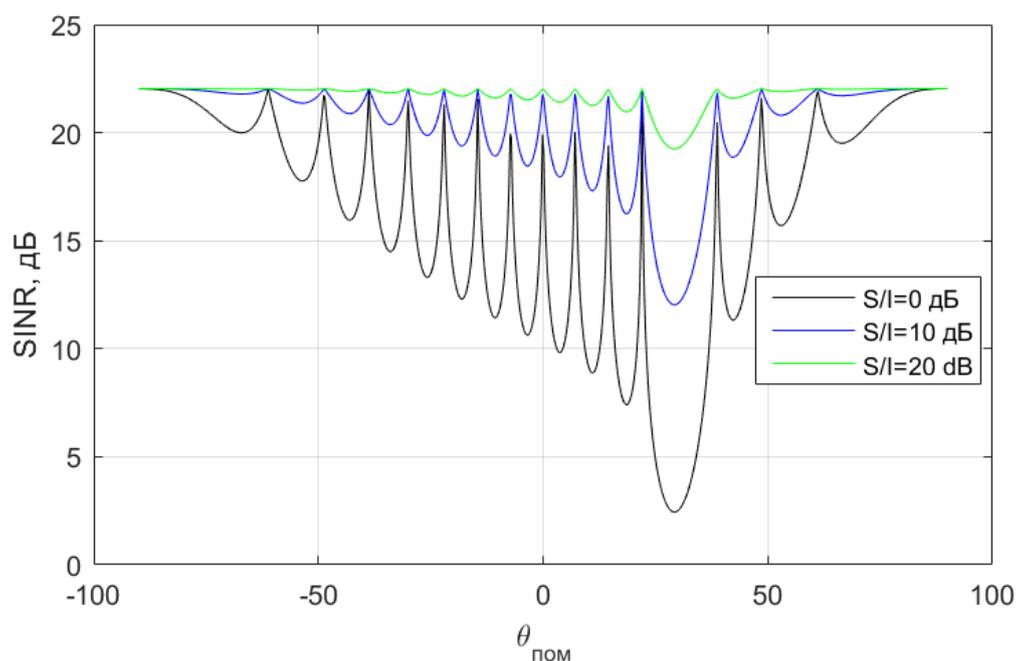


Рисунок 1.9 - Отношение сигнал/помеха плюс шум для АР при источнике полезного сигнала в направлении  $30^\circ$ .

Оба графика построены для линейных решеток из 16 излучающих элементов, такой сравнительно небольшой размер решетки был выбран для того, чтобы на графиках были различимы закономерности поведения кривых. В качестве ДН излучающих элементов использовалась идеализированная ДН из [8, 9] (Рисунок 1.10), используемая при проведении исследований совместного использования и совместимости как ДН элемента антенной решетки.

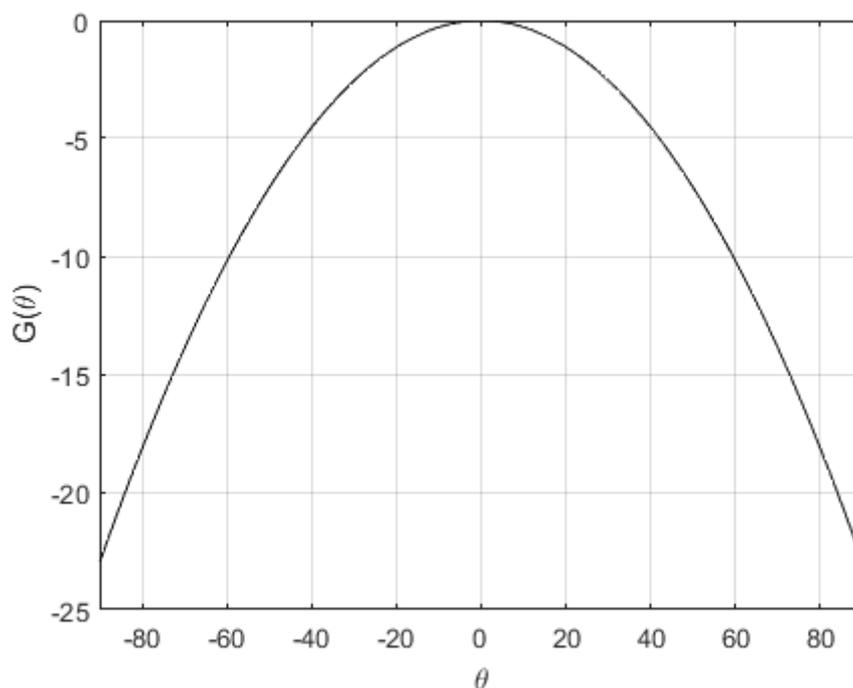


Рисунок 1.10 - Идеализированная ДН элемента АР из [8, 9]

На основе Рисунков 1.8 и 1.9 можно сделать следующий вывод: «колебания» графиков зависят от уровня помехи, а максимальное отношение сигнал/помеха плюс шум (в направлениях, где в ДН имеются нули излучения) равно сумме отношения сигнал/шум и КУ АР.

Гораздо лучших результатов с точки зрения отношения сигнал/помеха плюс шум можно добиться путем использования адаптивных ФАР, работающих по алгоритмам, максимизирующим это отношение (в англоязычной литературе технология beamforming).

Максимизация отношения сигнал/помеха плюс шум – это не обязательно формирование нулей в направлении помехи, так как помеха может быть не дискретным источником или быть достаточно широкополосной, и тогда становится невозможным полностью обнулить КУ в ее направлении. Теоретически решетка размером  $N$  элементов может обнулить  $N-1$  дискретных узкополосных помех [10], однако на практике это нереализуемо, так как при этом происходит значительная деформация ДН АР в целом. Смещение нулей ДН в направлении угла, расположенного к направлению максимума излучения ближе, чем нули вокруг главного лепестка ДН изначальной формы, приводят к

значительным нарушениям КУ в направлении полезного сигнала [11]. Расположение первых нулей вокруг главного лепестка ( $\theta_{null}$ ) приведено на Рисунке 1.11 для различных размеров линейной антенной решетки ( $N$  – количество элементов) и различных расстояний между излучающими элементами ( $d_x$ ).

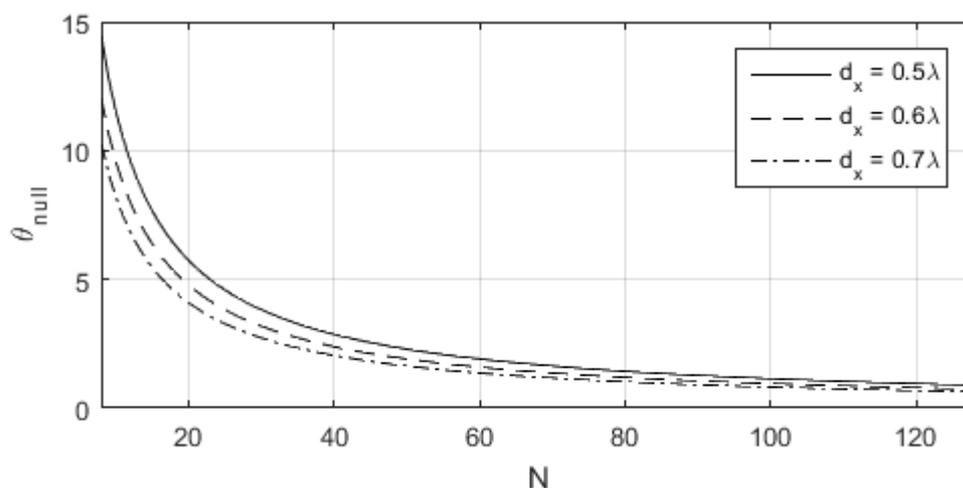


Рисунок 1.11. Положение нулей ДН АР вокруг главного лепестка

Таким образом, формирование именно нулей излучения в направлении источника помех нецелесообразно, так как могут произойти неконтролируемые изменения ДН во всех остальных направлениях, включая направление главного максимума.

Для демонстрации выигрыша за счет использования адаптивных АР, максимизирующих отношение сигнал/шум плюс помеха, были построены Рисунки 1.12 и 1.13 для той же конфигурации АР, что и на Рисунках 1.8 и 1.9, но при применении алгоритма максимизации отношения сигнал/помеха плюс шум [12, 13]. Помеха аналогичным образом была взята как узкополосный сигнал, приходящий с дискретного направления ( $\theta_{пом}$ ).

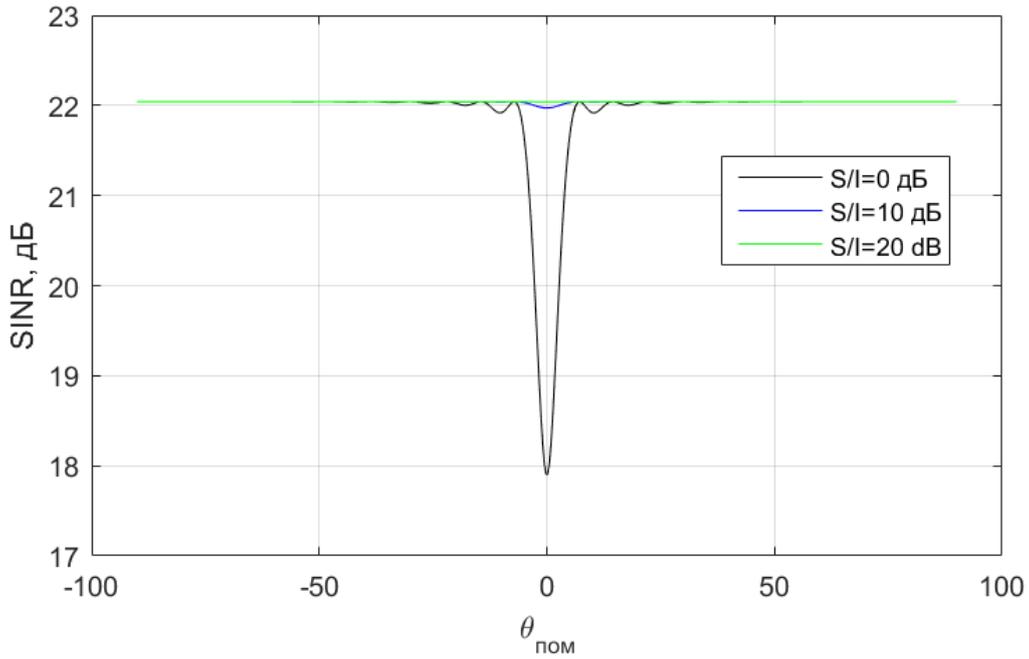


Рисунок 1.12 - Отношение сигнал/помеха плюс шум для адаптивной АР при источнике полезного сигнала в направлении  $0^\circ$ .

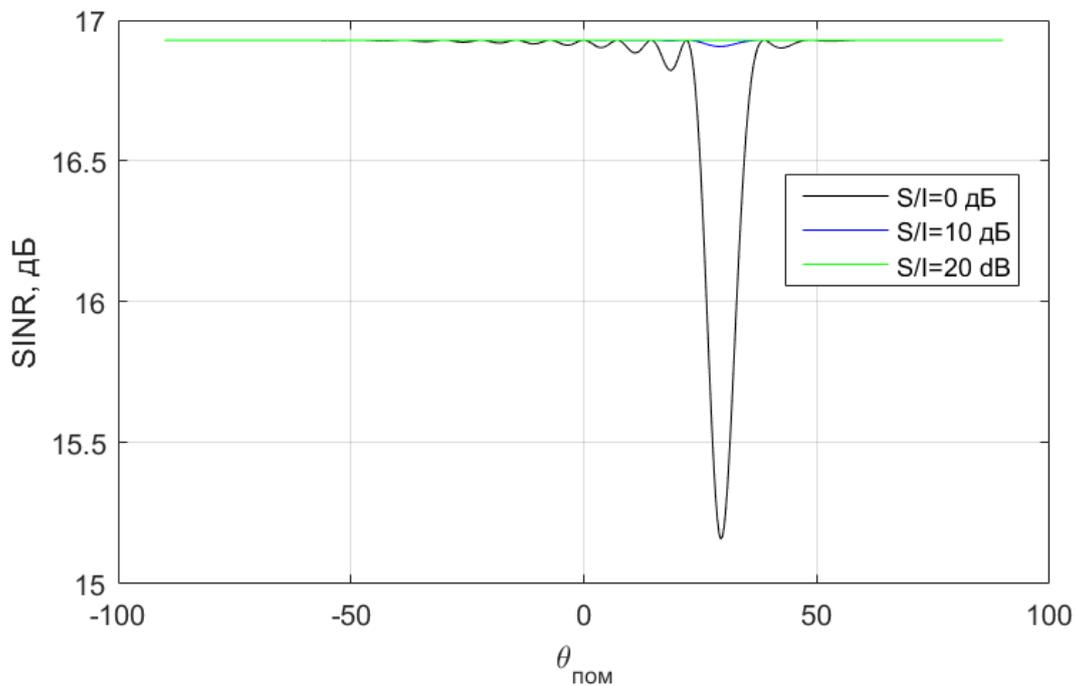


Рисунок 1.13- Отношение сигнал/помеха плюс шум для адаптивной АР при источнике полезного сигнала в направлении  $30^\circ$ .

Сравнение зависимостей отношения сигнал/помеха плюс шум для простой ФАР (Рисунки 1.8 и 1.9) и адаптивной ФАР (Рисунки 1.12 и 1.13) позволяет

сделать вывод, что качество принимаемого сигнала в случае применения адаптивной ФАР существенно повышается за счет минимизации уровня принимаемой помехи при условии максимально возможного сохранения уровня принимаемого полезного сигнала.

Для демонстрации важности формы ДН элемента решетки, несмотря на использование адаптивных алгоритмов, был построен Рисунок 1.14, на котором приведены функции вероятности (в процентах) значения отношения сигнал/помеха плюс шум при использовании ДН, изображенной на Рисунке 1.10. Построены они были для квадратной решетки  $16 \times 16$  элементов при полуволновом расстоянии между элементами, положение угла помехи задавалось по случайному закону в горизонтальной плоскости. Каждая линия соответствовала определенному положению полезного сигнала  $\theta_0$  ( $0^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  и  $30^\circ$ ). Отношение сигнал/шум было взято по-прежнему равным 10 дБ, отношение сигнал / помеха – 10 дБ.

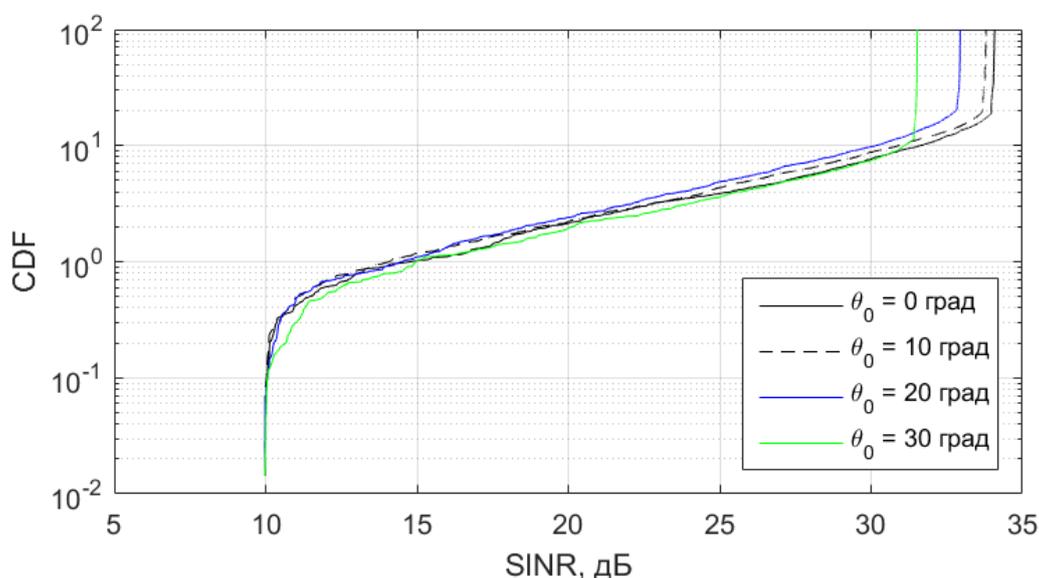


Рисунок 1.14 - Функция вероятности отношения сигнал/шум плюс помеха для различных углов прихода полезного сигнала

Отличия графиков при больших значениях вероятности связаны с уменьшением КУ в решетке по мере отклонения от направления, перпендикулярного плоскости решетки, из-за формы ДН элемента (Рисунок 1.10),

что свидетельствует о том, что форма ДН элемента решетки играет большое значение не только в обычных, неадаптивных ФАР, но и в адаптивных.

Таким образом, для формирования излучения антенных решеток, обеспечивающих эффективное использование спектра путем минимизации принимаемого или оказываемого уровня помех при сохранении требуемых качественных показателей линии связи необходимо, в том числе, учитывать форму диаграммы направленности излучающих элементов.

## 1.2. Микрополосковые антенные решетки

Для описанных выше технологий – формирования луча (beamforming) и ММО – желательно использовать такие АР, которые бы удовлетворяли следующим условиям: возможность интеграции с устройствами обработки сигнала, производство в единой цикле с ними, высокая повторяемость характеристик, невысокая стоимость, малые массо-габаритные показатели. Одним из типов АР, удовлетворяющих таким условиям, являются микрополосковые АР.

Первой публикацией по микрополосковым антеннам считается статья Дешампа 1953 года [14], в которой было предложено использовать микрополосковые линии для питания антенной решетки из печатных элементов. Непосредственно прямоугольные излучатели, так называемые патч-излучатели, впервые были упомянуты Мансоном в 1972 году в докладе на конференции [15] и позднее опубликованы в виде статьи в 1974 году [16].

При этом возможны следующие основные способы питания патч-антенн: с помощью коаксиального переходника, с помощью микрополосковой линии и с помощью щели в экране.

Однако микрополосковые антенны имеют и ряд недостатков:

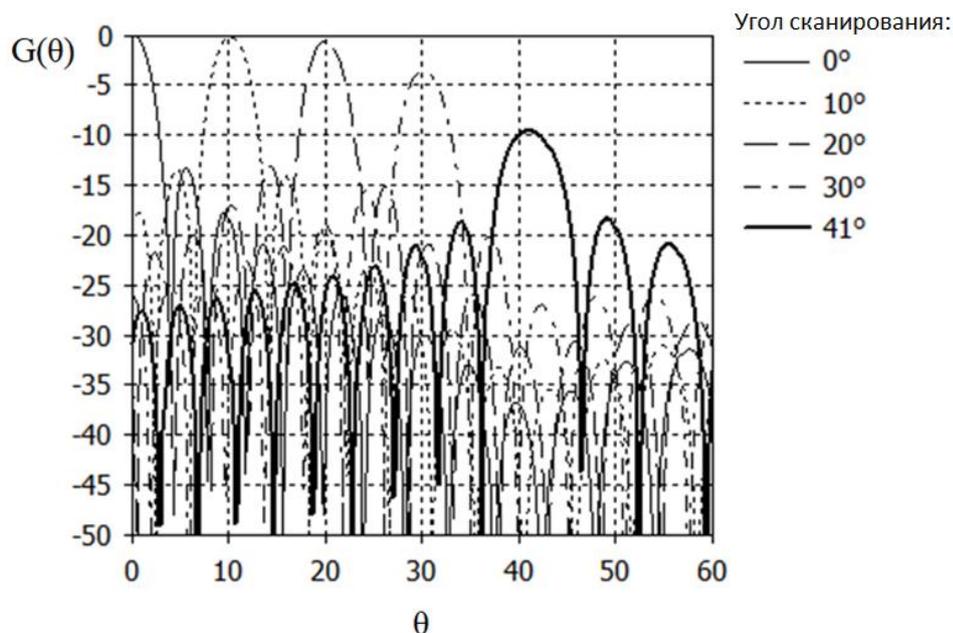
- простейший одиночный патч-излучатель прямоугольной конструкции на тонкой подложке высотой порядка  $0,02\lambda$  имеет ширину полосы менее 5%, которая, однако, при использовании специальных методов, может быть увеличена до 50% [17];

- невысокая электрическая прочность из-за небольшого расстояния между экраном и излучателем, поэтому безопасная средняя мощность не превышает нескольких десятков ватт или менее [17];

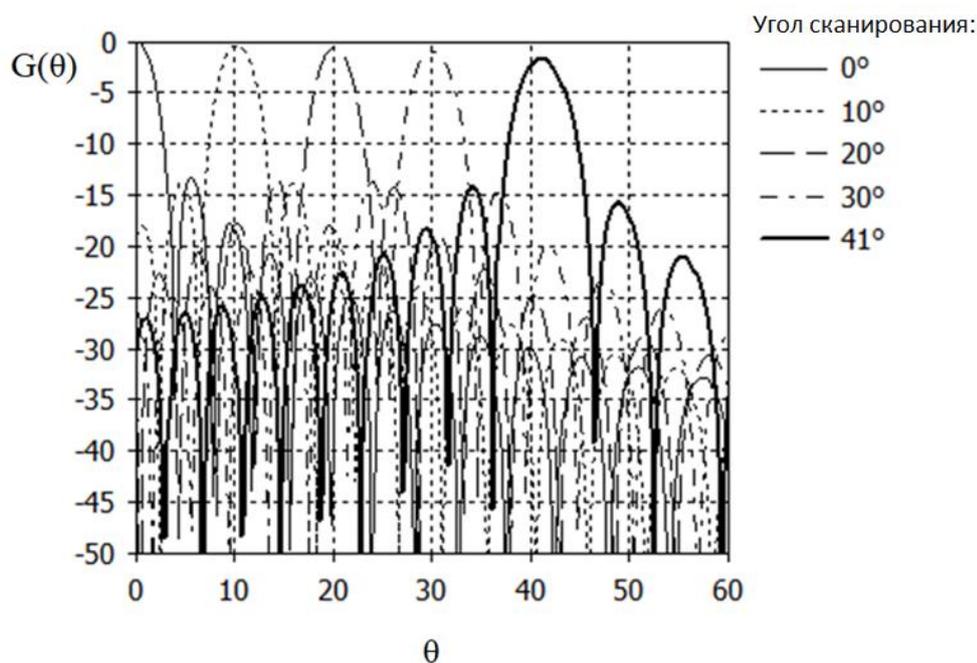
- сравнительно большие омические потери в диэлектрике по сравнению с другими конструкциями антенн такого же размера;

- при использовании микрополосковых излучателей в составе фазированных антенных решеток за счет наличия в конструкции слоя диэлектрика имеет место сильное взаимодействие между элементами [18], а также при определенных условиях может возникнуть эффект «ослепления» [19] антенной решетки, когда при отклонении луча от нормали к плоскости ФАР в ее ДН появляется фиксированный провал, что приводит к сужению допустимого сектора сканирования ФАР.

Последнее явление, приводящее к дополнительным ограничениям на допустимый сектор углов сканирования, ухудшает широкоугольные свойства решетки. Кроме того, как далее показано в разделе 4, «провалы» в ДН ФАР при эффекте «ослепления» достаточно широки, они приводят к ухудшению неравномерности КУ, то есть дополнительно сужают сектор углов сканирования. Иллюстрация этого явления представлена на Рисунке 1.15 для случая микрополосковой ФАР размером  $27 \times 27$  элементов при расстоянии между излучающими элементами  $0,55\lambda$ . На Рисунке 1.15а) представлено пять ДН ФАР при углах сканирования  $0^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$  и  $41^\circ$ , при этом для теоремы перемножения использовалась диаграмма направленности центрального элемента с учетом эффекта «ослепления», имевшего место при  $41^\circ$ .



а)



б)

Рисунок 1.15 - Диаграммы направленности микрополосковой ФАР с учетом эффекта «ослепления» (а) и без учета «ослепления» (б)

На Рисунке 1.15б) представлены ДН для того же набора углов сканирования, что и на Рисунке 1.15а), но рассчитанные без учета эффекта «ослепления», т.е. ДН центрального элемента была взята как ДН одиночного элемента. Видно, что эффект «ослепления» при 41° понизил уровень коэффициента усиления антенной решетки на 7,5 дБ.

В адаптивной ФАР эффект «ослепления» приводит к недопустимым искажениям принимаемого сигнала. Для иллюстрации этого эффекта приведен Рисунок 1.16, на котором для линейной решетки размером 16 элементов построены зависимости отношения сигнал/помеха плюс шум (SINR) в зависимости от направления прихода полезного сигнала ( $\theta_0$ ). Направление прихода помехи ( $\theta_{\text{пом}}$ ) было выбрано фиксированным и равно  $10^\circ$ . Отношение сигнал/шум равно 10 дБ. В качестве ДН элементов решетки была взята идеализированная (рассчитанная в приближении бесконечной АР) ДН центрального элемента микрополосковой АР с эффектом «ослепления» при  $20^\circ$ .

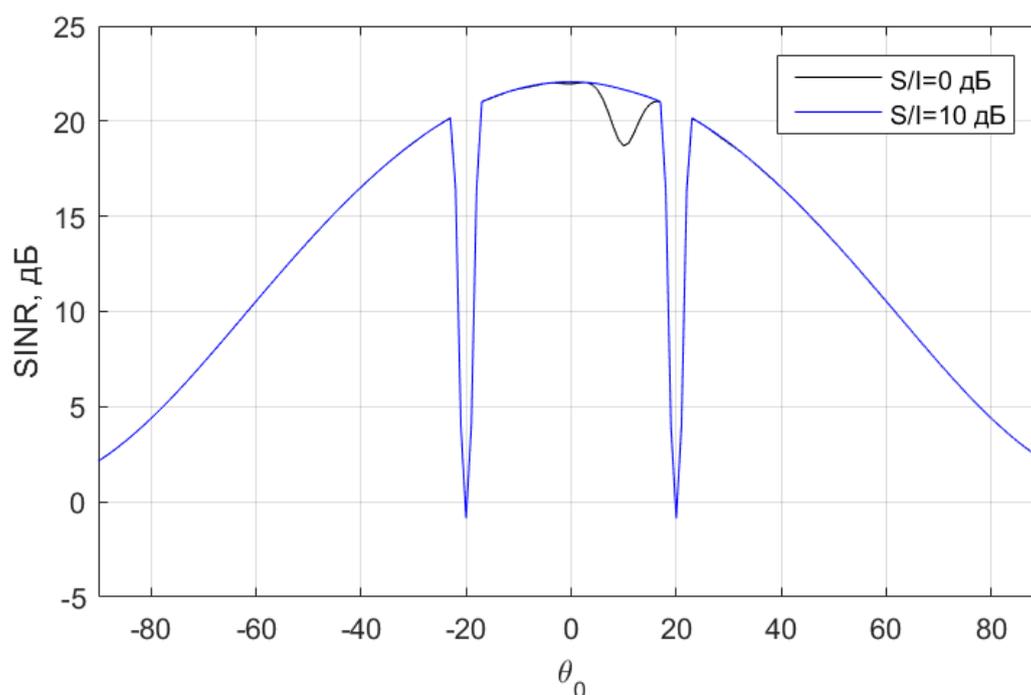


Рисунок 1.16 - Зависимость отношения сигнал/помеха плюс шум в зависимости от положения полезного сигнала для микрополосковой АР с эффектом «ослепления»

Как видно из этого рисунка, а также ранее было приведено на Рисунках 1.12 и 1.13, форма ДН элементов АР оказывает самое прямое влияние на отношение сигнал / шум плюс помеха.

Таким образом, для реализации технологий формирования ДН и ММО перспективными являются микрополосковые антенные решетки, обладающие целым рядом достоинств с точки зрения производства и массо-габаритных

показателей, однако одним из их недостатков является эффект «ослепления», при котором нарушается излучение ФАР за счет появления «провала» в излучении. Это понижение КУ ФАР, если оно окажется в секторе углов сканирования, окажет значительное негативное влияние на качественные показатели систем связи.

### **1.3. Эффект «ослепления» микрополосковых ФАР**

#### **1.3.1. Причины возникновения эффекта «ослепления» ФАР**

Эффект «ослепления» ФАР может возникнуть при использовании в антенной решетке слоя диэлектрика.

В литературе эффект «ослепления» трактуется с двух различных позиций [20, 21]: теории скрытого резонанса и нулей в ДН элемента в решетке, что соответствует двум общим подходам к исследованию АР:

- возбуждение всех элементов решетки, при этом для описания свойств решетки используется понятие входного сопротивления излучателя и коэффициента отражения;
- возбуждение одного элемента при всех остальных элементах, нагруженных на сопротивление генератора, приемника или согласованные пассивные нагрузки.

В соответствии с теорией скрытого резонанса «ослепление» ФАР связано с распространением поверхностной волны в структуре, образованной решеткой. Например, щелевая АР, возбуждаемая волноводами, может содержать слой диэлектрика поверх щелей. Если в соответствие этой решетке поставить направляющую систему поверхностной волны в виде слоя диэлектрика на сплошном проводящем экране, то «ослепление» АР из узких щелей соответствует направлению луча, при котором вдоль решетки устанавливается фазовое распределение, совпадающее в местах расположения излучателей с фазой поля поверхностной волны [20]. При этом поле в решетке над щелями идентично полю поверхностной волны в слое диэлектрика на проводящем экране, входная проводимость щелей бесконечно велика, поэтому происходит полное отражение волн, распространяющихся в волноводах, и, следовательно, решетка ничего не

излучает. Однако такая трактовка в полной мере корректна только при рассмотрении бесконечной АР, так как, согласно принципу взаимности, поверхностные волны не могут возбуждаться в решетке конечного размера [22]: предположим, что поверхностная волна может распространяться вдоль плоскости АР. Однако АР, находящаяся в режиме возбуждения одного элемента, не может быть источником этой поверхностной волны, так как для возбуждения этой поверхностной волны необходимо наличие связи между поверхностной волной и возбуждающим полем в волноводе. Наличие такой связи по теореме взаимности должно приводить к тому, что поверхностная волна, распространяясь вдоль раскрыва АР, должна отдавать элементам решетки часть своей энергии. Следовательно, такая поверхностная волна не может распространяться вдоль плоскости антенной решетки без затухания, что противоречит смыслу понятия поверхностной волны.

Если в АР возбуждается только один излучающий элемент, а все остальные нагружены на пассивные согласованные нагрузки, эффекту «ослепления» соответствуют нули ДН возбужденного излучателя. Появление нулей можно связать с возбуждением вытекающей волны, когда происходит извлечение энергии в направлении, противоположном ее распространению. Помимо вытекающей волны возбужденный излучатель создает пространственную волну. Интерференция указанных волн в пространстве над решеткой приводит к компенсации их полей в некоторых направлениях, и в ДН элемента решетки появляются нули, которые отсутствуют в ДН отдельного излучателя.

Если возбуждается только один излучатель, его окружение в виде невозбужденных элементов также участвует в излучении в зависимости от величины их пассивных нагрузок. В случае АР небольших размеров диаграмма излучателя в решетке не является одной и той же для всех элементов, поскольку крайние элементы «видят» вокруг себя другое окружение, чем центральный элемент. При этом излучение полностью возбужденной АР, все элементы которой являются активными, можно определить путем суммирования соответствующей каждому антенному элементу парциальной диаграммы направленности с

коэффициентами, учитывающими фазы возбуждения излучателей. В случае AP больших размеров можно получить без существенной ошибки ДН полностью возбужденной решетки, учитывая только ДН центрального излучателя.

Если рассматривать типы волн, которые могут возбуждаться в структуре в виде слоя диэлектрика на проводящем экране, то это могут быть поверхностные волны и вытекающие волны, которые, в отличие от поверхностных волн, не претерпевают полного внутреннего отражения на границе раздела диэлектриков, и их энергия тратится на излучение, т.е. возникает неоднородная плоская волна, постепенно затухающая по мере распространения вдоль слоя. Относительно комплексных волн, согласно [23], комплексные волны в структурах, состоящих из диэлектриков, всегда являются гибридными, и появляются при наличии электродинамической связи между электрической волной и магнитной, что становится возможным, если фазовые скорости этих волн на данной частоте равны. С учетом зависимостей от частоты фазовых постоянных поверхностных волн электрического и магнитного типов, равенство или, по крайней мере, приблизительное равенство фазовых постоянных невозможно, т.е. возникновение комплексных волн в трактовке [23] невозможно. Также следует учитывать, что эти волны, в случае их возникновения, локализованы около границы раздела сред, затухая по амплитуде при удалении от области источников, и являются нераспространяющимися [24]. В свою очередь, согласно [25], определить возможность наличия комплексных волн в структуре можно путем анализа граничных условий, не проводя решение дисперсионного уравнения. Для этого необходимо определить, является ли оператор, в который входят дифференциальное выражение и граничные условия, самосопряженным или несамосопряженным. С учетом эквивалентности граничных условий на границах слоев при подходе к границам как сверху, так и снизу, задача является самосопряженной, и комплексные волны не возникают. Эти же соображения относятся и к двухслойным диэлектрическим структурам.

Таким образом, причиной возникновения эффекта «ослепления» является распространение поверхностных волн, поддерживаемых слоем диэлектрика, являющимся составной частью ФАР.

### 1.3.2. Существующие методы борьбы с эффектом «ослепления» ФАР

При оценке методов борьбы с «ослеплением» ФАР следует учитывать, что в АР по мере отклонения луча от направления, перпендикулярного плоскости решетки, вследствие уменьшения эффективного размера ФАР происходит его расширение и деформация [26, 27], поэтому расширять сектор до значений углов сканирования, при которых луч существенно деформируется, не имеет смысла.

С учетом того, что рассматривается проблема «ослепления» ФАР для систем связи подвижной и фиксированной служб, рассматриваются исключительно плоские решетки с прямоугольной сеткой расположения элементов, так как, согласно Рекомендации МСЭ-R М.2101-0 [9], на основе технических параметров которой были идентифицированы полосы частот для глобального использования систем ИМТ на ВКР-19 (Всемирная конференция радиосвязи), а также [28, 29], для систем связи 5G предполагается использование только таких типов антенных решеток. Однако, если учитывать и другие классы ФАР, то значительного улучшения широкоугольных свойств можно добиться путем применения выпуклых ФАР [30], ФАР с пространственным размещением элементов, в частности, кольцевых концентрических антенных решеток [30], в которых устраняется эффект «ослепления» [32].

Методы борьбы с эффектом «ослепления» тесно связаны с методами, используемыми для обеспечения широкоугольного сканирования [20, 21, 26]. Однако часть из них напрямую к проблеме ограничения эффекта «ослепления» неприменима. Ниже рассмотрены используемые методы борьбы с эффектом «ослепления».

**Уменьшение периода решетки.** При этом дифракционные максимумы остаются в области мнимых углов и, как будет показано в разделе 2, углы «ослепления», расположенные обычно сравнительно близко к дифракционным

лепесткам, также не возникнут в диапазоне видимых углов. Однако при этом увеличивается взаимодействие элементов, кроме того, в микрополосковых ФАР с печатными элементами становится невозможным применять широкополосные излучающие элементы в связи с малыми расстояниями между ними.

**Размещение проводящих перегородок между излучателями.** Этот метод первоначально был предложен как метод для обеспечения широкоугольного сканирования волноводных решеток с диэлектрическими вставками. Однако, этот метод мог применяться в волноводных решетках, осуществляющих сканирование только по главным осям. Этот метод применим также к АР из микрополосковых диполей и узких щелей с диэлектрическим покрытием, но его нельзя использовать в АР, в которых отсутствует плоскость, на которой тангенциальная составляющая электрического поля равна нулю, так как только в такой плоскости можно расположить перегородки, не нарушая поля, создаваемого излучателями [33], поэтому использование этого метода для прямоугольных микрополосковых патч-излучателей не представляется возможным. Применение этого метода, с учетом того, что в нем используются сравнительно высокие перегородки высотой  $0,3\lambda - 0,4\lambda$ , ограничивает прием сигнала при больших углах сканирования [35]. Возможно применение этого метода и для ограничения эффекта «ослепления», так как проводящие перегородки препятствуют распространению поверхностных волн, однако упомянутые выше ограничения на типы излучателей и возможность приема сигналов при больших углах сканирования сохраняются.

**Использование перегородок из метаматериалов.** Метаматериал (частотно-селективная структура) - композиционный материал, свойства которого обусловлены не столько свойствами составляющих его элементов, сколько искусственно созданной периодической структурой, обладающей электромагнитными свойствами, не встречающимися в природе [34, 35]. Метод использования перегородок из метаматериалов [36, 37, 38] был предложен как развитие предыдущего метода, при его использовании удастся улучшить КУ в широком диапазоне углов при несколько меньшем затенении перегородками, высота предлагаемых перегородок из метаматериалов примерно на  $0,3\lambda$  выше

подложки [39]. Также как и в случае проводящих перегородок, этот метод применим только при сканировании по главным осям.

**RSW-антенны.** Антенны с уменьшенным возбуждением поверхностных волн (RSW – reduced surface wave) были предложены в [40]. Речь идет о патч-антенне в виде кольца с внутренним радиусом  $a$  и внешним радиусом  $b$ , закороченным на экран по внутренней стороне кольца (Рисунок 1.17). Питание подводится в точке на расстоянии от центра  $\rho_0$ .

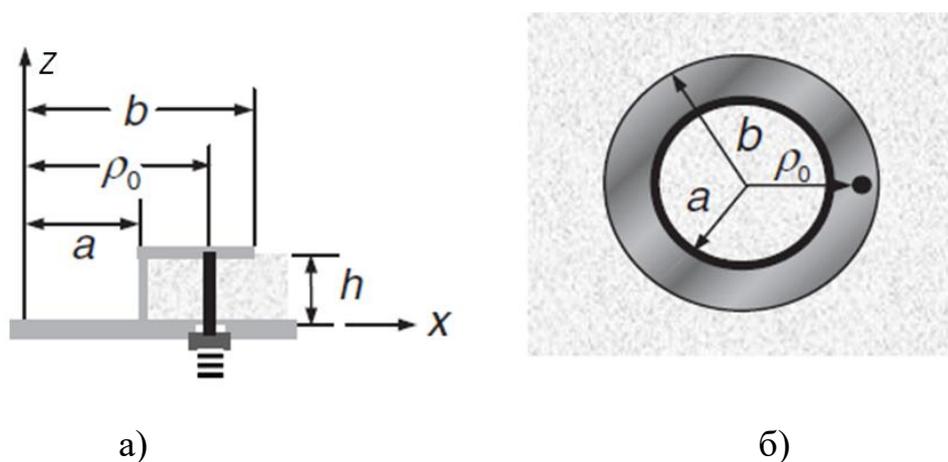


Рисунок 1.17 - RSW-антенна а) - вид сбоку, половина конструкции, б) – вид сверху

Если произвести анализ этой конструкции методом резонатора [17], то возбуждаемое магнитным током поле поверхностной волны описывается следующим выражением, ось  $OZ$  направлена перпендикулярно экрану:

$$E_z^{sw} = A \cos \varphi J'_1(\beta b) H_1^{(2)}(\beta \rho), \quad (1.1)$$

где  $A$  - амплитуда,  $\beta$  - фазовая постоянная поверхностной волны,  $J'_1$  - производная функции Бесселя  $J_1$ ,  $H_1^{(2)}$  - функция Ханкеля второго рода.

Таким образом, если  $J'_1(\beta b) = 0$ , то есть произведение  $\beta b = 1,8418$ , то поверхностная волна кольцом магнитного тока возбуждаться не будет. Если взять просто круглый патч с радиусом, равным полученному  $b$ , то патч не будет находиться в резонансе, его радиус для этого должен был бы быть меньше. Поэтому, чтобы обеспечить резонанс, внутренний радиус кольца  $a$  выбирают соответствующим образом, то есть принимают, что при  $\rho = a$  имеет место идеальная магнитная стенка, что позволяет определить величину  $a$  аналогично

тому, как определяется радиус круглого патча. Определение точки подведения питания определяется исходя из обеспечения требуемого согласования. При такой процедуре не только происходит ограничение возбуждения поверхностной волны, но также и не происходит излучения вдоль подложки. Однако в работах [17, 40] расчет предлагается производить в приближении только тонких подложек, когда величину фазовой постоянной  $\beta$  можно приближенно принять равной волновому числу в воздухе.

Из описанного выше расчета напрямую следует, что внешний радиус RSW-антенны примерно равен  $0,6\lambda$ , и этот размер не может быть уменьшен путем использования подложки с большей относительной диэлектрической проницаемостью. Таким образом, это приводит к ограничениям возможности использования таких антенн в АР, так как их можно использовать только тогда, когда расстояние между элементами превышает  $0,75\lambda$  [41]. При таком периоде решетки уже при отклонении главного лепестка до  $20^\circ$  от нормали к плоскости АР дифракционный лепесток появляется в области действительных углов.

**Использование метаматериалов (частотно-селективных структур) в качестве подложек.** Этот метод рассмотрен в ряде работ, в том числе в [42, 43, 44, 45, 46, 47], его основной идеей является ограничение поверхностных волн, возбуждаемых в подложке. На Рисунке 1.18 представлен пример патч-излучателя, расположенного на подложке из метаматериала в виде грибовидной структуры.

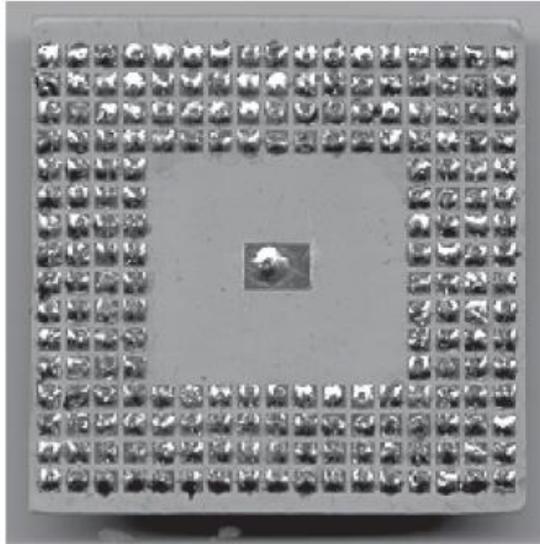


Рисунок 1.18 - Пример патч-излучателя на подложке из метаматериала из [35]

На Рисунках 1.19 и 1.20 слева показаны геометрические размеры метаматериалов двух типов в виде грибовидной структуры, использующиеся для ограничения поверхностных волн.

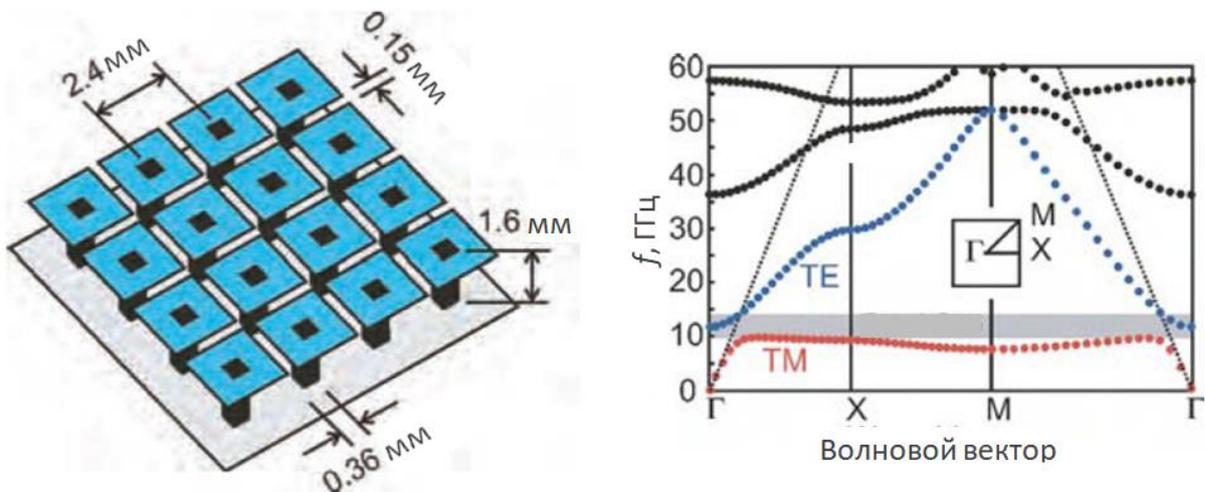


Рисунок 1.19 - Пример грибовидной структуры с прямоугольной сеткой расположения элементов из [35]

На правой части Рисунка 1.19 показана так называемая дисперсионная диаграмма для распространяющихся в метаматериалах типов волн – зависимость волнового числа от частоты для каждого типа волны. Красная линия характеризует распространение волны электрического типа (TM), синяя – распространение волны магнитного типа (TE), черными линиями изображены

высшие типы поверхностных волн. Серой полосой отмечена полоса частот, в которой высшие типы волн не возбуждаются. Для представленного здесь случая эта полоса составляет 10-14 ГГц, при этом период грибовидной структуры составляет на частоте 12 ГГц примерно  $0,096\lambda$ , т.е. периодическая структура метаматериала соизмерима с размером излучающего элемента и оказывает влияние на его характеристики.

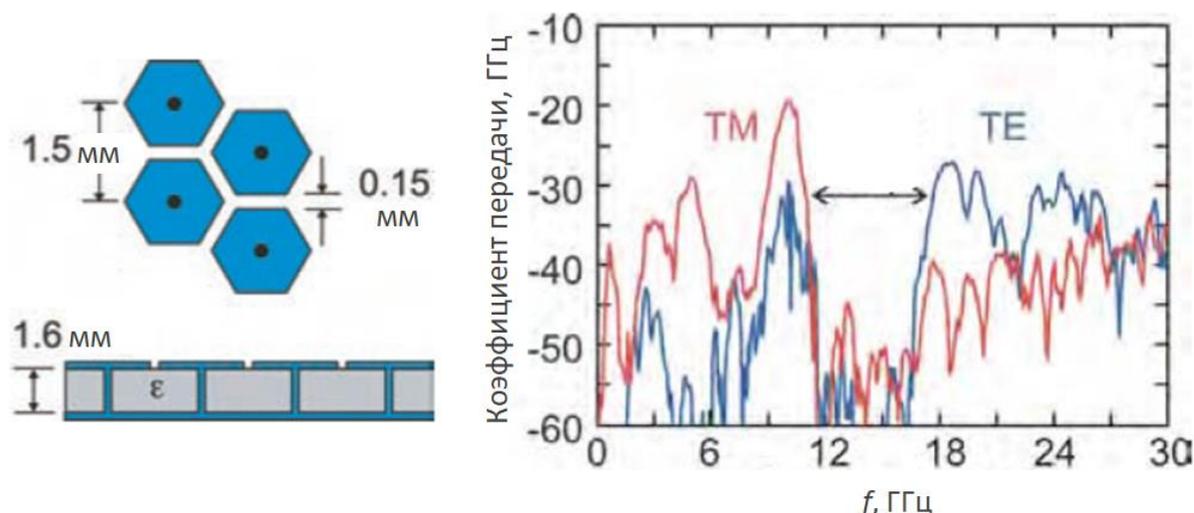


Рисунок 1.20 - Пример грибовидной структуры с косоугольной сеткой расположения элементов из [35]

На правой части Рисунка 1.20 показан коэффициент передачи двух типов поверхностных волн (электрического (TM) и магнитного (TE) типов) в зависимости от частоты. Полоса частот, в которой происходит ограничение распространения этих типов волн, - примерно 12-16 ГГц. На частоте 14 ГГц период расположения элементов составляет  $0,07\lambda$ , что также делает эту структуру соизмеримой с размерами излучающего элемента.

Таким образом, использование метаматериалов приводит к существенному усложнению конструкции антенны, а также оказывает влияние на работу излучателей в составе АР, так как период структуры метаматериалов сравним с периодом антенной решетки и размером излучающих элементов (для представленных здесь двух типов метаматериалов период составляет  $0,07\lambda \div 0,096\lambda$ ).

**Использование тонких диэлектрических подложек с небольшими значениями относительных диэлектрических проницаемостей.** Реализация этого метода позволяет сократить возбуждение поверхностных волн в диэлектрической подложке, и, как будет показано в разделе 2, угол «ослепления» отодвигается ближе к дифракционным лепесткам. Этот метод можно считать наиболее используемым на практике, однако он имеет следующие недостатки: сокращение толщины подложки приводит к уменьшению электрической прочности [48] антенны и, следовательно, ограничивает максимальную излучаемую мощность, а уменьшение относительной диэлектрической проницаемости – к увеличению размера излучающих элементов, вследствие чего они оказываются ближе расположенными друг к другу при постоянном периоде решетки и их взаимодействие увеличивается. Помимо этого, сокращение толщины подложки приводит к ухудшению частотных свойств излучателя, что нецелесообразно в случае передачи широкополосных сигналов.

Таким образом, в микрополосковой антенной решетке параметры подложки должны выбираться исходя из следующего компромисса: ширина рабочей полосы увеличивается при увеличении толщины подложки и уменьшении относительной диэлектрической проницаемости слоя диэлектрика. Например, при переходе при постоянной толщине подложки от относительной диэлектрической проницаемости 4,5 к 2,1 происходит теоретическое расширение полосы в 1,46 раза, то есть такого же результата можно было бы добиться, сохранив материал подложки, но увеличив ее толщину только в 1,46 раза. При этом увеличение толщины подложки влечет за собой усиление роли поверхностных волн.

Также следует учитывать, что при изменении параметров подложки изменяется размер излучающих элементов. Если проанализировать формулы (А.1)-(А.5), представленные в Приложении А, при уменьшении относительной диэлектрической проницаемости происходит достаточно заметное увеличение размера излучателя, тогда как при увеличении толщины подложки происходит небольшое уменьшение размера излучателей. Второе представляется более целесообразным с точки зрения размещения элементов в решетке, так как при

фиксированном периоде решетки, определяемом длиной волны в воздухе, происходит некоторое сокращение размеров элементов, что позволяет не увеличивать взаимодействие между излучающими элементами.

Таким образом, с учетом важности сохранения частотных свойств, метод ограничения «ослепления» путем уменьшения толщины подложки не целесообразен. Если же стоит задача улучшить частотные свойства, то, если не использовать специальные меры в виде более сложной конструкции излучателей, использования дополнительных паразитных элементов и т.п., увеличение толщины подложки приводит не только к увеличению роли поверхностных волн и приближению «ослепления» к направлению, перпендикулярному плоскости решетки, но и к увеличению паразитных реактивностей [49], если питание антенны осуществляется через коаксиальный разъем.

Одним из способов борьбы с последним явлением является переход к возбуждению излучателя электромагнитным способом через щель в экране (Рисунок 1.21). При этом также становится возможным разместить под экраном устройства обработки сигналов.

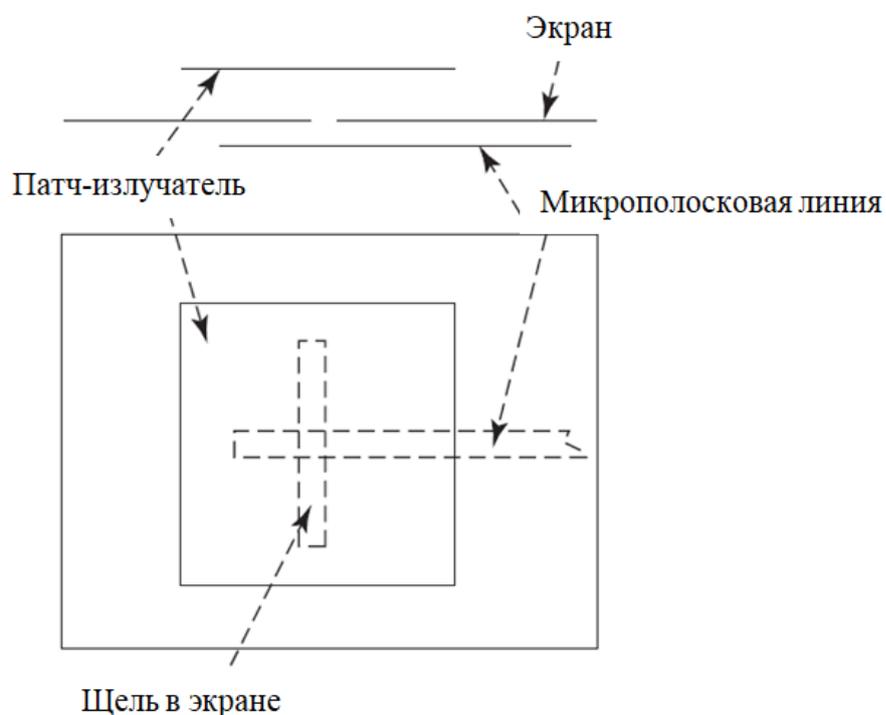


Рисунок 1.21 - Возбуждение патч-излучателя микрополосковой линией, проходящей ниже экрана, через щель [47]

Этот метод также можно использовать для работы на двух поляризациях или для создания круговой поляризации (Рисунок 1.22), если использовать крестообразную щель.

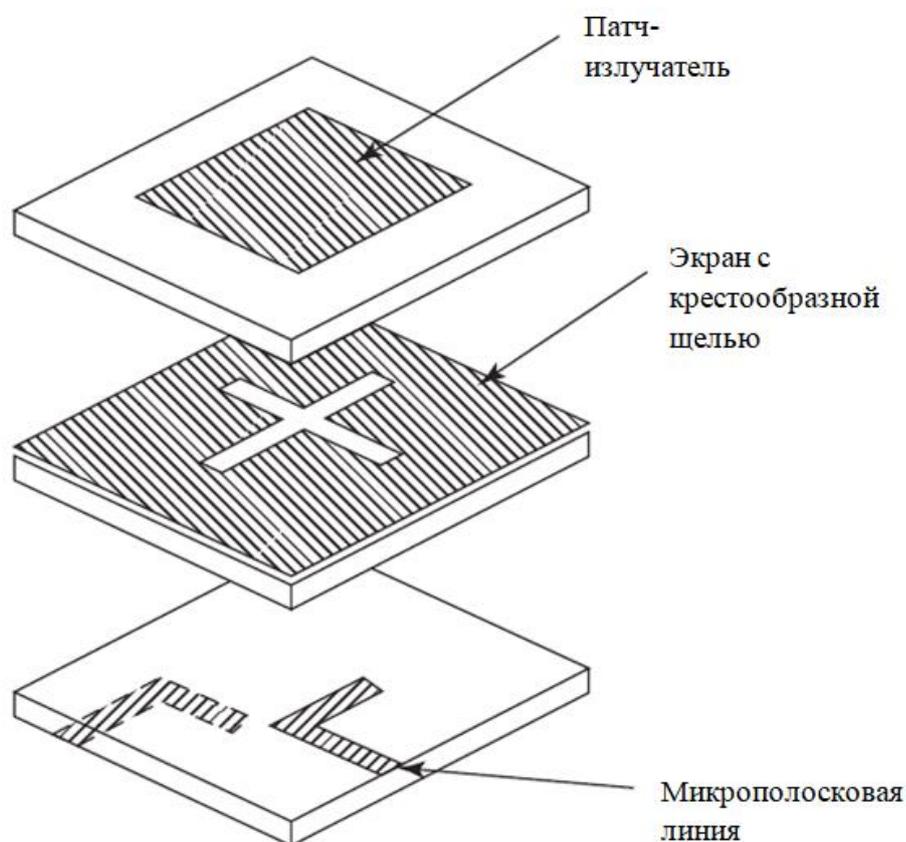


Рисунок 1.22 - Метод получения двух ортогональных поляризаций путем использования крестообразной щели [49]

При использовании таких конфигураций решается вопрос с паразитными реактивностями, но сохраняется проблема возбуждения поверхностных волн, и, как следствие, проблема с «ослеплением» ФАР.

Для борьбы с эффектом «ослепления» целесообразно использовать метод, не приводящий к принципиальному утяжелению и усложнению конструкции ФАР, однако отдаление эффекта «ослепления», то есть смещение угла «ослепления» на как можно большую величину путем уменьшения толщины подложки и использования материалов с небольшой относительной диэлектрической проницаемостью также не является желательным, так как при этом понижается электрическая прочность ФАР и ухудшаются ее частотные свойства. В связи с этим необходимо ограничить распространение поверхностных

волн в диэлектрической подложке без сокращения ее толщины. В работе для этого предлагается использовать двухслойную диэлектрическую подложку с определенным образом подобранными для этого параметрами.

### **1.3.3. Переход к двухслойной диэлектрической подложке для увеличения углов «ослепления» и постановка задачи исследования. Частотные свойства излучателей с двухслойной подложкой.**

В работе предлагается переход к двухслойной диэлектрической подложке для расширения сектора углов сканирования микрополосковых ФАР. При этом, как будет показано далее, изменяются характеристики поверхностной волны, что позволяет оптимизировать параметры подложки по критерию максимального отдаления угла «ослепления» от сектора углов сканирования.

Это отличается от метода широкоугольного согласования [50] (в англоязычной литературе “wide-angle impedance matching” - WAIM), когда на некотором расстоянии от плоскости решетки располагается слой диэлектрика, рассматривающийся как элемент, обладающий чисто реактивной проводимостью, для согласования при определенном угле сканирования. Процесс подбора параметров слоя диэлектрика может производиться по круговой диаграмме Смита по следующим формулам. Проводимость  $B$  тонкого слоя диэлектрика в направлении, перпендикулярном слою, для слоя толщиной  $H_1$  с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_{r1}$  определяется по следующей формуле:

$$\frac{B(0)}{G_0} = (\varepsilon_{r1} - 1) \frac{2\pi H_1}{\lambda}, \quad (1.2)$$

где  $G_0$  - проводимость свободного пространства. Зависимость от угла сканирования приблизительно следующая в плоскости Н:

$$\frac{B(\theta)}{B(0)} = \frac{1}{\cos \theta} \quad (1.3)$$

В плоскости Е:

$$\frac{B(\theta)}{B(0)} = \cos \theta - \frac{\sin^2 \theta}{k \cos \theta} \quad (1.4)$$

В работе [51] для улучшения сектора сканирования решетки из диполей в плоскостях  $D$  (по диагонали сетки расположения излучателей) и  $H$  был использован слой диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью 2,9 толщиной  $0,3\lambda$  на расстоянии  $0,6\lambda$  от плоскости решетки, то есть общая толщина  $AP$  была существенно увеличена. Аналогичным образом, вместо слоя диэлектрика можно использовать слой из метаматериала, в той же работе [51] приведено описание конструкции, в которой имеется слой из метаматериала в виде периодической последовательности разрезанных колец, расположенных поверх решетки из диполей на расстоянии  $8\lambda/35$ . Следует отметить, что в методе широкоугольного согласования при подборе параметров слоя диэлектрика или слоя метаматериала оптимизация излучения происходит только для определенного угла, и при этом вопрос распространения поверхностных волн не рассматривается в принципе, то есть этот метод не решает проблемы с эффектом «ослепления».

Относительно рассматриваемого в работе перехода к двухслойной подложке, известно, что использование нескольких слоев диэлектриков улучшает свойства одиночных микрополосковых излучателей и микрополосковых антенных решеток [52, 53, 54]. Существует ряд работ по микрополосковым антеннам и антенным решеткам, в которых представлены электродинамические модели расчета таких конструкций [54, 55, 56], также многослойные диэлектрические подложки могут использоваться для отражательных ФАР [56].

При переходе от одного слоя подложки к двум слоям не происходит ухудшения частотных свойств излучателей при сохранении общей толщины подложки, и отмечается некоторое расширение частотных свойств при увеличении толщины подложки. На Рисунке 1.23 сплошными линиями изображены зависимости ширины полосы рабочих частот одиночного прямоугольного патч-излучателя с однослойной подложкой от толщины слоя подложки ( $H$ ) для трех различных значений ее относительной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_{r1}$ ) из [57]. Ширина полосы рабочих частот определяется по уровню увеличения КСВ, равного двум.

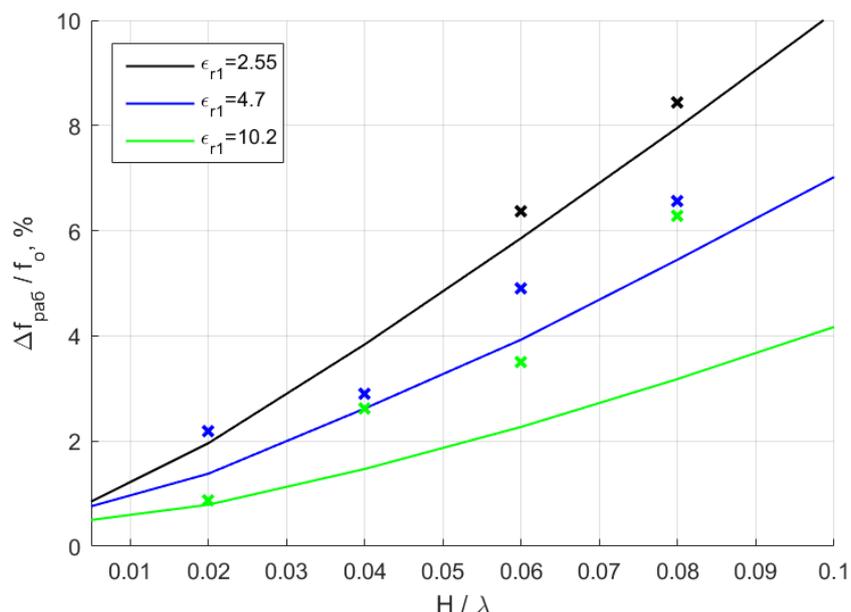


Рисунок 1.23 - Сравнение широкополосных свойств патч-излучателей на однослойной и двухслойной подложках

Крестиками соответствующего цвета отмечены значения ширины полосы рабочих частот в процентах для двухслойных подложек при выборе относительной диэлектрической проницаемости верхнего слоя, равной значениям на кривых для однослойной подложки. По горизонтальной оси в отношении двухслойных подложек отмечена суммарная толщина обоих слоев ( $H$ ). Поскольку значения ширины полосы рабочих частот для двухслойной подложки расположены выше соответствующих зависимостей для однослойной подложки, это позволяет утверждать, что при переходе от однослойной подложки к двухслойной частотные свойства излучателей улучшаются.

На Рисунке 1.24 представлены зависимости коэффициента полезного действия для патч-излучателей на однослойной подложке, взятые из [49], а крестиками отмечены результаты для патч-излучателей на двухслойных подложках. Для двухслойных подложек по горизонтальной оси аналогично предыдущему рисунку отмечена суммарная толщина обоих слоев.

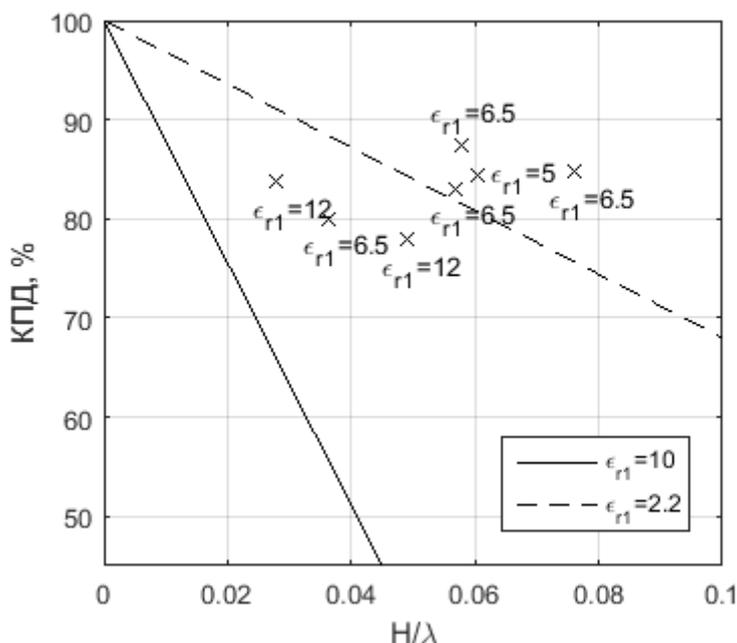


Рисунок 1.24 - Сравнение коэффициентов полезного действия патч-излучателей на однослойной и двухслойной подложках

Можно отметить, что ухудшения коэффициента полезного действия при переходе к двухслойным подложкам по сравнению с однослойными подложками также не происходит.

Таким образом, предлагаемый в работе переход от однослойной подложки к двухслойной не приводит к сужению рабочей полосы одиночного микрополоскового излучателя при сохранении общей толщины подложки, при этом также не происходит ухудшения коэффициента полезного действия излучателя. Соответственно, могут быть поставлены следующие задачи исследования, решенные в данной работе:

- необходимо решить научную задачу расширения широкоугольных свойств микрополосковых ФАР путем использования двухслойной диэлектрической подложки;

- необходимо определить ограничения, накладываемые эффектом «ослепления» микрополосковых ФАР с однослойной подложкой на сектор углов сканирования;

- необходимо определить ограничения, накладываемые эффектом «ослепления» на сектор углов сканирования микрополосковых ФАР с

двухслойной подложкой, и провести их сравнение со случаем использования однослойной диэлектрической подложки.

#### **1.4. Выводы по разделу**

1. Для широкого применения технологии ММО и адаптивного формирования ДН в системах связи необходимы ФАР с возможностью цифровой обработки сигналов, что может быть реализовано путем использования микрополосковых ФАР.

2. Помимо ряда преимуществ, например, возможности интеграции с устройствами обработки сигнала, а также относительной простоты массового производства и хороших массогабаритных показателей, в микрополосковых фазированных антенных решетках при определенных условиях может возникнуть эффект «ослепления», когда в ДН ФАР в некотором угловом направлении появляется устойчивый «провал» в излучении.

3. Существует несколько методов борьбы с эффектом «ослепления», наиболее универсальными из которых являются методы, позволяющие сместить углы «ослепления» дальше от направления, перпендикулярного плоскости антенной решетки, путем изменения характеристик поверхностной волны, распространяющейся в подложке. В следующей главе, носящей справочный характер, приведен анализ эффекта «ослепления» микрополосковых ФАР с однослойной диэлектрической подложкой и рассмотрены пределы отдаления углов «ослепления» для последующего сравнения с результатами для предлагаемой двухслойной подложки.

4. Показано, что переход от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной не только не ухудшает частотных свойств микрополосковых излучателей, но и приводит к некоторому расширению рабочей полосы.

5. Материалы, изложенные в данной главе, позволили сформулировать основные задачи, которые должны быть решены в процессе исследований и решению которых посвящены последующие главы работы.

## Глава 2. Микрополосковые ФАР с однослойной подложкой

Данная глава носит справочный характер, в ней приводятся основные соотношения, позволяющие произвести анализ эффекта «ослепления» в микрополосковых ФАР с подложкой в виде одного слоя диэлектрика. На основе существующего метода определения углов «ослепления» в приближении бесконечной АР определяются ограничения, накладываемые эффектом «ослепления» на допустимый сектор углов сканирования ФАР, а также приводятся зависимости положения углов «ослепления» при различных соотношениях параметров диэлектрического слоя и расстояниях между излучающими элементами.

### 2.1. Анализ эффекта «ослепления» бесконечной ФАР

В данном пункте описан метод определения углов сканирования [22, 58, 59, 60, 61, 62], при которых может возникнуть эффект «ослепления», основанный на анализе бесконечной антенной решетки с прямоугольной сеткой расположения излучателей с привлечением теории мод Флоке [63].

В прямоугольной системе координат поперечное волновое число согласно для  $m, n$ -гармоники Флоке  $\gamma_{mn}$  имеет вид:

$$\gamma_{mn}^2 = k_0^2 - \left(\frac{2\pi m - \psi_x}{d_x}\right)^2 - \left(\frac{2\pi n - \psi_y}{d_y}\right)^2, \quad (2.1)$$

где  $\psi_x = k_0 d_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0$ ,  $\psi_y = k_0 d_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0$ ,  $\sin \theta_0 \cos \varphi_0$  и  $\sin \theta_0 \sin \varphi_0$  – направляющие косинусы, соответствующие углу сканирования  $(\theta_0, \varphi_0)$ ,  $d_x$  и  $d_y$  – периоды решетки по осям ОХ и ОУ, соответственно.

Или, иначе, введя обозначения углов  $\theta_{mn}$  и  $\varphi_{mn}$ :

$$\gamma_{mn}^2 = k_0^2 - \left[\frac{2\pi m}{d_x} - k_0 \sin \theta_{mn} \cos \varphi_{mn}\right]^2 - \left[\frac{2\pi n}{d_y} - k_0 \sin \theta_{mn} \sin \varphi_{mn}\right]^2 \quad (2.2)$$

Согласно [22], положительные значения поперечного волнового числа  $m, n$ -гармоники Флоке  $\gamma_{mn}$  соответствуют излучаемым волнам, отрицательные – падающим, мнимые – нераспространяющимся волнам, амплитуда которых затухает с удалением от плоскости бесконечной антенной решетки. Значение

$\gamma_{mn} = 0$  является критическим, при нем луч оказывается касательным к плоскости решетки, т.е. значения направляющих косинусов для угла  $(\theta_{mn}, \varphi_{mn})$ , при которых  $m, n$ -гармоника скользит вдоль решетки, можно определить на основе следующего выражения:

$$\left(\frac{2\pi m}{d_x} - k_0 \sin \theta_{mn} \cos \varphi_{mn}\right)^2 + \left(\frac{2\pi n}{d_y} - k_0 \sin \theta_{mn} \sin \varphi_{mn}\right)^2 = k_0^2, \quad (2.3)$$

Или, иначе:

$$\left(\frac{2\pi m}{d_x} - k_{xmn}\right)^2 + \left(\frac{2\pi n}{d_y} - k_{ymn}\right)^2 = k_0^2, \quad (2.4)$$

где  $k_{xmn} = k_0 \sin \theta_{mn} \cos \varphi_{mn}$ ,  $k_{ymn} = k_0 \sin \theta_{mn} \sin \varphi_{mn}$ .

Выражение (2.4) представляет собой семейство окружностей с радиусом  $k_0$  на плоскости волновых чисел  $(k_{xmn}, k_{ymn})$  или на плоскости направляющих косинусов, если произвести нормировку выражения (2.4) к величине  $k_0$ , тогда радиус окружностей будет равен единице. С учетом того, что значения волновых чисел определяются углами сканирования, и предельным углом сканирования является угол  $\theta = \pi/2$ , действительные углы могут располагаться только внутри окружности с центром в начале координат, т.е. внутри окружности, соответствующей значениям индексов  $m = 0$  и  $n = 0$ . Этот метод определения дифракционных лепестков называется в литературе по-разному: построения на  $u, v$ -плоскости, на плоскости направляющих косинусов, диаграмма дифракционных лепестков или «circle diagram» в англоязычной литературе.

Согласно [21], эффект «ослепления» может иметь место тогда, когда постоянная распространения излучаемой моды Флоке окажется равной фазовой постоянной поверхностной волны. Поэтому описанная выше плоскость волновых чисел может быть использована для определения углов сканирования, при которых может возникнуть эффект «ослепления» [58, 59, 60, 66] (в англоязычной литературе в этом случае эта плоскость называется «surface wave circle diagram»). Для этого на описанной выше плоскости изображаются окружности, радиусы которых равны фазовым постоянным поверхностных волн, а центры совпадают с окружностями мод Флоке:

$$\left(\frac{2\pi m}{d_x} - k_{xmn}\right)^2 + \left(\frac{2\pi n}{d_y} - k_{ymn}\right)^2 = \beta^2 \quad (2.5)$$

Расположение точек окружностей поверхностной волны внутри окружности, ограничивающей зону видимости, и будет означать появление эффекта «ослепления», т.е. для «ослепления» в направлении угла  $(\theta_{\text{осл}}, \varphi_{\text{осл}})$  должны выполняться следующие условия:

$$\begin{cases} (k_{xmn \text{ осл}})^2 + (k_{ymn \text{ осл}})^2 < k_0^2 \\ \left(\frac{2\pi m}{d_x} - k_{xmn \text{ осл}}\right)^2 + \left(\frac{2\pi n}{d_y} - k_{ymn \text{ осл}}\right)^2 = \beta^2 \end{cases} \quad (2.6)$$

где  $k_{xmn \text{ осл}} = k_0 \sin \theta_{\text{осл}} \cos \varphi_{\text{осл}}$ ,  $k_{ymn \text{ осл}} = k_0 \sin \theta_{\text{осл}} \sin \varphi_{\text{осл}}$ .

Согласно свойствам поверхностных волн, их фазовые постоянные всегда больше величины  $k_0$ , поэтому радиусы окружностей поверхностных волн всегда превышают радиусы мод Флоке. Схематично построения системы уравнений (2.6) показаны на Рисунке 2.2. Тонкими черными линиями изображены окружности, соответствующие поверхностным волнам, серая окружность определяет область действительных углов.

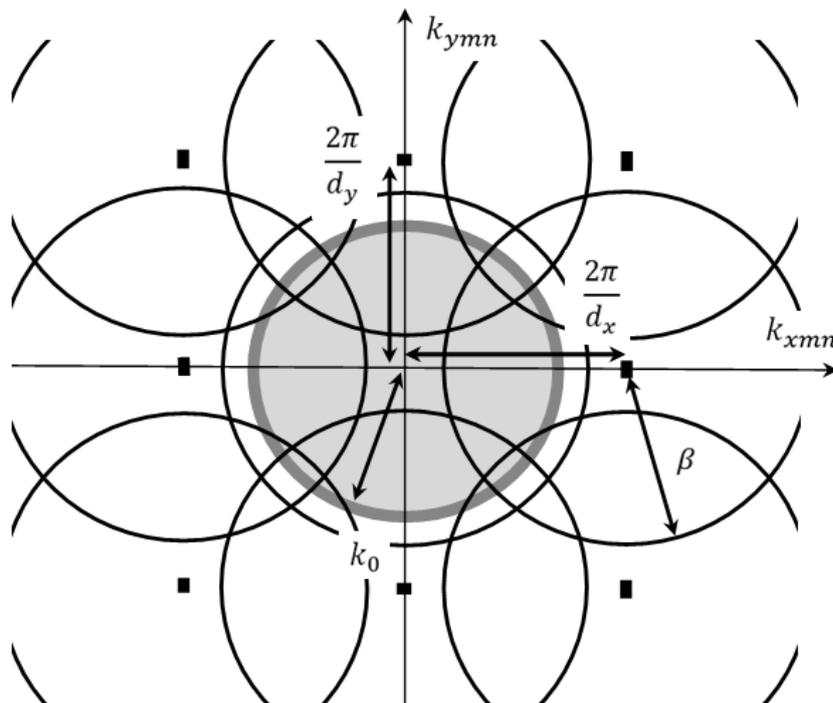


Рисунок 2.1 – Иллюстрация расположения на плоскости волновых чисел окружностей, соответствующих поверхностным волнам.

Координаты точек окружностей поверхностных волн, находящихся внутри зоны видимости, соответствуют возможным углам «ослепления», которые можно определить из значений этих координат как  $(k_0 \sin \theta_{\text{осл}} \cos \varphi_{\text{осл}}, k_0 \sin \theta_{\text{осл}} \sin \varphi_{\text{осл}})$ .

Таким образом, в этом пункте приведено описание метода определения углов «ослепления» в случае однослойной диэлектрической подложки в приближении бесконечной АР. Данный метод позволяет определить угол, при котором обеспечивается совпадение фазовой постоянной поверхностной волны с волновым числом излучаемой моды Флоке.

В Приложении А приведены результаты моделирования, подтверждающие применимость описанного выше метода к бесконечным АР из микрополосковых диполей, прямоугольных и круглых патч-антенн и щелевых антенных решеток с диэлектрическим покрытием в виде одного слоя диэлектрика.

## **2.2 Определение ограничений сектора углов сканирования по критерию исключения из него углов «ослепления»**

На основе изложенного в пункте 2.1 метода определения углов «ослепления» [58, 59, 60, 66] в приближении бесконечной АР при использовании однослойной подложки можно сформулировать условия, накладываемые на диапазон углов сканирования в зависимости от свойств поверхностной волны. При этом следует учесть, что значения радиусов окружностей поверхностных волн (равных фазовым постоянным поверхностных волн) ограничены снизу величиной  $k_0$ . Схематично вывод условий, приведенных ниже в виде выражений (2.7), показан на Рисунке 2.2. Знаком [...] обозначена операция взятия остатка от деления.

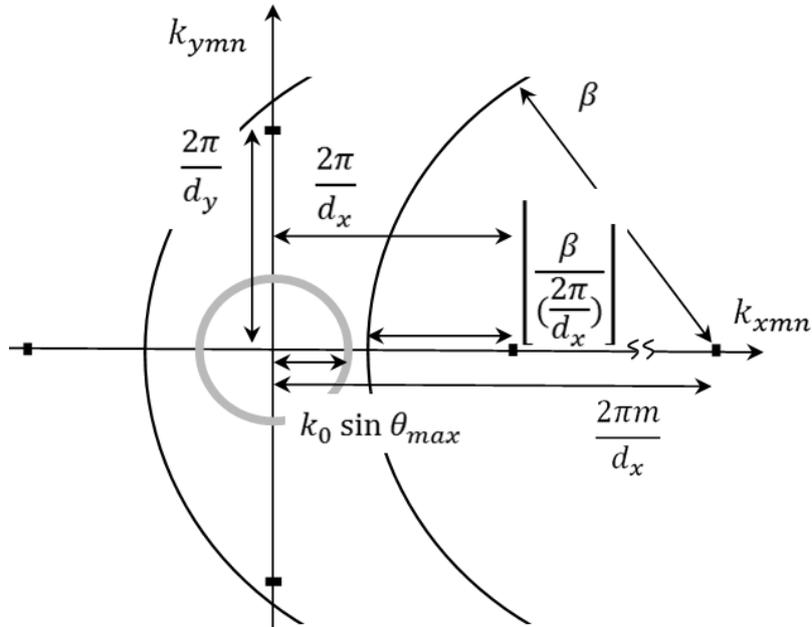


Рисунок 2.2 - К выводу условий исключения «ослепления» из сектора сканирования.

Сформулированные условия, определяющие ограничения на сектор углов сканирования по критерию непопадания угла «ослепления», ближайшего к направлению, перпендикулярному плоскости решетки, в этот сектор, имеют следующий вид [67, 68, 69, 70, 71]:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_0 \sin \theta_{\max \text{ ид}} < \left[ \frac{\beta}{2\pi/d_{x,y}} \right] < \frac{2\pi}{d_{x,y}} - k_0 \sin \theta_{\max \text{ ид}} \\ k_0 \sin \theta_{\max \text{ ид}} < \left[ \frac{\beta}{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{d_x}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{d_y}\right)^2}} \right] < \sqrt{\left(\frac{2\pi}{d_x}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{d_y}\right)^2} - k_0 \sin \theta_{\max \text{ ид}} \end{array} \right. \quad (2.7)$$

где  $\theta_{\max \text{ ид}}$  - максимальный угол сканирования при обеспечении отсутствия углов «ослепления» в секторе.

Первое условие обеспечивает отсутствие «ослепления» при сканировании в плоскостях E и H, второе – при сканировании «по диагонали» сетки расположения излучателей. Выполнение в условиях (2.7) хотя бы одного равенства означает, что при данном значении угла  $\theta_{\max \text{ ид}}$  может возникнуть эффект «ослепления», ближайший к направлению, перпендикулярному плоскости решетки. В случае возбуждения в диэлектрической подложке нескольких поверхностных волн, эти условия должны проверяться для каждого типа волны

отдельно, хотя при решении практических задач всегда стремятся добиться распространения поверхностной волны только одного типа, в том числе, и из энергетических соображений.

Следует отметить, что сформулированные условия (2.7) справедливы по отношению ко всем типам микрополосковых АР, так как при их выводе учитывались только свойства поверхностной волны и период решетки. В Приложении А показано, что описанный в пункте 2.1 метод определения углов «ослепления» применим к АР с печатными диполями, прямоугольными и круглыми патч-излучателями, а также с полуволновыми щелями.

Определение значений фазовой постоянной  $\beta$  для случая однослойной подложки производится по следующим хорошо известным дисперсионным уравнениям [72, 73] для поверхностных волн электрического и магнитного типов, соответственно:

$$\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_1} \gamma_1 H_1 \operatorname{tg}(\gamma_1 H_1) = \gamma_0 H_1 \quad (2.8)$$

$$-\frac{\mu_0}{\mu_1} \gamma_1 H_1 \operatorname{ctg}(\gamma_1 H_1) = \gamma_0 H_1, \quad (2.9)$$

где  $\gamma_0 = \sqrt{\beta^2 - k_0^2}$  и  $\gamma_1 = \sqrt{k_1^2 - \beta^2}$  – поперечные волновые числа в воздухе и слое диэлектрика, соответственно,  $H_1$  – толщина слоя диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_{r1}$  и магнитной проницаемостью  $\mu_{r1}$ . Фазовые постоянные могут принимать значения в пределах от  $k_0$  до  $k_1$  вне зависимости от типа волны. Общий подход к определению типов волн, распространяющихся в таких структурах, изложен также в [74].

Учет потерь в диэлектриках [75] можно произвести с помощью тех же дисперсионных уравнений (2.8) и (2.9), при этом фазовая постоянная  $\beta$  и поперечные волновые числа  $\gamma_0$  и  $\gamma_1$  станут комплексными величинами. Мнимая часть  $\beta''$  фазовой постоянной  $\beta = \beta' + i\beta''$  будет характеризовать затухание поверхностной волны по мере распространения вдоль слоя диэлектрика. Действительная часть  $\beta'$  по-прежнему будет определять скорость распространения волны. Однако, согласно [49], тангенс угла диэлектрических

потерь материалов, используемых в качестве подложек микрополосковых антенн, составляет менее 0,005, поэтому влиянием потерь в диэлектрике на фазовую скорость поверхностной волны можно пренебречь.

Проведение моделирования показало, что отклонение фазовых постоянных поверхностных волн электрического типа составляет не более 3% при учете конечной проводимости экрана (медь, проводимость  $5 \cdot 10^7$  См/м).

По условиям (2.7) были построены Рисунки 2.3 - 2.6, на которых по вертикальной оси отмечены углы «ослепления» ( $\theta_{\text{осл}}$ ), ближайшие к направлению, перпендикулярному плоскости решетки, по горизонтали – нормированная толщина слоя диэлектрика. Кривые построены для трех различных значений относительных диэлектрических проницаемостей, расстояния между излучающими элементами на Рисунках 2.3-2.6  $0,5\lambda$ ,  $0,6\lambda$ ,  $0,7\lambda$  и  $0,8\lambda$ , соответственно. Изломы кривых связаны с возбуждением по мере увеличения толщины подложки дополнительных типов поверхностных волн.

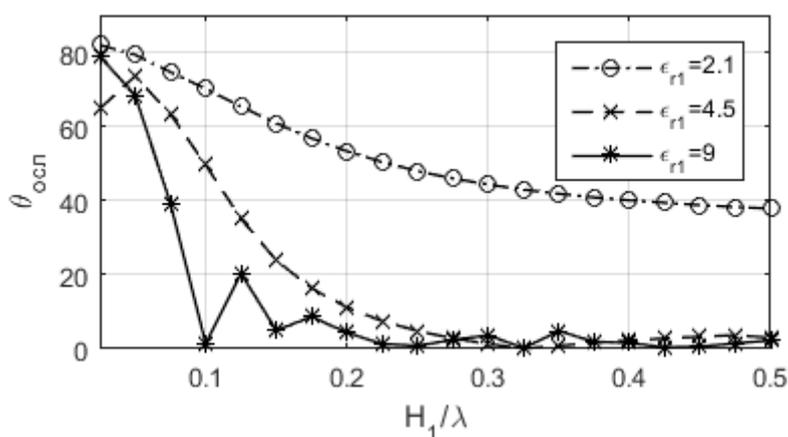


Рисунок 2.3 – Первый угол «ослепления» для случая однослойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,5\lambda$ .

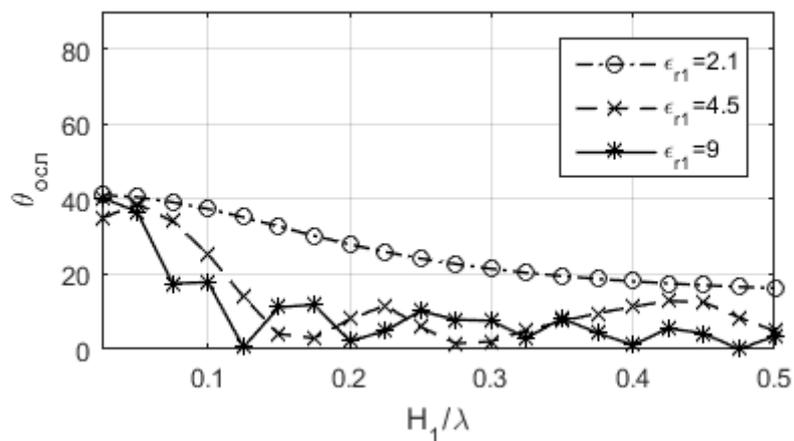


Рисунок 2.4 - Первый угол «ослепления» для случая однослойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,6\lambda$ .

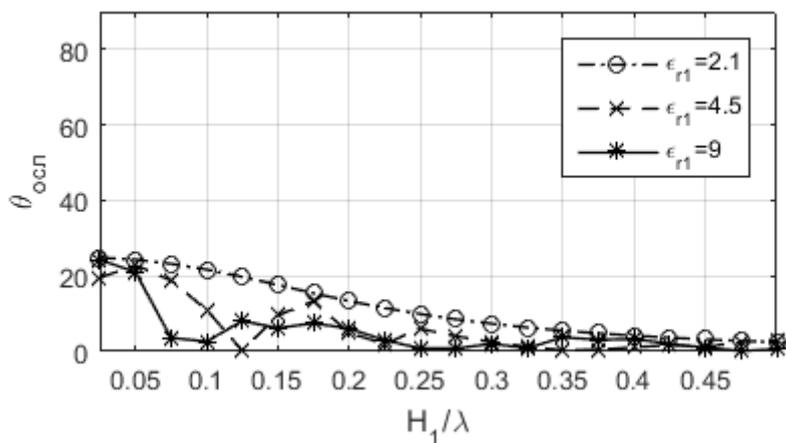


Рисунок 2.5 - Первый угол «ослепления» для случая однослойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,7\lambda$ .

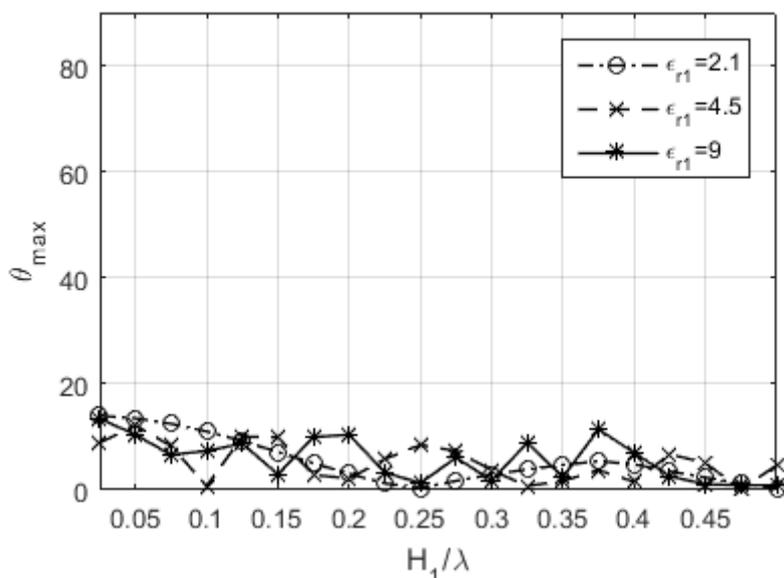


Рисунок 2.6 - Первый угол «ослепления» для случая однослойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,8\lambda$ .

При рассмотренных расстояниях между излучающими элементами ( $0,5\lambda$ ,  $0,6\lambda$ ,  $0,7\lambda$  и  $0,8\lambda$ ) дифракционные лепестки в зоне видимости появляются при сканировании в направлении  $90^\circ$ ,  $42^\circ$ ,  $23^\circ$  и  $11^\circ$ , соответственно, то есть риск появления «ослепления» приводит к дополнительным ограничениям на сектор сканирования.

Из Рисунков 2.3-2.6 видно, что при прочих равных условиях при увеличении расстояния между элементами первый угол «ослепления» становится ближе к нормали плоскости АР. Это можно объяснить тем, что при увеличении расстояния между элементами размеры АР в длинах волн возрастают, что приводит к сужению главных лепестков множителя АР и уменьшению угловых расстояний между ними, то есть вся картина множителя АР как бы сжимается. Соответственно, к нормали к плоскости АР смещаются и направления, в которых может наблюдаться эффект «ослепления». Сокращение сектора сканирования по мере увеличения толщины подложки и при увеличении относительной диэлектрической проницаемости слоя связано с тем, что при этом возрастает значение фазовой постоянной плоскости волны, что, в свою очередь, приводит к приближению угла «ослепления» к направлению, перпендикулярному плоскости решетки.

## 2.4. Выводы по разделу

1. Показано, что работа микрополосковых ФАР с однослойной диэлектрической подложкой становится невозможной из-за эффекта «ослепления» при углах сканирования, меньших тех углов сканирования, при которых в области действительных углов появляется дифракционный лепесток. В частности, эффект «ослепления» при относительной диэлектрической проницаемости подложки, равной 10, возникает при толщине подложки, равной  $0,04\lambda$ , при  $50^\circ$  при периоде решетки  $0,55\lambda$  и при  $39^\circ$  при периоде решетки  $0,6\lambda$ , при толщине подложки  $0,06\lambda$  «ослепление» возникает уже при  $40^\circ$  и  $30^\circ$ , соответственно.

2. Можно отметить, что ограничения, накладываемые эффектом «ослепления» на допустимый сектор углов сканирования микрополосковой ФАР в случае однослойной диэлектрической подложки, оказываются значительными, поэтому требуется отдалять углы «ослепления», для чего в работе предлагается переход от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной диэлектрической подложке с определенным образом подобранными параметрами слоев.

### Глава 3. Микрополосковые ФАР с двухслойной подложкой

В предыдущей главе показано, что эффект «ослепления» накладывает существенные ограничения на сектор углов сканирования микрополосковых ФАР с однослойной подложкой. В этой главе методика определения углов «ослепления» при однослойной диэлектрической подложке развита для определения углов «ослепления» в микрополосковых ФАР с двухслойной диэлектрической подложкой, а также показана ее применимость путем сопоставления с результатами измерений.

#### 3.1. Определение эффекта «ослепления» бесконечной ФАР с двухслойной подложкой

Обозначения параметров двухслойной диэлектрической подложки на проводящем экране показаны на Рисунке 3.1.

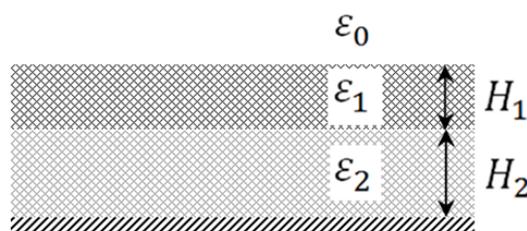


Рисунок 3.1 - Двухслойная подложка.

В Приложении Б приведен вывод дисперсионных уравнений для поверхностных волн в такой структуре, полученные дисперсионные уравнения имеют следующий вид для волн электрического и магнитного типов, соответственно [76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84]:

$$\varepsilon_1 \varepsilon_2 \gamma_0 \gamma_1 - \varepsilon_1^2 \gamma_0 \gamma_2 \operatorname{tg} \gamma_1 H_1 \operatorname{tg} \gamma_2 H_2 - \varepsilon_0 \varepsilon_2 \gamma_1^2 \operatorname{tg} \gamma_1 H_1 - \varepsilon_0 \varepsilon_1 \gamma_1 \gamma_2 \operatorname{tg} \gamma_2 H_2 = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\mu_1 \mu_2} + \frac{\gamma_0 \gamma_2}{\mu_0 \mu_2} \tan \gamma_1 H_1 - \left( \frac{\gamma_1}{\mu_1} \right)^2 \tan \gamma_1 H_1 \tan \gamma_2 H_2 + \frac{\gamma_0 \gamma_1}{\mu_0 \mu_1} \tan \gamma_2 H_2 = 0, \quad (3.2)$$

где  $\gamma_0 = \sqrt{\beta^2 - k_0^2}$ ,  $\gamma_1 = \sqrt{k_1^2 - \beta^2}$  и  $\gamma_2 = \sqrt{k_2^2 - \beta^2}$  – поперечные волновые числа в воздухе, верхнем и нижнем слоях диэлектрика, соответственно

На Рисунке 3.2 представлены зависимости коэффициента замедления поверхностных волн электрического и магнитного типов в двухслойной диэлектрической подложке в зависимости от толщины нижнего слоя при относительной диэлектрической проницаемости верхнего слоя  $\epsilon_{r1} = 4,5$  и нижнего, примыкающего к экрану слоя -  $\epsilon_{r2} = 1,3$ , толщина верхнего слоя  $H_1 = 0,01\lambda$  и  $H_1 = 0,05\lambda$  (эти величины были выбраны произвольно). При этом для первого случая ( $H_1 = 0,01\lambda$ ) в подложке в рассматриваемом диапазоне толщин нижнего слоя возбуждается только одна поверхностная волна электрического типа. Во втором случае ( $H_1 = 0,05\lambda$ ) возбуждается одна поверхностная волна электрического типа и одна магнитного типа.

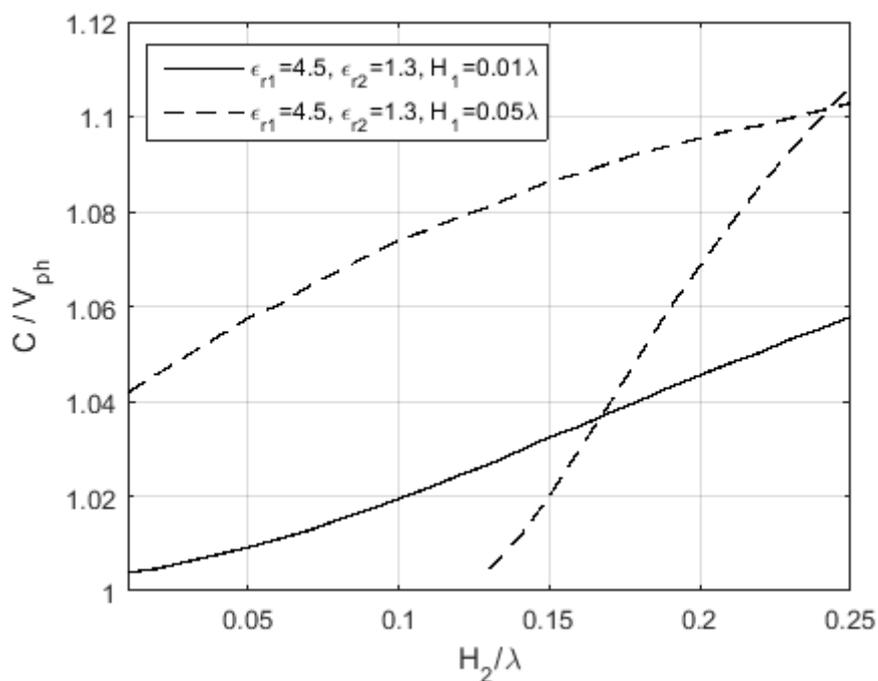


Рисунок 3.2 - Зависимость коэффициента замедления поверхностных волн от толщины нижнего диэлектрического слоя при  $\epsilon_{r1} = 4,5$  и  $\epsilon_{r2} = 1,3$ .

На Рисунке 3.3 представлены зависимости коэффициента замедления поверхностных волн в двухслойной подложке со следующими параметрами: относительная диэлектрическая проницаемость верхнего слоя -  $\epsilon_{r1} = 12,8$ , нижнего, примыкающего к экрану слоя -  $\epsilon_{r2} = 2,3$ , толщина верхнего слоя  $H_1 = 0,01\lambda$  и  $H_1 = 0,05\lambda$ . В обоих случаях в подложках в рассматриваемом диапазоне

толщин нижнего слоя возбуждается по одной поверхностной волне электрического и магнитного типов.

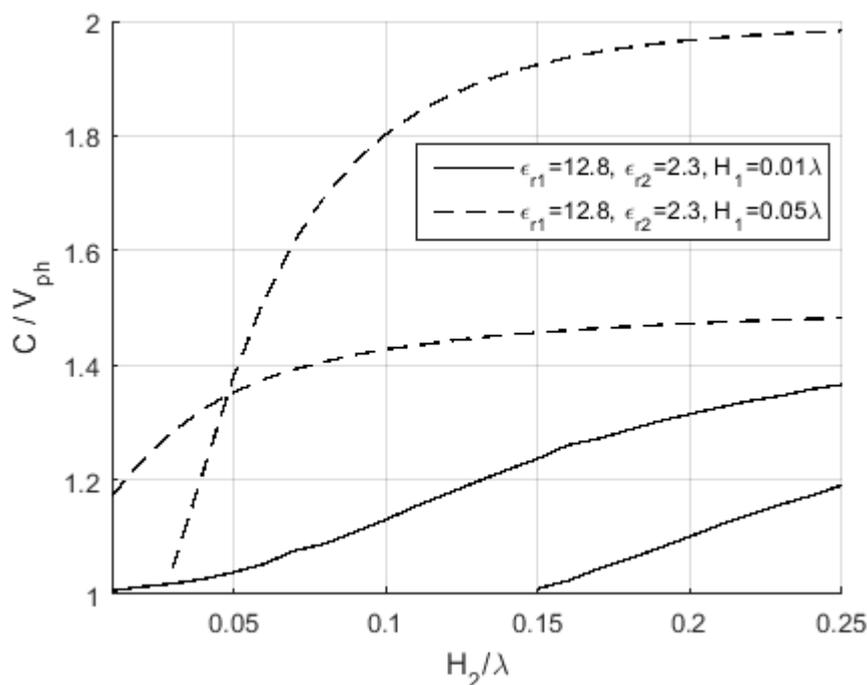


Рисунок 3.3 - Зависимость коэффициента замедления поверхностных волн от толщины нижнего диэлектрического слоя при  $\epsilon_{r1} = 12,8$  и  $\epsilon_{r2} = 2,3$ .

По мере увеличения толщины нижнего слоя диэлектрика появляются новые типы электрических и магнитных поверхностных волн, при этом их фазовые постоянные  $\beta$ , аналогично поверхностным волнам в однослойных подложках, могут принимать значения в пределах от  $k_0$  до  $k_1$ .

Для анализа условий обеспечения отсечки высших типов поверхностных волн в двухслойной диэлектрической подложке на проводящем экране путем численного решения уравнения (3.2) (дисперсионное уравнение для поверхностных волн магнитного типа) были рассчитаны кривые [85], показывающие условия возбуждения первой поверхностной волны магнитного типа. Параметром кривых являлась относительная диэлектрическая проницаемость верхнего слоя. Эти кривые приведены на Рисунках 3.4 и 3.5, на которых линиями для определенной относительной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_{r1}$ ) показана минимальная толщина верхнего ( $H_1$ ) (по горизонтальной оси) и нижнего ( $H_2$ ) (по вертикальной оси) слоя, при которых

появляется первая поверхностная волна магнитного типа. Таким образом, допустимая область для одноволнового режима работы располагается левее соответствующей линии на Рисунках 3.4 и 3.5. При построении Рисунка 3.4 нижний слой был выбран в виде прослойки воздуха, на Рисунке 3.5 в качестве нижнего слоя был взят диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью 2,5.

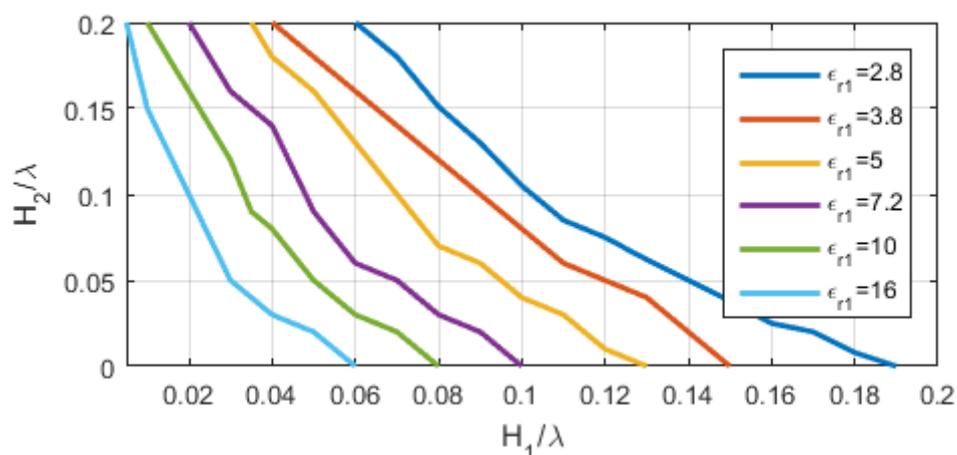


Рисунок 3.4 - Отсечка поверхностных волн высших типов при нижнем слое в виде прослойки воздуха.

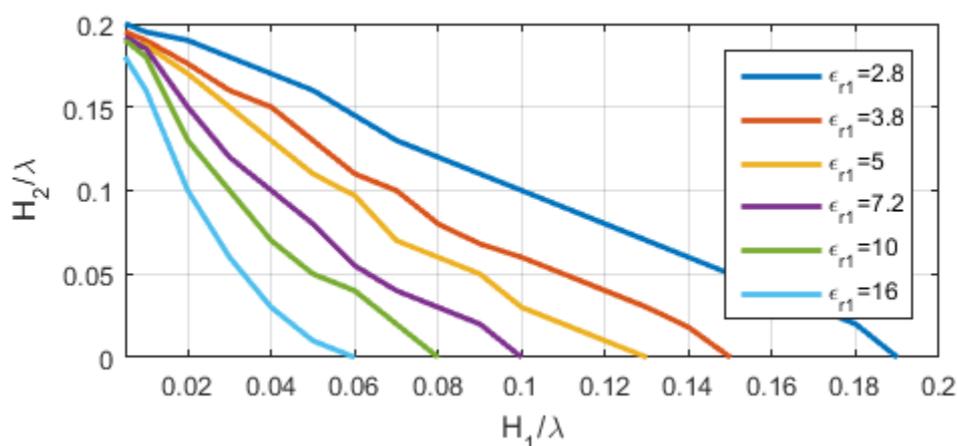


Рисунок 3.5 - Отсечка поверхностных волн высших типов при нижнем слое в виде диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью 2,5.

Можно отметить, что наклон кривых на Рисунках 3.4 и 3.5 определяется относительной диэлектрической проницаемостью нижнего слоя диэлектрика, точки начала кривых при толщине нижнего слоя  $H_2$ , равной нулю, совпадают, что

соответствуют случаю однослойной диэлектрической подложки, выполненной с теми же относительными диэлектрическими проницаемостями, что и верхний слой диэлектрика в случае двухслойной диэлектрической подложки.

Определение положения углов «ослепления» АР при использовании двухслойной подложки предлагается производить по методу определения углов «ослепления» для однослойной подложки, описанному в пункте 2.1, при использовании значений фазовых постоянных поверхностных волн в двухслойных подложках, определяемых путем решения дисперсионных уравнений (3.1) и (3.2) для поверхностных волн электрического и магнитного типов, соответственно [85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92]. В связи с этим для двухслойной подложки также применим метод определения ограничений сектора углов сканирования, описанный для однослойной подложки в пункте 2.4.

В Приложении В приведены результаты электродинамического моделирования, подтверждающие применимость описанной выше методики к бесконечным АР из микрополосковых диполей, прямоугольных и круглых патч-антенн и щелевых антенных решеток с диэлектрическим покрытием в виде двух слоев диэлектрика.

В следующем подпункте применимость этой методики демонстрируется путем сравнения с результатами экспериментальных исследований макета АР с двухслойной подложкой.

### **3.2. Экспериментальное подтверждение определения углов «ослепления» в АР с двухслойной подложкой**

Для проверки методики определения положения углов «ослепления» в микрополосковой ФАР при использовании двухслойной подложки был проведен эксперимент, целью которого было измерение диаграммы направленности центрального элемента микрополосковой АР из прямоугольных патч-излучателей, расположенных на двухслойной диэлектрической подложке.

Для проведения эксперимента был изготовлен макет АР 7×17 элементов (общий размер макета с учетом размера экрана – 30×78 см), работающий в полосе

частот 5,19-5,5 ГГц. Элементы располагались в узлах квадратной координатной сетки и представляли собой прямоугольники, выполненные способом травления на полотне из диэлектрического материала ФЛАН (фольгированный листовой арилокс наполненный) с относительной диэлектрической проницаемостью 7,2 (ФЛАН-7,2), тангенсом угла диэлектрических потерь, равным 0,0015 и толщиной 2 мм. Внешний вид полотна макета АР приведен на Рисунке 3.6. Размеры излучающих элементов были  $13 \times 7$  мм, что составляет  $0,225\lambda \times 0,121\lambda$  на частоте 5200 МГц и  $0,234\lambda \times 0,126\lambda$  на частоте 5400 МГц. Расстояние между элементами было выбрано равным 40,5 мм, что составляет  $0,6934\lambda$  на частоте 5200 МГц и  $0,719\lambda$  на частоте 5400 МГц.

В качестве второго диэлектрического слоя была использована воздушная прослойка между экраном и листом ФЛАН, созданная с помощью отдельных распорок из пенопласта, т.е. материала с относительной диэлектрической проницаемостью, близкой к единице. Для упрощения конструкции листы с вытравленными элементами были расположены излучателями к экрану, то есть они оказались на внутренней границе раздела диэлектриков.

На основе методики определения углов ослепления, представленного в подпункте 3.1, при таких параметрах диэлектрической подложки и геометрических размерах элементов и расстояний между ними, в ней должна распространяться одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной 111,25 рад/м - на частоте 5200 МГц и 115,58 рад/м - на частоте 5400 МГц. При этом углы «ослепления» в плоскости Е должны располагаться при  $24^\circ$  на частоте 5200 МГц и при  $22^\circ$  на частоте 5400 МГц.

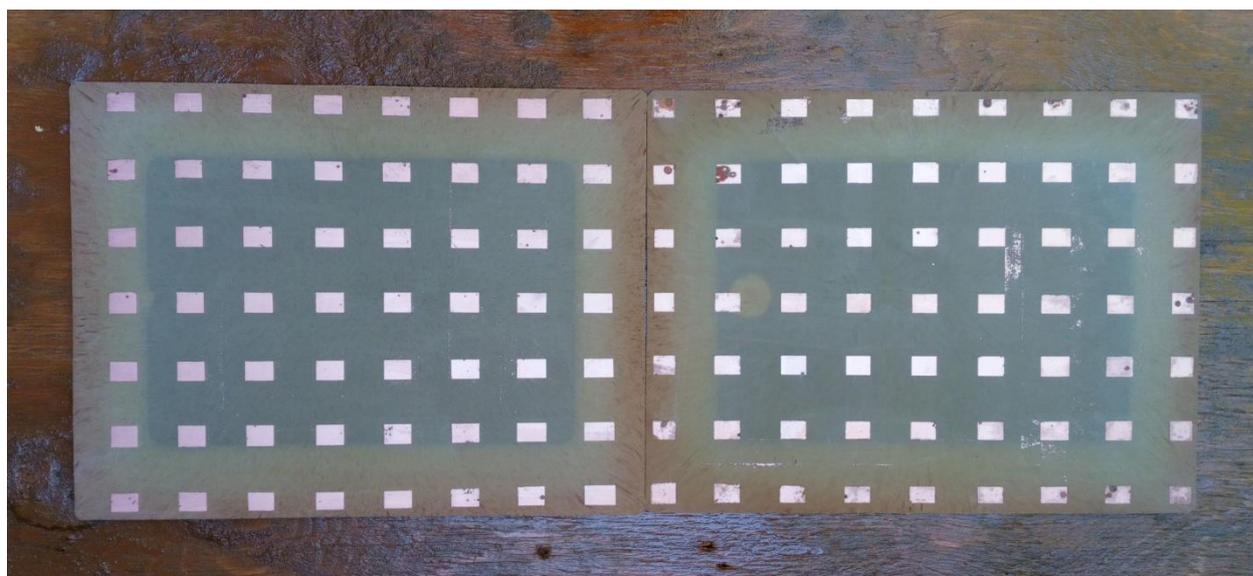


Рисунок 3.6 - Общий вид полотна излучателей до сборки макета.

Целью измерений являлось измерение в режиме приема диаграммы направленности центрального элемента микрополосковой АР, все остальные элементы которой являются пассивными. Для этого с помощью коаксиального кабеля к приемному устройству подключался только один элемент, все остальные были пассивными.

С учетом того, что конструкция макета АР состояла из двух листов диэлектрика, к приемному устройству подключался элемент, расположенный не строго по центру, а смещенный на один геометрический период от стыка листов диэлектрика, то есть конструкция макета АР была несколько несимметричной, и, следовательно, ДН также должна была быть несимметричной. Поляризация макета линейная, направлена вдоль большего размера макета.

Структурная схема передающей и приемной части измерительной установки приведена на Рисунке 3.7.



Рисунок 3.7 - Структурная схема экспериментальной установки.

На Рисунке 3.8 приведен общий вид передающей части экспериментальной установки. В качестве генератора использовался генератор высокочастотный Г4-

81, подключенный через аттенюатор Agilent 8484A к неподвижной рупорной измерительной антенне П6-124, работающей в режиме передачи.



Рисунок 3.8 - Общий вид передающей части установки.

На Рисунке 3.9 приведен общий вид приемной части, в качестве приемной антенны использовался изготовленный макет. Прием сигнала и измерение его уровня осуществлялось с помощью анализатора спектра Anritsu Spectrum Master MS2721B (Рисунок 3.10).

Путем доворота исследуемого макета в пределах  $\pm 65^\circ$  относительно нормали к его плоскости с шагом  $2^\circ$  осуществлялось измерение уровня сигнала, принимаемого анализатором спектра. Измерение проводилось только в плоскости Е с учетом выбранных излучающих элементов.



Рисунок 3.9 – Макет антенной решетки в качестве приемной антенны.



Рисунок 3.10 - Анализатор спектра Anritsu Spectrum Master MS2721B.

Пример показаний анализатора спектра в двух положениях приемной антенны приведен на Рисунках 3.11 и 3.12.

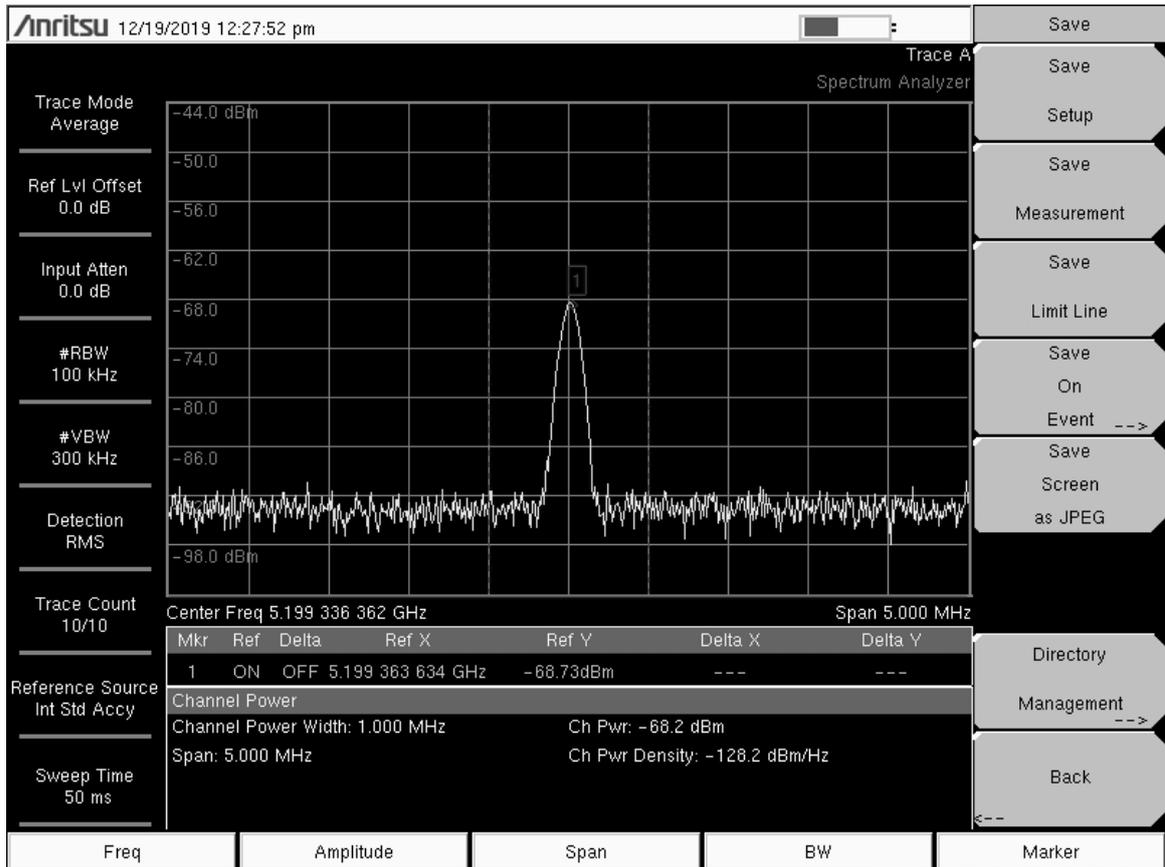


Рисунок 3.11 - Показания анализатора спектра в районе эффекта «ослепления» на частоте 5200 МГц.

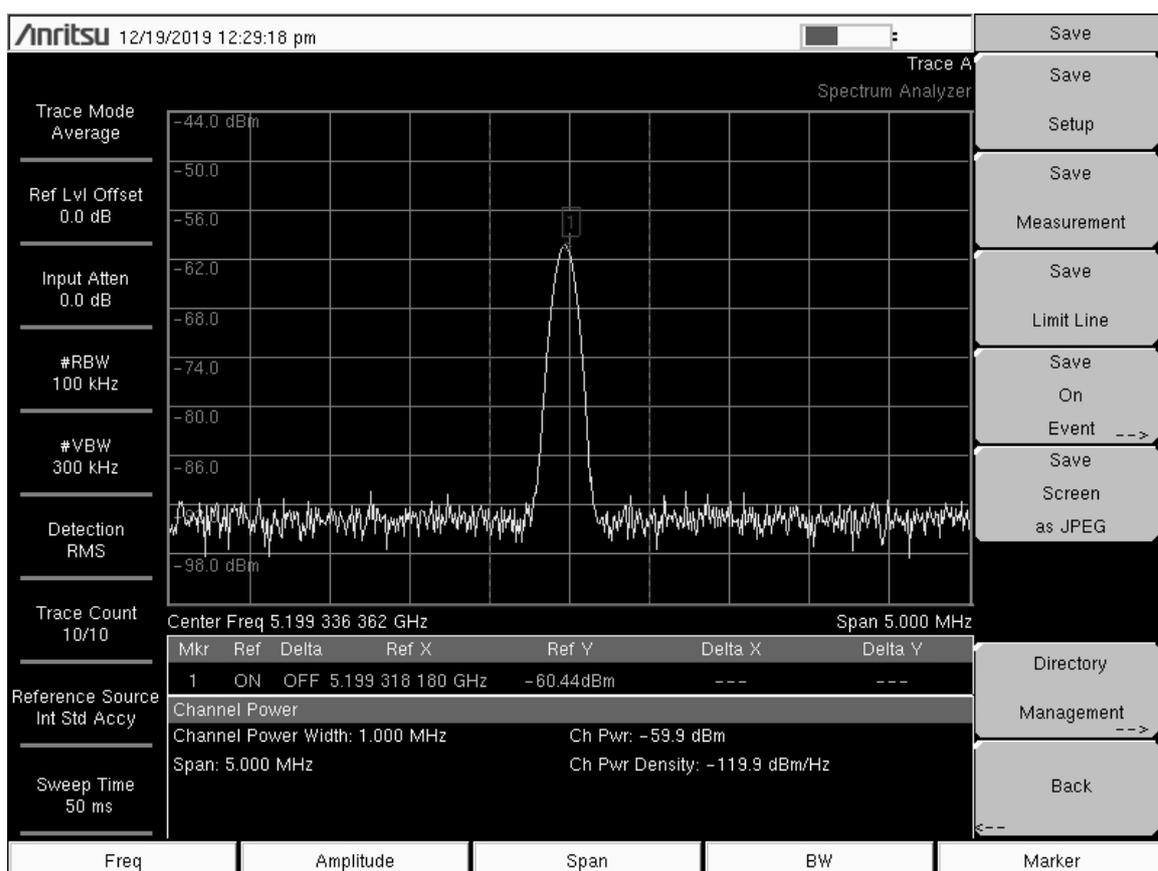


Рисунок 3.12 - Показания анализатора спектра при сонаправленных антеннах на частоте 5200 МГц.

В Таблице 3.1 приведены результаты измерений диаграммы направленности центрального элемента в горизонтальной плоскости на двух частотах.

Таблица 3.1. Измеренные значения уровня принимаемого сигнала.

5200 МГц				5400 МГц			
Град	Уровень принимаемого сигнала, дБм	Град	Уровень принимаемого сигнала, дБм	Град	Уровень принимаемого сигнала, дБм	Град	Уровень принимаемого сигнала, дБм
-65	-68,7	2	-59,5	-66	-65,9	-8	-62,6
-60	-67,6	4	-59,1	-64	-67,8	-6	-63,9
-55	-66,2	6	-60,2	-62	-67,1	-4	-64,8
-50	-61,2	8	-59,8	-60	-68,2	-2	-65,3
-48	-58,6	10	-61	-58	-70,2	0	-66,7
-46	-61,6	12	-62,3	-56	-66,8	2	-66,3

5200 МГц				5400 МГц			
Град	Уровень принимаемого сигнала, дБм	Град.	Уровень принимаемого сигнала, дБм	Град.	Уровень принимаемого сигнала, дБм	Град.	Уровень принимаемого сигнала, дБм
-44	-60,6	14	-66,7	-54	-64,8	4	-68,7
-42	-58,7	16	-66,9	-52	-63,8	6	-68,5
-40	-58,5	18	-67,5	-50	-64,2	8	-67,4
-38	-58,4	20	-67,9	-48	-64,9	10	-71,1
-36	-56,5	22	-69,4	-46	-63,4	12	-72,3
-34	-55,5	24	-65,8	-44	-62,5	14	-73,8
-32	-55,8	26	-63,8	-42	-62,2	16	-76,4
-30	-54,7	28	-61,9	-40	-62,2	18	-76,5
-28	-54,5	30	-60,8	-38	-62,4	20	-76,9
-26	-55	32	-61,4	-36	-61,8	22	-77,1
-24	-55,4	34	-63,7	-34	-61,5	24	-76,7
-22	-55	36	-61,7	-32	-61,3	26	-72,9
-20	-54,1	38	-60,7	-30	-62,4	28	-68,2
-18	-54,7	40	-59,3	-28	-61,4	30	-68,6
-16	-55,5	42	-57,9	-26	-60,9	32	-71,3
-14	-56	44	-58	-24	-61,3	34	-75,5
-12	-55,7	46	-57,7	-22	-61,8	36	-73,8
-10	-56,9	48	-56,6	-20	-63,4	38	-73,5
-8	-57,3	50	-56,9	-18	-63,4	40	-75
-6	-57,5	52	-58,2	-16	-63,3	42	-75,3
-4	-57,7	55	-63,2	-14	-62,1	55	-77,3
-2	-58,8	60	-62,9	-12	-62,1	60	-72,3
0	-59	65	-67,9	-10	-61,7	65	-73,4

На Рисунках 3.13 и 3.14 построены измеренные диаграммы направленности центрального элемента антенной решетки на частотах 5200 МГц и 5400 МГц, соответственно.

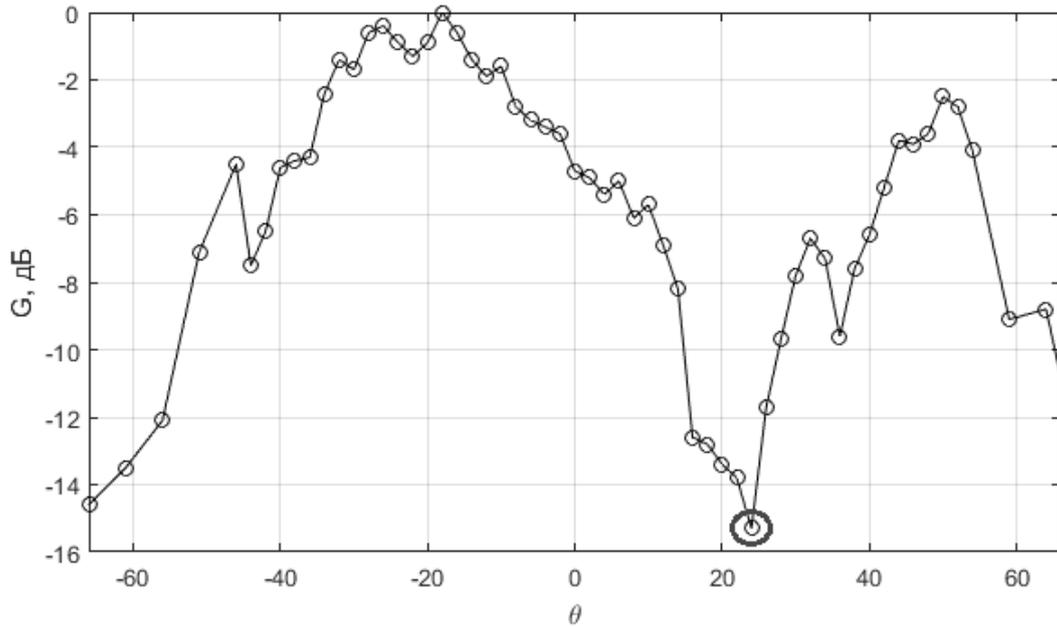


Рисунок 3.13 – Измеренная ДН центрального элемента АР на частоте 5200 МГц.

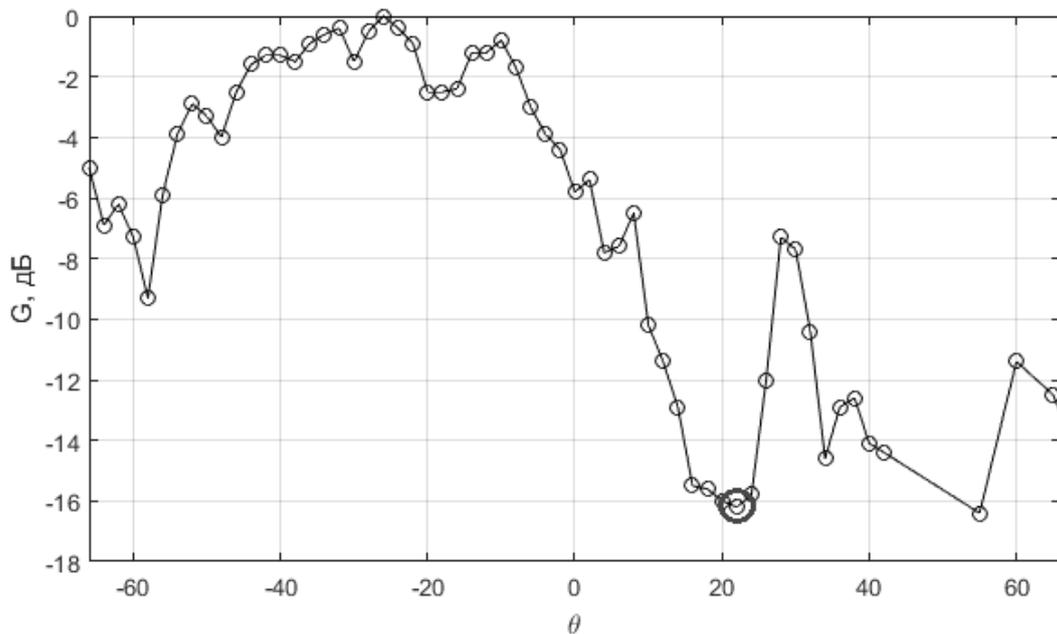


Рисунок 3.14 - Измеренная ДН центрального элемента АР на частоте 5400 МГц.

Согласно методике определения положения углов «ослепления» в двухслойной подложке, в данном случае углы «ослепления» должны были проявиться при  $24^\circ$  на Рисунке 3.13 и при  $22^\circ$  на Рисунке 3.14. С учетом того, что конструкция была несколько несимметрична, и возбуждаемый элемент имел разное окружение в зависимости от направления сканирования, при отрицательных значениях углов количество излучателей составляло только семь пассивных элементов от края решетки, что, как показали измерения, недостаточно для проявления «ослепления». В другую сторону до края решетки от возбуждаемого излучателя было девять элементов и, как видно на обоих рисунках, «провалы» в районе спрогнозированных углов «ослепления» в ДН наблюдаются.

Таким образом, проведенные экспериментальные измерения ДН центрального элемента АР из прямоугольных патч-излучателей позволяют подтвердить применимость описанной в подпункте 3.1 методики определения углов «ослепления» для микрополосковой ФАР с двухслойной диэлектрической подложкой.

### **3.3. Расширение сектора сканирования за счет увеличения углов «ослепления»**

С учетом показанной выше применимости методики подпункта 3.1, условия ограничения углов сканирования, описываемые выражением (2.7), полностью применимы к ФАР с двухслойными подложками [85, 86, 87, 88, 89, 90, 90, 91].

Для примера по этим условиям были построены кривые на Рисунках 3.15-3.18, на которых на основе условий (2.7) показаны ближайшие углы «ослепления» к направлению, перпендикулярному плоскости решетки, ( $\theta_{max}$ ) в зависимости от толщины слоя диэлектрика, примыкающего к проводящему экрану ( $H_2$ ), для четырех различных соотношений остальных параметров слоев.

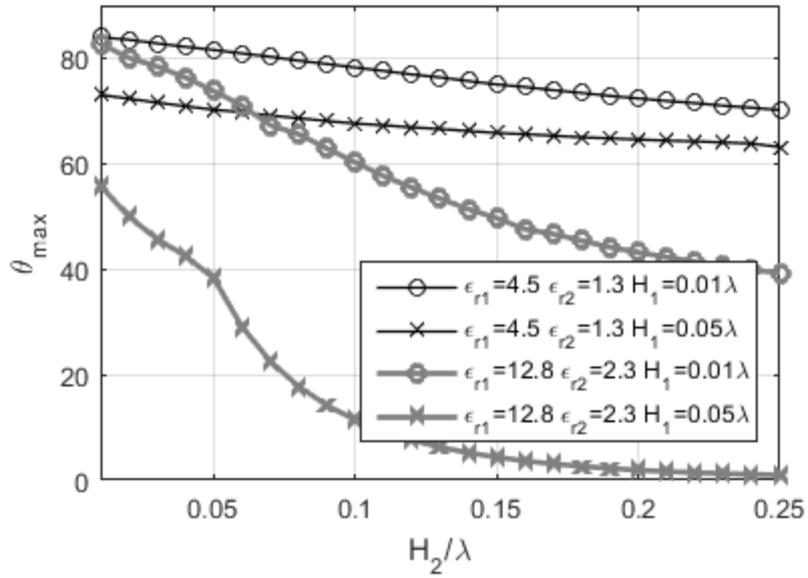


Рисунок 3.15 - Первый угол «ослепления» для случая двухслойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,5\lambda$ .

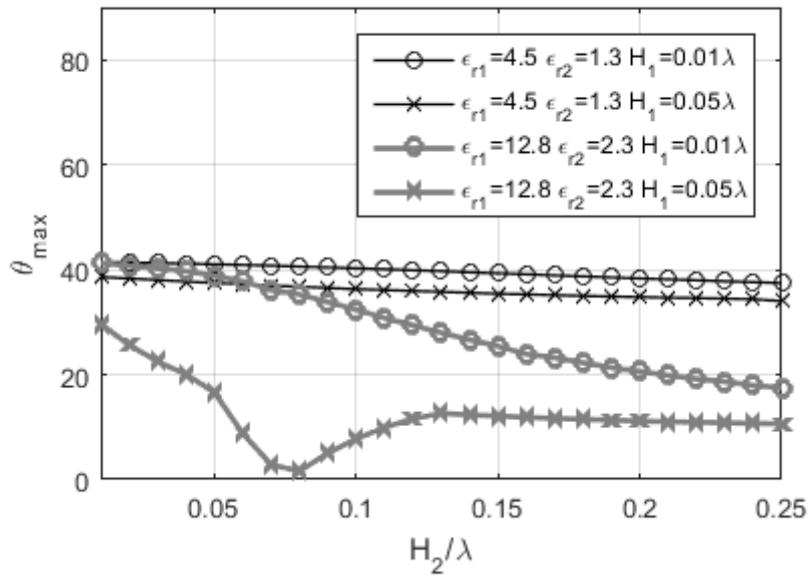


Рисунок 3.16 - Первый угол «ослепления» для случая двухслойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,6\lambda$ .

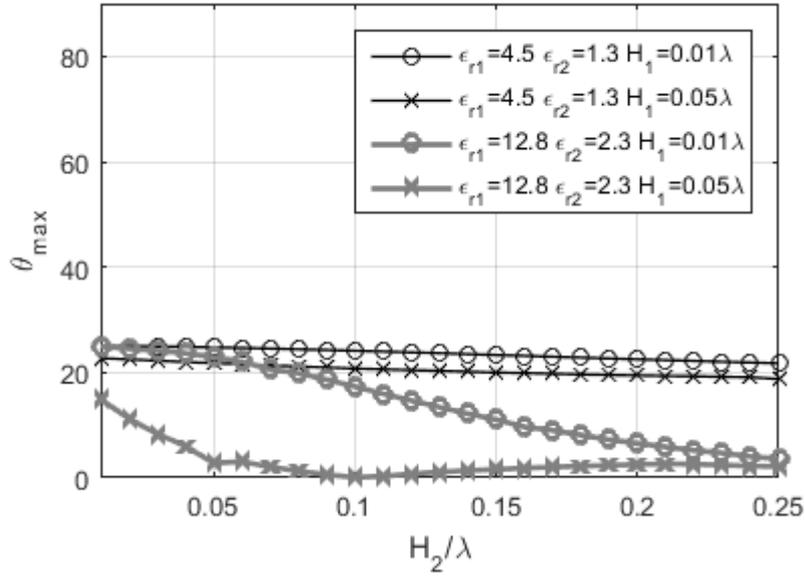


Рисунок 3.17 - Первый угол «ослепления» для случая двухслойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,7\lambda$ .

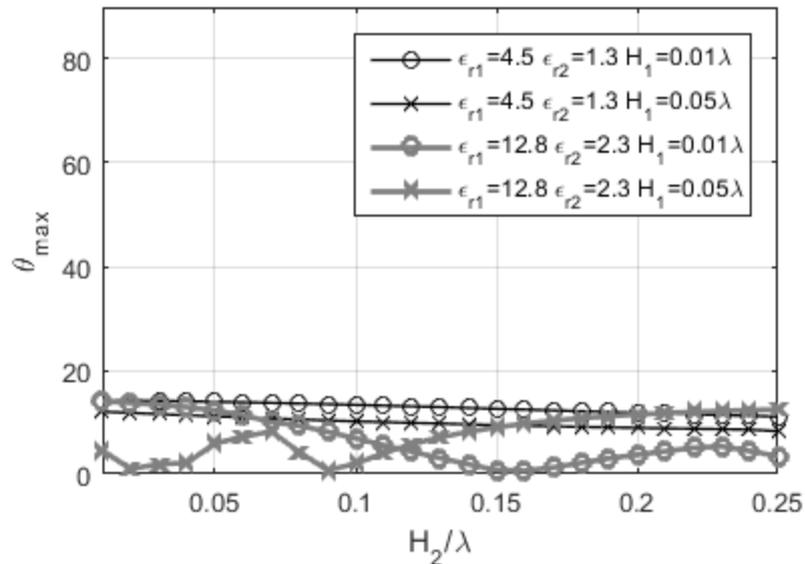


Рисунок 3.18 - Первый угол «ослепления» для случая двухслойной подложки при расстоянии между излучающими элементами  $0,8\lambda$ .

Если сравнить кривые на Рисунках 3.15-3.18 с аналогичными графиками для однослойных подложек, приведенных на Рисунках 2.3-2.6, можно отметить, что графики для двухслойной подложки идут более горизонтально и имеют меньше изломов. Более горизонтальный ход кривых на Рисунках 3.15-3.18 свидетельствует о том, что при увеличении толщины нижнего слоя диэлектрика

при использовании двухслойной подложки фазовая постоянная поверхностной волны возрастает медленнее, чем в аналогичной однослойной подложке (при сопоставимой общей толщине подложки и относительной диэлектрической проницаемости однослойной подложки, равной относительной диэлектрической проницаемости верхнего слоя двухслойной подложки). Меньшее количество изломов на Рисунках 3.15-3.18, помимо менее быстрого возрастания фазовой постоянной, свидетельствует о том, что, по мере увеличения толщины нижнего слоя, начинают возбуждаться высшие типы поверхностных волн позже, чем в сопоставимых однослойных подложках. Сравнение фазовых постоянных в двухслойных и однослойных подложках будет приведено далее в этом пункте.

Для более конкретного сравнения результатов были рассчитаны допустимые углы сканирования для однослойных и двухслойных подложек равной суммарной толщины подложки [85, 89, 90]. В расчетах использовались параметры фольгированного листового ариллокса наполненного (ФЛАН), приведенные в Таблице 3.2. Выпускается этот материал со следующими толщинами: 1, 1,5, 2, 2,5, 3, 4 и 5 мм.

Таблица 3.2. Характеристики ФЛАН.

Характеристика	Обозначения материала					
	ФЛАН-2,8	ФЛАН-3,8	ФЛАН-5	ФЛАН-7,2	ФЛАН-10	ФЛАН-16
Относительная диэлектрическая проницаемость	$2,8 \pm 0,1$	$3,8 \pm 0,1$	$5 \pm 0,2$	$7,2 \pm 0,3$	$10 \pm 0,5$	$16 \pm 0,8$

Анализ был проведен на частоте 8,2 ГГц, то есть нормированные значения толщин составляют соответственно  $0,027\lambda$ ,  $0,04\lambda$ ,  $0,0547\lambda$ ,  $0,068\lambda$ ,  $0,082\lambda$ ,  $0,109\lambda$  и  $0,137\lambda$ . Результаты расчетов приведены на Рисунках 3.21 и 3.22 в виде зависимостей углов «ослепления», ближайших к направлению, перпендикулярному плоскости решетки, для однослойных и двухслойных подложек от толщины подложки для однослойной подложки и суммарной

толщины подложки для двухслойных подложек. Черными линиями изображены углы ослепления для однослойных подложек, синими – для двухслойных подложек. Для двухслойных подложек в качестве нижнего, прилегающего к экрану слоя, для примера была взята воздушная прослойка толщиной 2 мм, верхний слой выполнен из тех же материалов, что и для однослойных подложек, изображенных тем же типом линии. Расстояние между излучающими элементами было взято полуволновым. На Рисунке 3.19 относительные диэлектрические проницаемости единственного слоя и верхнего слоя двухслойной подложки 2,8, 3,8 и 5, на Рисунке 3.20 – 7,2, 10 и 16.

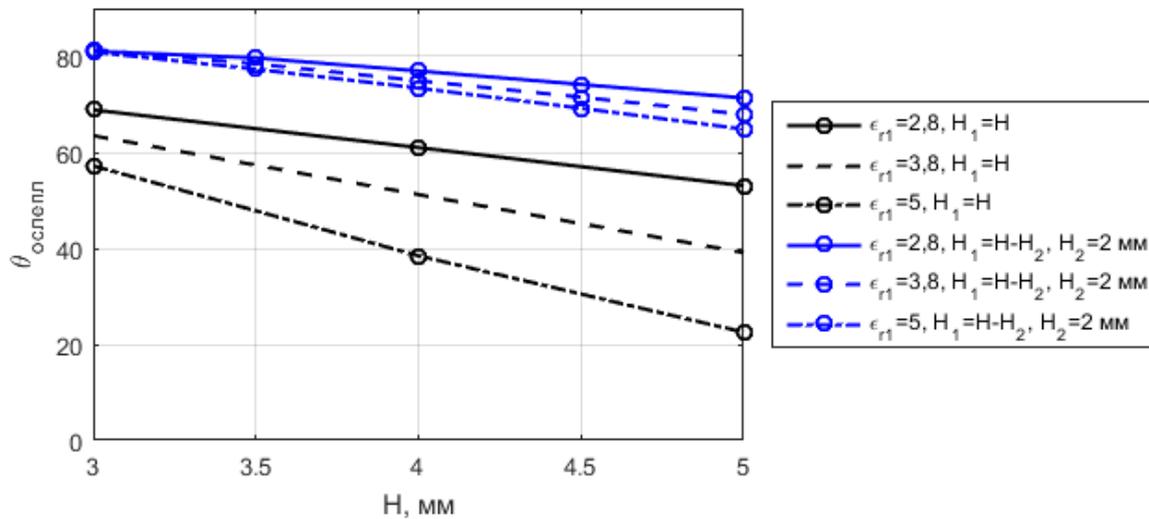


Рисунок 3.19. Сравнение ограничений сектора углов сканирования для однослойных и двухслойных подложек при относительных диэлектрических проницаемостях 2,8, 3,8 и 5.

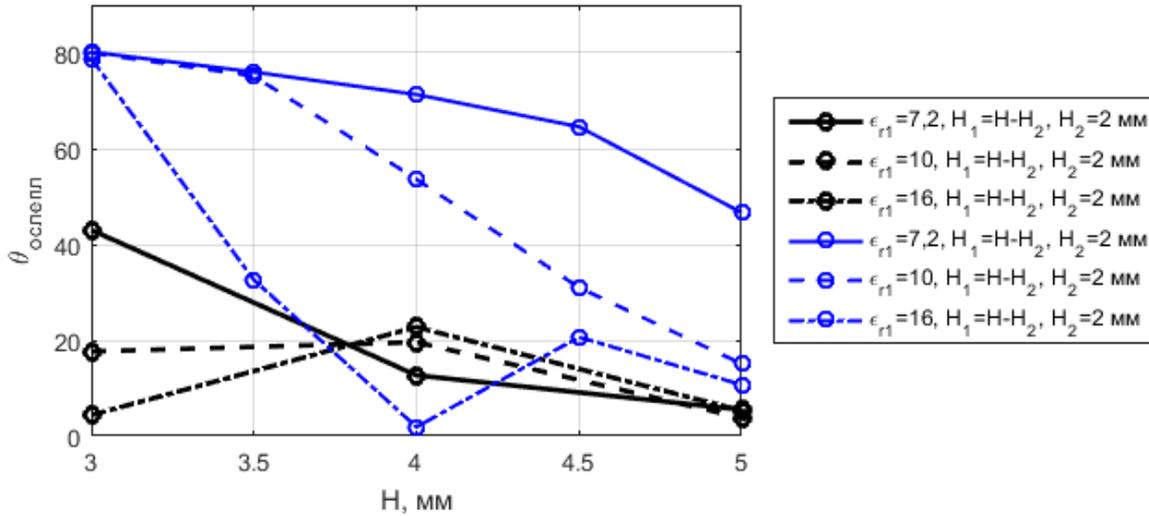


Рисунок 3.20 – Сравнение ограничений сектора углов сканирования для однослойных и двухслойных подложек при относительных диэлектрических проницаемостях 7,2, 10 и 16.

Из Рисунков 3.19 и 3.20 видно, что при одинаковых параметрах АР с однослойной и двухслойной подложками (одинаковая суммарная толщина подложки, верхний слой двухслойной подложки выполнен из того же материала, что и однослойная подложка) эффект «ослепления» в АР с двухслойной подложкой наступает при большем значении угла отклонения максимума ее ДН от нормали к плоскости АР. Например, из Рисунка 3.21 следует, что при использовании однослойной подложки толщиной 3 мм с относительной диэлектрической проницаемостью 2,8 «ослепление» возникает при  $68^\circ$ , тогда как при использовании двухслойной подложки с той же диэлектрической проницаемостью верхнего слоя при суммарной толщине также 3 мм, «ослепление» возникает при  $80^\circ$ . При толщине подложки 4,5 мм при однослойной подложке с относительной диэлектрической проницаемостью 5 «ослепление» возникает примерно при  $30^\circ$ , при соответствующей двухслойной подложке – при  $69^\circ$ . Из Рисунка 3.20 следует, что при использовании однослойной подложки с относительной диэлектрической проницаемостью 7,2 при толщине 3 мм «ослепление» возникает при  $43^\circ$ , при использовании аналогичной двухслойной подложки – при  $80^\circ$ . Если взять слой с относительной диэлектрической

проницаемостью 16 толщиной, например, 4,5 мм, «ослепление» возникает при  $15^\circ$ , при аналогичной двухслойной подложке – при  $20^\circ$ .

Это свидетельствует о том, что в ряде случаев, то есть при определенным образом подобранных параметрах двухслойной подложки, происходит улучшение широкоугольных свойств ФАР при переходе к двухслойной подложке по сравнению с однослойной подложкой той же толщины и с такой же относительной диэлектрической проницаемостью, что и верхний слой двухслойной подложки.

При сравнении ограничений на сектор углов сканирования следует учитывать, что в связи с тем, что поверхностные волны являются медленными волнами и их фазовая постоянная всегда больше волнового числа в воздухе, углы «ослепления» при использовании тонких подложек, работающих в одноволновом режиме, всегда будут возникать до угла сканирования, при котором в области действительных углов появляется дифракционный лепесток, и, поэтому, более этой величины угла сектор сканирования АР расширен быть не может. График углов сканирования АР, при которых в области действительных углов появляется дифракционный лепесток, приведен на Рисунке 3.21.

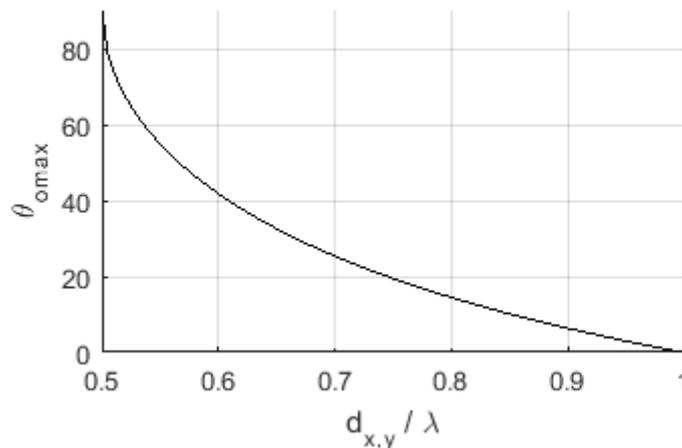


Рисунок 3.21 – Угол сканирования АР, при котором в ее диаграмме направленности появляется дифракционный лепесток.

При определении сектора сканирования ФАР также следует учитывать, что по мере отклонения луча от направления, перпендикулярного плоскости решетки, происходит его расширение.

Рассмотрим эффект отдаления угла «ослепления» при использовании двухслойной подложки по сравнению с однослойной подложкой более подробно.

На основе условий (2.7) был построен Рисунок 3.22, на котором в зависимости от расстояния между излучающими элементами и фазовой постоянной поверхностной волны без привязки к типу подложки (однослойная или двухслойная) были изображены цветом первые углы ослепления. При этом, так как тип подложки (однослойная или двухслойная) не учитывался, предполагается, что в ней возбуждается только одна поверхностная волна электрического типа, иначе требовалось бы проверять также по условиям (2.7) и высшие типы поверхностных волн.

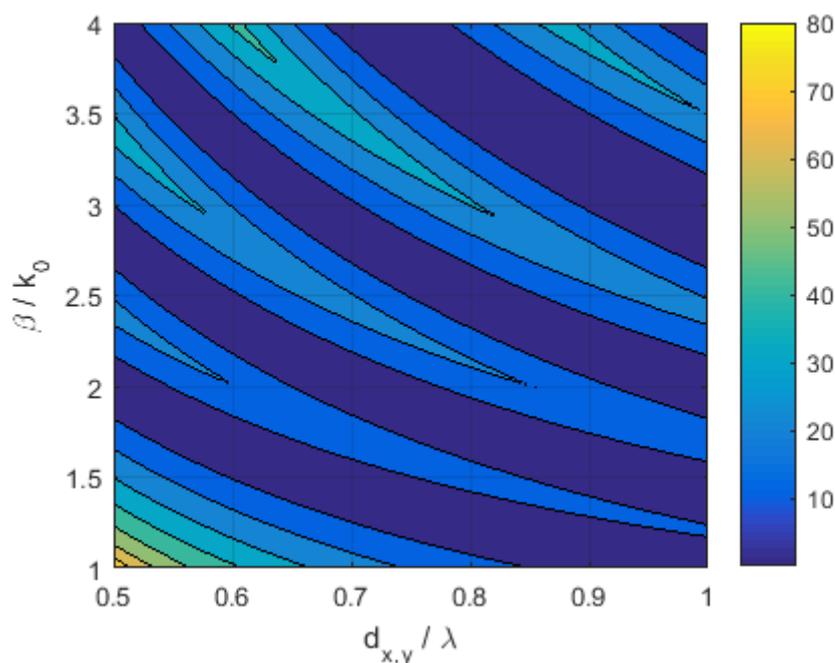


Рисунок 3.22 – Первый угол ослепления в зависимости от свойств поверхностной волны и расстояния между элементами.

На основе этого рисунка можно сделать вывод, что только при использовании таких подложек, в которых фазовая постоянная поверхностной волны оказывается как можно ближе к волновому числу в воздухе, диапазон сканирования АР оказывается сравнительно широким. Например, при расстоянии между излучающими элементами до  $0,6\lambda$  сектор сканирования может иметь максимальное значение до  $40^\circ$ . В связи с этим можно сделать вывод, что для устранения ограничений по диапазону сканирования АР вследствие эффекта

«ослепления» при проектировании микрополосковой ФАР необходимо обеспечить минимально возможное значение фазовой постоянной поверхностной волны путем соответствующего выбора толщины и относительной диэлектрической проницаемости подложки.

Далее было проведено сравнение значений фазовых постоянных поверхностных волн в однослойной и двухслойной подложках при выборе суммарной толщины двухслойной подложки, равной толщине однослойной подложки, и верхнем слое в виде диэлектрика с той же относительной диэлектрической проницаемостью, что и единственный слой однослойной подложки.

На Рисунке 3.23 для однослойной подложки приведены, в зависимости от толщины слоя и его относительной диэлектрической проницаемости, значения нормированной фазовой постоянной. Область в правом верхнем углу за черной линией соответствует возбуждению высших типов поверхностных волн и, поэтому, далее не рассматривается.

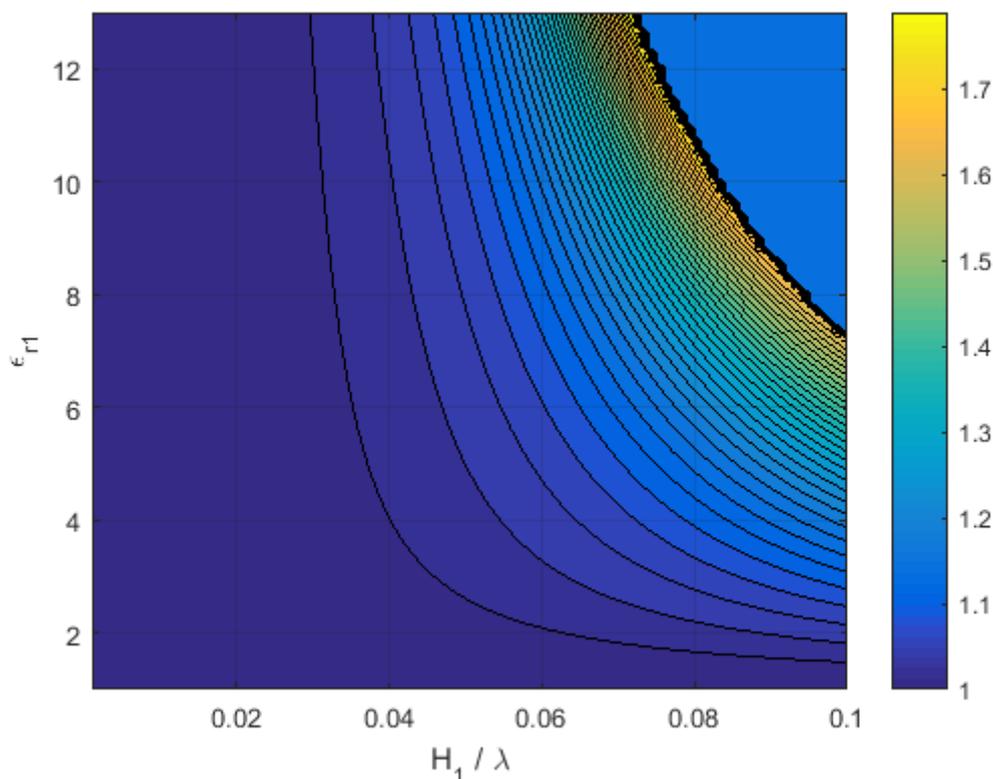


Рисунок 3.23 – Фазовые постоянные поверхностной волны электрического типа в однослойной подложке.

Для сравнения фазовых постоянных поверхностных волн, возбуждаемых в однослойной подложке, со значениями фазовых постоянных для двухслойной подложки соответствующей конструкции были построены кривые, изображенные на Рисунках 3.24 и 3.25. Из Рисунка 3.23 было взято два сечения по уровню толщины слоя  $0,04\lambda$  и  $0,01\lambda$  (Рисунки 3.24 и 3.25, соответственно). Штриховой и штрихпунктирной линиями изображены фазовые постоянные для двухслойных подложек, имеющих такую же суммарную толщину подложки, что и однослойная подложка. Относительная диэлектрическая проницаемость верхнего слоя равна этой величине для однослойной подложки, а нижний слой двухслойной подложки имеет относительную диэлектрическую проницаемость, близкую к воздуху. Сплошной линией на Рисунках 3.24 и 3.25 показана кривая фазовой постоянной для однослойной подложки.

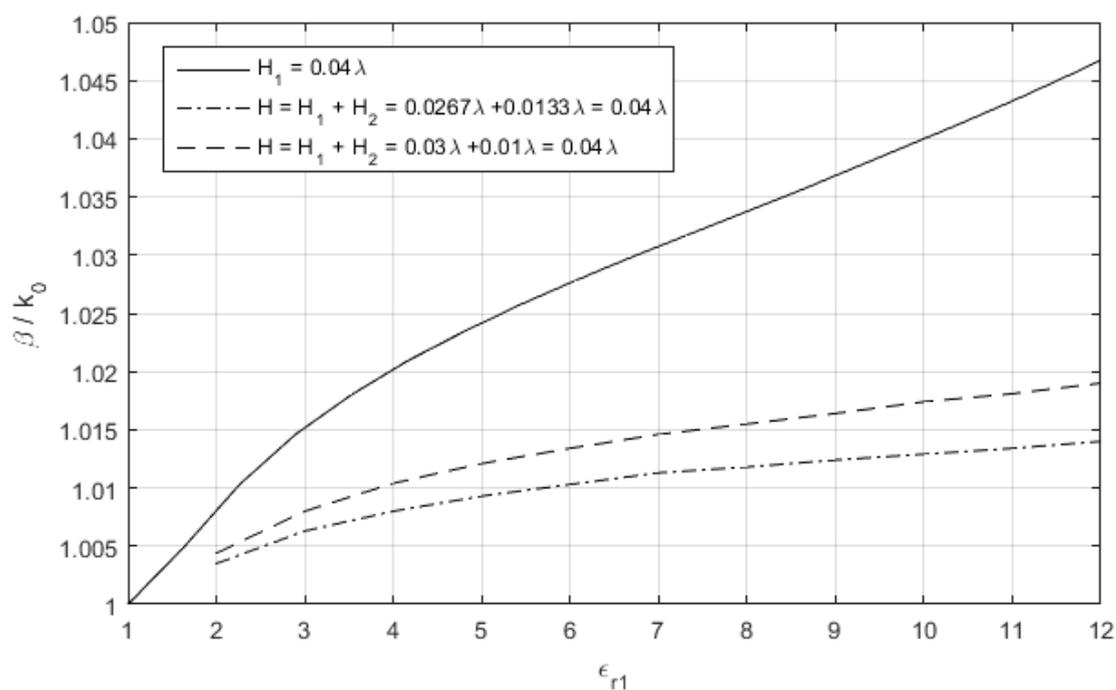


Рисунок 3.24 – Сравнение фазовых постоянных поверхностных волн в однослойной и двухслойной подложках при суммарной толщине подложки  $0,04\lambda$ .

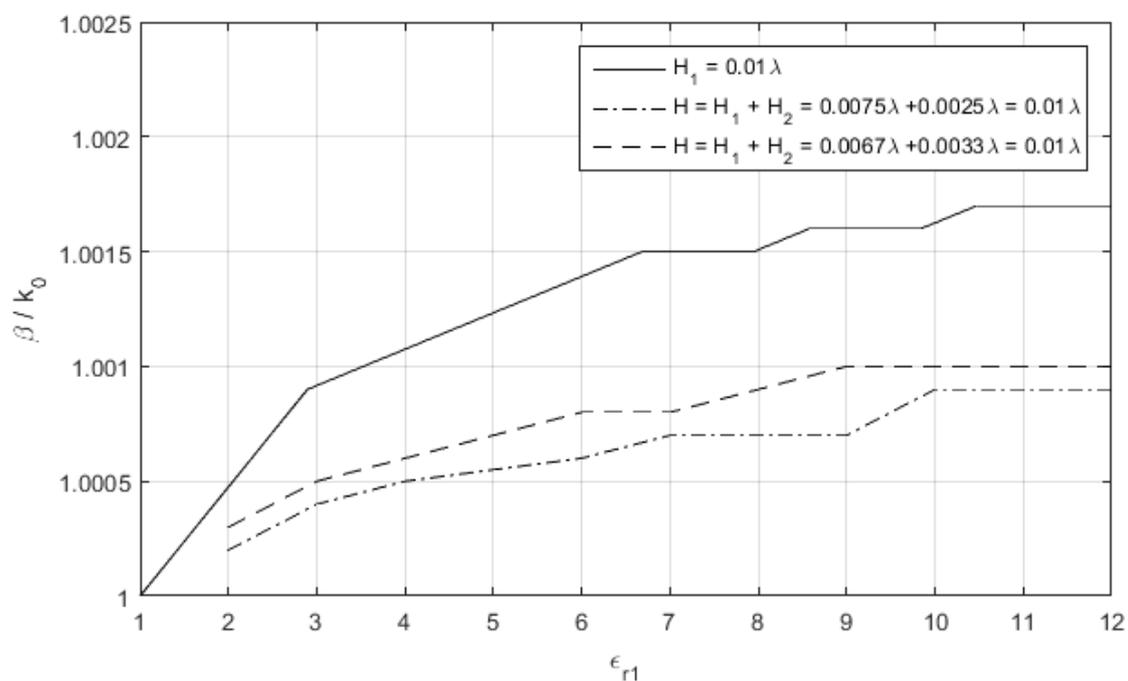


Рисунок 3.25 - Сравнение фазовых постоянных поверхностных волн в однослойной и двухслойной подложках при суммарной толщине подложки  $0,01\lambda$ .

На основе этих двух рисунков можно сделать вывод, что кривые фазовых постоянных для двухслойных подложек расположены ниже аналогичных кривых для однослойной подложки той же толщины, то есть при одинаковых относительных диэлектрических проницаемостях верхнего слоя и суммарной толщине подложки фазовая постоянная в двухслойной подложке оказывается меньше, чем в однослойной. С учетом Рисунка 3.22, меньшая величина фазовой постоянной поверхностной волны в двухслойной подложке напрямую свидетельствует о расширении сектора сканирования при переходе от однослойной подложки к двухслойной той же толщины, либо к сохранению диапазона углов сканирования при увеличении суммарной толщины подложки. Следует отметить, что увеличение суммарной толщины двухслойной подложки будет способствовать увеличению допустимой излучаемой мощности без электрического пробоя в ней.

Как известно, частотные свойства АР имеют важное значение. Поэтому была исследована зависимость смещения углов «ослепления» в АР с однослойной и двухслойной диэлектрическими подложками от частоты [85, 89, 91]. Результаты этого исследования приведены на Рисунке 3.26, на котором показаны зависимости положения углов «ослепления» в полосе 10% от несущей ( $8,2 \text{ ГГц} \pm 410 \text{ МГц}$ ) для однослойных и двухслойных подложек (черные и синие кривые, соответственно) для трех значений относительных диэлектрических проницаемостей и толщин слоев Рисунков 3.19 и 3.20.

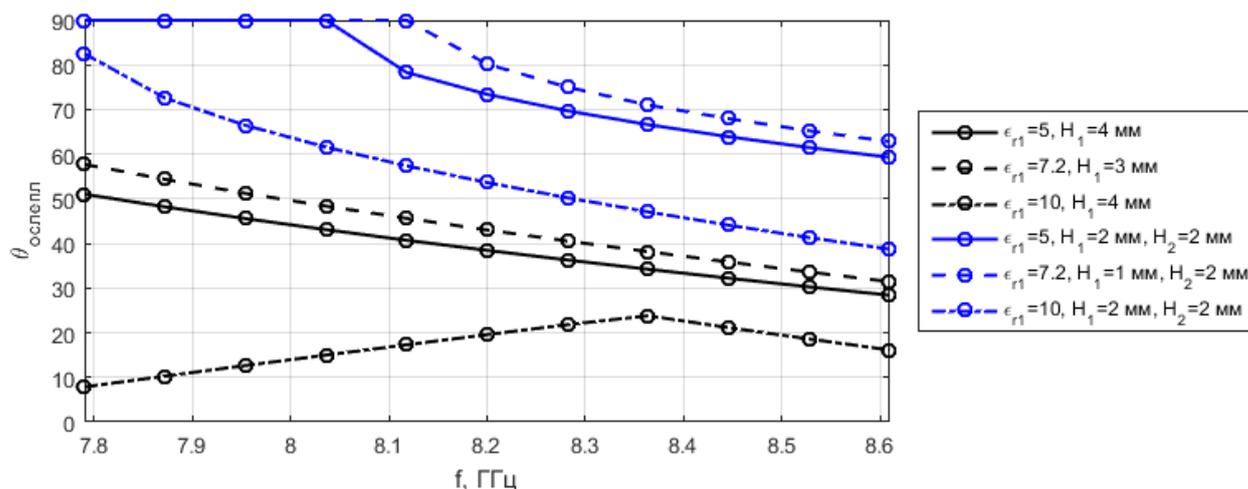


Рисунок 3.26 – Смещение углов «ослепления» при изменении частоты.

Из Рисунка 3.26 видно, что частотные зависимости углов «ослепления» ФАР при однослойной и двухслойной подложках выглядят аналогично, т.е. при переходе к двухслойной подложке частотные свойства ФАР вследствие влияния эффекта «ослепления» не ухудшаются.

На основе условий (2.7) был сформулирован метод, позволяющий произвести подбор параметров двухслойной диэлектрической подложки по критерию получения заданной величины угла «ослепления». С учетом того, что реально используются только диэлектрические подложки, в которых возбуждается одна поверхностная волна, рассмотрение углов «ослепления» для направлений сканирования по диагонали сетки расположения излучателей можно исключить, так как углы «ослепления» для них возникнут при бóльших углах сканирования. Таким образом, в общем виде процесс определения параметров двухслойной диэлектрической подложки с целью обеспечить заданный угол «ослепления»  $\theta_{\text{осл}}$  можно записать в следующем виде:

$$\sin(\theta_{\text{осл}}) = \max_{\epsilon_{r1,2}, H_{1,2}} (\min(g_1(\epsilon_{r1,2}, H_{1,2}), g_2(\epsilon_{r1,2}, H_{1,2}))), \quad (3.3)$$

где функции  $g_1$  и  $g_2$  зависят следующим образом от параметров диэлектрической подложки, т.е. от фазовой постоянной поверхностной волны  $\beta$ :

$$g_1(\epsilon_{r1,2}, H_{1,2}) = \frac{1}{k_0} \left| \frac{\beta(\epsilon_{r1,2}, H_{1,2})}{2\pi/d_{x,y}} \right| \quad (3.4)$$

$$g_2(\epsilon_{r1,2}, H_{1,2}) = \frac{1}{k_0} \left( \frac{2\pi}{d_{x,y}} - \left| \frac{\beta(\epsilon_{r1,2}, H_{1,2})}{2\pi/d_{x,y}} \right| \right) \quad (3.5)$$

Таким образом, в данном подпункте показано, что применение двухслойной подложки позволяет отдалить угол «ослепления» в микрополосковых ФАР, а также сформулирован метод, позволяющий определить параметры двухслойной подложки по критерию получения заданного угла «ослепления». При этом рассматривается только непосредственно положение самого угла «ослепления».

### 3.4. Выводы по разделу

1. В процессе исследований, проведенных в данной главе, было показано, что положение угла «ослепления» в ФАР с двухслойной диэлектрической подложкой можно определять с помощью методики, применяемой для ФАР с однослойной диэлектрической подложкой, при использовании значений фазовой постоянной поверхностной волны, определяемых путем решения дисперсионных уравнений для поверхностных волн в двухслойной подложке.

2. Для экспериментальной проверки возможности применения метода определения углов «ослепления» в микрополосковой ФАР с двухслойной подложкой был изготовлен макет такой антенной решетки из  $7 \times 17$  прямоугольных элементов, работающий в полосе частот 5,19-5,5 ГГц. В качестве нижнего слоя диэлектрика использовался воздух, верхний слой представлял собой материал ФЛАН-7,2 с относительной диэлектрической проницаемостью 7,2. На разработанном макете двухслойной многоэлементной АР были проведены экспериментальные исследования диаграмм направленности центрального элемента на двух частотах 5200 МГц и 5400 МГц в секторе углов  $\pm 65^\circ$  от нормали к плоскости АР.

3. Результаты проведенных экспериментальных исследований показали качественное совпадение углов «ослепления» данной АР с аналогичными параметрами, определенными путем использования методики определения углов «ослепления» при двухслойной подложке. В частности, путем применения методики определения углов «ослепления» были получены значения углов «ослепления» для двухслойной АР, равные  $24^\circ$  на частоте 5200 МГц и  $22^\circ$  - на частоте 5400 МГц. Из экспериментальных результатов диаграмм направленности

центрального элемента макета АР с двухслойной подложкой на этих частотах были определены значения углов «ослепления», которые оказались равными  $24^\circ$  и  $22^\circ$ , соответственно.

4. Показано, что использование двухслойной подложки в микрополосковой ФАР позволяет при равенстве общей толщины подложки толщине однослойной подложки расширить сектор допустимых углов сканирования по сравнению с сектором углов сканирования ФАР с однослойной подложкой.

5. Показано, что частотные свойства ФАР с двухслойной подложкой по сравнению с частотными свойствами ФАР с однослойной подложкой вследствие влияния эффекта «ослепления» не ухудшаются.

## **Глава 4. Эффект «ослепления» конечных микрополосковых ФАР**

Представленный в предыдущих двух главах анализ эффекта «ослепления» выполнялся в приближении бесконечной микрополосковой антенной решетки, и рассматривалось только положение непосредственно самого угла «ослепления». В этой главе рассмотрены закономерности поведения провала в ДН центрального элемента конечных микрополосковых ФАР с однослойной и двухслойной диэлектрическими подложками за счет эффекта «ослепления», а также проанализировано понижение коэффициента усиления (КУ) ДН в секторе сканирования за счет угла «ослепления», расположенного вне этого сектора. Результаты получены путем моделирования микрополосковых ФАР с различными подложками и с различным количеством элементов. Сформулирован алгоритм, позволяющий определить параметры диэлектрических слоев по критерию обеспечения в требуемом секторе углов сканирования допустимого уровня неравномерности КУ для ФАР достаточно большого размера, когда можно пренебречь влиянием краевых эффектов на ДН центрального элемента решетки.

### **4.1 Проявление эффекта «ослепления» в конечных АР**

Рассмотрим изменения ДН центрального элемента АР и, в частности, эффекта «ослепления», в решетках различных размеров.

На Рисунке 4.1 приведены расчетные ДН центрального элемента микрополосковой АР из прямоугольных патч-излучателей при сканировании в плоскости Е для АР размером  $5 \times 5$ ,  $7 \times 7$ ,  $9 \times 9$ ,  $11 \times 11$  и  $27 \times 27$  элементов для следующего варианта однослойной подложки:  $\varepsilon_{r1} = 4,5$ ,  $H_1 = 0,02\lambda$ , расстояние между излучающими элементами  $0,7\lambda$  [93]. По положению минимума ДН решетки  $27 \times 27$  элементов можно судить о положении угла «ослепления», равного  $25^\circ$ .

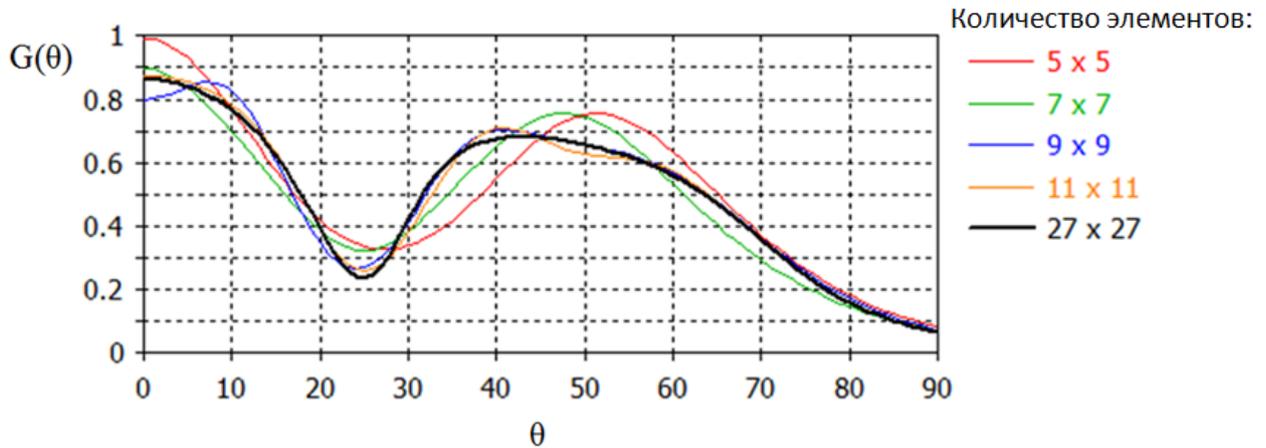


Рисунок 4.1 – ДН центрального элемента в микроплатовых АР с различным количеством элементов при однослойной подложке.

На Рисунке 4.2 приведены аналогичные ДН для центрального элемента АР тех же размеров, но при двухслойной подложке со следующими параметрами:  $\varepsilon_{r1} = 6,5$ ,  $\varepsilon_{r2} = 4,5$ ,  $H_1 = 0,017\lambda$ ,  $H_2 = 0,0417\lambda$ , расстояние между излучающими элементами  $0,7\lambda$ .

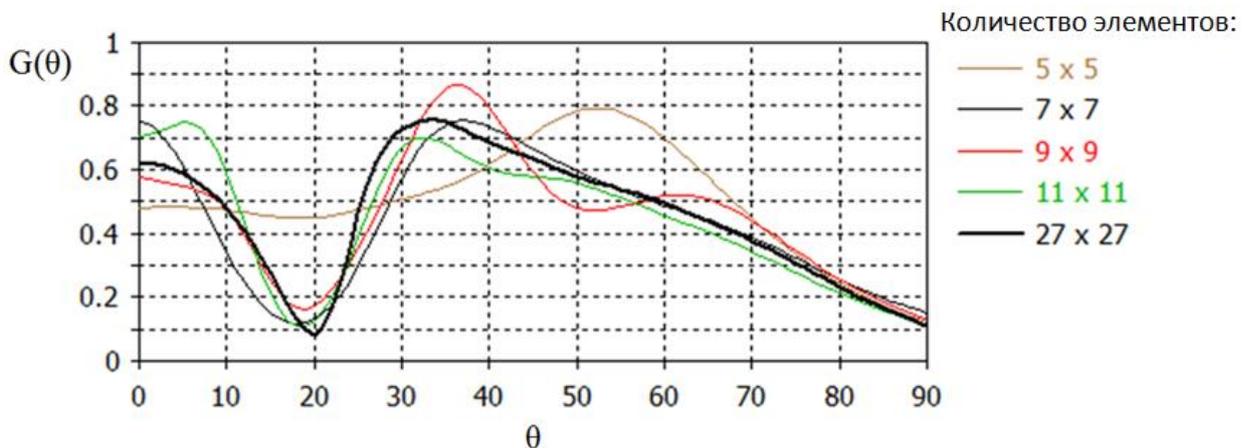


Рисунок 4.2 – ДН центрального элемента в микрополосковых АР с различным количеством элементов при двухслойной подложке.

Видно, что «ослепление» становится заметно уже для АР размером  $7 \times 7$  элементов в обоих случаях. На Рисунках 4.3 и 4.4 приведены ДН для тех же двух вариантов диэлектрических подложек, но при постепенном увеличении размеров АР с  $13 \times 13$  элементов до  $27 \times 27$  элементов.

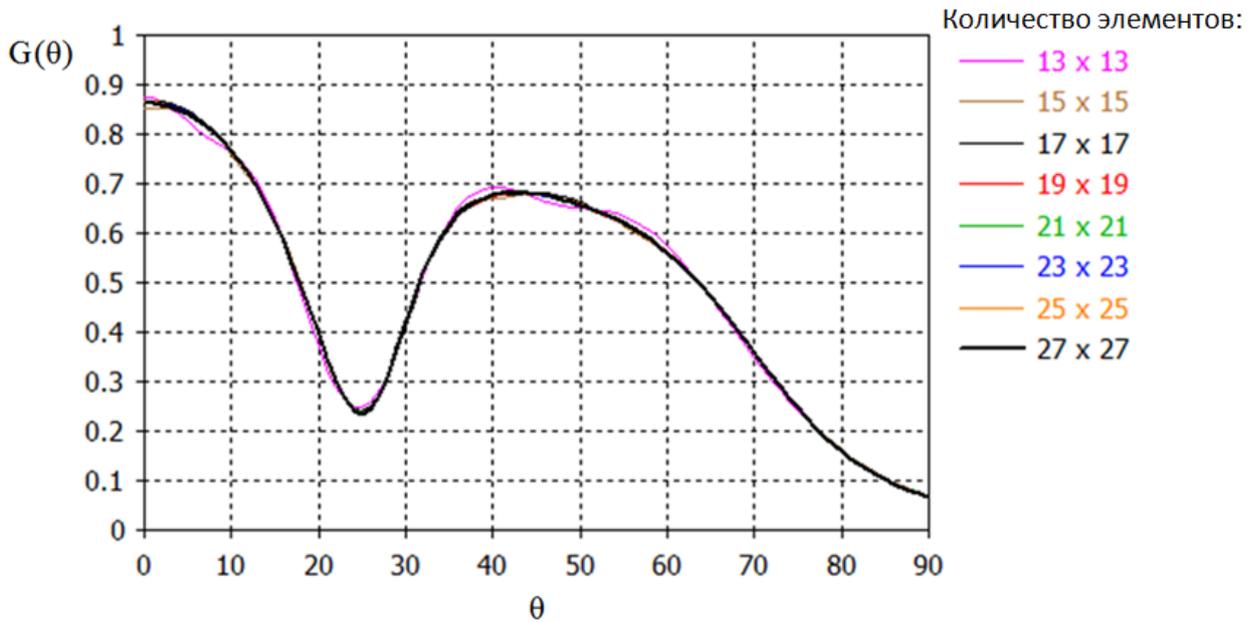


Рисунок 4.3 – ДН центрального элемента в микроплосковых АР с однослойной подложкой при постепенном увеличении размера решетки.

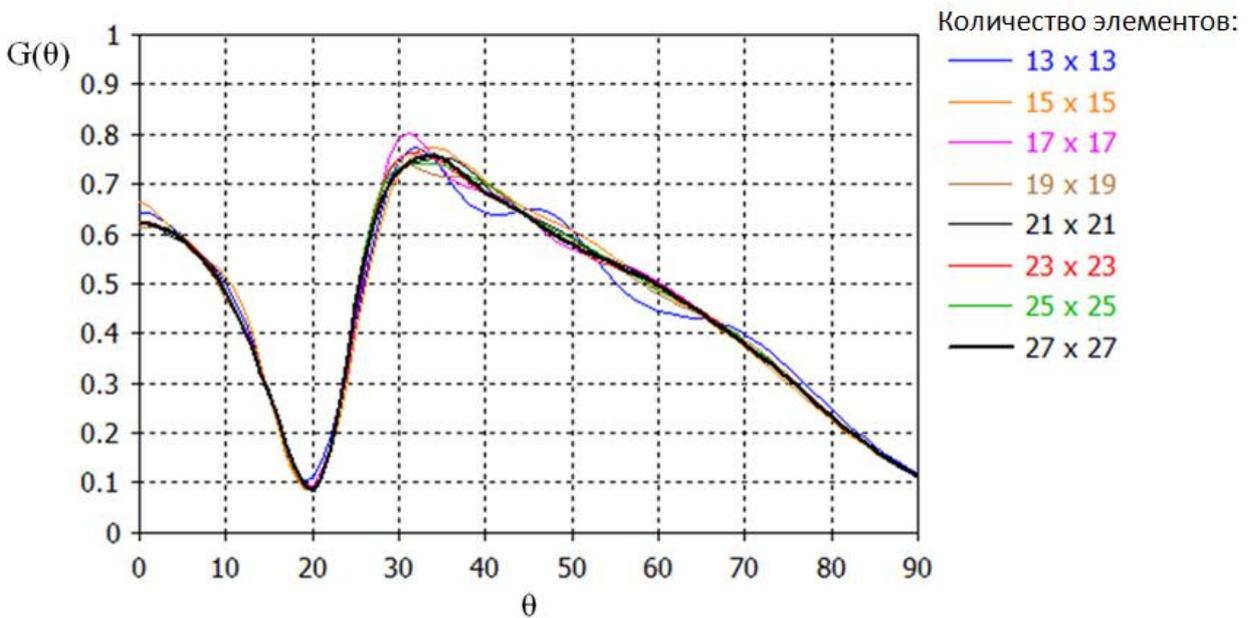


Рисунок 4.4 – ДН центрального элемента в микроплосковых АР с двухслойной подложкой при постепенном увеличении размера решетки.

Из Рисунков 4.3 и 4.4 видно, что ДН центрального элемента при постепенном увеличении размера АР с определенного момента начинают изменяться незначительно, что связано с уменьшением влияния краевых эффектов на ДН центрального элемента при рассмотрении сравнительно больших АР.

Для иллюстрации этого явления на Рисунке 4.5 приведены значения в процентах средней ошибки оценки ДН центрального элемента при различном количестве элементов (количество элементов, укладываемых по стороне решетки, отложено по горизонтальной оси) по сравнению с ДН в решетке размером  $27 \times 27$  элементов. Штриховая линия соответствует описанному выше случаю с однослойной подложкой, сплошная – случаю двухслойной подложки. Сравнивались ДН в пределах угла сканирования  $\pm 70^\circ$ , так как при бóльших углах влияние начинает оказывать экран и крепление антенны, что в данной работе не рассматривается.

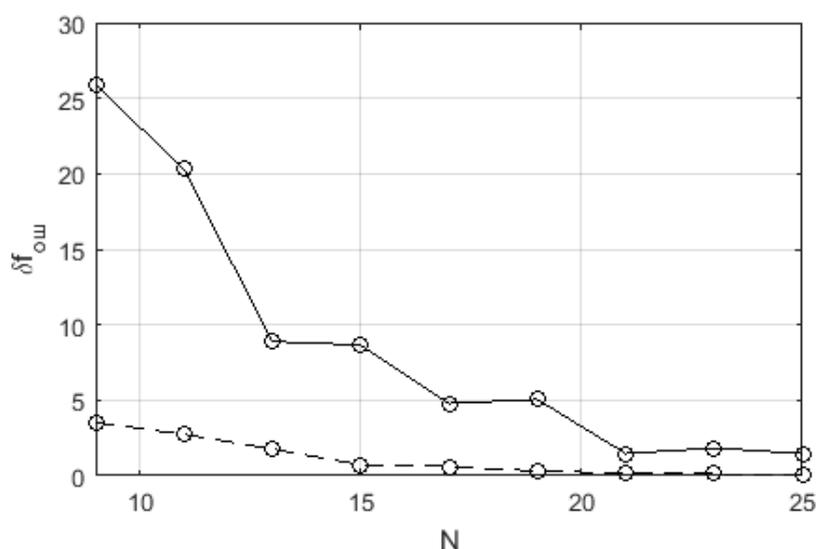


Рисунок 4.5 – Средняя ошибка оценки ДН центрального элемента решеток различного размера по сравнению с решеткой размера  $27 \times 27$  элементов.

Приведенные на Рисунке 4.5 кривые подтверждает тенденцию сокращения флуктуаций ДН при увеличении размеров подложки по сравнению с ДН в большой решетке (в данном случае предельным размером был размер  $27 \times 27$  элементов), что позволяет судить о поведении характеристик больших АР по результатам для меньших решеток при условии, что краевые эффекты уже начинают оказывать сравнительно небольшое влияние на ДН центрального элемента. Для небольших АР можно сказать, что их параметры существенно зависят от размера АР и должны исследоваться для каждого конкретного случая отдельно.

Далее рассмотрим свойства непосредственно эффекта «ослепления» в микрополосковых ФАР конечных размеров [93, 94]. На Рисунке 4.6 приведены зависимости отношения КУ при угле сканирования  $0^\circ$  и при угле, соответствующем углу «ослепления», в зависимости от количества элементов ( $N$ ) вдоль одной из сторон квадратной антенной решетки для однослойной (серые линии) и двухслойной подложек (черные линии). Верхняя кривая для однослойной или двухслойной подложки (с крестиками) соответствует углу «ослепления»  $25^\circ$ , нижняя (с кружочками) –  $20^\circ$ . Сдвиг углов «ослепления» был осуществлен изменением расстояния между излучающими элементами.

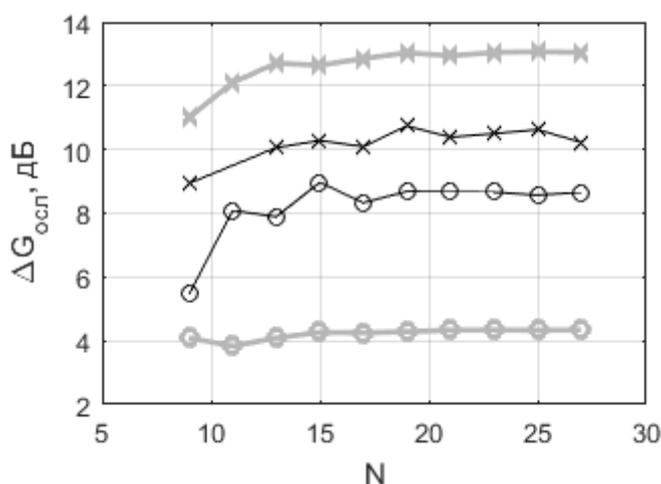


Рисунок 4.6 – Понижение КУ в районе «ослепления» по сравнению с КУ в направлении перпендикуляра к плоскости АР для решеток различного размера.

Можно отметить, что относительная «глубина» провала увеличивается при увеличении размера АР, однако и для сравнительно небольшой решетки, например,  $9 \times 9$  элементов, она может составлять до 11 дБ. Также важно то, что, начиная с некоторого размера АР (порядка  $19 \times 19$  элементов), этот уровень практически не изменяется при дальнейшем увеличении размера решетки, т.е., начиная примерно с этого размера решетки, влияние краевых эффектов на ДН центрального элемента становится незначительно. Различия в уровне четырех представленных на рисунке случаев связаны с тем, что, как будет показано далее, форма провала за счет «ослепления» зависит как от излучающего элемента, так и от положения угла «ослепления».

На Рисунке 4.7 построены кривые, характеризующие ширину провала за счет «ослепления» в зависимости от количества элементов вдоль одной из сторон АР. По вертикальной оси отмечена ширина провала по уровню плюс 3 дБ от минимума при «ослеплении», по горизонтальной – количество элементов вдоль одной стороны квадратной антенной решетки ( $N$ ). Обозначения кривых аналогичны обозначениям на Рисунке 4.6.

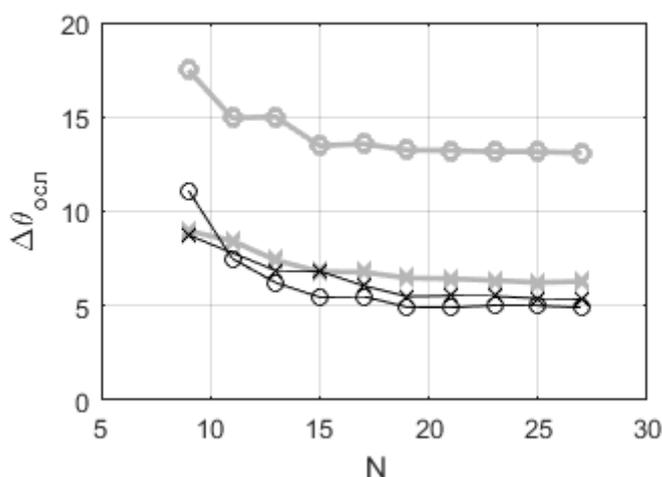


Рисунок 4.7 – Ширина провала при «ослеплении» для решеток различного размера.

Можно отметить, что ширина провала в районе угла «ослепления» уменьшается при увеличении количества элементов, а, следовательно, и размера решетки, и, начиная с некоторого размера решетки (в данных случаях примерно при размере  $19 \times 19$  элементов), стабилизируется. Разный уровень кривых также связан как с различиями излучающих элементов, так и с положением углов «ослепления», что будет показано далее.

Таким образом, при увеличении размера АР происходит одновременной сужение и углубление провала за счет «ослепления» до определенных пределов.

Все приведенные выше графики относились только к ДН центрального элемента АР. Для демонстрации различий в форме ДН элементов, расположенных в различных участках АР, был построен Рисунок 4.9, на котором изображены ДН патч-излучателей в децибелах в плоскости Е. Схематично положения этих элементов изображены на Рисунке 4.8, при этом изображена верхняя правая

четверть антенной решетки размером  $27 \times 27$  элементов, т.е. элемент №1 – центральный элемент АР.

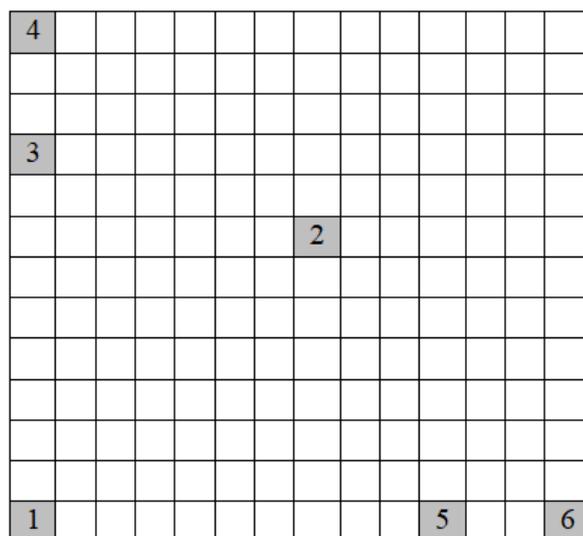
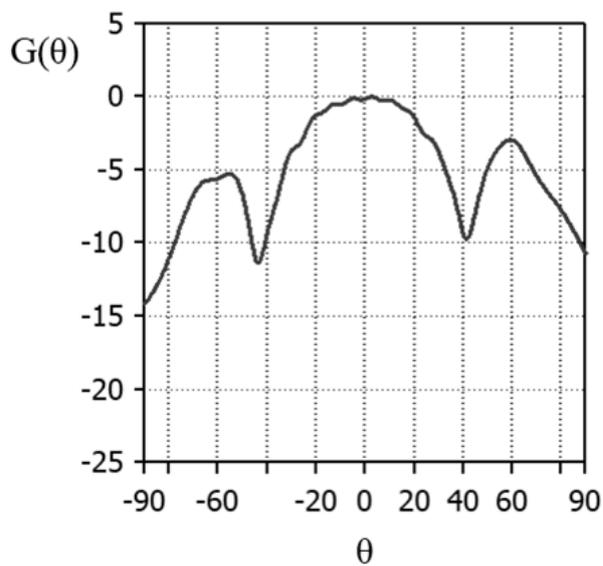
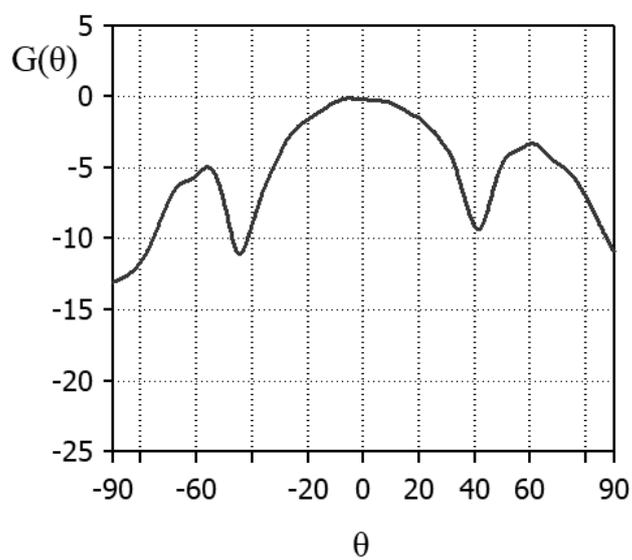


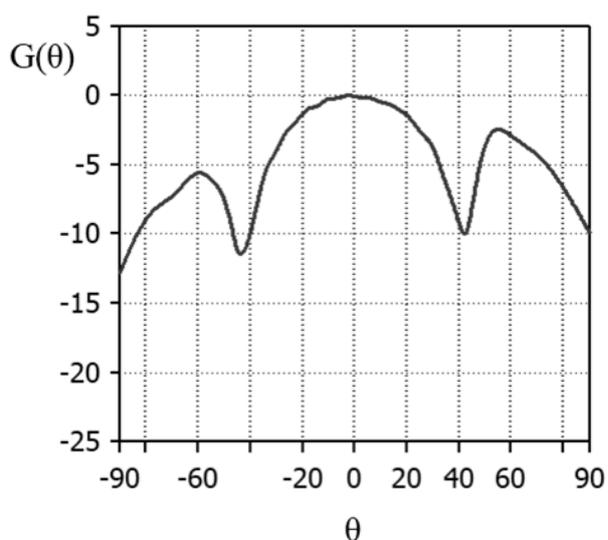
Рисунок 4.8 – Схема расположения элементов верхней правой четверти антенной решетки.



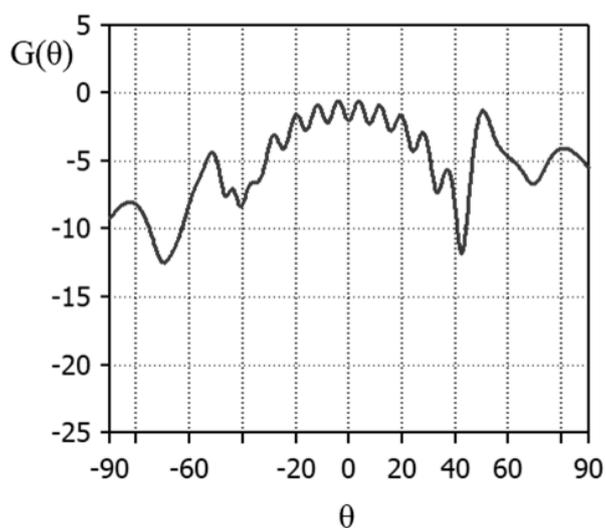
а)



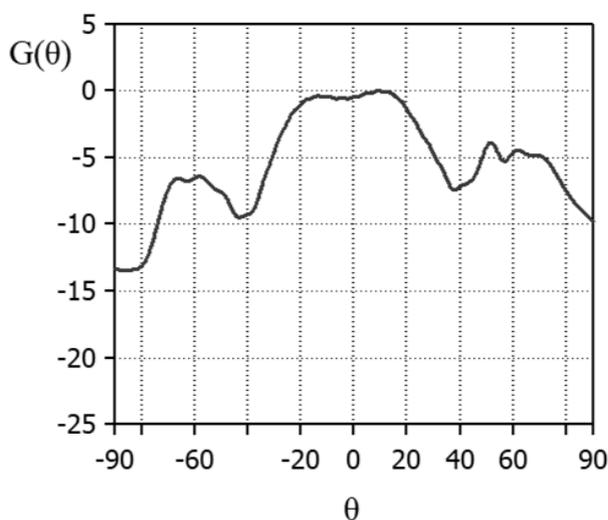
б)



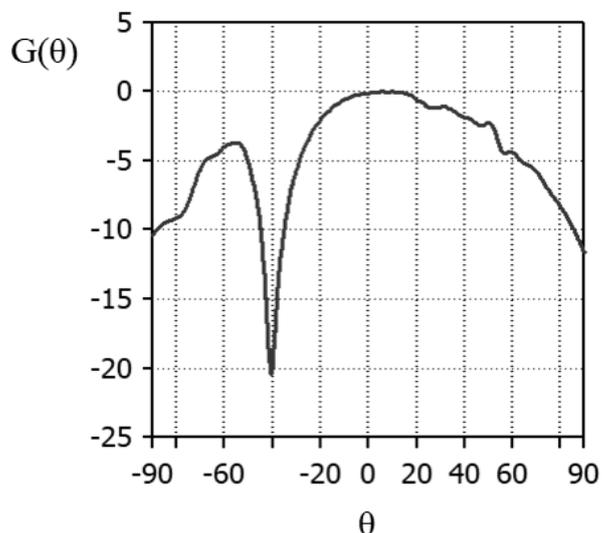
в)



г)



д)



е)

Рисунок 4.9 – Диаграммы направленности элементов решетки а) №1, б) №2, в) №3, г) №4, д) №5, е) №6.

На основе этих примеров ДН можно заключить, что диаграммы направленности элементов №1, №2 и №3 мало отличаются друг от друга, так как при сканировании в плоскости Е они находятся в окружении элементов, достаточно далеко отстоящих от края решетки. Эффект «ослепления» у элемента №4 проявляется почти аналогично элементу №1, однако форма всей диаграммы направленности значительно нарушена из-за того, что элемент расположен в крайнем ряду. У элемента №5, смещенного ближе к левому краю решетки, «ослепление» еще достаточно хорошо заметно и имеет вид, близкий к

«ослеплению» у элемента №1. Элемент №6, являющийся крайним в ряду, имеет «ослепление» только слева, то есть в сторону, где много элементов, тогда как с противоположной стороны ДН «ослепления» нет совсем. Из Рисунка 4.9 можно сделать вывод, что краевые эффекты начинают проявляться примерно с четвертого ряда от краев, элементы, расположенные ближе к центру, имеют диаграмму направленности, почти не отличимую от диаграммы направленности центрального элемента в решетке, что свидетельствует о пригодности использования ДН центрального элемента при определении ДН микрополосковой ФАР с эффектом «ослепления», так как «ослепление» достаточно хорошо выражено и у элементов, расположенных не по центру АР.

Если вернуться к центральному элементу АР, представляется целесообразным рассмотреть зависимость ширины и глубины провала за счет «ослепления» от угла, под которым возникает «ослепление», при фиксированном размере решетки [93, 94]. Для этого было рассмотрено по два варианта решеток на однослойной и двухслойной подложках. Смещение углов «ослепления» осуществлялось путем изменения межэлементного расстояния в диапазоне от  $0,55\lambda$  до  $0,85\lambda$  при сохранении остальных параметров. Рассматривались квадратные антенные решетки с числом элементов  $27 \times 27$ .

На Рисунке 4.10 приведена зависимость уменьшения КУ в районе «ослепления» по сравнению с КУ в направлении перпендикуляра к плоскости антенной решетки, на Рисунке 4.11 – зависимость ширины провала за счет эффекта «ослепления» по уровню плюс 3 дБ от минимума, по горизонтальной оси отмечены углы «ослепления». Серые линии соответствуют двум микрополосковым ФАР с различными однослойными подложками, черные линии – ФАР с двумя различными двухслойными подложками.

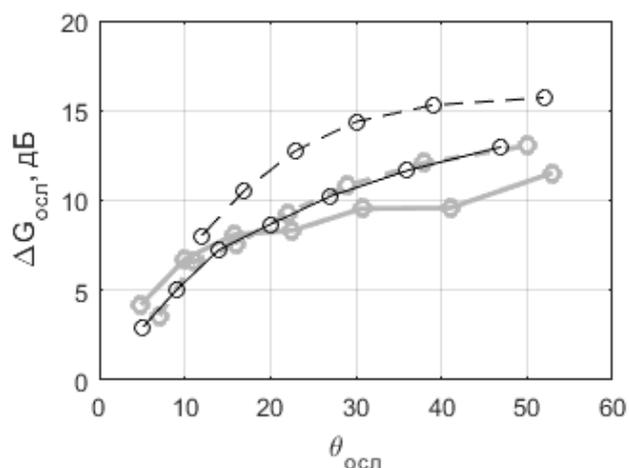


Рисунок 4.10 – Понижение КУ в районе «ослепления» по сравнению с КУ в направлении перпендикуляра к плоскости АР в зависимости от угла «ослепления».

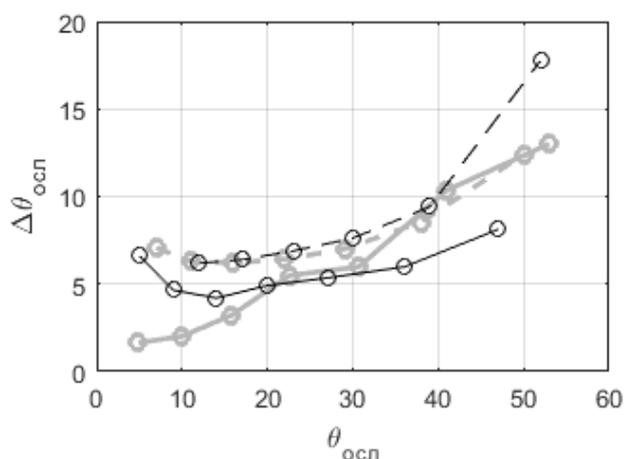


Рисунок 4.11 – Ширина провала при «ослеплении» в зависимости от угла «ослепления».

Можно отметить, что чем больше величина угла «ослепления», тем «глубже» оказывается провал (Рисунок 4.10), и тем он шире (Рисунок 4.11). Отклонение от этого правила при углах «ослепления» менее примерно  $10^\circ$  связано с тем, что при этом происходит значительная деформация формы всей ДН центрального элемента и уровень плюс 3 дБ от минимума приближается к  $0^\circ$ .

Таким образом, по результатам проведенного моделирования ДН элементов в микрополосковых ФАР можно сделать вывод о том, что, начиная примерно с антенной решетки с числом элементов  $19 \times 19$  и более, форма диаграммы

направленности центрального элемента АР стабилизируется, также стабилизируется и форма «провала» за счет угла «ослепления», т.е. краевые эффекты начинают оказывать минимальное влияние. В зависимости от величины угла «ослепления» меняется форма провала: при отдалении угла «ослепления» от направления, перпендикулярного плоскости АР, «провал» становится глубже и его ширина по уровню плюс 3 дБ от минимума возрастает.

#### **4.2. Неравномерность коэффициента усиления в заданном секторе углов в зависимости от «ослепления»**

Учитывая, что провал при «ослеплении» оказывается достаточно широким, он оказывает влияние на форму ДН элемента АР и в направлениях, значительно отстоящих от самого угла «ослепления», что приводит к тому, что при проектировании АР необходимо учитывать не только само положение угла «ослепления», но и угловое расстояние, на которое его необходимо отнести от края сектора сканирования, чтобы в секторе сканирования выполнялся определенный уровень неравномерности коэффициента усиления всей АР [93, 94]. Схематично эта ситуация изображена на Рисунке 4.12, где сплошной линией показана диаграмма направленности всей АР с «ослеплением», штриховой – ДН одиночного элемента. За счет возникновения «ослепления» сектор углов сканирования, в котором КУ АР имеет неравномерность не более величины  $\Delta G$ , сокращается по сравнению с величиной  $\theta_{ид}$  на величину  $\Delta\theta$ , в результате чего половина допустимого сектора сканирования АР оказывается равной  $\theta_{max}$ .

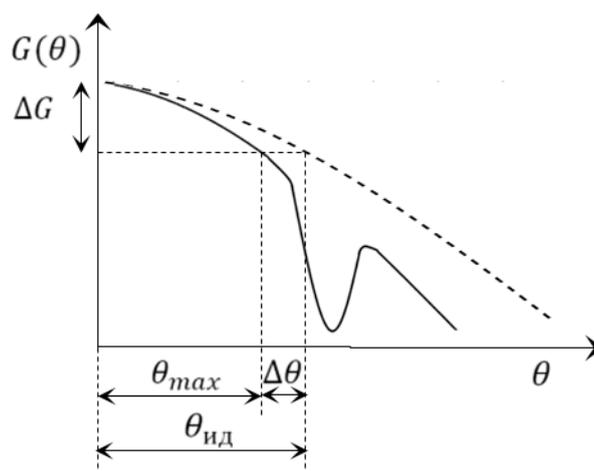


Рисунок 4.12 – Схематичный рисунок понижения КУ АР за счет «ослепления».

Для случая антенных решеток из микрополосковых патч-излучателей (три однослойные и две двухслойные микрополосковые АР с различными параметрами диэлектрических подложек размером  $27 \times 27$  элементов) были рассчитаны зависимости максимальных углов сканирования  $\theta_{max}$ , при которых обеспечиваются уровни неравномерности коэффициента усиления, равные 1 дБ, 2 дБ и 3 дБ, от положения угла «ослепления»  $\theta_{осл}$ . Кривые построены для трех различных вариантов однослойных подложек (точки отмечены треугольниками и крестиками) и двух вариантов двухслойных подложек (точки отмечены кружочками). Результаты представлены на Рисунке 4.13. Пять кривых зеленого цвета соответствуют уровню неравномерности коэффициента усиления 3 дБ, пять красных кривых – уровню 2 дБ и пять кривых черного цвета – уровню 1 дБ.

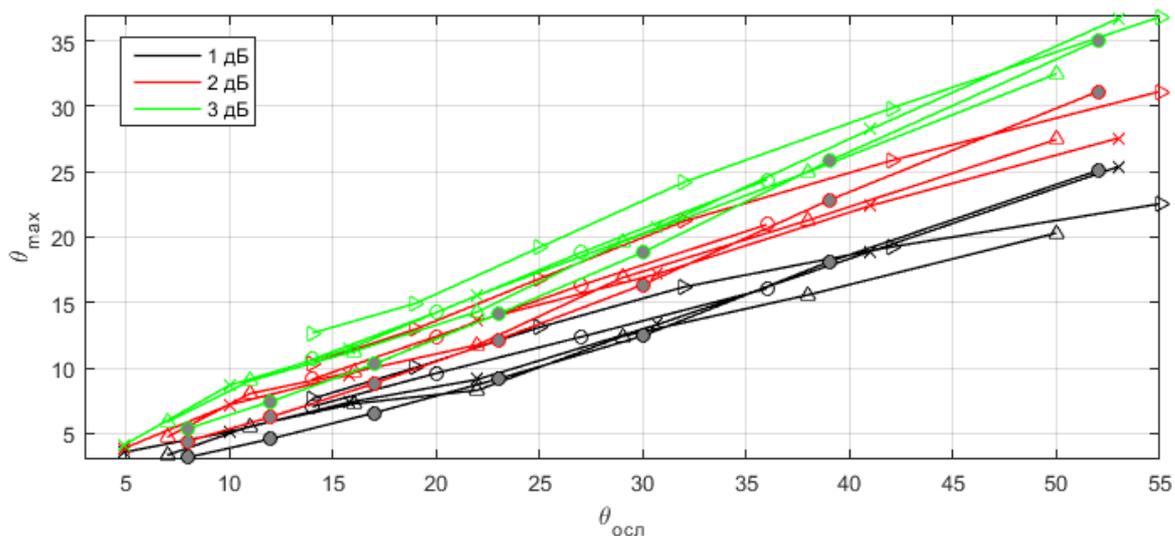


Рисунок 4.13 – Максимальные углы сканирования в зависимости от положения угла «ослепления».

Приведенные на Рисунке 4.13 максимальные значения углов сканирования  $\theta_{max}$  учитывают не только снижение КУ АР за счет эффекта «ослепления», но и учитывают спад ДН одиночного элемента. Чтобы исключить из рассмотрения спад ДН одиночного элемента, было произведено вычитание значения сектора углов сканирования, как если бы элемент был одиночным для каждого уровня неравномерности КУ АР. Для пяти приведенных случаев результат, т.е. зависимости сокращения сектора углов сканирования в зависимости от положения угла «ослепления» (величина  $\Delta\theta$  на Рисунке 4.12), изображены на Рисунке 4.14 значками для всех пяти вариантов решеток.

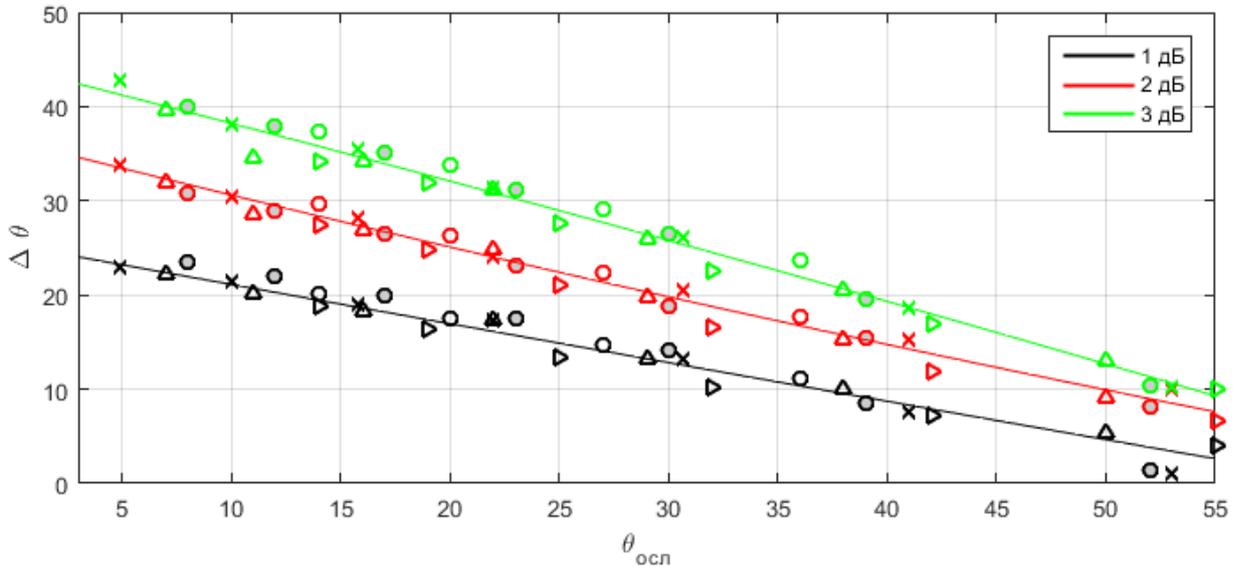


Рисунок 4.14 – Сокращение сектора сканирования в зависимости от положения угла «ослепления».

Можно отметить, что точки на Рисунке 4.14 для каждого уровня неравномерности КУ АР расположены достаточно плотно, в связи с чем они были аппроксимированы следующими полиномами для каждого уровня неравномерности КУ АР (1 дБ, 2 дБ и 3 дБ), переменной является положение угла «ослепления»  $\theta_{осл}$ :

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{1\text{ дБ}} &= 0,0001459\theta_{осл}^2 - 0,4205412\theta_{осл} + 25,314; \\ \Delta\theta_{2\text{ дБ}} &= 0,001164\theta_{осл}^2 - 0,5869\theta_{осл} + 36,3679; \\ \Delta\theta_{3\text{ дБ}} &= -0,0008574\theta_{осл}^2 - 0,587273\theta_{осл} + 44,18447. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Эти полиномы изображены на Рисунке 4.14 сплошными линиями соответствующего цвета. Таким образом, зная ДН одиночного элемента, требуемую ширину сектора сканирования АР и допустимую неравномерность КУ в этом секторе, можно определить приблизительное положение угла «ослепления». Например, при заданном уровне неравномерности КУ АР в секторе 2 дБ ( $\Delta G$ ) требуется обеспечить половину сектора сканирования  $\theta_{max} = 22,5^\circ$ . Пусть у выбранного излучающего элемента, когда он рассматривается вне решетки, коэффициент усиления понижается на 2 дБ относительно максимума при  $37,5^\circ$ . Тогда, чтобы получить в реальной АР требуемую неравномерность КУ при  $22,5^\circ$  (тоже по уровню 2 дБ), следует взять отстройку по углу примерно  $37,5^\circ$

-  $22,5^\circ = 15^\circ$ , что соответствует углу «ослепления» примерно при  $34^\circ$  ( $\theta_{\text{осл}}$ ) согласно второй аппроксимационной формуле (4.1) или Рисунку 4.14. Предельный угол сканирования тогда действительно будет составлять  $\theta_{\text{max}} = \theta_{\text{ид}} - \Delta\theta = 37,5^\circ - 15^\circ = 22,5^\circ$ .

Для оценки аппроксимации (4.1) был построен Рисунок 4.15, на котором изображена функция вероятности (CDF) в процентах ошибки определения сектора сканирования ( $\Delta\theta_{\text{max ош}}$ ).

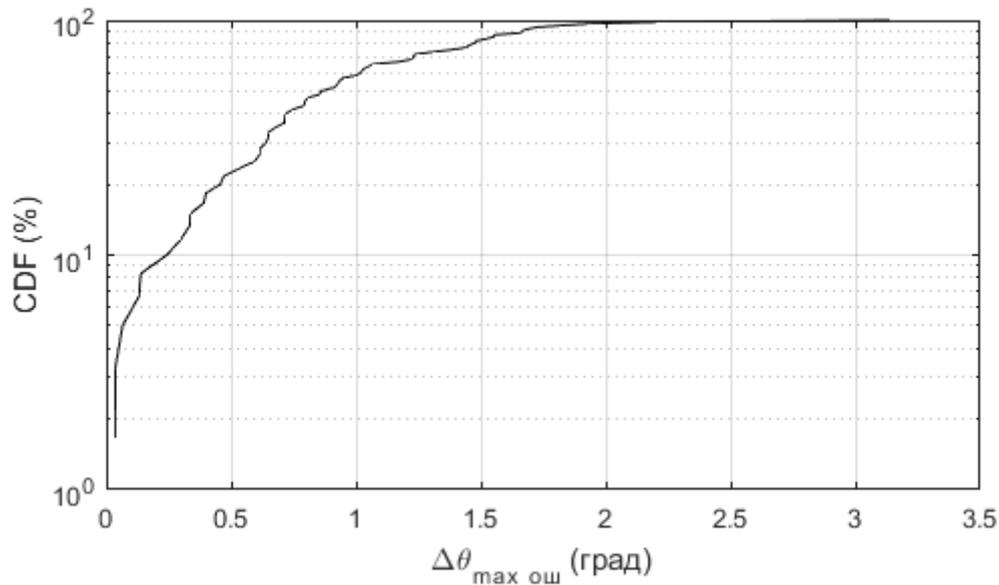


Рисунок 4.15 – Функция вероятности ошибки определения сектора при требуемом уровне неравномерности КУ АР.

На основе этого рисунка можно сделать вывод, что ошибка определения половины сектора по аппроксимационным формулам (4.1) не превосходит  $2^\circ$ .

Таким образом, в этом пункте представлен метод, позволяющий с достаточно высокой точностью учесть понижение КУ в секторе углов сканирования микрополосковой ФАР, в котором обеспечено отсутствие углов «ослепления», по значению угла «ослепления», находящегося вне сектора сканирования. При этом достаточно знать ДН одиночного излучателя и положение угла «ослепления» исходя из параметров подложки и периода решетки, то есть для приблизительного определения параметров микрополосковой ФАР можно не проводить моделирование всей антенной решетки.

### **4.3. Предлагаемый алгоритм определения параметров подложек по критерию обеспечения требуемой неравномерности КУ ФАР в секторе углов**

Описанный ранее в пункте 2.1 метод определения углов «ослепления» в приближении бесконечной АР и сформулированные на его основе условия (2.7), позволяющие определить на основе параметров диэлектрической подложки и расстояния между излучающими элементами первый угол «ослепления», рассматривали только сам угол «ослепления», не учитывая ширину провала в диаграмме направленности вокруг него, а также общего понижения уровня коэффициента усиления АР даже для углов, значительно отстоящих от угла «ослепления». Метод, описанный выражением (3.3), позволяет подобрать параметры подложки таким образом, чтобы получить заданную величину угла «ослепления», но не рассматривают вопрос неравномерности КУ в секторе сканирования.

Согласно результатам пункта 4.2, «ослепление» приводит к некоторому нарушению формы всей ДН центрального элемента. В связи с этим был разработан алгоритм определения параметров диэлектрической подложки по известным значениям неравномерности КУ ( $\Delta G$ ) в заданном секторе углов сканирования  $\theta_{max}$  (блок-схема алгоритма представлена на Рисунке 4.16) [89]. В процессе выполнения этого алгоритма в общем случае могут быть найдены как относительные диэлектрические проницаемости обоих слоев подложки, так и их толщина. Аппроксимация (4.1) используется в алгоритме на этапе определения величины  $\Delta\theta$ .

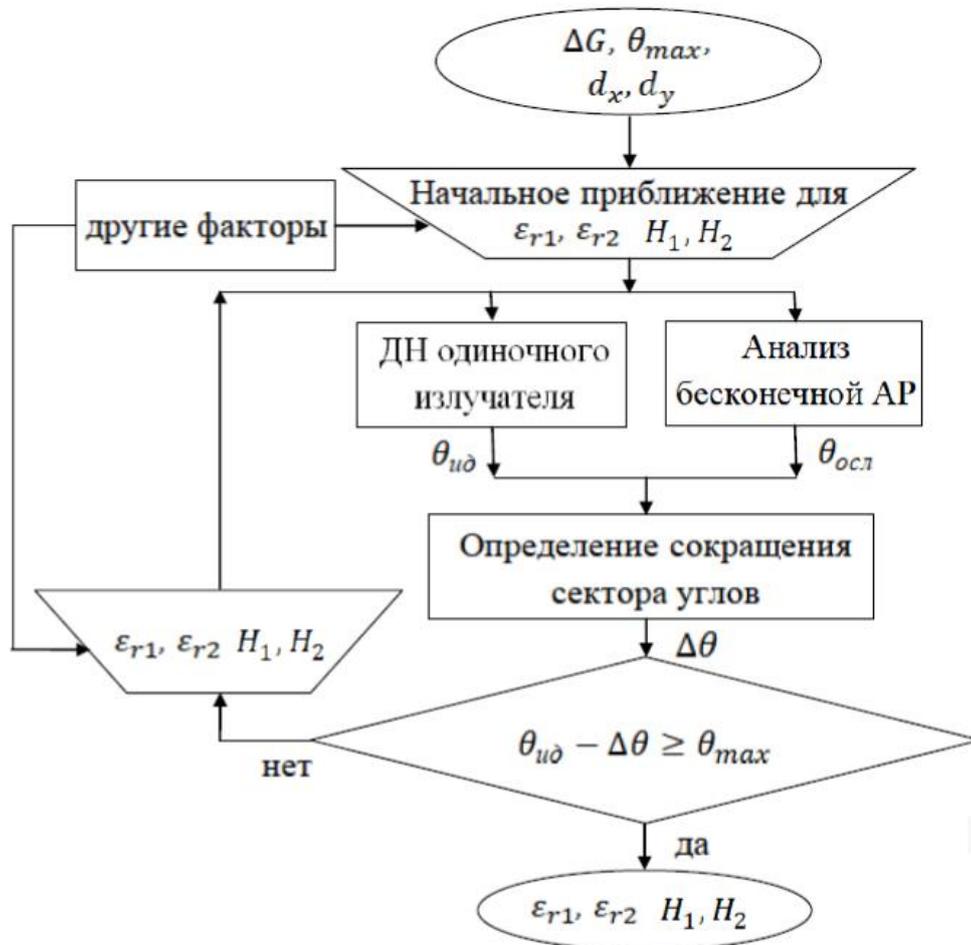


Рисунок 4.16 – Алгоритм оптимизации параметров подложки по критерию обеспечения требуемой неравномерности КУ в секторе.

Следует учесть, что при изменении параметров диэлектрической подложки происходит изменение формы ДН излучателя, в связи с чем процесс определения параметров диэлектрической подложки должен носить итерационный характер, и на каждой итерации должен происходить расчет ДН одиночного излучателя. Под «другими факторами» на Рисунке 4.16 подразумеваются внешние факторы, влияющие на выбор толщин слоев подложки, например: требование по обеспечению необходимой рабочей полосы ФАР, электрической прочности и т.д. Алгоритм предусматривает только определение параметров для работы в одном диапазоне частот, в случае необходимости работы в нескольких диапазонах частот следует повторить его.

Рассмотрим применение этого алгоритма. Пусть требуется подобрать параметры двухслойной диэлектрической подложки микрополосковой ФАР с

периодом решетки  $0,55\lambda$ , сектор сканирования  $\pm 30^\circ$  при допустимом уровне неравномерности КУ 3 дБ. Пусть общая толщина подложки должна составлять  $0,05\lambda$ , в качестве верхнего слоя выбран диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью 7,2, нижний слой – материал с диэлектрической проницаемостью 2,8. По алгоритму Рисунка 4.16 следует определить соотношение толщин слоев ( $H_1$  и  $H_2$ ).

В результате применения алгоритма была получена ФАР со следующими толщинами двухслойной подложки: толщина верхнего слоя ( $H_1$ )  $0,033\lambda$ , толщина нижнего слоя ( $H_2$ )  $0,017\lambda$ . При этом эффект «ослепления» появляется при угле  $49^\circ$  (Рисунок 4.17), ширина сектора сканирования по уровню неравномерности КУ –  $32,8^\circ$ .

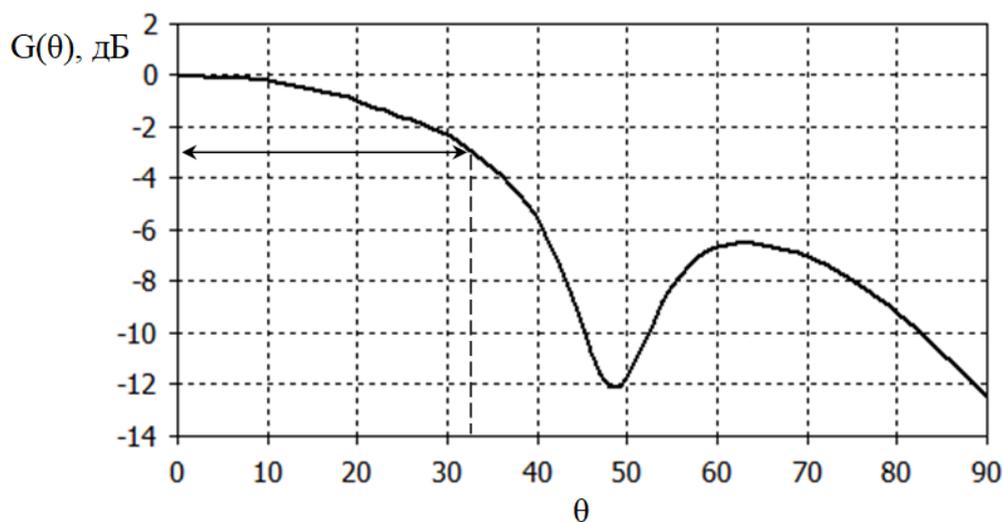


Рисунок 4.17 – Диаграмма направленности центрального элемента в решетке для оптимизированных параметров двухслойной подложки.

Согласно выражениям (4.1), сокращение сектора сканирования по уровню 3 дБ при угле «ослепления», равном  $49^\circ$ , по сравнению с ДН одиночного элемента должно составлять порядка  $13,3^\circ$ . На Рисунке 4.18 приведена ДН одиночного патч-излучателя, его КУ по сравнению с максимумом понижается на 3 дБ в районе угла  $44,7^\circ$ , т.е. сокращение сектора сканирования реально оказалось равным  $11,9^\circ$ , ошибка определения половины сектора сканирования микрополосковой ФАР с двухслойной подложкой составила  $1,4^\circ$ .

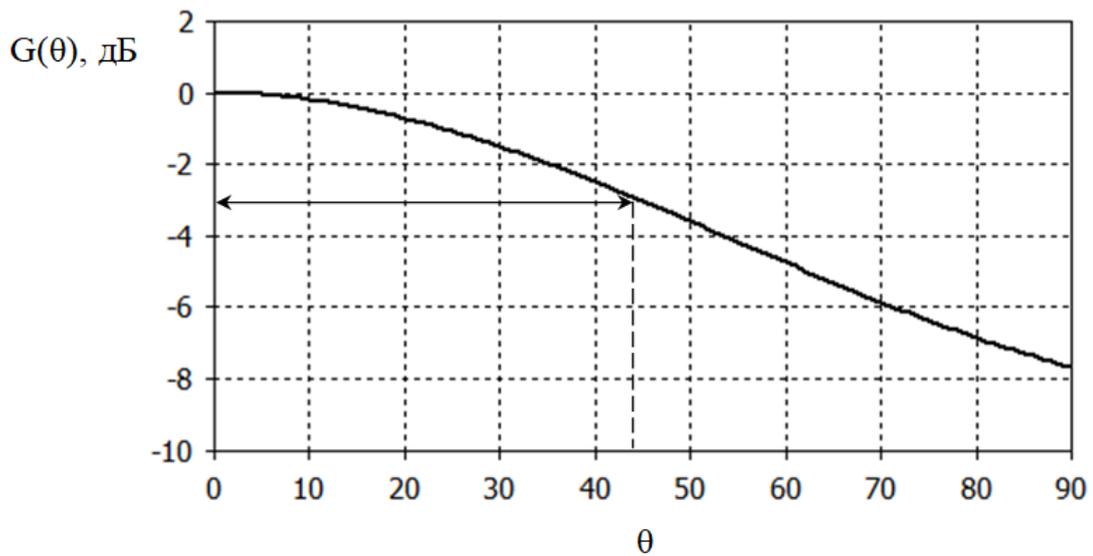


Рисунок 4.18 – Диаграмма направленности одиночного элемента с оптимизированной двухслойной подложкой.

Таким образом, в этом пункте описан метод оптимизации параметров двухслойной диэлектрической подложки по критерию обеспечения в секторе углов сканирования допустимого уровня неравномерности КУ ФАР. Он позволяет, проводя на каждой итерации только расчет одиночного патч-излучателя, обеспечить с достаточно высокой точностью требуемый уровень КУ ФАР в секторе сканирования. При этом угол «ослепления» определяется в приближении бесконечной АР на основе информации о параметрах двухслойной диэлектрической подложки и периода решетки, и далее по простым формулам определяется получающийся при данных параметрах сектор сканирования, используя только ДН одиночного элемента.

#### 4.4 Влияние эффекта «ослепления» на антенные системы, использующие технологию ММО

Как было показано в предыдущих разделах, эффект «ослепления» проявляется в ДН элементов решетки (парциальных), а, значит, также оказывает влияние и на работу антенных систем в режиме ММО, когда каждый излучатель решетки ММО ведет прием или передачу в условиях многолучевого распространения в окружении соседних элементов решетки.

Одной из характеристик, оценивающей качественные показатели антенны ММО в условиях многолучевого распространения, является «среднее эффективное усиление» (mean effective gain – MEG), по определению это отношение принимаемой антенной мощности в данных условиях многолучевого распространения к мощности, которая была бы принята эталонной антенной. Для  $m,n$ -ого элемента двумерной антенной решетки ММО эту величину в общем виде можно определить следующим образом [97]:

$$MEG_{m,n} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} (P_V G_{\theta m,n}(\theta, \varphi) p_{\theta}(\theta, \varphi) + P_H G_{\varphi m,n}(\theta, \varphi) p_{\varphi}(\theta, \varphi)) \sin \theta d\theta d\varphi}{P_V + P_H}, \quad (4.2)$$

где  $P_V$  и  $P_H$  – мощности, принимаемые изотропными антеннами вертикальной и горизонтальной поляризации,  $G_{\theta m,n}(\theta, \varphi)$  и  $G_{\varphi m,n}(\theta, \varphi)$  – диаграммы направленности  $m,n$ -ого элемента решетки вертикальной и горизонтальной поляризации,  $p_{\theta}(\theta, \varphi)$  и  $p_{\varphi}(\theta, \varphi)$  – плотности распределения вероятностей углов прихода сигнала по углу места и углу азимута.

Таким образом, MEG позволяет оценить уровень коэффициента усиления элемента решетки в направлениях прихода лучей. Также эта характеристика, полученная для каждого излучателя, позволяет определить «разбалансировку по мощности в каналах» (branch power imbalance).

С учетом того, что для массового применения в наземных системах связи, в частности, в сотовых системах связи, рассматриваются плоские антенные решетки, которые должны осуществлять работу в некотором секторе углов, например,  $\pm 45^\circ$  или  $\pm 60^\circ$ , основной вклад в уровень принимаемой мощности вносит коэффициент усиления элементов решетки в этом секторе.

Следовательно, и в случае антенных систем с технологией ММО, ухудшение неравномерности КУ за счет эффекта «ослепления» в секторе должно контролироваться, и алгоритм определения параметров двухслойной подложки, описанный в пункте 4.3, применим для этого случая, так как позволяет отдалить угол «ослепления» от края сектора таким образом, чтобы обеспечить требуемую неравномерность КУ излучателей в антенной решетке, реализующей технологию ММО.

#### 4.5. Выводы по разделу

1. Форма провала в районе угла «ослепления» зависит от положения угла «ослепления». В частности, по мере отдаления угла «ослепления» от направления, перпендикулярного плоскости решетки, глубина провала по сравнению с КУ в направлении, перпендикулярном плоскости решетки, увеличивается, ширина провала также увеличивается.

2. Понижение коэффициента усиления центрального элемента антенной решетки по сравнению с диаграммой направленности одиночного элемента практически не зависит от конструкции фазированной антенной решетки, в частности, ее подложки, и определяется, в основном, только положением угла «ослепления». Это позволяет определить сокращение сектора сканирования при учете эффекта «ослепления» как функцию угла «ослепления».

3. Сформулированное в предыдущем пункте положение позволяет разработать алгоритм определения параметров двухслойной диэлектрической подложки по критерию обеспечения допустимого уровня неравномерности коэффициента усиления микрополосковой ФАР в секторе углов сканирования.

4. Эффект «ослепления» оказывает негативное влияние также и на антенные системы, реализующие технологию ММО, в связи с чем разработанный алгоритм в полной мере может применяться и при определении параметров подложек для микрополосковых решеток ММО.

## Заключение

Основные результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Подтверждена экспериментально методика определения углов «ослепления» для микрополосковых ФАР с двухслойной диэлектрической подложкой при использовании соответствующих дисперсионных уравнений для определения фазовых постоянных поверхностных волн.

2. Показано, что переход от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной диэлектрической подложке в микрополосковых ФАР позволяет при сохранении общей толщины подложки расширить сектор углов сканирования путем увеличения угла «ослепления», частотные свойства при этом не ухудшаются. В частности, при переходе от микрополосковой ФАР с расстояниями между элементами  $0,5\lambda$  с однослойной подложкой с относительной диэлектрической проницаемостью 7,2 толщиной  $0,04\lambda$  к такой же ФАР, но с двухслойной диэлектрической подложкой, верхний слой которой выполнен из того же диэлектрика, а суммарная толщина подложки сохранена, угол «ослепления» смещается на величину до  $4^\circ$  дальше от направления, перпендикулярного плоскости решетки, в зависимости от выбора диэлектрика нижнего слоя и соотношения толщин слоев. При переходе от ФАР с однослойной подложкой толщиной  $0,06\lambda$  к аналогичной ФАР с двухслойной подложкой происходит смещение угла «ослепления» уже на величину до  $9^\circ$  в зависимости от остальных параметров, при относительной диэлектрической проницаемости, равной 16, смещение «ослепления» может достигать  $7,5^\circ$  при толщине подложки  $0,04\lambda$  и  $42^\circ$  при толщине подложки  $0,06\lambda$ .

3. Результаты анализа снижения КУ микрополосковой ФАР в зависимости от угла «ослепления» позволили определить сокращение сектора сканирования при учете эффекта «ослепления» как функцию угла «ослепления». В частности, при угле «ослепления», равном  $40^\circ$ , сектор сканирования ФАР, определенный по допустимому уровню неравномерности КУ 3 дБ, сократится на  $19^\circ$  по сравнению с сектором сканирования идеализированной антенной решетки,

в которой отсутствует эффект «ослепления». Аналогично, при угле «ослепления», равном  $50^\circ$ , сектор сканирования сократится на  $12^\circ$ .

Таким образом, в диссертации решена актуальная научная задача расширения широкоугольных свойств микрополосковых фазированных антенных решеток за счет увеличения угла «ослепления» путем перехода от однослойной к двухслойной диэлектрической подложке.

Для дальнейшей разработки темы целесообразно рассмотреть форму провала в ДН центрального элемента за счет эффекта «ослепления» при использовании излучателей формы, отличной от прямоугольной, в том числе, позволяющих осуществлять работу в нескольких полосах частот. Для дальнейших исследований также представляется перспективным рассмотреть широкоугольные свойства микрополосковых ФАР с тремя и более слоями подложки.

## **ПРИЛОЖЕНИЕ А. Численное исследование эффекта «ослепления» ФАР с однослойной подложкой**

В данном приложении приведены результаты электродинамического моделирования диаграмм направленности центрального элемента бесконечных ФАР из микрополосковых полуволновых диполей, из патч-антенн с прямоугольной и круглой формой излучателей и из узких полуволновых щелей в экране с одним слоем диэлектрического покрытия с целью сравнения со значениями углов «ослепления», полученными по методу, описанному в подпункте 2.1. Рассмотрение щелевой антенной решетки с покрытием связано с тем, что, как было показано в главе 1, микрополосковые излучатели могут возбуждаться, в том числе, с использованием щели, прорезанной в экране.

Параметры слоя диэлектрика и расстояния между излучающими элементами в каждом случае были выбраны таким образом, чтобы углы «ослепления» проявились в направлениях, достаточно близких к направлению, перпендикулярному плоскости решетки, при этом они наиболее хорошо выражены и позволяют подтвердить корректность метода определения углов «ослепления».

### **А.1 АР из микрополосковых полуволновых диполей с однослойной диэлектрической подложкой**

Было рассмотрено два варианта микрополосковых АР из полуволновых микрополосковых диполей.

В первом варианте бесконечная АР из полуволновых диполей расположена на подложке с  $\epsilon_{r1} = 4,2$  толщиной  $0,1\lambda$ . При таком соотношении между относительной диэлектрической проницаемостью и толщиной подложки в диэлектрике возбуждается только одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,26k_0$ .

На Рисунке А.1 изображены окружности, построенные по методу, описанному в предыдущем пункте. Серая окружность соответствует углам видимости при угле сканирования до  $90^\circ$ , серыми точками отмечены возможные

углы «ослепления» при сканировании по главным осям и по диагонали сетки расположения излучателей (в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ ). Расстояние между излучающими элементами было выбрано равным  $0,8\lambda$ .

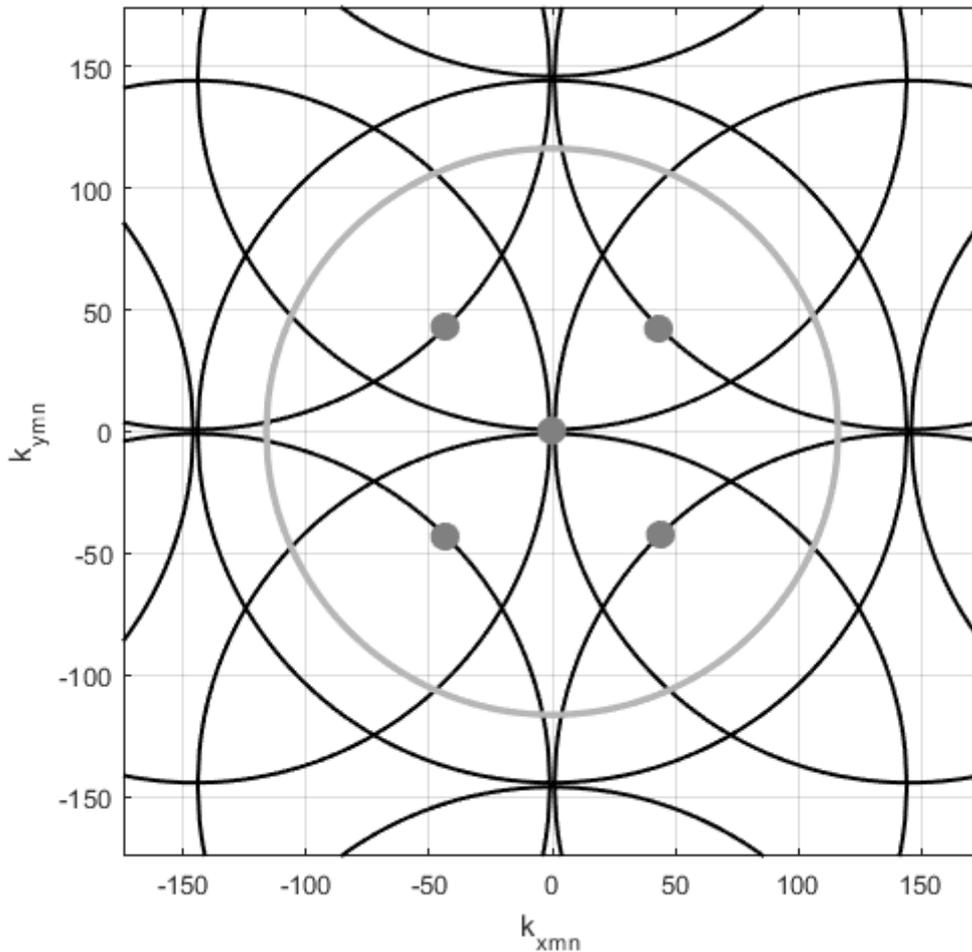


Рисунок А.1 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при однослойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить следующие значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: при  $\theta = 0^\circ$  в плоскостях  $E$  и  $H$ , при  $\theta = 0^\circ$  и  $33^\circ$  в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ .

С помощью моделирования были рассчитаны ДН центрального элемента решетки, приведенные на Рисунке А.2 в приближении бесконечной решетки для сканирования по углу  $\theta$  в плоскости  $E$ , в плоскости  $H$  и в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ . Из этого рисунка видно, что при сканировании в плоскостях  $E$  и  $H$  углы

«ослепления» проявились при  $\theta = 0^\circ$ , а при сканировании при  $\varphi = 45^\circ$  – при  $\theta = 0^\circ$  и  $33^\circ$ . Эти углы полностью соответствуют углам, спрогнозированным на основе условий (2.6).

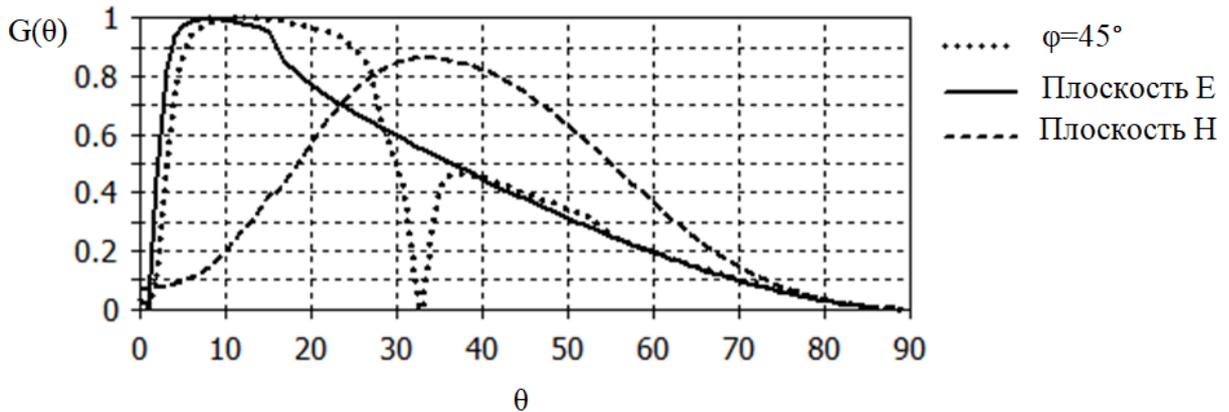


Рисунок А.2 - ДН центрального элемента первого варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при однослойной подложке.

Во втором варианте АР из полуволновых микрополосковых диполей диполи расположены на подложке с такой же  $\varepsilon_{r1}$ , но толщиной  $0,3\lambda$ . При этом в такой подложке увеличенной толщины распространяются три поверхностные волны (две электрического типа и одна магнитного типа) с фазовыми постоянными, равными  $1,92k_0$ ,  $1,02k_0$  и  $1,67k_0$ , соответственно.

Для этого варианта АР окружности на плоскости волновых чисел приведены на Рисунках А.3 - А.5 для каждого типа поверхностной волны отдельно. Расстояние между элементами было оставлено равным  $0,8\lambda$ .

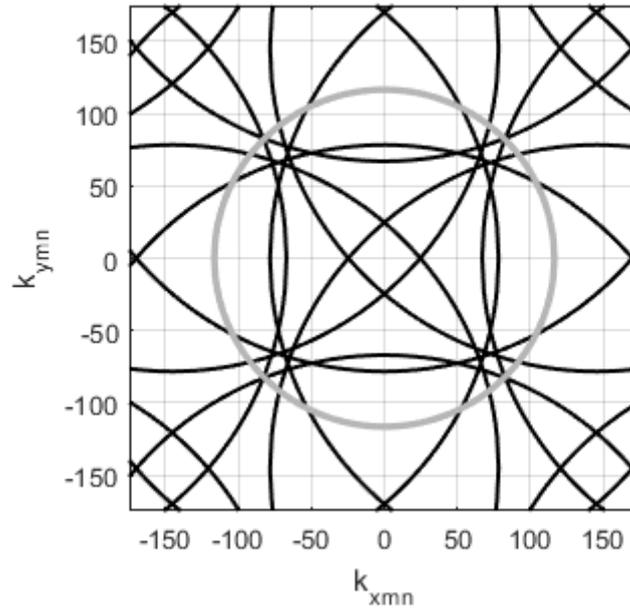


Рисунок А.3 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при однослойной подложке (первая поверхностная волна электрического типа).

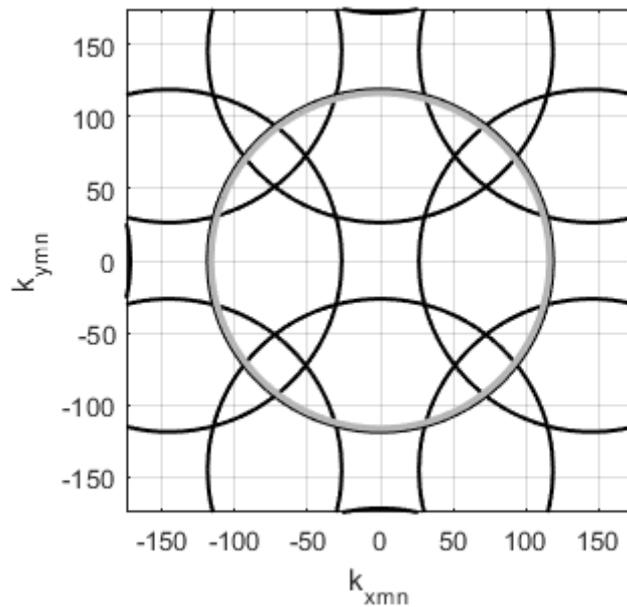


Рисунок А.4 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при однослойной подложке (вторая поверхностная волна электрического типа).

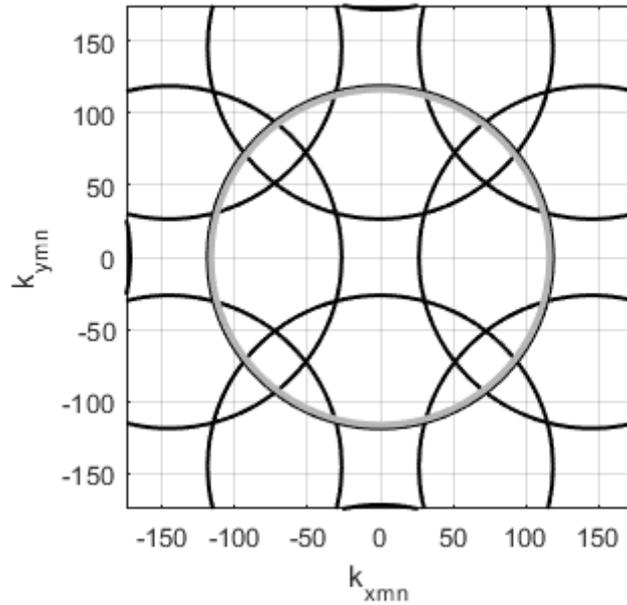


Рисунок А.5 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при однослойной подложке (первая поверхностная волна магнитного типа).

Решая систему уравнений (2.6), можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях  $E$  и  $H$ :  $10^\circ, 11^\circ, 14^\circ, 24^\circ, 38^\circ, 40^\circ, 60^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ :  $7^\circ, 24^\circ, 31^\circ, 42^\circ, 50^\circ, 53^\circ$ .

ДН центрального элемента в приближении бесконечной решетки приведены на Рисунке А.6 в тех же трех плоскостях сканирования. Здесь проявились следующие углы ослепления: в плоскости  $E$  -  $10^\circ, 14^\circ, 38^\circ$  и  $40^\circ$ , в плоскости  $H$  -  $11^\circ, 24^\circ$  и  $60^\circ$ , при  $\varphi = 45^\circ$  -  $7^\circ, 24^\circ, 31^\circ, 42^\circ$  и  $53^\circ$ .

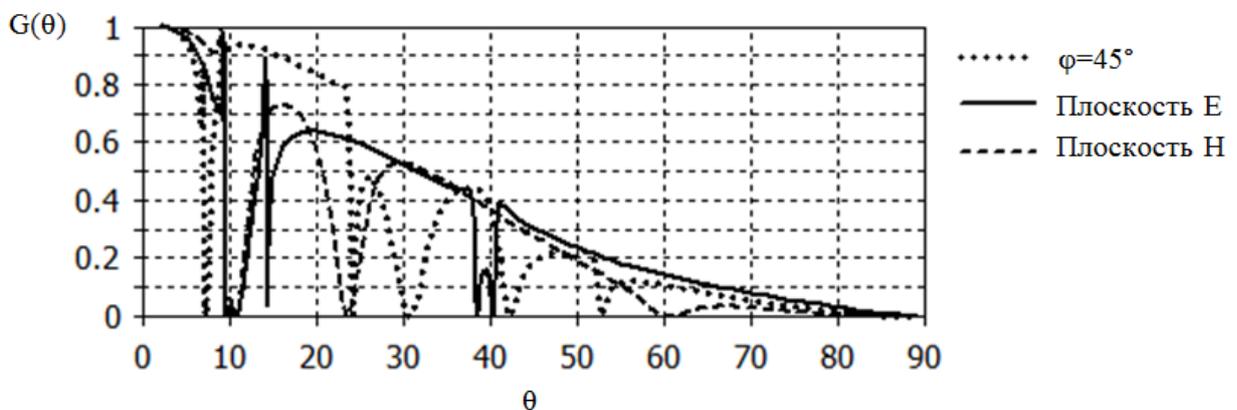


Рисунок А.6 - ДН центрального элемента второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при однослойной подложке.

Таким образом, при моделировании проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости Е -  $10^\circ, 14^\circ, 38^\circ, 40^\circ$ , в плоскости Н -  $11^\circ, 24^\circ, 60^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $7^\circ, 24^\circ, 31^\circ, 42^\circ, 53^\circ$ . Единственным непроявившимся углом «ослепления» является  $\theta = 50^\circ$  при  $\varphi = 45^\circ$ , но, согласно [20], возникновение углов «ослепления» также может зависеть от типа излучателей и способа их питания.

Таким образом, на двух вариантах антенных решеток из микрополосковых полуволновых диполей на однослойных диэлектрических подложках разной толщины была подтверждена применимость метода определения углов «ослепления» АР, описанного в пункте 2.1.

## А.2 АР из патч-антенн с однослойной подложкой

Геометрические размеры микрополосковых прямоугольных патч-антенн с однослойной подложкой (Рисунок А.7) согласно [49] приблизительно могут быть рассчитаны по следующим формулам:

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}+1}{2}}}. \quad (\text{A.1})$$

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{\varepsilon_{r1}+1}{2} + \frac{\varepsilon_{r1}-1}{2} \left(1 + 12 \frac{H_1}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (\text{A.2})$$

$$L_{\text{эфф}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}. \quad (\text{A.3})$$

$$\Delta L = 0.411 H_1 \frac{(\varepsilon_{\text{эф}}+0.3) \left(\frac{W}{H_1}+0.264\right)}{(\varepsilon_{\text{эф}}-0.258) \left(\frac{W}{H_1}+0.8\right)}. \quad (\text{A.4})$$

$$L = L_{\text{эфф}} - 2\Delta L. \quad (\text{A.5})$$

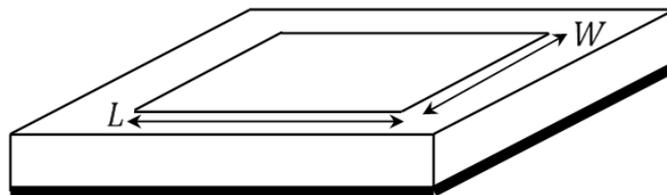


Рисунок А.7 - Геометрия патч-излучателя.

С учетом того, что в случае микрополосковых патч-антенн размеры металлических излучателей становятся сравнимы с длиной волны, путем

моделирования был проведен анализ отклонения фазовых постоянных поверхностных волн при учете расположения металлических излучателей на слое диэлектрика по сравнению со слоем диэлектрика без излучателей.

На Рисунках А.8 и А.9 приведен пример результатов расчета отклонения фазовых постоянных поверхностной волны в зависимости от толщины слоя диэлектрика при учете размещения на подложке металлических элементов. На Рисунках А.8 и А.9 сплошными линиями изображены элементы кривых замедления, построенные без учета периодического расположения излучающих элементов, черная линия - для случая  $\epsilon_{r1} = 5$ , серая линия - для  $\epsilon_{r1} = 10$ . Точками вблизи соответствующей линии изображено отклонение замедления при учете прямоугольных элементов, имеющих размер сторон примерно  $0,0888 \div 0,1\lambda$  на обоих рисунках. Расстояние между элементами на Рисунке А.8 -  $0,533 \div 0,6\lambda$ , на Рисунке А.9 -  $0,6216 \div 0,7\lambda$ . На обоих рисунках ошибка определения фазовых постоянных не превышает 4,1%.

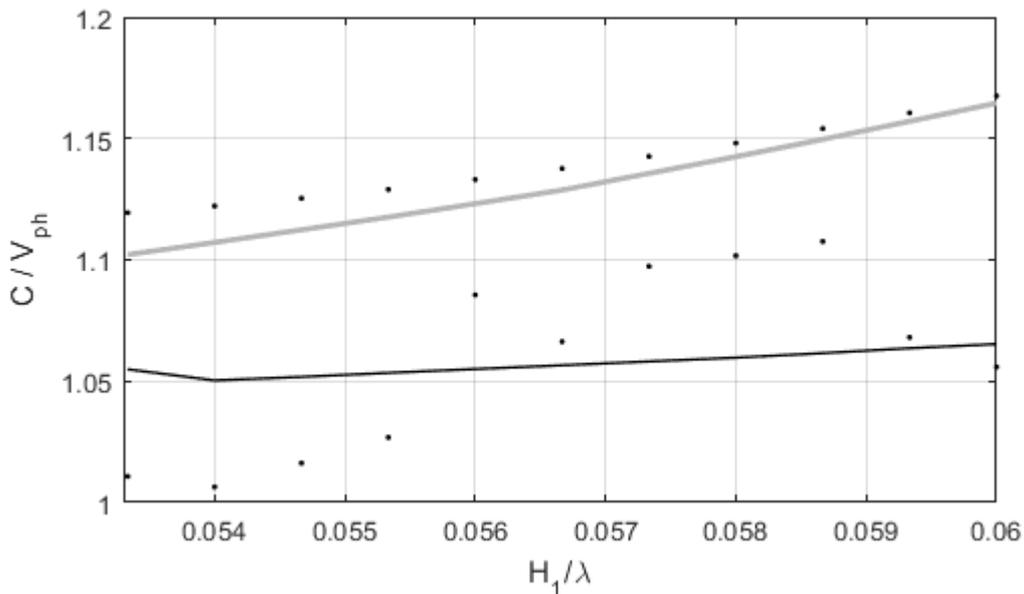


Рисунок А.8 - Замедление поверхностных волн в однослойной среде с учетом излучающих элементов при толщине слоя  $0,0533\lambda$ - $0,06\lambda$ .

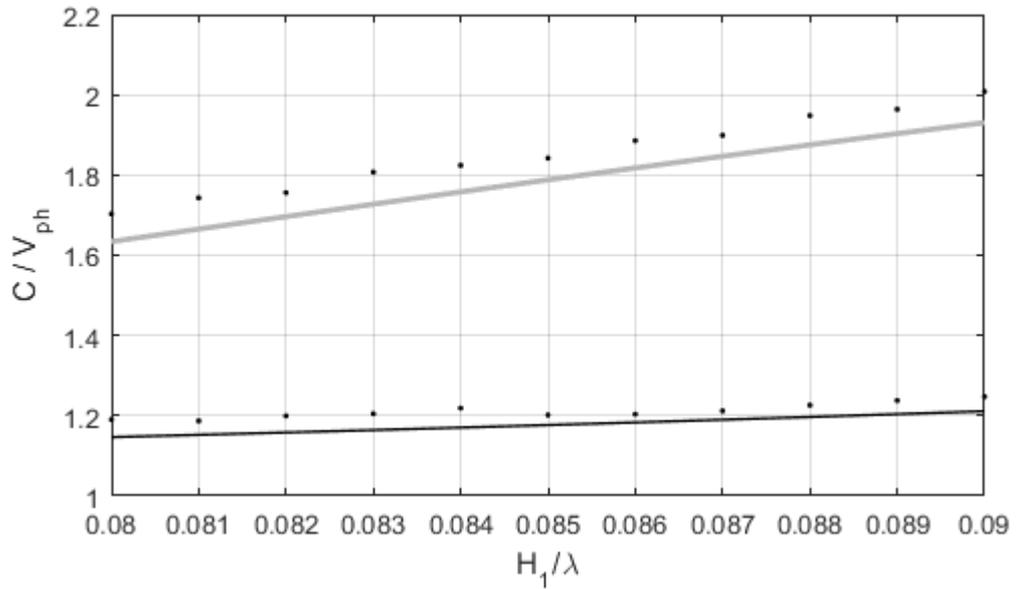


Рисунок А.9 - Замедление поверхностных волн в однослойной среде с учетом излучающих элементов при толщине слоя  $0,08\lambda-0,09\lambda$ .

Для этих двух случаев на Рисунках А.10 и А.11 построены максимально допустимые углы сканирования без эффекта «ослепления» на основе условий (2.6). В виде сплошных линий построены кривые без учета влияния элементов, точками – с учетом периодического размещения элементов. Обозначения кривых такие же, что и на Рисунках А.8 и А.9.

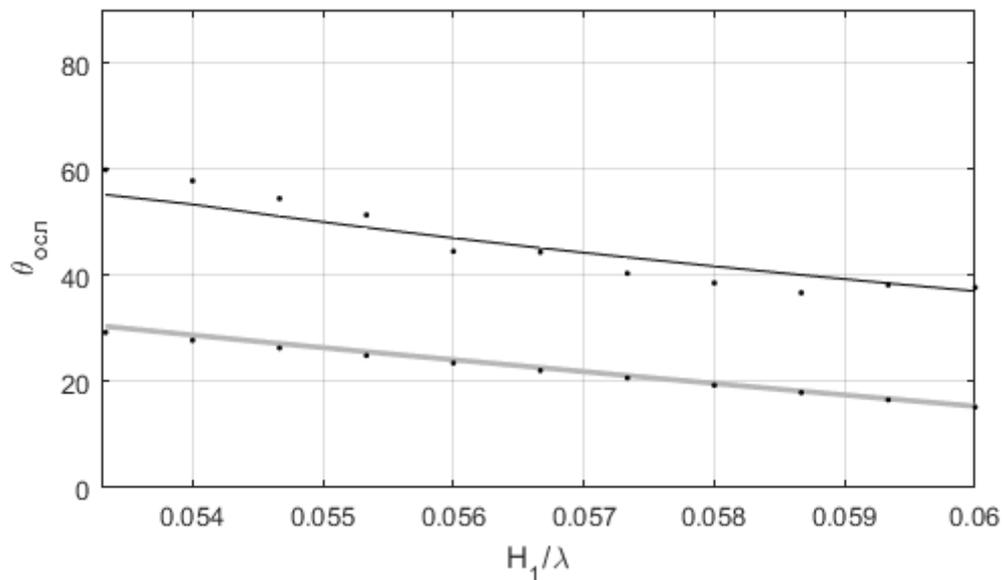


Рисунок А.10 - Предельно допустимые углы сканирования при учете размеров излучающих элементов при толщине слоя  $0,0533\lambda-0,06\lambda$ .

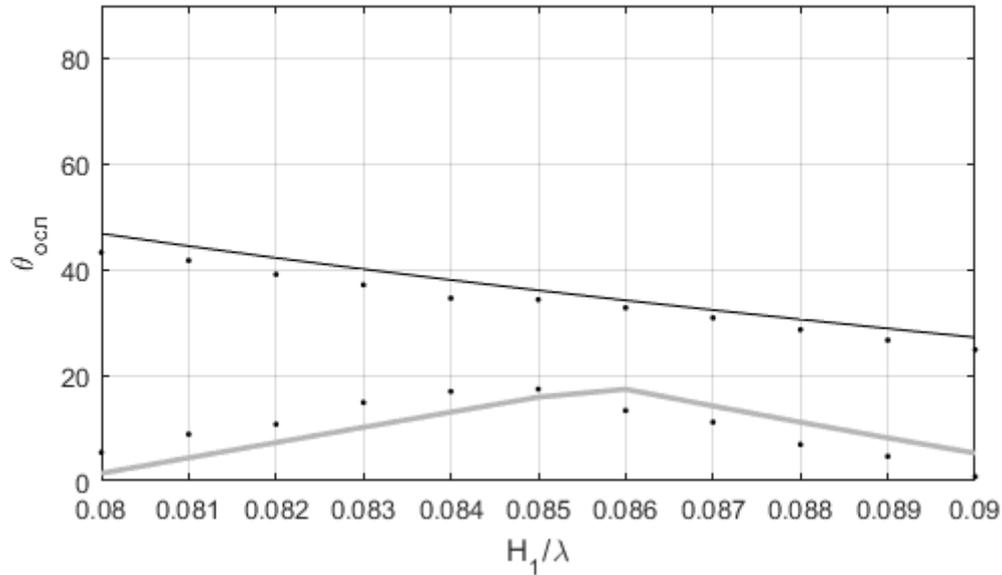


Рисунок А.11 - Предельно допустимые углы сканирования при учете размеров излучающих элементов при толщине слоя  $0,08\lambda$ - $0,09\lambda$ .

При этом максимальная ошибка определения углов «ослепления» составляет менее  $5^\circ$  (на Рисунке 2.11), тогда как ширина «провала» в районе угла «ослепления» (как показано в пункте 4.1) может достигать до  $7^\circ$  в конечных микрополосковых ФАР по уровню плюс 3 дБ от минимума непосредственно при угле «ослепления». Таким образом, можно сделать вывод, что отклонением фазовых постоянных поверхностных волн, и, как следствие, отклонением угла «ослепления» за счет влияния размеров элементов можно пренебречь.

Первый вариант микрополосковой АР из прямоугольных патч-излучателей был взят следующим: диэлектрический слой с  $\epsilon_{r1} = 5$  толщиной  $H_1 = 0,09\lambda$ , расстояние между излучающими элементами  $0,7\lambda$ . При этом в слое диэлектрика возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,217k_0$ . Для этого варианта построения на плоскости волновых чисел приведены на Рисунке А.12.

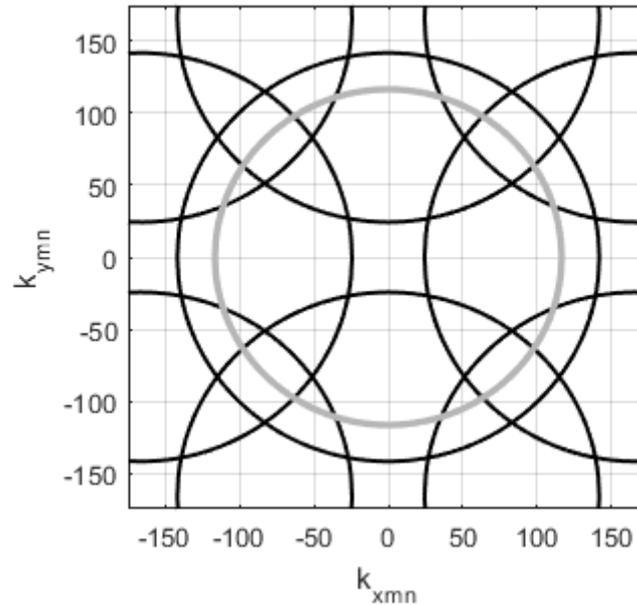


Рисунок А.12 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при однослойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6), можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е (плоскость сканирования вдоль более широкой стороны патча) и Н (плоскость сканирования вдоль более узкой стороны патча) при  $12^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  - при  $20^\circ$  и  $54^\circ$ .

На Рисунке А.13 приведены результаты моделирования диаграмм направленности центрального элемента, при этом проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости Е при  $12^\circ$ , в плоскости Н при  $12^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  при  $20^\circ$  и  $54^\circ$ , что полностью соответствует расчетам по условиям (2.6).

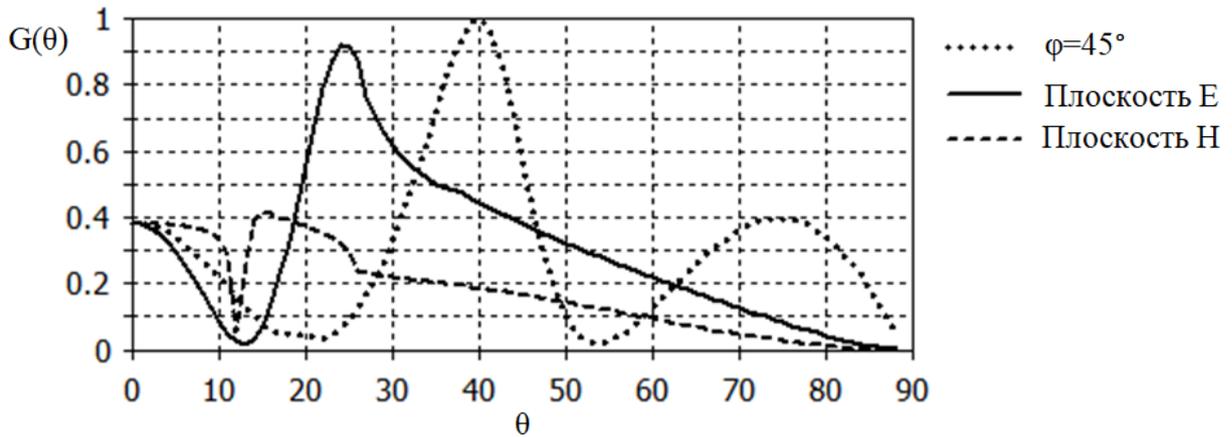


Рисунок А.13 - ДН центрального элемента первого варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при однослойной подложке.

Второй вариант микрополосковой АР с излучающими элементами в виде прямоугольной патч-антенны был взят со следующими параметрами: диэлектрический слой с  $\epsilon_{r1} = 4,5$  толщиной  $H_1 = 0,02\lambda$ , расстояние между излучающими элементами равно  $0,8\lambda$ . При этом в подложке возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,0059k_0$ . Построения на плоскости волновых чисел приведены на Рисунке А.14.

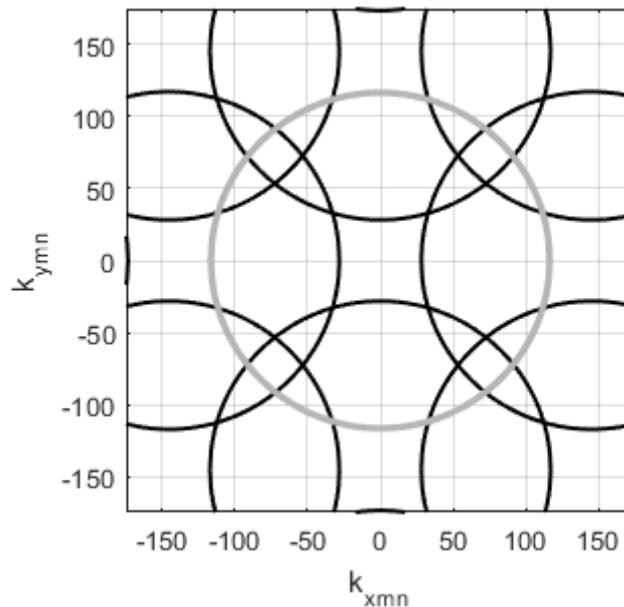


Рисунок А.14 – Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при однослойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6), можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н «ослепление» может проявиться при  $14^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  – при  $23^\circ$  и  $49^\circ$ .

На Рисунке А.15 приведены результаты моделирования диаграмм направленности центрального элемента, при этом проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости Е –  $14^\circ$ , при  $\varphi = 45^\circ$  –  $23^\circ$  и  $49^\circ$ , что также полностью соответствует методу определения углов «ослепления» путем решения условий (2.6). Отсутствие углов «ослепления» в плоскости Н можно объяснить тем обстоятельством, что патч-излучатель создает поле линейной поляризации с ориентацией вектора Е излучаемой электромагнитной волны вдоль его широкой стороны.

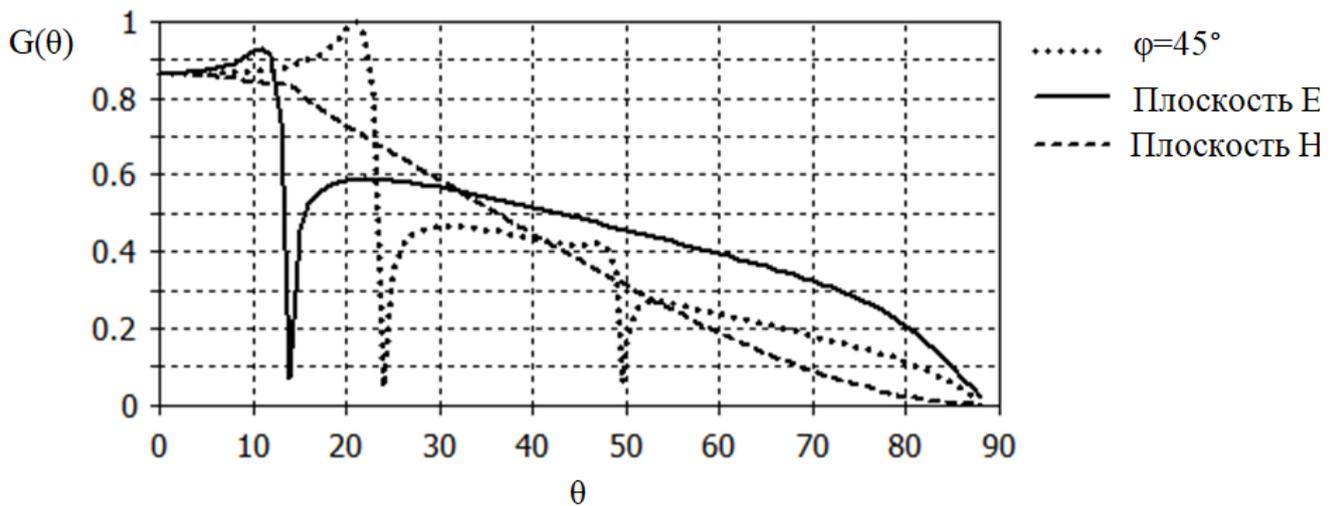


Рисунок А.15 – ДН центрального элемента второго варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при однослойной подложке.

Также было проведено моделирование АР с элементами в виде круглой патч-антенны со следующей подложкой: диэлектрический слой с  $\varepsilon_{r1} = 5$  толщиной  $H_1 = 0,0311\lambda$ , расстояние между элементами  $0,8\lambda$ . При этом возбуждается одна поверхностная волна с фазовой постоянной  $1,0162k_0$ . Построения на плоскости волновых чисел приведены на Рисунке А.16.

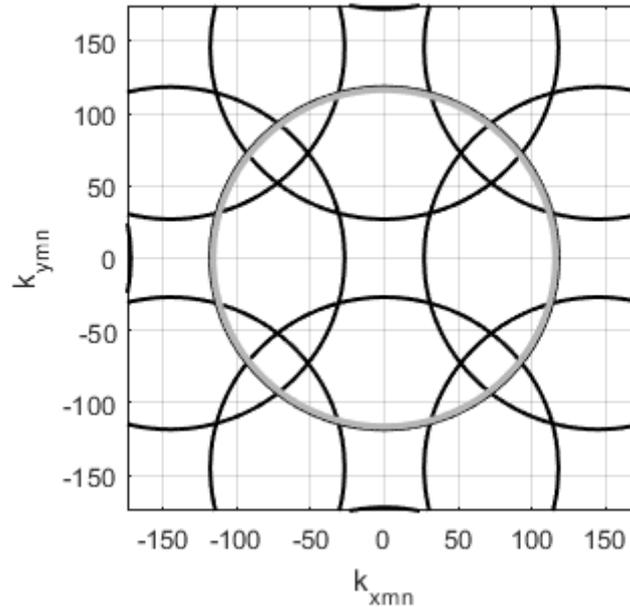


Рисунок А.16 - Плоскость волновых чисел для бесконечной АР из круглых патч-излучателей при однослойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н –  $16^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  –  $27^\circ$  и  $55^\circ$ . На Рисунке А.17 показаны результаты моделирования.

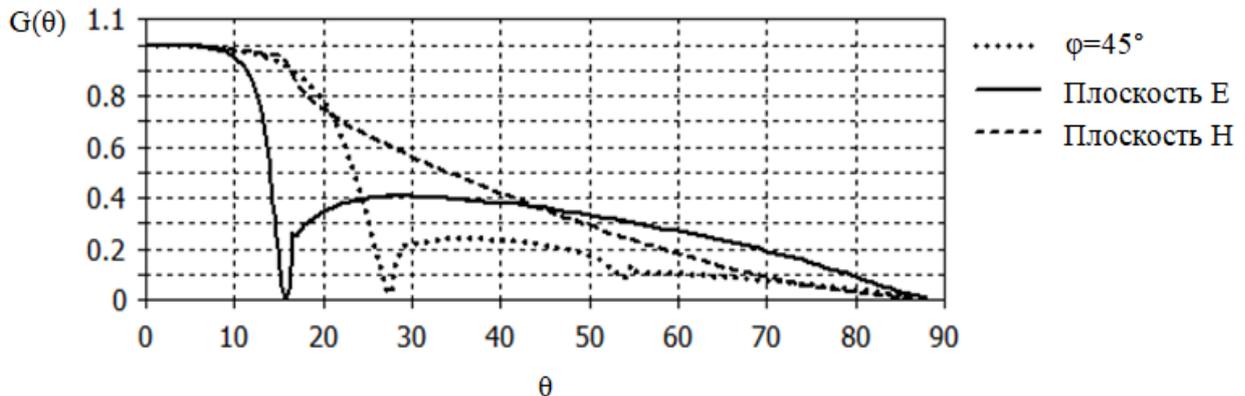


Рисунок А.17 - ДН центрального элемента бесконечной АР из круглых патч-антенн с однослойной подложкой.

При моделировании в плоскости Е проявился угол «ослепления» при  $16^\circ$ , в плоскости Н не проявилось углов ослепления, в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  при  $27^\circ$  и  $55^\circ$ .

Таким образом, была подтверждена применимость метода определения углов «ослепления», описанного в пункте 2.1, для АР из микрополосковых патч-

антенн с однослойной подложкой. Приведенные результаты отклонений при определении параметров поверхностных волн за счет учета размеров излучающих элементов показали, что этим влиянием можно пренебречь без потери точности определения угла «ослепления».

### А.3 Щелевая АР с одним слоем покрытия

Было также проведено моделирование двух вариантов АР из полуволновых щелей в проводящем экране с одним слоем диэлектрического покрытия.

В качестве первого варианта были использованы следующие параметры АР: диэлектрическое покрытие в виде слоя с  $\varepsilon_{r1} = 4,5$  и толщиной  $H_1 = 0,032\lambda$  при расстоянии между излучающими элементами  $0,75\lambda$ . При этом в диэлектрическом слое возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной, равной  $1,017k_0$ . Построения на плоскости волновых чисел для этого варианта АР приведены на Рисунке А.18.

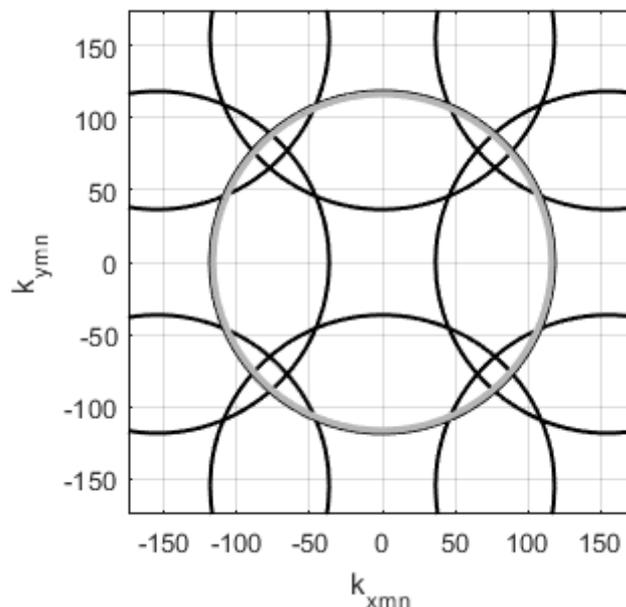


Рисунок А.18 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при однослойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н может возникнуть «ослепление» при угле  $18^\circ$ , в плоскости  $\varphi =$

$45^\circ$  – при углах  $32^\circ$  и  $60^\circ$ . На Рисунке А.19 приведены результаты моделирования для этого варианта.

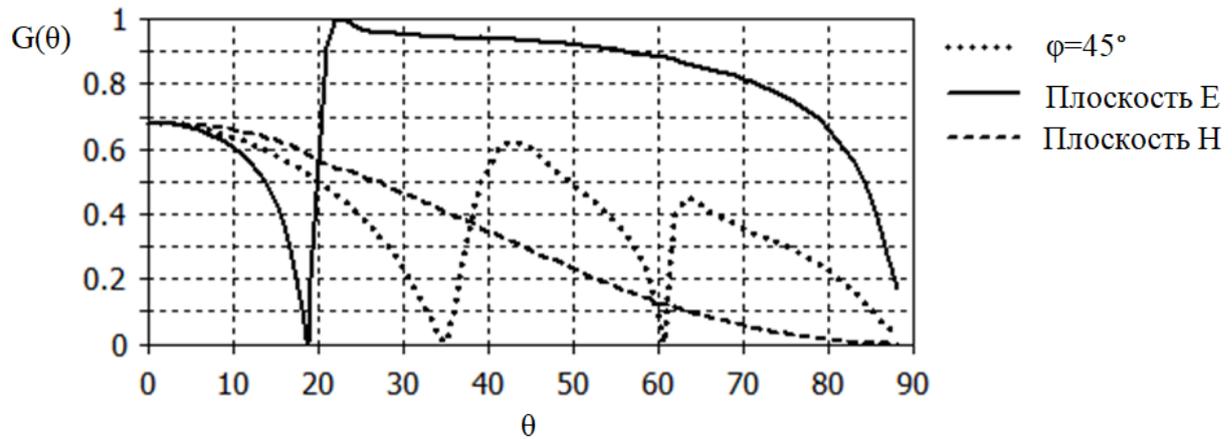


Рисунок А.19 - ДН центрального элемента первого варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при однослойной подложке.

Таким образом, при моделировании в плоскости Н «ослепление» не проявилось, в плоскости Е проявился угол «ослепления»  $18^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $32^\circ$  и  $60^\circ$ , что полностью соответствует решению условий (2.6).

Второй вариант антенной решетки из полуволновых щелей в проводящем экране с одним слоем покрытия был со следующими параметрами: диэлектрик с  $\epsilon_{r1} = 12,8$  толщиной  $H_1 = 0,0321\lambda$ , расстояние между излучающими элементами  $0,7\lambda$ . При этом возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,037k_0$ . На Рисунке А.20 приведены построения на плоскости волновых чисел для этого варианта.

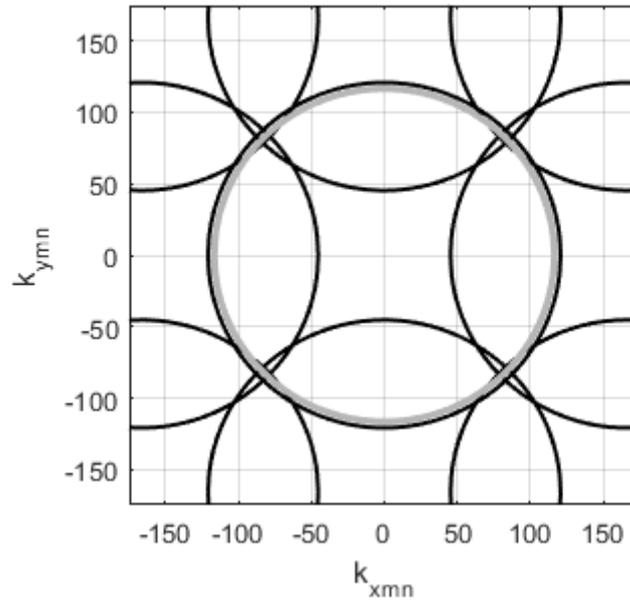


Рисунок А.20 – Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при однослойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н – при  $23^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  – при  $56^\circ$ . На Рисунке А.21 приведены диаграммы направленности центрального излучателя в трех плоскостях сканирования.

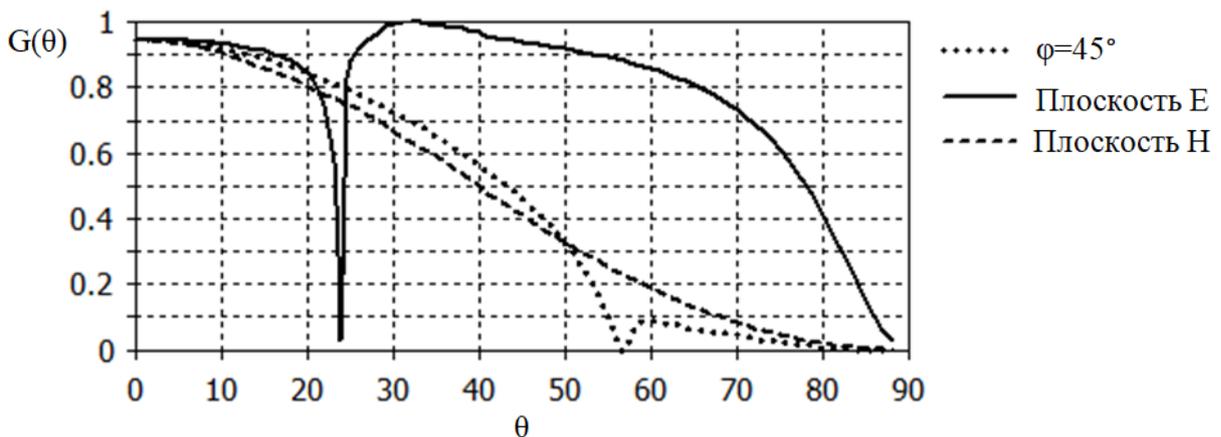


Рисунок А.21 – ДН центрального элемента второго варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при однослойной подложке.

При моделировании проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости Н «ослепление» не проявились, в плоскости Е – при  $23^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  – при  $56^\circ$ , что полностью соответствует решению условий (2.6). Отсутствие

углов «ослепления» в плоскости  $H$  можно объяснить тем обстоятельством, что щелевой излучатель создает поле линейной поляризации с ориентацией вектора  $E$  излучаемой электромагнитной волны вдоль узкой стороны щели.

Таким образом, на двух примерах была подтверждена применимость метода определения углов «ослепления» из пункта 2.1 для АР из полуволновых щелей с одним слоем диэлектрического покрытия.

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Поверхностные волны в двухслойной подложке

В этом Приложении представлен анализ условий распространения поверхностных волн в двухслойной диэлектрической подложке (Рисунок Б.1) на проводящем экране. Эти условия получены в результате решения однородного уравнения Гельмгольца [72, 73, 95, 96]. При этом было сделано предположение, что относительная диэлектрическая проницаемость верхнего слоя больше относительной диэлектрической проницаемости нижнего слоя. При таком предположении экспоненциальный характер уменьшения поля возможен только в воздухе, что исключает случай экспоненциального уменьшения в верхнем слое диэлектрика, что эквивалентно однослойной среде.

### Б.1. Поверхностные волны электрического типа в двухслойной подложке

На Рисунке Б.1 приведены используемые обозначения при определении условий распространения поверхностных волн в двухслойной диэлектрической подложке на проводящем экране, а также расположение координатных осей и компоненты электромагнитной волны в случае волны электрического типа.

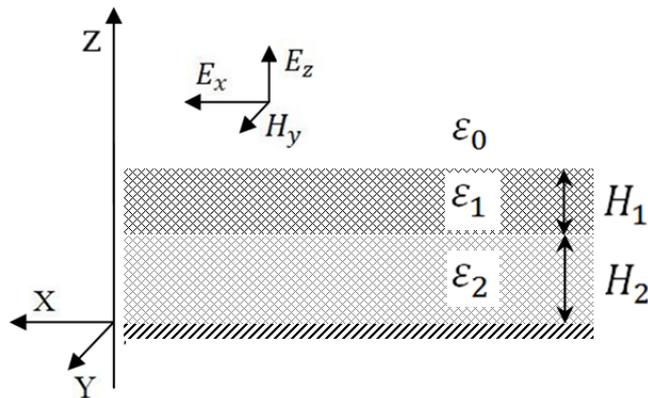


Рисунок Б.1 - Двухслойная диэлектрическая подложка на проводящем экране, система координат и направления компонент волны электрического типа.

Комплексная амплитуда продольной составляющей электрического поля  $E_x$  во второй среде, т.е. у экрана, была задана в следующем виде [76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84]:

$$E_{x2} = -\frac{1}{2}j(A_2e^{-j\gamma_2 z} + B_2e^{j\gamma_2 z}), \quad (\text{Б.1})$$

где  $\gamma_2 = \sqrt{k_2^2 - \beta^2}$ ,  $\beta$  – фазовая постоянная поверхностной волны,  $A_2$  и  $B_2$  – амплитудные множители.

На границе с металлическим экраном (при  $z=0$ ) должно выполняться граничное условие  $E_{x2}=0$ , поэтому  $B_2=-A_2$  и, используя свойства гиперболических функций, можно получить:

$$E_{x2} = A_2 \sin(\gamma_2 z). \quad (\text{Б.2})$$

Поперечное волновое число  $\gamma_2$  может быть как действительной, так и мнимой величиной, так как в случае ее мнимости структура поля в слое у экрана будет подчиняться закону гиперболического синуса, что не противоречит граничным условиям.

Остальные компоненты электромагнитного поля во второй среде будут иметь следующий вид:

$$H_{y2} = j\frac{\omega\epsilon_2}{\gamma_2} A_2 \cos(\gamma_2 z); \quad (\text{Б.3})$$

$$E_{z2} = -j\frac{\beta}{\gamma_2} A_2 \cos(\gamma_2 z). \quad (\text{Б.4})$$

Продольная составляющая электрического поля в первой среде (верхнем слое диэлектрика) может быть записана в виде:

$$E_{x1} = A_1 e^{-j\gamma_1 z} + B_1 e^{j\gamma_1 z}, \quad (\text{Б.5})$$

где  $\gamma_1 = \sqrt{k_1^2 - \beta^2}$ , причем эта величина может быть только действительным числом,  $A_1$  и  $B_1$  – амплитудные множители.

Остальные компоненты поля в первой среде будут иметь следующий вид:

$$H_{y1} = A_1 \frac{\omega\epsilon_1}{\gamma_1} e^{-j\gamma_1 z} - B_1 \frac{\omega\epsilon_1}{\gamma_1} e^{j\gamma_1 z}; \quad (\text{Б.6})$$

$$E_{z1} = -A_1 \frac{\beta}{\gamma_1} e^{-j\gamma_1 z} + B_1 \frac{\beta}{\gamma_1} e^{j\gamma_1 z}. \quad (\text{Б.7})$$

Электрическое поле поверхностной волны в случае ее существования в воздухе ( $\gamma_0$  – действительное число) может быть записано как:

$$E_{x0} = A_0 e^{-\gamma_0 z}, \quad (\text{Б.8})$$

где  $\gamma_0 = \sqrt{\beta^2 - k_0^2}$ , может быть только действительным числом,  $A_0$  - амплитудный множитель.

Тогда оставшиеся компоненты поля поверхностной волны будут иметь вид:

$$H_{y0} = \frac{j\omega\varepsilon_0}{\gamma_0} A_0 e^{-\gamma_0 z}; \quad (\text{Б.9})$$

$$E_{z0} = -\frac{j\beta}{\gamma_0} A_0 e^{-\gamma_0 z}. \quad (\text{Б.10})$$

Амплитудные множители  $A_2$ ,  $A_1$ ,  $B_1$  и  $A_0$  должны удовлетворять условиям непрерывности тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей на границе раздела диэлектриков:

- на внутренней границе между нижним и верхним слоями диэлектриков:

$$A_2 \sin(\gamma_2 H_2) = A_1 e^{-j\gamma_1 H_2} + B_1 e^{j\gamma_1 H_2}; \quad (\text{Б.11})$$

$$A_2 \frac{j\omega\varepsilon_2}{\gamma_2} \cos(\gamma_2 H_2) = A_1 \frac{\omega\varepsilon_1}{\gamma_1} e^{-j\gamma_1 H_2} - B_1 \frac{\omega\varepsilon_1}{\gamma_1} e^{j\gamma_1 H_2}; \quad (\text{Б.12})$$

- на границе между воздухом и верхним диэлектриком:

$$A_0 e^{-\gamma_0(H_1+H_2)} = A_1 e^{-j\gamma_1(H_1+H_2)} + B_1 e^{j\gamma_1(H_1+H_2)}; \quad (\text{Б.13})$$

$$A_0 \frac{j\omega\varepsilon_0}{\gamma_0} e^{-\gamma_0(H_1+H_2)} = A_1 \frac{\omega\varepsilon_1}{\gamma_1} e^{-j\gamma_1(H_1+H_2)} - B_1 \frac{\omega\varepsilon_1}{\gamma_1} e^{j\gamma_1(H_1+H_2)}. \quad (\text{Б.14})$$

Систему уравнений, образованную этими четырьмя выражениями, необходимо решить относительно неизвестных амплитудных множителей  $A_2$ ,  $A_1$ ,  $B_1$  и  $A_0$ , для чего следует составить определитель системы и приравнять его к нулю. После необходимых упрощений, получается следующее выражение, которое и является искомым дисперсионным уравнением относительно поперечных волновых чисел:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 \varepsilon_2 \gamma_0 \gamma_1 - \varepsilon_1^2 \gamma_0 \gamma_2 \operatorname{tg} \gamma_1 H_1 \operatorname{tg} \gamma_2 H_2 - \varepsilon_0 \varepsilon_2 \gamma_1^2 \operatorname{tg} \gamma_1 H_1 - \\ - \varepsilon_0 \varepsilon_1 \gamma_1 \gamma_2 \operatorname{tg} \gamma_2 H_2 = 0. \end{aligned} \quad (\text{Б.15})$$

С учетом того, что поперечные волновые числа  $\gamma_0$  и  $\gamma_1$  - действительные числа, фазовая постоянная может принимать значения в следующем диапазоне:  
 $\beta = k_0 \div k_1$ .

Результаты проведенного численного исследования этого дисперсионного уравнения показывают, что одна поверхностная волна электрического типа возбуждается всегда, однако правильным подбором параметров слоев диэлектриков (толщины слоев и относительных диэлектрических проницаемостей) возможно сделать ее фазовую постоянную по величине близкой к поперечному волновому числу свободного пространства  $\gamma_0$ , что, как показано в пункте 3.3, позволяет сместить углы «ослепления» ближе к краю границы действительных углов.

## Б.2. Поверхностные волны магнитного типа в двухслойной подложке

На Рисунке Б.3 приведены используемые обозначения при определении условий распространения поверхностных волн в двухслойной диэлектрической подложке на проводящем экране, а также расположение координатных осей и компоненты электромагнитной волны в случае волны магнитного типа.

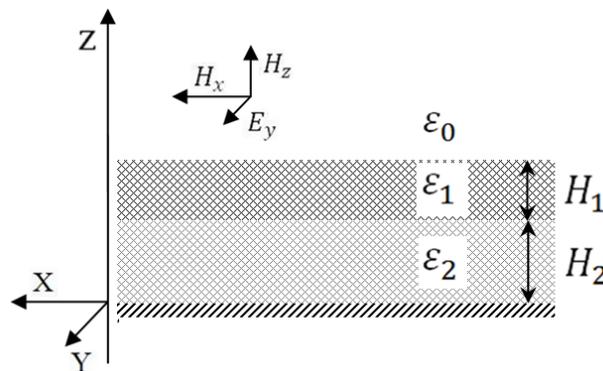


Рисунок Б.2 - Двухслойная диэлектрическая подложка на проводящем экране, система координат и направления компонент волны магнитного типа.

Пусть для волн магнитного типа комплексная амплитуда продольной составляющей  $E_y$  во второй среде, т.е. у экрана, была задана в следующем виде [76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84], где  $A_2$  и  $B_2$  - амплитудные множители:

$$E_{y2} = -\frac{1}{2}j(A_2e^{-j\gamma_2z} + B_2e^{j\gamma_2z}). \quad (\text{Б.16})$$

На границе с металлическим экраном (при  $z=0$ ) должно выполняться граничное условие  $E_{y2}=0$ , поэтому  $B_2=-A_2$  и, используя свойства гиперболических функций, можно получить:

$$E_{y2} = A_2 \sin(\gamma_2 z). \quad (\text{Б.17})$$

Тогда остальные компоненты электромагнитного поля во второй среде примут следующий вид:

$$H_{x2} = -j \frac{\gamma_2}{\omega\mu_2} A_2 \cos(\gamma_2 z); \quad (\text{Б.18})$$

$$H_{z2} = \frac{\beta}{\omega\mu_2} A_2 \sin(\gamma_2 z). \quad (\text{Б.19})$$

В первой среде (верхнем слое диэлектрика) продольная составляющая имеет следующий вид:

$$E_{y1} = A_1 e^{-j\gamma_1 z} + B_1 e^{j\gamma_1 z}, \quad (\text{Б.20})$$

где  $A_1$  и  $B_1$  - амплитудные множители.

Остальные компоненты поля в верхнем слое диэлектрика могут быть записаны в виде:

$$H_{x1} = -A_1 \frac{\gamma_1}{\omega\mu_1} e^{-j\gamma_1 z} + B_1 \frac{\gamma_1}{\omega\mu_1} e^{j\gamma_1 z}; \quad (\text{Б.21})$$

$$H_{z1} = A_1 \frac{\beta}{\omega\mu_1} e^{-j\gamma_1 z} + B_1 \frac{\beta}{\omega\mu_1} e^{j\gamma_1 z}. \quad (\text{Б.22})$$

Поле поверхностной волны в воздухе будет иметь вид:

$$E_{y0} = A_0 e^{-\gamma_0 z}, \quad (\text{Б.23})$$

где  $A_0$  - амплитудный множитель.

Тогда оставшиеся компоненты поля поверхностной волны в воздухе могут быть записаны в следующем виде:

$$H_{x0} = \frac{j\gamma_0}{\omega\mu_0} A_0 e^{-\gamma_0 z}, \quad (\text{Б.24})$$

$$H_{z0} = \frac{\beta}{\omega\mu_0} A_0 e^{-\gamma_0 z}. \quad (\text{Б.25})$$

Амплитудные множители  $A_2$ ,  $A_1$ ,  $B_1$  и  $A_0$  должны удовлетворять условиям непрерывности тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей на границах разделов диэлектриков.

- на внутренней границе:

$$A_2 \sin(\gamma_2 H_2) = A_1 e^{-j\gamma_1 H_2} + B_1 e^{j\gamma_1 H_2}; \quad (\text{Б.26})$$

$$-jA_2 \frac{\gamma_2}{\omega\mu_2} \cos(\gamma_2 H_2) = -A_1 \frac{\gamma_1}{\omega\mu_1} e^{-j\gamma_1 H_2} + B_1 \frac{\gamma_1}{\omega\mu_1} e^{j\gamma_1 H_2}; \quad (\text{Б.27})$$

- на внешней границе:

$$A_0 e^{-\gamma_0(H_1+H_2)} = A_1 e^{-j\gamma_1(H_1+H_2)} + B_1 e^{j\gamma_1(H_1+H_2)}; \quad (\text{Б.28})$$

$$jA_0 \frac{\gamma_0}{\omega\mu_0} e^{-\gamma_0(H_1+H_2)} = -A_1 \frac{\gamma_1}{\omega\mu_1} e^{-j\gamma_1(H_1+H_2)} + B_1 \frac{\gamma_1}{\omega\mu_1} e^{j\gamma_1(H_1+H_2)}. \quad (\text{Б.29})$$

Систему уравнений, образованную этими четырьмя выражениями, необходимо решить относительно неизвестных амплитудных множителей  $A_2$ ,  $A_1$ ,  $B_1$  и  $A_0$ , для чего можно составить определитель системы и приравнять его к нулю. После необходимых упрощений, в результате которых исчезает явная зависимость от  $\gamma_0$ , получается следующее выражение, которое и является искомым дисперсионным уравнением:

$$\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\mu_1 \mu_2} + \frac{\gamma_0 \gamma_2}{\mu_0 \mu_2} \tan \gamma_1 H_1 - \left( \frac{\gamma_1}{\mu_1} \right)^2 \tan \gamma_1 H_1 \tan \gamma_2 H_2 + \frac{\gamma_0 \gamma_1}{\mu_0 \mu_1} \tan \gamma_2 H_2 = 0. \quad (\text{Б.30})$$

Путем численного исследования этого дисперсионного уравнения можно определить, что правильным подбором параметров диэлектрической подложки можно добиться отсечки поверхностных волн магнитного типа.

## **ПРИЛОЖЕНИЕ В. Численное исследование эффекта «ослепления» ФАР с двухслойной подложкой**

В данном приложении приведены результаты электродинамического моделирования диаграмм направленности центрального элемента бесконечных ФАР из микрополосковых полуволновых диполей, из патч-антенн с прямоугольной и круглой формой излучателей и из узких полуволновых щелей в экране с двумя слоями диэлектрического покрытия с целью сравнения со значениями углов «ослепления», полученными согласно подпункту 3.1.

Параметры слоев диэлектриков и расстояния между излучающими элементами аналогично Приложению А были выбраны таким образом, чтобы углы «ослепления» проявились в направлениях, достаточно близких к направлению, перпендикулярному плоскости решетки.

### **В.1 АР из микрополосковых полуволновых диполей с двухслойной подложкой**

Было рассмотрено два варианта АР из полуволновых микрополосковых диполей.

Первый вариант был выбран следующим: верхний слой диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью 9,2 толщиной  $0,05\lambda$ , нижний слой (примыкающий к проводящему экрану) с относительной диэлектрической проницаемостью 1,3 толщиной  $0,067\lambda$ . Рассматривалась бесконечная АР из полуволновых диполей, расстояние между излучающими элементами было выбрано равным  $0,56\lambda$ . Диэлектрическая подложка с такими параметрами поддерживает две поверхностные волны: одну электрического типа с фазовой постоянной  $1,1k_0$  и одну магнитного типа - с фазовой постоянной  $1,14k_0$ . Для этого варианта построения на плоскости волновых чисел приведены на Рисунках В.1 и В.2 для каждого типа поверхностной волны отдельно.

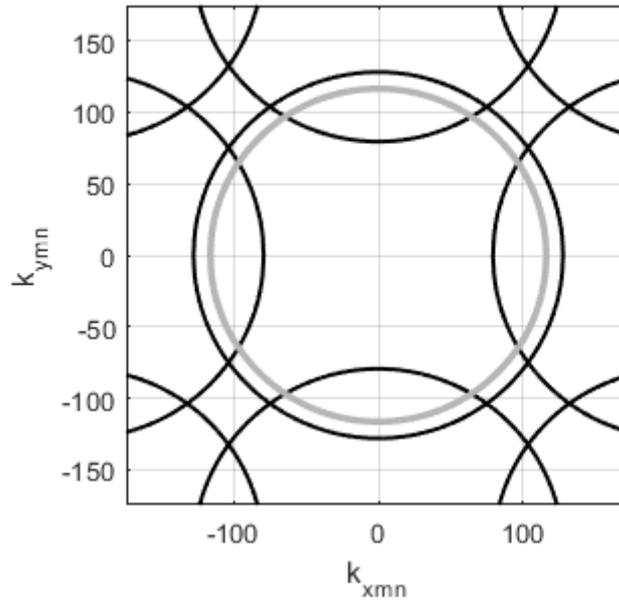


Рисунок В.1 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при двухслойной подложке (поверхностная волна электрического типа).

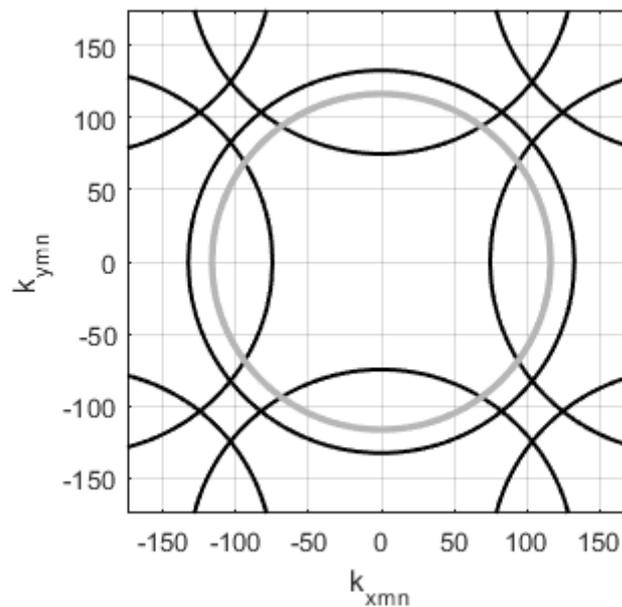


Рисунок В.2 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при двухслойной подложке (поверхностная волна магнитного типа).

Решая систему уравнений (2.6), можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: поверхностная волна

электрического типа приводит к возникновению угла «ослепления» примерно при  $42-43^\circ$  в плоскостях Е и Н. При сканировании по диагонали углов сетки расположения излучателей, т.е. в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ , «ослепления» быть не должно. Поверхностная волна магнитного типа может привести к «ослеплению» в районе  $40^\circ$  в плоскостях Е и Н, в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  «ослепление» возникнуть не должно.

На Рисунке В.3 приведены ДН центрального излучателя в бесконечной решетке при сканировании в плоскостях Е, Н и  $\varphi = 45^\circ$ , полученные путем проведения моделирования.

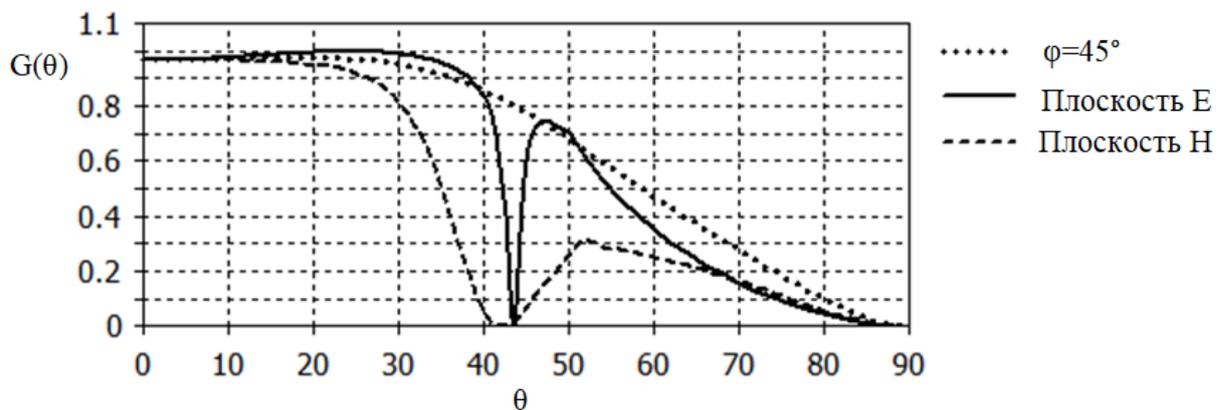


Рисунок В.3 - ДН центрального элемента первого варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при двухслойной подложке.

На Рисунке В.3 проявились следующие углы ослепления: в плоскости Е -  $43^\circ$ , в плоскости Н -  $42^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  углы «ослепления» не возникли. Таким образом, два угла «ослепления», проявившихся на ДН излучателя в решетке объясняются возбуждением в двухслойной диэлектрической подложке поверхностной волны электрического типа, поверхностная волна магнитного типа, по крайней мере, при выбранной конструкции излучателя, к «ослеплению» не привела.

Второй вариант был взят следующим: верхний слой с относительной диэлектрической проницаемостью 12,8 и толщиной  $0,1\lambda$ , нижний слой с относительной диэлектрической проницаемостью 2,3 и толщиной  $0,1\lambda$ , расстояние между излучающими элементами было выбрано равным  $0,56\lambda$ . При таких параметрах слоев возбуждается также по одной поверхностной волне

электрического и магнитного типов: электрическая - с фазовой постоянной  $1,73k_0$  и магнитная - с фазовой постоянной  $2,59k_0$ .

Для этого варианта окружности на плоскости волновых чисел приведены на Рисунках В.4 и В.5 для каждого типа поверхностной волны отдельно.

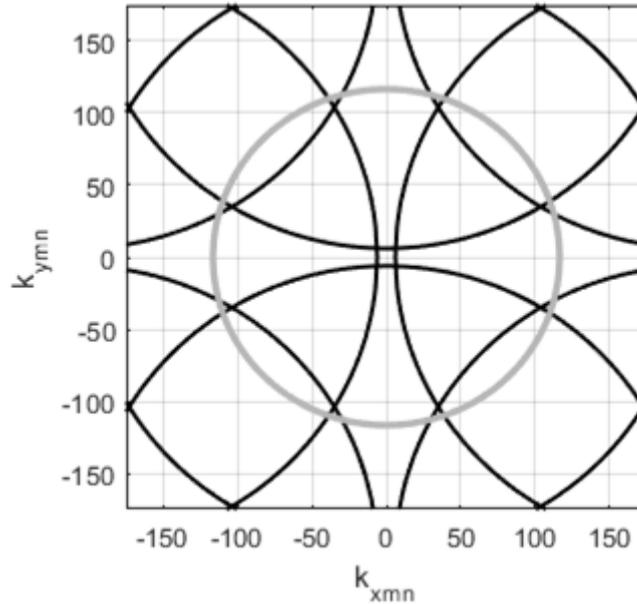


Рисунок В.4 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при двухслойной подложке (поверхностная волна электрического типа).

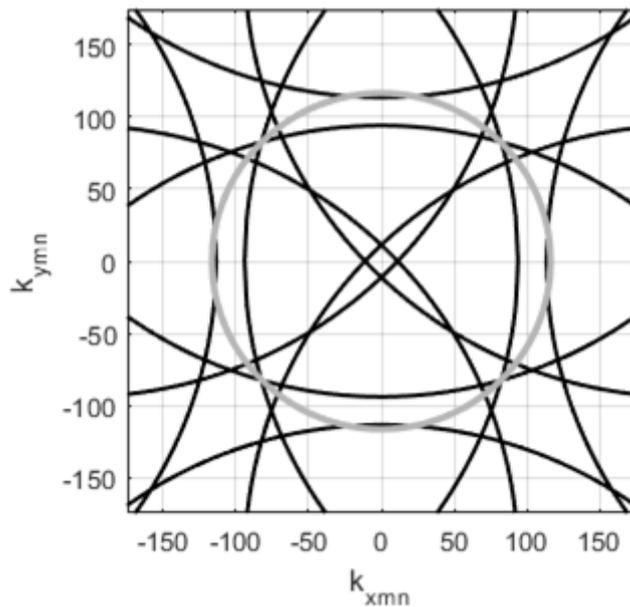


Рисунок В.5 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при двухслойной подложке (поверхностная волна магнитного типа).

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: поверхностная волна электрического типа может вызвать следующие углы «ослепления»: в плоскостях Е и Н -  $4^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $5^\circ$ ,  $55^\circ$ , поверхностная волна магнитного типа: в плоскостях Е и Н -  $5^\circ$ ,  $54^\circ$ ,  $74^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $4^\circ$ ,  $37^\circ$ ,  $80^\circ$ .

На Рисунке В.6 приведены диаграммы направленности центрального элемента в бесконечной решетке при сканировании в плоскостях Е, Н и в плоскости  $\varphi = 45^\circ$ .

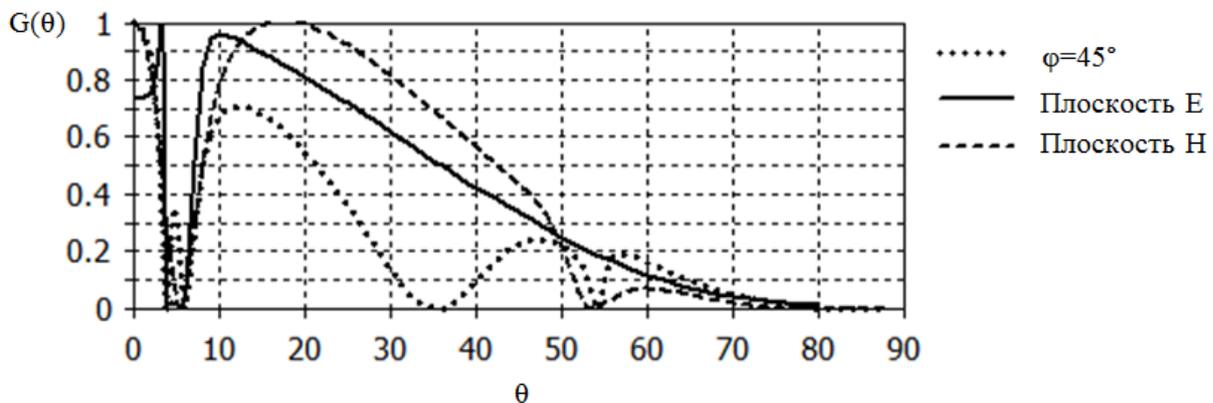


Рисунок В.6 - ДН центрального элемента второго варианта бесконечной АР из полуволновых диполей при двухслойной подложке.

На Рисунке В.6 проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости Е  $4^\circ$  и  $5^\circ$ , в плоскости Н  $4^\circ$ ,  $5^\circ$  и  $54^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$   $4^\circ$ ,  $5^\circ$ ,  $37^\circ$  и  $55^\circ$ .

Для обоих случаев простейших печатных элементов - микрополосковых диполей - можно отметить совпадение углов, прогнозируемых по методу из пункта 2.3 с использованием дисперсионных уравнений для двухслойных подложек из пункта 3.1, с углами «ослепления», проявившимися при моделировании. При моделировании проявились не все углы, так как их возникновение аналогично однослойной среде может зависеть от конструкции излучателей и методов их питания, однако дополнительных углов «ослепления» проявиться не может.

Таким образом, на двух вариантах АР из микрополосковых полуволновых диполей на диэлектрических подложках из слоев разной толщины была

подтверждена применимость метода определения углов «ослепления» ФАР, описанного в пункте 2.1, при использовании дисперсионных уравнений для двухслойных подложек из пункта 3.1.

### **В.2 АР из патч-излучателей с двухслойной подложкой**

Геометрические размеры патч-излучателей с двухслойной подложкой можно в первом приближении определять по формулам (А.1)-(А.5) для однослойной подложки, взяв в качестве исходных данных относительную диэлектрическую проницаемость верхнего слоя и его толщину.

При определении характеристик поверхностных волн учет размеров излучающих элементов, расположенных на двухслойной диэлектрической подложке, был сделан аналогично однослойной подложке. С помощью моделирования были получены зависимости коэффициента замедления поверхностных волн в двухслойной подложке с учетом излучающих элементов от толщины верхнего слоя (Рисунки В.7 и В.8). Сплошными или штриховыми линиями изображены кривые коэффициента замедления, построенные без учета периодического расположения излучающих элементов. Черной линией изображено замедление для случая  $\varepsilon_{r1} = 5$ ,  $\varepsilon_{r2} = 1$  без учета периодического размещения элементов. Точками изображено отклонение замедления при учете элементов размера порядком  $0,05 \div 0,0625\lambda$  при расстоянии между элементами примерно  $0,5 \div 0,625\lambda$ , толщина нижнего слоя диэлектрика в пределах  $0,0267 \div 0,0333\lambda$ . Ошибка определения фазовых постоянных оказалась в пределах 1,6%. Серой линией изображен случай  $\varepsilon_{r1} = 10$ ,  $\varepsilon_{r2} = 1$  при расстоянии между элементами  $0,5 \div 0,625\lambda$  и размером излучающих элементов  $0,05 \div 0,0625\lambda$ , толщина нижнего слоя в пределах  $0,04\lambda \div 0,05\lambda$ . Ошибка определения фазовых постоянных оказывается в пределах 3,9%.

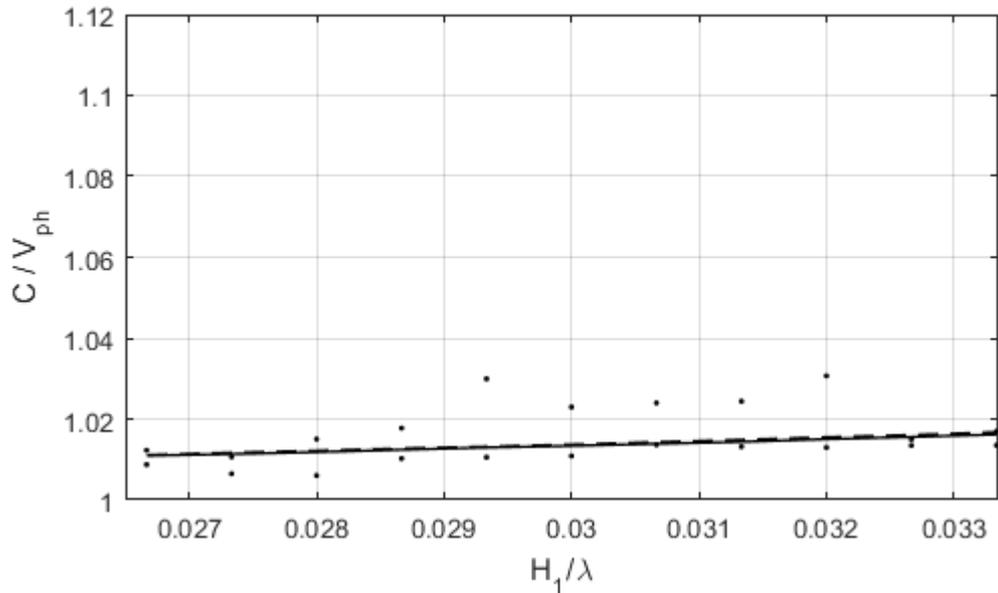


Рисунок В.7 - Коэффициент замедления поверхностных волн в двухслойной подложке с учетом излучающих элементов при толщине верхнего слоя  $0,0265\lambda-0,03335\lambda$ .

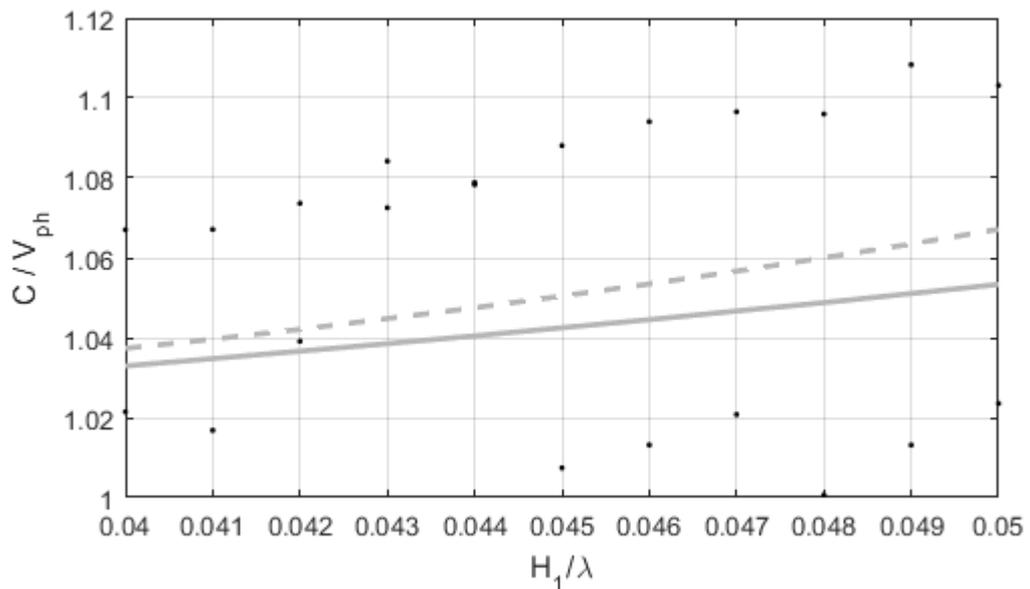


Рисунок В.8 - Коэффициент замедления поверхностных волн в двухслойной подложке с учетом излучающих элементов при толщине верхнего слоя  $0,04\lambda-0,05\lambda$ .

Для коэффициентов замедления, приведенных на Рисунках В.7 и В.8, были рассчитаны максимально допустимые углы сканирования ( $\theta_{осл}$ ), полученные по условиям из пункта 2.2. Результаты этих расчетов приведены на Рисунках В.9 и

В.10, соответственно. В виде линий при тех же обозначениях построены кривые без учета элементов, точками – с учетом периодического размещения элементов. На Рисунке В.9 сплошная и штриховая линии почти полностью слились.

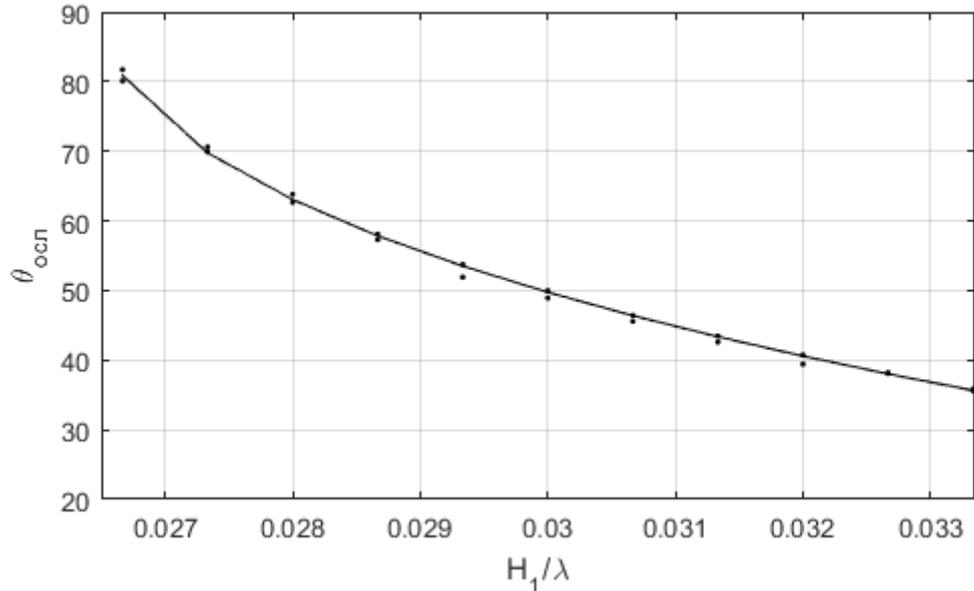


Рисунок В.9 - Предельно допустимые углы сканирования при учете размеров излучающих элементов при толщине верхнего слоя  $0,0265\lambda$ - $0,03335\lambda$ .

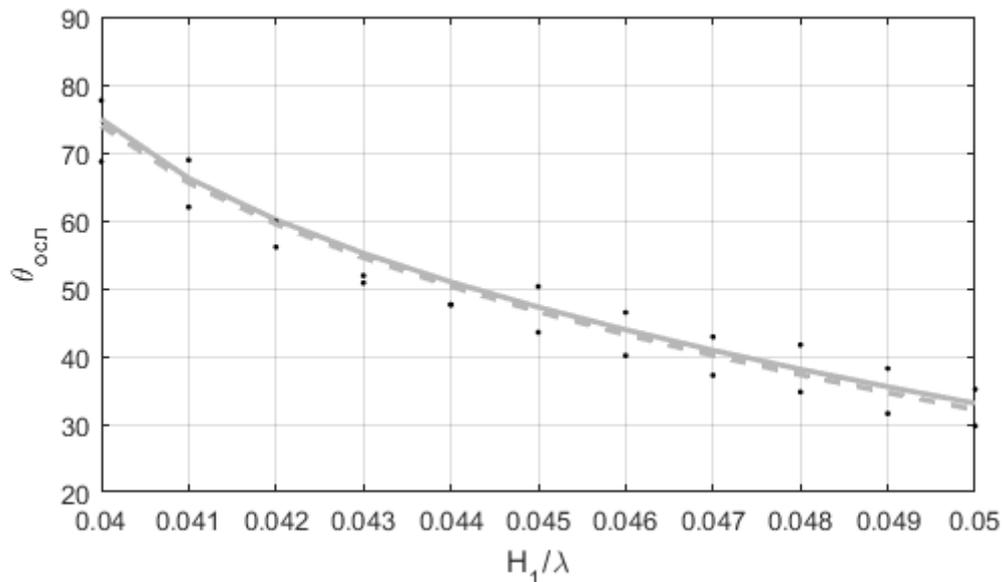


Рисунок В.10 - Предельно допустимые углы сканирования при учете размеров излучающих элементов при толщине верхнего слоя  $0,04\lambda$ - $0,05\lambda$ .

Максимальная ошибка определения углов «ослепления» составляет  $4,1^\circ$  (на Рисунке В.10), при этом ширина «провала» в районе «ослепления» (см. пункт 4.1),

может достигать до  $7^\circ$  в конечных АР по уровню плюс 3 дБ от минимума непосредственно при угле «ослепления», в связи с чем можно сделать вывод, что отклонением фазовых постоянных за счет влияния размеров элементов можно пренебречь.

Первый вариант прямоугольной микрополосковой АР из патч-излучателей был взят следующим: верхний диэлектрический слой с  $\epsilon_{r1} = 6,5$  толщиной  $H_1 = 0,017\lambda$ , нижний слой с  $\epsilon_{r2} = 4,5$  толщиной  $H_2 = 0,0413\lambda$ , расстояние между излучающими элементами равно  $0,8\lambda$ . При этом возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,059k_0$ . На Рисунке В.11 для этого варианта АР приведены построения на плоскости волновых чисел.

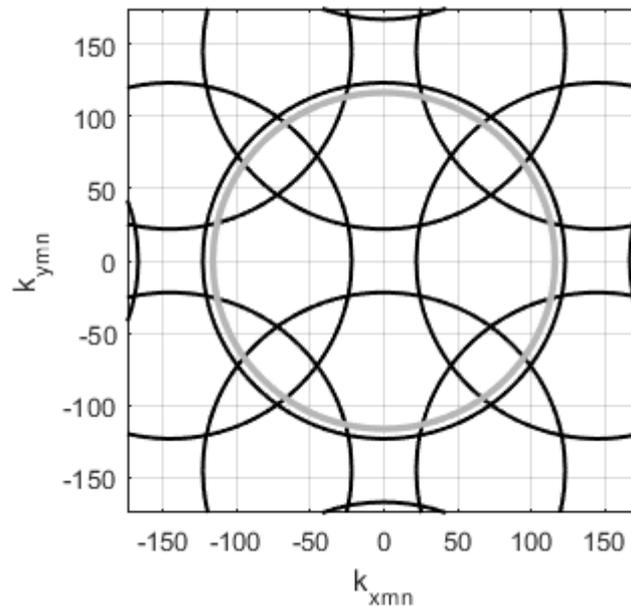


Рисунок В.11 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при двухслойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н - при  $11^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  - при  $18^\circ$  и  $45^\circ$ . Результаты моделирования приведены на Рисунке В.12.

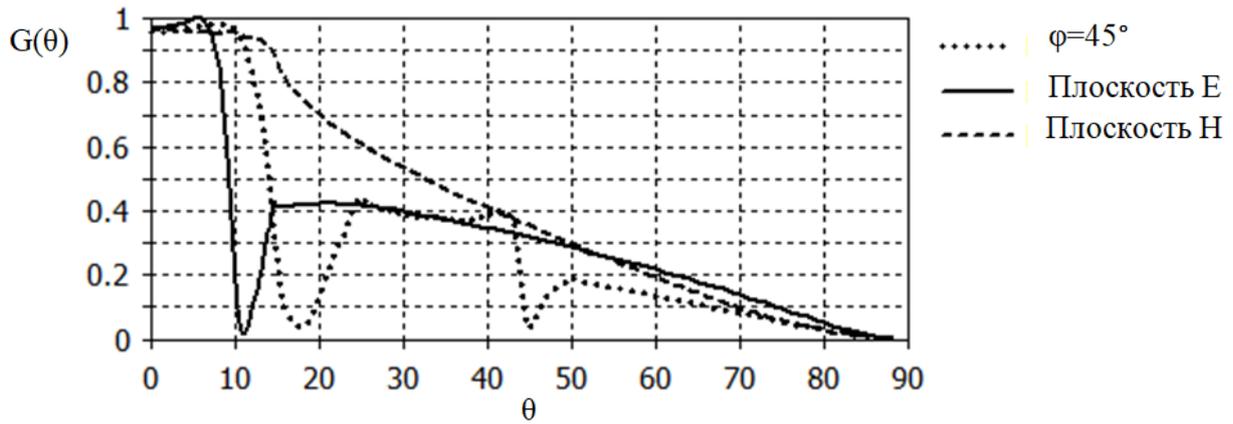


Рисунок В.12 - ДН центрального элемента первого варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при двухслойной подложке.

При моделировании на Рисунке В.12 проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости E - при  $11^\circ$ , в плоскости H – при  $11^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  – при  $18^\circ$  и  $45^\circ$ . Отсутствие углов «ослепления» в плоскости H можно объяснить тем обстоятельством, что патч-излучатель создает поле линейной поляризации с ориентацией вектора E излучаемой электромагнитной волны вдоль его широкой стороны.

Второй вариант решетки из патч-излучателей был взят следующим: верхний слой с  $\varepsilon_{r1} = 6,5$  толщиной  $H_1 = 0,0383\lambda$ , нижний слой с  $\varepsilon_{r2} = 4,5$  толщиной  $H_2 = 0,0383\lambda$ , расстояние между элементами равно  $0,74\lambda$ . При этом возбуждается одна поверхностная волна с фазовой постоянной  $1,153k_0$ . На Рисунке В.13 приведены построения на плоскости волновых чисел.

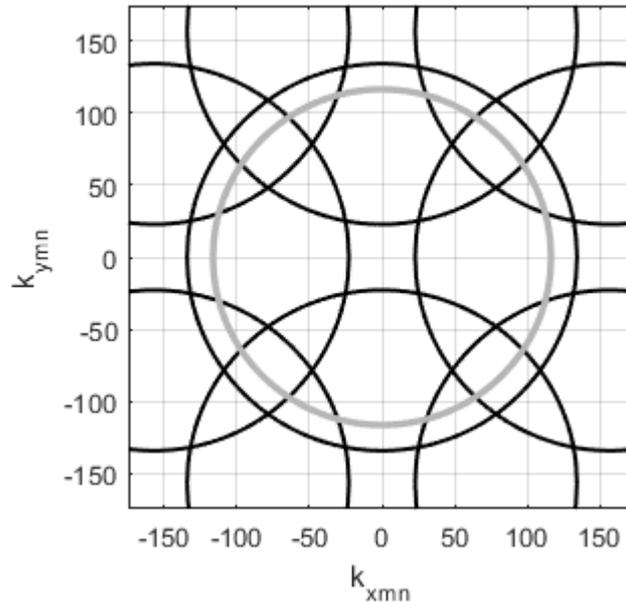


Рисунок В.13 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при двухслойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н  $11^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $12^\circ$  и  $48^\circ$ . На Рисунке В.14 показаны результаты моделирования.

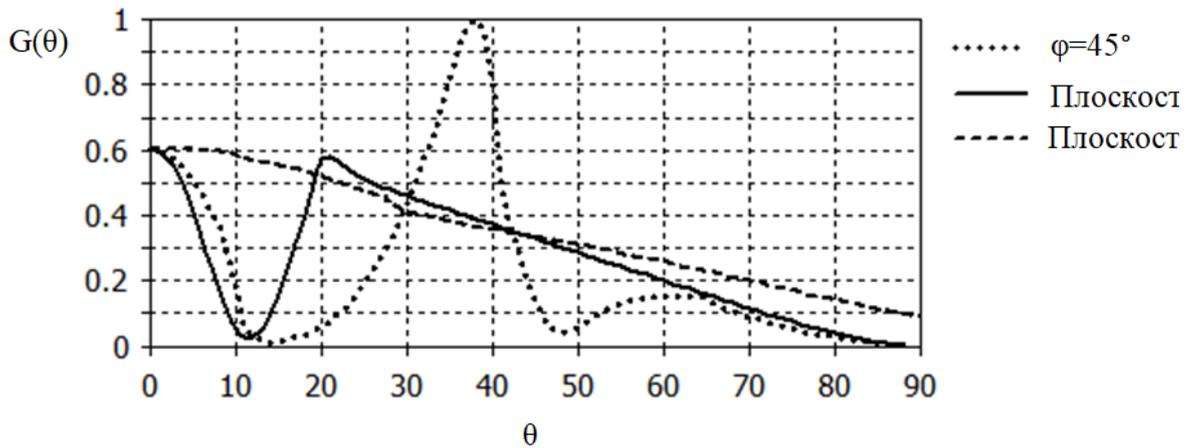


Рисунок В.14 - ДН центрального элемента второго варианта бесконечной АР из прямоугольных патч-излучателей при двухслойной подложке.

При моделировании в плоскости Е проявился угол «ослепления» при  $11^\circ$ , в плоскости Н не проявилось, в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  при  $12^\circ$  и  $48^\circ$ .

Также было проведено моделирование АР с элементами в виде круглого патч-излучателя со следующей подложкой: верхний слой с  $\varepsilon_{r1} = 5$  толщиной

$H_1 = 0,037\lambda$ , нижний слой с  $\varepsilon_{r2} = 1$  толщиной  $H_2 = 0,0185\lambda$ , расстояние между элементами равно  $0,95\lambda$ . В такой АР возбуждается одна поверхностная волна с фазовой постоянной  $1,0186k_0$ . На Рисунке В.15 приведены построения на плоскости волновых чисел.

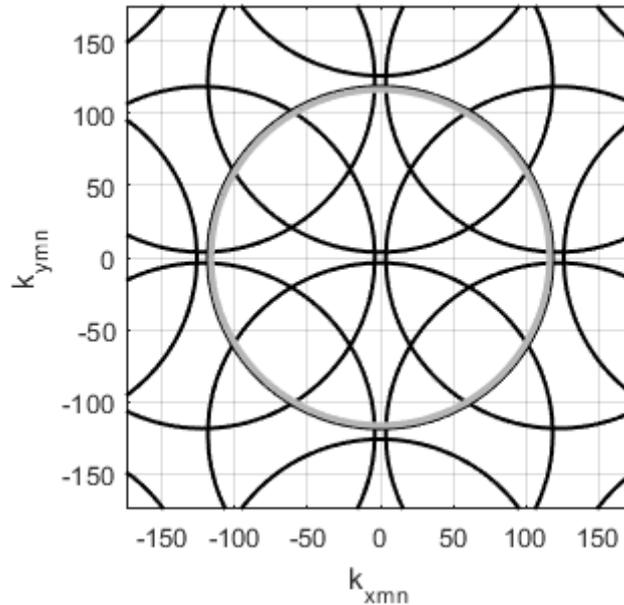


Рисунок В.15 - Плоскость волновых чисел бесконечной АР из круглых патч-излучателей при двухслойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н при  $3,5^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ - 5^\circ$  и  $25^\circ$ . На Рисунке В.16 показаны результаты моделирования.

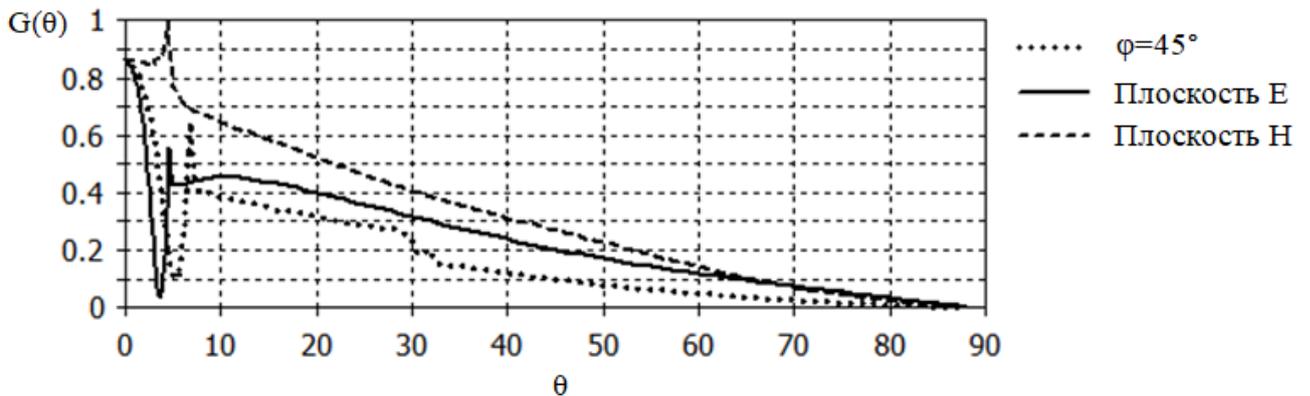


Рисунок В.16 - ДН центрального элемента бесконечной АР из круглых патч-излучателей при двухслойной подложке.

При моделировании в плоскости Е проявился угол «ослепления» при  $3,5^\circ$ , в плоскости Н не проявилось ничего, в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  проявился угол  $5^\circ$ .

Таким образом, была подтверждена применимость метода из пункта 2.1 при использовании дисперсионных уравнений для двухслойных подложек из пункта 3.1 для АР из патч-излучателей с двухслойной подложкой.

### Б.3 Щелевая АР с двумя слоями покрытия

По аналогии с однослойными АР также было проведено моделирование двух вариантов АР из полуволновых щелей в проводящем экране с двумя слоями диэлектрического покрытия.

Первый вариант был взят с верхним диэлектрическим слоем  $\varepsilon_{r1} = 4,5$  толщиной  $H_1 = 0,031\lambda$ , нижний с  $\varepsilon_{r2} = 1$  толщиной  $H_2 = 0,031\lambda$  при расстоянии между излучающими элементами  $0,75\lambda$ . При этом в диэлектрическом слое возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,012k_0$ . Построения на плоскости волновых чисел для этого варианта АР приведены на Рисунке В.17.

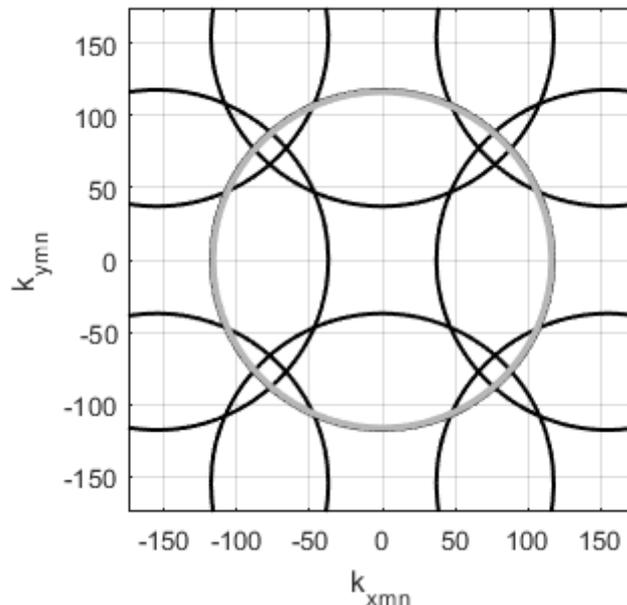


Рисунок В.17 - Плоскость волновых чисел для первого варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при двухслойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н этот эффект возможен при  $18^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  –  $36^\circ$  и  $61^\circ$ . На Рисунке В.18 приведены результаты моделирования ДН центрального элемента.

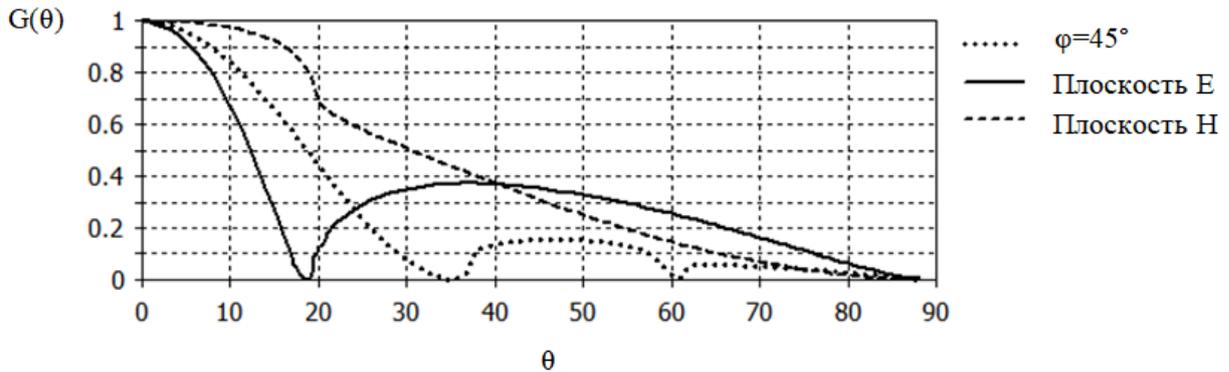


Рисунок В.18 - ДН центрального элемента первого варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при двухслойной подложке.

Из Рисунка В.18 видно, что при моделировании «ослепление» в плоскости Е проявилось при  $18^\circ$ , в плоскости Н не проявилось, в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  – при  $36^\circ$  и  $61^\circ$ . Отсутствие углов «ослепления» в плоскости Н можно объяснить тем обстоятельством, что щелевой излучатель создает поле линейной поляризации с ориентацией вектора Е излучаемой электромагнитной волны вдоль узкой стороны щели.

Второй вариант АР был взят следующим: верхний слой с  $\varepsilon_{r1} = 10$  толщиной  $H_1 = 0,0322\lambda$ , нижний слой с  $\varepsilon_{r2} = 2,5$  толщиной  $H_2 = 0,0322\lambda$ , расстояние между элементами  $0,77\lambda$ . При этом возбуждается одна поверхностная волна электрического типа с фазовой постоянной  $1,084k_0$ . Построения на плоскости волновых чисел для этого варианта АР приведены на Рисунке В.19.

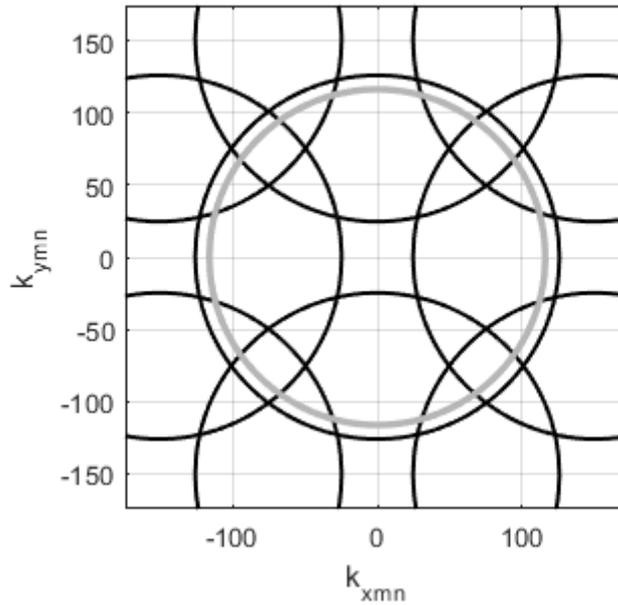


Рисунок В.19 - Плоскость волновых чисел для второго варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при двухслойной подложке.

Решая систему уравнений (2.6) для этого варианта, можно получить значения углов, при которых будет наблюдаться эффект «ослепления»: в плоскостях Е и Н -  $12^\circ$ , в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $20^\circ$  и  $48^\circ$ . На Рисунке В.20 приведены ДН центрального элемента.

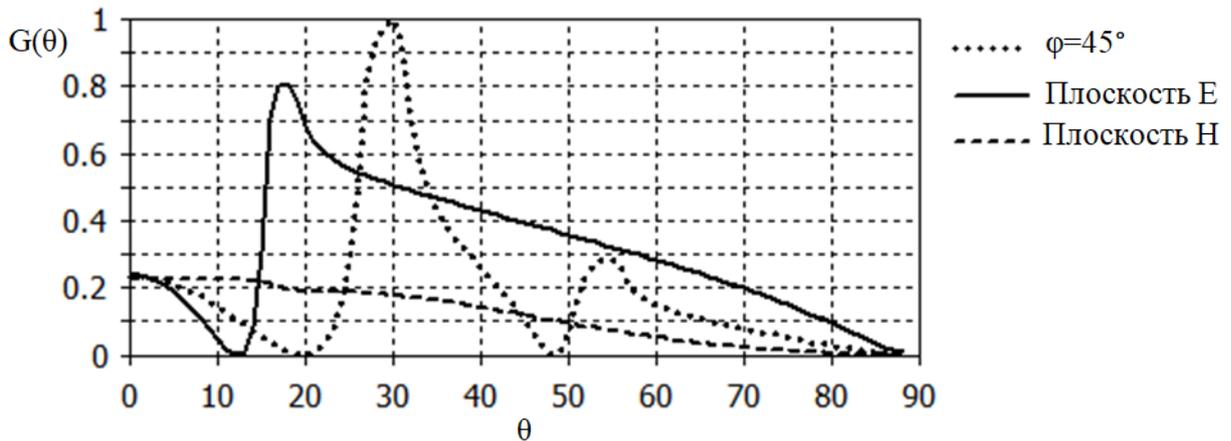


Рисунок В.20 - ДН центрального элемента второго варианта бесконечной АР из полуволновых щелей при двухслойной подложке.

При моделировании углы «ослепления» проявились в плоскости Е -  $12^\circ$ , в плоскости Н не проявилось, в плоскости  $\varphi = 45^\circ$  -  $20^\circ$  и  $48^\circ$ .

Таким образом, на двух примерах была подтверждена применимость метода из пункта 2.2 с использованием дисперсионных уравнений для двухслойных подложек из пункта 3.1 для АР из щелей с двумя слоями покрытия.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Регламент Радиосвязи, издание 2020 г.
2. Mobile backhaul options: Spectrum analysis and recommendations. Report GSMA, September 2018. – 86 p.
3. Recommendation ITU-R M.2083-0 IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond.
4. ECC Report 173 Fixed Service in Europe Current use and future trends post 2016.
5. Microwave backhaul gets a boost with multiband. Ericsson technology review, vol. 93, No 1 2016.
6. APT Report 81 On FWS link performance under severe weather conditions.
7. Узков А.И. Подход к проблеме проектирования антенны с оптимальным коэффициентом усиления. Доклады Академии наук СССР, т. 3, 1946 – с. 35.
8. 3GPP TR 37.840 Study of Radio Frequency (RF) and Electromagnetic Compatibility (EMC) requirements for Active Antenna Array System (AAS) base station.
9. Recommendation ITU-R M.2101-0 Modelling and simulation of IMT networks and systems for use in sharing and compatibility studies.
10. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook. Artech House, 2005 – p. 515.
11. Steyskal H. Mutual Coupling Analysis of a Finite Planar Waveguide Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-22, July 1974. – pp. 594-597.
12. Compton R.T. Adaptive antennas: concepts and performance. Prentice Hall PTR, 1988. – 448 p.
13. Активные фазированные антенные решетки. Под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488с.
14. Deschamps G.A. Microstrip Microwave Antennas. 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.

15. Munson R. Microstrip phased array antennas. 1973 EIC 11th Electrical Insulation Conference, Chicago, 1973. - pp. 281-283.
16. Munson R. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 22, no. 1, January 1974. - pp. 74-78.
17. Volakis J.L. Antenna Engineering Handbook. – McGraw-Hill, 2007. – 1755 p.
18. Алексейцев С. А., Горбачев А.П. Моделирование двухчастотной печатной антенной решетки S-диапазона с равномерным амплитудным распределением. Оценка взаимного влияния излучателей. Статья. // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018), Новосибирск, изд-во НГТУ, 2018. – т. 4. – с. 175 – 178.
19. Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P., Parshin Y. N. An analysis of microwave radiators in order to diminish the array scan blindness. 1 International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10-11 Dec. 2020. - pp. 64-68.
20. Хансен Р.С. Сканирующие антенные системы СВЧ. т.2. Перевод с англ. Под редакцией Г.Т. Маркова, А.Ф. Чаплина. – М.: Советское радио, 1969. – 496с.
21. Воскресенский Д.И., Грановская Р.А. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток). Учебное пособие для вузов. Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – 432с.
22. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. – М.: Мир, 1974. – 453 с.
23. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988.
24. Барыбин А.А. Электродинамика волноведущих структур. Теория возбуждения и связи волн. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 512 с.
25. Веселовский Г.И., Раевский С.Б. Слоистые металлодиэлектрические волноводы. – М.: Радио и связь, 1988. – 248 с.

26. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. – М.: Техносфера, 2012. – 560с.
27. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
28. 3GPP TR 36.897 V0.3.1, Elevation Beamforming/Full-Dimension (FD) MIMO for LTE (Release 13)
29. 3GPP TS 36.104 V12.7.0, Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 12)]
30. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: Учебн. пособие для вузов / В.С. Филиппов, Л.И. Пономарев, А.Ю. Гринев и др.; Под ред. Д.И. Воскресенского. – 2-е изд, доп. и перераб. – М.: Радио и связь, 1994. – 592 с.
31. Овчинникова Е.В. Широкополосные антенные решетки с широким сектором обзора: дис. ... доктор технических наук: 05.12.07 / ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» МАИ. – г. Москва, 2017. – 276 с.
32. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В. Широкополосные антенны с широкоугольным неискаженным сканированием // Антенны, №1 (42), 1999.
33. Bird, T.S. Analysis of Mutual Coupling in Finite Arrays of Different-Sized Rectangular Waveguides. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-38, February 1990. – pp. 166-172.
34. Liu Y., Yang H.P., Jin Z., Zhu J. An Improvement Approach for Wide-Angle Impedance Matching Using ELC Metasurface Slabs for SIW Slot Array Antennas. International Journal of Antennas and Propagation, 2018. – pp. 1-8.
35. Engheta N, Ziolkowski R.W. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations. Wiley-IEEE Press. – 440 p.
36. Cameron T.R., Eleftheriades G.V. Experimental Validation of a Wideband Metasurface for Wide-Angle Scanning Leaky-Wave Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. vol. 65, 2017. – pp. 5245-5256.

37. Sajuyigbe S., Ross M.C., Geren P., Cummer S.A., Tanielian M.H., Smith D.R. Wide angle impedance matching metamaterials for waveguide-fed phased-array antennas. *Iet Microwaves Antennas & Propagation*, vol. 4, 2010. – pp. 1063-1072.
38. Tang M., Xiao S., Wang B., Guan J., Deng T. Improved Performance of a Microstrip Phased Array Using Broadband and Ultra-Low-Loss Metamaterial Slabs. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 53, 2011. – pp. 31-41.
39. Liu Y, Yang H., Jin Z., Zhu J. An Improvement Approach for Wide-Angle Impedance Matching Using ELC Metasurface Slabs for SIW Slot Array Antennas. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018 - pp. 1-8.
40. Jackson D. R., Williams J. T., Bhattacharyya A. K., Smith R., Buchheit S. J., Long S. A. Microstrip Patch Designs That Do Not Excite Surface Waves. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, August 1993. – pp. 1026–1037
41. Chen, R. L. Scan impedance of RSW microstrip antennas in a finite array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, 2005. – pp. 1098-1104.
42. Crepin T., Martel C., Gabard B., Boust F., Loecker C., Bertuch T., Martinaud J., Dousset T., Marcotegui J.A., Rodríguez-Ulibarri P., Beruete M., Maci S. Blind spot mitigation in phased array antenna using metamaterials. 2014 International Radar Conference, 2014. - pp. 1-4.
43. Donzelli, G., Capolino, F., Boscolo, S., & Midrio, M. (2007). Elimination of scan blindness in phased array antennas using a grounded-dielectric EBG material. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 6. – pp. 106-109.
44. Holland S.S. Modeling of photonic bandgap effects on scan blindnesses in printed dipole arrays. 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2018. – pp. 1589-1590.
45. Salehi M., Ghorbani A. Elimination of scan blindness in microstrip scanning array antennas using defected ground structure. 2007 European Microwave Conference, 2007. – pp. 482-484.
46. Воскресенский Д.И., Волков А.П., Гринев А.Ю. Периодические СВЧ композитные структуры в бортовых антенных системах. В сборнике: 26-я

Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), 2016. – с. 6-17.

47. Гринев А.Ю., Курочкин А.П., Волков А.П. Низкопрофильная развязанная антенная система на основе поверхности с высоким импедансом // Антенны, 9(208), 2014. С. 4-11.

48. Woo, R. RF Voltage Breakdown in Coaxial Transmission Lines Final Report. NASA. 1970.

49. Balanis C.A. Modern Antenna Handbook. John Wiley & Sons, Inc., 2008. – 1680 p.

50. Magill E.A., Wheeler H.E. Wide-angle impedance matching of a planar array antenna by a dielectric sheet. 1965.

51. Cameron T. R., Eleftheriades G.V. Analysis and Characterization of a Wide-Angle Impedance Matching Metasurface for Dipole Phased Arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 63, 2015. – pp. 3928-3938.

52. Чебышев В.В. Микрополосковые антенны в многослойных средах. – М.: Радиотехника, 2007. – 128 с.

53. Чебышев В.В. Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах. – М.: изд-во ПАО «ПСТМ», 2013. – 128 с.

54. Чебышев В.В. Математическое моделирование микрополосковых излучателей в слоистых средах. Статья. // Антенны, № 1 (116), 2007. - с. 66-81.

55. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.

56. Касьянов А.О. Электродинамический анализ многоэлементных печатных антенных решеток и устройств пространственной, частотной и поляризационной селекции: дис. ... доктор технических наук: 05.12.07 / Южный Федеральный университет. – г. Таганрог, 2010. – 746 с.

57. Fang D.G. Antenna Theory and Microstrip Antennas. CRC Press, 2010. – 308 p.

58. Bhattacharyya A.K. Phased Array Antennas. – USA. John Wiley & Sons, Inc., 2006. – 516 p.

59. Воскресенский Д.И., Филиппов В.С. Печатные излучатели. Статья. // Антенны, № 32, 1985. - с. 4-16.
60. Филиппов В.С. Математическая модель и результаты исследования характеристик печатных излучателей в плоских ФАР. Статья. // Антенны, № 32, 1985. – с. 17-63.
61. Филиппов В.С. Характеристики печатных излучателей в плоских ФАР. – Изд. Вузов. Радиоэлектроника, т.24, № 2, 1981. – с. 41-48.
62. Филиппов В.С., Шатохин Б.В. Характеристики прямоугольных печатных излучателей в плоских ФАР. – В сб.: Машинное проектирование устройств и систем СВЧ / Под ред. В.В. Никольского, М., 1981.
63. Гринев А.Ю., Котов Ю.В. Характеристики печатных вибраторных излучателей в периодической структуре с диэлектрическими слоями. Статья. // Антенны, № 32, 1985. – с. 83-94.
64. Pozar D.M., Schaubert D.H. Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-30, No 6, 1984. – pp. 602-610.
65. Pozar D.M., Schaubert D.H. Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with idealized probe feeds. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-3, No 10, October 1984. – pp. 1101-1107.
66. Pozar D.M., Schaubert D.H. Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays. - IEEE Press, New York, 1995. – 448 p.
67. Ястребцова О.И. Явление «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с однослойной подложкой. Статья. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – М.: 2018, т. 12, №10 – с. 31-35.
68. Yastrebtsova O.I. Scan blindness in one-layer microstrip antenna arrays. В сборнике: 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. Moscow, Russia, 2018. – p. 1-4.
69. Ястребцова О.И. Связь поверхностных волн с явлением «ослепления» микрополосковых антенных решеток. Статья. // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – М.: 2017, т. 17, №4 – с. 1035-1038.

70. Ястребцова О.И. Явление «ослепления» микрополосковых антенных решеток. Сборник докладов 7-й Всероссийской конференции (с международным участием) «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации» (РСПОВИ-2017) – М.: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2017. – с. 8-12.

71. Ястребцова О.И. Явление «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с однослойной подложкой. В сборнике: Технологии информационного общества XII Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. – М.: МТУСИ, 2018 – с. 280-281.

72. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983. – 296 с.

73. Вольман В.Ю., Пименов В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. – М.: Радио и связь, 2000. – 536 с.

74. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн, т.2 - М.: Мир, 1978. – 1111 с.

75. Ling R.T., Scholler J., Ufimtsev P.Y. The propagation and excitation of surface waves in an absorbing layer. Progress in Electromagnetic Research . PIER 19, 1998. – pp. 49-91.

76. Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн в направляющих многослойных структурах. Статья. // Антенны. – М.: 2016, №12 (232) – с. 22-32.

77. Чебышев В.В., Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн, распространяющихся в многослойных средах микрополосковых антенн. Статья. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – М.: 2016, т. 10, №8 – с. 3-8.

78. Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн, распространяющихся в слоистых средах микрополосковых антенн. В сборнике: Технологии информационного общества X Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. – М.: МТУСИ, 2016 – с. 164.

79. Ястребцова О.И. Ограничение распространения поверхностных волн путем применения для микрополосковых антенн многослойных подложек. В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и

телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Материалы конференции: в 13 т. 2016 – с. 1016-1022.

80. Ястребцова О.И. Использование многослойных сред для микрополосковых антенн. Статья. // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – М.: 2016, т. 16, №5 – с. 94-97.

81. Ястребцова О.И. Двухслойная подложка как способ ограничения поверхностных волн в микрополосковых антеннах. Сборник докладов 6-й Всероссийской конференции «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации» (РСПОВИ-2016) – М.: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2016. – с. 18-22.

82. Ястребцова О.И. Влияние двухслойной подложки на характеристики микрополосковых антенн. В сборнике: Технологии информационного общества XI Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. – М.: МТУСИ, 2017 – с. 241-242.

83. Ястребцова О.И. Двухслойная подложка как способ ограничения возбуждения поверхностных волн в микрополосковых антеннах. Статья. // Труды Научно-исследовательского института радио. – М.: 2017, №1 – с. 51-58.

84. Chebyshov V., Yastrebtsova O. Features of the application in wireless communication systems microstrip antenna arrays with single-layer substrate. I International Conference “Technology & Entrepreneurship in Digital Society” (TEDS), 7 November 2018, Financial University under the Government of the Russian Federation.

85. Ястребцова О.И. Метод улучшения электрических характеристик в широком диапазоне углов микрополосковых антенных решеток. Статья. // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – М.: 2019, т. 171, №4 – с. 39-44.

86. Ястребцова О.И. Явление «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с двухслойной диэлектрической подложкой. В сборнике: 28-я Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Материалы конференции. 2018 – с. 627-633.

87. Ястребцова О.И. Использование в микрополосковых антенных решетках двухслойной подложки для борьбы с «ослеплением». Статья. // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – М.: 2018, т. 18, №4 – с. 915-918.

88. Ястребцова О.И. Метод борьбы с явлением «ослепления» в микрополосковых антенных решетках. Доклады VI Всероссийской микроволновой конференции «Московская микроволновая неделя», 28-30 ноября 2018 г., Москва, ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 2018 - с. 29-33.

89. Ястребцова О.И. Расширение сектора сканирования микрополосковых антенных решеток. В книге: Тезисы докладов Третьей молодежной конференции «Инновационная деятельность в науке и технике. Создание космических аппаратов. Актуальные проблемы и пути их решения». 2019 – с. 75-79.

90. Ястребцова О.И. Улучшение широкоугольных свойств микрополосковых антенных решеток. В сборнике: Технологии информационного общества. Материалы XIII Международной отраслевой научно-технической конференции. М.: МТУСИ, 2019 – с. 318-319.

91. Ястребцова О.И. Метод улучшения широкоугольных свойств микрополосковых антенных решеток. Тезисы докладов 7-ой Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». - Москва, АО «Корпорация «ВНИИЭМ»», 2019 - с. 128-130.

92. Ястребцова О.И. Широкоугольные свойства микрополосковых и щелевых антенных решеток. Статья. // Труды Научно-исследовательского института радио. – М.: 2019, №2-3-4 – с. 14-21.

93. Ястребцова О.И. Оптимизация диэлектрической подложки микрополосковых антенных решеток для борьбы с эффектом «ослепления». Доклады VII Всероссийской микроволновой конференции «Московская микроволновая неделя», 25-27 ноября 2020 г., Москва, ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 2020, стр. 169-173.

94. Yastrebtsova O.I. Scan blindness in finite Microstrip Antenna Arrays. В сборнике: 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. Moscow, Russia, 2020. – p. 1-4.
95. Уолтер К. Антенны бегущей волны. Пер. с англ. Под общ. ред. А.Ф. Чаплина – М.: Энергия, 1970. – 448с.
96. Atwood S. Surface wave propagation over a coated plane conductor. Journal of Applied Physics, 22, 504. 1951.
97. Brown T., Kyritsi P., De Cavalho E. Practical Guide to MIMO Radio Channel: with Matlab Examples. – John Wiley & Sons Ltd, 2012. – 288 p.