

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический университет»

На правах рукописи



Фёдоров Сергей Михайлович

**СИНТЕЗ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ФИЗИЧЕСКИМИ И
ВИРТУАЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

Специальность 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация
на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант:
Пастернак Юрий Геннадьевич,
доктор технических наук, профессор

Воронеж – 2025

Оглавление

Введение	5
1 Анализ многолучевых антенн и алгоритмов пеленгации для синтеза диаграмм направленности, оптимальных с точки зрения помехоустойчивости	18
1.1 Обзор существующих конструкций многолучевых антенн.....	21
1.2 Методы радиопеленгации, используемые для выбора оптимального направления на приемопередатчик.....	42
1.3 Выводы по главе 1	53
2 Применение виртуальных антенных решеток для уменьшения искажений электромагнитного поля вблизи места размещения антенны	55
2.1 Использование метода виртуальных антенных решеток для уменьшения искажений электромагнитного поля вблизи мобильного телефона	56
2.2 Исследование эффективности метода виртуальных антенных решеток для борьбы с искажениями поля, созданными головой и рукой пользователя мобильного телефона	67
2.3 Исследование возможности повышения эффективности функционирования методов формирования виртуальных антенных решеток в сверхширокой полосе частот.....	73
2.4 Исследование влияния искажений амплитудно-фазового распределения поля на формируемую виртуальную антенную решетку	84
2.5 Использование метода виртуальных антенных решеток для борьбы с искажениями созданными носителями мобильных радиоэлектронных комплексов	98
2.6 Выводы по главе 2	106
3. Разработка и исследование векторных радиопеленгаторных антенн для определения пеленгов с произвольной поляризацией	108
3.1 Разработка и исследование векторной антенны на основе электрических диполей, размещаемых на ребрах куба	112

3.2 Разработка и исследование векторной антенны в виде тетраэдра	122
2.3 Выводы по главе 3	136
4. Реконфигурируемые антенные устройства с возможностью изменения диаграммы направленности на основе метаматериала в виде электромагнитного кристалла	137
4.1 Определение оптимальной длины ребра ячейки управляемого метаматериала	138
4.2 Волноводный фазовращатель на основе управляемого метаматериала	141
4.3 Реконфигурируемый рефлектор на основе управляемого метаматериала	149
4.4 Исследование влияния коммутирующих элементов на характеристики управляемого метаматериала	157
4.5 Выводы по главе 4	175
5 Антенные устройства с высоким коэффициентом усиления и широким сектором покрытия	177
5.1 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и несимметричных вибраторов с экраном	180
5.2 Многолучевая антенна с двухкоординатным сканированием в полусферическом секторе	188
5.3 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора	193
5.4 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора	200
5.5 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы с градиентом коэффициента преломления и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди	207
5.6 Многолучевая антенна на основе поляризационно-селективного рефлектора	215
5.7 Многолучевая антенна на основе полусферической диэлектрической линзы	223

5.8 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе полусферической линзы, работающая с двумя поляризациями	231
5.9 Разработка и исследование антенны на основе однопроводной линии с тороидальной и всерной диаграммами направленности	239
5.10 Выводы по главе 5	250
Заключение	252
Список сокращений и условных обозначений	256
Список литературы.....	258
Приложение А Акты внедрения результатов диссертации.....	298

Введение

Актуальность работы. За последние десятилетия беспроводная связь развивалась от технологии, используемой только узким кругом специалистов, до бурно развивающейся области науки и техники, имеющей широкий круг применений. Все более широкое распространение устройств с удаленным управлением, появление новых мультимедийных приложений, а также экспоненциальный рост спроса на услуги беспроводной передачи данных создают значительную нагрузку на существующие беспроводные сети. Перспективные системы связи должны будут обладать большей скоростью передачи данных, увеличенной абонентской емкостью, меньшей задержкой и лучшим качеством обслуживания для того, чтобы решить указанные проблемы. Для реализации подобных систем необходимым является разработка эффективных методов борьбы с радиочастотными помехами.

Радиочастотные помехи определяют как нежелательное воздействие электромагнитного поля (ЭМП), созданного одним или несколькими источниками, на принимаемый радиосигнал, проявляющееся в ухудшении качества приема, росте ошибок или потери информации, которая могла бы быть успешно получена при отсутствии этого нежелательного воздействия. Все радиоэлектронные устройства являются потенциально уязвимыми для радиопомех, включая такие широко используемые системы как: сотовая связь, спутниковая связь (включая системы с низкоорбитальными спутниками), радиосвязь с дистанционно управляемыми объектами, интернет вещей, беспроводные локальные сети, радиолокация, радионавигация и др. По причине наличия помех в канале связи, перечисленные радиосистемы не могут полностью реализовать свои потенциально достижимые рабочие характеристики. Например, максимально достижимая дальность беспилотного летательного аппарата (БПЛА) ограничивается уровнем отношения сигнал/шум в точке приема, а не емкостью аккумуляторной батареи. Также, скорость передачи информации в системах подвижной связи падает с увеличением уровня шума, т.к. это приводит к необходимости переключения на

более медленные и помехоустойчивые модуляции, а также увеличения избыточность помехоустойчивых кодов.

Все источники радиопомех делятся на две большие группы:

- преднамеренные источники помех, создаваемые целенаправленно для ухудшения или блокирования работы радиоэлектронной аппаратуры;
- непреднамеренные источники помех, возникающие случайным образом или в результате ошибок при проектировании радиоэлектронных устройств и систем.

Примерами непреднамеренных источников помех являются: шум от USB зарядных устройств, некорректно работающие усилители сигналов, промышленные помехи, тепловой шум, вспышки на солнце. Отдельно стоит выделить внутренние помехи, возникающие из-за генерации шума самим радиоэлектронным устройством или системой, что приводит к ухудшению ее рабочих характеристик. К таким помехам относятся: помехи в соседних пространственных и частотных каналах, замирания сигнала, интермодуляция, межсимвольные помехи, помехи в неортогональных системах множественного доступа (технология NOMA), помехи из-за разности расстояний между базовыми станциями и абонентским оборудованием в сотовых системах связи. Примерами источников преднамеренных помех являются разнообразные устройства радиоэлектронного подавления, излучающие ЭМП в определенном диапазоне частот с мощностью сопоставимой или превышающей полезный сигнал в точке приема.

Для решения задачи улучшения помехоустойчивости радиоэлектронных систем в данной работе предлагается использовать многолучевые антенны (МЛА) и реконфигурируемые антенные устройства на основе физических и виртуальных антенных элементов, обладающих высоким коэффициентом усиления, что позволяет добиться лучшего отношения сигнал/шум. Отметим, что для значительной части радиоэлектронной аппаратуры важным является широкоугольное или полноазимутальное покрытие. Последние сложно реализовать в МЛА из-за эффекта затенения каналов, поэтому разработка и

исследование МЛА с полноазимутальным сканированием является актуальной задачей.

Для удержания приемопередатчика в луче сканирующей антенны, необходимо знать направление на него. Эффективным средством решения данной задачи является применение алгоритмов радиопеленгации, чья точность также сильно подвержена влиянию помех и искажений. Перспективным направлением борьбы с этим влиянием представляется использование виртуальных антенных решеток (ВАР), представляющих собой отсчеты поля на некотором удалении от антенны, полученные путем вычислений на основе измеренных значений поля. А также, использование магнитной компоненты поля, которая зачастую менее искажена чем электрическая, может уменьшить влияние искажения структуры поля на точность оценки направления на источник радиоизлучения (ИРИ). Для реализации такого подхода, необходима разработка векторных антенны для измерения всех пространственных компонент ЭМП.

Степень разработанности темы. Значительный вклад в развитие теории и техники, а также методологии проектирования МЛА многие отечественные и зарубежные ученые: В.П. Акимов, С.Е. Банков, Н.А. Бей, Н.И. Бобков, А.М. Бобрешов, Д.И. Воскресенский, Е.Г. Зелкин, В.А. Калошин, К.Н. Климов, Б.А. Левитан, В.В. Муравьев, Ю.Б. Нечаев, Б.А. Панченко, Ю.Г. Пастернак, И.С. Полянский, Л.И. Пономарев, А.Г. Романов, Ю.П. Саломатов, А.М. Сомов, Н.А. Тестоедов, В.Н. Тяпкин, С.Н. Шабунин, M. Arrebola, K.K. Chan, Y.J. Cheng, J.P. Choi, B. Clerckx, D.T. Emerson, M. Ettorre, M.Y. Frankel, F.F. Manzillo, D. McGrath, W. Menzel, W.F. Moulder, A.B. Numan, C.D. Paola, L. Poli, S. Sakagami, M.K. Saleem, R.T. Schwarz, F. Venneri, W.-Q. Wang, K. Wincza, Y.F. Wu, H.-X. Xu, J. Yan, B. Yang, L. You, O. Yurduseven, J.A. Zhang, G. Zheng, L.-H. Zhong.

Значительный вклад в разработку и исследование алгоритмов обработки сигналов внесли Ю.И. Абрамович, О.Е. Антонов, А.В. Ашихмин, В.И. Белов, Б.Ф. Бондаренко, В.А. Вентцель, А.Д. Виноградов, В.И. Глазьев, И.С. Гуткин, В.П. Демин, В.П. Денисов, Р.А. Зацерковский, Ю.В. Ильченко, В.В. Караваев, Д.И. Леховицкий, В.Н. Манжос, В.К. Мезин, И.Д. Меркуленко, А.А. Поваляев,

В.Ф. Писаренко, С.Ю. Платонов, Ю.А. Рембовский, В.В. Сазонов, О.В. Смидович, С.Е. Фалькович, Ю.А. Федоркин, В.Р. Хачатуров, В.Н. Шевченко, В.В. Ширков, A. Barabell, F. Belloni, K.M. Buchley, M. Buhren, J.P. Burg, J. Capon, S. Chandran, C.D. Crews, B. Friedlander, P.J.D. Gething, A.B. Gershman, K.V.S. Hari, D.H. Johnson, T. Kailath, M. Kavech, R.L. Kellogg, V. Koivunen, R. Kumaresan, Z.-Q. Luo, E.E. Mack, X. Mestre, M.P. Moudi, B. Ottersten, M. Pesavento, R. Poisel, B.D. Rao, D.P. Reilly, A. Richter, P. Van Rooyen, P. Roux, T. Sarkar, R.O. Schmidt, H.L. Van Trees, D.W. Tufts, M. Wax, A. Weiss, G. Xu, I. Ziskind.

В то же время, многие важные вопросы, связанные с разработкой и исследованием МЛА, решены в недостаточном объеме:

- разработка и исследование методов борьбы с искажениями поля с помощью расчета значений поля на удалении от антенного устройства, проводимого на основе измеренных комплексных амплитуд поля;

- разработка и исследование методов улучшения помехоустойчивости с помощью пересчета измеренных электрических компонент поля в магнитные, менее искаженные рассеивателями на трассе распространения сигнала, и конструкций антенн, реализующих эти методы;

- разработка реконфигурируемых антенных устройств на основе универсального конструктивного элемента, позволяющего масштабировать и адаптировать конечное изделие под решаемую задачу;

- разработка МЛА с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения каналов;

- разработка МЛА на основе линзы с уменьшенными габаритными размерами, достигаемое за счет применения методов трансформационной оптики;

- разработка МЛА с полноазимутальным сканированием на основе поляризационно-селективного зеркала;

- разработка МЛА с полноазимутальным сканированием и возможностью работы с двумя поляризациями;

- разработка антенн с тороидальной и веерной диаграммами направленности на основе однопроводной линии передачи.

Объектом исследования являются МЛА с физическими и виртуальными элементами, позволяющие существенно повысить помехоустойчивость радиоэлектронной аппаратуры связи и управления.

Предметом исследования являются технологии, способы и методы разработки МЛА, состоящих из виртуальных и физических антенных элементов, и предназначенных для существенного улучшения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры.

Цель исследования является разработка моделей, методов проектирования и анализ характеристик МЛА, использование которых позволяет существенно повысить помехоустойчивость радиоэлектронной аппаратуры.

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих задач:

- анализ современного состояния и тенденций развития теории, техники и технологии производства МЛА и методов определения направления на ИРИ;
- разработка и исследование методов создания виртуальных антенных элементов, представляющих собой комплексные значения ЭМП в точках, расположенных по окружности на некотором удалении от физических антенных элементов, на которых производилось измерение значений падающей волны, являющихся исходными данными для расчёта виртуальных элементов;
- разработка и исследование конструкционного элемента для построения реконфигурируемых антенн и фазовращателей, для управления которым используется оптоволоконные линии, не создающие и не подверженные радиопомехам;
- разработка диаграммообразующей схемы, позволяющей построить МЛА с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения каналов;
- разработка конструкции линзы с уменьшенными вертикальными размерами с помощью метода трансформационной оптики, предназначенной для создания МЛА с двухкоординатным полусферическим сканированием;
- разработка конструкции поляризационно-селективного рефлектора, образующего геометрическую фигуру в виде усеченного сверху и снизу эллипсоида вращения;

– разработка антенных элементов и системы запитки для построения МЛА с двумя поляризациями и полноазимутальным сканированием;

– разработка антенн на основе однопроводной линии, использующих принцип работы антенны Франклина для формирования тороидальной диаграммы направленности, и дифракционную решетку для формирования веерной диаграммы направленности.

Научная новизна работы состоит в следующем:

– разработан метод формирования ВАР с изменяющимся, в зависимости от частоты радиусом, позволяющий реализовать процедуру оценки угловых координат источников радиоизлучения в условиях значительных дифракционных искажений измеряемого электромагнитного поля на антенной системе, корпусе ее мобильного или бортового носителя, подстилающей поверхности, а также – других близлежащих рассеивателей;

– разработан метод пеленгации ИРИ и конструкция векторной антенны, необходимая для его реализации, заключающийся в измерении пространственных компонент электрического поля и расчете на их основе менее искаженных компонент магнитного поля, используемых для расчета реальной части вектора Пойнтинга, который позволяет провести оценку направления падения электромагнитной волны;

– разработан метод проектирования управляемого метаматериала, являющегося базовым элементом для построения реконфигурируемых отражательных антенн и фазовращателей, и представляющего собой электромагнитный кристалл, в узлах которого размещались коммутационные элементы, используемые для формирования отражающей поверхности со сложной геометрией;

– разработана методика проектирования диаграммообразующей схемы в виде двухуровневой линзы на основе металлического листа с системой отверстий для перетекания электромагнитной энергии из нижней части в верхнюю, и являющейся основой для построения МЛА с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения тела линзы;

– разработана методика проектирования металлодиэлектрической линзы с размерами, уменьшенными с помощью метода трансформационной оптики, и используемой для построения МЛА с полусферическим сканированием;

– разработана методика построения полноазимутальных МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала в форме усеченного эллипсоида вращения из наклоненных тонких проволок, внутри которого размещается система облучателей;

– разработана методика проектирования полноазимутальных МЛА на основе однородной диэлектрической линзы полусферической формы, с расположенной вокруг нее системой облучателей для работы с одной или двумя линейными ортогональными поляризациями;

– разработана методика проектирования антенны на основе однопроводной линии, используемой для возбуждения линейных излучателей, размещённых по принципу аналогичному антенне Франклина, и для использования совместно с параллельно расположенной дифракционной решеткой с целью формирования тороидальной и веерной диаграмм направленности, соответственно.

Теоретическая значимость работы заключается в создании методов синтеза многолучевых и реконфигурируемых антенных устройств, которые могут включать в себя виртуальные и физические антенные элементы, а также способов оценки угловых координат ИРИ с улучшенной помехоустойчивостью.

Практическая значимость работы. Полученные результаты разработки и исследования способов создания виртуальных антенных элементов и расчёта магнитной компоненты поля, на основе измеренного с помощью векторной антенны, электрического поля, позволяют реализовать радиоэлектронную аппаратуру с улучшенной устойчивостью к дифракционным искажениям пространственно-временной структуры принимаемой электромагнитной волны. Разработанная конструкция управляемого метаматериала является универсальной основой для создания реконфигурируемых антенн и фазовращателей, в том числе - отражательных фазированных антенных решеток. Разработанные МЛА позволяют улучшить помехоустойчивость радиоэлектронной аппаратуры, за счет реализации

большого значения коэффициента усиления каждого формируемого главного лепестка диаграммы направленности, при этом сектор покрытия остается широкоугольным, благодаря возможности полноазимутального, или - полусферического сканирования. Разработанные конструкции антенн на основе однопроводной линий могут использоваться в системах связи для улучшения помехоустойчивости, в которых относительное перемещение объектов ограничено из-за практики применения, и, следовательно, не требуется реализация полусферической зоны обзора.

Методология и методы исследования. При выполнении исследований использовались методы анализа и параметрического синтеза антенных устройств, методы вычислительной электродинамики, методы физического и компьютерного экспериментального исследования.

Положения, выносимые на защиту:

– формирование ВАР, позволяющих уменьшить негативное влияние близлежащих рассеивателей на качество принимаемого сигнала, без использования какой-либо априорной информации о геометрии и материальных свойствах самих рассеивателей, и обладающих изменяющимся, в зависимости от частоты, радиусом, а также – позволяющих реализовать фильтрацию измеряемых, с помощью физических антенных элементов, комплексных амплитуд ЭМП, тем самым обеспечивая, существенное повышение точности аппроксимации пространственного распределения поля в окрестности расположения элементов физической антенной решетки;

– метод пеленгации и необходимая для его реализации конструкция векторной антенны, основанный на вычислении компонент магнитной поля с использованием измеренных пространственных отсчетов электрического поля, чем достигается существенное уменьшение негативного влияния близлежащих рассеивателей и повышение точности оценки угловых координат ИРИ;

– управляемый метаматериал в виде электромагнитного кристалла с коммутационными элементами в его узлах позволяет синтезировать отражающую поверхность сложной формы с точностью, определяемой расстоянием между

узлами, использование которого позволяет реализовать реконфигурируемые широкополосные отражательные антенны, включая отражательные фазированные антенные решетки, а также - фазовращатели;

– двухуровневая линза с перфорированным металлическим листом, размещенным по центру тела линзы, обеспечивает перенос электромагнитной энергии от портов в нижней части к антенным элементам в верхней части, и может использоваться в качестве диаграммообразующей схемы для МЛА с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения тела линзы;

– применение трансформационной оптики позволяет уменьшить вертикальные размеры линзы, состоящей из металлодиэлектрических пластин, до 5 раз, без существенного ухудшения направленных свойств МЛА с полусферическим сканированием, построенной на ее основе;

– реализация рефлекторов МЛА в форме усеченного параболоида вращения, или – сферы, с использованием тонкопроволочной сетки с проводниками, размещенными под углом 45° к продольной оси зеркала, позволяет реализовать формирование многолучевой ДН в широкой полосе частот при использовании офсетных облучателей;

– использование полусферической диэлектрической линзы, возбуждаемой с помощью, размещенной вокруг ее основания системы облучателей с одной или двумя ортогональными поляризациями, позволяет реализовать МЛА с полноазимутальным сканированием;

– на основе однопроводной линии, возбуждающей систему линейных излучателей, возможно реализовать антенны с тороидальной, а также – с веерной диаграммами направленности.

Степень достоверности полученных в работе результатов обусловлена применением известных методов синтеза и анализа антенн, корректным использованием методов математического моделирования и вычислительных методов технической электродинамики, а также проведением экспериментальных исследований для верификации полученных расчетных результатов. Полученные результаты не противоречат фундаментальным законам физики, теории и техники

антенн, электродинамики, а также ранее полученным результатам исследований других авторов. Теоретическое обоснование полученных результатов проводилось с использованием фундаментальных законов электродинамики, теории и техники антенн. Экспериментальные данные получены на научно-внедренческом предприятии «ПРОТЕК» с использованием стандартных методик измерения характеристик и параметров антенн.

Апробация работы. Основные положения и результаты, полученные в ходе диссертационных исследований, докладывались и обсуждались на следующих конференциях: XII международный семинар «Физико-математическое моделирование систем» (г. Воронеж, 2014); XXII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2016); 26-я международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», КрыМиКо'2016 (г. Севастополь, 2016); XXIV международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2018); XXVI международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2020); IV научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2020 «Физика и технические приложения волновых процессов», ФИТПВП-2020 (г. Самара, 2020); VII Московская микроволновая неделя (г. Москва, 2020); международная научная конференция «Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики» (г. Воронеж, 2020); XXVII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2021); международная конференция «Progress in electromagnetics research symposium», PIERS 2021 (КНР, г. Ханчжоу, 2021); международная конференция «Progress in electromagnetics research symposium», PIERS 2021 (КНР, г. Ханчжоу, 2022); международная научная конференция «Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики» (г. Воронеж, 2021); всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн» (г. Санкт-Петербург, 2021); XXVIII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2022); всероссийская научно-

техническая конференция «Приборостроение в XXI веке - 2022. Интеграция науки, образования и производства» (г. Ижевск, 2022); XXIX международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2023); всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные вопросы развития систем и сетей связи» (г. Ставрополь, 2023); XXX международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2024).

Реализация и внедрение результатов работы.

Основные теоретические и практические результаты диссертационной работы внедрены в АО НПП «Автоматизированные системы связи», АО НВП «ПРОТЕК», АО «НКТБ «Феррит», АО «Электросигнал». Также, результаты работы внедрены в образовательный процесс ФГБОУ ВО «ВГТУ», дисциплина «Системы подвижной радиосвязи».

Результаты, полученные в ходе выполнения диссертации, были использованы в следующих научно-исследовательских работах, в которых автор являлся руководителем:

– грант Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-57.2020.9 «Исследование и разработка оптоуправляемого метаматериала для создания многофункциональных сверхширокополосных антенных систем»;

– грант Российского научного фонда № 19-79-10109 «Аппроксимация пространственного распределения электромагнитного поля в окрестности расположения трехмерных рассеивателей с априорно неизвестными геометрией и материальными свойствами с целью формирования дополнительных "виртуальных" каналов радиоприема»;

– продленный грант Российского научного фонда № 19-79-10109-П;

– государственное задание № FZGM-2024-0003 по созданию молодежной лаборатории «Помехоустойчивых систем связи и управления наземными и воздушными беспилотными роботизированными аппаратами»;

или исполнителем:

– государственное задание № FZGM-2023-0011 «Разработка и исследование аппаратно-программного комплекса, обеспечивающего функциональность беспилотных летательных аппаратов малого радиуса действия»;

– государственное задание № FZGM-2024-0006 «Разработка и исследование принципов создания системы обнаружения беспилотных летательных аппаратов с использованием аэромобильных антенных систем».

Личный вклад автора заключается в получении результатов диссертационной работы, обладающих научной новизной и выносимых на защиту.

В работах [289, 290, 291] автором проведен анализ перспективных направлений разработки МЛА на основе линз, а также радиопеленгационных антенных решеток, работающих в широкой полосе частот. В [292, 293, 251, 294, 295, 296, 297, 239, 298, 237, 240, 299, 300, 301, 302, 303] исследован метод формирования ВАР с точки зрения его эффективности для уменьшения негативного влияния искажений принимаемого ЭМП на рабочие характеристики радиоэлектронной аппаратуры. В работах [282, 304, 255, 305, 250, 256, 306, 307] была разработана и исследована конструкция векторной антенны в виде куба и тетраэдра, а также метода пеленгации на основе рассчитанных значений пространственных компонент магнитного поля. В [268, 257, 308, 261, 309, 310, 311, 312, 313, 314, 258, 265, 315, 260, 316] разработан и исследован управляемый метаматериал, на основе которого был построен ряд реконфигурируемых антенн и фазовращателей. В работах [317, 318, 319, 320, 321, 322, 323, 324, 325, 326, 327, 328, 329, 330, 331, 332, 333, 334, 335] были разработаны и исследованы конструкции МЛА, обладающие возможностью полноазимутального сканирования. В работах [336, 337, 338, 339] была разработана МЛА с полусферическим сканированием на основе линзы из многослойной печатной платы с уменьшенными вертикальными размерами. В [340, 341, 342, 283, 343, 344, 281] разработаны и исследованы конструкции МЛА на основе полусферической диэлектрической линзы с возможностью работы с одной или двумя линейными поляризациями. В [345] разработана МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала, в которой в

качестве облучателей могут использоваться различные проволочные или печатные антенны.

Соответствие паспорту специальности. Диссертационное исследование соответствует следующим пунктам паспорта научной специальности 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии: п.2. Исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т.д.; п.3. Исследование и разработка новых антенных систем, активных и пассивных микроволновых устройств, в том числе управляющих, фазирующих, экранирующих и других, с существенно улучшенными параметрами; п.9. Разработка методов автоматизированного проектирования и оптимизации антенных систем и микроволновых устройств широкого применения.

Публикации. Основные результаты диссертационного исследования опубликованы в 111 научных работах, из них 46 – в изданиях, рекомендованных ВАК РФ по специальности 2.2.14, 19 публикаций в изданиях, индексируемых в Web of Science и Scopus, 3 монографии, 3 патента РФ и 3 свидетельства на государственную регистрацию программ для ЭВМ, 37 работ опубликованы в сборниках трудов международных и всероссийских научно-технических конференций.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы из 345 наименований. Основная часть работы изложена на 307 страницах, содержит 172 рисунка и 9 таблиц.

1 Анализ многолучевых антенн и алгоритмов пеленгации для синтеза диаграмм направленности, оптимальных с точки зрения помехоустойчивости

В последние годы технологии широкополосного беспроводного доступа получили существенное развитие в ответ на растущий спрос на беспроводной интернет и растущие требования к качеству сотовой связи. В результате дальнейшего развития и появления новых беспроводных сервисов, будет наблюдаться все ускоряющийся рост трафика в системах мобильной связи. Увеличение объема трафика потребует от производителей оборудования и операторов сотовой связи обеспечить дальнейшее увеличение пропускной способности сетей. Что является весьма сложной задачей, т.к. в среде распространения сигнала существует ряд негативных факторов, ограничивающих скорость передачи.

Одним из главных ограничивающих факторов являются интерференционные помехи в канале, вызванные увеличением общего числа работающих приемопередатчиков. Кроме того, снижению производительности и ёмкости системы способствуют: замирания из-за многолучевого распространения и задержки сигналов, вызванные отражением электромагнитных волн от препятствий (например, зданий и элементов рельефа). Быстро развивающиеся сервисы беспроводного интернета, отличающиеся возможностью быстрого получения данных по запросу и обмена информацией в режиме реального времени, ещё больше усугубляют проблему недостатка скорости передачи данных.

Также, бурно развивается отрасль БПЛА, которые фактически являются видом системы связи с подвижными объектами – пульт управления обычно стационарен, БПЛА же активно перемещается, при этом между двумя этими объектами идет интенсивный радиообмен. Система связи «БПЛА – пульт управления» сталкивается с теми же проблемами с помехоустойчивостью, что сотовые системы связи. Важным направлением развития БПЛА является

увеличение дальности полёта, которая ограничивается способностью системы радиосвязи обеспечить заданное отношение сигнал/шум на требуемом расстоянии.

Стоит упомянуть и системы связи с низкоорбитальными спутниками (такие как Starlink, OneWeb, Kuiper, Guo Wang), с целью развития которых проводится множество исследований. Терминалы спутниковой связи часто устанавливаются на подвижных объектах, в том числе на БПЛА. Ключевым моментом для работы таких систем является обеспечение необходимого уровня принимаемого сигнала, что является непростой задачей из-за большого расстояния до спутников и ограниченной мощности передатчиков. Как следствие низкого уровня принимаемого сигнала, системы спутниковой связи являются чувствительными даже к незначительным помехам.

В настоящее время, во всем мире проводятся интенсивные исследования, направленные на улучшения помехоустойчивости беспроводных систем связи. Использование МЛА для обеспечения возможностью выбора оптимального канала является одной из главных технологий для создания высокоэффективных сетей беспроводной связи, позволяющей увеличить скорость передачи информации и зону покрытия системы [1, 2]. Подобные антенны являются предметом интенсивных исследований [1, 3, 4, 5, 6, 7] из-за своей способности увеличивать пропускную способность системы связи за счет динамического подавления помех (что очень важно в городских и густонаселенных районах) при помощи фокусировки излучения на выбранном приемопередатчике [8, 9]. Широкое коммерческое использование МЛА позволит достичь существенного роста рабочих характеристик систем подвижной связи: улучшению помехоустойчивости, увеличению ёмкости, размера зоны покрытия и качества приема сигнала, что в конечном итоге дает увеличение спектральной эффективности [10].

Также, заметные усилия прилагаются для развития методов пространственно-временной обработки и кодирования сигнала, которые позволяют значительно улучшить рабочие характеристики беспроводных сетей с помощью использования нескольких (от двух и более) антенн, установленных на передатчике и приемнике [11]. Одновременное использование нескольких антенных элементов

позволяет обрабатывать выборки сигналов как во времени, так и в пространстве, тем самым улучшая уровень подавления помех и качество обслуживания. Сложные методы пространственно-временной обработки, применяемые в системах с множеством входов и множеством выходов (технология ММО) позволят существенно увеличить ёмкость и скорость передачи данных в системах беспроводной связи. Данные методы могут быть реализованы и в МЛА для уменьшения влияния основных факторов, ограничивающих рабочие характеристики систем беспроводной связи [13].

Если рассматривать назначение антенны в системе связи в общем, то она является портом, через который радиоволны излучаются от передатчика во внешний мир, и приходят к приемнику из внешнего мира [12, 14]. То, как электромагнитная энергия излучается и принимается из среды распространения оказывает сильное влияние на эффективность использования спектра, стоимость создания системы связи и помехоустойчивость радиосвязи [15]. Широкое внедрение технологий МЛА, способных увеличить пространственную избирательность, позволит решить вышеупомянутые проблемы беспроводной связи. Отметим, что для выбора оптимального направления луча антенны, передатчик должен обладать некоторой информацией о канале [16, 17].

Существует два подхода для создания многолучевой системы связи [2]:

- на основе МЛА, обладающие способностью переключаться между конечным числом фиксированных (предопределенных) диаграмм направленности (ДН);
- на основе антенных решеток, обладающие способностью формировать теоретически бесконечное количество ДН, которые можно корректировать в реальном времени, тем самым постоянно подстраиваясь под пространственные изменения желательных и нежелательных сигналов.

Оба типа этих антенн обеспечивают незначительный выигрыш по сравнению с традиционными антеннами в условиях низкого уровня помех. Однако, при наличии высокого уровня помех, антенна с множеством лучей позволяет реализовать гораздо лучшую помехозащищенность. Антенная решетка может

ориентировать луч практически точно по направлению прихода полезного сигнала, тем самым обеспечивая лучшее качество приема. Кроме того, нежелательные сигналы попадают на участки ДН с низким коэффициентом усиления, которые расположены за пределами главного лепестка. Подобный эффект реализуют и МЛА, и антенные решетки, однако вторые способны размещать минимумы ДН в точках приема нежелательных сигналов с высокой точностью. Однако, антенные решетки являются устройствами гораздо более сложными и дорогими чем МЛА, что ограничивает их массовое применение.

1.1 Обзор существующих конструкций многолучевых антенн

МЛА способны формировать несколько фиксированных лучей с высоким коэффициентом усиления и ориентированных в заранее определенных направлениях. Принцип работы помехоустойчивой системы связи с такой антенной заключается в измерении уровня принимаемого сигнала, выборе одного из нескольких фиксированных лучей, обеспечивающего максимальный уровень сигнала, и переключении с одного луча на другой при перемещении приемопередатчика. Кроме изменения направления луча, приемопередатчик должен быть способен определить направление прихода сигнала, для чего используется алгоритма радиопеленгации [15] – т.е. сначала оценивается пеленг, а затем параметры системы настраиваются так, чтобы сформировать луч в желаемом направлении. Таким образом, уровень принимаемого сигнала максимизируется ценой усложнения конструкция антенного устройства [2]. Описание основных типов и особенностей конструкций существующих МЛА рассматривается в ряде научных работ, наиболее обстоятельное и полное было представлено в статье [18].

С целью борьбы с помехами, МЛА [18, 19, 20] могут использоваться и как массивная ММО антенна, отличающаяся от традиционной технологии ММО использованием очень большого числа антенных элементов, работающих совместно [21, 22, 23]. В период с 1960-х по 1980-е годы, серия исследовательских кампаний по изучению ограничений ДН [24, 25] и оптимальных схем питания [26,

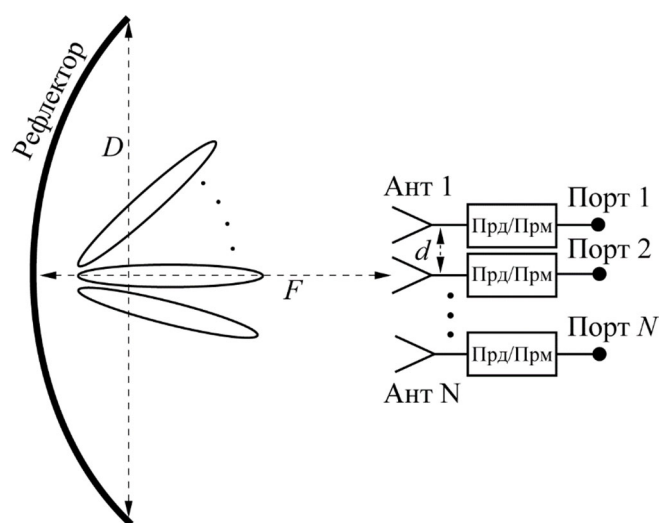
27] для формирования множества лучей от общей апертуры заложили теоретические основы и рекомендации по разработке МЛА. Раньше, МЛА использовались в основном в радиолокации и системах спутниковой связи, при этом они были громоздкими и дорогими [28, 29]. Однако, современные системы связи работают с гораздо меньшей длиной волны (особенно перспективные системы связи, работающие на частотах миллиметрового диапазона), что позволяет создавать компактные устройства. Помимо возможности обслуживания нескольких разнесённых в пространстве приемопередатчиков, МЛА позволяют повысить надежность соединения и уменьшается вероятность отказа [30, 31, 32], а также увеличить скорость передачи информации [33, 34, 35].

МЛА подразделяются на множество типов, одним из которых является пассивные многолучевые антенны (ПМЛА), которые способны формировать множество лучей без использования каких-либо активных компонентов [19, 36]. В общем случае, ПМЛА состоит из конечного числа хорошо изолированных входных портов. Каждый порт, подключенный к приемопередатчику, управляет одним узким лучом, ориентированным в предварительно заданном направлении. Таким образом, могут одновременно формироваться несколько лучей с помощью одной общей апертуры для покрытия заданного сектора пространства. Разрешающая способность ограничена шириной луча, а количество лучей определяет границы охватываемого антенной пространства. Как правило, ПМЛА характеризуется диапазоном сканирования, поляризацией, коэффициентом усиления, уровнем боковых лепестков, полосой пропускания, изоляцией портов и коэффициентом полезного действия. ПМЛА можно разделить по конструкционным особенностям и принципу работы на следующие виды [18]:

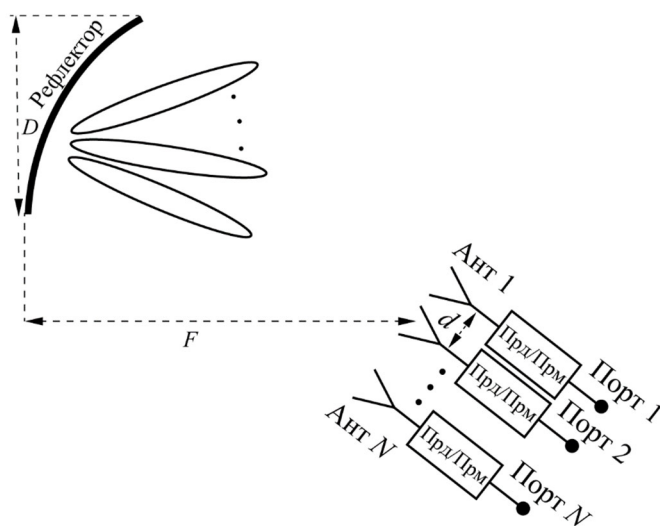
- ПМЛА на основе рефлекторов;
- ПМЛА на основе линз;
- ПМЛА на основе диаграммообразующих схем (ДОС).

Первый тип ПМЛА представляет собой квазиоптические устройства, построенные на основе рефлектора с непрерывной апертурой. Принцип работы рефлектора хорошо описывается с помощью геометрической оптики [37].

Как видно из рисунка 1.1 (а) базовая конструкция рефлекторной ПМЛА состоит из зеркала с фокусным расстоянием F и диаметром D , а также нескольких облучателей, разделенных расстоянием d [38]. Облучатели располагаются вокруг фокуса рефлектора. При запитке различных облучателей, антенна формирует узкие отраженные лучи в соответствующих направлениях. Основными параметрами такой антенны являются F/D и d , которые определяют расстояние между лучами, развязку между соседними лучами, дифракционные потери и ухудшение поляризационных характеристик, вызванное взаимным влиянием облучателей [39].



а)



б)

Рисунок 1.1 – Конструкция ПМЛА с параболическим рефлектором с центральной (а) и офсетной (б) запиткой, и облучателем в виде антенной решетки из N элементов [18]

Рабочие характеристики рефлекторной ПМЛА можно улучшить с помощью: изменения формы рефлектора, изменения конструкции облучателей, оптимизации относительной ориентации и расположения отражателя и облучателей [40]. В частности, для уменьшения искажения ДН по причине эффекта затенения облучателями, в многолучевых системах используются отражатели с офсетной запиткой, рисунок 1.1 (б) [41, 42]. Кроме того, для обеспечения сплошного облучения рефлектора и увеличения его эффективности используются бифокальные конфигурации с двумя отражателями, а также двойные и тройные отражатели сложной формы [43, 44, 45]. Обычно, в качестве запитывающего устройства используется решетка из рупорных антенн. Однако относительно высокий уровень кросс-поляризации и большие боковые лепестки рупоров приводят к увеличению паразитной поляризации и дифракционных потерь, соответственно, что негативно сказывается на рабочих характеристиках антенной системы [46]. Для решения этих проблем были разработаны и исследованы различные конструкции облучателей для ПМЛА отражательного типа, такие как: печатные излучающие элементы [47], щелевые решётки вытекающей волны [48], антенны на основе электромагнитной запрещенной зоны (Electromagnetic Band Gap) [49, 50], модифицированные рупоры [51, 52] и твердые-мягкие (характеризующиеся равномерным распределением поля по апертуре и нулевым значением поля на стенках соответственно) рупорные антенны [53, 54]. Конструкция твердых-мягких рупоров образуются из стенок с гофрированными поверхностями, ориентированными поперек (мягкая стенка) и вдоль (твердая стенка) оси антенны. Применение гофрированных поверхностей позволяет достичь равномерного распределения поля по апертуре (твердый рупор), тем самым максимизируя коэффициент усиления, и нулевого значения поля на стенках (мягкий рупор), что позволяет уменьшить уровень боковых лепестков. Перечисленные выше конструкции облучателей позволяют обеспечить хорошие рабочие характеристики рефлекторной ПМЛА: низкий уровень кросс-поляризации, высокий коэффициента использования апертуры, улучшенную развязку и более компактные размеры. Кроме того, проводились исследования

конструкций с несколькими облучателями на луч, предлагаемых как альтернатива классической архитектуре с одним облучателем на луч [55].

Рефлекторные ПМЛА находят широкое применение в спутниковой связи [56, 57, 58] и радиоастрономии [59] благодаря их чрезвычайно высокому коэффициенту усиления, низким боковым лепесткам и высокому уровню пересечения соседних лучей. Спутниковые системы связи работают с большими расстояниями, поэтому используемая антенна должна обладать небольшим сектором сканирования, плотно заполненным узкими лучами, для возможности повторного использования частот и создания каналов с высоким отношением сигнал/шум. Существуют конструкция ПМЛА с двумя отражателями, расположенными по схеме Кассегрена, предназначенная для работы на низкоорбитальных спутниках связи и обеспечивающая требуемое многолучевое покрытие в Ka-диапазоне с коэффициентом усилением от 38,8 до 43,8 дБи во всей полосе рабочих частот [60].

При использовании рефлектора, изготовленного из сплошного листа металла, значительно увеличивается масса, размер и стоимость конечного устройства. Для решения этих проблем, используются проволочные решетки вместо сплошного отражателя. При такой замене не происходит значительного падения рабочих характеристик МЛА [61, 62].

Благодаря развитию технологий производства печатных плат, был проведен ряд исследований с целью создания замены обычному изогнутому отражателю на абсолютно плоскую структуру с более низким профилем, малой стоимостью и меньшей массой [63, 64]. Как видно из рисунка 1.2, плоская отражательная решетка состоит из сплошной металлической плоскости земли, одно- или многослойной неоднородной решетки печатных резонансных рассеивателей с оптимизированной геометрией, а также тонкой диэлектрической подложки. Были разработаны и экспериментально исследованы несколько различных конструкций отражательных решеток с центральной и офсетной запиткой, формирующих один или несколько лучей в пределах одного или нескольких частотных диапазонов, [65, 66, 67, 68, 69, 70, 71]. Потенциально, все эти конструкции могут быть модифицированы для создания МЛА путем включения дополнительных запитываемых элементов. Для

дальнейшего уменьшения размеров антенной системы и борьбы с дифракционными потерями была разработана свернутая отражательная решетка на основе печатных структур [72], реализованная в миллиметровом диапазоне длин волн [73, 74], что может быть полезно для автомобильных радиолокационных систем [75].

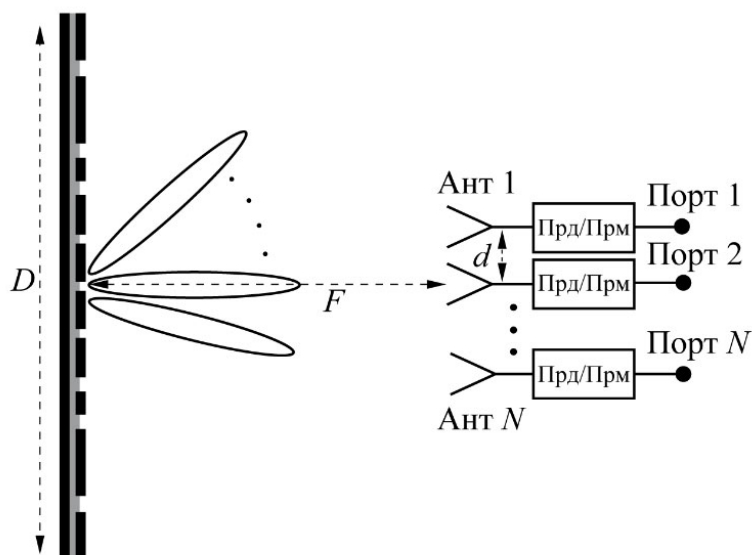


Рисунок 1.2 – Конструкция плоской отражательной решетки, запитываемой антенной решётки для создания множества лучей

Кроме отражательных решеток, существуют линзовые ПМЛА с возможностью формирования множества фиксированных лучей. Типичная линзовая ПМЛА имеет непрерывную апертуру, рисунок 1.3. Электромагнитная волна от облучателей падает только на одну сторону линзы, противоположная сторона выполняет роль излучающей апертуры [39]. По сравнению с рефлекторными ПМЛА, линзовые ПМЛА обладают меньшими размерами и не подвержены эффекту затенения каналов. На основе обычных выпуклых/вогнутых линзах, изготовленных из однородных изотропных диэлектрических материалов, были разработаны формованные линзы [76, 77, 78, 79], бифокальных линзы [80], решетчатые [81] и сферические линзы [82, 83, 84], обладающие увеличенным коэффициентом усиления и низким уровнем боковых. Линзы Френеля имеют более

низкий профиль, чем перечисленные конструкции, но при этом работают в узкой полосе частот и с большими вносимыми потерями из-за эффекта затенения [85, 86].

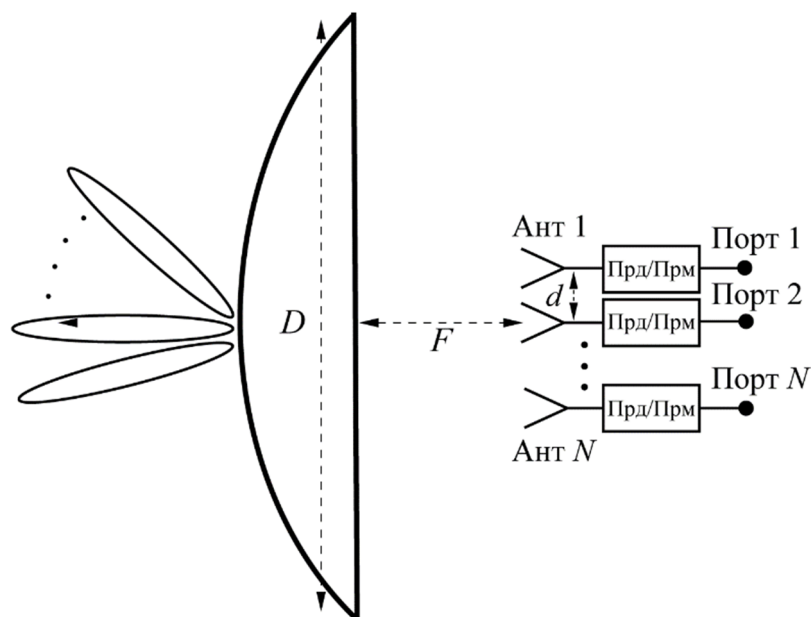
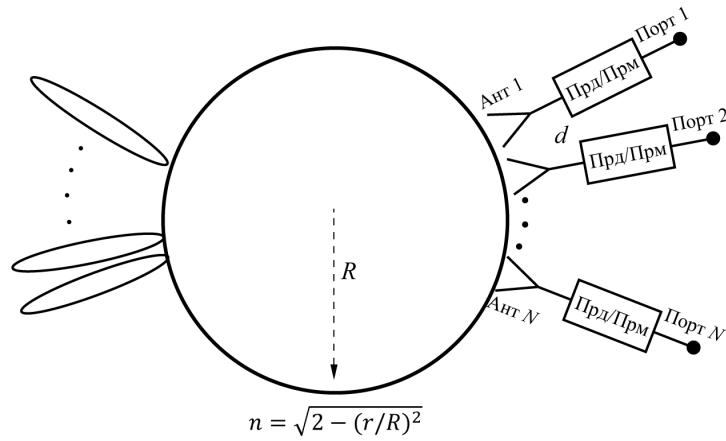
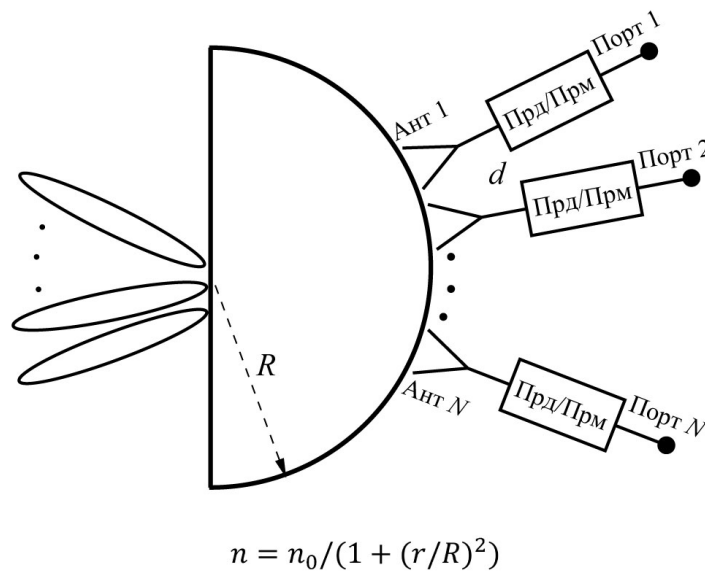


Рисунок 1.3 – Конструкция обычной однородной линзы, облучаемая несколькими антеннами для формирования N лучей

Существуют более сложные линзы, построенные на основе неравномерного распределения коэффициента преломления, среди которых наиболее широко известны линза Люнеберга и полусферическая линза Максвелла, показанные на рисунках 1.4(а) и 1.4(б) соответственно [87, 88]. Поскольку каждая точка на поверхности такой линзы является фокусом, мы можем реализовать двумерное сканирование с помощью нескольких антенн-облучателей, расположенных конформно поверхности линзы [89, 90, 91, 92]. Существуют исследования, посвященные разработке плоских печатных линз Люнеберга и полусферических линз Максвелла с низким профилем и только однокоординатным сканированием [93, 94, 95]. Помимо линз Люнеберга и Максвелла, которые имеют аналитически рассчитываемое распределение коэффициента преломления, были разработаны более сложные линзы с градиентным коэффициентом преломления с анизотропным профилем, полученным с помощью преобразования координат и процедуры глобальной оптимизации, для достижения более компактного размера устройства с сохранением рабочих характеристик на прежнем уровне [96, 97].



а)



б)

Рисунок 1.4 – Конструкция линзы Лüneбурга (а) и полусферической линзы Максвелла (б), облучаемых несколькими антеннами для формирования N лучей

Выходная поверхность линзы может использоваться не только для формирования излучения, но и для подключения к набору выходных портов, каждый из которых запитывает антенный элемент или подрешетку. Такие линзы иногда имеют несколько фокусов, которые могут быть определены с помощью геометрической оптики [98]. Одним из важных преимуществ линз такого типа является возможность полной интеграции в подложку, а также подключения к входным и выходным портам линии передачи или волновода. Наиболее

известными из них являются линза Руза [99], линза Ротмана [100] и R-kR линза [101]. Отметим, что R-2R линза способна реализовать полноазимутальное сканирование [102]. Различные типы антенных элементов, включая патч-антенны, пары дугообразных щелей и антенны вытекающей волны, могут быть интегрированы с этими линзами для формирования ПМЛА, использующихся в системах спутниковой связи и автомобильных радарх [103, 104, 105, 106, 107, 108, 109]. Для создания низкопрофильных линз с малыми потерями и планарным формированием луча в миллиметровом диапазоне длин волн, может быть использована технология интегрированного в подложку волновода (технология SIW) [110, 111, 112, 113].

Подобно отражательным решеткам, линзовые ПМЛА также могут быть реализованы с помощью дискретных апертур, которые называются передающими решетками [114] или фазовращающими поверхностями [115]. В последние годы они являются объектом многих исследований, направленных на дальнейшее уменьшение веса и размера линзовых ПМЛА.

Вместо использования принципов геометрической оптики для реализации требуемого сдвига фазы на поверхности апертуры, можно применять управление пространственно-зависимым распределением фазы [116, 117] или временной задержки [118] по плоской линзе, как показано на рисунке 1.5. По существу, такую плоскую линзу можно рассматривать как некоторое устройство, выполняющее дискретное преобразование Фурье падающей волны, которая представляет собой линейную комбинацию плоских волн, пришедших с разных углов. Требуемый сдвиг фаз или временную задержку можно реализовать путем каскадирования нескольких слоев печатных металлических резонаторов [119] или путем вставки линий задержки между двумя поверхностями линзы [120, 121]. При этом, параметр F/D должен быть оптимизирован для минимизации дифракционных потерь и максимизации коэффициента направленного действия (КНД) [122]. Известно, что при правильном расположении запитывающих антенн за плоской линзой можно сформировать несколько независимо управляемых лучей [31, 123, 124, 125, 126, 127], и на их основе создать ПМЛА для MIMO приложений [128].

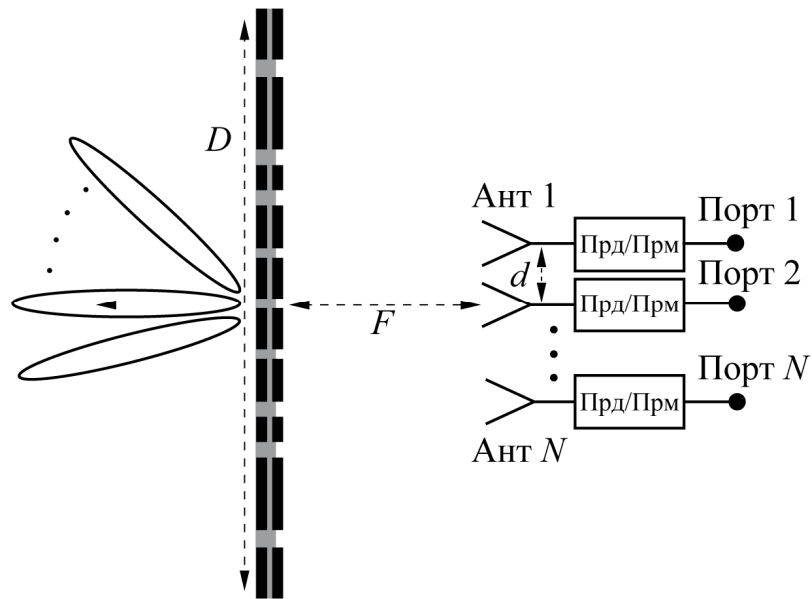


Рисунок 1.5 – Конструкции МЛА, состоящей из плоской фазовращающей поверхности и системы облучателей для создания N лучей [18]

Кроме плоских линз, использующих металлические резонаторы, существуют исследования и плоских диэлектрических многолучевых линз [129, 130, 131, 132]. В такой структуре требуемый сдвиг фаз достигается путем создания отверстий различных размеров, которые формируют эффективно неоднородную среду. Плоские диэлектрические многолучевые линзы обеспечивают более низкий уровень потерь на поглощение из-за отсутствия резонирующих металлических структур.

ПМЛА на основе ДОС представляет собой универсальное решение с возможностью полной интеграции с антенной решеткой за счет использования общей подложки. ПМЛА, построенные на основе рефлекторов или линз, и использующих квазиоптические методы формирования луча, такой возможностью не обладают. В ПМЛА на основе ДОС для создания распределения фаз (необходимого для формирования лучей в заданных направлениях) по линейной антенной решетке, используются линии задержки и направленные ответвители [19]. Угловое разрешение определяется числом применяемых антенных элементов, а число портов задает пространственную избирательность. Угол направления луча, а также зависящая от него ширина луча, будет меняться при изменении частоты из-

за дисперсионных свойств ДОС. Существует множество различных конструкций ДОС, среди которых наиболее известными являются матрица Батлера [133] и матрица Бласса [134].

Типичная МЛА на основе матрицы Батлера размерностью $N \times M$ (состоящая из фиксированных фазовращателей, матричных коммутаторов и 90° гибридных ответвителей) с помощью равномерной линейной антенной решетки (РЛАР) из M элементов может сформировать N независимых лучей, рисунок 1.6 (а). С фундаментальной точки зрения матрица Батлера выполняет аппаратное быстрое преобразование Фурье [135, 136]. Она обладает хорошим входным импедансом и высокой изоляцией портов, с уровнем пересечения лучей около -3,9 дБ и уровнем боковых лепестков около -13 дБ. Основным ограничением традиционной матрицы Батлера является то, что N и M должны быть степенью двойки. Для улучшения гибкости управления лучом было предложено отключать неиспользуемые порты или использовать гибридные ответвители с шестью или восемью портами [137].

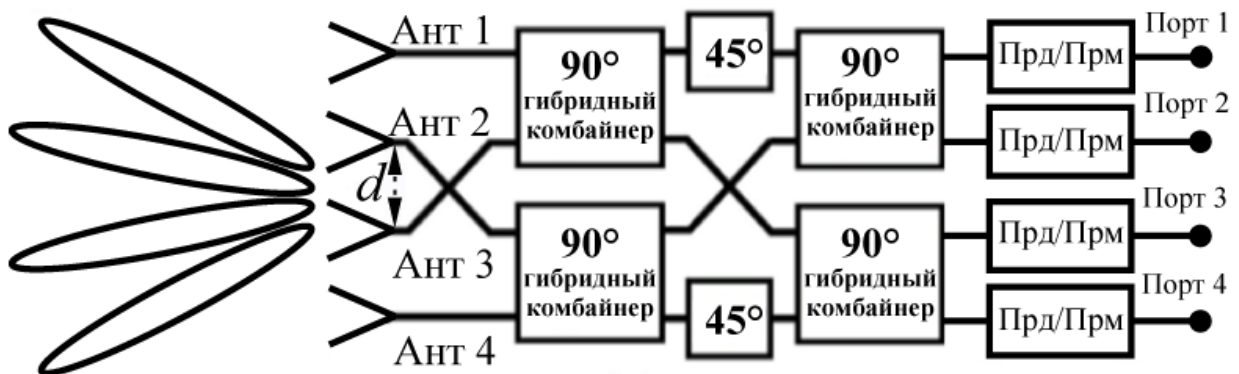


Рисунок 1.6 – Конструкция МЛА на основе матрицы Батлера 4×4 [18]

Существуют топологии матрицы Батлера с 3 входами и 3 выходами, построенные на основе обычных четырехпортовых гибридных ответвителей и фазовращателей [138, 139]. Вместе с увеличением числа формируемых лучей, значительно возрастает необходимое количество гибридных ответвителей и фазовращателей, что приводит к гораздо более сложной конструкции и росту вносимых потерь. Показано, что использование 180° гибридных ответвителей [140] и отражательных матриц [141, 142] помогает уменьшить общее количество компонентов матрицы Батлера. Кроме того, для управления уровнем боковых

лепестков и уровнем пересечения лепестков, были предложены различные модифицированные матрицы Батлера, основанные на использовании для РЛАР спадающего к краям распределения амплитуды [143]. Известны конструкции ПМЛА на основе матрицы Батлера реализованные с использованием микрополосковой технологии [144], копланарного волновода [145], щелевой линии [146], искусственной линии передачи [147], КМОП [148], полого волновода [149], предназначенные для таких приложений, как радары, фиксированная беспроводная связь и спутниковая связь. Исследователями были предприняты значительные усилия для разработки и миниатюризации матриц Батлера, основанных на SIW-структурах, обладающих компактными размерами и малыми потерями [150, 151, 152, 153, 154]. Существует конструкция матрицы Батлера 4×8 со спадающим к краям распределением амплитуды, работающая в Ku-диапазоне и предназначенная для базовых станций MIMO, с уровнем боковых лепестков ниже -15 дБ, усредненным коэффициентом усиления около 22 дБи и уровнем пересечения лучей -12 дБ. Благодаря использованию технологии SIW, вносимые потери составляли около 0,9 дБ [150].

Матрица Бласса является более гибкой ДОС, которая позволяет формировать произвольное количество лучей, каждый из которых имеет произвольное направление и отличную от других лучей форму [134]. Матрица Бласса состоит из N линий бегущей волны, подключенных к другому набору из M линий передач, использующихся в качестве входов РЛАР для формирования N лучей, рисунок 1.7.

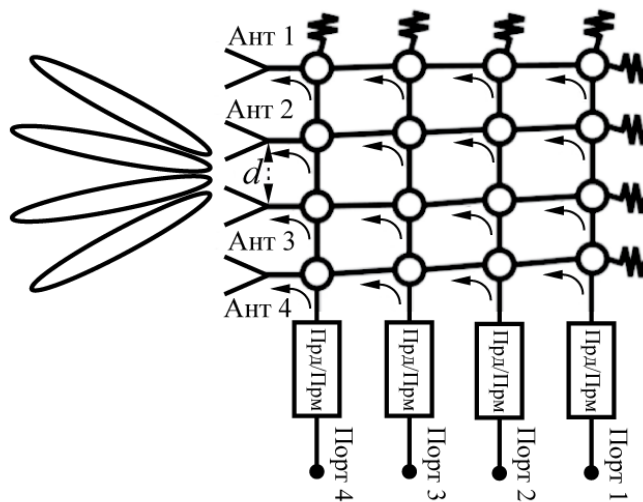


Рисунок 1.7 – Конструкция МЛА на основе матрицы Бласса 4×4 [18]

Направленные ответвители размещают на пересечениях двух наборов линий, а фазовращатели с низким уровнем потерь устанавливаются между двумя последовательно расположенными ответвителями. Из-за того, что оба набора линий заканчиваются согласованными нагрузками, матрица Бласса является ДОС с потерями, которая обладает пониженной эффективностью, но и более низкими требованиями к ортогональности лучей [26]. Матрица Бласса без потерь так и не была реализована, потому что она нуждается в направленных ответвителях с коэффициентами связи близкими к единице [155]. Для минимизации потерь в матрице Бласса было предложено использовать преобразование задачи нелинейного многопараметрического программирования в линейную задачу с одной переменной, которая может быть решена путем применения ортогонализации Грама-Шмидта [156]. Для миниатюризации конструкции ПМЛА на основе матрицы Бласса было предложено соединить ДОС и микрополосковые антенны в один компонент [157]. Недостатком такого решения является появление незначительных паразитных лучей. Существует конструкция двухслойной матрицы Бласса размерностью 4×16 для Ку-диапазона, построенная на основе технологии SIW и формирующая четыре луча, охватывающих угловую область в 30° со средним коэффициентом усиления около 13,5 дБи и уровнем пересечения лучей -9 дБ [158]. Частным случаем матрицы Бласса является матрица Нолена, представляющая собой последовательную цепь запитки, но без потерь, что позволяет избежать высокого уровня пересечения лучей [159, 160]. Для уменьшения дисперсионного смещения лучей можно включить в конструкцию ответвителя соответствующую компенсацию задержки [161].

Общей особенностью всех рассмотренных ПМЛА является заранее заданное количество и направление всех формируемых лучей. В отличие от них фазированные антенные решетки (ФАР) могут формировать лучи с изменяемыми в процессе работы формой и направлением [24]. Такие антенные решетки с функцией электронного сканирования являются объектом интенсивных научных исследований с 1950-х годов и широко применяются в военных и коммерческих радарх, спутниковой связи, радиоастрономии и т.д. На основе традиционных ФАР

с одним сканирующим лучом [162] была разработана многолучевая ФАР (МЛФАР), способная формировать несколько лучей одновременно. Подобные устройства удобно использовать в многопользовательских или многозадачных приложениях благодаря возможности повторного использования частот. Все МЛФАР можно разделить на два основных типа: пассивные и активные МЛФАР [163]. С точки зрения аналоговых ДОС методы фазового сдвига применяемые в МЛФАР могут быть разделены на РЧ-сдвиг, ПЧ-сдвиг и узкополосный (УП) сдвиг фазы.

Среди всех типов МЛФАР наиболее распространенным и широко используемым являются МЛФАР на основе РЧ-фазовращателей. Как показано на рисунок 1.8, обычный пассивный МЛФАР содержит N радиоканалов и РЛАР из M элементов с межэлементным расстоянием d .

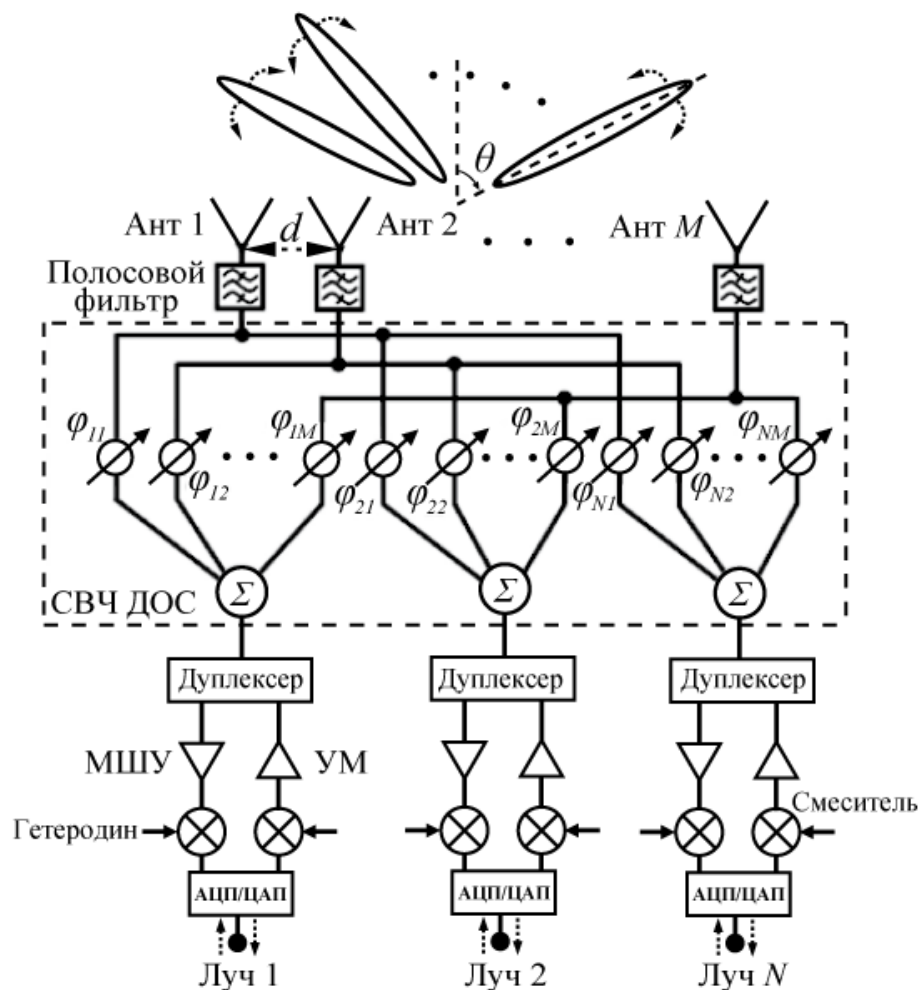


Рисунок 1.8 – Конструкция пассивной МЛФАР [18]

Каждый канал оснащен собственным приемопередатчиком, подключенным к ДОС через дуплексер или коммутатор для управления уровнем мощности одиночного луча. Каждый антенный элемент подключен к N каналам через фазовращатель, следовательно, общее количество фазовращателей равно произведению количества лучей и количества антенных элементов, то есть $N \times M$ [164]. Фазовращатель, соединяющий m -й антенный элемент и n -й канал задает фазовый сдвиг φ_{nm} , где $m = 1, \dots, M$ и $n = 1, \dots, N$. Чтобы направить n -й луч на угол θ_n на длине волны λ_0 , значения фазы, задаваемые соответствующим фазовращателям, должны удовлетворять следующему условию

$$\varphi_{nm} - \varphi_{n(m-1)} = -2\pi d \cdot \sin\theta_n / \lambda_0, \quad m = 2, \dots, M. \quad (1.1)$$

Чем больше межэлементное расстояние d , тем меньше ширина главного лепестка ДН. Однако, это сопровождается уменьшением диапазона сканирования и появлением дополнительных главных лепестков. Чтобы избежать появления дополнительных главных лепестков, межэлементное расстояния d должно удовлетворять условию:

$$\frac{\lambda_0}{d} > 1 + \max\{|\sin\theta_n|\}, \quad n = 1, \dots, N. \quad (1.2)$$

Схема активных МЛФАР показана на рисунке 1.9. В отличие от пассивных, конструкция активных МЛФАР требует установки малошумящего усилителя (МШУ) и усилителя мощности (УМ) для каждого антенного элемента. РЧ-фазовращатели (их количество такое же, как у пассивных МЛФАР) располагаются между МШУ / УМ и смесителями. Перед МШУ может быть установлен ограничитель для защиты. Описанная архитектура позволяет уменьшить шумы системы а, следовательно, улучшить чувствительность приема сигнала. Кроме того, такая конструкция способна генерировать РЧ сигналы высокой мощности и обеспечивать лучшую линейность системы, поскольку выходная мощность собирается со всех относительно маломощных УМ в свободном пространстве, тогда как сигнал, излучаемый пассивной МЛФАР, исходит только от одного УМ [165]. Следовательно, активная МЛФАР имеет лучшую энергетическую эффективность по сравнению с пассивной, особенно при большом количестве

лучей. Требования к сдвигу фаз и межэлементному расстоянию такие же, как и для пассивной МЛФАР.

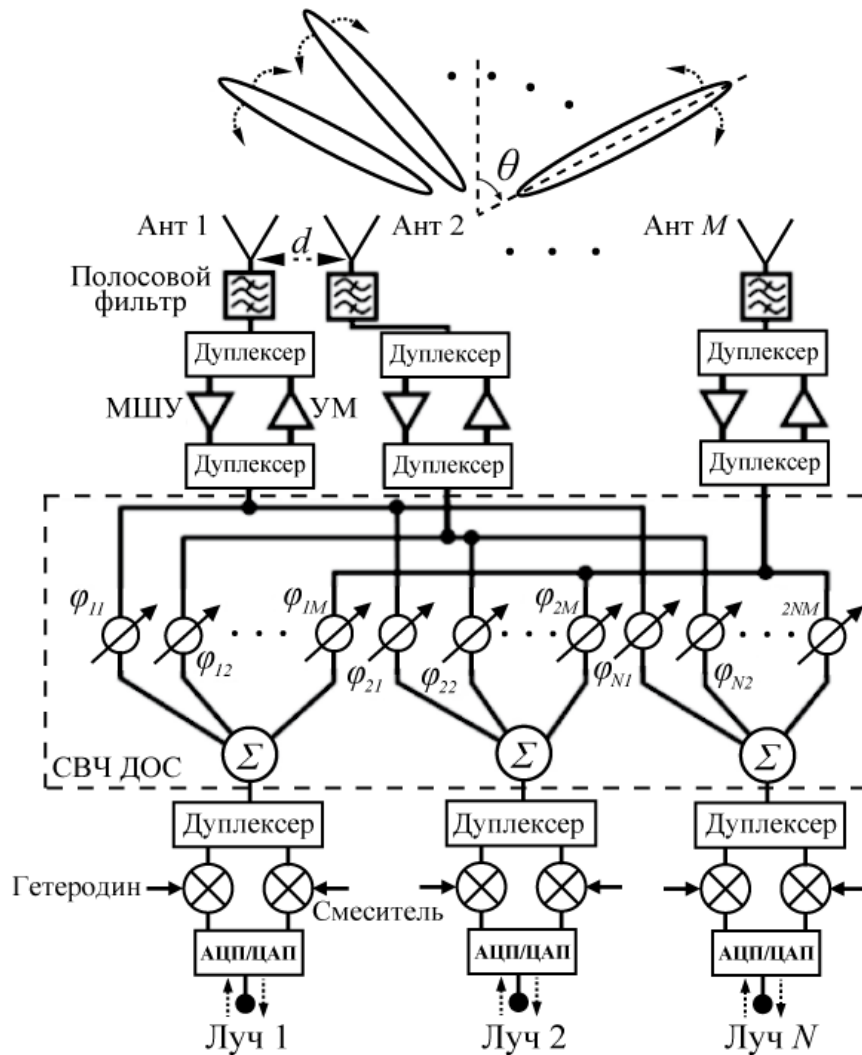


Рисунок 1.9 – Конструкция активной МЛФАР [18]

В обоих типах МЛФАР для управления боковыми лепестками можно использовать вместе с фазовращателями переменные аттенюаторы, количество которых будет равно $N \times M$. Также, можно применять переменные делители мощности для получения распределения амплитуды, спадающего к краю апертуры решетки. Для создания широкополосной МЛФАР необходимо использовать линии временной задержки вместо фазовращателей. Необходимая временная задержка между соседними элементами для направления n -го луча на угол θ_n составляет

$$\tau_{nm} - \tau_{n(m-1)} = d \sin \theta_n / c_0, \quad (1.3)$$

где c_0 – это скорость света в вакууме.

Примеры конструкций МЛФАР встречаются в литературе гораздо реже, чем ПМЛА из-за их высокой сложности. Для применения в радиоастрономии был разработан двухлучевой приемник, использующий активную фазированную решетку с 3-разрядными аналоговыми РЧ-фазовращателями и работающий в диапазоне от 500 до 1500 МГц [166]. При работе на высоких частотах и малым количеством лучей, РЧ ДОС может быть интегрирована в одну интегральную схему. Существует конструкция двухканального приемника с активной МЛФАР с 4-разрядными фазовращателями, реализованными по технологии SiGe БикМОП, который формирует четыре линейно поляризованных независимо сканирующих луча в Ku-диапазоне и предназначен для использования в радиолокации [167]. На основе этой же концепции, был усовершенствован программируемый приемник с ФАР, который может формировать один, два или четыре луча одновременно [168]. Схемы с частотно-независимым фазовым сдвигом могут быть использованы для формирования множества лучей в широкой полосе частот [169]. МЛФАР могут устанавливаться на геостационарные спутники связи для формирования более универсальных ДН, которые адаптированы к динамическому изменению зоны покрытия [170, 171].

Для получения необходимых фазовых и амплитудных распределений по апертуре РЛАР могут быть использованы различные аналоговые РЧ-фазовращатели и аттенюаторы, в том числе линии передачи с pin-диодами, полевые транзисторы, микроэлектромеханические переключатели, ферритовые фазовращатели управляемые магнитным полем, гибридные отражающие фазовращатели управляемые варактором, а также твердотельные фазовращатели на основе КМОП [172]. Недостатками РЧ-фазовращателей являются плохая изоляция и колебания амплитуды при повышенной температуре, что ухудшает точность управления лучом и форму ДН. Кроме того, они чувствительны к неточностям в процессе производства и обладают большими вносимыми потерями. Указанные недостатки усиливаются на частотах миллиметрового и терагерцового диапазонов. В качестве альтернативной технологии реализации фазового сдвига были предложены аналоговые ПЧ-фазовращатели [173, 174] и УП-фазовращатели [175,

176]. Оба указанных типа фазовращателей собираются из недорогих компонентов и обладают меньшими вносимыми потерями, т.к. работают на более низких частотах. Однако они работают только в узкой полосе частот, поскольку для создания заданной временной задержки с помощью аналоговых технологий потребуется очень длинная линия задержки на ПЧ, а для УП-фазовращателей широкополосная работа невозможна по определению. Виртуальные фазовые сдвиги могут быть реализованы с помощью изменения фазы гетеродина, без использования каких-либо фазовращателей или линий задержки [177, 178]. Исходя из базовой архитектуры приемника (рисунок 1.10) подтверждается, что изменение направления луча может осуществляться с помощью задания различных фаз гетеродина для каждого антенного элемента.

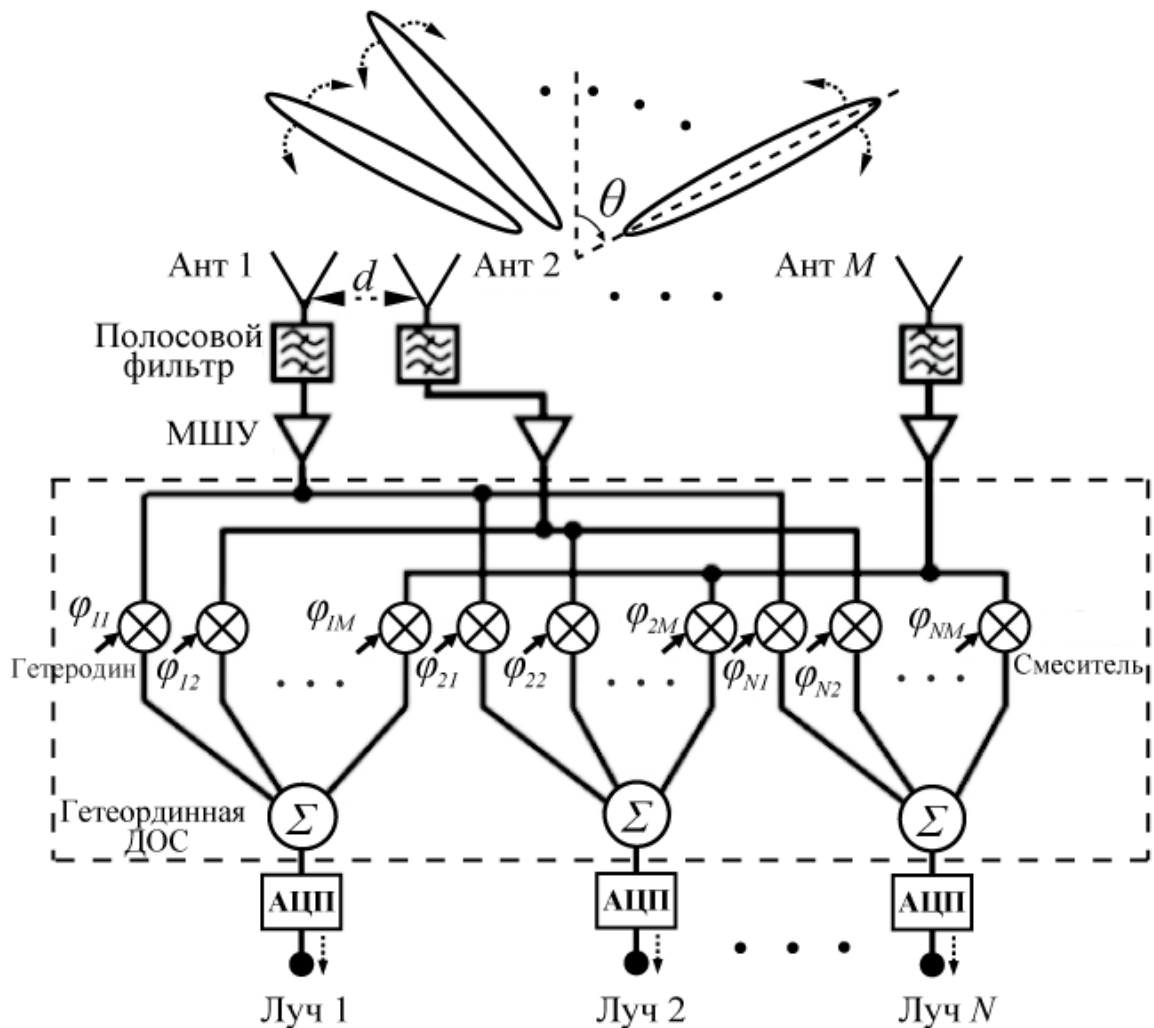


Рисунок 1.10 – Конструкция МЛФАР со сдвигом фазы с помощью гетеродина [18]

В рассматриваемом случае антенная решетка, состоящая из M элементов и формирующая N лучей, должна содержать $M \times N$ сумматоров вместе с соответствующими схемами управления фазой и N наборов схем распределения для гетеродина. Рассматриваемое управление фазой с помощью гетеродина может быть реализовано на основе высокочастотного делителя частоты [179], прямого цифрового синтеза [180, 181] или фазовращателей на основе переменных усилителей [182], которые обеспечивают точное сканирование луча благодаря более точному сдвигу фаз. Метод фазового сдвига гетеродина использовался для реализации 2-диапазонной 4-лучевой фазированной решетки, работающей в С- и Ку-диапазонах: формируется один горизонтально поляризованный и один вертикально поляризованный лучи для обеих полос [181].

Независимое управление главными лучами антенны с помощью цифровых технологий в УП является более гибким и универсальным подходом, чем использование для этих целей ПМЛА или МЛФАР на основе аналоговых схем формирования ДН. Цифровые многолучевые антенны (ЦМЛА) устойчивы к отказу одного или нескольких антенных блоков и считаются весьма перспективной технологией [183, 184].

Общая архитектура активной ЦМЛА с РЛАР, состоящей из M элементов и формирующей N лучей, показана на рисунке 1.11. К каждому элементу подключен индивидуальный усилительный модуль, а фазовращатели и аттенюаторы не используются. Процесс формирования луча реализуется в УП с применением высокоскоростных цифровых процессоров обработки сигналов (ЦПОС). С помощью высокоточных цифровых сигналов можно добиться более плавного сканирования луча, чем в случае использования ПМЛА или МЛФАР, особенно на частотах миллиметрового диапазона.

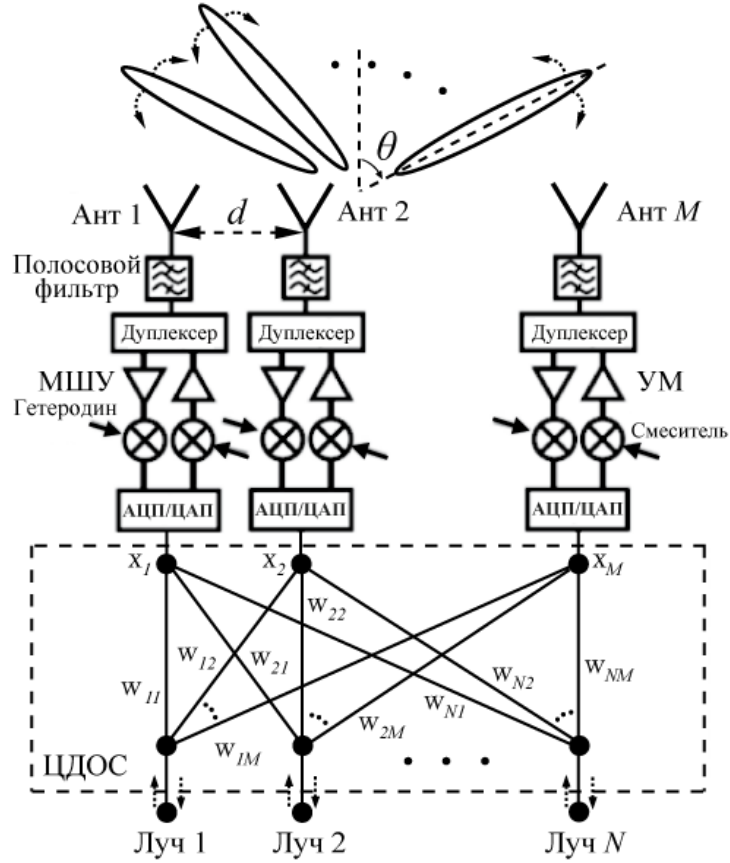


Рисунок 1.11 – Конструкция ЦМЛА из M элементов и формирующая N лучей [18]

В режиме приема, вектор радиочастотного сигнала от РЛАР преобразуется с понижением частоты и дискретизируется на УП отрезки с помощью аналогово-цифрового преобразователя (АЦП), следующим образом:

$$\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T, \quad m = 1, \dots, M, \quad (1.4)$$

где x_m обозначает комплексный УП сигнал, соответствующий m -тому элементу решетки. Он содержит два потока двоичных УП сигналов, которые представляют собой синфазную (I) и квадратурную (Q) компоненты. К УП сигналам от всех антенных элементов применяется матрица весовых коэффициентов W :

$$\overline{\overline{W}} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & \dots & W_{1M} \\ W_{21} & W_{22} & \dots & W_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N1} & W_{N2} & \dots & W_{NM} \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

где $W_{nm} = a_{nm}e^{j\varphi_{nm}}$ ($m = 1, \dots, M$ и $n = 1, \dots, N$) это комплексные весовые коэффициенты для m -того элемента n -того луча. Коэффициенты a_{nm} регулируют

уменьшение амплитуды к краям, а коэффициенты φ_{nm} определяют задержку фазы для каждого антенного элемента. Эти параметры легко вычисляются для разных частот, что позволяет формировать луч в широкой полосе частот без использования дорогих и сложных компонентов частотно-независимого сдвига фазы. Выход n -го луча

$$Y_n = W_n^H X, \quad (1.6)$$

где H это знак эрмитового сопряжения. После нивелирования влияния мощности входного сигнала для формирования n -го луча, направленного под углом θ_n , необходимый весовой вектор задается как

$$W_n = \left[1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \theta_n}, \dots, e^{j(M-1)\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \theta_n} \right]^T. \quad (1.7)$$

Для режима передачи, наоборот – цифровой УП сигнал для каждого луча умножается на эрмитово сопряженный вектор весовых коэффициентов, который затем преобразуется в аналоговый сигнал и преобразуется с повышением частоты для излучения с помощью РЛАР. Таким образом, выбирая соответствующую матрицу весовых коэффициентов мы можем сформировать необходимый набор лучей (каждый с независимым управлением и формой ДН), при этом используя только цифровые методы, основанные на сложных алгоритмах формирования луча [184, 185]. Важно отметить, что из-за усиления решетки снижаются требования к отношению сигнал / шум для антенных каналов, а поэтому уменьшаются требования к разрешающей способности цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и АЦП. Возможность одновременно синтезировать с помощью цифровых методов N лучей требует значительных вычислительных мощностей. В результате, пропорционально количеству лучей и антенных элементов, увеличивается количество используемых микросхем ЦПОС, время обработки сигналов и сложность конструкции РЧ приемопередатчика. Для уменьшения количества аналоговых РЧ каналов и блоков АЦП / ЦАП можно мультиплексировать процесс синтеза [186] проводя операции последовательно во времени [187, 188], что снижает время вычислений, или на разных частотах [189, 190], что расширяет рабочую полосу РЧ трансиверов. Также было доказано, что форма ортогонально

закодированного сигнала может быть задана для каждого луча, что позволяет извлекать передаваемую информацию даже когда лучи физически не ортогональны друг другу [191].

На начальном этапе своего развития ЦМЛА были очень дорогими устройствами и поэтому преимущественно использовались в военных радарх [183, 192]. В последние годы, с быстрым развитием мощных специализированных интегральных схем для ЦПОС, таких как программируемые пользователем вентильные матрицы, способные производить миллионы логических вычислений в секунду, активные ЦМЛА становятся привлекательными для использования в более широком круге приложений. Например, существуют конструкции ЦМЛА для использования в коммерческой спутниковой связи [168, 193, 194], для технологии переключений луча в широкой полосе [195, 196], мобильной связи [197], космических интерферометрических радарх с синтезированной апертурой [198], массивных MIMO-системах [199, 200], автомобильном радиолокационном зондировании [75, 190], радиоастрономии [201], для организации связи точка-точка [168] и так далее.

1.2 Методы радиопеленгации, используемые для выбора оптимального направления на приемопередатчик

Точная оценка направления прихода сигналов на МЛА или другую антенну с управляемой ДН способствует максимизации ее характеристик в отношении восстановления желательного сигнала и подавления помех. Отметим, что эффективность работы методов пеленгации, точно так же, как и рабочие характеристики системы связи, подвержена негативному влиянию помех и искажений принимаемого электромагнитного поля. Существует большое количество различных методов пеленгации, в данном параграфе мы приведем описание лишь основные из них [2].

Конечной целью многих практических задач по обработке сигнала состоит в выделении из всей совокупности «загрязненных» шумом измерений, ряд

постоянных параметров, которые и определяют принятые сигналы [202]. Увеличение разрешающей способности антенных решеток является предметом многих исследований. Значительная часть этих исследований была посвящена оценке пределов разрешающей способности антенных решеток, обладающих различной геометрией. Задача этих исследований состояла в сравнении рабочих характеристик методов радиопеленгации и сканирования лучом при использовании разных конфигураций антенных решеток. Теоретические исследования предела рабочих характеристик системы в основном заключаются в определении нижней границы Крамера-Рао для дисперсии оценки пеленга с учетом произвольной геометрии решетки. Неравенство Крамера-Рао дает нижнюю границу дисперсии несмещенной оценки параметра или вектора параметров [203, 204].

В радиопеленгации, нижняя граница Крамера-Рао предоставляет возможность для сравнения разных антенных решеток независимо от применяемого алгоритма пеленгации, т.к. некоторые алгоритмы могут использовать специфические свойства определенных конфигураций антенных решеток. Следовательно, сравнение рабочих характеристик систем, использующих какой-то один алгоритм, не может считаться полным. Были выведены выражения для определения нижней границы Крамера-Рао для оценок азимута и угла места одиночного ИРИ, полученных с помощью двумерной [205, 206] и трехмерной решетки [207, 208] с произвольными геометриями. Выведены выражения нижней границы Крамера-Рао для оценок расстояния, скорости и пеленга одиночного ИРИ, измеренных с помощью трёхмерной решетки с произвольной геометрией [209]. Кроме того, получены выражения нижней границы Крамера-Рао для случая двух ИРИ [210, 211].

Для максимально эффективной работы МЛА, необходима точная оценка направления прихода электромагнитной волны, получаемая на основе информации с антенных элементов. Математическая модель для такой задачи строится с использованием функций Грина для конкретного дифференциального уравнения, описывающего процесс распространения волны от ИРИ к антенным элементам [212]. Хотя большинство методов пеленгации со сверхразрешением (например,

метод MUSIC [213], метод максимального правдоподобия, метод авторегрессионного моделирования и т.д.) были предложены для оценки только одной угловой координаты ИРИ (например, только азимута), обобщения на случай азимута/угла места относительно просты. Дополнительные параметры (частота, поляризация и расстояние) также могут быть учтены при условии, что отклик решетки является функцией этих параметров и эта функция известна.

Сложность применения этих методов заключается в том, что требования к вычислительной мощности и объему хранимой информации быстро растут с увеличением вектора параметров сигнала. Эти требования оказываются непомерно высокими даже для двумерного случая, поэтому обычно используют непараметрические методы (например, формирования луча) для решения задач, которые в действительности являются параметрическими. Классические методы радиопеленгации являются более простыми, но они обладают довольно низкими рабочими характеристиками [214].

Все методы пеленгации можно разделить на две группы: классические и методы сверхразрешения. Одним из представителей первой группы является метод обработки с вводом относительных временных задержек и суммированием, или метод Бартлетта. Идея этого метода состоит в том, чтобы сканировать интересующую нас область пространства (обычно путем дискретного изменения угла), и определять направление, создающее наибольшую выходную мощность как оценку пеленга ИРИ. Точнее говоря, по мере того как направление θ постепенно изменяется в границах интересующего нас пространства, вычисляется вектор отклика антенной решетки $\mathbf{a}(\theta)$ и определяется выходная мощность решетки

$$P_{\text{Бартлетт}}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}, \quad (1.8)$$

где

$\mathbf{a}(\theta)$ – вектор отклика антенной решетки;

$\mathbf{R}_{xx}$ – пространственная корреляционная матрица размером N на N .

Полученная величина называется пространственным спектром, а оценкой истинного пеленга является угол θ , который соответствует пиковому значению спектра выходной мощности.

Этот метод также называют методом Фурье, поскольку он является естественным продолжением классического спектрального анализа на основе преобразования Фурье с различными оконными функциями [215, 216]. В случае использования линейной эквидистантной антенной решетки, составленной из изотропных элементов, пространственный спектр в (1.8) является пространственным аналогом классической периодограммы в анализе временных рядов. Отметим, что другим типам решеток будут соответствовать неоднородные выборки при анализе временных рядов. Как и у периодограмм, у пространственного спектра есть предел разрешения. Т.е. решетка, состоящая из малого числа элементов, не способна формировать ни узкие лучи, и, следовательно, она обладает ограниченной способностью к разрешению близко расположенных ИРИ [9]. Точнее, волны, отстоящие друг от друга на электрический угол (для линейной эквидистантной решетки определяемый как $kd \cdot \sin\theta$) меньший $2\pi/N$, не могут быть разрешены с помощью этого метода. Например, линейная эквидистантная решетка из пяти элементов с межэлементным расстоянием $d = \lambda/2$ может реализовать разрешение не лучше 23° [217]. Плохое разрешение является главным недостатком этого метода.

Метод минимальной дисперсии Кейпона может использоваться для решения проблемы низкого разрешения метода Бартлетта [218]. В этом методе применяется минимизация выходной мощности с условием, что усиление в желаемом направлении остается равным единице. Решая данную оптимизационную задачу с ограничением для весового вектора [9, 218], получим

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}, \quad (1.9)$$

что позволяет определить пространственный спектр Кейпона как:

$$P_{\text{Кейпон}}(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}. \quad (1.10)$$

Угол θ , соответствующий пиковому значению спектра Кейпона, и является оценкой истинного пеленга ИРИ. Метод Кейпона в большинстве случаев обладает лучшим разрешением и требует только одной дополнительной операции обращения матрицы по сравнению с методом Бартлетта.

Классические методы пеленгации обладают некоторыми важными преимуществами. Вычисление спектра пространственной мощности для одного диапазона углов θ позволяет рассчитать спектр для другого диапазона углов θ с использованием тех же данных. Пространственные характеристики поля для всех направлений представлены в виде компактной матрицы $\mathbf{R}_{xx}$, а вычислять ее необходимо только один раз. Таким образом, классические методы не имеют слепых точек во времени, а значит короткие периодические сигналы, приходящие от удаленных непрерывно излучающих источников, могут быть обнаружены [218]. Другое преимущество заключается в том, что при электронном управлении антенной, скорость сканирования ограничивается быстротой вычислений, а не скоростью механизма поворота, как в случае механического управления.

Другая большая группа алгоритмов пеленгации называется алгоритмы сверхразрешения. С точки зрения геометрии, векторы принятых сигналов образуют векторное пространство принимаемых сигналов с размерностью равной числу элементов решетки N . Принятые сигналы можно представить в матричном виде следующим образом:

$$x(t) = \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (1.11)$$

где

$\mathbf{A}(\Theta)$ – это матрица отклика антенной решетки, параметризованная углами пеленга (то есть каждый ее столбец представляет собой вектор отклика решетки на каждый ИРИ);

Θ – вектор всех возможных углов пеленга, $\vec{\Theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k]$;

k – количество ИРИ;

$\mathbf{s}(t)$ – вектор принимаемых сигналов в виде амплитуд и фаз каждого ИРИ, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_k(t)]^T$;

$\mathbf{n}(t)$ – аддитивный шум.

Пространство принятых сигналов можно разделить на две части: подпространство сигналов и подпространство шума. Подпространство сигнала — это подпространство, охватываемое столбцами $\mathbf{A}(\Theta)$, а подпространством шума является ортогональным к подпространству сигнала. Методы сверхразрешения используют эту ортогональность для оценки пеленга ИРИ.

Среди алгоритмов сверхразрешения одним из наиболее распространенных и развитых является – MUSIC (Multiple Signal Classification) [213, 219]. На момент разработки, алгоритм MUSIC обладал огромным потенциалом для развития и аппаратной реализации [220]. Популярность алгоритма MUSIC во многом обусловлена крайне широкой областью его применения. Например, он может использоваться с антенными решетками с произвольной, но известной конфигурацией и откликом, а также может применяться для оценки целого ряда параметров ИРИ (например, азимута, угла места, частотного диапазона, поляризация и т.д.). Однако есть и ограничения: отклик антенной решетки должен быть известен для всех возможных комбинаций параметров ИРИ; то есть отклик должен быть либо измерен (откалиброван) и сохранен, либо должен быть рассчитан аналитически (например, как в алгоритме root-MUSIC [213, 221]). Кроме того, MUSIC требует априорного знания пространственной статистики второго порядка распределения полей фонового шума и помех.

Алгоритм MUSIC был разработан Шмидтом [213, 222], заметившим, что отклик решетки на полезный сигнал является ортогональным к шумовому подпространству. Первый шаг алгоритма заключается в идентификации подпространства сигнала и шума с помощью спектрального разложения ковариационной матрицы принятого сигнала. Затем вычисляется пространственный спектр MUSIC, из которого мы получаем оценки пеленга. Для работы алгоритма, используется общее множество решетки, определяемое как ряд в некоторой интересующей нас области Θ в пространстве искомых пеленгов:

$$\mathbf{A} = \{\mathbf{a}(\theta_i) : \theta_i \in \Theta\}. \quad (1.12)$$

Множество решетки должно быть однозначно определено для всех значений угла θ с помощью некоторой процедуры калибровки или аналитически. Процедура

определения пеленга заключается в выделения искомого угла θ из области Θ посредством обработки принятых сигналов.

При отсутствии шума в уравнении (1.12), наблюдаемые отсчеты сигнала $\mathbf{x}(t)$ полностью ограничены только K -мерным подпространством $\mathbb{C}^K$, определяемым линейной оболочкой $\mathbf{A}(\Theta)$. Определение пеленга при отсутствии шума заключается в простом поиске K уникальных элементов множества A , которые пересекают подпространство $\mathbb{C}^K$ [223]. В случае наличия шума необходимо использовать другой подход, поскольку матрица наблюдений становится полноранговой. Алгоритм MUSIC и другие алгоритмы сверхразрешения сначала оценивают основное подпространство наблюдений, а затем ищут элементы A , которые в некотором смысле наиболее близки к этому подпространству.

Оценка подпространства обычно осуществляется путем спектрального разложения ковариационной матрицы принятых данных, определяемой как

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H(\Theta) + M[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)]. \quad (1.13)$$

Для применения алгоритма MUSIC ковариационная матрица ИРИ $\mathbf{R}_{ss}$ должна быть полноранговой. Используя модель (1.13) и предполагая что шум представляет собой белый пространственный шум, т.е. $M[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$, спектральное разложение $\mathbf{R}_{xx}$ даст такие собственные значения λ_n , что $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_K > \lambda_{K+1} = \lambda_{K+2} = \dots = \lambda_N = \sigma_n^2$ и соответствующие собственные векторы $\mathbf{e}_n \in \mathbb{C}^N, n = 1, 2, \dots, N$ матрицы $\mathbf{R}_{xx}$. Кроме того, $\mathbf{R}_{xx}$ может быть записана в следующей форме [224]:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= \sum_{n=1}^N \lambda_n \mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H = \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{E}_n^H = \\ &= \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H = \mathbf{E}_s \tilde{\mathbf{\Lambda}}_s \mathbf{E}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (1.14)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_N], & \mathbf{E}_s &= [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_K], & \mathbf{E}_n &= [\mathbf{e}_{K+1}, \mathbf{e}_{K+2}, \dots, \mathbf{e}_N], \\ \mathbf{\Lambda} &= \text{diag} \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\}, & \mathbf{\Lambda}_s &= \text{diag} \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K\}, & \mathbf{\Lambda}_n &= \text{diag} \{\lambda_{K+1}, \lambda_{K+2}, \dots, \lambda_N\}, \\ \tilde{\mathbf{\Lambda}}_s &= \mathbf{\Lambda}_s - \sigma_n^2 \mathbf{I}. \end{aligned}$$

Собственные векторы $\mathbf{E} = [\mathbf{E}_s, \mathbf{E}_n]$ формируют ортонормальный базис, т.е. $\mathbf{E}\mathbf{E}^H = \mathbf{E}^H\mathbf{E} = \mathbf{I}$. Линейная оболочка K векторов $\mathbf{E}_s$ определяет сигнальное подпространство, а ортогональное дополнение в виде линейной оболочки $\mathbf{E}_n$ формирует шумовое подпространство [222]. После определения подпространств, могут быть оценены пеленги полезных сигналов с помощью вычисления пространственного спектра MUSIC в интересующей нас области:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{a}(\theta)}. \quad (1.15)$$

Обратите внимание, что $\mathbf{a}(\theta)$ представляют собой векторы откликов решетки, рассчитанные для всех углов θ в интересующей нас области. Т.к. искомые векторы отклика решетки $\mathbf{A}(\Theta)$ являются ортогональными к шумовому подпространству, то пики в пространственном спектре MUSIC являются оценками пеленга ИРИ. Из-за неизбежных погрешностей при определении $\mathbf{R}_{xx}$, собственные значения подпространства шума не будут точно равны σ_n^2 . Однако, они будут сгруппированы в окрестности значения σ_n^2 и поэтому их возможно отличить от собственных значений подпространства сигналов. Различия будут становиться более выраженным по мере увеличения числа выборок (в идеале стремящимся к бесконечности), используемых при оценке $\mathbf{R}_{xx}$.

Хотя алгоритм MUSIC и способен реализовать высокую точность пеленгации, достигается это за счет больших затрат на вычисления (поиск в пространстве параметров) и хранение (данные калибровки решетки) информации. Кроме того, даже при одномерной оценке пеленга, алгоритм MUSIC обладает рядом недостатков. В случае конечного числа измерений, проблемы возникают из-за того, что оценку пеленгов $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)$ известного количества сигналов K нужно производить одновременно, тем самым увеличивая требования к вычислительным мощностям. Снижение вычислительной нагрузки, достигаемое с помощью применения одномерного поиска K -параметров реализуется за счет применения метода выборок конечного объема для среды с несколькими ИРИ [212]. Кроме того, в случае низкого отношения сигнал/шум или близкого расположения ИРИ (т.е. наблюдается множество пиков спектра), рабочие

характеристики алгоритма MUSIC значительно снижаются. Тем не менее, несмотря на недостатки, алгоритм MUSIC оказался лучше своих аналогов, существовавших до его разработки [220].

Алгоритм ESPRIT (оценка параметров сигнала с помощью ротационно-инвариантных методов) аналогичен MUSIC в том, что он строится на релевантной базовой модели данных. ESPRIT обеспечивает значительное снижение вышеупомянутых затрат на вычисления и хранение, при сохранении возможности использования произвольной конфигурации антенной решетки. Это достигается за счет наложения ограничения на структуру элементов решетки, заключающееся в инвариантности смещения, т.е. элементы используются в согласованных парах с одинаковыми векторами смещения [212]. Такое ограничение встречается во многих практических задачах. ESPRIT позволяет получать параметры сигнала с высокой эффективностью и при этом менее чувствителен к дефектам решетки, в отличие от других методов, включая MUSIC [221]. Кроме того, алгоритм ESPRIT может одновременно оценивать количество ИРИ и их пеленги [225].

Большинству алгоритмов пеленгации для работы необходимо, чтобы матрица отклика решетки $A(\Theta)$ была полностью известна для данного вектора параметров Θ . Обычно, матрица отклика решетки определяется либо аналитически, используя информацию о расположении и отклике каждого отдельного элемента, либо с помощью калибровки в полевых условиях. Для работы алгоритма ESPRIT [225, 226] делается предположение, что данная N -элементная решетка состоит из двух идентичных преобразованных N' -элементных подрешеток, где $N' < N \leq 2N'$. Отдельные элементы каждой подрешетки могут иметь произвольные направленные и фазовые отклики, при условии, что каждый из них имеет идентичного двойника в сопряженной подрешетке [214]. Предполагается, что элементы в каждой паре идентичных датчиков (или дублетов) разделены фиксированным вектором смещения D . В некоторых конфигурациях антенных решеток, подрешетки могут перекрываться, то есть некоторые элементы решетки могут быть элементами обеих подрешеток ($N < 2N'$).

Использование в ESPRIT вращательно-инвариантных подрешеток позволяет сформировать необычную матрицу отклика решетки $A(\Theta)$. Сигнал на выходе антенной решетки мы можем представить как:

$$x(t) = \begin{bmatrix} A_1(\Theta) \\ A_2(\Theta) \end{bmatrix} s(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix}, \quad (1.16)$$

где

$A_1(\Theta), A_2(\Theta) \in \mathbb{C}^{N \times K}$ – это множество 1-ой и 2-ой подрешетки, соответственно;

$n_1(\Theta), n_2(\Theta) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ – это шум на каждой подрешетке, соответственно.

Далее, обозначим J_1 и J_2 как выборочные матрицы размерности $N \times N$, которые определяют распределение элементов решетки по подрешеткам следующим образом:

$$\begin{aligned} J_1 &= [I_N \quad \vdots \quad \mathbf{0}_{N \times (N-N)}], \\ J_2 &= [\mathbf{0}_{N \times (N-N)} \quad \vdots \quad I_N], \end{aligned} \quad (1.17)$$

где

I_N – это единичная матрица размерности $N \times N$;

$\mathbf{0}_{N \times (N-N)}$ – нулевая матрица размерности $N \times (N - N)$.

Легко заметить, что решетка, составленная из двух одинаковых подрешеток, удовлетворяет выражению [227]:

$$JA(\Theta) = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \end{bmatrix} A(\Theta) = \begin{bmatrix} A_1(\Theta) \\ A_1(\Theta)\Phi \end{bmatrix}, \quad (1.18)$$

где

Φ – унитарная диагональная матрица с диагональными элементами φ_i , заданными как [227]

$$\varphi_i = \exp\{-j\beta_i^T \cdot D\}, i = 1, 2, \dots, K \quad (1.19)$$

где

β_i – вектор волнового числа падающей плоской волны от i -го узкополосного ИРИ;

D – вектор смещение между двумя подрешетками.

Если мы предположим, что вся решетка является линейной и вектор $\mathbf{D}$ направлен на $\pi/2$ (а не на $-\pi/2$), то $\beta_i \cdot \mathbf{D}$ упрощается до $-\frac{2\pi}{\lambda} \sin(\theta_i)$, где λ - длина волны узкополосного сигнала, а θ_i - угол прихода волны от i -го ИРИ. Как видно из (1.18), ESPRIT не использует все множество решетки. Информация, которая используется и, следовательно, требуется, это только отклик одной подрешетки и конфигурация смещения решетки. Поскольку $\mathbf{A}_1(\Theta)$ должна иметь полный ранг ($K \leq N$ для всех Θ), число разрешимых ИРИ при использовании алгоритма ESPRIT ограничено N .

ESPRIT использует выражение (1.18) следующим образом. Если $\mathbf{E}_s \in \mathbb{C}^{N \times K}$ представляет собой собственные векторы, соответствующие K наибольшим собственным значениям автоковариационной матрицы принятого сигнала $\mathbf{R}_{xx}$, и если никакие пары сигналов не являются коррелированными, то легко показать, что [227]

$$\mathbf{E}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1(\Theta) \\ \mathbf{A}_1(\Theta)\Phi \end{bmatrix} \mathbf{T}, \quad (1.20)$$

для некоторой полноранговой матрицы $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{K \times K}$. Решение этого уравнения для $\mathbf{A}_1(\Theta)$ и подстановка в нижний блок (1.20) приводит к [227]

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_1 \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T} = \mathbf{E}_1 \Psi, \quad (1.21)$$

где матрица $\Psi = \mathbf{T}^{-1} \Phi \mathbf{T}$ была задана (или $\Phi = \mathbf{T} \Psi \mathbf{T}^{-1}$). Таким образом, т.к. Φ и Ψ связаны преобразованием подобия, собственные значения Ψ должны быть равны диагональным элементам Φ . Кроме того, столбцы $\mathbf{T}$ являются собственными векторами Φ [212]. На основе этого соотношения строится работа алгоритма ESPRIT. Далее, если $N \geq K$ и $D = |\mathbf{D}| < \frac{\lambda}{2}$, пеленг может быть однозначно определен из собственных значений оператора Ψ , который отображает $\mathbf{E}_1$ на $\mathbf{E}_2$ как

$$\theta_k = \sin \left\{ \frac{\arg\{\psi_i\}}{\frac{2\pi}{\lambda}} \right\}, i = 0, 1, \dots, K, \quad (1.22)$$

где ψ_i представляет собой каждый собственный вектор Ψ . Обратите внимание, что этот результат не зависит от фактического значения $\mathbf{A}(\Theta)$ (до тех

пор, пока матрица остается полноранговой), а следовательно, решётка не нуждается в калибровке для оценки пеленга [214].

Каждый из рассмотренных методов пеленгации обладает своими сильными и слабыми сторонами, но общим ограничением для них всех является требование по обеспечению необходимого уровня отношения сигнал/шум. К увеличению зашумленности сигнала могут приводить множество факторов, но одним из самых существенных является искажения из-за близлежащих к антенне рассеивателей. Для борьбы с такими с искажениями можно использовать калибровку антенного устройства с учетом ожидаемых конфигураций рассеивателей. Однако, такая процедуры является дорогостоящей и не может учитывать все возможные варианты относительного размещения рассеивателей, их геометрии и материалов. Поэтому актуальным является разработка методов борьбы с влиянием искажений принимаемого сигнала на точность определения пеленгов.

1.3 Выводы по главе 1

В данной главе был проведен обзор существующих конструкций и направлений дальнейшего развития различных типов МЛА, являющихся перспективным решением повышения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры благодаря высокому коэффициенту усиления. Причем, сектор покрытия радиоэлектронной аппаратуры не сужается не смотря на высокие направленные свойства используемой антенны, т.к. МЛА имеют возможность коммутационного сканирования. Однако, для значительной части систем радиосвязи необходимо полное покрытие по азимуту, что сложно реализовать в обычных МЛА из-за возникающего эффекта затенения каналов. Поэтому разработка антенных устройств с полноазимутальным сканированием без каких-либо ограничений является актуальной задачей.

Также, были рассмотрены конструкции МЛА на основе плоских и изогнутых отражающих поверхностей, а также конструкции МЛФАР. Последние обладают хорошими рабочими характеристиками, но являются сложными и дорогими

устройствами. Кроме того, в условиях санкций, возможность поставки высокотехнологичных компонентов (прежде всего фазовращателей) для МЛФАР сильно ограничена. Поэтому разработка конструктивного элемента для создания различных сканирующих рефлекторных антенн и фазовращателей является актуальной задачей.

Важной частью помехоустойчивой системы связи является метод пеленгации, необходимый для определения направления на приемопередатчик с целью его постоянного удержания в высоконаправленном луче МЛА, что позволяет улучшить помехоустойчивость канала связи при отсутствии разрывов соединения из-за перемещения участников радиообмена. Проведенный в данной главе анализ существующих методов пеленгации показал их восприимчивость к шуму и искажениям принимаемого сигнала. Данный вывод делает актуальным задачу разработки методов, способных уменьшить влияние указанных негативных факторов на точность оценки пеленгов.

2 Применение виртуальных антенных решеток для уменьшения искажений электромагнитного поля вблизи места размещения антенны

В условиях наличия большого количества препятствий (плотная городская застройка, лес, горы и т.д.) на трасе распространения радиоволны, полезный сигнал приходит к приемнику со множества различных направлений. Данный многолучевой характер распространения радиоволн приводит к падению качества связи даже при достаточном уровне создаваемой мощности в точке приема, и достаточной чувствительности радиоприемника. Кроме того, рассеиватели могут находится в непосредственной близости к приемной антенне, и искажать структуру поля из-за дифракции.

Отметим также проблему организации надежного канала связи с высокоманевренными низколетящими объектами, затрудненную из-за интерференции прямой волны и волн, распространяющихся по траектории, отраженной от земной поверхности или других препятствий. Кроме того, на качество работы систем связи сильное влияние оказывает наличие помех, имеющих случайный или преднамеренный характер.

Для борьбы с указанными негативными явлениями могут использоваться различные технологии, одной из которых является MIMO. Однако применение технологии MIMO сопряжено с рядом недостатков связанных с увеличением габаритных размеров радиоаппаратуры (вызванное, в частности, увеличением количества антенн), а также ростом стоимости и сложности конечного изделия.

Другим решением для борьбы с помехами различной природы является применение метода ВАР, заключающегося в формировании дополнительных отсчетов поля, полученных на некотором удалении от реальной антенной решетки (РАР) с помощью процедуры аппроксимации на основе измеренных значений поля в точках расположения реальных антенных элементов [228-230].

Метод ВАР позволяет решить еще одну проблему обеспечения качественной связи – уменьшить влияние близлежащих к антенне рассеивателей. Данная проблема особенно сильно проявляется в случае портативной радиоаппаратуры,

такой как мобильный телефон. Для мобильного телефона причиной существенных искажений сигнала является тело пользователя, на котором происходит рассеяние и поглощение радиоволн, приводящие к падению скорости передачи информации и устойчивости соединения. Чтобы нивелировать влияние рассеивателей можно использовать процедуру калибровки, однако это является трудоемким решением, а в случае мобильного телефона и вовсе неприменимым из-за априорной неизвестности геометрических параметров и физических свойств рассеивателя. Кроме того, конфигурация и свойства рассеивателей меняются со временем, что приводит к необходимости проведения повторной процедуры калибровки. Метод ВАР не требует какой-либо априорной информации об свойствах близлежащих рассеивателей и позволяет восстанавливать неискаженные значения напряженности поля.

Метод ВАР может использоваться и для повышения точности определения направления на ИРИ. Точное определение пеленга необходимо в системах связи с управляемой ДН с большим значением коэффициента усиления для удержания приемника/передатчика в луче. Это позволяет улучшить помехоустойчивость и дальность связи, а также поднять скорость передачи информации.

2.1 Использование метода виртуальных антенных решеток для уменьшения искажений электромагнитного поля вблизи мобильного телефона

Суть метода ВАР можно сформулировать следующим образом: комплексные напряжения, регистрируемые на нагрузках элементов РАР, используются для расчета комплексных амплитуд (значений E_z - компоненты электромагнитного поля) в произвольных точках пространства в плоскости РАР и в непосредственной близости от нее [231]. Следует отметить, что количество точек, в которых рассчитываются значения E_z - компоненты поля, не ограничивается ничем, кроме времени вычисления. Координаты этих точек (которые можно трактовать как координаты элементов ВАР) также могут быть любыми, однако очевидно, что с увеличением расстояния от РАР точность предсказания структуры поля может

уменьшаться. Таким образом, располагая ограниченным количеством полезных сигналов с элементов РАР с заранее заданной конфигурацией (числом элементов, формой и размерами), теоретически, можно получить значения, которые можно трактовать как сигналы с элементов ВАР любой конфигурации (любой формы, размеров и количества элементов). На настоящее время были разработаны и описаны различные методы формирования ВАР [232-236], продемонстрированы преимущества при их использовании, а также результаты расчетов как с использованием теоретических данных, так и данных натурных экспериментов. В данной работе предлагается использовать метод вспомогательных источников для формирования ВАР [237].

Формирование ВАР на основе вспомогательных источников осуществляется следующим образом. Согласно методу вспомогательных источников распределение на плоскости xOy E_z -компоненты поля, измеренной кольцевой РАР с координатами (x_n, y_n) ; $n = 1, 2, \dots, N$), можно описать с помощью линейной комбинации полей излучения N вспомогательных точечных источников, расположенных по периметру подобной окружности с размерами, существенно (в разы) превышающими размеры рассматриваемой РАР (x_n^q, y_n^q) :

$$E_{zn} = E_z(x_n, y_n) = \sum_{m=1}^N B_m \frac{\exp \left\{ -ik_0 \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2} \right\}}{\sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}}, \quad (2.1)$$

где

$\mathbf{B} = [B_1, B_2, \dots, B_N]^T = \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{E}$ - вектор комплексных амплитуд вспомогательных точечных источников;

$\mathbf{M}_{n,m} = \exp \left\{ -ik_0 \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2} \right\} / \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}$ - квадратная матрица порядка N , элементы которой зависят от частоты и значений координат элементов антенной решетки и вспомогательных точечных источников;

$\mathbf{E} = [E_{z1}, E_{z2}, \dots, E_{zN}]^T$ - вектор измеренных с помощью антенной решетки комплексных амплитуд поля в точках расположения ее элементов (x_n, y_n) .

Решая данную систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неизвестных комплексных амплитуд вспомогательных источников и далее используя найденные значения вектора $\mathbf{B}$, можно рассчитать комплексные амплитуды поля в интересующих точках (x_{virt_k}, y_{virt_k}) ; $k = 1, 2, \dots, K$.

Одним из перспективных путей развития и совершенствования описанного выше метода может быть использование квазирешения. Переход к квазирешению происходит в том случае, если в (2.1) число вспомогательных источников не равно числу элементов РАР ($M \neq N$). В этом случае матрица $\mathbf{M}$ из квадратной превращается в прямоугольную, а СЛАУ (2.1) становится либо переопределенной (если $M < N$), либо недоопределенной (если $M > N$). В таком случае данную СЛАУ классическими методами решить уже невозможно, и необходимо искать не вектор комплексных амплитуд вспомогательных источников, подстановка которого в (2.1) приводит к точному удовлетворению равенства, а вектор, который минимизирует невязку целевой функции (т.е. квазирешение):

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{E} = 0. \quad (2.2)$$

В частности, в данной работе для минимизации целевой функции (2.2) использовался метод Левенберга-Марквардта [238]. Кроме того, рассматривался вариант минимизации целевой функции вида (2.3) методом сопряженных градиентов:

$$|\mathbf{M} \cdot \mathbf{B} - \mathbf{E}|^2 \rightarrow \min. \quad (2.3)$$

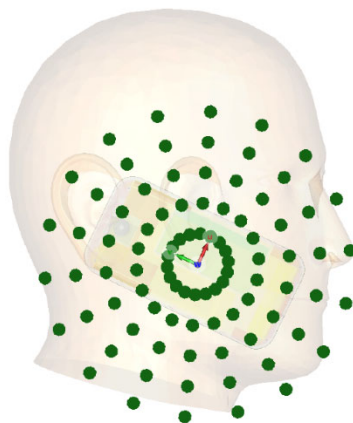
Использование модификации метода формирования ВАР, основанного на поиске квазирешения, в условиях сильного искажения структуры измеряемого поля может способствовать повышению положительного эффекта от использования ВАР. Следует отметить, что при минимизации целевых функций вида (2.2) или (2.3), необходимо задание начального приближения значений искомого вектора $\mathbf{B}$. В качестве начального приближения может рассматриваться в том числе и значение комплексных амплитуд сигналов на элементах РАР или их среднее значение.

Проведем численный эксперимент для оценки эффективности использования методов вспомогательных источников для формирования ВАР на основе антенны

мобильного телефона. В качестве входных данных использовались отсчеты E_z -компоненты поля, измеренные в 18 точках концентрических окружностей различного радиуса вблизи корпуса мобильного телефона и головы пользователя, рисунок 2.1а. Полагалось, что одна из концентрических окружностей радиусом 20 мм - реально существующая антенная решетка. Остальные отсчеты использовались для контроля точности расчета структуры поля в точках расположения отсчетов. Первый элемент РАР расположен на оси U, а далее нумерация элементов идет против часовой стрелки (рисунок 2.1б). Модель головы пользователя состояла из материала со значениями относительной магнитной и диэлектрической проницаемостями, равными 1. Модель телефона имела сложную структуру, включающую в себя элементы корпуса, экрана, внутренних печатных плат, антенн и аккумуляторной батареи.



а)



б)

Рисунок 2.1 - Исследуемая модель: а) общий вид; б) расположение пробников относительно корпуса мобильного телефона и головы пользователя

Относительно первого элемента РАР электромагнитная волна (ЭМВ) падала с азимута 50 градусов. Рассматривался диапазон частот от 100 до 5000 МГц, как наиболее актуальный в современных условиях функционирования мобильных телефонов.

На рисунке 2.2 изображена зависимость пеленга, вычисленного интерференционно-корреляционным методом (ИКМ) с использованием РАР диаметром 20 мм и числом элементов, равным 18. Принцип работы ИКМ заключается в поиске наибольшего совпадения амплитудно-фазового распределения комплексных амплитуд на элементах антенной решетки с одним из распределений, образующихся при падении плоской электромагнитной волны с произвольного направления. С математической точки зрения, суть ИКМ состоит в поиске максимума функции (2.4):

$$(\phi) = \left| \sum_{n=1}^N \dot{U}_{\Sigma}(x_n, y_n) \cdot \exp(-i \cdot k_0 \cdot (x_n \cdot \cos(\phi) + y_n \cdot \sin(\phi))) \right| \rightarrow \max, \quad (2.4)$$

где $0 \leq \phi \leq 2\pi$ – текущее значение азимутального угла;

N – общее число элементов антенной решетки;

(x_n, y_n) – координаты n -го элемента антенной решетки;

$\dot{U}_{\Sigma}(x_n, y_n)$ – суммарное значение электромагнитного поля (падающей и рассеянной волн) в точке расположения n -го элемента антенной решетки.

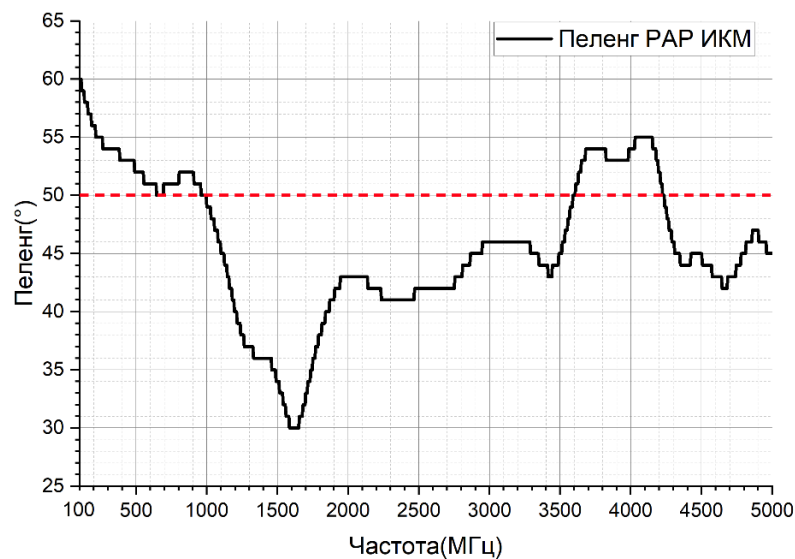


Рисунок 2.2 – Пеленг РАР радиусом 20 мм при истинном угле падения ЭМВ 50 градусов

Из рисунка видно, что при истинном угле падения ЭМВ 50 градусов, абсолютная погрешность пеленгования в рассматриваемом диапазоне частот может достигать значения 20 градусов. Можно предположить, что погрешности пеленгования, вызванные искажениями структуры ЭМП вблизи корпуса телефона, по мере увеличения расстояния от корпуса, должны уменьшаться. Для сравнения на рисунке 2.3 представлены частотные зависимости пеленгов, вычисленных с помощью 18-элементных антенных решеток, расположенных на окружностях с радиусами 40, 60, 80 мм.

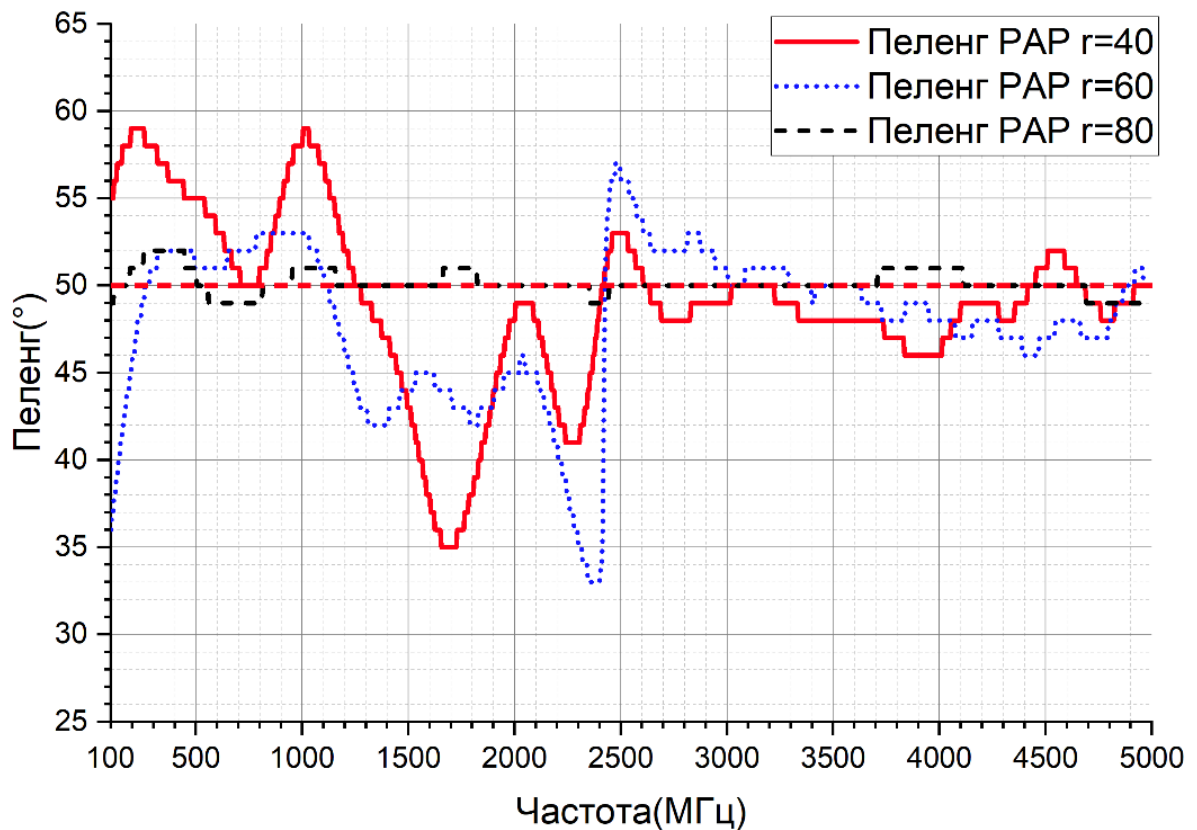


Рисунок 2.3 – Частотные зависимости пеленгов, измеренных при различных радиусах РАР: 40 мм – красная сплошная линия, 60 мм – синяя пунктирная линия, 80 мм – черная штриховая линия

Из анализа рисунка 2.3 следует, что использование антенной решетки с радиусом, превышающим 20 мм, позволяет существенно снизить погрешность пеленгования, вызванную влиянием корпуса и элементов мобильного телефона на структуру ЭМВ. Однако в рассматриваемом случае геометрические размеры мобильного телефона физически не позволяют реализовать антенную решетку с

радиусом более 20 мм. Поэтому целесообразной является задача расчета значений E_z -компоненты поля в точках, находящихся на концентрических окружностях радиусами 40, 60, 80 мм. На рисунке 2.4 изображены частотные зависимости пеленгов, полученные как с использованием РАР, так и с использованием ВАР радиусом 40 мм и числом элементов равным 18. При расчетах число вспомогательных источников M равнялось 7, источники были расположены эквидистантно по окружности радиусом 50 метров.

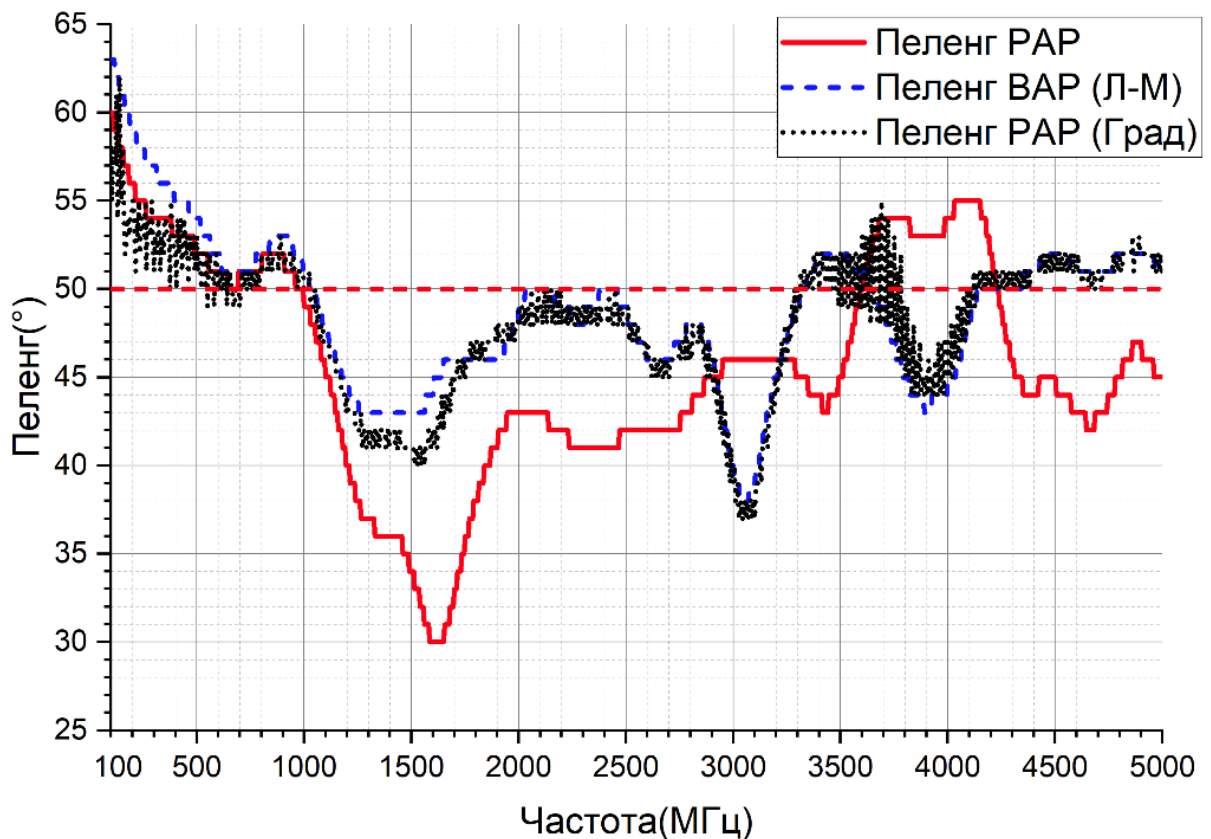


Рисунок 2.4 – Частотные зависимости пеленгов: красная линия – РАР из 18 элементов и радиусом 20 мм; синяя штриховая линия – ВАР при расчете методом Левенберга-Марквардта; черная пунктирная – ВАР при расчете методом сопряженных градиентов

Из анализа рисунка 2.4 видно, что при использовании ВАР с радиусом вдвое больше радиуса РАР, удалось добиться существенного повышения точности пеленгования в диапазонах частот от 1000 МГц до 2800 МГц, а также от 3600 МГц до 5000 МГц. Полученные значения свидетельствуют в пользу того, чтобы

использовать методы формирования ВАР для расчета структуры ЭМП в тех областях пространства, где влияние корпуса мобильного телефона не столь существенно и не приводит к погрешностям пеленгования. На рисунке 2.5 представлены частотные зависимости вычисленных пеленгов при следующих условиях: РАР – 18 элементов, 20 мм радиус; ВАР – 18 элементов, 80 мм радиус; число вспомогательных источников $M=7$. Красная линия – пеленг РАР, синяя линия – пеленг ВАР при использовании метода Левенберга-Марквардта и минимизации целевой функции (2.2); черная линия – пеленг ВАР при использовании метода сопряженных градиентов и минимизации целевой функции (2.3). На рисунке 2.6 представлены частотные зависимости абсолютных погрешностей пеленгов.

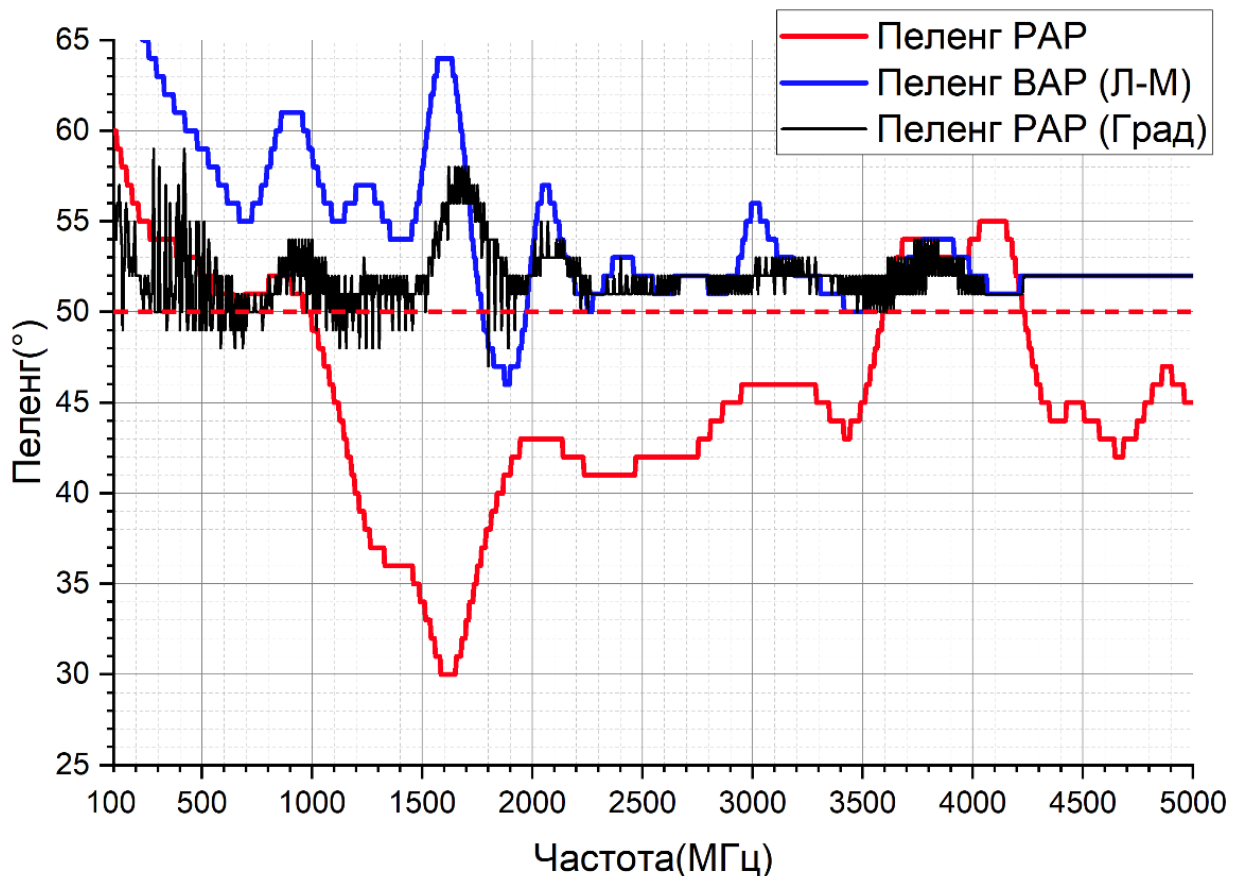


Рисунок 2.5 – Частотные зависимости пеленгов при радиусах РАР 20 мм и ВАР – 80 мм

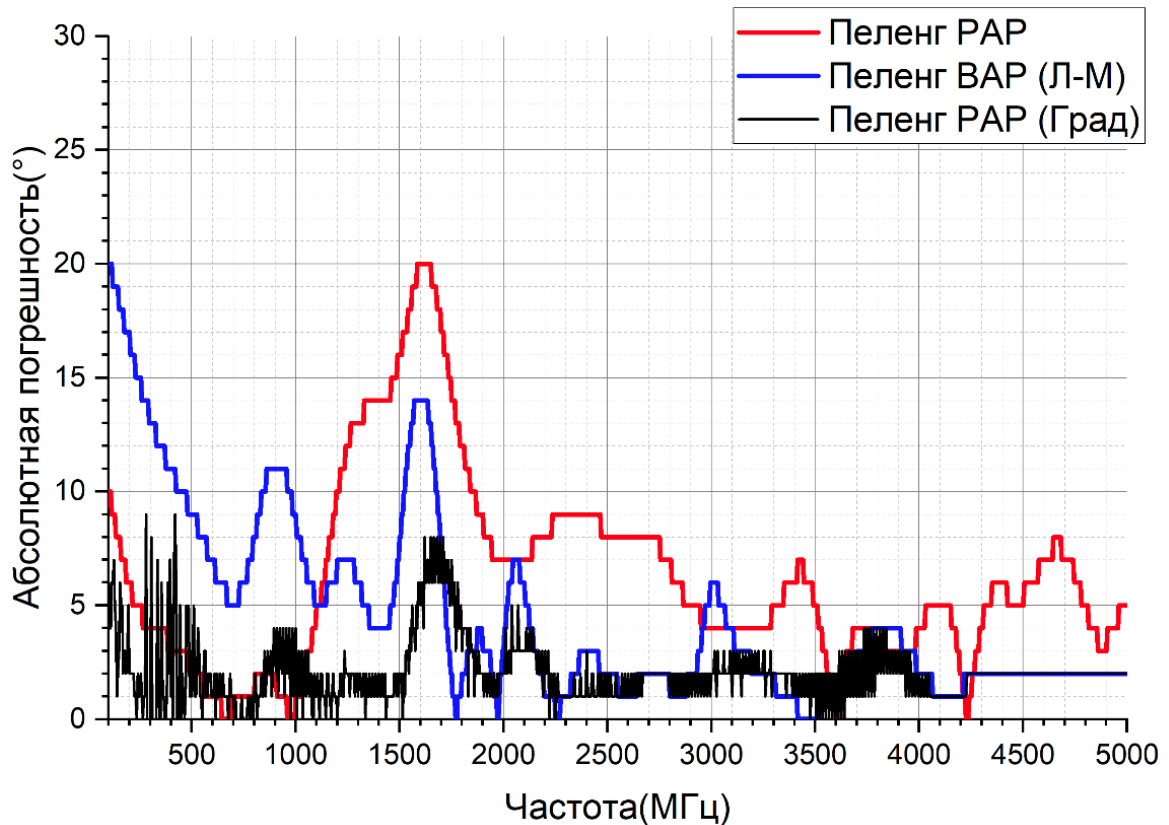


Рисунок 2.6 – Частотные зависимости абсолютных погрешностей пеленгования при радиусах РАР 20 мм и ВАР – 80 мм

Представленные выше графики (рисунок 2.5 и 2.6) демонстрируют потенциальную возможность существенного улучшения качества пеленгования и снижения абсолютной ошибки в диапазоне от 1200 МГц до 5000 МГц. Нетрудно заметить, что использование целевой функции (2.3) позволяет более точно определять направление на ИРИ, однако обладает меньшей частотной устойчивостью (на графике наблюдаются всплески ошибок пеленгования на определенных частотах). Можно предположить, что данное обстоятельство говорит о необходимости более тщательно выбирать начальные условия для поиска минимума целевой функции (2.3).

Помимо повышения точности пеленгования, использование методов формирования ВАР позволяет рассчитать фазовую структуру поля в любой точке в окрестности РАР. Таким образом, можно, например, имея РАР, состоящую из 9 элементов, «дополнить» её сигналами с элементов ВАР, и тем самым получить сигналы с 18 «виртуальных» антенных элементов. На рисунке 2.7 представлены

зависимости фаз на элементах РАР и рассчитанные с помощью метода Левенберга-Марквардта при минимизации целевой функции (2.2). На данном графике красными окружностями обозначены фазы на элементах РАР при условии измерения фазы на каждом втором элементе (т.е. 1, 3, 5...17), синими окружностями отмечены фазы на каждом элементе РАР, а черными звёздочками – рассчитанные фазы с помощью метода ВАР на основе измеренных значений поля на нечетных антенных элементах. Расчет осуществлялся на частоте 2600 ГГц, при числе вспомогательных источников равном 7. Радиус ВАР равнялся 20 мм.

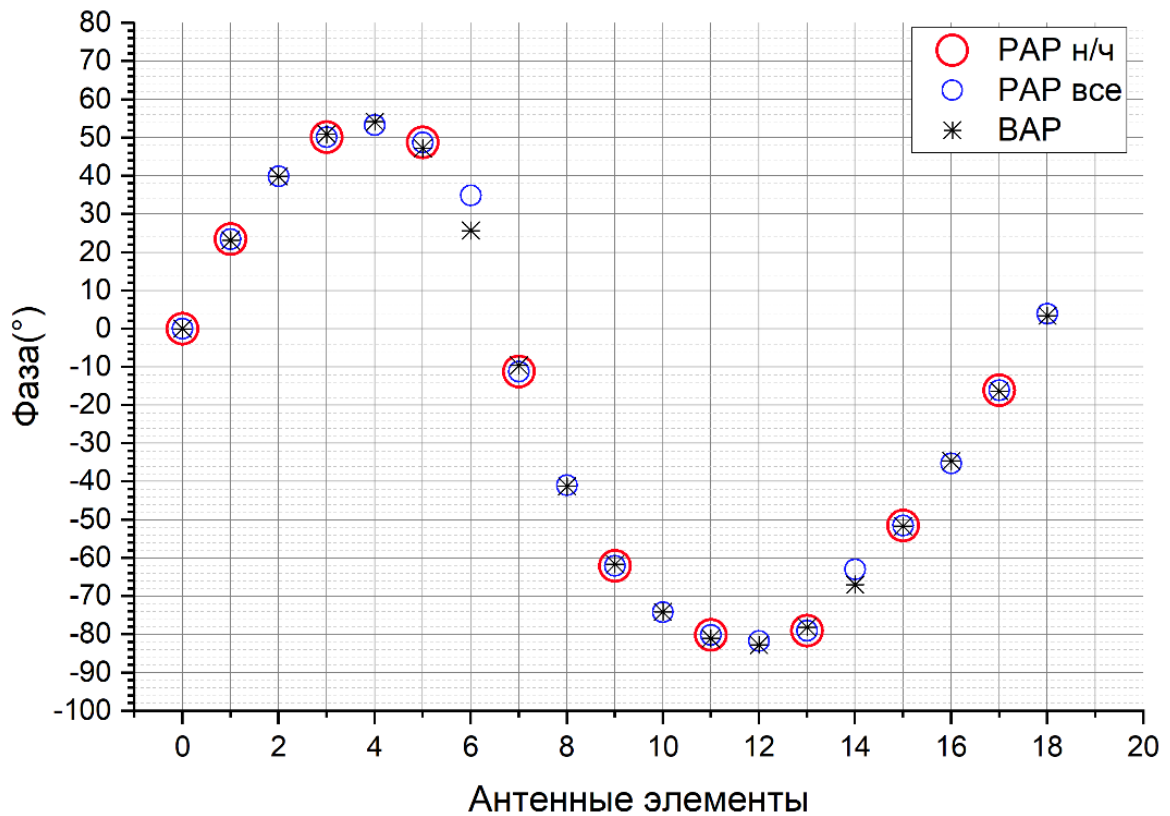


Рисунок 2.7 – Значения фаз E_z - компоненты поля на окружности радиусом 20 мм

Как видно из рисунка 2.7, использование метода формирования ВАР позволяет достаточно точно рассчитать фазы E_z - компоненты поля в точках расположения отсчетов, имитирующих реальную антенную решетку, даже в случае, если каждый второй отсчет отсутствует. Критерием качества расчета фазы может служить совпадение положения окружностей (измеренных значений фаз) и черных звездочек (рассчитанные значения фаз) на графике. Более сложный случай изображен на рисунке 2.8. В данном случае так же использовались отсчеты РАР

радиусом 20 мм и числом элементов равным 9, при этом осуществлялась попытка рассчитать фазы E_z - компоненты поля в 18 точках на окружности радиусом 80 мм.

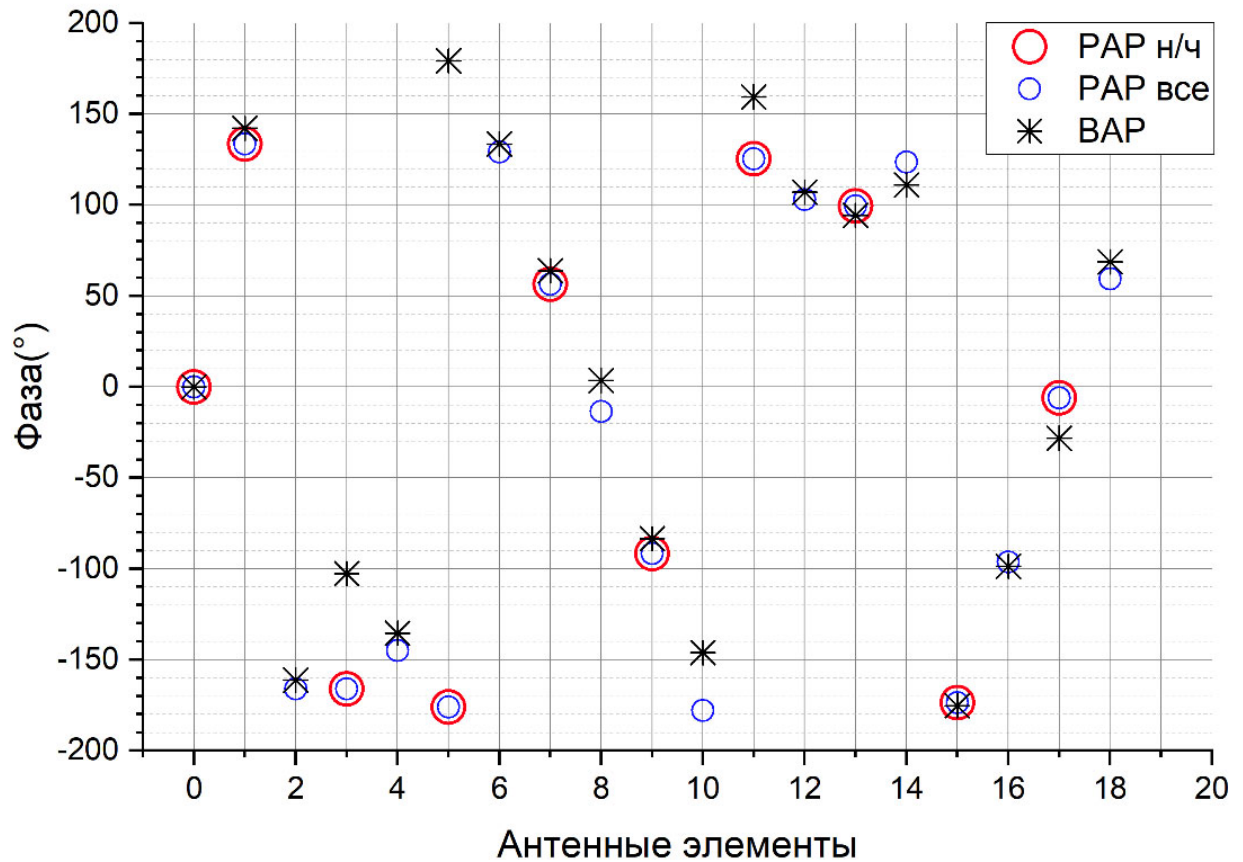


Рисунок 2.8 – Значения фаз E_z - компоненты поля на окружности радиусом 80 мм

Проанализировав рисунки 2.7 и 2.8, можно сделать вывод о том, что с увеличением расстояния от РАР, точность расчета фазовой структуры поля снижается. Видно несовпадение измеренных фаз с рассчитанными, что особенно характерно проявляется в случае 3, 5, 10 и 11 отсчета. Таким образом, очевидно, что с увеличением расстояния от корпуса мобильного телефона, снижается влияние корпуса на структуру ЭМП, что приводит к снижению искажений структуры поля, однако возрастает погрешность при расчете фазовой структуры поля при использовании методов формирования ВАР.

2.2 Исследование эффективности метода виртуальных антенных решеток для борьбы с искажениями поля, созданными головой и рукой пользователя мобильного телефона

Рассмотрим далее вариант модели, учитывающий наличие головы и руки пользователя в непосредственной близости к корпусу телефона и приемной антенной системе [239], рисунок 2.9. Приведем абсолютные ошибки пеленгования на рисунках 2.10 – 2.12. Для определения пеленга был выбран ИКМ с использованием РАР диаметром 20 мм (красная линия), а также с использованием ВАР диаметром 30 мм (рисунок 2.10), 40 мм (рисунок 2.11) и 50 мм (рисунок 2.12) с помощью метода формирования ВАР, основанного на использовании вспомогательных источников без процедуры квазирешения (синяя линия) и с использованием процедуры квазирешения (черная пунктирная линия). Число элементов РАР и ВАР равно 18.



Рисунок 2.9 – Исследуемая модель с учетом влияния головы и руки пользователя

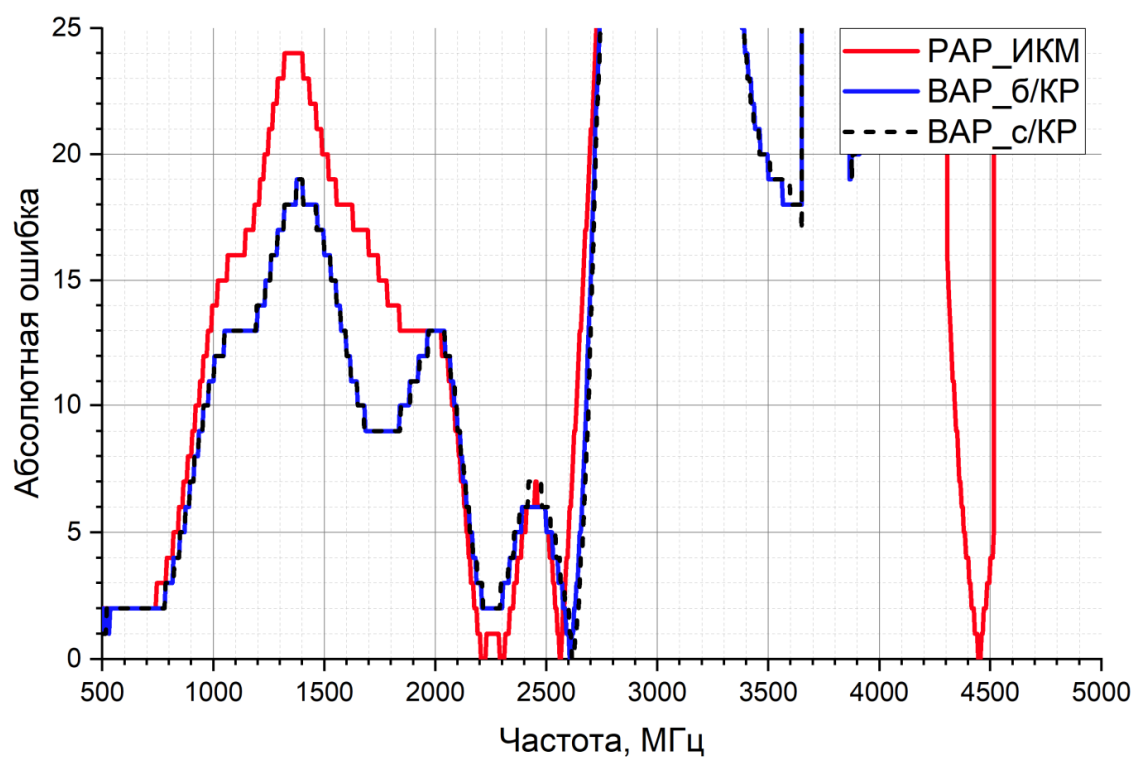


Рисунок 2.10 – Частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгов в случае модели, учитывающей наличие руки пользователя. Радиус РАР – 20 мм, радиус ВАР – 30 мм

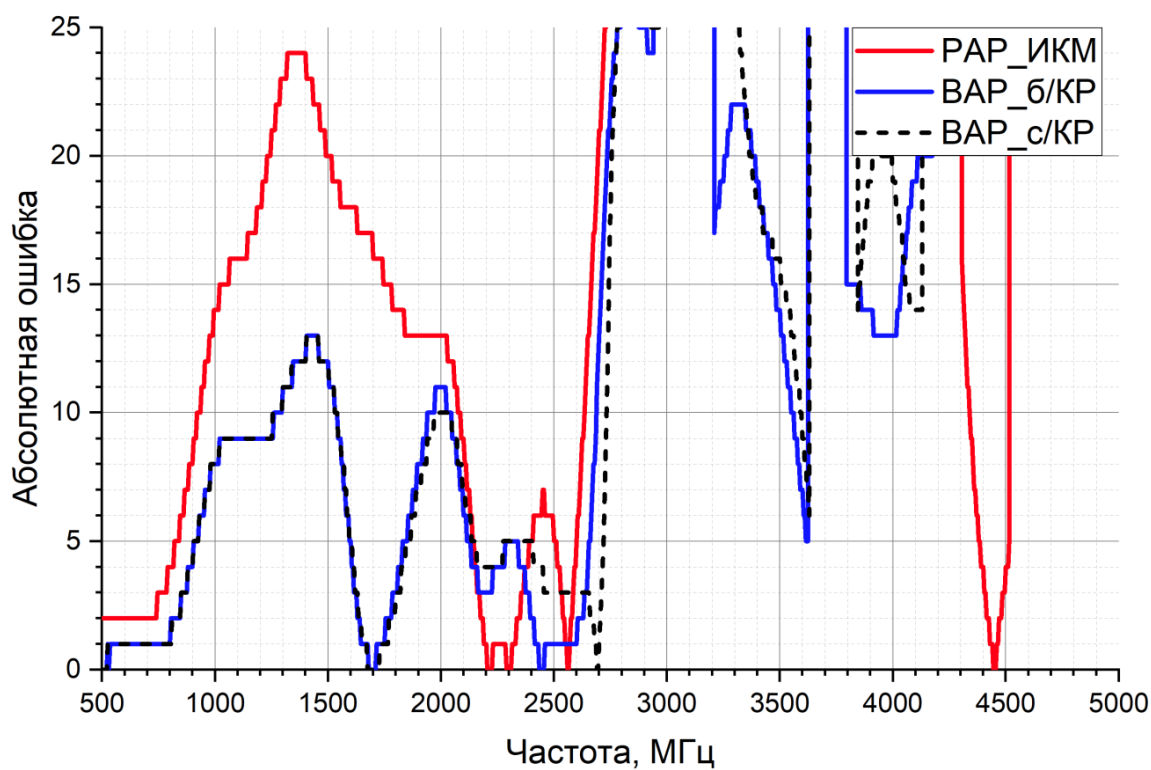


Рисунок 2.11 – Частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгов в случае модели, учитывающей наличие руки пользователя. Радиус РАР – 20мм, радиус ВАР – 40 мм

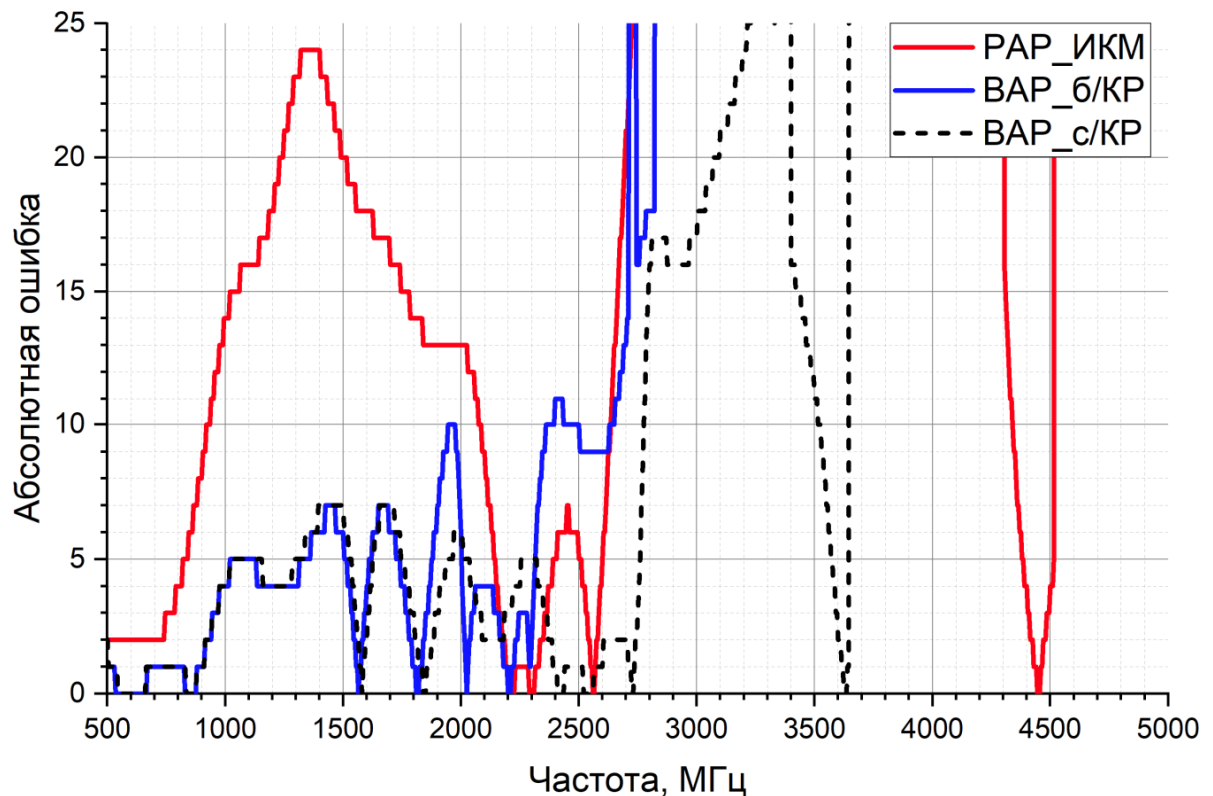


Рисунок 2.12 – Частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгов в случае модели, учитывающей наличие руки пользователя. Радиус РАР – 20мм, радиус ВАР – 50 мм

Из приведенных выше графиков видно, что эффективность методов формирования ВАР существенно снижается начиная с частоты 2700 МГц (растет абсолютная погрешность пеленгования). Видно, так же, что именно на диапазон частот 2700 – 5000 МГц приходится и максимальная погрешность пеленгования с использованием РАР. Из сравнения графиков можно сделать вывод, что использование методов формирования ВАР позволяет существенно снизить ошибку пеленгования в диапазоне частот от 1500 до 2000 МГц. При этом видно, что метод с использованием квазирешения более эффективен, чем обычный метод. Кроме того, очевидна и общая тенденция к сужению рабочего диапазона частот обычного метода формирования ВАР, основанного на решении СЛАУ, при увеличении радиуса ВАР.

Для исследования причин роста абсолютных ошибок пеленгования при использовании методов формирования ВАР на частотах выше 2700 МГц

приведены графики зависимостей амплитуд (рисунок 2.12) и фаз (рисунок 2.14) отсчетов E_z - компоненты поля, имитирующих в данном случае сигналы с элементов РАР в варианте использования модели, не учитывающей наличие руки пользователя (учитывалась только голова пользователя). Так как ЭМП регистрировалось в 18 точках пространства, для простоты чтения графиков приведены лишь 6 зависимостей (сигнал с каждого третьего элемента РАР).

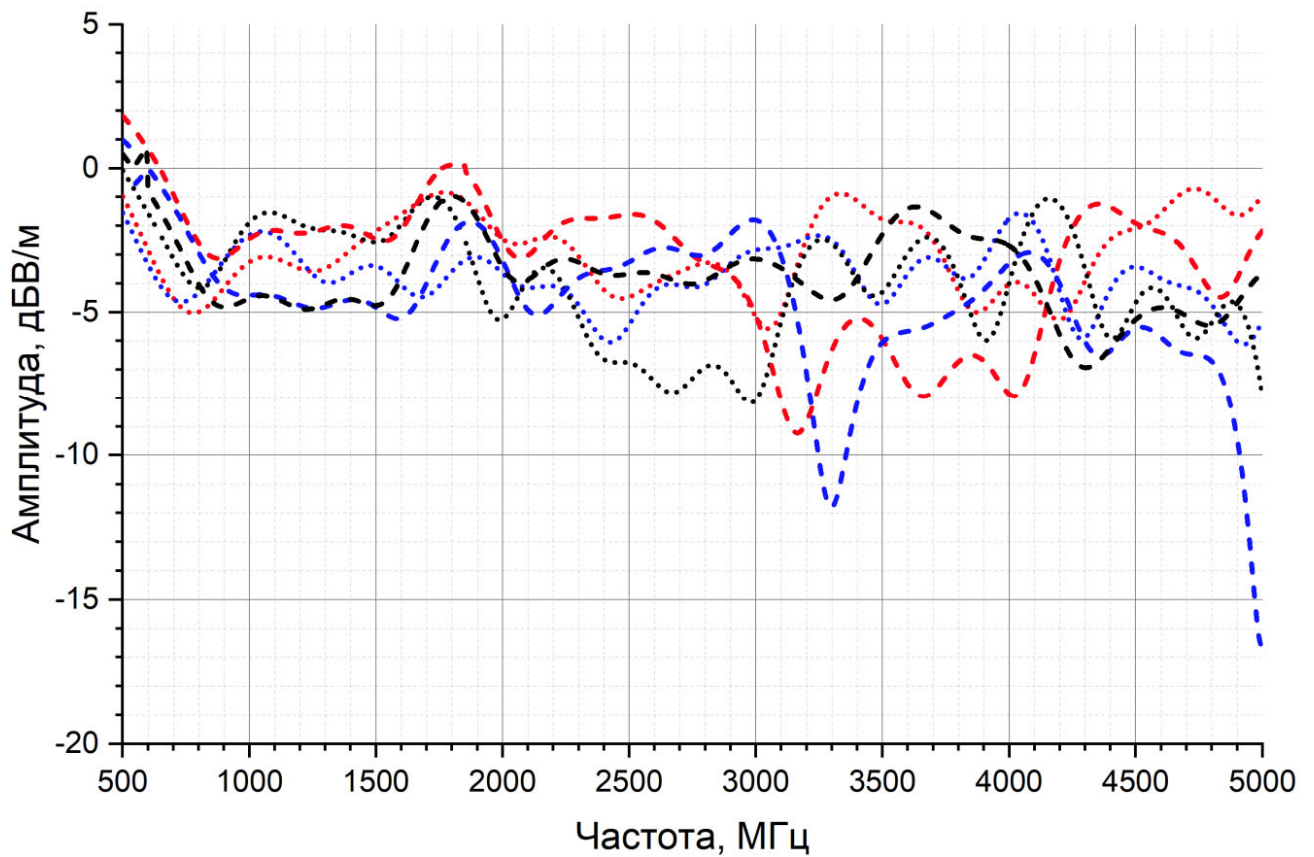


Рисунок 2.13 – Частотные зависимости величин отсчетов E_z - компоненты поля в точках пространства расположения элементов РАР (модель без учета влияния руки пользователя)

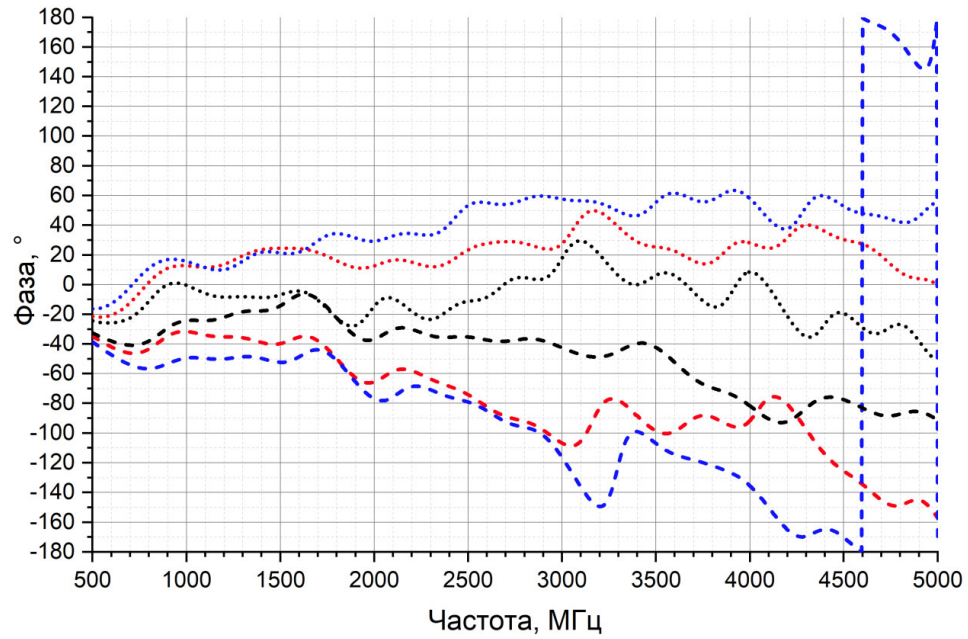


Рисунок 2.14 – Частотные зависимости фаз отсчетов E_z - компоненты поля в точках пространства расположения элементов РАР (модель без учета влияния руки пользователя)

Для сравнения ниже приведены аналогичные зависимости для модели, учитывающей наличие руки пользователя, рисунки 2.15 и 2.16.

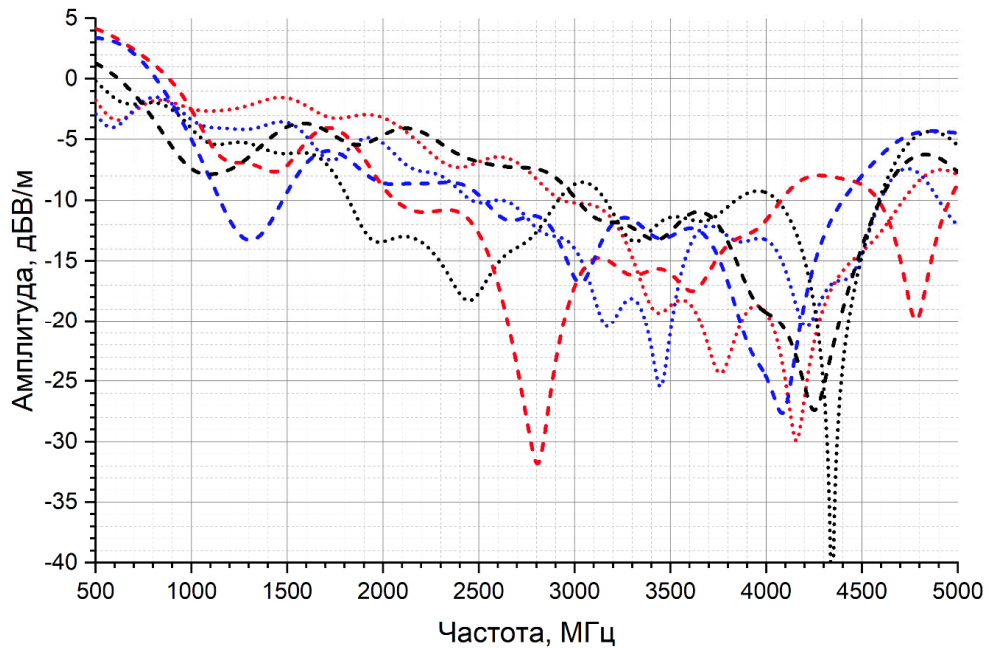


Рисунок 2.15 – Частотные зависимости величин отсчетов E_z - компоненты поля в точках пространства расположения элементов РАР (модель, учитывающая влияние руки пользователя)

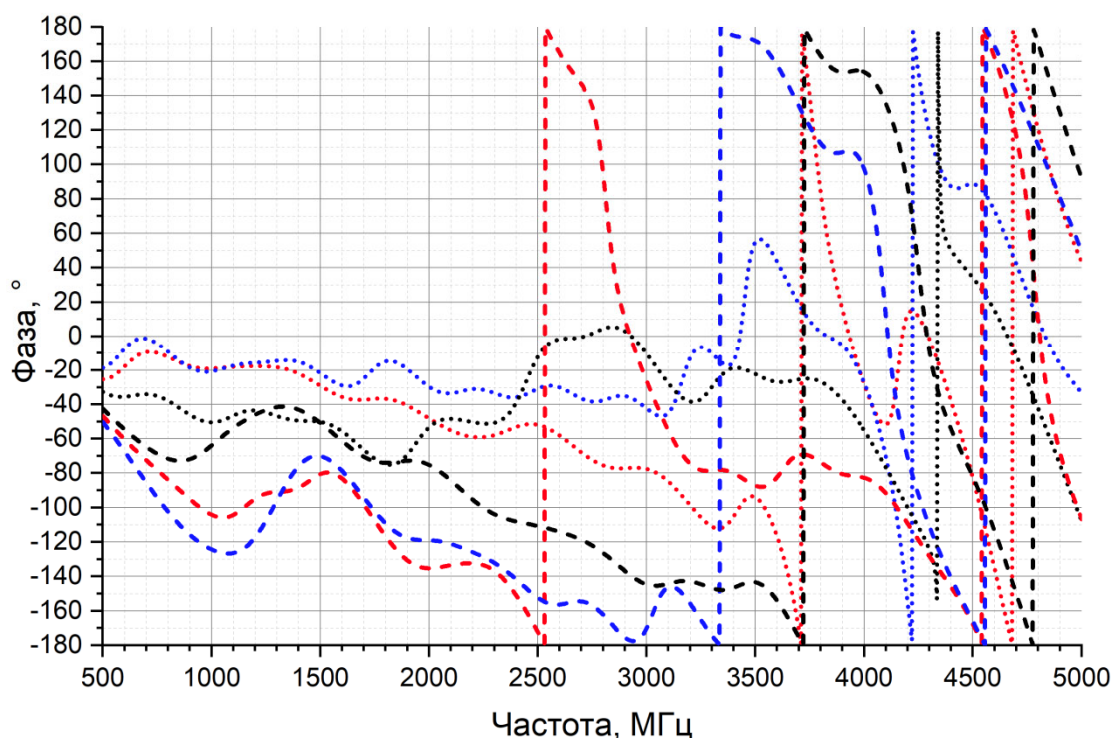


Рисунок 2.16 – Частотные зависимости фаз отсчетов E_z - компоненты поля в точках пространства расположения элементов РАР (модель, учитывающая влияние руки пользователя)

При сравнении графиков на рисунках 2.13 и 2.15 можно отметить, что наличие руки пользователя вблизи корпуса мобильного телефона приводит к снижению значений отсчетов E_z - компоненты поля во всем рассматриваемом диапазоне частот. Однако наиболее ярко данное снижение проявляется, начиная с частот 2700-3000 МГц и выше. Область возможных значений из диапазона от 0 дБВ/м до -10 дБВ/м перемещается в диапазон от -10 дБВ/м до -30 дБВ/м, в пике достигая величины -40 дБВ/м. Анализируя же зависимости фаз, представленных на рисунках 2.14 и 2.16, нетрудно заметить, что наличие руки пользователя вблизи корпуса мобильного телефона, приводит к существенному снижению линейности фазовых зависимостей. На рисунке 2.16 видно, что начиная с частоты 3000 МГц и выше наблюдаются резкие скачки фаз отсчетов E_z - компоненты поля. Подобные фазовые искажения, а также характер зависимостей величин отсчетов

напряженности поля в точках элементов РАР приводят к тому, что эффективность методов формирования ВАР существенно снижается.

Так как, исходными данными для функционирования методов ВАР являются комплексные амплитуды сигналов на элементах РАР, а также геометрия РАР (координаты элементов), то учитывая столь сильные искажения исходной информации, не представляется возможным удовлетворительное ее использование для формирования ВАР. При этом следует отметить, что в диапазоне частот до 2700 МГц, использование методов формирования ВАР позволяет существенно (более чем в два раза при использовании процедуры квазирешения) уменьшить погрешность определения направления на ИРИ.

Что касается метода формирования ВАР без процедуры квазирешения, то в данных условиях (существенного искажения структуры ЭМП вблизи РАР) эффективность данного метода несколько ниже, однако, учитывая инвариантность данного метода к внешним условиям, можно использовать результаты его применения в качестве начального приближения для методов формирования ВАР с процедурой квазирешения.

2.3 Исследование возможности повышения эффективности функционирования методов формирования виртуальных антенных решеток в сверхширокой полосе частот

Результаты проведенных исследований свидетельствуют в пользу того, что увеличение радиуса ВАР относительно РАР в 1,5 – 2 раза позволяет существенно уменьшить погрешность пеленгования. При этом следует отметить, что исследования проводились либо в диапазонах частот с перекрытием не более 5-6, либо с верхней граничной частотой не более 1,2 ГГц [240, 241]. В данной работе исследовался диапазон частот от 0,5 ГГц до 5 ГГц, то есть, коэффициент перекрытия равен 10. Целью исследований является выяснение работоспособности метода формирования ВАР на основе использования полей вспомогательных источников в условиях сверхширокой полосы частот и существенного воздействия

близлежащих рассеивателей и поглотителей электромагнитных волн на структуру ЭМП вблизи приемной антенной решетки.

Для решения описанной выше задачи был проведен строгий электродинамический расчет полей с использованием метода Вейланда [242] вблизи модели мобильного телефона и головы пользователя (рис.1 а). В качестве РАР рассматривались значения Е-компоненты поля, измеренные в 18 точках на поверхности корпуса мобильного телефона, имитируя тем самым круговую 18-элементную антенную решетку, радиус которой составлял 20 мм (рис.1 б). Отсчет угловых координат осуществлялся в плоскости корпуса мобильного телефона против часовой стрелки.

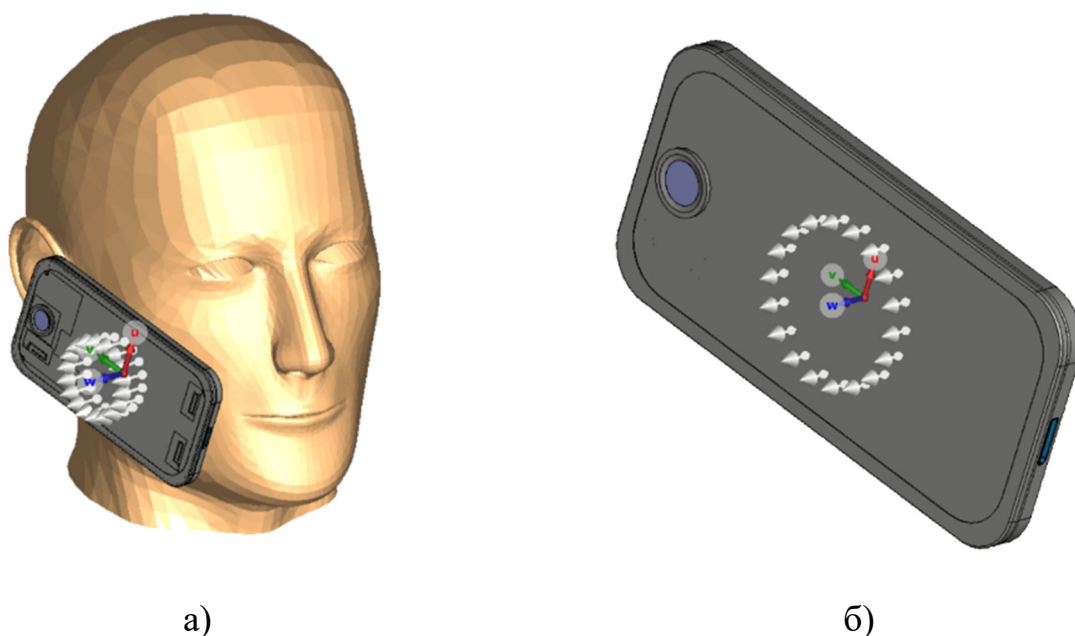


Рисунок 2.17 – Изображение исследуемой модели телефона и головы пользователя (а); изображение пробников, имитирующих РАР на корпусе телефона (б)

Обозначим в качестве переменной некий множитель, связывающий между собой радиусы реальной антенной решетки на корпусе мобильного телефона и VAR, тогда:

$$R_{VAR} = R_{RAR} \cdot K, \quad (2.5)$$

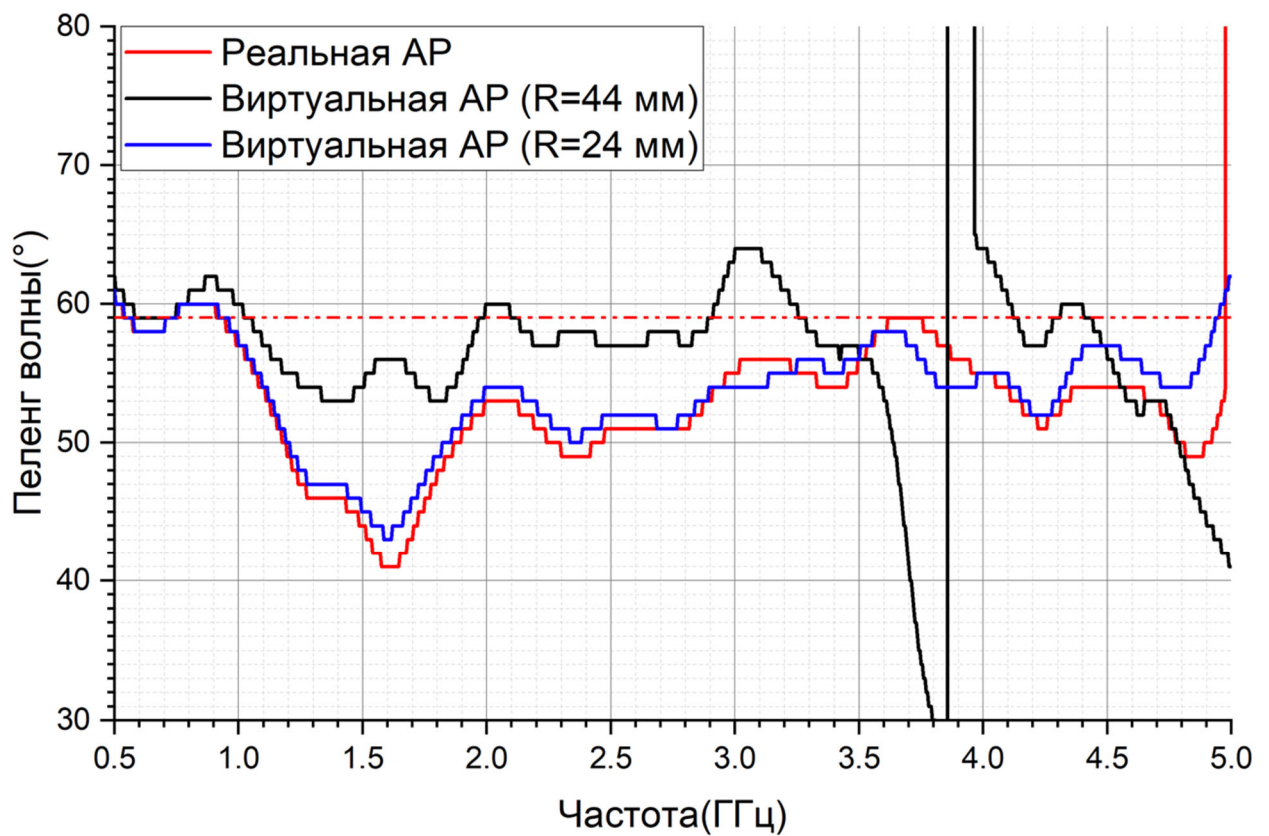
где

R_{RAR} = 20 мм – радиус реально существующей решетки,

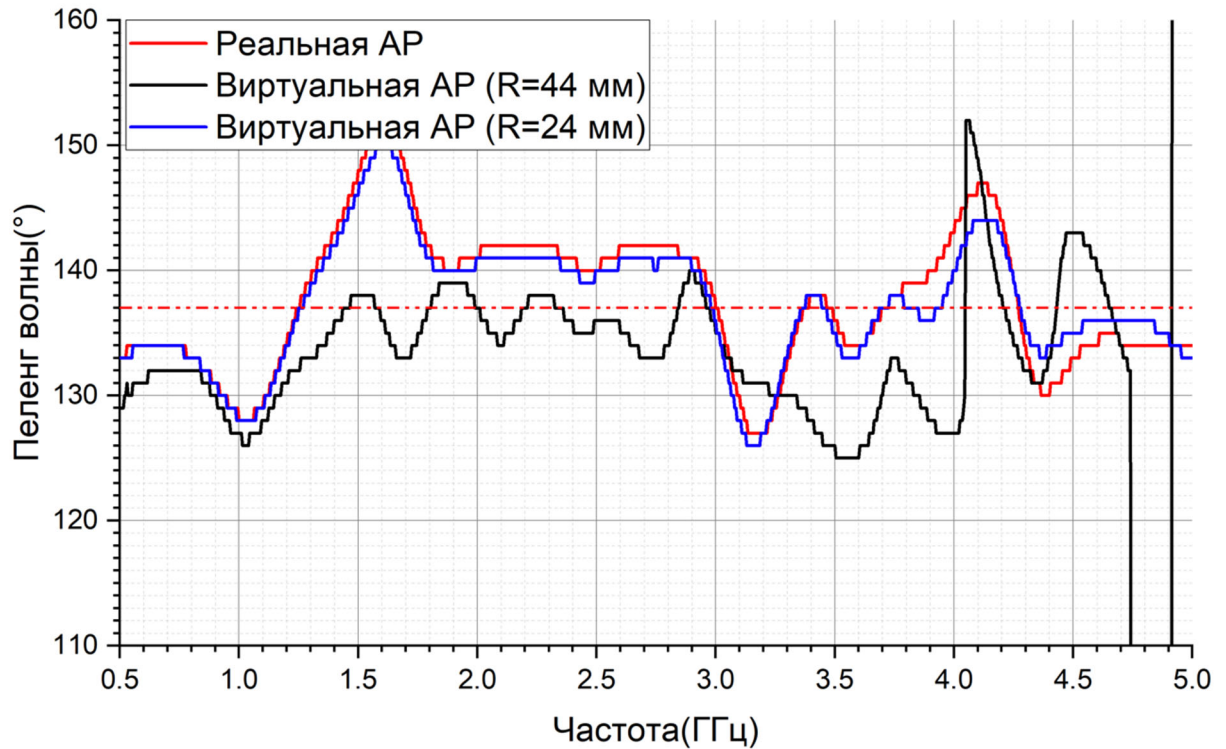
R_{VAR} – радиус окружности, на которой расположены точки аппроксимации структуры электромагнитного поля (радиус ВАР).

С помощью ИКМ рассчитаем пеленги, получаемые при использовании РАР и ВАР при двух различных значениях множителя K . В качестве истинных углов прихода ЭМВ возьмем значения 59° и 137° , выбранные произвольно из ряда простых чисел, чтобы исключить потенциально возможные неточности расчетов, связанные с кратностью чисел.

На рисунке 2.18 изображены частотные зависимости пеленгов в рассматриваемом диапазоне частот, полученные при использовании как обычной реально существующей антенной решетки (красные линии), так и при использовании «виртуальной» антенной решетки различного радиуса: черные линии при $K=2,2$ ($R_{VAR}=44$ мм), синие линии – при $K=1,2$ ($R_{VAR}=24$ мм). При исследованиях число элементов ВАР равно числу элементов РАР.



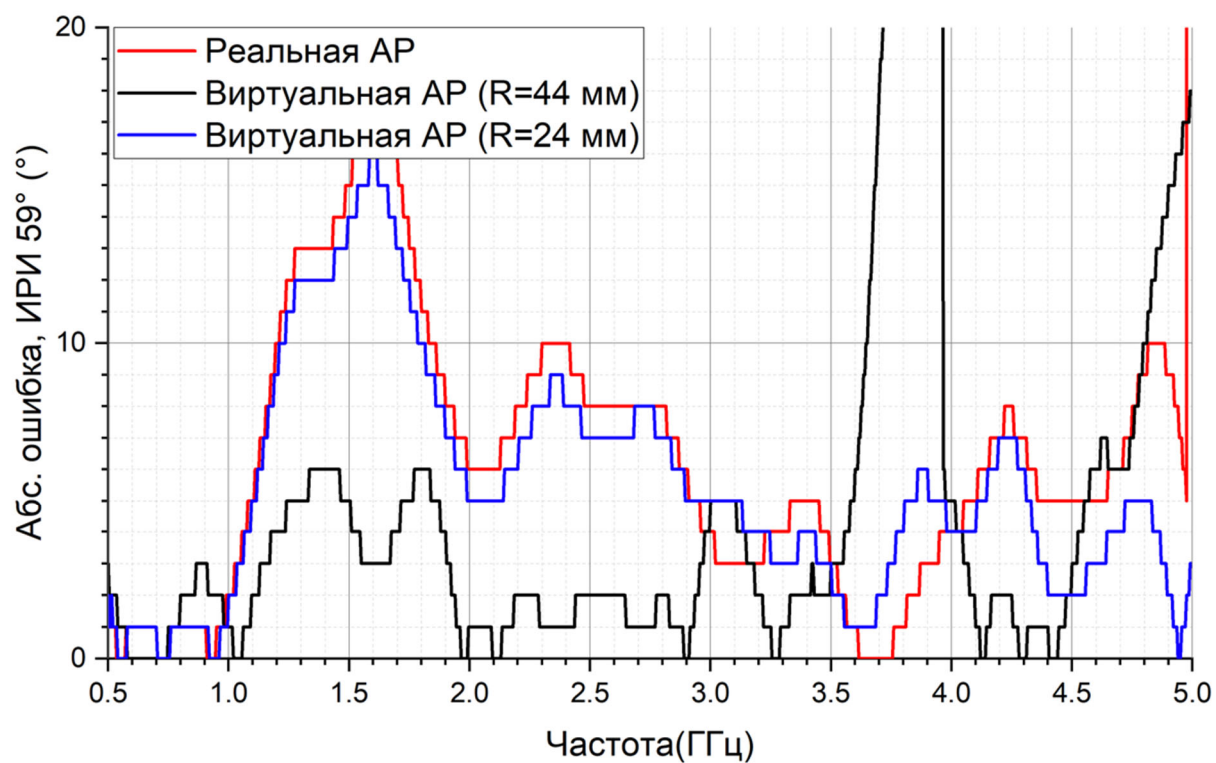
а)



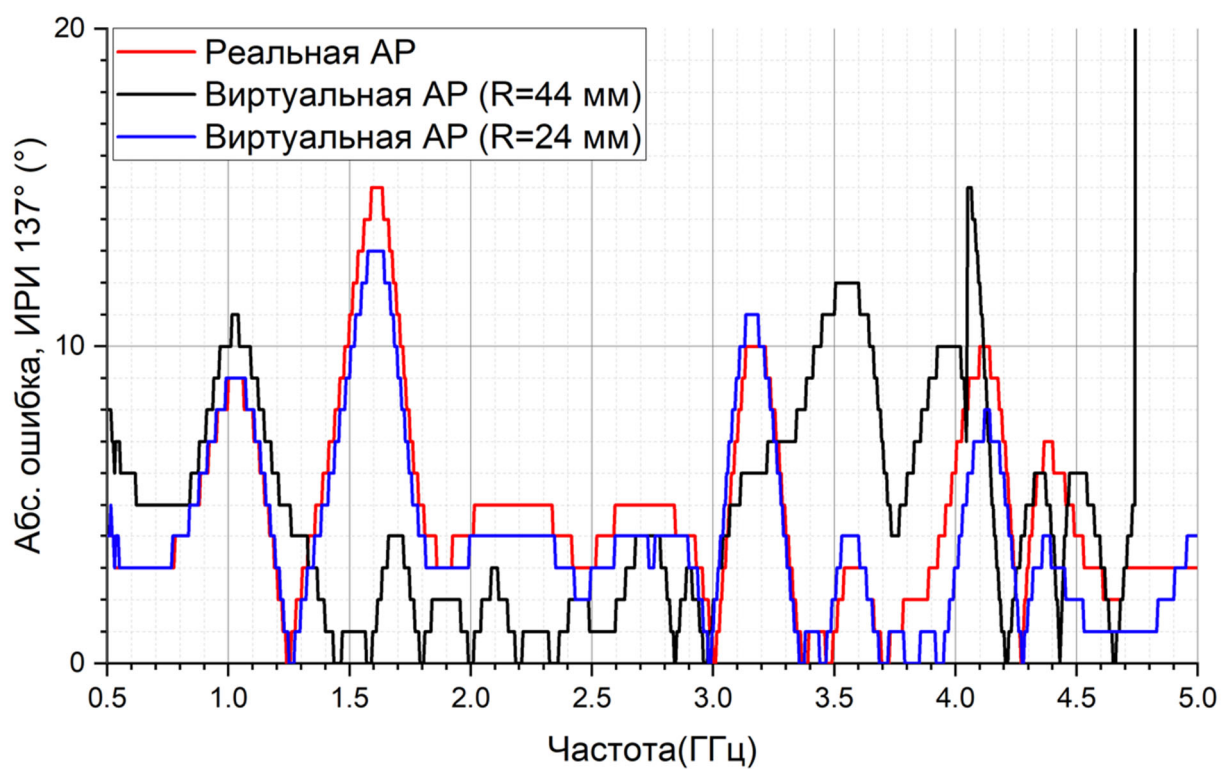
б)

Рисунок 2.18 - Частотные зависимости пеленгов при двух различных углах прихода ЭМВ: а) истинный угол 59 градусов, б) истинный угол 137 градусов

Из рисунка 2.18 видно, что использование ВАР при $K = 2,2$ ($R_{VAR} = 44$ мм) позволяет существенно снизить ошибку пеленгования в диапазоне частот от 1,5 до 3 ГГц в двух рассматриваемых случаях, при этом в области частот выше 3 ГГц погрешность пеленгования существенно растет. В то же время использование ВАР при $K = 1,2$ ($R_{VAR} = 24$ мм) не позволяет получить существенного выигрыша в повышении точности пеленгования на частотах ниже 3 ГГц относительно РАР, однако и не приводит к возрастанию погрешности пеленгования в диапазоне частот от 3 до 5 ГГц. Более наглядно это демонстрируется на рисунке 2.19, на котором изображены частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования для описанных выше случаев. Аналогично, на рисунке 2.19 красными линиями изображены зависимости, полученные при использовании РАР, черными – ВАР при $K = 2,2$, синими – ВАР при $K = 1,2$.



а)



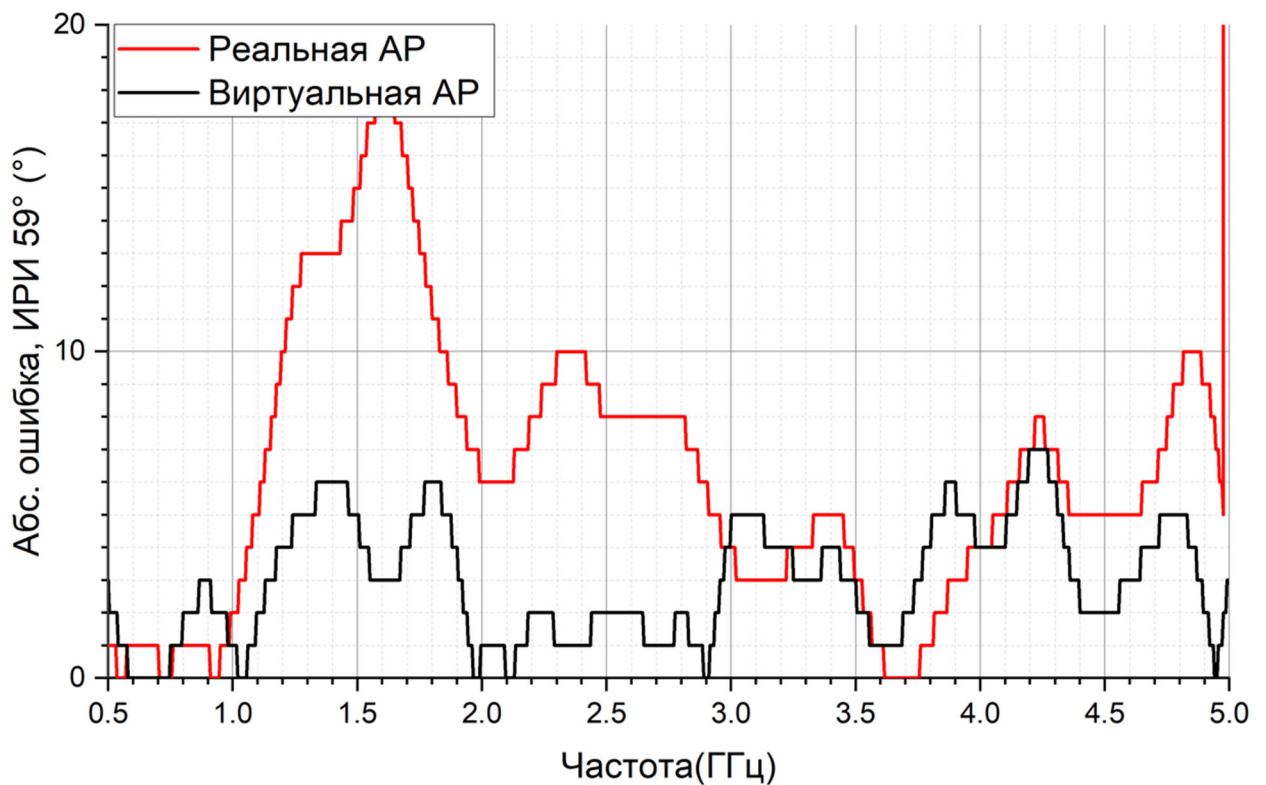
б)

Рисунок 2.19 - Абсолютные ошибки пеленгования при двух произвольных направлениях прихода электромагнитных волн: истинный угол прихода ЭМВ 59 градусов (а), истинный угол прихода ЭМВ 137 градусов (б)

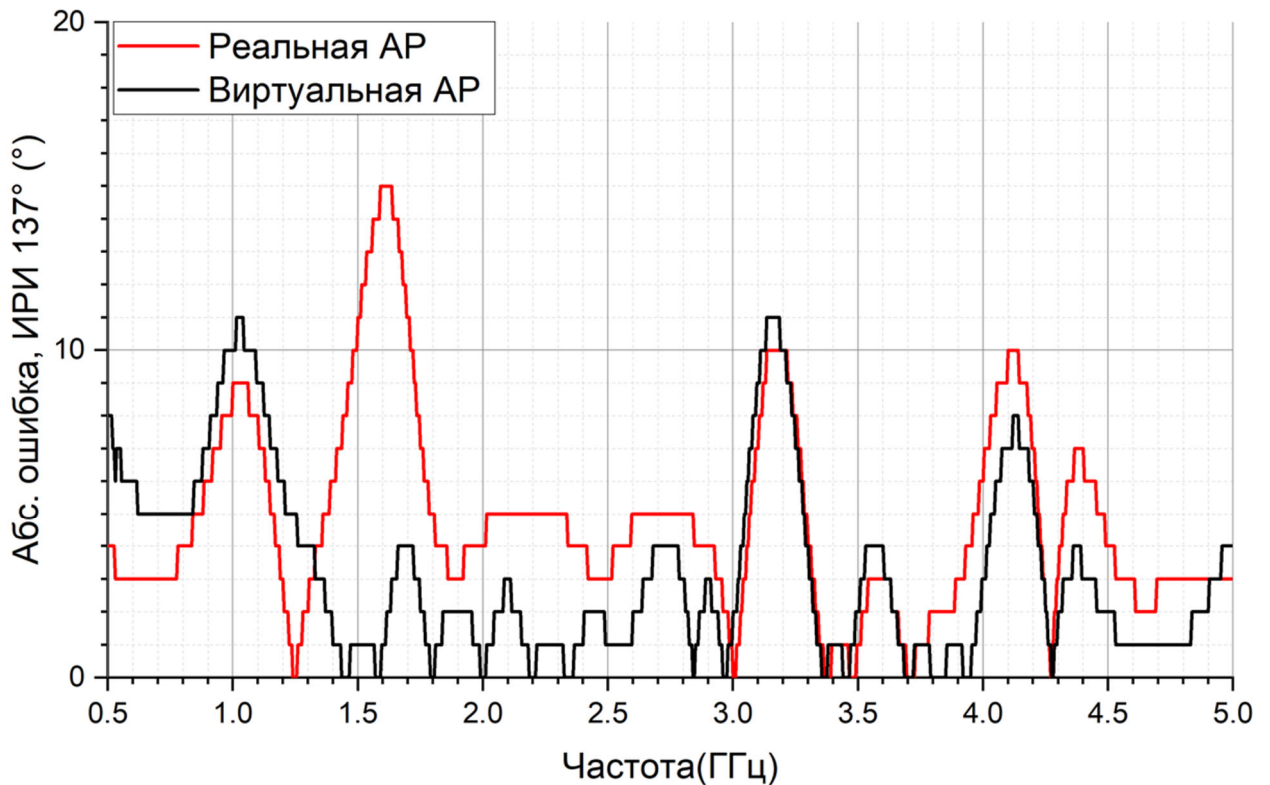
Очевидно, что в целях повышения точности пеленгования требуется перейти от постоянного во всем рассматриваемом частотном диапазоне множителя K к множителю, который является функцией текущей частоты $K \rightarrow K(f)$, где $f \in [0,5; 5]$ ГГц. Самой простой и очевидной моделью зависимости $K(f)$ является двухуровневая модель, описываемая формулой:

$$K(f) = \begin{cases} 2,2 & \text{при } f \leq 3 \text{ ГГц} \\ 1,2 & \text{при } f > 3 \text{ ГГц} \end{cases} \quad (2.6)$$

На рисунке 2.20 представлены частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования для двух рассматриваемых направлений прихода ЭМВ. Красными линиями изображены зависимости при использовании РАР, черными – ВАР с изменяющимся в зависимости от текущей частоты радиусом, согласно (2.6).



а)



б)

Рисунок 2.20 - Абсолютные ошибки пеленгования в случае использования двухуровневой модели зависимости множителя K : истинный угол прихода ЭМВ 59 градусов (а), истинный угол прихода ЭМВ 137 градусов (б)

Как видно из приведенных выше графиков, совмещение положительных эффектов от применения ступенчато изменяемого множителя K позволяет существенно снизить погрешность пеленгования во всем рассматриваемом диапазоне частот. Однако одновременно с этим возникает вопрос выбора граничной частоты, на которой происходит переход от значений $K = 2,2$ к $K = 1,2$. Для изучения возможности устранения данной неоднозначности рассмотрим еще две возможных модели зависимости $K(f)$, одна из которых представляет собой трехуровневую зависимость (2.7), а другая – линейную зависимость (2.8):

$$K(f) = \begin{cases} 2,2 & \text{при } f \leq 2,5 \text{ ГГц} \\ 1,7 & \text{при } f > 2,5 \text{ и при } f \leq 3,5 \text{ ГГц} \\ 1,2 & \text{при } f > 3,5 \text{ ГГц} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$K(f) = \frac{10,4 - f}{4,5}, \text{ при } f \in [0,5; 5] \text{ ГГц} \quad (2.8)$$

Для наглядности, на рисунке 2.21 представлены модели зависимостей $K(f)$, описываемые формулами (2.6) – (2.8). На рисунке 2.21 модели (2.6) соответствует синяя линия, модели (2.7 – черная, линейной зависимости (2.8) – красная. Из представленных графиков видно, что трехуровневая модель (2.7) получена из двухуровневой (2.6) путем деления на три равные части как диапазона исследуемых частот, так и диапазона принимаемых множителем K значений. Линейная зависимость же выбрана исходя из граничных условий, заключающихся в равенстве $K = 2,2$ при $f = 0,5$ ГГц и $K = 1,2$ при $f = 5$ ГГц.

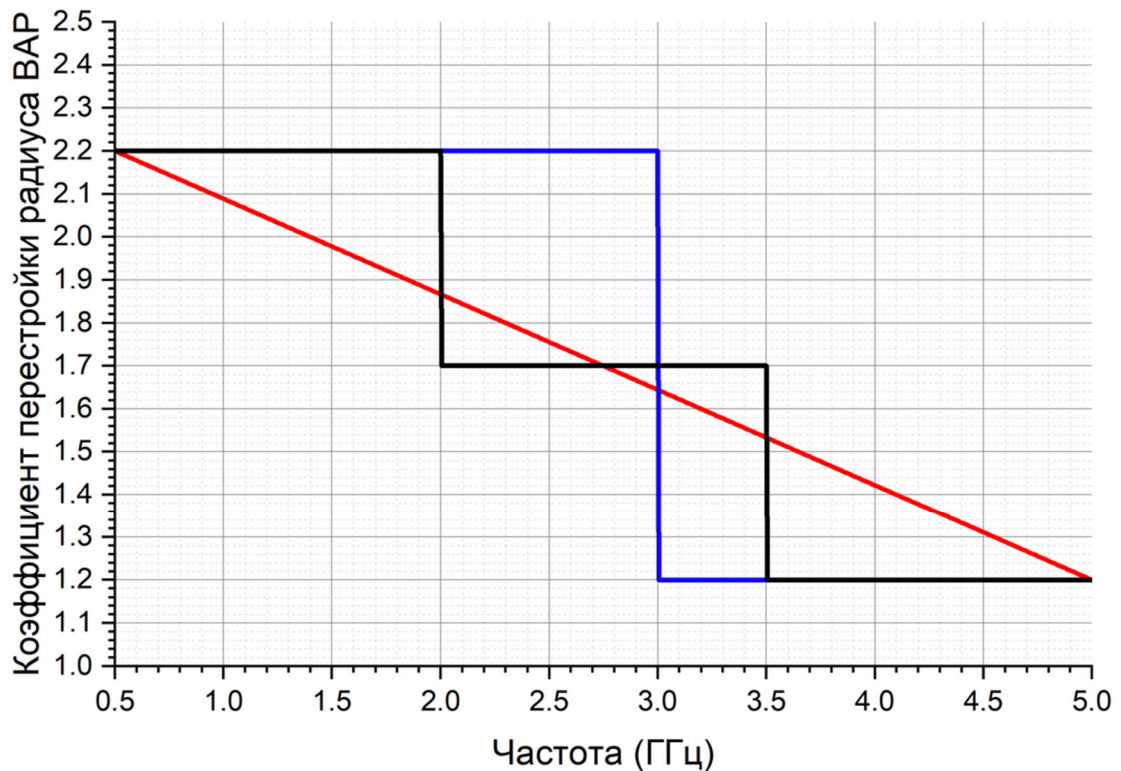


Рисунок 2.21 - Исследуемые виды зависимостей множителя $K(f)$

Рассчитаем и построим зависимости относительного расстояния S между точками измерения структуры поля (точки на окружности расположения элементов РАР) и точками, в которых аппроксимируется структура поля (точки на окружности расположения элементов ВАР) в зависимости от текущей частоты:

$$S(f) = \frac{R_{VAR}(f) - R_{RAR}}{\lambda} = \frac{R_{RAR} \cdot (K(f) - 1)}{\lambda}, \quad (2.9)$$

где

λ – длина волны в свободном пространстве.

Результаты расчетов при различных вариантах зависимости множителя K представлены на рисунке 2.22. Красная пунктирная линия соответствует случаю $K = 2.2$; синяя пунктирная - $K = 1.2$; синяя сплошная – модели (2.6); красная сплошная – модели (2.7); черная – модели (2.8).

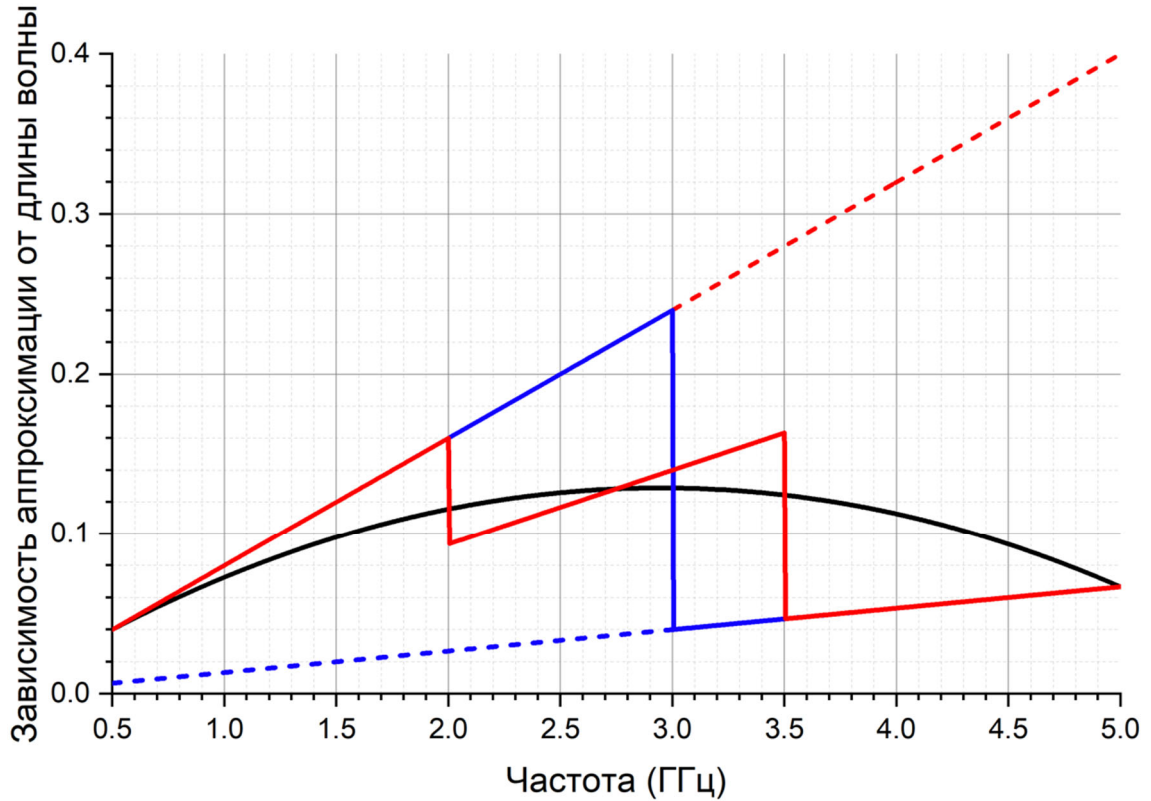
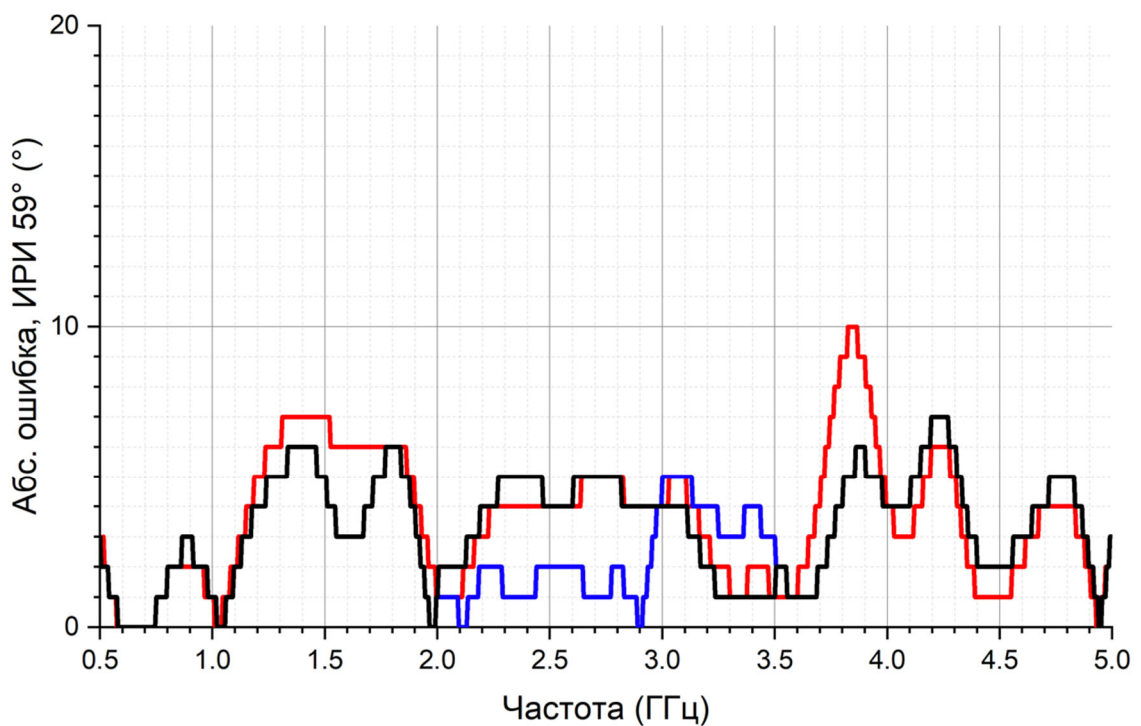


Рисунок 2.22 - Зависимости относительного расстояния S аппроксимации поля относительно текущей длины волны

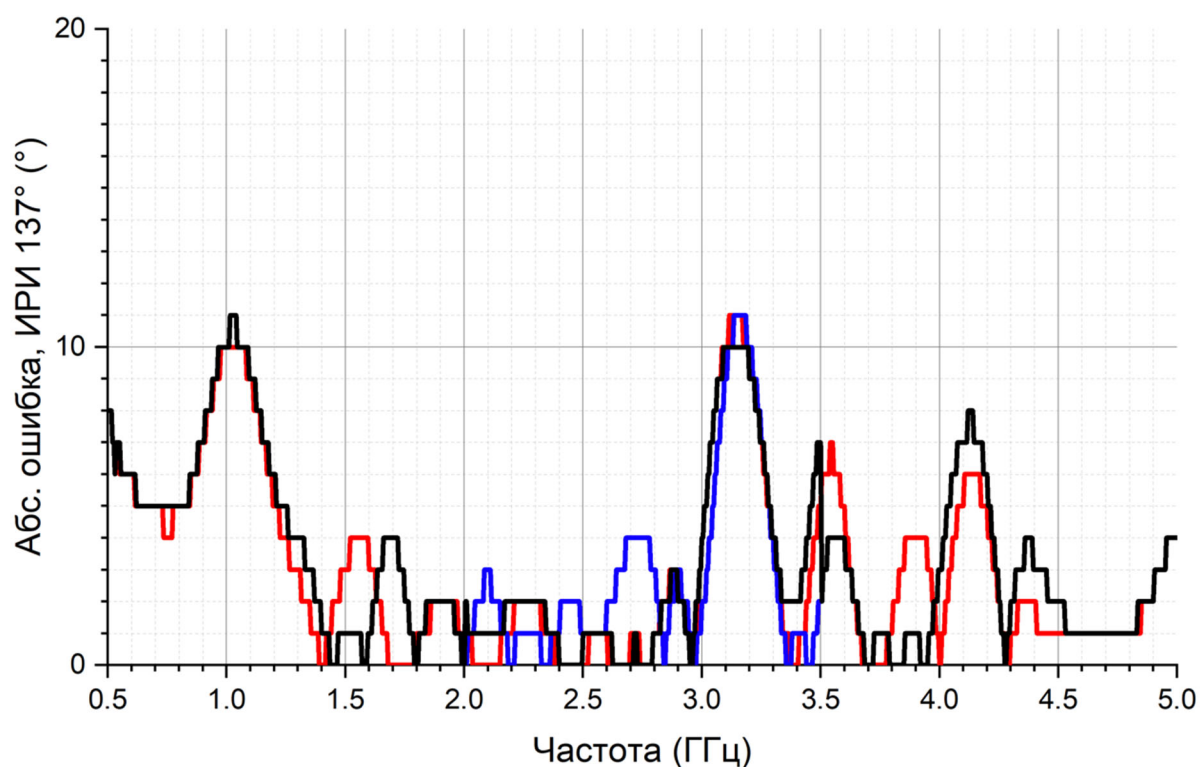
Сопоставив данные, представленные на рисунках 2.19 – 2.20 с полученными зависимостями на рисунке 2.22 можно сделать предположение, что увеличение погрешности пеленгования в области частот от 3 до 5 ГГц происходит вследствие превышения относительного расстояния аппроксимации S значения $0,25 \cdot \lambda$. С ростом частоты и возрастающим влиянием тела человека и элементов конструкции телефона на структуру ЭМП вблизи РАР, происходит уменьшение относительных размеров области, в пределах которой возможна аппроксимация поля без существенных погрешностей. Таким образом, полезный эффект от расширения относительных размеров антенной решетки вследствие использования метода

формирования ВАР, нивелируется ошибками аппроксимации структуры поля. В то же время при малых значениях $S(f) < 0,5 \cdot \lambda$ в диапазоне частот от 0,5 до 3 ГГц не получается существенно уменьшить погрешность пеленгования из-за того, что относительные размеры РАР и ВАР, по сути, становятся равными. Стоит отдельно отметить характер поведения зависимости при линейной модели (2.8) изменения множителя K от текущей частоты (черная сплошная линия). Из рисунка 2.22 видно, что данная зависимость позволяет учесть особенность функционирования методов формирования ВАР как в диапазоне частот ниже 3 ГГц, так и выше 3 ГГц в данных условиях и, потенциально, может выступать в роли оптимальной модели.

С использованием моделей (2.6) – (2.8) рассчитаем абсолютные погрешности пеленгования для двух ранее рассматриваемых направлений прихода ЭМВ в диапазоне частот от 0,5 до 5 ГГц и найдем значения среднеквадратических отклонений (СКО) пеленгования для всех рассматриваемых в работе вариантов построения РАР и ВАР. Соответствующие зависимости абсолютных погрешностей пеленгования представлены на рисунках 2.23. Синими линиями изображены зависимости для модели (2.6), черными – для модели (2.7) и красными – для модели (2.8). В таблице 2.1 представлены рассчитанные значения СКО.



а)



б)

Рисунок 2.23 - Абсолютные ошибки пеленгования при использовании ВАР с изменяющимся в зависимости от текущей частоты радиусом: истинный угол прихода ЭМВ 59 градусов (а), истинный угол прихода ЭМВ 137 градусов (б)

Таблица 2.1 – Значения СКО для рассматриваемых вариантов построения антенных решеток

Истинный угол Тип АР	РАР	ВАР				
		Значения множителя K				
		$K = 2,2$	$K = 1,2$	Модель (2.6)	Модель (2.7)	Модель (2.8)
59 градусов	11,919	43,745	6,607	3,459	3,765	4,231
137 градусов	5,650	27,245	4,957	4,135	4,309	4,172

Из анализа зависимостей на рисунке 2.23 и данных таблицы 2.1 можно сделать вывод, что наименьшая погрешность пеленгования достигается при использовании двухуровневой модели (2.6), при этом СКО снижается в 3,44 раза относительно использования РАР для случая прихода волны с угла 59 градусов и в

1,36 раза для 137 градусов. Трехуровневая модель (2.7) позволяет добиться чуть более скромных результатов в плане снижения погрешности пеленгования, относительно двухуровневой. При этом линейная модель (2.8) позволяет уменьшить значения СКО в 2,8 раза для 59 градусов и в 1,35 раза для случая 137 градусов. Отметим, что несмотря на некоторое снижение эффективности пеленгования при использовании ВАР с переменным радиусом, основанной на линейной модели (2.8), данную модель можно считать перспективной, т.к. она является наиболее универсальной, позволяющей устранить необходимость выбора числа уровней множителя K или их частотных границ, оперируя только значениями K на границах исследуемого диапазона.

Таким образом, в данном параграфе исследованы особенности функционирования метода формирования ВАР с использованием полей вспомогательных точечных источников в условиях существенного влияния поглотителей и рассеивателей электромагнитных волн, расположенных вблизи приемной антенной решетки в сверхширокой полосе рабочих частот. Наглядно продемонстрировано, что для повышения эффективности методов ВАР (снижения погрешностей определения направления на ИРИ) требуется изменять размер ВАР в зависимости от текущей частоты падающей электромагнитной волны. Перспективной является линейная модель изменения радиуса «виртуальной» антенной решетки, так как позволяет существенно повысить точность определения направления на ИРИ во всем рассматриваемом сверхшироком диапазоне частот и является наиболее универсальной, не требующей задания дополнительных параметров в сравнении со ступенчатыми моделями.

2.4 Исследование влияния искажений амплитудно-фазового распределения поля на формируемую виртуальную антенную решетку

Задача поиска направления на ИРИ может осложняться не только влиянием близлежащих рассеивателей, что особенно актуально для малогабаритных устройств мобильного, бортового базирования или носимого вида, но и ошибками,

возникающими при измерении комплексных амплитуд сигналов, снимаемых с нагрузок антенных элементов реально РАР этих систем.

Отличительной особенностью разработанного метода ВАР является полная инвариантность к геометрии, количеству или иным свойствам близлежащих рассеивателей. Для формирования ВАР используются только сигналы со всех элементов РАР и априорные знания о геометрии данной антенной решетки (в случае решения плоской задачи – координаты (x, y) элементов РАР).

Таким образом, значения амплитудно-фазового распределения (АФР) ЭМП, искаженные в результате ошибок измерения и (или) влияния близлежащих рассеивателей будут влиять и на качество формирования ВАР. И в случае существенных значений ошибок это может приводить к значительным итоговым погрешностям при определении направления на ИРИ с использованием ВАР. В результате, вместо повышения точности за счет увеличения радиуса ВАР по сравнению с РАР, мы рискуем получить обратный эффект – появление ложных направлений пеленгов, рост ошибки пеленгования. Поэтому актуальной задачей является рассмотрение вопроса предварительной фильтрации (отсеивания) искаженных данных АФР ЭМП на элементах РАР и изучение влияния этой процедуры на качества пеленгования.

Как и в предыдущих исследованиях, для определения пеленга использовался алгоритм ИКМ (2.4). В случае плоской задачи, когда ищется только азимут прихода ЭМВ, диапазон возможных направления ограничивается угловыми направлениями от 0 до 359 градусов по азимуту. Значение азимутального угла ϕ , при котором наблюдается наибольшее значение функции $D(\phi)$, выбирается в качестве истинного угла прихода ЭМВ.

Из формулы (2.4) видно, что искажения измеряемого АФР ЭМП вследствие ошибок (или же рассчитываемого АФР ВАР) может приводить к формированию ложных направлений на ИРИ, не соответствующих действительности.

Для решения поставленной задачи рассмотрим вариант с падением ЭМВ на корпус мобильного телефона при отсутствии влияния близлежащих рассеивателей

(таких как голова или рука пользователя), кроме самого корпуса мобильного телефона, рисунок 2.24.

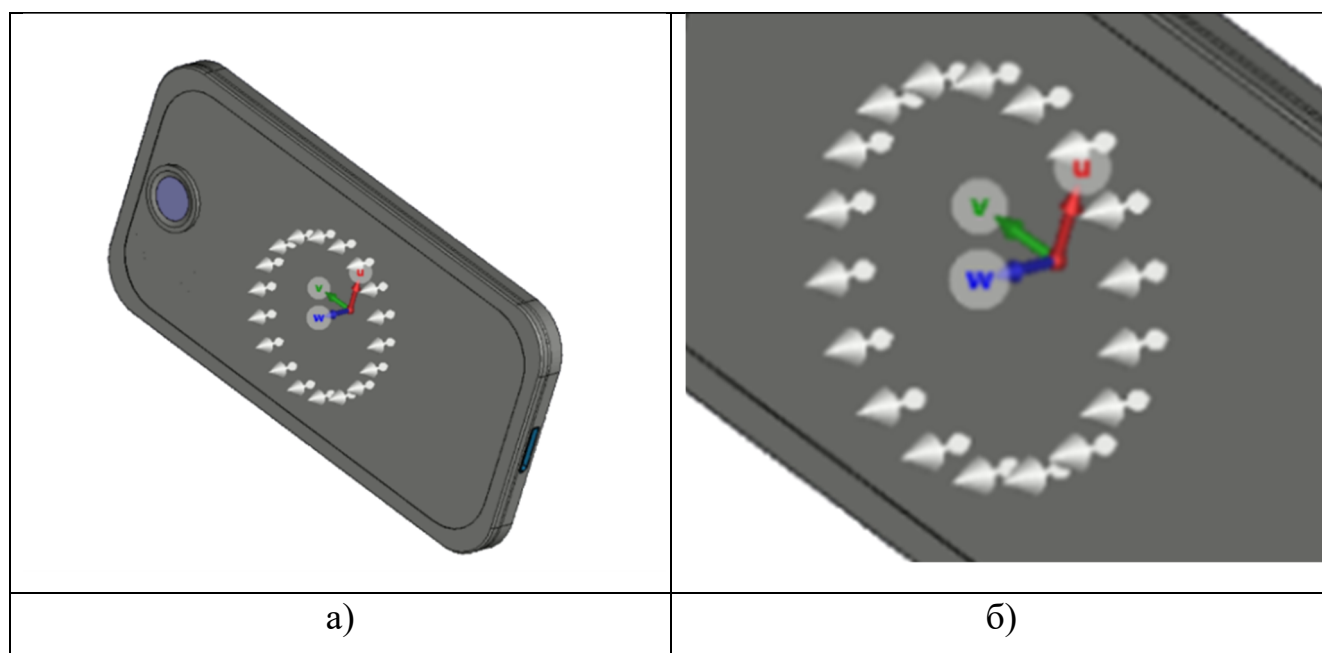


Рисунок 2.24 – Изображение исследуемой модели телефона и пробников, имитирующих элементы антенной решетке: общий вид (а) и увеличенное изображение расположения пробников (б)

На рисунке 2.24 изображена исследуемая модель с расположенными на ее корпусе элементами антенной решетки, состоящей из 18 элементов (в качестве антенных элементов используются пробники E -компоненты поля). Радиус антенной решетки составляет 20 мм. Данную антенную решетку будем считать РАР. Нумерация элементов идет против часовой стрелки, первый элемент находится на положительном направлении оси “ u ”, рисунок 2.24б.

Для имитации ошибок измерения (или искажения) АФР ЭМП на элементах РАР была написана математическая программа, позволяющая добавлять отдельно к амплитуде и фазе измеренных значений E -компоненты поля на элементах РАР в процентном соотношении ошибки с равновероятным распределением в произвольных значениях. При этом программа предусматривает возможность выбора количества и конкретных элементов РАР, значения комплексных амплитуд с которых будут искажены ошибками. Таким образом, можно моделировать разные варианты искажения АФР ЭМП в области расположения элементов антенной

решетки и отслеживать качество определения направления на ИРИ при различных исходных данных.

Качество результатов будем оценивать по минимизации абсолютной погрешности пеленгования (модуля разности между текущим значением пеленга и истинным) при различных вариантах пеленгования в исследуемом диапазоне частот от 0,5 до 5 ГГц согласно блок-схеме, изображенной на рисунке 2.25, которая отражает методику исследований.

Из представленной блок-схемы видно, что варианты №1 и №2 расчетов пеленгов являются базовыми в том смысле, что исходные данные являются неискаженные значения АФР ЭМП на элементах РАР, полученные в результате электродинамического моделирования. В данном случае можно сравнить, насколько использование ВАР позволяет уменьшить ошибку пеленгования. Варианты №3 и №4 основаны на использовании в качестве исходных данных АФР ЭМП на элементах РАР с учетом введенных искажений. Следует ожидать, что в условиях искажений результаты пеленга в данном случае будут хуже.

Основной интерес для анализа представляют собой варианты №5 – №7. При этом сравниваются результаты расчета пеленгов ИКМ при использовании исходных данных в виде усеченного АФР РАР (усечение происходит за счет отбрасывания искаженных данных на элементах), при котором число учитываемых при расчетах элементов АФР РАР становится меньше исходного (вариант №5) с результатами пеленга, получаемого при использовании ВАР увеличенного радиуса относительно РАР (вариант №6). Хотя число элементов ВАР равно исходному числу элементов РАР, сам расчет ВАР строится на основе усеченного АФР РАР.

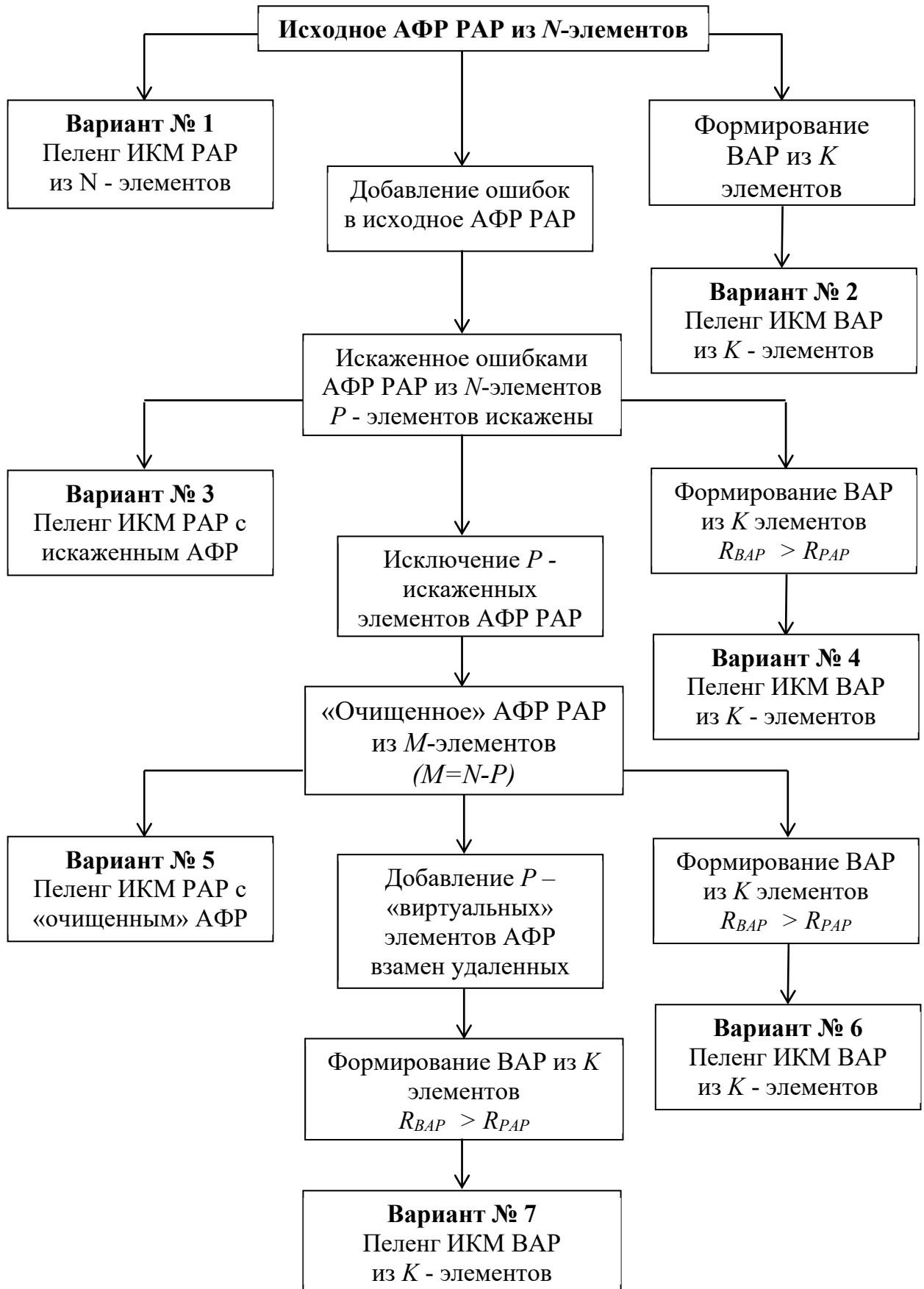


Рисунок 2.25 – Блок-схема проводимых исследований

Отдельный интерес вызывает вариант №7 расчета пеленга, при котором происходит двойное формирование ВАР: на первом этапе на основе усеченного после фильтрации АФР РАР строится ВАР с числом элементов и радиусом, равным исходной РАР. В результате этого происходит «восстановление» утраченных в процессе фильтрации искаженных значений АФР на элементах РАР. При этом следует отметить, что восстановленные отсчёты оказываются очищенными от искажений. После этого на втором этапе построения ВАР полученные значения комплексных амплитуд на элементах «гибридной» виртуально-реальной антенной решетки (ВРАР) используются в качестве исходных для формирования обычной ВАР с увеличенным радиусом, относительно исходной РАР (аналогично вариантам №2, №4 и №6).

На рисунке 2.26 приведены частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования, полученные в результате расчета пеленга ИКМ неискаженного АФР 18-элементной РАР, расположенной на корпусе мобильного телефона при условии использования данных с элементов РАР (красные линии), и при использовании данных с элементов ВАР переменного радиуса с числом элементов ($N = 18$) (синие линии).

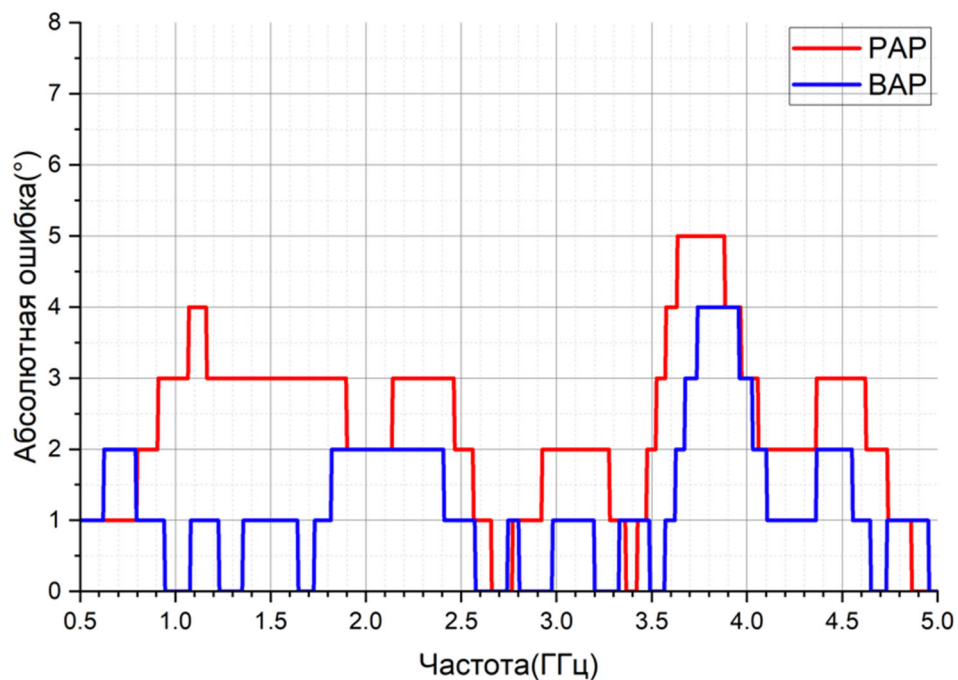
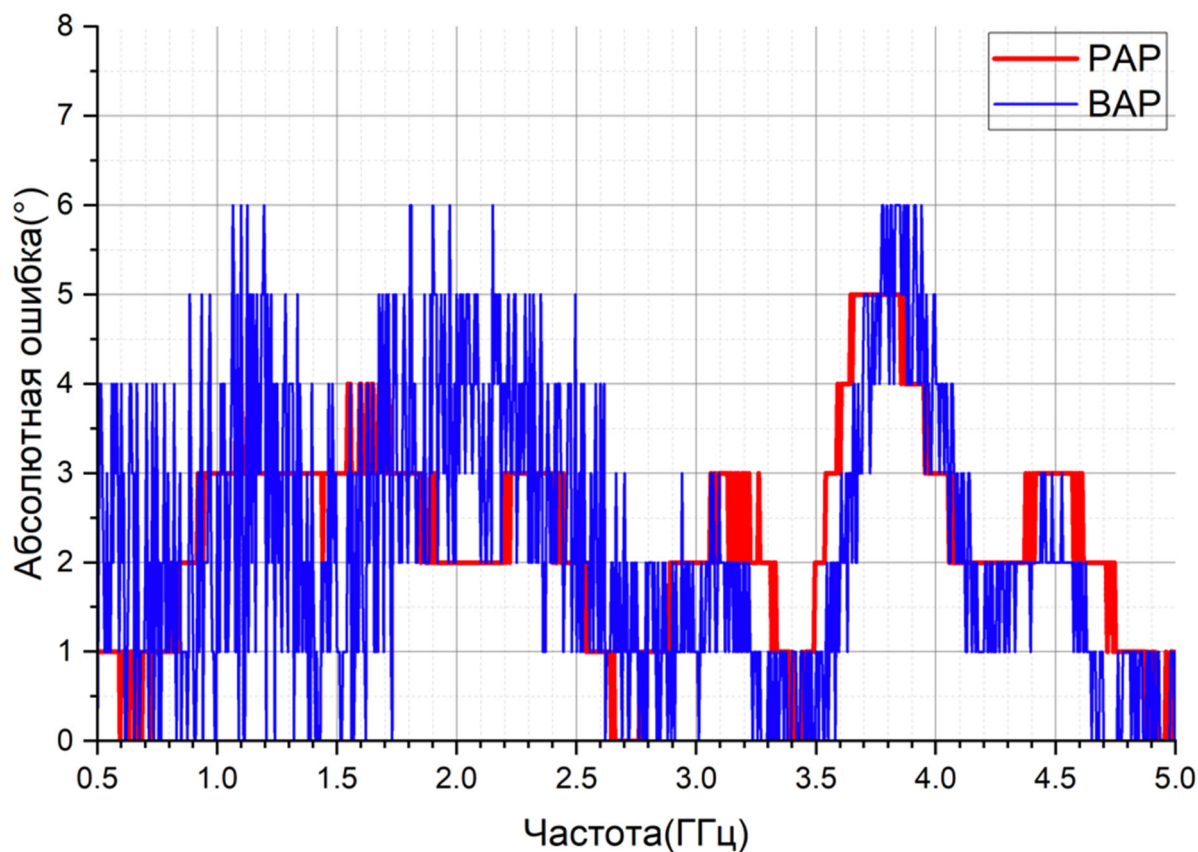


Рисунок 2.26 – Частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования при условии неискаженного АФР

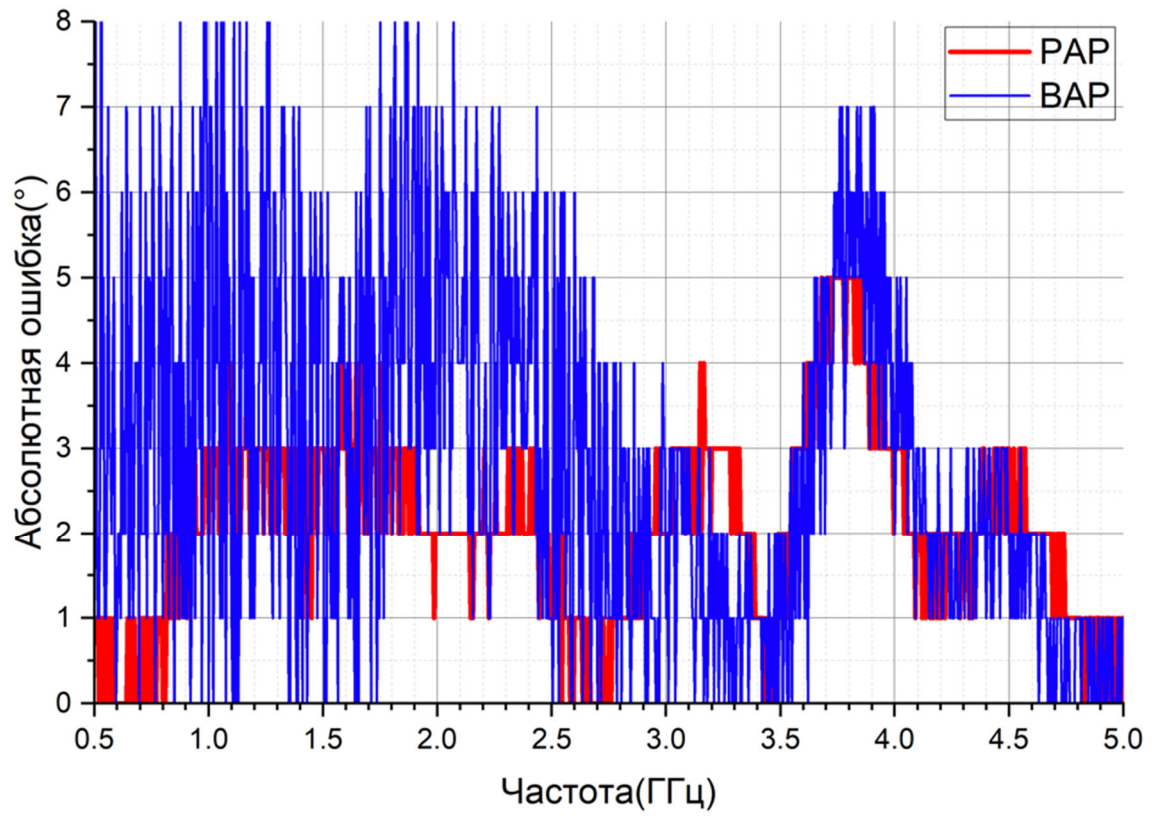
В данном случае истинный азимут прихода ЭМВ составлял 59° . СКО пеленгования в исследуемом диапазоне частот составила $2,605^\circ$ при использовании только РАР (вариант №1) и $1,568^\circ$ при использовании ВАР (вариант №2). Стоит отметить, что при расчетах пеленга радиус ВАР менялся в зависимости от текущей частоты от 44 мм при 0,5 ГГц до 24 мм при 5 ГГц согласно линейному закону изменения.

Из приведенного выше рисунка 2.26 видно, что использование ВАР переменного радиуса позволяет в 1,6 раза снизить среднеквадратическую ошибку пеленгования.

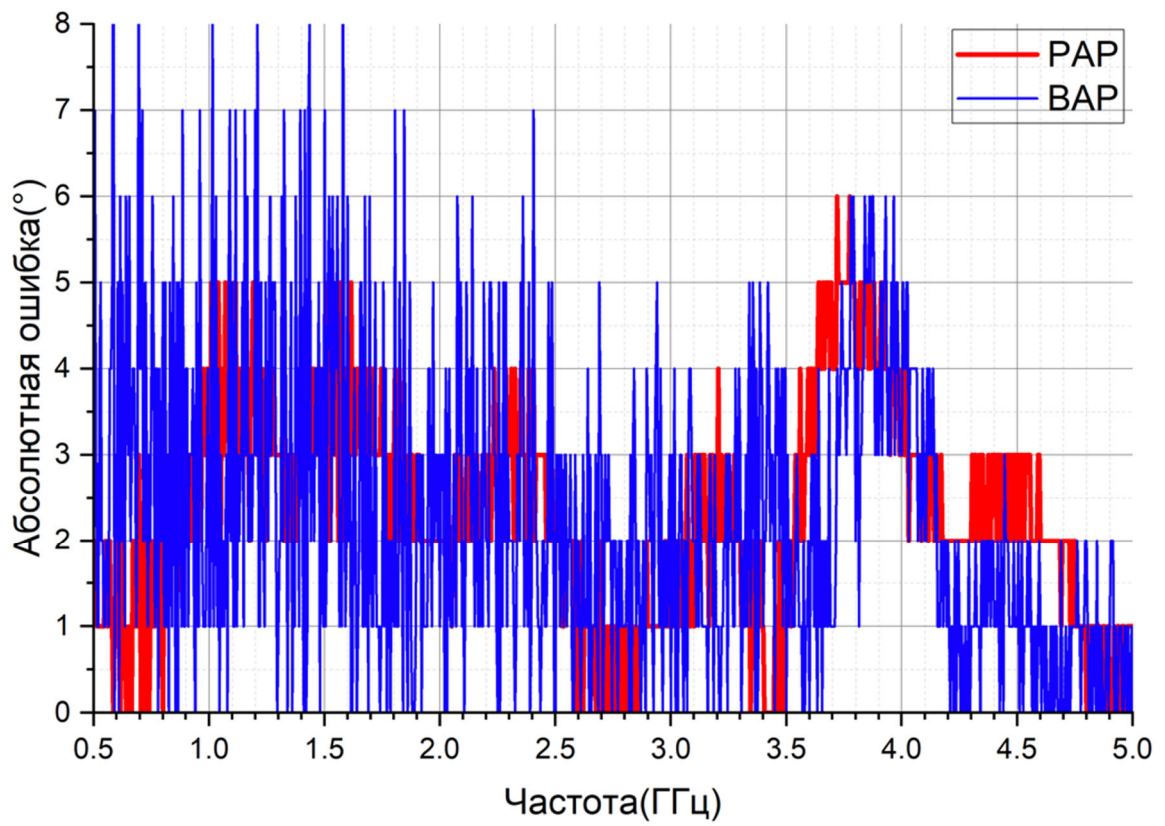
При наличии искажений даже на одном из элементов качество определения направления на ИРИ с помощью ВАР ухудшается, что продемонстрировано на рисунке 2.27, на котором представлены частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования при условии наличия искажений АФР ЭМП: красные линии – пеленг РАР, синие линии – пеленг ВАР переменного радиуса. В таблице 2.2 представлены рассчитанные СКО для различных случаев искажений.



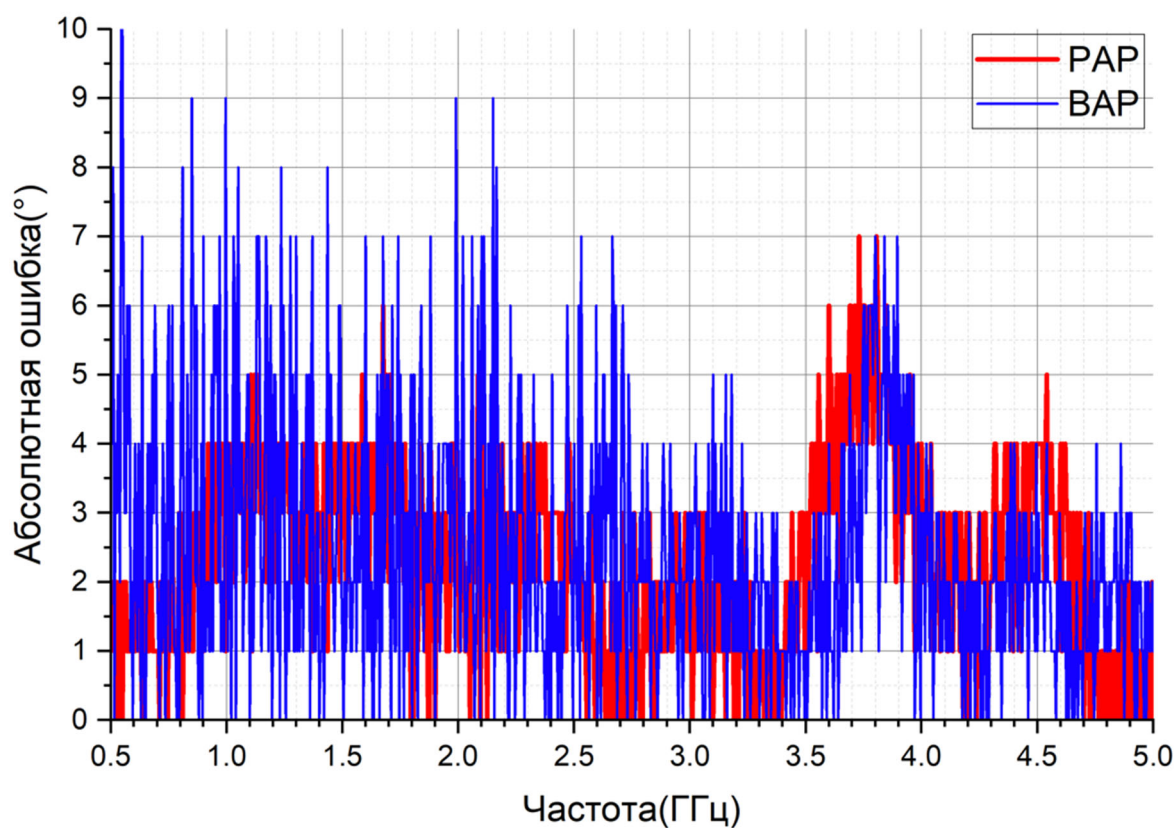
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2.27 – Частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования при условии наличия искажений АФР ЭМП: а) искажения на первом элементе: 50% искажений амплитуды и 25% искажений фазы; б) искажения на первом элементе: 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы; в) искажения на трех элементах (1, 7, 13): 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы; г) искажения на трех элементах (4, 10, 16): 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы

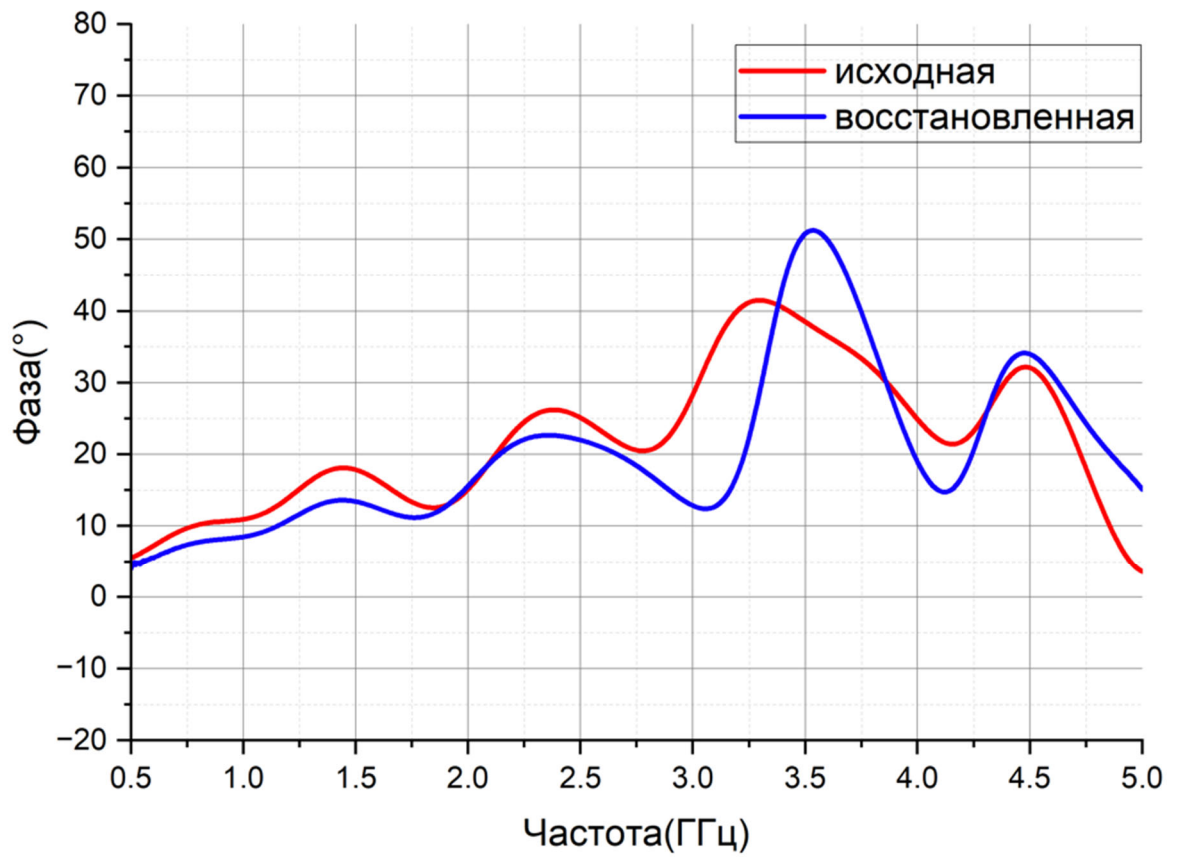
Из рисунка 2.27 видно, что при наличии искажений даже на одном элементе в случае достаточно сильных искажений (75%) метод пеленгования, основанный на использовании VAR, дает более существенную абсолютную ошибку пеленгования, чем метод, основанный на использовании данных с PAP. Таким образом, подтверждается предположение о том, что искажение исходных данных для построения VAR может приводить к существенному снижению эффективности пеленгования ИКМ, основанного на данных с VAR.

Таблица 2.2 – СКО при различных искажениях АФР ЭМП

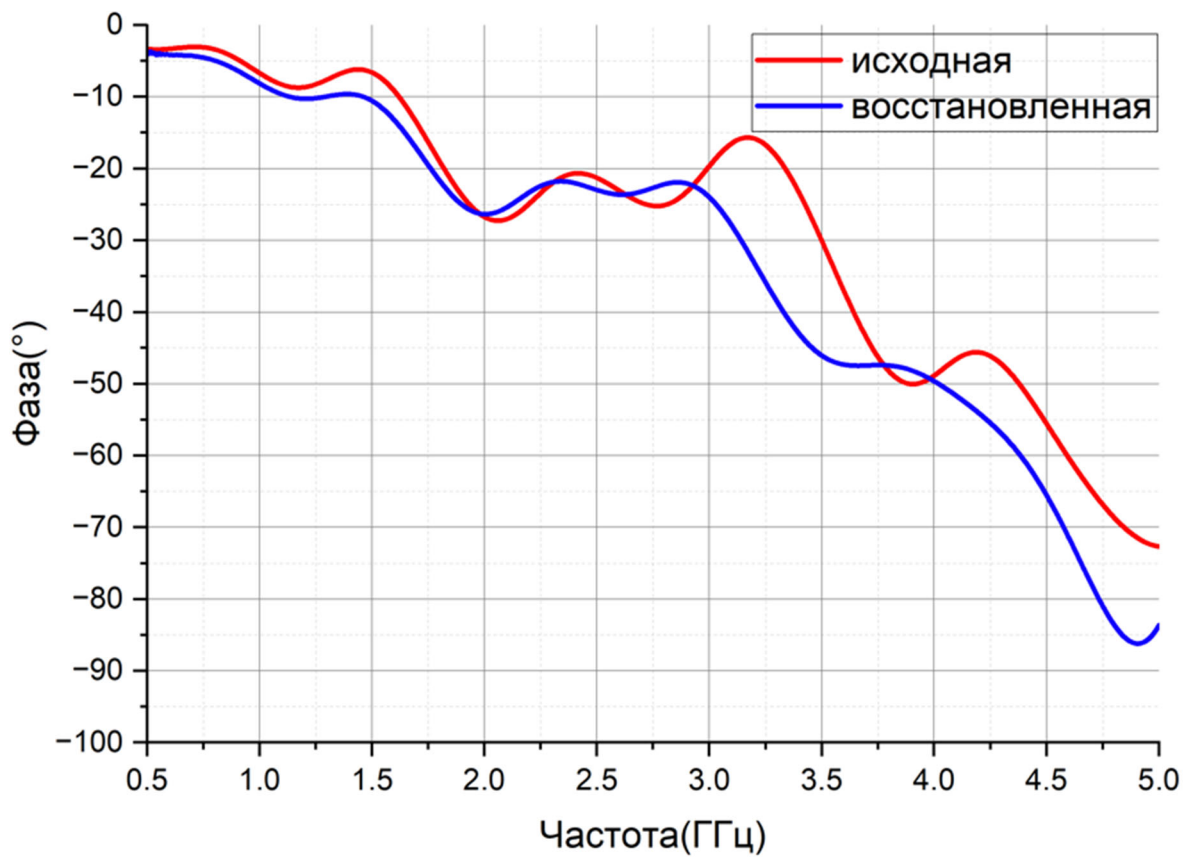
Рассматриваемый вариант искажений АФР ЭМП на элементах антенной решетки	СКО, градусов	
	РАР	ВАР
Искажения на первом элементе: 50% искажений амплитуды и 25% искажений фазы	2,556	2,741
Искажения на первом элементе: 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы	2,386	3,587
Искажения на трех элементах (1, 7, 13): 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы	2,689	2,925
Искажения на трех элементах (4, 10,16): 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы	2,722	3,121
Искажения на трех элементах (1, 10,16): 75% искажений амплитуды и 75% искажений фазы	2,365	5,182

Анализ представленных в таблице 2.2 данных позволяет также сделать следующий вывод: искажения АФР ЭМП на определенных элементах АР приводит к более значительному росту СКО ВАР, чем при наличии искажений на других элементах. Можно сделать предположение, что изначально данные с элементов 7 и 13 являются искаженными за счет переотражения ЭМВ на элементах корпуса мобильного телефона, именно поэтому искажение данных с иных элементов (изначально менее искаженных) приводит к более существенному росту СКО в случае построения ВАР, так как в массиве данных, использующихся для построения ВАР остается меньше полезной информации.

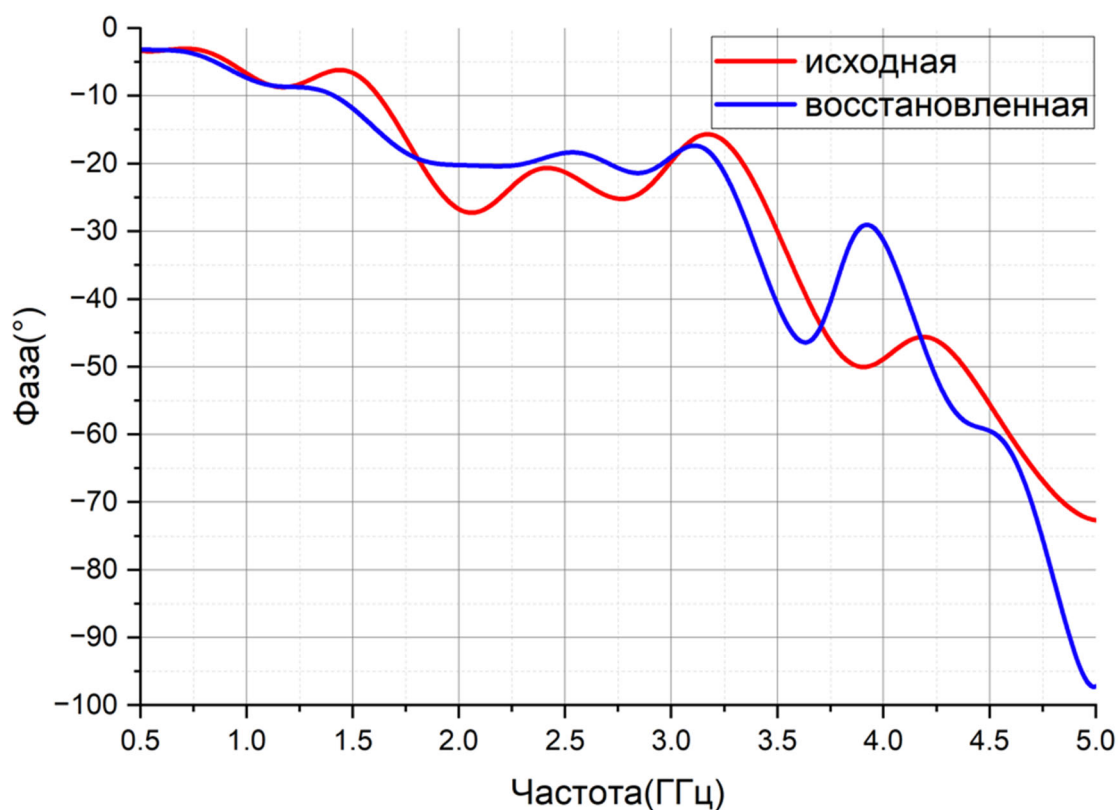
Осуществим теперь фильтрацию искаженных данных с элементов РАР путем исключения этих данных из АФР. Допустим, искажениям значений комплексных амплитуд, наведенных на элементах АР, подверглись значения на первом элементе. Исключим данные значения из массива данных, используемых для поиска пеленга, согласно блок-схеме (рисунок 2.25), и одновременно восстановим значения на первом элементе с помощью формирования ВАР с тем же радиусом, числом и расположением элементов, что и РАР. На рисунке 2.28 представлены частотные зависимости исходной фазы (красные линии) и восстановленной (синие линии) на различных элементах АР:



а)



б)



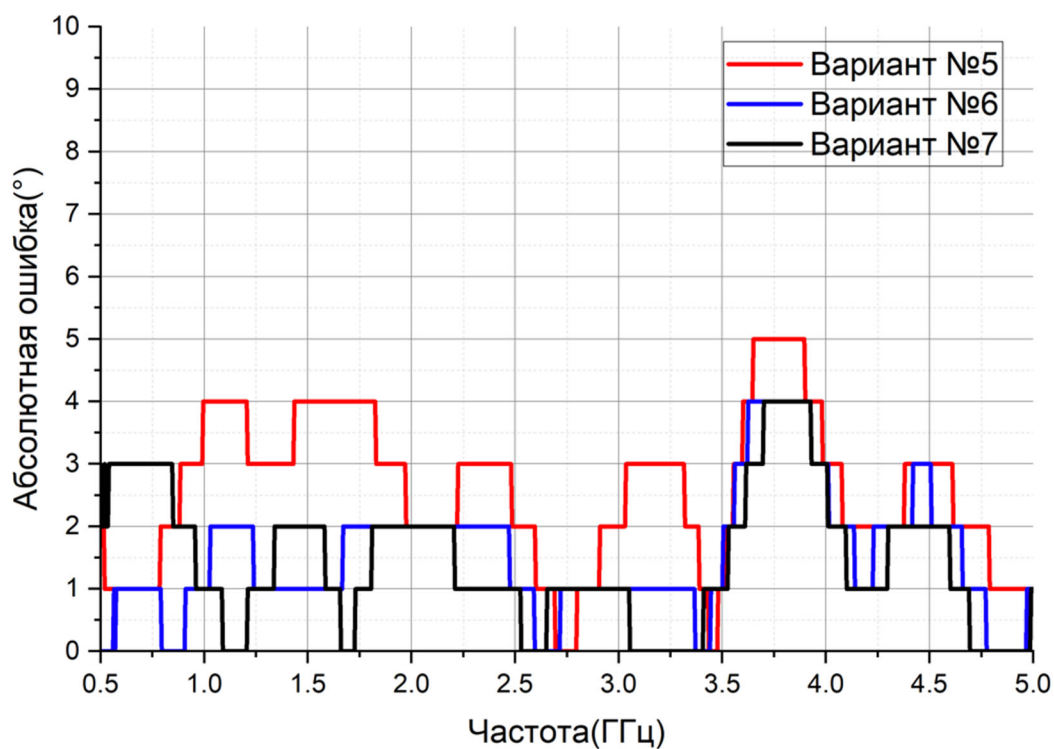
в)

Рисунок 2.28 – Частотные зависимости исходной и восстановленной фазы на элементах антенной решетки: а) на 1-м элементе; б) на 9-м элементе; в) на 11-м элементе

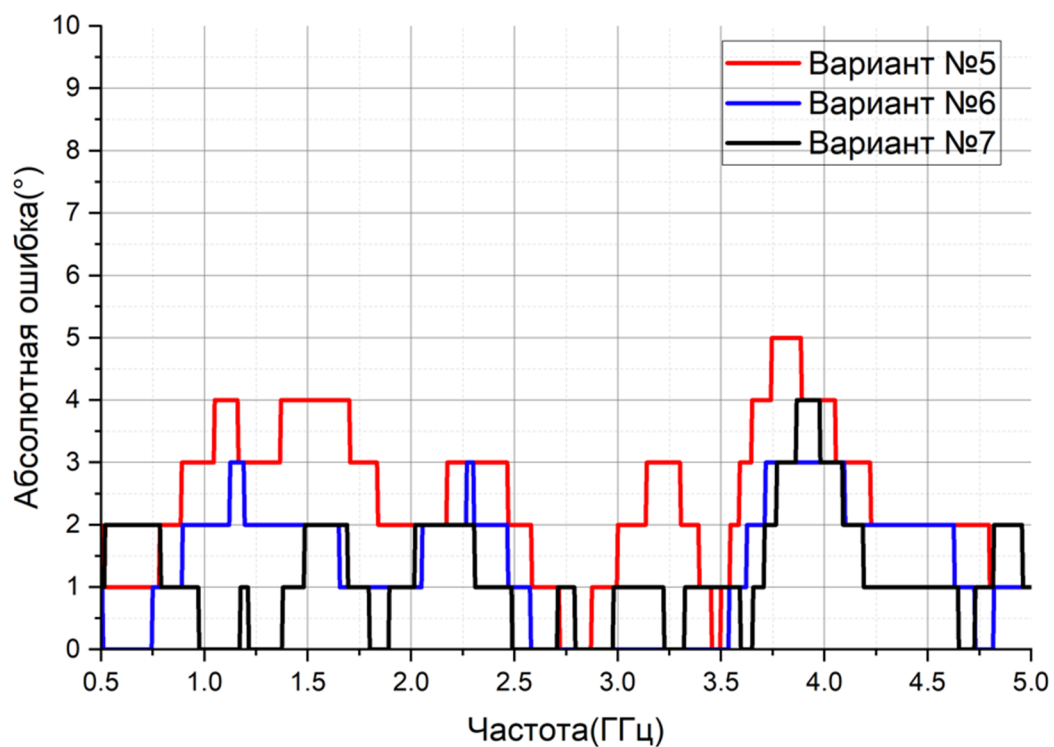
Из приведенных выше зависимостей видно, что использование ВАР позволяет с определенной точностью восстановить фазовые зависимости комплексных амплитуд в точках расположения элементов РАР. При этом для различных элементов восстановление может быть с разной точностью. Также точность зависит от числа исключенных элементов. Таким образом, можно говорить о том, что использование ВАР позволяет «восстанавливать» информацию с утраченных элементов РАР.

Рассмотрим несколько вариантов расчета пеленга, согласно представленной на рисунке 2.25 блок-схеме. На рисунке 2.29 представлены частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования для различных случаев числа исключаемых элементов РАР: красные линии – вариант №5, синие линии – вариант №6, черные

линии – вариант №7. В таблице 2.3 содержатся рассчитанные СКО пеленгования для различных вариантов исключаемых данных.



а)



б)

Рисунок 2.29 – Частотные зависимости абсолютных ошибок пеленгования при различных вариантах исключения данных с элементов АР: а) исключены данные с 1-го элемента; б) исключены данные с элементов 1, 7, 13

Таблица 2.3 – СКО пеленгования при различных исключаемых данных

Варианты исключаемых (восстановленных) данных	СКО, градусов		
	РАР	ВАР	ВРАР
Исключены (восстановлены) данные с первого элемента АР	2,839	1,826	1,803
Исключены (восстановлены) данные с элементов 1, 7, 13 АР	2,643	1,646	1,488

Как видно из приведенных выше зависимостей на рисунке 2.29 и данных из таблицы 2.3, при исключении данных об АФР ЭМП на одном элементе, метод пеленгования, основанный только на использовании данных АФР РАР, дает прирост среднеквадратической ошибки по сравнению как с «чистым» АФР, так и в случае искаженного АФР (2,839 против 2,605 и 2,386, соответственно). При этом в случае исключения данных с трех элементов (1, 7, 13) ошибка при расчетах по варианту №5 снижается до 2,643°. Причиной этого может служить тот факт, что исключенными оказались, в том числе, те отсчеты АФР, которые были изначально искажены влиянием корпуса мобильного телефона. Кроме того, видно, что при исключенном одном элементе не происходит повышения точности пеленгования при использовании ВАР и ВРАР: ошибка пеленгования оказывается ниже, чем в случае искаженного АФР, но больше, чем в случае чистого АФР, без искажений (1,826 и 1,803 против 1,568, соответственно).

При этом в случае исключения (и последующего восстановления) данных о структуре ЭМП на трех элементах (1, 7, 13) по графику зависимости абсолютной ошибки пеленгования от частоты и данных из таблицы 2.3 видно, что использование ВАР, а особенно ВРАР, приводит к существенному снижению среднеквадратической ошибки пеленгования в рассматриваемом диапазоне частот.

Таким образом, наличие значительных искажений структуры электромагнитного поля вблизи элементов антенной решетки, и, следовательно, комплексных амплитуд напряжений, измеряемых на элементах РАР приводит к существенному снижению эффективности методов ВАР при определении направления на ИРИ. Данные искажения могут иметь место в случае грубых промахов при измерениях или же существенном влиянии близлежащих

рассеивателей, что особенно актуально в случае мобильного телефона. Уменьшить влияние данных негативных факторов можно с помощью отбрасывания искаженных данных из базы расчета пеленга или построения ВАР. В случае использования ВАР существует возможность виртуально «восстановить» искаженные и отброшенные отсчеты АФР, а далее уже использовать как неискаженные, так и восстановленные отсчеты АФР для формирования ВАР. Использование двойного формирования ВАР позволяет существенно снизить погрешность определения направления на ИРИ.

2.5 Использование метода виртуальных антенных решеток для борьбы с искажениями созданными носителями мобильных радиоэлектронных комплексов

В данном параграфе представлено исследование эффективности применения метода ВАР для борьбы с искажениями, вызванными корпусом носителя мобильного радиопеленгационного комплекса, оснащённого антенной решеткой. Рассматриваемая модель носителя, используемая для моделирования процедуры пеленгации плоской электромагнитной волны, показана на рисунке 2.30. Все размеры модели были уменьшены в 6,5 раз для ускорения процесса математического моделирования и упрощения изготовления макета.

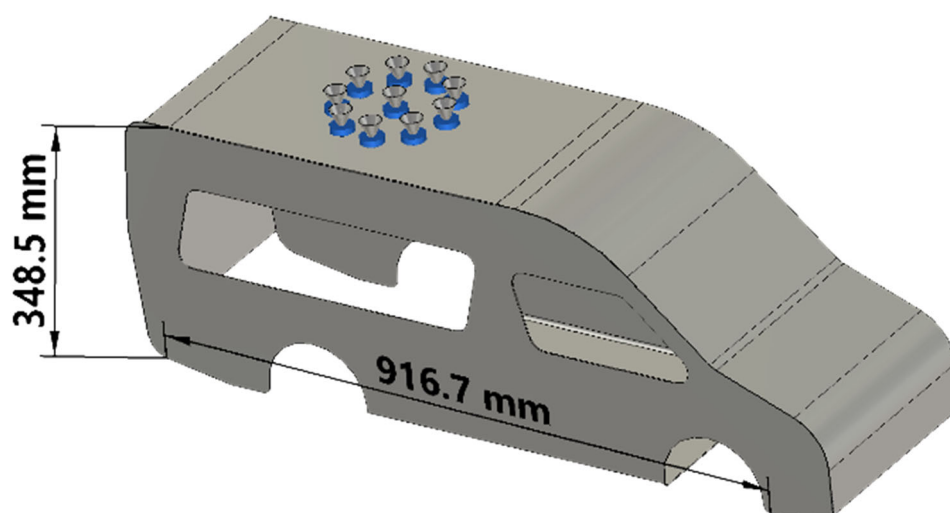


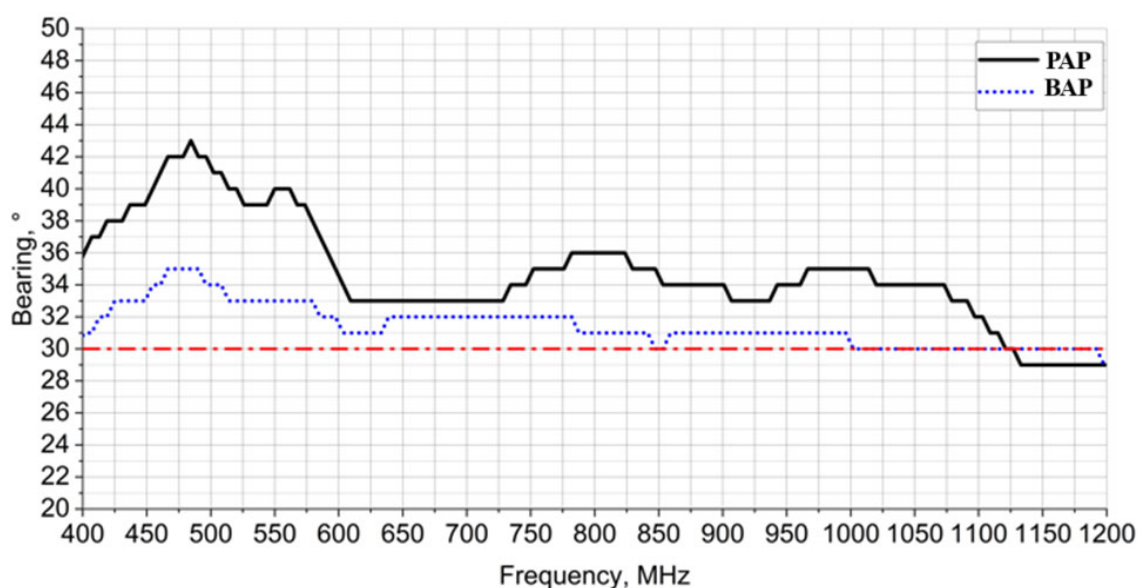
Рисунок 2.30 – Исследуемая модель микроавтобуса с установленной на крыше радиопеленгаторной антенной решеткой

Размещенный на крыше автомобиля радиопеленгатор представляет собой антенную систему, сформированную из 9 несимметричных конических вибраторов, установленных вокруг центрального опорного антенного элемента на окружности радиусом 77 мм. Нагрузкой вибраторов выступали сосредоточенные элементы с сопротивлением 50 Ом.

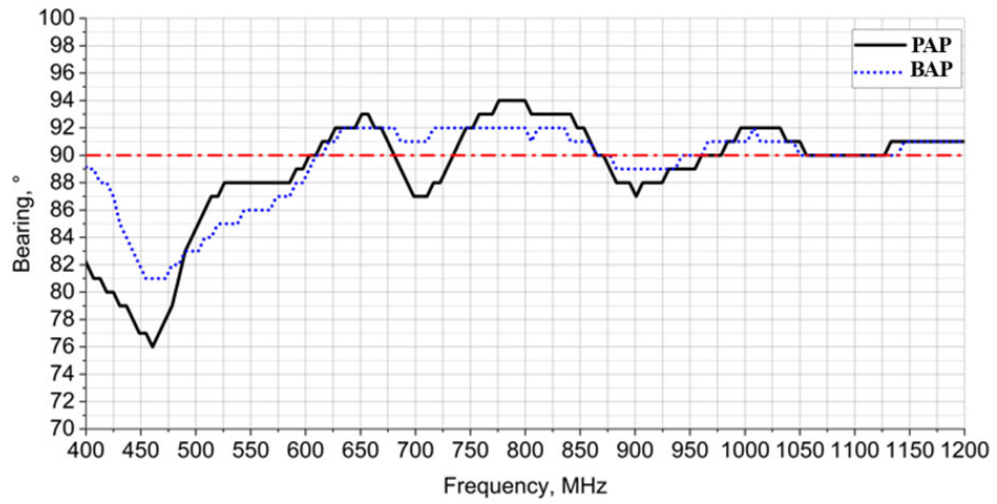
Антенная решетка из конических элементов была рассчитана для работы в диапазоне частот от 400 до 1200 МГц, в котором наблюдаются наиболее существенные искажения электромагнитных волн, вызванные корпусом носителя. Для повышения точности оценки направления на ИРИ была сформирована кольцевая ВАР с радиусом 150 мм; количество виртуальных антенных элементов было равно 30.

ВАР формировалась на основе амплитуд и фаз напряжений, снимаемых с элементов РАР [243]. Затем, отсчеты поля, полученные на элементах ВАР использовались для определения пеленгов. Для оценки эффективности предложенного метода были получены результаты работы ИКМ пеленгования, использующего значения напряжения снятые с элементов РАР.

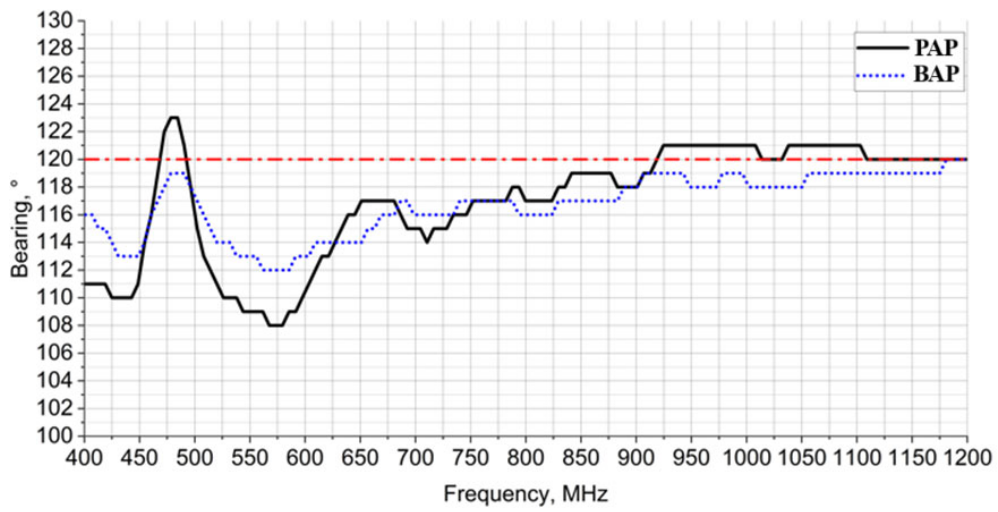
В ходе математического моделирования были получены частотные зависимости оценки пеленгов источника радиоизлучения, рисунок 2.31. Истинные значения пеленгов были равны 30° , 90° , 120° , 160° .



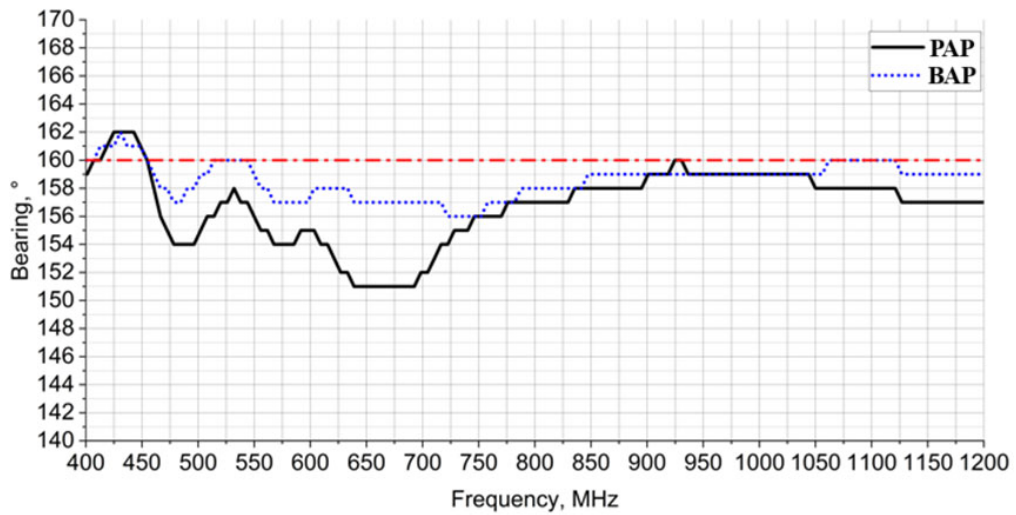
а)



б)



в)



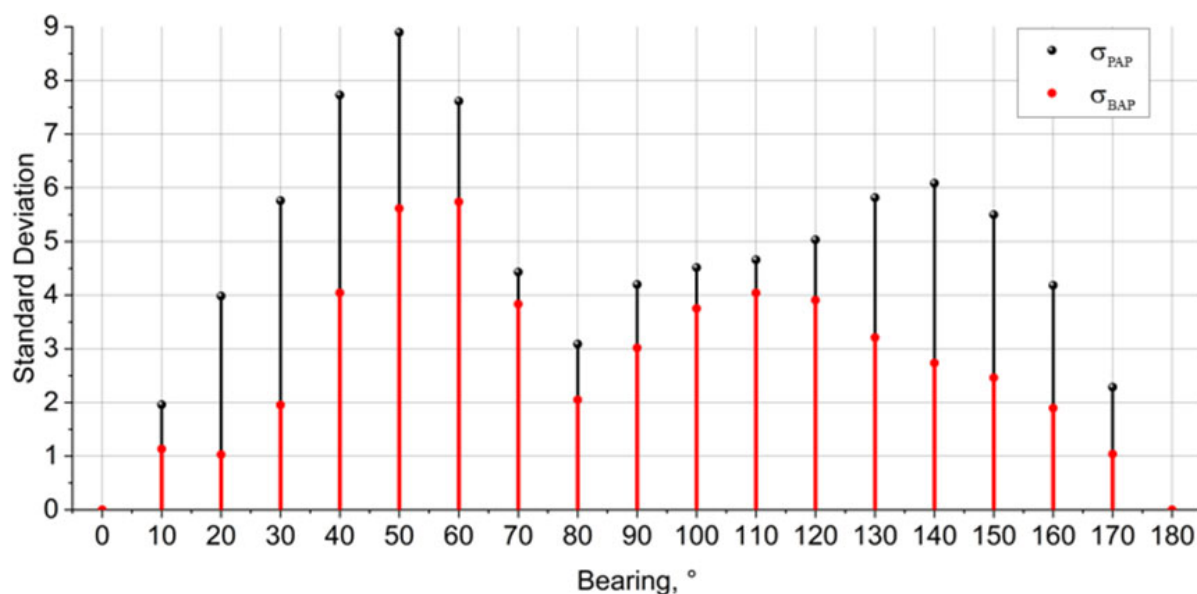
г)

Рисунок 2.31 – Частотные зависимости пеленгов, полученные с помощью РАР и ВАР при следующих истинных значениях угла прихода волны: а) 30° ; б) 90° ; в) 120° ; г) 160°

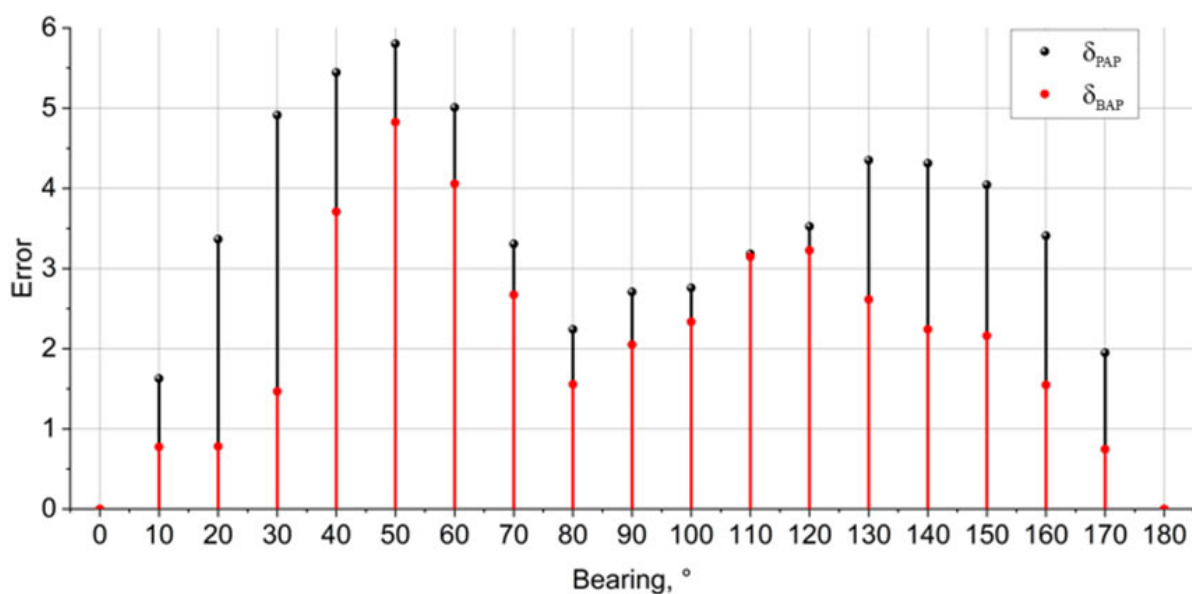
Для более удобного сравнения результатов работы методов пеленгации приведем основные статистические характеристики (математическое ожидание, среднеквадратическое отклонение, погрешность) точности оценки направления на ИРИ в таблице 2.4 и на рисунке 2.32.

Таблица 2.4 – Статистические характеристики эффективности метода ВАР при размещении пеленгаторной антенны на микроавтобус

Истинный пеленг, °	Математическое ожидание		СКО		Погрешность	
	РАР	ВАР	РАР	ВАР	РАР	ВАР
0	0	0	0	0	0	0
10	11,34	10,61	1,958	1,133	1,628	0,774
20	23,37	20,75	3,983	1,029	3,365	0,781
30	34,71	31,42	5,76	1,954	4,912	1,467
40	44,54	43,71	7,727	4,045	5,445	3,708
50	54,74	54,83	8,897	5,617	5,803	4,825
60	64,07	64,05	7,613	5,738	5,007	4,058
70	72,93	72,31	4,429	3,832	3,307	2,672
80	80,84	80,78	3,089	2,049	2,241	1,555
90	88,96	89,37	4,199	3,017	2,708	2,051
100	97,42	97,97	4,513	3,753	2,759	2,336
110	106,88	106,85	4,658	4,041	3,182	3,146
120	117,00	116,77	5,032	3,906	3,526	3,226
130	127,01	127,42	5,818	3,21	4,35	2,613
140	136,61	137,76	6,086	2,735	4,314	2,241
150	146,22	147,93	5,499	2,461	4,044	2,161
160	156,74	158,57	4,183	1,895	3,409	1,547
170	168,12	169,58	2,285	1,039	1,949	0,745
180	180	180	0	0	0	0
Среднее значение	-		4,51	2,71	3,26	2,10



а)



б)

Рисунок 2.32 – Столбчатые диаграммы статистических показателей точности оценки пеленгов: а) среднеквадратическое отклонение; б) погрешность

Из представленных результатов видно, что использование метода ВАР позволяет уменьшить погрешность оценки пеленгов в 1,55 раза, и в 1,67 раза уменьшить среднеквадратическое отклонение. Таким образом, применение метода ВАР обеспечивает увеличение точности пеленгации благодаря аппроксимации электромагнитного поля на радиусе большем, чем исходная РАР – т.е. в точках, где

отсутствуют рассеиватели, которые оказывают негативное влияние на структуру электромагнитного поля.

Кроме микроавтобуса рассматривался и другой мобильный носитель радиопеленгаторной антенной решетки – МТ-ЛБ (многоцелевой транспортёр-тягач лёгкий бронированный), рисунок 2.33.

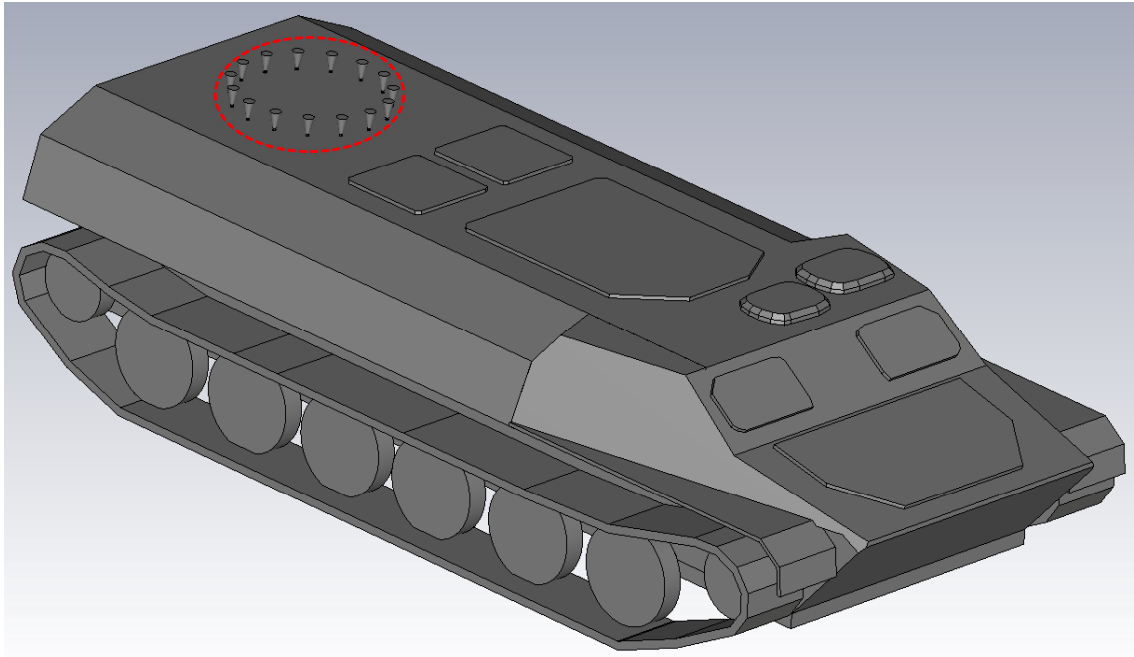
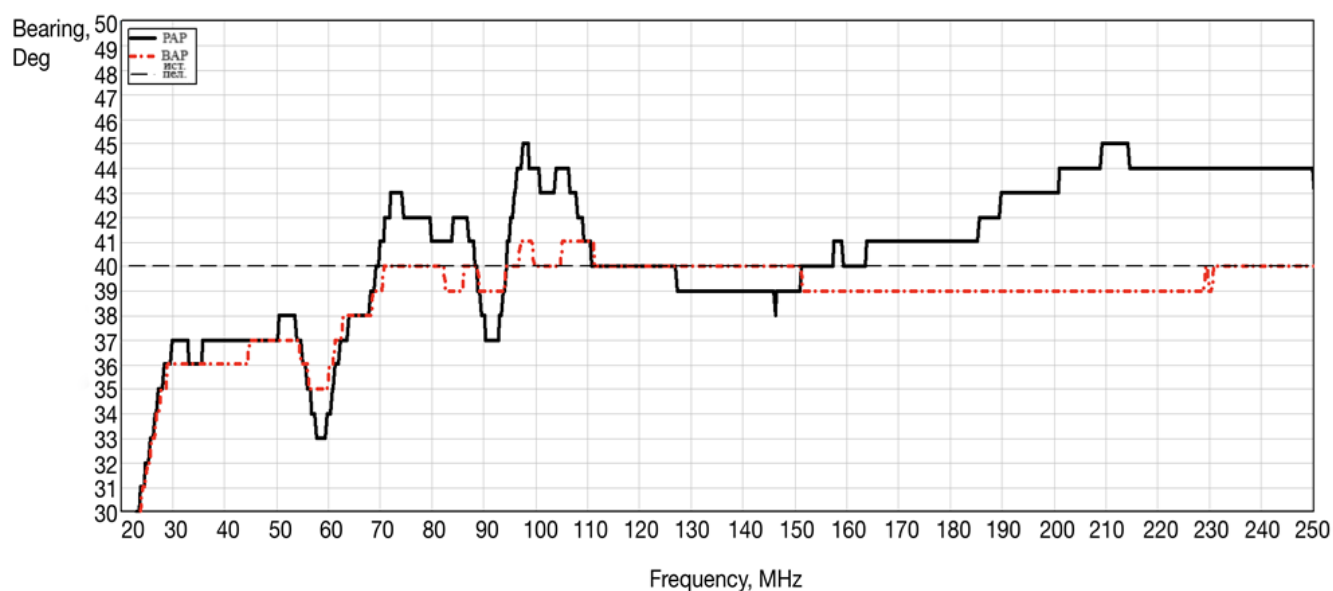


Рисунок 2.33 – Исследуемая модель радиопеленгаторной антенной решетки (выделена красным кругом), установленной на МТ-ЛБ

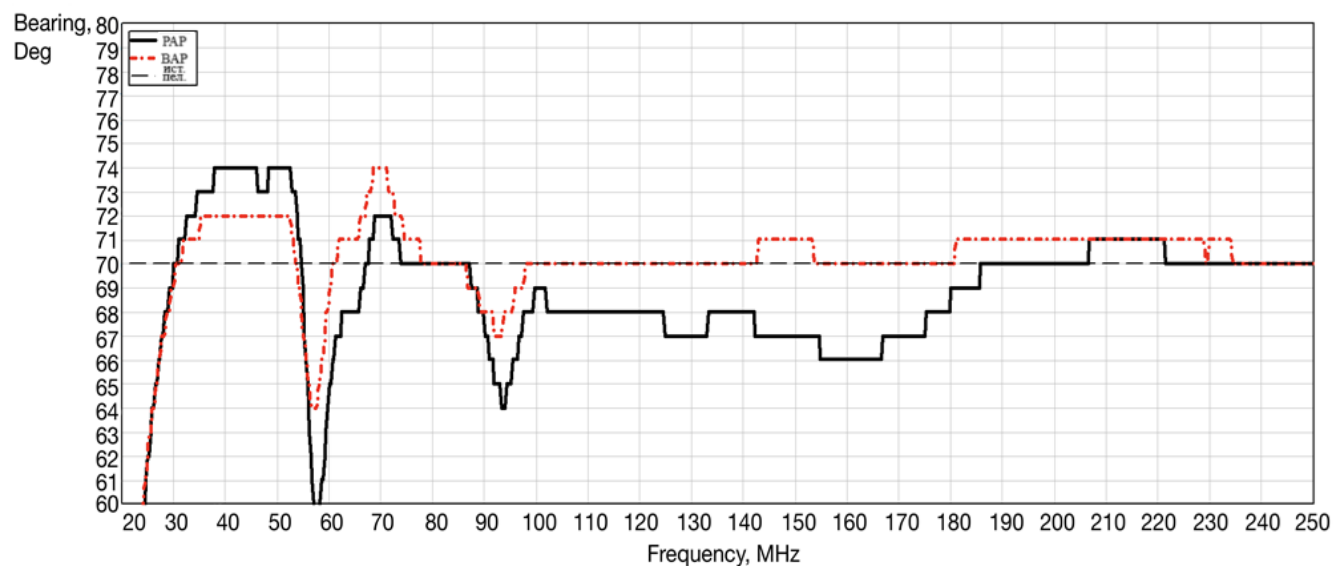
Антенная решетка радиопеленгатора состояла из 15 несимметричных конических вибраторов, размещенных на окружности радиусом 500 мм. Каждый антенный элемент представляет собой усеченный конус высотой 110 мм, с большим радиусом 35 мм и малым 10 мм. Антенные элементы были нагружены на сосредоточенные резисторы с сопротивлением 50 Ом. В ходе математического моделирования рассматривался случай падения плоской волны на МТ-ЛБ под разными углами в диапазоне частот от 25 до 250 МГц.

Как и в случае с микроавтобусом, базовым методом определения пеленга являлся ИКМ. Для улучшения качества пеленгации использовался метод ВАР, на основе которого формировались дополнительные пространственные отсчеты поля на кольце радиусом 1,2 м [244]. Данные дополнительные отсчеты поля трактовались как виртуальные антенные элементы (в данном случае их было 30

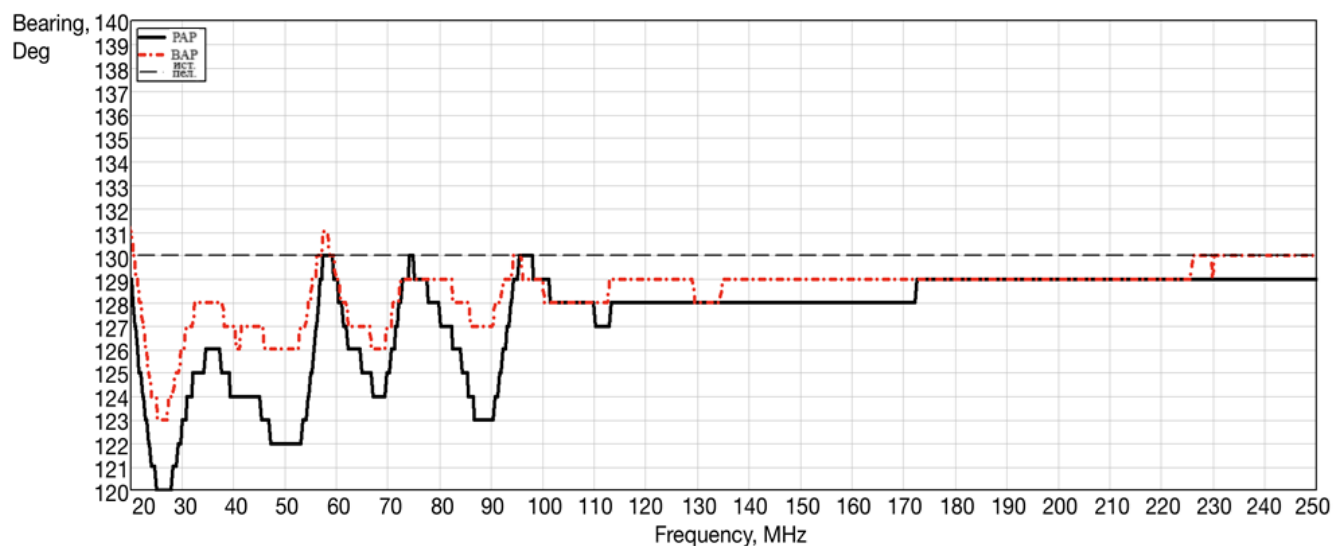
штук). Радиус ВАР равный 1,2 м позволяет достичь минимального усредненного значения отклонения пеленга, а также минимального значения среднеквадратичного отклонения. На рисунке 2.34 приводятся частотные зависимости оценки пеленга, полученные с помощью антенной решетки, расположенной на МТ-ЛБ.



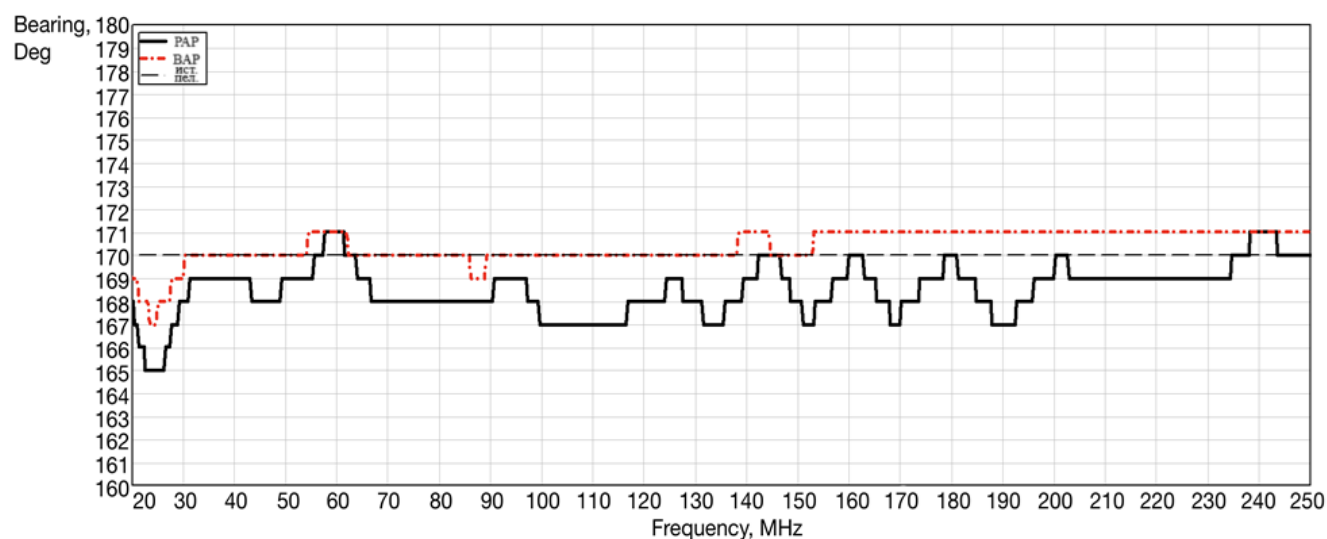
a)



б)



в)



г)

Рисунок 2.34 – Частотные зависимости оценки пеленгов при использовании РАР (сплошная линия) и ВАР (штрихпунктирная линия). Истинный пеленг, обозначенный пунктирной линией, принимал следующие значения: а) 40° ; б) 70° ; в) 130° ; г) 170°

Из представленных рисунков видно, что применение ВАР позволяет уменьшить погрешность пеленгации, в том числе и на частотах резонанса искажений элементами корпуса носителя. В таблице 2.5 приведены статистические показатели точности оценки пеленгов для углов от 0° до 180° с шагом 10° в диапазоне частот от 25 до 250 МГц.

Таблица 2.5 – Статистические характеристики эффективности метода ВАР при размещении пеленгаторной антенны на микроавтобус

Истинный пеленг, °	Математическое ожидание		СКО		Погрешность	
	РАР	ВАР	РАР	ВАР	РАР	ВАР
0	0	0	0	0	0	0
10	10,426	9,173	2,049	1,315	1,832	0,827
20	20,731	18,105	3,118	2,252	2,707	1,895
30	30,102	28,108	2,82	2,309	1,991	1,892
40	40,707	38,915	2,933	1,863	2,42	1,165
50	50,376	49,761	2,456	1,76	1,847	1,114
60	59,229	60,17	2,359	1,57	1,699	0,862
70	68,968	70,314	2,644	1,468	1,934	0,888
80	78,767	80,066	2,355	1,325	1,709	0,846
90	88,673	89,19	1,804	1,312	1,327	0,839
100	98,463	98,348	2,033	1,909	1,559	1,652
110	108,001	107,719	2,621	2,443	1,999	2,281
120	117,573	117,561	3,148	2,624	2,438	2,439
130	127,467	128,544	3,35	1,904	2,533	1,467
140	137,368	140,017	3,377	1,605	2,672	1,206
150	147,419	150,718	3,135	1,632	2,616	1,34
160	157,71	160,588	2,689	1,161	2,29	0,886
170	168,578	170,445	1,776	0,754	1,504	0,544
180	180	180	0	0	0	0
Среднее	-		2,351	1,537	1,846	1,165

Из представленных в таблице результатов видно, что использование метода ВАР позволило снизить среднеквадратическое отклонение точности оценки пеленга в 1,529 раза, а погрешность в 1,584. Следовательно, благодаря использованию дополнительных виртуальных антенных элементов удастся повысить стабильность оценки пеленга в исследуемом диапазоне частот и уменьшить погрешность радиопеленгации.

2.6 Выводы по главе 2

В данной главе был разработан и исследован метод ВАР, предназначенный для борьбы с искажениями ЭМП из-за рассеивателей, расположенных вблизи

антенного устройства. Суть метода ВАР заключается в аппроксимации значений поля на некотором удалении от реальной антенной решетки, где поле еще не искажилось рассеивателями. В качестве исходных данных для формирования ВАР используются отсчеты поля, измеренные на элементах реальной антенной решетки. Важно отметить, что при формировании ВАР не используется никакая информация о расположении, геометрии и материальных свойствах рассеивателей.

Метод ВАР может использоваться для повышения точности оценки пеленгов на ИРИ. Определение направления на ИРИ является важным этапом работы систем связи с улучшенной помехоустойчивостью, достигаемой с помощью сканирования лучом. В таких системах, максимум ДН антенны приемника всегда должен быть ориентирован в направлении передатчика, независимо от его перемещений. Это позволяет использовать антенну с высоким коэффициентом усиления без уменьшения пространственного сектора покрытия приемника. Кроме того, метод ВАР может применяться для восстановления значений фаз, что позволяет улучшить качество связи в системах с фазовой модуляцией.

Была исследована эффективность работы метода ВАР для антенн, размещаемых на различных носителях – мобильный телефон, микроавтобус, МТ-ЛБ. Рассматривались случаи с различными рассеивателя, находящимися в непосредственной близости от мобильного телефона (голова и рука пользователя). Было проведено исследование допустимой степени искажения поля, при которой метод ВАР остается эффективным. Также была исследована возможность улучшения рабочих характеристик ВАР с помощью выбора оптимального радиуса размещения виртуальных элементов в зависимости от частоты.

3. Разработка и исследование векторных радиопеленгаторных антенн для определения пеленгов с произвольной поляризацией

В современных системах связи широко используются направленные и всенаправленные антенны. Преимуществом всенаправленных антенн является полное покрытие зоны обслуживания, но их коэффициент усиления не может быть большим. Направленные антенны способны создавать ДН с высоким коэффициентом усиления, однако ориентацию их луча необходимо постоянно менять, если мы говорим о системах подвижными объектами. В современных системах беспроводной связи, существует ряд проблем, обостряющих указанное противоречие между направленными и всенаправленными антеннами. Перечислим их ниже:

- Необходимость обеспечения полного покрытия в границах зоны обслуживания. Всенаправленные антенны обладают малым коэффициентом усиления, поэтому они могут обеспечить высокий уровень входного сигнала только на небольших расстояниях. На средних и больших дистанциях, принимаемый всенаправленной антенной уровень сигнала позволит передавать информацию лишь с малой скоростью.

- Необходимость обеспечения качественной связи в условиях высокой плотности препятствий на трассе. На пути от передатчика к приемнику радиоволны проходят через множество препятствий, что приводит к ослаблению сигнала из-за рассеяния и поглощения, которое можно скомпенсировать высоким коэффициентом усиления антенны. Однако, это приведет к уменьшению зоны покрытия.

- Необходимость обеспечения качественной связи в условиях высокой плотности радиопередающих устройств. Большое количество передатчиков в рабочей зоне приводит к росту интерференционных помех, ухудшающих качество связи и снижающих рабочие характеристики системы. Направленные антенны позволяют поднять уровень полезного сигнала над шумом, а высокая

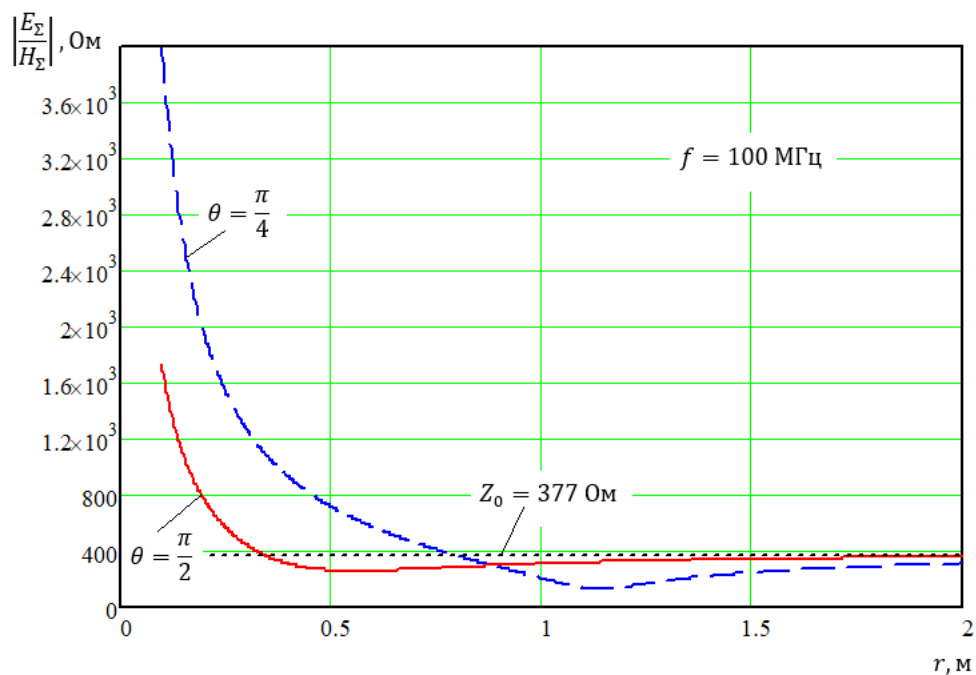
пространственная локализация луча уменьшает помехи, создаваемые соседним радиоэлектронным устройствам.

– Наличие случайных и преднамеренных помех от внешних, по отношению к системе связи, ИРИ. Уменьшить негативное влияние помех и улучшить отношение сигнал/шум можно с помощью высокого коэффициента усиления направленной антенны. Использование передатчиков большей мощности позволит добиться схожих результатов, но они увеличивают расход заряда аккумуляторной батареи.

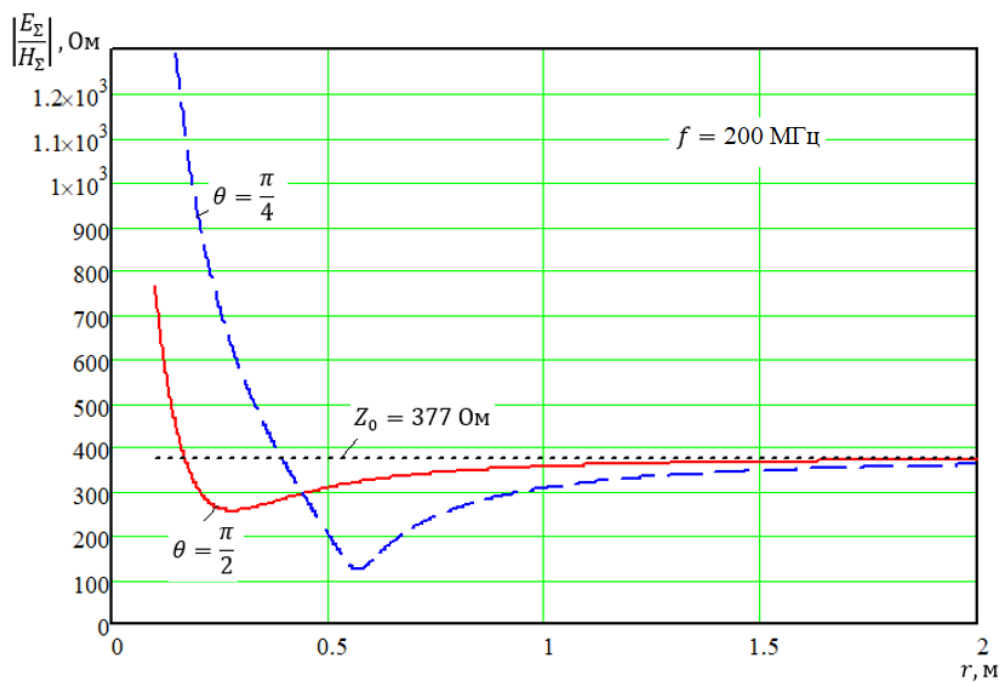
Указанные проблемы можно решить с помощью антенных устройств с возможностью управления лучом, позволяющих реализовать преимущества направленных антенн без уменьшения зоны покрытия в радиоэлектронных системах, традиционно использующих исключительно всенаправленные антенны. Ориентации и удержания узкого луча антенны в направлении на интересующий нас радиопередатчик может быть реализована с помощью алгоритмов радиопеленгации.

Однако, пеленгация ИРИ затруднена тем фактом, что антенные системы всегда размещаются вблизи объектов, рассеивающих падающие на них электромагнитные волны и искажающих пространственное распределение измеряемого электромагнитного поля. Подобными рассеивателями являются: опорная мачта, на которой расположена антенная система; корпус автомобиля; корпус летательного аппарата или судна; а также – другие элементы (блоки приема и обработки информации, кабели и т.д.). Ближнее поле подобных рассеивателей характеризуется тем, что в нем преобладает электрическая компонента электромагнитного поля: $\left| \frac{E_{\Sigma}}{H_{\Sigma}} \right| \gg Z_0 = 377 \text{ Ом}$, т.е. – модуль отношения суммарной напряженности электрического поля к напряженности магнитного поля существенно больше, чем характеристическое сопротивление свободного пространства (воздуха), равного 377 Ом [245]. Для наглядности, на рисунке 3.1 показаны зависимости модуля отношения суммарной напряженности электрического поля к напряженности магнитного поля от расстояния до

электрического диполя длиной 0,25 м в ближней и промежуточной зонах его излучения на частотах 100 МГц и 200 МГц.



а)



б)

Рисунок 3.1 - Зависимости модуля отношения суммарной напряженности электрического поля к напряженности магнитного поля от расстояния до электрического диполя для частот 100 МГц (а) и 200 МГц (б); угол θ отсчитывается от оси диполя

Поэтому опорная мачта, корпус носителя и другие близлежащие к антенной системе рассеиватели искажают пространственное распределение электрического поля существенно сильнее, чем пространственное распределение магнитного поля. Отсюда следует важный вывод – для минимизации погрешности измерения пространственного распределения электромагнитного поля и повышения точности измерения угловых координат ИРИ следует использовать магнитную компоненту поля, т.к. ее пространственное распределение в меньшей степени искажено в результате дифракции падающих волн на антенной системе и близлежащих рассеивателях.

Однако, измерение напряженности магнитного поля сопряжено с рядом технических трудностей – необходимостью использования экранированной рамки, настройки ее в резонанс, а также – высокой ее добротности и низкого коэффициента полезного действия. Кроме того, действующая длина электрически малой рамки существенно меньше действующей длины эквивалентного по размеру электрического диполя, т.к. в любых двух половинках рамки токи текут в противоположных направлениях, что существенно снижает ее сопротивление излучения. Значительно выгоднее, с точки зрения технической реализации, измерять напряженность электрического поля с помощью симметричного электрического вибратора. Однако, как уже говорилось выше, пространственная структура ближнего электрического поля рассеяния антенной системы и близлежащих объектов характеризуется значительными дифракционными искажениями.

В данной главе представлено исследование, направленное на решение проблемы негативного влияния близлежащих электрических рассеивателей и увеличения точности пеленгации ИРИ. Для этого была разработана векторная радиопеленгаторная антенна и способ оценки направления прихода ЭМВ с произвольной поляризацией в широкой полосе частот и для всех возможных углов падения радиоволн (т.е. при изменении азимута ИРИ от 0° до 360° и изменении угла места от 0° до 180°). Предложенный способ пеленгования предназначен для уменьшения систематической погрешности оценки угловых координат ИРИ,

вызванной искажением пространственной структуры измеряемого ЭМП вследствие рассеяния волн на антенной системе и корпусе ее носителя, а также – других близлежащих рассеивателей (опорной мачты, траверс, зданий, рекламных щитов, автомобилей, подстилающей поверхности и т.д.).

3.1 Разработка и исследование векторной антенны на основе электрических диполей, размещаемых на ребрах куба

К антенным системам современных радиопеленгаторов предъявляются весьма противоречивые требования:

- малые габаритные размеры и масса, возможность установки под радиопрозрачным обтекателем;
- возможность реализации пеленгования ИРИ в широкой полосе частот;
- возможность оценки угловых координат ИРИ с произвольной поляризацией падающих волн;
- отсутствие, или, по крайней мере – минимизация областей мертвых зон, в которых измерение угловых координат ИРИ невозможно;
- минимизация влияния корпуса носителя, опорной мачты, подстилающей поверхности и других близлежащих рассеивателей на инструментальную точность пеленгования.

Также отметим, что в настоящее время большинство выпускаемых радиопеленгаторов функционируют в режиме приема и оценки параметров радиоволн с вертикальной поляризацией. В то же время имеется тенденция разработки и производства радиопеленгаторов, позволяющих принимать и оценивать параметры радиоволн с произвольной поляризацией, за счет использования в них антенных систем, позволяющих принимать волны с вертикальной и горизонтальной поляризацией. Тем не менее, и в этих радиопеленгаторах имеются мертвые зоны в зенитном и анти-зенитном направлениях; а чувствительность приемных антенных систем в направлениях, близких к указанным выше, существенно снижена.

Для приема и оценки угловых координат ИРИ с произвольным видом поляризации и произвольным направлением прихода ЭМВ, в наибольшей степени подходят векторные антенны, позволяющие измерять проекции векторов напряженности электрического и магнитного поля на оси системы координат [246-248]. Для измерения всех компонент электрического и магнитного поля была разработана векторная антенна [249], состоящая из: пяти вертикальных несимметричных вибраторов (для измерения вертикальной компоненты электрического поля); четырех горизонтальных несимметричных вибраторов (для измерения горизонтальной компоненты электрического поля); четырех вертикальных несимметричных экранированных рамочных антенн (для измерения горизонтальной компоненты магнитного поля); четырех горизонтальных симметричных экранированных рамочных антенн (для измерения вертикальной компоненты магнитного поля).

Применение в конструкции несимметричных антенных элементов позволяет избежать использования громоздких симметрирующих устройств. Кроме того, для работы несимметричных антенн необходима достаточно большая металлическая подстилающая поверхность, которая защищает от воздействия помехового электромагнитного поля, пришедшего снизу относительно векторной антенны (например, в результате многолучевого распространения), и уменьшает влияние близлежащих рассеивателей. Однако, металлическая подстилающая поверхность ограничивает обзор пеленгатора и ухудшает его аэродинамические свойства, что важно для носимых и компактных радиопеленгаторных комплексов.

Для преодоления указанных недостатков была разработана и исследована конструкция векторной антенной системы, которая может размещаться на различных носителях, в том числе и на БПЛА [250]. Как было отмечено ранее, основные искажения, которые будут воздействовать на точность оценки пеленга, носят электрический характер. При этом, искажения магнитного поля в ближней зоне являются не такими значительными. Поэтому, разработанная конструкция векторной антенны предназначена для измерения электрической компоненты поля, которая затем пересчитывается в магнитную с помощью второго уравнения

Максвелла в интегральной форме. Подобный подход, заключающийся в формировании дополнительных отсчетов поля на основе измеренных значений комплексной напряженности, использовался в методе ВАР, представленном в предыдущей главе.

Модель разработанной векторной антенны показана на рисунке 3.2. Она состоит из 12 симметричных электрических вибраторов, расположенных на ребрах куба с длиной грани 50 мм [251]. Антенные элементы нагружены на эквивалент входного сопротивления высокочастотного усилителя, представляющего собой последовательное соединение сопротивления номиналом 50 Ом и ёмкости номиналом 1,5 пФ.

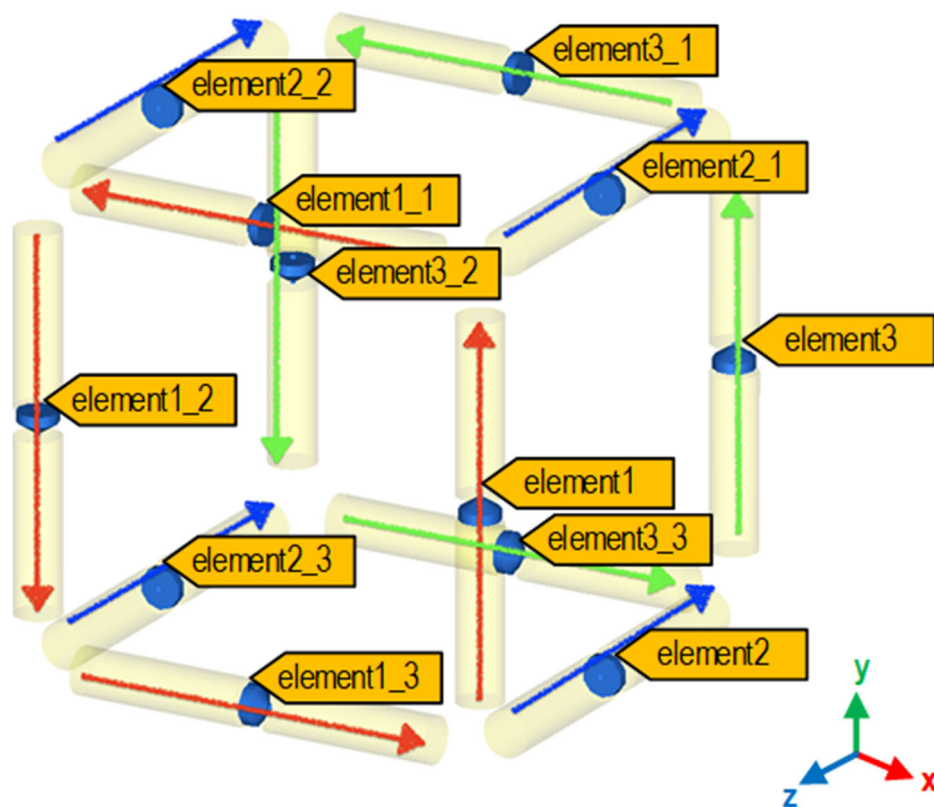


Рисунок 3.2 – Векторная антенна в виде куба с ребрами $a=50$ мм

При облучении векторной антенны в виде куба плоской падающей ЭМВ, в нагрузках возбуждаются напряжения, которые могут быть использованы для оценки пеленга ИРИ. Комплексные напряжения на нагрузках, с учетом направлений распространения токов в контуре, могут быть определены по следующей формуле:

$$U(f) = U_{Re}(f) + jU_{Im}, \quad (3.1)$$

Компоненты электрического поля, которые измеряет антенна будут иметь следующий вид:

$$E_x = \frac{\dot{u}_{13} - \dot{u}_{11} + \dot{u}_{33} - \dot{u}_{31}}{4}, \quad (3.2)$$

$$E_y = \frac{\dot{u}_1 - \dot{u}_{12} + \dot{u}_{13} - \dot{u}_{32}}{4}, \quad (3.3)$$

$$E_z = \frac{-\dot{u}_2 - \dot{u}_{21} - \dot{u}_{22} - \dot{u}_{23}}{4}. \quad (3.4)$$

Для нахождения компонент вектора напряженности магнитного поля воспользуемся вторым уравнением Максвелла в интегральной форме:

$$\oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}, \quad (3.5)$$

где

$d\vec{l}$ – единичный векторный элемент контура интегрирования L , ориентированный против часовой стрелки;

$d\vec{s}$ – единичный элемент площади, ориентированный по нормали к поверхности S , опирающейся на контур L ;

$\vec{B}$ – вектор магнитной индукции, пронизывающей поверхность S .

Перейдем от интегрального уравнения к конечной сумме:

$$H = -\frac{\sum_{n=1}^4 u_n^{(+,-)}}{i\omega\mu_a \cdot a \cdot h_0}, \quad (3.6)$$

где

$u_n^{(+,-)}$ – напряжения на нагрузках вибраторов, определяемые с учетом направления обхода контуров против часовой стрелки.

Выражения для расчета компонент магнитного поля, измеряемого векторной антенной в виде куба, будут иметь следующий вид:

$$H_{x1} = -\left(\frac{\dot{u}_3 - \dot{u}_{21} - \dot{u}_1 + \dot{u}_2}{j\omega\mu_0 a}\right), \quad (3.7)$$

$$H_{x2} = -\left(\frac{-\dot{u}_{32} - \dot{u}_{22} + \dot{u}_{12} + \dot{u}_{23}}{j\omega\mu_0 a}\right), \quad (3.8)$$

$$H_{y1} = -\left(\frac{\dot{u}_{31} - \dot{u}_{22} - \dot{u}_{11} + \dot{u}_{21}}{j\omega\mu_0 a}\right), \quad (3.9)$$

$$H_{y2} = - \left(\frac{\dot{u}_{13} + \dot{u}_2 - \dot{u}_{33} - \dot{u}_{23}}{j\omega\mu_0 a} \right), \quad (3.10)$$

$$H_{z1} = - \left(\frac{\dot{u}_1 + \dot{u}_{11} + \dot{u}_{12} + \dot{u}_{13}}{j\omega\mu_0 a} \right), \quad (3.11)$$

$$H_{z2} = - \left(\frac{\dot{u}_3 + \dot{u}_{31} + \dot{u}_{32} + \dot{u}_{33}}{j\omega\mu_0 a} \right), \quad (3.12)$$

где

a – длина ребра векторного антенного элемента (50 мм в рассматриваемом случае);

μ_0 – магнитная постоянная.

Если усреднить парциальные компоненты, которые определены в (3.7) – (3.12), то мы получим итоговое магнитное поле для кубического векторного антенного элемента:

$$H_x = \frac{H_{x1} + H_{x2}}{2}, \quad (3.13)$$

$$H_y = \frac{H_{y1} + H_{y2}}{2}, \quad (3.14)$$

$$H_z = \frac{H_{z1} + H_{z2}}{2}. \quad (3.15)$$

Далее, на основе измеренных компонент поля может быть сформирована корреляционная функция пеленга, которая используется для определения направления прихода электромагнитных волн:

$$D_F = \left| \sum_{n=1}^N F \cdot \exp(-jk_0(x_n \cos(\psi) + y_n \sin(\psi))) \right|, \quad (3.16)$$

где

F – поле (магнитное или электрическое), которое используется для пеленгации;

k_0 – волновое число;

x, y – координаты антенных элементов в радиопеленгационном комплексе;

ψ – угол сканирования;

N – число антенных элементов в радиопеленгационном комплексе.

В качестве альтернативного способа пеленгации использовался метод на основе вектора Пойнтинга [252]. В этом случае, алгоритм определения направления прихода электромагнитной волны следующий:

1) измеряются напряжения на нагрузках вибраторов векторного антенного элемента;

2) вычисляются проекции векторов напряженностей электрической и магнитной составляющих ЭМП;

3) вычисляется реальная часть вектора Пойнтинга $\vec{P}$ (мнимая часть вектора Пойнтинга описывает реактивную долю мощности, вызванную рассеянием падающих волн на антенне и близлежащих объектах); пространственная ориентация вектора Пойнтинга определяет направление падения волны:

$$Re(\vec{P}) = \frac{1}{2} \cdot Re\left(\vec{E} \times \left(Re(\vec{H}) - i \cdot Im(\vec{H})\right)\right), \quad (3.17)$$

Для проверки возможности использования предложенной векторной антенны для определения направления прихода электромагнитной волны, будем использовать способ пеленгации на основе вектора Пойнтинга [253]. Для расчета поля, падающего на векторную антенну, воспользуемся методом конечного интегрирования Вейланда. При постановке численного эксперимента исследуемая антенная система облучалась электромагнитной волной с эллиптической поляризацией, отношение полуосей эллипса задано равным 10:1 с преобладанием горизонтальной составляющей. Угол прихода электромагнитной волны в горизонтальной плоскости составляет $\varphi=30^\circ$, угол места $\theta=45^\circ$.

Результаты вычисления пеленга методом вектора Пойнтинга по азимуту и углу места в диапазоне частот от 100 МГц до 500 МГц с помощью векторной антенной системы, размещённой в свободном пространстве, представлены на рисунке 3.3 и 3.4. Из представленных графиков видно, что предложенное антенное устройство позволяет достичь достаточно малой ошибки при оценке направления на ИРИ – СКО пеленга в диапазоне частот от 100 МГц до 500 МГц не превышает $0,1^\circ$.

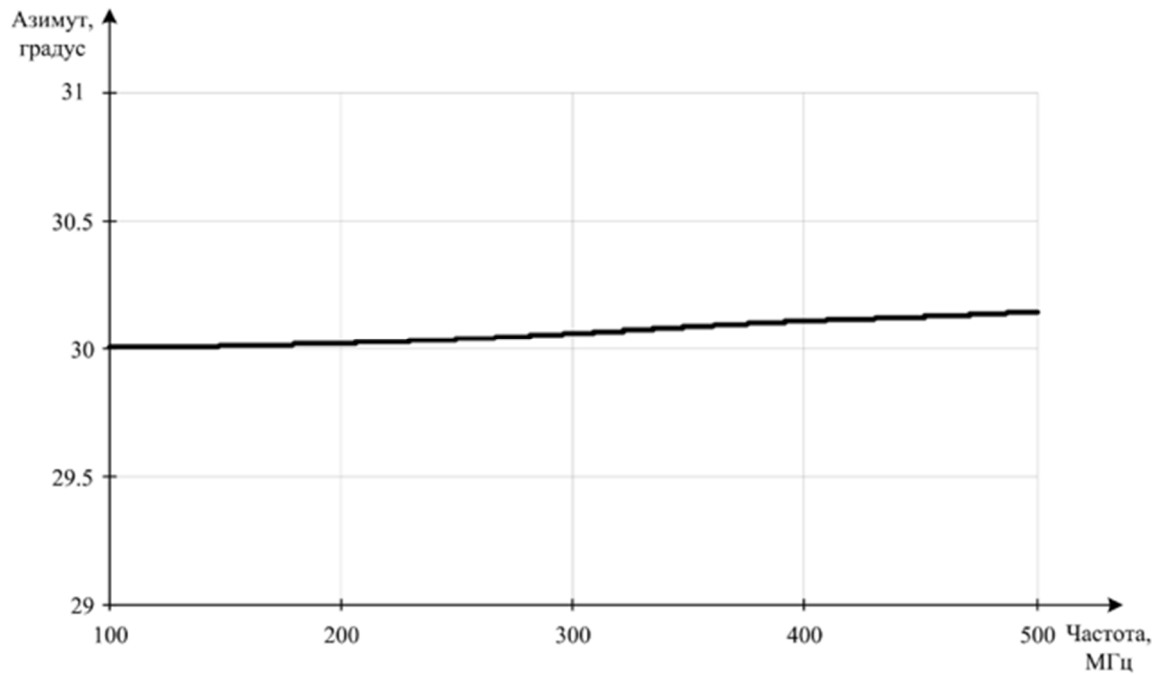


Рисунок 3.3 – Азимут ИРИ, определённый одиночной векторной антенной в виде куба (истинное значение азимута – 30°)

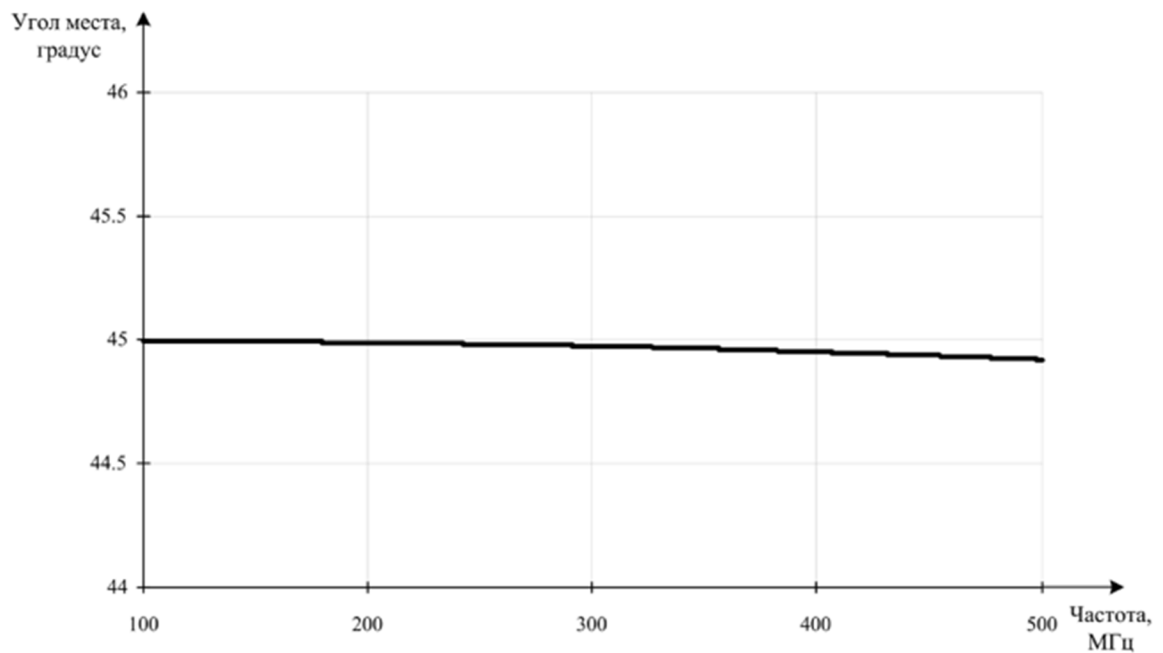


Рисунок 3.4 – Азимут ИРИ, определённый одиночной векторной антенной в виде куба (истинное значение азимута – 45°)

Для оценки эффективности применения разработанной конструкции антенны для борьбы с искажениями поля, рассмотрим случай размещения 4-х векторных антенн на квадрокоптере, рисунок 3.5.

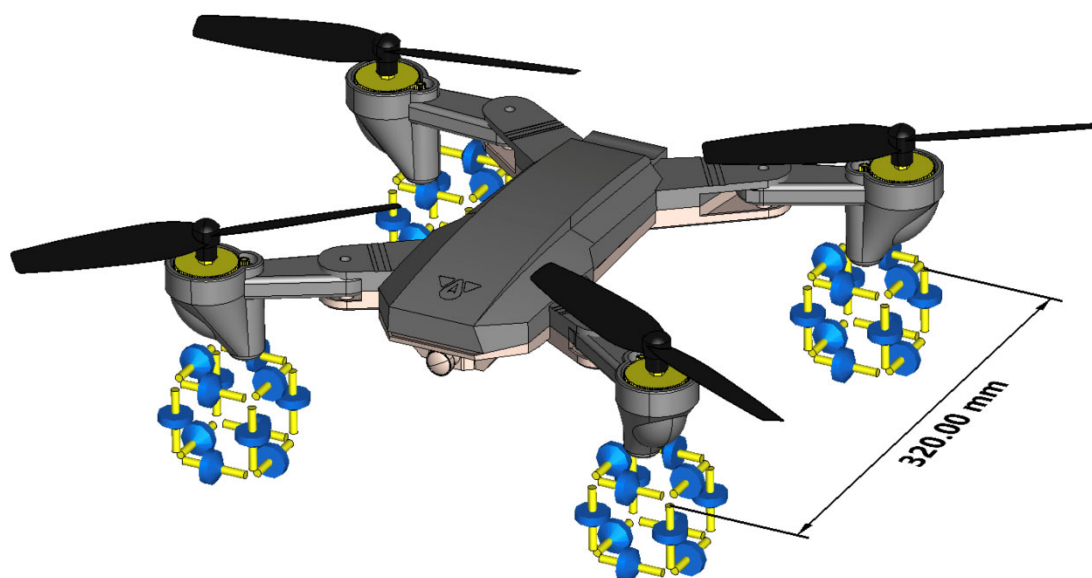
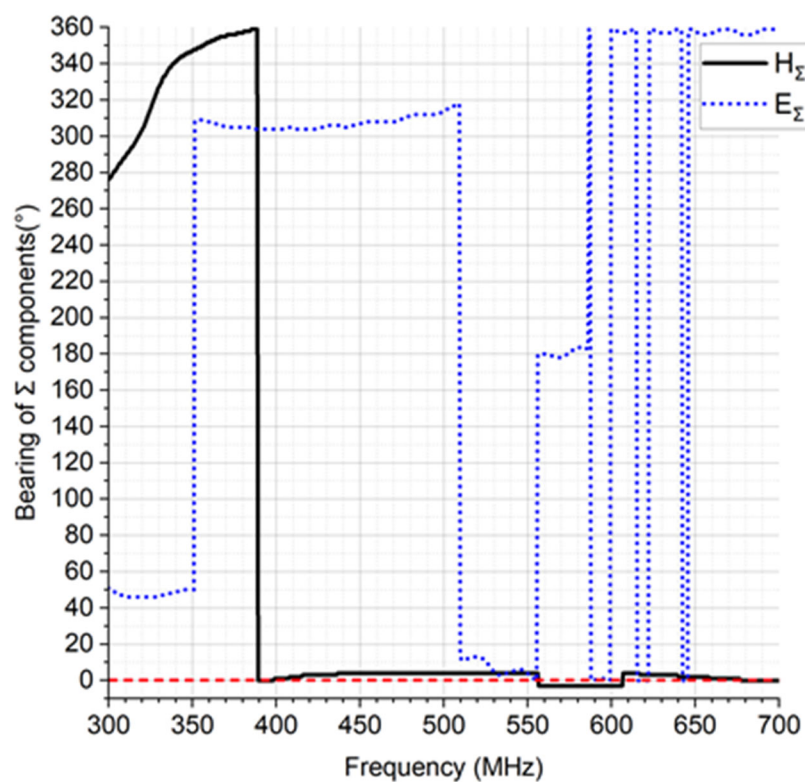
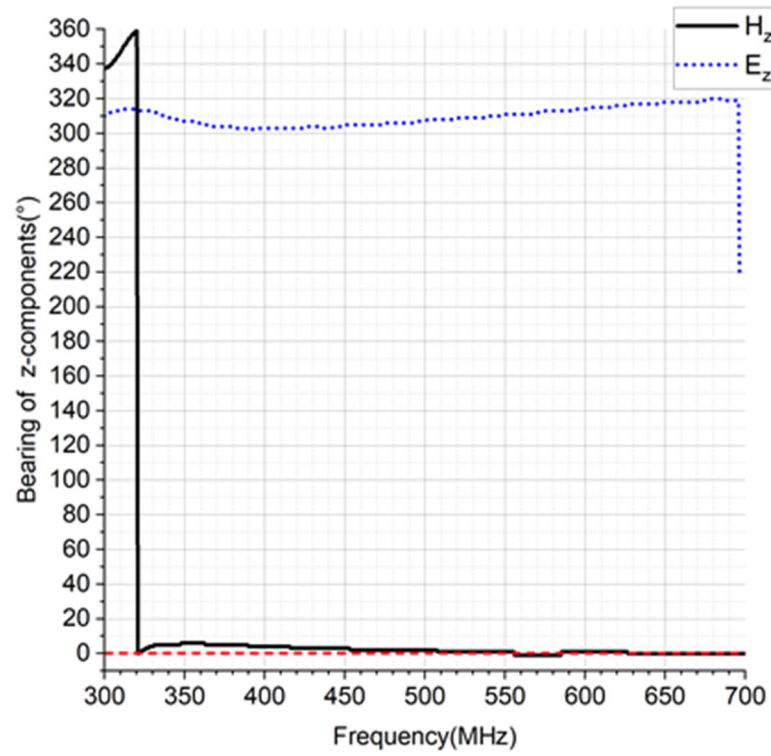


Рисунок 3.5 – Модель квадрокоптера с установленными векторными антеннами в виде куба

Исследуемая модель облучалась плоской ЭМВ с эллиптической поляризацией (осевое отношение 10:1), после чего вычислялось направления прихода этой волны с использованием суммарных пространственных компонент поля (рисунок 3.6) и только z-компоненты (рисунок 3.7).

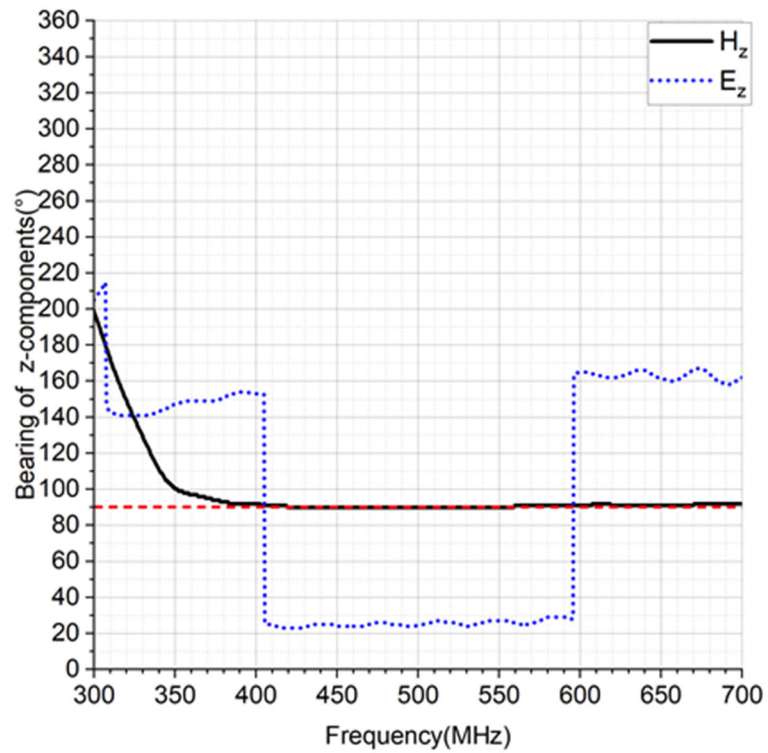


a)

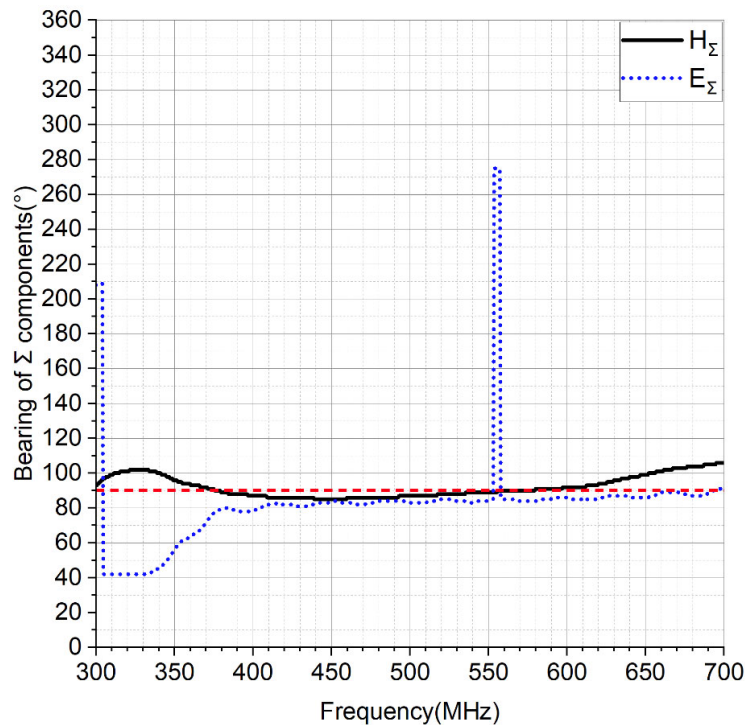


б)

Рисунок 3.6 – Частотные зависимости пеленгов при размещении векторных антенных элементов на БПЛА (истинное направление на ИРИ равно 0°), полученные с использованием: а) суммарного поля; б) только z-компонент поля



а)



б)

Рисунок 3.7 – Частотные зависимости пеленгов при размещении векторных антенных элементов на БПЛА (истинное направление на ИРИ равно 90°), полученные с использованием: а) суммарного поля; б) только z-компоненты поля

Из приведенных зависимостей видно, что применение разработанного способа пеленгации вместе с векторными антеннами позволяет значительно повысить точность оценки направления на ИРИ. Также отметим, что при использовании только одной z-компоненты поля, удастся достичь большей точности, чем при использовании всех трех вместе. Видимо, это вызвано большим искажением x- и y-компоненты поля, что приводит к существенному росту погрешности при определении пеленга на основе всех трех компонент поля. Для полученных зависимостей оценки азимутальных углов на ИРИ были определены основные статистические характеристики, таблица 3.1. В таблице приняты следующие обозначения: M – математическое ожидание; σ – среднеквадратическое отклонение; er – абсолютное значение погрешности.

Таблица 3.1 – Статистические характеристики точности пеленгации при использовании векторных антенн в виде куба

Истинный пеленг, °	H_{Σ}			E_{Σ}			H_z			E_z		
	M	σ	er	M	σ	er	M	σ	er	M	σ	er
0	1,9	3,2	3,0	236,7	274,1	236,7	1,2	1,8	1,4	310,6	310,6	310,6
20	23,9	4,4	4,0	273,8	267,9	255,8	23,6	3,7	3,6	299,9	282,0	279,9
40	41,3	2,7	2,3	265,6	236,4	225,6	41,3	1,4	1,3	263,1	231,5	223,0
60	58,7	4,6	4,0	52,9	52,2	43,8	59,0	1,6	1,4	143,1	98,8	96,7
80	77,2	5,4	4,3	110,4	87,0	43,0	79,6	2,0	1,8	157,0	78,9	78,8
90	90,9	5,8	4,4	87,2	23,0	8,1	90,6	0,9	0,6	72,7	67,5	67,4
100	105,0	6,3	5,0	101,8	35,7	13,2	101,7	2,0	1,7	64,8	65,8	65,6
120	122,5	2,9	2,5	128,9	45,2	23,1	121,8	1,9	1,8	104,9	49,5	37,7
140	141,2	3,6	3,2	130,5	11,3	9,5	140,4	0,8	0,6	211,8	91,9	85,7
160	161,2	7,3	6,2	101,2	84,0	58,8	158,8	1,3	1,2	224,9	73,0	71,4
180	176,7	6,5	3,9	191,4	48,6	27,3	181,0	1,6	1,0	128,5	51,8	51,5
Среднее значение	–	4,8	3,9	–	105,9	85,9	–	1,7	1,5	–	127,4	124,4

3.2 Разработка и исследование векторной антенны в виде тетраэдра

В данном параграфе представлено развитие концепции векторной антенны, заключающееся в размещении симметричных вибраторов не на ребрах куба, а на ребрах пирамиды [254]. Данное решение позволяет достигнуть нескольких преимуществ:

1. Простейшим многогранником является правильный тетраэдр, каждая грань которого представляет собой равносторонний треугольник одинаковой величины. Построение векторной антенны на основе правильного тетраэдра является предпочтительным, т.к. число симметричных электрических вибраторов в векторном антенном элементе ограничено 6, тогда как в случае куба необходимо использовать 12 электрических диполей. При этом для каждого ребра имеется 3

параллельных ему ребра, в результате чего измеряемая информация о пространственной структуре электрического поля дублируется.

2. Векторный антенный элемент в виде шести симметричных электрических вибраторов, размещенных на ребрах правильного тетраэдра с размером ребра существенно меньше, чем длина волны, позволяет измерять все проекции векторов напряженности электрического и магнитного поля. При этом конструкция векторного антенного элемента существенно проще, т.к. в ней не используются рамочные антенные элементы и устройства их согласования и симметрирования, а проекции вектора напряженности магнитного поля вычисляются с использованием данных измерения проекций вектора напряженности электрического поля.

3. Производится измерение только проекций вектора напряженности электрического поля, реализуемое с помощью симметричных электрических вибраторов малого электрического размера. Измерять напряженность электрического поля существенно проще, чем измерять напряженность магнитного поля, т.к. действующая длина электрически малого симметричного электрического вибратора существенно больше, чем действующая длина рамочной антенны эквивалентных размеров.

Модель векторного антенного элемента для измерения проекций вектора напряженности электрической составляющей электромагнитного поля показана на рисунке 3.8. Он состоит из шести симметричных электрических вибраторов, расположенных по ребрам правильного тетраэдра с ребром длиной a .

В центрах вибраторы нагружены на сосредоточенные элементы, представляющие собой, в общем случае, соединение резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности. Данные нагрузки выступают в роли эквивалентных схем высокочастотных усилителей. В рассматриваемом случае, симметричные вибраторы были нагружены на последовательное соединение резистора 50 Ом и емкости 1,5 пФ, являющееся эквивалентной схемой входной цепи малошумящего усилителя высокой частоты.

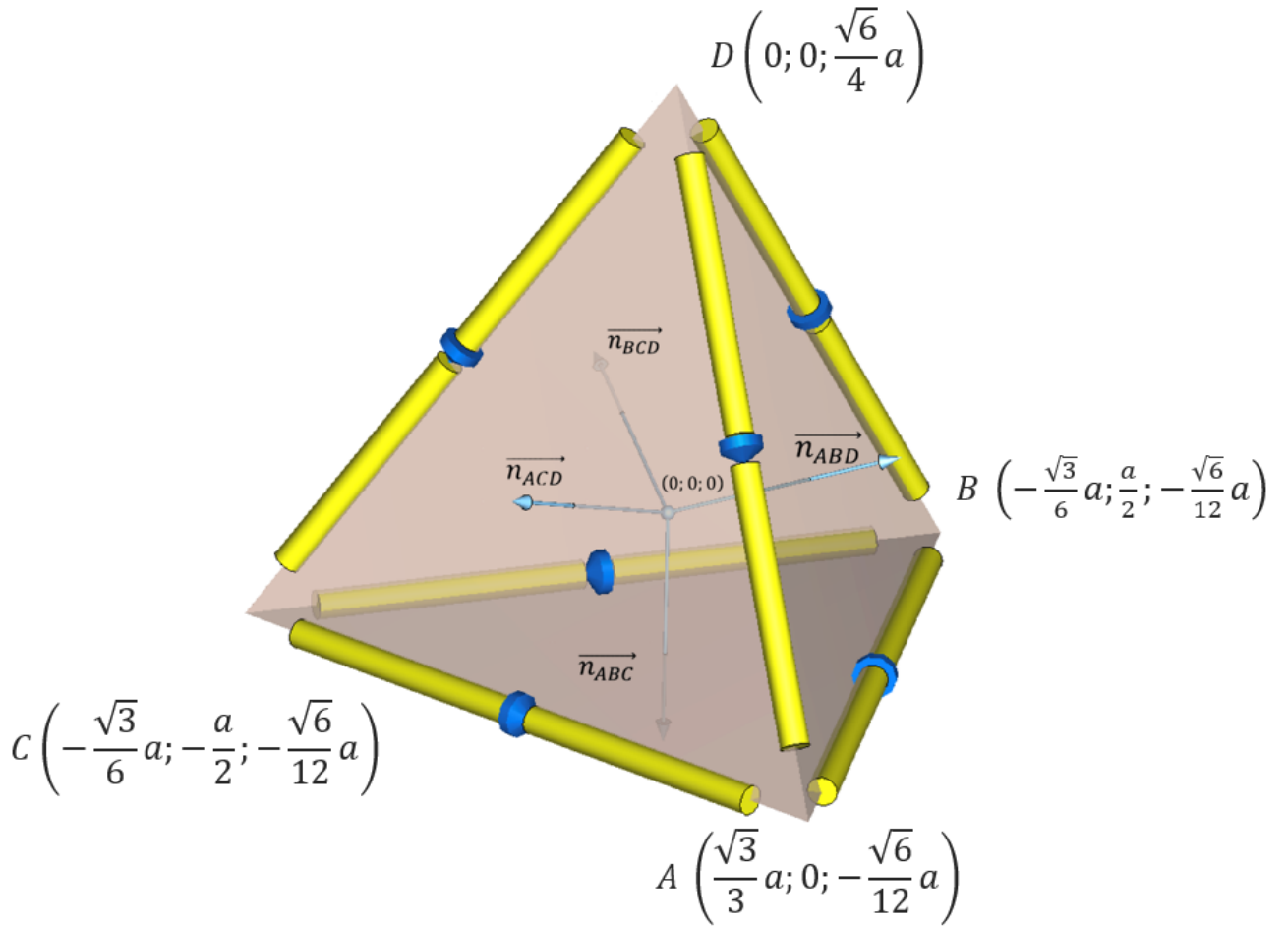


Рисунок 3.8 – Векторная антенна в виде тетраэдра

На рисунке 3.8 также показаны направления векторов внешних нормалей к граням правильного тетраэдра и обозначены декартовы координаты его вершин. Векторы внешних нормалей к граням правильного тетраэдра определяются следующим образом:

$$\overrightarrow{n_{ABC}} = (0; 0; -1)^T, \quad (3.17)$$

$$\overrightarrow{n_{ABD}} = \left(\frac{\sqrt{2}}{3}; \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}; \frac{1}{3}\right)^T, \quad (3.18)$$

$$\overrightarrow{n_{BCD}} = \left(-\frac{4}{3\sqrt{2}}; 0; \frac{1}{3}\right)^T, \quad (3.19)$$

$$\overrightarrow{n_{ACD}} = \left(\frac{\sqrt{2}}{3}; -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}; \frac{1}{3}\right)^T. \quad (3.20)$$

Величина напряженности электрического поля E в направлении пространственной ориентации симметричного электрического вибратора

пропорциональна величине напряжения u , наведенного на нагрузке антенного элемента, и обратно пропорциональна действующей длине вибратора h_d :

$$E = \frac{u}{h_d}. \quad (3.21)$$

Напряжения на выходах векторного антенного элемента, показанного на рисунке 3.8, определяются как скалярные произведения единичных векторов, задающих направления пространственной ориентации симметричных электрических вибраторов, с учетом полярности их нагрузок в фиксированный момент времени, и вектора $\vec{E} = (E_x; E_y; E_z)^T$, умноженные на действующую длину симметричного электрического вибратора h_d :

$$u_1 = \left(-\frac{\sqrt{3}}{6} - \frac{\sqrt{3}}{3}\right) E_x h_d + \frac{1}{2} E_y h_d, \quad (3.22)$$

$$u_2 = -\frac{1}{2} E_y h_d, \quad (3.23)$$

$$u_3 = \left(\frac{\sqrt{3}}{3} + \frac{\sqrt{3}}{6}\right) E_x h_d + \frac{1}{2} E_y h_d, \quad (3.24)$$

$$u_4 = \frac{\sqrt{3}}{3} E_x h_d + \left(-\frac{\sqrt{6}}{12} - \frac{\sqrt{6}}{4}\right) E_z h_d, \quad (3.25)$$

$$u_5 = -\frac{\sqrt{3}}{6} E_x h_d + \frac{1}{2} E_y h_d + \left(-\frac{\sqrt{6}}{12} - \frac{\sqrt{6}}{4}\right) E_z h_d, \quad (3.26)$$

$$u_6 = -\frac{\sqrt{3}}{6} E_x h_d - \frac{1}{2} E_y h_d + \left(-\frac{\sqrt{6}}{12} - \frac{\sqrt{6}}{4}\right) E_z h_d. \quad (3.27)$$

Учитывая, что сторона правильного тетраэдра существенно меньше длины волны в свободном пространстве: $a \ll \lambda_0$, а также то, что нас интересуют значения вектора $\vec{E} = (E_x; E_y; E_z)^T$ в центре векторного антенного элемента (точке с координатами $(0; 0; 0)$), будем считать, что искомые значения проекций вектора напряженности электрической компоненты поля равны среднему арифметическому их значений, определяемых для тех симметричных электрических вибраторов, для которых существует ненулевая проекция вектора $\vec{E}$.

Сложив уравнения (3.25), (3.26) и (3.27), получаем выражение для E_z компоненты поля в центре правильного тетраэдра:

$$E_z = -\frac{u_4 + u_5 + u_6}{\sqrt{6} \cdot h_d}. \quad (3.28)$$

Для нахождения значения компоненты E_y сложим уравнения (3.22) и (3.24); найдем значение E_y из уравнения (3.23); а также – вычтем из уравнения (3.26) 6-е уравнение (3.27):

$$u_1 + u_3 = E_y h_d, \quad (3.29)$$

$$-u_2 = E_y h_d, \quad (3.30)$$

$$u_5 - u_6 = E_y h_d. \quad (3.31)$$

Складывая полученные уравнения, получим выражение для E_y в центре векторного антенного элемента:

$$E_y = \frac{u_1 + u_3 - u_2 + u_5 - u_6}{3 \cdot h_d}. \quad (3.32)$$

Для нахождения значения компоненты E_x вычтем из уравнения (3.24) уравнение (3.22); подставим в уравнение (3.25) найденное ранее значение E_z ; а также – сложим уравнения (3.25) и (3.26):

$$E_x h_d = \frac{u_3 - u_1}{\sqrt{3}}, \quad (3.33)$$

$$E_x h_d = \frac{2u_4 - u_5 - u_6}{\sqrt{3}}, \quad (3.34)$$

$$E_x h_d = \sqrt{3} \left(\frac{2}{3} u_4 - \frac{1}{3} u_5 - \frac{1}{3} u_6 \right). \quad (3.35)$$

Складывая полученные уравнения, получим выражение для E_x в центре векторного антенного элемента:

$$E_x = \frac{u_3 - u_1 + 4u_4 - 2u_5 - 2u_6}{3\sqrt{3} \cdot h_d}. \quad (3.36)$$

Запишем полученные выражения для нахождения проекций вектора напряженности электрического поля в центре векторной антенны:

$$E_x = \frac{u_3 - u_1 + 4u_4 - 2u_5 - 2u_6}{3\sqrt{3} \cdot h_d};$$

$$E_y = \frac{u_1 + u_3 - u_2 + u_5 - u_6}{3 \cdot h_d};$$

$$E_z = -\frac{u_4 + u_5 + u_6}{\sqrt{6} \cdot h_d}.$$

Для нахождения векторов напряженности магнитного поля $\vec{H}$, направленных по внешним нормальям к граням тетраэдра, будем использовать второе уравнение Максвелла (3.5).

В рассматриваемом случае, с учетом того, что длина каждого симметричного вибратора существенно меньше длины волны в свободном пространстве, можно считать, что вектор напряженности электрического поля $\vec{E}$ является практически постоянным на каждом из ребер тетраэдра, а вектор напряженности магнитного поля $\vec{H}$ незначительно изменяется в пределах каждой из граней тетраэдра.

Учтем также, что для гармонических колебаний оператор производной по времени $\frac{d}{dt}$ тождественен множителю $i\omega$, где $i = \sqrt{-1}$, а ω – угловая частота.

Площадь грани правильного тетраэдра $S = \frac{\sqrt{3}}{4}a^2$, где a – длина его ребра.

Спроецируем второе уравнение Максвелла на грани правильного тетраэдра.

Для грани ABC :

$$\frac{-u_1-u_2-u_3}{h_d}a = -i\omega\mu_a \frac{\sqrt{3}}{4}a^2 \cdot (-1) \cdot H_z. \quad (3.37)$$

Для грани ABD :

$$\frac{u_1-u_5+u_4}{h_d}a = -i\omega\mu_a \frac{\sqrt{3}}{4}a^2 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3}H_x + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}H_y + \frac{1}{3}H_z\right). \quad (3.38)$$

Для грани BCD :

$$\frac{u_5+u_2-u_6}{h_d}a = -i\omega\mu_a \frac{\sqrt{3}}{4}a^2 \cdot \left(-\frac{4}{3\sqrt{2}}H_x + \frac{1}{3}H_z\right). \quad (3.39)$$

Для грани ACD :

$$\frac{u_3-u_4+u_6}{h_d}a = -i\omega\mu_a \frac{\sqrt{3}}{4}a^2 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3}H_x - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}H_y + \frac{1}{3}H_z\right). \quad (3.40)$$

Для нахождения H_z компоненты вектора напряженности магнитного поля в центре векторной антенны сложим уравнения (3.38), (3.39) и (3.40) и вычтем из полученной суммы уравнение (3.37), в результате получим:

$$H_z = -\frac{4}{\sqrt{3}} \cdot \frac{u_1+u_2+u_3}{i\omega\mu_a h_d a}. \quad (3.41)$$

Для нахождения H_y компоненты вектора напряженности магнитного поля в центре векторной антенны вычтем из уравнения (3.38) уравнение (3.40), в результате получим:

$$H_y = -\sqrt{2} \cdot \frac{u_1-u_5+2u_4-u_3-u_6}{i\omega\mu_a h_d a}. \quad (3.42)$$

Для нахождения H_x компоненты вектора напряженности магнитного поля сложим уравнения (3.38) и (3.40) и подставим в полученное тождество значение величины H_z , в результате получим:

$$H_x = -\frac{\sqrt{6}}{i\omega\mu_a h_d a} \cdot \left(\frac{u_1}{3} - \frac{2}{3}u_2 + \frac{u_3}{3} - u_5 + u_6 \right). \quad (3.43)$$

Другое выражение для H_x компоненты вектора напряженности магнитного поля получим, подставив в уравнение (3.39) значение величины H_z :

$$H_x = \frac{\sqrt{6}}{i\omega\mu_a h_d a} \cdot \left(u_5 + \frac{2}{3}u_2 - u_6 - \frac{u_1}{3} - \frac{u_3}{3} \right). \quad (3.44)$$

Сравним два полученные выше выражения для H_x компоненты вектора напряженности магнитного поля, мы видим, что они идентичны.

Запишем полученные выражения для нахождения проекций вектора напряженности магнитного поля в центре векторной антенны:

$$H_x = \frac{\sqrt{6}}{i\omega\mu_a h_d a} \cdot \left(u_5 + \frac{2}{3}u_2 - u_6 - \frac{u_1}{3} - \frac{u_3}{3} \right),$$

$$H_y = -\sqrt{2} \cdot \frac{u_1 - u_5 + 2u_4 - u_3 - u_6}{i\omega\mu_a h_d a},$$

$$H_z = -\frac{4}{\sqrt{3}} \cdot \frac{u_1 + u_2 + u_3}{i\omega\mu_a h_d a}.$$

Для оценки угловых координат ИРИ с помощью векторного антенного элемента, состоящего из 6 симметричных электрических вибраторов, используется способ пеленгования, основанный на определении вектора Пойнтинга [255].

Для проверки эффективности работы предложенного способа пеленгования совместно с конструкцией векторной антенны в виде тетраэдра рассматривалась следующая модель, изображенная на рисунке 3.9. Сторона ребра правильного тетраэдра равнялась 0,1 м.

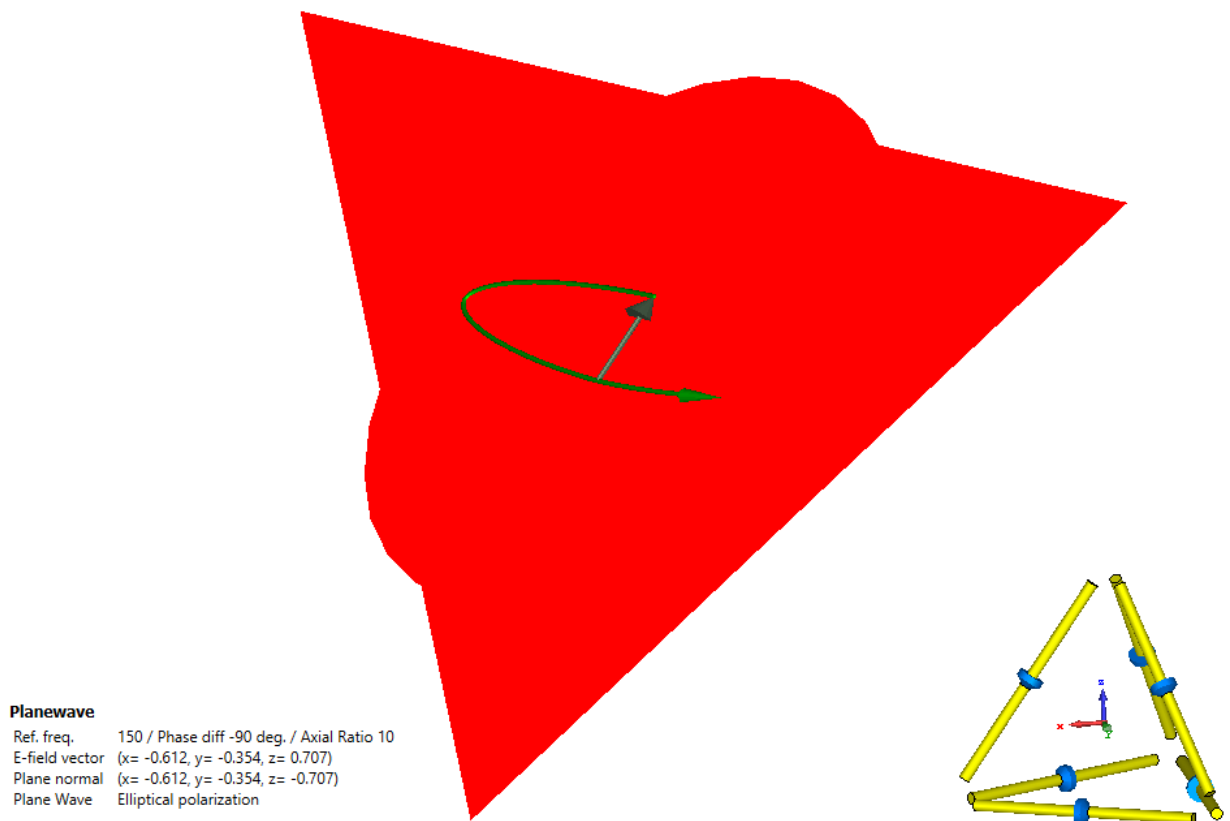


Рисунок 3.9 – Модель, описывающая случай падения на векторную антенну плоской эллиптически-поляризованной электромагнитной волны. Азимут ИРИ равен 30° ; угол места ИРИ равен 45° . Отношение осей эллипса поляризации равно 10:1 (преобладает горизонтальная компонента электрической составляющей поля)

На рисунках 3.10 и 3.11 приведены частотные зависимости найденных значений азимута и угла места ИРИ. Видно, что погрешность оценки значений азимута и угла места не превышает $0,35$ градуса. Данная погрешность вызвана погрешностью численного решения уравнений Максвелла с помощью метода конечного интегрирования Вейланда в пространственно-временной области, и во многом обусловлена некоординатным расположением вибраторов векторного антенного элемента (5 вибраторов из 6 не параллельны осям декартовой системы координат).

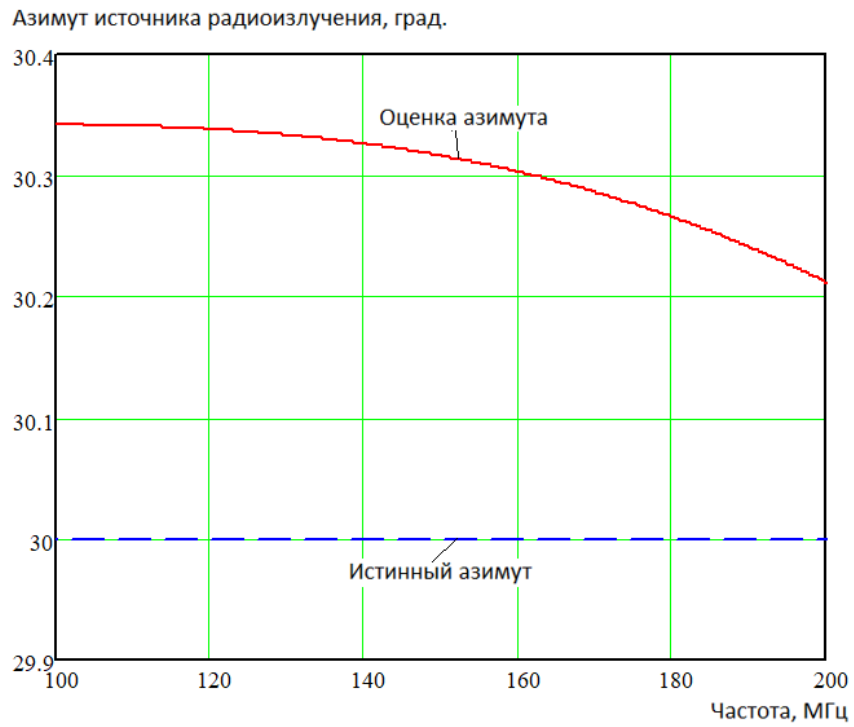


Рисунок 3.10 – Частотная зависимость оценки азимута ИРИ, полученная методом оценки вектора Пойнтинга с помощью векторной антенны в виде тетраэдра

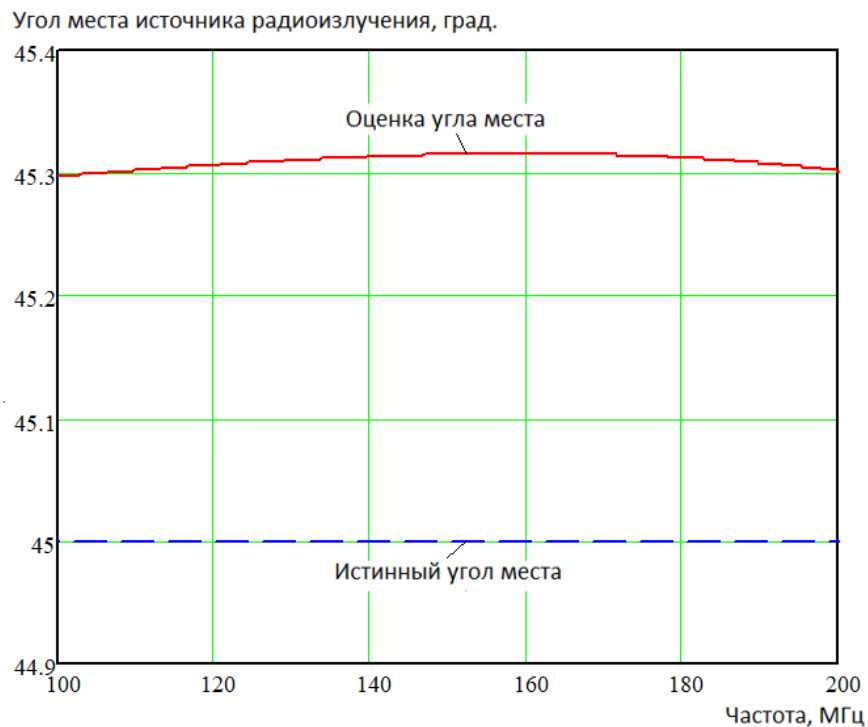


Рисунок 3.11 – Частотная зависимость оценки угла места ИРИ, полученная методом оценки вектора Пойнтинга с помощью векторной антенны в виде тетраэдра

На рисунке 3.12 показана модель кольцевой антенной решетки, состоящей из 3-х векторных антенных элементов [256]. Радиус решетки – 100 мм. Зазор между антенными элементами и металлическим корпусом носителя – 18 мм. Габаритные размеры корпуса носителя: $330 \times 330 \times 100$ мм³.

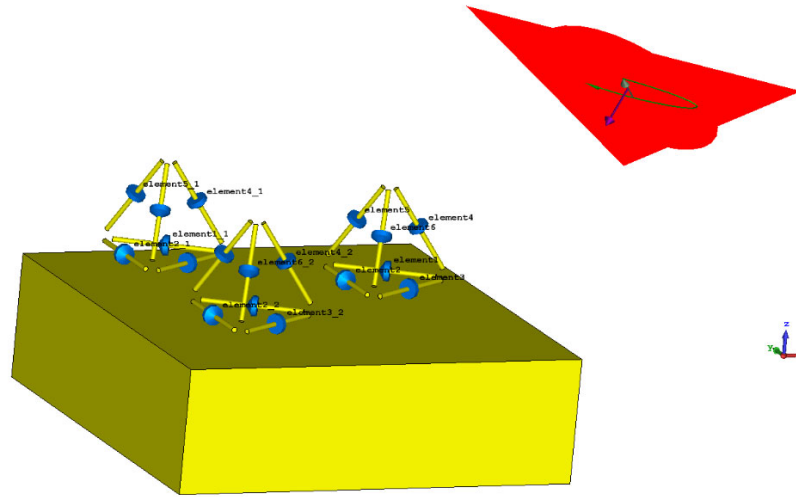


Рисунок 3.12 – Модель кольцевой антенной решетки из 3-х векторных элементов над корпусом некоторого носителя. На антенную систему падает плоская эллиптически-поляризованная электромагнитная волна. Азимут ИРИ равен 30 град.; угол места ИРИ равен 45 град. Отношение осей эллипса поляризации равно 10:1 (преобладает горизонтальная компонента электрической составляющей поля)

С помощью векторной антенной решетки была проведена оценка E_z и H_z компонент поля в центрах векторных антенных элементах. Затем с помощью интерференционно-корреляционного метода пеленгования была проведена оценка азимута ИРИ на основе результатов, проведенной оценка E_z и H_z компонент поля в центрах векторных антенных элементов:

$$D_E = \left| \sum_{n=1}^N (E_{z_n}) \exp \left(-ik_0 (x_n \cos(\varphi) + y_n \sin(\varphi)) \right) \right| \rightarrow \max; \text{ var}(\varphi),$$

$$D_H = \left| \sum_{n=1}^N (H_{z_n}) \exp \left(-ik_0 (x_n \cos(\varphi) + y_n \sin(\varphi)) \right) \right| \rightarrow \max; \text{ var}(\varphi),$$

где

D_E и D_H – функции корреляции измеренного электрического E_{z_n} и магнитного H_{z_n} поля в точках расположения центров векторных антенных элементов x_n и y_n ;

i – мнимая единица;

k_0 – волновое число;

φ – значение азимута, от 0 до 2π .

Найденное значение пеленга соответствует значению величины φ , при которой функции корреляции D_E и D_H принимают максимальные значения.

На рисунке 3.13 показаны результаты оценки азимута с использованием измеренных пространственных отсчетов электрического E_{zn} и магнитного H_{zn} поля в точках расположения центров векторных антенных элементов x_n и y_n применительно к антенной решетке, показанной на рисунке 3.12, при истинном азимуте ИРИ 30° и угле места ИРИ 45° ; отношение осей эллипса поляризации равно 10:1.

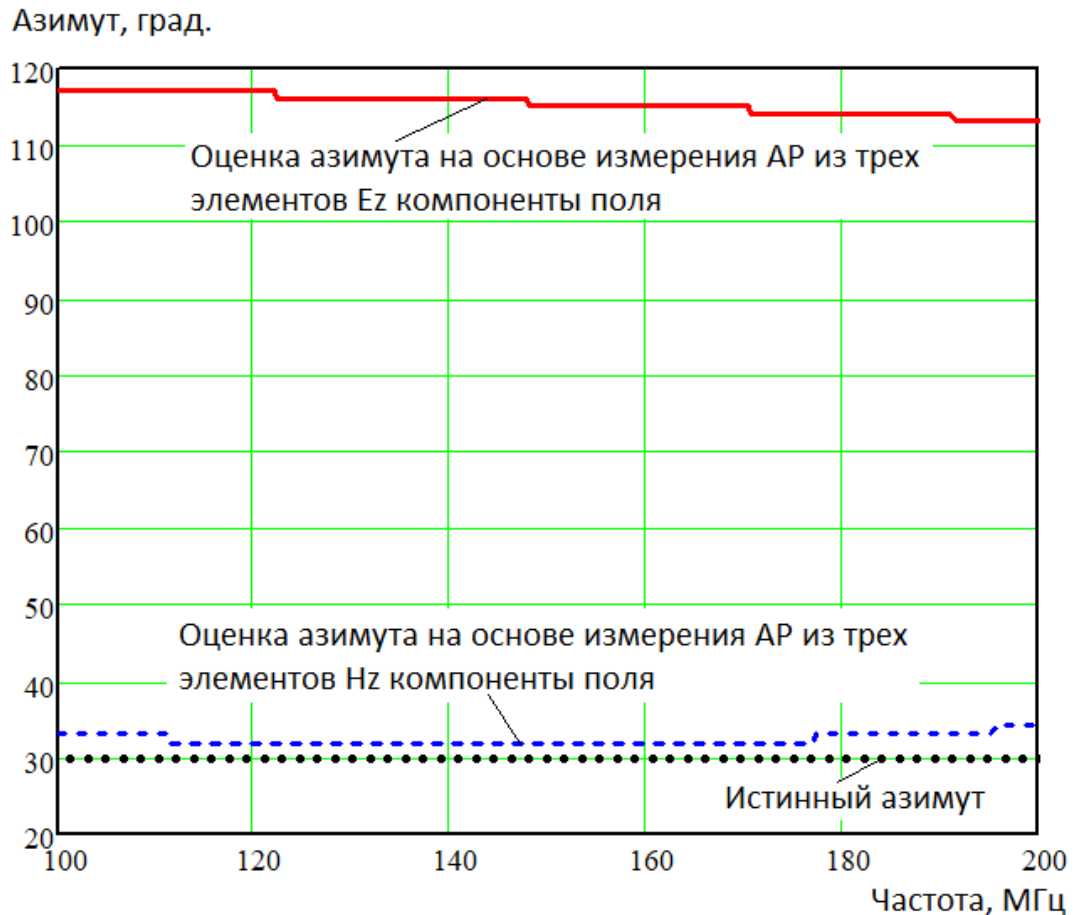


Рисунок 3.13 - Результаты оценки азимута с использованием измеренных пространственных отсчетов электрического E_{zn} и магнитного H_{zn} поля в точках расположения центров векторных антенных элементов x_n и y_n . Истинный азимут ИРИ 30° , угол места ИРИ 45° , отношение осей эллипса поляризации равно 10:1

Видно, что использование вычисленных отсчетов магнитного поля позволяет измерить азимут ИРИ с погрешностью от 2° до 4° в полосе частот от 100 до 200 МГц; в то время, как использование отсчетов электрического поля для оценки угловой координаты ИРИ приводит к грубому промаху, вызванному сильным дифракционным искажениям пространственной структуры электрического поля вблизи антенной системы и корпуса ее носителя.

Для оценки эффективности векторных антенн для борьбы с искажениями поля из-за корпуса носителя рассматривался случай их размещения на малом БПЛА, рисунок 3.14.

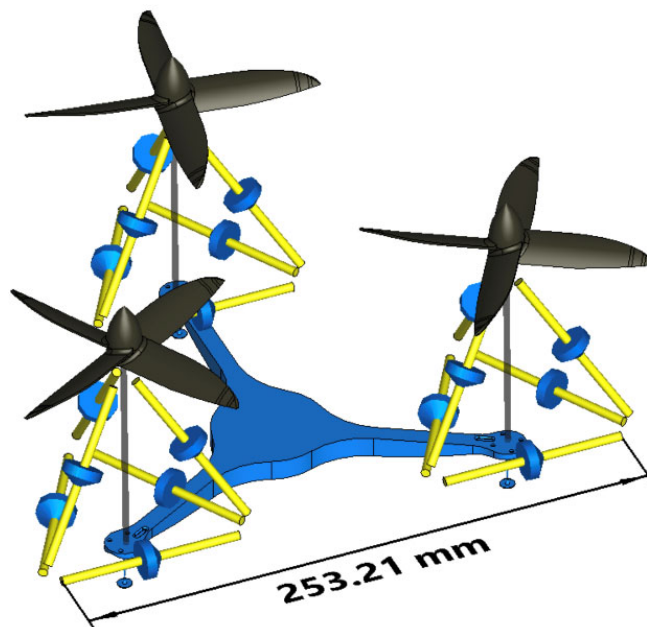
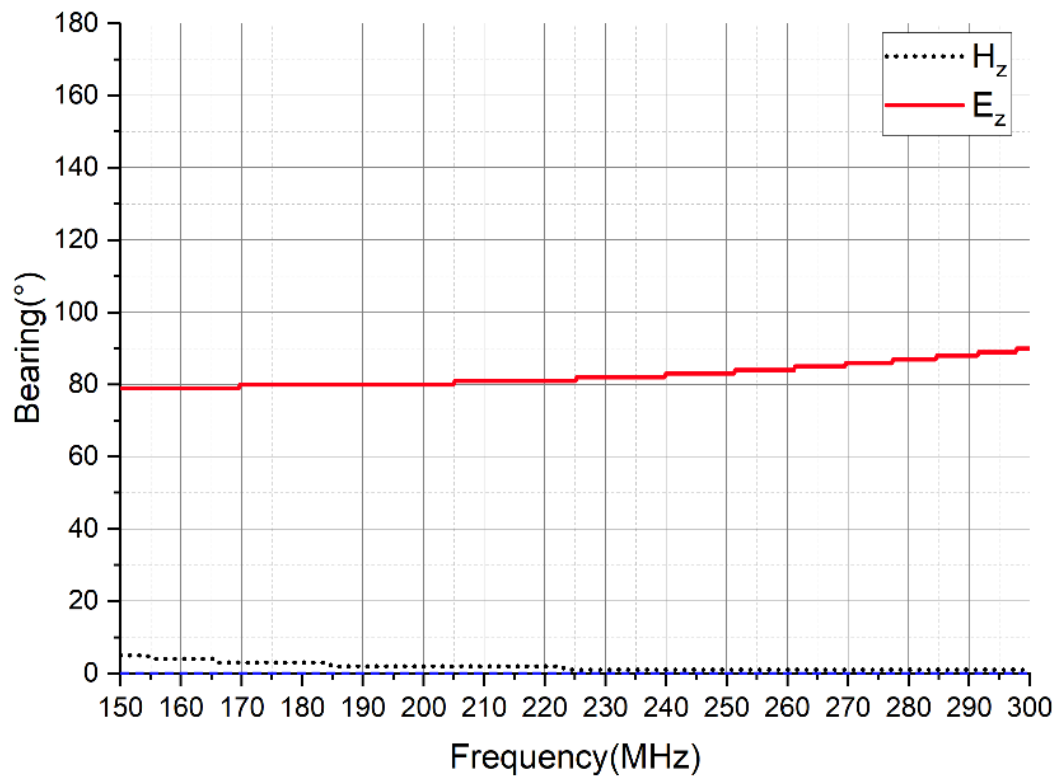
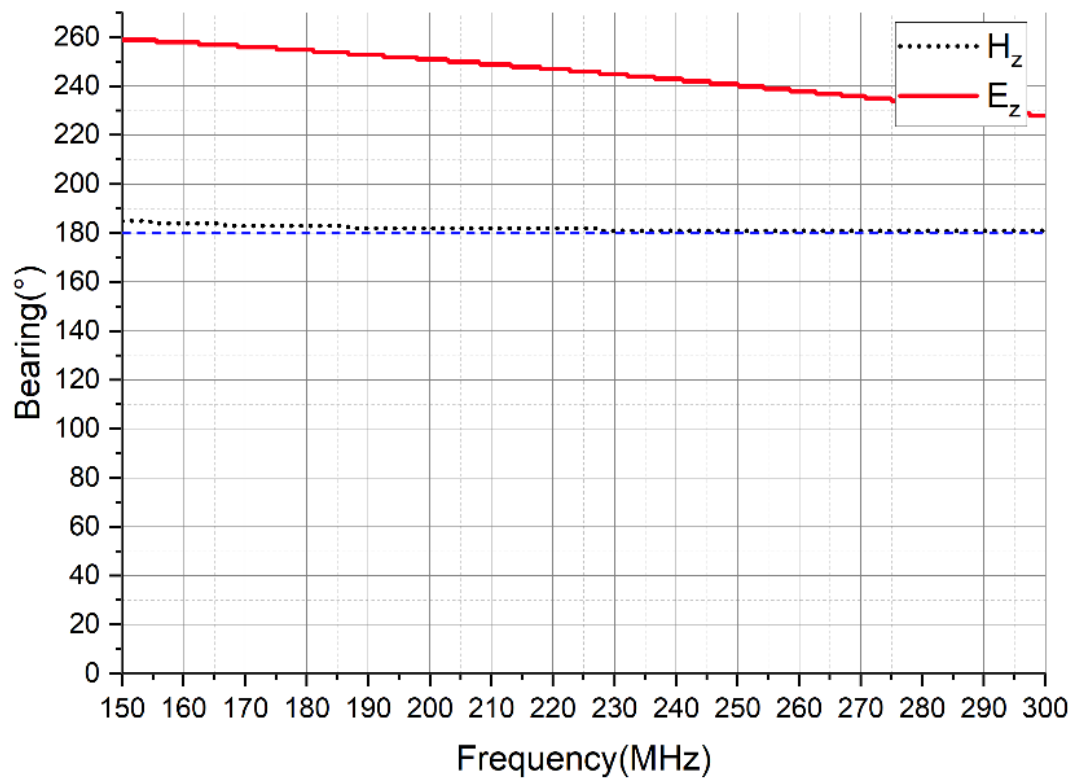


Рисунок 3.14 – Модель БПЛА с размещенной на нем радиопеленгаторной антенной решетки, состоящей из 3-х векторных антенных элементов в виде тетраэдров

Данная модель также облучалась плоской электромагнитной волной с эллиптической поляризацией. Полученные оценки пеленгов для истинных азимутальных углов прихода волны 0° и 180° показаны на рисунке 3.15.



a)



б)

Рисунок 3.15 – Частотные зависимости пеленгов трехэлементной векторной антенной решетки, установленной на БПЛА для истинных азимутальных углов:

а) 0° ; б) 180°

Как видно из представленных графиков, использование магнитной компоненты поля, рассчитанной с помощью векторных антенных элементов в виде тетраэдров, позволяет существенно увеличить точность оценки пеленгов по сравнению со случаем применения электрической компоненты поля. Приведем статистические характеристики оценки пеленгов для различных углов падения электромагнитной волны в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Статистические характеристики точности пеленгации при использовании векторных антенн в виде тетраэдра

Истинный пеленг, °	E_z			H_z		
	M	σ	er	M	σ	er
0	82,52	82,58	82,52	1,86	2,16	1,86
20	97,27	77,28	77,27	20,05	0,22	0,05
40	110,68	70,89	70,68	39,37	0,93	0,64
60	126,37	66,99	66,37	59,85	0,39	0,15
80	148,03	68,78	68,03	81,21	1,73	1,21
90	164,96	75,03	74,96	92,31	2,99	2,31
100	181,45	81,53	81,45	103,39	4,24	3,39
120	202,87	82,92	82,87	125	5,96	5,00
140	217,15	77,16	77,15	145,22	6,00	5,22
160	230,09	70,29	70,09	163,90	4,46	3,90
180	245,23	65,87	65,23	181,91	2,20	1,91
Среднее значение	---	74,48	74,24	---	2,84	2,33

Таким образом, предложенная в данном параграфе конструкция векторного антенного элемента и способ пеленгования, основанный на измерении сильно искаженного электрического поля и вычисления существенно менее искаженного магнитного поля, позволяют скомпенсировать влияние дифракционных искажений

пространственной структуры электрического поля на точность оценки угловых координат ИРИ.

2.3 Выводы по главе 3

В данной главе, для борьбы с искажениями ЭМП из-за различных рассеивателей, находящихся на трассе распространения сигнала, было предложено измерять сильно искаженное электрическое поле с помощью векторной антенны, затем вычислять пространственные компоненты магнитного поля, и проводить на их основе оценку угловых координат ИРИ.

Для реализации данного подхода были разработаны и исследованы конструкции векторных антенн, способных измерить проекции вектора напряженности электрического поля, которые затем пересчитываются в значения напряженности магнитного поля. Показано, что использование менее искаженного магнитного поля для оценки пеленгов позволяет достичь лучшей точности при определении направления прихода волны. Полученные значения пеленгов в дальнейшем могут использоваться для ориентации максимума ДН приемной антенны в направлении передатчика с целью борьбы с помехами и увеличения дальности связи.

Также, были разработаны две конструкции векторных антенн: в виде куба и тетраэдра, ребра которых представляют собой симметричные вибраторы. Преимуществом второй конструкции является меньшее (шесть), чем у куба (двенадцать) число используемых вибраторов. При этом качество работы векторной антенны в виде тетраэдра не снижается, т.к. двенадцать вибраторов куба являются избыточным количеством для расчета напряжённости магнитного поля.

Проведено математическое моделирование работы, разработанных векторных антенн для случаев их размещения на различных носителях (автомобиль, БПЛА).

4. Реконфигурируемые антенные устройства с возможностью изменения диаграммы направленности на основе метаматериала в виде электромагнитного кристалла

Важным требованием при разработке антенн для современных систем связи является компенсации потерь на трассе (особенно значительных в миллиметровом диапазоне), увеличения дальности связи и отношения сигнал/шум, для чего необходим высокий коэффициент усиления. Кроме того, помеховая обстановка и особенности трассы распространения сигнала могут динамически меняться, что приводит к необходимости использования сканирующих антенн для адаптации к текущей ситуации. Также, современные радиотехнические устройства часто решают несколько задач, каждая из которых требует отдельной антенны, что ухудшает масса-габаритные характеристики радиоаппаратуры. Для решения указанных проблем, в данной главе был разработан управляемый метаматериал, являющийся конструкционным элементом для создания широкой номенклатуры антенных устройств, включая реконфигурируемые антенны.

Конструкция управляемого метаматериала представляет собой электромагнитный кристалл, в узлах которого располагаются коммутирующие устройства [257]. Путем коммутации узлов мы можем формировать и динамически изменять отражающую поверхность с произвольной геометрией. Электромагнитная волна будет претерпевать отражение от такой поверхности, что может быть использовано для сдвига фазы волны (например, распространяющейся в волноводе) путем изменения расстояния, которое она проходит до выхода. Управление геометрией отражающей поверхности может осуществляться с помощью PIN-диодов или, что представляется особенно перспективным, оптоуправляемых переключателей на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС). При этом не требуется изменять геометрические параметры структуры метаматериала, а также осуществлять механические перемещения стенки волновода.

Одним из применений предлагаемой конструкции управляемого метаматериала является создание отражательных фазированных антенных решеток, обладающих следующими преимуществами [258]:

- расширенными функциональными возможностями (полнофункциональная ФАР, перестраиваемая в сверхширокой полосе частот, а также - сверхширокополосная антенная система с широкоугольным сканированием);
- повышенной устойчивостью к действию средств радиоэлектронной борьбы за счет оптического управления – к управляющим элементам проложены только световоды;
- использованием универсальных опто-управляемых структур, пригодных для реализации антенных систем, функционирующих в полосе частот с коэффициентом частотного перекрытия, как минимум, от октавы, до декады, в дециметровом, или - сантиметровом, или – миллиметровом диапазонах волн;
- возможность функционирования с произвольным видом поляризации излучаемых и принимаемых волн (определяемым облучателем фазированной антенной решетки).

Кроме того, управляемый метаматериал может применяться в системах и комплексах радиоэлектронной борьбы для пеленгования радиолокационных станций противника в широкой полосе частот. А также для существенного уменьшения эффективной поверхности рассеяния защищаемых объектов в направлениях радиолокационных станций противника путем адаптивного формирования глубоких нулей диаграммы рассеянного излучения объекта.

4.1 Определение оптимальной длины ребра ячейки управляемого метаматериала

Выбор оптимальной длины ребра метаматериала определяет такой важный параметр антенного устройства как центральная частота и диапазон рабочих частот [259]. Для исследования влияния длины ребра на частотные характеристики метаматериалы были созданы модели закороченных пластин, представленные на

рисунке 4.1. Указанные на рисунке длины ребер были рассчитаны для рабочей частоты 10 ГГц.

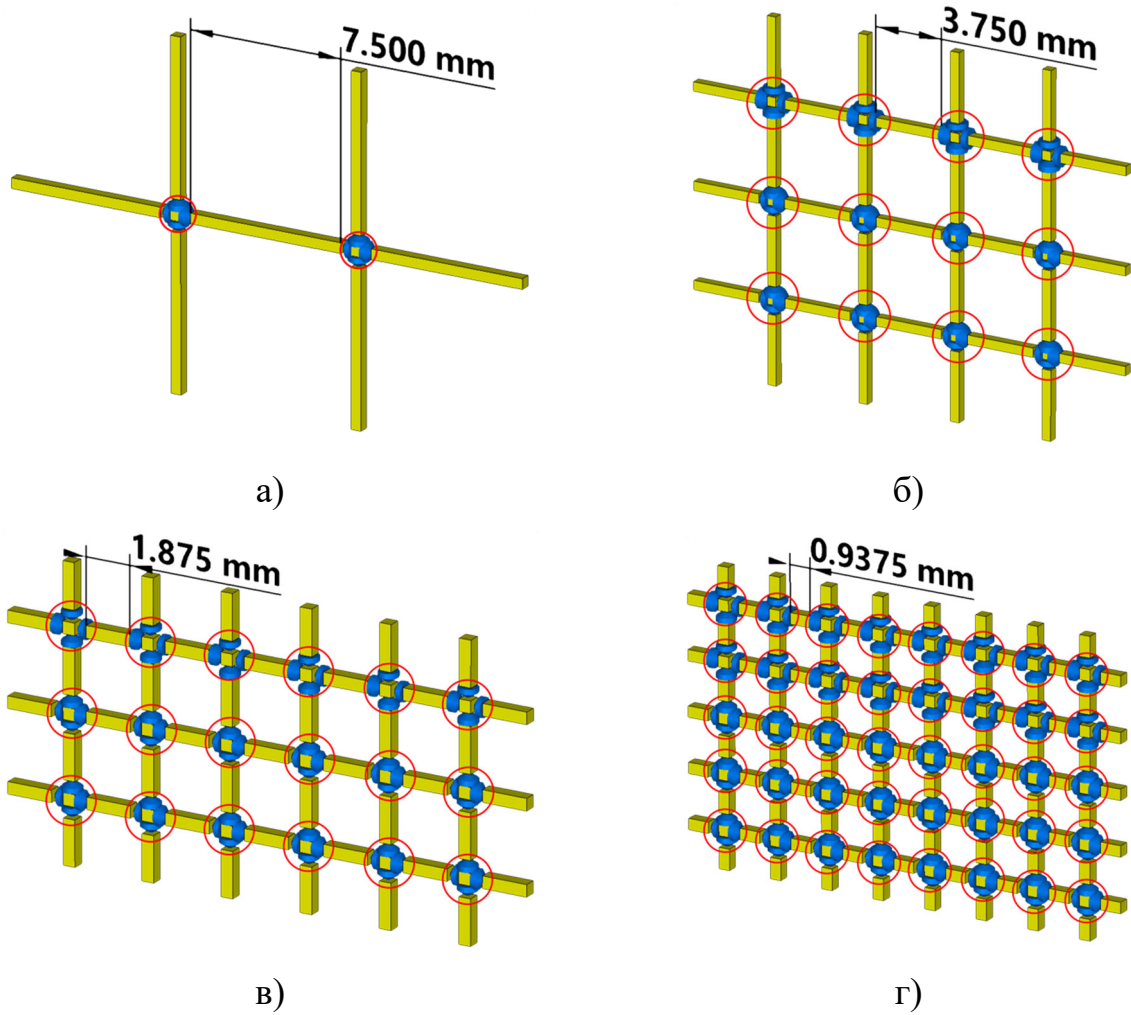


Рисунок 4.1 – Модели пластин из управляемого метаматериала для определения его диапазона рабочих частот (красным кружком выделены узлы коммутаций):

а) ячейка с ребром $\lambda/4$; б) ячейка с ребром $\lambda/8$; в) ячейка с ребром $\lambda/16$;

г) ячейка с ребром $\lambda/32$.

Диапазоны рабочих частот определялись по значению параметра S_{11} , который должен был быть больше -3 дБ (т.е. по урону половины мощности). Полученные зависимости приводятся на рисунке 4.2; для наглядности, характеристики метаматериала в числовом виде сведены в таблицу 4.1. Относительная ширина полосы частот рассчитывалась по следующей формуле:

$$\mu_f = \frac{\Delta F}{(f_{\text{нижняя}} + f_{\text{верхняя}})/2}.$$

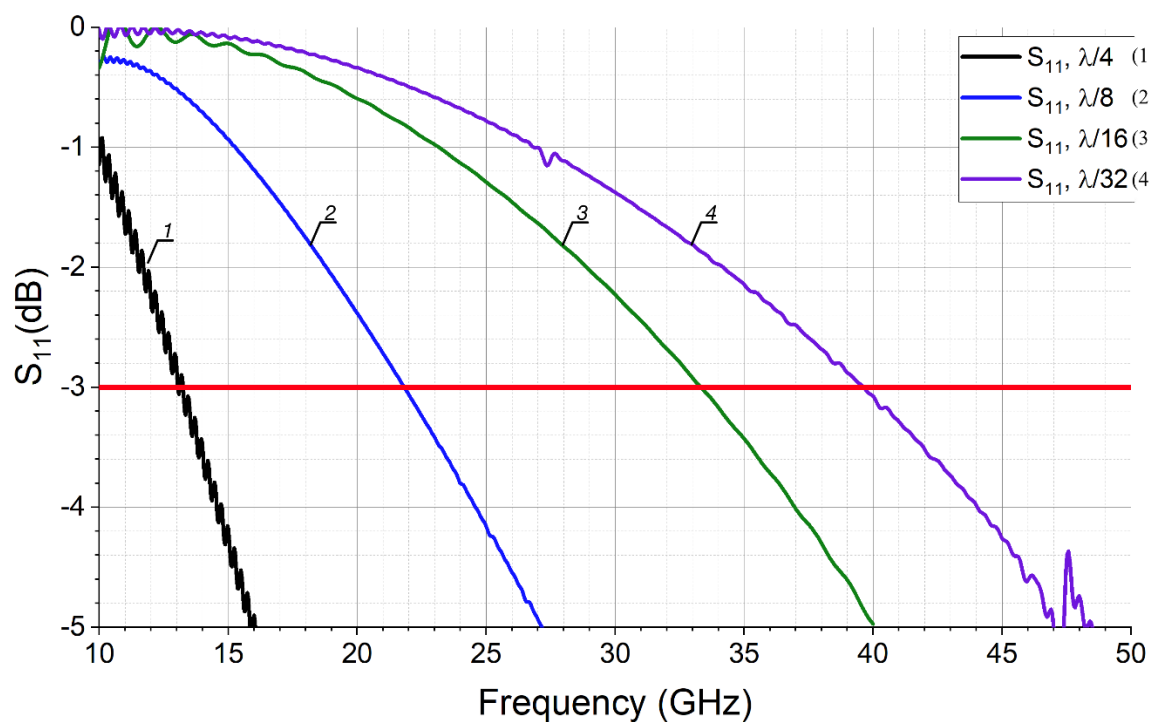


Рисунок 4.2 – Результаты моделирования S_{11} -параметров для различных длин ребер ячейки метаматериала

Таблица 4.1 – Диапазоны рабочих частот одиночной пластины метаматериала

Длина ребра, λ	Длина ребра, мм	Диапазон рабочих частот (по уровню -3 дБ), ГГц	ΔF , ГГц	μ_f
$\lambda/4$	7,5	10-13,04	3,04	0,26
$\lambda/8$	3,75	10-21,82	11,82	0,74
$\lambda/16$	1,875	10-33,32	23,32	1,08
$\lambda/32$	0,9375	10-39,62	29,62	1,19

Из представленных результатов следует, что для создания узкополосных устройств можно использовать ячейку метаматериала с длиной ребра равной $1/4$ длины волны. Преимуществом такого решения является минимальное число требуемых коммутирующих устройств, что позволяет существенно уменьшить стоимость конечного изделия. Однако, при таком электрически большом ребре,

достаточно значительная часть энергии электромагнитной волны будет проходить сквозь закороченные ячейки метаматериала, а не отражаться от них.

Наиболее оптимальными являются ячейки с ребрами в $1/8$ и $1/16$ длины волны — они позволяют реализовать достаточно широкий диапазон рабочих частот и большой коэффициент отражения электромагнитных волн от закороченных участков управляемого метаматериала. Из приведенного выше графика видно, что диапазон рабочих частот для длины ребра равной $\lambda/8$ существенно больше, чем для длины ребра $\lambda/4$.

Структура с длиной ребра равной $\lambda/32$ позволяет обеспечить наибольший диапазон рабочих частот, однако является самой сложной для технологической реализации и требует большого числа коммутирующих устройств. Использование таких ячеек может быть оправданным лишь для некоторых задачах, требующих размещение большого числа слоев метаматериала, что позволяет точно выбрать пространственное положения поверхности отражения. Например, в проходных фазовращателях такая конструкция позволит с большей точностью задавать фазу на выходе.

Проведенные на предварительном этапе исследования показали, что управляемый метаматериал позволяет [260]:

- совершать управление электромагнитными волнами с минимальными искажениями и потерями;
- сохранять малые изменения диэлектрической и магнитной проницаемости;
- обеспечить легкую масштабируемость с сохранением широкой полосы рабочих частот.

4.2 Волноводный фазовращатель на основе управляемого метаматериала

Для создания структуры управляемого метаматериала используются тонкие медные проводники, которые образуют ячейку метаматериала. При построения волноводного фазовращателя данные ячейки размещаются внутри волновода, полностью заполняя его объем. В качестве промежуточных точек для замыкания

ребер ячейки метаматериала использовались маленькие кубики из проводящего материала. Конструкция элементарной ячейки, из которой формируется вся структура управляемого метаматериала, приведена на рисунке 4.3. Длина одного проводника ячейки определяется в соответствии с выражением:

$$l = \frac{c}{16 \cdot f_d}, \quad (4.1)$$

где c – скорость света в вакууме, f_d – частота из рабочего диапазона.

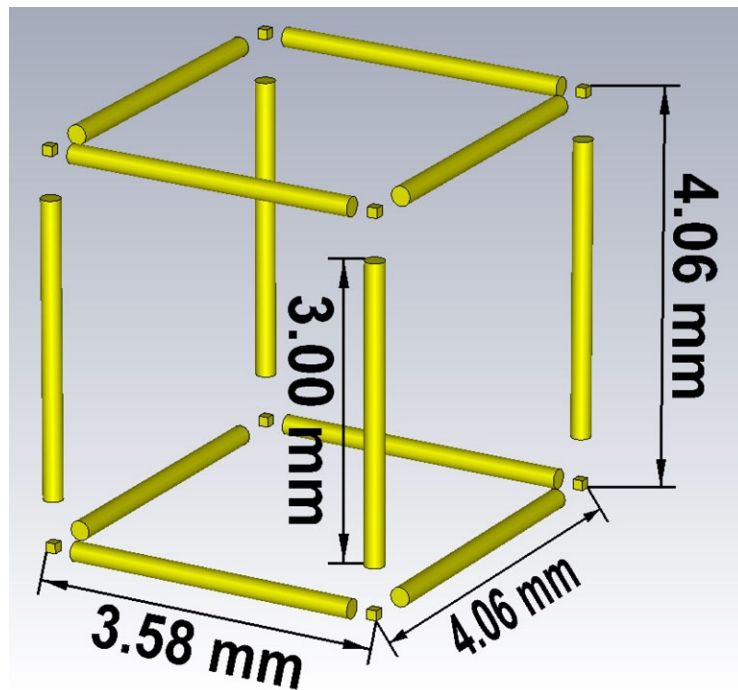


Рисунок 4.3 – Элементарная ячейка разработанного метаматериала

Для коммутации узлов структуры метаматериала использовались PIN-диоды, размещенные в узлах ячеек. Путем электрического замыкания узла осуществляется формирование отражающей, для электромагнитной волны, поверхности. Конструкция метаматериала может быть сформирована для работы на различных частотах. Основными этапами построения управляемого метаматериала являются [261]:

- выбор длины проводника (оптимальными значениями являются $1/8$ или $1/16$ длины волны в рабочем диапазоне частот волновода, внутри которого будет размещаться метаматериал);

- выбор оптимального устройства коммутации, которое будет обеспечивать высокий коэффициент развязки при размыкании и малые потери при замыкании;
- размещение созданной структуры внутри волновода с целью управления параметрами отраженной электромагнитной волны путем последовательного замыкания узлов метаматериала.

Для переключения слоев метаматериала предпочтительно использовать опто-управляемые устройства, которые способны изменять свое состояние под воздействием падающего на них светового потока, а значит они не нуждаются в металлических проводниках для передачи управляющих сигналов, наличие которых вносит искажения в структуру ЭМП.

В ходе исследования разработанной конструкции метаматериала, было проанализировано ее влияния на рабочие характеристики волновода [262]. Для примера рассматривался волновод WR-137 с размерами поперечного сечения 34,85x15,80 мм, что соответствует рабочему диапазону частот 5,85-8,2 ГГц. Внутри волновода размещалась метаматериальная структура, изображенная на рисунке 4.4.

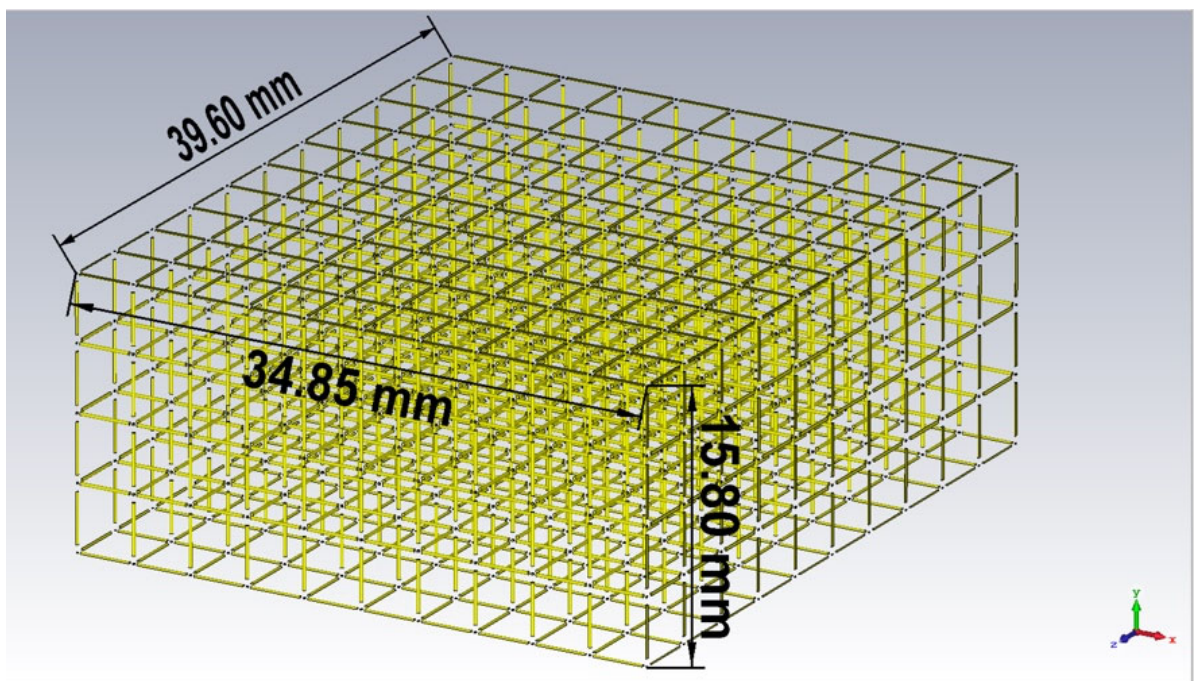


Рисунок 4.4 – Исследуемый метаматериал, размещаемый внутри волновода

Для определения характера влияния метаматериала на рабочие характеристики волновода, рассмотрим график коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН), который был получен в ходе выполнения электродинамического моделирования (рисунок 4.5).

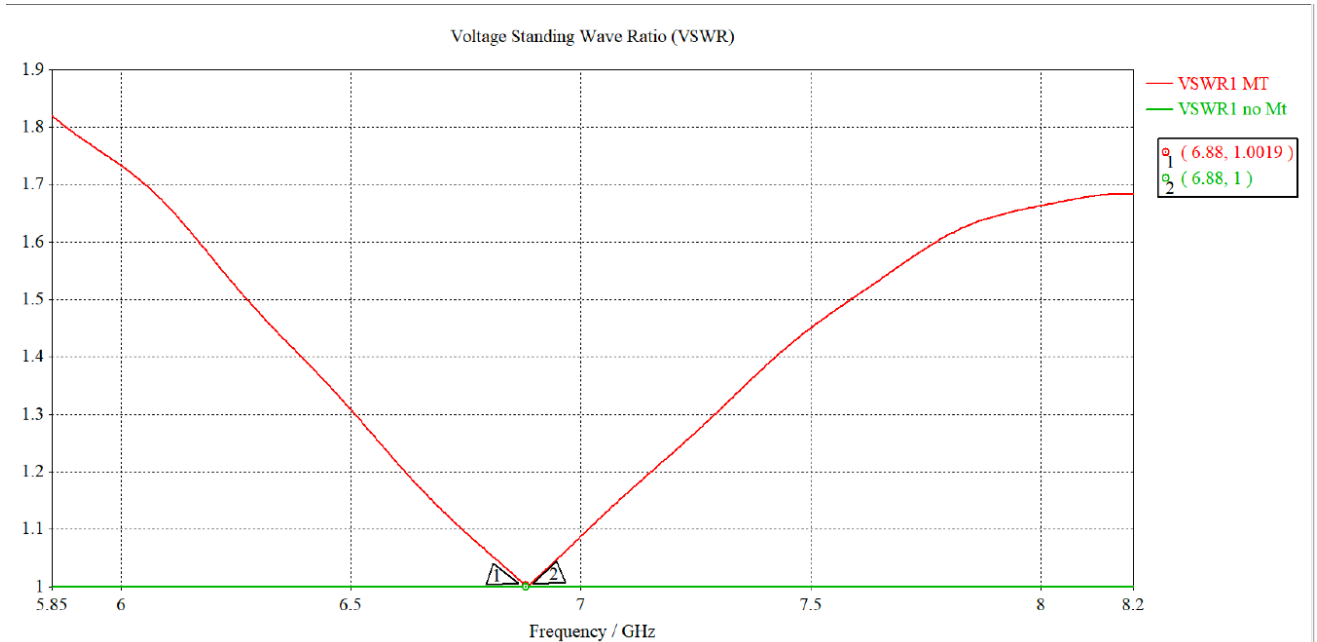


Рисунок 4.5 – КСВН для волновода без метаматериала (зеленая линия) и с метаматериалом (красная линия)

Как видно по полученным результатам, размещение метаматериала внутри волновода приводит к некоторому увеличению КСВН, однако его значение не превышает 2 во всем диапазоне рабочих частот.

Значения относительной диэлектрической проницаемости ϵ и магнитной проницаемости μ управляемого метаматериала отличаются от значений для вакуума, что создает сопротивление распространяющейся волне. Для определения значения ϵ и μ метаматериала, воспользуемся методом на основе параметров матрицы рассеяния [263].

Кратко изложим принцип работы метода. На основе S-параметров, полученных в ходе моделирования разомкнутого метаматериала, рассчитываются основные параметры среды. Желательно, чтобы эти параметры оказывали минимальное влияние на распространение электромагнитной волны. Для

определения волнового сопротивления метаматериала используется следующая формула:

$$\eta_s = \pm \eta_0 \sqrt{\frac{(S_{11}+1)^2 - S_{21}^2}{(S_{11}-1)^2 - S_{21}^2}}, \quad (4.2)$$

где S_{11} и S_{21} – соответствующие элементы матрицы рассеяния (S-параметров);

η_0 – волновое сопротивление свободного пространства $\left(\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}\right)$.

Эффективное значение волнового сопротивления с учетом выражения (4.2) будет равно:

$$Z_A = \frac{S_{21}(\eta_s + \eta_0)}{(\eta_s + \eta_0) - S_{11}(\eta_s - \eta_0)} \quad (4.3)$$

Для определения волнового числа для данной среды воспользуемся следующим выражением:

$$k_s = \frac{1}{d} [-(\text{Arg}(Z_A) + 2p\pi) + j \cdot \ln(|Z_A|)] \quad (4.4)$$

где p – выбор ветви значений (при расчетах $p=1$);

d – толщина структуры.

Тогда относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости будут равны:

$$\mu_s(f) = \frac{k_s \cdot \eta_s}{2\pi f \cdot \mu_0} \quad (4.5)$$

$$\varepsilon_s(f) = \frac{k_s}{2\pi f \cdot \varepsilon_0 \cdot \eta_s} \quad (4.6)$$

На основе приведенных выше уравнений были рассчитаны значения действительных и мнимых частей относительных магнитных и диэлектрических проницаемостей управляемого метаматериала (рисунок 4.6).

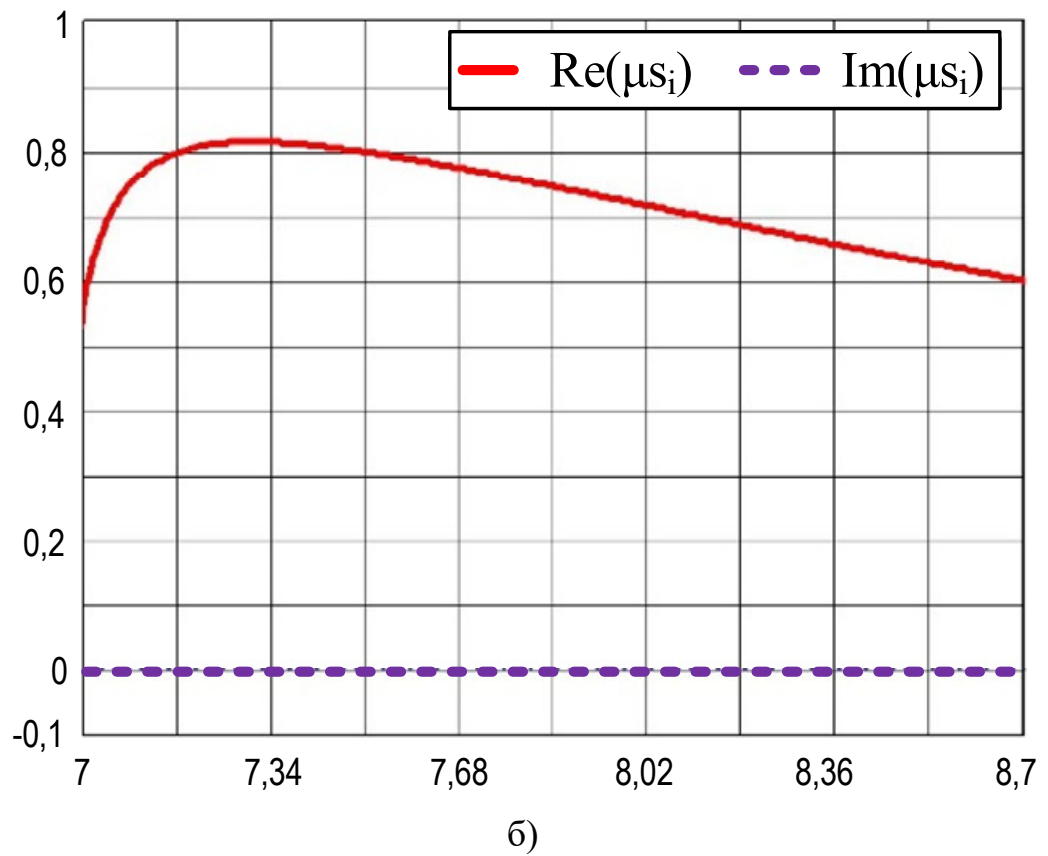
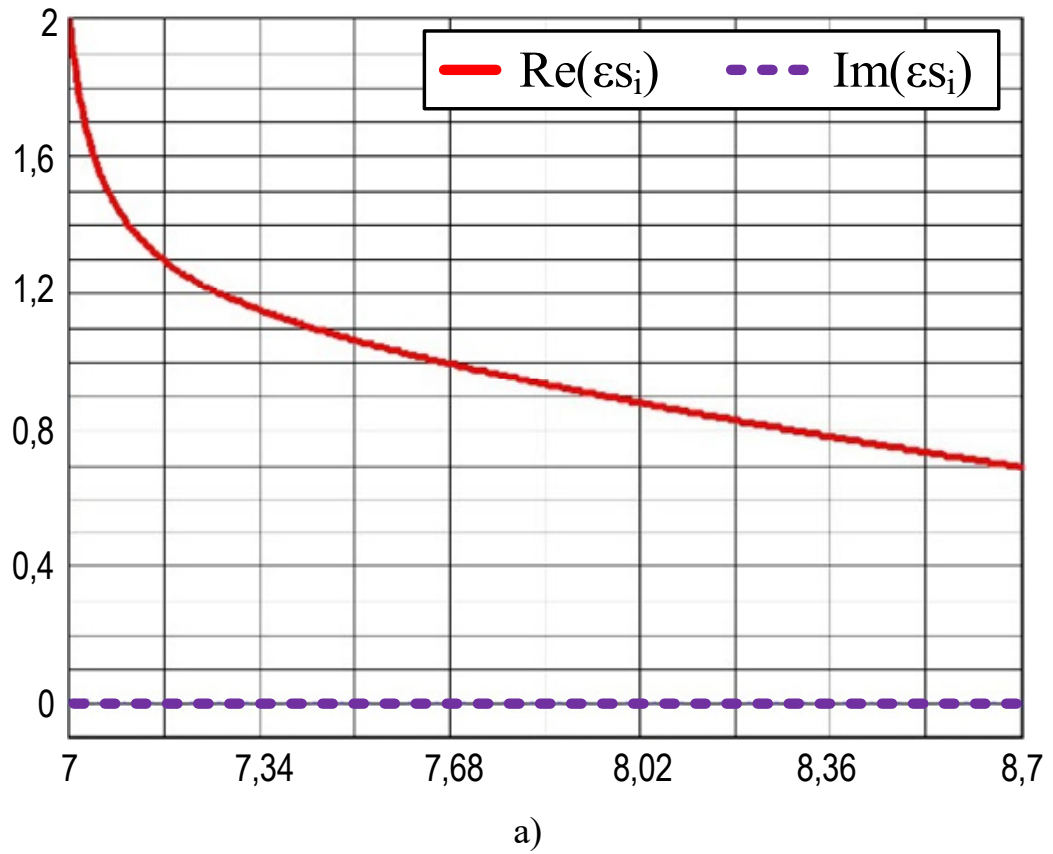


Рисунок 4.6 – Электрические характеристики управляемого метаматериала, размещенного в волноводе: а) – относительная диэлектрическая проницаемость; б) – относительная магнитная проницаемость

Представленные результаты подтверждают, что в разомкнутом режиме работы управляемый метаматериал оказывает минимальное влияние на характеристики электромагнитных волн, проходящих сквозь него. Кроме того, во всем диапазоне рабочих частот мнимая компонента электрической и магнитной проницаемостей равна нулю, следовательно потери в структуре минимальны.

Изменение фазы электромагнитной волны в разработанной конструкции фазовращателя на основе управляемого метаматериала осуществляется с помощью электрического замыкания узлов в одной плоскости электромагнитного кристалла, рисунок 4.7. Сдвиг фазы реализуется за счет изменения расстояния, которое проходит волна: от входа до замкнутой плоскости метаматериала и обратно [264]. При проведении математического моделировании работы фазовращателя, в качестве коммутационного элемента была использована SPICE модель PIN-диода, а основными исследуемыми характеристиками выступали фазы S_{11} -параметров, рисунок 4.8.

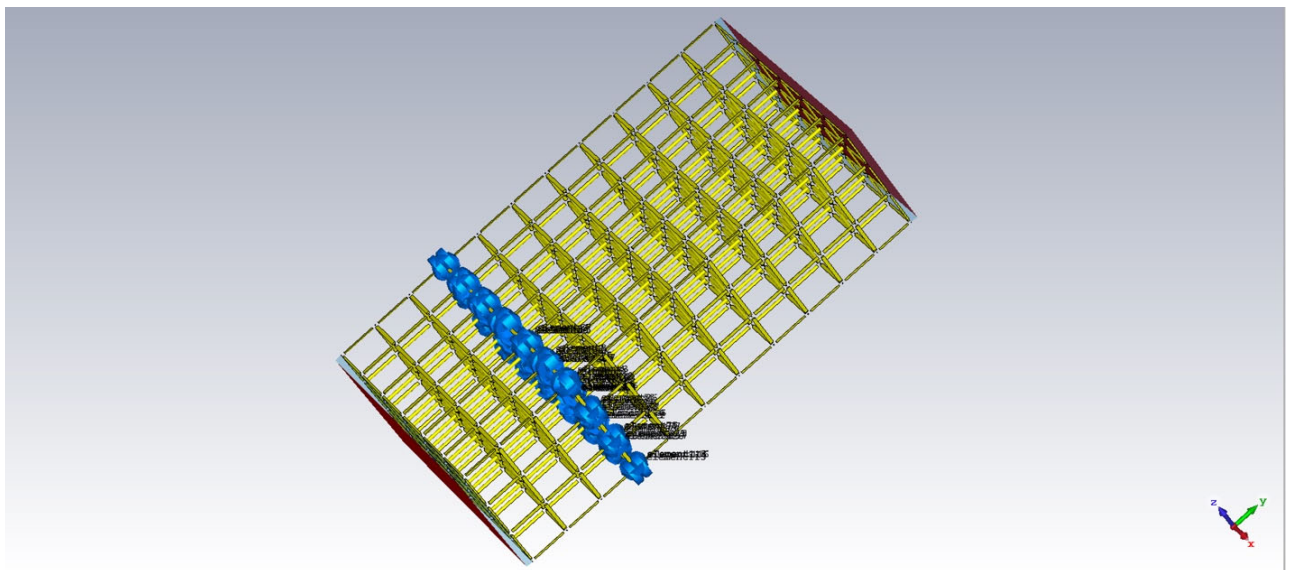


Рисунок 4.7 – Внешний вид отражательного фазовращателя на основе управляемого метаматериала. Синими фигурами показана электрически замкнутая, с помощью PIN-диодов, плоскость метаматериала

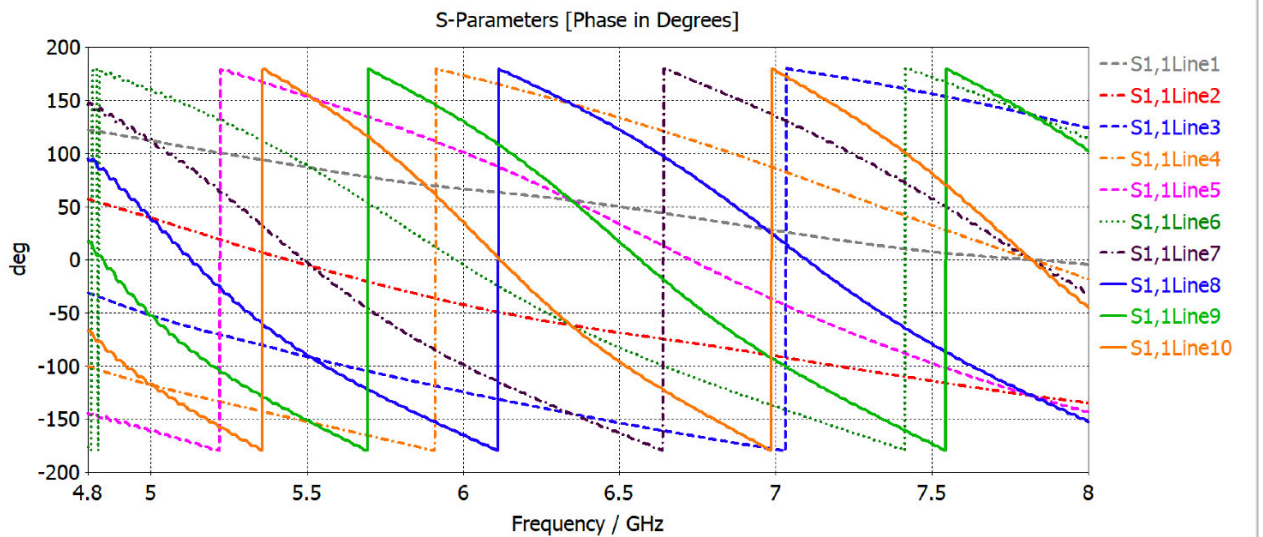


Рисунок 4.8 - Фаза S_{11} -параметров волновода при электрическом замыкании различных плоскостей метаматериала

Из представленных частотных зависимостей фаз S_{11} -параметров видно, что при замыкании стенок метаматериала на различном удалении от входа волновода мы получаем фазовые сдвиги, разность между которыми остается практически постоянной во всем исследуемом диапазоне частот. Это позволяет говорить о возможности создания широкополосных отражательных фазовращателей и ФАР на основе управляемого метаматериала.

Для исследования разработанного отражательного фазовращателя, было проведено математическое моделирование при электрическом замыкании различных плоскостей метаматериала [265]. Отсчет плоскостей производился справа налево. Помимо графиков фаз S-параметров были получены трехмерные картины полей в волноводе, рисунок 4.9. В качестве примера, приведены картины электрического поля для нескольких случаев: когда все плоскости электрически разомкнуты (рисунок 4.9а); электрически замкнута третья плоскость (рисунок 4.9б); замкнута седьмая плоскость (рисунок 4.9в); замкнута девятая плоскость (рисунок 4.9г).

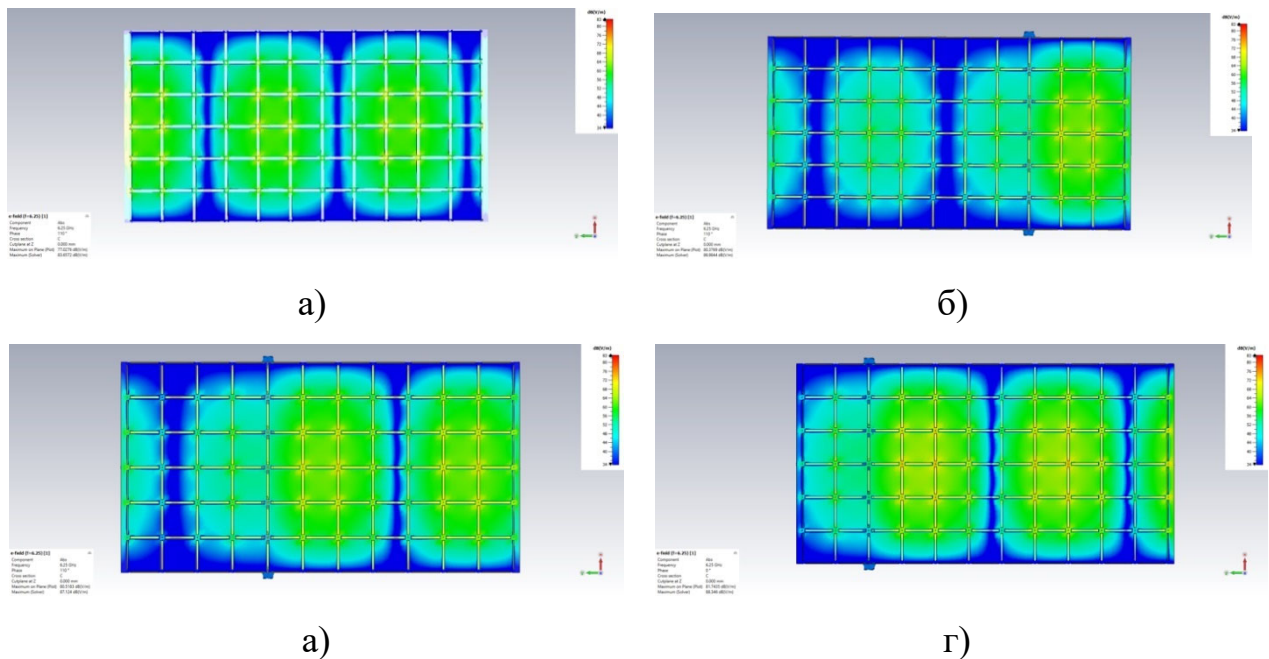


Рисунок 4.8 - Картины электрического поля в волноводе, заполненного управляемым метаматериалом при электрическом замыкании различных плоскостей

Как видно из представленных рисунков, электромагнитная волна отражается от электрически замкнутой плоскости метаматериала, после чего начинает двигаться в обратную сторону. При этом, незначительная часть энергии волны просачивается сквозь электрически замкнутую плоскость.

4.3 Реконфигурируемый рефлектор на основе управляемого метаматериала

Реконфигурируемые антенны обладают рядом привлекательных свойств: они способны перестраиваться между несколькими частотными диапазонами, а также позволяют управлять ДН антенны, что может использоваться для динамической адаптации к текущим параметрам трассы распространения сигнала. В данной параграфе предлагается конструкция реконфигурируемого рефлектора на основе управляемого метаматериала, способного формировать практически произвольную геометрию отражателя и, при необходимости, изменять ее с помощью электрической коммутации PIN-диодов или МЭМС-переключателей [266].

Конструкция рефлекторной антенны, в общем случае, состоит из облучателя и рефлектора, рисунок 4.10.

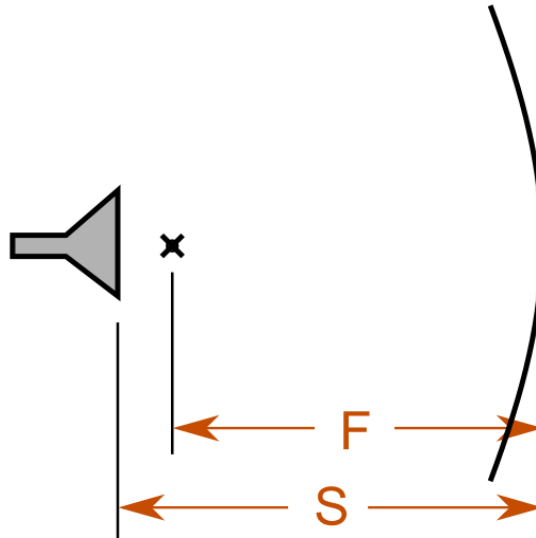
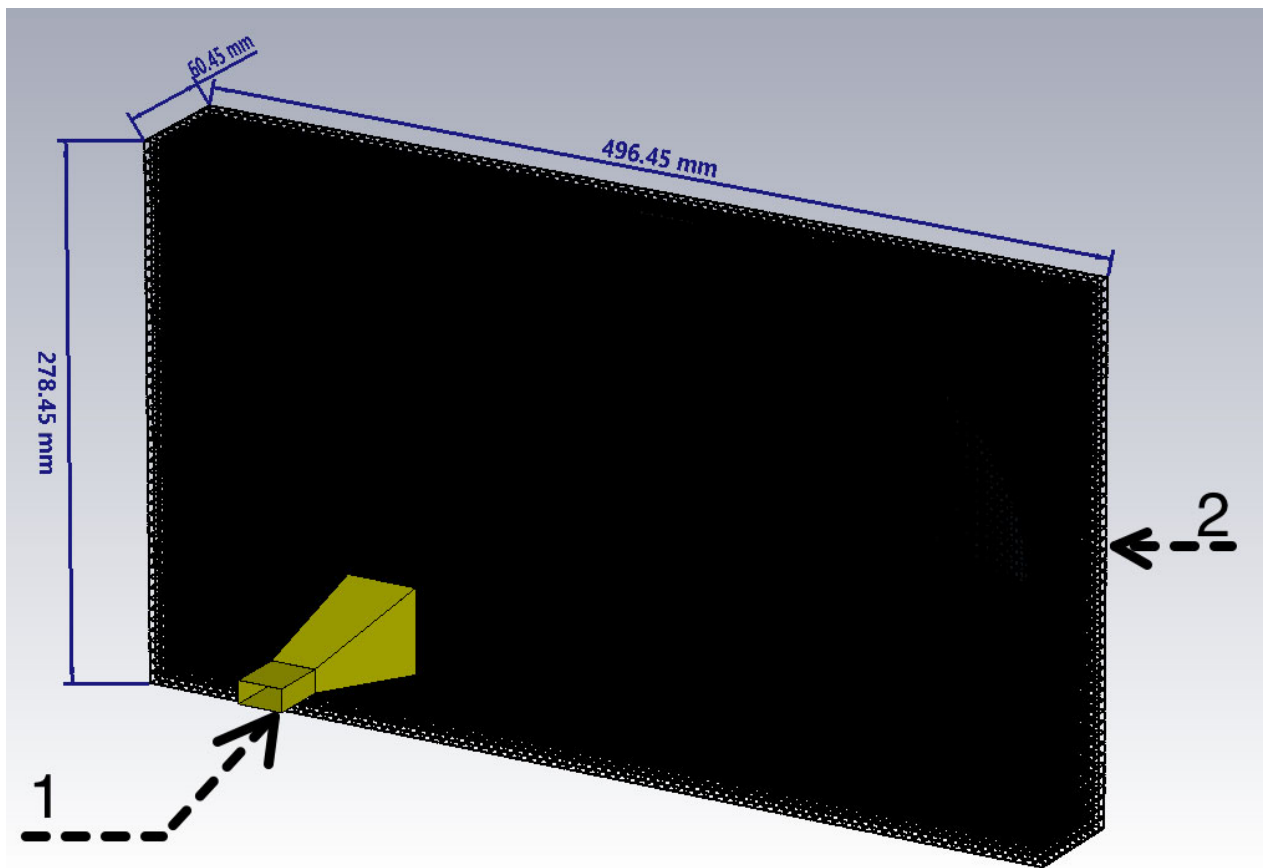


Рисунок 4.10 - Конструкции рефлекторной антенны в общем случае

В качестве рефлектора для разработанной реконфигурируемой антенны использовалась структура из управляемого метаматериала. Аппроксимация геометрии параболического рефлектора производилась с помощью электрического замыкания соответствующих узлов. Данный подход позволяет уйти от механического поворота зеркала для изменения направления главного лепестка антенны, и управлять лучом только с помощью электронной коммутации. Внешний вид разработанной конструкции реконфигурируемой рефлекторной антенны приводится на рисунке 4.11.

Отметим, что векторная антенна, представленная в главе 3, может быть реализована на основе управляемого метаматериала, что позволит совместить в одном антенном устройстве функцию радиопеленгации и радиосвязи с управляемым лучом. Данная конструкция будет иметь возможность определить направление на передатчиках и сориентировать главный лепесток ДН на него, или запеленговать источник помехи и направить на него ноль ДН.



Рефлектор 4.11 – Конструкция разработанной антенны с реконфигурируемым рефлектором: 1) облучатель (пирамидальный рупор);
2) реконфигурируемый рефлектор, состоящий из множества ячеек управляемого метаматериала

Элементарная ячейка управляемого метаматериала представлена на рисунке 4.12. Длина ребра элементарной ячейки была выбрана равной 3,75 мм, что соответствует $\lambda/8$ на рабочей частоте 10 ГГц ($\lambda = 30$ мм). Для коммутации узлов метаматериала могут применяться МЭМС-переключатели (обеспечивающие развязку около -70 дБ) или PIN-диоды (развязка примерно -40 дБ). В исследуемом случае использовались PIN-диоды, как более доступные и дешевые радиокомпоненты.

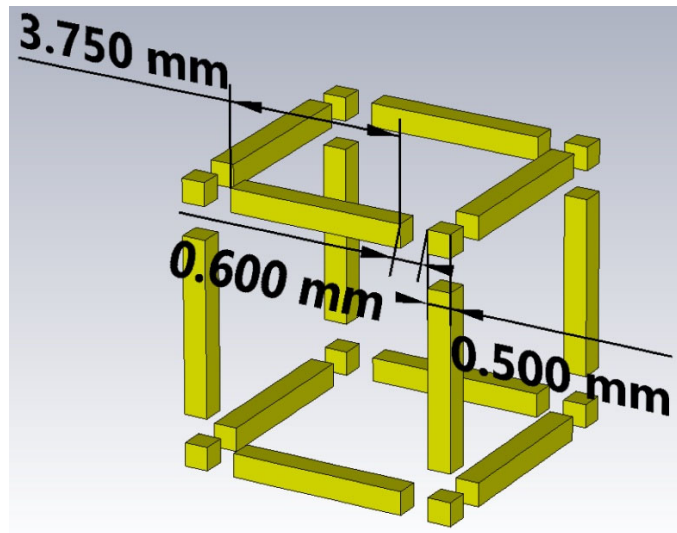
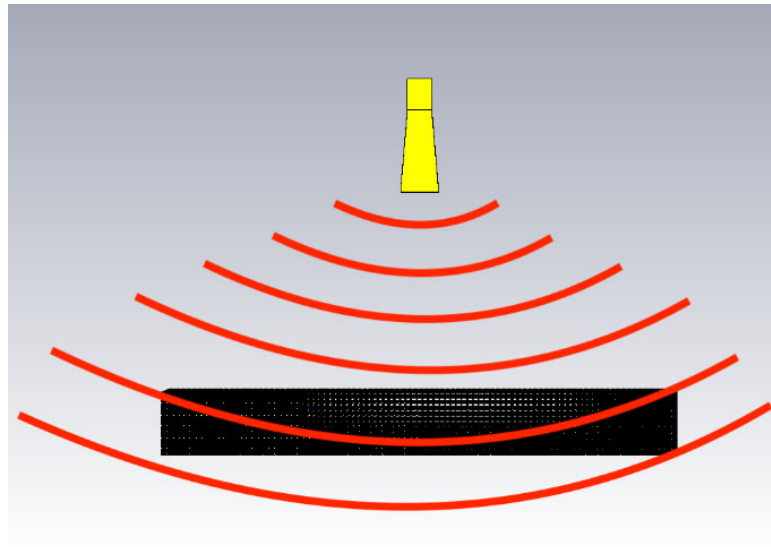


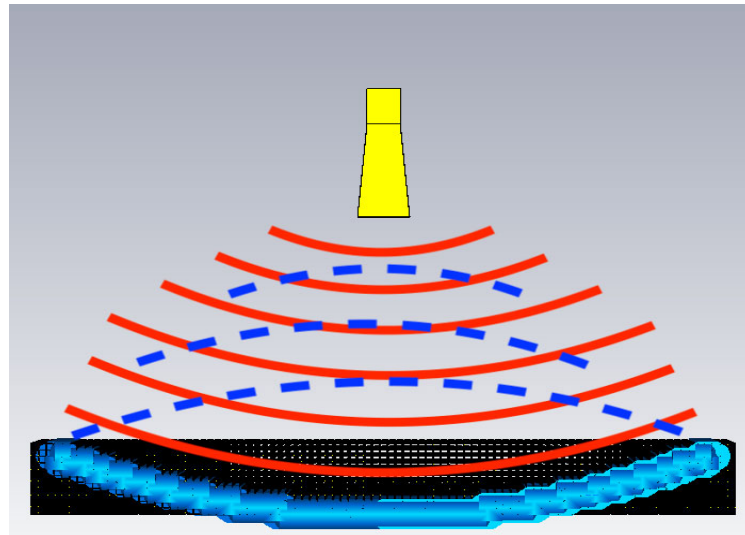
Рисунок 4.12 – Модель элементарной ячейки управляемого метаматериала

Конструкция элементарной ячейки и ее компактные размеры позволяют легко масштабировать всю отражательную структуру, что существенно расширяет номенклатуру устройств, которые можно создать на основе разработанного управляемого метаматериала. Для исследования рабочих характеристик, предлагаемых реконфигурируемых отражательных антенн, рассмотрим антенное устройство с возможностью работы в двух режимах: прозрачном, когда электромагнитные волны от облучателя (рупорной антенны) проходят сквозь рефлектор; и отражательном, когда, с помощью электрического замыкания соответствующих узлов, аппроксимируется параболический отражатель (рисунок 4.13).

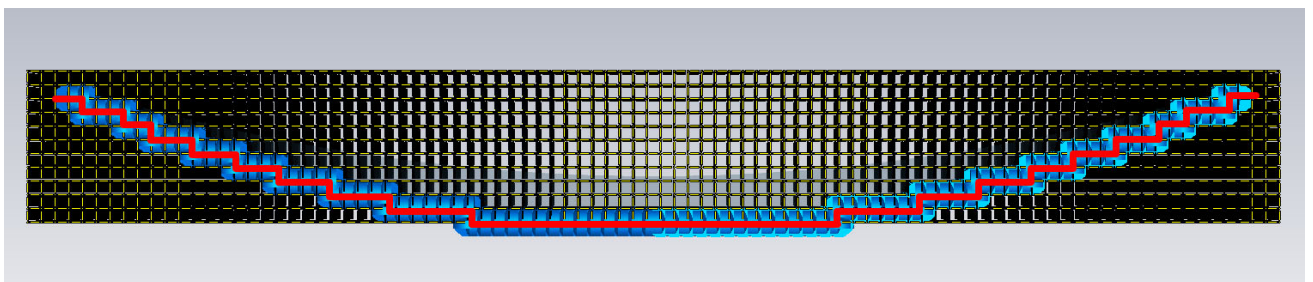
На приведённых рисунках показано, что при электрически разомкнутых узлах метаматериала, электромагнитная волна проходит сквозь структуру электромагнитного кристалла с минимальными отражениями. При электрическом замыкании узлов, необходимых для аппроксимации геометрии параболического рефлектора, формируется излучение, сосредоточенное в обратном от облучателя направлении [267]. Отметим, что рефлектор на основе управляемого метаматериала способен работать в достаточно широкой полосе частот – данное свойство является особенно востребованным в высокоскоростных системах передачи информации.



а)



б)

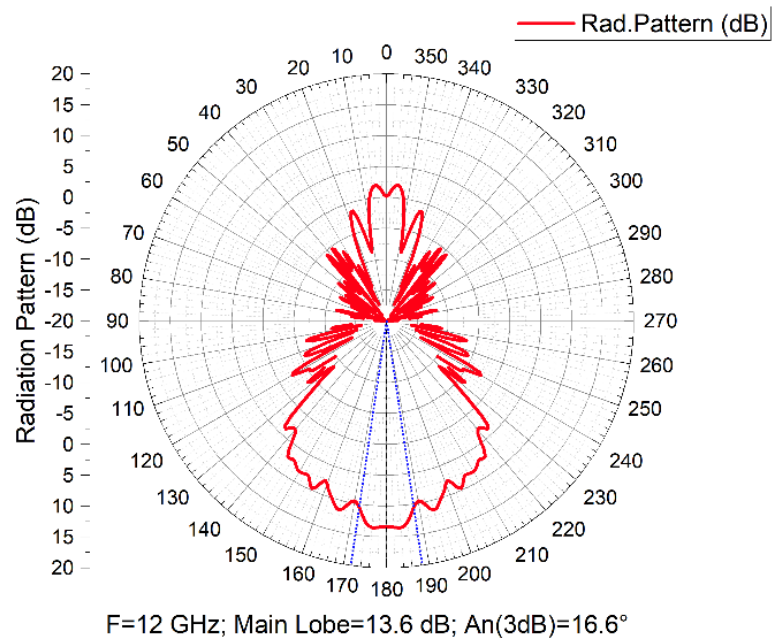


в)

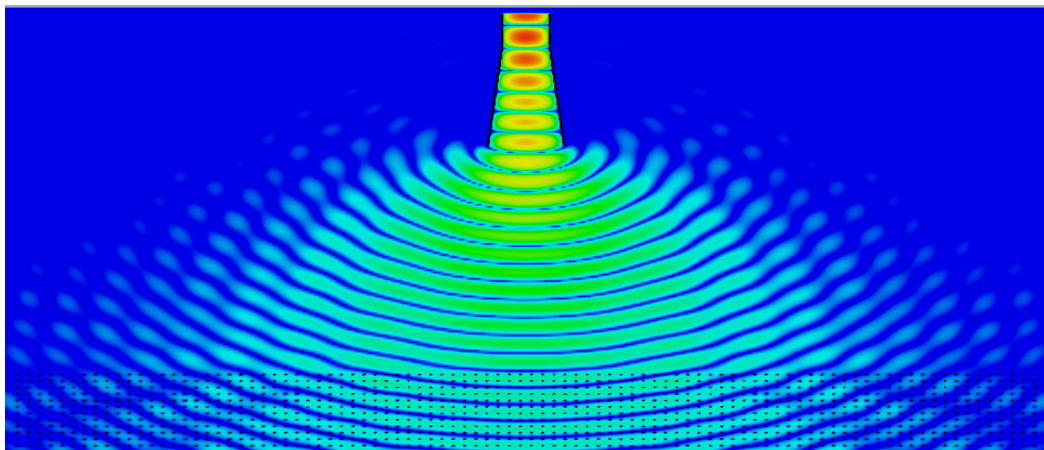
Рисунок 4.13 – Иллюстрация работы реконфигурируемой рефлекторной антенн:

- а) прозрачный режим (все узлы электрически разомкнуты);
- б) – режим формирования рефлектора (электрически замкнуты только узлы, необходимые для аппроксимации параболического зеркала); в) – геометрия сформированного реконфигурируемого рефлектора

Результаты математического моделирования показали, что разработанная реконфигурируемая антенна обладает диапазоном рабочих частот от 10 до 18 ГГц. При этом, с увеличением частоты растет и нежелательное излучение сквозь закороченные слои метаматериала, что обусловлено увеличением электрической длины ребер элементарных ячеек. Приведем ДН и картины электрического поля на частоте 12 ГГц для случая электрически разомкнутых узлов (прозрачный режим) на рисунке 4.14.



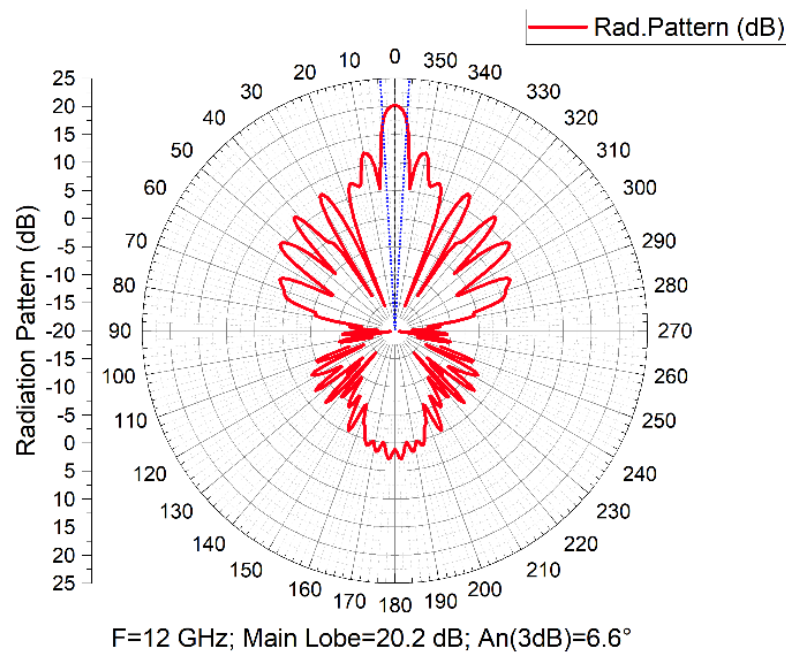
а)



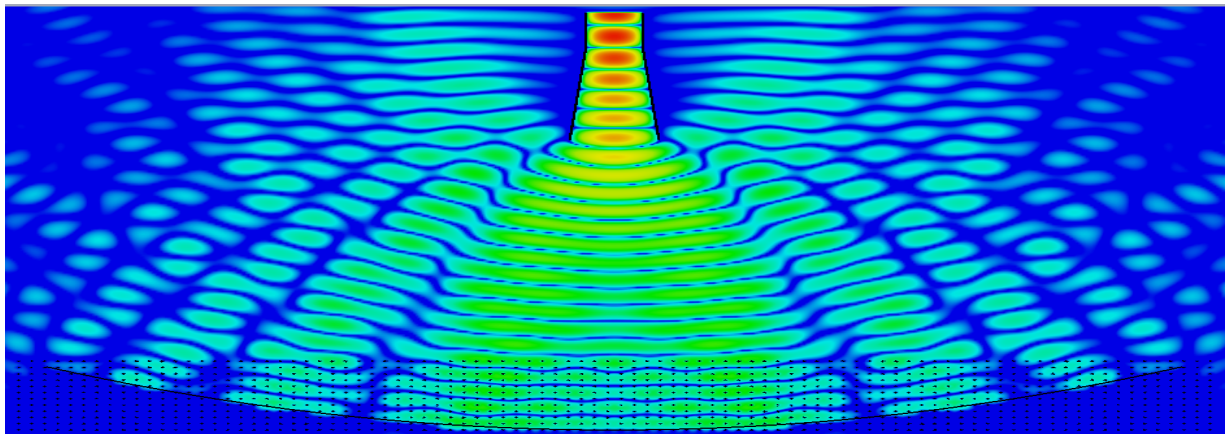
б)

Рисунок 4.14 – Характеристики излучения, формируемого реконфигурируемой антенной в прозрачном режиме (вес узлы электрически разомкнуты): а) ДН в азимутальной плоскости; б) картина электрического поля в азимутальной плоскости

Как видно из приведенных рисунков, электромагнитная волна практически беспрепятственно проходит сквозь метаматериал с электрически разомкнутыми узлами. При этом формируется ДН характерная для рупорного облучателя – с коэффициентом направленного действия, принимающим значения от 13,2 до 16,6 дБ в диапазоне частот от 10 до 18 ГГц; КПД антенны не опускается ниже 93 %. Теперь рассмотрим характеристики излучения, формируемого реконфигурируемой антенной в отражательном режиме, рисунок 4.15.



а)



б)

Рисунок 4.15 – Характеристики излучения, формируемого реконфигурируемой антенной в отражательном режиме (аппроксимация параболического отражателя): а) ДН в азимутальной плоскости; б) картина электрического поля в азимутальной плоскости

На представленных рисунках видно, что реконфигурируемая антенна в отражательном режиме обладает ДН, приближенной к цельнометаллическим зеркальным антеннам. При этом, в диапазоне частот от 10 до 18 ГГц коэффициент направленного действия находится в пределах от 19,2 до 21,3 дБ, а КПД антенны не опускался ниже 92 %. Для удобства анализа сведем все полученные характеристики в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры излучения реконфигурируемой антенны

Рабочие характеристики реконфигурируемой антенны	Прозрачный режим (все узлы электрически разомкнуты)	Отражательный режим (электрически замкнуты узлы, аппроксимирующие параболический рефлектор)
КНД $f=12$ ГГц, дБ	13,6	20,2
Переднезаднее отношение (ПЗО) $f=12$ ГГц, дБ	13,2	21,1
КНД макс. (f набл, ГГц), дБ	16,6 (на 16 ГГц)	21,3 (на 16 ГГц)
Ширина главного лепестка (3 дБ), °	16,5	6,7
Направление главного лепестка, °	180	0
КПД мин. (10-18 ГГц), %	93	92

Из представленной таблицы можно сделать вывод, что реконфигурируемый рефлектор, построенный на основе управляемого метаматериала, способен изменять параметры формируемой ДН в широкой полосе частот. Отметим, что разработанный управляемый метаматериал может применяться и для создания отражательных ФАР. Важным элементом таких ФАР является плоская отражательная поверхность с расположенными на ней пассивными антеннами-рефлекторами (как правило, микрополосковыми антеннами различной конструкции). Антенны-рефлекторы должны переизлучать падающее на них поле со сдвигом фаз, необходимым для формирования электромагнитного излучения в определённом направлении. Управление ДН реализуется с помощью изменения разности фаз, создаваемых каждой антенной-рефлектором. В качестве управляющих элементов обычно используются PIN-диоды и варикапы. По

сравнению с классической конструкцией, ФАР на основе управляемого метаматериала обладают рядом преимуществ:

- 1) унификация конструкции антенных систем: возможность использования одних и тех же управляемых метаматериальных структур для функционирования в частотных диапазонах, существенно разнесенных по частоте;
- 2) возможность функционирования в режиме частотной перестройки в широком диапазоне частот с произвольным видом поляризации излучаемых и принимаемых волн (определяемым облучателем фазированной антенной решетки);
- 3) возможность существенно повысить электромагнитную совместимость и характеристики аппаратуры при использовании коммутаторов с оптическим управлением вместо электрических проводников.

4.4 Исследование влияния коммутирующих элементов на характеристики управляемого метаматериала

Для коммутации узлов разработанного управляемого метаматериала могут использоваться PIN-диоды или МЭМС. Данные компоненты играют роль ключей и имеют два режима работы – включенный режим, обеспечивающий замыкание цепи; и выключенный, при котором реализуется разрыв цепи. Для моделирования МЭМС-структур и PIN-диодов на топологическом уровне применяются специальное программное обеспечение (ПО), которое не совместимо с ПО для электродинамического моделирования. Для разрешения этого несоответствия применяют эквивалентные схемы активных радиокомпонентов. Однако, большинство существующих работ по исследованию и применению активных радиокомпонентов в СВЧ-устройствах используют только базовые схемы (по умолчанию встроенные в программы электродинамического моделирования) в виде последовательной или параллельной RLC-цепочки. В данном параграфе приводится исследование характеристик управляемого метаматериала с учетом использования SPICE и Touchstone моделей, обеспечивающих высокую точность описания реальных коммутирующих элементов [268].

В ходе моделирования использовался волновод WR510 (WG7, R18) с размерами 129,54 x 64,77 мм и частотой среза 1,157 ГГц. В середине волновода размещалась двумерная пластина метаматериала, составленная из ячеек с длиной ребра 9,38 мм ($\lambda/16$ на частоте 2 ГГц). Внешний вид волновода и пластины метаматериала приводится на рисунке 4.17.

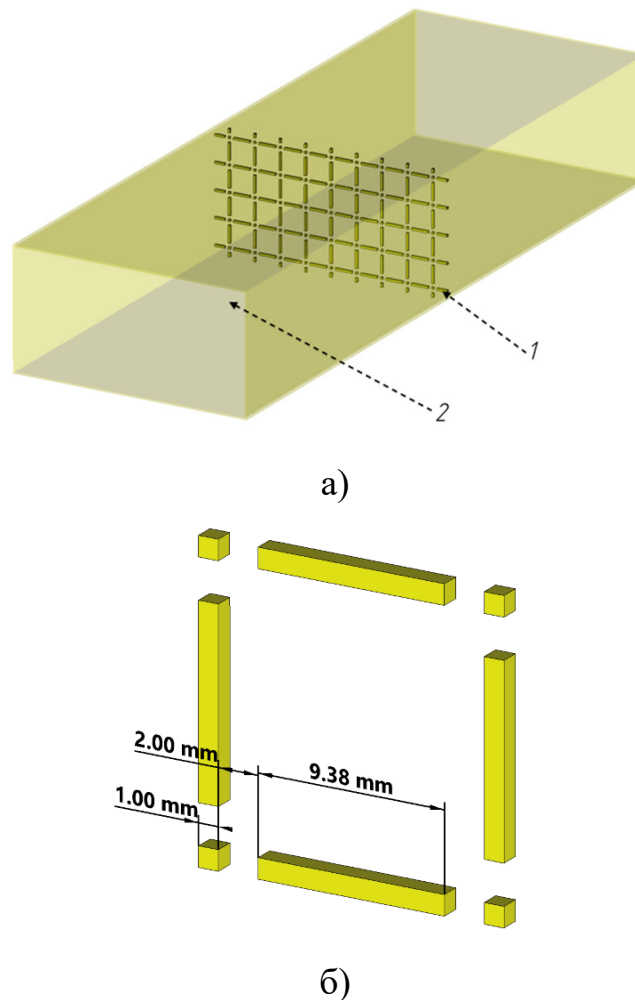


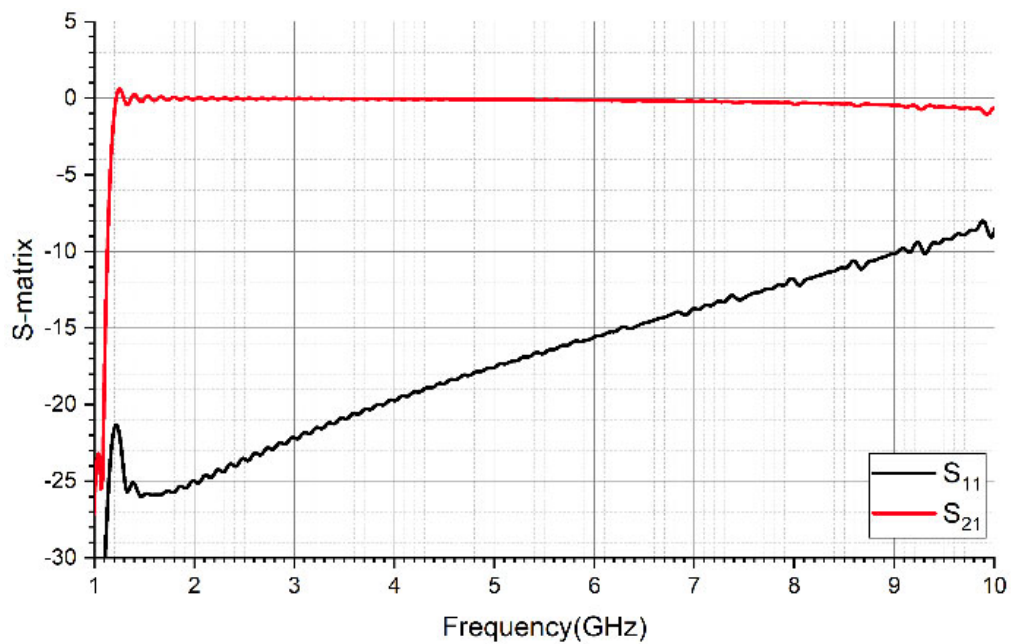
Рисунок 4.16 – Исследуемая модель: а) пластина метаматериала (1) и волновод (2); б) ячейка метаматериала (в узлах находятся коммутирующие устройства – PIN-диоды или МЭМС-переключатели)

Данная конструкция волновода с метаматериалом может работать в двух режимах:

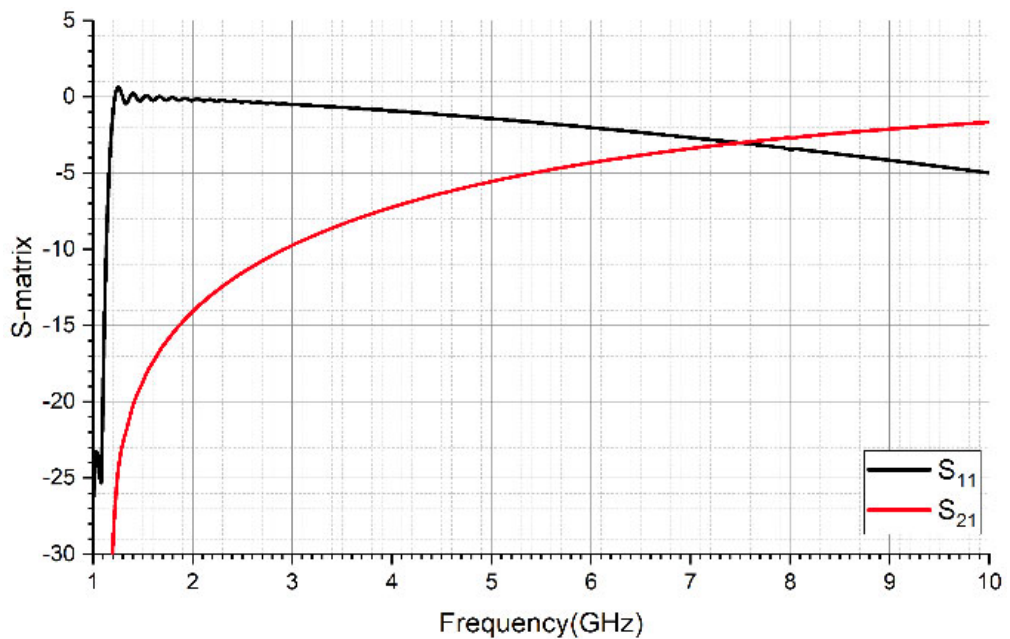
1) прозрачный режим – коммутирующие устройства выключены, и электромагнитная волна проходит сквозь метаматериал с минимальными потерями;

2) отражательный режим – коммутирующие элементы в узлах электрически замкнуты, и падающая волна испытывает отражение от пластины метаматериала.

В идеализированном случае, когда в прозрачном режиме в узлах отсутствует электрический контакт, а в отражательном режиме узлы электрически замкнуты медными проводниками, матрицы рассеяния (S_{11} и S_{21}) будут иметь следующий вид, рисунок 4.17.



а)



б)

Рисунок 4.17 – S-параметры волновода с метаматериалом в идеализированном случае: а) прозрачный режим; б) отражательный режим

Как видно из рисунков выше, пластина с электрически замкнутыми узлами обеспечивает высокий коэффициент отражения электромагнитных волн от структуры метаматериала в широком диапазоне частот. Используя предложенную конструкцию волновода с метаматериальной пластиной проведём исследование эквивалентных схем PIN-диодов и МЭМС-ключей на основе SPICE и Touchstone моделей.

Первым этапом исследования является выбор эквивалентных схем для коммутирующих радиокомпонентов. Эквивалентная схема PIN-диода во многом определяется структурой полупроводникового перехода после добавления i -области. Общие принципы создания конструкции PIN-диодов позволили выявить закономерности их параметров, на основе которых были построены эквивалентные схемы для диода в открытом и закрытом состоянии. При этом, с точки зрения используемого набора эквивалентных элементов электрической цепи, эти схемы будут неизменны. Обобщенная структура PIN-диода [269], а также его универсальные эквивалентные схемы приведены на рисунке 4.18.

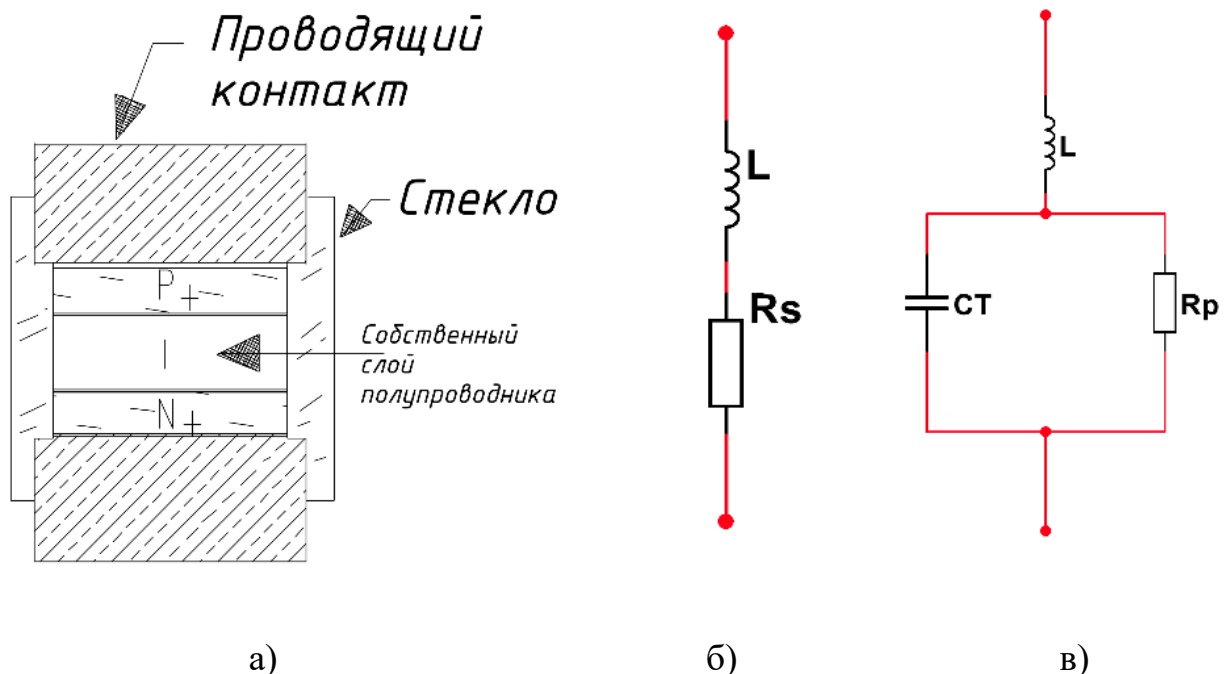


Рисунок 4.18 – Обобщенная структура (а) и эквивалентная схема PIN-диода в открытом (б) и закрытом состоянии (в)

Данная универсальная эквивалентная схема является общей для всех PIN-диодов, а различия между конкретными изделиями будут лишь в номиналах L , R_s , C_T и R_p . Отметим, что индуктивность L зависит от геометрических характеристик корпуса и размеров контактных площадок, и имеет малые значения, поэтому наиболее важными являются остальные три параметра диода. В открытом режиме PIN-диод ведет себя как переменный резистор, управляемый протекающим током:

$$R_s = \frac{W^2}{(\mu_n + \mu_p)Q} \text{ или } R_s = \frac{W^2}{(\mu_n + \mu_p)I_f \tau} \quad (4.7)$$

где $Q = I_f \tau$;

W – ширина i-области;

I_f – прямой ток;

τ – время жизни носителей заряда;

μ_n – подвижность электронов;

μ_p – подвижность дырок.

В случае диода в закрытом состоянии, резистор R_s заменяется на параллельное соединение емкости (C_T) и резистора (R_p) – являющегося эквивалентом омических потерь при обратном токе. Паразитная емкость при этом определяется в соответствии с выражением:

$$C_T = \frac{\varepsilon A}{W} \quad (4.8)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость кремния;

A – площадь p-n-перехода.

Описанные эквивалентные схемы позволяет отобразить минимальное сопротивление PIN-диодов в открытом (включенном) состоянии и высокую изоляцию в закрытом (выключенном) состоянии. В данной работе рассматриваются две конструкции PIN-диодов из статей [270,271].

Эквивалентная схема PIN-диода из статьи [270] приведены на рисунке 4.19.

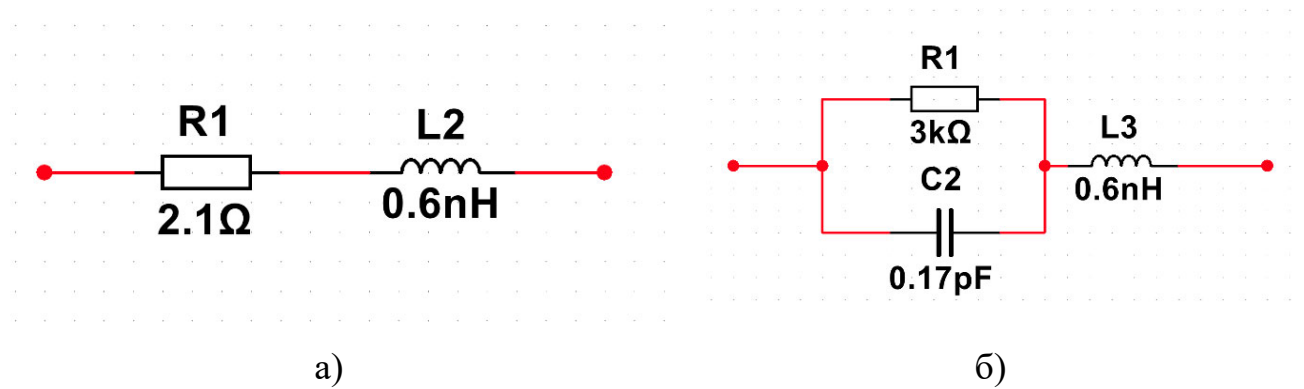
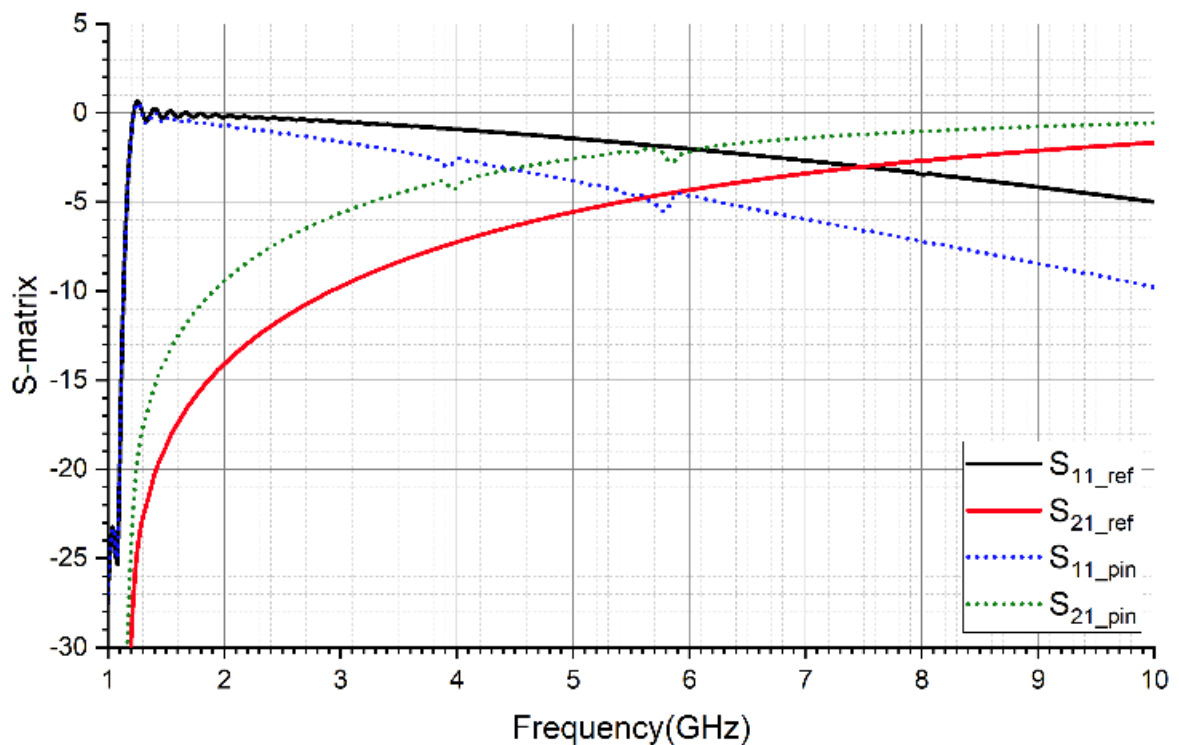
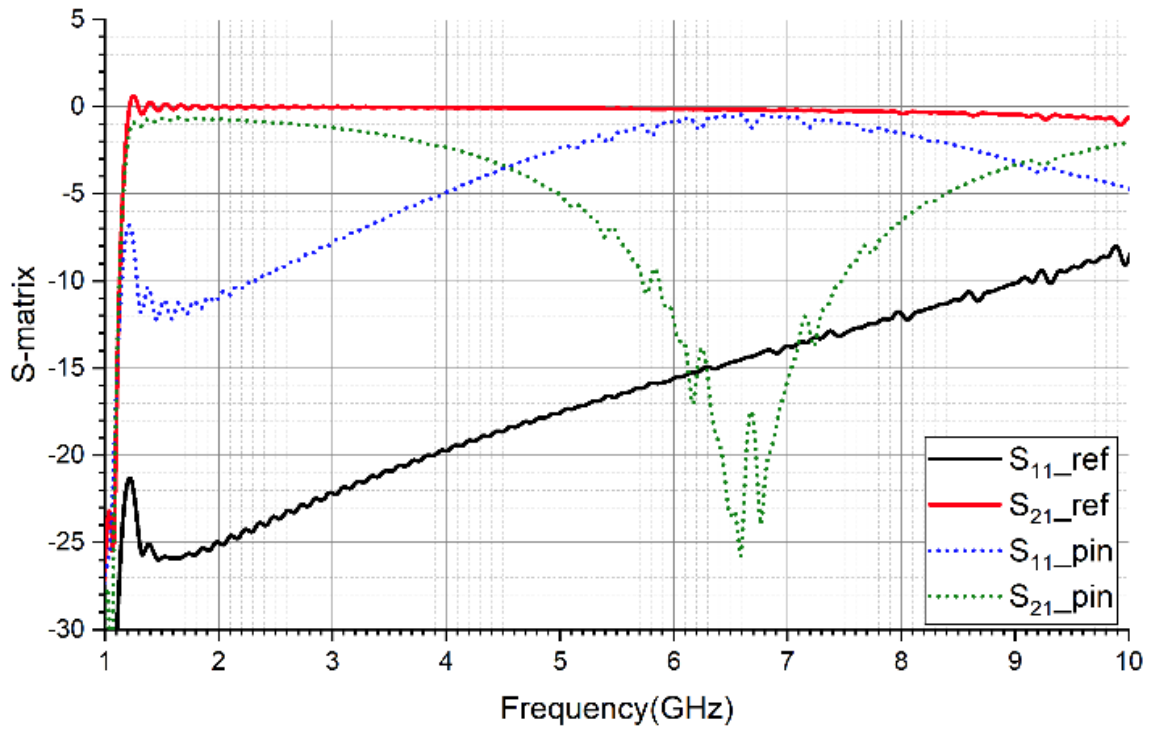


Рисунок 4.19 – Эквивалентные схемы для PIN-диода из статьи [270]:

а) в открытом состоянии; б) в закрытом состоянии

Приведенные эквивалентные схемы в формате SPICE-моделей использовались для электродинамического моделирования волновода с управляемым метаматериалом. На рисунке 4.20 приводятся графики S-параметров, полученные с использованием эквивалентных схем PIN-диодов в качестве коммутирующих элементов (пунктирные линии), а также идеализированного случая (сплошные линии) работы метаматериала (рисунок 4.17).





б)

Рисунок 4.20 – S-параметры управляемого метаматериала с коммутирующими элементами на основе SPICE-модели PIN-диода из статьи [270]: а) отражательный режим; б) прозрачный режим

Как видно по представленным графикам, использование PIN-диодов приводит к увеличению потерь в прозрачном режиме, т.к. в закрытом состоянии сопротивление PIN-диодов не равно бесконечности, и определяется эквивалентной схемой. Также, стоит обратить внимание на существенное возрастание S_{11} -параметров в диапазоне частот от 5 до 8 ГГц для прозрачного режима. Данный всплеск вызван резонансом в контуре закрытого PIN-диода, что приводит к электрическому замыканию узлов метаматериала и, как следствие, отражению электромагнитной волны от него. Таким образом, использование PIN-диодов в качестве коммутирующих элементов ограничено по частоте из-за особенностей их эквивалентной схемы.

Далее, рассмотрим PIN-диод из работы [271], в которой авторы на основе экспериментальных измерений и технической спецификации получили эквивалентную схему PIN-диода Skyworks SMP1345-079LF, рисунок 4.21.

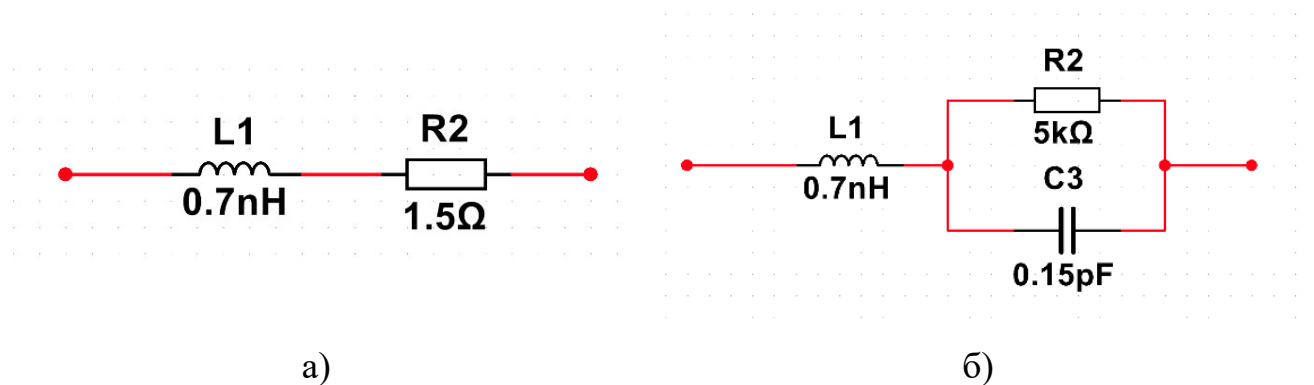
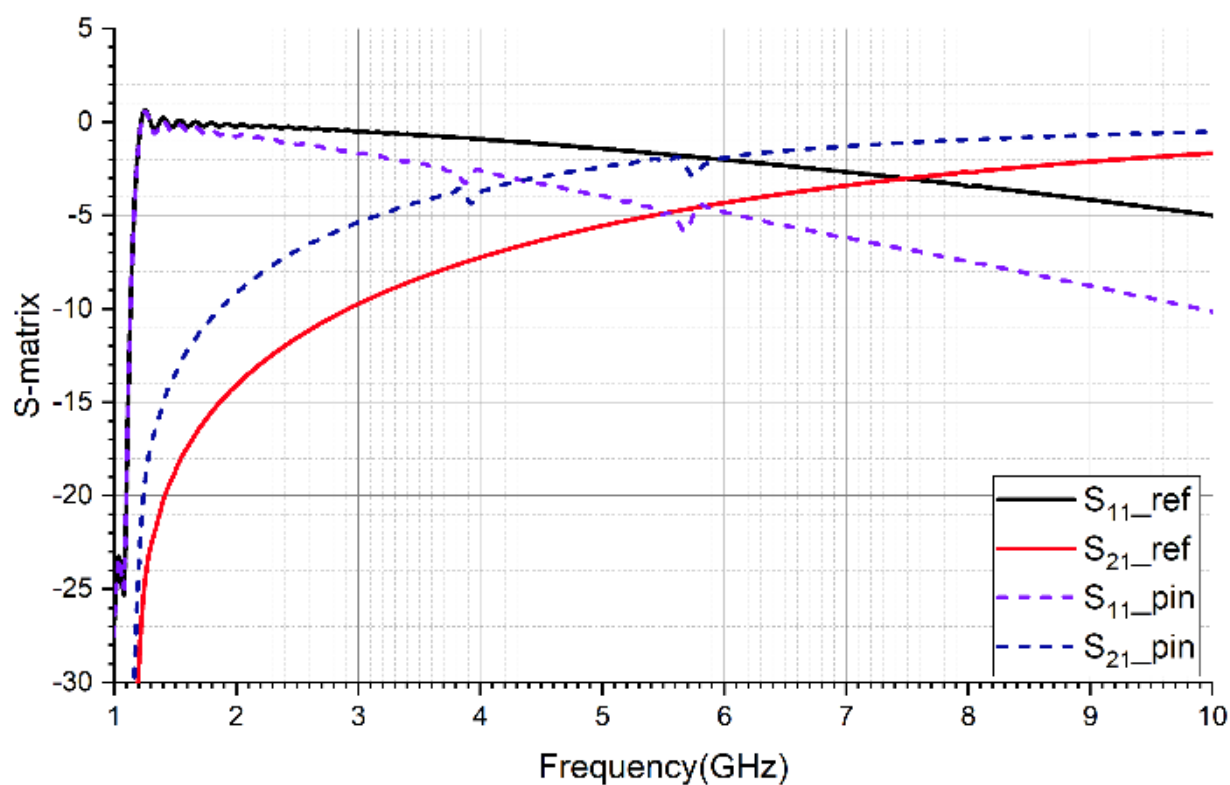
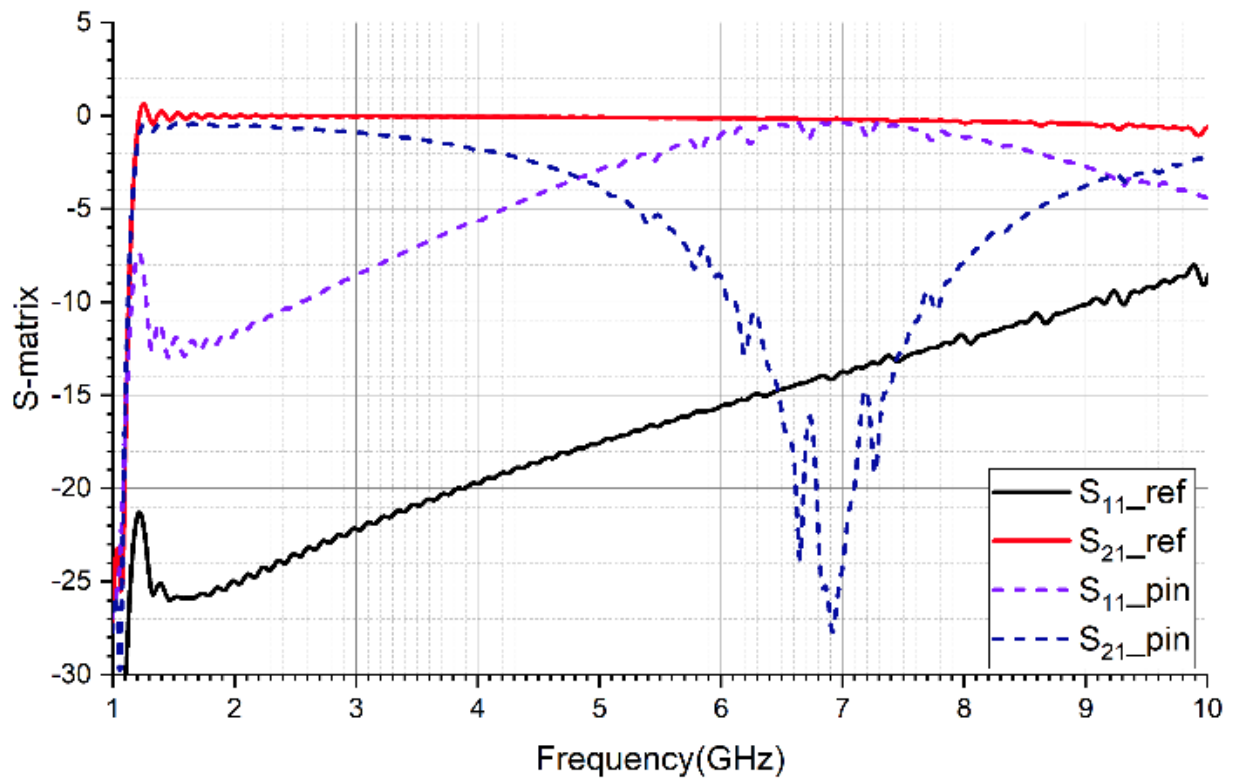


Рисунок 4.21 – Эквивалентные схемы для PIN-диода из статьи [271]:

а) в открытом состоянии; б) в закрытом состоянии

На основе приведенных эквивалентных схем и соответствующего SPICE-кода, проводилось моделирование аналогичное ранее рассмотренному PIN-диоду из работы [270]. Полученные результаты (пунктирные линии), а также сравнение с идеализированным случаем (сплошные линии) приводятся на рисунке 4.22.

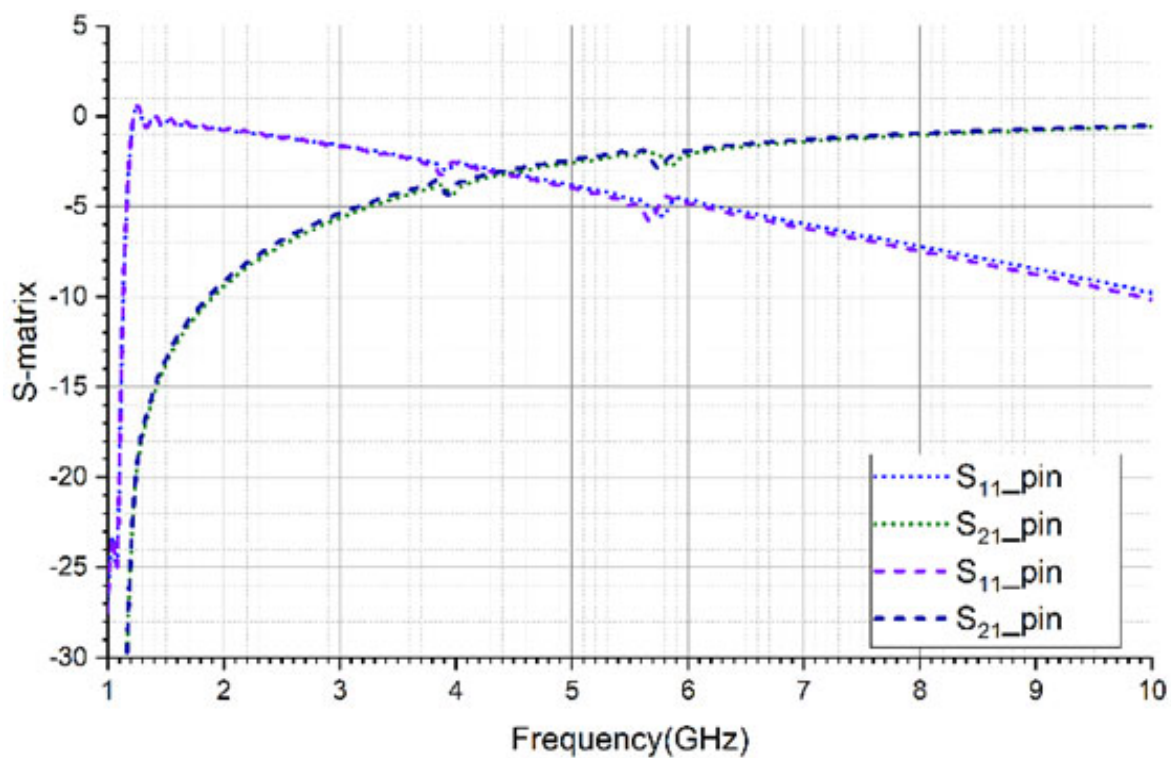




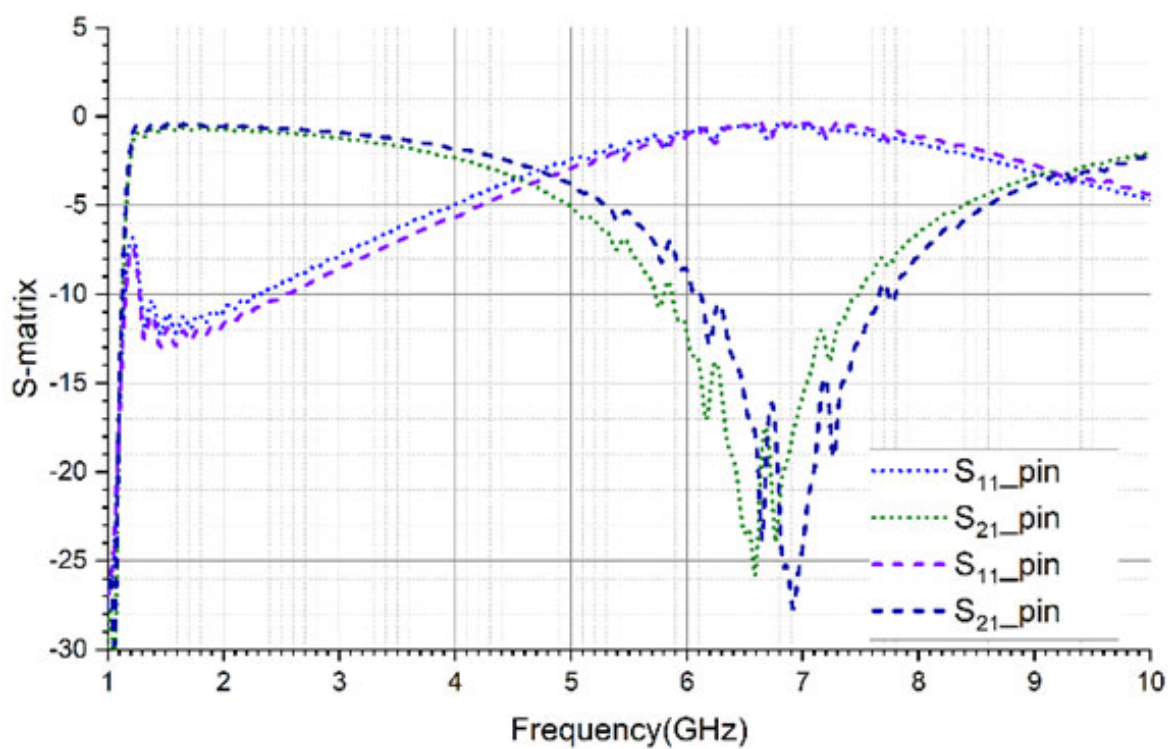
б)

Рисунок 4.22 – S-параметры управляемого метаматериала с коммутирующими элементами на основе SPICE-модели PIN-диода из статьи [271]: а) отражательный режим; б) прозрачный режим

Как видно из представленных графиков, использование PIN-диода другой конструкции не приводит к существенному изменению характера кривой S-параметров. Имеющиеся незначительные различия в рабочих характеристиках рассмотренных конструкций PIN-диодов напрямую вызваны особенностями их топологий. По этой причине, конструкция из работы [271] в прозрачном режиме обеспечивает большую изоляцию в более широком диапазоне частот, что подтверждается графиками с рисунка 4.23, а также результатами схемотехнического моделирования для одиночного PIN-диода.



а)



б)

Рисунок 4.23 – Сравнение результатов моделирования управляемого метаматериала с коммутирующими элементами на основе SPICE-моделей PIN-диодов из статей [270] (линии из точек) и [271] (пунктирные линии):

а) отражательный режим; б) прозрачный режим

Проведем аналогичный анализ для случая использования МЭМС-переключателей. В настоящее время, конструкции МЭМС-переключателей быстро развиваются, а их изготовление производится с использованием современных технологий фотолитографии, в том числе с применением фотолитографии в глубоком ультрафиолете (Extreme Ultraviolet Lithography, EUV) и технологий 5+ нм. Данное обстоятельство приводит к постоянному изменению их эквивалентных схем, сильно зависящих от технологического процесса, топологической конструкции контактов, используемых актуаторов и методов обеспечения питания. В данной работе рассмотрены две конструкции МЭМС-переключателей из работ [272, 274]. Отметим, что высокая сложность конструкции современных МЭМС-переключателей делает если не невозможным, то крайне затруднительным получение их эквивалентных электрических схем, поэтому предпочтительным представляется использование Touchstone-файлов.

В статье [272] была предложена конструкция МЭМС-переключателя, обеспечивающего высокий уровень изоляции в закрытом состоянии благодаря формированию П-контура из конденсаторов с малыми емкостями. Эквивалентная схема этого МЭМС-переключателя приведена на рисунке 4.24.

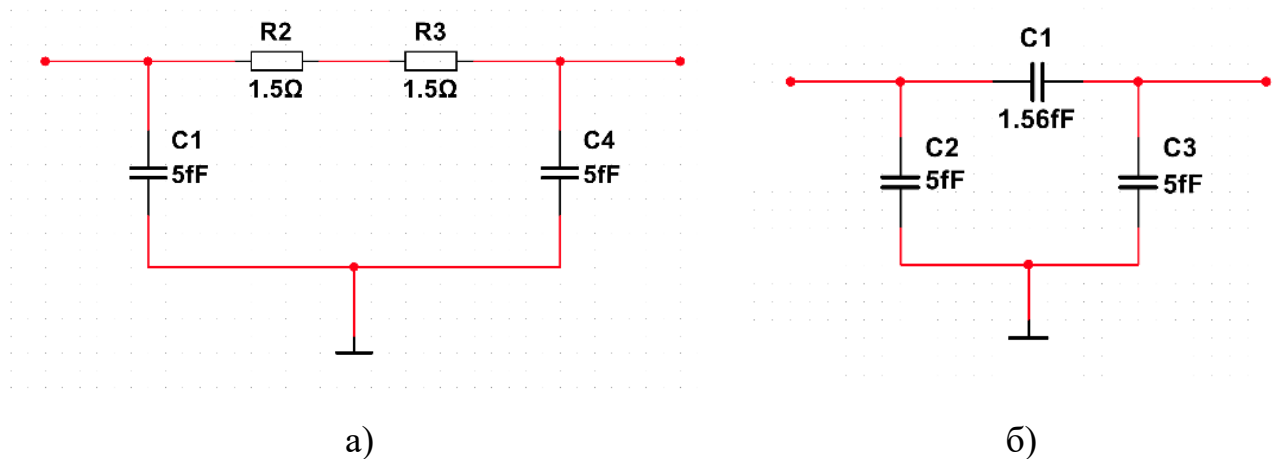
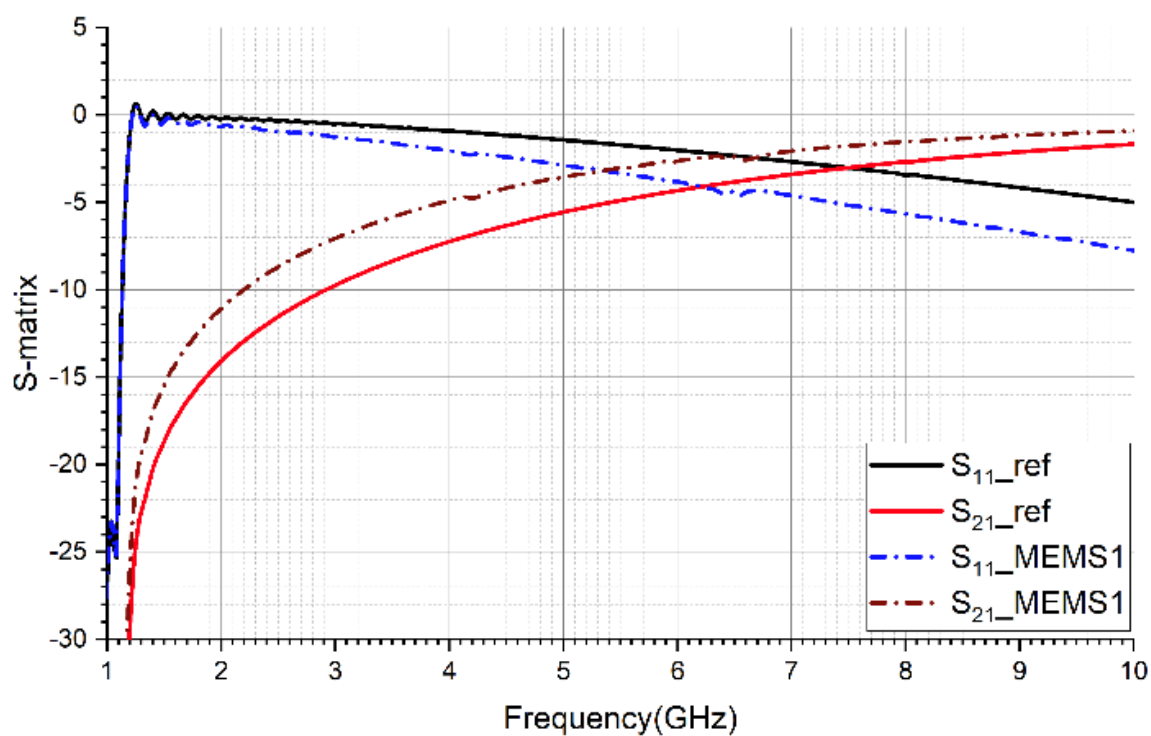


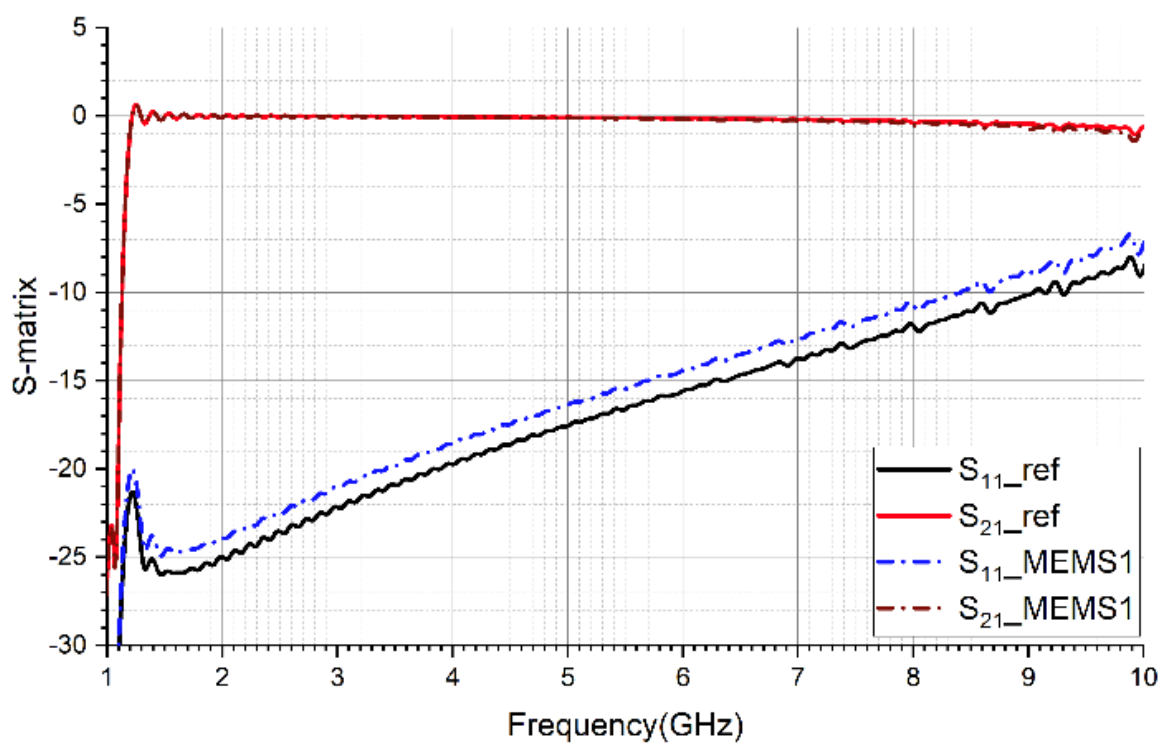
Рисунок 4.24 – Эквивалентные схемы для МЭМС-переключателя из статьи [272]:
а) в открытом состоянии; б) в закрытом состоянии

С помощью SPICE-моделей, сформированных на основе приведенных эквивалентных схем, проводилось электродинамическое моделирование волновода

с управляемым метаматериалом, а полученные результаты (пунктирные линии) сравнивались с идеализированным случаем (сплошные линии), рисунок 4.25.



а)



б)

Рисунок 4.25 – S-параметры управляемого метаматериала с коммутирующими элементами на основе SPICE-модели МЭМС-переключателя из статьи [272]: а) отражательный режим; б) прозрачный режим

Как видно из представленных результатов моделирования, применение МЭМС-переключателей [272] позволяет получить S-параметры очень близкие к идеализированному случаю. Таким образом, рассмотренный МЭМС-переключатель обеспечивает лучшие характеристики работы управляемого метаматериала чем PIN-диоды.

В качестве еще одного варианта коммутирующего элемента был исследован МЭМС-переключатель из статьи [274], рисунок 4.26.

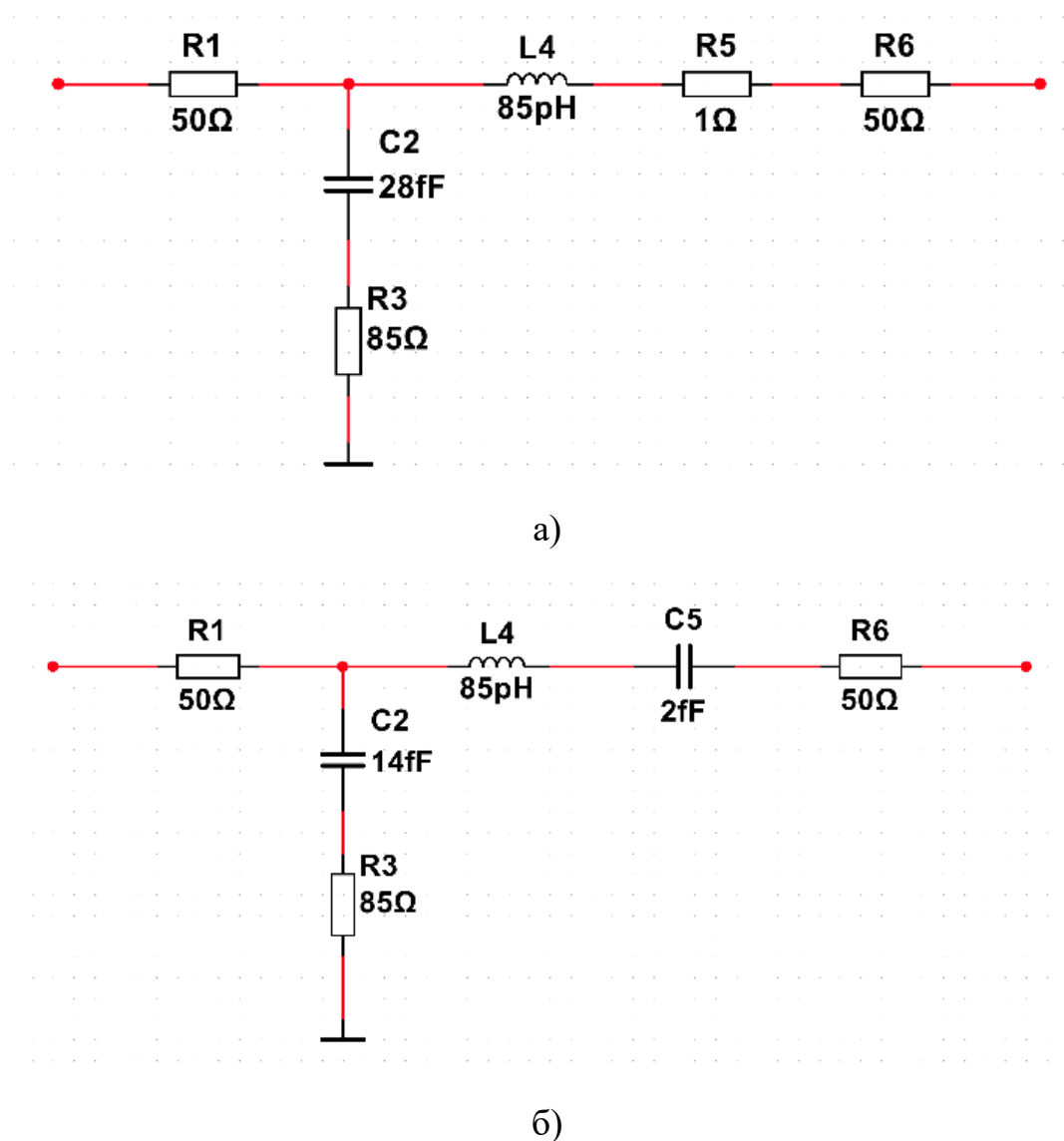
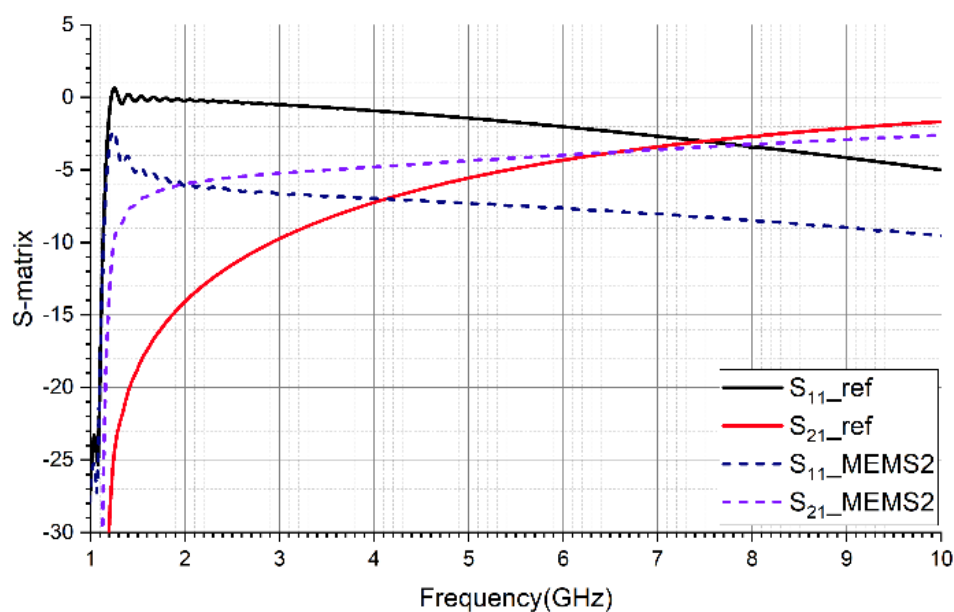


Рисунок 4.26 – Эквивалентные схемы для МЭМС-переключателя из статьи [274]:

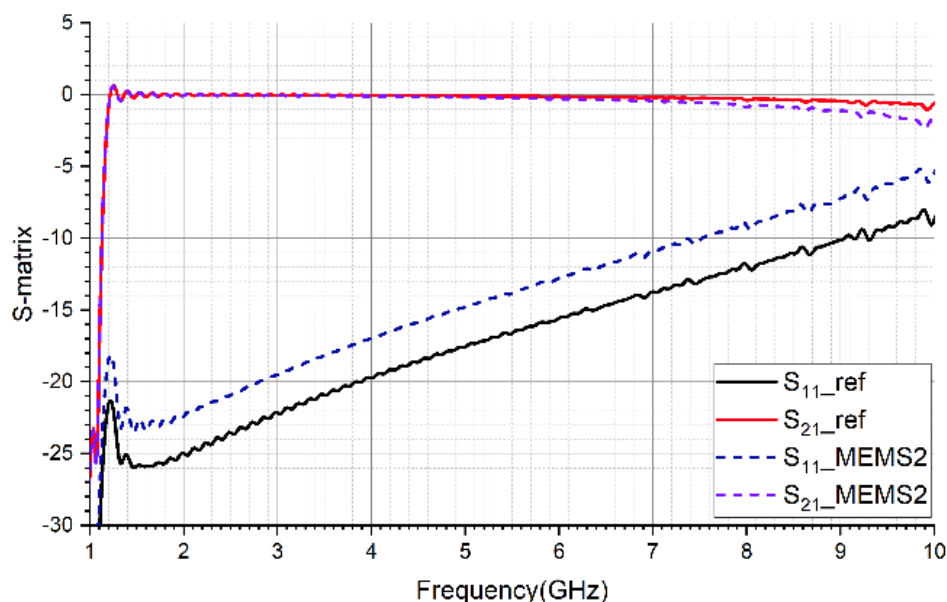
а) в открытом состоянии; б) в закрытом состоянии

Как и в предыдущих случаях, SPICE-модели эквивалентных схем использовались в ходе математического моделирования метаматериала и

получения S-параметров, рисунок 4.27. Отметим, что из-за усложнения эквивалентной схемы, большого числа нелинейных элементов, а также с учетом использования 180 переключателей для коммутации всех узлов пластины метаматериала, время моделирования увеличилось в 2,5 раза по сравнению со случаем использования PIN-диодов и в 1,5 раза по сравнению с МЭМС-переключателем из [272].



а)



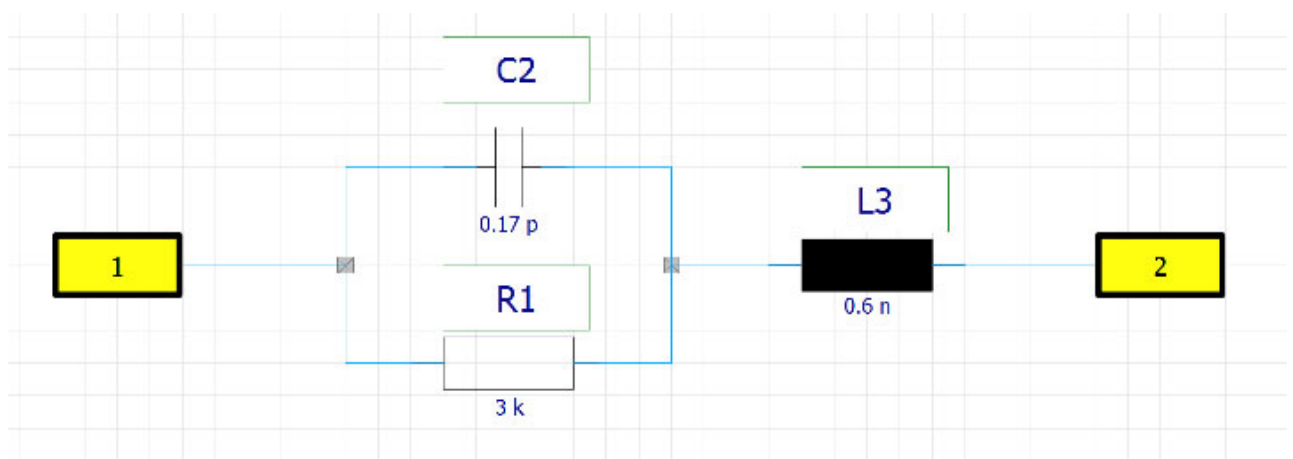
б)

Рисунок 4.27 – S-параметры управляемого метаматериала с коммутирующими элементами на основе SPICE-модели МЭМС-переключателя из статьи [274]: а) отражательный режим; б) прозрачный режим

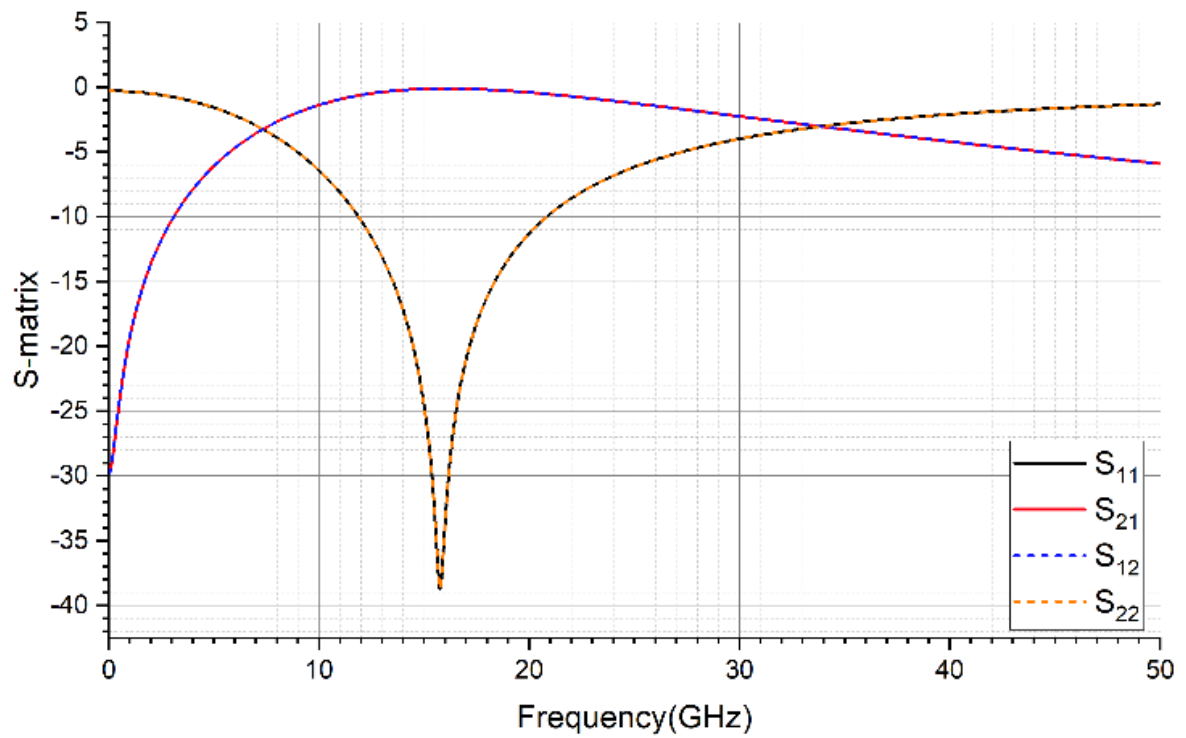
Полученные результаты показывают, что использование МЭМС-переключателей позволяет значительно расширить диапазон рабочих частот по сравнению с PIN-диодами. Однако, МЭМС-переключатель из [274] значительно уступает конструкции из [272] в реализуемой эффективности работы метаматериала, что становится особенно заметным в отражательном режиме.

Таким образом, использование SPICE-моделей позволяет повысить точность математического моделирования благодаря учету влияния паразитных характеристик радиокомпонента, включая нелинейность зависимости сопротивления от частоты. Однако, на практике возможны случаи, когда использование SPICE-моделей по какой-либо причине невозможно (например, при необходимости сохранения конструкции радиоэлектронного компонента в тайне), и доступны только Touchstone-файлы.

Для оценки эффективности применения Touchstone-файлов для электродинамического моделирования был исследован PIN-диод с рисунка 4.19 в закрытом состоянии, а также МЭМС-переключатель с рисунка 4.24 в открытом состоянии. Для формирования Touchstone-файла были построены эквивалентные схемы данных коммутационных элементов и рассчитаны их S-параметров в широком диапазоне частот, рисунок 4.28 и 4.29.

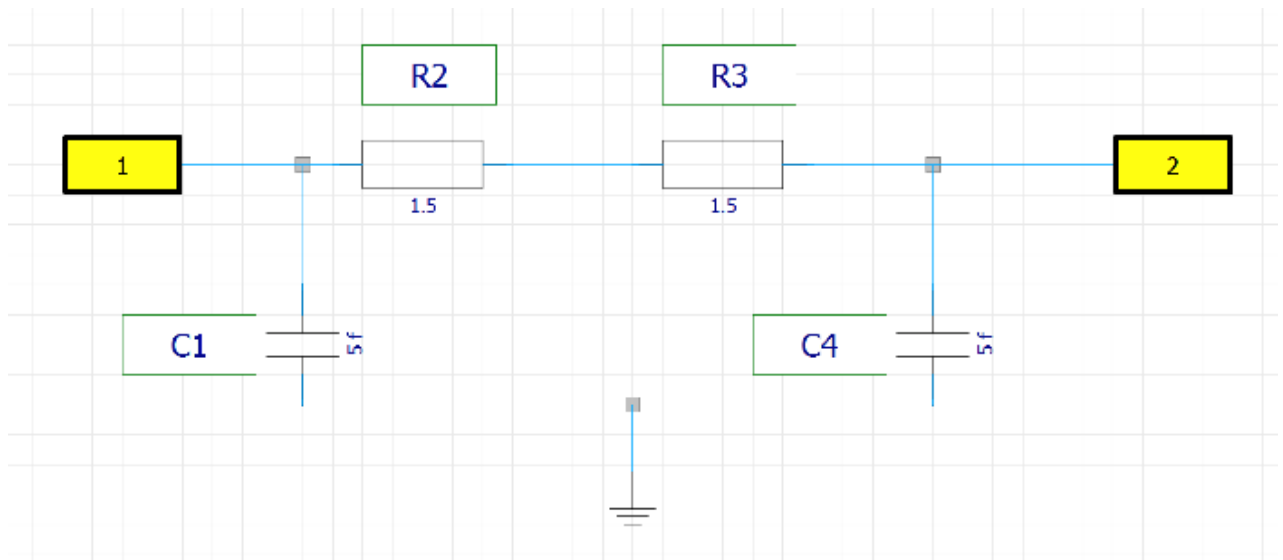


a)

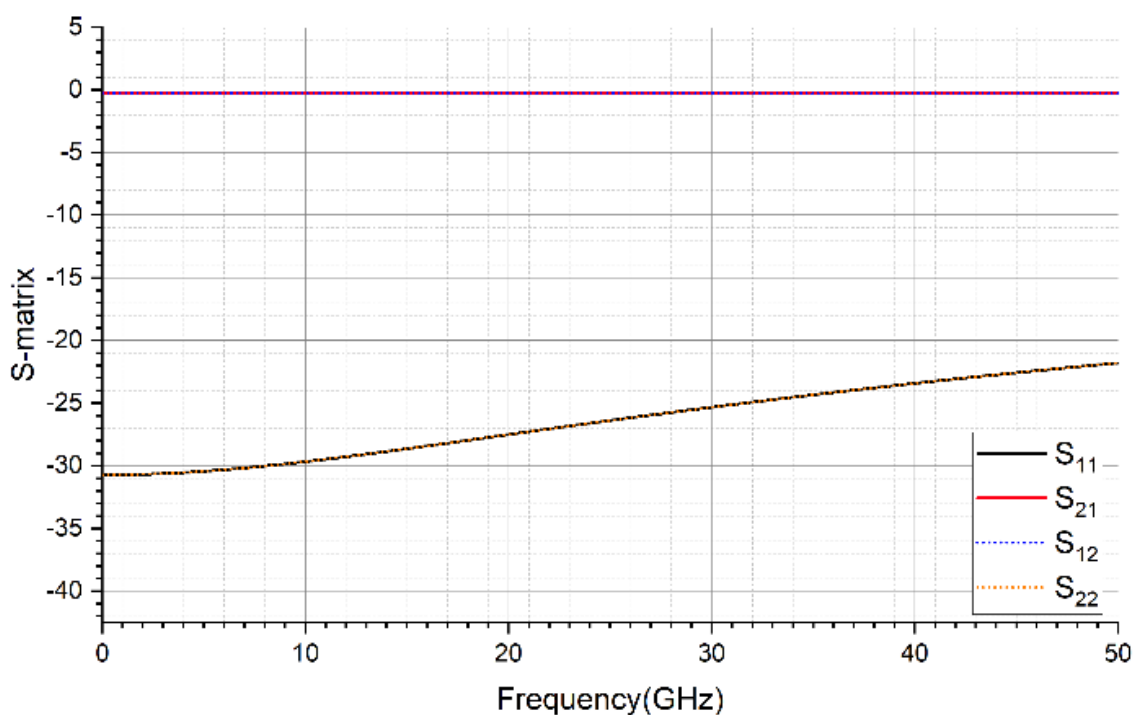


б)

Рисунок 4.28 – Touchstone-файл для PIN-диода в закрытом состоянии:
 а) эквивалентная схема, собранная в CST Schematic; б) графики S-параметров,
 которые использовались для формирования Touchstone-файла



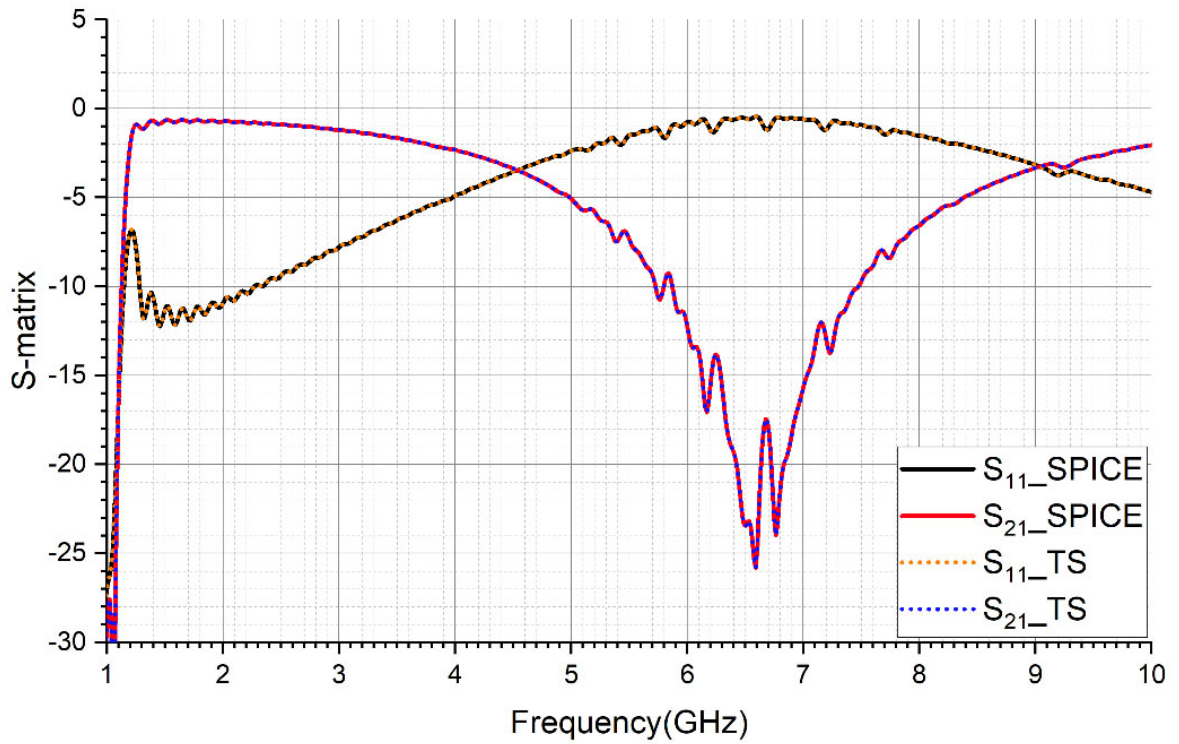
а)



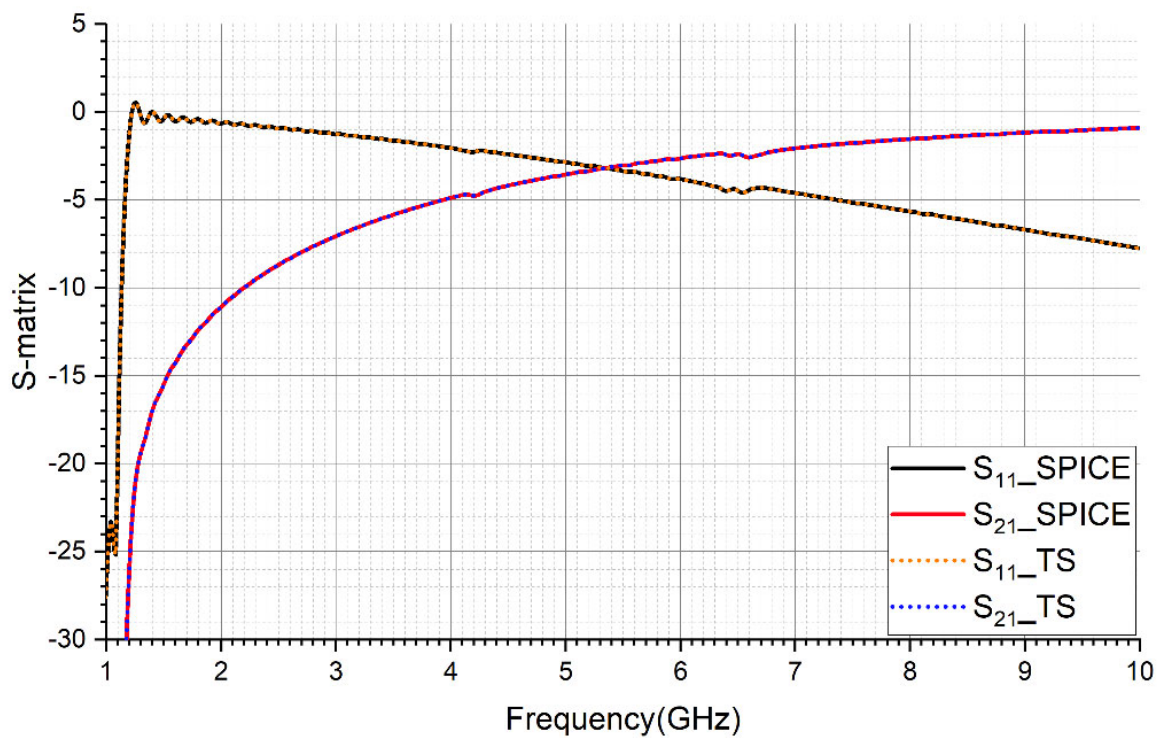
б)

Рисунок 4.29 – Touchstone-файл для МЭМС-переключателя в открытом состоянии: а) эквивалентная схема, собранная в CST Schematic; б) графики S-параметров, которые использовались для формирования Touchstone-файла

Отметим, что формирование Touchstone-файла проще, чем создание SPICE-модели, т.к. не требуется вручную набирать программный код описания радиоэлектронного компонента. Однако, Touchstone-файл ограничен выбранным при его формировании диапазоном частот, и не может использоваться для математического моделирования вне этого диапазона. На рисунке 4.30 приводятся результаты моделирования волновода с управляемым метаматериалом с использованием Touchstone файлов, а также их сравнение со SPICE-моделями для соответствующих случаев.



а)



б)

Рисунок 4.30 – S-параметры управляемого метаматериала с коммутирующими элементами на основе Touchstone-файлов для случая: а) PIN-диода в закрытом состоянии; б) МЭМС-переключателя в открытом состоянии

Из приведенных графиков видно, что применение Touchstone-файлов при моделировании дает результаты, совпадающие с результатами при использовании SPICE-моделей. Таким образом, при наличии одной из волновых матриц описания компонента, возможно проведение электродинамического моделирование с высокой точностью, что является востребованным при определении влияния нелинейных элементов на различные СВЧ-устройства или антенны. Однако, использование нелинейных элементов приводит к значительному усложнению процедуры математического моделирования, а значит увеличивает требования к вычислительным мощностям.

4.5 Выводы по главе 4

Таким образом, в данной главе был разработан и исследован управляемый метаматериал в виде электромагнитного кристалла с коммутирующими элементами, размещенными в узлах его «кристаллической» решетки. Применение разработанной конструкции позволяет достичь следующих результатов:

1) универсализация технологии производства ФАР и антенн с широкоугольным сканированием. Например, для диапазонов L (1 - 2 ГГц), S (2 - 4 ГГц), C (4 - 8 ГГц) можно будет использовать одну и ту же управляемую структуру; хотя обычно, для каждого из указанных диапазонов, приходится использовать специальные фазовращатели.

2) создаваемые на основе управляемого метаматериала ФАР будут обладать возможностью перестройки в сверхширокой полосе частот, включающей в себя несколько диапазонов, например – вышеуказанные L, S, C;

3) также, такие ФАР будут обладать возможностью сверхширокополосного широкоугольного сканирования в полосе частот с коэффициентом частотного перекрытия 2 и более. Это позволит увеличить скорость передачи информации, повысить разрешающую способность систем радиолокационной и радионавигационной аппаратуры, повысить скрытность функционирования радиосистем.

4) ФАР на основе управляемого метаматериала будут иметь повышенную устойчивость к действию средств радиоэлектронной борьбы при использовании световодов в качестве соединительных элементов переключателей и коммутатора.

5) улучшенная электромагнитная совместимость радиоаппаратуры благодаря использованию коммутаторов с оптическим управлением.

На основе управляемого метаматериала были разработаны и исследованы отражательный фазовращатель и реконфигурируемая рефлекторная антенна. Также, проведено исследование влияние используемых коммутирующих элементов на рабочие характеристики управляемого метаматериала.

Отметим, что из элементов управляемого метаматериала может быть сформирована кубическая векторная антенна – таким образом мы получим устройство совмещающее радиопеленгационную и реконфигурируемую антенны.

5 Антенные устройства с высоким коэффициентом усиления и широким сектором покрытия

Для уверенного приема радиосигнала необходимо, чтобы в точке расположения приёмной антенны было реализовано отношение сигнал/шум не ниже предельно допустимого значения. Однако, на отношение сигнал/шум оказывают негативное влияние целый ряд факторов, главными из которых являются помехи (преднамеренные или случайные) и ослабление сигнала (во многом определяемое расстоянием между приемником и передатчиком). Для компенсации этих негативных явлений, перспективным представляется использование антенн с высоким коэффициентом усиления, которые позволяют сосредоточить больше электромагнитной энергии в меньшем пространственном секторе – следовательно, происходит рост уровня сигнала над шумом. Но, за этот положительный результат приходится платить уменьшением сектора покрытия антенны, что ограничивает использование высоконаправленных антенн в радиоэлектронной аппаратуре [273].

Для решения указанной выше проблемы предлагается использовать несколько подходов. Первый заключается в использовании МЛА, которые способны формировать лучи с высоким коэффициентом усиления и переключаться между ними, что позволяет сохранять широкую зону покрытия (в идеале, полноазимутальную). Другой подход состоит в проведении анализа возможных пространственных конфигураций расположения приемника и передатчика в данной радиоэлектронной системе с целью определения невостребованных направлений для генерации электромагнитного излучения, и разработать антенну с ДН, охватывающей только востребованные направления.

Также отметим, что МЛА можно использовать не только в системах с переключением между лучами с помощью коммутатора, но и в многоканальных системах связи, в которых несколько лучей задействованы одновременно для приема/передачи сигнала (технология ММО). В данном режиме работы, одним из главных требований к МЛА становится независимость работы ее антенных

элементов друг от друга, т.е. необходима хорошая развязка и низкая корреляция, формируемых ДН.

Для оценки некоррелированности ДН используется коэффициент корреляции по огибающей ρ_e (envelope correlation coefficient, ECC) изменяющийся от 0 (ДН отдельных лучей вообще не совпадают) до 1 (ДН отдельных лучей совпадают полностью). Коэффициент корреляции по огибающей учитывает сразу несколько параметров МЛА: форму ДН, поляризацию, относительную фазу полей от двух антенных элементов. Данный параметр обычно рассчитывается на основе ДН, но если потери в антенне достаточно малы, а также мал уровень кроссполяризации и мощность излучается антенной изотропно, то можно использовать для расчета только S-параметры:

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)}. \quad (5.1)$$

На основе ρ_e может быть рассчитан выигрыш от разнесения (diversity gain, DG), отражающий способность MIMO системы достигнуть улучшенных рабочих характеристик:

- уменьшение замирания сигнала с помощью одновременного использования нескольких антенн на приемнике и/или передатчике, что повышает вероятность приема хорошего сигнала;
- улучшению надежности системы связи, за счет возможности приема одного и того же сообщения несколькими антеннами, что позволяет комбинировать сигналы для восстановления исходного;
- уменьшение влияния замираний приводит к увеличению зоны покрытия, что особенно важно в условиях сложной местности, такой как городские каньоны;
- уменьшение влияния помех с помощью методов пространственной обработки сигналов;
- увеличение скорости передачи информации за счет уменьшения влияния замираний и помех.

Определяется понятие выигрыша от разнесения, как увеличения отношения сигнал/шум за счет применения различных схем разнесения (пространственное,

поляризационное, частотное и др.) Рассчитывается выигрыш от разнесения с помощью следующего выражения:

$$DG = 10\sqrt{1 - \rho_e}. \quad (5.2)$$

Для оценки помехоустойчивости MIMO системы удобно использовать зависимость коэффициент битовых ошибок (bit error rate, BER) от отношения сигнал/шум. На характер данной зависимости влияет множество факторов (используемая модуляция, кодирование, характер шума, замирания на трасе и др.), которые не имеют непосредственного отношения к антенне. Поэтому, для оценки улучшения помехоустойчивости разработанных антенн воспользуемся графиком (рисунок 5.1) для идеализированного случая, когда MIMO каналы полностью независимы. Мы будем трактовать значения выигрыша от разнесения близкие к 10 дБ и значения коэффициента корреляции по огибающей меньше 0,3, как возможность разработанной МЛА реализовать этот идеализированный случай.

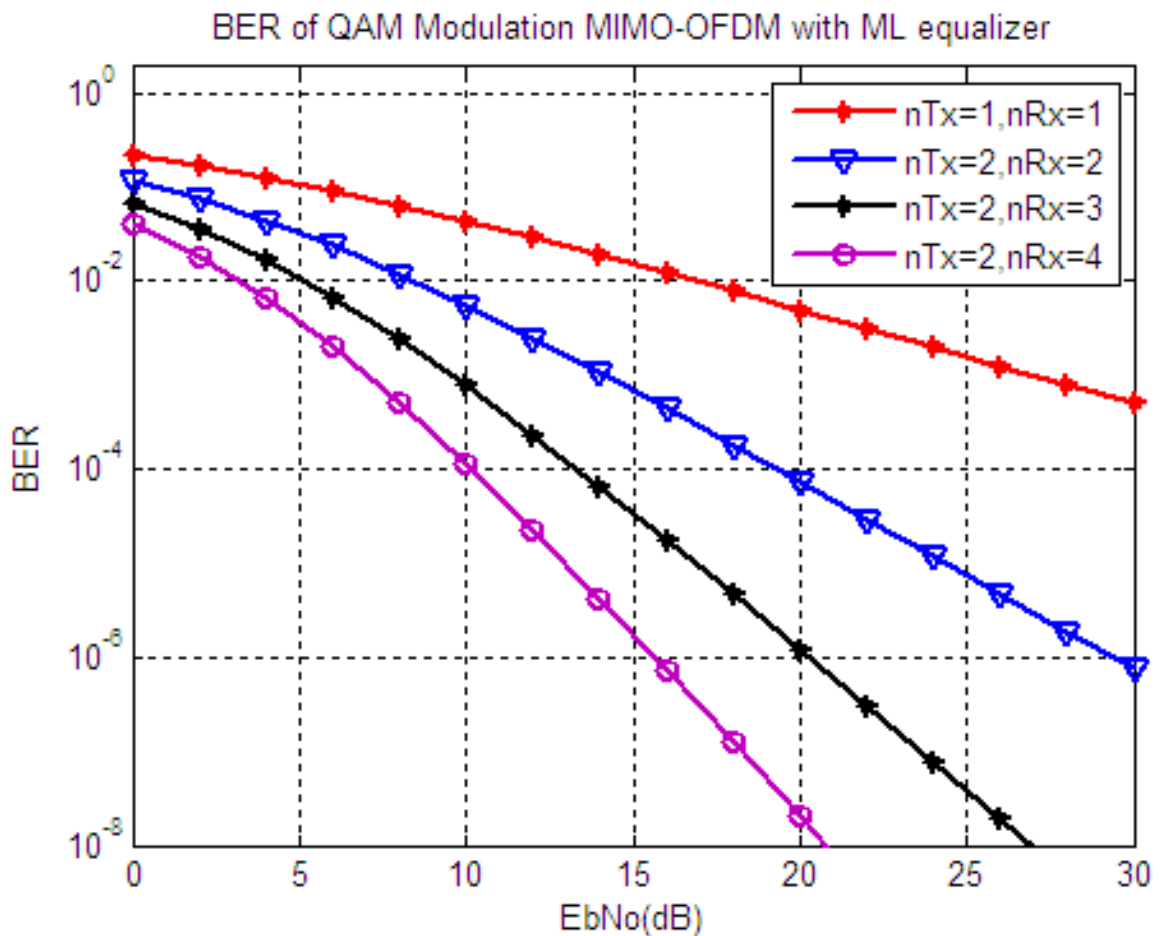


Рисунок 5.1 – Зависимость коэффициента битовых ошибок (BER) от отношения сигнал/шум (E_b/N_0) для различных конфигураций MIMO антенн [275]

Еще одним параметром, характеризующим помехозащищенность антенны является коэффициент защитного действия (КЗД), определяемый как отношение напряжения, получаемого от антенны на согласованной нагрузке при приеме с заднего или бокового направления, к напряжению на той же нагрузке при приеме с главного направления. КЗД может быть рассчитан по следующей формуле:

$$\text{КЗД} = 20 \lg \frac{E_{\text{задн}}}{E_{\text{гл}}}. \quad (5.3)$$

В зарубежных источниках помехозащищенность характеризуют передне-задним отношением (ПЗО), показывающим на сколько коэффициент усиления антенны в главном направлении (направление 0°) больше чем в обратном (направление 180°):

$$\text{ПЗО} = \frac{G_{0^\circ}}{G_{180^\circ}}. \quad (5.3)$$

Отметим, что для одной и той же антенны величины КЗД и ПЗО по модулю равны (величина КЗД — отрицательна). В общем, оба параметра показывают, насколько антенна будет восприимчива к помехе, приходящей с не главного направления, что является особенно важным в ситуации многолучевого распространения сигнала.

В данной главе были разработаны и исследованы конструкции антенн, позволяющие улучшить помехоустойчивость радиоэлектронной аппаратуры за счет увеличенного отношения сигнал/шум, достигаемого с помощью высокого коэффициента усиления (с сохранением области покрытия благодаря многолучевому сканированию) и выигрыша от разнесения.

5.1 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и несимметричных вибраторов с экраном

Стремительное развитие перспективных сетей сотовой связи приводит к возникновению новых вызовов при разработке антенн [276-278]:

- ослабление сигнала в миллиметровом диапазоне волн гораздо больше чем в диапазоне до 6 ГГц (sub-6 GHz), что вынуждает использовать решения, увеличивающие эффективную изотропно-излучаемую мощность (EIRP) с помощью применения антенн с управляемым лучом;

- пространственное распределение коэффициента усиления антенны должно представлять собой сферу для обеспечения бесперебойной высокоскоростной связи;

- из-за непредсказуемой мобильности и ориентации в пространстве сотового телефона, при разработке антенн необходимо учитывать дополнительные потери, связанные с несоответствием поляризации;

- большие вносимые потери коаксиальных кабелей на миллиметровых длинах волн делают дискретные антенны неэффективными. Следовательно, миллиметровые антенны должны рассматриваться и разрабатываться как часть радио-модуля и размещаться в непосредственной близости от чипа приемопередатчика с использованием компактного интерфейса с низкими потерями;

- на параметры антенны влияют другие компоненты телефона и сам пользователь, кроме того, в ближайшем будущем будет оказывать влияние тренд на дальнейшее увеличение соотношения площади экрана и габаритов корпуса, распространение функции беспроводной зарядки, увеличение размеров батареи. Внутреннее пространство корпуса телефона и его габариты ограничивают конструкцию и расположение антенн;

- миллиметровые волны меньше подвержены дифракции, чем микроволновые сигналы, но гораздо более восприимчивы к перекрытию прямой видимости [279].

Решить приведенные выше проблемы можно с помощью ФАР миллиметрового диапазона следующих типов: антенны на плате (Antennas on Board, AoB), антенны на кристалле (Antennas on Chip, AoC) и наиболее распространенные антенны в корпусе (Antennas in Package, AiP). Однако, решетки AiP [276] обладают сложной конструкцией, ограниченной областью сканирования

и затруднениями при пространственном разнесении антенных элементов внутри корпуса для адаптации к негативному влиянию внешних факторов [276, 280].

МЛА также являются хорошим решением для сетей 5G, но и они не лишены недостатков. ПМЛА (основанные на матрицах Батлера, матрицах Бласса и т.д.) становятся громоздкими при значительном числе формируемых лучей и обладают значительным уровнем потерь. ЦМЛА присуще не только отличные характеристики, но и высокая цена и большое энергопотребление.

В данном параграфе предлагается конструкции МЛА на основе линзы с полноазимутальным обзором для частотного диапазона 27-29 ГГц, обладающая компактными размерами, высокой эффективностью и технологичностью.

Общий вид предложенной конструкции антенны с полноазимутальным сканированием представлен на рисунке 5.2. Габаритные размеры антенны: диаметр – 20.7 мм, высота – 3 мм. В качестве материала подложек использовался Rogers 5880, обладающий стабильной в широкой полосе частот диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 2,4$) и малым тангенсом угла диэлектрических потерь ($\tan \delta = 0,0004$). При невозможности приобретения данного ламината, возможно использование аналогов с похожими характеристиками - FSD220G или RP220. Ламинат, формирующий основные базовые слои антенны был толщиной 0,127 мм.

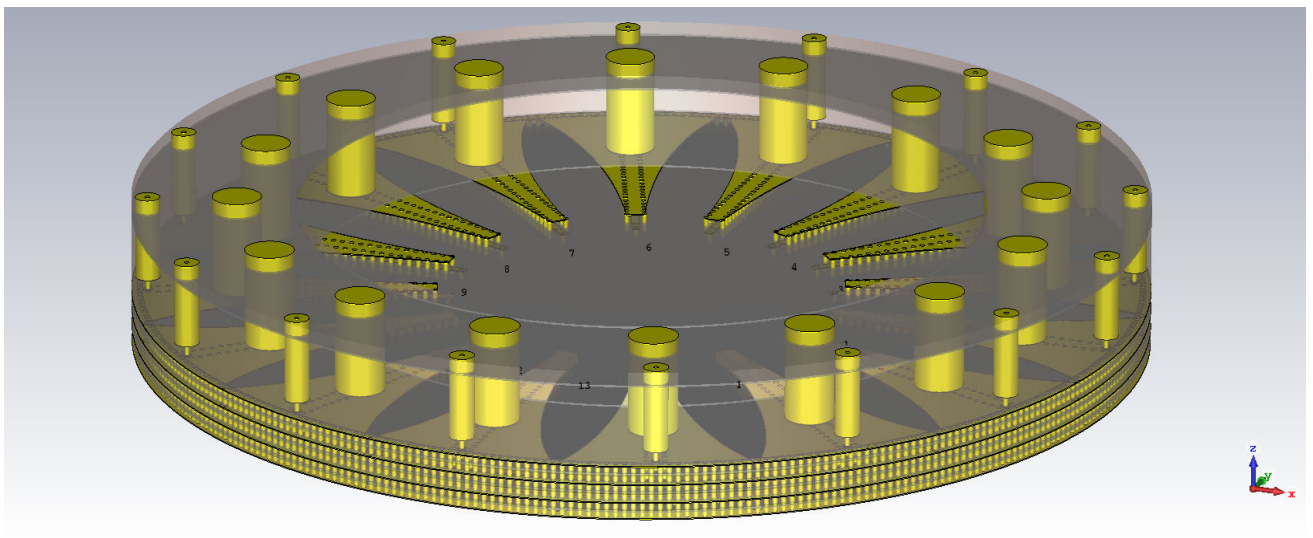
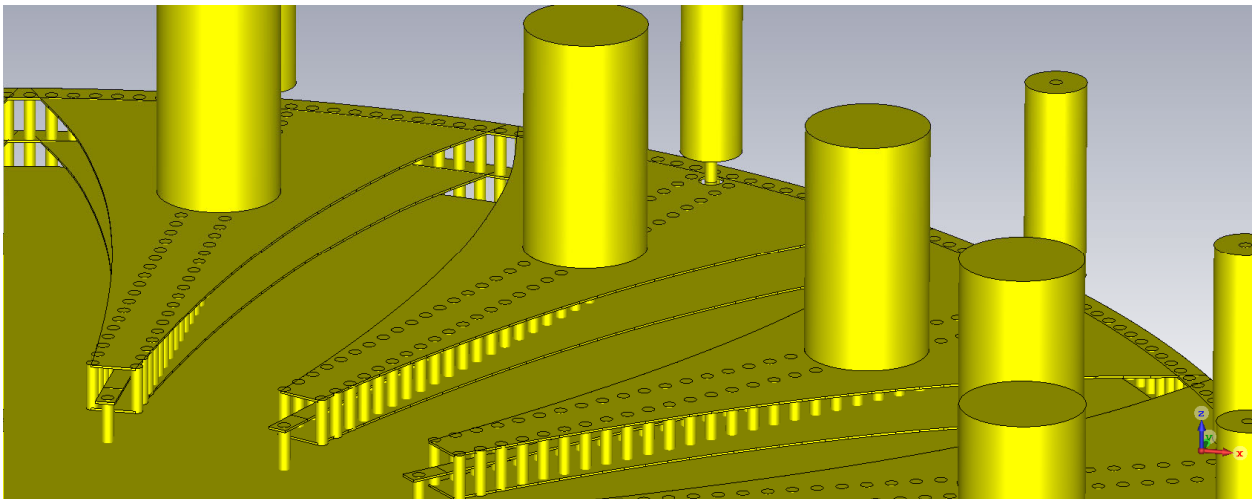


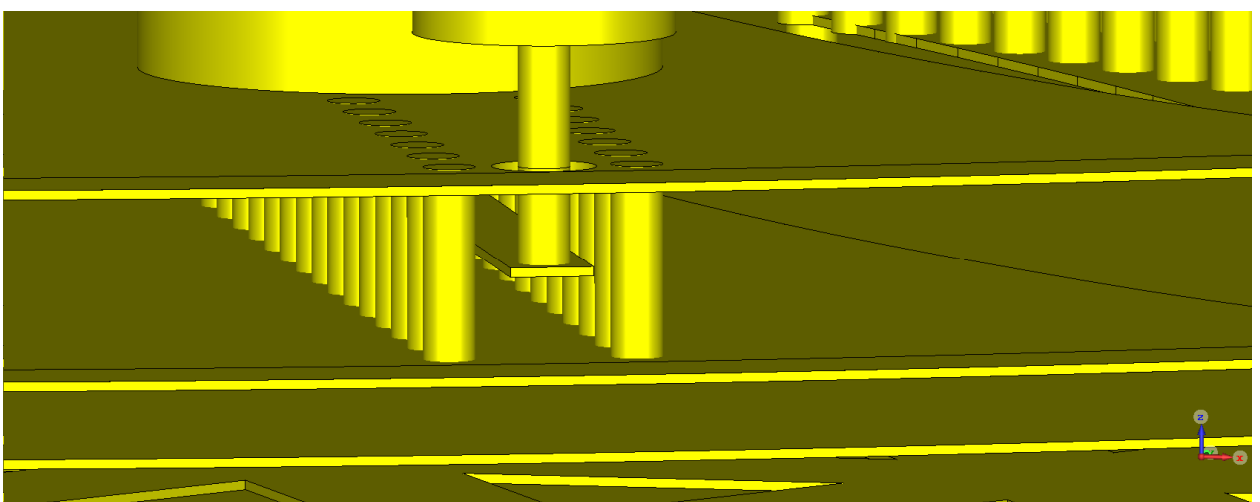
Рисунок 5.2 – Общий вид МЛА с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и несимметричных вибраторов с экраном

ДОС антенны представляет собой плоскую диэлектрическую цилиндрическую линзу из однородного диэлектрика (или – плоскую линзу Люнеберга), разделенную на две части метаповерхностью в виде перфорированного металлического листа. Данная конструкция линзы позволяет реализовать полноазимутальное формирование ДН антенной системы за счет того, что к верхней части ДОС, с помощью полосковых трансформаторов, подключаются антенные элементы, а к нижней – приемно-передающая система.

В качестве излучающего элемента используется кольцевая антенная решетка из активных вибраторов с рефлекторами, возбуждаемая с помощью цилиндрической многослойной линзы, рисунок 5.3.



а)



б)

Рисунок 5.3 – Активные вибраторы кольцевой антенной решетки: а) общий вид; б) область запитки активных вибраторов

Активные вибраторы запитаны с помощью разновидности экранированных симметричных полосковых линий, размещенных внутри трехслойных фазовых полосков трансформаторов, подключенных к верхнему слою двухслойного плоскопараллельного волновода с общей перфорированной стенкой (в обоих слоях которого расположен диэлектрик, выполняющий роль цилиндрической линзы, которая намного проще линзы Лüneберга и при небольшом электрическом диаметре (в нашем случае – 2 длины волны) практически не уступающей линзе Лüneберга). Фазовые полоски трансформаторов запитаны относительно верхней стенки волновода. Другие концы фазовых полосков экранированных симметричных полосковых линий, запитывающих вибраторы, подключены к верхней стенке волновода (земле для фазовых полосков трансформаторов, подключенных к верхнему слою двухслойного плоскопараллельного волновода).

Приемопередающая система подключалась в центре антенны с помощью несимметричных полосковых линий с волновым сопротивлением 50 Ом. Полоски трансформаторов (с экспоненциальной зависимостью продольного распределения волнового сопротивления), запитывающих нижнюю часть линзы показаны на рисунке 5.4.

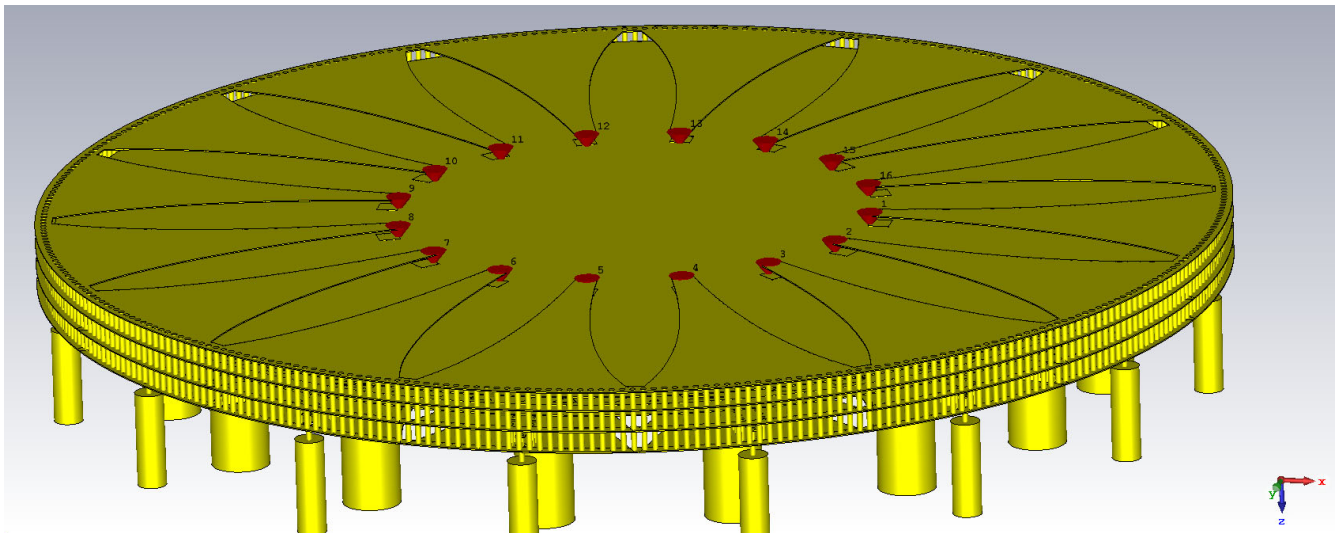


Рисунок 5.4 – Экспоненциальные полоски для подключения приемопередающей системы

По краю антенны располагаются металлизированные отверстия, выполняющие роль боковой стенки двухслойного волновода с общей

перфорированной стенкой, представленной на рисунке 5.5. Эта стенка предназначена для разделения двух смежных областей плоскопараллельного волновода, диэлектрическое заполнение которого (по обе стороны перфорированной стенки) выполняет роль цилиндрической линзы, существенно более простой конструктивно, чем линза Люнеберга.

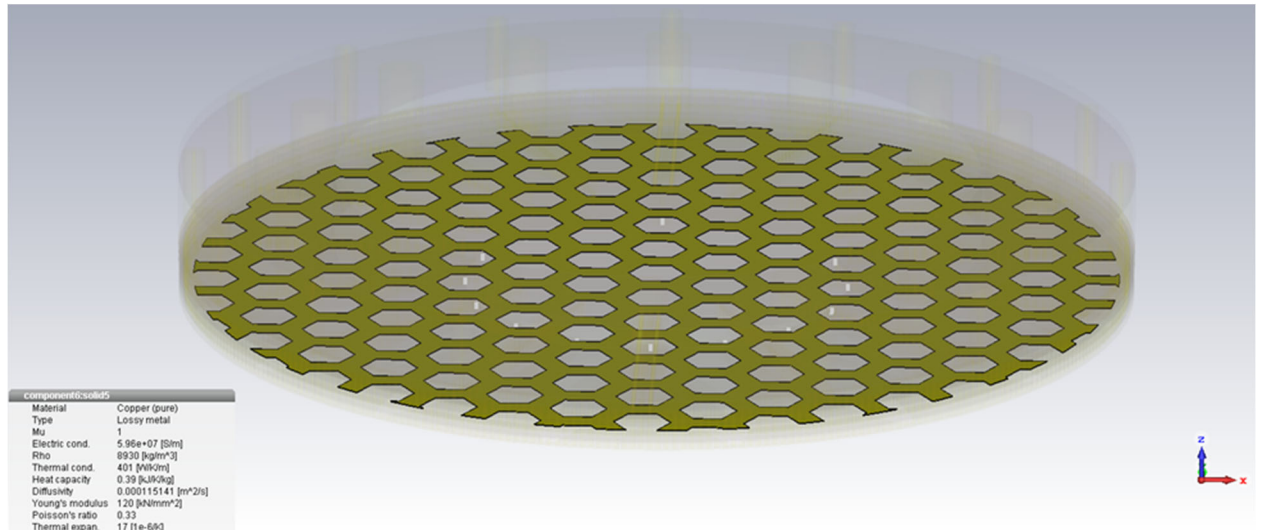


Рисунок 5.5 – Перфорированная стенка, разделяющая двухслойный волновод

Предложенная антенная система полноазимутального обзора характеризуется наличием 16 лепестков, коэффициент направленного действия каждого из которых – около 10-11 дБ. Объемная ДН и ее проекции на азимутальную плоскость для всех лучей антенны представлена на рисунке 5.6 и 5.7.

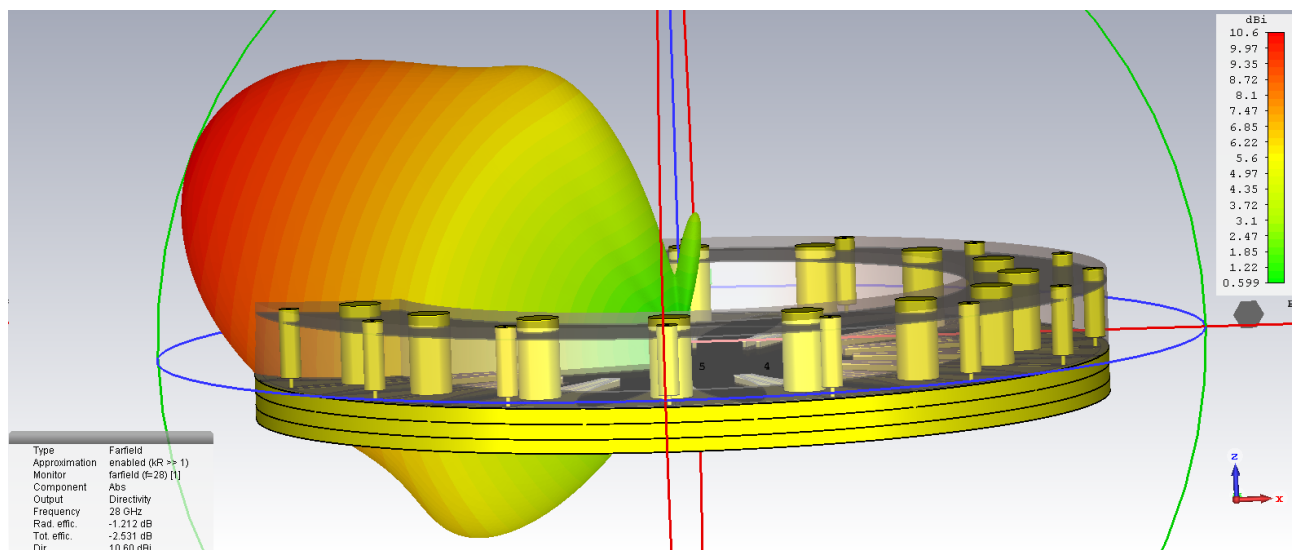
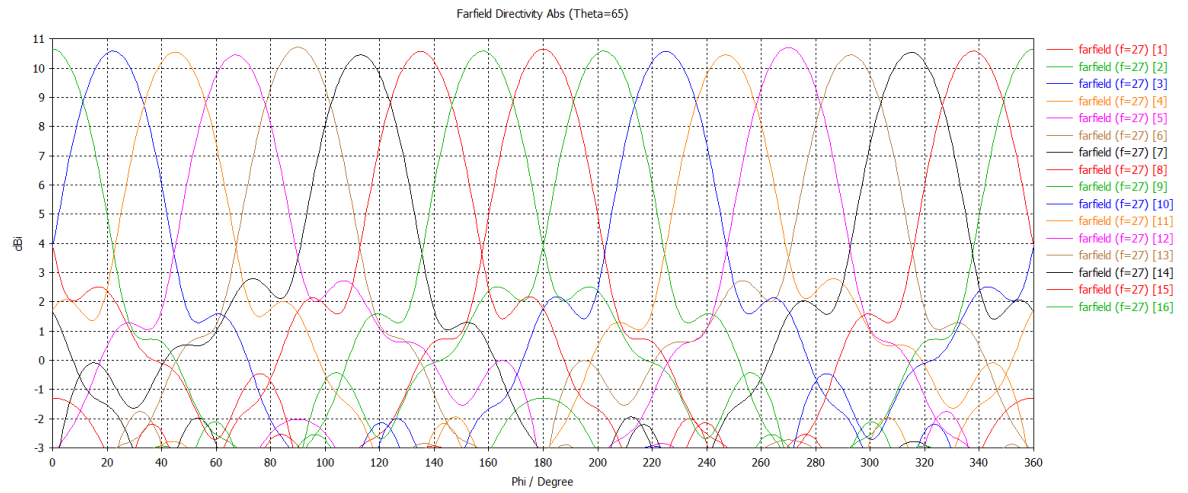
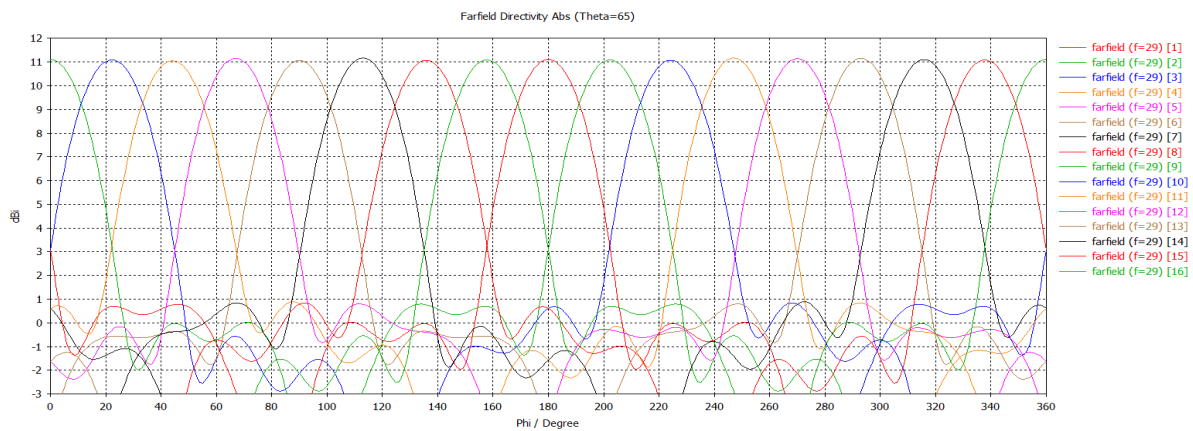


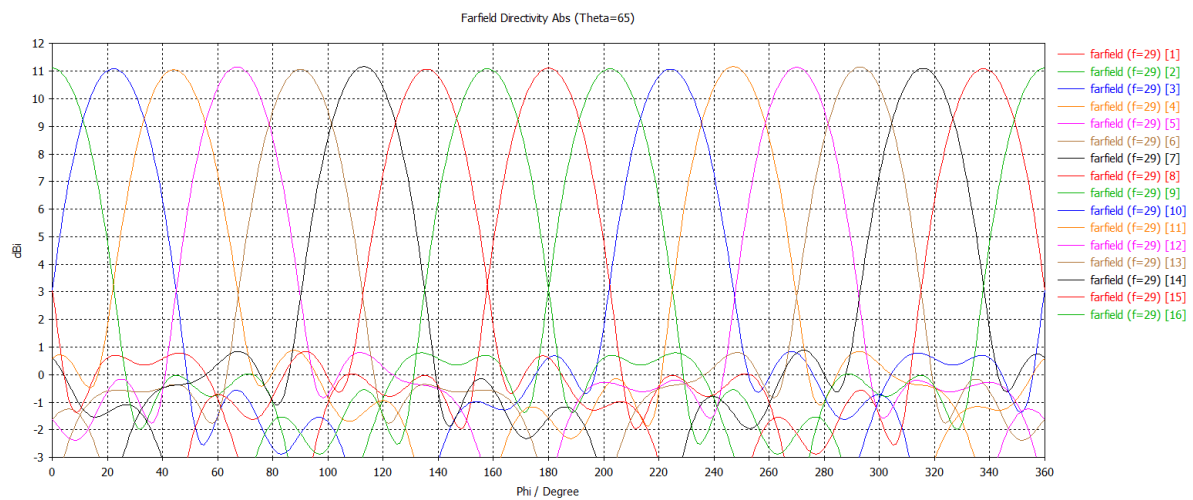
Рисунок 5.6 – Объемная ДН МЛА с полноазимутальным сканированием на частоте 28 ГГц.



а)



б)



в)

Рисунок 5.7 – Проекции ДН в зависимости от азимута при угле места 65° (угол максимального излучения в угло-местной плоскости, отсчитываемый от вертикальной оси z) при запитке 1-16 портов на частоте:

а) 27 ГГц; б) 28 ГГц; в) 29 ГГц.

Полученные зависимости ДН показывают, что ширина луча по уровню -3дБ в азимутальной плоскости составила $\sim 30^\circ$, а в угло-местной плоскости $\sim 70^\circ$. При этом максимум ДН был ориентирован под углом к азимутальной плоскости, что является предпочтительным для систем связи, состоящих из приемопередатчиков, расположенных на разных высотах. В качестве примера можно привести размещаемые на вышках базовые станции систем сотовой связи или управляемые с земли беспилотные летательные аппараты.

Также, для определения качества согласования разработанной антенны были получены частотные зависимости КСВН для всех портов линзы, рисунок 5.8. Излучательная и полная эффективность антенны (учитывающая потери на рассогласование антенны) показаны на рисунке 5.9.

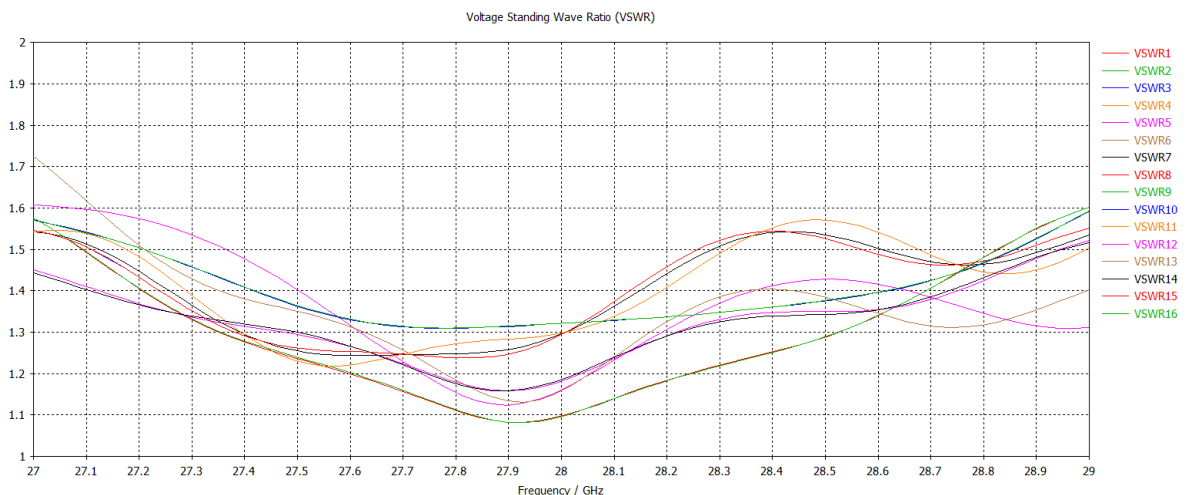


Рисунок 5.8 –КСВН для портов 1-16 в полосе частот 27-29 ГГц

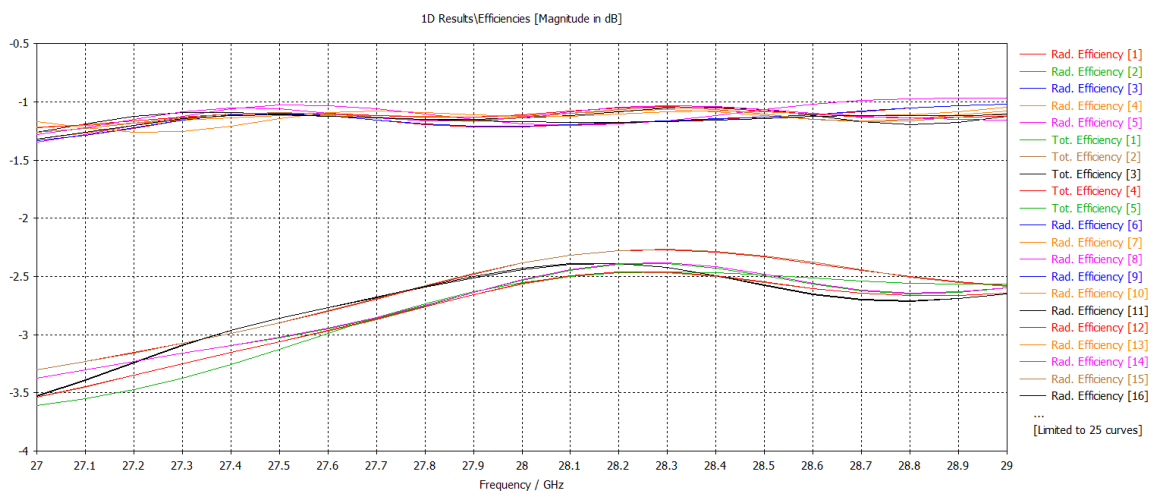


Рисунок 5.9 – Излучательная эффективность (верхняя группа кривых) и полная эффективность (нижняя группа кривых) в полосе частот 27-29 ГГц

Представленные графики КСВН подтверждают хороший уровень согласования антенны во всем диапазоне рабочих частот. Эффективность антенны при излучении составила не менее 85%, а полная эффективность не опускалась ниже 65% во всем диапазоне рабочих частот. Данные результаты подтверждают умеренный уровень потерь в антенне несмотря на использование большого количества диэлектриков в ее конструкции.

Таким образом, в данном параграфе была разработана компактная конструкция МЛА, изготавливаемой по технологии печатных плат и позволяющей формировать 16 лучей в азимутальной плоскости в секторе от 0° до 359° . Использование в конструкции двухуровневой линзы позволяет разнести по высоте антенные элементы и порты запитки, и тем самым избежать эффекта затенения каналов.

5.2 Многолучевая антенна с двухкоординатным сканированием в полусферическом секторе

В данном параграфе представлена конструкция антенны, состоящей из метаматериальной линзы на основе многослойной печатной платы с системой облучателей в виде симметричных электрических вибраторов, расположенных над экраном. Данная конструкция была получена с помощью метода трансформационной оптики, примененного к сферической диэлектрической линзе: линза была сжата вдоль вертикальной оси, а для компенсации уменьшения электрического пути волны в вертикальном направлении в конструкцию была введена анизотропия коэффициента преломления – увеличения значения коэффициента преломления в вертикальном направлении в такое же число раз, во сколько сферическую линзу сжали по вертикали. Металлические электрически малые рассеиватели шестиугольной формы располагались в соседних слоях по вертикали в шахматном порядке, чтобы волна была вынуждена огибать данные препятствия и приобретала дополнительный сдвиг фазы при распространении в вертикальном направлении.

Разработанное антенное устройство представляет собой многослойную печатную плату, слои металла в которой имеют форму шестиугольников, размещенных в шахматном порядке в соседних слоях, рисунок 5.10. Диаметр антенны составил 10 мм, а высота 3 мм.

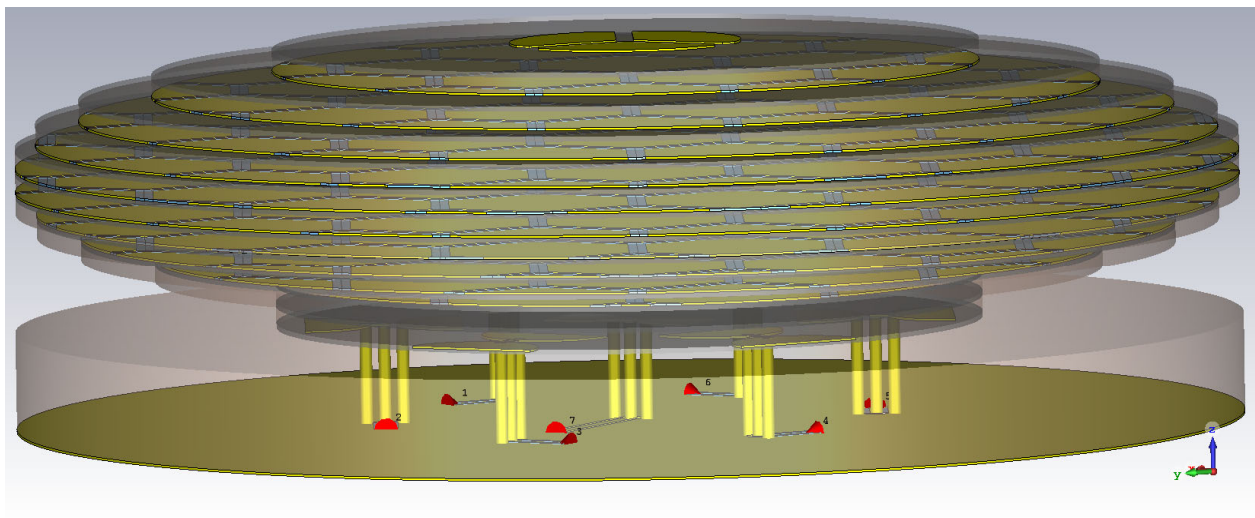


Рисунок 5.10 – Модель МЛА с двухкоординатным сканированием в полусферическом секторе

Разработанная линза обладает диаметром 10 мм и высотой 2 мм, рисунок 5.11. В качестве подложки использовался высокочастотный ламинат Rogers 5880 с толщиной 0.127 мм и покрытый катанной медью толщиной 18 мкм. В случае отсутствия доступности данного материала, можно использовать аналоги (например, FSD220G или RP220).

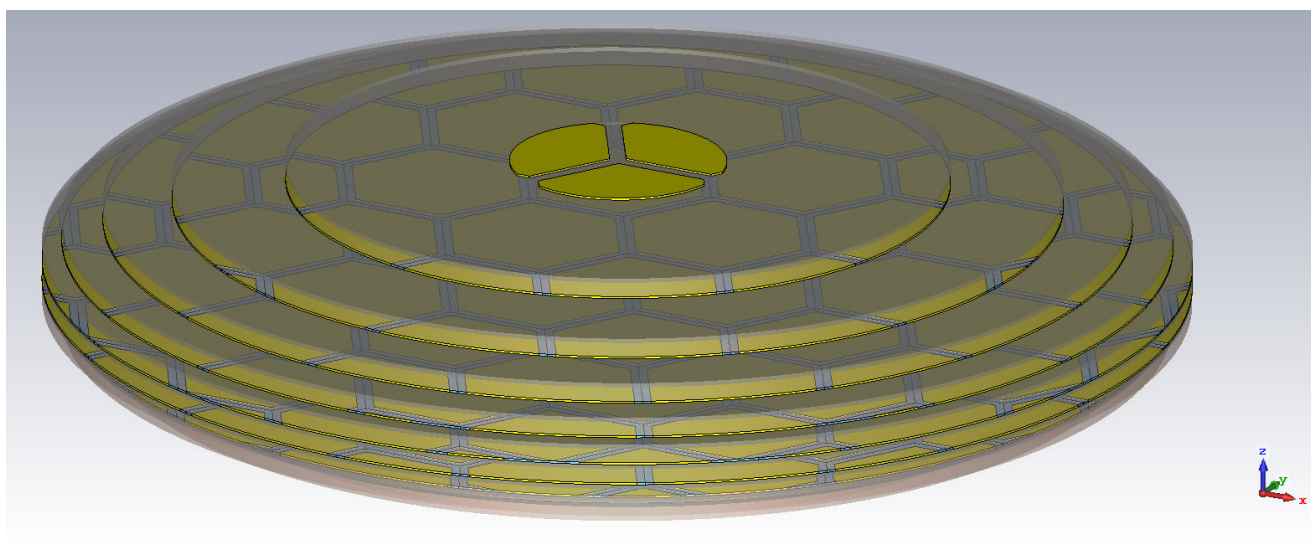


Рисунок 5.11 – Линза из анизотропного метаматериала

Под линзой расположена система из 7 симметричных электрических излучателей: одного центрального излучателя и 6 излучателей, расположенных в радиальных направлениях. Отклонение луча от нормали пропорционально смещению излучателя от вертикальной оси симметрии линзы. В качестве излучателей использовались планарные электрические вибраторы с плечами полукруглой формы (вибраторы располагались по окружности с радиусом 2 мм). Для симметрирования применялись трехпроводные фидерные линии, являющиеся аналогом симметричной полосковой линии.

К одному из плеч вибратора подсоединяется центральный и боковой проводники фидерной линии, а к другому плечу вибратора – другой боковой проводник фидерной линии, рисунок 5.13. Центральные проводники симметрирующих трансформаторов подсоединяются к центральным проводникам компланарных линий, питающих излучатели, рисунок 5.14. В качестве подложки для антенных элементов использовался Rogers TMM 13i, обладающий высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 12,2$) и достаточно малым тангенсом угла диэлектрических потерь ($\tan \delta = 0,0019$) в широкой полосе частот. В качестве аналогов данного ламината можно рассмотреть FSD1020T или FSD1020GR.

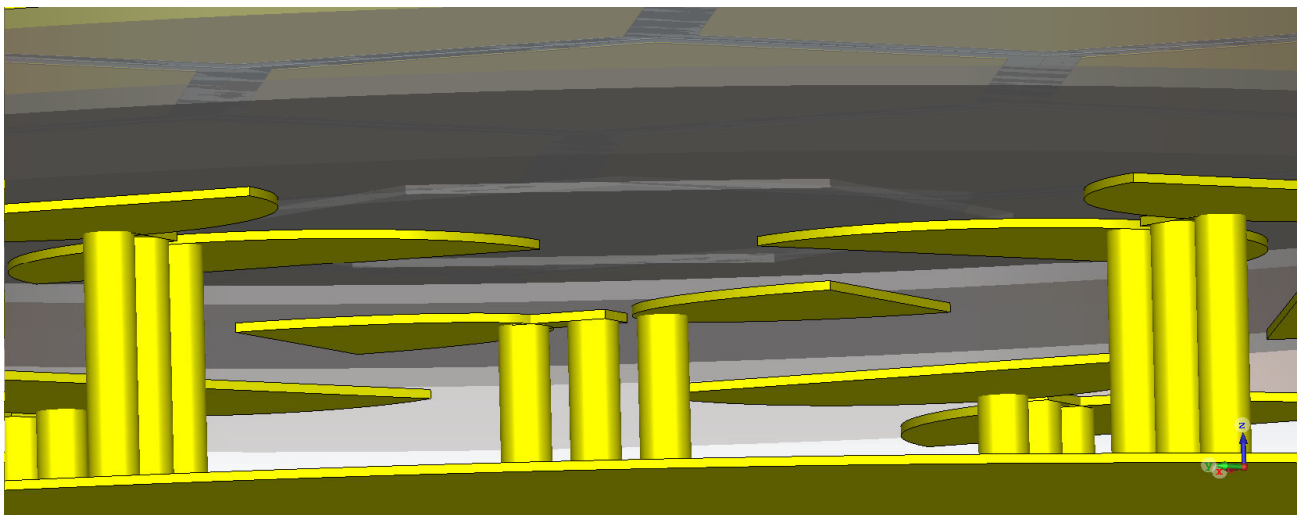


Рисунок 5.13 – Подключение фидерной линии к плечам вибратора.

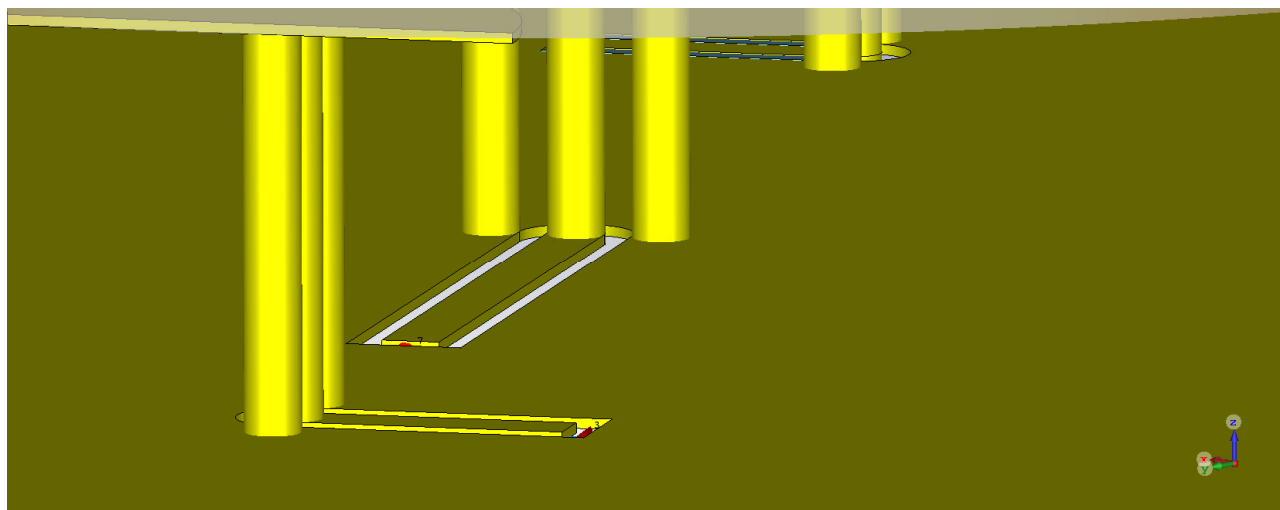
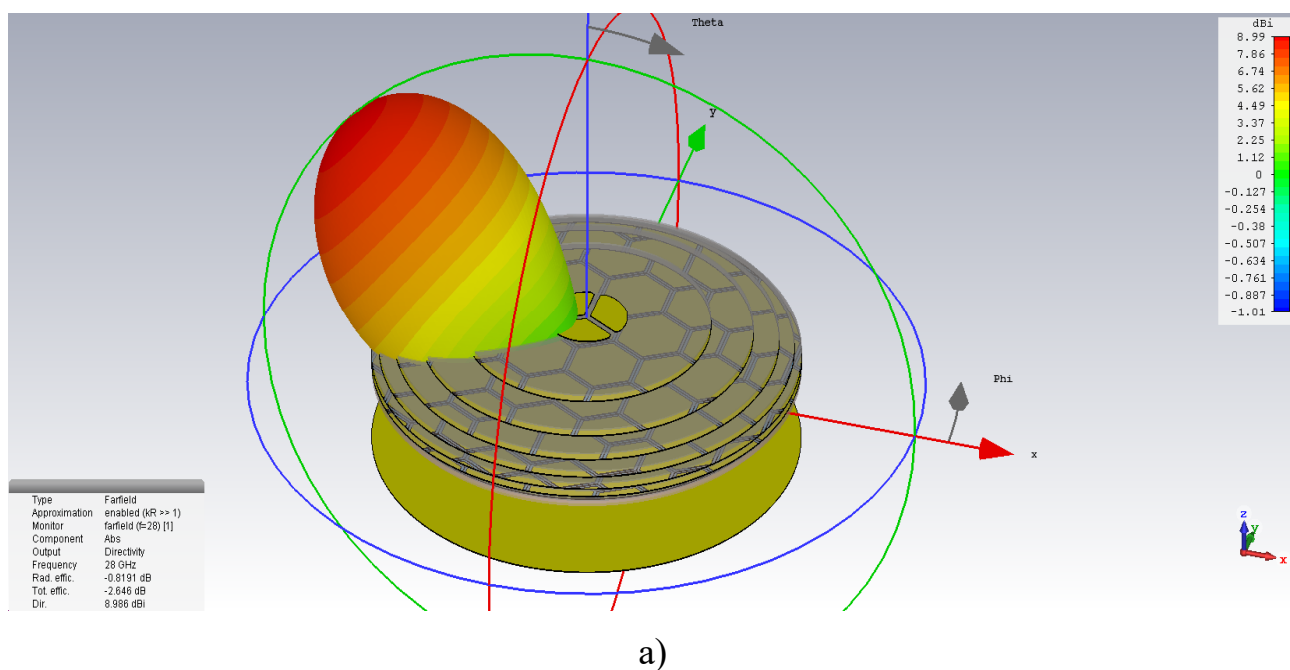
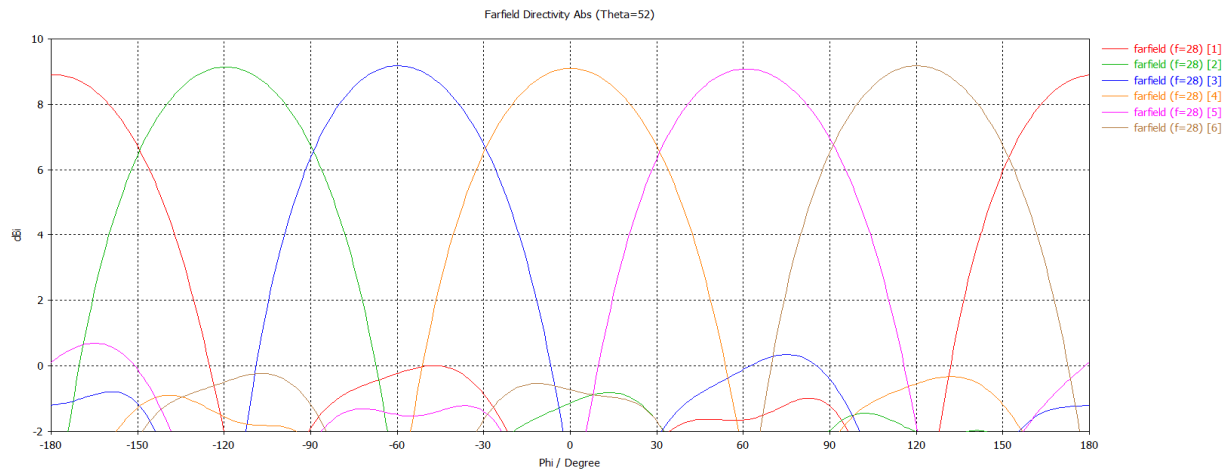


Рисунок 5.14 – Подключение симметрирующего трансформатора к копланарным линиям запитки.

Полоса рабочих частот антенны находилась в диапазоне от 27 до 29 ГГц. Поляризация может быть произвольной и определяется типом облучателей метаматериальной линзы. Объемная ДН и ее проекция на азимутальную плоскость показаны на рисунке 5.15.





б)

Рисунок 5.14 – ДН МЛА с полусферическим сканированием на частоте 28 ГГц; а) объёмная ДН при отклонении луча от нормали; б) проекция ДН на азимутальную плоскость при угле возвышения 52° для 6 облучателей

Полученные характеристики формируемого антенной излучения показывают, что минимальное значение коэффициента направленного действия в азимутальной плоскости составляет 4 дБ, а максимальное около 9,5 дБ. Минимально необходимое для построения антенны число формируемых лучей ДН – 7.

Для определения уровня согласования импеданса антенны с фидерным трактом были получены частотные зависимости S-параметров, рисунок 5.15. Графики эффективности работы антенны приведены на рисунке 5.16.

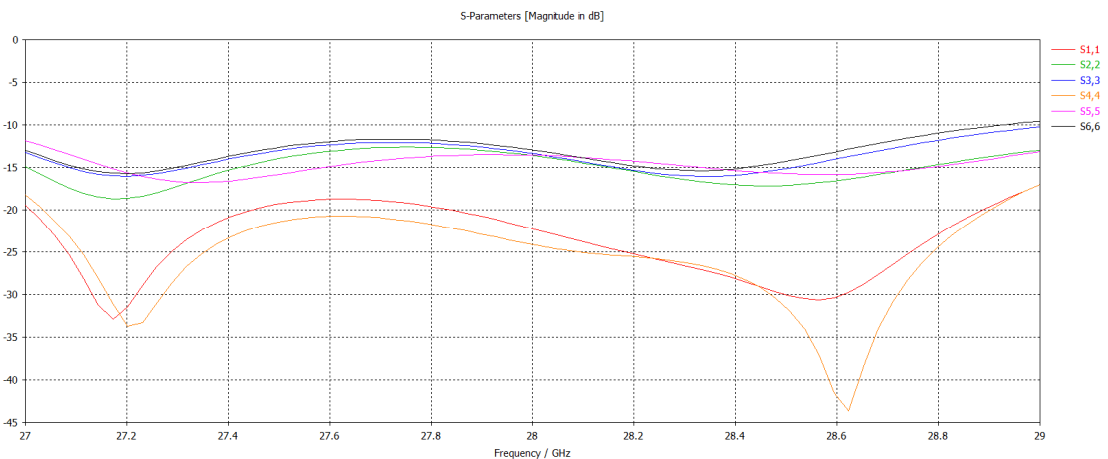


Рисунок 5.15 – S-параметры для радиально расположенных облучателей в полосе частот от 27 до 29 ГГц

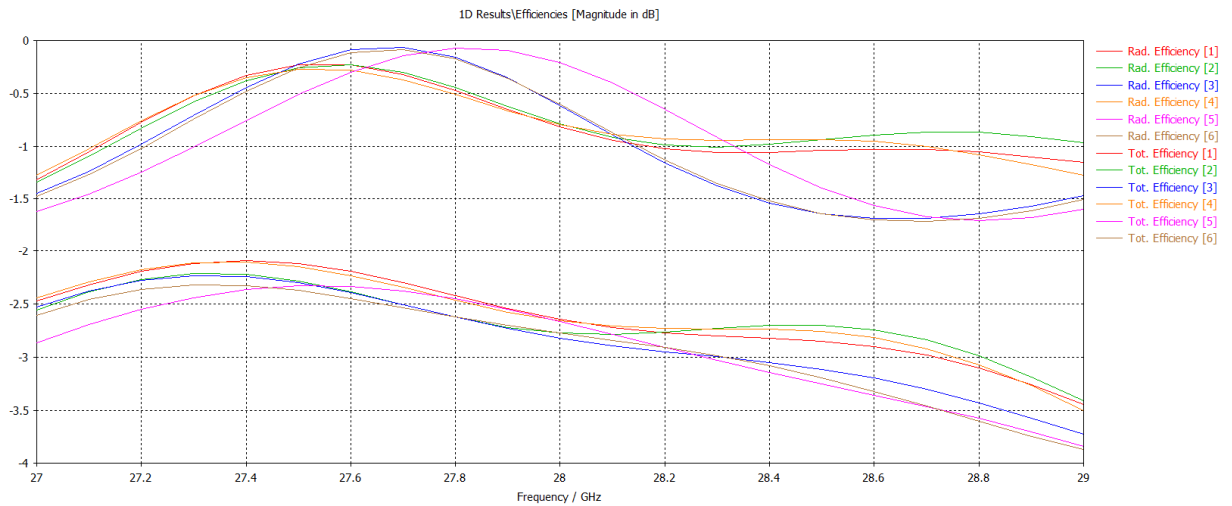


Рисунок 5.16 – Излучательная эффективность (верхняя группа кривых) и полная эффективность (нижняя группа кривых) в полосе частот 27-29 ГГц

Как видно из рисунков коэффициент отражения не превышает значение -10 дБ во всей исследуемой полосе частот, что свидетельствует об хорошем согласовании антенны. При этом излучательная эффективность не опускается ниже 80%, а минимальное значение общей эффективности составляет 63%.

Таким образом, в данном параграфе была представлена антенны с возможностью полусферического сканирования, обладающая хорошим уровнем согласования и достаточно низкими потерями в рабочем диапазоне частот от 27 до 29 ГГц. Конструкция антенны обладает компактными размерами и может быть получена с помощью технологии изготовления печатных плат.

5.3 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора

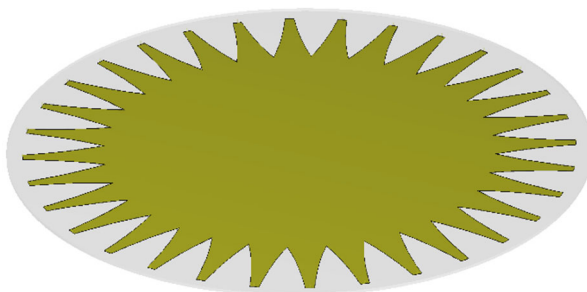
В данном параграфе была разработана и исследована конструкция МЛА полноазимутального обзора с 32 всерными лепестками. В качестве излучателя использовался несимметричный ТЕМ-рупор, образованный как фигура вращения вокруг своей центральной оси, что необходимо для сканирования во всей азимутальной плоскости, рисунок 5.17. В зазоре между верхней фигурой,

образующей экспоненциальный раскрыв рупора, и нижним цилиндром размещалась однородная линза из полистирола толщиной 2 мм.

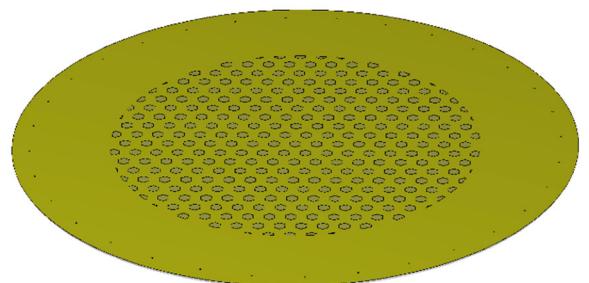


Рисунок 5.17 – Внешний вид МЛА на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора

В качестве ДОС использовалась двухуровневая линза, рисунок 5.18. Нижняя часть двухуровневой линзы представляла собой конструкцию из трансформирующих полосков, расставленных по кругу и объединенных в единую структуру. К трансформирующим полоскам осуществляется подключение многоканального приемника/передатчика или коммутатора, при этом провода для подключения находятся снизу цилиндра, образующего несимметричный ТЕМ-рупор, и не оказывают затеняющего эффекта на МЛА. Верхняя часть двухуровневой линзы представляет собой перфорированный лист с шестиугольными отверстиями, служащий для переноса электромагнитной энергии от трансформирующих полосков в зазор ТЕМ-рупора, откуда она излучается в открытое пространство.



а)



б)

Рисунок 5.18 – Конструкция ДОС на основе двухуровневой линзы: а) нижняя часть (трансформирующие полоски); б) верхняя часть (перфорированный лист)

Отметим, что перфорированный лист может иметь отверстия различной формы (правильные треугольники, прямоугольники, круги и т.д.), но шестигранные показали наилучшие характеристики. В качестве диэлектрической прослойки между верхней и нижней частью двухуровневой линзы использовался полистирол, являющийся недорогим материалом с малым тангенсом угла диэлектрических потерь ($\tan \delta = 0.0002$). Предложенная конструкция ДОС позволяет формировать 32 луча (определяется количеством трансформирующих полосков) в азимутальной плоскости. Для наглядности, приведем изображение разработанной МЛА с прозрачной фигурой, образующей экспоненциальный раскрыв ТЕМ-рупор, рисунок 5.19.

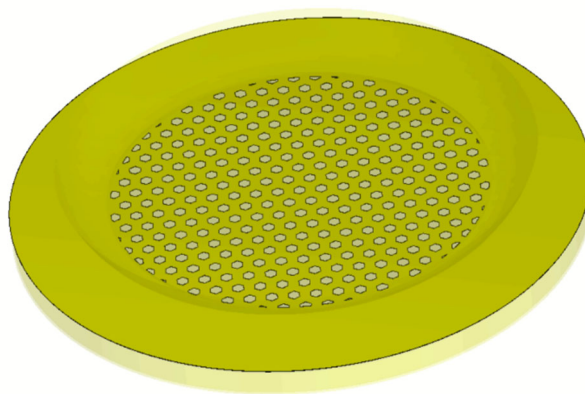


Рисунок 5.19 – Внешний вид МЛА с прозрачным ТЕМ-рупором

В ходе математического моделирования были получены S-параметры МЛА, рисунок 5.20. Для оценки потерь, приведен график частотной зависимости эффективности МЛА, рисунок 5.21.

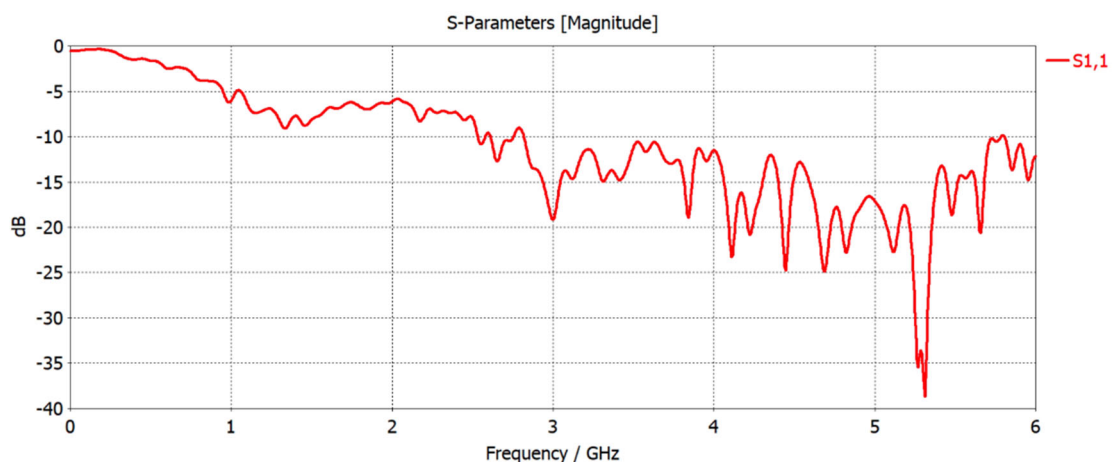


Рисунок 5.20 – S-параметры МЛА на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора

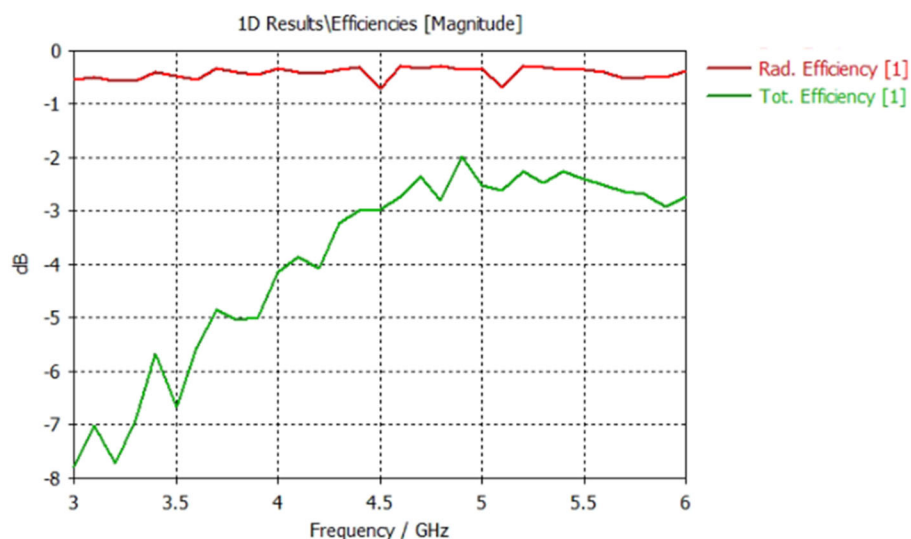
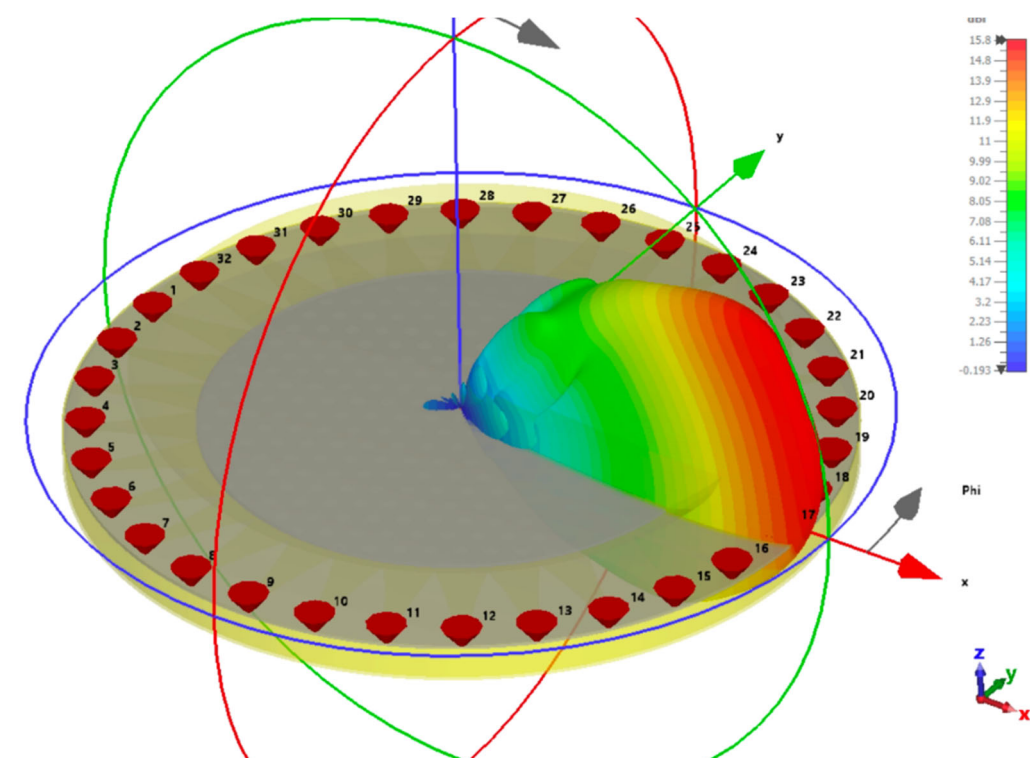


Рисунок 5.21 – Излучательная эффективность (Radiation Efficiency, верхняя кривая) и полная эффективность (Total Efficiency, нижняя кривая) в полосе частот 3-6 ГГц

Из приведенных графиков видно, что полоса рабочих частот при сохранении хорошего согласования и суммарного КПД не менее 50% находится в диапазоне от 4.5 до 6 ГГц. Для оценки качества формируемого излучения приведем ДН на частоте 5.8 ГГц, рисунок 5.22.



a)

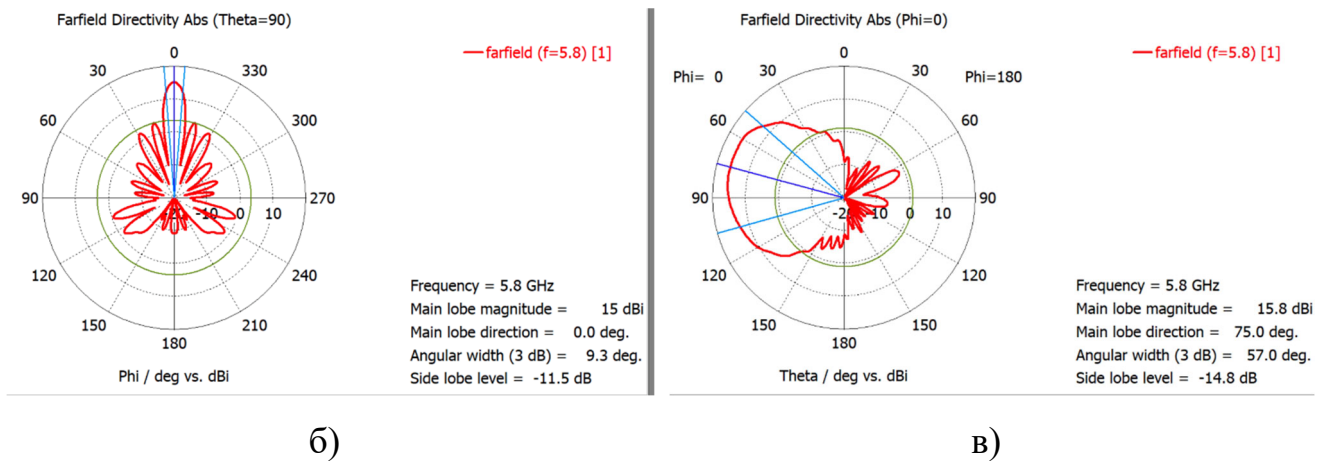
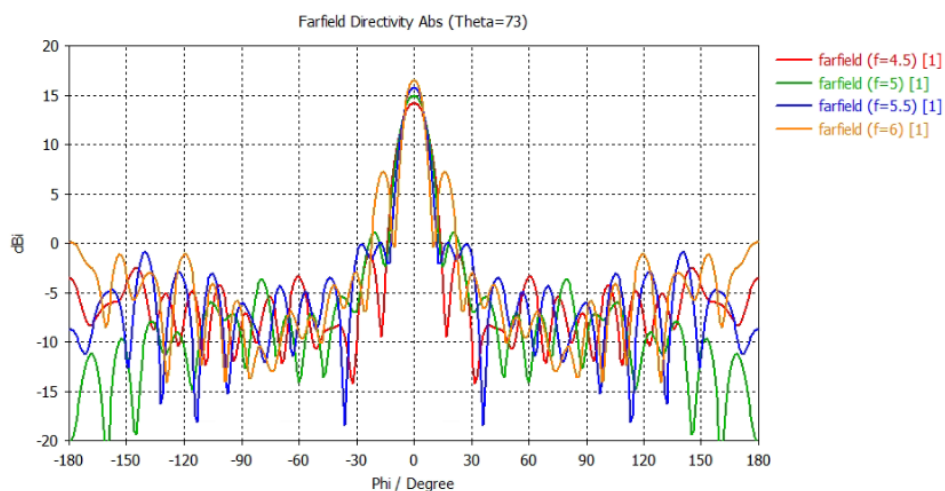
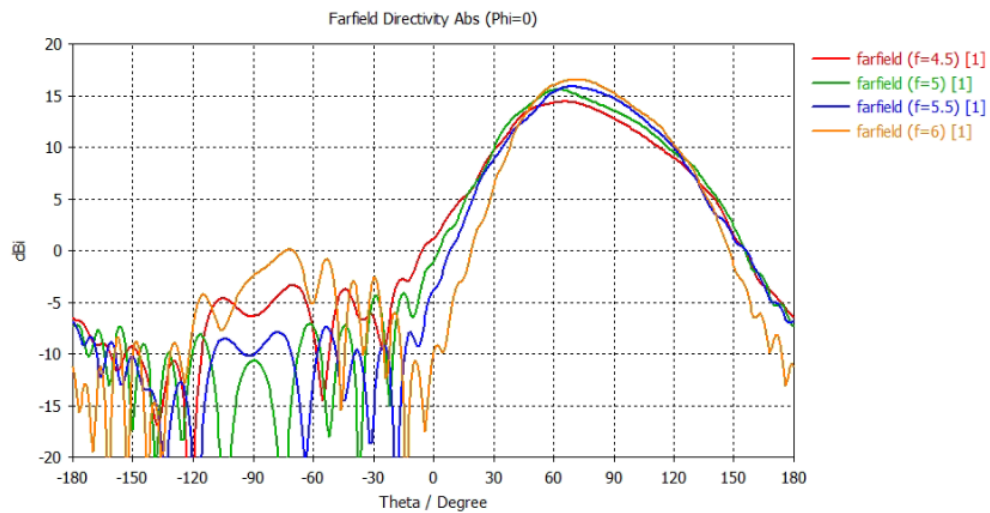


Рисунок 5.22 – ДН МЛА на основе двухуровневой линзы и ТЕМ-рупора: а) объемная ДН; б) проекция на азимутальную плоскость; в) проекция на угло-местную плоскость

Формируемая ДН является веерной, что позволяет получить высокую избирательность в азимутальной плоскости, и широкий сектор работы в угло-местной плоскости. Кроме того, главный лепесток ориентирован немного вверх относительно горизонта. Такая ДН является привлекательной для использования в системах связи БПЛА, или в любых других системах связи с приемниками и передатчиками, расположенными на разных высотах. Из-за симметричности конструкции предложенной МЛА, форма ДН при запитке других портов не меняется, изменяется только ориентация луча в азимутальной плоскости. Для оценки стабильности ДН при изменении частоты, рассмотрим рисунок 5.23.



а)



б)

Рисунок 5.23 – Проекции ДН на азимутальную (а) и угло-местную (б) плоскость для различных частот из диапазона 4,5-6 ГГц

Как видно из графиков, ДН МЛА остается стабильной в диапазоне частот от 4,5 до 6 ГГц, что соответствует, определённому ранее, рабочему диапазону антенны по уровню согласования и КПД.

Приведем частотные зависимости коэффициента корреляции по огибающей (рисунок 5.24) и выигрыша от разнесения (рисунок 5.25), разработанной МЛА на основе двухуровневой линзы и ТЕМ-рупора, для оценки улучшения отношения сигнал/шум при применении разработанной МЛА на основе двухуровневой линзы и ТЕМ-рупора в системах ММО.



Рисунок 5.24 – Частотная зависимость коэффициента корреляции по огибающей для МЛА на основе двухуровневой линзы и ТЕМ-рупора

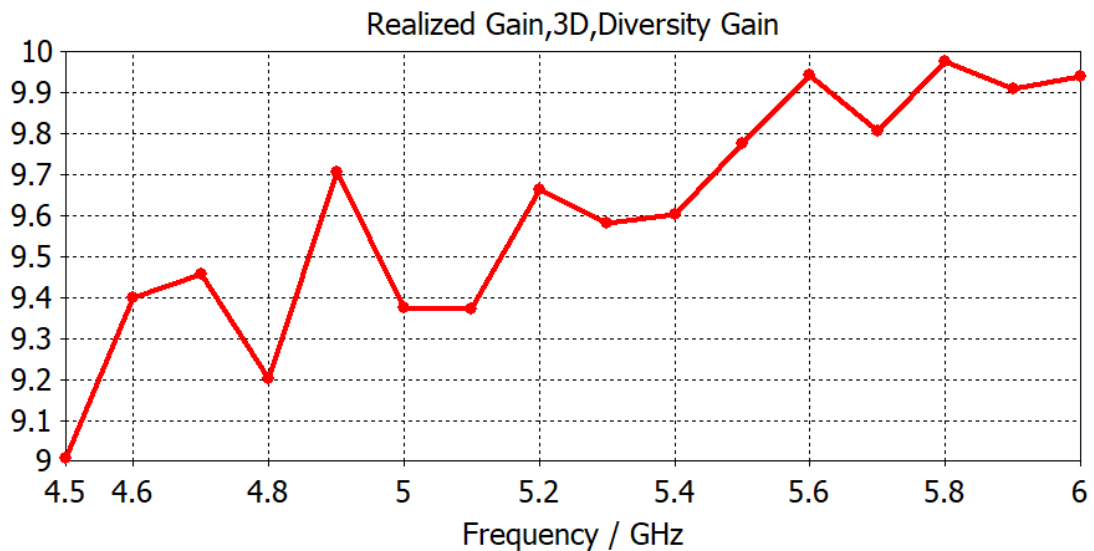


Рисунок 5.25 – Частотная зависимость выигрыша от разнесения для МЛА на основе двухуровневой линзы и ТЕМ-рупора

Как видно из графиков выше, коэффициент корреляции по огибающей достигает максимального значения 0,19 на частоте 4,5 ГГц, что свидетельствует о достаточно низкой корреляции (хорошим считаются значения ниже 0,3) между формируемыми соседними лучами. Минимальное значение выигрыша от разнесения составило 9 дБ, оно приходится на ту же частоту 4,5 ГГц. Для оценки защитного действия МЛА от помех за счет пространственной избирательности приведем график частотной зависимости ПЗО, рисунок 5.26.

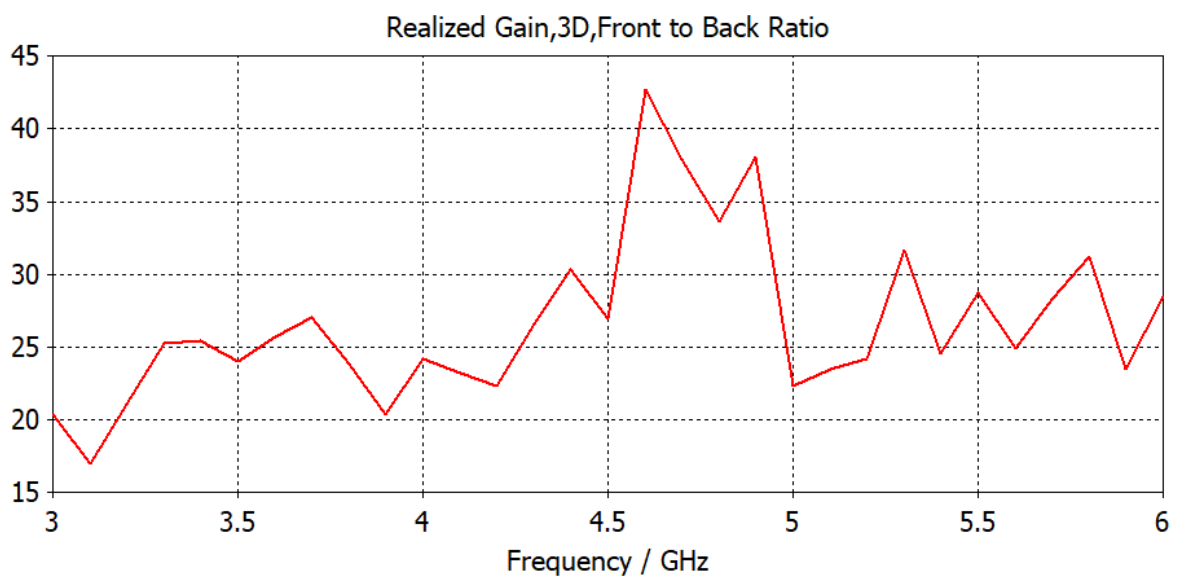


Рисунок 5.26 – Частотная зависимость ПЗО для МЛА на основе двухуровневой линзы и ТЕМ-рупора

Из представленного рисунка видно, что ПЗО принимает значения выше 25 дБ в диапазоне 4,5-6 ГГц, а в диапазоне 4,5-4,9 ГГц находится выше 35 дБ, что свидетельствует о высокой сопротивляемости МЛА помехам, приходящим с направлений отличных от ориентации луча.

Таким образом, в данном параграфе была разработана и исследована МЛА на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора, способная формировать 32 луча без эффекта затенения каналов. Преимуществами предложенной конструкции являются:

- антенна не содержит дефицитных и дорогих материалов – медные листы, (или луженая жесть, медная фольга) и листовой полистирол (диэлектрическая проницаемость 2,5, тангенс угла диэлектрических потерь 0,0002);
- антенна может работать в режиме ММО (32 канала), что дает огромный выигрыш в помехоустойчивости в условиях городской застройки и пересеченной местности;
- за счет формирования веерных ДН с узким лучом в азимутальной плоскости повышается энергетический потенциал системы приема сигналов в системах связи с приемниками и передатчиками, размещаемых на разных высотах и/или активно маневрирующих.

5.4 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

В этом варианте конструкции МЛА с полноазимутальным сканированием используется симметричный ТЕМ-рупор с экспоненциальным раскрывом, а также двухуровневая линза с перфорированным металлическим листом и толстыми слоями диэлектрика, рисунок 5.27. Габаритные размеры антенны: высота 225 мм; диаметр 535 мм. Конструкция антенны была рассчитана для рабочего диапазона частот от 1,7 до 2,1 ГГц.

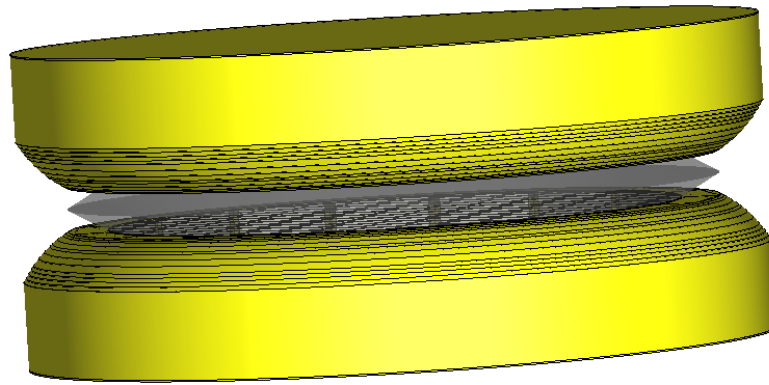
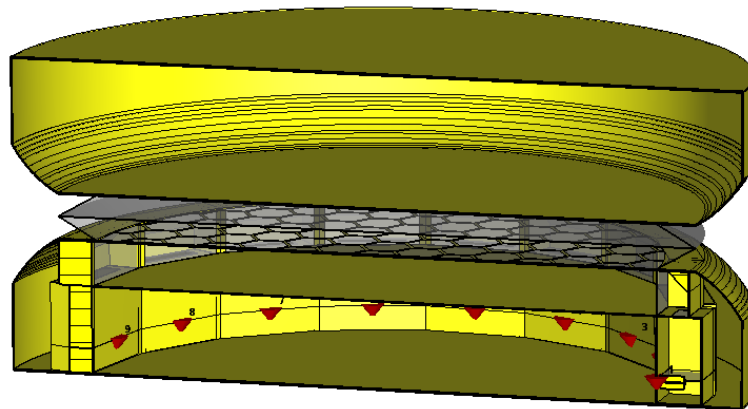
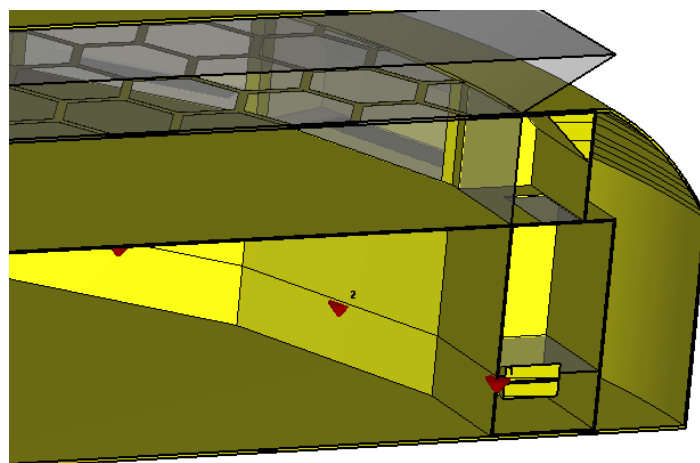


Рисунок 5.27 – Внешний вид многолучевой антенны на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

Для удобства пояснения принципа работы и конструкции рассматриваемой МЛА, приведем ее внешний вид в разрезе на рисунке 5.28.



а)



б)

Рисунок 5.28 – Внешний вид МЛА основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора в разрезе: а) общий вид; б) увеличенный вид устройства запитки антенны

Как видно из рисунка, в зазоре между образующими ТЕМ-рупор находится диэлектрическая линза (материал изготовления полистирол), края которой имеют вытянутую форму (в разрезе в виде треугольника), предназначенная для сосредоточивания излучения в узком пространственном углу и повышения коэффициента усиления. Под этой линзой находится перфорированный лист, служащий для «вытягивания» электромагнитной энергии из слоя диэлектрика (полистирол толщиной 32 мм) под ним. В данный диэлектрик большой толщины электромагнитная энергия попадает от устройства запитки антенны, представляющего собой поворот в виде излома широкой стенки волновода, возбуждаемого с помощью цилиндрического зонда. К зондам подключается многоканальный приемник/передатчик или коммутатор для формирования множества лучей (в рассматриваемом случае формируется 17 лучей) в азимутальной плоскости.

Было проведено математическое моделирование разработанной МЛА с целью определения ее основных рабочих характеристик. S-параметры представлены на рисунке 5.29, а частотные зависимости КПД на рисунке 5.30.

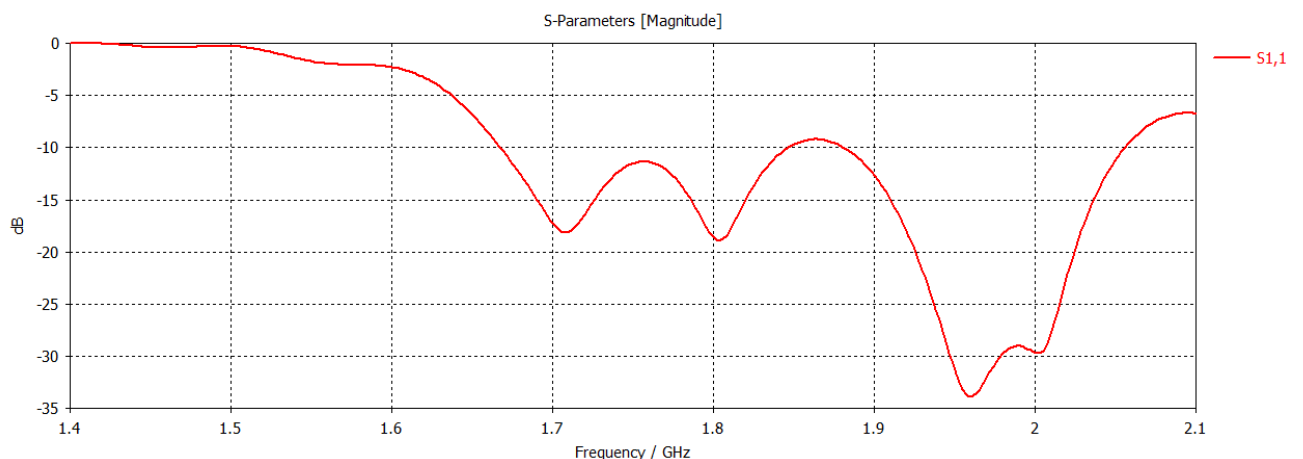


Рисунок 5.29 – S-параметры МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

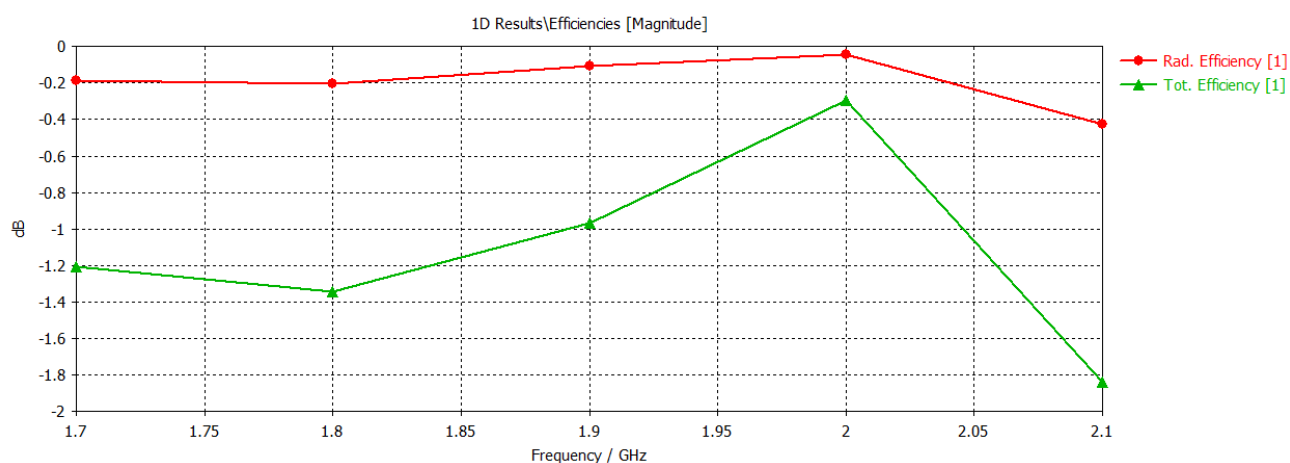
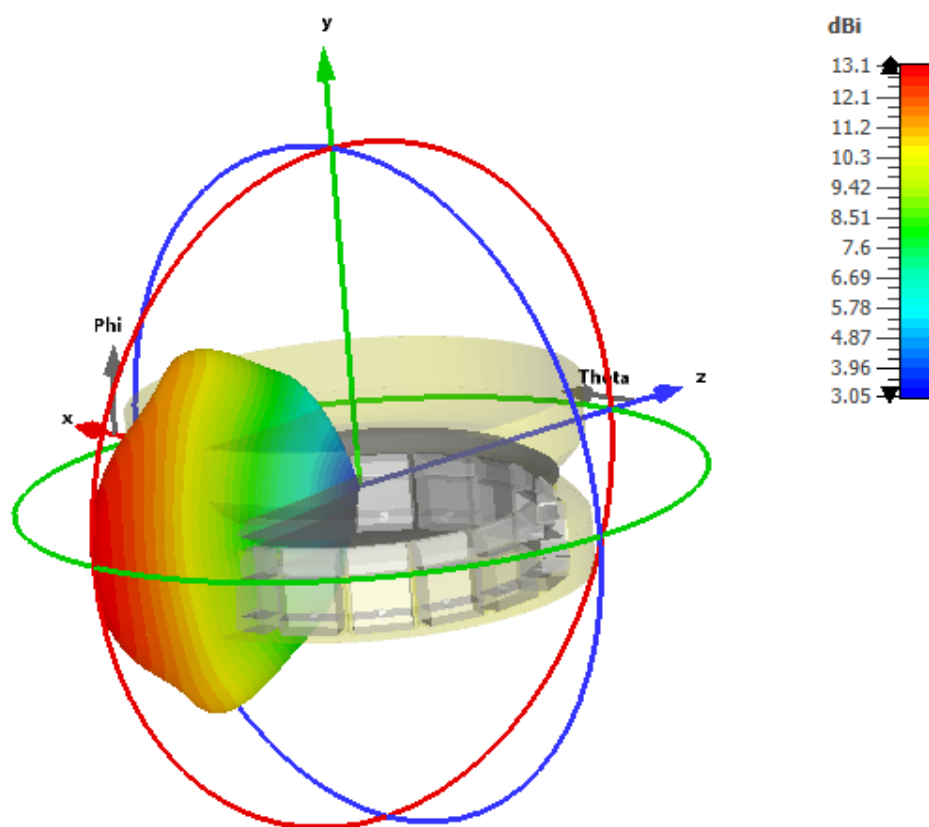
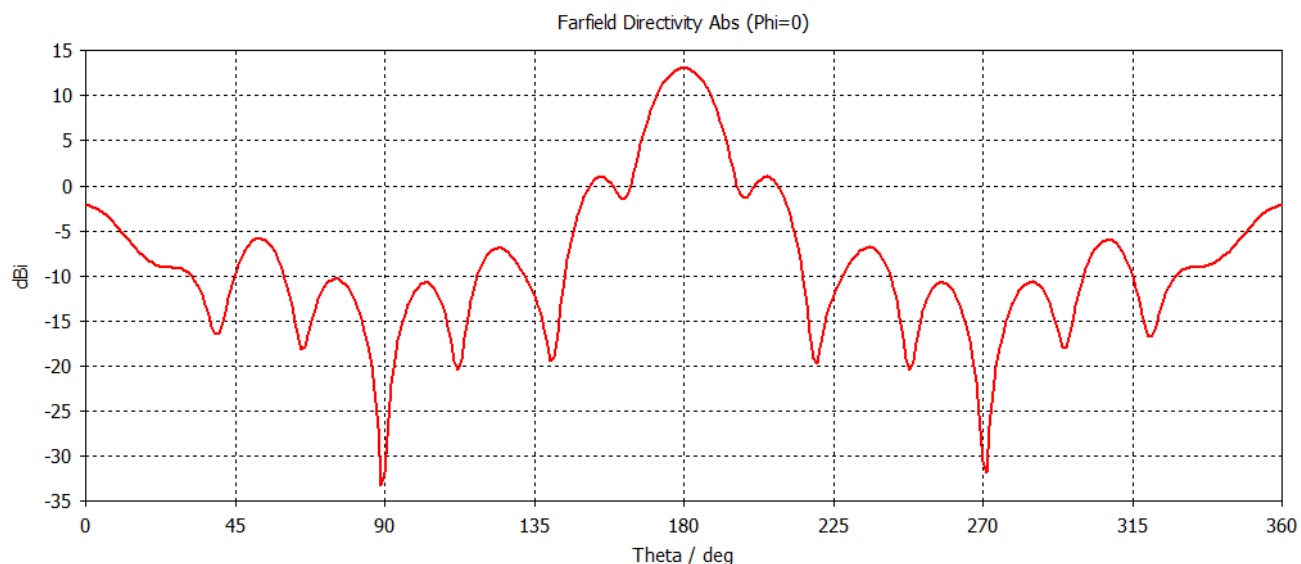


Рисунок 5.30 – Излучательная эффективность (Radiation Efficiency, верхняя кривая) и полная эффективность (Total Efficiency, нижняя кривая) МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

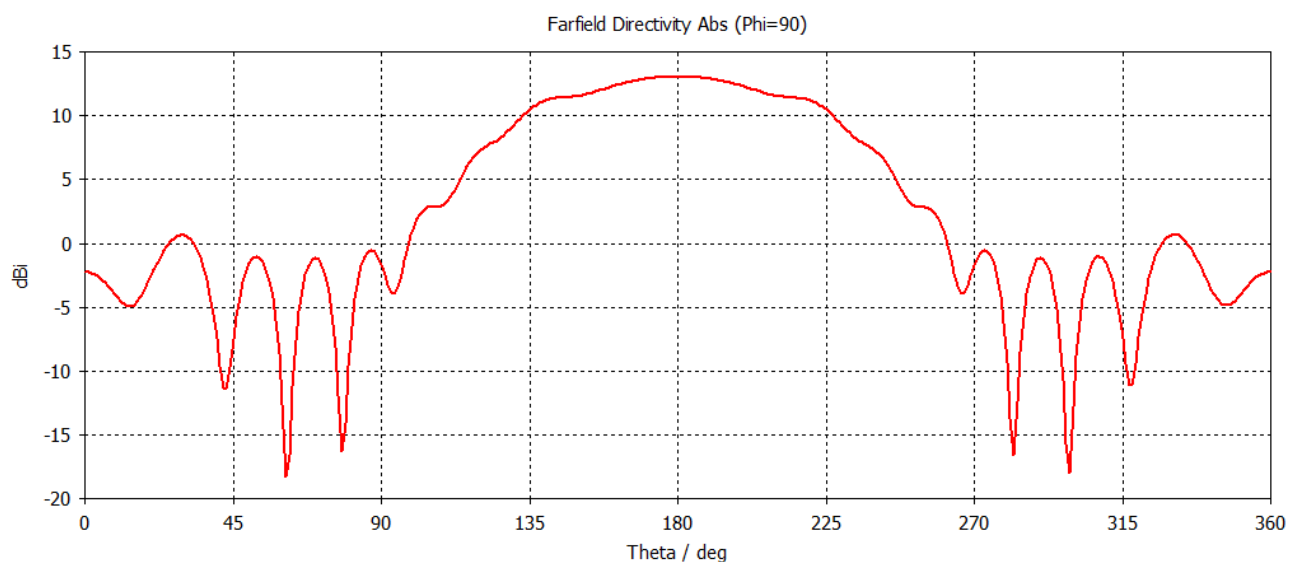
Как видно из графиков, S-параметры не превышают уровень -10 дБ в диапазоне частот от 1,67 до 2,05 ГГц, при этом КПД не опускается ниже 75% в этом же диапазоне. Приведем ДН разработанной антенны для частоты 1,9 ГГц на рисунке 5.31.



a)



б)



в)

Рисунок 5.31 – ДН МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора: а) объемная ДН; б) проекция ДН на азимутальную плоскость; в) проекция ДН на угло-местную плоскость

Как видно из рисунков, предложенная МЛА формирует ДН веерной формы (ширина луча по азимуту 16° , ширина по углу места 94°), ось симметрии которой лежит точно на горизонтальной плоскости антенны. Отметим, что коэффициент усиления в направлении максимума составил 13 дБ, а уровень боковых лепестков был равен -12 дБ.

Для оценки эффективности работы данной антенны в многоканальной системе, приведем графики коэффициента корреляции по огибающей (ЕСС) и выигрыша от разнесения (DG) на рисунках 5.32 и 5.33, соответственно. Указанные параметры были рассчитаны для двух соседних портов, потенциально обладающих самой большой корреляцией, а следовательно, худшими значениями указанных выше параметров во всей МЛА.

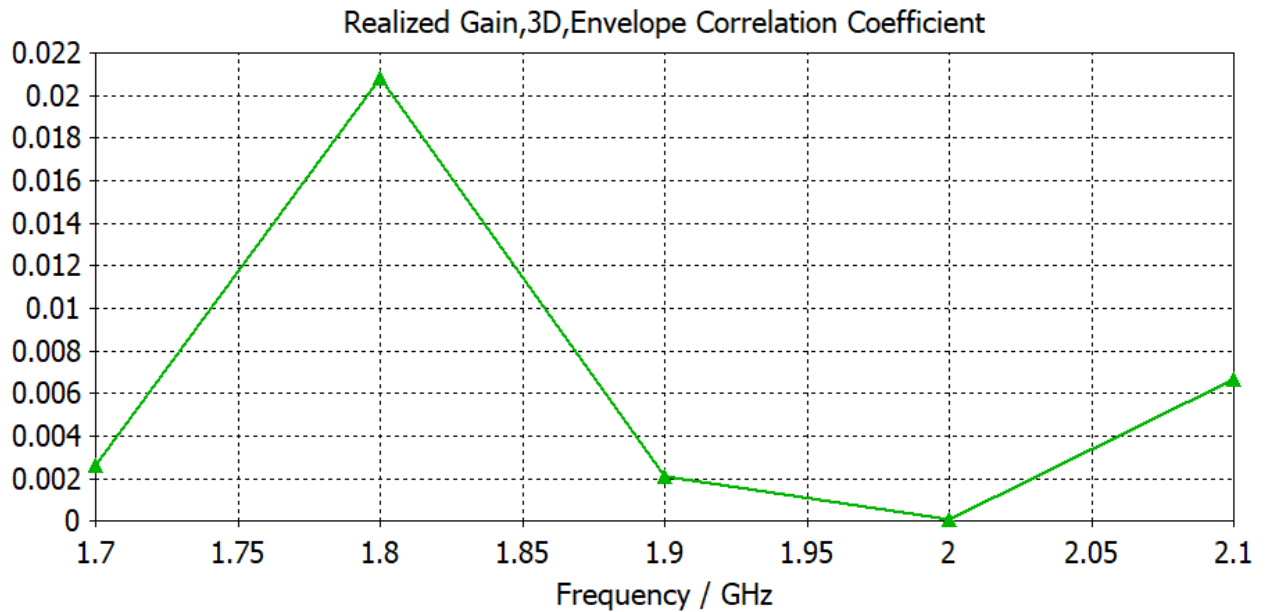


Рисунок 5.32 – Частотная зависимость коэффициента корреляции по огибающей для МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

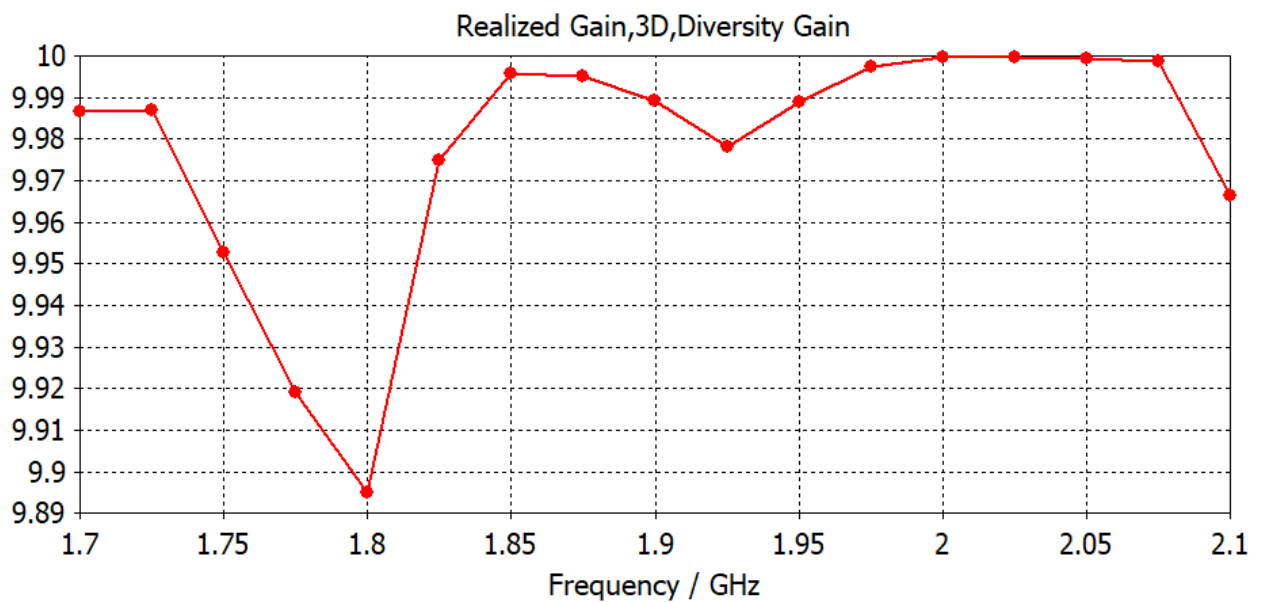


Рисунок 5.33 – Частотная зависимость выигрыша от разнесения для МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

Графики выше были получены на основе ДН реализованного коэффициента усиления, и поэтому учитывают КПД и потери на рассогласование. Как видно из представленных рисунков, корреляция между соседними лучами находится на очень низком уровне (максимальное значение составляет 0,021), что позволяет получить существенный выигрыш от разнесения в многоканальной радиоаппаратуре. На рисунке 5.34 приведем частотную зависимость ПЗО.

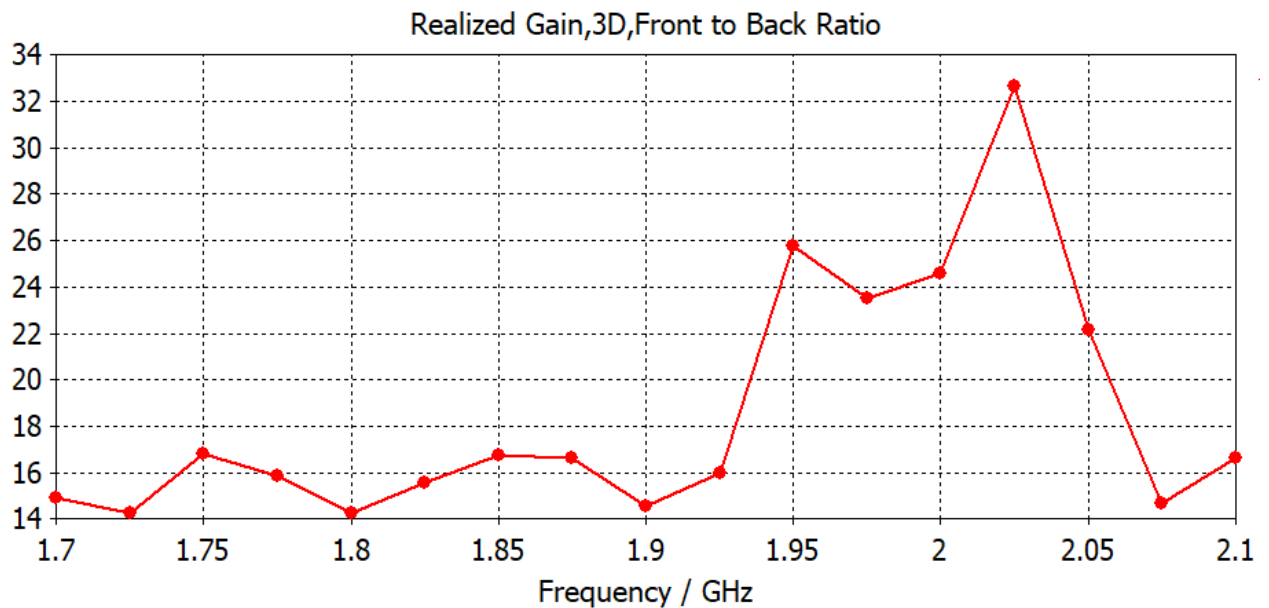


Рисунок 5.34 – Частотная зависимость ПЗО для МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора

Из графика выше видно, что ПЗО не опускается ниже 14 дБ во всем диапазоне рабочих частот, и превышает значение 24 дБ на частотах от 1,95 до 2,05 ГГц. Значения ПЗО больше 15 дБ считаются хорошими для высоконаправленных антенн, обеспечивающих большую дальность связи и помехоустойчивость за счет улучшения отношения сигнал/шум.

Таким образом в данном параграфе была разработана МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора, способная формировать 17 лепестков в азимутальной плоскости, обеспечивая сектор сканирования в 360°. Кроме того, данная антенна обеспечивает более высокий КПД, чем МЛА на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора, но обладает большими габаритными размерами и более сложной конструкцией.

5.5 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы с градиентом коэффициента преломления и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

Для улучшения рабочих характеристик двухуровневой линзы предлагается модернизировать ее конструкцию путем добавления градиента коэффициента преломления (Gradient-Index, GRIN). Радиальное изменение коэффициента преломления позволяет изменять траекторию лучей во всем теле линзы, а не только на поверхности, как это происходит в однородных линзах. За счет этого эффекта, градиентные линзы способны реализовать больший коэффициент усиления, при меньших размерах и меньших абберациях. Внешний вид конструкции МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы показан на рисунке 5.35.

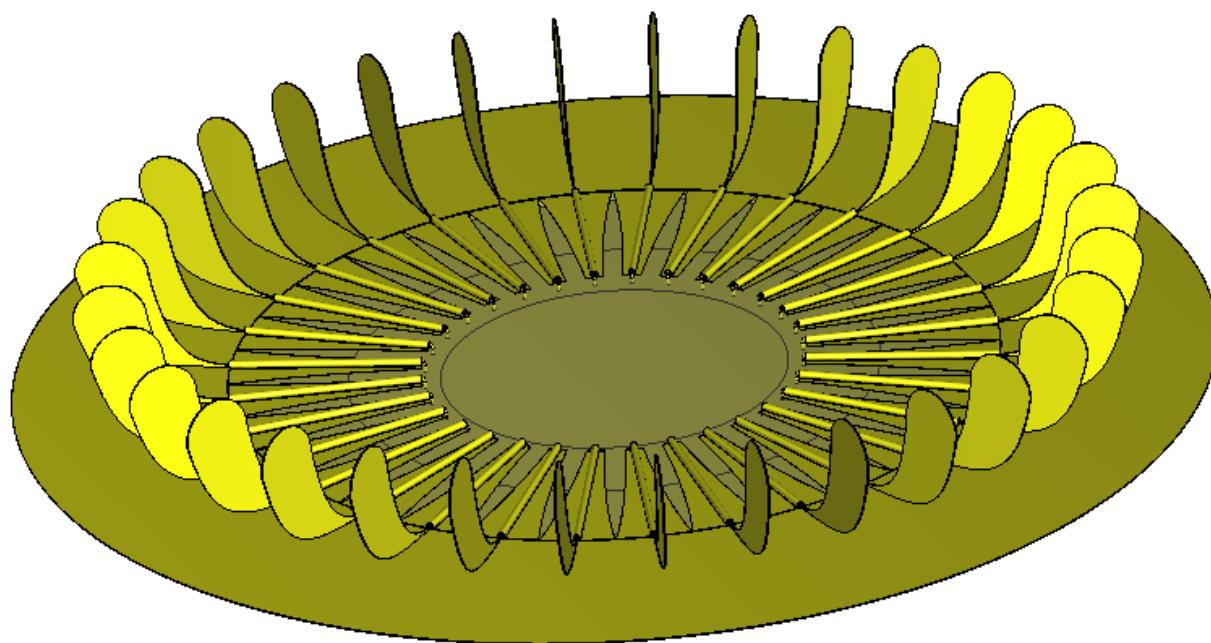
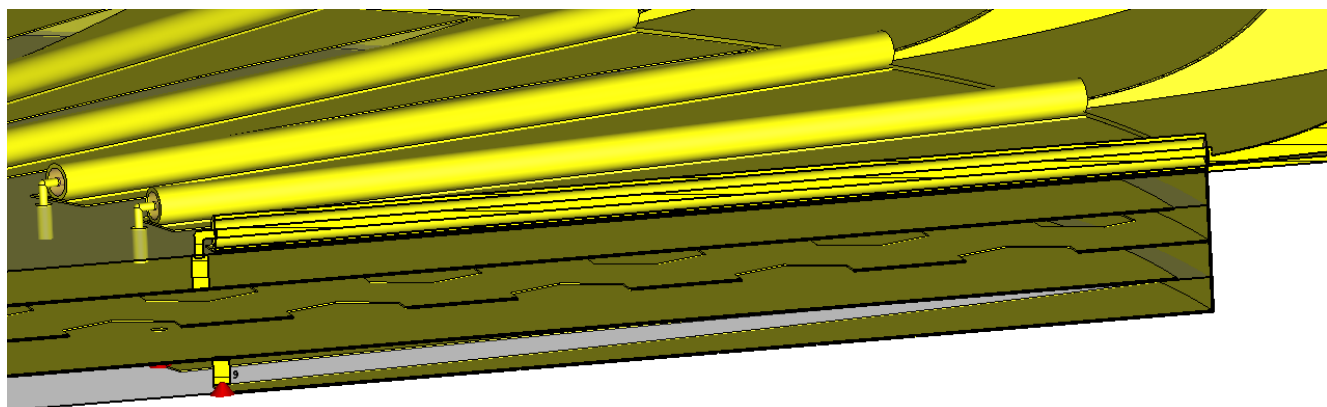


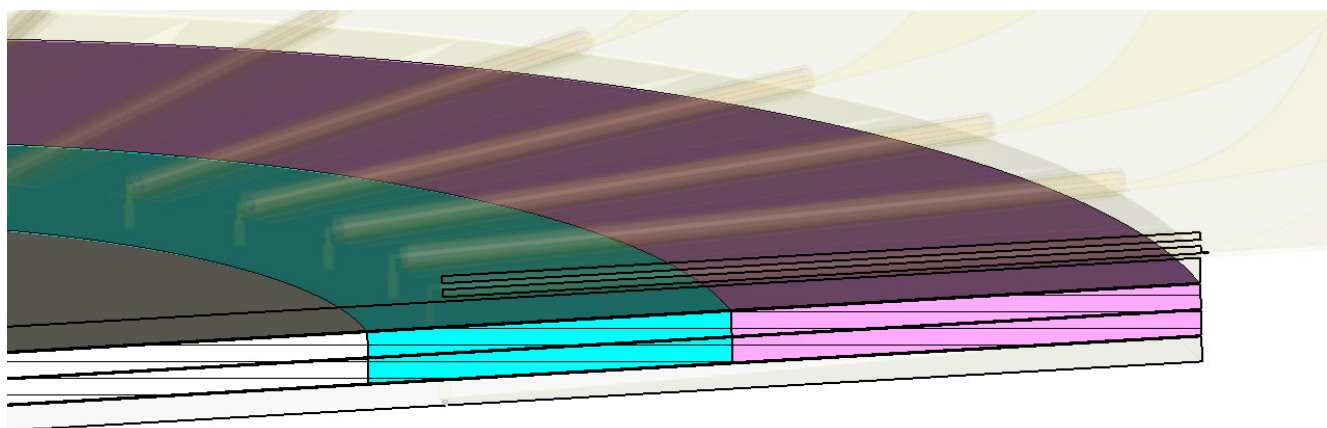
Рисунок 5.35 – Внешний вид МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

Габаритные размеры разработанной конструкции: диаметр подстилающей поверхности – 374,4 мм; высота полная – 52,5 мм. Данная антенна способна переключаться между 32 лучами в азимутальной плоскости, причем в формировании каждого луча задействованы все излучатели (из которых наиболее

интенсивно возбуждены 16). Для наглядности описания принципа работы предложенной МЛА, представим её вид в разрезе – рисунок 5.36.



а)



б)

Рисунок 5.36 – Вид МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди в разрезе: а) устройство запитки; б) двухуровневая линза, составленной из трех материалов с разным коэффициентом преломления

Возбуждение антенных элементов происходит следующим образом. К микрополосковым экспоненциальным трансформирующим линиям подключается источник/приемник сигнала – точка подключения обозначена на рисунке 5.36 красным конусом. Электромагнитная волна распространяется по микрополосковой линии до её конца, после чего поступает в нижнюю часть двухуровневой линзы через зазор между сплошным металлическим листом и стенкой корпуса ДОС. Далее, волна переходит в верхнюю часть двухуровневой линзы с помощью перфорированного металлического листа, доходит до противоположного края

ДОС, и вновь поднимается на уровень выше через зазор между металлическим листом и стенкой. После, электромагнитная энергия доходит до металлических цилиндров, возбуждающих поле в коаксиальных кабелях, подключенных к антенным элементам в виде несимметричной антенны Вивальди. Применение коаксиальных кабелей призвано удешевить конструкцию и упростить процесс изготовления. Оплетка коаксиальных кабелей была электрически замкнута на микрополосковые трансформирующие линии, соединенных с «землёй» несимметричных антенн типа Вивальди.

Градиентный коэффициент преломления в двухуровневой линзе реализован с помощью использования трёх диэлектриков с разными диэлектрическими проницаемостями. На рисунке 5.36б они обозначены цветами: фиолетовый – фторопласт ($\epsilon = 2,1$); бирюзовый – полиэтилен ($\epsilon = 2,3$); серый – полистирол ($\epsilon = 2,5$).

С целью исследования рабочих характеристик предложенной МЛА было проведено математическое моделирование. На рисунке 5.37 представлен график частотной зависимости S-параметров в полосе от 3 до 6 ГГц, а на рисунке 5.38 показан график КПД.

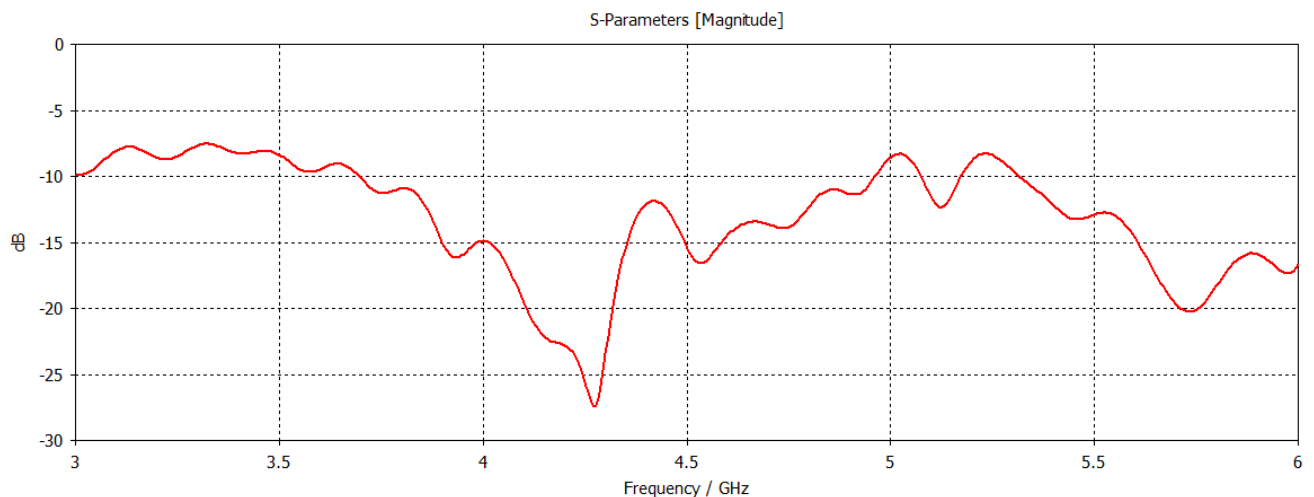


Рисунок 5.37 – S-параметры МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

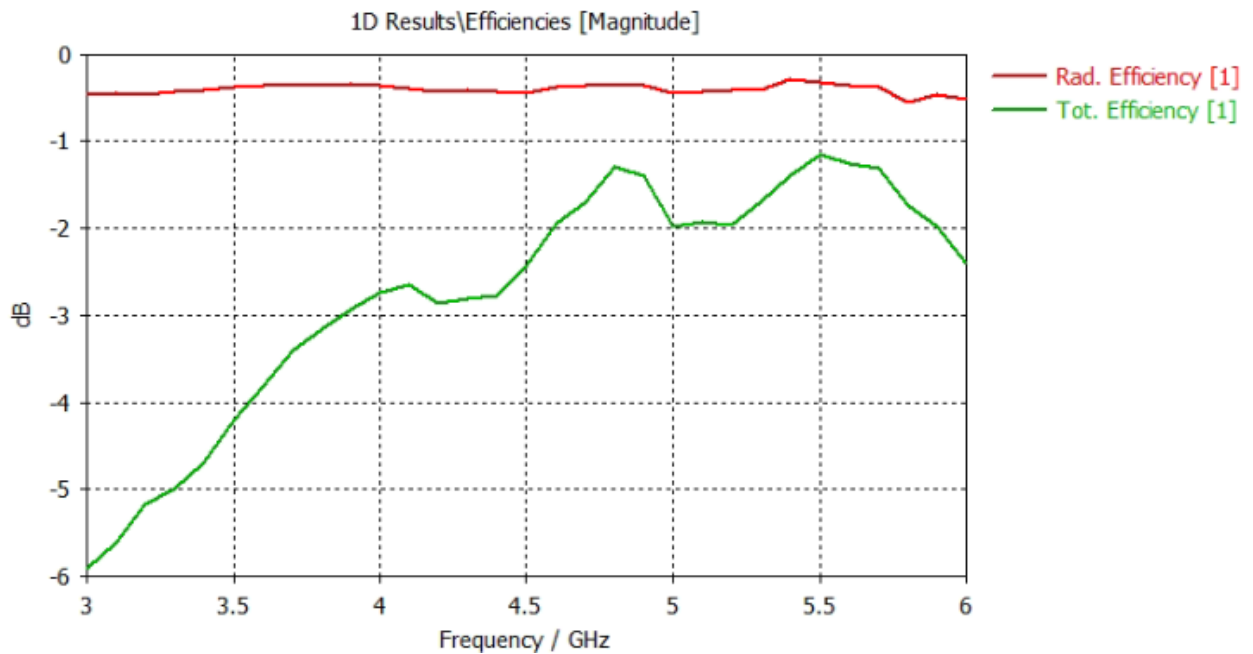
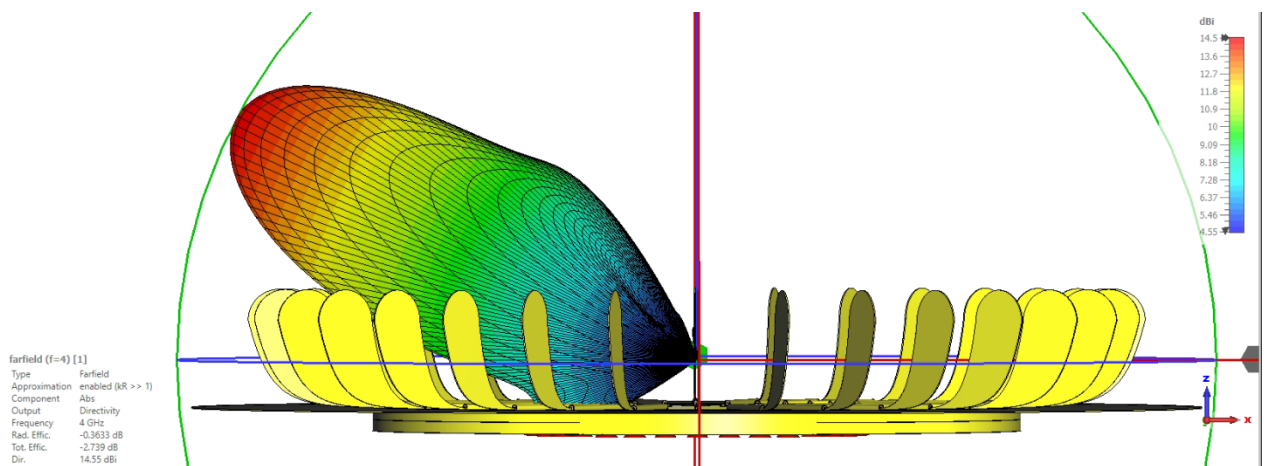
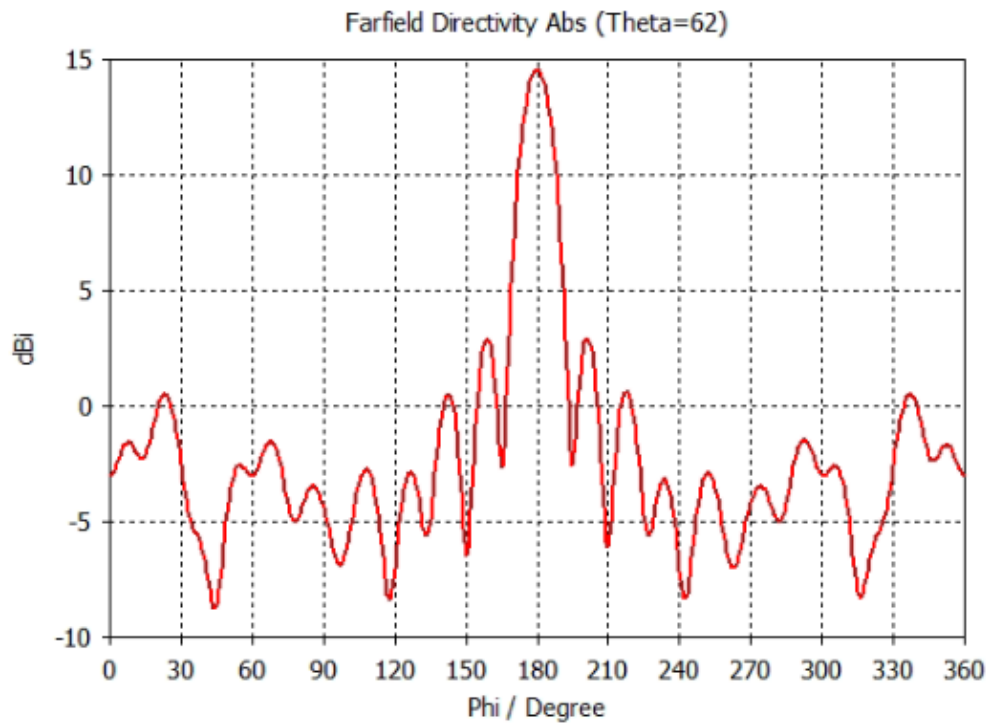


Рисунок 5.38 – Излучательная эффективность (Radiation Efficiency, верхняя кривая) и полная эффективность (Total Efficiency, нижняя кривая) МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

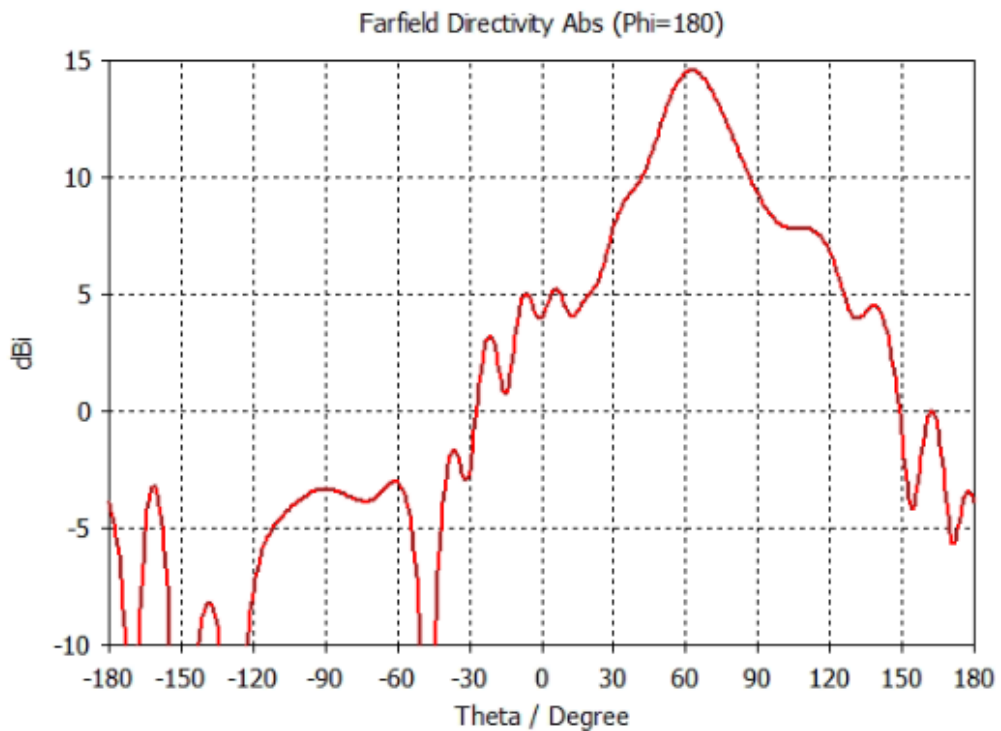
Как видно из представленных рисунков, антенна обладает удовлетворительным согласованием в полосе от 3 до 6 ГГц. При этом КПД становится меньше 50% только на частотах ниже 3.8 ГГц. Качество формируемого луча можно оценить по объемной ДН и её проекциям на азимутальную и угло-местную плоскости, рисунок 5.39.



a)



б)

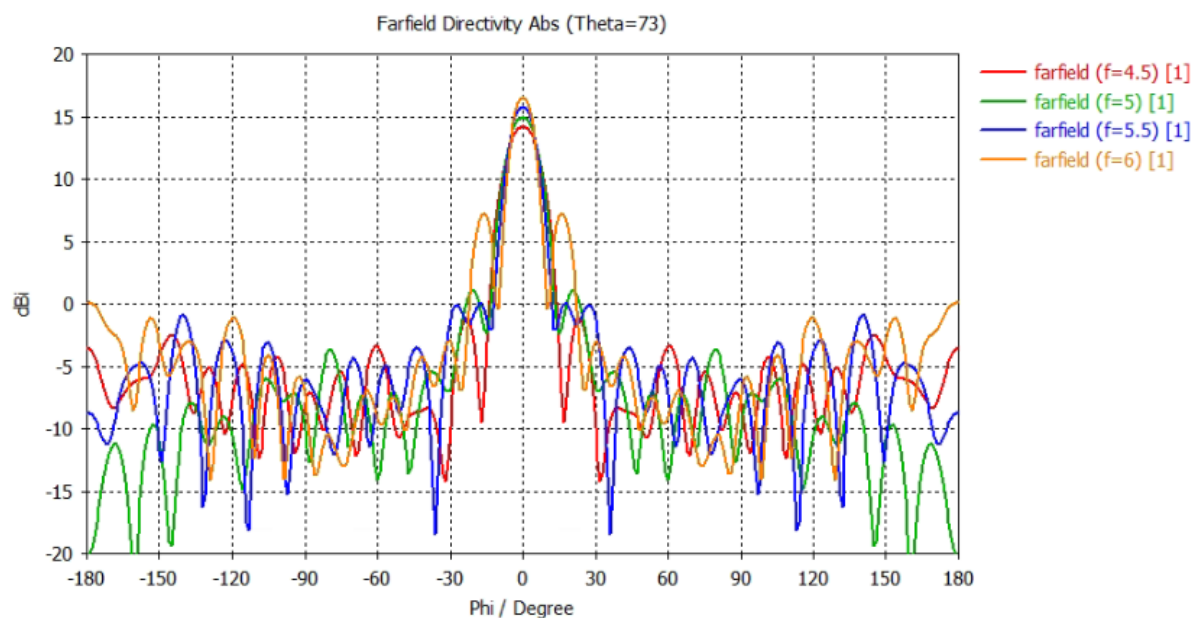


в)

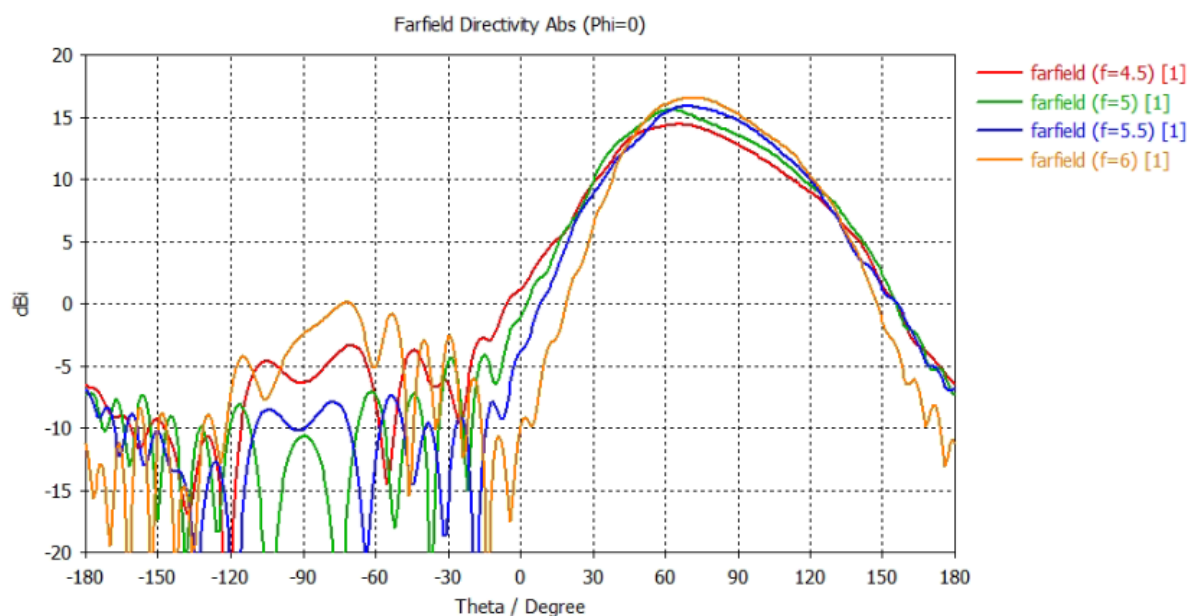
Рисунок 5.39 – ДН МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди: а) объемная ДН; б) проекция ДН на азимутальную плоскость; в) проекция ДН на угло-местную плоскость.

Рабочая частота 4 ГГц

Угловые размеры формируемой ДН составляют примерно $35^\circ \times 15^\circ$, при коэффициенте усиления в направлении максимума равном 14,5 дБ. Также отметим, что луч антенны поднят над азимутальной плоскостью на угол около 60° . Проведем анализ стабильности ДН при изменении частоты в диапазоне от 4,5 до 6 ГГц с помощью рисунка 5.40.



а)



б)

Рисунок 5.40 – Проекция ДН МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди на азимутальную (а) и угло-местную (б) плоскость для различных частот из диапазона 4,5-6 ГГц

Как видно из представленных ДН, уровень боковых лепестков и коэффициент усиления антенны остается достаточно постоянным в полосе от 4,5 до 6 ГГц. На частотах ниже 4,5 ГГц качество формируемой ДН падает: коэффициент усиления опускается до 12-10 дБ, уровень боковых лепестков ухудшается до около -5 дБ.

Для оценки улучшения отношении сигнал/шум достигаемого за счет разнесения в разработанной антенне, приведем частотные зависимости коэффициента корреляции по огибающей и выигрыша от разнесения на рисунке 5.41 и 5.4, соответственно.

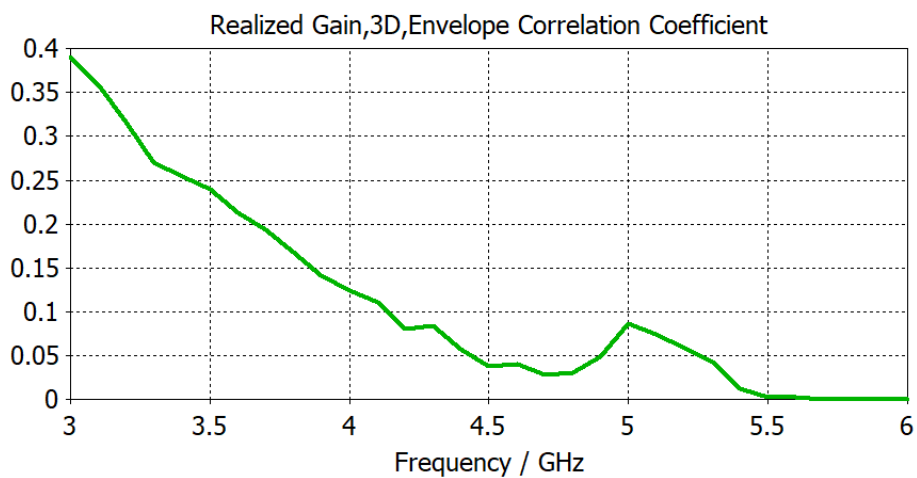


Рисунок 5.41 – Частотная зависимость коэффициента корреляции по огибающей для МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

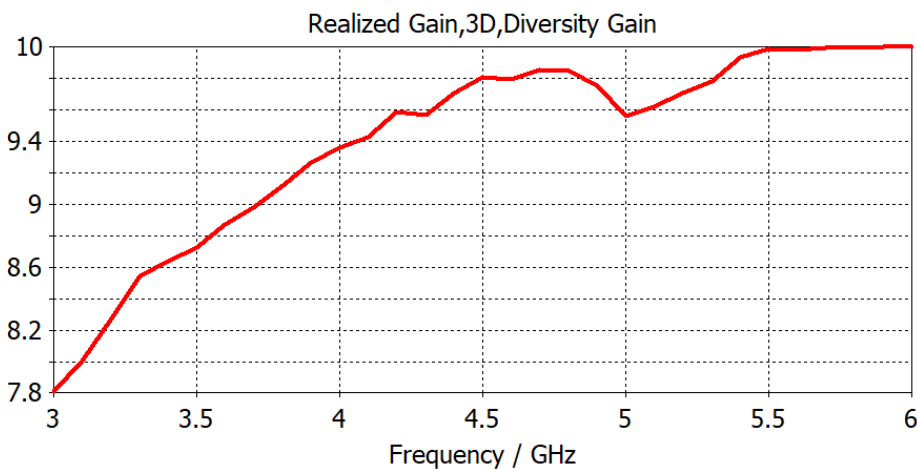


Рисунок 5.42 – Частотная зависимость выигрыша от разнесения для МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

Из представленных рисунков следует, что коэффициент корреляции по огибающей в диапазоне от 4 до 6 ГГц не поднимается выше 0,12, а на частотах 5,5-6 ГГц его максимальное значение составляет 0,004. Данные результаты говорят о том, что разработанная антенна не является ограничивающим фактором в достижении максимального выигрыша в помехоустойчивости за счет разнесения в многоканальных системах. На рисунке 5.43 показан график зависимости ПЗО от частоты в диапазоне от 3 до 6 ГГц.

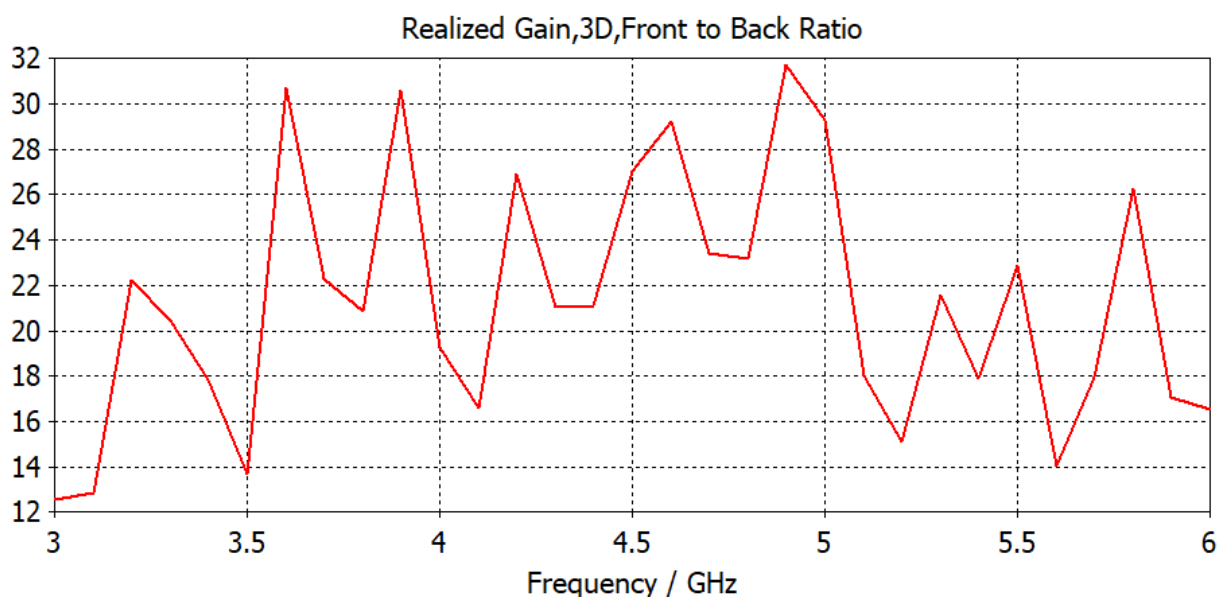


Рисунок 5.43 – Частотная зависимость ПЗО для МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди

Как видно из представленного графика, ПЗО в среднем принимает значения 22-24 дБ на частотах 4,5-5 ГГц, и 18-20 дБ на частотах 5-6 ГГц. Данные значения свидетельствуют о высоких направленных свойствах антенны, и обеспечивают уменьшение уровня помех, принимаемых не с главного направления, а также позволяют поднять уровень сигнала над шумом за счет высокого коэффициента усиления антенны.

Для удешевления и упрощения конструкции, возможно использование печатной технологии для изготовления антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди на фольгированной подложке (FR-4, ФАФ-4Д или другой

материал с малыми потерями на высоких частотах). Внешний вид МЛА с антенными элементами на подложке из полистирола толщиной 2 мм показан на рисунке 5.44.

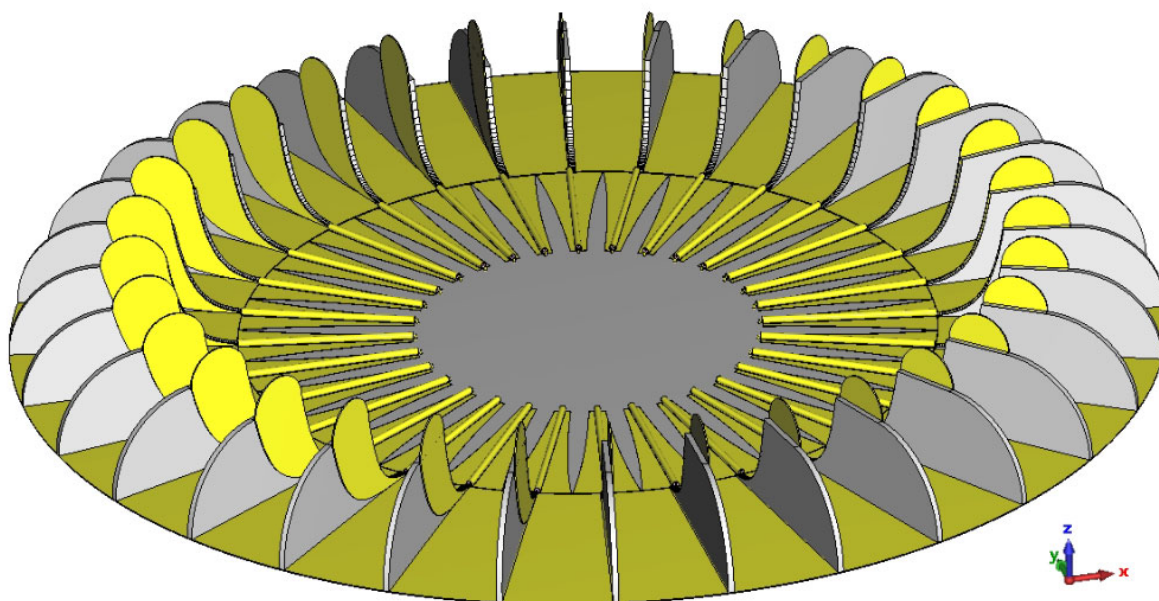


Рисунок 5.44 – Внешний вид МЛА на основе градиентной двухуровневой линзы и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди, выполненных на диэлектрической подложке

Таким образом, в данном параграфе была разработана и исследована МЛА на основе двухуровневой линзы с градиентом коэффициента преломления и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди. В качестве линий питания в данной конструкции использовались коаксиальные кабели, что упрощает и удешевляет антенну. Разработанная антенна позволяет формировать 32 луча в азимутальной плоскости, реализуя сканирование в секторе от 0° до 359° .

5.6 Многолучевая антенна на основе поляризационно-селективного рефлектора

В данном параграфе предлагается конструкция рефлекторной МЛА с полноазимутальным сканированием, причем антенные элементы размещаются внутри зеркала и полностью окружены им. В качестве рефлектора будет

использоваться параболический отражатель, образующий усеченный эллипсоид вращения, рисунок 5.45. Габаритные размеры рефлектора: диаметр 1200 мм; полная высота 800 мм. Для исследований был выбран диапазон частот от 0,5 до 4 ГГц.

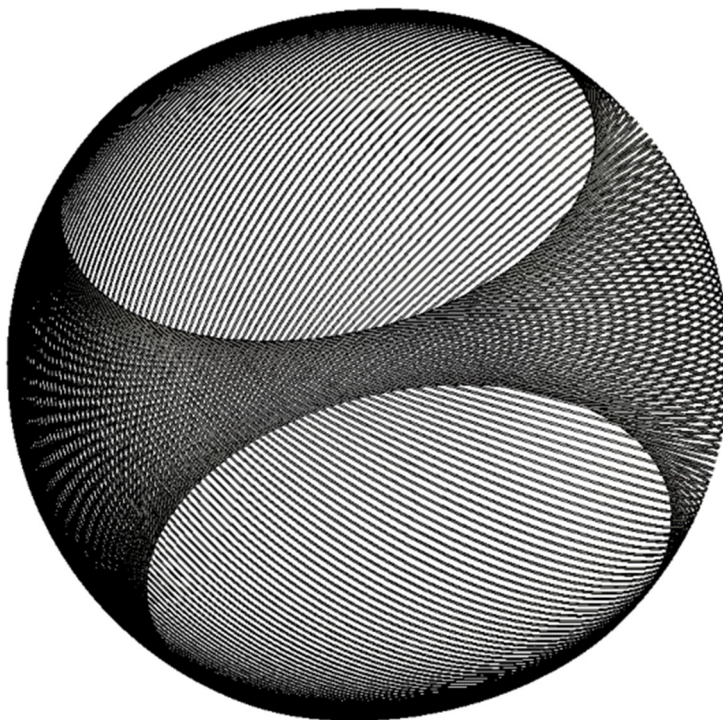
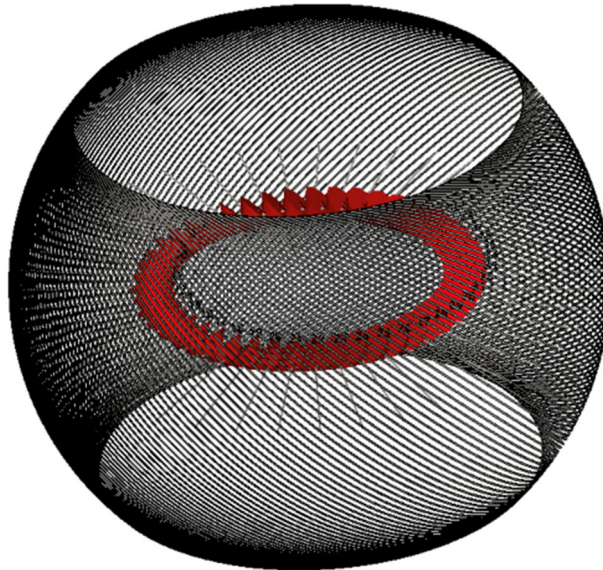


Рисунок 5.45 – Поляризационно-селективное сферическое зеркало.

Для работы подобного зеркала необходимо, чтобы электромагнитная волна отражалась от стенки рефлектора, находящейся в противоположном от приемника направлении, и проходила сквозь стенку, находящуюся между приемников и облучателем. Для решения этой задачи, предлагается формировать рефлектор из тонких проволоочек, наклоненных под углом 45° и разнесённых на некоторое расстояние друг от друга. При размещении облучателей также под углом 45° и расставленных по кругу (рисунок 5.46), мы получаем необходимый эффект от работы поляризационно-селективного зеркала – волна проходит сквозь зеркало в прямом направлении и отражается при распространении в обратном.



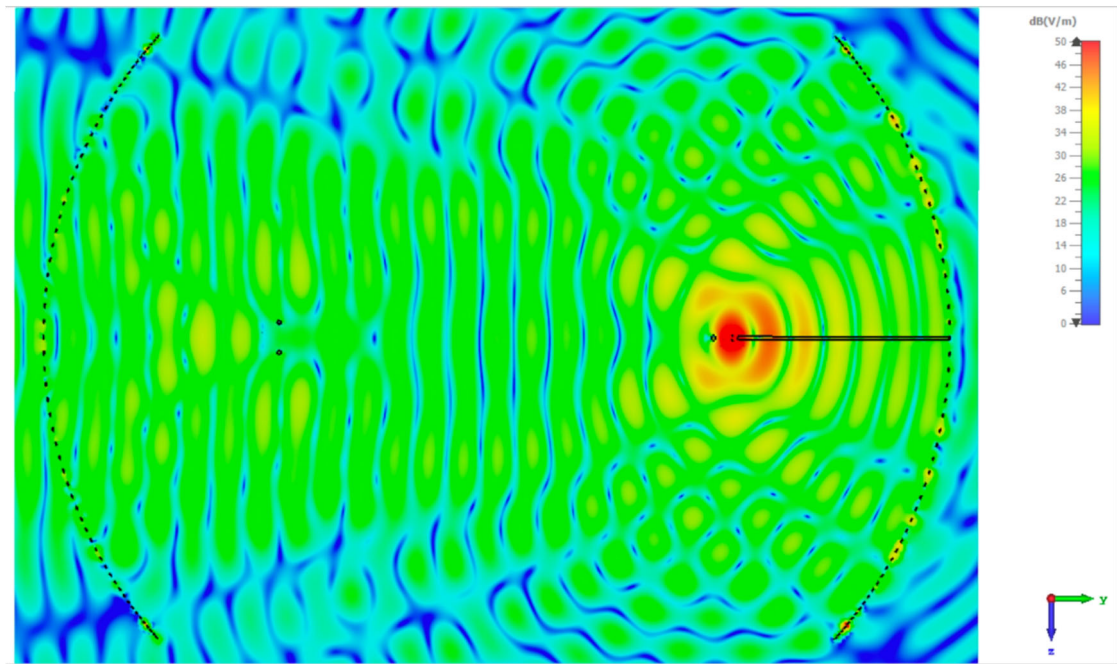
а)



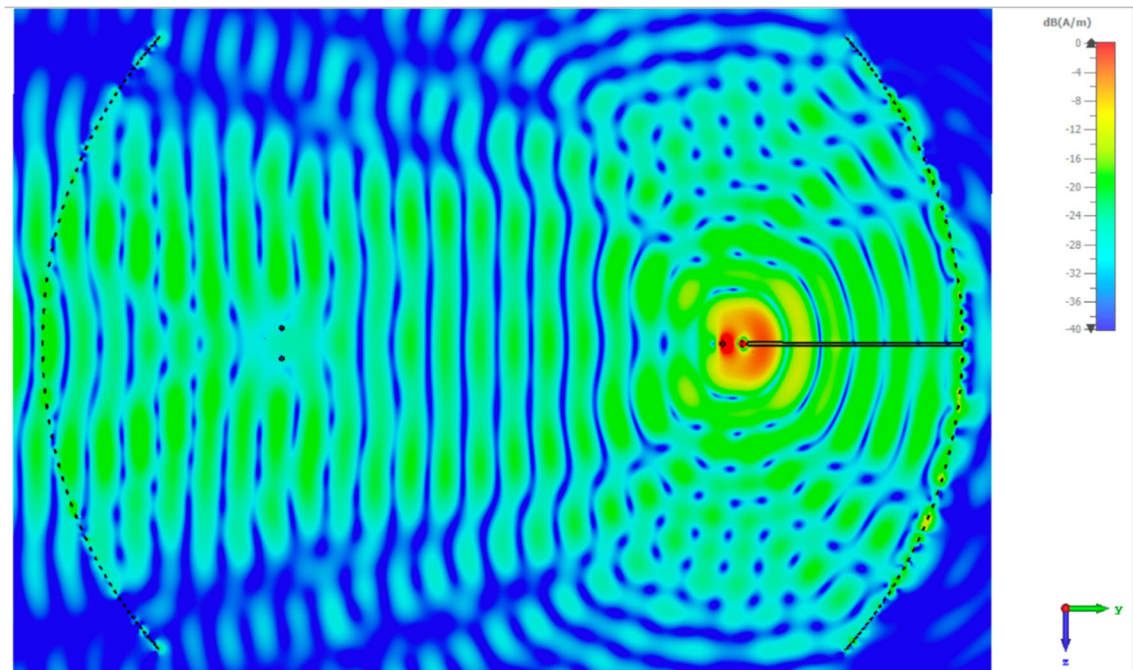
б)

Рисунок 5.46 – Облучатели (а) и их размещение внутри поляризационно-селективного зеркала по окружности

В качестве облучателей могут использоваться различные антенные устройства: симметричные вибраторы, антенны Вивальди, логопериодические антенны и др. Для иллюстрации принципа работы, предложенной мног МЛА, приведем картины электрического и магнитного поля при запитке 1-го порта, рисунок 5.47.



а)



б)

Рисунок 5.47 – Картина электрического (а) и магнитного (б) поля для поляризационно-селективного зеркала при запитке 1-го порта на частоте 3.4 ГГц

Как видно из представленных рисунков, электромагнитная волна отражается от задней по отношению к облучателю стенки зеркала, после чего фронт волны выравнивается и распространяется в направлении направления условного приемника.

Разработанная МЛА способна формировать 45 лучей в азимутальном секторе 360° , следовательно угловое расстояние между лучами равно 8° . Для оптимальной работы такой антенны, ширина главного лепестка ДН должна быть равно $8^\circ - 10^\circ$. В ходе математического моделирования запрашивался только первый порт, для которого были получены основные рабочие характеристик антенны, верные и для всех остальных портов ввиду симметричности конструкции. На рисунке 5.48 показан график частотной зависимости S-параметров МЛА.

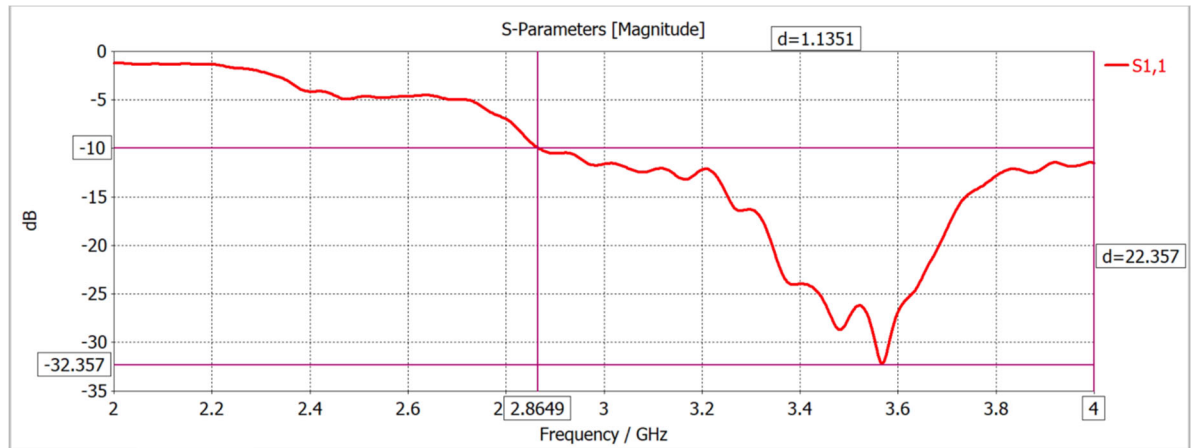
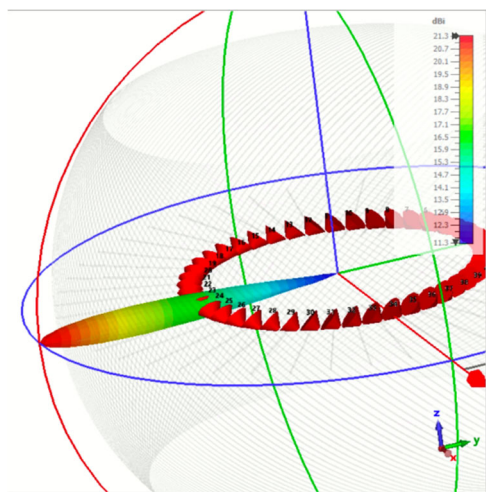
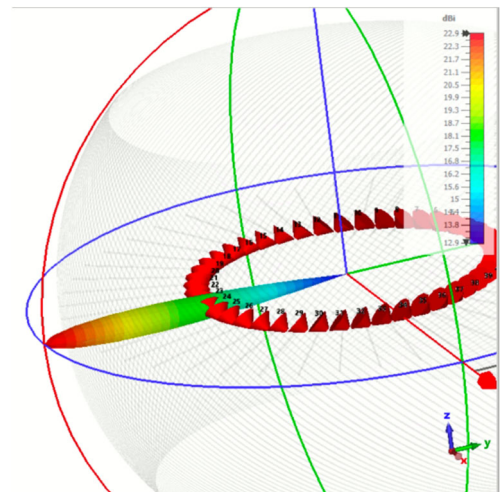


Рисунок 5.48 – Частотная зависимость S-параметров для МЛА с поляризационно-селективным зеркалом

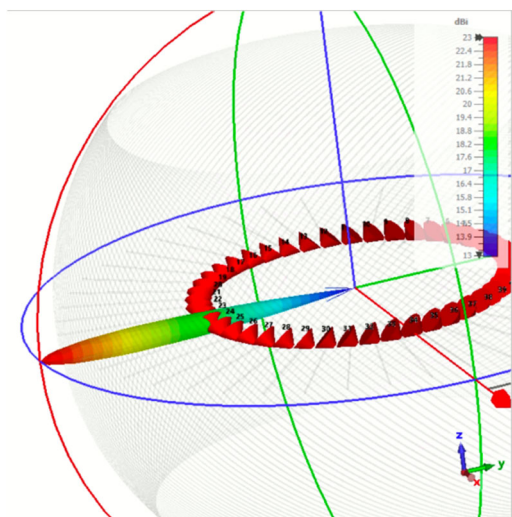
Представленный график показывает, что S-параметры остаются ниже уровня -10 дБ в диапазоне частот от 2,86 до 4 ГГц, что соответствует рабочей полосе в 1,2 ГГц. Объемная ДН показана на рисунке 5.49 для нескольких частот из рабочего диапазона.



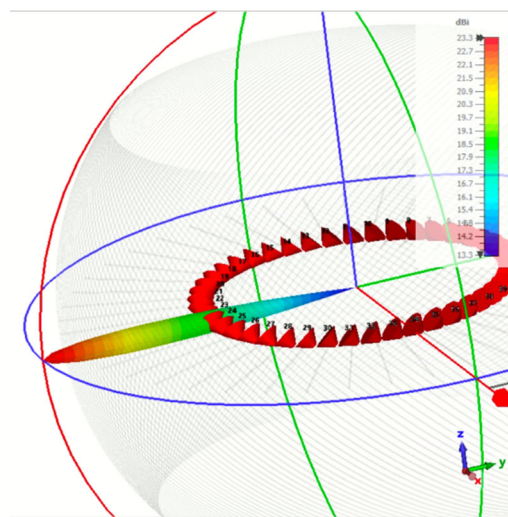
а)



б)



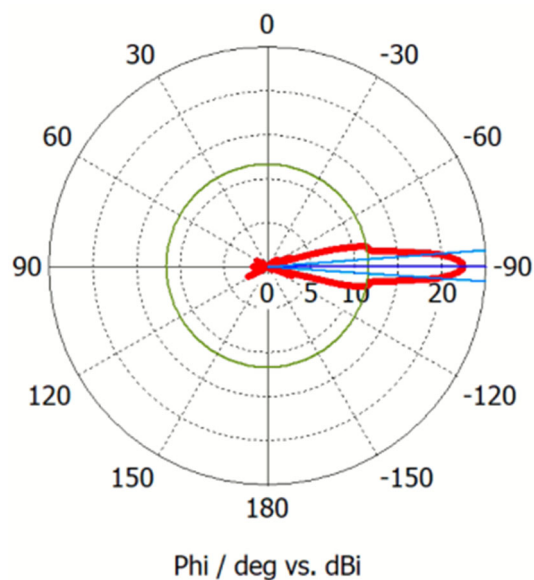
в)



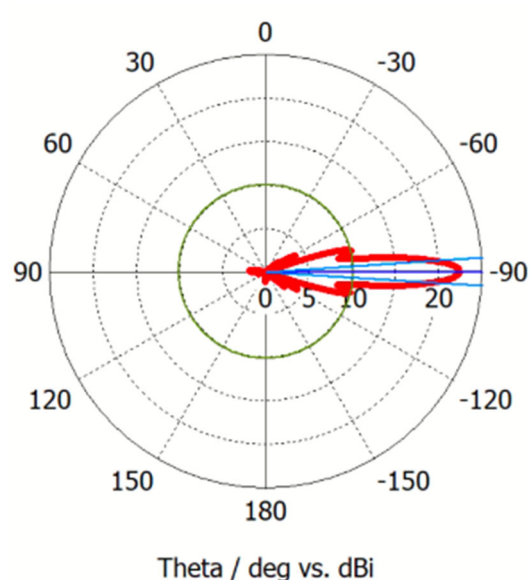
г)

Рисунок 5.49 – Объемная ДН МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала при запитке 1-го порта для частот: а) 2,8 ГГц; б) 3,2 ГГц; в) 3,7 ГГц; г) 4 ГГц

Как видно из приведенных ДН видно, что луч антенны остается стабильным в рабочей полосе частот, а коэффициент усиления растет с увеличением частоты. Ни рисунке 5.50 показаны проекции ДН на азимутальную и угло-местную плоскость.



а)



б)

Рисунок 5.50 – Проекция ДН на азимутальную (а) и угло-местную (б) плоскость, рабочая частота 3,4 ГГц

Характеристики ДН на частоте 3,4 ГГц были следующими: коэффициент усиления 22 дБ; ширина главного лепестка $\sim 8^\circ$; уровень боковых лепестков -11 дБ. Эффективность отражения задней (по отношению к формируемому антенной излучению) стенки частотно-селективного зеркала можно оценить с помощью ПЗО: минимальное значение в 18 дБ этот показатель принимал на частоте 3,6 ГГц, а максимальное значение в 24 дБ было достигнуто на 2,8 ГГц.

Разработанная конструкция может служить основой для создания МЛА с двухкоординатным сканированием. Для получения модернизированной конструкции, будет необходимо разрезать сферическое поляризационно-селективное зеркало и убрать нижнюю часть. Далее, понадобятся два кольца облучателей с общим цилиндрическим рефлектором, опущенных ниже поляризационно-селективного зеркала, рисунок 5.51.

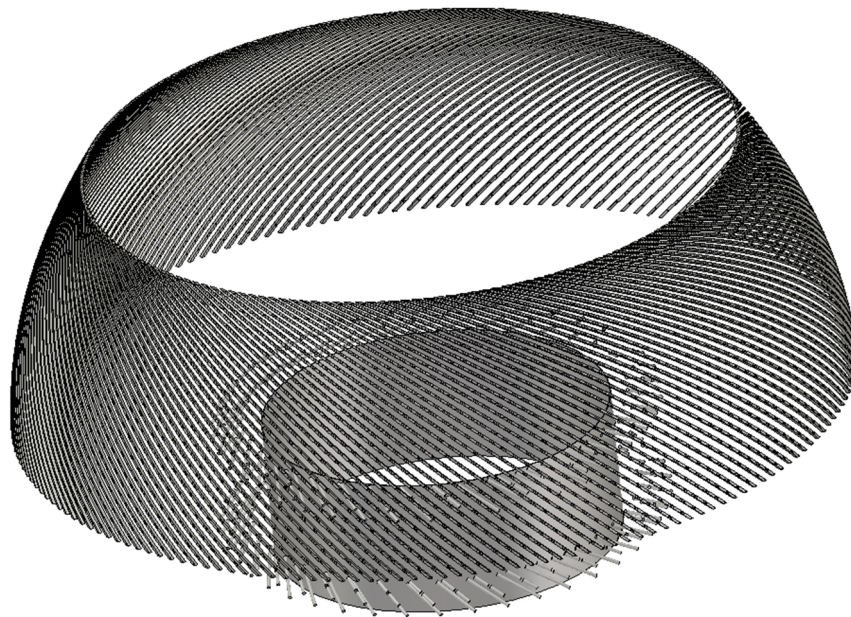


Рисунок 5.51 – МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала с двухкоординатным сканированием

Формируемые ДН можно увидеть на рисунке 5.52, рабочая частота 3,7 ГГц. Параметры главного лепестка ДН, при формировании излучения в азимутальной плоскости были следующие: коэффициент усиления 19,6 дБ, уровень боковых лепестков -11 дБ; наклон луча к азимутальной плоскости -2° ; ширина луча в угло-местной плоскости $\sim 11^\circ$. При подъеме луча по углу места, формировалась ДН со

следующими параметрами: коэффициент усиления 16,2 дБ, уровень боковых лепестков -9,5 дБ; наклон луча к азимутальной плоскости 22° ; ширина луча в угло-местной плоскости $\sim 13^\circ$.

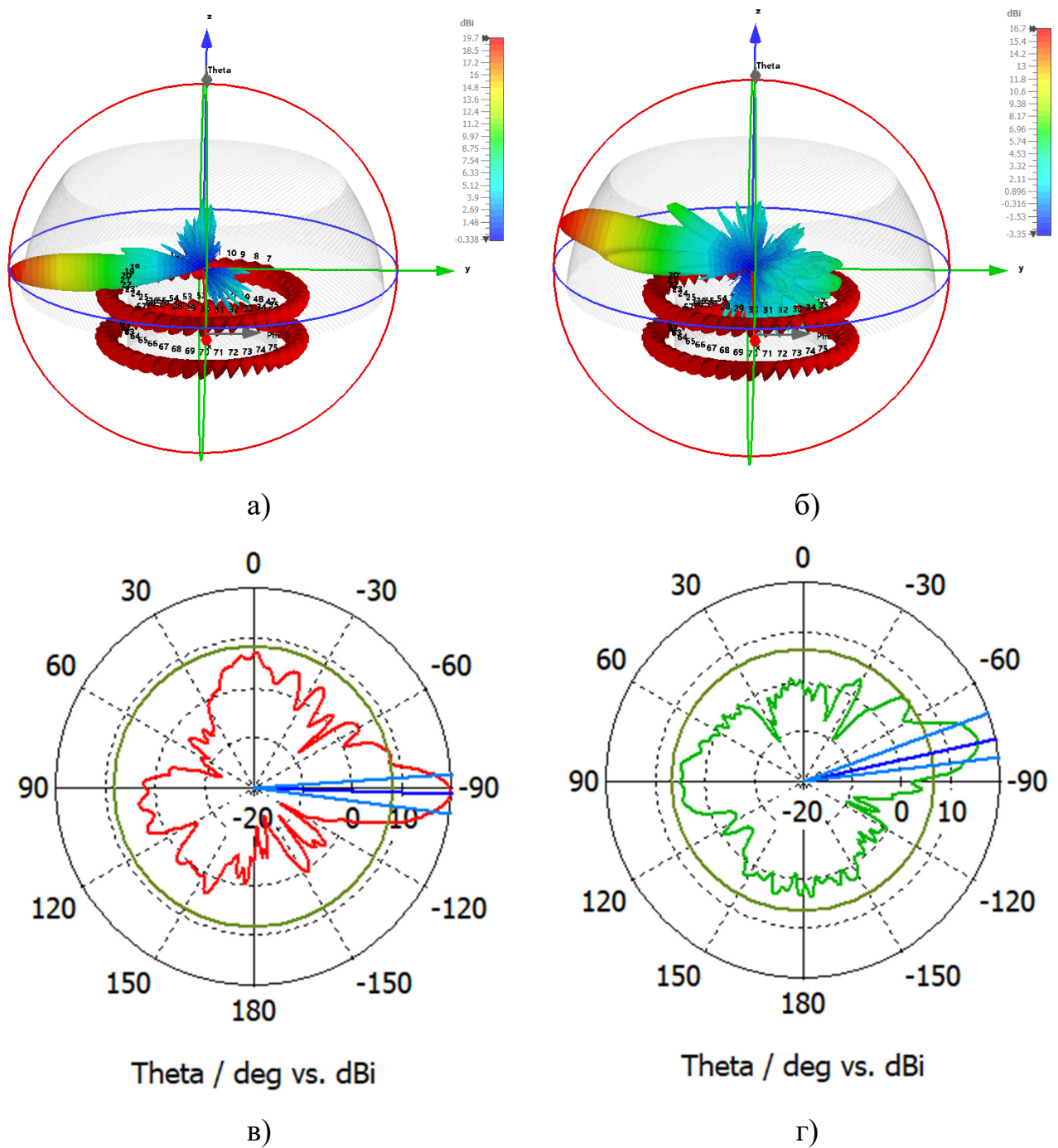


Рисунок 5.52 – ДН, формируемые МЛА с поляризационно-селективным зеркалом с двухкоординатным сканированием: а) объемная ДН при луче, лежащем в азимутальной плоскости; б) объемная ДН при луче, наклоненном к азимутальной плоскости; в) проекция ДН при луче, лежащем в азимутальной плоскости; г) проекция ДН при луче, наклоненном к азимутальной плоскости

Таким образом, в данном параграфе была разработана и исследована конструкция МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала с полноазимутальным сканированием. Проведенное математическое моделирование показало высокие рабочие характеристики предложенной антенны, и подтвердили возможность реализации сканирования в диапазоне азимутальных углов от 0° до 359° с помощью формирования 45 лучей.

Кроме того, была предложена модернизации разработанной конструкции МЛА с целью реализации двухкоординатного сканирования. Показано, что путём использования двух колец облучателей можно формировать два набора лучей в полноазимутальном секторе: один набор ориентирован под углом места 0° ; второй набор наклонен на 22° по углу места. Число наборов полноазимутальных лучей определяется количеством колец с облучателями, и может быть увеличено.

5.7 Многолучевая антенна на основе полусферической диэлектрической линзы

Применение линз для создания МЛА является привлекательным решением, которое позволяет добиться высокого коэффициента направленного действия при умеренных вносимых потерях. Однако, для реализации плавного сканирования лучом приходится использовать механические устройства, меняющие положение точки запитки относительно линзы. Хорошим решением этой проблемы является применение коммутационного сканирования, заключающегося в переключении между облучателями, расположенными по периметру линзы. Это позволяет существенно упростить конструкцию антенны и обеспечить полное покрытие интересующего нас сектора с достаточно малым угловым шагом между лучами. В данном параграфе предлагается конструкция МЛА на основе полусферической однородной диэлектрической линзы и системы облучателей, расположенных по ее периметру.

Конструкция разработанной МЛА состоит из цилиндрической основания малой толщины, изготовленного из проводящего материала, рисунок 5.53. В центре

основания размещалась полусферическая линза из однородного диэлектрика, процесс изготовления которой существенно проще, чем у неоднородных линз (например, линз Люнеберга или Максвелла). Для анализа работы и построения диэлектрических линз, кроме программных пакетов строго электродинамического моделирования, использовались классические принципы геометрической оптики, полученные на основе асимптотического решения уравнений Максвелла для высоких частот. Данный подход позволяет, в случае если общие размеры линзы и радиус ее изгиба гораздо больше длины волны (от 10λ до 30λ), представлять процесс распространения волны внутри однородной изотропной линзы в виде простых лучей. При этом отражения и переходы через границу раздела сред будут подчиняться закону Снеллиуса (выводящийся из принципа Ферма), а амплитуду луча будут определять коэффициенты Френеля и коэффициент расходимости.

В качестве материала линзы был выбран фторопласт (PTFE) с диэлектрической проницаемостью 2.1 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0002. Кроме фторопласта, для изготовления линзы можно использовать другие доступные по цене материалы такие, как полистирол ($\epsilon = 2,5$), полиэтилен ($\epsilon = 2,3$) или полипропилен ($\epsilon = 2,2$). Важно отсутствие добавок в применяемом материале, чтобы потери оставались на низком уровне.

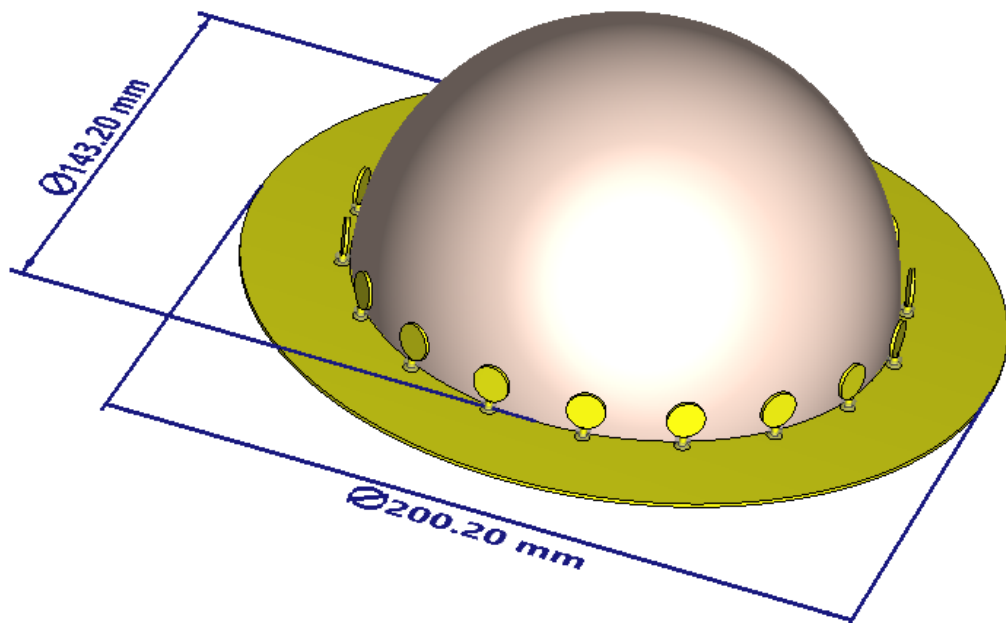


Рисунок 5.53 – Внешний вид разработанной МЛА на основе полусферической однородной линзы

По периметру полусферической диэлектрической линзы размещалась система облучателей. Форма облучателей может быть различной и включать в себя как объемные, так и планарные геометрические фигуры. Проведенные исследования показали, что лучшими характеристиками обладают облучатели в виде цилиндров с малой толщиной (планарные фигуры) и шарики (объемные фигуры). Для рассмотрения в данной работе были выбраны цилиндрические облучатели, т.к. их изготовление существенно проще, чем металлических шариков. Крепления облучателей к основанию осуществлялось с помощью проделанных в нем отверстий, через которые заводились коаксиальные провода – центральная жила припаивалась к облучателю, а оплетка к основанию. Эти отверстия, а следовательно, и облучатели, размещались в непосредственной близости к линзе. Данное решение позволяет обеспечить лучшие рабочие характеристики антенны и облегчить процедуру центровки линзы на основании – необходимо просто совместить край линзы и границы отверстий.

В рассматриваемом случае использовалось 18 облучателей, формирующих независимые лучи в азимутальной плоскости в секторе 360° . Разработанная антенна работает следующим образом: при запитке одного облучателя, вокруг него возбуждается электромагнитное поле, фронт которого преобразуется в практически плоский после прохождения сквозь линзу. Это позволяет формировать узкий луч с высоким коэффициентом усиления на противоположной от облучателя стороне антенны. Изменение направления луча осуществлялось с помощью коммутации необходимого облучателя.

Для получения основных рабочих характеристик разработанной антенны было проведено математическое моделирование. Согласование антенны с фидерным трактом можно оценить по графику S-параметров, рисунок 5.54.

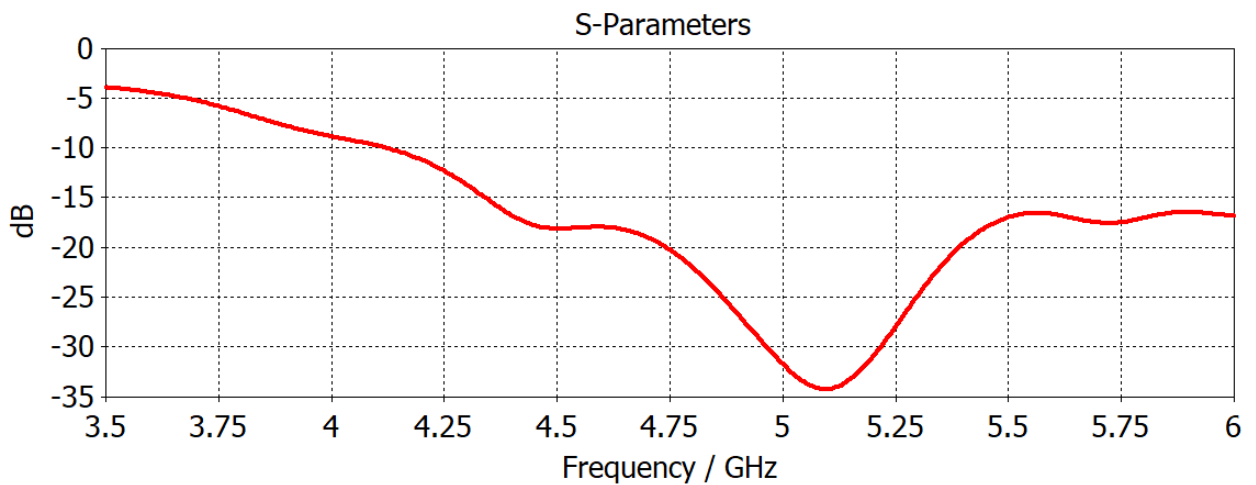


Рисунок 5.54 – Частотная зависимость S-параметров для МЛА на основе полусферической однородной линзы

Наличие в конструкции антенны линзы из диэлектрического материала может приводить к существенным потерям, особенно заметным на высоких частотах. Для оценки уровня потерь был получен график эффективности антенны, показанный на рисунке 5.55. Из представленной зависимости видно, что в полосе рабочих частот от 4,5 до 6 ГГц полная эффективность (эффективность с учетом потерь в материалах и на рассогласование) не опускается ниже 70%.

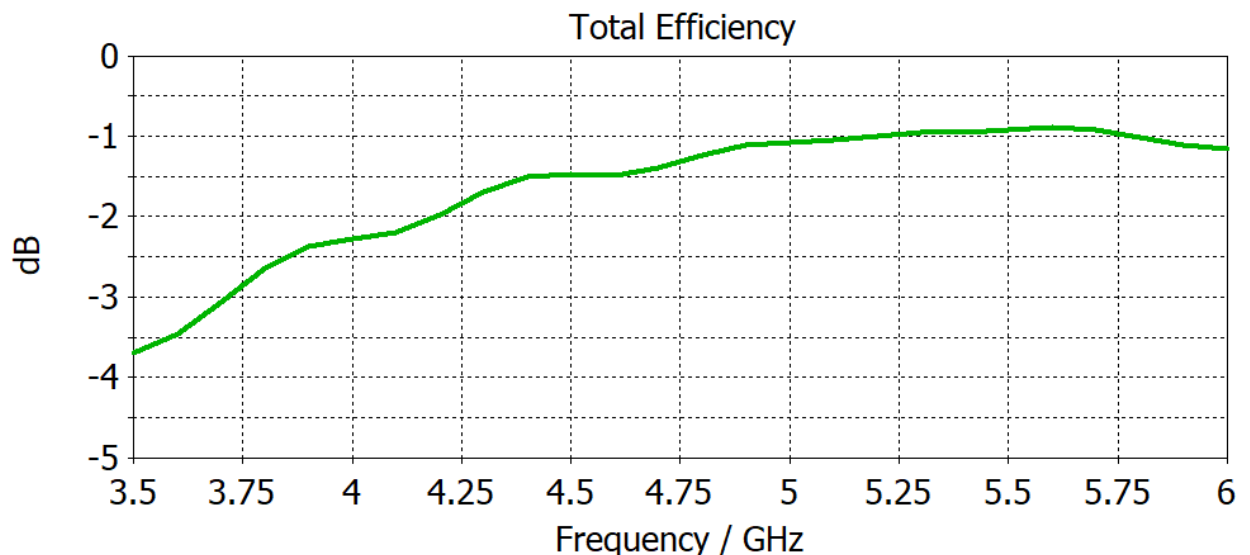


Рисунок 5.55 – Частотная зависимость полной эффективности для МЛА на основе полусферической однородной линзы

Проекция расчетной ДН на азимутальную плоскость для разработанной МЛА представлена на рисунке 5.56. Формируемое антенной излучение обладает следующими параметрами: коэффициент усиления равен 13 дБ; ширина главного лепестка по уровню -3 дБ в азимутальной и угло-местной плоскости составила 20° и 31° , соответственно; уровень боковых лепестков составил -10 дБ. Благодаря указанным характеристикам ДН, разработанная антенна может реализовать сканирование пространства в секторе 360° с шагом 20° . Отметим, что максимум ДН расположен под небольшим углом (9°) к азимутальной плоскости и составляет 14 дБ при уровне боковых лепестков -10,8 дБ. Такое небольшое возвышение луча является желательным для приложений, в которых приемник и передатчик разнесены по высоте (например, пульт управления и БПЛА).

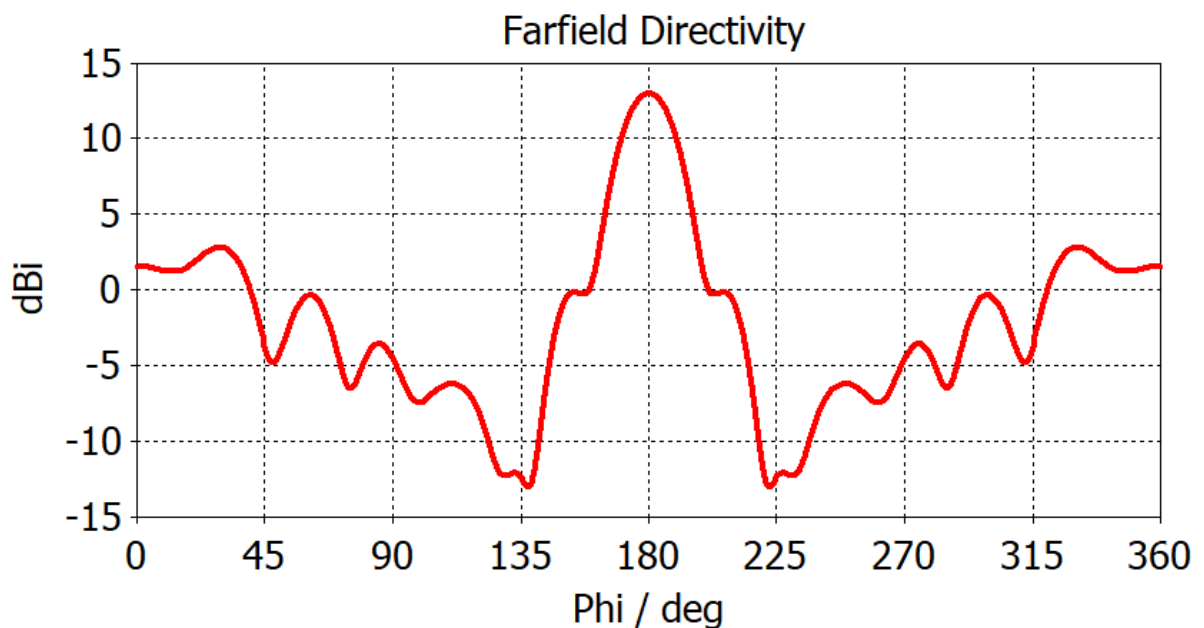


Рисунок 5.56 – Проекция ДН на азимутальную плоскость для МЛА на основе полусферической однородной линзы; рабочая частота 5,8 ГГц

Коэффициент усиления для каждого из лепестков в азимутальной плоскости в рабочей полосе частот 4,5 - 6 ГГц изменялся в пределах от 11 до 13,7 дБ, рисунок 5.57. Увеличение коэффициента усиления с ростом частоты связано с увеличением электрических размеров линзы, и как следствие более качественного преобразования сферического фронта волны в плоский.

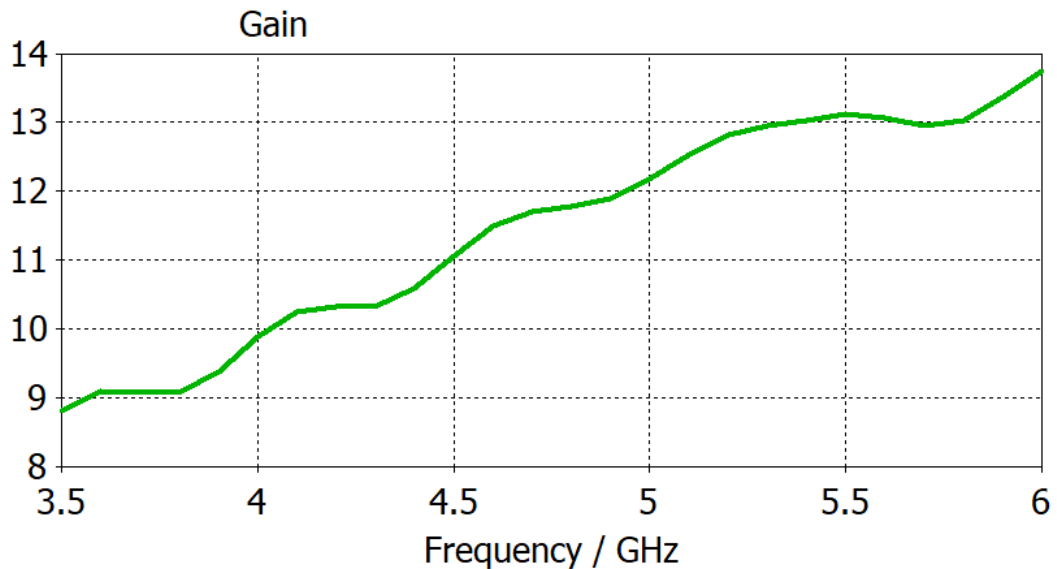


Рисунок 5.57 – Частотная зависимость коэффициента усиления в направлении максимума в азимутальной плоскости при запитке 1 порта

Разработанная МЛА может использоваться и в системах ММО, позволяющих улучшить помехоустойчивость за счет низкой корреляции между формируемыми ДН. Для оценки эффективности работы в таких системах, приведем графики для коэффициента корреляции по огибающей и выигрыша от разнесения на рисунке 5.58 и 5.59, соответственно.

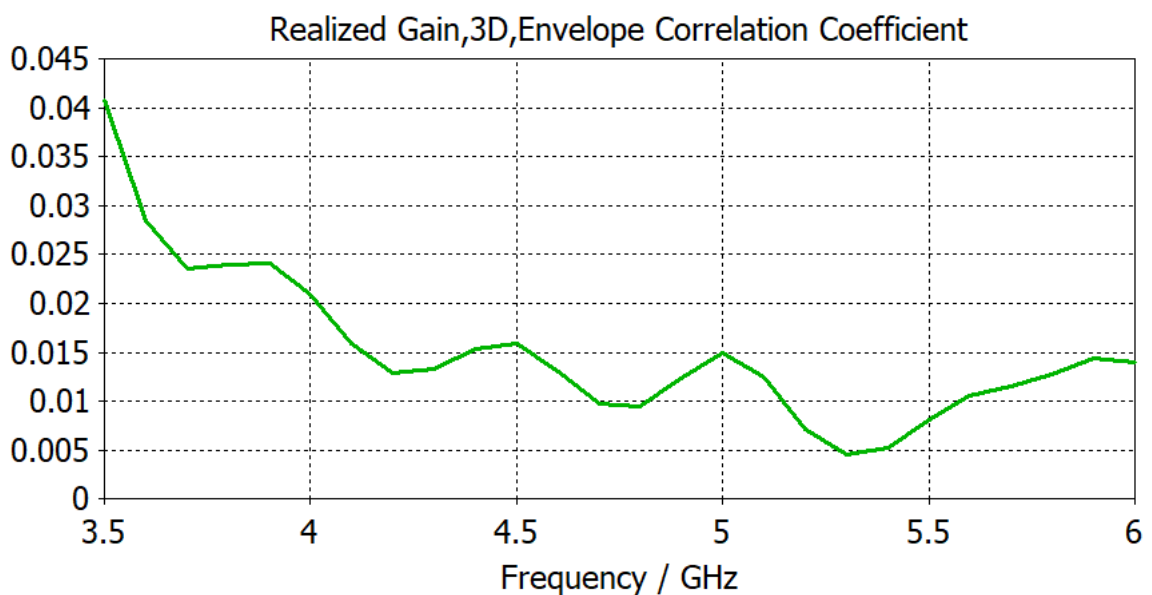


Рисунок 5.58 – Частотная зависимость коэффициента корреляции по огибающей для МЛА на основе полусферической однородной линзы

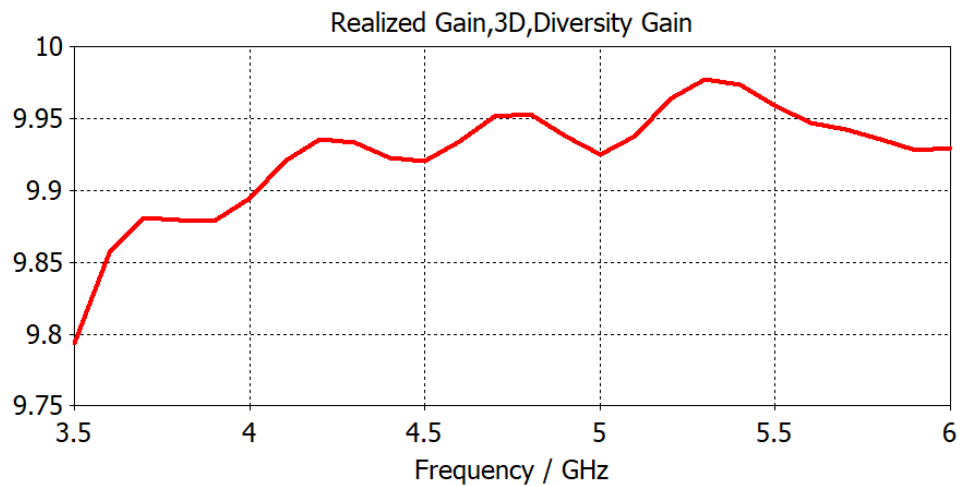


Рисунок 5.59 – Частотная зависимость выигрыша от разнесения для МЛА на основе полусферической однородной линзы

Из представленных рисунков видно, что коэффициент корреляции по огибающей не поднимается выше 0,04 в диапазоне от 3,5 до 6 ГГц, выигрыше от разнесения не принимает значения меньше 9,8 дБ. Данные результаты свидетельствуют о том, что предложенная конструкция МЛА не ограничивает теоретически достижимый выигрыш от разнесения (рисунок 5.1) в многоканальных системах. Приведем частотную зависимость ПЗО на рисунке 5.60.

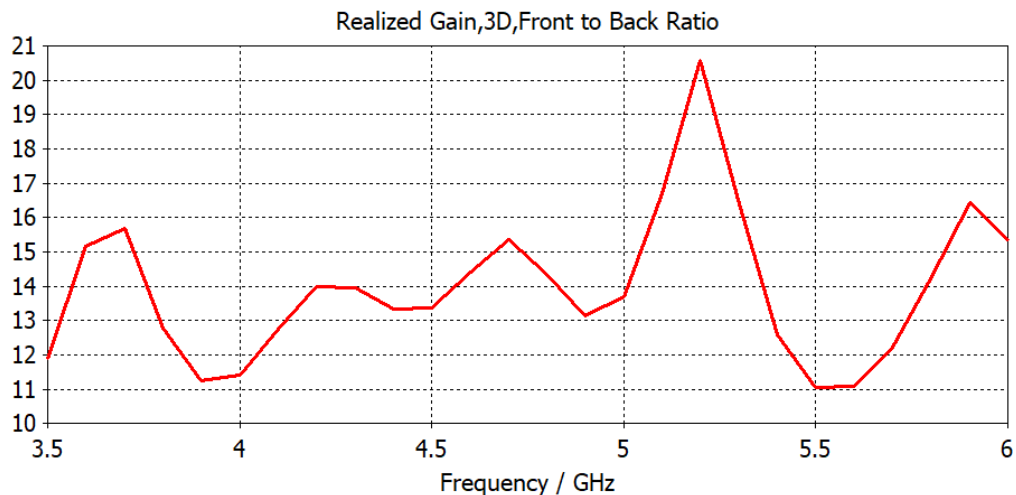


Рисунок 5.60 – Частотная зависимость ПЗО для МЛА на основе полусферической однородной линзы

Из представленного рисунка видно, что ПЗО достигает максимального значения 20,5 дБ на частоте 5,2 ГГц, в остальном диапазоне значения относительно

равномерно распределены в районе 13-14 дБ. ПЗО данной МЛА меньше рассмотренных ранее из-за меньшего числа формируемых лучей (18 против 32) и отсутствия каких-либо преград для формирования антенным элементом излучения в обратном направлении.

Для верификации результатов, полученных в ходе математического моделирования, был изготовлен макет МЛА и проведены его натурные измерения в безэховой камере, рисунок 5.61.



Рисунок 5.61 – Фотография макета разработанной МЛА

Измеренная ДН в сравнении с результатами математического моделирования представлена на рисунке 5.62.

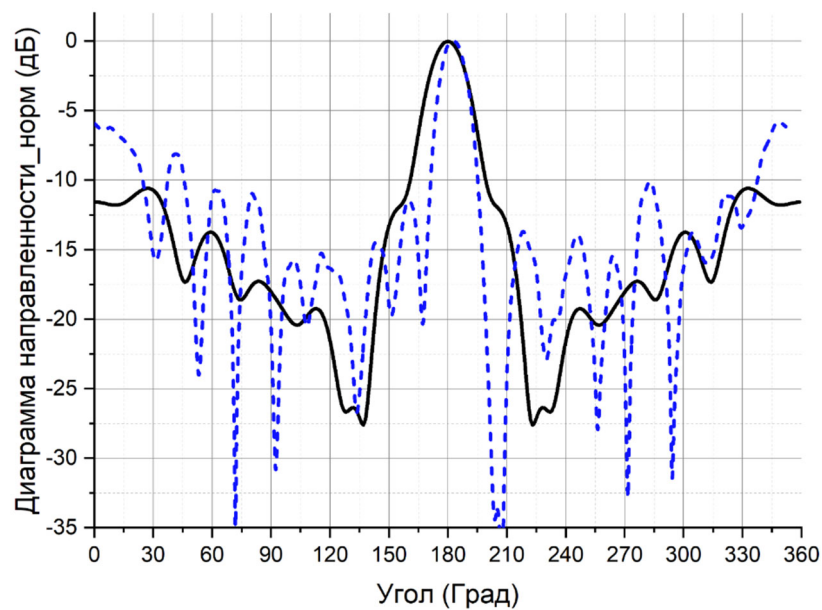


Рисунок 5.62 – ДН разработанной антенны, полученная в ходе экспериментального исследования (пунктирная линия) и математического моделирования (сплошная линия); рабочая частота – 5,8 ГГц

Как видно из приведенных зависимостей, результаты математического моделирования и экспериментального исследования макета антенны показывают хороший уровень корреляции, что подтверждает рабочие характеристики разработанной МЛА.

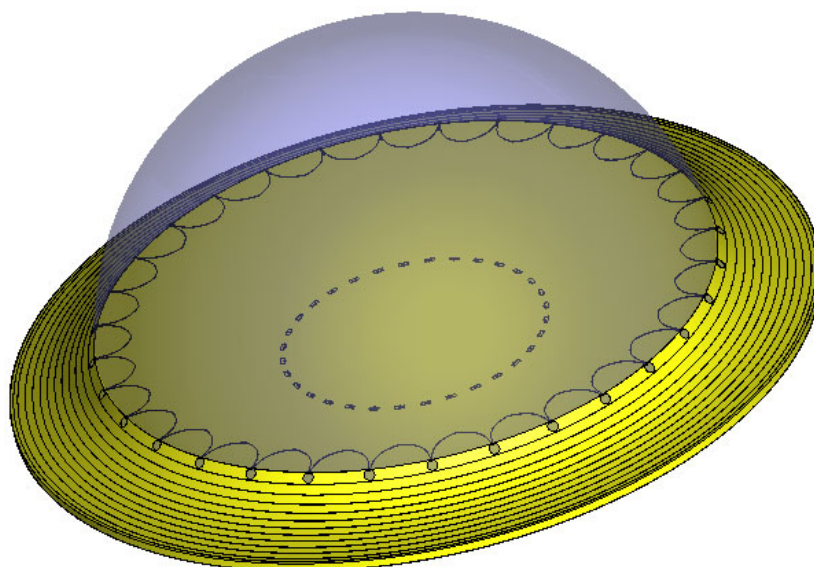
Таким образом, в данном разделе была разработана конструкция МЛА на основе полусферической однородной диэлектрической линзы с облучателями, размещенными по ее периметру. Данная конструкция позволяет сформировать 18 лучей в азимутальной плоскости в секторе 360° , обладающих высоким коэффициентом усиления. Применение предложенной конструкции МЛА позволяет добиться:

- увеличения емкости и скорости передачи информации в современных и перспективных системах связи, достигаемое за счет пространственного разделения каналов;
- увеличения дальности связи, достигаемое за счет роста энергетического потенциала радиоканала при использовании узкого луча, в котором будет сосредоточена вся энергия радиопередатчика;
- увеличения устойчивости работы канала связи в условиях сложной помеховой обстановкой, достигаемое за счет формирования узкого луча в одном желательном направлении и нулей ДН в направлениях источников помех;
- удешевления и упрощения процесса производства МЛА, достигаемое за счет простой конструкции разработанного устройства и использования недорогих материалов.

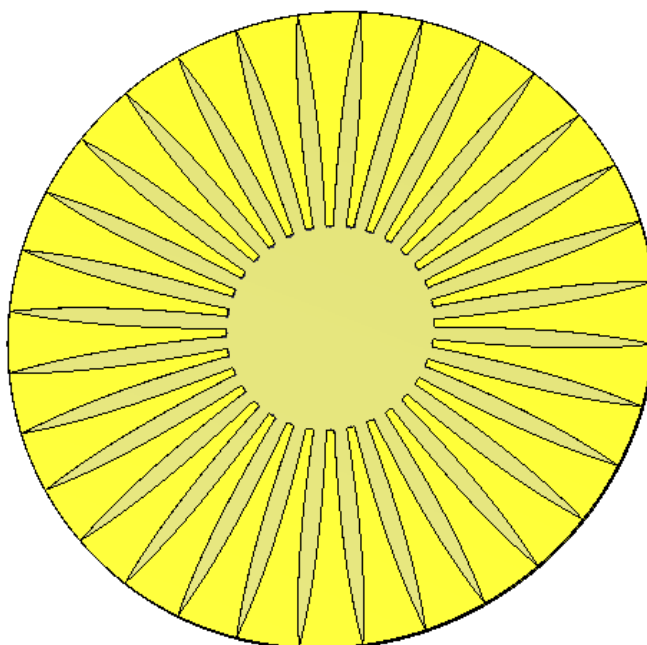
5.8 Многолучевая антенна с полноазимутальным сканированием на основе полусферической линзы, работающая с двумя поляризациями

В качестве усовершенствования конструкции МЛА на основе однородной линзы предлагается использовать два набора облучателей для двух ортогональных линейных поляризаций, рисунок 5.63. Возможность работы с двумя поляризациями позволяет увеличить количество обслуживаемых абонентов (за счет

множественного доступа с разделением каналов по поляризации) и улучшить устойчивость связи при постоянном изменении ориентации абонентского оборудования в пространстве. Габаритные размеры разработанной антенны были следующими: диаметр основания – 625 мм; общая высота – 250 мм. Предлагаемая МЛА способна формировать по 32 луча в азимутальной плоскости для каждой поляризации.



а)

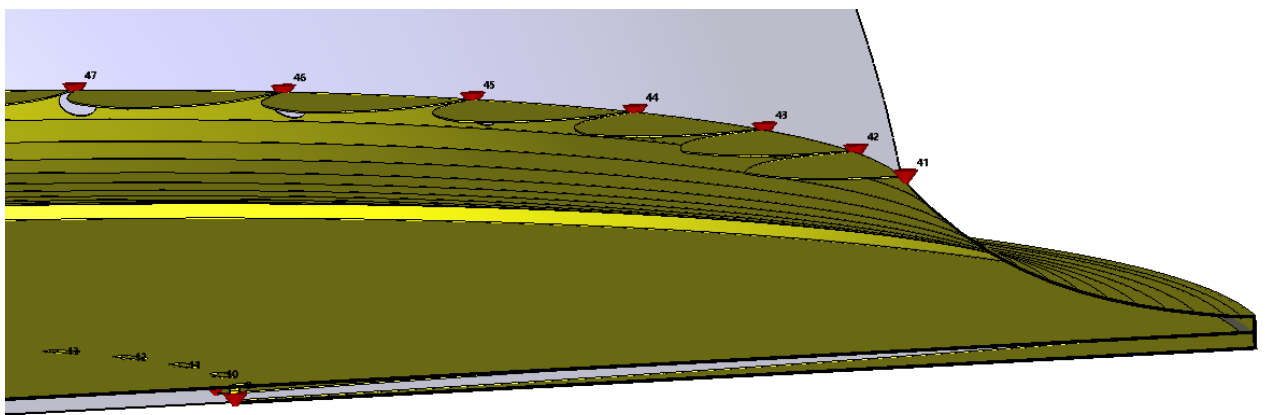


б)

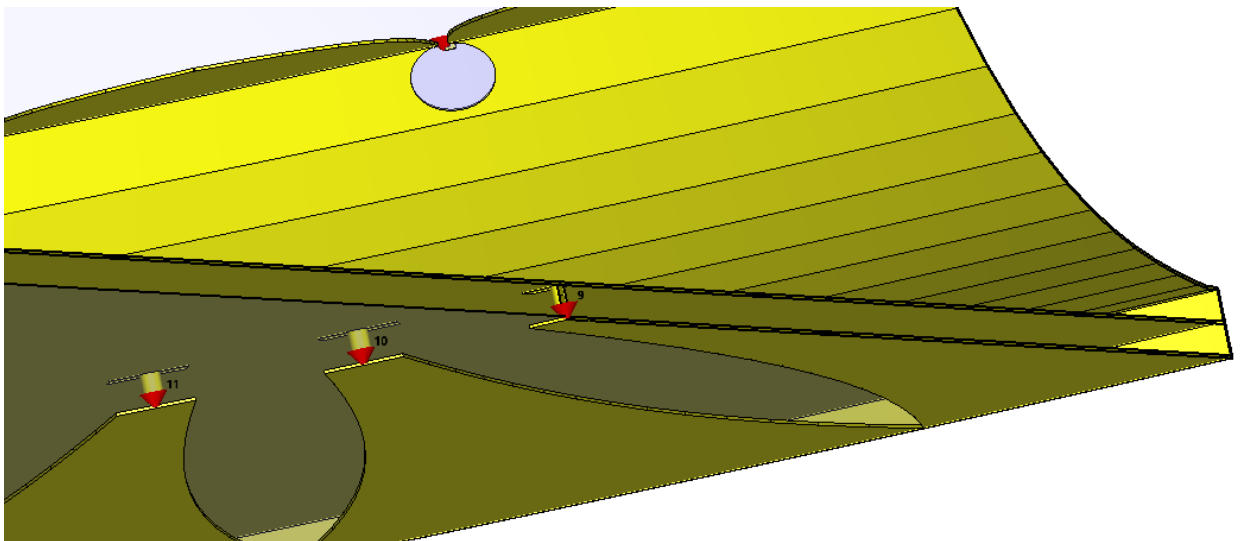
Рисунок 5.63 – Внешний вид МЛА на основе однородной линзы с полноазимутальным сканированием и двумя поляризациями: а) вид сверху; б) вид снизу

В качестве облучателей с вертикальной поляризацией использовался ТЕМ-рупор, запитываемый с помощью набора экспоненциальных переходов, расположенных снизу антенны, рисунок 5.63б. Возможность работы с горизонтальной поляризацией была реализована с помощью облучателей в виде антенн Вивальди, размещаемых на краю верхней образующей ТЕМ-рупора. Для лучшего согласования антенн Вивальди, по краю ТЕМ-рупора были проделаны отверстия, играющие роль четвертьволновой согласующей цепи.

Для иллюстрации принципа работы системы запитки МЛА приведем ее вертикальный разрез на рисунке 5.64.



а)



б)

Рисунок 5.64 – Вертикальный разрез МЛА на основе однородной линзы с полноазимутальным сканированием и двумя поляризациями: а) общий вид ТЕМ-рупора и антенн Вивальди; б) увеличенный вид экспоненциального перехода для запитки ТЕМ-рупора

Возбуждение ТЕМ-рупора происходит следующим образом: электромагнитная энергия подается на цилиндр, прикрепленный к сплошной металлической пластине, и экспоненциально расширяющийся полосок. Между горизонтальной сплошной металлической пластиной и вертикальной металлической стенкой, ограничивающей выход электромагнитного поля наружу, есть зазор, через который волна переходит в ТЕМ-рупор из экспоненциального перехода. Далее, электромагнитная энергия, излучаемая ТЕМ-рупором, проходит через тело однородной линзы и сосредотачивается в узком телесном угле. Отметим, что однородная линза заполняет и весь объем раскрыва ТЕМ-рупора. Горизонтально поляризованные облучатели в виде антенн Вивальди запитываются путем непосредственного подключения к ним коаксиального кабеля.

В результате математического моделирования были получены основные рабочие характеристики МЛА: частотные зависимости S-параметров (рисунок 5.65) и КПД (рисунок 5.66). В виду симметричности конструкции антенны, характеристики приводятся только для двух портов, располагаемых друг над другом и отвечающих за разные поляризации.

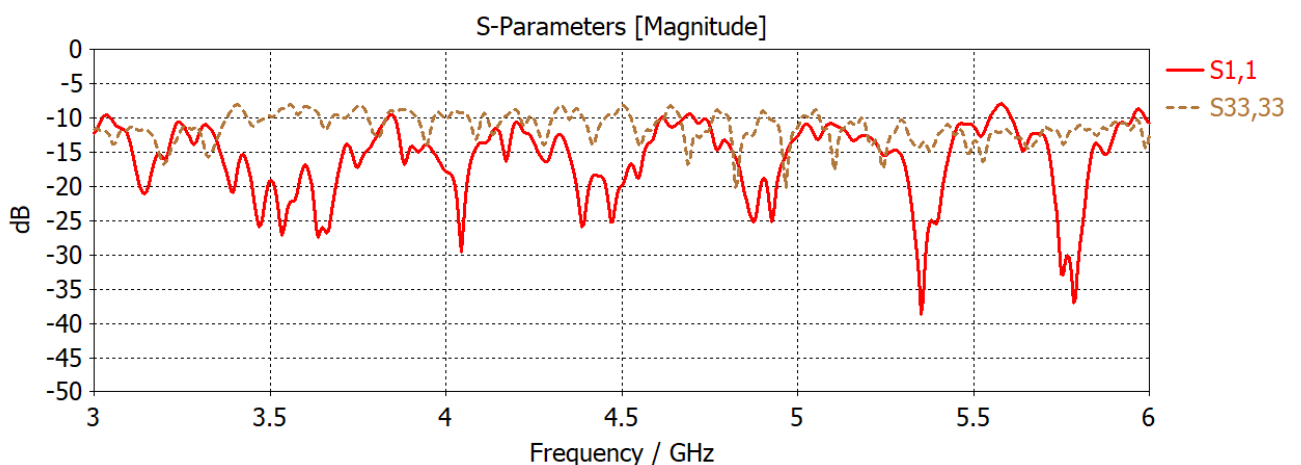


Рисунок 5.65 – Частотная зависимость S-параметров: сплошная линия – вертикальная поляризация; пунктирная линия – горизонтальная поляризация

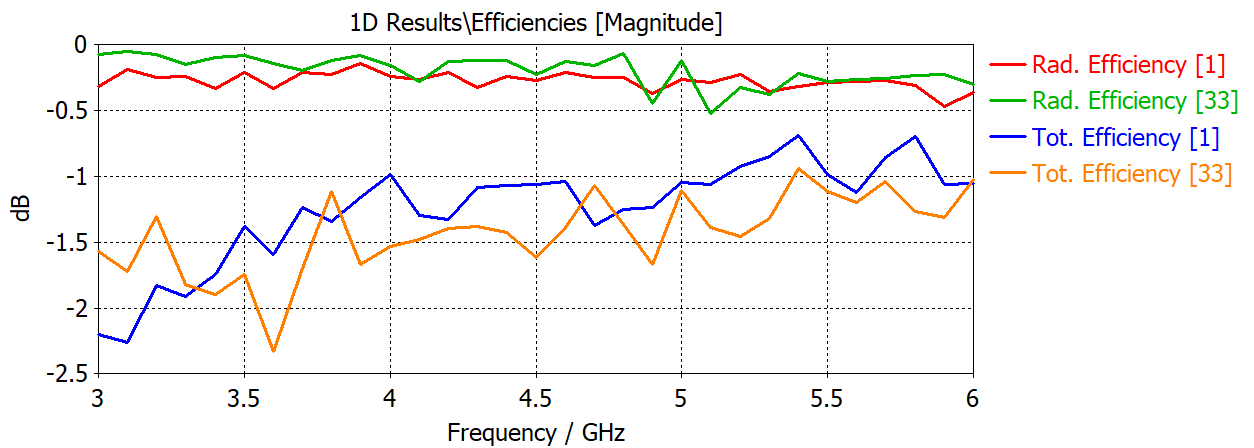
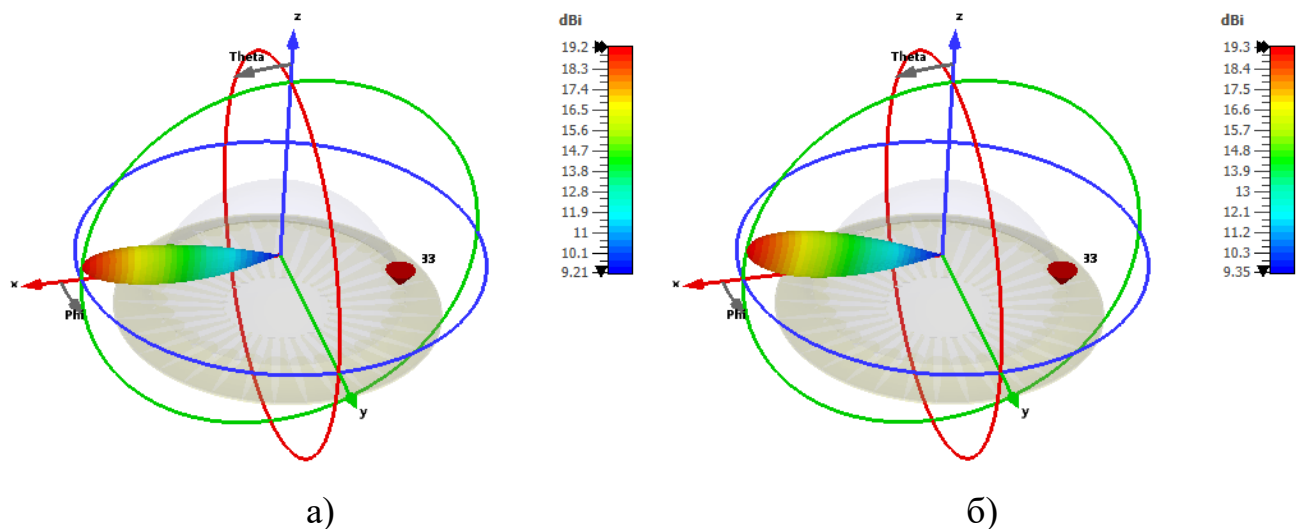


Рисунок 5.66 – Излучательная эффективность (красная линия – вертикальная поляризация, зеленая линия – горизонтальная поляризация) и полная эффективность (синяя линия – вертикальная поляризация, оранжевая линия – горизонтальная поляризация) МЛА на основе однородной линзы с полноазимутальным сканированием и двумя поляризациями

Как видно из рисунков, МЛА хороша согласована (S-параметры не превышают уровень -10 дБ) в полосе частот от 3 до 6 ГГц, при этом полная эффективность не опускается ниже 60% в том же частотном диапазоне. Для оценки направленных свойств антенны приведем объемные ДН на рисунке 5.67.



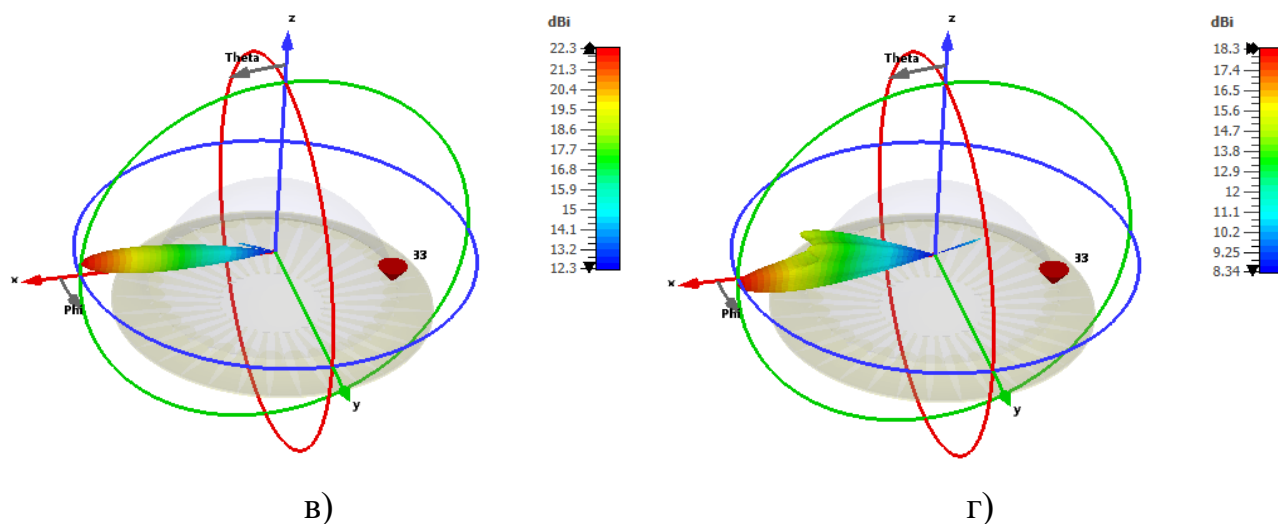


Рисунок 5.67 – ДН, формируемые МЛА на основе однородной линзы с полноазимутальным сканированием и двумя поляризациями: а) частота 3,5 ГГц, вертикальная поляризация; б) частота 3,5 ГГц, горизонтальная поляризация; в) частота 5,5 ГГц, вертикальная поляризация; г) частота 5,5 ГГц, горизонтальная поляризация

Из представленных ДН видно, что в случае горизонтальной поляризации (когда в качестве облучателей используются антенны Вивальди) главный лепесток имеет большую ширину, а с ростом частоты появляется достаточно большой боковой лепесток. Для борьбы с этим явлением предлагается использовать метаматериальную линзы из маленьких полосков, размещаемых в раскрыве антенн Вивальди [281], рисунок 5.684.



Рисунок 5.68 – Внешний вид фазокорректирующей метаматериальной линзы, размещаемой в раскрыве антенн Вивальди [282]

Данный подход позволяет выровнять фазовый фронт волны – за счет уменьшения скорости движения центральной части электромагнитной волны, распространяющейся по наикратчайшей траектории, и испытывающей наибольшее замедление из-за метаматериальной линзы. В результате получается фронт волны близкий к плоскому, что приводит к росту коэффициента усиления антенны [283]. На рисунке 5.69 приведем ДН для конструкции МЛА, модернизированной добавлением разработанной метаматериальной линзы.

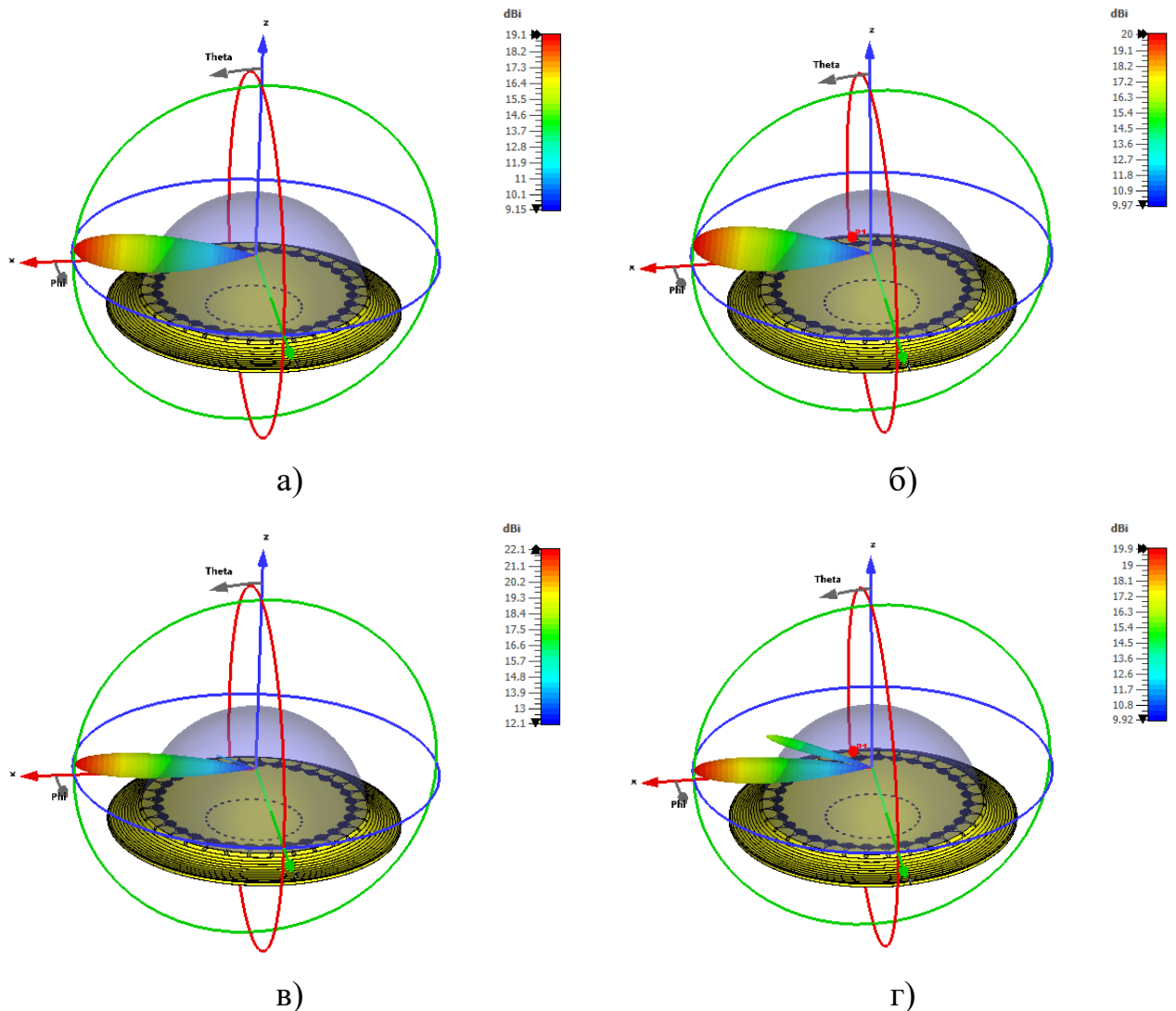
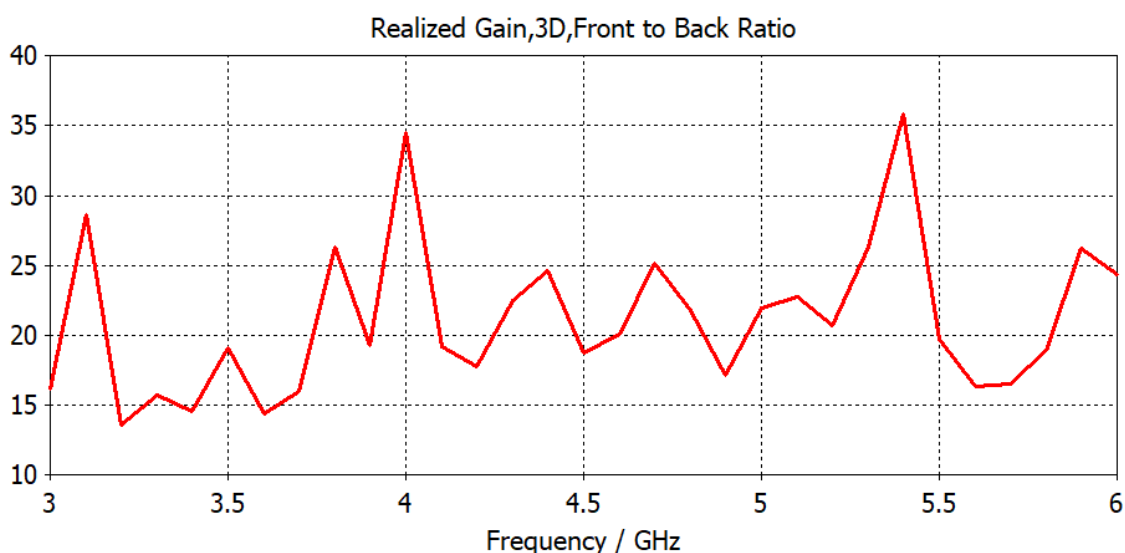
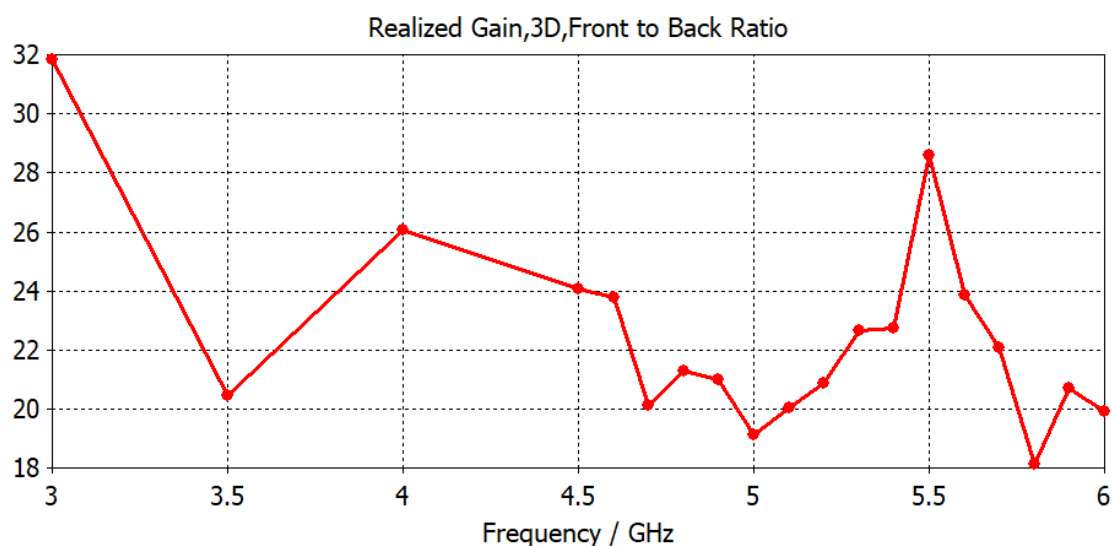


Рисунок 5.69 – ДН, формируемые МЛА с метаматериальной линзой в раскрывах ее горизонтальных облучателей: а) частота 3,5 ГГц, вертикальная поляризация; б) частота 3,5 ГГц, горизонтальная поляризация; в) частота 5,5 ГГц, вертикальная поляризация; г) частота 5,5 ГГц, горизонтальная поляризация

Сравнивая ДН для МЛА без метаматериальной линзы и с ней [284], заметно увеличение коэффициента усиления для горизонтальной поляризации на 1-1,5 дБ. Причём, прирост коэффициента усиления увеличивается с ростом частоты, а характеристики согласования и КПД антенны остаются на прежнем уровне. Покажем графики зависимости ПЗО от частоты для вертикальной и горизонтальной поляризации на рисунке 5.70.



а)



б)

Рисунок 5.70 – Частотная зависимость ПЗО для МЛА с метаматериальной линзой в раскрытых ее горизонтальных облучателях: а) вертикальная поляризация; б) горизонтальная поляризация

Из рисунка выше видно, что ПЗО для вертикальной и горизонтальной поляризации принимает примерно одинаковые значения около 22-24 дБ с пиком в районе 5,5 ГГц, когда достигается значение в 35 дБ для вертикальной поляризации и 28,5 дБ для горизонтальной.

Таким образом, в данном параграфе была разработана МЛА на основе однородной с полноазимутальным сканированием, возможностью работы с двумя ортогональными поляризациями и способная формировать 32 луча.

5.9 Разработка и исследование антенны на основе однопроводной линии с тороидальной и всеерной диаграммами направленности

Применение МЛА не лишено недостатков – для их работы необходимо использовать коммутаторы, увеличивающие сложность и стоимость радиоаппаратуры, а также вносящие дополнительные потери. Поэтому, в системах беспроводной связи с подвижными объектами, в которых отсутствует необходимость полноазимутального покрытия из-за ограниченности возможных относительных положений приемопередатчиков, привлекательным является использование однолучевых антенн. В качестве примера такой системы связи рассмотрим компактный БПЛА – анализ динамических изменений взаимного расположения пульта управления и БПЛА показывает, что в данной системе связи существуют невостребованные направления приема/передачи радиоволн. Такими направлениями являются непосредственно вверх (исключением является управление дроном по спутниковому каналу и прием сигнала спутниковой навигации) и вниз относительно БПЛА. Кроме того, сигналы с пульта приходят на БПЛА преимущественно в его азимутальной плоскости, с относительно небольшим разбросом по угло-местной плоскости. Причем разброс углов прихода сигнала по угло-местной плоскости уменьшается с увеличением расстояния между пультом и БПЛА (при условии отсутствия существенного увеличения высоты полета дрона). Также, БПЛА редко совершает в полете полный круг вокруг пульта – чаще он летает в секторе пирамидальной формы с вершиной в точке нахождения

пульта. Исходя из данных соображений, предлагается использовать антенны с тороидальной и веерной ДН, позволяющих обеспечить лучшее отношение сигнал/шум за счет большего коэффициента усиления, в системах связи с ограниченным набором взаимных положений приемопередатчиков.

Разработанная конструкция антенны с тороидальной ДН строится на основе однопроводной линии передачи, возбуждаемой с помощью ТЕМ-рупора, рисунок 5.71. По однопроводной линии заключенной в диэлектрическую оболочку распространяется ТМ-волна, которую можно рассматривать как поверхностную волну над внутренним проводником коаксиального кабеля с бесконечными размерами [285]. После облучателя в виде ТЕМ-рупора вдоль однопроводной линии размещались переизлучатели в виде 4 тонких цилиндров длиной $\lambda/2$.

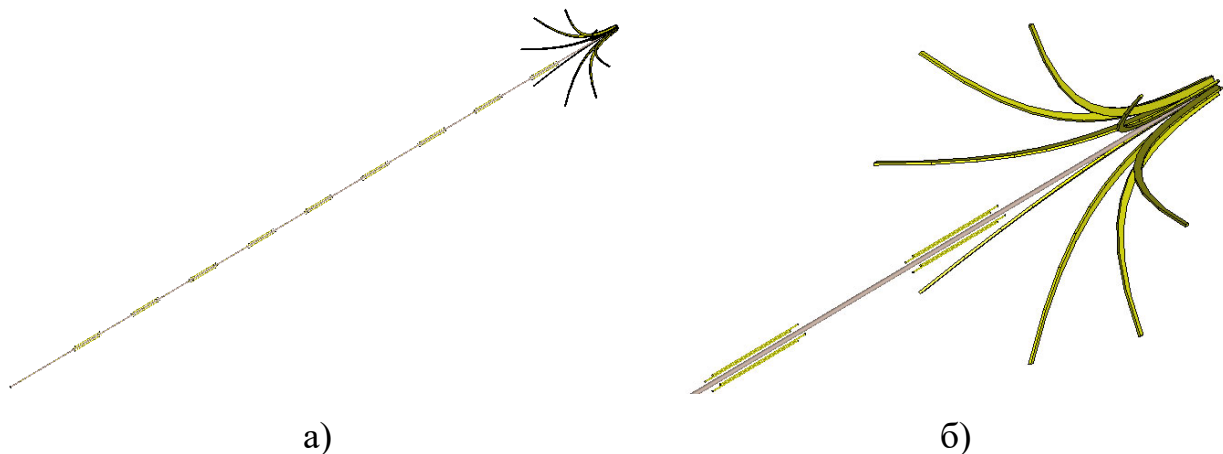


Рисунок 5.71 – Внешний вид коллинеарной антенны на основе однопроводной линии, формирующая тороидальную ДН: а) общий вид; б) увеличенный вид облучателя

Принцип действия антенны схож с антенной Франклина [286, 287] или коллинеарной антенной [288], и основан на использовании того факта, что распределение тока стоячей волны по длинному кабелю приводит к формированию одного лепестка излучения каждым полуволновым участком антенны. Франклин показал, что с помощью неизлучающих четвертьволновых шлейфов с обратной фазой можно преобразовать обычное распределение тока в синфазное и тем самым

сформировать только один главный лепесток ДН с большим коэффициентом усиления.

В разработанной конструкции через каждую половину длины волны размещались переизлучатели, которые запитывались токами с одинаковой фазой и создавали синфазно складывающееся излучение. Участки однопроводной линии с противофазными токами были без переизлучателей, что подавляло их способность к формированию излучения и искажению ДН антенны.

Для определения рабочих характеристик антенны, было проведено математическое моделирование. Качество согласования антенны с фидерным трактом можно оценить по рисунку 5.72.

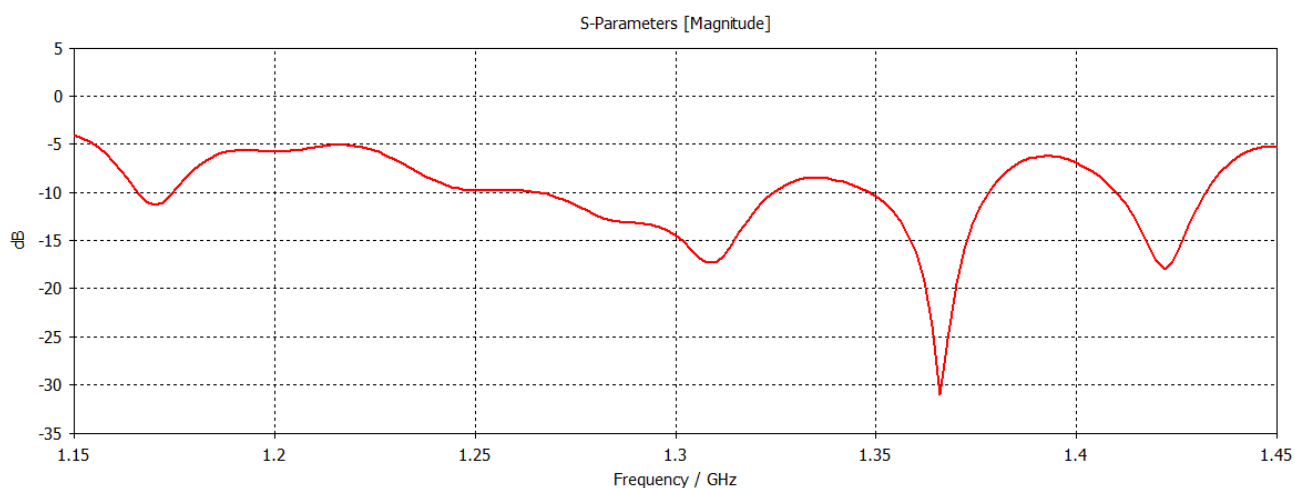


Рисунок 5.72 – Частотная зависимость S-параметров для антенны с тороидальной ДН

Как видно из рисунка выше, согласование антенны остается на достаточно хорошем уровне в рабочем диапазоне частот от 1,2 до 1,4 ГГц. Графики излучательной и суммарной (с учетом потерь на рассогласование) эффективности показаны на рисунке 5.73. Как видно из рисунка, КПД антенны достигает максимально значения на центральной частоте рабочего диапазона, и опускается до минимума на нижней и верхней частоте.

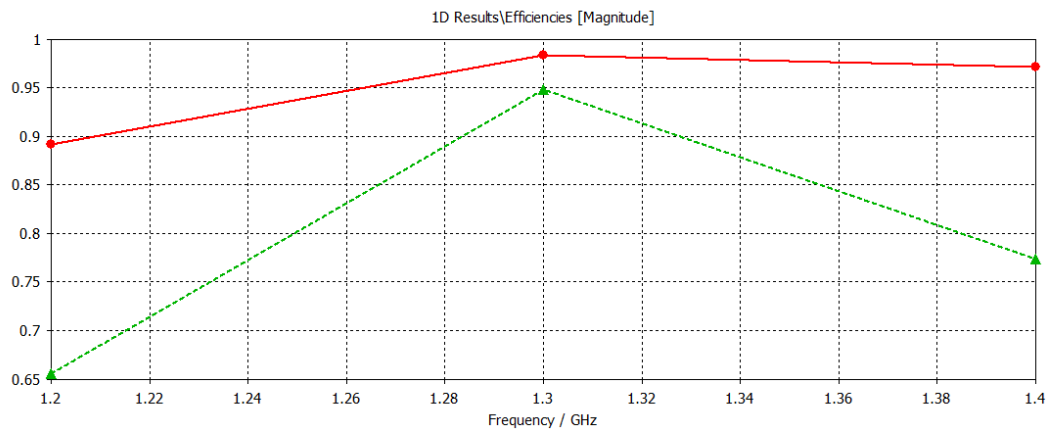
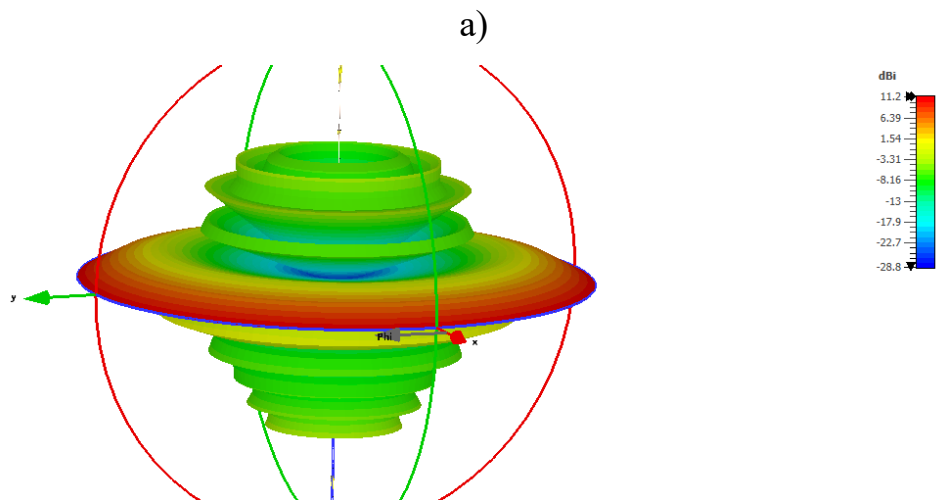
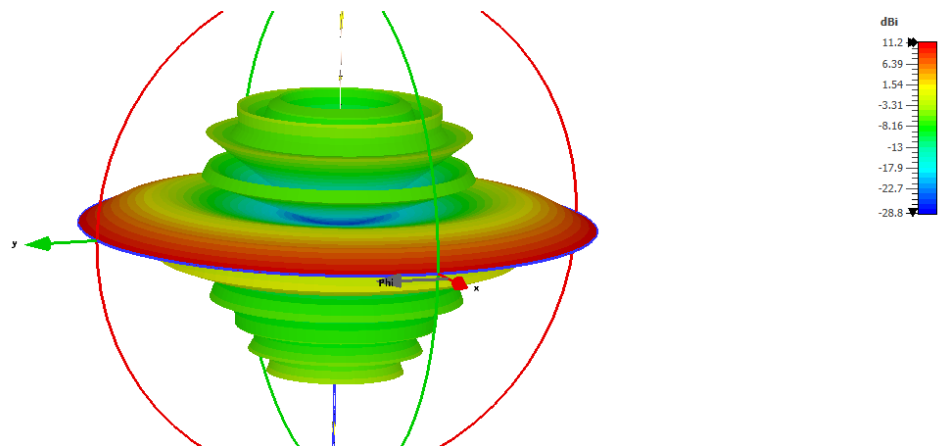
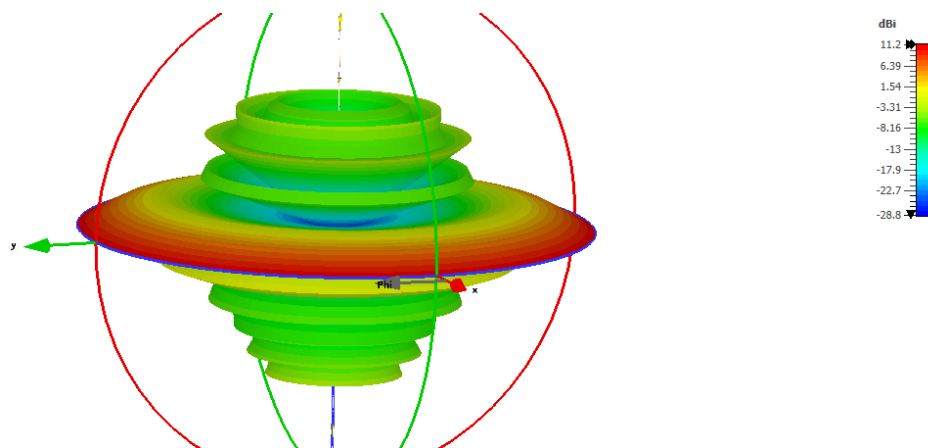


Рисунок 5.73 – КПД антенны с тороидальной ДН: сплошная линия – излучательная эффективность; пунктирная линия – полная эффективность

Разработанная антенна формирует тороидальную ДН в азимутальной плоскости, что подтверждается рисунком 5.74. Из трёхмерных рисунков видно, что формируемая ДН обладает хорошей симметричностью, а максимум излучения ориентирован перпендикулярно самой антенне.

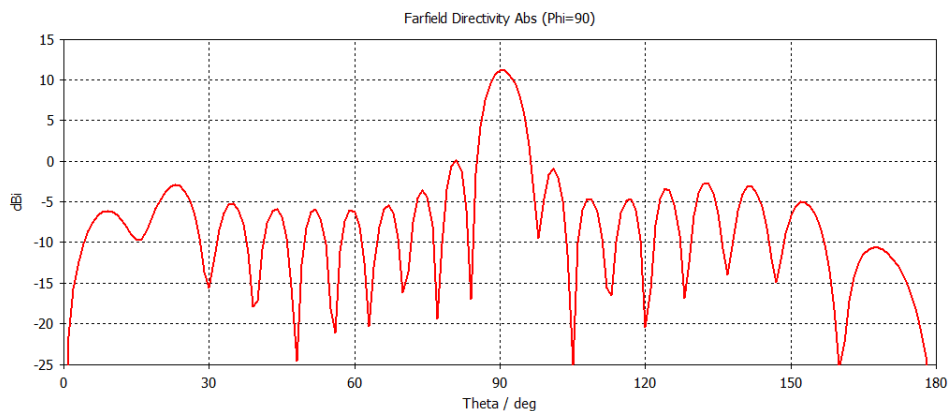




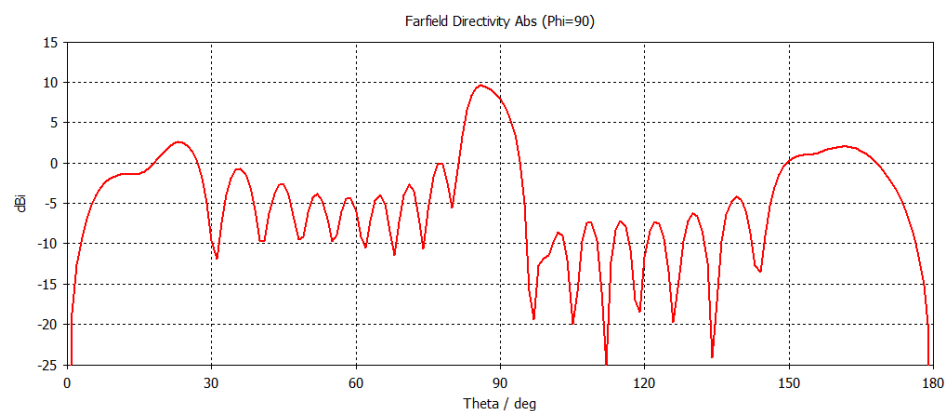
в)

Рисунок 5.74 – Трехмерная ДН антенны на основе однопроводной линии с переизлучателями на частотах: а) 1,2 ГГц; б) 1,3 ГГц; в) 1,4 ГГц

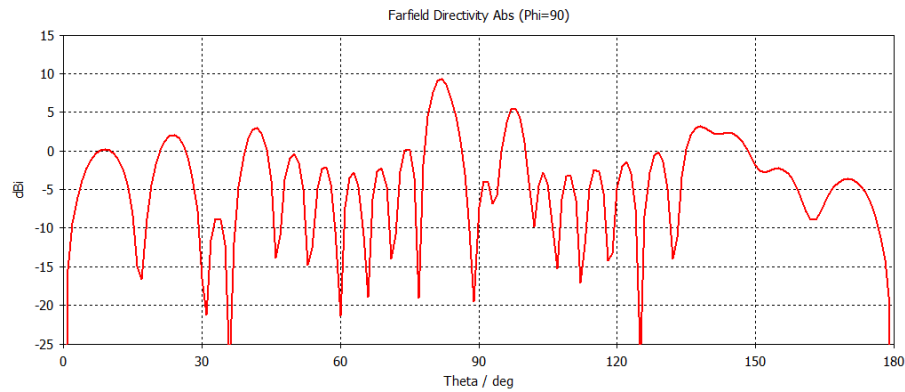
Для оценки параметров формируемого излучения приведем проекции ДН на вертикальную плоскость, рисунок 5.75. Параметры формируемой ДН: коэффициент усиления меняется от 11,2 дБ до 9,3 дБ с ростом частоты; угловая ширина главного лепестка в угло-местной плоскости составила примерно 6° .



а)



б)



в)

Рисунок 5.75 – ДН антенны на основе однопроводной линии, спроецированные на угло-местную плоскость на частотах: а) 1,2 ГГц; б) 1,3 ГГц; в) 1,4 ГГц

Антенны с веерной ДН позволяют ещё больше поднять уровень сигнала за счет некоторого ограничения перемещения приемопередатчиков относительно друг друга. Такие антенны могут использоваться, например, на пульте управления БПЛА, т.к. в большинстве практических задач на пульте управления нет необходимости формировать излучения в заднем направлении. Это позволяет перенаправить эту неостребованную энергию электромагнитного поля во фронтальное направление, тем самым увеличив коэффициент усиления антенны и дальность действия радиоканала. В качестве технической реализации данной концепции предлагается конструкция, в которой описанная выше антенна с тороидальной ДН дополняется дифракционной решеткой, рисунок 5.76.

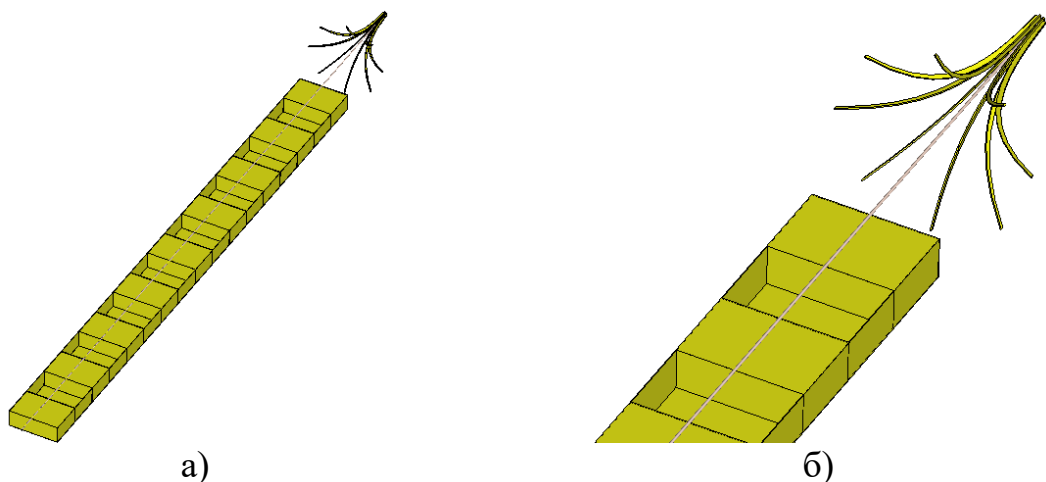


Рисунок 5.76 – Внешний вид антенны на основе однопроводной линии с дифракционной решеткой: а) общий вид; б) облучатель

Дифракционная решетка используется для ориентации излученного антенной поля в ограниченном секторе, т.е. формирования веерной ДН. Общая длина решетки составила 1515 мм, период решетки 88 мм, ширина решетки 135 мм. Для генерации излучения используется однопроводная линия с возбудителем в виде ТЕМ-рупора, составленного из 8 проводников с малыми размерами поперечного сечения. Дополнительные переизлучатели вдоль однопроводной линии (необходимые для формирования тороидальной ДН) не использовались.

Характеристики согласования антенны с фидерным трактом можно оценить из частотных зависимостей S-параметров (рисунок 5.77) и КСВН (рисунок 5.78). Как видно из рисунков, S-параметры не превышают значение -10 дБ, а КСВН не превышает 2 во всем диапазоне рабочих частот.

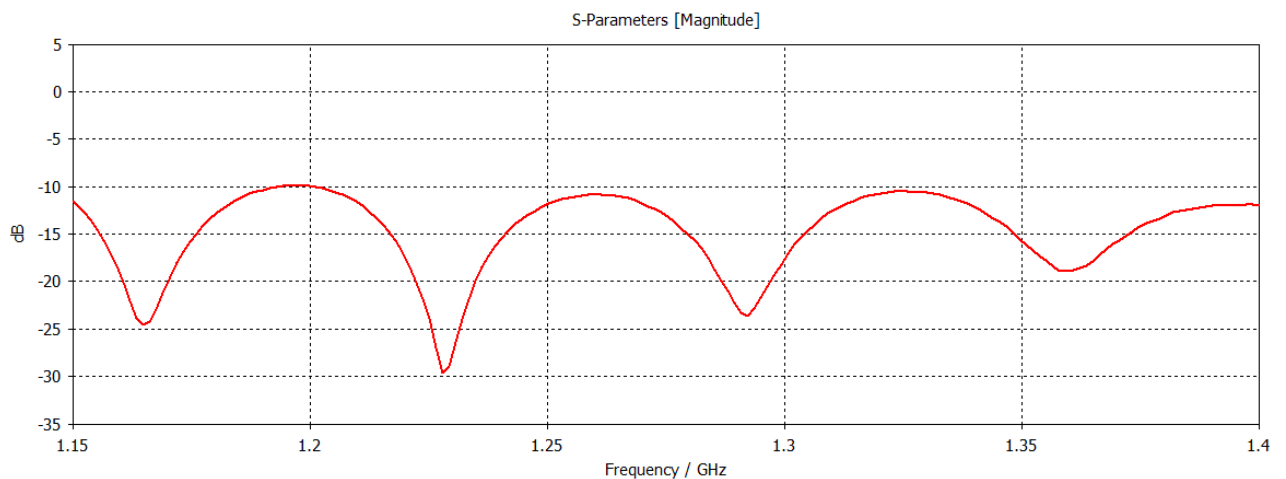


Рисунок 5.77 – Частотная зависимость S-параметров для антенны с веерной ДН

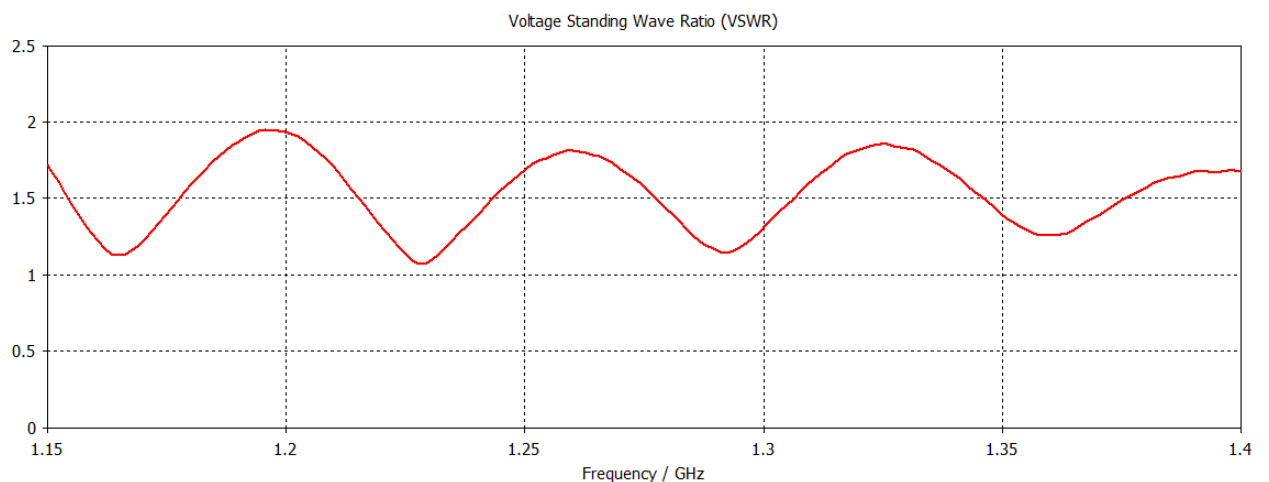


Рисунок 5.78 – Частотная зависимость КСВН для антенны с веерной ДН

Потери в конструкции антенны и материалах изготовления можно оценить по графику излучательной и полной эффективности, рисунок 5.79. Из представленных зависимостей видно, что КПД антенны достаточно высокое и не опускается ниже 88% во всем диапазоне рабочих частот, достигая максимального значения в 97% на центральной частоте.

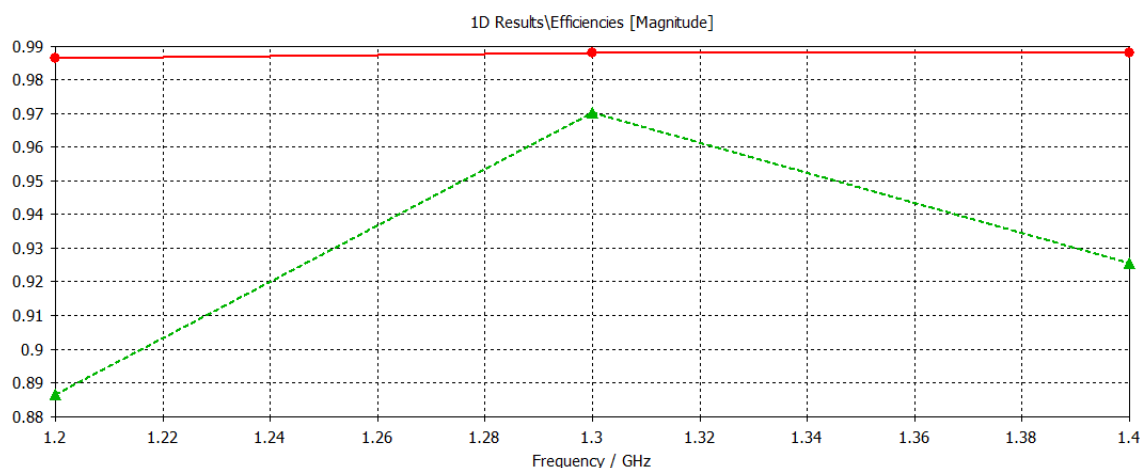
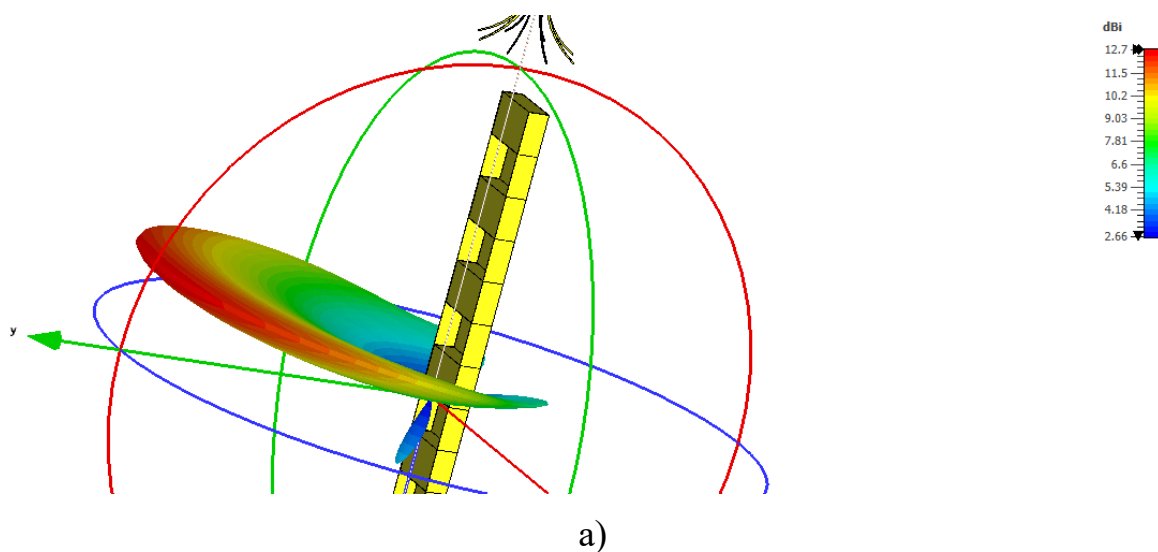


Рисунок 5.79 – КПД антенны с веерной ДН: сплошная линия – излучательная эффективность; пунктирная линия – полная эффективность

Направленные свойства излучения, формируемого антенной на основе однопроводной линии и дифракционной решетки, характеризует трехмерная ДН, рисунок 5.80. Из приведенных графических зависимостей видно, что ДН имеет веерную форму и сосредоточена в одном направлении. При этом главным лепесток ориентирован под небольшим углом к азимутальной плоскости.



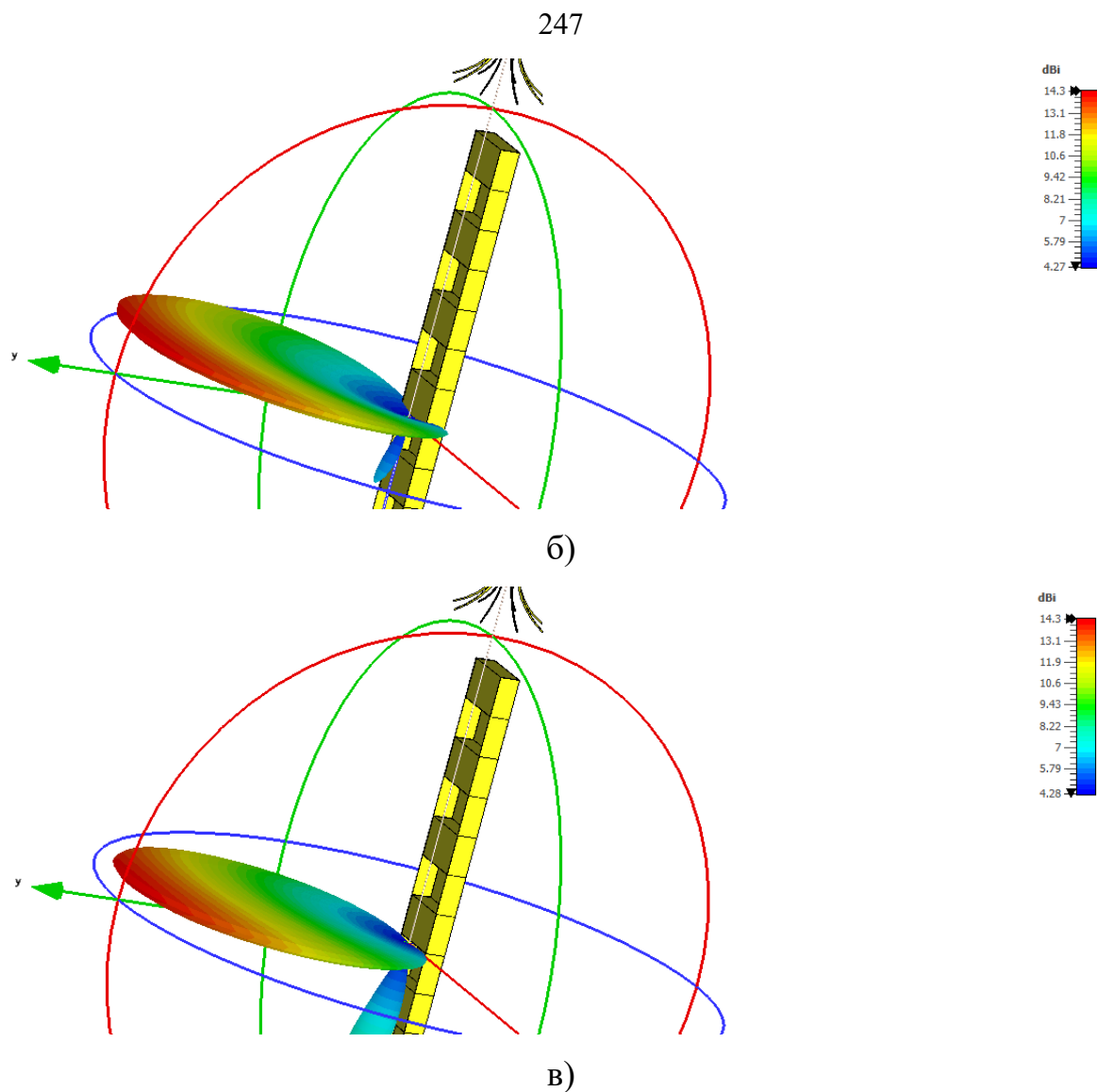


Рисунок 5.80 – Трехмерная ДН антенны на основе однопроводной линии и дифракционной решетки на частотах: а) 1,2 ГГц; б) 1,3 ГГц; в) 1,4 ГГц

Для более детального рассмотрения характеристик излучения приведем проекцию ДН на угло-местную плоскость, рисунок 5.81. Из данных рисунков следует, что угол возвышения главного лепестка над азимутальной плоскостью меняется от 15° до 4° с уменьшением рабочей частоты. Данная особенность формируемого излучения является желательной при организации радиоканала между объектами, расположенными на разной высоте (например, БПЛА и пульт управления). Кроме этого отметим, что коэффициент усиления принимает значения от 12,7 до 14,3 дБ, а ширина луча по уровню половинной мощности в угло-местной плоскости составляет примерно 9° .

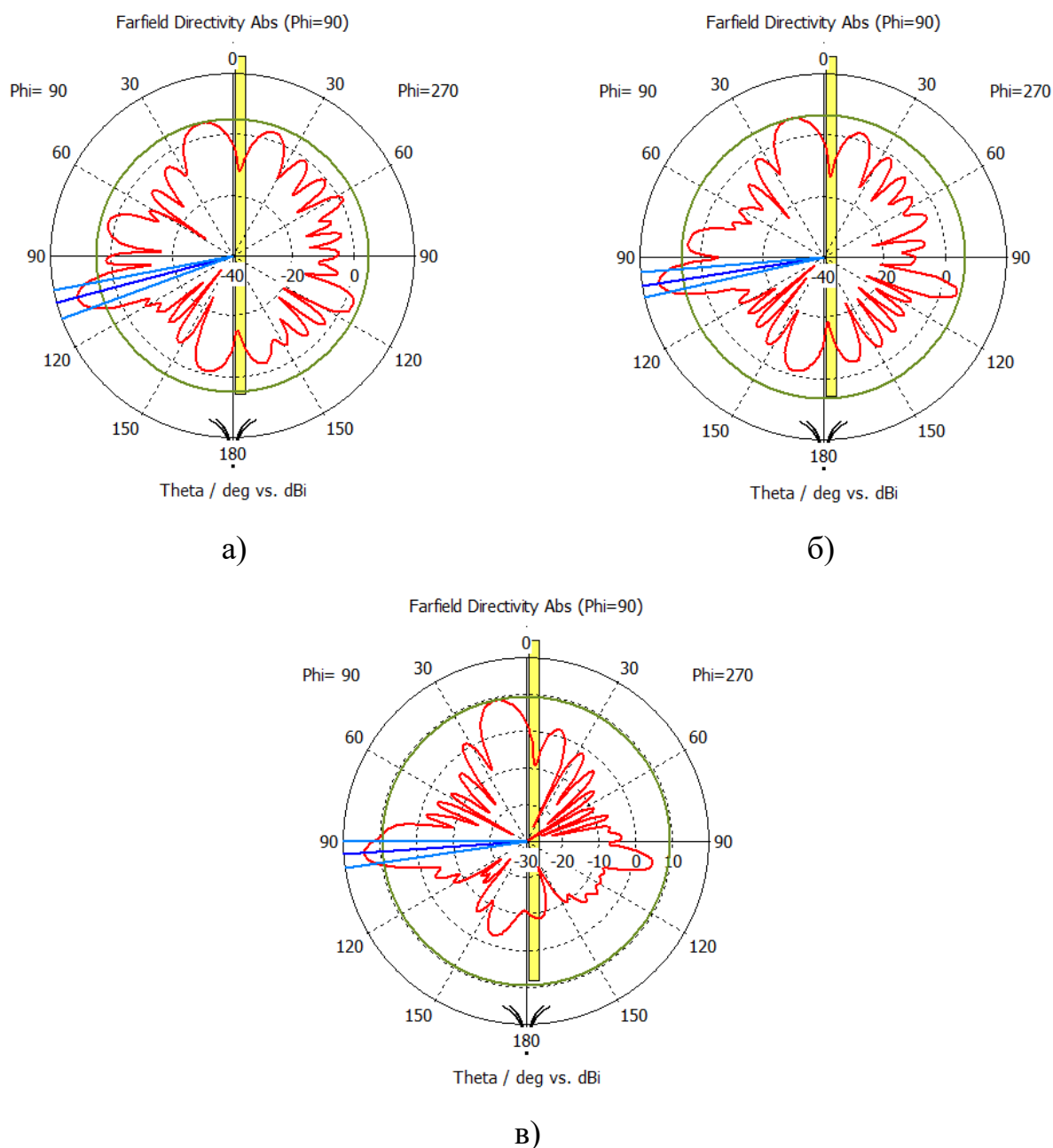
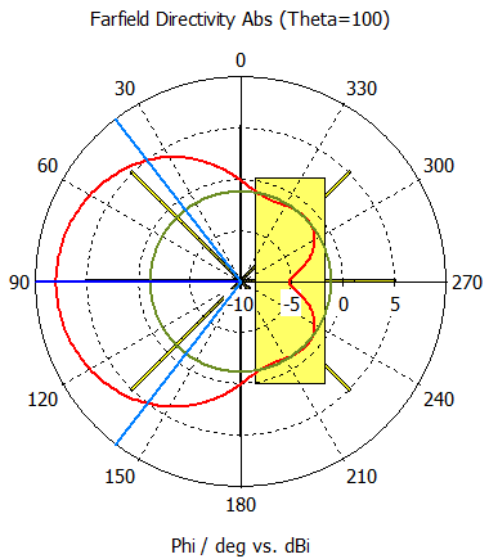
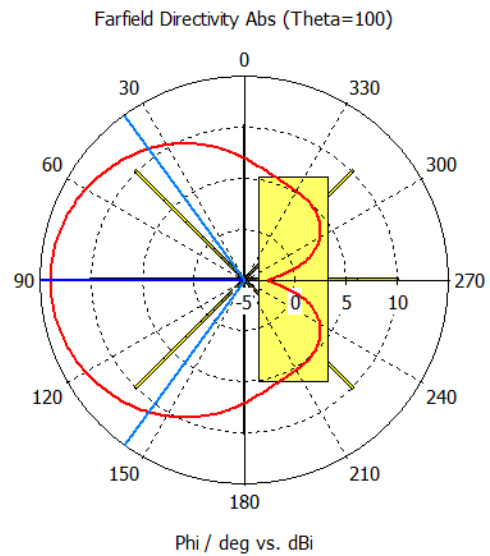


Рисунок 5.81 – ДН антенны на основе однопроводной линии с дифракционной решеткой спроецированные на угло-местную плоскость на частотах: а) 1.2 ГГц; б) 1.3 ГГц; в) 1.4 ГГц

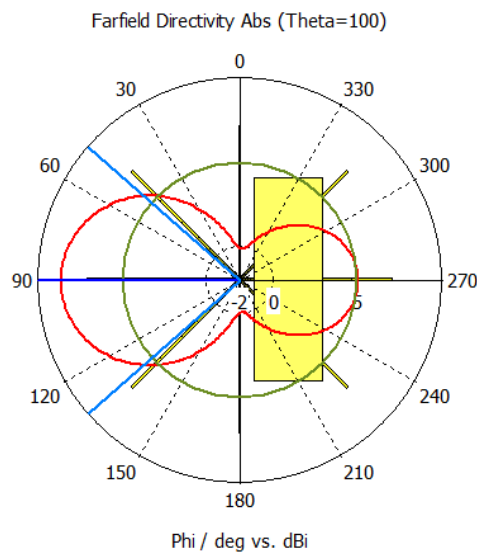
Для наглядности, приведем проекции ДН на горизонтальную плоскость наклоненную на 10° относительно горизонта, рисунок 5.82. Из представленных рисунков мы видим, что ширина ДН в азимутальной плоскости примерно 100° , что обеспечивает, например, достаточно широкий сектор работы БПЛА при фиксированной ориентации антенны на пульте.



а)



б)



в)

Рисунок 5.82 – ДН антенны на основе однопроводной линии с дифракционной решеткой спроецированные на горизонтальную плоскость на частотах: а) 1,2 ГГц; б) 1,3 ГГц; в) 1,4 ГГц

Таким образом, в данном параграфе была проведена разработка и исследование антенных устройств на основе однопроводной линии с тороидальной и веерной ДН. Предложенные конструкции не требуют использования при изготовлении дорогих материалов: однопроводная линия может быть получена из коаксиального кабеля путем удаления защитной оболочки и оплетки; ТЕМ- рупор может быть собран из тонких медных проволок; дифракционная решетка

изготавливается с помощью наклеивания медной фольги на каркас, напечатанный на 3D-принтере или сделанный из пенопласта.

Формируемое разработанными антеннами излучение, сосредоточенное в азимутальной плоскости, позволяет увеличить дальность связи и стойкость к радиопомехам за счет увеличенного коэффициента усиления. При этом большая угловая ширина ДН по азимуту обеспечивает широкий пространственный сектор устойчивой связи, что является необходимым при перемещении приемопередатчика (например, БПЛА в ходе полета).

5.10 Выводы по главе 5

В данной главе были разработаны и исследованы конструкции МЛА, способные сканировать пространство в азимутальном секторе 360° без эффекта затенения каналов, и предназначенные для улучшения помехоустойчивости систем связи за счет сосредоточивания излучения только в желательном направлении. Ряд разработанных конструкций МЛА был построен на основе двухуровневой линзы, позволяющей разнести в пространстве антенные элементы и порты подключения коммутатора или многоканального приемопередатчика:

- МЛА на основе двухуровневой линзы и несимметричных вибраторов с экраном, предназначенная для работы в миллиметровом диапазоне;
- МЛА на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора;
- МЛА на основе двухуровневой линзы с градиентом коэффициента преломления и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди;
- МЛА на основе двухуровневой линзы и симметричного ТЕМ-рупора.

Также, были предложены конструкции МЛА с полноазимутальным сканированием на основе полусферической однородной диэлектрической линзы, способные работать с одной или двумя поляризациями. Другим применённым подходом к созданию полноазимутальной МЛА являлось использование поляризационно-селективного рефлектора, образующего полный круг, внутри которого находились облучатели.

Была разработана МЛА с двухкоординатным сканированием в полусферическом секторе, чья конструкция основана на линзе с уменьшенными вертикальными размерами с помощью метода трансформационной оптики.

Кроме того, в качестве решений для улучшения помехоустойчивости систем связи с статистически ограниченной подвижностью, были предложены конструкции антенн с тороидальной и веерной ДН на основе однопроводной линии передачи.

Заключение

В данной работе, для решения задачи улучшения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры были предложены подходы и методы на основе использования МЛА, которые могут включать в себя виртуальные и физические антенные элементы. Суть предложенных решений заключается в увеличении отношения сигнал/шум за счет большого коэффициента усиления у МЛА и реконфигурируемых антенн. При этом, зона покрытия сохраняется как у всенаправленных антенн, что достигается с помощью широкоугольного сканирования пространства. Для динамического синтеза ДН, с целью постоянного удержания передатчика в луче, были разработаны и исследованы методы пеленгации с улучшенной устойчивостью к искажению принимаемого ЭМП. Отметим, что все разработанные конструкции МЛА могут использоваться в многоканальных системах ММО для дополнительного увеличения помехоустойчивости за счет применения методов, основанных на технологии разнесения.

Был разработан и исследован метод формирования ВАР, представляющей собой комплексные значения амплитуды поля в ряде точек на некотором удалении от РАР, на антенных элементах которой измерялись амплитудные значения падающей волны, являющиеся исходными данными для расчета виртуальных элементов. Преимуществом предложенного метода является отсутствие необходимости в информации об физических параметрах близлежащих к физической антенне рассеивателях. Это позволяет использовать виртуальные элементы для борьбы с искажениями поля и повышения точности оценки пеленгов на источник радиоизлучения.

Исследована эффективность метода ВАР в случае падающей на мобильный телефон ЭМВ, чья структуры была искажена близлежащими рассеивателями. Показана возможность применения ВАР для восстановления значений фаз на небольшом удалении от РАР. Подтверждена эффективность использования изменяемого в зависимости от частоты радиуса ВАР для улучшения точности

аппроксимации поля. Исследовано влияние сильно искаженных измеренных отсчетов поля на формируемую ВАР. Показано, что отсеивание и восстановление этих отсчетов позволяет повысить точность аппроксимации поля.

Другим разработанным подходом для повышения точности радиопеленгации было использование векторных антенн для определения всех пространственных компонент электрического поля, с последующим расчетом на их основе магнитных компонент поля – менее искаженных рассеивателями, обычно встречающимися на трассе распространения сигнала. Были разработаны векторные антенны, образованные симметричными диполями, которые размещались на ребрах куба и тетраэдра. Исследовалась эффективность векторных антенн при их установке на различные носители.

Отметим, что использование методов пеленгации для повышения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры заключается в определении направления на источник, и передачи этой информации на блок управления сканирующей антенны, который предназначен для постоянного удержания приемопередатчика в достаточно узком луче. Причем, чем уже луч антенны, тем выше коэффициент усиления и, соответственно, реализуемое отношение сигнал/шум, но и тем точнее надо определять направление на радиопередатчик, что увеличивает требования к точности и помехоустойчивости применяемых методов пеленгации.

Был разработан и исследован управляемый метаматериал, представляющий собой электромагнитный кристалл, в узлах которого размещались коммутирующие элементы, использующиеся для синтеза отражающей поверхности со сложной геометрией. Данный метаматериал является универсальным конструкционным элементом для построения реконфигурируемых антенн и фазовращателей, применимых для создания фазированных антенных решеток отражательного типа. Кроме как для формирования определенной ДН, разработанный электромагнитный кристалл может быть использован в качестве векторной пеленгаторной антенны, работающей как с классическими методами пеленгации, так и с методом на основе определения вектора Пойнтинга.

Показана возможность создания отражательных волноводных фазовращателей на основе управляемого метаматериала, а также реконфигурируемых рефлекторных антенн с динамически перестраиваемым зеркалом. Проведено исследование влияния используемых коммутационных элементов на рабочие характеристики управляемого метаматериала. Рассчитаны значения комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости для управляемого метаматериала.

Разработаны конструкции МЛА с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения каналов, достигаемое за счет применения двухуровневой линзы, позволяющей разместить входные порты и антенные элементы в разных плоскостях.

Разработана конструкция металлодиэлектрической линзы с уменьшенными вертикальными размерами, полученными с помощью метода трансформационной оптики, на основе которой была построена МЛА с полусферическим сканированием.

Разработана МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала в форме усеченного параболоида вращения (или сферы), внутри которого размещалась система облучателей, формирующие множество лучей в полноазимутальном секторе. Подтверждена возможность реализации двухкоординатного сканирования в данной конструкции. Исследована эффективность работы поляризационно-селективного зеркала с помощью рассчитанных частотных зависимостей ПЗО.

Разработана МЛА с полноазимутальным сканированием и возможностью работы с двумя поляризациями, построенная на основе однородной диэлектрической линзы полусферической формы.

Разработаны антенны на основе однопроводной линии передачи с тороидальной и веерной ДН. Для формирования веерной ДН, вдоль однопроводной линии размещались переизлучатели на расстоянии половины длины волны друг от друга. Веерная ДН была реализована с помощью размещения дифракционной решетки за однопроводной линией.

Предложенные конструкции устройств и подходы к повышению помехоустойчивости, основанные на использовании антенн, не исключают применения других подходов (помехоустойчивое кодирование, методы цифровой обработки сигналов и т.д.) для решения той же задачи. Более того, совместное использование разработанных в данной работе решений вместе с упомянутыми выше известными подходами приведет к еще большему росту помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры.

Список сокращений и условных обозначений

АФР	– амплитудно-фазовое распределение
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
БПЛА	– беспилотный летательный аппарат
ВАР	– виртуальная антенная решетка
ВРАР	– виртуально-реальная антенная решетка
ДН	– диаграмма направленности
ДОС	– диаграммообразующая схема
ИКМ	– интерференционно-корреляционный метод
ИРИ	– источник радиоизлучения
КЗД	– коэффициент защитного действия
КНД	– коэффициент направленного действия
КСВН	– коэффициент стоячей волны по напряжению
МЛА	– многолучевая антенна
МЛФАР	– многолучевая фазированная антенная решетка
МУ	– усилитель мощности
МШУ	– малошумящий усилитель
МЭМС	– микроэлектромеханическая система
ПЗО	– передне-заднее отношение
ПМЛА	– пассивная многолучевая антенна
ПО	– программное обеспечение
РАР	– реальная антенная решетка
РЛАР	– равномерная линейная антенная решетка
СКО	– среднеквадратическое отклонение
СЛАУ	– система линейных алгебраических уравнений
УП	– узкополосный
ФАР	– фазированная антенная решетка
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЦМЛА	– цифровая многолучевая антенна

ЦПОС – цифровой процессор обработки сигналов

ЭМВ – электромагнитная волна

ЭМП – электромагнитное поле

Список литературы

1. Chryssomallis, M. Smart antennas / M. Chryssomallis // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2000. – Vol. 42. – № 3. – P. 129-136.
2. Balanis, C.A. Introduction to smart antennas / C.A. Balanis, P.I. Ioannides. – San Rafael, CA, USA: Morgan & Claypool Publishers, 2007. – 174 p.
3. Andersson, S. A study of adaptive arrays for mobile communication systems / S. Andersson, M. Millnert, M. Viberg, B. Wahlberg // IEEE International conference on acoustics, speech, and signal processing. – 1991. – Vol. 5. – № 3. – P. 3289-3292.
4. Tsoulos, G.V. Adaptive antennas for microcellular and mixed cell environments with DS-CDMA / G.V. Tsoulos, G.E. Athanasiadou, M.A. Beach, S.C. Swales // Wireless personal communications. – 1998. – P. 147-169.
5. Kohno, R. Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array / R. Kohno // IEEE Personal communications. – 1998. – Vol. 51. – № 1. – P. 28-35.
6. Rappaport, T.S. Smart antennas: adaptive arrays, algorithms, & wireless position location / T. S. Rappaport. – Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1998. – 555 p.
7. Tsoulos, G.V. Adaptive antennas for wireless communications / G.V. Tsoulos. – Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001. – 778 p.
8. Boukalov, A.O. System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications – an overview / A.O. Boukalov, S.G. Haggman // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2000. – Vol. 48. – № 6. – P. 919-929.
9. Liberti, J.C. Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications / J.C. Liberti, T.S. Rappaport. – Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1999. – 376 p.
10. Tsoulos, G.V. Smart antennas for mobile communication systems; benefits and challenges / G.V. Tsoulos // Electronics & communications engineering journal. – 1999. – Vol. 11. – № 2. – P. 84-94.

11. Larsson, E.G. Space-time block coding for wireless communications / E.G. Larsson, P. Stoica, G. Ganesan. – Cambridge, Great Britain: Cambridge University Press, 2003. – 304 p.
12. Balanis, C.A. Antenna theory: analysis and design, 3rd ed. / C.A. Balanis. – New York, USA: Wiley, 2005. – 1136 p.
13. Vanderveen, M.C. Estimation of parametric channel models in wireless communications networks: Ph.D. dissertation / Michaela C. Vanderveen. – Stanford, 1997. – 149 p.
14. Cooper, M. Intelligent antennas: spatial division multiple access / M. Cooper, M. Goldburg // Annual review of wireless communications. – 1996. – P. 999-1002.
15. Stevanovi'c, I. Smart antenna systems for mobile communications: technical report / I. Stevanovi'c, A. Skrivervik, J. R. Mosig. – Lausanne, Switzerland: Ecole Polytechnique F'ed'erale de Lausanne, 2003. – 120 p.
16. Scherb, A. Comparison of intelligent code acquisition for sectorized multi-antenna CDMA in downlink mode: technical report / A. Scherb, V. Kuhn, K.-D. Kammeyer. – Bremen, Germany: University of Bremen, 2003. – 5 p.
17. Johnson, D.H. Array signal processing: concepts and techniques / D.H. Johnson, D.E. Dudgeon. – Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1992. – 550 p.
18. Hong, W. Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications / W. Hong, Z. Hao Jiang, C. Yu, J. Zhou, P. Chen, Z. Yu, H. Zhang, B. Yang, X. Pang, M. Jiang, Y. Cheng, M.K.T. Al-Nuaimi, Y. Zhang, J. Chen, S. He // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2017. – Vol. 65. – № 12. – P. 6231-6249.
19. Marzetta, T.L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas / T.L. Marzetta // IEEE Transactions on wireless communications. – 2010. – Vol. 9. – № 11. – P. 3590-3600.
20. Bogale, T.E. Massive MIMO and mmWave for 5G wireless HetNet: potential benefits and challenges / T.E. Bogale, L.B. Le // IEEE Vehicular technology magazine – 2016. – Vol. 11. – № 1. – P. 64-75.

21. Larsson, E.G. Massive MIMO for next generation wireless systems / E.G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, T.L. Marzetta // IEEE Communications magazine. – 2014. – Vol. 52. – № 2. – P. 186-195.
22. Hall, P.S. Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas / P.S. Hall, S.J. Vetterlein // IEE Proceedings - microwaves, antennas and propagation. – 1990. – Vol. 137. – № 5. – P. 293-303.
23. Hansen, R.C. Phased Array Antennas / R.C. Hansen. – 2nd edition. – New York, NY, USA: Wiley, 2009. – 576 p.
24. Allen, J. A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays / J. Allen // IRE Transactions on antennas and propagation. – 1961. – Vol. 9. – № 4. – P. 350-352.
25. Stein, S. On cross coupling in multiple-beam antennas / S. Stein // IRE Transactions on antennas and propagation. – 1962. – Vol. 10. – № 5. – P. 548-557.
26. DuFort, E.C. Optimum low sidelobe high crossover multiple beam antennas / E.C. DuFort // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1985. – Vol. 33. – № 5. – P. 946-954.
27. DuFort, E.C. Optimum networks for simultaneous multiple beam antennas / E.C. DuFort // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1992. – Vol. 40. – № 1. – P. 1-7.
28. Zaghloul, A.I. Advances in multibeam communications satellite antennas / A.I. Zaghloul, Y. Hwang, R.M. Sorbello, F.T. Assal // Proceedings of the IEEE. – 1990. – Vol. 78. – № 7. – P. 1214-1232.
29. Jain, A. Multibeam synthetic aperture radar for global oceanography / A. Jain // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1979. – Vol. 27. – № 4. – P. 535-538.
30. Brady, J. Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements / J. Brady, N. Behdad, A.M. Sayeed // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61. – № 7. – P. 3814-3827.

31. Amadori, P.V. Low RF-complexity millimeter-wave beamspace-MIMO systems by beam selection / P.V. Amadori, C. Masouros // IEEE Transactions on communications. – 2015. – Vol. 63. – № 6. – P. 2212-2223.
32. Codara, L.C. Applications of antenna arrays to mobile communications, part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations / L.C. Codara Proceedings of the IEEE. – 1997. – Vol. 85. – № 7. – P. 1031-1060.
33. Swales, S.C. The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems / S.C. Swales, M.A. Beach, D.J. Edwards, J.P. McGeehan // IEEE Transactions on vehicular technology. – 1990. – Vol. 39. – № 1. – P. 56-67.
34. Li, Y. Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna / Y. Li, M.J. Feuerstein, D.O. Reudink // IEEE Transactions on vehicular technology. – 1997. – Vol. 46. – № 1. – P. 1-9.
35. Hong, W. Study and prototyping of practically large-scale mmWave antenna systems for 5G cellular devices / W. Hong, K.-H. Baek, Y. Lee, Y. Kim, S.-T. Ko // IEEE Communications magazine. – 2014. – Vol. 52. – № 9. – P. 63-69.
36. Cheng, Y.M. Substrateintegrated-waveguide beamforming networks and multibeam antenna arrays for low-cost satellite and mobile systems / Y.M. Cheng, P. Chen, W. Hong, T. Djerafi, K. Wu // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2011. – Vol. 53. – № 6. – P. 18-30.
37. Rao, S. Handbook of reflector antennas and feed systems: in applications of reflectors / S. Rao, L. Shafai, S. Sharma. – Norwood, MA, USA: Artech House, 2013. – Vol. 3. – P. 13-76.
38. Balanis, C. A. Antenna theory: analysis and design / C.A. Balanis. – 4th edition. – Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016. – 1104 p.
39. Johnson, R.C. Antenna engineering handbook / R.C. Johnson. – 3rd edition. – New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1992. – 1392 p.
40. Saka, B. Pattern optimization of a reflector antenna with planar-array feeds and cluster feeds / B. Saka, E. Yazgan // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1997. – Vol. 45. – № 1. – P. 93-97.

41. Rudge, A.W. Multiple-beam antennas: offset reflectors with offset feeds / A.W. Rudge // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1975. – Vol. 23. – № 3. – P. 317-322.
42. Jorgensen, R. Dual offset reflector multibeam antenna for international communications satellite applications / R. Jorgensen, P. Balling, W. English // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1985. – Vol. 33. – № 12. – P. 1304-1312.
43. Winter, C.F. Dual vertical beam properties of doubly curved reflectors / C.F. Winter // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1971. – Vol. 19. – № 2. – P. 174-180.
44. Rao, K.S. Stepped-reflector antenna for dualband multiple beam Satellite communications payloads / K.S. Rao, M.Q. Tang // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2006. – Vol. 54. – № 3. – P. 801-811.
45. Plastikov, A.N. A high-gain multibeam bifocal reflector antenna with 40° field of view for satellite ground station applications / A.N. Plastikov // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2016. – Vol. 64. – № 7. – P. 3251-3254.
46. Afifi, M.S. Radiation and depolarization of multibeam offset reflectors fed by multimode pyramidal horns / M.S. Afifi // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1990. – Vol. 38. – № 8. – P. 1213-1223.
47. Mishra, A.R. Cavity backed microstrip patch array feed for multiple beam applications / A.R. Mishra, K.K. Sood, A. Kumar // Electronics letters. – 1998. – Vol. 34. – № 1. – P. 4-6.
48. Llombart, N. Leaky wave enhanced feed arrays for the improvement of the edge of coverage gain in multibeam reflector antennas / N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, M. Bonnedal, P.D. Maagt // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2008. – Vol. 56. – № 5. – P. 1280-1291.
49. Kanso, A. Offset parabolic reflector antenna fed by EBG dual-band focal feed for space application / A. Kanso, R. Chantalat, M. Thevenot, E. Arnaud, T. Monediere // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2010. – Vol. 9. – P. 854-858.

50. Tayebi, A. Application of EBG structures to the design of a multibeam reflector feed / A. Tayebi, J. Gomez, J.R. Almagro, I. Gonzalez, F. Catedra // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2014. – Vol. 56. – № 5. – P. 60-73.
51. Bhattacharyya, A.K. A novel horn radiator with high aperture efficiency and low cross-polarization and applications in arrays and multibeam reflector antennas / A.K. Bhattacharyya, G. Goyette // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2004. – Vol. 52. – № 11. – P. 2850-2859.
52. Chan, K.K. Design of high efficiency circular horn feeds for multibeam reflector applications / K.K. Chan, S.K. Rao // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2008. – Vol. 56. – № 1. – P. 253-258.
53. Lier, E. High gain linearly polarised dual band horn for multi-feed reflector antenna / E. Lier, R. Landes // Electronics letters. – 2003. – Vol. 39. – № 17. – P. 1230-1232.
54. Wu, Q. A Ku-band dual polarization hybrid-mode horn antenna enabled by printed-circuit-board metasurfaces / Q. Wu, C.P. Scarborough, B.G. Martin, R.K. Shaw, D.H. Werner, E. Lier, X. Wang // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61. – № 3. – P. 1089-1098.
55. Montero, J.M. C-band multiple beam antennas for communication satellites / J.M. Montero, A.M. Ocampo, N.J.G. Fonseca // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 4. – P. 1263-1275.
56. Rao, K.S. Development of a 45 GHz multiple-beam antenna for military satellite communications / K.S. Rao, G.A. Morin, M.Q. Tang, S. Richard, K.K. Chan // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1995. – Vol. 43. – № 10. – P. 1036-1047.
57. Egami, S. A power-sharing multiple-beam mobile satellite in Ka band / S. Egami // IEEE Journal on selected areas in communications. – 1999. – Vol. 17. – № 2. – P. 145-152.
58. Rahmat-Samii, Y. Technology trends and challenges of antennas for satellite communication systems / Y. Rahmat-Samii, A.C. Densmore // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 4. – P. 1191-1204.

59. Pinchuk, G.A. Multibeam-operational mode at the RATAN-600 radio telescope / G.A. Pinchuk, Y.N. Parijskij, E.K. Majorova, D.V. Shannikov // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1993. – Vol. 35. – № 5. – P. 18-27.
60. Greda, L.A. A multibeam antenna for data relays for the German communications satellite Heinrich-Hertz / L.A. Greda, B. Knüpfer, J.S. Knogl, M.V.T. Heckler, H. Bischl, A. Dreher // Proceedings of the fourth European conference on antennas and propagation (EuCAP). – 2010. – P. 1-4.
61. Monk, A.D. Experimental demonstration of adaptive nulling using a mesh reflector antenna / A.D. Monk, P.J.B. Clarricoats // Electronics letters. – 1994. – Vol. 30. – № 16. – P. 1259-1261.
62. Chahat, N. CubeSat deployable Ka-band mesh reflector antenna development for earth science missions / N. Chahat, R.E. Hodges, J. Sauder, M. Thomson, E. Peral, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2016. – Vol. 64. – № 6. – P. 2083-2093.
63. Berry, D. The reflectarray antenna / D. Berry, R. Malech, W. Kennedy // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1963. – Vol. 11. – № 6. – P. 645-651.
64. Romanofsky, R.R. Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications / R.R. Romanofsky // Proceedings of the IEEE. – 2007. – Vol. 95. – № 10. – P. 1968-1975.
65. Chang, D.-C. Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization / D.-C. Chang, M.-C. Huang // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1995. – Vol. 43. – № 8. – P. 829-834.
66. Pozar, D.M. Design of millimeter wave microstrip reflectarrays / D.M. Pozar, S.D. Targonski, H.D. Syrigos // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1997. – Vol. 45. – № 2. – P. 287-296.
67. Huang, J. A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles / J. Huang, R.J. Pogorzelski // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1998. – Vol. 46. – № 5. – P. 650-656.

68. Han, C. A high efficiency offset-fed X/Ka-dual-band reflectarray using thin membranes / C. Han, J. Huang, K. Chang // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2004. – Vol. 53. – № 9. – P. 2792-2798.
69. Yu, A. An offset-fed X-band reflectarray antenna using a modified element rotation technique / A. Yu, F. Yang, A.Z. Elsherbeni, J. Huang, Y. Kim // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60. – № 3. – P. 1619-1624.
70. Nayeri, P. Design of single-feed reflectarray antennas with asymmetric multiple beams using the particle swarm optimization method / P. Nayeri, F. Yang, A.Z. Elsherbeni // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61. – № 9. – P. 4598-4605.
71. Mahmoud, A. Ka-band circularly polarized reflectarray: using a double-layers cross slot / A. Mahmoud, A.A. Kishk, Z. Hao, W. Hong // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2016. – Vol. 58. – № 4. – P. 60-68.
72. Pilz, D. Folded reflectarray antenna / D. Pilz, W. Menzel // Electronics letters. – 1998. – Vol. 34. – № 9. – P. 832-833.
73. Zornoza, J.A. Folded multilayer microstrip reflectarray with shaped pattern / J.A. Zornoza, R. Leberer, J.A. Encinar, W. Menzel // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2006. – Vol. 54. – № 2. – P. 510-518.
74. Jiang, M. A folded reflectarray antenna with a planar SIW slot array antenna as the primary source / M. Jiang, W. Hong, Y. Zhang, S. Yu, H. Zhou IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2014. – Vol. 62. – № 7. – P. 3575-3583.
75. Menzel, W. Antenna concepts for millimeter-wave automotive radar sensors / W. Menzel, A. Moebius // Proceedings of the IEEE. – 2012. – Vol. 100. – № 7. – P. 2372-2379.
76. Luh, H.H.S. A dual-band TEM lens for a multiple beam antenna system / H.H.S. Luh, T. Smith, W. Scott // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1982. – Vol. 30. – № 2. – P. 224-229.
77. Lee, J.J. A coma-corrected multibeam shaped lens antenna, part II: experiments / J.J. Lee, R.L. Carlise // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1983. – Vol. 31. – № 1. – P. 216-220.

78. Costa, J.R. Evaluation of a double-shell integrated scanning lens antenna / J.R. Costa, M.G. Silveirinha, C.A. Fernandes // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2008. – Vol. 7. – P. 781-784.
79. Maruyama, T. Design of multibeam dielectric lens antennas by multiobjective optimization / T. Maruyama, K. Yamamori, Y. Kuwahara // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57. – № 1. – P. 57-63.
80. Peebles, A.L. A dielectric bifocal lens for multibeam antenna applications / A.L. Peebles // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1998. – Vol. 36. – № 5. – P. 599-606.
81. Abdellatif, A.S. Low-cost and high-efficiency multibeam antenna for millimeter-wave applications / A.S. Abdellatif, M. Basha, S. Safavi-Naeini // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2012. – Vol. 11. – P. 141-143.
82. Wu, X. Design and characterization of single- and multiple-beam mm-wave circularly polarized substrate lens antennas for wireless communications / X. Wu, G.V. Eleftheriades, T.E.V. Deventer-Perkins // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2001. – Vol. 49. – № 3. – P. 431-441.
83. Schoenlinner, B. Wide-scan spherical-lens antennas for automotive radars / B. Schoenlinner, X. Wu, J.P. Ebling, G.V. Eleftheriades, G. M. Rebeiz // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50. – № 9. – P. 2166-2175.
84. Briqech, Z. Wide-scan MSC-AFTSA array-fed grooved spherical lens antenna for millimeter-wave MIMO applications / Z. Briqech, A.-R. Sebak, T.A. Denidni // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2016. – Vol. 64. – № 7. – P. 2971-2980.
85. Lee, J.L. Dielectric lens shaping and coma-correction zoning, part I: analysis / J.L. Lee // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1983. – Vol. 31. – № 1. – P. 211-216.
86. Rotman, W. Analysis of an EHF aplanatic zoned dielectric lens antenna / J.L. Lee // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1984. – Vol. 32. – № 6. – P. 611-617.

87. Luneburg, R.K. Luneburg, mathematical theory of optics / R.K. Luneburg. – Oakland, CA, USA: University of California Press, 1966. – 448 p.
88. Schrank, H. A Luneburg-lens update / H. Schrank, J. Sanford // IEEE Antennas and propagation magazine. – 1995. – Vol. 37. – № 1. – P. 76-79.
89. Peeler, G. Microwave stepped-index Luneburg lenses / G. Peeler, H. Coleman // IRE Transactions on antennas and propagation. – 1958. – Vol. 6. – № 2. – P. 202-207.
90. Fuchs, B. Design and characterization of half Maxwell fish-eye lens antennas in millimeter waves / B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2006. – Vol. 54. – № 6. – P. 2292-2300.
91. Xue, L. 24 GHz automotive radar planar Luneburg lens / L. Xue, V.F. Fusco // IET Microwaves antennas and propagation. – 2007. – Vol. 1. – № 3. – P. 624-628.
92. Fuchs, B. 24 Comparative design and analysis of Luneburg and half Maxwell fish-eye lens antennas / B. Fuchs, O. Lafond, S. Palud, L.L. Coq, M. Himdi, M.C. Buck, S. Rondineau // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2008. – Vol. 56. – № 9. – P. 3058-3062.
93. Pfeiffer, C. A printed, broadband Luneburg lens antenna / C. Pfeiffer, A. Grbic // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2010. – Vol. 58. – № 9. – P. 3055-3059.
94. Mei, Z.L. A half Maxwell fisheye lens antenna based on gradient-index metamaterials / Z.L. Mei, J. Bai, T.M. Niu, T.J. Cui // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60. – № 1. – P. 398-401.
95. Huang, M. A 2-D multibeam half Maxwell fish-eye lens antenna using high impedance surfaces / M. Huang, S. Yang, F. Gao, R. Quarfoth, D. Sievenpiper // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2014. – Vol. 13. – P. 365-368.
96. Kwon, D.-H. Beam scanning using flat transformation electromagnetic focusing lenses / D.-H. Kwon, D.H. Werner // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2009. – Vol. 8. – P. 1115-1118.

97. Jiang, Z.H. Broadband high directivity multibeam emission through transformation optics-enabled metamaterial lenses / Z.H. Jiang, M.D. Gregory, D.H. Werner // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2012. – Vol. 60. – № 11. – P. 5063-5074.
98. Shelton, J.P. Focusing characteristics of symmetrically configured bootlace lenses / J.P. Shelton // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1978. – Vol. 26. – № 4. – P. 513-518.
99. Rotman, W. Wide-angle lens for line-source applications / W. Rotman, R.F. Turner // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1963. – Vol. 11. – № 6. – P. 623-632.
100. Ruze, J. Wide-angle metal-plate optics / J. Ruze // Proceedings of the IRE. – 1950. – Vol. 38. – № 1. – P. 53-59.
101. Provencher, J. A lens feed for a ring array / J. Provencher, J. Reindel, B. Small // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1968. – Vol. 16. – № 2. – P. 264-267.
102. Clapp, R. E. Extending the R-2R lens to 360 / R.E. Clapp // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1984. – Vol. 32. – № 7. – P. 661-671.
103. Boyns, J. Step-scanned circular-array antenna / J. Boyns, C. Gorham, A. Munger, J. Provencher, J. Reindel, B.I. Small // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1970. – Vol. 18. – № 5. – P. 590-595.
104. Bodnar, D.G. Novel array antenna for MSAT applications / D.G. Bodnar, B.K. Rainer, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions on vehicular technology. – 1989. – Vol. 38. – № 2. – P. 86-94.
105. Chan, K.K. Design of a Rotman lens feed network to generate a hexagonal lattice of multiple beams / K.K. Chan, S.K. Rao // IEEE Transactions on vehicular technology. – 2002. – Vol. 50. – № 8. – P. 1099-1108.
106. Worms, J.G. The experimental system PALES: signal separation with a multibeam-system based on a Rotman lens / J. G. Worms, P. Knott, D. Nuessler // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2007. – Vol. 49. – № 3. – P. 95-107.

107. Schulwitz, L. A new low loss Rotman lens design using a graded dielectric substrate / L. Schulwitz, A. Mortazawi // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2008. – Vol. 56. – № 12. – P. 2734-2741.
108. Lambrecht, A. True-time-delay beamforming with a Rotman-lens for ultrawideband antenna systems / A. Lambrecht, S. Beer, T. Zwick // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2010. – Vol. 58. – № 10. – P. 3189-3195.
109. Lee, W. Compact two-layer Rotman lens-fed microstrip antenna array at 24 GHz / W. Lee, J. Kim, and Y.J. Yoon // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2011. – Vol. 59. – № 2. – P. 460-466.
110. Cheng, Y.J. Substrate integrated waveguide (SIW) Rotman lens and its Ka-band multibeam array antenna applications / Y.J. Cheng, W. Hong, K. Wu, Z.Q. Kuai, C. Yu, J.X. Chen, J.Y. Zhou, H.J. Tang // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2008. – Vol. 56. – № 8. – P. 2504-2513.
111. Cheng, Y.J. Design of a substrate integrated waveguide modified R-KR lens for millimetre-wave application / Y.J. Cheng, W. Hong, K. Wu // IET Microwaves, antennas & propagation. – 2010. – Vol. 4. – № 4. – P. 484-491.
112. Zhang, Y.S. A millimeter-wave gain enhanced multibeam antenna based on a coplanar cylindrical dielectric lens / Y.S. Zhang, W. Hong // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60. – № 7. – P. 3485-3488.
113. Tekkouk, K. Multibeam SIW slotted waveguide antenna system fed by a compact dual-layer Rotman lens / K. Tekkouk, M. Ettorre, L. Le Coq, R. Sauleau // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2016. – Vol. 64. – № 2. – P. 504-514.
114. McGrath, D.T. Planar three-dimensional constrained lenses / D.T. McGrath // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1986. – Vol. 34. – № 1. – P. 46-50.
115. Gagnon, N. Research and development on phase-shifting surfaces (PSSs) / N. Gagnon, A. Petosa, D.A. McNamara // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2013. – Vol. 55. – № 2. – P. 29-48.

116. Gagnon, N. Thin microwave quasi-transparent phase-shifting surface (PSS) / N. Gagnon, A. Petosa, D.A. McNamara // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2010. – Vol. 58. – № 4. – P. 1193-1201.
117. Al-Joumayly, M.A. Wideband planar microwave lenses using sub-wavelength spatial phase shifters / M.A. Al-Joumayly, N. Behdad // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2011. – Vol. 59. – № 12. – P. 4542-4552.
118. Li, M. Broadband true-timedelay microwave lenses based on miniaturized element frequency selective surfaces / M. Li, M.A. Al-Joumayly, N. Behdad // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61. – № 3. – P. 1166-1179.
119. Nematollahi, H. Design of broadband transmitarray unit cells with comparative study of different numbers of layers / H. Nematollahi, J.-J. Laurin, J.E. Page, J.A. Encinar // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 4. – P. 1181-1473.
120. Cheng, C.-C. Study of 2-bit antenna-filter-antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays / C.-C. Cheng, A. Abbaspour-Tamijani // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2006. – Vol. 54. – № 12. – P. 4498-4506.
121. Boccia, L. Multilayer antenna-filter antenna for beam-steering transmit-array applications / L. Boccia, I. Russo, G. Amendola, G. D. Massa // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2012. – Vol. 60. – № 7. – P. 2287-2300.
122. Kaouach, H. Wideband low-loss linear and circular polarization transmit-arrays in V-band / H. Kaouach, L. Dussopt, J. Lanteri, T. Koleck, R. Sauleau // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2011. – Vol. 59. – № 7. – P. 2513-2523.
123. Popovic, D. Multibeam antennas with polarization and angle diversity / D. Popovic, Z. Popovic // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2002. – Vol. 50. – № 5. – P. 651-657.
124. Zhou, Y. Virtual channel space-time processing with dual-polarization discrete lens antenna arrays / Y. Zhou, S. Rondineau, D. Popovic, A. Sayeed, Z. Popovic // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2005. – Vol. 53. – № 8. – P. 2444-2455.

125. Abadi, S.M.A.M.H. Design of wideband, FSS-based multibeam antennas using the effective medium approach / S.M.A.M.H. Abadi, N. Behdad // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2014. – Vol. 62. – № 11. – P. 5557-5564.

126. Yeap, S.B. 77-GHz dual-layer transmitarray for automotive radar applications / S.B. Yeap, X. Qing, Z.N. Chen // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 5. – P. 2833-2837.

127. Jiang, M. Metamaterial-based thin planar lens antenna for spatial beamforming and multibeam massive MIMO / M. Jiang, Z.N. Chen, Y. Zhang, W. Hong, X. Xuan // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2017. – Vol. 65. – № 2. – P. 464-472.

128. Zeng, Y. Electromagnetic lens-focusing antenna enabled massive MIMO: Performance improvement and cost reduction / Y. Zeng, R. Zhang, Z.N. Chen // IEEE Journal on selected areas in communications. – 2014. – Vol. 32. – № 6. – P. 1194-1206.

129. Li, M. Wideband true-time-delay microwave lenses based on Metallo-dielectric and all-dielectric lowpass frequency selective surfaces / M. Li, N. Behdad // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2013. – Vol. 61. – № 8. – P. 4109-4119.

130. Yang, R. Surface wave transformation lens antennas / R. Yang, Z. Lei, L. Chen, Z. Wang, Y. Hao // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2014. – Vol. 62. – № 2. – P. 973-977.

131. Al-Nuaimi, M.K.T. Discrete dielectric reflectarray and lens for E-band with different feed / M. K. T. Al-Nuaimi, W. Hong // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2014. – Vol. 13. – P. 947-950.

132. Al-Nuaimi, M.K.T. Phase error analysis of discrete dielectric lens with experimental results at 94 GHz / M.K.T. Al-Nuaimi, W. Hong // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 10. – P. 4400-4407.

133. Butler, J. Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas / J. Butler, R. Lowe // Electronic design. – 1961. – Vol. 9. – P. 170-173.

134. Blass, J. Multidirectional antenna — a new approach to stacked beams / J. Blass // IRE International convention record. – 1960. – Vol. 1. – P. 48-50.

135. Shelton, J.P. Fast Fourier transforms and Butler matrices / J.P. Shelton // Proceedings of the IEEE. – 1968. – Vol. 56. – № 3. – P. 350.
136. Ueno, M. A systematic design formulation for Butler matrix applied FFT algorithm / M. Ueno // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1981. – Vol. 29. – № 3. – P. 496-501.
137. Shelton, J. Multiple beams from linear arrays / J. Shelton, K. S. Kelleher // IRE Transactions on antennas and propagation. – 1961. – Vol. 9. – № 2. – P. 154-161.
138. Patent № CA2056344C Canada, MPQ H01P5/22. 3n input and 3m output microwave hybrid coupler, particularly 3×3 coupler: № CA002056344A: application 27.11.1991: publication 13.06.1995 / A. Roederer, M.P.C. Maximo; applicant Agence Spatiale Europeenne. – 8 p.
139. Marziale, V. 6×6 SHF multiport amplifier for flexible payload applications / V. Marziale // Proceedings of ESA Workshop on advanced flexible telecom payloads. – 2008. – P. 1.
140. MacNamara, T. Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 90° hybrids or 180° hybrids / J. Shelton, K.S. Kelleher // IEE Proceedings - microwaves, antennas and propagation. – 1987. – Vol. 134. – № 1. – P. 50-54.
141. Shelton, J.P. Reflective Butler matrix / J.P. Shelton, J. Hsiao // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1979. – Vol. 27. – № 5. – P. 651-659.
142. Guy, J.R.F. Proposal to use reflected signals through a single Butler matrix to produce multiple beams from a circular array antenna / J.R.F. Guy // Electronics letters. – 1985. – Vol. 21. – № 5. – P. 209-211.
143. Li, W.R. Switched-beam antenna based on modified Butler matrix with low sidelobe level / W.R. Li, C.Y. Chu, K.H. Lin, S.F. Chang // Electronics letters. – 2004. – Vol. 40. – № 5. – P. 290-292.
144. Tseng, C.H. A low-cost 60-GHz switched-beam patch antenna array with Butler matrix network / C.H. Tseng, C.J. Chen, T.H. Chu // IEEE Antennas and wireless propagation letters. – 2008. – Vol. 7. – P. 432-435.

145. Nedil, M. Novel Butler matrix using CPW multilayer technology / M. Nedil, T.A. Denidni, L. Talbi // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2006. – Vol. 54. – № 1. – P. 499-507.
146. Denidni, T.A. Experimental investigation of a new butler matrix using slotline technology for beamforming antenna arrays / T.A. Denidni, M. Nedil // IET Microwaves, antennas & propagation. – 2008. – Vol. 2. – № 7. – P. 641-649.
147. Wang, C.-W. A new planar artificial transmission line and its applications to a miniaturized butler matrix / C.-W. Wang, T.-G. Ma, C.-F. Yang // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2007. – Vol. 55. – № 12. – P. 2792-2801.
148. Chang, C.-C. Novel design of a 2.5-GHz fully integrated CMOS butler matrix for smart-antenna systems / C.-C. Chang, T.-Y. Chin, J.-C. Wu, S.-F. Chang // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2008. – Vol. 56. – № 8. – P. 1757-1764.
149. Tekkouk, K. Dual-layer ridged waveguide slot array fed by a butler matrix with sidelobe control in the 60-GHz band / K. Tekkouk, J. Hirokawa, R. Sauleau, M. Ettorre, M. Sano, M. Ando // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 9. – P. 3857-3867.
150. Chen, P. A multibeam antenna based on substrate integrated waveguide technology for MIMO wireless communications / P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, J. Xu, H. Wang, J. Chen, H. Tang, J. Zhou, K. Wu // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57. – № 6. – P. 1813-1821.
151. Chen, C.-J. Design of a 60-GHz substrate integrated waveguide butler matrix—A systematic approach / C.-J. Chen, T.-H. Chu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2010. – Vol. 58. – № 7. – P. 1724-1733.
152. Ali, A.A.M. Design and implementation of two-layer compact wideband butler matrices in SIW technology for Ku-band applications / A.A.M. Ali, N.J.G. Fonseca, F. Coccetti, H. Aubert // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2010. – Vol. 59. – № 2. – P. 503-512.

153. Djerafi, T. A low-cost wideband 77-GHz planar butler matrix in SIW technology / T. Djerafi, K. Wu // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2012. – Vol. 60. – № 10. – P. 4949-4954.
154. Li, Y. A multibeam end-fire magnetoelectric dipole antenna array for millimeter-wave applications / Y. Li, K.-M. Luk // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2016. – Vol. 64. – № 7. – P. 2894-2904.
155. Lopez, A. Monopulse networks for series feeding an array antenna / A. Lopez // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1968. – Vol. 16. – № 4. – P. 436-440.
156. Mosca, S. A novel design method for Blass matrix beam-forming networks / S. Mosca, F. Bilotti, A. Toscano, L. Vegni // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2002. – Vol. 50. – № 2. – P. 225-232.
157. Vetterlein, S.J. Novel multiple beam microstrip patch array with integrated beamformer / S.J. Vetterlein, P.S. Hall // IEEE Microwave and wireless components letters. – 1989. – Vol. 25. – № 17. – P. 1149-1150.
158. Chen, P. A double layer substrate integrated waveguide Blass matrix for beamforming applications / P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, J. Xu // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2009. – Vol. 19. – № 6. – P. 374-376.
159. Fonseca, N.J.G. Printed S-band 4×4 Nolen matrix for multiple beam antenna applications / N.J.G. Fonseca // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57. – № 6. – P. 1673-1678.
160. Djerafi, T. Planar Ku-band 4×4 nolen matrix in SIW technology / T. Djerafi, N.J.G. Fonseca, K. Wu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2010. – Vol. 58. – № 2. – P. 259-266.
161. Djerafi, T. Broadband substrate integrated waveguide 4×4 Nolen matrix based on coupler delay compensation / T. Djerafi, N.J.G. Fonseca, K. Wu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2011. – Vol. 59. – № 7. – P. 1740-1745.

162. Parker, D. Phased arrays, part I: Theory and architectures / D. Parker, D. C. Zimmermann // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50. – № 3. – P. 678-687.
163. Stark, L Microwave theory of phased array antennas — a review / L. Stark // Proceedings of the IEEE. – 1974. – Vol. 62. – № 12. – P. 1661-1701.
164. Acampora, A. Digital error rate performance of active phased array satellite systems / A. Acampora // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1978. – Vol. 26. – № 6. – P. 833-842.
165. Jacomb-Hood, A. Multibeam active phased arrays for communications satellites / A. Jacomb-Hood, E. Lier // IEEE Microwave magazine. – 2000. – Vol. 1. – № 4. – P. 40-47.
166. Kant, G.W. EMBRACE: A multi-beam 20,000-element radio astronomical phased array antenna demonstrator / G.W. Kant, P.D. Patel, S.J. Wijnholds, M. Ruiter, E. van der Wal // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2011. – Vol. 59. – № 6. – P. 1990-2003.
167. Kang, D.-W. A Ku-band two-antenna four-simultaneous beams SiGe BiCMOS phased array receiver / D.-W. Kang, K.-J. Koh, G.M. Rebeiz // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2010. – Vol. 58. – № 4. – P. 771-780.
168. Sayginer, M. An eight-element 2–16-GHz programmable phased array receiver with one, two, or four simultaneous beams in SiGe BiCMOS / M. Sayginer, G.M. Rebeiz // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2016. – Vol. 64. – № 12. – P. 4585-4597.
169. Chu, T.S. A true time-delay-based bandpass multibeam array at mm-waves supporting instantaneously wide bandwidths / T.S. Chu, H. Hashemi // IEEE International solid-state circuits conference (ISSCC). – 2010. – P. 38-40.
170. Lier, E. Study of deployed and modular active phased-array multibeam satellite antenna / E. Lier, D. Purdy, K. Maalouf // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2003. – Vol. 45. – № 5. – P. 34-45.

171. Maalouf, K.J. Theoretical and experimental study of interference in multibeam active phased array transmit antenna for satellite communications / K.J. Maalouf, E. Lier // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2004. – Vol. 52. – № 2. – P. 587-592.

172. Parker, D. Phased arrays — part II: implementations, applications, and future trends / D. Parker, D.C. Zimmermann // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50. – № 3. – P. 688-698.

173. Jeon, S.-S. A novel smart antenna system implementation for broad-band wireless communications / S.-S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian, T. Itoh // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2002. – Vol. 50. – № 5. – P. 600-606.

174. Lier, E. A modular and lightweight multibeam active phased receiving array for satellite applications: design and ground testing / E. Lier, R. Melcher // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2009. – Vol. 51. – № 1. – P. 80-90.

175. Aerts, W. Conceptual study of analog baseband beam forming: Design and measurement of an eight-by-eight phased array / W. Aerts, P. Delmotte, G. A. E. Vandenbosch // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57. – № 6. – P. 1667-1672.

176. Tabesh, M. A 65 nm CMOS 4-element sub-34 mW/element 60 GHz phased-array transceiver / M. Tabesh, J. Chen, C. Marcu, L. Kong, S. Kang, E. Alon, A. Niknejad // IEEE Journal of solid-state circuits. – 2011. – Vol. 46. – № 12. – P. 3018-3032.

177. Hashemi, H. A 24-GHz SiGe phased-array receiver-LO phase-shifting approach / H. Hashemi, X. Guan, A. Komijani, A. Hajimiri // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2005. – Vol. 53. – № 2. – P. 614-626.

178. Natarajan, A. A 77-GHz phased-array transceiver with on-chip antennas in silicon: Transmitter and local LO-path phase shifting / A. Natarajan, A. Komijani, X. Guan, A. Babakhani, A. Hajimiri // IEEE Journal of solid-state circuits. – 2006. – Vol. 41. – № 12. – P. 2807-2819.

179. Guan, X. A fully integrated 24-GHz eight-element phased-array receiver in silicon / X. Guan, H. Hashemi, A. Hajimiri // IEEE Journal of solid-state circuits. – 2004. – Vol. 39. – № 12. – P. 2311-2320.
180. Bramble, A.L. Direct digital frequency synthesis / A.L. Bramble // Proceedings of the 35th annual frequency control symposium. – 1981. – P. 406-414.
181. Chen, P. Virtual phase shifter array and its application on Ku band mobile satellite reception / P. Chen, W. Hong, H. Zhang, J. Chen, H. Tang, Z. Chen // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 4. – P. 1408-1416.
182. Jeon, S. A scalable 6-to-18 GHz concurrent dual-band quad-beam phased-array receiver in CMOS / S. Jeon, Y.-J. Wang, H. Wang, F. Bohn, A. Natarajan, A. Babakhani, A. Hajimiri // IEEE Journal of solid-state circuits. – 2008. – Vol. 43. – № 12. – P. 2660-2673.
183. Steyskal, H. Digital beamforming antennas – an introduction / H. Steyskal // Microwave journal. – 1987. – Vol. 30. – № 1. – P. 107-124.
184. Litva, J. Digital beamforming in wireless communications / J. Litva. – Boston, MA, USA: Artech Hous, 1996. – 320 p.
185. Godara, L.C. Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival consideration / L.C. Godara // Proceedings of the IEEE. – 1997. – Vol. 85. – № 8. – P. 1195-1245.
186. Johnson, M.A. Phased-array beam steering by multiplex sampling / M.A. Johnson // Proceedings of the IEEE. – 1968. – Vol. 56. – № 11. – P. 1801-1811.
187. Fredrick, J.D. A smart antenna receiver array using a single RF channel and digital beamforming / J.D. Fredrick, Y. Wang, T. Itoh // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50. – № 12. – P. 3052-3058.
188. Zhang, J. Single RF channel digital beamforming multibeam antenna array based on time sequence phase weighting / J. Zhang, W. Wu, D.G. Fang // IEEE Antennas and wireless propagation letters– 2011. – Vol. 10. – P. 514-516.
189. Nishio, T. A high-speed adaptive antenna array with simultaneous multibeam-forming capability / T. Nishio, H.-P. Tsai, Y. Wang, T. Itoh // IEEE

Transactions on microwave theory and techniques. – 2003. – Vol. 51. – № 12. – P. 2483-2494.

190. Pfeffer, C. FMCW MIMO radar system for frequency-division multiple TX-beamforming / C. Pfeffer, R. Feger, C. Wagner, A. Stelzer // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2013. – Vol. 61. – № 12. – P. 4262-4274.

191. Deng, H. A virtual antenna beamforming (VAB) approach for radar systems by using orthogonal coding waveforms / H. Deng, B. Himed // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57. – № 2. – P. 425-435.

192. Steyskal, H. Digital beamforming for radar systems / H. Steyskal, J.F. Rose // Microwave journal– 1989. – Vol. 32. – № 1. – P. 121-136.

193. Miura, R. Beamforming experiment with a DBF multibeam antenna in a mobile satellite environment / R. Miura, T. Tanaka, I. Chiba, A. Horie, Y. Karasawa // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1997. – Vol. 45. – № 4. – P. 707-714.

194. Atesal, Y.A. A two-channel 8–20-GHz SiGe BiCMOS receiver with selectable IFs for multibeam phased-array digital beamforming applications / Y.A. Atesal, B. Cetinoneri, K.M. Ho, G.M. Rebeiz // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2011. – Vol. 59. – № 3. – P. 716-726.

195. Patent № US005151706A USA, MPQ H01Q25/00. Apparatus for electronically controlling the radiation pattern of an antenna having one or more beams of variable width and/or direction: № 828,266: application 29.01.1992: publication 29.09.1992 / A. Roederer, C.V. Klooster; applicant Agence Spatiale Europeenne. – 9 p.

196. Whitefield, D. Spaceway now and in the future: On-board IP packet switching satellite communication network / D. Whitefield, R. Gopal, S. Arnold // IEEE Military communications conference (MILCOM). – 2006. – P. 1-7.

197. Jeong, J. A 260 MHz IF sampling bit-stream processing digital beamformer with an integrated array of continuous-time band-pass modulators / J. Jeong, N. Collins, M.P. Flynn // IEEE Journal of solid-state circuits. – 2006. – Vol. 51. – № 5. – P. 1168-1175.

198. Rengara, S.R. Design, analysis, and development of a large Ka-band slot array for digital beamforming application / S.R. Rengarajan, M.S. Zawadzki,

R.E. Hodges // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2009. – Vol. 57. – № 10. – P. 3103-3109.

199. Xingdong, P. Design and implementation of an active multibeam antenna system with 64 RF channels and 256 antenna elements for massive MIMO application in 5G wireless communications / P. Xingdong, H. Wei, Y. Tianyang, L. Linsheng // China Communications. – 2014. – Vol. 11. – № 11. – P. 16-23.

200. Zhang, L. Scalable spatial notch suppression in spatio-spectral-filtering MIMO receiver arrays for digital beamforming / L. Zhang, A. Naterajan, H. Krishnaswamy // IEEE Journal of solid-state circuits. – 2016. – Vol. 51. – № 12. – P. 3152-3166.

201. Cortes-Medellin, G. A fully cryogenic phased array camera for radio astronomy / G. Cortes-Medellin, A. Vishwas, S.C. Parshley, D.B. Campbell, P. Perilatt, R. Black, J. Brady, K.F. Warnick, B.D. Jeffs // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2015. – Vol. 63. – № 6. – P. 2471-2481.

202. Paulraj, A. Subspace methods for direction of arrival estimation / A. Paulraj, B. Ottersten, R. Roy, A. Swindlehurst, G. Xu, T. Kailath // Handbook of statistics. – 1993. – Vol. 10. – Ch. 16. – P. 693-739.

203. Svantesson, T. Direction finding in the presence of mutual coupling: technical report / T. Svantesson. – Göteborg, Sweden: Chalmers University of Technology, 1999. – 161 p.

204. Kay, S.M. Fundamentals of statistical signal processing. Volume I: estimation theory / S.M. Kay. – Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1993. – 608 p.

205. Messer, H. Localization in the presence of coherent interference / H. Messer, Y. Rockah, P. M. Schultheiss // IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing. – 1990. – Vol. 38. – № 12. – P. 2025-2032.

206. Mirkin, A.N. Cramer-Rao bounds on angle estimation with a two-dimensional array / A.N. Mirkin, L.H. Sibul // IEEE Transactions on signal processing. – 1991. – Vol. 39. – № 2. – P. 515-517.

207. Nielsen, R.O. Estimation of azimuth and elevation angles for a plane wave sine wave with a 3-D array / R.O. Nielsen // IEEE Transactions on signal processing. – 1994. – Vol. 42. – № 11. – P. 3274-3276.
208. Goldberg, J. Inherent limitations in the localization of a coherently scattered source / J. Goldberg, H. Messer // IEEE Transactions on signal processing. – 1998. – Vol. 46. – № 12. – P. 3441-3444.
209. Dogandzic, A. Cramer-Rao bounds for estimating range, velocity, and direction with an active array / A. Dogandzic, A. Nehorai // IEEE Transactions on signal processing. – 2001. – Vol. 49. – № 6. – P. 1122-1137.
210. Balance, W.P. The explicit analytic Cramer-Rao bound on angle estimation / W.P. Balance, A.G. Jaffer // 22nd Asilomar conference on signals, systems and computers. – 1988. – Vol. 1. – P. 345-351.
211. Bhuyan, A. Estimation of source separation with an array of arbitrary shape / A. Bhuyan, P.M. Schultheiss // International conference on acoustics, speech, and signal processing. – 1990. – Vol. 5. – P. 2771-2774.
212. Roy, R. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / R. Roy, T. Kailath // IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing. – 1989. – Vol. 37. – № 7. – P. 984-995.
213. Schmidt, R.O. A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation: Ph.D. dissertation / Ralph Otto Schmidt. – Stanford, 1981. – 201 p.
214. Swindlehurst, A.L. Azimuth/elevation direction finding using regular array geometries / A. L. Swindlehurst, T. Kailath // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. – 1993. – Vol. 29. – № 1. – P. 145-156.
215. Bartlett, M.S. Smoothing periodograms from time series with continuous spectra / M.S. Bartlett // Nature. – 1948. – Vol. 161. – P. 686-687.
216. Stoica, P. Introduction to spectral analysis / P. Stoica, R. Moses. – Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1997. – 319 p.
217. Svantesson, T. Antennas and propagation from a signal processing perspective: Ph.D. dissertation / Thomas Svantesson. – Göteborg, Sweden, 2001. – 319 p.

218. Schell, S.V. Handbook of statistics / S.V. Schell, W.A. Gardner. – Amsterdam: North-Holland, 1993. – Vol. 10. – Ch. 18. – P. 755-817.
219. Bienvenu, G. Principe de la goniometrie passive adaptive / G. Bienvenu and L. Kopp // Proc. 7^{eme} Colloque GRESIT. – 1979. – P. 106/1-106/10.
220. Barabell, A.J. Performance comparison of superresolution array processing algorithms: technical report / A.J. Barabell, J. Capon, D.F. Delong, J.R. Johnson, K. Senne. – Lexington, MA, USA: M.I.T., 2084. – 193 p.
221. Roy, R.H. ESPRIT—estimation of signal parameters via rotational invariance techniques: Ph.D. dissertation / Richard H. Roy. – Stanford, 1987. – 283 p.
222. Schmidt, R. Multiple emitter location and signal parameter estimation / R. Schmidt // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1986. – Vol. 34. – № 3. – P. 276-280.
223. Swindlehurst, A.L. A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors. Part I: the MUSIC algorithm / A.L. Swindlehurst, T. Kailath // IEEE Transactions on signal processing. – 1992. – Vol. 40. – № 7. – P. 1758-1774.
224. Swindlehurst, A.L. A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors. Part II: multidimensional algorithms / A.L. Swindlehurst, T. Kailath // IEEE Transactions on signal processing. – 1993. – Vol. 41. – № 9. – P. 2882-2890.
225. Paulraj, A. Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques – ESPRIT / A. Paulraj, R. Roy, T. Kailath // 19th Asilomar conference on circuits, systems and computers. – 1985. – P. 83-89.
226. Roy, R. ESPRIT-a subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise / R. Roy, A. Paulraj, T. Kailath // IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing. – 1986. – Vol. 34. – № 5. – P. 1340-1342.
227. Swindlehurst, A. DOA identifiability for rotationally invariant arrays / A. Swindlehurst // IEEE Transactions on signal processing. – 1992. – Vol. 40. – № 7. – P. 1825-1828.

228. Рембовский, Ю.А. Теория и методы проектирования сверхширокополосных антенных систем аппаратуры радиопеленгации стационарного и мобильного базирования: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07 / Рембовский Юрий Анатольевич. – М., 2011. – 434 с.

229. Негробов, В.В. Проектирование сверхширокополосных приемных антенных систем с учетом дифракционных искажений структуры измеряемого поля: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Негробов Владимир Владимирович. – Воронеж, 2011. – 182 с.

230. Ашихмин, А.В. Исследование и разработка сверхширокополосных антенн комплексов радиоконтроля: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.07 / Ашихмин Александр Владимирович. – М., 2006. – 627 с.

231. Ищенко, Е.А. Исследование методов формирования виртуальных антенных решеток в условиях сильного искажения структуры электромагнитного поля вблизи приемной антенной решетки / Е.А. Ищенко, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2023. – Т. 28. – № 5. – С. 74-82.

232. Dawood, H.S. Optimized VAA based synthesis of elliptical cylindrical antenna array for SLL reduction and beam thinning using minimum number of elements / H.S. Dawood, H.A. El-Khobby, M.M.A. Elnaby, A.H. Hussein // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 50949-50960.

233. Zhang, F. Virtual large-scale array beamforming analysis using measured subarray antenna patterns / F. Zhang, W. Fan, J. Zhang, G.F. Pedersen // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 19812-19823.

234. Tian, Y. 2D-DOA estimation in arc-array with a DNN based covariance matrix completion strategy / Y. Tian, R. Mei, Y. Huang, X. Tang, T. Cui // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 57608-57620.

235. Amani, N. Sparse automotive MIMO radar for super-resolution single snapshot DOA estimation with mutual coupling / N. Amani, F. Jansen, A. Filippi, M.V. Ivashina, R. Maaskant // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 146822-146829.

236. Lee, S.H. Distributed bargaining strategy for downlink virtual MIMO with device-to-device communication / S.H. Lee, D.R. Shin, H.W. Jeong, Y.H. Kim // IEEE Transactions on Communications. – 2016. – Vol. 64. – № 4. – P. 1503-1516.

237. Pasternak, Y.G. Virtual antenna array for minimization of DOA estimation systematic error caused by scattering of incident waves on antenna carrier body / Y.G. Pasternak, A.V. Ashikhmin, Y.A. Rembovsky, S.M. Fedorov, D.V. Zhuravlev // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – № 2. – P. 308.

238. Levenberg, K. Method for the solution of certain problems in least squares / K. Levenberg // Quarterly of applied mathematics. – 1944. – Vol. 2. – № 2. – P. 164-168.

239. Ищенко, Е.А. Исследование ограничений, накладываемых на возможности методов формирования «виртуальных» антенных решеток, в условиях значительного искажения структуры электромагнитного поля вблизи приемной антенной решетки / Е.А. Ищенко, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – Т. 29. – № 2. – С. 68-78.

240. Ishchenko, E.A. Applying virtual antenna array technology to minimize DOA errors / E.A. Ishchenko, Y.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // 2021 Antennas design and measurement international conference (ADMInC). – 2021. – P. 68-70.

241. Антипов, С.А. Использование метода квазирешения для формирования виртуальной антенной решетки при коррекции пеленга в мобильных радиопеленгаторах / С.А. Антипов, А.В. Ашихмин, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2011. – Т. 7. – № 12-1. – С. 105-109.

242. Weiland, T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields / T. Weiland // Electronics and Communication. – 1977. – Vol. 31. – P. 116-120.

243. Пастернак, Ю.Г. Формирование виртуальной антенной решетки для уменьшения инструментальной погрешности пеленгаторов с помощью непрерывного распределения вспомогательных источников / Ю.Г. Пастернак, А.В.

Ашихмин, С.М. Федоров, Е.А. Ищенко // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. – 2020. – Т. 5. – С. 227-232.

244. Ищенко, Е.А. Применение технологии виртуальных антенных решеток для минимизации погрешности пеленгации / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Антенны и распространение радиоволн: сборник докладов Всероссийской научно-технической конференции. – 2021. – С. 89-91.

245. Першин, П.В. Радиопеленгаторные антенные системы для малых беспилотных летательных аппаратов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Першин Павел Викторович. – Воронеж, 2021. – 207 с.

246. Munter, K. An isolated sensor determining the Poynting vector in the near field of a radiating antenna / K. Munter // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 1983. – Vol. 32. – № 4. – P. 466-468.

247. Xiao, J.-J. Optimal polarized beampattern synthesis using a vector antenna array / J.-J. Xiao, A. Nehorai // IEEE Transactions on signal processing. – 2009. – Vol. 57. – № 2. – P. 576-578.

248. Yang, J. 3D antenna structures using uniform triangular arrays for efficient full-directional multiuser transmission / J. Yang, W. Ryoo, W. Sung, J.-H. Kim, J. Park // International Journal of Antennas and Propagation. – 2019. – P. 1-12.

249. Патент № 2795995 С2 Российская Федерация, МПК H01Q 21/20. Векторная антенна: № 2020127239: заявл. 13.08.2020: опубл. 14.02.2022 / Д.С. Алиев, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров, Е.С. Чесноков, В.И. Чугуевский; заявитель ФГКВОУ «ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» Министерства обороны Российской Федерации. – 10 с.

250. Ashikhmin, A.V. Design of virtual magnetic dipole antenna array to reduce the systematic bearing error caused by wave diffraction on the antenna system and its carrier body / A.V. Ashikhmin, P.V. Pershin, E.A. Ishchenko, Y.G. Pasternak, M.A. Sivash, S.M. Fedorov // 7th All-Russian Microwave Conference. – 2020. – P. 111-114.

251. Ашихмин, А.В. Использование "виртуальной" антенной решетки из диполей для повышения инструментальной точности радиопеленгатора бортового базирования / А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2020. – № 6. – С. 34-40.

252. Ашихмин, А.В. Метод пеленгования, основанный на измерении компонент вектора напряженности электрического поля в ребрах электрически малых кубов и формировании виртуальной антенной решетки из магнитных вибраторов / А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. – 2020. – Т. 3. – С. 279-289.

253. Ищенко, Е.А. Применение векторной антенны для повышения точности пеленгации источников радиоволн с различной поляризацией / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Телекоммуникации. – 2024. – №. 10. – С. 28-34.

254. Ищенко, Е.А. Сравнение методики формирования виртуальной антенной решетки на основе функции Ганкеля и виртуальных магнитных диполей / Е.А. Ищенко, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX международной научно-технической конференции. – 2023. – С. 295-300.

255. Пастернак, Ю.Г. Векторная антенная система и метод измерения угловых координат источников радиоизлучения с произвольной поляризацией, базирующийся на формировании виртуальной антенной решетки из магнитных элементов / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – №. 3. – С. 67-76.

256. Pasternak, Yu.G. Virtual antenna array based on magnetic elements for accuracy enhancement of DoA estimation / Yu.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // Progress in electromagnetics research symposium (PIERS). – 2021. – P. 1668-1676.

257. Авдюшин, А.С. Искусственный диэлектрик с синтезируемой поверхностью отражения электромагнитных волн СВЧ-диапазона / А.С. Авдюшин,

А.В. Ашихмин, И.А. Зеленин, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2014. – № 6. – С. 4-7.

258. Ishchenko, E.A. Tunable electromagnetic metallic wire crystal for reconfigurable antennas and phase shifters / E.A. Ishchenko, Y.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // 2021 Photonics and electromagnetics research symposium, PIERS 2021. – 2021. – P. 712-720.

259. Авдюшин, А.С. Использование искусственных диэлектриков для улучшения характеристик сверхширокополосных антенн УВЧ и СВЧ диапазонов волн: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Авдюшин Артем Сергеевич – Воронеж, 2015. – 226 с.

260. Ishchenko, E.A. New active reflector antenna made of computer-controlled metamaterial / E.A. Ishchenko, Yu.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // Computer applications for management and sustainable development of production and industry, CMSD 2021. – 2022. – P. 12251.

261. Пастернак, Ю.Г. Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя / Ю.Г. Пастернак, Е.А. Ищенко, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Труды учебных заведений связи. – 2021. – Т.7. – № 1. – С. 54-62.

262. Ищенко, Е.А. Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII международной научно-технической конференции. – 2022. – С. 206-210.

263. Arslanagić, S. A Review of scattering-parameter extraction method with clarification of ambiguity issues in relation to metamaterial homogenization / S. Arslanagić, T.V. Hansen, N.A. Mortensen, A.H. Gregersen, O. Sigmund, R.W. Ziolkowsky, O. Breinbjerg // IEEE Antennas and propagation Mag. – 2013. – Vol. 55. – № 2. – P. 91-106.

264. Ищенко, Е.А. Использование активного метаматериала в роли волноводного фазовращателя / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М.

Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII международной научно-технической конференции. – 2021. – С. 219-227.

265. Ishchenko, E.A. Waveguide phase shifter based on controlled metamaterial / E.A. Ishchenko, Yu.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, E.A. Rogozin., S.M. Fedorov // International conference "Applied mathematics, computational science and mechanics: current problems", AMCSM 2020. – 2021. – P. 1902 012066.

266. Пастернак, Ю.Г. Формирование управляемого рефлектора СВЧ-антенны на основе активного метаматериала / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров, Е.А. Ищенко // Телекоммуникации. – 2022. – № 5. – С. 2-7.

267. Ищенко, Е.А. Реконфигурируемый рефлектор на основе активного метаматериала / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII международной научно-технической конференции. – 2021. – С. 406-411.

268. Авдюшин, А.С. Использование цилиндров с анизотропным характером проводимости для упрощения модели искусственного диэлектрика / А.С. Авдюшин, А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров, В.И. Чугуевский // Радиотехника. – 2014. – № 6. – С. 100-104.

269. Doherty, W.E. The PIN diode circuit designers' handbook / W.E. Doherty, R.D. Joos. – Watertown, MA, USA: Microsemi corporation, 1998. – 137 p.

270. Liu, B. An orbital angular momentum (OAM) mode reconfigurable antenna for channel capacity improvement and digital data encoding: scientific report / B. Liu, G. Lin, Y. Cui, R. Li // Scientific reports. – 2017. – Vol. 7. – P. 9852. 2017.

271. Ahmad, I. Frequency reconfigurable antenna for multi standard wireless and mobile communication systems / I. Ahmad, H. Dildar, W.U.R. Khan, S. Ullah, S. Ullah, M.A. Albreem, M.H. Al-sharif, P. Uthansakul // Tech science press. – 2021. – Vol. 68. – № 2. – P. 100-104.

272. Casals-Terré, J. Enhanced robustness of a bridge-type RF-MEMS switch for enabling applications in 5G and 6G communications / J. Casals-Terré, L. Pradell, J.C. Heredia, F. Giacomozzi, J. Iannacci, A. Contreras, M. Ribó // Sensors. – 2022. – Vol. 22. – № 22. – P. 8893.

273. Рогозин, Р.Е. Многолучевые линзовые антенны для аппаратуры связи: дис. ... канд. техн. наук: 2.2.14 / Рогозин Руслан Евгеньевич – Воронеж, 2023. – 185 с.
274. Gong, S. Study of broadband cryogenic DC-contact RF MEMS switches / S. Gong, H. Shen, N.S. Barker // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2009. – Vol. 57. – № 12. – P. 3442-3449.
275. Sinha, H. BER performance analysis of MIMO-OFDM over wireless channel / H. Sinha, M.R. Meshram, G.R. Sinha // International Journal of Pure and Applied Mathematics. – 2018. – P. 195-206.
276. Hong, W. Millimeter-wave 5G Antennas for smartphones: overview and experimental demonstration / W. Hong, K.-H. Baek, S. Ko // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2017. – Vol. 65. – № 12. – P. 6250-6261.
277. Huang, H.-C. Overview of antenna designs and considerations in 5G cellular phones / H.-C. Huang // International workshop on antenna technology (iWAT). – 2018. – P. 1-4.
278. Rappaport, T.S. Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks — with a focus on propagation models / T.S. Rappaport, Y. Xing, G.R. MacCartney, A.F. Molisch, E. Mellios, J. Zhang // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2017. – Vol. 65. – № 12. – P. 6213 – 6230.
279. Al-Ogaili, F. Millimeter-wave mobile communications for 5G: challenges and opportunities / F. Al-Ogaili, R.M. Shubair // IEEE International symposium on antennas and propagation (APSURSI). – 2016. – P. 1003-1004.
280. Naqvi, A.H. Review of recent phased arrays for millimeter-wave wireless communication / A.H. Naqvi, S. Lim // Sensors. – 2018. – № 10. – P. 3194.
281. Патент № 2593910 С2 Российская Федерация, МПК H01Q 1/38. Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке: № 2014128331/28: заявл. 11.07.2014: опубл. 27.01.2016 / А.В. Ашихмин, С.М. Федоров, В.В. Негрбов, Ю.Г. Пастернак, А.С. Авдюшин; заявитель Закрытое акционерное общество "ИРКОС". – 15 с.

282. Ашихмин, А.В. Антенная решетка для полноазимутального пеленгования источников радиоизлучения с произвольной поляризацией / А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, К.А. Разинкин, Е.А. Рогозин, Ю.А. Рембовский, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 60-65.

283. Avdushin, A.S. Vivaldi antenna with printed lens in aperture / A.S. Avdushin, A.V. Ashikhmin, V.V. Negrobov, Yu.G. Pasternak, S.M. Fedorov // Microwave and optical technology letters. – 2014. – Vol. 56. – № 2. – P. 369-371.

284. Ашихмин, А.В. Исследование возможности компенсации фазовых искажений в раскрыве антенны Вивальди с помощью печатной линзы / А.В. Ашихмин, В.И. Винников, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2012. – № 2. – С. 92-96.

285. Elmore, G. Introduction to the propagating wave on a single conductor / G. Elmore. – Santa Rosa, CA, USA: Corridor systems inc., 2009. – 30 p.

286. Maharjan, J. Franklin array MIMO antenna for 5G applications / J. Maharjan, S.-W. Kim, D.-Y. Choi // 34th International technical conference on circuits/systems, computers and communications (ITC-CSCC). – 2019. – P. 1-4.

287. Firdaus, A. Dual mode on-body off-body microstrip antenna Franklin for wearable device over 5G application / A. Firdausi, G. Hendrantoro, E. Setijadi, M. Alaydrus // IEEE Microwaves, antennas, and propagation conference (MAPCON). – 2022. – P. 1999-2004.

288. Chomtong, P. A high gain collinear antenna with interdigital EBG reflector for WLAN system / P. Chomtong, P. Akkaraekthalin // IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA). – 2017. – P. 239-242.

289. Ашихмин, А.В. Анализ перспективных конструкций широкополосных элементов радиопеленгаторных антенных решеток / А.В. Ашихмин., Ю.Г. Пастернак, Ю.А. Рембовский, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2015. – № 7 (218). – С. 46-62.

290. Калинин, Ю.Е. Анализ перспективных направлений проектирования сверхширокополосных антенн на основе линзы Люнеберга / Ю.Е. Калинин, Ю.Г.

Пастернак, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11. – № 6. – С. 87-88.

291. Пастернак, Ю.Г. Анализ современных способов и средств технической реализации линзы Лüneберга / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Е.А. Рогозин, Р.Е. Рогозин, С.М. Федоров // Антенны. – 2022. – № 2 (276). – С. 53-62.

292. Ашихмин, А.В. Улучшение разрешения двух источников с помощью формирования "виртуальной" антенной решетки / А.В. Ашихмин, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – № 3. – С. 64-69.

293. Ашихмин, А.В. Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя / А.В. Ашихмин, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – № 3. – С. 70-76.

294. Пастернак, Ю.Г. Формирование дополнительных виртуальных каналов приема путем интерполяции и экстраполяции сигналов, принятых линейной антенной решеткой / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Ф.С. Сафонов, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 3. – С. 51-66.

295. Ищенко, Е.А. Применение технологии виртуальных антенных решеток для повышения точности пеленгатора воздушного базирования / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров, И.А. Черноиваненко // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2022. – Т. 18. – № 3. – С. 90-94.

296. Пастернак, Ю.Г. Фазированная антенная решетка из сегментно-параболических антенн для мобильного терминала спутниковой связи и метод формирования виртуальных каналов приема сигналов / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, К.С. Сафонов, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2022. – № 3. – С. 65-75.

297. Ищенко, Е.А. Сравнение эффективности формирования виртуальных антенных решеток на основе функции Ганкеля и магнитных диполей для геометрически сложных целей / Е.А. Ищенко, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2023. – Т. 28. – № 5. – С. 74-82.

298. Ashikhmin, A.V. Study of field distortions introduced by antenna array mobile carrier body / A.V. Ashikhmin, Y.A. Rembovsky, Y.G. Pasternak, S.M. Fedorov // Microwave and optical technology letters. – 2018. – Vol. 60. – № 9. – P. 2250-2252.

299. Pasternak, Y.G. Extrapolated virtual antenna array for enhancement of resolution of uniform linear array / Y.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, I.V. Popov, S.M. Fedorov // Photonics and electromagnetics research symposium (PIERS). – 2022. – P. 1045-1052.

300. Ishchenko, E.A. Application of virtual antenna arrays technology to minimize the influence of soil characteristics on the direction-finding quality / E.A. Ishchenko, O.Y. Makarov, Y.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // International conference "Applied mathematics, computational science and mechanics: current problems" (AMCSM). – 2023. – P. 1-4.

301. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018618330 Российская Федерация. Программа расчета уровня сигнала с учетом дифракции на одиночном препятствии: № 2018615518: заявл. 30.05.2018: опубл. 11.07.2018 / С.М. Фёдоров, В.В. Глотов; заявитель ФГБОУ ВО "Воронежский государственный технический университет". – 1 с.

302. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018618333 Российская Федерация. Программа расчета зон приема сигнала с учетом помеховой обстановки: № 2018615513: заявл. 30.05.2018: опубл. 11.07.2018 / С.М. Фёдоров, В.В. Глотов; заявитель ФГБОУ ВО "Воронежский государственный технический университет". – 1 с.

303. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019660046 Российская Федерация. Программа расчета ослабления сигнала на трассе с учетом характера застройки: № 2019614713: заявл. 26.04.2019: опубл.

30.07.2019 / С.М. Фёдоров, В.В. Готов; заявитель ФГБОУ ВО "Воронежский государственный технический университет". – 1 с.

304. Ашихмин, А.В. Универсальный метод оценки угловых координат источников радиоизлучения с помощью антенной решетки, расположенной вблизи произвольного рассеивателя / А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2020. – № 5 (267). – С. 24-31.

305. Ищенко, Е.А. Применение виртуальных магнитных диполей в антенной решетке для повышения точности пеленгации / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Труды учебных заведений связи. – 2022. – Т. 8. – № 4. – С. 39-47.

306. Ishchenko, E.A. Noise stability assessment of virtual magnetic dipoles when placed on a UAV / E.A. Ishchenko, Y.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // International conference on electrical engineering and photonics, EExPolytech. – 2023. – P. 14-17.

307. Патент № 2757866 С1 Российская Федерация, МПК H01Q 21/24. Антенная решётка на радиальном волноводе: № 2020127141: заявл. 12.08.2020: опубл. 21.10.2021 / Д.С. Алиев, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров, Е.С. Чесноков, В.И. Чугуевский; заявитель ФГКВОУ «ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» Министерства обороны Российской Федерации. – 10 с.

308. Ищенко, Е.А. Исследование влияния интегрированного в конструкцию пирамидального рупора метаматериала на диаграмму направленности / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, М.А. Сиваш, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2020. – Т. 16. – № 5. – С. 107-113.

309. Ищенко, Е.А. Полуволновой диполь с активным рефлектором на основе оптоуправляемого метаматериала / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2021. – Т. 17. – № 4. – С. 71-80.

310. Фёдоров, С.М. Использование оптоуправляемого электромагнитного кристалла в роли активного рефлектора / С.М. Фёдоров, Е.А. Ищенко,

В.А. Пендюрин, К.А. Бердников, И.А. Баранников // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 1. – С. 85-89.

311. Фёдоров, С.М. Исследование влияния фильтрующих конденсаторов на рабочие характеристики управляемого метаматериала / С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19. – № 4. – С. 111-114.

312. Ищенко, Е.А. Отражательный волноводный фазовращатель на основе метаматериала / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 1. – С. 78-81.

313. Пастернак, Ю.Г. Обоснование актуальности создания оптоуправляемых рефлекторов для многофункциональных антенных систем / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 12-19.

314. Ищенко, Е.А. Использование активного метаматериала для формирования сканирующей антенны / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Н.Б. Смольянов, С.М. Фёдоров // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 71-75.

315. Ishchenko, E.A. Integration of decoupling capacitors in the structure of controlled metamaterial / E.A. Ishchenko, Yu.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // International conference "Applied mathematics, computational science and mechanics: current problems" (AMCSM). – 2021. – P. 1902 012067.

316. Ищенко, Е.А. Исследование перспективных направлений применения опто-управляемых метаматериалов в антеннах и СВЧ-устройствах [Электронный ресурс] / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Федоров. – Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2023. – 1 электрон, опт. диск (CD-ROM)

317. Авдюшин, А.С. Исследование плоской линзы Люнеберга с радиальными диэлектрическими лепестками / А.С. Авдюшин, К.О. Волков, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – № 5-1. – С. 23-25.

318. Авдюшин, А.С. Методика построения профиля полосков ТЕМ-рупора с линейным раскрывом на основе использования эволюционного алгоритма / А.С. Авдюшин, К.О. Волков, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – № 5-1. – С. 36-40.
319. Авдюшин, А.С. Моделирование линз Люнеберга в полосковом исполнении / А.С. Авдюшин, К.О. Волков, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11. – № 1. – С. 79-83.
320. Ашихмин, А.В. Кольцевая антенная решетка из симметричных вибраторов с резистивными нагрузками в разрывах плеч / А.В. Ашихмин, Л.Н. Коротков, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, Ю.А. Рембовский, А.В. Ситников, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 57-59.
321. Антипов, С.А. Плоская линза Люнеберга, составленная из диэлектриков трапецеидальной формы, с возможностью полноазимутального сканирования / С.А. Антипов, А.В. Володько, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 66-69.
322. Чугуевский, В.И. Синтез кольцевой антенной решетки с распределительной системой на радиальном волноводе для информационных сетей стандарта 5G / В.И. Чугуевский, Ю.Е. Калинин, Ю.Г. Пастернак, П.В. Николаев, В.Н. Кострова, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 70-75.
323. Чугуевский, В.И. Широкополосный планарный излучатель с волноводным питанием для антенных решеток систем спутниковой связи информационных сетей стандарта 5G / Чугуевский В.И., Пастернак Ю.Г., Федоров С.М. // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – № 1. – С. 73-77.
324. Быков, К.А. Сферическая линза Люнеберга на основе печатных плат с электрически малыми рассеивателями / К.А. Быков, Л.Н. Коротков, Ю.Г. Пастернак, Р.Е. Рогозин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2019. – Т. 15. – № 1. – С. 78-83.

325. Макаров, О.Ю. Влияние дисперсии метаматериалов на характеристики линзы Люнеберга / О.Ю. Макаров, Ю.Г. Пастернак, Р.Е. Рогозин, Е.А. Рогозин, С.М. Фёдоров // Радиотехника. – 2020. – Т. 84. – № 6 (12). – С. 42-48.

326. Пастернак, Ю.Г. Анализ влияния дисперсии метаматериалов в цилиндрической линзе Люнеберга с вынесенным фокусом / Ю.Г. Пастернак, Е.А. Рогозин, Р.Е. Рогозин, С.М. Фёдоров // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2020. – Т. 23. – № 4. – С. 48-55.

327. Пастернак, Ю.Г. Синтез и анализ одной цилиндрической линзы, построенной на основе параллельных печатных плат с электрически малыми рассеивателями / Ю.Г. Пастернак, Е.А. Рогозин, Р.Е. Рогозин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2020. – Т. 16. – № 4. – С. 83-90.

328. Пастернак, Ю.Г. Исследование сферической линзы Люнеберга, состоящей из набора диэлектрических перфорированных дисков с отверстиями разного диаметра / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Р.Е. Рогозин, Е.А. Рогозин, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2021. – № 6 (274). – С. 13-22.

329. Пастернак, Ю.Г. Разработка и исследование объемной линзы Люнеберга в виде совокупности ячеек кубической формы с металлическими рассеивателями / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 76-80.

330. Пастернак, Ю.Г. Многолучевая антенна из однородной линзы на основе метаматериальных ячеек / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 4. – С. 68-72.

331. Ищенко, Е.А. Многолучевая антенна на основе ТЕМ-рупоров с полноазимутальным сканированием / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 1. – С. 55-62.

332. Makarov, E.S. Broadband double-dipole microstrip antenna with symmetrical corner-fed and planar antenna array on its basis / E.S. Makarov, S.M. Fedorov // Microwave and optical technology letters. – 2017. – Vol. 59. – № 2. – P. 229-232.

333. Ashikhmin, A.V. Ultra-wideband electric vibrator with high directional properties / A.V. Ashikhmin, Y.A. Rembovskiy, A.V. Negrobov, V.V. Negrobov, Y.G. Pasternak, P.V. Pershin, S.M. Fedorov // Microwave and optical technology letters. – 2017. – Vol. 59. – № 9. – P. 2227-2229.

334. Pasternak, Yu.G. Three-centimeter wave band antenna with controlled polarization based on reflective grating / Yu.G. Pasternak, D.K. Proskurin, S.M. Fedorov, O.I. Sherstyuk // Microwave and optical technology letters. – 2017. – Vol. 59. – № 11. – P. 2862-2864.

335. Ashikhmin, A.V. Quasi-fractal antenna system based on asymmetric TEM-horns nested into each other / A.V. Ashikhmin, A.V. Negrobov, Y.G. Pasternak, P.V. Pershin, S.M. Fedorov // Microwave and optical technology letters. – 2018. – Vol. 60. – № 2. – P. 322-324.

336. Пастернак, Ю.Г. Исследование направленных и частотных свойств линзы Люнеберга, реализованной с использованием свойств трансформационной оптики / Ю.Г. Пастернак, Р.Е. Рогозин, С.М. Федоров, Е.А. Ищенко // Теория и техника радиосвязи. – 2020. – № 1. – С. 100-106.

337. Пастернак, Ю.Г. Перспективные многолучевые антенные системы полноазимутального и полусферического обзора для мобильных телефонов / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 4. – С. 66-72.

338. Pasternak, Y.G. Compact multi-beam antennas for full-azimuth and hemispherical scan coverage / Y.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fedorov // 2022 Photonics and electromagnetics research symposium (PIERS). – 2022. – P. 337-341.

339. Ашихмин, А.В. Проектирование сверхширокополосных линзовых антенн: монография / А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, С.М. Федоров. – Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2016. – 171 с.

340. Пастернак, Ю.Г. Исследование полусферической метаматериальной линзы из параллельных печатных плат с металлическими рассеивателями малых

электрических размеров / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Р.Е. Рогозин, С.М. Федоров // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2021. – Т. 24. – № 1. – С. 32-38.

341. Болкунов, А.А. Пастернак, Ю.Г. Исследование полусферической метаматериальной линзы из параллельных печатных плат с металлическими рассеивателями малых электрических размеров / А.А. Болкунов, Л.А. Овчаренко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, И.В. Попов, Ф.С. Сафонов, С.М. Федоров // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2021. – Т. 24. – № 2. – С. 79-87.

342. Ищенко, Е.А. Многолучевая антенна на основе полусферической линзы с системой облучателей для полноазимутального сканирования / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 159-166.

343. Pasternak, Yu.G. Patch array with distribution system based on radial waveguide / Yu.G. Pasternak, D.K. Proskurin, S.M. Fedorov, V.I. Chuguevskiy // Microwave and optical technology letters. – 2018. – Vol. 60. – № 5. – P. 1115-1118.

344. Ashikhmin, A.V. Irregular TEM-horn with lens made of an artificial dielectric / A.V. Ashikhmin, P.V. Pershin, Y.A. Rembovsky, K.A. Bykov, Y.G. Pasternak, S.M. Fedorov // Microwave and optical technology letters. – 2019. – Vol. 61. – № 5. – P. 1371-1374.

345. Баранников, И.А. Разработка и исследование многолучевых антенн на основе поляризационно-селективного зеркала и диэлектрической линзы: монография [Электронный ресурс] / И.А. Баранников, Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Федоров. – Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2024. – 1 электрон, опт. диск (CD-ROM)

Приложение А

Акты внедрения результатов диссертации

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор
АО НПП «Автоматизированные системы связи»
(г. Воронеж), к.т.н.

Пендюрин В. А.

« 2 » 2025 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Фёдорова Сергея Михайловича, выполненной на
соискание ученой степени доктора технических наук

Комиссия в составе: председателя комиссии – заместитель генерального директора по науке, к.т.н., доцент Коровин Алексей Вячеславович, начальника сектора Гусева Борис Леонидович, подтверждает, что перечисленные ниже результаты, полученные Фёдоровым С.М., внедрены в АО НПП «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж).

ПЕРЕЧЕНЬ ВНЕДРЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

№	Наименование внедренных результатов	Итоговая эффективность внедренных результатов
1	Конструкция многолучевой антенны с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора	Разработана многолучевая антенна на основе двухуровневой линзы и несимметричного ТЕМ-рупора, способная формировать 32 луча без эффекта затенения каналов. Преимуществами предложенной конструкции являются: антенна не содержит дефицитных и дорогих материалов; антенна может работать в режиме ММО (32 канала), что дает огромный выигрыш в помехоустойчивости в условиях городской застройки и пересеченной местности.
2	Конструкция многолучевой антенны с полноазимутальным сканированием на основе двухуровневой линзы с градиентом коэффициента преломления и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди	Разработана многолучевая антенна на основе двухуровневой линзы с градиентом коэффициента преломления и антенных элементов типа несимметричная антенна Вивальди. В качестве линий питания в данной конструкции использовались коаксиальные кабели, что упрощает и удешевляет антенну. Разработанная антенна позволяет формировать 32 луча в азимутальной плоскости, реализуя сканирование в секторе от 0° до 360°.
3	Метод формирования виртуальной антенной решетки с радиусом,	Разработанный метод позволяет уменьшить влияние искажений электромагнитного поля,

	изменяемым в зависимости от частоты, а также с фильтрацией сильно искаженных измеренных значений комплексной напряженности поля	вызванных наличием рассеивателей с произвольной геометрией и материальными свойствами в непосредственной близости к антенной решетке. Фильтрация сильно искаженный измеренных значений поля, заключается в аппроксимации их значения на основе менее искаженных отсчетов, и построении на основе полученной совокупности значений комплексной напряженности поля виртуальной антенной решетки. Изменение радиуса виртуальной решетки позволяет адаптироваться к интересующему диапазону частота, и поднять точность аппроксимации.
--	--	---

Председатель комиссии

Члены комиссии

Коровин А.В.

Гусев Б.Л.

«УТВЕРЖДАЮ»
 Технический директор
 ЗАО «НКТБ «Феррит»
 Голомедов А. И.
 « 05 » _____ 2025 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Фёдорова Сергея Михайловича, выполненной на
 соискание ученой степени доктора технических наук

Комиссия в составе:

Председатель комиссии	Негробов В.В., к.т.н., заместитель начальника лаборатории
Члены комиссии	Негробов А.В., к.т.н., главный конструктор лаборатории Лосев В.В., главный технолог лаборатории

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Фёдорова С.М. внедрены и используются в практической деятельности по выполнению НИОКР в области разработки антенных систем для комплексов радиопеленгации и радиомониторинга.

В качестве основных научных результатов необходимо отметить:

- метод формирования аппроксимации поля в точках на круге с изменяющимся, в зависимости от частоты радиусом, позволяющий реализовать процедуру оценки угловых координат источников радиоизлучения в условиях значительных дифракционных искажений измеряемого электромагнитного поля
- метод пеленгации источников радиоизлучения и конструкция векторной антенны, необходимая для его реализации, заключающийся в измерении пространственных компонент электрического поля и расчете на их основе менее искаженных компонент магнитного поля;
- методика создания диаграммообразующей схемы на основе перфорированной пластины из проводящего материала, позволяющей проектировать многолучевые антенны без эффекта затенения каналов.

Внедрение указанных результатов позволило:

- увеличить точность определения направления на источники радиоизлучения в условиях сильных искажений и помех
- расширить функциональные возможности, разрабатываемой на предприятии радиоэлектронной аппаратуры, с помощью применения многолучевых антенн с полноазимутальным сканированием.

Председатель комиссии

Члены комиссии

	В.В Негробов
	А.В. Негробов
	В. В. Лосев



Акционерное общество
научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК»
(АО НВП «ПРОТЕК»)
Почтовый адрес: ул. Базовая, д. 6, г. Воронеж, 394028
тел. (473)220-47-22, (473)220-47-23, факс (473)220-47-24
Интернет-адрес: www.protek-vrn.ru E-mail: protek@protek-vrn.ru
ОКПО 41211944 ОГРН 1023601555097 ИНН 3665017521 КПП 366301001

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор

АО НВП «ПРОТЕК»

кандидат технических наук,

доцент

В.А. Шуваев



« 2 » июня 2025 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Фёдорова Сергея Михайловича «Синтез многолучевых антенных систем с физическими и виртуальными элементами для улучшения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 2.2.14 - Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Комиссия, назначенная распоряжением генерального директора АО НВП «ПРОТЕК» от 03 июня 2025 года в составе:

- председатель комиссии - заместитель генерального директора
по научной работе,
доктор технических наук,
старший научный сотрудник
Журавлев Александр Викторович;

- члены комиссии:

начальник научно-технического управления № 2
кандидат технических наук, доцент
Кузьменко Юрий Владимирович;

Начальник отдела № 109
кандидат технических наук, доцент
Кирюшкин Владислав Викторович

составила акт о следующем:

1. Результаты диссертационной работы Фёдорова Сергея Михайловича «Синтез многолучевых антенных систем с физическими и виртуальными элементами для улучшения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры», включающие:

– метод формирования виртуальных антенных решеток с изменяющимся, в зависимости от частоты радиусом, позволяющий реализовать процедуру оценки угловых координат источников радиоизлучения в условиях значительных дифракционных искажений измеряемого электромагнитного поля на антенной системе, корпусе ее мобильного или бортового носителя, подстилающей поверхности, а также – других близлежащих рассеивателей;

– метод пеленгации источников радиоизлучений, заключающийся в измерении пространственных компонент электрического поля и расчете на их основе менее искаженных компонент магнитного поля, используемых для расчета реальной части вектора Пойнтинга, который позволяет провести оценку направления падения электромагнитной волны;

– методик проектирования диаграммообразующей схемы в виде двухуровневой линзы на основе металлического листа с системой отверстий для перетекания электромагнитной энергии из нижней части в верхнюю, и являющейся основой для построения многолучевых антенн (МЛА) с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения тела линзы;

– методику проектирования металлодиэлектрической линзы с размерами, уменьшенными с помощью метода трансформационной оптики, и используемой для построения МЛА с полусферическим сканированием;

– методику построения полноазимутальных МЛА на основе поляризационно-селективного зеркала в форме усеченного эллипсоида вращения из наклоненных тонких проволочек, внутри которого размещается система облучателей;

– методику проектирования полноазимутальных МЛА на основе однородной диэлектрической линзы полусферической формы, с расположенной вокруг нее системой облучателей для работы с одной или двумя линейными ортогональными поляризациями;

– методику проектирования антенны на основе однопроводной линии, используемой для возбуждения линейных излучателей, размещённых по принципу аналогичному антенне Франклина, и для использования совместно с параллельно расположенной дифракционной решеткой с целью формирования тороидальной и веерной диаграмм направленности, соответственно,

опубликованные автором в открытых изданиях, включая:

1. Авдюшин, А.С. Исследование плоской линзы Люнеберга с радиальными диэлектрическими лепестками / А.С. Авдюшин, К.О. Волков, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – № 5-1. – С. 23-25.

2. Авдюшин, А.С. Методика построения профиля полосков ТЕМ-рупора с линейным раскрывом на основе использования эволюционного алгоритма / А.С. Авдюшин, К.О. Волков, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров // Вестник

Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – № 5-1. – С. 36-40.

3. Ашихмин, А.В. Анализ перспективных конструкций широкополосных элементов радиопеленгаторных антенных решеток / А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, Ю.А. Рембовский, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2015. – № 7 (218). – С. 46-62.

4. Авдюшин, А.С. Моделирование линз Люнеберга в полосковом исполнении / А.С. Авдюшин, К.О. Волков, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11. – № 1. – С. 79-83.

5. Калинин, Ю.Е. Анализ перспективных направлений проектирования сверхширокополосных антенн на основе линзы Люнеберга / Ю.Е. Калинин, Ю.Г. Пастернак, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11. – № 6. – С. 87-88.

6. Ашихмин, А.В. Кольцевая антенная решетка из симметричных вибраторов с резистивными нагрузками в разрывах плеч / А.В. Ашихмин, Л.Н. Коротков, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, Ю.А. Рембовский, А.В. Ситников, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 57-59.

7. Ашихмин, А.В. Антенная решетка для полноазимутального пеленгования источников радиоизлучения с произвольной поляризацией / А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, К.А. Разинкин, Е.А. Рогозин, Ю.А. Рембовский, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 60-65.

8. Чугуевский, В.И. Синтез кольцевой антенной решетки с распределительной системой на радиальном волноводе для информационных сетей стандарта 5G / В.И. Чугуевский, Ю.Е. Калинин, Ю.Г. Пастернак, П.В. Николаев, В.Н. Кострова, С.М. Федоров // Радиотехника. – 2018. – № 7. – С. 70-75.

9. Чугуевский, В.И. Широкополосный планарный излучатель с волноводным питанием для антенных решеток систем спутниковой связи информационных сетей стандарта 5G / Чугуевский В.И., Пастернак Ю.Г., Федоров С.М. // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – № 1. – С. 73-77.

10. Ашихмин, А.В. Улучшение разрешения двух источников с помощью формирования "виртуальной" антенной решетки / А.В. Ашихмин, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – № 3. – С. 64-69.

11. Ашихмин, А.В. Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя / А.В. Ашихмин, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – № 3. – С. 70-76.

12. Ашихмин, А.В. Универсальный метод оценки угловых координат источников радиоизлучения с помощью антенной решетки, расположенной вблизи произвольного рассеивателя / А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2020. – № 5 (267). – С. 24-31.

13. Ашихмин, А.В. Использование "виртуальной" антенной решетки из диполей для повышения инструментальной точности радиопеленгатора бортового базирования / А.В. Ашихмин, А.В. Иванов, Ю.Г. Пастернак, П.В. Першин, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2020. – № 6 (268). – С. 34-40.
14. Пастернак, Ю.Г. Синтез и анализ одной цилиндрической линзы, построенной на основе параллельных печатных плат с электрически малыми рассеивателями / Ю.Г. Пастернак, Е.А. Рогозин, Р.Е. Рогозин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2020. – Т. 16. – № 4. – С. 83-90.
15. Пастернак, Ю.Г. Исследование полусферической метаматериальной линзы из параллельных печатных плат с металлическими рассеивателями малых электрических размеров / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Р.Е. Рогозин, С.М. Федоров // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2021. – Т. 24. – № 1. – С. 32-38.
16. Пастернак, Ю.Г. Формирование дополнительных виртуальных каналов приема путем интерполяции и экстраполяции сигналов, принятых линейной антенной решеткой / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Ф.С. Сафонов, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 3. – С. 51-66.
17. Пастернак, Ю.Г. Векторная антенная система и метод измерения угловых координат источников радиоизлучения с произвольной поляризацией, базирующийся на формировании виртуальной антенной решетки из магнитных элементов / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 3. – С. 67-76.
18. Пастернак, Ю.Г. Перспективные многолучевые антенные системы полноазимутального и полусферического обзора для мобильных телефонов / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 4. – С. 66-72.
19. Ищенко, Е.А. Применение виртуальных магнитных диполей в антенной решетке для повышения точности пеленгации / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров // Труды учебных заведений связи. – 2022. – Т. 8. – № 4. – С. 39-47.
20. Ищенко, Е.А. Применение технологии виртуальных антенных решеток для повышения точности пеленгатора воздушного базирования / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров, И.А. Черноиваненко // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2022. – Т. 18. – № 3. – С. 90-94.
21. Пастернак, Ю.Г. Фазированная антенная решетка из сегментно-параболических антенн для мобильного терминала спутниковой связи и метод формирования виртуальных каналов приема сигналов / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, К.С. Сафонов, С.М. Федоров // Теория и техника радиосвязи. – 2022. – № 3. – С. 65-75.
22. Ищенко, Е.А. Сравнение эффективности формирования виртуальных антенных решеток на основе функции Ганкеля и магнитных диполей для геометрически сложных целей / Е.А. Ищенко, В.В. Негроров, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Федоров // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2023. – Т. 28. – № 5. – С. 74-82.

23. Ищенко, Е.А. Использование активного метаматериала для формирования сканирующей антенны / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Н.Б. Смольянов, С.М. Фёдоров // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 71-75.

24. Ищенко, Е.А. Многолучевая антенна на основе полусферической линзы с системой облучателей для полноазимутального сканирования / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 159-166.

25. Ищенко, Е.А. Многолучевая антенна на основе ТЕМ-рупоров с полноазимутальным сканированием / Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Д.К. Проскурин, С.М. Фёдоров // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 1. – С. 55-62,
и другие,

разрешены автором для безвозмездного использования в практической деятельности АО НВП «ПРОТЕК».

2. Внедрение вышеуказанных методов и методик способствовало по оценкам специалистов АО НВП «ПРОТЕК»:

- снижению временных затрат на разработку приемных и передающих антенных систем в зависимости от функциональной и конструктивной сложности на 5-10%;

- повышению качества (полноты и достоверности) научно-технического обоснования технических решений в процессе разработки и проектирования антенных систем для образцов техники радиоэлектронной борьбы, предназначенных для размещения на наземных и авиационных носителях.

Председатель комиссии



А.В. Журавлев

Члены комиссии:



Ю.В. Кузьменко



В.В. Кирюшкин



«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор

АО «Электросигнал»

Гуренко И.Д.

« 3 » июня 2025 г.

АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
Фёдорова Сергея Михайловича
на соискание ученой степени доктора технических наук.**

Результаты диссертационной работы Фёдорова С.М. на тему «Синтез многолучевых антенных систем с физическими и виртуальными элементами для улучшения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры» были внедрены и используются в практической деятельности АО «Электросигнал».

В частности, на предприятии используются:

- методика проектирования многолучевых антенн с полноазимутальным сканированием без эффекта затенения каналов, достигаемое за счет использования диаграммообразующей схемы в виде перфорированного листа из проводящего материала;

- методика проектирования многолучевых антенн с полноазимутальным сканированием на основе поляризационно-селективного рефлектора.

Заместитель ген. директора
по производству

Микляев Д.Н.

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по науке и инновациям
ФГБОУ ВО «ВГТУ»

Башкиров А.С.

« 27 » мая 2025 г.

АКТ

**о внедрении результатов диссертации
в учебный процесс Воронежского государственного технического университета**

Наименование диссертации: Синтез многолучевых антенных систем с физическими и виртуальными элементами для улучшения помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры.

Автор: Фёдоров Сергей Михайлович.

Научный консультант: Пастернак Юрий Геннадьевич.

Диссертация выполнена в Воронежском государственном техническом университете на кафедре радиоэлектронных устройств и систем, в рамках основного научного направления – Исследование и разработка многолучевых сверхширокополосных антенных систем.

Результаты научно-исследовательской работы **внедрены в учебный процесс ВГТУ** на основании решения кафедры радиоэлектронных устройств и систем от « 21 » мая 2025 г., протокол № 18.

1. Вид результатов, внедренных в учебный процесс:

– методика проектирования многолучевых антенн на основе двухуровневой линзы с возможностью полноазимутального сканирования;

– методика проектирования управляемого метаматериала, представляющего электромагнитный кристалл с коммутационными элементами, и предназначенного для динамического формирования отражающих поверхностей.

2. Области применения:

– лекционные, лабораторные, практические занятия, а также дипломные работы по дисциплине «Системы подвижной радиосвязи» направления подготовки 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы (направленность «Радиоэлектронные системы передачи информации»).

3. Форма внедрения:

– методические указания к лабораторным работам;

– методические указания по практическим занятиям.

4. Эффект от внедрения: повышение качества образования, достигаемое за счет новых знаний в области метаматериалов, методов синтеза и анализа многолучевых и реконфигурируемых антенн.

Проректор по учебной работе

А.И. Колосов

« 26 » мая 2025 г.

Декан факультета ФРТЭ

В.А. Небольсин

« 23 » мая 2025 г.

Заведующий кафедрой РЭУС

Д.В. Журавлев

« 21 » мая 2025 г.