

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования «Нижегородский государственный технический  
университет им. Р.Е. Алексеева»

*На правах рукописи*

**Шабалин Семен Андреевич**

**Разработка и исследование способов построения фазированных  
антенных решеток миллиметрового диапазона для радиолокационных  
систем интеллектуальных транспортных средств**

Специальность 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

Д.т.н, доцент

Мякинцов Александр Валерьевич

Нижегород - 2023

# Оглавление

Список основных обозначений и сокращений .....	4
Введение .....	5
1 Сравнительный анализ типов антенн и характеристики существующих радарных систем в области интеллектуальных транспортных средств .....	18
1.1 Выбор типа антенны .....	18
1.2 Основные характеристики существующих автомобильных радаров .....	25
2 Методика проектирования структурных элементов АР .....	35
2.1 Модель микрополосковой линии передачи .....	35
2.2 Излучатель АР .....	40
2.3 Способы подведения питания к элементам АР .....	45
2.4 Столбец АР .....	51
2.5 Методика построения столбца АР .....	55
3 Построение АР радаров интеллектуальных транспортных средств .....	72
3.1 Архитектура АР с разнесенными передающими и приемными элементами .....	72
3.2 Использование подрешеток в структуре микрополосковой АР .....	75
3.3 Применение экранирующих поверхностей .....	90
3.4 Модель АР многолучевого автомобильного радара .....	94
3.5 Модель АР однолучевого автомобильного радара .....	100
3.6 Структура прототипа многолучевого радара .....	105
3.7 Результаты испытаний автомобильного радара .....	111
3.7.1 Измерение угла обзора по горизонтали и вертикали .....	112
3.7.2 Измерение максимальной дальности обнаружения целей .....	114
3.7.3 Измерение ДН в режимах работы дальнего и ближнего действия .....	115
4 Способы построения АР радарных систем, осуществляющих контроль движения на стратегических объектах, и для малой авиации .....	123
4.1 Архитектура АР радара контроля движения на ж/д переезде .....	123
4.2 Исследование параметров и возможности использования просветного радара на ж/д переезде .....	137
4.3 Проектирование АР радара для малой авиации .....	149
4.3.1 Модель АР полетного радара .....	150
4.3.2 Антенна посадочного радара .....	155
5 Методика измерения ДН .....	161
Заключение .....	170
Список литературы .....	172



## Список основных обозначений и сокращений

- ADAS – advanced drive assistance system
- MIMO – multiple input and multiple output
- FMCW – frequency modulated continuous wave
- ДН – диаграмма направленности
- BW – ширина основного луча ДН
- АР – антенная решетка
- РЛС - радиолокационная система
- KУ – коэффициент усиления
- АФР – амплитудно-фазовое распределение
- КНД – коэффициент направленного действия
- КСВ – коэффициент стоячей волны
- КПД – коэффициент полезного действия
- САПР – система автоматизированного проектирования
- УБЛ – уровень боковых лепестков ДН
- АЦП – аналогово-цифровой преобразователь
- ЭПР – эффективная площадь рассеяния
- БПФ – быстрое преобразование Фурье
- УО – уголкового отражатель
- ЦОС – цифровая обработка сигнала
- ОИ – объект исследования
- БЭК – безэховая камера
- БПЛА – беспилотный летательный аппарат
- МПП – модуль приема-передатчика
- ЛА – летательный аппарат
- $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве
- $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость
- $\operatorname{tg}\delta$  – тангенс угла потерь
- $\rho$  – волновое сопротивление линии

## Введение

В настоящее время транспортные средства все в большей степени оборудуются различными электронными устройствами. Функции данных устройств варьируются от сигнализации об неисправности определённого блока до участия в процессе движения и оказания воздействия на органы управления в случае экстренной ситуации или в соответствии с командами, задаваемыми человеком. В части решения вопроса повышения безопасности эксплуатации транспортного средства наиболее перспективным и активно развивающимся направлением является применение систем интеллектуальной помощи водителю (Advanced Driver Assistant System), которые, как правило, размещаются под бампером или решеткой радиатора автомобиля. При этом в процессе движения и выполнении различных маневров обеспечивается предотвращение столкновений, в том числе предупреждение о возможном лобовом столкновении, контроль «слепых» зон, помощь при смене полосы, предупреждение о возможном ударе сзади, адаптивный круиз-контроль при движении по автостраде, круиз-контроль в режиме старт-стоп [1-4]. Основой данных систем служат различные бортовые датчики, осуществляющие сбор информации об окружающей автомобиль обстановке и передаче ее модулю обработки. Зачастую в качестве датчиков используются сенсоры оптического диапазона (камеры, лидары) и радары. Устройства оптического диапазона, используемые в адаптивном круиз-контроле, обладают низкой вероятностью правильного обнаружения объектов на дороге при неблагоприятных погодных условиях, а также ненадежно отслеживают грязные (и, следовательно, плохо отражающие) транспортные средства [6]. Кроме того, возможности камер в ночное время суток также ограничены. Подобные устройства должны быть открыты, а также не покрыты слоем наледи, снега или грязи. В большей степени в системах ADAS используются радары, которые обладают неизменяемыми характеристиками обнаружения при любых погодных условиях и времени суток. Кроме того, радарные датчики могут быть спрятаны за пластиковыми панелями (бампер автомобиля) и размещены в нижней части автомобиля. При этом, разработка подобных устройств является трудоемкой и сложной задачей, поскольку, ввиду специфики области применения, радар должен удовлетворять требованиям по дальности обнаружения, сектору обзора, типу зондирующего сигнала, обладать способностью обнаруживать, разрешать и определять класс множества целей одновременно при времени накопления информации в пределах десятков миллисекунд. В целом, оптимальным решением при реализации системы помощи водителю является совместное использование радара и оптических сенсоров [5].

Ведущие зарубежные компании, занимающиеся разработкой и производством автомобильных радаров и систем помощи водителю на их основе, такие как Bosch, Denso, Continental, уже несколько десятилетий реализуют свою продукцию на рынке. Крупнейшие мировые автопроизводители (Mercedes, Audi, Volvo) устанавливают радары на свои автомобили, в первую очередь, премиум класса. Отметим, что первый опытный образец автомобильного радара был установлен на Mercedes еще в 1974 году. В результате за такой промежуток времени упомянутыми компаниями-лидерами был накоплен колоссальный практический опыт в области разработки антенн, приемо-передающих модулей, алгоритмов первичной и вторичной обработки радиолокационной информации в автомобильных радарах. За долгие годы исследований и разработок сменилось несколько поколений автомобильных радаров, отличающихся технологиями производства основных узлов и уровнем характеристик обнаружения. Было получено и обработано огромное количество реальных статистических данных.

Существующие прототипы отечественных автомобильных радаров преимущественно работают в сантиметровом диапазоне волн, в то время как за рубежом достаточно давно и активно используют миллиметровый диапазон. Более того, в настоящее время ведутся разработки систем в диапазоне 300 ГГц и выше [7-8]. В целом наблюдается тенденция перехода все в более высокие частотные диапазоны. Также, российские разработки в данной области уступают устройствам ведущих мировых компаний по ряду основных характеристик обнаружения, среди которых можно выделить: угол обзора, разрешающая способность по дальности, углу, скорости, количество одновременно обнаруживаемых целей, точность измерения и др.

На основе описанной ситуации, направление разработки отечественных автомобильных радаров, характеристики которых максимально приближены к мировым стандартам, является в полной мере актуальной и наукоемкой задачей. Приступая к исследованию данной тематики, необходимо максимально изучить опыт тех коллективов, которые много лет занимаются подобными разработками. На текущий момент практически все доступные материалы для анализа – это открытые материалы зарубежных авторов, опубликованные в журналах и трудах конференций, а также доступные для внешнего изучения образцы радаров и техническое описание их параметров. Однако, основные концепции и особенности построения систем обработки информации, СВЧ структур, систем питания подобных устройств и др. в значительной степени скрыты и не доступны для ознакомления. В связи с этим, можно выделить ключевые технологии, которые требуется исследовать и изучить для получения необходимых знаний и навыков для разработки конкурентоспособных радаров. Ключевыми в данном случае технологиями являются

- способы формирования и оптимальные параметры зондирующих сигналов;
- технологии построения антенных систем и приемо-передающих модулей;
- методы и алгоритмы пространственно-временной цифровой обработки сигналов;
- алгоритмы траекторного сопровождения и распознавания целей.

Каждая из обозначенных технологий является полноценной задачей со своими трудностями и особенностями. В представленной работе основное внимание сконцентрировано на способах и процедуре проектирования архитектур антенных систем радаров сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Основными задачами при проектировании антенной системы являются выбор типа антенны и способа размещения излучающих элементов в раскрыве, расчет структурных элементов антенны, обеспечение согласования между антенной и линией антенно-фидерного тракта. Определение типа антенны зависит от ряда факторов, которые главным образом сводятся к обеспечению характеристик излучения, соответствующих заданным требованиям; массо-габаритным показателям и стоимостью производства устройства. Каждый из этих факторов определяет эффективность работы радара в целом и саму возможность использования его в реальных условиях. Выбор и расчет характеристик элементов антенны является базовой процедурой, определяющей структуру электромагнитного поля и эффективность излучения. От способа размещения этих элементов относительно друг друга зависят характеристики формируемой в пространстве ДН антенны.

Использование радаров в транспортных системах не ограничено автомобильными решениями. В последнее время радары активно используются на железнодорожном

транспорте [79]. Особого внимания с точки зрения повышения безопасности требуют железнодорожные переезды. Актуальность рассмотрения данного вопроса вызвана тем фактом, что ежегодно в РФ на переездах погибают сотни людей, наносится ущерб технике и инфраструктуре. По данным Евросоюза, ежегодно на железных дорогах ЕС происходит более 2000 крупных аварий, из них около 17% – на переездах. По оценкам экспертов, ежегодный ущерб достигает 1 млрд. евро. В большинстве случаев причиной аварии является человеческий фактор. Ключевым моментом для повышения безопасности является создание высоконадежных систем с высокой степенью автоматизации. Для обеспечения безопасности движения на переездах используются различные автоматические системы, обеспечивающие передачу сигнала приближающемуся поезду о нахождении объекта на закрытом для автотранспорта переезде. Таким объектом может, к примеру, быть автомобиль, остановившийся на путях по причине неисправности.

Лидерами в области производства радаров для систем безопасности железнодорожных переездов являются NavTech Radar (Великобритания), Sick (Италия), Fujitsu (Япония). Предлагаемые решения сводятся к радарным сенсорам, не предусматривающим совместную обработку сигналов в составе разнесенной многопозиционной системы. По результатам многолетних исследований и изучения особенностей реализации систем безопасности на ж/д переездах в различных журналах и материалах конференций есть немало информации на данную тему [10-13]. Отечественных аналогов подобным устройствам нет. Большинство переездов в России оборудованы шлагбаумами и специальными устройствами заграждения, которые лишь предупреждают и препятствуют прохождению посторонних объектов через переезд при приближении поезда. В связи с указанными обстоятельствами существует острая необходимость разработки радиолокационного комплекса для интеллектуальной системы безопасности железнодорожного переезда.

К системам обнаружения объектов на переездах предъявляются весьма жесткие требования в отношении функциональной безопасности. Согласно ГОСТ-34012-2016 (Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики), интенсивность опасных отказов системы предупреждения о нахождении на закрытом переезде посторонних объектов должна быть не более  $2 \cdot 10^{-10}$  1/ч [9]. Опасным отказом системы безопасности считается ситуация, когда на приближающийся локомотив не передается информация о нахождении на закрытом переезде посторонних объектов, составляющих помеху для движения поезда. При этом специальных требований к дальности обнаружения не предъявляется и зачастую она составляет несколько десятков метров.

Теория и техника радаров ближнего действия диапазонов 24,05...24,25 ГГц и 76...77 ГГц за десятилетия исследований является весьма развитой в части технологической и компонентной базы интегральных приемо-передающих модулей, разработки ММО АР и алгоритмических решений системы обработки сигналов, если говорить о зарубежных производителях. Данные решения описаны в литературе [14,69] и используются мировыми лидерами (Bosch, Continental, Delphi и др.) при производстве автомобильных радаров.

Следует отметить, что использование для построения систем безопасности переездов готовых решений в виде автомобильных радаров является неприемлемым в первую очередь по причине значительно более низких требований по функциональной надежности. Кроме того, для систем контроля переездов форма и размеры зоны ответственности, а также способ ее разбиения на элементы разрешения, сильно отличаются

от аналогичных параметров автомобильных радаров. При этом одним из ключевых компонентов радара, определяющих конфигурацию зоны обнаружения, является АР, интегрированная в высоконадежный приемопередающий модуль.

Можно выделить следующие ограничения, препятствующие применению имеющихся решений, используемых в автомобильных радарах, для железнодорожных поездов:

- узость сектора обзора;
- неудовлетворительные вероятностные характеристики в части обнаружения и распознавания объектов, не соответствующие стандартам для систем железнодорожного транспорта;
- отсутствие требований по функциональной надежности и безопасности;
- излишняя дальность обнаружения объектов;
- отсутствие (в большинстве случаев) разрешающей способности по углу места;
- недостаточная точность определения координат объектов.

В соответствии с изложенным выше разработка радара для контроля движения на ж/д переезде представляет собой актуальную и самостоятельную задачу. В свою очередь, описанные выше ключевые особенности радаров для контроля зоны переезда во многом определяются именно конструкцией и параметрами антенной системы. Четвертая глава данной работы посвящена разработке архитектуры антенной решетки для радаров систем контроля железнодорожного переезда.

Еще одним активно развивающимся направлением в транспортных технологиях является малоразмерная и беспилотная авиация. Так, для решения задач в гражданской и военной сферах все чаще применяют беспилотные летательные аппараты (БПЛА) вертолетного или коптерного типа. Военное применение таких БПЛА может заключаться в выполнении разведывательных функций, обеспечении связи и решении задач радиоэлектронной борьбы, нанесении точечных ударов высокоточным оружием. При этом, для решения задачи управления малоразмерным (беспилотным) вертолетом в ночное время, в условиях ограниченной видимости (в тумане, дыму и проч.) необходима радиолокационная система. Подобная система должна обеспечивать обнаружение и определение координат объектов, представляющих потенциальные препятствия для движения вертолета, с целью исключения столкновения с ними во время полета и посадки.

В настоящее время данная проблема остро стоит и для владельцев частных вертолетов. Вопрос безопасности движения является весьма актуальным ввиду отсутствия у этих вертолетов (самая распространенная модель Robinson) радаров, обеспечивающих обнаружение препятствий типа проводов и опор ЛЭП, в условиях ограниченной видимости.

Существующие отечественные решения в области создания вертолетных радиолокаторов (БРЛС «Когитор МФ-2», «Жук-А» и некоторые другие) непригодны для установки на небольшие ЛА вследствие больших массы и габаритов (масса составляет от нескольких десятков килограмм и более). В то же время дальность действия этих радаров (десятки километров), обеспечивающая решение задачи обнаружения радиолокационных объектов в целях контроля воздушного пространства, является избыточной для задач навигации, пилотирования и посадки малоразмерных летательных аппаратов [17].



В этой связи является актуальной проблема создания компактных радиолокационных комплексов субмиллиметрового диапазона, обеспечивающих обзор пространства в заданном секторе.

Наиболее распространенными образцами полетного радара являются радары EchoFlight от компании Echodyne (США), а также MR72-UAV от компании Nanoradar (Китай), использующие подходы и решения, основанные на многочисленных исследованиях и испытаниях, проводимых в данной области [18-22]. Радар EchoFlight работает в диапазоне 24,45...24,65 ГГц, полоса частот 200 МГц. Имеет достаточно высокое разрешение по угловым координатам ( $2^\circ$  по азимуту и  $6^\circ$  по углу места). Предназначен для обнаружения воздушных объектов и способен обнаруживать дрон класса Phantom 4 на дальности более 750 м, а малый самолет типа Cessna на дальности более 2 км. Радар от компании Nanoradar работает в диапазоне частот 76...77 ГГц, и потому обладает крайне ограниченной дальностью действия до 40 м, но высоким разрешением по дальности (0.17 м). Предназначен для исключения столкновения дронов с объектами типа линий электропередач. В имеющихся описаниях указанных образцов отсутствует информация о реализации функции построения профиля высот поверхности в переднем секторе обзора БПЛА, что является крайне важным при движении на малых и сверхмалых высотах. Для реализации этой функции требуется создание радара с трехкоординатной антенной решеткой и специальными алгоритмами обработки сигналов. Также радар должен решать задачу обнаружения как объектов, находящихся в воздухе в секторе заданного размера по азимуту и углу места, так и неоднородностей профиля поверхности в переднем секторе обзора. Задача построения трехкоординатной антенной решетки для радара, устанавливаемого на БПЛА, является наиболее сложной из тех, что решаются в данной работе. Она базируется на использовании технологий, применяемых при построении антенн для наземных транспортных средств и систем, но отличается необходимостью обеспечения дополнительных функций, уникальных для случая работы на борту БПЛА.

Таким образом, в представленной работе рассматриваются способы и особенности построения АР и использования данных антенн в радарх для интеллектуальных транспортных средств, системах контроля ж/д поездов и малой авиации и беспилотников. В частности, исследуются оптимальные подходы к проектированию моделей АР, реализующих заданные характеристики обнаружения при обеспечении однозначности определения координат целей. Также решаются задачи по одновременному достижению широкого сектора обзора радара и высокого уровня разрешения по углу. Рассмотрены методики построения структурных элементов АР и способ измерения ДН данных АР.

Часть результатов данной работы получена в рамках выполнения НИОКР «Разработка миллиметровых радаров диапазона 76-77 ГГц и программного обеспечения для систем безопасности автотранспорта», шифр 075-11-2019-053-ЛЭТИ (договор № 14-ЦПР/19 от 16 сентября 2019 г. между СПбГЭТУ «ЛЭТИ» и АО «ПКК Миландр») в рамках реализации комплексного проекта по созданию отечественного высокотехнологичного производства систем безопасности автотранспорта на основе блока управления и интеллектуальных датчиков, включающих миллиметровые радары диапазона 76-77 ГГц (Соглашение между Министерством науки и высшего образования РФ и АО «ПКК Миландр» №075-11-2019-053), и договора № 26-11-2021/60 от 26 ноября 2021г. между Автономной некоммерческой организацией «Центр содействия научно-образовательной деятельности Нижегородского НОЦ» (АНО «Нижегородский НОЦ») и Акционерным обществом «Научно-производственное предприятие «Салют» (АО «НПП «Салют»), а также договора № 325/2021/21/2558 от «08» декабря 2021 г. между АО НПП

«Салют» и ФГБОУ ВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева» (НГТУ) о выполнении СЧ ОКР по соответствующей теме.

В работе представлены результаты экспериментов, полученные в безэховой камере АО «ПКК Миландр» на основе исследований АР действующего прототипа автомобильного радара миллиметрового диапазона.

### **Цель работы**

Целью работы является исследование и разработка способов построения АР миллиметрового и сантиметрового диапазонов для радаров, используемых для обеспечения безопасности на транспорте, в том числе: радаров интеллектуальных наземных транспортных средств, радаров контроля движения на ж/д переездах и радаров для беспилотных летательных аппаратов.

### **Задачи работы**

1. Выбор и обоснование архитектуры антенных решеток для радаров миллиметрового и сантиметрового диапазонов, как часть работы по импортозамещению систем интеллектуальной помощи водителю, в отношении вида и структуры элементов АР, топологии АР, способа формирования лучей диаграммы направленности на передачу и прием.
2. Разработка структурных элементов АР, исследование и оптимизация их характеристик.
3. Разработка и исследование способов построения топологии антенных систем автомобильных радаров, обеспечивающих максимизацию дальности обнаружения целей и наилучшее угловое разрешение в физическом луче (без применения алгоритмов сверхразрешения) при ограниченном количестве приемо-передающих модулей.
4. Построение конструкции антенных решеток передающей и приемной позиций просветного радара, размещаемого на ж/д переезде совместно с моностатическим для повышения вероятности обнаружения объектов на ж/д переезде.
5. Исследование способа высокоточного измерения координат объекта в двух ортогональных плоскостях и разработка способа построения антенной системы радара для малой и беспилотной авиации, обеспечивающего возможность реализации трехкоординатного обзора и функции построения карты высот в зоне посадки БПЛА.
6. Электродинамическое моделирование и оптимизация разработанных топологий антенных решеток в САПР.
7. Исследование способа получения оценки основных характеристик луча ДН АР в безэховой камере без применения классической процедуры измерения амплитуды отраженного сигнала с множества направлений.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Предложенный способ построения фазированной антенной решетки миллиметрового диапазона, состоящей из неперекрывающихся подрешеток передающей и приемной частей при максимальном разнесении фазовых центров одной из них, для заданного числа передающих и приемных каналов и ограничений в отношении геометрического размера апертуры позволяет достичь близких к оптимальным характеристикам в отношении сочетания дальности обнаружения и углового разрешения.

2. Применение разработанной конструкции передающей и приемной антенных решеток с подавлением излучения и приема в направлении линии базы для просветного радара сантиметрового диапазона длин волн (2,4 ГГц, 5 ГГц) обеспечивает возможность использования просветного эффекта для повышения эффективности радиолокационного комплекса системы безопасности железнодорожного переезда по обнаружению стационарных объектов в зоне переезда по сравнению с системой, где применяются только радары, реализующие обнаружение сигнала обратного рассеяния.
3. Однозначное определение угловых координат целей в двух ортогональных плоскостях при заданной разрешающей способности и ограничении числа каналов АР вертолетного радара ближнего действия обеспечивается за счет секторного сканирования при переключении передающих подрешеток и формированию набора парциальных приемных лучей в пределах выбранного сектора.
4. Диаграмма направленности фазированной антенной решетки может быть оценена с незначительной по сравнению с классическим методом погрешностью (единицы децибел в области боковых лепестков) по измерению амплитудно-фазового распределения в приемных каналах сигнала, отраженного от тестового уголкового отражателя при одном фиксированном угловом положении отражателя относительно антенны для каждого луча диаграммы направленности.

#### **Методы исследования**

Результаты работы получены с использованием теории антенн, численных методов электродинамического моделирования в САПР, методов математического моделирования и натурных испытаний прототипа.

**Научная новизна** работы состоит в следующем:

1. Предложен способ построения антенной решетки, который при ограниченном количестве приемных и передающих каналов обеспечивает заданное сочетание дальности обнаружения объектов и рэлеевского разрешения по угловой координате и, в отличие от известных способов, основанных на использовании технологии ММО, не ведет к возникновению энергетических потерь, связанных с разреженным характером решетки.
2. Разработана архитектура антенной решетки для высоконадежного радара контроля движения на ж/д переезде, обеспечивающая обзор широкого сектора углов (свыше девяноста градусов) с высокой разрешающей способностью (в несколько градусов), которая, в отличие от известных решений, основана на двухэтапном формировании гребенки интерференционных лучей передающей антенны путем переключения фаз передающих каналов при последующей пространственной селекции лучами приемной решетки с цифровым диаграммообразованием.
3. Показана возможность применения просветного эффекта для повышения надежности работы радиолокационного комплекса на ж/д переезде и предложен способ обнаружения стационарных целей вблизи линии базы, что достигается за счет специально-спроектированных антенн, обеспечивающих формирование нулей ДН вдоль линии базы.
4. Предложен секторный способ сканирования пространства в двух ортогональных плоскостях передающей фазированной антенной решеткой радара для беспилотного летательного аппарата с поочередным формированием набора узких лучей приемной решетки в каждом из секторов. Данный подход, в отличие от известных решений, основанных на технологии ММО, позволяет формировать максимальную

физическую апертуру приемной антенны, состоящей из подрешеток, при заданном числе каналов.

5. Разработан способ получения характеристик луча ДН антенны, основанный на вычислении преобразования Фурье от наведенного амплитудно-фазового распределения поля по апертуре при приеме сигнала лишь с одного направления.

**Практическая ценность работы** заключается в том, что:

1. Разработан прототип автомобильного радара, АР которого реализована в соответствии с рассмотренным в работе способом, обеспечивающим управляемый компромисс между дальностью обнаружения объектов и разрешающей способностью по угловой координате при заданных ограничениях на габариты антенны и число каналов.
2. Разработана архитектура и схема размещения на СВЧ плате антенны РЛС, предназначенной для контроля движения на ж/д переезде, в состав которой входят моностатический и просветный радар.
3. Разработаны топологии АР посадочного и полетного радаров для малой авиации с использованием секторного сканирования пространства в двух ортогональных плоскостях для обеспечения трехкоординатного обзора пространства в передней и нижней полуплоскости относительно носителя.
4. Разработанный способ оценивания ДН АР в значительной степени упрощает процесс определения ее направленных свойств, что особенно важно при измерении характеристик антенн серийных образцов радаров.

**Обоснованность и достоверность** полученных результатов подтверждается:

- результатами математического и электродинамического моделирования в САПР ADS;
- согласованием с данными, приведенными в научной литературе;
- результатами натурных испытаний макетов и опытных образцов радаров миллиметрового диапазона в безэховой камере с помощью поверенной аппаратуры.

#### **Личный вклад автора**

1. Исследовал возможные методы построения антенных систем РЛС, функционирующих в условиях проезжей части, ж/д переезда, и на борту малой авиации.
2. Разработал топологии архитектур АР для радаров наземного и воздушного транспорта
3. Произвел математическое и электродинамическое моделирование топологий АР интеллектуальных транспортных средств и системы контроля движения на ж/д переезде.
4. Совместно с научным руководителем разработал и исследовал способ оценки характеристик луча ДН антенн.

#### **Внедрение полученных результатов**

Основные результаты работы использовались:

1. При разработке и производстве совместно с АО «ПКК Миландр» опытных образцов автомобильных радаров миллиметрового диапазона: однолучевого «Обзор-77-1» и многолучевого «Обзор-77-2».
2. При разработке и выпуске опытных образцов радаров, входящих в состав радиолокационного комплекса системы безопасности железнодорожного переезда, разработанных в НГТУ в кооперации с АО НПП «Салют».

### **Апробация работы**

Основные результаты работы представлены и обсуждались на российских и международных конференциях. В их числе:

1. XXIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC 2018), Воронеж, 17-19 апреля 2018.
2. Конференция молодых исследователей России по электротехнике и электронике IEEE (2019 ElConRus), Санкт-Петербург, 28-31 января, 2019.
3. The 21th International Radar Symposium (IRS), Ulm, Germany, 26-28 June 2019.
4. Конференция молодых исследователей России по электротехнике и электронике IEEE (2020 ElConRus), Санкт-Петербург, 27-30 января, 2020.
5. The 22th International Radar Symposium (IRS), Berlin, Germany, 21-22 June 2021.

### **Публикации**

Основные результаты работы отражены в 16 научных публикациях, среди которых 3 статьи в журналах, входящих в список ВАК, 10 статей в журналах и сборниках, индексируемых в международных базах данных (Scopus, Web of Science), а также в свидетельстве о государственной регистрации программы для ЭВМ. Публикации по теме работы, содержащие ее основные положения и результаты исследований, приведены в списке литературы.

### **Краткое содержание работы**

Диссертационная работа состоит из введения, пяти разделов и заключения.

**Во введении** обсуждается актуальность и задачи работы, текущее состояние рассматриваемого научного направления, методы исследования, практическая ценность и научная новизна работы, также обозначены конкретное внедрение результатов исследования, апробация работы и основные положения, выносимые на защиту.

**В первом разделе** рассматриваются основные типы антенн, используемые в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн, и вопрос определения способа построения антенной системы для РЛС интеллектуальных транспортных средств. Описаны структурные особенности данных антенн, а также их достоинства и недостатки, связанные с их применением в условиях дорожной ситуации.

Ведущие производители радаров интеллектуальных транспортных средств реализуют антенны в виде АР. Такой выбор обусловлен тем, что направление и параметры соответствующей ДН такой антенны регулируются изменением АФР токов на ее излучающих элементах. Кроме того, наличие большого числа элементарных излучателей позволяет добиться в общем случае высокого показателя КНД по сравнению с одиночными

излучателями и узкого луча ДН для достижения соответствующих поставленным задачам характеристик углового разрешения. Одним из самых популярных методов построения АР является технология на основе отрезков микрополосковых линий передачи, ввиду простоты ее структуры, низкого профиля и малой стоимости производства.

Отмечены основные достоинства антенных систем автомобильных радаров ведущих мировых производителей в части обеспечиваемой ширины сектора обзора, дальности обнаружения, рабочей полосы частот, разрешающая способность по углу, которые определяют популярность применения данных систем на борту большинства современных автомобилей. Также описан разработанный в НГТУ совместно с индустриальным партнером АО «ПКК Миландр» автомобильный радар МАРС – 2А1/10, работающий в сантиметровом диапазоне волн [23], с оригинальной конструкцией антенны.

**Во втором разделе** дается описание методики построения структурных элементов АР на базе отрезков микрополосковой линии передачи. Рассматривается процесс проектирования патч-антенны, в частности, особенности, связанные с расчетом размеров элемента излучения, способы подведения мощности от приемо-передающего модуля к конкретному излучателю антенны и объединению патчей в единую структуру столбца АР. Данное описание, не претендуя на научную новизну в масштабах мировой науки, демонстрирует накопленный опыт коллектива и автора работы в области разработок такого класса при том, что практика разработки и производства соответствующих устройств в РФ крайне ограничена.

Каждый патч проектируется исходя из условия формирования максимума излучения в направлении ортогональном плоскости антенны. Это достигается соответствующим выбором рабочей моды (конфигурации поля), главным образом, за счет изменения длины и ширины патча. Для достижения чисто действительного входного сопротивления патча, в качестве начального приближения его длины берется половина длины волны в подложке. Дальнейшая корректировка связана с тем фактом, что поле, в отличие от полосковой линии, сосредоточено не только в диэлектрике, но частично и в воздухе из-за чего на краях патча возникает эффект загибания линий электрического поля, что приводит к увеличению электрической длины элемента.

Выбор способа подведения мощности к элементу АР зависит от ряда факторов, среди которых можно выделить: рабочую полосу частот, параметры диэлектрика, технологию производства платы и антенной системы, в частности, и др. Кроме того важным является вопрос выбора точки и или области антенны, к которой будет подводиться мощность. В зависимости от варианта решения данного вопроса и конфигурации антенной системы, характеристики излучения могут претерпевать значительные искажения. В связи с этим рассмотрены несколько способов запитывания элементов АР и два подхода к определению области антенны, к которой может подводиться мощность от микросхемы.

Один столбец АР может быть представлен как комбинация двух компонентов: прямоугольных патчей и микрополосковых линий, соединяющих их друг с другом. Важным условием при проектировании столбца АР является обеспечение синфазного возбуждения всех входящих в него элементов с заданным амплитудным распределением для достижения требуемых характеристик ДН антенны в заданной плоскости. В связи с этим в данном разделе рассмотрен процесс проектирования столбца АР миллиметрового диапазона с учетом требований к уровню КПД и продемонстрированы результаты математического и электродинамического моделирования.

**Третий раздел** посвящен вопросам исследования известных решений и разработки АР автомобильного радара. Рассмотрены пути решения проблемы, связанной с использованием как можно меньшего количества микросхем при сохранении апертуры, обеспечивающей заданную дальность обнаружения и уровень разрешения по угловой координате.

Первый из рассмотренных вариантов заключается в использовании ММО технологии при построении антенной системы. В значительной степени данный подход обеспечивает решение задачи по достижению высокого разрешения по углу и отсутствию интерференционных максимумов в ДН. Однако, при этом КУ ММО антенны уменьшается по сравнению с антенной, апертура которой полностью заполнена элементами, расположенными эквидистантно с шагом равным половине длине волны в воздухе, что неизбежно приводит к снижению дальности обнаружения объектов всей РЛС. С применением ММО технологии связана еще одна существенная проблема, связанная с декодированием ортогональных сигналов в физических каналах приемной решетки. Этот процесс сопровождается либо появлением дополнительных спектральных пиков по размерности частоты Доплера в случае использования кодов Уолша или кодов Фурье [24], либо со значительным увеличением уровня боковых лепестков в той же размерности при использовании псевдослучайных последовательностей.

Оптимальным с точки зрения сохранения числа элементов в АР и формирования узкого луча результирующей ДН является способ, заключающийся в объединении соседних элементов антенны в, так называемые, подрешетки. В этом случае удастся сохранить КУ и разрешающую способность, и в то же время при работе в узком секторе углов в дальней зоне интерференционные максимумы ДН приемника оказываются в зоне боковых лепестков ДН передатчика и подавляются при получении результирующей ДН.

Представлены результаты вычислений зависимостей отношения сигнал-шум на входе приемного устройства от размера его антенны относительно общей апертуры и ширины луча результирующей ДН от соотношения ширины апертуры передатчика и всей апертуры. Согласно произведенным вычислениям, максимальная дальность антенны при сохранении ее общей геометрической площади будет иметь место в том случае, когда общая апертура антенны делится поровну между передающей и приемной антеннами. В тоже время наименьшая ширина луча ДН, и как следствие лучший уровень углового разрешения, для той же самой антенны достигается при минимальном отношении апертуры, например, приемной антенны к размеру всей АР. Возникающее противоречие возможно разрешить за счет размещения либо передающих или приемных столбцов на краях апертуры антенны при заполнении пространства между ними оставшимися элементами АР.

Произведен расчет и моделирование структурных элементов АР и приведены результаты моделирования разработанных подрешеток. Также продемонстрирована модель АР автомобильного радара, архитектура которой построена на основе предложенного метода. Рассмотрены основные конструктивные особенности модели и получены характеристики излучения, из которых следует, что ширина формируемых лучей ДН АР в азимутальной плоскости составляет порядка  $5^\circ$  при этом апертура АР полностью заполнена столбцами, что обеспечивает максимизацию дальности обнаружения целей.

На основе предложенных решений и описанных методик, представлены результаты экспериментов, проведенных с прототипом автомобильного радара миллиметрового диапазона. Приведены структурные схемы модулей приемо-передающих устройств

многолучевого и однолучевого радаров, схема размещения компонентов на цифровой плате многолучевого радара, а также фото исследуемых устройств.

Продемонстрированы результаты эксперимента по измерению угла обзора по вертикали и горизонтали многолучевого радара миллиметрового диапазона в безэховой камере с использованием аппаратного имитатора целей. Также приведены результаты, полученные при исследовании максимальной дальности обнаружения разного класса целей радаром и измеренные ДН в режимах дальнего и ближнего действия. Характеристики автомобильного радара в полной мере соответствуют заявленным, что подтверждено успешным прохождением всех экспериментальных исследований прототипом автомобильного радара.

**В четвертом разделе** рассматриваются особенности построения антенной системы, обеспечивающей высокий уровень разрешающей способности по углу при сохранении однозначности измерения координат целей, что определяет основные характеристики систем, осуществляющих контроль на объектах повышенной опасности и на ж/д переездах, в частности.

Рассмотрена модель АР ж/д радара, в которой передающие элементы расположены на максимальном расстоянии друг от друга, а пространство между ними заполнено элементами приемной антенны. При этом формируется набор узких передающих лучей. Для максимального перекрытия по направлениям заданного сектора обзора работа передающих элементов в дальней зоне осуществляется в двух режимах: синфазный и противофазный. Ширина нулей и максимумов ДН передатчика, также, как и их количество зависит только от расстояния между передающими элементами активной передающей АР. При этом уровень разрешения по углу определяет именно апертура передающей, сильно разреженной, антенны. Приведены основные параметры модели АР, структура передающей части радара и результаты математического моделирования, на основе которых можно сделать вывод об эффективности использования метода разнесенных передатчиков/приемников в ситуациях, когда не предъявляется особых требований по дальности обнаружения объектов.

Приведены результаты исследования возможности использования просветного радара совместно с отражательным на ж/д переезде. Представлены результаты расчета зон обнаружения просветного радара с несущими частотами: 915 МГц, 2400 МГц и 5000 МГц. Рассмотрен способ решения задачи обнаружения неподвижных объектов вблизи линии базы, заключающийся в формировании нуля ДН в данном направлении и передачи когерентного опорного сигнала приемной позиции через коаксиальный кабель. Рассмотрена структура АР, отражательного радара и приведены результаты двойного преобразования Фурье рассеянных сигналов в условиях наличия прямого сигнала и при его отсутствии, из которых следует, что при подавлении прямого сигнала стационарная цель вблизи линии базы может быть обнаружена также, как и движущаяся.

Также в данном разделе описывается метод реализации антенных систем для радаров малой и беспилотной авиации. Рассматриваются недостатки ранее рассмотренных подходов при построении полетных РЛС, главным образом из-за необходимости обеспечения относительно широкого сектора обзора с высоким угловым разрешением при дальности обнаружения целей порядка 1-2 км. Достигнуть требуемых характеристик в данном случае возможно за счет разбиения пространства на несколько секторов и поочередного облучения каждого из них. Угловое разрешение может быть обеспечено за счет формирования в заданном секторе набора узких лучей, при этом интерференционные



максимумы, возникающие из-за использования подрешеток, как решения задачи по сокращению числа приёмно-передающих каналов, оказываются в области боковых лепестков ДН, облучающей данный сектор в определённый момент времени.

Реализация структуры АР, характеристики которой позволяют обнаруживать провода и опоры ЛЭП дополняются задачей обнаружения препятствий под вертолетом при его посадке для предотвращения его возможного повреждения и возникновения угрозы человеку. При этом необходимо обеспечить разрешающую способность в несколько градусов в обеих плоскостях. Радарная система вертолета состоит из двух частей: полетного радара и посадочного радара.

Передающая АР полетного радара с рабочей частотой 24 ГГц осуществляет поочередное сканирование 3 секторов шириной  $12^\circ$  в азимутальной и  $20^\circ$  в угломестной плоскости за счет архитектуры и топологии микрополосковых линий передачи, соединяющих соответствующие подрешетки с каналами микросхем. В приемной антенне, имеющей 16 каналов, с помощью цифрового диаграммообразования формируется набор лучей шириной  $2.5^\circ$  в азимутальной и  $10^\circ$  в угломестной плоскости, что с учетом передающей ДН обеспечивает достижение высокого уровня разрешающей способности по углу при однозначном определении координат объектов.

Приведены структурные особенности АР посадочного радара, работающего в диапазоне 77 ГГц. В данном случае все пространство под вертолетом разбивается на 9 секторов шириной  $15^\circ$  в обеих плоскостях, которые поочередно облучаются соответствующими передающими антеннами. В каждом из секторов формируется 25 приемных лучей шириной порядка  $3^\circ$ , что определяет разрешение по углу. Данный метод полностью удовлетворяет поставленным требованиям, что подтверждается результатами математическими моделирования разработанных моделей АР.

**Пятый раздел** посвящен рассмотрению альтернативного способа измерения ДН АР. Классическая процедура измерения ДН состоит в облучении и перемещении антенны с известными характеристиками излучения вокруг исследуемой антенны в безэховой камере и снятия уровня напряженности электрического поля на приемной стороне в зависимости от направления прихода волны от передатчика. Данный процесс в зависимости от требуемой точности измерения ДН может состоять из множества итераций, что ведет к значительным временным затратам. Результаты моделирования и экспериментов показывают, что для оценивания ДН с достаточно высокой для практики точностью можно измерить амплитудно-фазовое распределение в каналах приемной решетки для направлений, соответствующих центрам формируемых приемных лучей, а форму ДН определить через вычисление преобразования Фурье от измеренного распределения. На основе проведенных расчетов представлены результаты математического моделирования АР с рабочим диапазоном частот 76-77 ГГц с целью исследования степени расхождения предложенного подхода с классическим методом измерения ДН.

**В заключении** сформулированы основные результаты представленной работы.

# **1 Сравнительный анализ типов антенн и характеристики существующих радарных систем в области интеллектуальных транспортных средств**

## **1.1 Выбор типа антенны**

Выбор типа антенны зависит от ряда факторов: функциональных требований, ограниченного места для монтирования, стандартизации используемых радиочастот, сроков производства и др. С точки зрения предъявляемых требований к радарам для наземного транспорта, антенна должна обеспечивать формирование соответствующих характеристик излучения для корректной работы радара в дальней и ближней зонах. Большинство современных производителей различных датчиков и систем помощи водителю используют в качестве антенны АР. Такой выбор обусловлен тем, что направление и параметры соответствующей ДН такой антенны регулируются изменением АФР токов на ее излучающих элементах. Кроме того, наличие большого числа элементарных излучателей позволяет добиться в общем случае высокого показателя КНД по сравнению с одиночными излучателями и узкого луча ДН для достижения соответствующих поставленным задачам характеристик углового разрешения.

В условиях современного трафика к радарам, в частности автомобильным, предъявляются особые требования по дальности обнаружения объектов, разрешающей способности по скорости, дальности, угловой координате, вероятности правильного обнаружения. Кроме того, накладываются ограничения на мощность излучения, сектор обзора, и геометрические размеры самого устройства. В связи с этим, для удовлетворения всем обозначенным требованиям в автомобильном радаре с рабочей частотой 77ГГц используется АР.

Существуют разные способы построения АР. Главными их особенностями являются наличие большого числа излучателей, каждый из которых может быть представлен различной антенной и способ размещения этих антенн относительно друг друга. Также немало важную роль играет технологический процесс изготовления таких систем, его трудоемкость и затраты. Рассмотрим некоторые существующие подходы для реализации ФАР на основе обозначенных особенностей таких структур.

В настоящее время мировые лидеры в области создания радарных систем для наземного транспорта, такие как Continental, Bosh, Delphi, Denso используют различные способы построения антенн для таких устройств. Наиболее популярными решениями являются структуры на базе рупорных антенн, структуры с интегрированным в подложку волноводом (в англоязычной литературе Substrate Integrated Waveguide) и антенны, построенные на основе отрезков микрополосковых линий.

Реализация антенн систем на базе рупорных антенн обусловлена их простотой конструкции, универсальностью, широкополосностью, высоким уровнем КУ и КПД (рисунок 1.1).

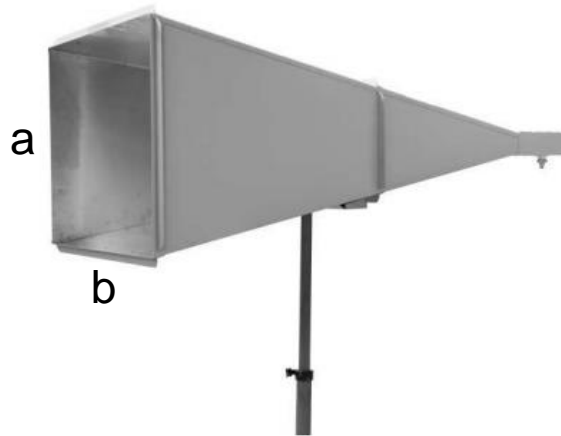


Рисунок 1.1. Структурная схема блока коррелятора

В частности, данную технологию использует в своих радарх компания "Denso", рисунок 1.2.



Рисунок 1.2. Радар компании "Denso" с рабочей частотой 77 ГГц

В целом, рупорные антенны - один из основных видов антенн сантиметрового диапазона [25, 26]. Однако их недостаток состоит в очень больших продольных размерах. Это связано с величиной допустимой фазовой ошибки, которая налагает ограничения на длину рупора. Для формирования узкой ДН рупорной антенны ее комбинируют с фазовым корректором на раскрытие: параболоидом или линзой. Рупорные антенны применяются и как самостоятельные антенны, и как элементы более сложных антенн (облучатели зеркальных и линзовых антенн, элементы АР).

При построении радара в миллиметровом диапазоне волн необходимо использовать рупоры, размеры которых сопоставимы с длиной волны в свободном пространстве, что требует высокой точности изготовления каждого элемента антенны и, как следствие, ведет к увеличению стоимости производства системы.

Также возможно использование антенны с плоской диэлектрической линзой. В частности, как отмечалось, для достижения больших значений коэффициента усиления линзы могут быть применены совместно с рупорными антеннами. В этом случае применяются специальные выравнивающие фазу волны линзы, которые могут иметь

структуру, как показано на рисунке 1.3. В данном примере формируются фазовые задержки за счет разного показателя диэлектрической проницаемости отдельных частей линзы для реализации требуемого фронта волны.

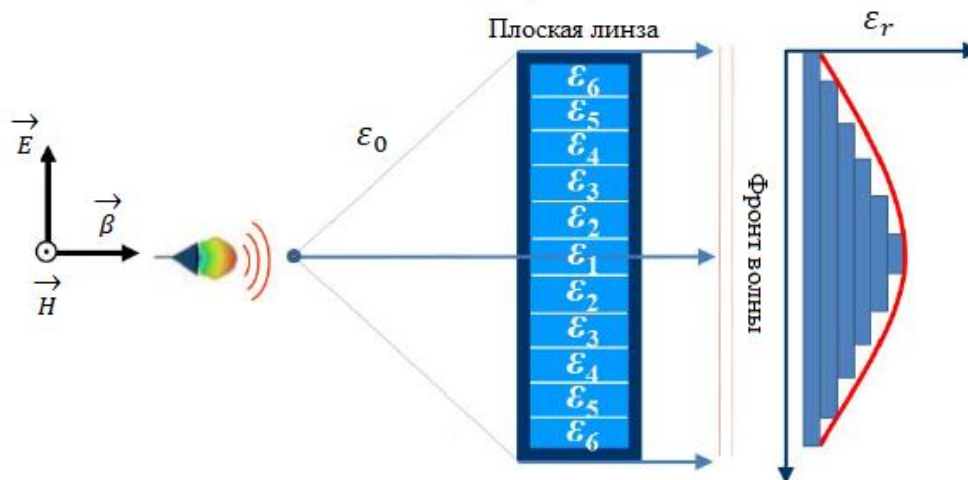


Рисунок 1.3. Антенна с плоской диэлектрической линзой

Антенны такого типа позволяют формировать луч ДН в заданном направлении с высокой точностью, и сама система имеет небольшие размеры. При этом могут возникнуть неконтролируемые отражения от самой линзы, что приведет к уменьшению коэффициента усиления в направлении на цель. Данные отражения не могут быть измерены и соответственно полностью устранены, что является главным недостатком таких систем.

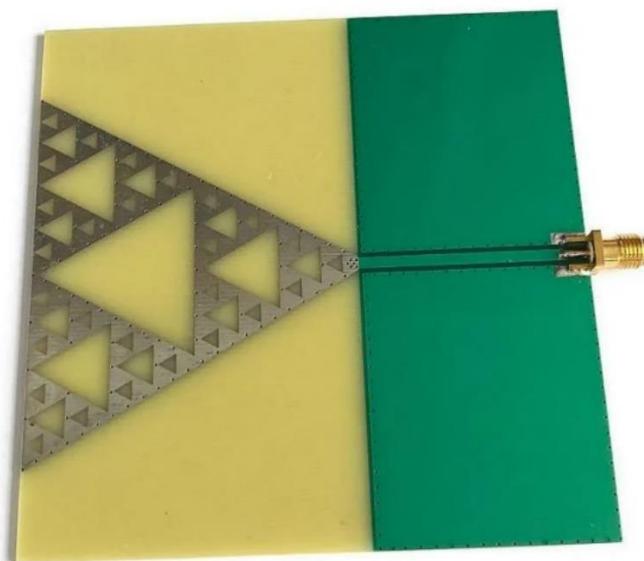
Интегрированный в подложку волновод (SIW) – волноводно-подобная структура, в которой две параллельные металлические пластины, разделяет подложка из диэлектрика. Данные пластины соединяются друг с другом при помощи двух рядов металлических цилиндров или переходных отверстий. К достоинствам данной технологии можно отнести:

- полностью экранированная структура и, как следствие, высокое значение передаваемой мощности, малые потери, высокая добротность
- обеспечивается естественная модовая фильтрация, т.е. в них возможно распространение только мод  $H_{n0}$
- небольшие габариты, масса
- низкая стоимость производства.

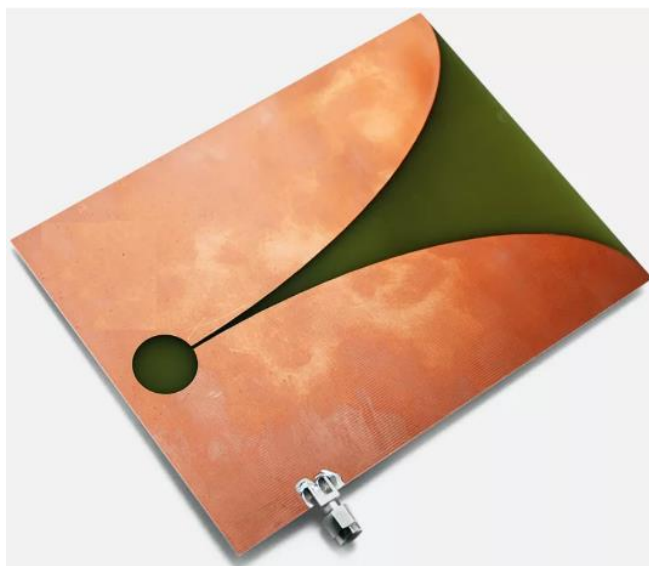
Среди методов реализации SIW структуры можно выделить следующие:

- толсто пленочные технологии
- стандартные микроволновые интегральные микросхемы (МИС),
- многослойные арсенид-галлиевые (GaAs) монокристаллические интегральные микросхемы (ММИС)
- керамика с низкой температурой обжига (LTCC).

На базе SIW структур возможно создание рупорной антенны (рисунок 1.4 (а)), об особенностях применения которых в миллиметровом диапазоне волн отмечалось выше, антенны Вивальди, а также волноводно-щелевой антенны.



(а)



(б)

Рисунок 1.4. Рупорная антенна на основе SIW структуры (а), антенна Вивальди (б)

Антенна Вивальди (рис. 1.4 (б)) проста в изготовлении, имеет большое значение усиления, симметричный луч ДН в азимутальной и угломестной плоскостях, а также низкую стоимость производства [31]. Кроме того, антенна Вивальди является широкополосной или частотно-независимой антенной, поскольку обладает полосой пропускания 10:1 и больше, в пределах которой значение КСВ  $< 2$  ( $S_{11} < -10$  dB) [32]. При работе в окрестностях одной частоты данная широкополосность излучателя излишняя, к тому же ввиду особенности архитектуры антенны осложняется процесс построения периодической антенной системы из таких элементов.

В случае щелевой антенны на SIW структуре (рисунок 1.5) формирование симметричной диаграммы направленности осуществляется за счет синфазности токов, наводимых на щелях электромагнитным полем. При этом, разность фазового сдвига между элементами антенной решетки меняется с частотой, вызывая искажение ДН. Чтобы направление излучения оставалось постоянным с изменением частоты, используются SIW антенны с сужающимися щелями. Отметим, что за счет разности фаз между элементами в данной структуре возможна реализация частотно-фазового качания луча ДН для обзора углового сектора.

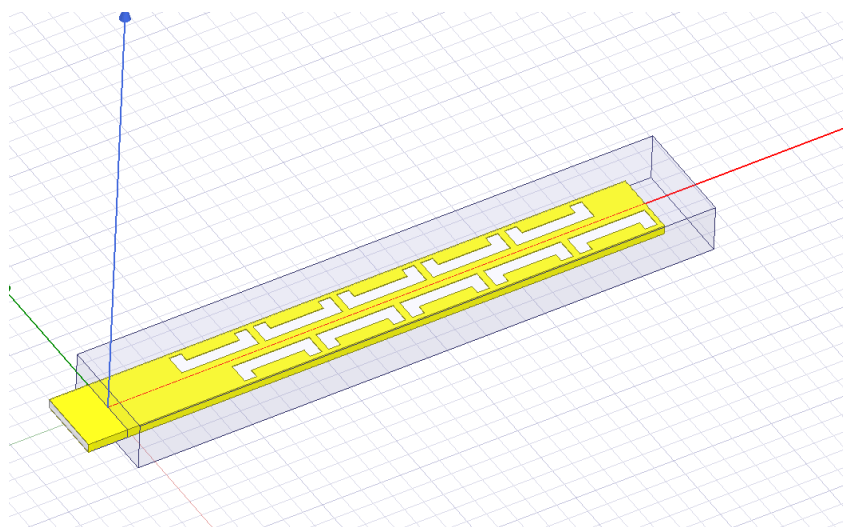


Рисунок 1.5. Модель волноводно-щелевой антенны на основе SIW структуры

Однако, несмотря на все достоинства описанных выше структур, одним из самых популярных методов построения АР является технология на основе отрезков микрополосковых линий передачи. Микрополосковая линия или несимметричная полосковая линия передачи представляет собой тонкую ( $t \ll \lambda$ ,  $\lambda$  - длина волны в свободном пространстве) металлическую полосу (патч), расположенную на диэлектрической подложке поверх земляного слоя (рисунок 1.6). Основной тип волны - квази -Т, поле распространяется в диэлектрической и в воздушной среде.

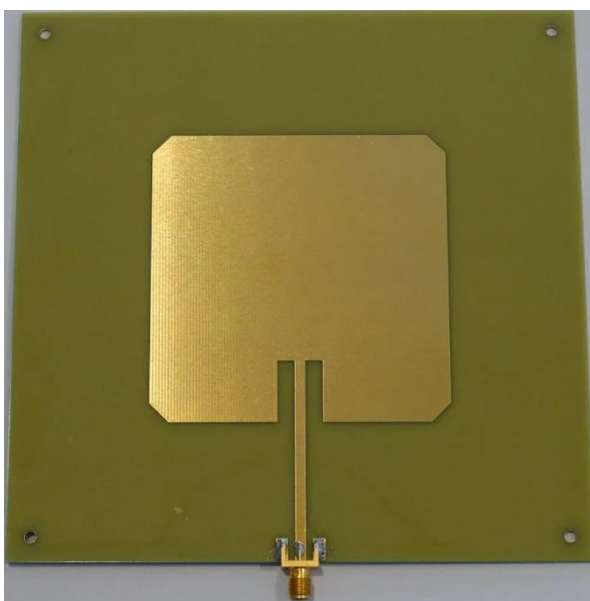


Рисунок 1.6. Модель микрополосковой антенны

Микрополосковые антенны получили широкое распространение в миллиметровом диапазоне волн. К достоинствам данной технологии относят:

- Простая, недорогая и надежная структура

Микрополосковые антенны просты в производстве и удобны в испытаниях. Изготовление прототипа микрополосковой антенны проще, дешевле и требует гораздо меньше времени, чем для других типов антенн, построенных по той же технологии производства. Также благодаря свойству идентичности, проверка свойств конструкции микрополосковой антенны-прототипа также будет удовлетворительной для других копий антенны.

- Простая установка

Микрополосковые антенны состоят из подложек, имеющих гибкую структуру, малые размеры и вес. Эти свойства позволяют легко монтировать микрополосковые антенны в системы с небольшим свободным пространством и с гладко скругленными поверхностями, а также плоскими поверхностями.

- Структура экранированная земляным слоем

ДН многих антенн подвергаются искажению, при расположении этих антенн в непосредственной близости друг от друга. Однако, земляной слой микрополосковой структуры уменьшает это негативное воздействие на излучение. Объекты за пределами микрополосковой антенны не оказывают на ее ДН значительного влияния.

- Компактность

Микрополосковые антенны состоят из микрополосковых элементов, которые изготавливаются вместе со всеми необходимыми устройствами конкретной схемы на одной подложке.

Микрополосковые антенны имеют также ряд недостатков, к числу которых можно отнести следующие:

- Требование высокой точности

Для микрополосковой линии, используемой в качестве источника питания для микрополосковой антенны, ширина определяет волновое сопротивление линии, а длина определяет фазу волны. В миллиметровом диапазоне волн эти размеры имеют порядок долей миллиметра, что приводит к требованиям повышенной точности в процессе изготовления такой структуры.

- Низкий уровень выходной мощности

Микрополосковые антенны имеют сравнительно низкую выходную мощность, что обусловлено наличием диэлектрической подложки с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости. Кроме того, значение КПД микрополосковых антенн несколько ниже, чем в других типах антенн (например, чем в рупорной антенне).

- Узкая полоса частот

Ширина полосы частот микрополосковых антенн обычно составляет долю процента или самое большее несколько процентов от несущей частоты. Существуют методы для увеличения пропускной способности таких антенн, однако эти методы приводят к возникновению паразитного излучения и увеличению уровня потерь в линии передачи [33].

Стоит отметить, что при работе в миллиметровом диапазоне волн ширина полосы частот может достигать значений нескольких ГГц, что удовлетворяет большинству требований, предъявляемых к микрополосковым антеннам.

- Коаксиальный переход к микрополоску

Микрополосковые антенны весьма часто оборудованы коаксиальным переходом для подключения к устройству. Эти переходы требуют точного позиционирования и деликатных операций соединения, таких как склеивание или пайка. К тому же, данные переходы могут быть дополнительным источником отражений, сдвигов фаз, паразитного излучения и затухания.

- Сложность электромагнитного анализа

Структура микрополосковой антенны включает в себя различные типы материалов, а именно земляной слой, диэлектрическая подложка, проводящий слой антенной решетки (патчи и микрополосковые линии, соединяющие их друг с другом) и воздух, которые формируют несколько границ раздела сред, для каждой из которых должно быть записано граничное условие при анализе системы. Эти структурные неоднородности приводят к нетривиальным формулам расчета распространения поля электромагнитных волн в линии передачи. Как правило подобные задачи решаются с помощью специальных САПР, в которых производится анализ модели структуры. Подобное моделирование требует больших затрат вычислительной мощности компьютера для получения результата с хорошей степенью точности.

- Сложность настройки модели

Программная настройка модели антенн в основном не применяется для случая построения этих антенн на базе отрезков микрополосковых линий передачи. В миллиметровом диапазоне волн малейшие изменения размеров элементов антенной решетки приводит к совершенно другим результатам моделирования. При несоответствующем требованиям функционированию антенны производится коррекция размеров ее элементов и процесс повторяется заново. Таким образом, процедура создания АР носит итерационный характер, что, как было отмечено выше, приводит к большим вычислительным и временным затратам.

Простая технология изготовления и низкая стоимость сделали микрополосковую технологию построения антенн одной из самых популярных решений при проектировании и разработке радарных систем сантиметрового и миллиметрового диапазона. Благодаря гибкости структуры и возможности реализации практически любой топологии антенны, возможно получение ДН с различными характеристиками. Изменением числа излучающих элементов (апертуры антенны) регулируется ширина ДН в азимутальной или в угломестной плоскостях. Для уменьшения УБЛ в одной из плоскостей (или в обеих плоскостях) возможно применение амплитудного распределения, путем изменения размеров каждого патча. Выбор направления максимума излучения может быть осуществлен за счет фазового распределения, посредством изменения длины микрополосковых линий передачи, соединяющих излучатели друг с другом (в SIW структуре это также осуществимо, но реализация фазового распределения в диэлектрической подложке может привести к дополнительным потерям и затуханиям сигнала). Использование материала подложки с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости позволяет существенно снизить уровень паразитного излучения и, как следствие, увеличить КПД АР (увеличить до уровня КПД SIW структур, но не рупорных антенн).



При наличии ряда преимуществ и недостатков, описанных выше, микрополосковая технология наиболее приемлемая при построении антенн миллиметрового диапазона. При переходе на частоты свыше 300 ГГц размеры элементов решеток, соизмеримых с длиной волны, будут иметь крайне малые размеры для их изготовления, и данный подход построения антенных систем становится нереализуем. В связи с этим, в данной работе рассматриваются АР, построенные на базе отрезков микрополосковых линий.

## 1.2 Основные характеристики существующих автомобильных радаров

Большинство антенных систем современных автомобильных радаров строятся на базе отрезков микрополосковой линии передачи. Как было отмечено, ведущими производителями в данной области являются компании Continental и Bosh. Производимые ими радары являются основой систем помощи водителю в автомобилях премиум класса. Опыт, насчитывающий десятилетия и современная элементная база позволяют данным компаниям проектировать устройства, демонстрирующие высокие показатели надежности и точности обнаружения целей на дальностях до 300 м, равно как и определения координат объектов. Для России данная область является достаточно новой, но в тоже время бурно развивающейся. Для сравнения, ниже представлены основные модели радаров производства Continental и Bosh и их характеристики, а также уже существующий отечественный прототип фирмы «ПКК Миландр».

Радар дальнего/ближнего действия ARS 408-21 фирмы Continental функционирует в диапазоне частот 76– 77 ГГц. Внешний вид радара ARS-408-21 представлен на рисунке 1.7.



Рисунок 1.7. Внешний вид радара Continental ARS 408-21

Переключение режимов дальнего/ближнего действия осуществляется автоматически.

Радар состоит из двух плат: платы СВЧ (рисунок 1.8) с интегрированным антенным модулем и платы цифровой обработки сигналов (рисунок 1.9).

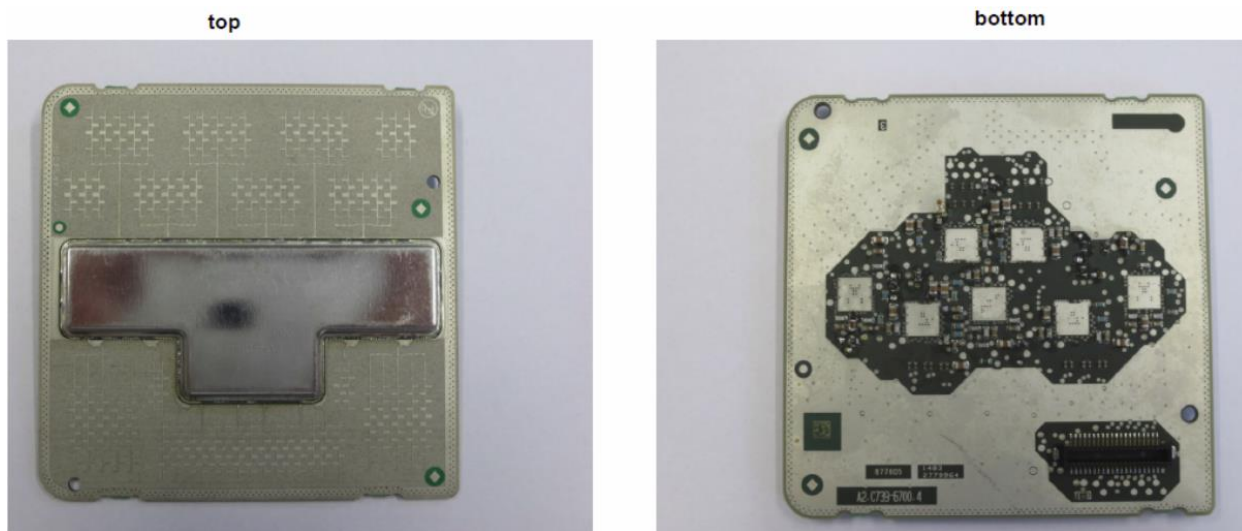


Рисунок 1.8. Плата СВЧ радара Continetal ARS 408-21

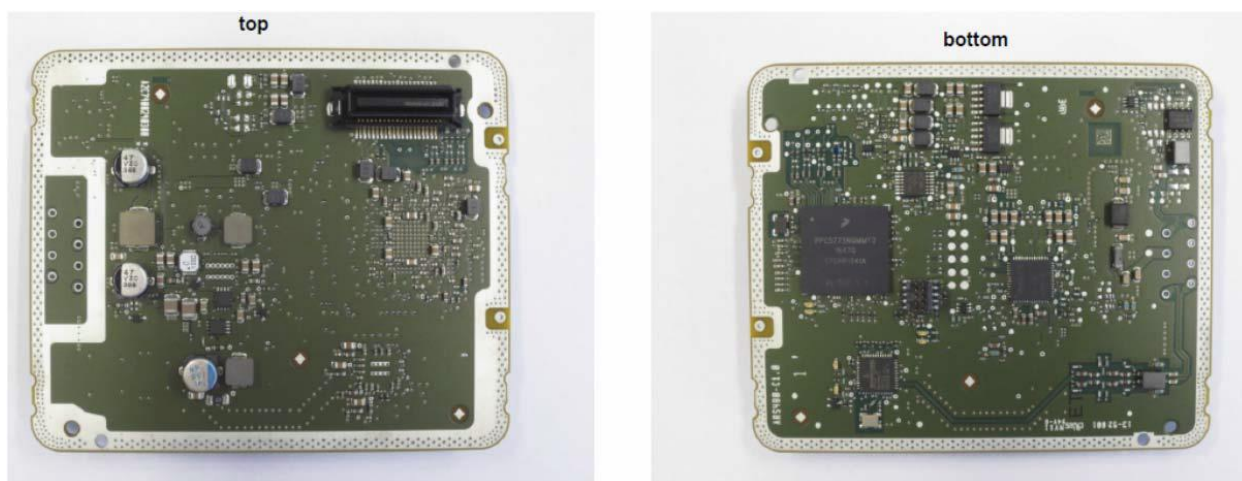


Рисунок 1.9. Плата ЦОС радара Continetal ARS 408-21

Основные технические характеристики радара ARS 408-21 приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 Технические характеристики радара ARS-408-21

Наименование параметра	Значение параметра	Единица измерения
Частотный диапазон	76-77	ГГц
Угол обзора по горизонтали в режиме ближнего действия	$\pm 60$	$^{\circ}$
Угол обзора по горизонтали в режиме дальнего действия	$\pm 9$	$^{\circ}$
Угол обзора по вертикали	14 - в режиме дальнего действия	$^{\circ}$

	20 - в режиме ближнего действия	
Минимальная дальность обнаружения объекта	0,2	м
Разрешающая способность по дальности	1,79 - в режиме дальнего действия 0,39 - в режиме ближнего действия	м
Разрешающая способность по азимуту в режиме ближнего действия	12,3	°
Разрешающая способность по азимуту в режиме дальнего действия	1,6	°
Разрешающая способность по скорости	0,37 - в режиме дальнего действия 0,43 - в режиме ближнего действия	км/ч
Диапазон скоростей обнаруживаемых объектов	-400 - +200	км/ч
Количество одновременно обнаруживаемых целей	32	шт
Точность измерения дальности	0,4 - в режиме дальнего действия 0,1 - в режиме ближнего действия	м
Точность измерения азимута	0,1 - в режиме дальнего действия 0,3 - в режиме ближнего действия	°
Точность измерения скорости	0,1	км/ч
Мощность излучаемого СВЧ сигнала	12	мВт
Напряжение источника питания	8-32	В
Потребляемая мощность	Не более 12	Вт
Диапазон рабочих температур	-40 ... +85/-40 ... +90	°С
Габаритные размеры	138x91x31	мм

Масса	320	г
Интерфейс выдачи данных	CAN	-

Обнаружение радаром объектов различных типов осуществляется на дальностях, указанных в таблице 1.2.

Таблица 1.2 Дальности обнаружения объектов различных классов

Режим работы	Угол обзора по азимуту, °	Дальность обнаружения, м			
		Легковой автомобиль (ЭПР - 3м <sup>2</sup> )	Мотоциклист (3м <sup>2</sup> )	Мопед/велосипедист (1м <sup>2</sup> )	Пешеход (0,2м <sup>2</sup> )
	0	250	220	170	110
	±4	250	190	140	90
	±6	210	160	120	80
	±9	150	110	80	55
	0	70	70	70	50
	±9	70	70	70	50
	±20	70	70	60	40
	±40	70	55	40	30
	±60	40	30	25	15

С учетом указанных характеристик, зоны обнаружения радара ARS 408-21 схематично изображены на рисунке 1.10.

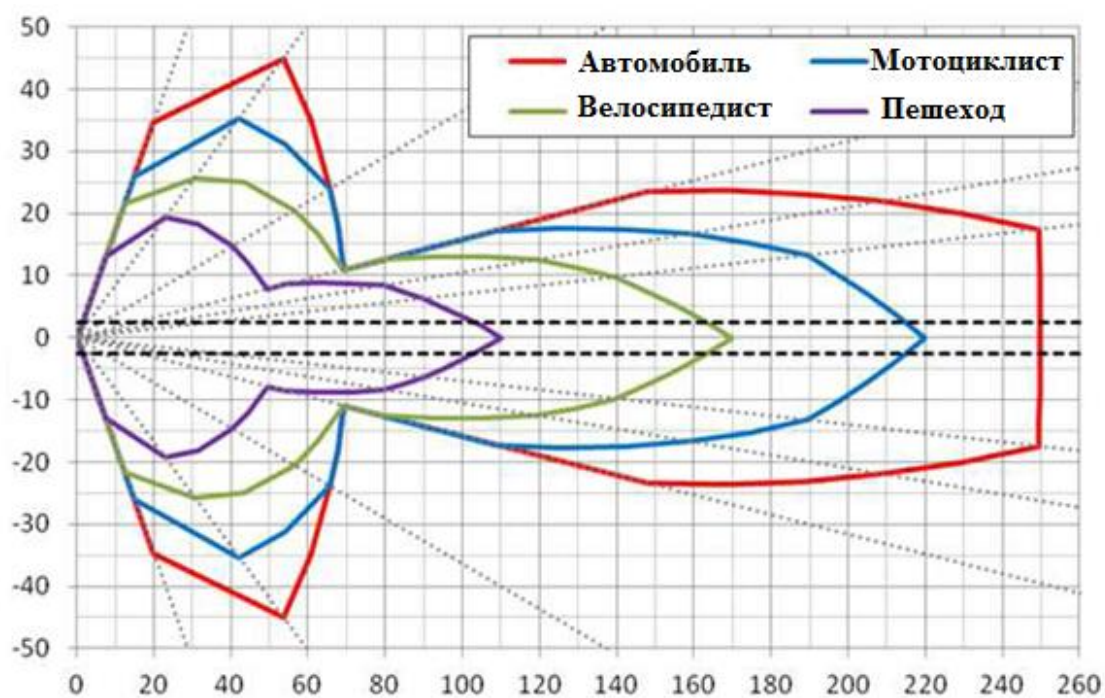


Рисунок 1.10. Зона обнаружения радара ARS-408-21 для различных классов целей

Радар ARS 408-21 может являться основой в следующих системах помощи водителю:

- экстренного торможения (АЕВ)
- адаптивного круиз-контроля (АСС)
- помощи при движении в пробках (ТJA)
- удержания в полосе (LFA)

Радар дальнего/ближнего действия фирмы Bosch LLR4 работает в том же частотном диапазоне, что и радар ARS-408. Надежное обнаружение объектов на больших дальностях обеспечивается сужением сектора обзора (до  $\pm 6$ ) и уменьшением ширины лучей ДН приемной/передающей антенн. В режиме ближнего действия угол обзора расширяется до  $\pm 20$  градусов (на дальностях до 5 метров), что позволяет надежно обнаруживать объекты, резко появляющиеся перед радаром (в полосе движения транспортного средства с установленным радаром LLR4).

Внешний вид радара Bosch LLR4 представлен на рисунке 1.11.

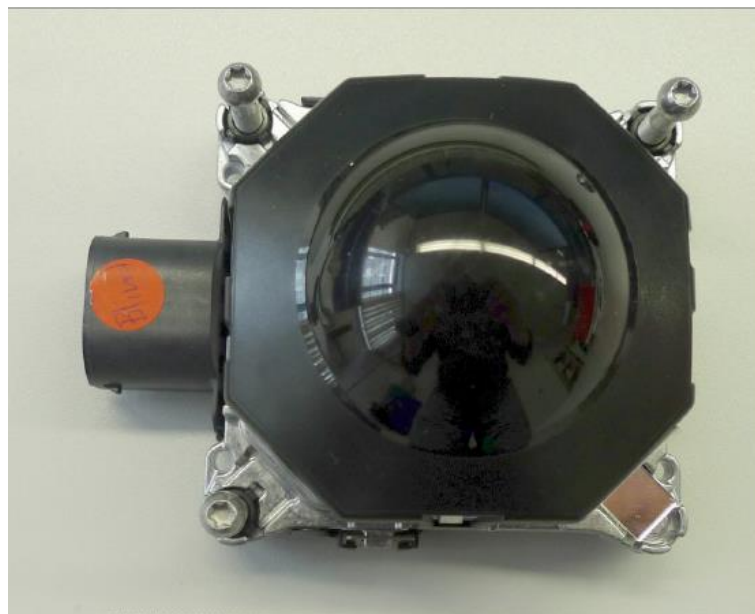


Рисунок 1.11. Внешний вид радара Bosch LLR4

Данный радар также состоит из двух плат: платы СВЧ с интегрированным антенным модулем (рисунок 1.12) и платы цифровой обработки сигналов (рисунки 1.13 - 1.14).

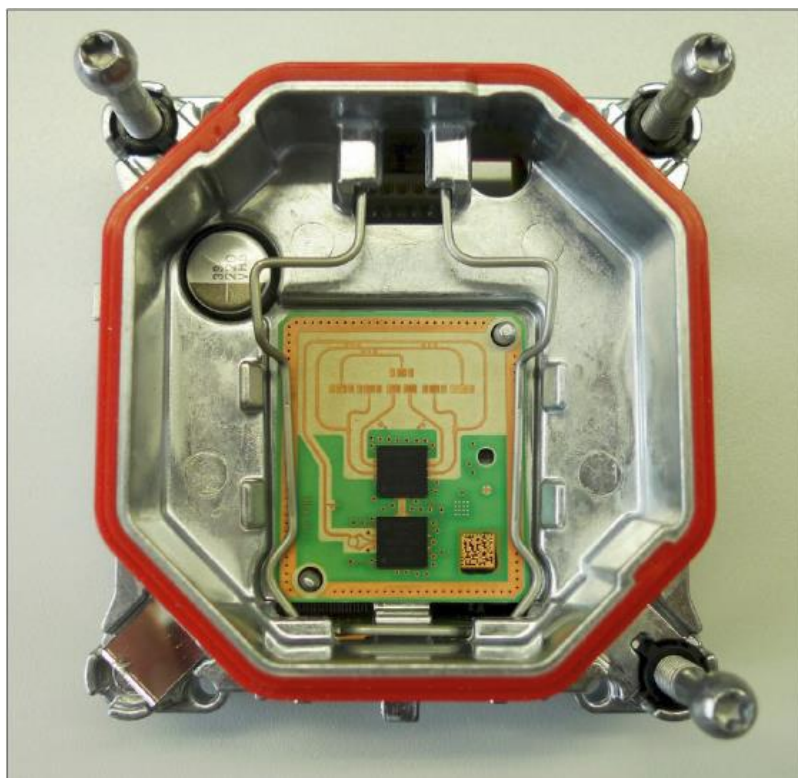


Рисунок 1.12. Плата СВЧ радара Bosch LLR4

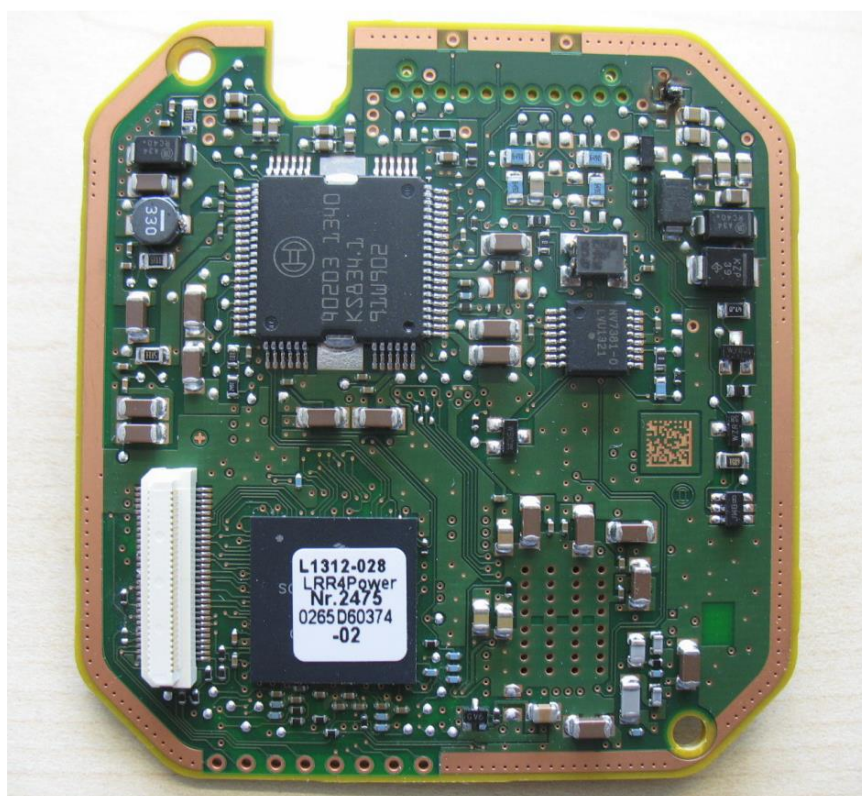


Рисунок 1.13. Плата ЦОС радара Bosch LLR4 (вид сверху)

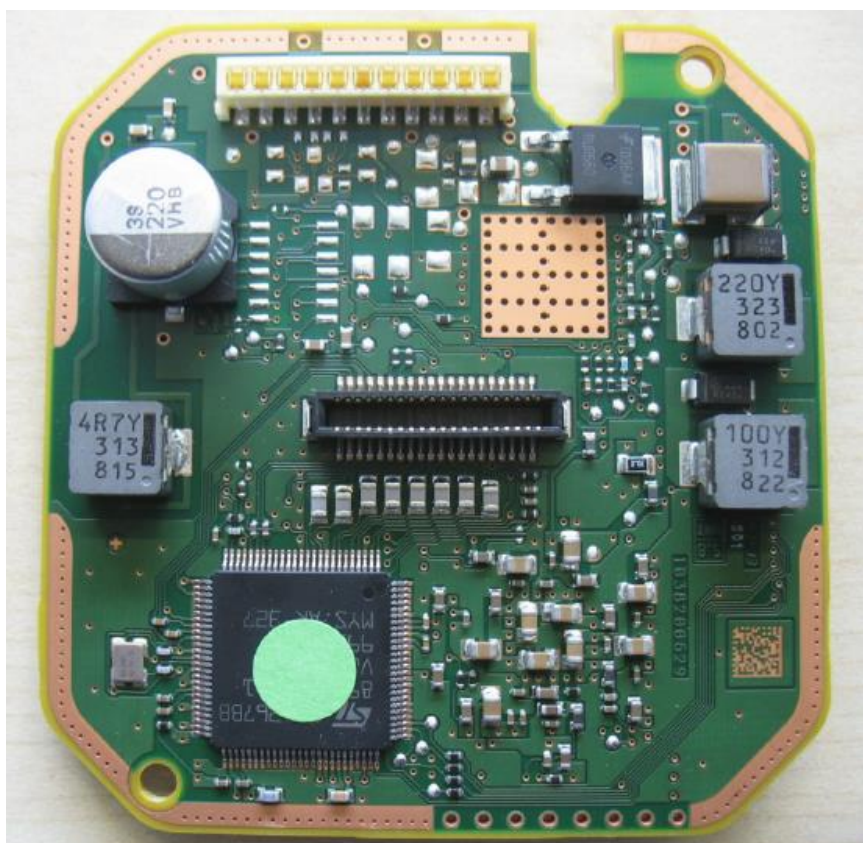


Рисунок 1.14. Плата ЦОС радара Bosch LLR4 (вид снизу)

Основные технические характеристики радара Bosch LLR4 приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 Технические характеристики радара Bosch LLR4

Наименование параметра	Значение параметра	Единица измерения
Частотный диапазон	76-77	ГГц
Угол обзора по горизонтали	±6 на дальности 200 м ±10 на дальности 100 м ±15 на дальности 30 м ±20 на дальности 5 м	°
Угол обзора по вертикали	4.5 - на дальности 200 м	°
Минимальная дальность обнаружения объекта	0,36	м
Разрешающая способность по дальности	0,72	м
Разрешающая способность по азимуту	4	°
Разрешающая способность по скорости	1,44	км/ч
Точность измерения дальности	±0,12	м
Точность измерения азимута	±0,1...±0,3	°

Точность измерения скорости	0,396	км/ч
Количество одновременно обнаруживаемых целей	24	шт
Потребляемая мощность	4,5	Вт
Габаритные размеры	78x101x62	мм
Масса	240	г
Интерфейс выдачи данных	CAN, FlexRay	-

Радар Bosch LLR4 может быть использован в следующих системах помощи водителю:

- экстренного торможения (АЕВ)
- адаптивного круиз-контроля (АСС)
- помощи при движении в пробках (ТJA)
- помощи при повороте налево (LTA)
- ассистента адаптивного круиз-контроля (АСА)
- активного маневрирования (ЕСА)

Примером отечественного автомобильного радара дальнего/ближнего действия служит MAPC – 2A1/10, разработанный НГТУ совместно с «ПКК Миландр». Данный радар функционирует в диапазоне частот 24.05 – 24.25 ГГц в непрерывном режиме излучения с модуляцией сигнала FMCW. Серийного образца отечественного радара, работающего в диапазоне 76-77 ГГц, пока не существует, что делает актуальным направление работ по его разработке.

Внешний вид радара MAPC – 2A1/10 со снятой передней крышкой представлен на рисунке 1.15.



Рисунок 1.15. Внешний вид радара MAPC – 2A1/10, разработанный НГТУ совместно с «ПКК Миландр»



Переключение режимов дальнего/ближнего действия осуществляется автоматически. Увеличение дальности обнаружения (переход в режим дальнего действия) обеспечивается сужением сектора обзора и уменьшением ширины лучей ДН приемной антенны. Антенна данного радара, как и в рассмотренных выше примерах, строится на базе отрезков микрополосковой линии передачи и для формирования узкой ДН представляет собой АР, состоящую из 8 элементов на передачу и 10 элементов на прием.

Основные технические характеристики радара МАРС – 2А1/10 приведены в таблице 1.4.

Таблица 1.4 Технические характеристики радара МАРС – 2А1/10

Наименование параметра	Значение параметра	Единица измерения
Частотный диапазон	24,05-24,25	ГГц
Угол обзора по горизонтали в режиме ближнего действия	±60	°
Угол обзора по горизонтали в режиме дальнего действия	±6	°
Минимальная дальность обнаружения объекта	1,2	м
Разрешающая способность по дальности	1.5	м
Разрешающая способность по азимуту в режиме ближнего действия	16	°
Разрешающая способность по азимуту в режиме дальнего действия	8	°
Разрешающая способность по скорости	2	км/ч
Диапазон скоростей обнаруживаемых объектов	-400 - +200	км/ч
Точность измерения дальности	0,8 - в режиме дальнего действия 0,2 - в режиме ближнего действия	м
Точность измерения азимута	0,9 - в режиме дальнего действия 2 - в режиме ближнего действия	°
Точность измерения скорости	0,8	км/ч

Количество одновременно обнаруживаемых целей	32	шт
Мощность излучаемого СВЧ сигнала	10	мВт
Напряжение источника питания	8-32	В
Потребляемая мощность	Не более 15	Вт
Диапазон рабочих температур	-40 - +85	°С
Габаритные размеры	180 * 105 * 35	мм
Масса	650	г
Интерфейс выдачи данных	CAN	-

Информация о максимальной дальности обнаружения объектов различных классов приведена в таблице 1.5.

Таблица 1.5 Дальности обнаружения объектов различных классов

Угол обзора по азимуту, °	Дальность обнаружения, м			
	Автомобиль (легковой или грузовой, $\geq 10 \text{ м}^2$ )	Мотоциклист ( $3 \text{ м}^2$ )	Велосипедист ( $1 \text{ м}^2$ )	Пешеход ( $0,2 \text{ м}^2$ )
$\pm 6$ (режим дальнего действия)	200	150	100	70
$\pm 60$ (режим ближнего действия)	40	30	25	15

Зона обнаружения радара МАРС – 2А1/10 при обнаружении целей, представленных в таблице 1.5, схематично показана на рисунке 1.16.

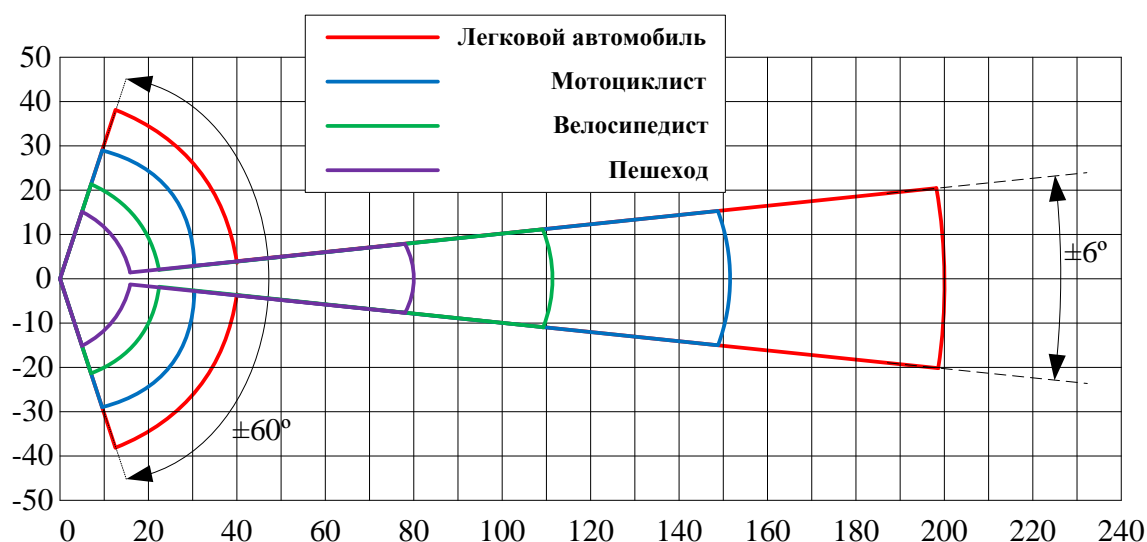


Рисунок 1.16. Зона обнаружения радара МАРС – 2А1/10 для различных классов целей

## 2 Методика проектирования структурных элементов АР

### 2.1 Модель микрополосковой линии передачи

Одним из самых популярных методов построения АР является применение технологии отрезков микрополосковых линий передачи. Микрополосковая линия представляет собой несимметричную полосковую линию для передачи электромагнитных волн вдоль проводников имеющих форму тонких полосок (рисунок 2.1).

Изготовление прототипа микрополосковой антенны проще, дешевле и требует гораздо меньше времени, чем для других типов антенн, построенных по той же технологии производства, что обусловило их широкое распространение в миллиметровом диапазоне волн. Кроме того, микрополосковые антенны состоят из подложек, имеющих гибкую структуру, малые размеры и вес. Геометрические размеры и вес для автомобильного радара являются важными характеристиками, поскольку под него выделено строго определенное место под бампером автомобиля. Также за счет структуры, экранированной земляным слоем, объекты за пределами микрополосковой антенны не оказывают на ее ДН значительного влияния. Данное свойство очень важно в случае применения в автомобильном радаре, поскольку возможно использование не только фронтального радара, но также и боковых датчиков, которые не должны оказывать влияние друг на друга.

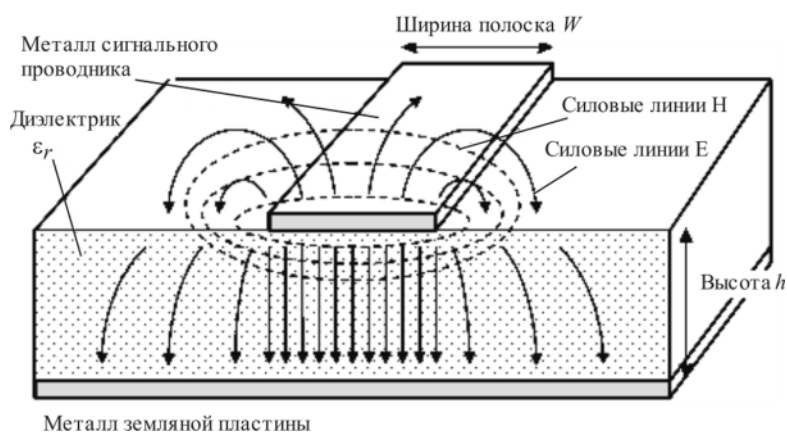


Рисунок 2.1. Микрополосковая линия

К недостаткам микрополосковой линии передачи можно отнести требование высокой точности в процессе изготовления, невысокий уровень выходной мощности (по сравнению, например, с рупорной антенной), а также сложность электромагнитного анализа. Однако ввиду значительных на фоне остальных типов антенн преимуществ выбор сделан и именно в сторону микрополосковой линии передачи.

Важно задачей при проектировании АР является выбор соответствующего материала диэлектрика. Выбор материала подложки зависит от ряда факторов, таких как рабочий диапазон частот, требуемый уровень потерь, доступность и реализуемость в производстве. Керамические подложки обладают малым значением тангенса угла потерь ( $\text{tg}\delta=3\cdot 10^{-4}$ ), но при этом имеет достаточно низкую прочность, что в условиях размещения под бампером автомобиля, делает данный вариант неприемлемым. Платы из стеклотекстолита обладают высокой прочностью, термостойкостью и в целом хорошими

механическими и электрическими свойствами. Однако, главным недостатком стеклотекстолита является высокий уровень тангенса угла потерь ( $\text{tg}\delta=100\cdot 10^{-4}$ ). Наиболее распространенным в данное время материалом, используемым при проектировании микрополосковых структур, является семейство материалов Rogers, в частности Rogers 3003, Rogers 4003, Rogers 4350. Выбор конкретного типа зависит от предъявляемых требований. В текущем рассмотрении и в дальнейшем в качестве материала подложки выбран Rogers 4350 высотой  $h=0.101$  мм ( $\epsilon_r=3.66$ ,  $\text{tg}\delta=40\cdot 10^{-4}$ ).

Как известно, в микрополосковой структуре силовые линии электрического поля сосредоточены не только в диэлектрике, но частично и в воздухе [32]. При условиях  $W/h \gg 1$ ,  $\epsilon_r \gg 1$  электрическое поле в основном сосредоточено в подложке, однако для корректного описания структуры и ее расчета используется эффективная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{\text{эфф}}$ , которая может быть вычислена по формуле (2.1):

$$\epsilon_{\text{эфф}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.1)$$

Поскольку размеры линии (длина и ширина) конечны, силовые линии поля на ее краях начинают выходить за пределы структуры (рисунок 2.1). Степень этих возникающих отклонений (загибов) является функцией размеров линии и толщины подложки. В азимутальной плоскости силовые линии зависят от отношения длины микрополосковой линии  $L$  к толщине подложки  $h$  и диэлектрической постоянной. Поскольку для микрополосковых антенн справедливо  $L/h \gg 1$ , данный эффект значительно ослабевает, но тем не менее оказывает существенное влияние на резонансную частоту антенны.

Из-за эффекта выхода силовых линий поля за края элементов микрополосковая структура электрически расширяется относительно своих геометрических размеров. На рисунке 2.2 изображен прямоугольный патч, длина которого увеличивается за счет описанного эффекта на величину  $\Delta L$ . Данная величина является функцией эффективной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{эфф}}$  и отношения  $W/h$ . Вычисление  $\Delta L$  реализуется следующим выражением:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{эфф}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{эфф}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.2)$$

Поскольку патч расширяется с двух сторон на  $\Delta L$ , его эффективная длина будет равна:

$$L_{\text{эфф}} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

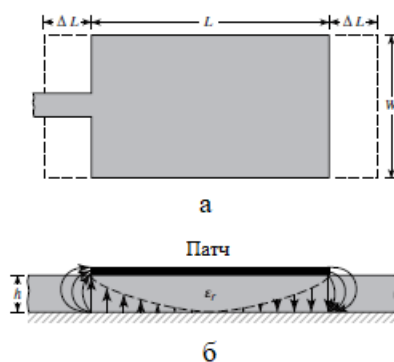


Рисунок 2.2. Физическая и эффективная длины прямоугольного излучателя: а) вид сверху, б) вид сбоку

Из выражений (2.2), (2.3) следует, что при увеличении толщины подложки, эффект загибания силовых линий поля усиливается, что ведет к большему расширению патча, а, следовательно, к смещению резонанса в сторону низких частот.

Проектирование АР целесообразнее всего начинать с отрезка микрополосковой линии передачи. Если говорить об оптимальных размерах линии, то здесь стоит отметить, что патчи, как правило, вносят в структуру значительную емкость, и для ее компенсации ширину линий обычно делают как можно меньше. Ограничением служит технологическая реализуемость данных структур. Длина линий может быть разной в зависимости от назначения конкретного участка микрополоска. Начальным значением длины линий, объединяющих соседние патчи друг с другом принимается равным половине длины волны в подложке. Причины данного выбора описаны в следующем разделе.

Рассмотрим полуволновый отрезок микрополосковой линии, изображенной на рисунке 2.3.

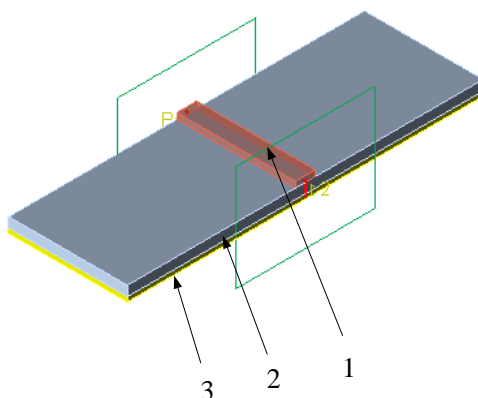


Рисунок 2.3. Модель микрополосковой линии

Здесь 1-полосок, 2-подложка и 3-земляной слой. Также на последнем рисунке изображены плоскости портов 1 и 2 и задающим выбран 1-й. Результаты моделирования, для каждого из портов изображены на рисунке 2.4.

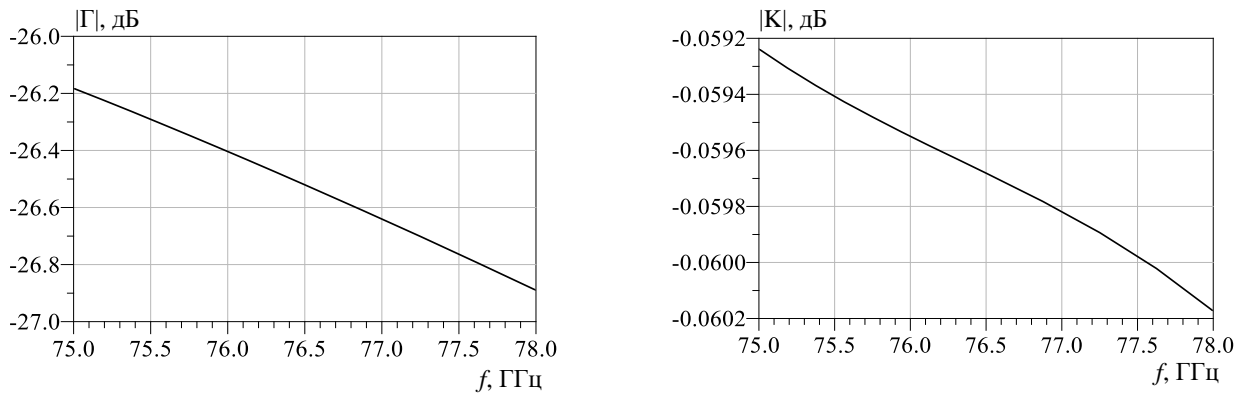


Рисунок 2.4. Результаты моделирования микрополосковой линии

На представленных рисунках,  $|\Gamma|$ - модуль коэффициента отражения для порта 1 (аналогично для порта 2),  $|K|$ - модуль коэффициента передачи от порта 1 к порту 2 (с учетом взаимности элемента,  $|K|$  также описывает модуль коэффициента передачи от порта 2 к порту 1). Отметим, что задающим портом выбран 1-й при этом второй выполняет роль 50-омной нагрузки, однако при моделировании все порты поочередно становятся задающими, при условии, что все остальные являются пассивными нагрузками. Видно, что коэффициент отражения на центральной частоте порядка минус 23 дБ, что свидетельствует о хорошем уровне согласования. Коэффициент передачи близок к 0 дБ благодаря чему практически вся мощность проходит через линию. Поскольку структура является симметричной тоже самое можно сказать и про порт 2. Ввиду того, что рассматриваемый отрезок линии является полуволновым, изменение фазы волны при прохождении данной линии должно соответствовать  $180^\circ$ . При рассмотрении фазовых соотношений (рисунок 2.5) видно, что фаза коэффициента передачи  $\phi(f)$  имеет некоторое отклонение от значения  $180^\circ$ . Данное расхождение вызвано отмеченным ранее эффектом выхода силовых линий за края полоска. В текущем рассмотрении линия представляет собой патч, размеры которого увеличены на  $\Delta L$  (формула 2.2).

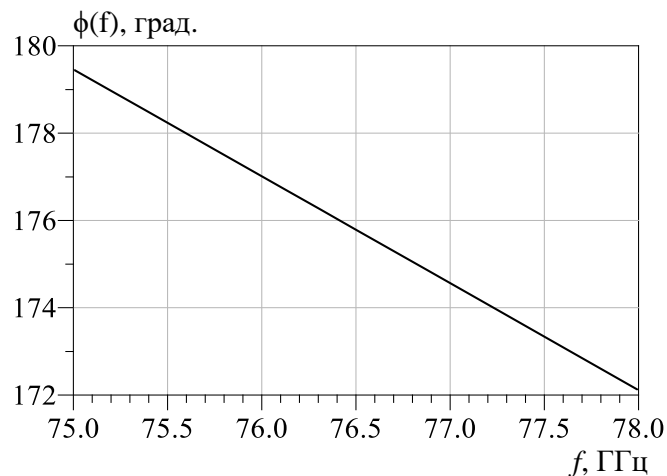


Рисунок 2.5. Фаза коэффициента передачи микрополосковой линии

Для дополнительного пояснения данной ситуации на рисунке 2.6 представлена диаграмма Смита. Видно, что рабочая точка находится на единичной окружности, однако

имеет реактивную составляющую (в данном случае индуктивную), вызванную смещением фазы относительно  $180^\circ$ .

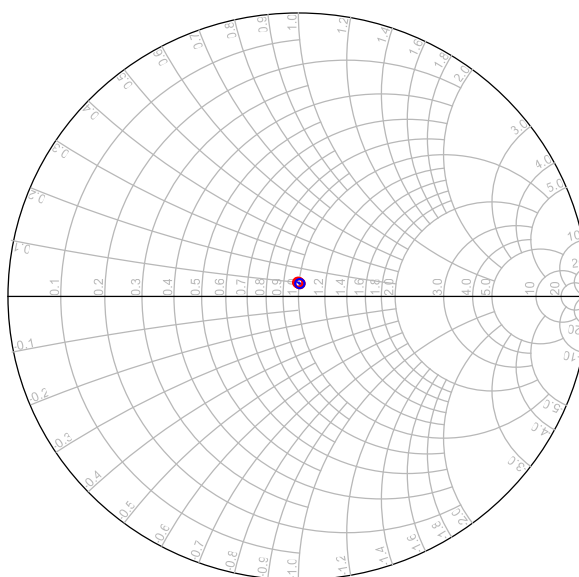
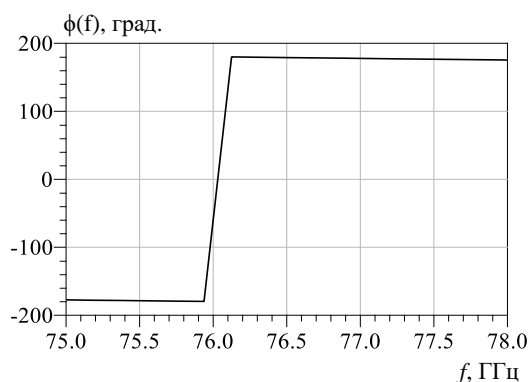
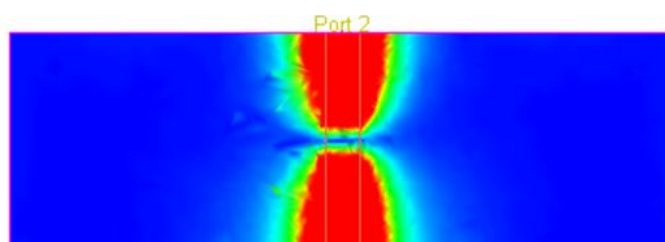


Рисунок 2.6. Входной импеданс на диаграмме Смита

При проведении корректировки в соответствии с формулой (2.2) достигается результат, представленный на рисунке 2.7. Амплитудные значения коэффициентов отражения и передачи при этом практически не изменяются. Параметр же  $\text{phase}(S_{12})$  претерпевает скачок на рабочей частоте, что соответствует значению равному  $180^\circ$ . Для подтверждения полученного результата также приведено распределение напряженности электрического поля в линии. Видно, что ноль напряженности поля находится строго посередине линии, в то время как на краях расположены пучности, что соответствует структуре поля полуволновой линии передачи.



(a)



(б)

Рисунок 2.7. Скорректированная фаза коэффициента передачи микрополосковой линии (а), распределение напряженности электрического поля (б)

## 2.2 Излучатель AP

Микрополосковая антенна, простейший пример которой представлен на рисунке 2.8, состоит из очень тонкой ( $t \ll \lambda_0$ , где  $\lambda_0$ -длина волны в свободном пространстве) металлической полоски (патча), расположенной на подложке, толщина которой обычно находится в пределах ( $h \ll \lambda_0$ ,  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ ).

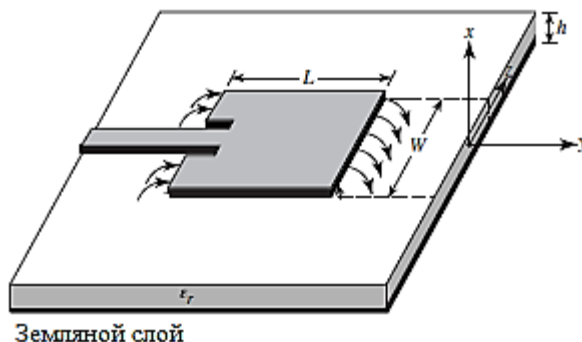


Рисунок 2.8 – Микрополосковая антенна

Патч проектируется исходя из условия формирования максимума излучения в направлении ортогональном плоскости антенны. Это достигается соответствующим выбором моды (конфигурации поля) возбуждения, в частности, за счет изменения длины ( $L$ ) или ширины патча ( $W$ ). Значение диэлектрической постоянной для подложки микрополосковой антенны обычно принимается в пределах  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Для миллиметрового диапазона предпочтительны тонкие подложки с большим значением диэлектрической постоянной, поскольку в этом случае практически все поле сосредоточено внутри них, увеличивается степень интеграции, уменьшается нежелательное излучение из линии. Однако при этом увеличивается риск возбуждения высших типов волн и температурная нестабильность.

Элемент излучения AP может иметь различные варианты конфигурации (рисунок 2.9).

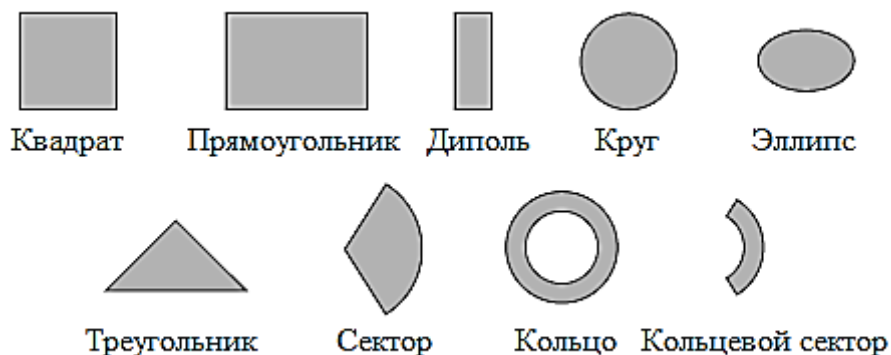


Рисунок 2.9 – Типичные формы микрополосковых элементов



При этом, квадратная, прямоугольная, дипольная (полосковая) и круглая являются наиболее часто используемыми с точки зрения удобства из анализа и простоты производства, а также их характеристик излучения, в частности низкий уровень кросс-поляризации, который может быть дополнительно уменьшен при применении соответствующих решений [27]. Полосок в виде диполя или прямоугольника, как правило, обладает большой полосой и занимает в структуре очень мало места, что делает его подходящим для использования в антенных решетках. Ввиду явных преимуществ по сравнению с другими вариантами, в рамках данной работы выбрана прямоугольная форма патча.

Каждый патч может быть представлен как решетка, состоящая из двух излучающих щелей, разнесенных друг от друга на расстояние длины элемента антенны (рисунок 2.10). Здесь необходимо отметить, что у патча есть еще две грани, которые называются неизлучающими, в силу того, что при выборе длины элемента равной половине длины волны в подложке, на данных гранях суммарный ток равен нулю.

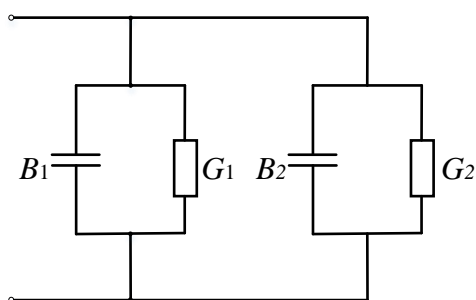


Рисунок 2.10. Эквивалентная модель патча

В соответствие с рисунком 2.10, излучающие щели могут быть представлены эквивалентной полной проводимостью  $Y$ , которая состоит из активной проводимости  $G$  и реактивной проводимости  $B$ , и описывается следующим выражением:

$$Y = G + jB \quad (2.4)$$

Из-за прямоугольной формы патча его противоположные границы (излучающие щели) имеют одинаковые размеры, поэтому справедливо равенство:

$$Y_1 = Y_2 \quad (2.5)$$

Патчи, так же, как и линии, стараются делать полуволновыми т.е.  $L = \lambda/2$ , где  $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{эфф}}$  – длина волны в подложке. Конечно, за счет загибания силовых линий поля электрическая длина патча больше его физической длины. Но скорректировав размеры с помощью формул (2.2) и (2.3) проводимость второй грани патча принимает вид:

$$Y_2 = G_2 - jB_2 = G_1 + jB_1 \quad (2.6)$$

Следовательно, результирующая проводимость патча, определяемая суммой  $Y_1 + Y_2$  будет чисто действительной величиной:

$$Y_{вх} = Y_1 + Y_2 = 2G_1 \quad (2.7)$$

Поскольку результирующая проводимость патча действительная, его входное сопротивление будет также действительным:

$$Z_{вх} = 1 / Y_{вх} = R_{вх} = 1 / 2G_1 \quad (2.8)$$

Именно для достижения чисто действительного входного сопротивления патча, в качестве начального приближения его длины почти всегда выбирается половина длины волны в подложке. Действительный входной импеданс дает ряд преимуществ при проектировании столбцов антенной решетки, в частности, при согласовании патчей с микрополосковой линией питания. Отметим, что при реализации микрополосковой линии, соединяющей соседние патчи друг с другом, также важно обеспечивать на ее входе чисто действительное входное сопротивление, следовательно длина линий также приблизительно выбирается равной половине длины волны в диэлектрике.

Переходя к процессу построения модели патча, необходимо, прежде всего, произвести расчет его геометрических размеров. Данная операция может быть осуществлена следующим образом:

1. Вычисление ширины:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}, \quad (2.9)$$

где  $v_0$  – скорость света в свободном пространстве

С учетом характеристик материала подложки и выбранной центральной рабочей частоты, ширина патча:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 76.5 \cdot 10^9} \sqrt{\frac{2}{3.66 + 1}} = 1.2 \text{ мм} \quad (2.10)$$

2. После нахождения ширины патча с помощью формулы (2.9) рассчитывается эффективная диэлектрическая проницаемость:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} = 3.62 \quad (2.11)$$

3. С учетом отмеченного эффекта выхода силовых линий поля за края элементов микрополосковой линии производится расчет величины увеличения длины патча  $\Delta L$ :

$$\begin{aligned} \Delta L &= 0.412 \frac{(\varepsilon_{\text{эфф}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{\text{эфф}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} h = \\ &= 0.412 \frac{(3.62 + 0.3) \left(\frac{1.2}{0.101} + 0.264\right)}{(3.62 - 0.258) \left(\frac{1.2}{0.101} + 0.8\right)} \cdot 0.101 \\ &= 46.7 \text{ мкм} \end{aligned} \quad (2.12)$$

4. Таким образом с учетом рассчитанной величины  $\Delta L$  определяется длина патча:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} - 2\Delta L \quad (2.13)$$

Выражение (2.13) может быть преобразовано к виду:

$$L \approx (0.47 - 0.49) \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = 0.98 \text{ мм} \quad (2.14)$$

Таким образом патч микрополосковой антенной решетки имеет ширину  $W=1.2$  мм, и длину  $L=0.98$  мм. Отметим, что в данном случае рассматривался расчет размеров патча с точки зрения получения оптимальных характеристик излучения без учета

электромагнитного влияния на него соседних элементов и амплитудно-фазового распределения между патчами. Стоит также отметить, что данные значения геометрических размеров патча рассчитаны без учета потерь в диэлектрике и потерь на излучение. Кроме того, структура считается идеально согласованной с источником, поскольку модуль коэффициент отражения во всех расчетах принят равным  $|\Gamma|=1$ . Таким образом, полученные значения ширины и длины патча носят приближенный характер и служат начальным приближением при проектировании элементов АР. Более точные результаты достигаются при электродинамическом моделировании патчей с учетом соседних элементов (соседние патчи, микрополосковые линии, микросхемы) на подложке, размеры которой соответствуют реальным размерам платы. Данный процесс очень сложен с точки зрения расчетов и носит итерационный характер.

В целом, базовым элементом АР можно считать структуру, изображенную на рисунке 2.11. Здесь прямоугольный патч дополняется с двух сторон двумя микрополосковыми линиями, осуществляющими соединение данного патча с соседними. Данный патч имеет размеры, которые были получены в результате приведенного выше расчета. Стоит отметить, что патч также является отрезком линии передачи, обладающим своими специально подобранными и рассчитанными размерами (как продемонстрировано выше).

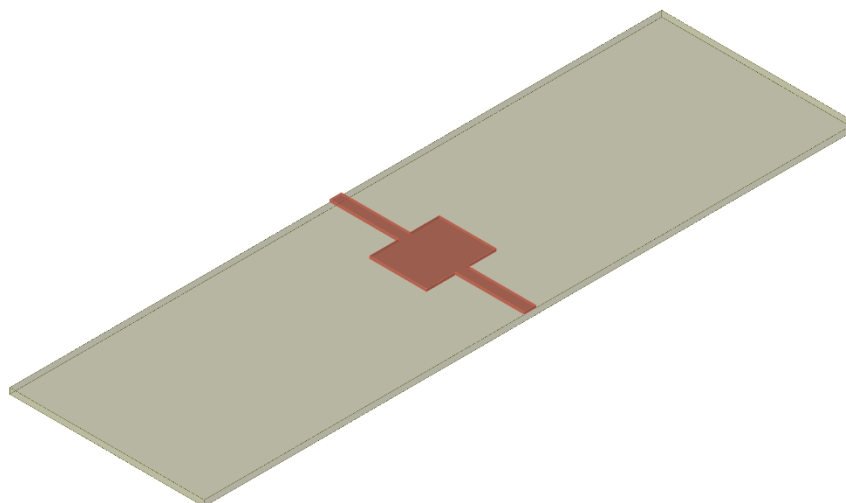


Рисунок 2.11. Структура патча с микрополосковыми линиями

В представленной структуре к линиям подключаются источник и нагрузка. Патч имеет размеры, расчет которых приведен выше. Линии имеют ширину  $W_L=0.2$  мм, что при использовании в качестве подложки материала RO4350 на центральной частоте рабочего диапазона  $f_0=76.5$  ГГц, соответствует волновому сопротивлению 50 Ом. Выбор данного значения сопротивления источника и нагрузки необходим для достижения высокого уровня согласования с приемо-передающими микросхемами, которые в большинстве своем имеют четвертьволновые преобразователи на своих выводах для обеспечения требуемого сопротивления равного 50 Ом. Значение длины выбрано исходя из представления патча в виде двух излучателей, разнесенных на длину патча друг от друга. Как было отмечено, при размещении данных излучателей на расстоянии  $\lambda_\epsilon/2$ , где  $\lambda_\epsilon$  – длина волны в диэлектрике (подложке), полная входная проводимость структуры, а следовательно, и сопротивление, носит чисто действительный характер. Таким образом, длина линий, соединяющих патч с 50 Ом –й нагрузкой и источником, равна  $L_L=\lambda_\epsilon/2=1.18$  мм. Главным требованием,

предъявляемым к структуре (рисунок 2.11), является обеспечение высокого уровня согласования ( $K_{СВ} < 2$ ) ее входного сопротивления с сопротивлением источника питания в рабочей полосе. Результат электродинамического моделирования данной структуры представлен на рисунке 2.12.

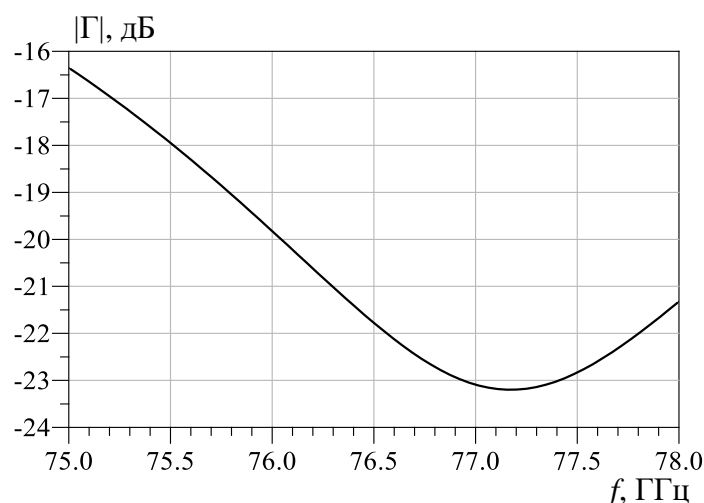


Рисунок 2.12. Характеристика коэффициента отражения патча

Из последнего рисунка видно, что резонанс имеет место в области более высоких частот и выходит за пределы рабочей полосы (76 ГГц-77ГГц). При данном моделировании учитывались потери на излучение и ограниченность структуры, что привело к смещению резонанса относительно центральной рабочей частоты. Корректировку полученных результатов и нахождение верных геометрических размеров патча возможно осуществить с помощью создания параметрической модели и ее моделирования по исследуемым характеристикам. Модель патча представлена на рисунке 2.13. Здесь источником и нагрузкой выступают терминалы с сопротивлением 50 Ом, а параметрами служат ширина и длина патча ( $W, L$ ).

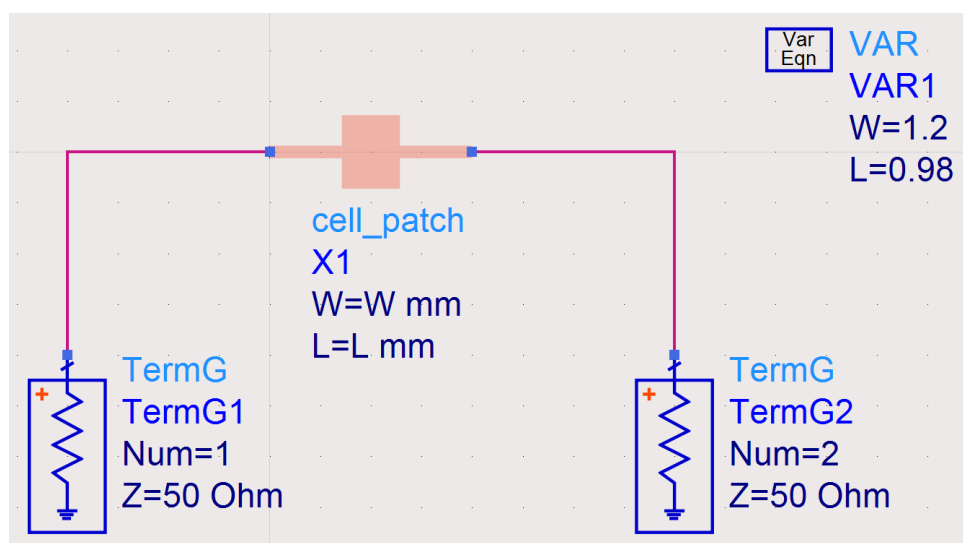


Рисунок 2.13. Параметрическая модель патча

Фиксируя один из параметров, осуществляется моделирование по искомой переменной в заданном диапазоне значений. На рисунке 2.14а изображено семейство характеристик коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) при варьировании ширины патча в пределах 0.98 мм-1.1 мм. Видно, что лучшее согласование достигается при длине патча  $W=1.35$  мм. Осуществляя подобную процедуру с длиной патча в пределах 1.2 мм-1.6 мм, получаем семейство характеристик  $S_{11}$ , изображенных на рисунке 2.14б. Из последнего рисунка следует, что при размерах патча  $W=1.35$  мм,  $L=1.01$  мм минимум коэффициента отражения достигается на центральной частоте рабочего диапазона  $f_0=76.5$  ГГц, что в свою очередь ведет к лучшим характеристикам излучения и меньшим потерям в линии и диэлектрике.

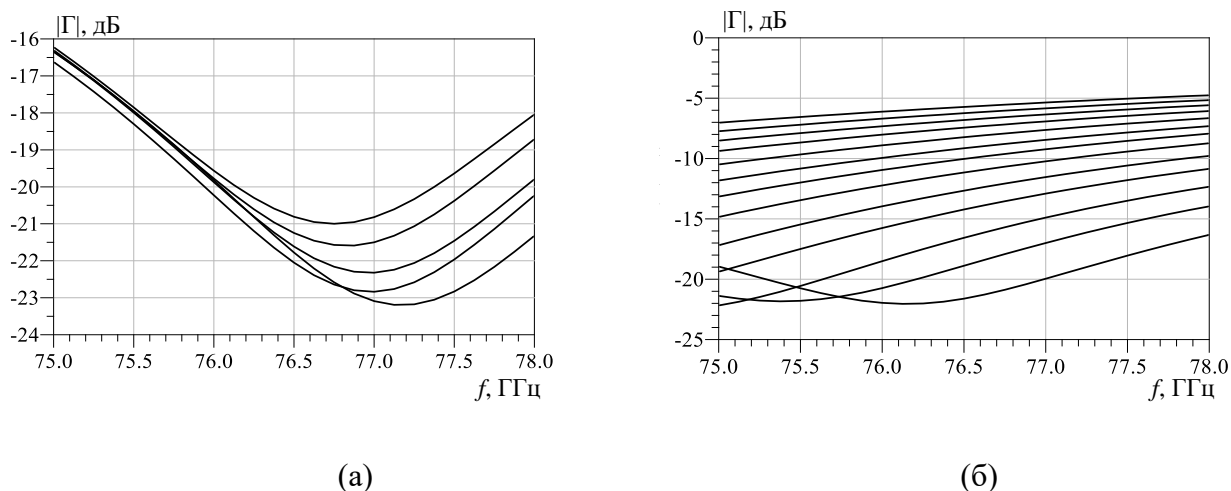


Рисунок 2.14. Семейство характеристик коэффициента отражения при изменении ширины патча (а); семейство характеристик коэффициента отражения при изменении длины патча (б)

В целом стоит отметить, что микрополосковая линия и отдельно стоящий патч даже при теоретически рассчитанных размерах обеспечивают согласование в достаточно широкой полосе (порядка 5 ГГц при  $KCB \leq 2$ ). Однако в дальнейшем при объединении патчей в столбцы и размещении их рядом, как друг с другом, так и с другими элементами АР, уровень согласования резко начинает уменьшаться и в масштабах всего устройства достигает значений порядка 0.8 ГГц-1 ГГц, что требует очень точного определения размеров патчей и микрополосковых линий. В реализованной АР корректировка отдельных ее частей требует большого количества вычислительных ресурсов и времени. В связи с этим теоретический расчет всех структурных элементов АР необходимо дополнять и корректировать через параметрическое и электродинамическое моделирование на начальных этапах построения антенны, как это продемонстрировано на примере одного патча.

### 2.3 Способы подведения питания к элементам АР

Следующим шагом после определения геометрических размеров патча, является выбор способа запитывания элементов АР. Источником в данном случае зачастую выступает микросхема. Существует несколько подходов к реализации запитывания элементов АР. Наиболее популярными из них являются использование микрополосковых линий, использование коаксиального зонда, электродинамическое запитывание через щель

(Aperture-coupled feed) и электродинамическое возбуждение патча (Proximity-coupled feed) (рисунок 2.15).

Микрополосковая линия питания представляет собой проводящий полосок, как правило, много меньшей ширины, чем патч. Как отмечалось, данная технология проста в производстве и удобна в процессе согласования с нагрузкой, за счет регулировки длины, толщины линии, а также использования четвертьволновых отрезков линии. Однако с увеличением толщины подложки растет уровень поверхностных волн и паразитного излучения.

Коаксиальная линия питания, в которой внутренняя часть проводника соединена с патчем, а внешняя с земляным слоем, широко применяется за счет высокого уровня согласования и низких показателей паразитного излучения. Стоит отметить, что в данном случае возникают трудности описания модели и ее расчета, особенно в случае толстой подложки ( $h > 0.02 \lambda_0$ ).

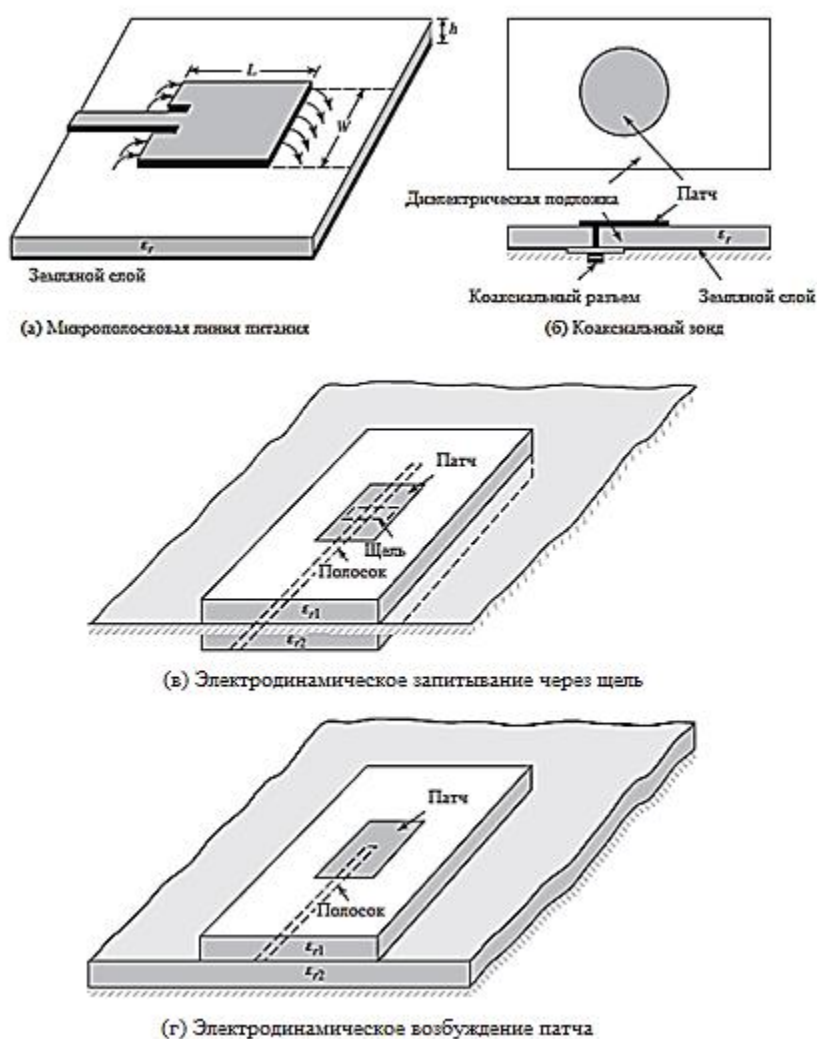


Рисунок 2.15. Схемы запитывания микрополосковых антенн

Запитывание через щель наиболее сложный подход с точки зрения производства, но при этом достаточно прост в описании модели и имеет средний уровень паразитного излучения. В данном методе используется как минимум два слоя подложки, которые разделяются земляным слоем. На внешней стороне нижней подложки располагается линия

питания, энергия от которой связана с патчем через специальную щель в слое земли. Такая структура позволяет независимо проектировать и оптимизировать питающую линию и излучающий элемент. Земляной слой между подложками также обеспечивает изоляцию питающего полоска от излучающего элемента и минимизирует помехи, создаваемые паразитным излучением. При использовании данного метода степенями свободы для оптимизации характеристик служат параметры подложки, ширина питающего полоска, размер и положение щели.

Электродинамическое возбуждение патча аналогично запитыванию через щель, характеризуется простой для описания моделью и обладает низким уровнем паразитного излучения. Однако процесс ее производства намного сложнее, чем микрополосковая линия и коаксиальная линия питания.

С точки зрения простоты расчета и реализации моделей АР, подведение мощности к излучающим элементам осуществляется через отрезки микрополосковой линии передачи. Отметим, что данное решение принято не только для при проектировании автомобильных, но и при рассмотрении радаров воздушного транспорта и контроля ж/д поездов).

Следующим шагом построения запутывающей цепи после определения способа подведения мощности к излучающим элементам является выбор места в структуре, к которому будет подключаться питающая линия от микросхемы. В этом случае существует два основных подхода.

Первый из них состоит в расположении точки питания на краю столбца решетки. При этом очень удобно размещать приемопередающие модули в том же слое, что и решетка. Кроме того, за счет, например, делителя Вилкинсона [34] возможно применение амплитудного распределения в азимутальной плоскости. Однако при проектировании антенны данным методом возникают трудности при большом количестве излучателей в каждом столбце. Это связано с тем, что каждый патч имеет ненулевой уровень коэффициента отражения. Тем самым, при наборе таких элементов в последовательный столбец данный коэффициент возрастает, и во всей структуре появляется смещение по фазе. При этом увеличивается коэффициент стоячей волны (КСВ), что в свою очередь ведет к ухудшению характеристик излучения столбца решетки. Образование смещений по фазе между элементами может привести к формированию ДН, главный лепесток которой не строго ортогонален плоскости решетки. В качестве примера на рисунке 2.16 представлена зависимость нормированного коэффициента усиления (К.у.н.) от угла в угломестной плоскости для столбца с точкой запитывания, представлена на его краю.

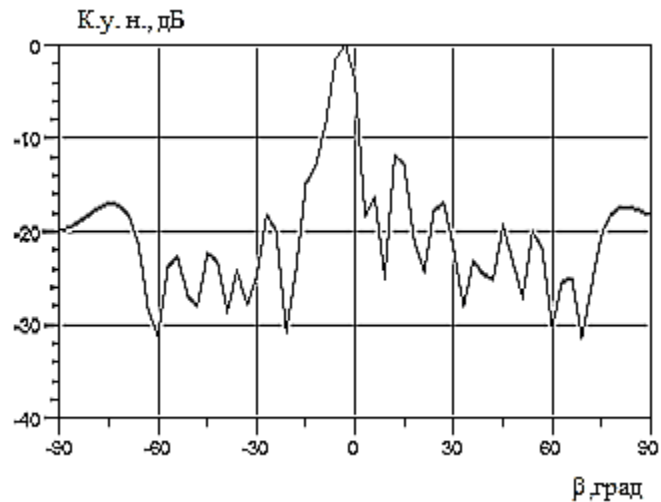


Рисунок 2.16. Нормированная ДН столбца антенной решетки в угломестной плоскости при запитывании с одного конца

Также возможно возникновение проблем с формой распределения поля по апертуре антенны. Поскольку мощность подводится с одного конца столбца, напряженность электрического поля будет иметь большее значение в области элементов излучения, расположенных ближе к питающей линии ( $n=1, 2, 3, 4$ ). В этом случае формируется распределение в виде экспоненциально убывающей функции (рисунок 2.17).

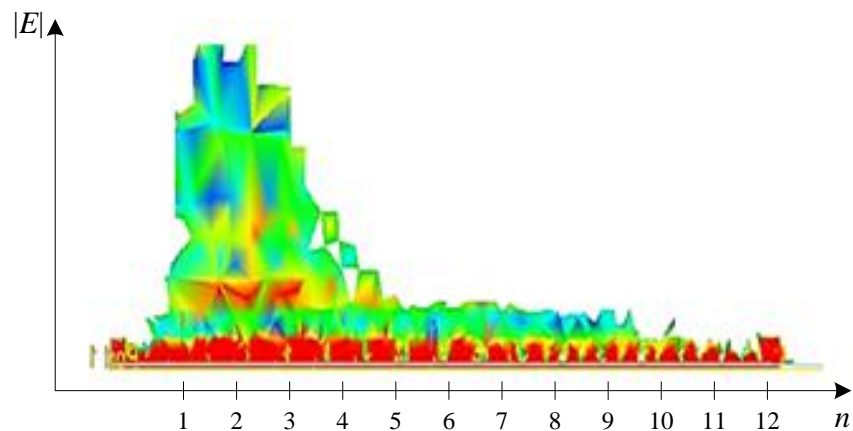


Рисунок 2.17. Распределение напряженности электромагнитного поля по элементам излучения столбца решетки

При втором подходе реализуется симметричное запитывание элементов решетки. В этом случае на краях центральных патчей применяются переходные отверстия, соединяющие верхний и нижний слой подложки. При проектировании антенной решетки зачастую соседние столбцы соединяют друг с другом (подрешетки) для сохранения апертуры и энергетических характеристик при сокращении числа каналов. Простейшим способом реализации данного подхода является объединение столбцов в подрешетки с помощью микрополосковой линии (рисунок 2.18).



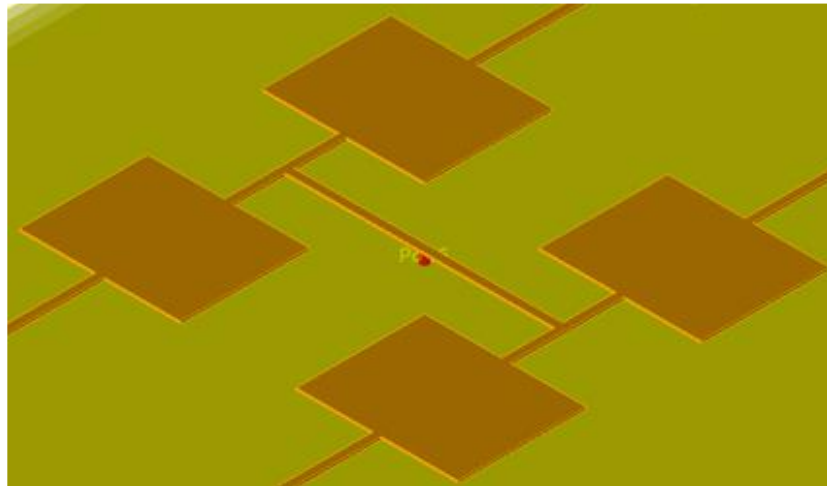


Рисунок 2.18. Симметричное подведение мощности от источника к столбцам АР

Отметим, что подобный подход объединения соседних столбцов зачастую неэффективен с точки зрения потерь в линии передачи. Причиной данного эффекта является тот факт, что после объединения столбцов друг с другом необходимо осуществить соединение центральной точки подрешетки (красная точка на рисунке 2.18) со входом или выходом микросхемы. В рассматриваемом случае это сделать затруднено ввиду близости патчей друг к другу и необходимости реализовывать очень длинную питающую линию. В связи с этим, нередко объединение элементов АР производится в нижнем слое. В этом случае, все элементы столбца соединены друг с другом отрезками микрополосковой линии, кроме двух центральных. При этом весь столбец делится на две равные части, соединенные микрополосковой линией в нижнем слое. Для формирования симметричной ДН половины столбца размещаются на расстоянии  $\lambda$  друг от друга. Точка запитывания смещена относительно геометрического центра структуры на расстояние  $\lambda/4$  к одному из центральных патчей для обеспечения синфазного возбуждения всех элементов столбца, и соединена с такой же точкой соседнего столбца решетки отрезком микрополосковой линии. Таким образом, модель описанной структуры имеет вид, представленный на рисунке 2.19.

Такой подход значительно снижает уровень смещений по фазе и позволяет сформировать симметричную ДН, главный лепесток которой строго ортогонален плоскости решетки. Зависимость нормированного коэффициента усиления (К.у.н.) от угла в угломестной плоскости представлена на рисунке 2.20.

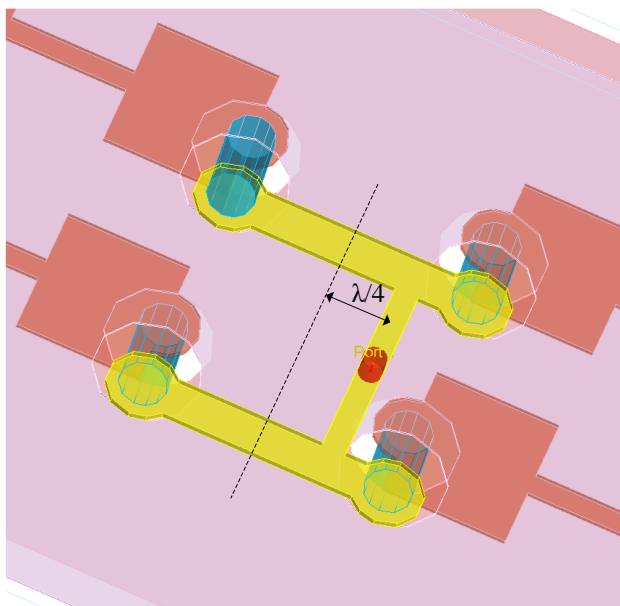


Рисунок 2.19 – Объединение двух соседних столбцов отрезком микрополосковой линии при симметричном запитывании элементов решетки

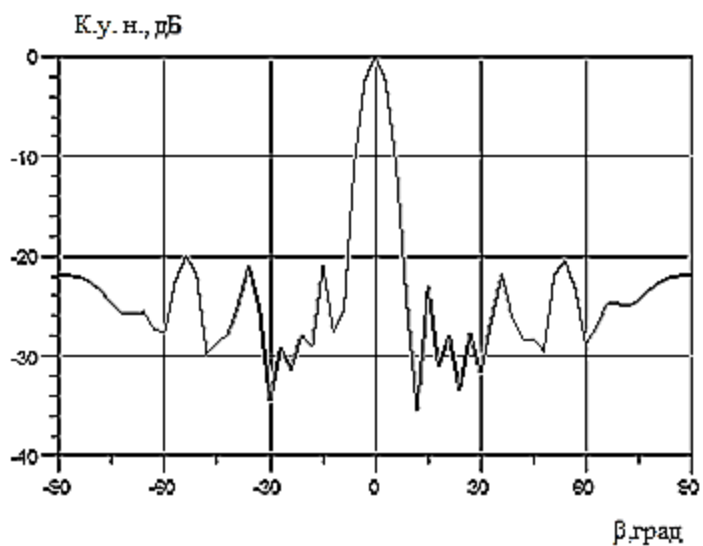


Рисунок 2.20. Нормированная ДН столбца антенной решетки в угломестной плоскости при симметричном запитывании элементов решетки

Кроме того, при симметричном запитывании элементов решетки распределение электромагнитного поля становится более равномерным (рисунок 2.21), что, как видно из рисунка 2.20, значительно улучшает ДН и характеристики излучения.

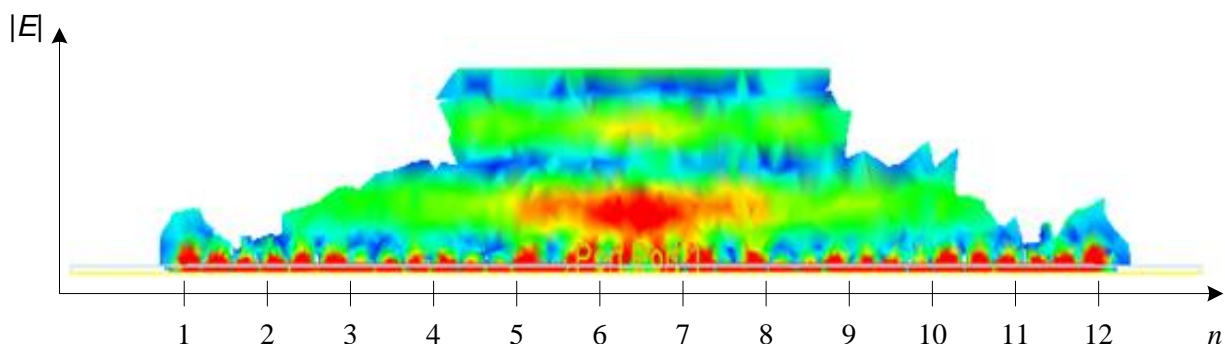


Рисунок 2.21. Распределение напряженности электромагнитного поля по элементам излучения столбца решетки при питании из центра

Стоит отметить, что аналогичные результаты получаются и при использовании первого описанного подхода. В этом случае построение столбца решетки имеет итерационный характер и требует оптимизации параметров после каждой итерации. Второй подход требует большого числа сквозных отверстий при увеличении количества столбцов решетки. Проектирование такой структуры требует намного больше времени и вычислительных ресурсов, чем первый метод. Кроме того, расположение микросхем и всех питающих микрополосковых линий в нижнем слое может оказывать негативное влияние на компоненты плат, расположенных под антенной. В связи с этим, выбор соответствующего подхода зависит от требуемых характеристик по уровню потерь, излучения и др. Ввиду особенностей структуры АР автомобильного радара, с точки зрения меньших потерь и лучших характеристик излучения выбран способ подведения мощности к столбцам с одного края.

## 2.4 Столбец АР

Один столбец антенной решетки представляет собой последовательно соединенные отрезками микрополосковых линий прямоугольные патчи (рисунок 2.22). Выбор последовательной схемы столбца с излучателями в линию обусловлен заданными геометрическими размерами радара в целом, что ограничивает применение параллельной схемы, обладающей лучшей (по сравнению с последовательной) характеристикой коэффициента передачи между соседними каналами. Кроме того, при последовательной схеме появляется возможность эквидистантного расположения структурных элементов с шагом  $\lambda/2$ , что особенно важно при рассмотрении вопроса однозначного обнаружения угловых координат объектов вблизи транспортного средства.

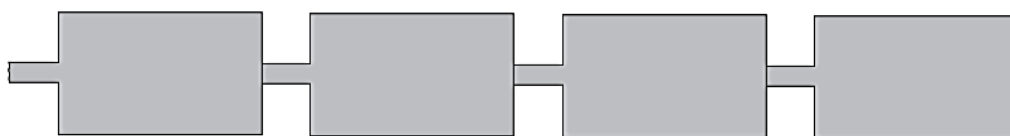


Рисунок 2.22. Структура столбца решетки

Как известно, в наземных РЛС обычно используется вертикальная поляризация, преимуществом которой является меньшее значение модуля коэффициента отражения при углах скольжения, близких к углу Брюстера, что заметно снижает зеркальное отражение при углах падения волны  $\theta < 88^\circ$  (при этом уменьшаются интерференционные провалы диаграммы направленности) [35]. В связи с этим, все столбцы передающей и приемной частей антенн, зачастую, ориентируют в пространстве вертикально, что как следствие приводит к вертикальной поляризации.

В общем случае, каждый столбец решетки может быть представлен как комбинация двух компонентов: прямоугольных патчей и микрополосковых линий, соединяющих их друг с другом или как соединение базовых элементов. Электрическая длина каждого патча равняется половине длины волны в линии передачи на центральной частоте. Здесь отметим, в общем случае физическая длина несколько отличается от данного значения, что принимается как начальное приближение для дальнейших расчетов. Очевидно, что в этом случае, в соответствии с формулой (2.7) полная проводимость излучающих щелей элемента и его входное сопротивление будут чисто действительными. Таким образом, эквивалентная схема столбца решетки имеет вид, показанный на рисунке 2.23. На рисунке 2.23  $R_0$  – волновое сопротивление линий, соединяющих патчи друг с другом. Поскольку линии полуволновые, они не изменяют и не преобразуют сопротивления элементов и могут не рассматриваться при расчетах.

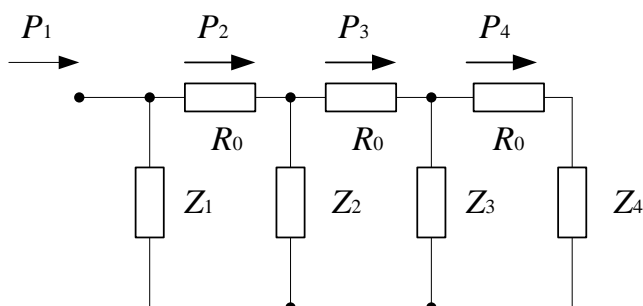


Рисунок 2.23. Эквивалентная модель столбца решетки

Для обеспечения когерентного сложения колебаний, излучаемых отдельными патчами, токи во всех элементах должны иметь одинаковую фазу на центральной частоте рабочего диапазона. В этом случае, для удовлетворения данным условиям, длина микрополосковых линий выбирается равной длине патча, то есть половине длины волны в линии передачи. Таким образом, при распространении электромагнитной волны обеспечивается синфазное возбуждение всех элементов столбца АР и формирование максимума излучения в направлении ортогональном плоскости антенны.

При проектировании столбца АР первым шагом необходимо определить число последовательно соединенных патчей, при котором достигается заданный угол обзора в вертикальной плоскости.

В вертикальной плоскости угол обзора должен быть в пределах от минус  $12^\circ$  до  $12^\circ$ , таким образом максимально допустимая ширина луча равна  $BW=24^\circ$ . Как известно, при равномерном амплитудно-фазовом распределении УБЛ составляет порядка минус 13 дБ относительно основного. При реализации антенны с вертикальной поляризацией необходимо обеспечить как можно меньший УБЛ в угломестной плоскости для предотвращения влияния на характеристики обнаружения переотражений от поверхности

земли. Применение весового окна в значительной степени решает данную задачу, однако приводит к расширению основного луча ДН. Кроме того, излучатели с широким углом обзора (большой шириной луча) имеют малое значение КУ. При рассмотрении автомобильного радара «Обзор-77-2» необходимо учитывать, что, согласно предъявляемым требованиям, дальность обнаружения им объектов должна составлять 180-200 м. Таких дальностей возможно достигнуть за счет увеличения излучаемой мощности или увеличения КУ антенны. Первый вариант ограничен требованиями, предъявляемыми правительством РФ в рамках выделенной полосы частот, в связи с чем излучаемая мощность не может превышать уровня 10 мВт [36]. КУ антенны, как и ширина луча, в первую очередь определяются апертурой антенны. В связи с этим, количество элементов в столбце АР и количество самих столбцов во всей структуре может приводить к противоречию между обеспечением заданного сектора обзора и требованием по дальности обнаружения объектов. В данном случае, компромиссом является выбор некой средней величины ширины луча, не выходящей за заданный диапазон, но позволяющий реализовать АР с требуемой дальностью действия радара. Таким образом, исходя из вышеизложенных рассуждений, ширина луча принята равной  $BW=12^\circ$ .

Определившись с требуемой шириной луча ДН, КНД может быть вычислен следующим образом [37]:

$$D=101.5^\circ/BW=8.42 \quad (2.15)$$

После нахождения величины КНД рассчитывается длина столбца  $L_c$  в вертикальной плоскости, как:

$$L_c=D\lambda_0/2=16.42 \text{ мм}, \quad (2.16)$$

где  $\lambda_0$  – длина волны в воздухе.

Число элементов в столбце  $N$  определяется выражением:

$$N=\text{INT}[L/d]=8, \quad (2.17)$$

где  $d$  – расстояние между соседними элементами АР,  $\text{INT}[L/d]$  – целое от отношения.

Таким образом, 8 патчей, расположенных с шагом равным половине длины волны в линии, обеспечивают формирование ДН с шириной основного луча  $BW=12^\circ$ .

Необходимо отметить, что данный расчет и его результат справедливы при рассмотрении структур с равномерным амплитудно-фазовым распределением. Как было отмечено, в вертикальной плоскости антенны необходимо обеспечить как можно более низкий УБЛ (порядка минус 20 дБ). В связи с этим, к столбцам АР применяется весовое окно Чебышева, как одно из самых распространенных и позволяющего достигнуть заданного УБЛ во всех направлениях в пространстве. Реализация на структуре амплитудного распределения отличного от равномерного ведет к расширению основного луча ДН. Результат применения распределения Чебышева представлен на рисунке 2.24.

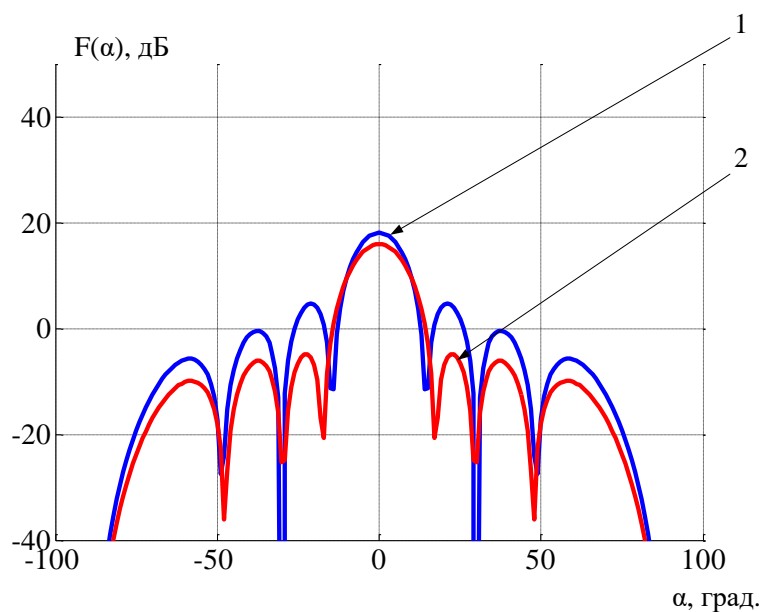


Рисунок 2.24. ДН антенны из 8 патчей с равномерным (кривая 1) и Чебышевским (кривая 2) амплитудным распределением

Из последнего рисунка видно, что в случае применения окна Чебышева УБЛ равен минус 20 дБ, что является приемлемой величиной, но ширина основного луча достигает значений  $BW=14^\circ$ . Для удовлетворения требованиям по ширине луча количество элементов необходимо увеличить до  $N=10$ . ДН антенны из 10 элементов с окном Чебышева изображена на рисунке 2.25. В данном случае, достигается требуемая ширина основного лепестка ДН при УБЛ равном минус 20 дБ. Ввиду этого, количество элементов в столбце АР автомобильного радара выбрано равным 10.

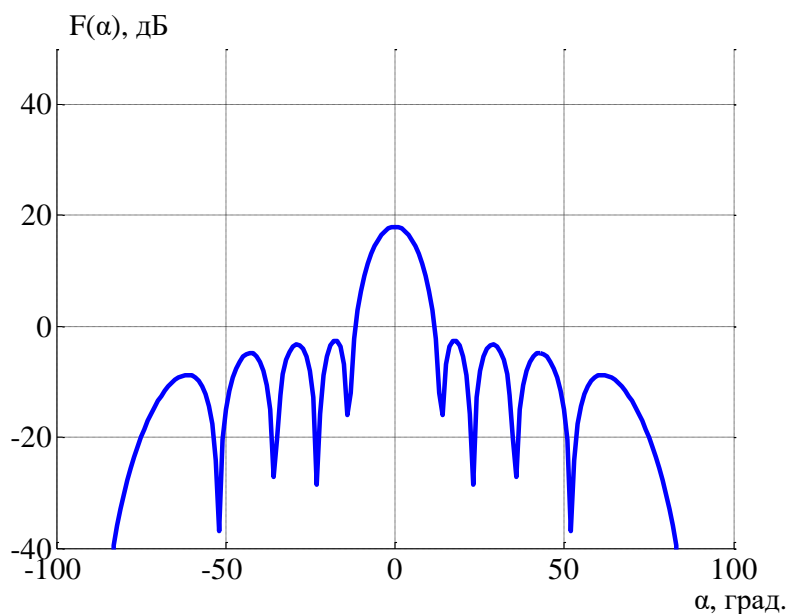


Рисунок 2.25. ДН антенны из 10 патчей с применением чебышевского амплитудного распределения

## 2.5 Методика построения столбца АР

Классические подходы к построению структурных элементов широко известны и позволяют с высокой степенью точности достигать заданных характеристик излучения [37]. Главным недостатком, данных решений является относительно невысокий уровень КПД получаемой антенны. При этом, даже в случае формирования луча ДН с высоким КНД дальность обнаружения целей с заданной вероятностью принимает значения значительно меньше, чем требуемая, за счет низкого КУ антенны. Главным образом, подобный результат обусловлен отсутствием учета потерь в линиях передачи, соединяющих патчи антенны друг с другом. В данной работе предложен и исследован альтернативный подход к проектированию столбца антенны. В связи с этим, ниже приведен пример расчета столбца АР классическим способом и подходом, в котором принимаются в расчет потери на излучение в микрополосковых линиях передачи, и произведена оценка получаемых характеристик структуры антенны.

Зачастую для улучшения параметров ДН антенны в угломестной плоскости и для уменьшения влияния переотражений от поверхности земли на характеристики обнаружения применяется весовое окно. Закон распределения амплитуд может быть различным, но одним из самых популярных является Чебышевское распределение за счет формирования наиболее узкого луча ДН при заданном УБЛ [39]. Амплитудные коэффициенты данного распределения для структуры, состоящей из 10 элементов при заданном УБЛ равном минус 20 дБ принимают значения:  $a_1=0.64$ ,  $a_2=0.59$ ,  $a_3=0.77$ ,  $a_4=0.92$ ,  $a_5=1$ ,  $a_6=1$ ,  $a_7=0.92$ ,  $a_8=0.77$ ,  $a_9=0.59$ ,  $a_{10}=0.64$ . Для удобства дальнейшего расчета перейдем к распределению мощностей и выполнив нормировку, получим:  $P_1=0.0639$ ,  $P_2=0.0549$ ,  $P_3=0.0940$ ,  $P_4=0.1319$ ,  $P_5=0.1553$ ,  $P_6=0.1553$ ,  $P_7=0.1319$ ,  $P_8=0.0940$ ,  $P_9=0.0549$ ,  $P_{10}=0.0639$ . Данные коэффициенты определяют ту часть мощности, которая должна быть излучена конкретным патчем. Мощность  $P_i$ , излучаемая элементов, вычисляется по следующей формуле [40]:

$$P_i=1-|S_{11}|^2-|S_{21}|^2 \quad (2.18)$$

Принимая всю входную мощность за единицу (сумма всех нормированных коэффициентов равна 1) из выражения (2.182.182.18), получаем, что мощность, подведенная к патчу, равна сумме мощностей отраженного сигнала ( $|S_{11}|^2$ , что определяет коэффициент отражения), прошедшего сигнала ( $|S_{21}|^2$  или коэффициент передачи) и излученной элементом.

Классический процесс проектирования модели столбца АР автомобильного радара может быть осуществлен двумя способами. Каждый из них имеет свои особенности расчета, но в конечном итоге оба дают сравнительно близкие друг к другу структуры АР, как и результаты их моделирования.

Первый из них состоит в расчете и проектировании структуры столбца, начиная с последнего (крайнего) патча столбца. Требуемый уровень мощности излучения патча достигается за счет изменения его ширины и частично длины. Как известно, широкая микрополосковая линия обладает большим сопротивлением в сравнении с более узкой. Таким образом, с учетом принятого распределения последний элемент должен иметь малую ширину, близкую к ширине линии. Задаваясь начальным приближением, итерационным методом определяются значения геометрических размеров патча  $W_{10}=0.25$  мм,  $L_{10}=1.11$  мм. Структура патча и результат его моделирования, представлены на рисунке 2.27.

Здесь необходимо отметить, что в общем случае входное сопротивление линии, патча, имеет комплексный вид, и его реальная ( $R$ ) и мнимая ( $X$ ) части являются функцией частоты (рисунок 2.26).

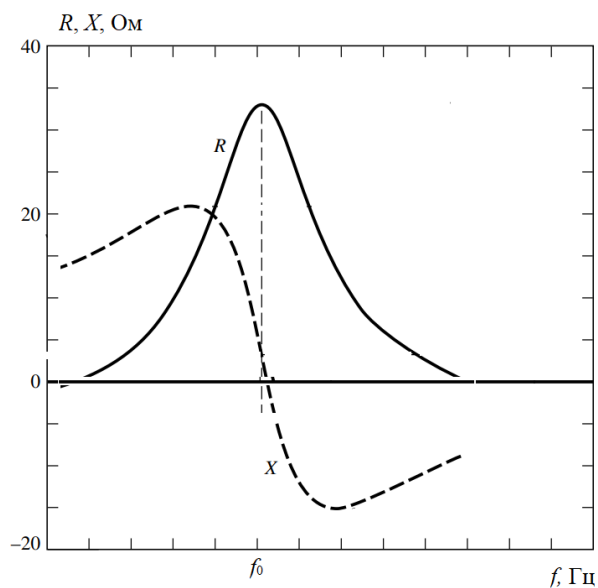
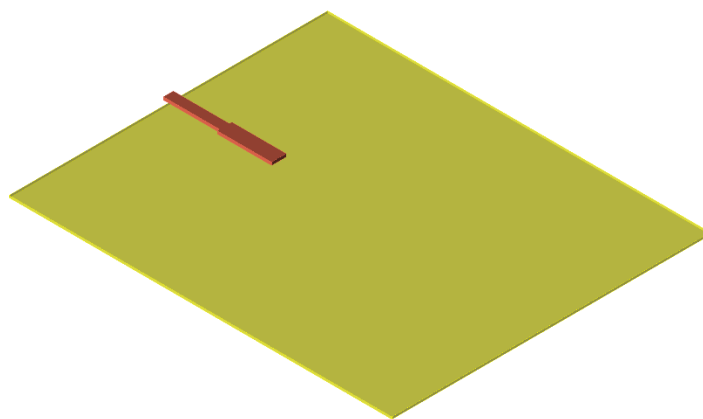


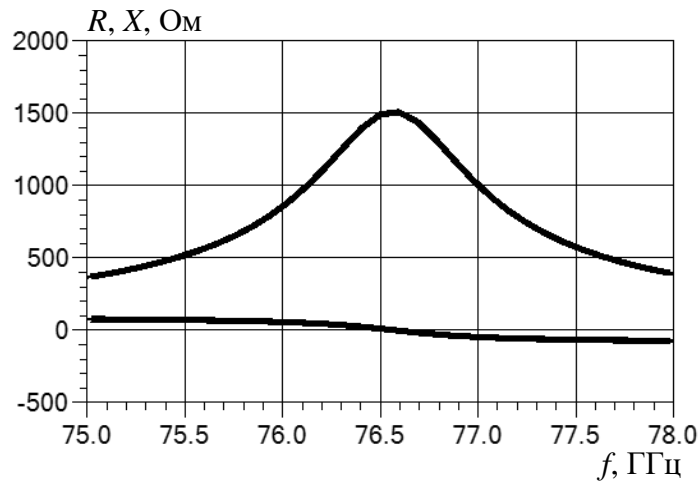
Рисунок 2.26. Зависимость реальной и мнимой частей входного импеданса структуры от частоты

Для достижения согласования структуры с микрополосковой линией необходимо добиться, чтобы на рабочей частоте располагался максимум реальной части импеданса (resistance  $R$ ), а мнимая часть обращалась в ноль (reactance  $X$ ). Для тонкой подложки зачастую мнимая часть импеданса значительно меньше, чем реальная, однако при увеличении толщины  $h$  начинает оказывать существенное влияние на входной импеданс антенны.



(a)





(б)

Рисунок 2.27. Структура патча (а) и результат его моделирования (б)

Из рисунка 2.27 видно, что на центральной рабочей частоте обеспечивается равенство нулю мнимой части входного сопротивления патча. При этом реальная часть принимает максимальное значение на той же частоте. Данный результат определяет сопротивление последнего патча столбца  $R_{10}=1.5$  кОм, относительно которого производится дальнейший расчет всех других элементов.

При представлении столбца решетки эквивалентной схемой (рисунок 105) получаем резистивный делитель, в котором через отношение мощностей вычисляются значения сопротивлений в каждом плече данного делителя. К рассчитанному элементу подключается следующий патч. Введем обозначения:  $P_{\text{вх}10}$  – мощность, прошедшая к последнему элементу,  $P_{\text{вх}9}$  – мощность на входе параллельного соединения двух патчей. Поскольку последний элемент столбца должен излучить всю поступающую на него мощность, то с учетом принятого распределения запишем:  $P_{\text{вх}10}=P_{10}=0.0639$ ,  $P_{\text{вх}9}= P_9+ P_{10}=0.1188$  (все величины записаны относительно входной мощности, которая принята равной 1). Как известно, мощность может быть выражена следующим образом:

$$P = \frac{U^2}{R} \quad (2.19a)$$

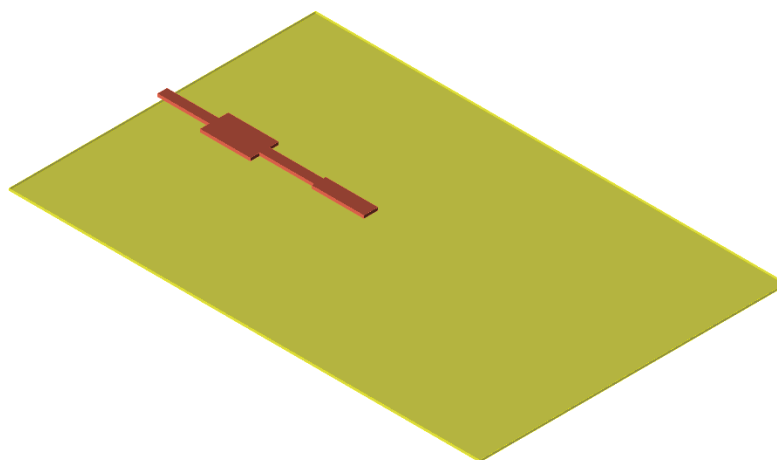
$$P_{\text{вх}10} = \frac{U^2}{R_{10}} \quad (2.20б)$$

$$P_{\text{вх}9} = \frac{U^2}{R_{\text{вх}9}} \quad (2.21в)$$

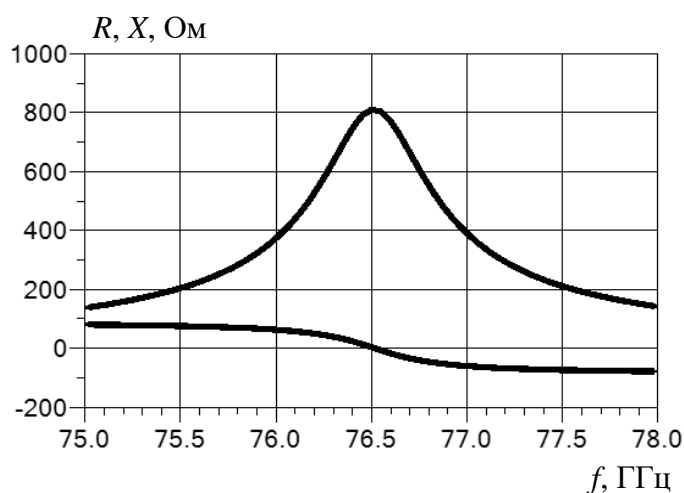
В выражениях (2.19)  $R_{\text{вх}9}$  - сопротивление на входе параллельного соединения двух патчей. Схожую роль на рисунке 105 играют сопротивления  $R_2$  и  $R_1$  (сопротивление на входе параллельного соединения трех патчей и полное сопротивление столбца соответственно). Таким образом, зная сопротивление последнего патча  $R_{10}=1.5$  кОм и вычисляя отношение мощностей  $P_{\text{вх}10}/P_{\text{вх}9}$  получаем:

$$\frac{P_{\text{вх}10}}{P_{\text{вх}9}} = \frac{R_{\text{вх}9}}{R_{10}} \Rightarrow R_{\text{вх}9} = 807 \text{ Ом} \quad (2.22)$$

Таким образом, в соответствии с принятым распределением, сопротивление на входе двух последних патчей должно быть равным  $R_{вх9}=807$  Ом. Подобно предыдущему элементу итерационным методом определяются размеры второго патча. В результате второй элемент имеет следующие размеры:  $W_9=0.7$  мм,  $L_9=1.05$  мм. Структура двух патчей и результат моделирования представлены на рисунке 2.28.



(а)



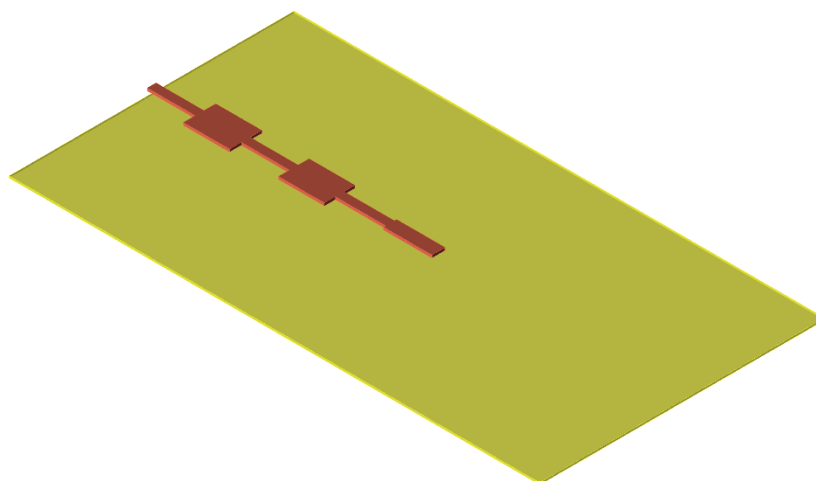
(б)

Рисунок 2.28. Структура двух патчей столбца АР автомобильного радара (а) и результат моделирования данной структуры (б)

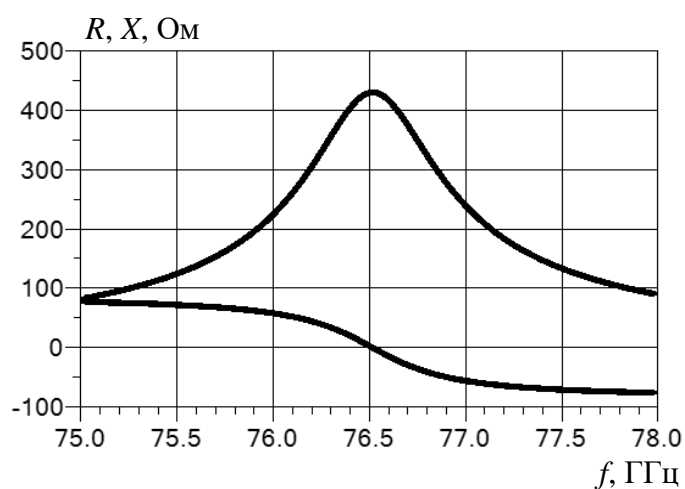
Следующий этап проектирования столбца АР состоит в подключении к существующей модели третьего патча. Обозначим мощность на входе параллельного соединения трех патчей как  $P_{вх8}$ , а сопротивление  $R_{вх8}$ . С учетом распределения:  $P_{вх8}=P_8+P_9+P_{10}=0.2128$ . Аналогично предыдущему случаю, можем записать:

$$\frac{P_{вх9}}{P_{вх8}} = \frac{R_{вх8}}{R_{вх9}} \Rightarrow R_{вх8} = 450 \text{ Ом} \quad (2.23)$$

Размеры третьего патча, обеспечивающие требуемое сопротивление на входе структуры, изображенной на рисунке 2.29, равны  $W_8=0.74$  мм,  $L_8=1.05$  мм. Результат моделирования трех патчей столбца АР изображен на рисунке 2.29.



(a)



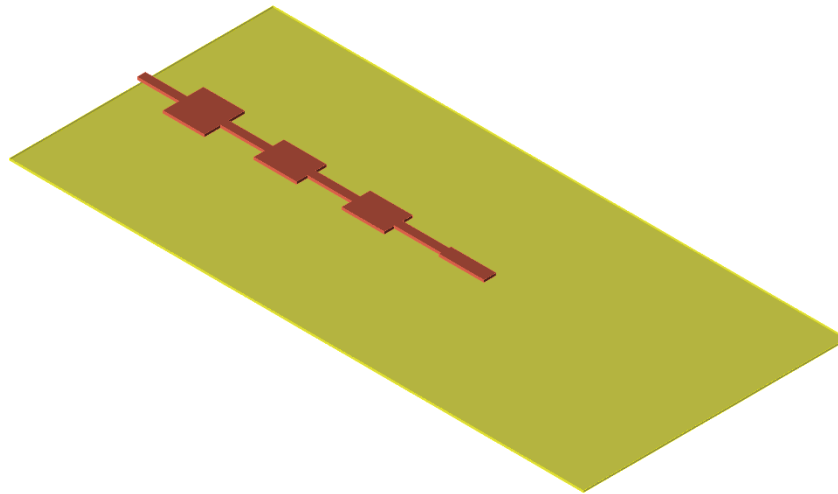
(б)

Рисунок 2.29. Структура трех патчей столбца AP автомобильного радара (а) и результат моделирования данной структуры (б)

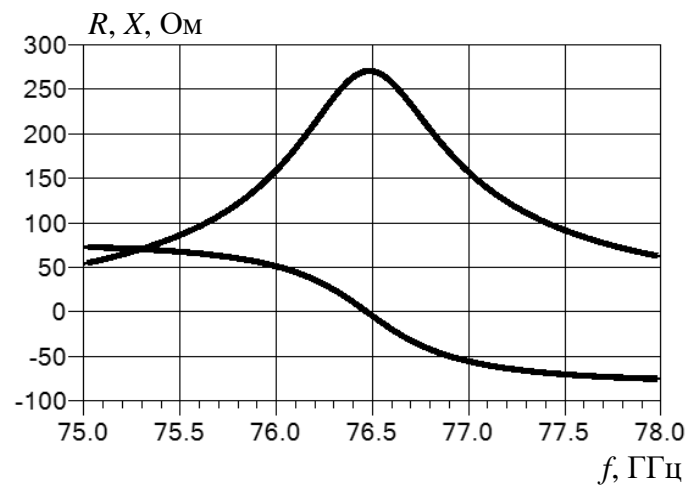
При подключении четвертого элемента (рисунок 2.30), введем следующие обозначения:  $P_{вх7}$  – мощность на входе четырех патчей,  $R_{вх7}$  – сопротивление на входе данной структуры. Добавление еще одного элемента приводит к увеличению суммарной мощности, которую необходимо излучить в пространство, поэтому запишем  $P_{вх7} = P_7 + P_8 + P_9 + P_{10} = 0.3447$ . Через отношение рассчитанных мощностей вычисляется сопротивление на входе структуры:

$$\frac{P_{вх8}}{P_{вх7}} = \frac{R_{вх7}}{R_{вх8}} \Rightarrow R_{вх7} = 278 \text{ Ом} \quad (2.24)$$

Размеры четвертого патча:  $W_7 = 1$  мм,  $L_8 = 1.02$  мм. Результат моделирования данной структуры изображен на рисунке 2.30. Здесь, как и в предыдущих этапах, обеспечивается равенство нулю мнимой части входного сопротивления на центральной частоте при максимуме реальной части на той же частоте.



(a)



(б)

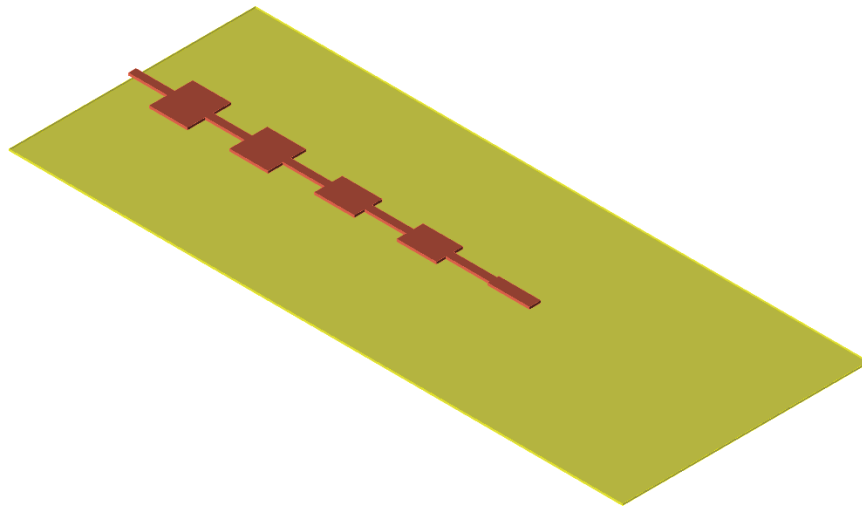
Рисунок 2.30. Структура четырех патчей столбца AP автомобильного радара (а) и результат моделирования данной структуры (б)

Продолжая описанную последовательность действий, получаем, что сопротивление на входе пяти, соединенных друг с другом, патчей должно быть равным:

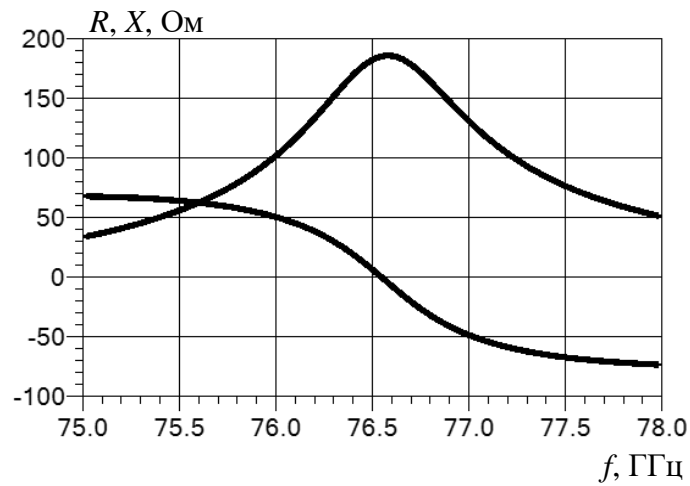
$$\frac{P_{\text{вх7}}}{P_{\text{вх6}}} = \frac{R_{\text{вх6}}}{R_{\text{вх7}}} \Rightarrow R_{\text{вх6}} = 191 \text{ Ом}, \quad (2.25)$$

где  $P_{\text{вх6}} = P_6 + P_7 + P_8 + P_9 + P_{10} = 0.5$  – мощность, подводимая к части столбца, состоящего из пяти патчей.

Размеры пятого патча:  $W_7 = 1.15$  мм,  $L_8 = 1.01$  мм. Модель половины столбца AP автомобильного радара и результаты расчета представлены на рисунке 2.31.



(a)



(б)

Рисунок 2.31. Структура пяти патчей столбца AP автомобильного радара (а) и результат моделирования данной структуры (б)

Дальнейший процесс проектирования столбца AP аналогичен изложенному выше. Через отношение мощностей, в соответствии с принятым окном Чебышева, осуществляется расчет сопротивлений, которые необходимо обеспечить на входе структуры на каждом этапе. Как результат, на рисунке 2.32 представлена структура столбца и результаты его моделирования.

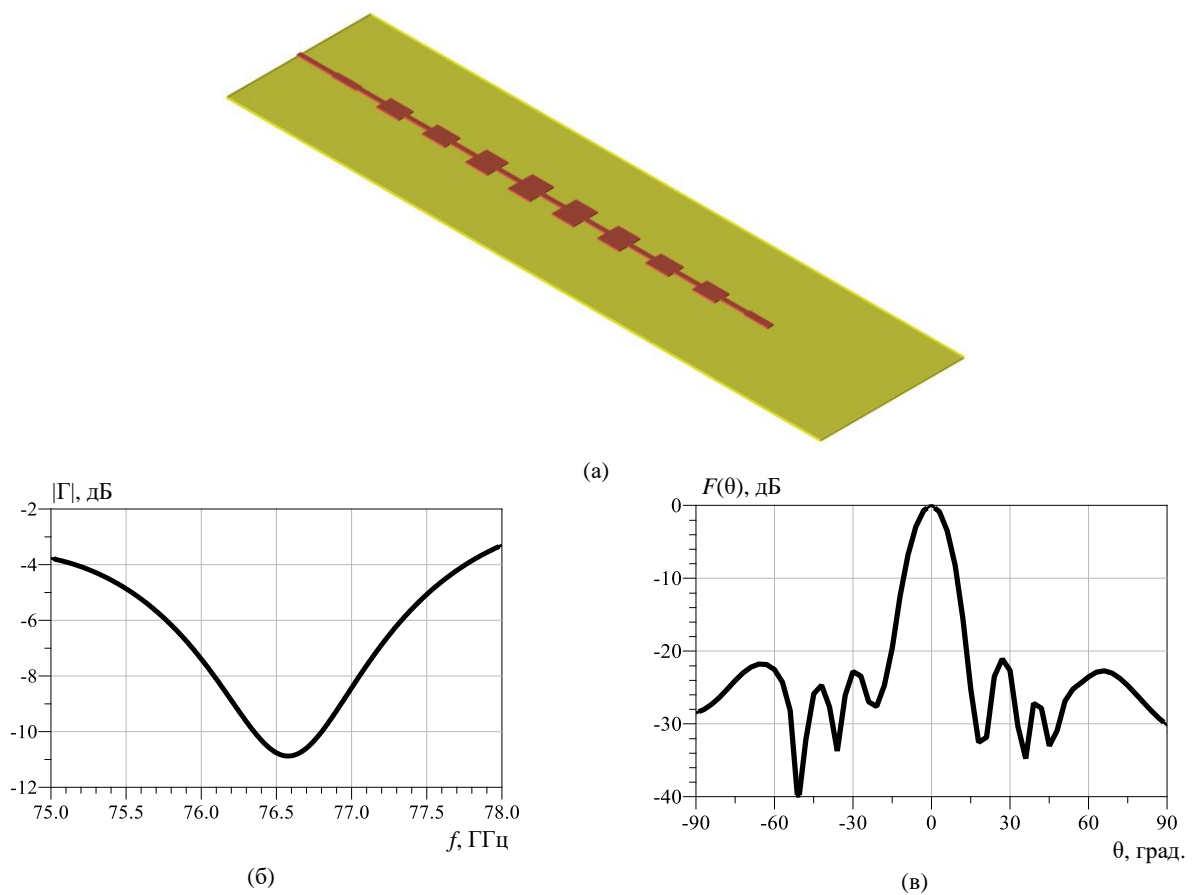


Рисунок 2.32. Структура столбца AP автомобильного радара (а) и результаты моделирования данной структуры: зависимость коэффициента отражения от частоты (б), ДН в горизонтальной (азимутальной) плоскости (в)

Из последнего рисунка видно, что в пределах рабочей частоты 76-77 ГГц согласование структуры (зависимость модуля коэффициента отражения  $|\Gamma|$  от частоты) с источником питания не обеспечивается. Данный результат вызван тем фактом, что достигнуть строгого равенства требуемому значению реальной части сопротивления на входе каждого патча крайне затруднительно. Погрешность в несколько Ом по мере присоединения к структуре новых элементов постепенно увеличивается и в конечном итоге может привести к значительному отклонению от ожидаемого результата. На диаграмме Смита показана точка на кривой, соответствующая центральной частоте рабочего диапазона. Видно, что она располагается на реальной оси, но характеризует сопротивление на входе равное  $R_{вх}=25$  Ом. Добиться согласования в области центральной частоты  $f=76.5$  ГГц возможно с помощью четвертьволнового отрезка микрополосковой линии (преобразователя сопротивлений), волновое сопротивление  $\rho$  которой вычисляется следующим образом:

$$\rho = \sqrt{R_{вх} R_{и}} \quad (2.26)$$

Сопротивление источника принимается равным  $R_{и}=50$  Ом, и данном случае соответствует волновому сопротивлению линии, соединяющей столбец с приемопередающим каналом микросхемы. Волновое сопротивление преобразователя в данном случае принимает значение  $\rho=35.35$  Ом. Результат моделирования столбца AP с четвертьволновым преобразователем изображен на рисунке 2.33.

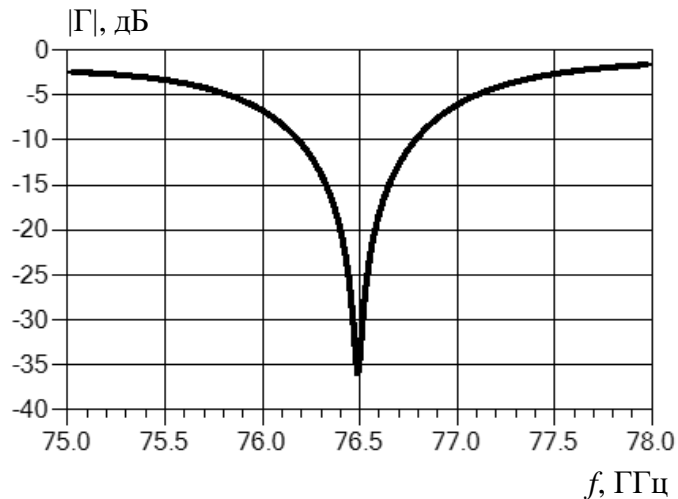


Рисунок 2.33. Коэффициент отражения столбца АР после реализации четвертьволнового преобразователя сопротивлений на входе структуры

Ширина ДН спроектированного столбца равна  $12^\circ$  при УБЛ минус 20 дБ, что полностью соответствует предъявляемым требованиям по ширине луча и принятому амплитудному распределению Чебышева. Однако значения КПД спроектированного столбца АР принимает значение порядка 60%, что приводит к значительному снижению дальности обнаружения объектов всей системы.

Второй способ построения столбца АР предполагает рассмотрение начала проектирования с элемента, подключаемого к линии, соединенной с источником питания. Другими словами, можно сказать, что текущий способ заключается в проектировании первого патча и дальнейшего расчета остальных, а предыдущий в анализе и построении последнего (крайнего) патча, относительно которого определяются размеры всех элементов столбца.

Таким образом, начало проектирования столбца в данном случае ведется с первого элемента. Как и в предыдущем случае, вся входная мощность принимается равной  $P_0=1$  (входной импеданс  $R_0=50$  Ом) и к столбцу применяется весовое окно Чебышева. Примем обозначения: порт 1 – входной порт структуры, порт 2 – выходной для первого патча. Поскольку часть мощности идет на излучение, то импеданс порта 2 для обеспечения согласования по входу должен быть пересчитан. Мощности на входе и выходе патча могут быть представлены, как:

$$P_0=U^2/ R_0 \quad (2.27)$$

$$P_{\text{ВЫХ}}=U^2/ R_{\text{ВЫХ}} \quad (2.28)$$

Вычисление выходного сопротивления первого патча осуществляется по формуле (2.32) и через отношение входной мощности к выходной. Причем величина  $P_{\text{ВЫХ}}$  характеризует часть мощности, которая должна пройти к следующему элементу, то есть равняется  $|S_{21}|^2$  из формулы (2.18). В результате, можно записать:

$$P_i=1-|S_{11}|^2- P_{\text{ВЫХ}} \quad (2.29a)$$

$$P_{\text{ВЫХ}}=1- P_i-|S_{11}|^2 \quad (2.30b)$$

$$P_0/P_{\text{ВЫХ}}=1/(1- P_i-|S_{11}|^2)= R_{\text{ВЫХ}}/R_0 \quad (2.31b)$$

$$R_{\text{ВЫХ}}= R_0/(1- P_i-|S_{11}|^2) \quad (2.32g)$$

По принятому распределению, мощность, которую должен излучить первый патч, должна составлять  $P_1=0.0639P_0$ . Пренебрегая коэффициентом отражения  $|S_{11}|^2$ , мощность на выходе элемента равняется  $P_{\text{вых}}=0.9361P_0$ . Вычисляя отношение (2.31в) с помощью выражения (2.32г), вычисляется выходное сопротивление первого патча:

$$R_{\text{вых}}=R_0/(1-P_1)=50/(1-0.0639)=53.4 \text{ Ом} \quad (2.33)$$

Исходная в данном случае структура изображена на рисунке 2.34. Источник и нагрузка задаются в соответствии с рассчитанными сопротивлениями и обозначаются Port 1 и Port 2 соответственно. Кроме достижения требуемых уровней амплитуд, также необходимо обеспечить синфазное возбуждение всех элементов столбца решетки. В связи с этим, важной характеристикой, описывающей процесс построения столбца и патча, является фаза коэффициента передачи  $\text{phase}(S_{21})$ . Предполагая, что начальная фаза волны равна  $0^\circ$ , для выполнения поставленных условий значение данной характеристики на центральной частоте рабочего диапазона на выходе патча должно равняться  $180^\circ$ , что возможно при изменении длин микрополосковых линий или даже самого патча. Процесс проектирования здесь также носит итерационный характер. Начальные значения размеров патча вычисляются по методике, описанной выше.

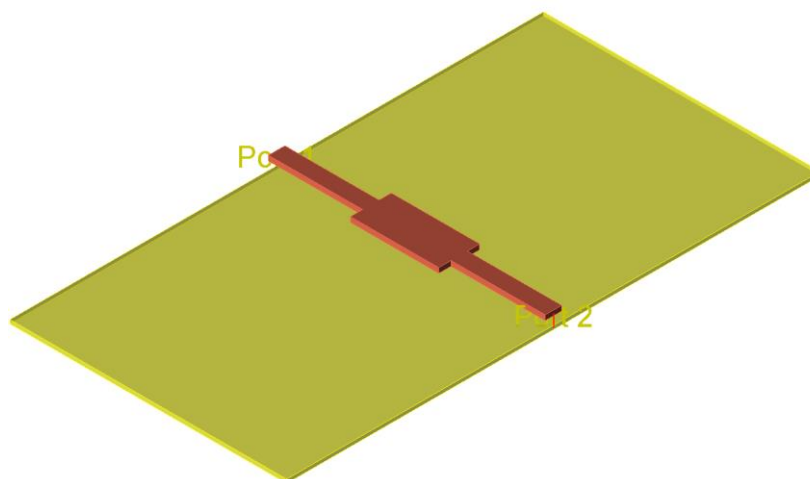


Рисунок 2.34. Модель патча AP автомобильного радара

В ходе исследования получены размеры первого элемента столбца AP:  $W=0.5$  мм и  $L=1.08$  мм. Результаты моделирования данного патча представлены на рисунке 2.35.



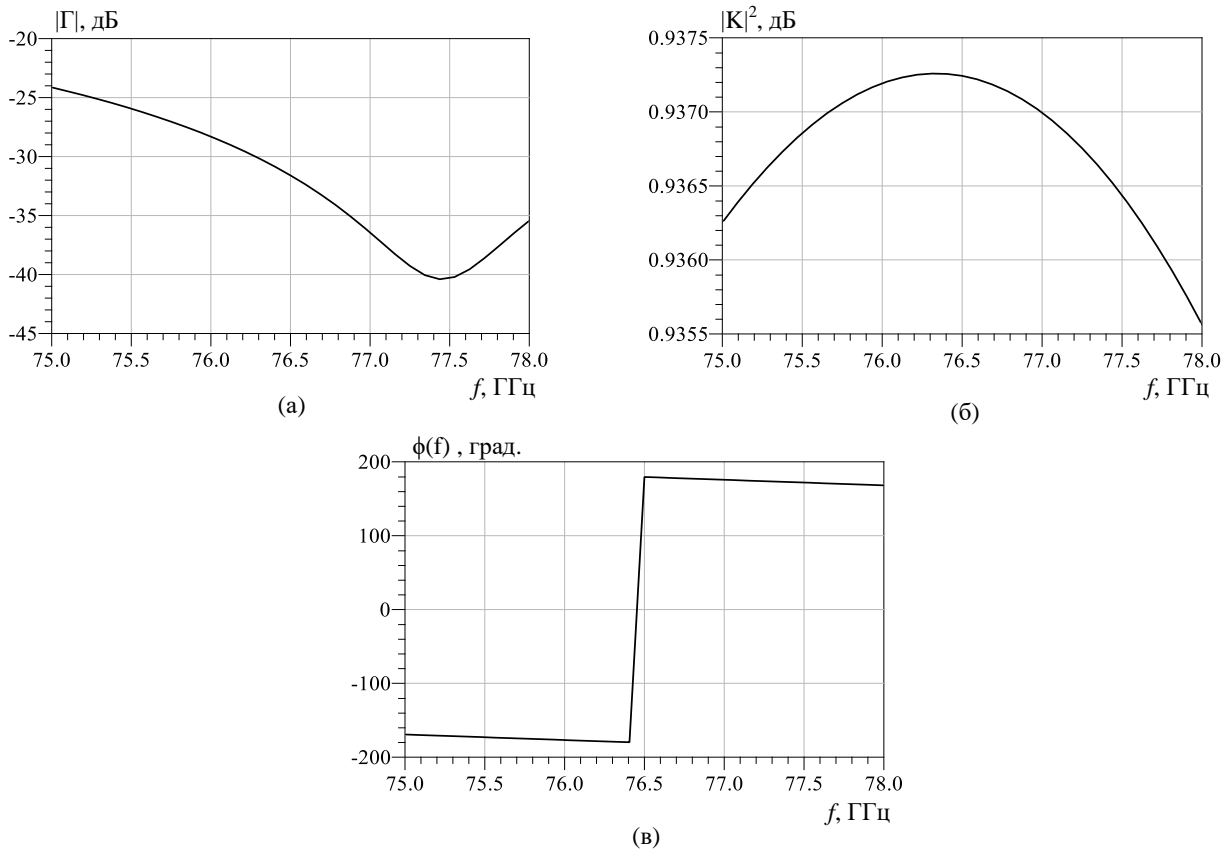


Рисунок 2.35. Результаты моделирования патча столбца AP: коэффициент отражения одного патча столбца AP (а), коэффициента передачи патча (б), фаза коэффициента передачи патча (в)

Контролируемыми параметрами здесь являются модуль коэффициента отражения ( $|\Gamma|$ ), коэффициент передачи  $K$  (для достижения заданного амплитудного распределения) и фаза коэффициента передачи (синфазность возбуждения всех элементов). Как видно из рисунка 2.35 коэффициент отражения имеет достаточно низкое значение в рабочей полосе, при этом модуль коэффициента передачи соответствует заданному значению  $P_{\text{вых}}$ , а фаза проходит через значение  $180^\circ$  на центральной частоте.

При подключении и расчете параметров второго патча входная мощность  $P_0$  заменяется значением мощности  $P_{\text{вых}}$  первого элемента, а импеданс  $R_0$  заменяется значением  $R_{\text{вых}}$ . На основе принятого распределения второй элемент должен излучить мощность равную  $P_2=0.0549$ . Повторяя описанную последовательность действий, итерационным методом получаем размеры второго патча  $W=0.8$  мм и  $L=1.03$  мм. Отметим, что при расчете второго патча в формулах (2.31) также, как и в случае первого, не учитывается уровень коэффициента отражения. В целом, рассматривая большую структуру отражения имеют тенденцию нарастать при присоединении новых патчей к столбцу и в дальнейшем их необходимо включать в расчет элементов столбца AP.

В полученной структуре, как и в предыдущем случае, в первую очередь необходимо обеспечить требуемое амплитудное распределение, а согласование может быть достигнуто с помощью специальных цепей. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.36.

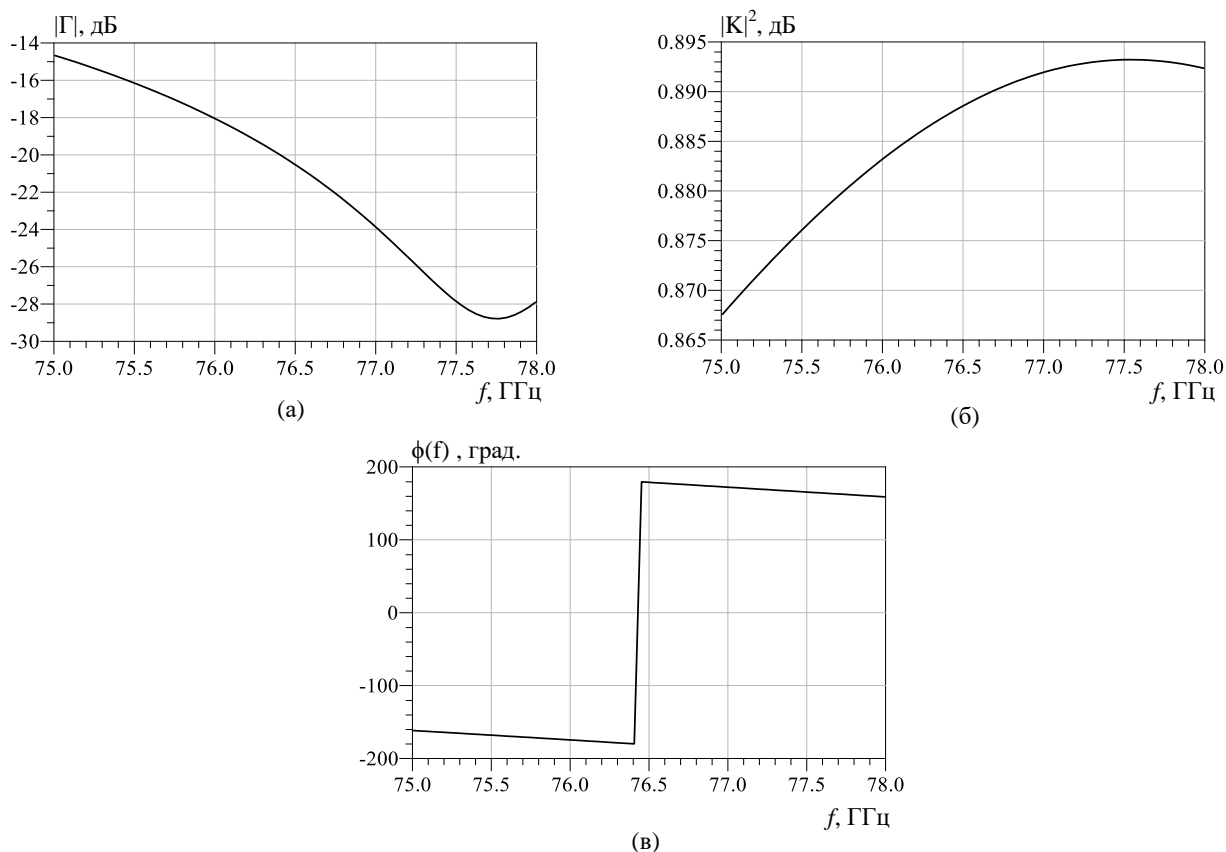


Рисунок 2.36. Результаты моделирования двух патчей столбца АР: коэффициент отражения одного соединения двух патчей (а), коэффициента передачи через два патча (б), фаза коэффициента передачи при проходе волны через два патча (в)

Результаты и выводы к ним аналогичны предыдущему этапу проектирования столбца. Отметим, что параметр  $|S_{21}|^2$  описывает мощность, прошедшую к нагрузке уже после двух элементов. Соответственно при контроле уровня излучаемой мощности  $P_2$  вторым патчем необходимо учесть мощность, излучаемую первым патчем. В результате (вновь пренебрегая коэффициентом отражения), импеданс на выходе такой структуры равен:

$$R_{\text{вых}2} = P_{\text{вых}} R_{\text{вых}} / (P_{\text{вых}} - P_2) = 0.9361 * 53.4 / (0.9361 - 0.0549) = 56.7 \text{ Ом} \quad (2.34)$$

Проектирование остальных элементов столбца происходит аналогичным образом. Таким образом, весь процесс создания патча и, как следствие, столбца АР носит чисто итерационный характер. На каждой итерации происходит корректировка длин микрополосковых линий и ширины патча и последующий анализ путем моделирования структуры. Данная процедура повторяется до момента достижения требуемых характеристик излучения также как необходимого уровня согласования структуры и заданного амплитудного распределения.

Структура столбца АР при проектировании описанным способом представлена на рисунке 2.37а, а результаты моделирования изображены на рисунке 2.37б, в, г. Как видно из рисунка 2.37б, на центральной частоте рабочего диапазона 76 ГГц - 77 ГГц достигается минимум коэффициента отражения. ДН спроектированного столбца (рисунок 2.37в), также

как и при первом способе проектирования столбца, имеет ширину основного луча  $12^\circ$ , что в значительной степени соответствует характеристиками заданного амплитудного распределения.

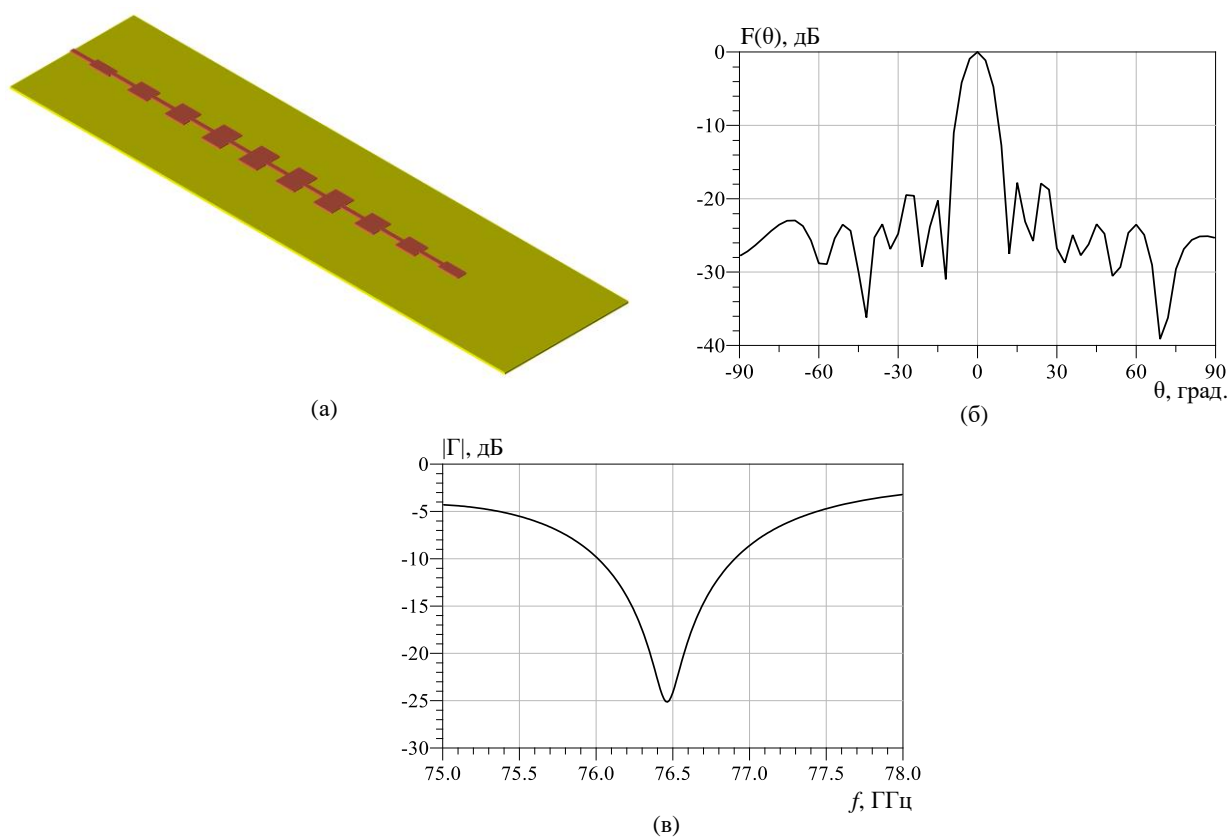


Рисунок 2.37. Структура столбца AP автомобильного радара (а), выполненная по методике проектирования с первого патча, и результаты моделирования данной структуры: зависимость коэффициента отражения от частоты (б), ДН в горизонтальной (азимутальной) плоскости (в)

Несмотря на различие в полученных размерах патчей двух моделей столбцов AP, оба метода обеспечивают удовлетворение поставленным требованиям по уровню согласования и характеристикам излучения. Таким образом, оба способа могут быть эффективно использованы при проектировании столбцов AP.

В рассмотренных выше подходах построения столбца AP КПД получаемой структуры зачастую составляет порядка 50-60%. В целом для антенны это весьма неплохой показатель, но с учетом потерь при дальнейших этапах обработки сигнала, необходимо добиваться как можно больших значений КПД антенны. Как отмечалось, уменьшение уровня КПД связано с переотражениями от отдельных излучателей и вносимыми потерями на излучение линиями, соединяющими патчи друг с другом. В описанных выше методах построения столбца AP не было учтено излучение линии передачи. При этом, согласно результатам моделирования (рисунок 2.4), коэффициент передачи линии меньше единицы. При рассмотрении отдельно взятой линии, потерями на излучение можно пренебречь, однако в структуре столбца ее влияние на результаты моделирования становятся существенными. Для уменьшения данного воздействия и увеличения уровня КПД AP применяется дополнительная коррекция геометрических размеров элементов

столбца AP. В целом, процедура заключается в расчете патчей и линий начиная с последнего излучателя, как это было показано выше. Отличие состоит в том, что здесь учитываются потери, вносимые линиями передачи. Для этого возвращаясь к модели линии, изображенной на рисунке 2.3, определяется уровень потерь на излучение. Принимая всю входную мощность за 1 и анализируя коэффициент передачи, имеем, что мощность потерь равна 0.014 от входной на центральной частоте рабочего диапазона 76.5 ГГц. Согласно записи (2.18) входная мощность каждого элемента представляет собой сумму мощности, которая идет на излучение (согласно распределению), мощности, которая должна пройти на вход следующего элемента и мощности потерь, которую необходимо учесть при расчете сопротивлений. Таким образом, для расчета входной мощности очередного элемента необходимо из входной мощности предыдущего патча вычесть мощность на излучение и мощность, соответствующую потерям. Принимая тот факт, что все линии, соединяющие патчи друг с другом, одинаковые, производится пересчет потерь и затем процедура продолжается для следующего элемента. За счет потерь при расчетах неизбежно возникнет ситуация, когда мощность на входе элемента меньше, чем уровень мощности, заданный распределением. В данном случае производится перенормировка всех коэффициентов заданного распределения путем умножения на  $(1-P_{\Sigma п})$ , где  $P_{\Sigma п}$  – суммарная мощность потерь. Затем процесс расчета повторяется до тех пор, пока мощность на входе последнего элемента не будет приблизительно равна мощности на излучение (то есть последний патч излучит всю поступающую на него мощность). Исходные данные и результаты расчета столбца AP, состоящего из 10 патчей, сведены таблицу 2.1.

Таблица 2.1 Расчетные данные столбца AP

$P_{расп}$	0.0639	0.0549	0.0940	0.1319	0.1553
$P_{вх}$	1	$P_{вх} - P_{расп} - P_{пот} =$ $1 - 0.0639 - 0.014 = 0.9221$	0.8542	0.7482	0.6053
$P_{пот}$	0.014	$P_{вх} * P_{пот} = 0.014 * 0.9221 = 0.013$	0.012	0.011	0.0085

Продолжение таблицы 1

0.1553	0.1319	0.0940	0.0549	0.0639
0.4415	0.28	0.1442	0.0482	-
0.0062	0.00392	0.002	0.0007	-

В таблице 2.1 приняты следующие обозначения:  $P_{расп}$  - заданное распределение по мощности (рассчитанные коэффициенты окна Чебышева),  $P_{вх}$  - мощность на входе каждого элемента,  $P_{пот}$  – мощность потерь. Из таблицы 1 видно, что мощность на входе девятого патча меньше, чем мощность, заданная распределением, соответственно к последнему элементу мощность практически не поступает. Как следствие, из-за вносимых линией потерь требуемое распределение мощностей по элементам столбца обеспечивается с определенной долей погрешности. Суммируя мощность потерь для каждого патча  $P_{пот}$  и вычитая результат из 1 (общая входная мощность), вычисляем нормировочный коэффициент  $\psi$ . Умножая данный коэффициент на коэффициенты распределения  $P_{расп}$  получаем новые значения распределения мощности с учетом рассчитанных потерь  $P_{расп\_нов}$ . В целом, процесс учета потерь в линии имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}
 P_{\Sigma п} &= \sum P_{пот} & (2.35) \\
 \psi &= 1 - P_{\Sigma п} \\
 P_{расп\_нов} &= P_{расп} \psi
 \end{aligned}$$

Данная процедура имеет итерационный характер и выполняется до тех пор, пока мощность, поступающая на вход последнего патча, не будет равняться значению излучаемой им мощности. Результаты остальных этапов проектирования приведены в таблицах 2.2 и 2.4.

Таблица 2.2 Результаты расчета столбца AP

$P_{\text{расп\_нов}}$	0.0593	0.0509	0.0873	0.1225	0.1442
$P_{\text{вх}}$	1	0.9267	0.8628	0.7635	0.6303
$P_{\text{пот}}$	0.014	0.013	0.012	0.0107	0.0088

Продолжение таблицы 2.3

0.1442	0.1225	0.0873	0.0509	0.0593
0.4773	0.3264	0.19933	0.10924	0.05681
0.0067	0.00457	0.00279	0.00153	0.0008

Таблица 2.4 Результаты расчета столбца AP

$P_{\text{расп\_нов}}$	0.0591	0.0508	0.0869	0.1220	0.1437
$P_{\text{вх}}$	1	0.9269	0.8631	0.7642	0.6315
$P_{\text{пот}}$	0.014	0.013	0.012	0.0107	0.0088

Продолжение таблицы 2.5

0.1437	0.1220	0.0869	0.0508	0.0591
0.479	0.3286	0.202	0.1123	0.0599
0.0067	0.0046	0.0028	0.00157	0.0008

В результате с учетом потерь на десятый элемент столбца поступает мощность равная рассчитанной в соответствии с распределением мощности излучения. Построение столбца AP с учетом полученного распределения возможно выполнить одним из рассмотренных способов. В данном случае проектирование осуществлялось, начиная с последнего патча. Суть метода также, как и раньше состоит в контроле реальной и мнимой частей входного сопротивления. Полученная модель столбца AP и результаты ее моделирования представлены на рисунке 2.38.

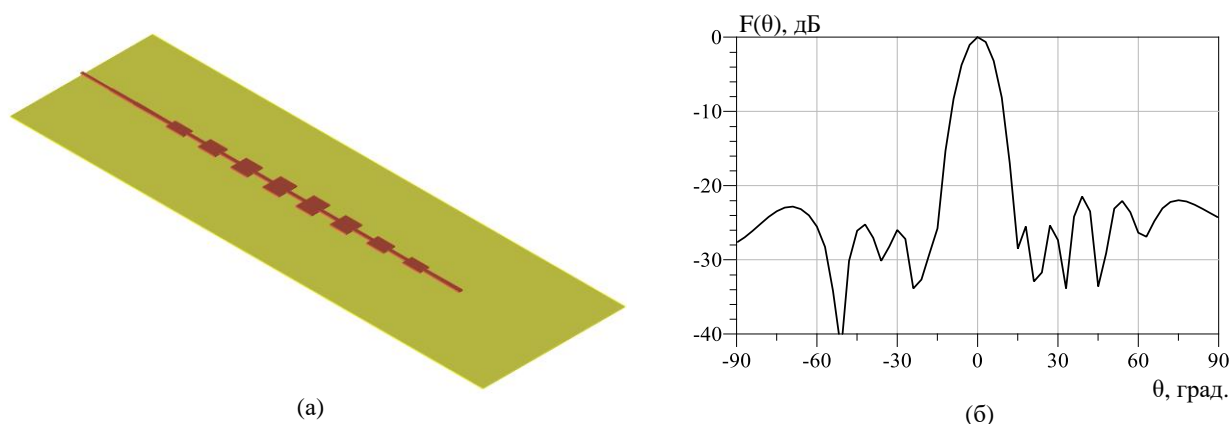


Рисунок 2.38. Структура столбца AP с учетом потерь (а), ДН столбца AP (б)

Из последнего рисунка видно, что в данном случае, ДН столбца также соответствует принятому распределению (ширина луча и УБЛ), однако КПД принимает значение 83%, что дает разницу в КУ с рассмотренными ранее структурами около 4 дБ (более чем в два раза). Таким образом предложенный способ проектирования столбца позволяет достигнуть тех же основных характеристик излучения, что и при классическом подходе, но при значительном увеличении КУ антенны. Проектирование АР с учетом потерь в линиях передачи главным образом необходимо в тех случаях, когда КПД решетки имеет порядок 20-30%, что ведет к значительному уменьшению коэффициента усиления, а, следовательно, и дальности обнаружения целей. В целом, все рассмотренные выше подходы построения столбца АР позволяют с высокой точностью проектировать структуры с требуемыми характеристиками, однако учет потерь в линиях передачи позволяет за счет высокого КПД также обеспечить заданный уровень КУ столбца и, как следствие, всей АР радара. Обозначенные показатели уровня КПД получены путем расчета в ADS методом конечных элементов описанных топологий структурных элементов и в рамках электродинамического моделирования результаты принимают приведенные выше значения.

Необходимо отметить еще одну особенность процесса проектирования столбца АР. При построении очередного патча столбца степень свободы являются не только ширина патча, но и его длина, а также длина линии передачи, соединяющей его с соседним элементом. В способах построения, описанных выше, данная особенность также учтена и реализована, поскольку получить требуемые характеристики патча регулировкой одной лишь его ширины не представляется возможным. Именно этим объясняется изменение длины патчей в рассмотренных методах расчета. Для пояснения данного эффекта запишем [37]:

$$\beta l = -\alpha + \text{phase}(S_{21}) + \text{phase}(V_e(i+1))_a - \text{phase}(V_e(i))_a, \quad (2.36)$$

где  $\beta$ -волновое число,  $\alpha$ -равномерно распределённая фаза,  $\text{phase}(V_e(i+1))_a$ - значение средней фазы напряжений на излучающих гранях следующего за линией патча,  $\text{phase}(V_e(i))_a$ - значение средней фазы напряжений на излучающих гранях патча, стоящего перед линией (рисунок 2.39).

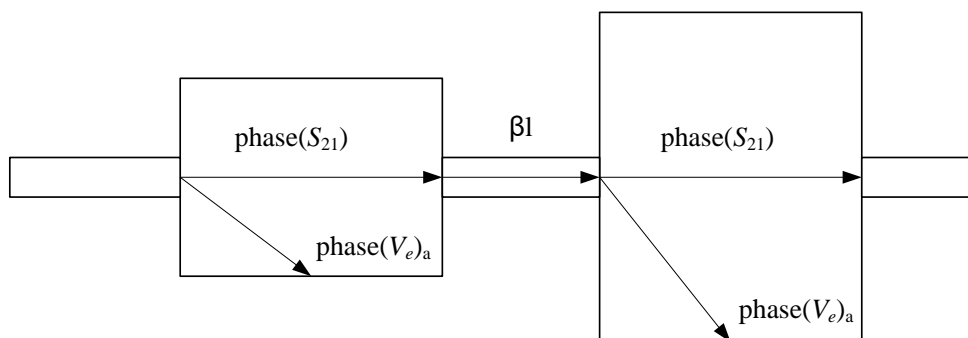


Рисунок 2.39. Пояснение к принципу изменения значения средней фазы напряжений на излучающих гранях патча для нахождения длины линии, соединяющих элементы столбца

Из записи 137 выразим фазу коэффициента передачи:

$$\text{phase}(S_{21}) = -\alpha + \text{phase}(V_e(i+1))_a - \text{phase}(V_e(i))_a - \beta l \quad (2.37)$$

Для реализации заданного амплитудного распределения центральные элементы столбца являются самими широкими, обеспечивая излучение наибольшей части мощности

(в соответствии с распределением). В этом случае, значение средней фазы напряжений на излучающих гранях патча следующего за микрополосковой линией ( $\text{phase}(V_e(i+1))_a$ ) постоянно будет расти по отношению к величине параметра  $\text{phase}(V_e(i))_a$  до достижения середины столбца, когда ширина элементов наоборот начнет уменьшаться. Как видно из формулы 2.37, для обеспечения постоянного значения параметра  $\text{phase}(S_{21}) = 180^\circ$ , и как следствие синфазного возбуждения всех элементов столбца, в первой половине столбца решетки необходимо сокращать длину микрополосковой линии, соединяющей соседние патчи друг с другом. Во второй половине столбца происходит увеличение длины линий и к последнему элементу она вновь достигает половины длины волны, как и в начале структуры. Для увеличения точности получаемых результатов возможно изменение также длины патчей. Таким образом, центральные патчи при симметричном амплитудном распределении, как правило, имеют наибольшую ширину и наименьшую по отношению к остальным длину.

### 3 Построение AP радаров интеллектуальных транспортных средств

#### 3.1 Архитектура AP с разнесенными передающими и приемными элементами

Важным этапом проектирования антенны является размещение ее приемных и передающих элементов относительно друг друга. Позиция передатчиков и приемников в раскрыве антенны в значительной степени определяет характеристики излучения и, как следствие, основные параметры обнаружения радара в целом.

На рисунке 3.1 показано схематичное изображение апертуры антенны AP. Поскольку размеры апертуры реальной AP ограничены, то условно обозначим ее максимальную ширину как  $L_A$ . Часть этой апертуры  $L_{tr}$  может быть использована для размещения элементов передающей антенны, другая часть  $L_{rc}$  – для приемной. Вертикальный размер передающей и приемной антенн,  $H_{tr,rc}$  может быть различным, например, из-за особенностей размещения на подложке интегральных приемо-передающих модулей и трассировки питающих линий.

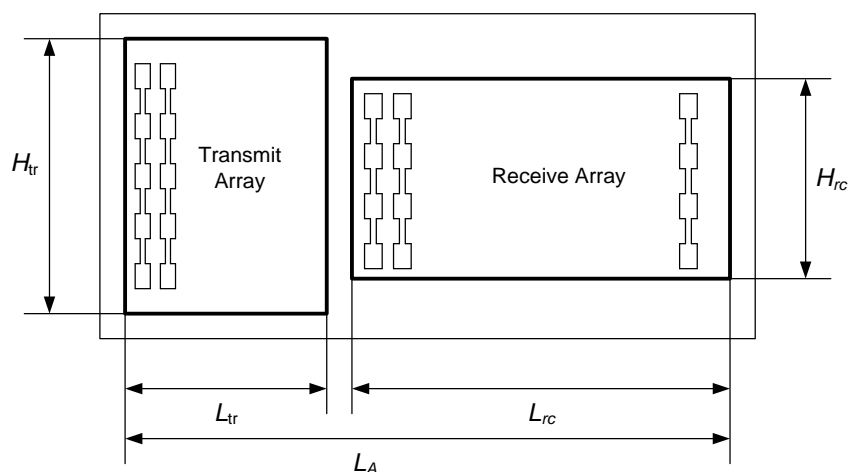


Рисунок 3.1. Иллюстрация к расчету оптимального отношения размеров апертур передатчика и приемника

В соответствии с основным уравнением радиолокации [66] мощность сигнала на выходе приемной антенны радара пропорциональна произведению коэффициента усиления передающей антенны  $G_{tr}$  на эффективную площадь апертуры приемной антенны  $A_{rc}$ :

$$P_{rc} \sim G_{tr} A_{rc} \quad (3.1)$$

Учтем, что коэффициент усиления плоской апертуры определяется отношением ее эффективной площади к квадрату длины волны ( $G_{tr} = 4\pi A_{tr} / \lambda^2$ ), а также то, что эффективные площади апертур пропорциональны их геометрической площади (с точностью до коэффициента использования), равной для передающей и приемной антенн соответственно  $S_{tr} = H_{tr} L_{tr}$ ,  $S_{rc} = H_{rc} L_{rc}$ . Таким образом, получаем, что мощность на выходе приемника будет максимальна в том случае, когда будет максимальным произведение ( $H_{tr}$



$L_{tr}$ ) ( $H_{rc} L_{rc}$ ). В соответствии с рисунком 3.1  $L_{rc} \approx L_A - L_{tr}$ . Тогда для максимизации мощности, поступающей в приемник, при заданных ограничениях на высоту апертур, необходимо, чтобы выполнялось условие максимизации произведения  $L_{tr} (L_A - L_{tr}) = L_{tr} L_A - L_{tr}^2$ . Для определения условия максимизации приравняем нулю производную этого выражения по  $L_{tr}$ . В результате получим простое соотношение:

$$L_{tr|P_{tr} = \max} = L_A/2 \quad (3.2)$$

Таким образом, вне зависимости от прочих факторов, максимальная дальность действия радара с рассматриваемой конфигурацией антенны при сохранении ее общей геометрической площади будет иметь место в том случае, когда общая апертура антенны делится поровну между передающей и приемной антеннами. На рисунке 3.2 приведены результаты расчета отношения сигнал-шум на входе приемника автомобильного радара при обнаружении сигнала, отраженного от цели с эффективной площадью рассеяния  $0,2 \text{ м}^2$  на расстоянии  $100 \text{ м}$  при использовании FMCW радара диапазона  $77 \text{ ГГц}$  (длина волны  $4 \text{ мм}$ ) с девиацией частоты  $200 \text{ МГц}$ , мощностью излучаемого сигнала  $20 \text{ мВт}$ , коэффициентом шума приемника  $13 \text{ дБ}$ , общий размер апертуры которого  $L_A = 14 \text{ см}$ .

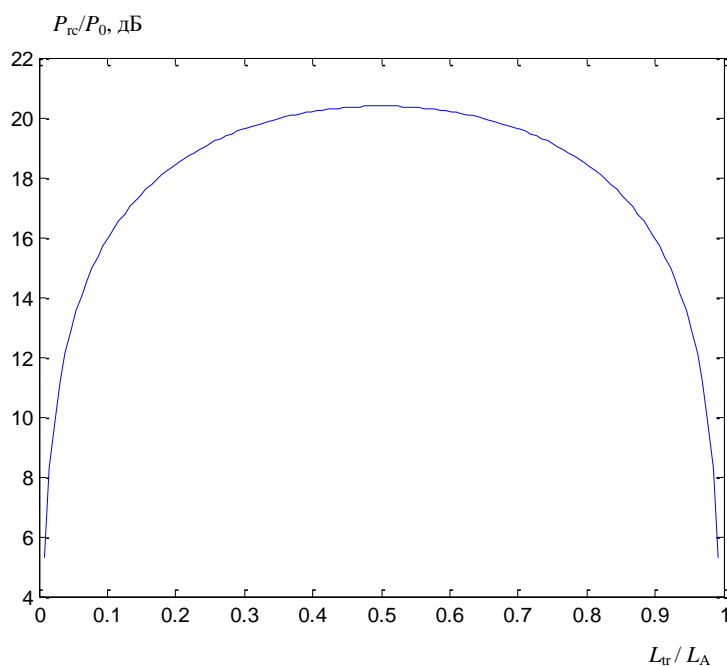


Рисунок 3.2. Зависимость отношения сигнал-шум на входе приемника от относительного размера передающей антенны

Из графика на рисунке 3.2 видно, что значение отношения сигнал-шум на входе приемника, имеющее максимум при  $L_{tr} = 0,5 L_A$ , уменьшается при изменении соотношения площадей медленно вплоть до таких значений, при которых апертура одной из антенн составляет не более  $0,2$  от общей апертуры.

Также следует учесть, что при параллельном способе облучения сектора обзора ширина луча передающей решетки не должна быть меньше собственно ширины этого сектора. Типичным значением ширины сектора обзора радара в дальней зоне является величина  $6...15$  градусов. При этом если столбцы передающей антенны располагаются с

шагом, равным половине длины волны, то использовать более восьми столбцов на передачу в дальней зоне не имеет смысла. Таким образом, если требования к размерам апертуры позволяют сделать общее число столбцов больше, чем 16, то имеет смысл дополнительные столбцы решетки использовать для приема сигнала.

Отметим также, что угловое разрешение определяется шириной главного лепестка пространственной функции неопределённости [67], которая совпадает с ДН антенны как функция угловой координаты, если антенна направлена строго на источник отражения. ДН приемопередающей антенны вычисляется как преобразование Фурье от результирующего амплитудно-фазового распределения поля по апертуре:

$$\Phi(\alpha) = \int_{-L_A/2}^{L_A/2} U_A(x) e^{j2\pi x \sin \alpha / \lambda} dx \quad (3.3)$$

где  $L_A$  – размер апертуры антенны.

Под результирующим амплитудно-фазовым распределением понимается свертка распределений полей по апертуре приемной  $U_{np}(x)$  и передающей  $U_{пер}(x)$  решетки:

$$U_A(x) = \text{conv}\{U_{пер}(x), U_{np}(x)\} \quad (3.4)$$

Ширина луча ДН антенны определяется отношением длины волны к апертуре антенны:

$$\Delta\alpha = k\lambda / (L_A \cos \alpha), \quad (3.5)$$

где  $k$  - коэффициент, зависящий от характера функции  $U_A(x)$ .

В случае, когда апертуры передающей и приемной антенн одинаковы, функция  $U_A(x)$  имеет выраженный максимум и монотонно спадает относительно этого максимума. Например, при равномерном распределении поля  $U_A(x)$  имеет вид треугольника. Такая форма этой функции невыгодна с точки зрения максимизации  $k$  в формуле (3.5). Для уменьшения значения  $k$  желательно, чтобы функция  $U_A(x)$  нарастала к краям апертуры, или хотя бы оставалась равномерной. При сохранении «целостности» передающей и приемной апертур это возможно в том случае, если размер одной из них будет минимальным, а другой, наоборот, будет занимать большую часть апертуры антенны  $L_A$ . Эта ситуация соответствует случаю, когда, например, передатчик строится на базе небольшого числа (например, одного или двух) столбцов АР, а приемная часть антенны содержит максимальное число столбцов.

Из рисунка 3.3 видно, что ширина луча при максимальной апертуре, например, приемной решетки значительно меньше, чем в случае, когда общая апертура антенны делится поровну между передающей и приемной антеннами.

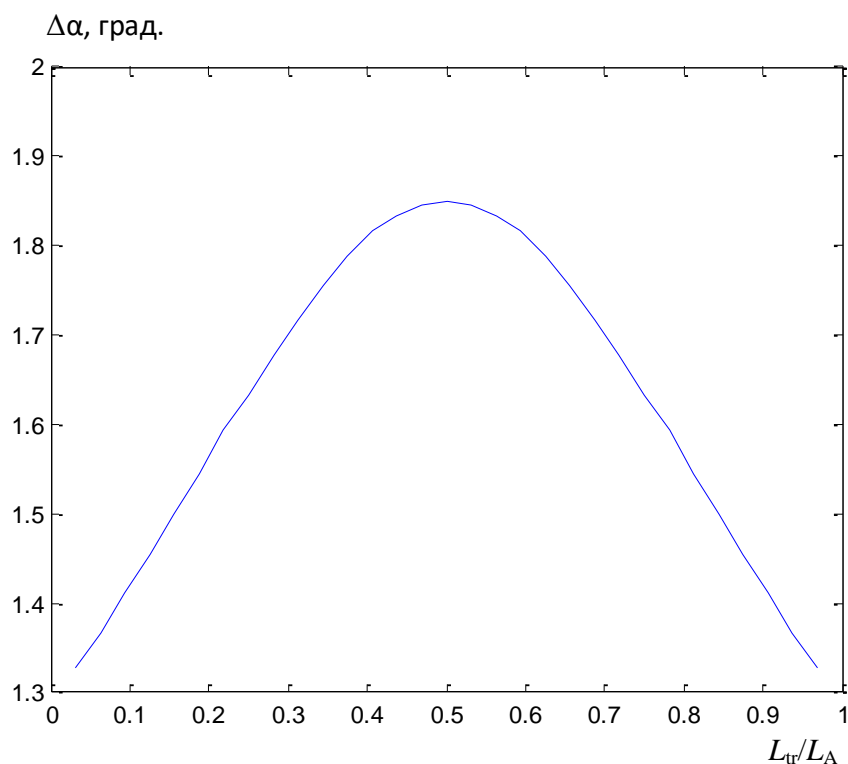


Рисунок 3.3. Зависимость ширины луча результирующей ДН от соотношения ширины апертуры передатчика и всей апертуры

Из представленных результатов моделирования видно, что условия достижения максимальной дальности обнаружения (за счет отношения сигнал/шум) и высокого уровня разрешения по углу весьма противоречивы.

Для одновременного удовлетворения требованиям максимизации дальности обнаружения радара и высокого углового разрешения необходимо, с одной стороны, сохранить квазиравномерное распределение по апертурам передатчика и приемника. С другой стороны, расположить элементы АР на максимальном расстоянии друг от друга. Компромисс может быть достигнут за счет размещения либо передающих или приемных столбцов на краях апертуры антенны. Сохранение площади апертуры фактически означает сохранение количества элементов АР по горизонтальной (азимутальной) координате, то есть количества столбцов, которые возможно объединить в подрешетки для улучшения свойств антенны с точки зрения энергетики.

### 3.2 Использование подрешеток в структуре микрополосковой АР

Одним из основных параметров радара является дальность обнаружения объектов, которая, как было отмечено, зависит от эквивалентной изотропной излучаемой мощности и КУ антенны. Мощность в рабочем диапазоне частот 76-81 ГГц ограничивается значением 10 мВт. Таким образом, увеличение дальности обнаружения объектов, главным образом, обеспечивается повышением КУ антенны, который определяется в конечном итоге площадью суммарной апертуры передающей и приемной части решетки и коэффициентом «заполнения» апертуры элементами решетки [41]. Одновременно с увеличением суммарной апертуры антенны (передающей и приемной) повышается разрешающая

способность по угловой координате. Увеличение апертуры влечет за собой рост числа приемо-передающих каналов и, как следствие, микропроцессорных модулей. Вместе с тем, важным требованием, определяющим конкурентоспособность радара, является его цена, которая растет практически пропорционально числу передающих и приемных каналов. В связи с чем, возникает проблема, связанная с использованием как можно меньшего количества микросхем при сохранении апертуры, обеспечивающей заданную дальность обнаружения и уровень разрешения по угловой координате. Рассмотрим два основных способа решения данной проблемы.

Первый связан с использованием популярной в настоящее время технологии ММО [42-44]. Основным преимуществом этой технологии по сравнению с классическими антенными решетками является возможность значительного уменьшения числа физических передающих и приемных каналов при сохранении разрешающей способности по угловым координатам [45-59]. Это достигается тем, что передающая или приемная решетка проектируется разреженной, то есть расстояние между фазовыми центрами кратно превышает половину длины волны. Платой за упрощение конструкции является наличие энергетических потерь. Эти потери могут быть сведены к минимуму, если в качестве элементов решетки используются так называемые подрешетки [41, 78], но их использование сужает сектор обзора вследствие сужения диаграммы направленности подрешетки по сравнению с одиночным слабонаправленным элементом. Использование ММО решеток в радиолокаторе предполагает излучение  $N_s$  ортогональных сигналов, которые могут быть разделены в приемных каналах решетки для последующей совместной когерентной обработки [45, 46].

Разделение ортогональных сигналов возможно любым из известных методов – временным, частотным или кодовым. Временное разделение сигналов (TD) считается наиболее простым с точки зрения реализации [48]. При этом разные передающие антенны излучают сигнал по очереди, и, следовательно, сигналы в виртуальных каналах формируются последовательно во времени. При этом на обзор зоны обнаружения, предусматривающий когерентное сложение сигналов из всех виртуальных каналов, тратится в  $N_s$  раз больше времени, чем при одновременном излучении всех сигналов. Это приводит к пропорциональным потерям в отношении сигнал-шум и к потерям в дальности обнаружения целей. Кроме того, при наблюдении движущихся целей между последовательно формируемыми виртуальными каналами возникает дополнительный фазовый сдвиг, вызванный доплеровским сдвигом частоты и перемещением цели за время обзора. Для устранения влияния этих эффектов на качество формирования диаграммы направленности (ДН) ММО решетки применяются специальные методы компенсации [49].

Частотное разделение является неэффективным по той причине, что при использовании непрерывных FMCW сигналов с частотной модуляцией разделение общей полосы частот между отдельными каналами приводит к ухудшению разрешающей способности по временной задержке (по дальности). Если формирование нескольких каналов реализуется за счет дополнительного расширения полосы частот, возникает проблема согласования антенны во всей полосе. Кроме того, максимальная полоса частот ограничена диапазоном, выделенным для того или иного класса радаров, например 76 ГГц-77 ГГц для автомобильных радаров. В связи с упомянутыми особенностями применение FD ММО упоминается в литературе применительно к радарам крайне редко.

Наиболее популярным методом разделения ортогональных сигналов является кодовое разделение сигналов (CD). Для реализации этого способа используются различные

типы ортогональных последовательностей. Наиболее распространенными являются последовательности Уолша [50], Фурье [24, 51], а также псевдослучайные последовательности [52]. При использовании последовательностей Уолша в двумерном спектре сигнала, отраженного от объекта, формируются максимумы, количество которых соответствует количеству используемых ортогональных последовательностей, причем эти максимумы формируются как при использовании декодера последовательности в каждом виртуальном канале ММО решетки, так и при отсутствии декодера [53]. Эти максимумы распределяются через равные интервалы вдоль размерности частоты Доплера. Такая особенность объясняется тем, что при умножении суммы сигналов, модулированных по фазе последовательностями Уолша, на одну из этих последовательностей, один из сигналов демодулируется, а остальные получают дополнительную фазовую модуляцию. Уровень дополнительных максимумов соответствует уровню основного максимума, в результате чего возникает неопределенность в отношении частоты Доплера [54]. На рисунке 3.4 показан вид двумерного спектра  $S(n, k)$  при использовании кодов Уолша после применения декодера, который получен при использовании двумерного дискретного преобразования Фурье отсчетов сигнала, соответствующих последовательности из 256 периодов повторения по 256 отсчетов в каждом. Индексы  $n$  и  $k$  на рисунке 3.4 соответствуют номеру отсчета дискретного спектра по размерностям дальности и частоты Доплера соответственно. Спектр получен для случая использования четырех ортогональных сигналов.

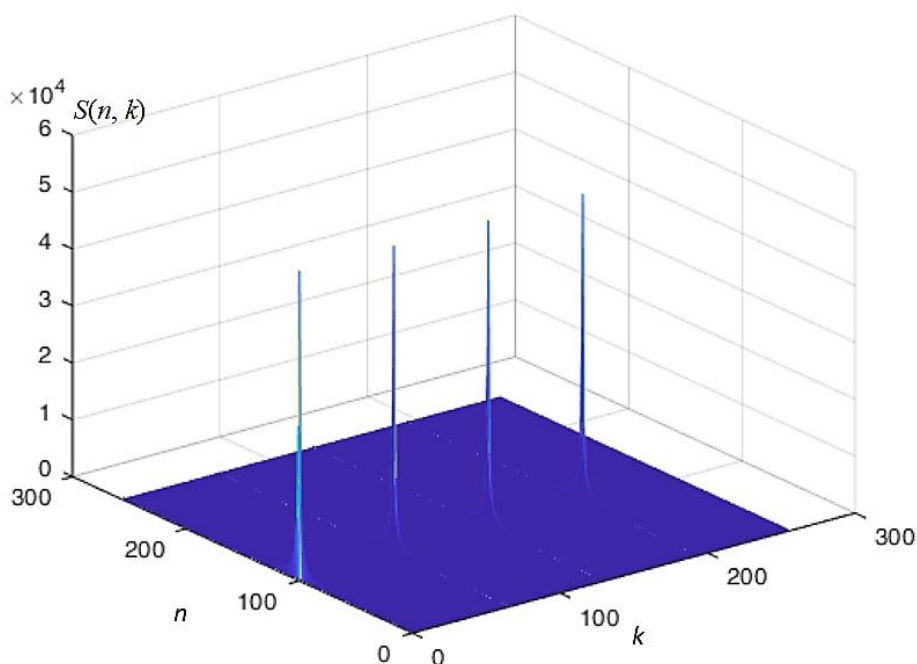


Рисунок 3.4. Двумерный спектр в приемном канале при использовании кодов Уолша в ММО радаре с четырьмя передатчиками

При использовании ортогональных кодов (например, кодов Уолша) возможны два подхода к решению задачи устранения неоднозначности:

- для измерений используется только часть двумерного спектра, содержащая один максимум по размерности частоты Доплера в пределах полосы частот, соответствующей  $1/(T_{\text{п}} N_{\text{код}})$ , где  $T_{\text{п}}$  – период повторения закона перестройки

частоты,  $N_{\text{код}}$  – число используемых кодов; определение «зоны» неоднозначности производится при вторичной (траекторной) обработке на основе оценки изменения дальности до цели между соседними обзорами;

- используются измерения частоты Доплера, соответствующие каждому из максимумов двумерного спектра по размерности частоты Доплера, а отбор истинного значения производится также на этапе вторичной обработки при привязке отметок к завязанным траекториям.

Оба подхода приводят к ухудшению надежности (робастности) алгоритма оценивания скорости цели, что выражается в появлении существенной вероятности перепутывания отметок по размерности доплеровской частоты, что, в свою очередь, ведет к аномальным ошибкам измерения скорости и появлению ложных целей.

Более надежные алгоритмы устранения неоднозначности при измерении частоты Доплера реализуются при использовании кодов Фурье. Они основаны на том, что число пиков в двумерном спектре сигнала в каждом приемном канале ММО антенны равно  $(N_{\text{код}} - 1)$ , при этом существует простое правило отбора истинного писка, основанное на том, что он всегда расположен определенным образом относительно промежутка между пиками [55].

Использование псевдослучайной последовательности позволяет избежать появления побочных максимумов с тем же уровнем, что основной, но появляются боковые лепестки, уровень которых определяется некогерентным сложением  $N_{\text{код}}$  последовательностей, что соответствует приблизительно  $(N_{\text{код}}/N_{\text{посл.}})^{0,5}$ , где  $N_{\text{посл.}}$  – длина последовательности, соответствующая числу периодов перестройки частоты в пачке. Например, если обрабатывается пачка из 256 периодов и излучается 4 квази-ортогональных сигнала, то уровень боковых лепестков составляет примерно 0,125 относительно основного максимума. Такой уровень боковых лепестков достаточно высок, что препятствует обнаружению слабых целей.

В работах [56-58] рассмотрены различные методы расчета последовательностей с улучшенными автокорреляционными и взаимно-корреляционными свойствами, обеспечивающих минимальный уровень боковых лепестков двумерного спектра по размерности частоты Доплера. Минимально достижимым уровнем боковым лепестков АКФ оптимальной последовательности является значение  $(1/N_{\text{посл.}})$ , что при сложении  $N_{\text{код}}$  последовательностей дает возрастание уровня в  $N_{\text{код}}^{0,5}$  раза.

Полное отсутствие побочных максимумов или повышенного уровня боковых лепестков по размерности частоты Доплера в двумерном спектре при накоплении пачки импульсов в ММО радаре наблюдается только при временном разделении сигналов, но платой за это являются энергетические потери, связанные с увеличением времени обзора зоны обнаружения при той же энергии излученного сигнала. Эта проблема могла бы быть решена за счет увеличения мощности сигнала, излучаемого каждым передатчиком. Однако техническая реализация такого подхода на практике осложняется тем, что, как правило, отдельные передающие каналы АР формируются за счет подключения к выходам передающей части многоканальной интегральной схемы приемо-передающего модуля, а мощность, отдаваемая в каждый из каналов, фиксирована. Использование таких готовых интегральных решений от известных производителей (Infineon, Calterah, TI, NXP и др.) при реализации ММО радаров является общепринятой практикой, обеспечивающей оптимальное соотношение цены и качества продукта. Возможно использование дополнительных внешних усилителей, но это ведет к усложнению конструкции. Кроме

того, нестабильность параметров передающих каналов может привести к нарушению когерентности обработки и ухудшению направленных свойств ММО антенны. Помимо этого, увеличение времени обзора зоны обнаружения ведет к увеличению периода первичных измерений, то есть уменьшению числа измерений в единицу времени, что снижает эффективность вторичной обработки как в части вероятности правильной завязки траекторий, так и в плане точности определения координат движущихся целей.

Для решения описанной проблемы рассмотрим ММО антенну, состоящую из  $N_{tx}$  передающих элементов и  $N_{rx}$  приемных элементов. Расстояние между передающими элементами равно  $N_{tx}d$ , где  $d$  – расстояние между приемными элементами, выбираемое исходя из условия однозначности измерения азимута, для определенности в дальнейших расчетах будем полагать  $d = \lambda/2$ . Структурная схема антенной решетки, содержащей 2 передающих канала и 4 приемных, показана на рисунке 3.5.

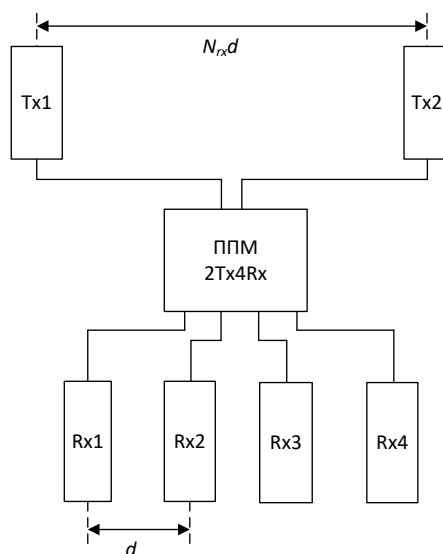


Рисунок 3.5. Структурная схема антенной решетки, выполненная по схеме 2Tx4Rx

Похожим с точки зрения подхода к последовательному обзору зоны обнаружения по отношению к TD методу является метод последовательного обзора, при котором поочередно формируются лучи передающей и приемной антенн решетки в заданном наборе направлений. Но при этом вместо поочередного излучения сигналов отдельными элементами передающей части решетки происходит направленное излучение в последовательно сменяемых направлениях. Геометрия расположения элементов передающей и приемной антенных решеток соответствует геометрии расположения элементов ММО решетки, но, в отличие от классического подхода к формированию лучей ММО решетки, когда отдельные передающие антенны излучают ортогональные сигналы, а облучение цели каждым из них рассматривается по-отдельности, в рассматриваемом случае цель облучается сформированным на передачу лучом за счет когерентного пространственного сложения сигналов от отдельных элементов разреженной передающей решетки, сдвинутых по фазе в соответствии с требуемым наклоном фазового фронта. Комплексные весовые коэффициенты передающих каналов при этом вычисляются по формуле:

$$\bar{w}_{\Pi,i,n} = \exp(-j2\pi n N_{rx} d \sin(\alpha_{\Pi,i})), \quad (3.6)$$

где  $\alpha_{\Pi,i}$  – направление  $i$ -го луча. В двойном индексе весового коэффициента индекс  $n$  – номер элемента решетки,  $i$  – номер луча (направления).

В приемных каналах отдельные сигналы, соответствующие виртуальным каналам, не выделяются, а происходит классическая пространственная обработка сигналов в каналах фазированной приемной АР согласно алгоритму скалярного произведения эрмитово сопряженного вектора-столбца весовых коэффициентов  $\mathbf{w}^H$  на вектор-столбец сигналов в приемных каналах  $\mathbf{U}_{\text{пр.}}(m)$  в  $m$ -й момент времени:

$$\bar{U}_{\Pi,i}(m) = \mathbf{w}^H \mathbf{U}_{\text{пр.}}(m) = \sum_{k=1}^{N_{rx}} \bar{w}_{\Pi,k,i} \bar{U}_{rx,k,i}(m), \quad (3.7)$$

где комплексные элементы вектора весовых коэффициентов приемных каналов вычисляются по формуле:

$$\bar{w}_{\Pi,k,i} = \exp(j2\pi n d \sin(\alpha_{\Pi,i})), \quad (3.8)$$

Луч ДН формируется в направлении, соответствующем направлению луча передающей решетки, поэтому индексы  $n$  и  $i$ , как и для случая передающей решетки, являются номерами каналов и луча соответственно. В результате в  $i$ -м направлении формируется результирующая ДН приемо-передающей антенны, равная произведению ДН передающей и приемной решеток. При этом интерференционные максимумы ДН передающей антенны оказываются строго в нулях ДН приемной антенны, а результирующая ДН совпадает с ДН виртуальной приемной антенны, формируемой при использовании классического ММО подхода. Для обзора всего заданного сектора углов необходимо последовательно сформировать  $N_{\Pi} = \Delta\alpha_{\text{сект.}}/\Delta\alpha_{\Pi}$  лучей результирующей ДН, где  $\Delta\alpha_{\text{сект.}}$  – ширина сектора обзора,  $\Delta\alpha_{\Pi}$  – ширина луча. На рисунке 3.6 показаны ДН передающей решетки из четырех элементов, расположенных с шагом  $d_{\text{пер.}} = 4\lambda$  (кривая 1), ДН приемной решетки из восьми элементов, расположенных с шагом  $d_{\text{пр.}} = 0,5\lambda$  (кривая 2), и результирующая ДН, которая определяется произведением ДН передающей и приемной решеток (кривая 3). Результирующая ДН совпадает с ДН луча виртуальной приемной решетки, сформированного в том же направлении для ММО решетки с тем же числом и взаимным расположением каналов.



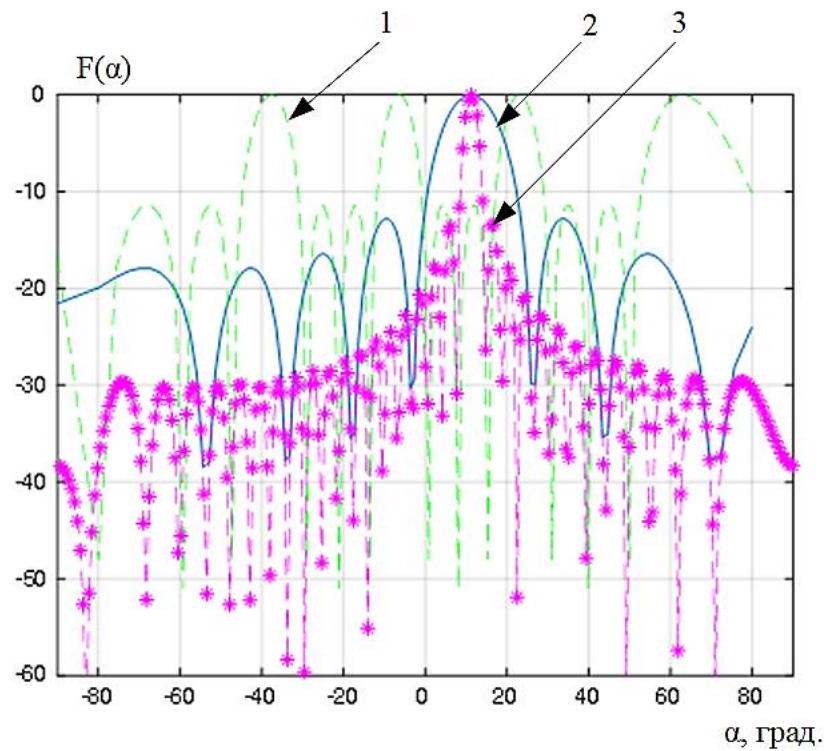


Рисунок 3.6. ДН передающей, приемной АР и результирующая ДН для одного из выбранных направлений при последовательном сканировании

Для одновременного обеспечения однозначного измерения частоты Доплера и исключения потерь, связанных с последовательным обзором, предлагается рассмотреть комбинированный подход, при котором передающая ФАР той же конструкции излучает одновременно  $N_{\text{сиг}}$  ортогональных сигналов, причем излучение каждого из них осуществляется в своем направлении. Для этого на каждый из элементов передающей решетки подается сумма ортогональных сигналов, умноженных на комплексные весовые множители, соответствующие направлению одного из формируемых на передачу лучей. Ортогональные сигналы могут быть сформированы за счет фазовой манипуляции сигналов, соответствующих периодам перестройки частоты, по законам ортогональных последовательностей, например, последовательностей Уолша. Функциональная схема алгоритма формирования и приема сигналов, реализующая пространственное кодирование сигналов в лучах, показана на рисунке 3.7.

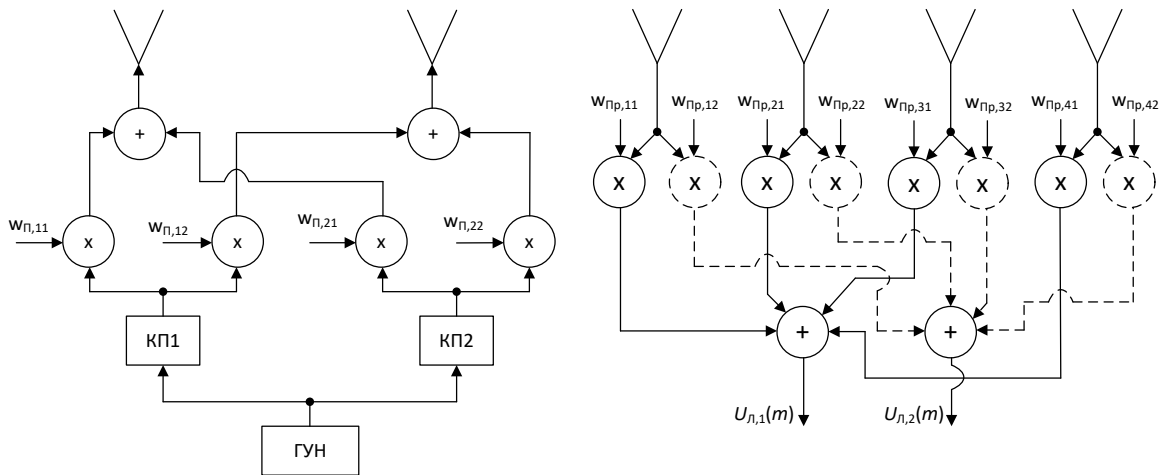


Рисунок 3.7. Функциональная схема формирования и обработки сигналов в антенной решетке с пространственным кодированием для случая двух лучей

При использовании пространственного кодирования излучение сигнала, модулированного одной из последовательностей, происходит только в ограниченном секторе углов, соответствующем одному из лучей ДН передающей антенны. Благодаря этому в приемной АР при наблюдении сигнала, отраженного от объекта, расположенного под некоторым углом, один из модулированных сигналов имеет максимальную амплитуду, а именно тот, который формируется в луче, наиболее близком по направлению к направлению на цель. Это иллюстрируется графиком двумерного спектра в луче, показанном на рисунке 3.8. Из рисунка 3.8 видно, что после декодирования сигнала, полученного при цифровом формировании приемного луча, при помощи соответствующей кодовой последовательности, мы получаем пик с максимальной амплитудой в положении, соответствующем истинному значению частоты Доплера. Выбирая из гребенки пиков на одной дальности, и расположенных равномерно по размерности частоты Доплера, максимальный по амплитуде пик, мы обеспечиваем однозначное измерение частоты Доплера.

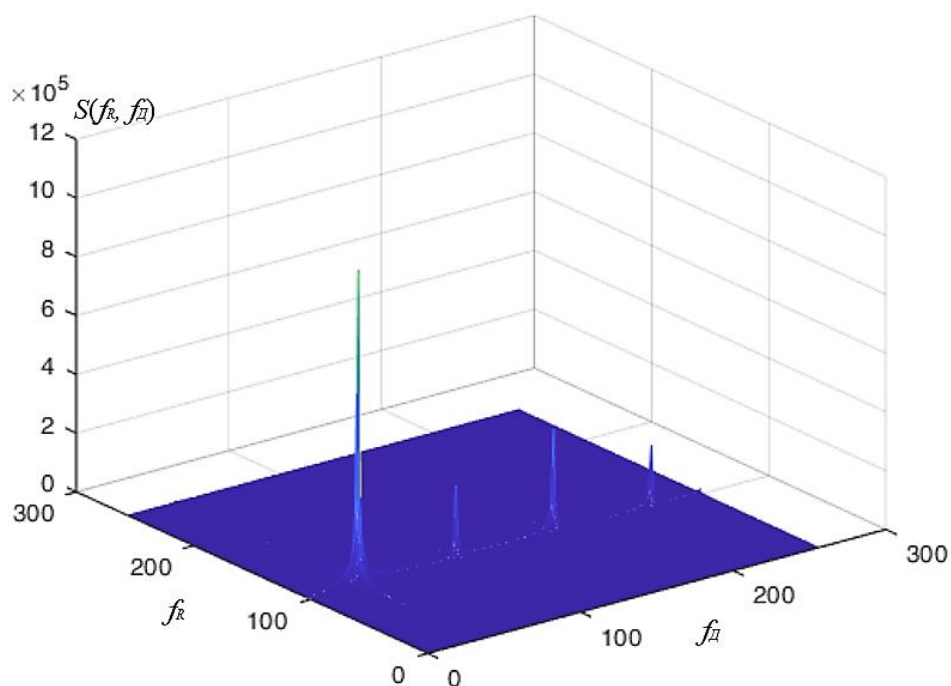
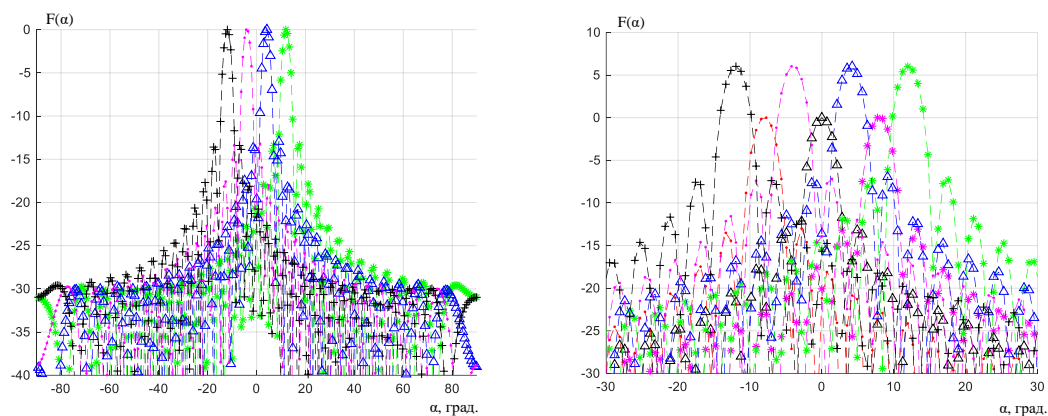


Рисунок 3.8. Двумерный спектр сигнала по размерностям дальностной и доплеровской частоты в приемном луче

На рисунке 3.8 показаны результирующие ДН для выбранных четырех направлений ( $-12^\circ$ ,  $-4^\circ$ ,  $4^\circ$ ,  $12^\circ$ ), оцененные методом математического моделирования предложенного алгоритма. Для оценки этих ДН имитировался сигнал, отраженный от точечного объекта, располагаемого поочередно в различных азимутальных позициях относительно антенной системы радара. Сигнал, облучающий цель, моделировался как суперпозиция сигналов, излучаемых передающей антенной в соответствии с алгоритмом формирования, показанном на рисунке 3.7. В каждом приемном канале моделировался двумерный массив отсчетов сигнала, в столбцах которого содержатся отсчеты сигнала, соответствующие отдельным периодам повторения. Над полученным массивом отсчетов выполнялось двумерное быстрое преобразование Фурье (БПФ), результатом которого является дискретная оценка двумерного спектра по размерностям дальность – частота Доплера [43]. Затем формировались лучи приемной решетки на основе обработки отсчетов сигнала, полученные в приемных каналах, в соответствии с формулой (2), куда в качестве дискретных отсчетов  $\bar{U}_{rx,k,i}(m)$ , взятых в отдельных каналах, подставлялись двумерные массивы, полученные в результате вычисления двумерного БПФ. Результатом вычисления по формуле (2) является двумерное БПФ сигнала, накопленное по каналам АР для выбранного направления луча. Для получения отсчета, соответствующего значению модуля ДН луча АР в текущем направлении на цель, производился отбор максимального по модулю отсчета. Такой подход дает корректный результат при моделировании сигнала от одной точечной цели.



а)

б)

Рисунок 3.8. Результирующие ДН лучей для четырех выбранных направлений: а) лучи в выбранных направлениях  $-12^\circ$ ,  $-4^\circ$ ,  $4^\circ$ ,  $12^\circ$ ; б) два набора лучей с «пропусками» в каждом наборе

Проблема при применении предложенного метода формирования и обработки сигналов заключается в том, что при нахождении цели в азимутальной позиции, близкой к равносигнальному направлению двух соседних лучей, формируются два максимума одинаковой амплитуды, и выбор одного из них с целью однозначного измерения частоты без использования дополнительной траекторной информации о приращении дальности до цели становится невозможен. Одним из способов решения этой проблемы является последовательное формирование двух наборов лучей, причем между соседними лучами из каждого набора имеется «пропущенный» луч, на месте которого формируется луч из другого набора так, что соседние по направлению лучи, соответствующие разным наборам, пересекаются на уровне  $-3$  дБ относительно максимума. При этом если направление на цель оказывается посередине между лучами одного из наборов, то она в лучах этого набора не обнаруживается, а в другом наборе обнаруживается в луче, сформированном на месте «пропущенного» луча первого набора. Для иллюстрации на рис.5, б) показаны ДН двух наборов лучей, в каждом из которых имеются упомянутые «пропуски». Для наглядности представления один из наборов показан с увеличенным на 6 дБ коэффициентом усиления по отношению к другому.

Предложенный метод позволяет использовать основные преимущества ММО технологии и решает проблему неоднозначности определения частоты Доплера при излучении нескольких ортогональных сигналов. Однако, при этом формирование интерференционных максимумов в ДН передатчика и дальнейшее их подавление лучом ДН приемной антенны не позволяет добиться КУ сравнимого с антенной равной апертуры, эквидистантно заполненной столбцами с шагом половина длины волны в воздухе.

Второй подход связан с использованием подрешеток, представляющих собой многоэлементные модули. Например, такие модули могут состоять из двух или более столбцов, объединенных по выходу или входу сумматорами (делителями) мощности, реализованными на микрополосковых линиях [6, 41]. В этом случае удастся сохранить коэффициент усиления и разрешающую способность, и в то же время при работе в узком секторе углов в дальней зоне интерференционные максимумы ДН приемника оказываются

в зоне боковых лепестков ДН передатчика и подавляются при получении результирующей ДН [6, 41]. При этом, как показано в [41], максимизировать угловое разрешение можно за счет размещения части приемных подрешеток на краях апертуры.

Подробно структура АР рассматривается в следующем разделе, сейчас же отметим, что для обеспечения подавления интерференционных максимумов ДН приемника в режиме дальней зоны необходимо использовать 8 столбцов. Данные столбцы реализуются в виде подрешетки и соединяются с одним передающим каналом микросхемы. Объединить столбцы в подрешетки возможно с помощью делителей мощности, которые в общем случае обеспечивают заданное амплитудное распределение в азимутальной плоскости. В текущем рассмотрении достаточно реализовать равномерное распределение по элементам. Важным условием проектирования является обеспечение синфазного возбуждения всех столбцов АР, что достигается за счет равенства фаз коэффициентов передачи от источника до каждого элемента подрешетки. С учетом симметричности относительно питающей линии, структура делителя имеет вид, представленный на рисунке 3.9.

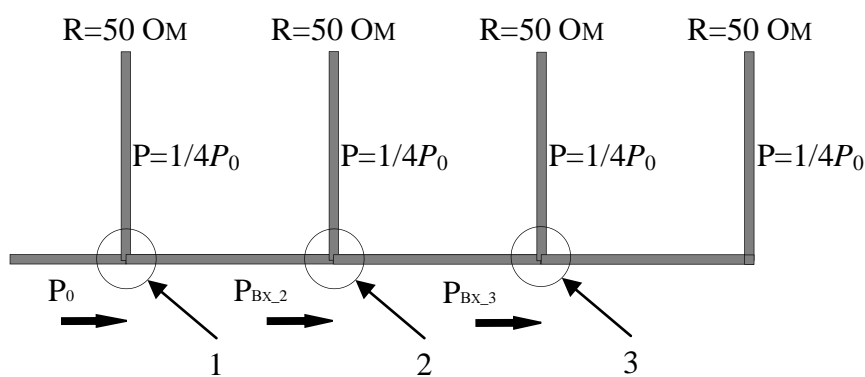


Рисунок 3.9. Структура одного плеча равномерного делителя мощности передающей антенны

Примем всю мощность, поступающую в рассматриваемое плечо делителя равной  $P_0=1$ . Поскольку необходимо обеспечить равномерное распределение по всем столбцам, то к каждому из них подводится мощность  $P=1/4P_0$ . В целом данный делитель состоит из 7 делителей (центральный и по 3 в каждом из плеч). В дальнейшем делителем будет называться именно составная часть, а не вся конструкция, объединяющая столбцы в подрешетку. По аналогии со случаем рассмотрения процесса проектирования столбца АР, можем записать:

$$P=U^2/R_i \quad (3.1)$$

$$P_{ВХ,i}=U^2/R_{ВХ,i} \quad (3.2)$$

В выражениях 133 и 134  $P_{ВХ,i}$ ,  $R_{ВХ,i}$  – мощность и сопротивление на входе очередного делителя (рисунок),  $R_i$  – сопротивление  $i$ -го столбца АР. Поскольку все столбцы одинаковы и согласованы, то  $R_i = R = 50$  Ом. Рассматривая делитель 3 и вычисляя отношение мощностей на его входе и плече, получаем:

$$R_{ВХ,3} = R P / P_{ВХ,3} = 25 \text{ Ом} \quad (3.3)$$

В результате получается, что сопротивление на входе делителя, плечи которого нагружены на 50 Ом, равняется 25 Ом, что не требует наличия дополнительных преобразующих элементов, и обеспечивает высокий уровень согласования. С точки зрения реализации, обеспечение данного результата возможно при объединении плеч 4 и 3 (рисунок) кратными половине длины волны микрополосковыми линиями.

Для следующего делителя 2 отношение мощностей в плече и на входе делителя равно  $1/3$ , из которого вычисляется сопротивление:

$$R_{\text{вх}_2} = R P / P_{\text{вх}_2} = 16.7 \text{ Ом} \quad (3.4)$$

Параллельное соединение плеч с сопротивлениями 50 Ом и 25 Ом при использовании линий, кратных половине длины волны, вновь обеспечивает полное согласование с сопротивлением на входе данного делителя.

В делитель 1 поступает мощность  $P_0=1$ , которая в общей структуре равна половине мощности источника питания. Аналогично вычисляя отношение мощностей, сопротивление на входе делителя 1 равно:

$$R_{\text{вх}_1} = R P / P_0 = 12.5 \text{ Ом} \quad (3.5)$$

Вычисляя параллельное сопротивление плеч с сопротивлениями 50 Ом и 16.7 Ом также как и в предыдущих случаях, достигается высокий уровень согласования с входным сопротивлением рассматриваемого делителя.

Таким образом, с учетом обозначенных особенностей и результатов расчета структура делителя для передатчика в режиме дальней зоны и результаты его моделирования представлены на рисунке 3.10.

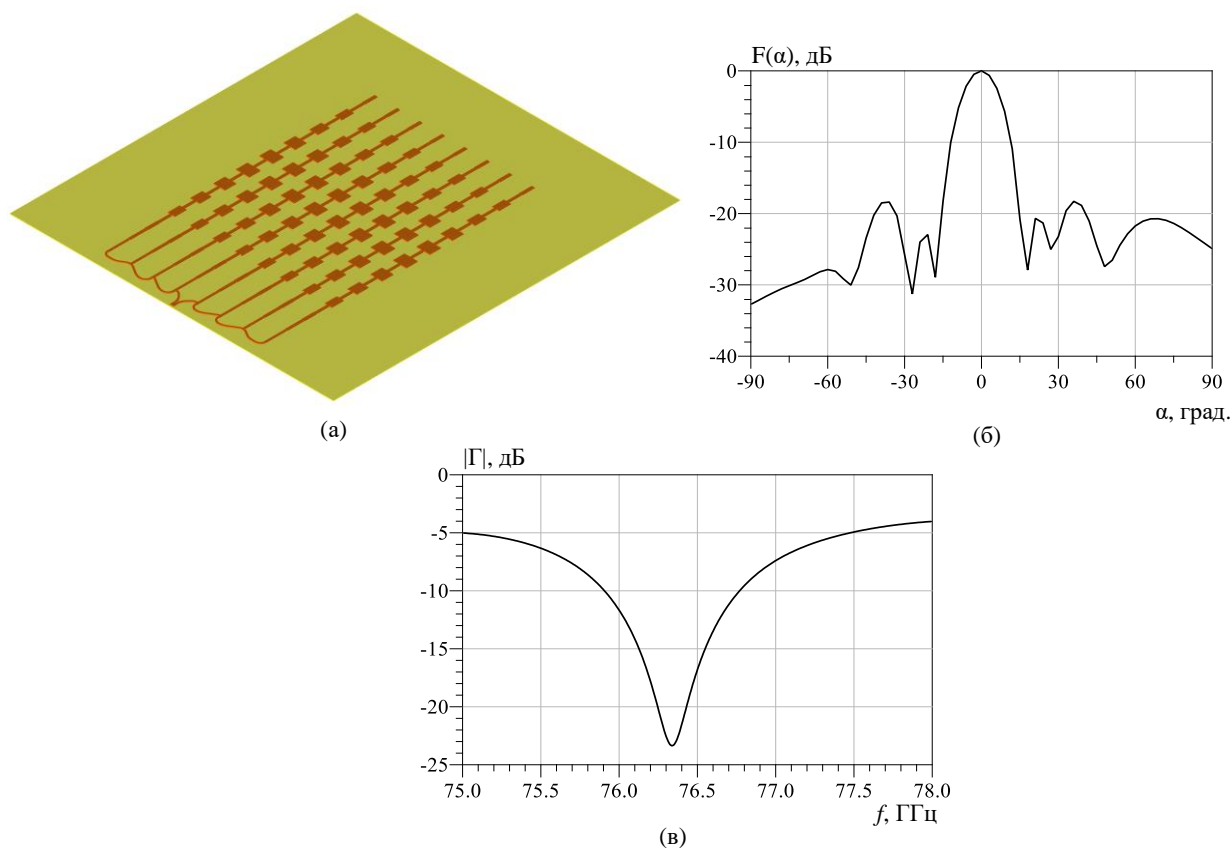


Рисунок 3.10. Структура передающей AP (а) и результаты ее моделирования: ДН в азимутальной плоскости (б), зависимость коэффициента отражения от частоты (в)

Из последнего рисунка видно, что линии, соединяющих соседние элементы делителя друг с другом, имеют несколько изогнутую форму. Данная особенность, вызвана необходимостью выполнения обозначенного выше условия синфазного возбуждения всех

столбцов АР. Кроме того, как было отмечено, для достижения требуемого ( $\Gamma < -10$  дБ) уровня согласования структуры с источником питания в рабочей полосе частот необходимо использовать микрополосковые линии кратные половине длины волны, что ввиду эквидистантного расположения столбцов неизбежно приводит к изменению формы данных линий, как это показано на рисунке 3.10. Ширина ДН передатчика в режиме дальней зоны составляет порядка  $12^\circ$ , что соответствует равномерному распределению 8 элементной решетки с шагом равным половине длины волны в воздухе. При этом УБЛ равен минус 18 дБ, что вызвано потерями в линии передачи. Помимо характеристик излучения также достигается высокий уровень согласования сопротивлений делителя и питающей линией передачи.

С точки зрения энергетики и достижения приемлемых значений углового разрешения столбцы приемной антенны также объединяются в подрешетки. Как и в случае передатчика, здесь реализуются делители мощности. К числу требований вновь можно отнести равномерное распределение мощности по столбцам и минимизацию коэффициента отражения в рабочей полосе частот. В целом процесс и основные особенности проектирования подрешеток схожи с уже представленными выше. Структура подрешетки приемной антенны представлена на рисунке 3.11.

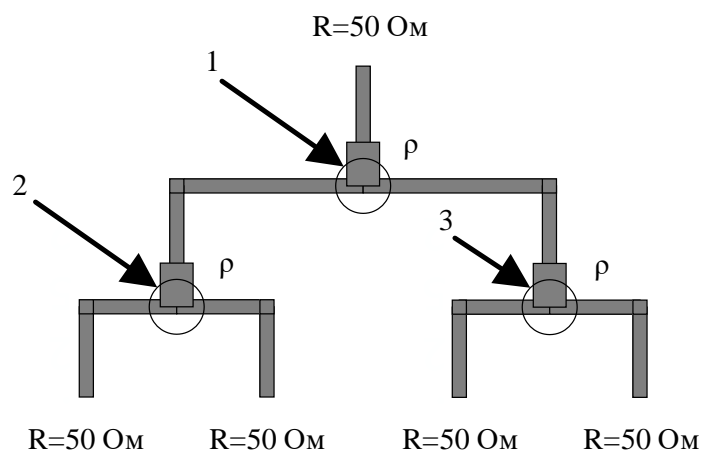


Рисунок 3.11. Структура делителя мощности подрешетки приемной антенны

На последнем рисунке сопротивления всех столбцов  $R=50$  Ом. Структура подрешетки также, как и в ранее рассмотренном случае, состоит из 3 делителей, но отличается взаимным их расположением. Микрополосковая линия с волновым сопротивлением 50 Ом соединяет делитель 1 с приемным каналом микросхемы. Поскольку сопротивление плеч  $R_{n1}=R_{n2}$  также равно 50 Ом, то необходимо использовать четвертьволновый преобразователь с волновым сопротивлением  $\rho = \sqrt{50 \cdot 25} = 35.35$  Ом. Далее через полуволновые отрезки 50-омных линий осуществляется подключение делителей 2 и 3, на входах которых также ставятся согласующие переходы с 50 Ом на 25 Ом. Модель подрешетки приемной антенны и результаты ее расчетов представлены на рисунке 3.12.

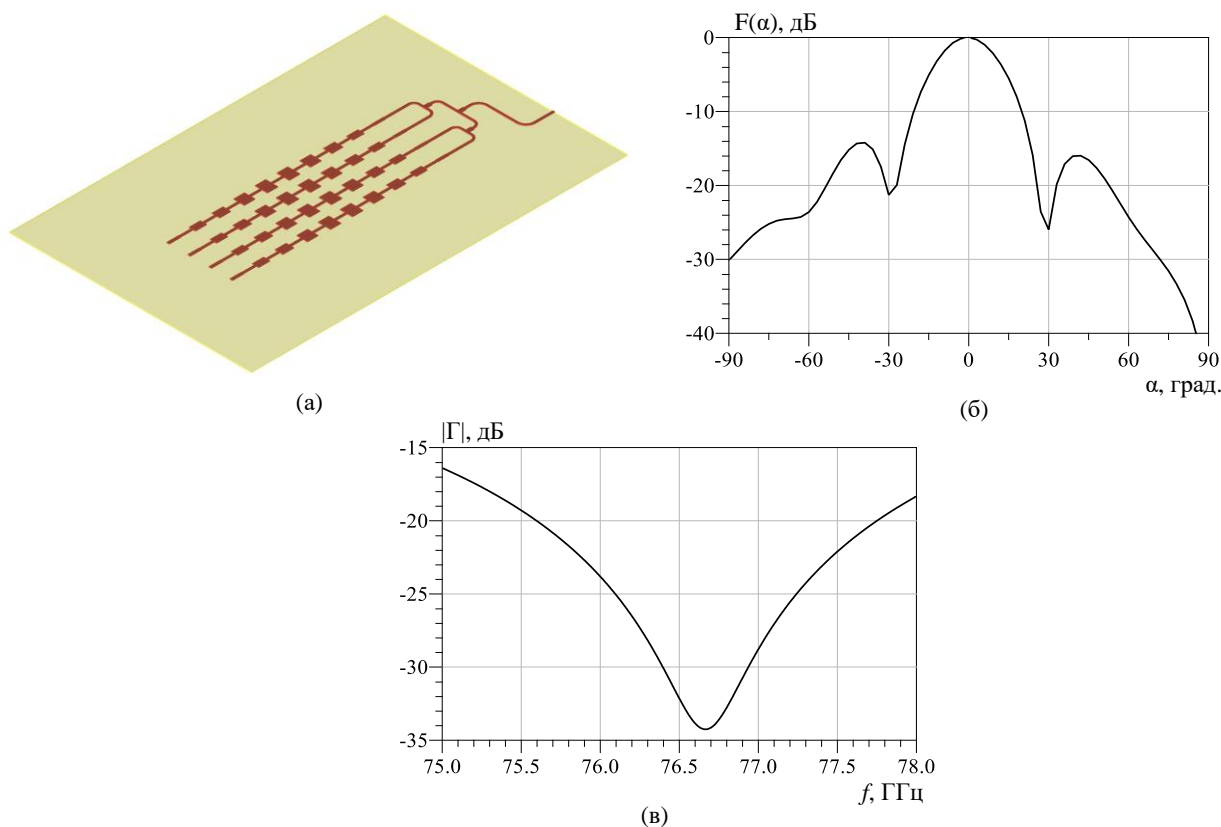


Рисунок 3.12. Модель подрешетки приемной антенны (а) и результаты ее расчета: ДН в азимутальной плоскости (б), зависимость коэффициента отражения от частоты (в)

При рассмотрении структур подрешеток приемных и передающих антенн совместно с микрополосковыми линиями, соединяющими их с каналами микросхем, возникают сложности в формировании заданного излучения в угломестной плоскости. Из-за близости данных линий к источнику питания уровень их излучения на рабочей частоте начинает оказывать значительное влияние на амплитудно-фазовое распределение и, как следствие, на ДН антенны. В частности, происходит увеличение УБЛ ДН в направлениях близких к  $90^\circ$ , основной лепесток ДН становится не ортогональным плоскости антенны, и искажается форма луча. На рисунке 3.13 кривой 1 показан результат теоретического расчета ДН в угломестной плоскости для рассмотренной подрешетки передающей антенны, кривой 2 – результат моделирования получившейся конструкции в САПР.

Значительно меньшими, по сравнению с микрополосковыми линиями, потерями на излучение, обладают копланарные линии. Благодаря их конструкции поле практически полностью концентрируется в подложке и уровень паразитного излучения значительно снижается. При использовании для передачи сигнала от передающего модуля в антенну копланарной линии параметры ДН значительно улучшаются – УБЛ соответствует заданному амплитудному распределению, а максимум ДН формируется строго в направлении нормали к плоскости антенны (рисунок 3.13, кривая 3).



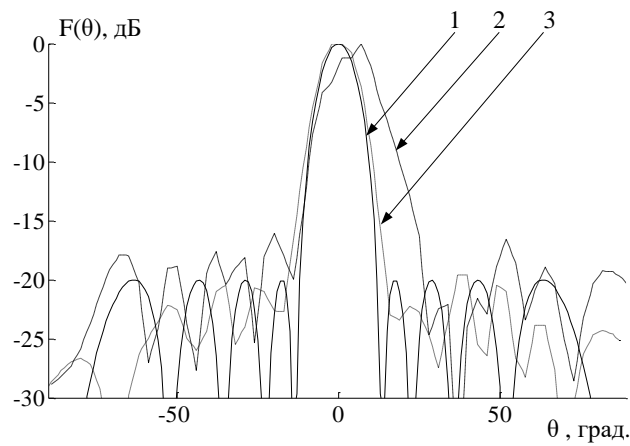
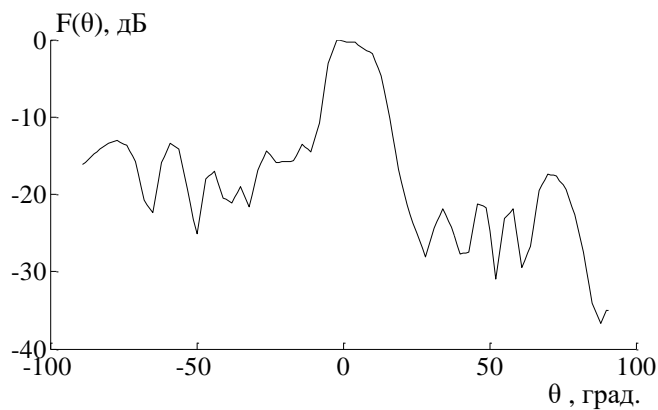
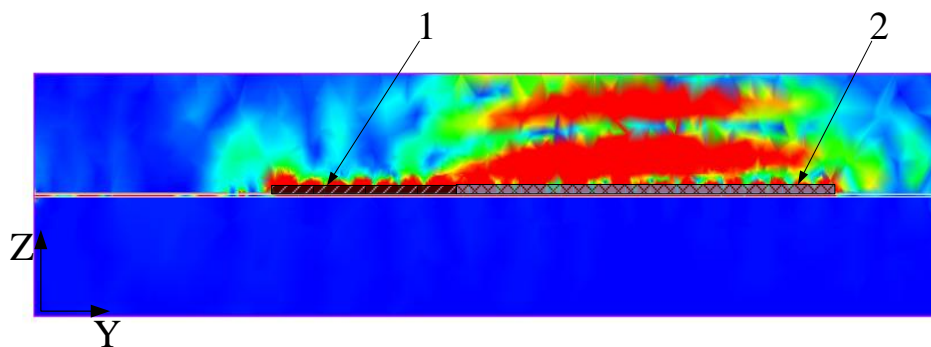


Рисунок 3.13. Нормированная ДН столбца AP: 1-теоретическая с распределением Чебышева, 2-смоделированная, 3-при использовании копланарных линий

В случае, когда конструктивными элементами антенны являются одиночные столбцы, использование копланарных линий практически решает проблему потерь, связанных с паразитным излучением линий передачи, и, следовательно, искажений ДН. Однако использование подрешеток, как было отмечено, возможно лишь при построении делителей мощности [34]. Наличие большого числа делителей при проектировании копланарной линии передачи значительно усложняет процесс согласования элементов решетки с приемопередающей микросхемой. Кроме того, сами делители мощности также, как и микрополосковые линии, формируют паразитное излучение, что приводит к искажению ДН. На рисунке 3.14 показана ДН в угломестной плоскости подрешетки приемной антенны, состоящей из четырех столбцов, объединенных микрополосковыми сумматорами. На рис. 3.14б представлено распределение напряженности электрического поля в угломестной плоскости.



(a)



(б)

Рисунок 3.14. Нормированная ДН подрешетки АР, состоящей из 4 столбцов, в угломестной плоскости (а); распределение напряженности электрического поля вдоль АР в угломестной плоскости (б)

В сравнении с ДН одиночного столбца имеет место искажение основного лепестка и значительное увеличение УБЛ, что вызвано паразитным излучением делителей мощности и микрополосковых линий передачи (рис. 3.14б цифра 1) и наклоном фронта волны, формируемой патчами столбца АР (рис. 3.14б, цифра 2).

Возможным способом уменьшения влияния паразитного излучения линий при реализации подрешеток и наличии делителей мощности является применение экранов [60].

### 3.3 Применение экранирующих поверхностей

Экран представляет собой короб, произведенный из материала с высокой проводимостью (меди, латуни), что соответствует электрической стенке для электромагнитного поля. В целом, экранирующая поверхность служит для уменьшения уровня электромагнитного поля в заданных областях. Эффективность данных структур в значительной степени зависит от характеристик источника, материала и топологии экрана.

При рассмотрении структурных элементов АР необходимо обеспечить максимальное покрытие всех микрополосковых линий передачи, делителей мощности и используемых микросхем вплоть до границ столбцов АР. С учетом размеров платы и архитектуры АР топология экрана имеет вид, изображенный на рисунке 3.15. На рис. 3.15 представлены результаты моделирования подрешетки приемной антенны с рассматриваемым экраном.

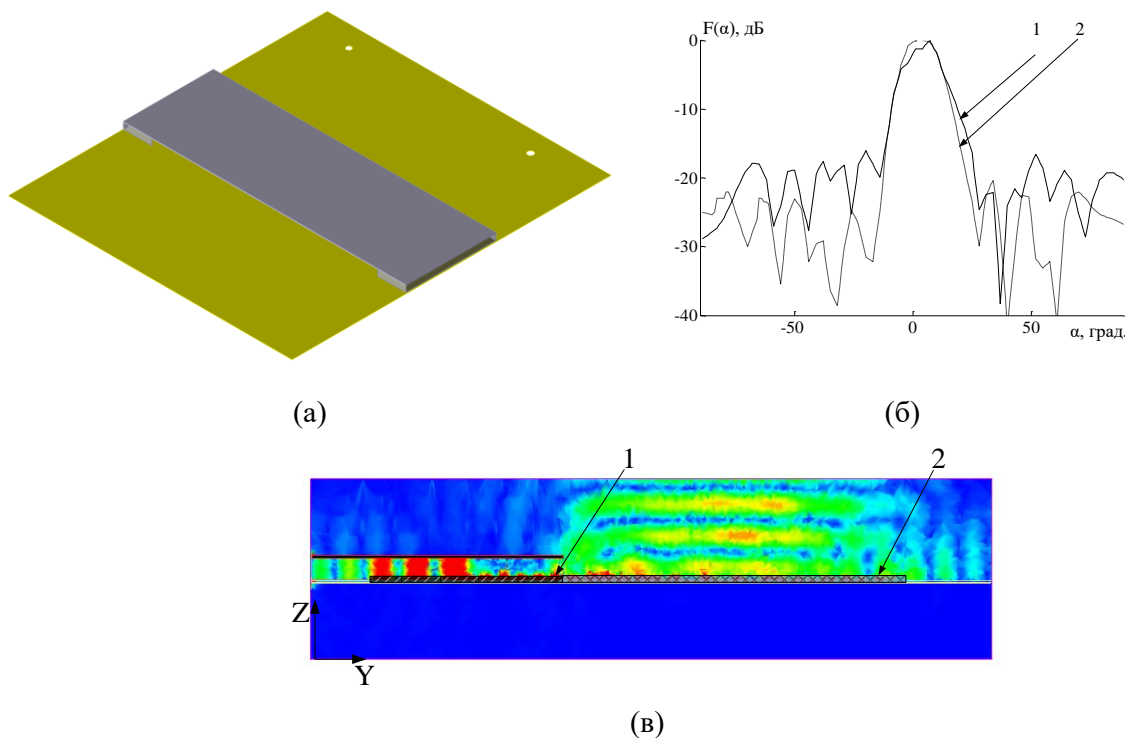


Рисунок 3.15. Модель экранирующей поверхности (а); нормированная ДН подрешетки приемной антенны в угломестной плоскости без экрана (1) и с экраном (2) (б); распределение напряженности электрического поля вдоль АР в угломестной плоскости с экраном (в)

Из последнего рисунка видно, что паразитное излучение практически полностью сосредоточено в пределах экрана (рис. 3.15 в цифра 1) и не вносит искажений при формировании ДН с заданными характеристиками излучения. При этом, УБЛ ДН в угломестной плоскости при использовании экрана снижается примерно на 8 дБ и в целом обеспечивает повышение коэффициента усиления антенны [61-62]. Формируемое патчами излучение строго ортогонально плоскости антенны (рис. 3.15 в цифра 2).

Экран позволяет не только снизить уровень паразитного излучения, но и уменьшить влияние внешних помех на микросхемы, линии передачи, делители мощности. Кроме того, уменьшается влияние на линии гетеродина, обеспечивающие когерентность всех приемных каналов АР.

Еще одним вопросом, требующим внимания при рассмотрении процесса проектирования структурных элементов АР, является взаимное влияние соседних столбцов антенны друг на друга. Для пояснения данного эффекта достаточно рассмотреть две антенны, расположенные относительно друг друга, как показано на рисунке 3.16. Обозначим одну из антенн  $m$  другую  $n$ . Если источник соединен с антенной  $n$ , генерируемая энергия будет распространяться в направлении 0, затем излучена в пространство 1, а также в направлении 2 к антенне  $m$ . Волна, падающая на антенну  $m$ , наводит на ней токи, которые в свою очередь формируют волну 3, а часть оставшейся энергии отправляется к генератору 4 антенны  $m$ . Часть излученной энергии 3 вновь попадет 5 на антенну  $n$ . И все начнется заново. Данный процесс может продолжаться бесконечно. То же самое произойдет при возбуждении антенны  $m$  или в случае, когда обе антенны излучают. Таким образом,

результатирующая ДН отдельного элемента в антенные решетки зависит не только от амплитудно-фазового распределения, создаваемого своим источником питания, но и от поля, формируемого другими излучателями в решетке.

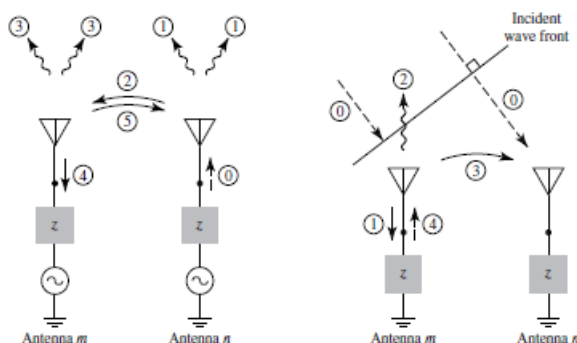


Рисунок 3.16. Взаимное влияние соседних элементов антенной решетки: а) в режиме передачи, б) в режиме приема

В общем случае при наличии нескольких близкорасположенных излучающих элементов (передающих или приемных) происходит «просачивание» части сигнала, принятого или излученного элементом решетки (столбцом) в соседние элементы. Таким образом, ДН элемента антенны формируется не только за счет распределения поля, определяемого структурой столбца, но и за счет паразитного взаимного влияния между этим и соседними столбцами АР [32]. Как было отмечено, в рассматриваемой антенне столбцы приемной решетки расположены друг от друга на расстоянии, равном половине длины волны. Ширина и длина каждого патча определяются заданным распределением Чебышева в угломестной плоскости. При выборе в качестве подложки материала, например, Rogers 4003 ( $\epsilon = 3.55$ ) расстояние между центральными (наиболее широкими) патчами соседних столбцов может составлять 0.2-0.3 мм. В результате развязка между этими столбцами, определяемая амплитудой коэффициента передачи (параметр  $S_{21}$ ), имеет значение около минус 15 дБ (кривая 1 на рисунке 3.17).

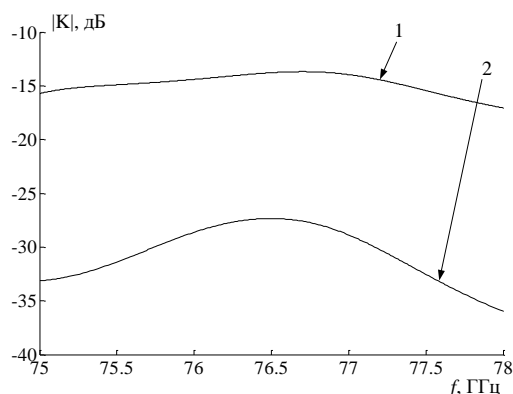


Рисунок 3.17. Зависимость модуля коэффициента передачи между соседними столбцами АР: 1-при использовании в качестве подложки материала Rogers 4003, 2- при использовании в качестве подложки материала Rogers 4350

При данном уровне коэффициента передачи ухудшаются характеристики направленности структуры в азимутальной плоскости при цифровом диаграммообразовании. Кроме того, при наличии паразитного взаимного влияния между столбцами происходит рассогласование структуры с источником питания. Входное сопротивление структуры при низком уровне развязки становится функцией относительного расположения и напряженности поля соседних столбцов АР. На рисунке 3.18 кривой 1 продемонстрирована зависимость коэффициента отражения от частоты на входе одиночного столбца АР, а кривой 2 – зависимость для случая, когда рядом находится второй такой же столбец.

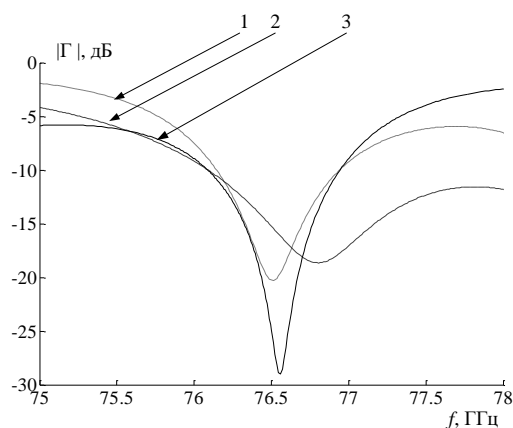


Рисунок 3.18. Модуль коэффициента отражения: 1 - одного столбца, 2 - при наличии соседнего столбца, 3 – при использовании материала Rogers 4350

Одним из возможных путей решения данной проблемы является использование в качестве подложки материала с большим значением диэлектрической проницаемости. В частности, решением может служить применение материала Rogers 4350 ( $\epsilon = 3.66$ ). При этом уменьшается значение длины волны в линии передачи и, как следствие, геометрические размеры каждого патча в столбцах решетки. Расстояние между центральными патчами соседних столбцов увеличивается. В результате обеспечивается высокий уровень развязки между каналами АР, что иллюстрируется графиком 2 на рисунке 3.17. Согласование структуры с источником питания в данном случае уже слабо зависит от позиции и напряженности соседних столбцов, что продемонстрировано на рисунке 3.18 (кривая 3).

В продолжении рассмотрения данного вопроса на рисунке 3.19 представлено распределение напряженности электрического поля при использовании в качестве подложки материала Rogers 4003 и Rogers 4350. Видно, что в области центральных патчей возникает сильная электромагнитная связь между соседними столбцами антенны, спроектированной на подложке Rogers 4003 и практически отсутствует в случае антенны, где в качестве материала подложки используется Rogers 4350.

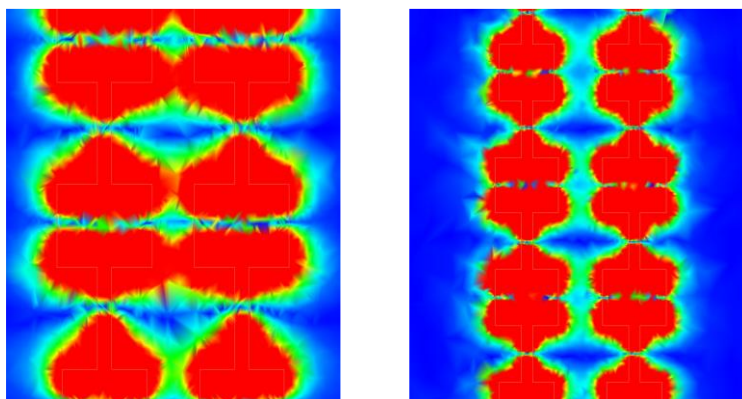


Рисунок 3.19. Распределение напряженности электрического поля в соседних столбцах AP при реализации структуры на подложке Rogers 4003, (б) распределение напряженности электрического поля в соседних столбцах AP при реализации структуры на подложке Rogers 4350

При выборе меньшей толщины подложки (0.101 мм для Rogers 4350 и 0.203 мм для Rogers 4003) поле в большей степени концентрируется между проводником и земляным слоем, что снижает потери на излучение при распространении волны вдоль линии передачи. Однако тангенс угла потерь материала Rogers 4350 значительно выше, чем у Rogers 4003, что в свою очередь ведет к большим потерям в самой диэлектрике и, как следствие, снижению КПД. В итоге, по совокупности факторов, использование более тонкой подложки из диэлектрика с большим значением диэлектрической проницаемости позволяет улучшить характеристики антенной решетки. Ввиду необходимости обеспечения заданных характеристик излучения и требуемого уровня согласования структурных элементов антенны, помимо уже обозначенных причин, AP автомобильного радара спроектирована и разработана на подложке из Rogers 4350 толщиной 0.101 мм.

### 3.4 Модель AP многолучевого автомобильного радара

Классическим вариантом компактного радара гражданского назначения является автомобильный радар. С учетом специфики области применения, к автомобильным радарам предъявляются строгие требования к вероятности обнаружения целей, излучаемой мощности, сектору обзора и к разрешающей способности (дальность, скорость, угловая координата), которые в значительной степени отражаются на архитектуре и структурных элементах используемой антенной системы [59]. Разрешение по дальности, как известно, определяется шириной рабочей полосы частот, в то время как уровень разрешения по скорости временем накопления принимаемого сигнала. Однако, именно разрешающая способность по углу характеризуется шириной формируемых лучей ДН, которая, в свою очередь, зависит от апертуры антенны. Таким образом, для формирования узкого луча ДН, обеспечивающего требуемую разрешающую способность по угловой координате, необходимо обеспечить соответствующую апертуру ДН. В тоже время для однозначного измерения угловых координат цели в широком секторе (ближняя зона до  $120^\circ$ ) необходимо исключить возможность возникновения интерференционных максимумов в ДН. Также одновременно с угловым разрешением при реализации структуры AP важно обеспечить высокую дальность обнаружения объектов с заданной степенью вероятности. Существующие отечественные РЛС не обладают необходимыми характеристиками для

обнаружения разного класса целей в условиях современного трафика. В связи с этим, архитектура АР автомобильного радара миллиметрового диапазона представляет собой один из объектов исследования данной работы. Рассмотрим несколько основных способов достижения заданных характеристик обнаружения радара.

Чтобы избежать возникновения интерференционных максимумов необходимо разместить элементы АР (столбцы) эквидистантно с шагом половина длины волны в свободном пространстве. При этом, чтобы каждый столбец был соединен с приемным/передающим каналом микросхемы. Однако, как уже отмечалось, формирование узкого луча ДН затрудняется необходимостью использования большого числа столбцов. Так, например, для обеспечения ширины луча приемной антенны по азимуту в пять градусов требуется от шестнадцати до двадцати элементов решетки. Если учесть, что зачастую амплитудно-фазовое распределение по апертуре антенны неравномерное, то потребуется еще больше элементов АР для достижения заданной ширины луча ДН. Требования, связанные со стоимостью изделия, определяют ограничения на число приемных каналов, поскольку от числа каналов приема зависит не только сложность и число приемо-передающих модулей, но также число АЦП, требуемая пропускная способность и производительность системы цифровой обработки. В связи с этим на практике число приемных каналов в автомобильном радаре должно быть меньше числа элементов решетки, либо решетка должна быть разреженной. Построение разреженной антенной решетки, в которой расстояние между элементами значительно превышает половину длины волны, приводит к энергетическим потерям по сравнению с заполненными решетками, что ведет к недопустимому уменьшению дальности обнаружения целей. Кроме того, в ДН формируются интерференционные максимумы.

Иным подходом к построению АР является применение ММО технологии [42]. Основные особенности данного метода обозначены выше, отметим лишь, что реализация ММО технологии возможна лишь в том случае, когда зондирующий сигнал представляет собой последовательность “быстрых пил” [63]. Использование сигнала данного типа, с одной стороны, упрощает задачу измерения скорости и расстояния до объекта, благодаря реализации двойного преобразования Фурье, дающего один четко выраженный максимум в координатах “дальность-скорость” для точечной цели [64]. С другой стороны, происходит увеличение ширины спектра сигнала, что ведет к необходимости использования АЦП с более высокой частотой дискретизации по сравнению с системой, использующей “медленные пилы”. При этом растут требования к вычислительной мощности используемого процессора.

Наиболее подходящим подходом построения топологии АР с точки зрения сохранения количества элементов и уменьшения числа каналов является вариант, связанный с объединением столбцов в подрешетки, пример структуры которых рассмотрен выше. В этом случае обеспечивается заполнение апертуры антенны излучающими элементами (столбцами). Данная реализация позволяет достигнуть не только лучшего углового разрешения, но и максимальной дальности обнаружения объектов. В тоже время расстояние между фазовыми центрами подрешеток начинает превышать половину длины волны в свободном пространстве, но интерференционные максимумы могут быть в значительной степени подавлены за счет взаимного расположения элементов АР относительно друг друга и при расчете результирующей ДН. Ввиду простоты реализации, для достижения требуемой дальности обнаружения при обеспечении высокого уровня углового разрешения АР состоит из подрешеток, структуры которых, как и процесс проектирования, продемонстрированы выше.

Конструктивные особенности и количество патчей в столбце определяют характеристики ДН АР в вертикальной плоскости. Достижение требуемых параметров излучения в горизонтальной плоскости обеспечивается соответствующим размещением элементов АР относительно друг друга. Высокий уровень углового разрешения, как отмечалось, возможно обеспечить за счет размещения на краях апертуры приемных или передающих столбцов. С учетом явных преимуществ применения подрешеток, описанных выше, модель АР автомобильного радара диапазона 24 ГГц имеет вид, представленный на рисунке 3.20.

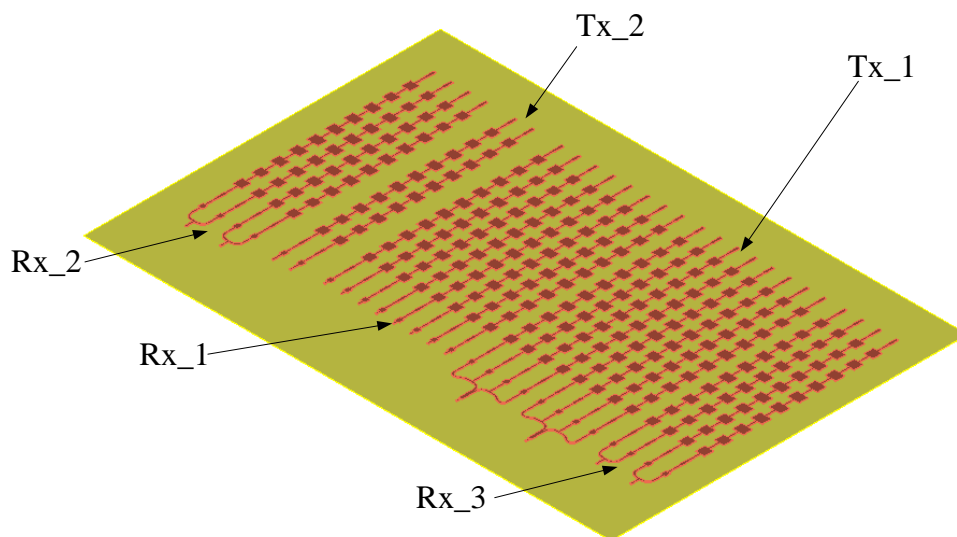


Рисунок 3.20. Модель АР автомобильного радара

Передающие элементы на краях апертуры (Rx\_2, Rx\_3) вместе с центральной частью приемника (Rx\_1) позволяют добиться формирования узких лучей в горизонтальной плоскости, определяя ширину результирующей ДН антенны. При переходе в миллиметровый диапазон волн и при учете конструктивных особенностей используемых микросхем появляется возможность размещения приемных и передающих элементов антенны на разных сторонах относительно приемо-передающих модулей.

Малое количество приемных каналов, приходящихся на модуль, и изменение взаимной ориентации приемника и передатчика относительно друг к другу ведет к возникновению определённого противоречия в части предъявляемых требований. Объединение столбцов в подрешетки, которые в значительной степени позволяют сократить количество приемо-передающих модулей, приводит к возникновению интерференционных максимумов в ДН, что не допустимо, особенно при работе в режиме обнаружения объектов в ближней зоне ввиду возникающей при этом неоднозначности измерений угловых координат целей. Данные максимумы могут возникать настолько близко к основному лучу ДН приемника, что умножение на ДН передатчика не позволит их подавить. Решение противоречия лежит в неэквидистантном расположении некоторых элементов относительно друг друга, при котором, даже в случае шага решетки превышающем половину длины волны в воздухе, возможно добиться однозначности измерения угловых координат целей. На рисунке 3.21 представлена модель АР многолучевого автомобильного радара.



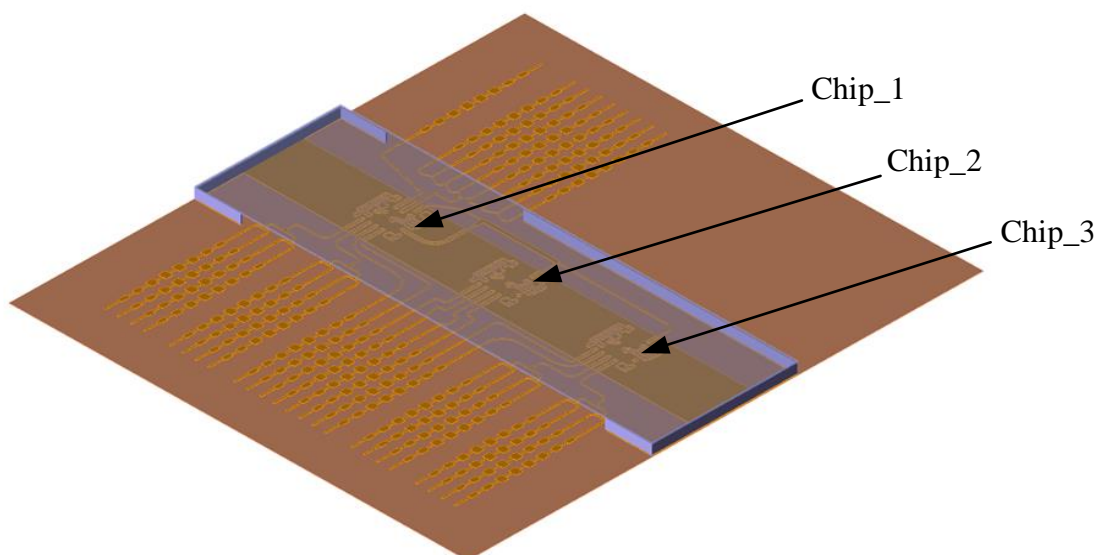


Рисунок 3.21. Модель AP многолучевого автомобильного радара

В данной структуре использованы три микросхемы CAL77A2T4R с двумя передающими и четырьмя приемными каналами. Ввиду особенности расположения передающих и приемных каналов у используемой микросхемы CAL77A2T4R, элементы передающей решетки размещены следующим образом, как это показано на рисунке 3.21. Данное решение обусловлено оптимальным расположением всех элементов решетки и микросхем в одном слое и для уменьшения количества сквозных отверстий. Также данное решение обусловлено необходимостью размещения линий гетеродина также в слое антенны. Для достижения требуемого уровня минимальной мощности на входе гетеродина каждой микросхемы задающая микросхема выбрана исходя из минимизации общей длины линии гетеродина и отсутствия переходных отверстий. Таким образом на представленной модели ведущей является микросхема Chip\_1, а Chip\_2 и Chip\_3 ведомыми. Отметим, что с точки зрения энергетики передающие антенны для ближней и дальней зон подключены именно к микросхеме Chip\_1.

Работа радара в обоих режимах (ближняя зона и дальняя зона) осуществляется поочередным включением передающих каналов, которые соединены линиями с соответствующими антеннами. Для обеспечения широкого сектора обзора в горизонтальной плоскости антенна, соответствующая работе радара в режиме ближней зоны, представляет собой один столбец. Антенна в режиме работы радара в дальней зоне состоит из 8 столбцов в горизонтальной плоскости. Такой выбор обусловлен структурой приемной антенны с точки зрения подавления интерференционных максимумов.

С учетом используемых микросхем, антенна приемника состоит из 12 каналов. При этом 12 столбцов не обеспечивают необходимого разрешения по углу объектов на максимальной дальности действия радара. Разнесение их относительно друг друга на большее расстояние также не имеет смысла поскольку AP становится очень разреженной и в комбинации с возникающими интерференционными максимумами ведет лишь к уменьшению дальности обнаружения объектов с заданной вероятностью. В связи с этим, крайние передающие каналы микросхем в представленной модели соединяются с подрешетками, представляющими собой четыре объединенных столбца. Кроме того, необходимо учитывать, что при работе радара в режиме ближней зоны жестких требований

по угловому разрешению целей не предъявляется, однако необходимо гарантировать однозначность измерений угловых координат в заданном секторе обзора. В связи с этим, центральная часть приемной решетки представляет собой антенну из 8 столбцов, расположенных эквидистантно с шагом  $\lambda/2$ .

В данной модели антенны за счет апертуры приемной ее части в азимутальной плоскости формируется узкий луч ДН, в которой появляются интерференционные максимумы. Известно, что не эквидистантное расположение элементов антенной решетки позволяет уменьшить уровень интерференционных максимумов [65]. В соответствии с этим, для достижения наибольшего подавления данных максимумов, расположение приемных и передающих элементов решетки относительно друг друга в азимутальной плоскости в длинах волн имеет следующий вид: 0.5, 0.5, 0.5, 1.0, 0.5, 0.5, 0.5, 1.0, 0.5, 0.5, 0.5, 0.5, 0.5, 0.5, 1.0, 0.5, 0.5, 0.5, 1.0, 0.5, 0.5, 0.5.

В представленной модели АР достаточно просто обеспечить обозначенные расстояния между всеми элементами. В этом случае, при работе в узком секторе обзора дальней зоны, интерференционные максимумы возникают в области боковых лепестков ДН передатчика, и, как следствие, практически полностью подавляются в результирующей ДН антенной решетки.

Отметим, что приемная решетка для работы в дальней зоне реализуется как решетка ближней зоны, дополненная четырьмя подрешетками. В этом случае, приемная решетка в режиме ближней зоны радара (2) используется в качестве центральной части апертуры приемной антенны дальней зоны, к которой добавляются расположенные на краях подрешетки 3 и 4. Описанное расположение элементов относительно друг друга обеспечивает максимальную апертуру приемной решетки при заданных геометрических размерах, что обеспечивает наилучшую разрешающую способность в азимутальной плоскости и устраняет неоднозначность измерения угловых координат целей.

Для уменьшения уровня нежелательного излучения, пространство над микросхемами и микрополосковыми линиями закрыто экраном и окружено металлической стенкой (5), структура которых рассмотрена выше.

По результатам расчета и математического и электродинамического моделирований ДН нескольких лучей приемной антенны в режиме дальнего и ближнего действия имеют вид, представлены на рисунке 3.22.

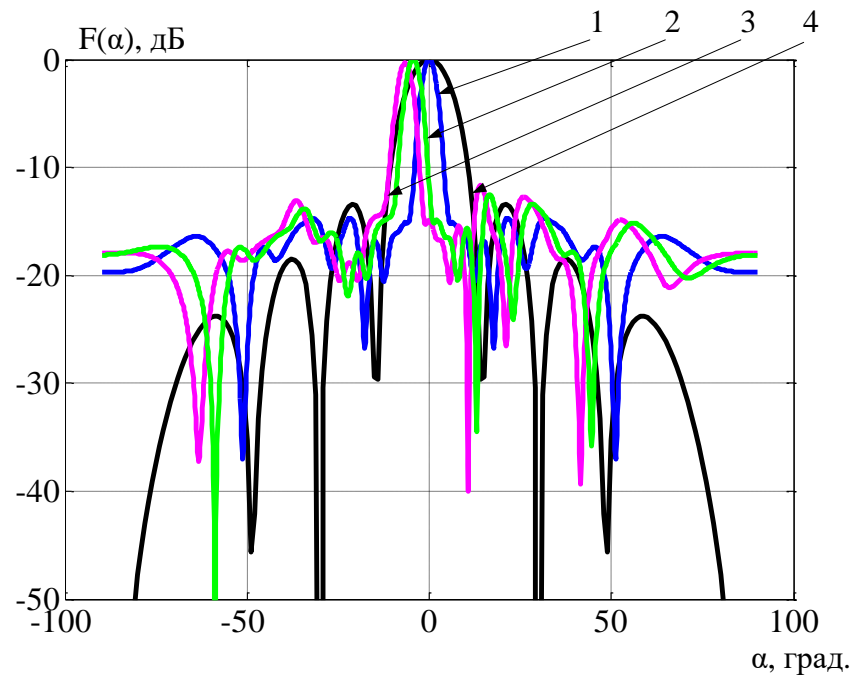


Рисунок 3.22. Лучи ДН приемной АР в направлениях  $0^\circ$  (кривая 1), минус  $4^\circ$  (кривая 2), минус  $6^\circ$  (кривая 3) в режиме дальней зоны;  $0^\circ$  (кривая 4) в режиме ближней зоны

Еще большее подавление интерференционных максимум достигается за счет умножения ДН приемной АР на ДН передающей АР. Лучи результирующей ДН АР изображены на рисунке 3.23.

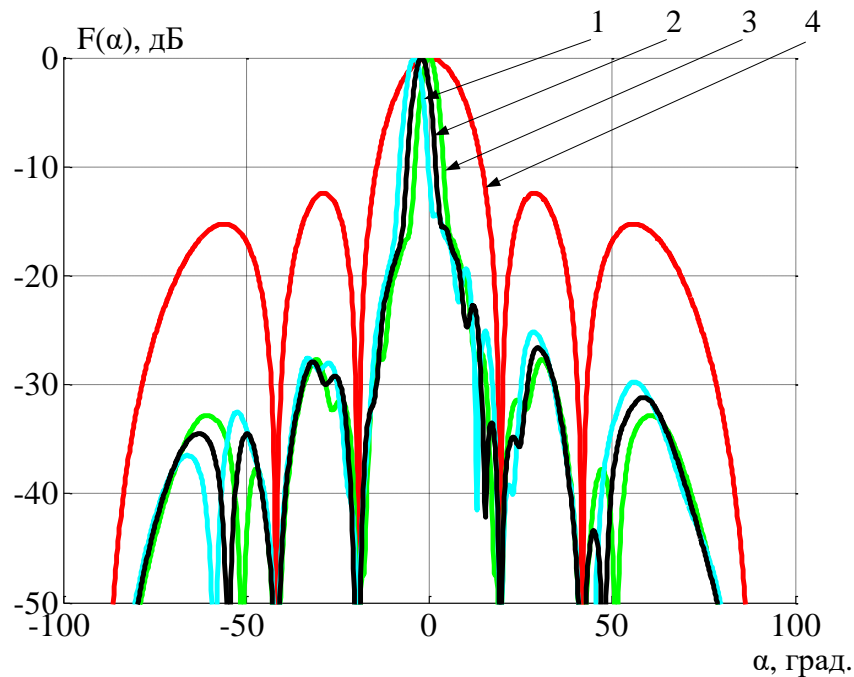


Рисунок 3.23. Лучи результирующей ДН АР (кривые 1,2,3) и ДН передатчика (кривая 4) в режиме дальней зоны

Из последнего рисунка видно, что за счет структуры представленной АР достигается высокий уровень разрешающей способности по углу (ширина луча порядка  $5^\circ$ ) при обеспечении однозначности обнаружения объектов в секторе обзора автомобильного радара.

### 3.5 Модель АР однолучевого автомобильного радара

Однолучевой радар рассматривается главным образом как радар ближнего действия. К данному устройству не предъявляются требования по разрешению объектов и дальность обнаружения целей с заданной вероятностью составляет порядка 70 м. Среди прочих требований одним из ключевых является угол обзора по горизонтали - от минус  $20^\circ$  до плюс  $20^\circ$  на дистанции 70 метров, и в режиме ближнего действия не менее чем - от минус  $45^\circ$  до плюс  $45^\circ$  на дистанции 20 метров. Также угол обзора по вертикали - от минус  $18^\circ$  до плюс  $18^\circ$ . К основным функциям относятся контроль слепых зон, помощь при смене полосы движения, помощь при парковке. В связи с этим, однолучевой радар должен осуществлять обнаружение объектов в широком секторе. Кроме того, важным условием корректной работы радара является обеспечение однозначного обнаружения и измерения координат целей. Для достижения данного результата все столбцы приемной и передающей АР должны быть расположены эквидистантно с шагом равным половине длине волны в воздухе. Структура АР и линий выполнена на базе отрезков микрополосковой линии передачи. При этом столбцы антенны спроектированы из 12 патчей для достижения лучших значений КУ. Все столбцы расположены вертикально. Процесс проектирования излучающих элементов и столбца АР аналогичен случаю многолучевого радара. Основным отличием служат микрополосковые линии. Помимо обеспечения согласования структурных элементов АР с каналами микросхемы данные линии должны обеспечивать равенство начальных фаз на входе столбцов антенны. Равенство фаз позволяет добиться синфазного возбуждения всех столбцов и, как следствие, формирование луча, ортогонального плоскости антенны. Отметим, что подобную процедуру выравнивания фаз возможно и даже удобней реализовать в процессе цифровой обработки. Однако с точки зрения исследования возможности данного решения и его реализации выбор сделан в пользу структуры на микрополосковой линии.

Отметим, что с точки зрения компактности и простоты структуры в однолучевом радаре используется одна микросхема CAL77A2T4R. Данное решение является оптимальным также с точки зрения предъявляемых требований к радару. Таким образом АР однолучевого радара имеет 2 передающих и 4 приемных канала.

Если говорить о линиях, соединяющих передающую антенну с каналами микросхемы, то, к ним, как и в случае многолучевого радара, предъявляется требование по уровню коэффициента отражения в рабочей полосе частот  $|\Gamma| < -10$  дБ. Для достижения большего значения КУ на передачу строятся две подрешетки, состоящие из двух столбцов. Две подрешетки соединяются с передающими каналами микросхемы. Данное решение допустимо, поскольку обеспечение широкого сектора обзора осуществляется за счет двухпериодного режима работы передатчика: синфазный и противофазный. При противофазном включении передающих каналов в формируемой ДН образуется минимум в направлении нормали, но при этом значительно расширяется угол обзора. Синфазный режим обеспечивает обнаружение и измерение координат целей в направлениях близких к ортогональной плоскости антенны. Таким образом, осуществляется перекрытие всего сектора обзора. Для обеспечения синфазного возбуждения обеих подрешеток передающей

антенны необходимо обеспечить равенство фаз коэффициента передачи в обеих линиях. На основе вышеизложенного модель линий передатчика АР однолучевого радара имеет вид, представленный на рисунке 3.24. Результаты моделирования данной модели изображены на рисунке 3.25, из которого видно, что в данном случае обеспечивается требуемый уровень согласования (минимум коэффициента отражения в рабочем диапазоне частот) и равенство фаз коэффициентов передачи в обоих каналах ( $\phi(f)$ ).

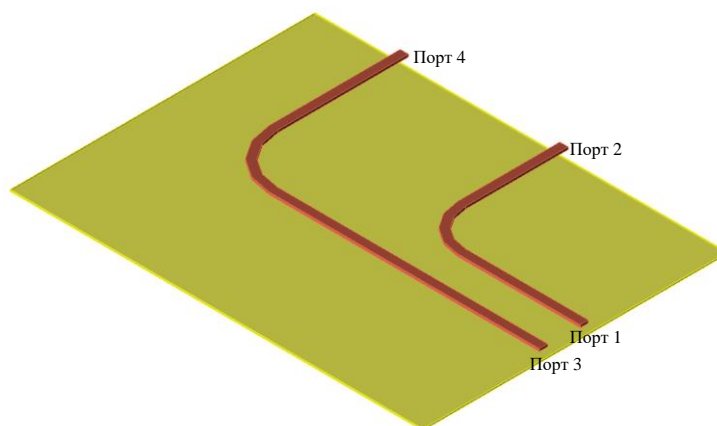


Рисунок 3.24. Модель линии передатчика АР

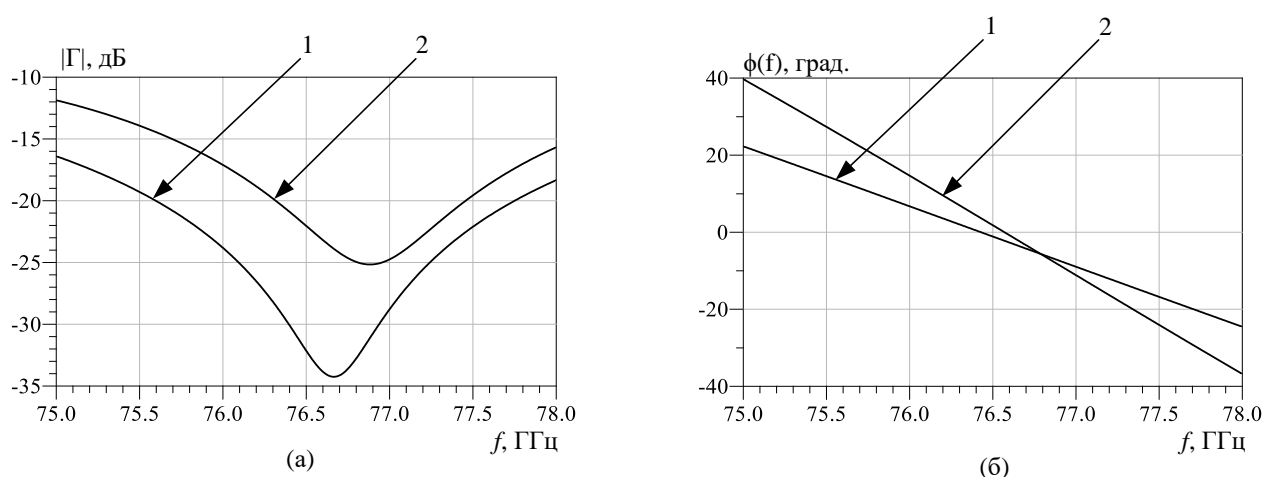


Рисунок 3.25. Результаты моделирования линий передатчика АР: модуль коэффициента отражения для порта 1 (1) и порта 2 (2) (а), фаза коэффициентов передачи для порта 1 (1)) и порта 2 (2) (б)

Структура передающей антенны, состоящей из двух подрешеток, и результаты моделирования изображены на рисунке 3.26.

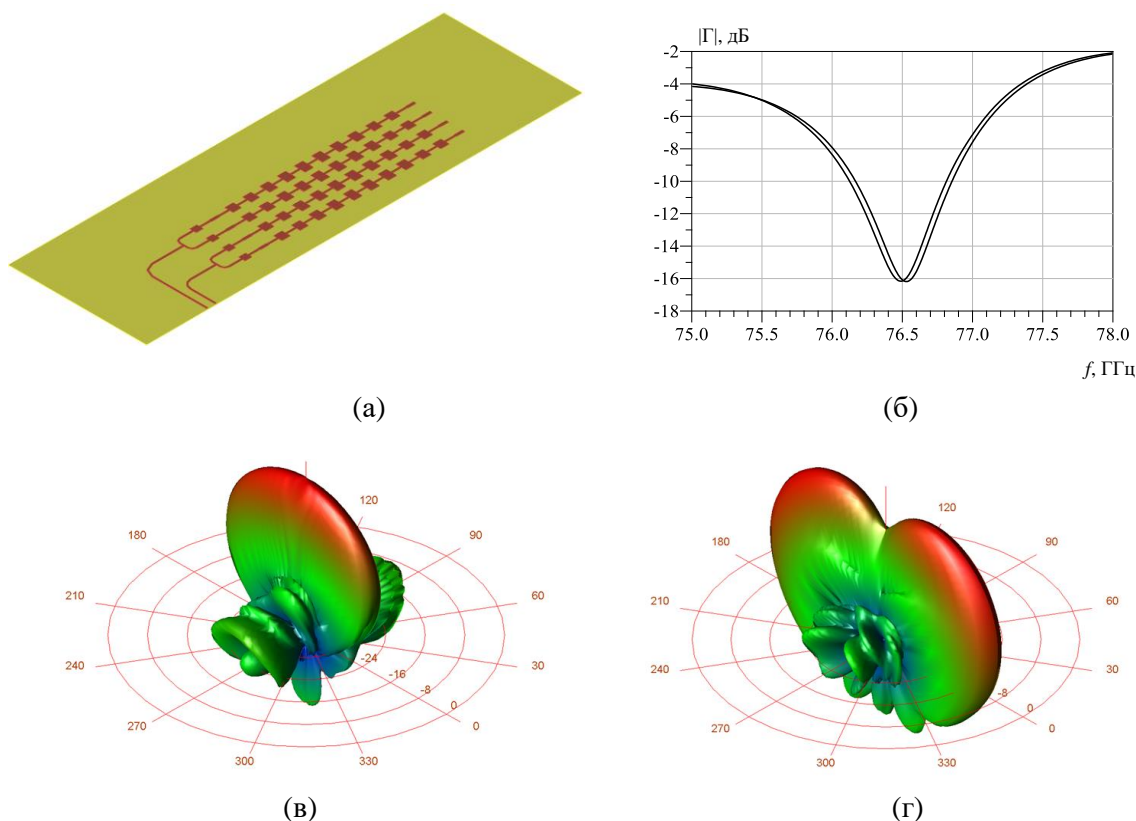


Рисунок 3.26. Структура передающей антенны многолучевого радара (а); зависимость коэффициента отражения от частоты на входах антенны (б); ДН передающей антенны в синфазном (в) и противофазном (г) режимах работы

На последнем рисунке, помимо структуры антенны, продемонстрированы ДН в двух режимах работы радара: синфазном и противофазном. Для обеспечения широкого сектора обзора по азимуту столбцы передающей антенны запитываются противофазно. Разность фаз в передающих каналах микросхемы достигается за счет встроенных в микросхему фазовращателей. Два максимума обеспечивают перекрытие сектора порядка  $\pm 45^\circ$ , при этом в направлении нормали образуется минимум. Отметим, что при отсутствии потерь в линиях и патчах, наводок, вызванных близостью земляного слоя микросхемы, и взаимного влияния структурных элементов друг на друга, в направлении по нормали должен быть сформирован ноль. В данном случае значение минимума составляет порядка минус 12 дБ относительно максимума, что является приемлемым допущением в рамках текущей задачи, поскольку облучение данного сектора осуществляется также в синфазном режиме.

Микрополосковые линии приемника также спроектированы с учетом требований по уровню согласования и равенства фаз в каналах. Однако процесс их построения имеет отличие. Это связано с тем, что крайние приемные каналы микросхемы CAL77A2T4R имеют фазовый набег в  $30^\circ$  по сравнению с каналами 2 и 3 на центральной частоте рабочего диапазона. В случае многолучевого радара эта разница компенсируется умножением сигнального вектора на соответствующий вектор коэффициентов (в процессе цифрового диаграммообразования). При проектировании однолучевого радара данная корректировка обеспечивается фазовым сдвигом между центральными и крайними линиями приемника путем изменения их длин. На рисунке 3.27 изображены результаты моделирования

приемных линий однолучевого радара. Как видно из рисунка, фаза волны в центральных линиях опережает на  $30^\circ$  фазу в крайних линиях. С учетом отмеченной особенности используемой микросхемы происходит выравнивание фазы во всех микрополосковых линиях для обеспечения синфазного возбуждения столбцов приемной антенной решетки.

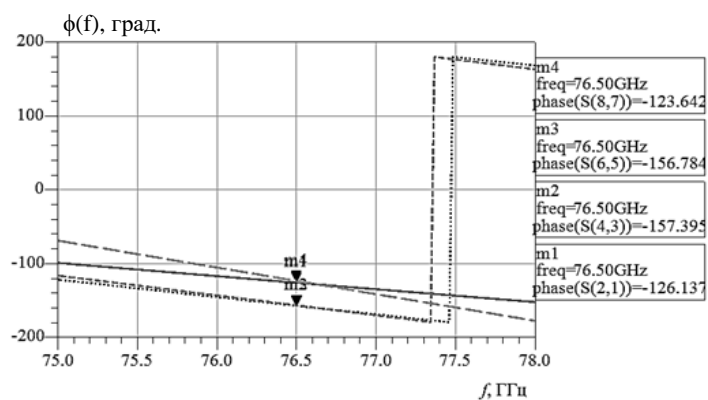


Рисунок 3.27. Фазы коэффициента передачи в линиях, соединяющих столбцы приемной решетки с каналами микросхемы АР однолучевого радара

Структура приемной антенны однолучевого радара и результаты моделирования изображены на рис. 3.28.

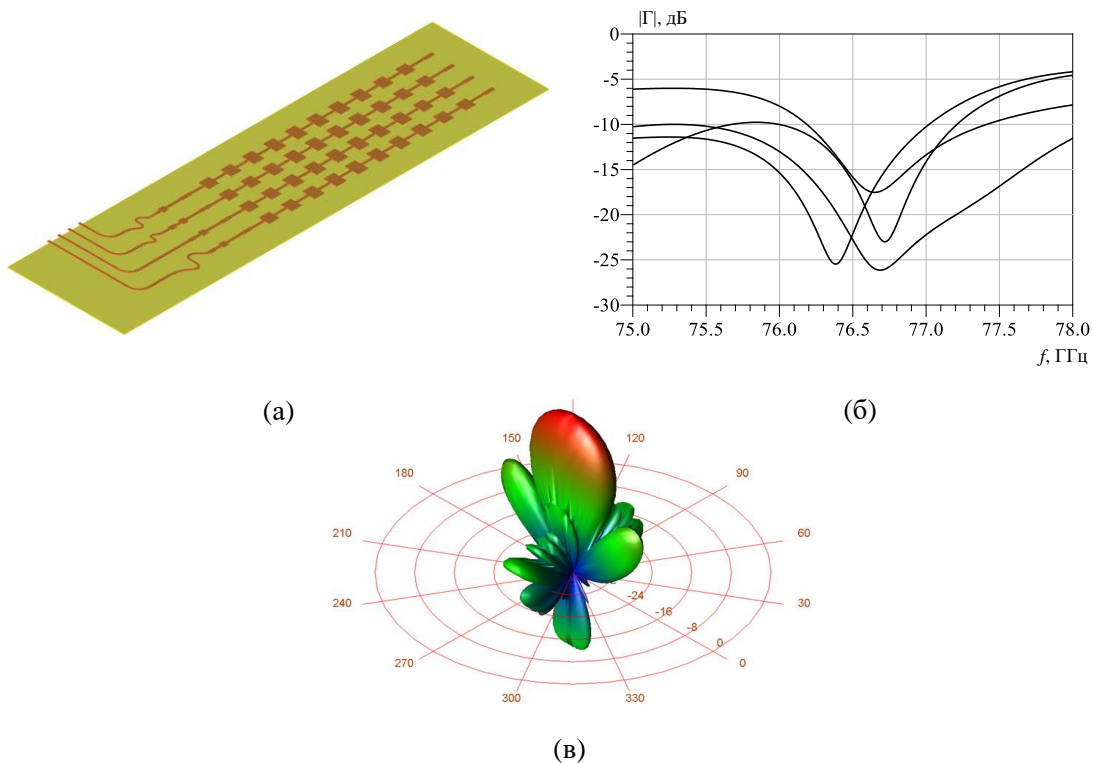


Рисунок 3.29. Структура приемной антенны многолучевого радара (а); зависимость коэффициента отражения от частоты на входах антенны (б); ДН приемной антенны (в)

С точки зрения компактности, цены и простоты изготовления все элементы АР, линия гетеродина и микросхема размещены в одном слое платы. В качестве материала подложки также используется Rogers 4350 толщиной 0.101 мм. Структура АР однолучевого радара имеет вид, представленный на рисунке 3.30.

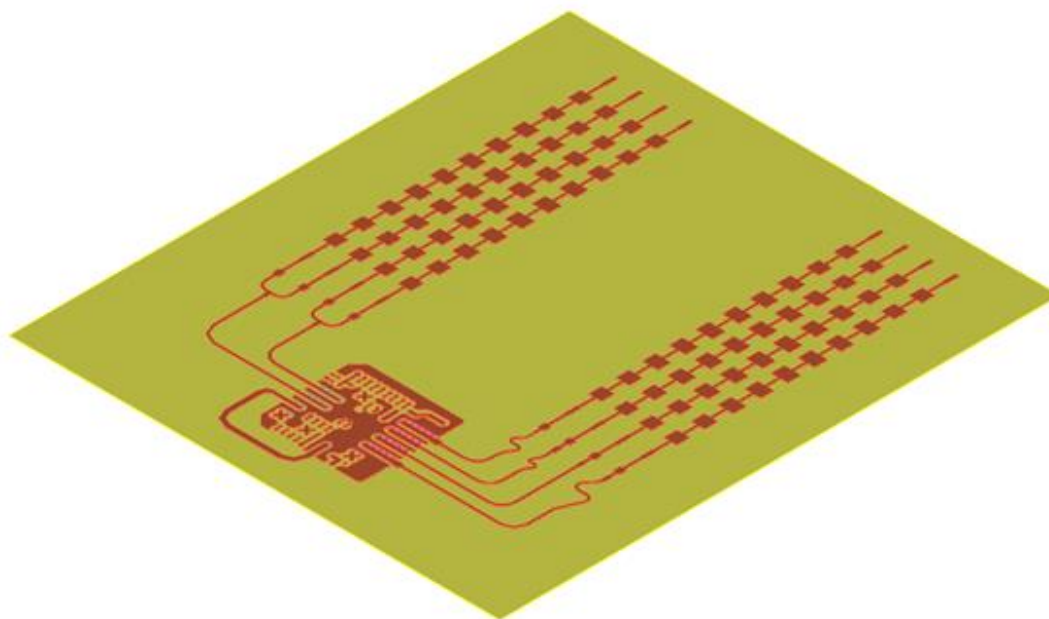
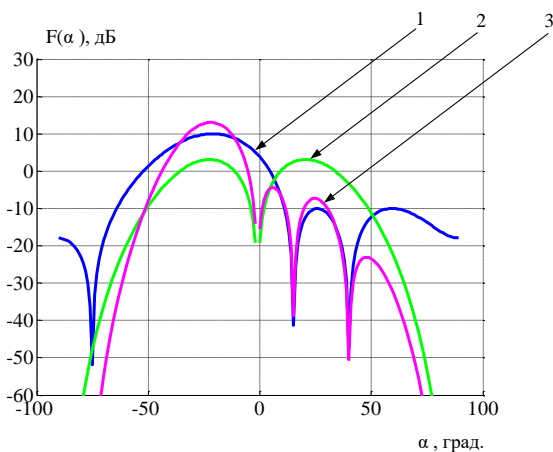


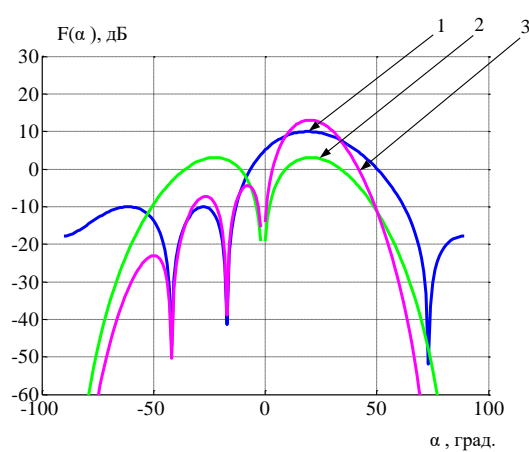
Рисунок 3.30. Архитектура АР однолучевого радара

Все структурные элементы антенны соответствуют описанным выше. Как отмечалось, достижение широкого сектора обзора достигается за счет облучения пространства перед радаром разностной ДН передатчика. Однако необходимо также обеспечить прием в таком же секторе обзора. При этом достаточно использовать один столбец в качестве приемной антенны. Действительно, ширина луча ДН в азимутальной плоскости такой структуры составляет порядка  $90^\circ$ , однако КУ при этом равен примерно 3 дБ, что даже с учетом ДН передатчика не позволяет достичь требуемой дальности обнаружения объектов. В связи с этим приемная антенна строится из 4 столбцов, которые неизбежно сужают ширину ДН. Для решения данной проблемы реализуется формирование одного центрального (ортогонального плоскости антенны) приемного луча в синфазном режиме и двух, с максимумами излучения  $\pm 20^\circ$ , в случае противофазного режима работы радара. Как результат, осуществляется перекрытие широкой области пространства при формировании КУ результирующей ДН, обеспечивающего заданную дальность обнаружения целей. Кроме того, данное решение делает возможным определение местоположения объекта в азимутальной плоскости относительно центрального ( $0^\circ$ ). Характеристики излучения, полученные при моделировании АР однолучевого радара, представлены на рисунке 3.31.

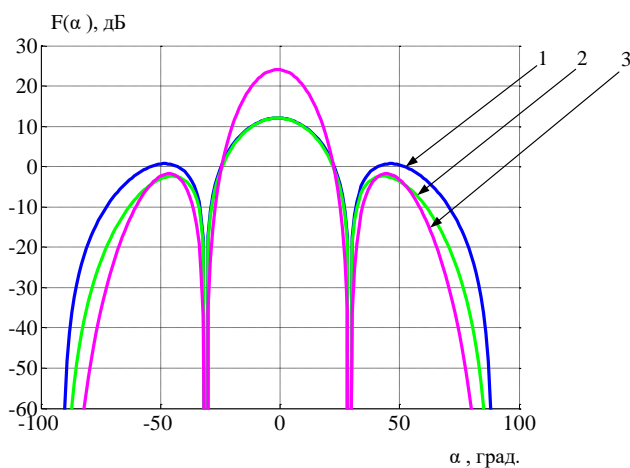




(а)



(б)



(в)

Рисунок 3.31. Результаты моделирования АР однолучевого радара: приемная (1), передающая (2) и результирующая (3) ДН в противофазном режиме работы радара (а, б); приемная (1), передающая (2) и результирующая (3) ДН в синфазном режиме работы радара (в)

### 3.6 Структура прототипа многолучевого радара

В рамках Постановления Правительства Российской Федерации № 218 силами кафедры «ИРС» НГТУ совместно с СПбГЭТУ «ЛЭТИ» и АО «ПКК Миландр» разработаны и произведены прототипы компактных радаров для автомобильного транспорта. Проектирование основных модулей радаров таких, как АР (в соответствии с описанными подходами построения структурных элементов и архитектур антенн), плата СВЧ, плата ЦОС, программное обеспечение прототипов осуществлено сотрудниками кафедры «ИРС» НГТУ при участии диссертанта и научного руководителя. Основная часть испытаний проводилась в безэховой камере в АО «ПКК Миландр», Зеленоград. Данные связанные с характеристиками излучаемого поля антенной исследованы при помощи пакетов программ

математического и электродинамического моделирования. Ниже приводится краткое описание структуры прототипов и результатов их испытаний.

Модуль приемо-передатчика (МПП) радара «Обзор-77-2» построен на основе микросхем трансиверов китайской фирмы «Calterah». Трансивер содержит двухканальный тракт усиления зондирующих сигналов на СВЧ усилителях с регулируемым коэффициентом усиления и управляемыми фазовращателями, четырехканальный тракт приема эхо-сигналов с малошумящими усилителями, смесителями, фильтрами, усилителями регулируемого усиления и перестраиваемыми режекторными фильтрами. Кроме того, в состав каждого трансивера входит тракт местного гетеродина с делителем на выходе, множителем на входе и буферными СВЧ усилителями для каскадного включения микросхем. Встроенный генератор, управляемый напряжением (ГУН), и система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) обеспечивает генерацию зондирующего сигнала и формирование опорного сигнала на выходе тракта гетеродина. Ведущая микросхема модуля приемо-передатчика использует внутренний ГУН в качестве задающего генератора СВЧ. Все ведомые микросхемы используют внешний опорный сигнал ведущей для смесителей приемника и усилителей передатчика, которые в данном устройстве не используются. Внутренний ГУН ведомых микросхем отключен. Наличие одного генератора на ведущей микросхеме и передача этого сигнала по линиям гетеродина на ведомые обеспечивает когерентность в работе всех приемников МПП.

Как отмечалось, в состав МПП многолучевого радара входит три микросхемы Calterah. Одна микросхема является ведущей, две другие – ведомыми. Включение по линии гетеродина ведомых трансиверов параллельное. Количество используемых приемных каналов равно 12, при этом используется лишь 2 передающих канала. Данное решение обусловлено архитектурой АР и расположением линии гетеродина. Соединение передающих элементов с каналами ведомых микросхем делает невозможным размещение линии гетеродина в слое антенны. Кроме того, в значительной степени уменьшается уровень мощности, соединенных таким образом приемо-передающих модулей, что ведет к уменьшению дальности обнаружения целей. В связи с этим, четыре передающих канала двух ведомых микросхем не подключены и не используются.

Управление трансиверами осуществляется по стандартному цифровому интерфейсу SPI. Включение микросхем по интерфейсу управления параллельное.

Структурная схема МПП многолучевого автомобильного радара показана на рисунке 3.32.

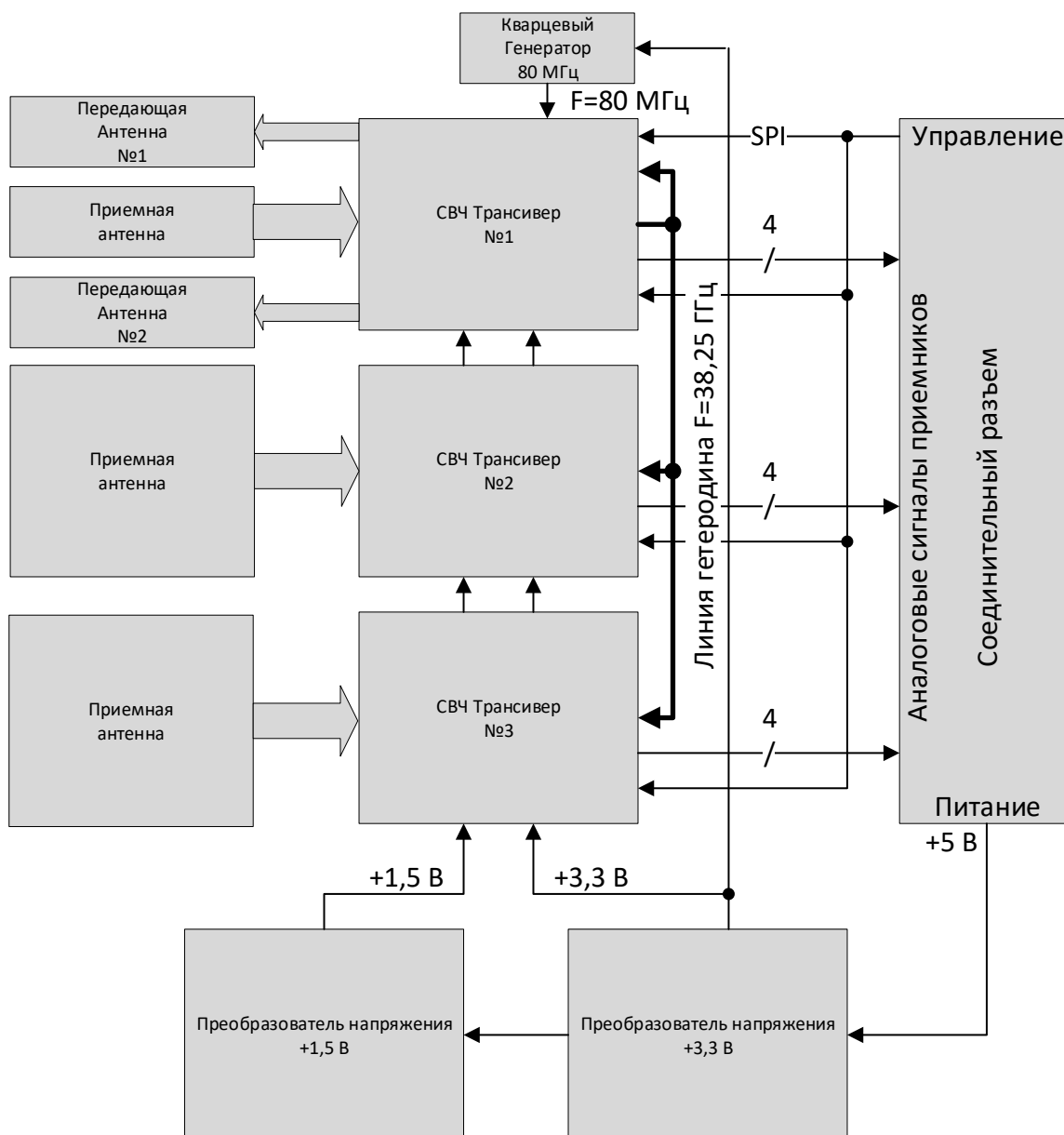


Рисунок 3.32. Структурная схема МПП многолучевого радара

Для функционирования модуля требуется включение в состав задающего кварцевого генератора, либо кварцевого резонатора и подсистемы питания.

Исходя из требования к минимизации габаритных размеров МПП микросхемы трансиверов устанавливаются максимально близко друг к другу. Микросхемы, также, как и линия гетеродина, устанавливаются на одной стороне с антенной решеткой для исключения использования сквозных переходных отверстий в СВЧ линиях антенн.

По требованиям производителя микросхем, задающий кварцевый генератор устанавливается на обратной стороне платы под ведущей микросхемой трансивера максимально близко для исключения помех в сигнале опорной частоты.

Передающая и приемная антенна подключается с использованием микрополосковой линии передачи с переходом в копланарную линию в непосредственной близости от микросхемы. Ввод и вывод СВЧ сигнала микросхемы реализован на основе копланарной линии передачи.

Подсистемы питания, тактирования и соединительный разъем располагаются с внутренней стороны платы.

СВЧ линия гетеродина реализована на основе микрополосковой линии с переходами в копланарные линии вблизи микросхем. Линия передачи СВЧ мощности опорного сигнала представляет собой микрополоску с делителями мощности и переходными сквозными отверстиями. Микрополосковые делители мощности рассчитаны таким образом, чтобы мощность сигнала на каждой нагрузке была не менее минус 16 дБм.

Еще одной особенностью используемых микросхем является разность фаз между крайними и центральными каналами МПП равная  $30^\circ$  на частоте 76,5 ГГц. Компенсация задержки может быть осуществлена за счет выбора соответствующей длины микрополосковой линии, что в свою очередь приводит к незначительным потерям, которые учитываются на этапе обработки сигналов. Однако в рассматриваемом случае данная проблема решается в блоке ЦОС радара методами цифровой обработки сигналов.

Подсистема питания включает в себя несколько преобразователей напряжения питания. Входное напряжение питания МПП составляет плюс 5 В. Напряжение питания цифровых интерфейсов составляет плюс 3,3 В. Для формирования напряжения питания плюс 3,3 В используется один преобразователь линейного типа с номинальным током нагрузки 2 А. Напряжение питания для микросхем трансивера составляет плюс 3,3 В и плюс 1,5 В для аналоговой части. Для формирования напряжения плюс 1,5 В используется линейный преобразователь с плюс 3,3 В на плюс 1,5 В.

Все описанные выше компоненты размещаются на плате СВЧ радара. Исходя из изложенного материала следует, что в ее функционал входит передача и прием сигнала, питание СВЧ элементов, управление МПП. Через межплатный разъем осуществляется соединение платы СВЧ с платой ЦОС, которая в свою очередь выполняет цифровое преобразование сигнала, его обработку и выдачу результата. Электронные компоненты на цифровой плате расположены с точки зрения обеспечения минимальной длины сигнальных дорожек, соединяющих микросхемы.

Отметим, что в общей структуре системы необходимо также наличие блока управления БУ, который на основе выдаваемых радаром данных, осуществляет воздействие, если это необходимо, на органы управления автомобиля. Соединение с радаром осуществляется через CAN шину. Схема включения при этом имеет вид, показанный на рисунке 3.33.

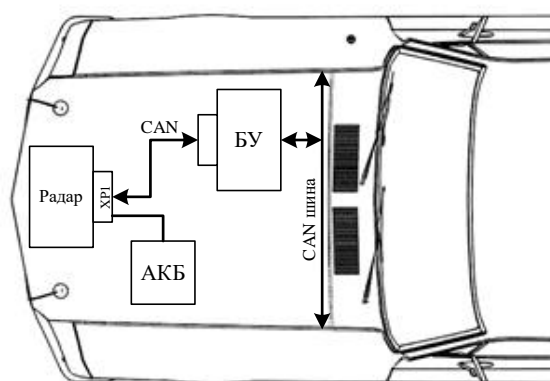
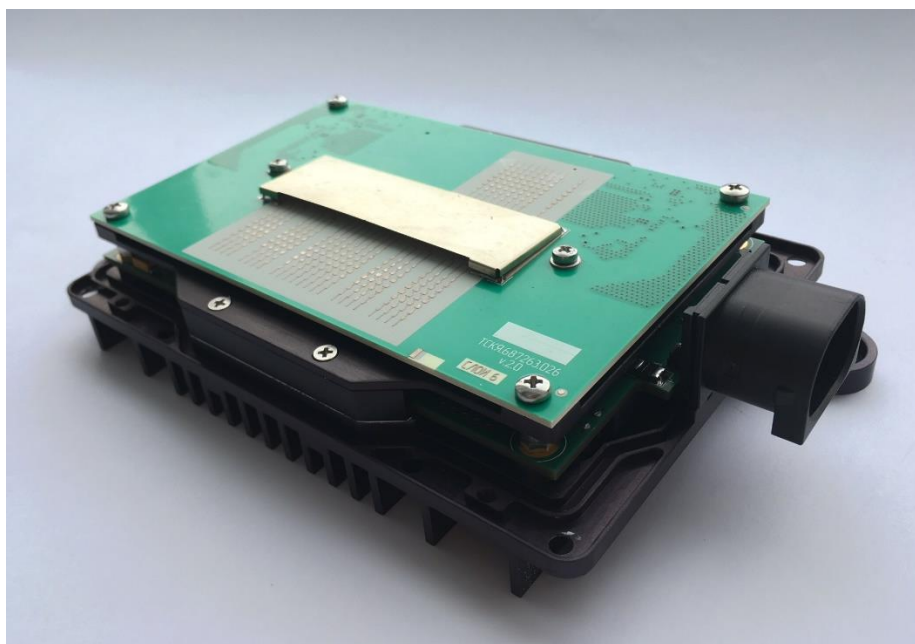


Рисунок 3.33. Схема включения радара

С учетом представленных алгоритмов, методик и описанных решений, на рисунке 3.34 продемонстрирован прототип автомобильного многолучевого радара. В целом система помощи водителю, основной которой является радар, должна быть дополнена датчиками оптического диапазона (камерами) для повышения надежности обнаружения целей и определения координат объектов.



(а)



(б)

Рисунок 3.34. Вид прототипа автомобильного многолучевого радара: без крышки (а), с радиопрозрачной крышкой (б)

Структура однолучевого радара главным образом отличается тем, что в его состав входит одна приемно-передающая микросхема Calterah. При этом, количество используемых приемных каналов равно четырём, количество используемых передающих каналов равно двум. Линия гетеродина представляет собой отрезок микробоковой линии, соединяющей выход опорного генератора микросхемы со входом опорного генератора. Частота гетеродина также, как и в случае многолучевого радара, в два раза меньше рабочей.

Структурная схема МПП однолучевого автомобильного радара показана на рисунке 3.35. Прототип автомобильного однолучевого радара миллиметрового диапазона представлен на рисунке 3.36.

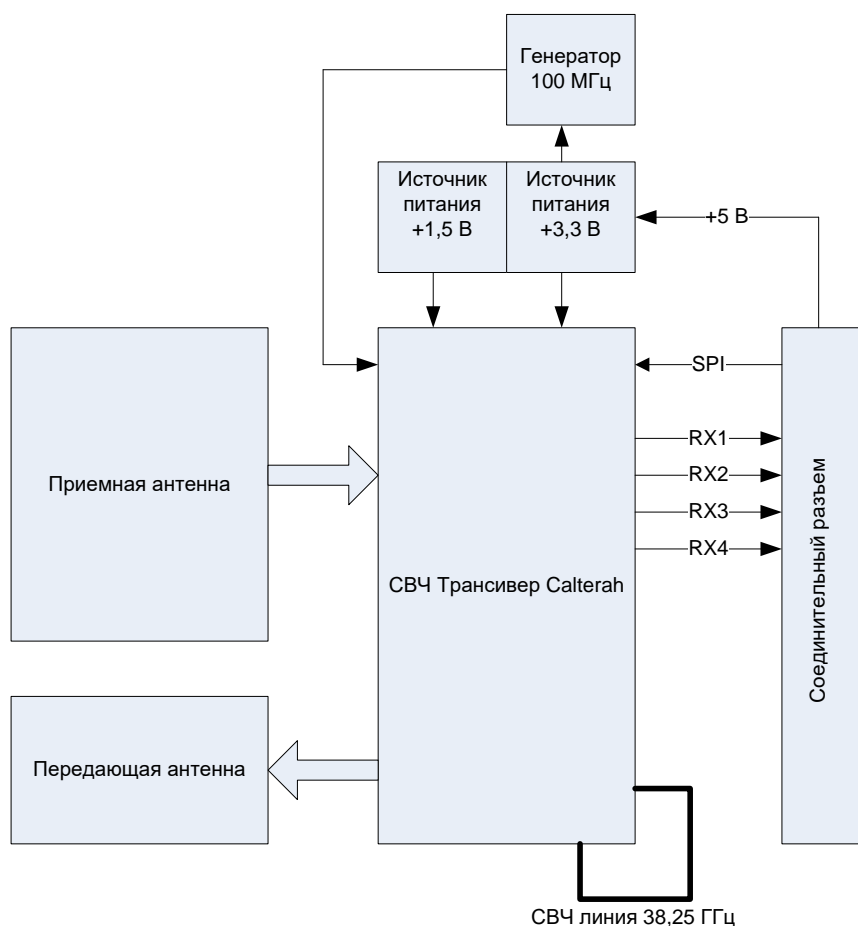
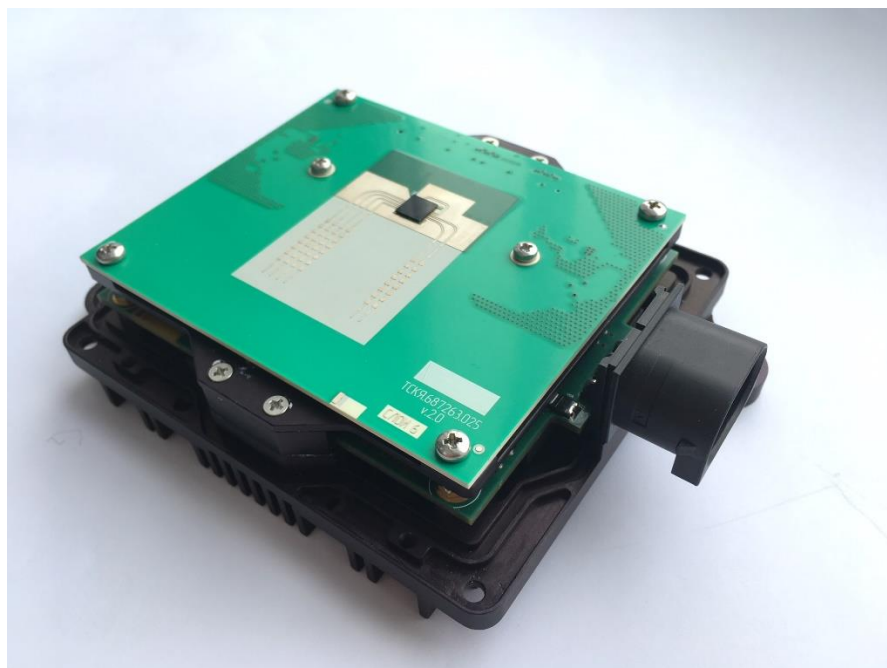


Рисунок 3.35. Структурная схема МПП однолучевого радара



(a)



(б)

Рисунок 3.36. Вид прототипа автомобильного однолучевого радара: без крышки (а), с радиопрозрачной крышкой (б)

### 3.7 Результаты испытаний автомобильного радара

Все исследования и испытания прототипов автомобильных радаров проводились в безэховой камере в АО «ПКК Миландр». В ходе работы использовались аппаратный имитатор целей, анализатор спектра и набор угловых отражателей. К основным целям проводимых экспериментов относится обеспечение радаром требуемых характеристик

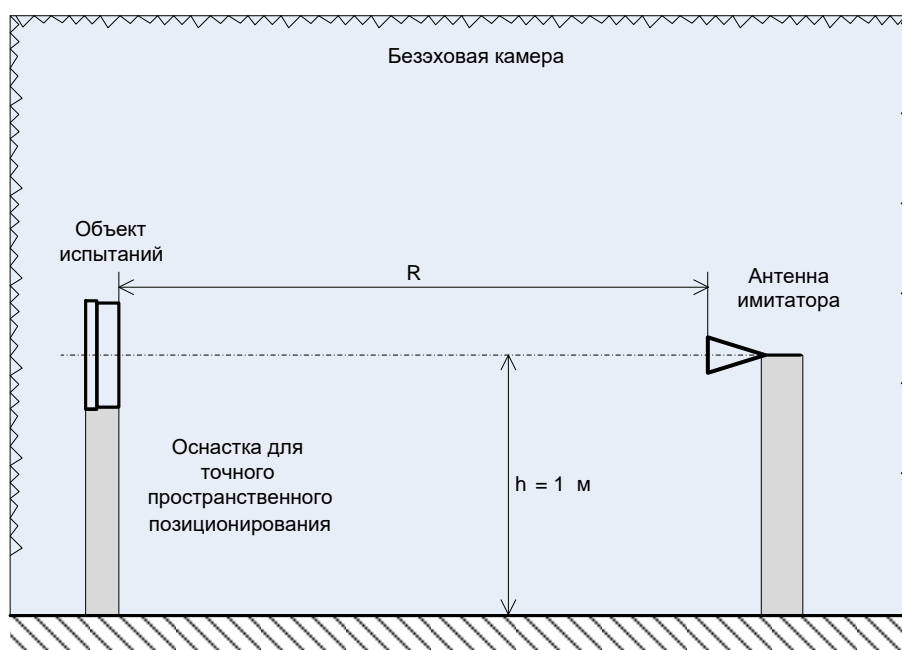
обнаружения, среди которых можно выделить углы обзора по вертикали и горизонтали, дальности обнаружения целей, а также характеристик излучения (получение лучей ДН с заданными ширинами и УБЛ).

### 3.7.1 Измерение угла обзора по горизонтали и вертикали

Измерение угла обзора в режимах дальнего и ближнего действия проводилось в безэховой камере с использованием АИЦ, как составной части стенда функционального контроля.

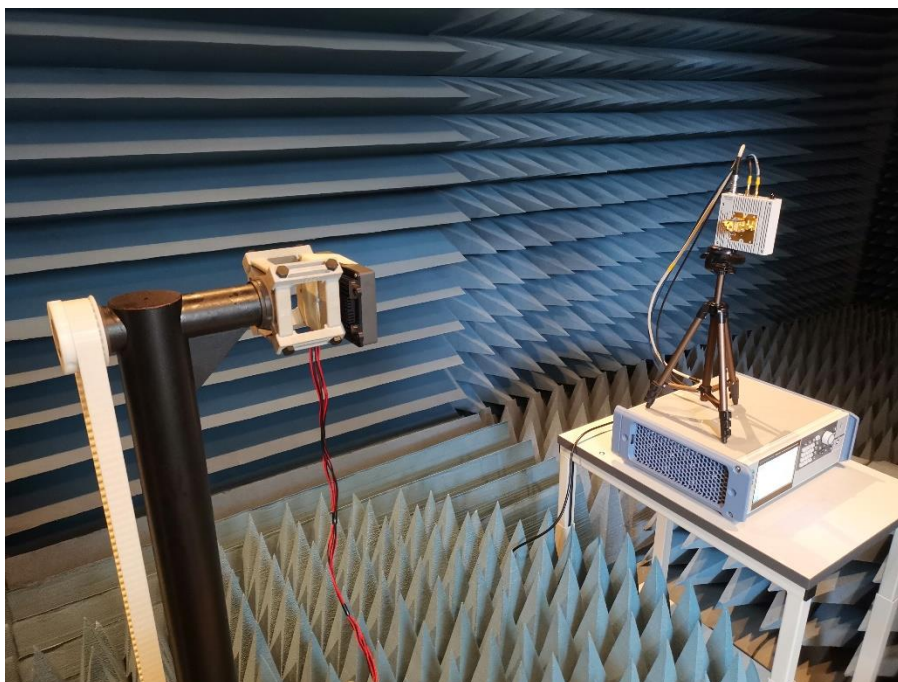
Согласно предъявляемым требованиям, заданный сектор обзора в обеих плоскостях должен обеспечиваться на дальностях 20 м (в режиме ближнего действия) и 180 м (в режиме дальнего действия). Измерения проводились на дальности 30 м при имитации цели с ЭПР равной  $10 \text{ м}^2$ .

Схема расположения радара в безэховой камере и фотография эксперимента представлены на рисунке 3.37.



(a)





(б)

Рисунок 3.37. Схема размещения объекта испытаний в безэховой камере при использовании измерительной антенны (а) и фотография эксперимента (б)

Прототип и измерительная антенна располагаются на расстоянии  $R = 0,8$  м друг от друга таким образом, чтобы передняя грань крышки ОИ и антенна АИЦ были направлены друг на друга, и их геометрические центры располагались на одной горизонтальной оси. Передняя грань крышки ОИ при этом должна находиться в вертикальном положении, что соответствует нулевому углу места. Структура установки для измерения угла обзора по вертикали имеет тот же самый вид, за исключением ориентации в пространстве ОИ, который размещается в горизонтальном положении.

После задания в АИЦ ЭПР имитируемой цели и дальности до нее, поворотное устройство БЭК устанавливается в такое положение, при котором нормаль к передней грани крышки радара повернута относительно оси, соединяющей геометрические центры ОИ и антенны АИЦ, на заранее заданные углы. Значения данных углов для обоих режимов работы радара приведены в таблице 3.1.

Как результат, в окне программы индикации контроля, разработанной также на базе кафедры «ИРС», наблюдалась отметка обнаруженной цели (рисунок 3.38). Также значение измеренной дальности до цели отличается от заданного в таблице значения на величину, не превышающую 0.5 м.

Таблица 3.1 Углы между радаром и антенной АИЦ

№ проверки	Режим работы	Азимут, градус	Дальность до цели, м	ЭПР цели, м <sup>2</sup>
1		-6	180	10
2		+6	180	10
3		-45	30	10
4		+45	30	10

Значения азимута обнаруженной цели, в свою очередь, также мало отличаются от заданных в таблице значений. Расхождение составило порядка 0.6°.

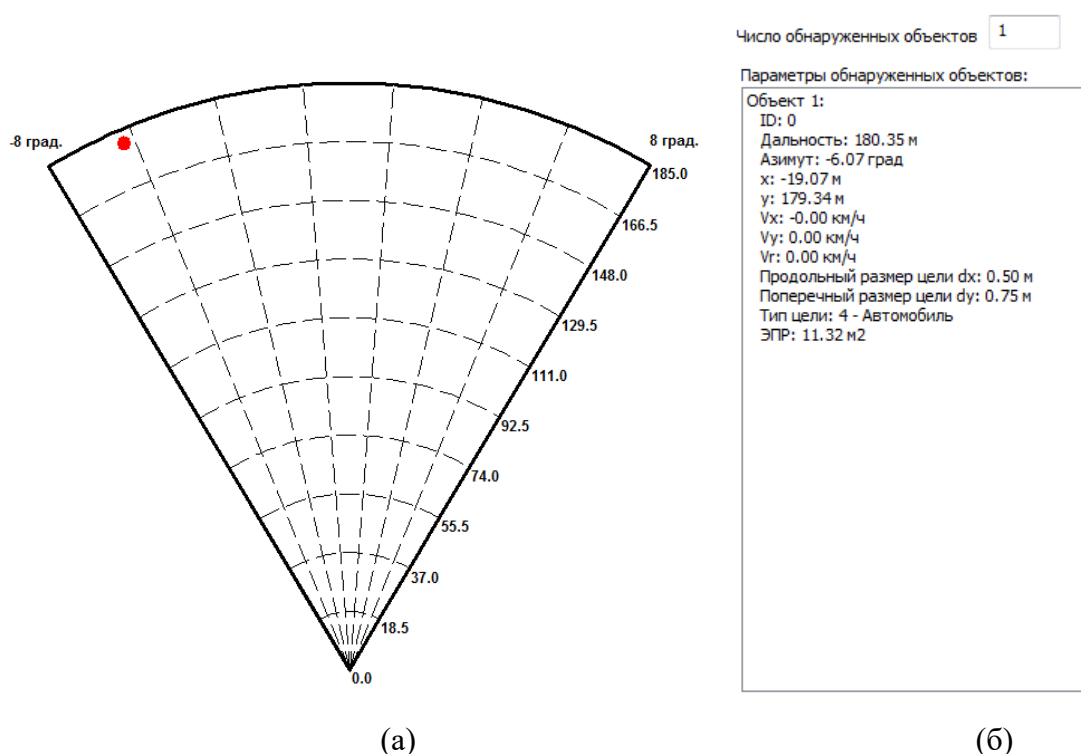


Рисунок 3.38. Обнаружение цели на индикаторе программного имитатора

Таким образом, с учетом разработанной АР и системы ЦОС автомобильный радар обеспечивает угол обзора в азимутальной плоскости от -6° до +6° в режиме дальнего действия и от -45° до +45° в режиме ближнего действия.

### 3.7.2 Измерение максимальной дальности обнаружения целей

Проверка максимальной дальности обнаружения объектов в режимах ближнего и дальнего действия, как и в случае определения сектора обзора, производилось в безэховой камере при помощи АИЦ. Поворотное устройство БЭК устанавливалось в положение, при котором нормаль к передней грани крышки ОИ была повернута относительно оси, соединяющей геометрические центры ОИ и антенны АИЦ, на заданный угол. Расстояние между ОИ и антенной  $R = 0,8$  м. В целом структура установки эксперимента аналогична рассмотренному случаю измерения угла обзора. Задавая на АИЦ дальности и ЭПР целей,

соответствующие различным типам объектов, получены результаты, приведенные в таблице 3.2

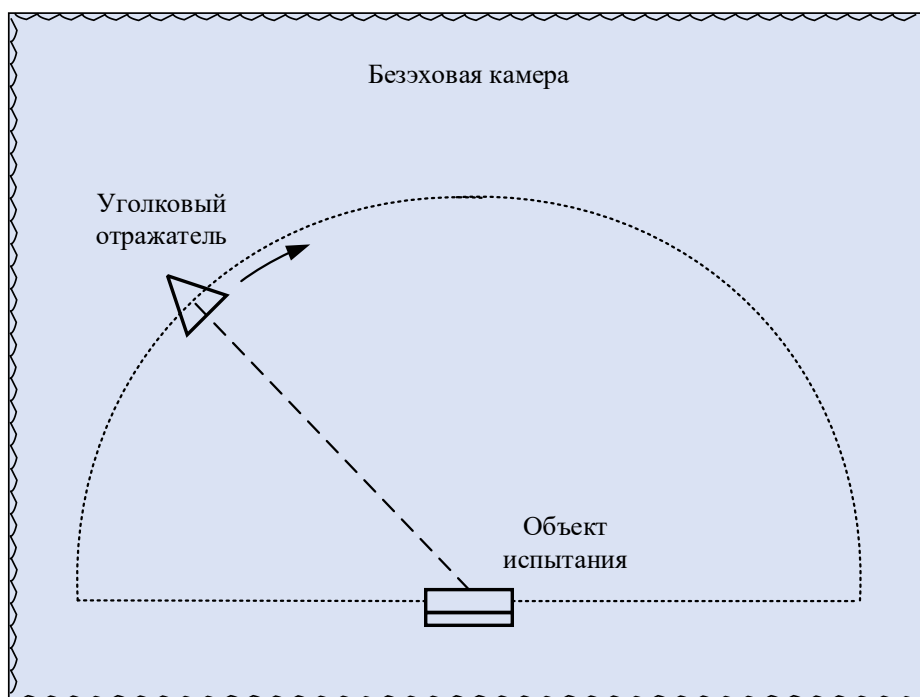
Таблица 3.2 Дальность обнаружения объектов

№ проверки	Режим работы	Тип цели	Азимут, градус	Параметры цели	
				Дальность, м	ЭПР цели, м <sup>2</sup>
1		Автомобиль	0	180	10,0
2		Мотоциклист	0	100	3,0
3		Велосипедист	0	70	1,0
4		Пешеход	0	50	0,2
5		Автомобиль	20	35	10,0
6		Мотоциклист	-20	25	3,0
7		Велосипедист	-20	20	1,0
8		Пешеход	20	15	0,2

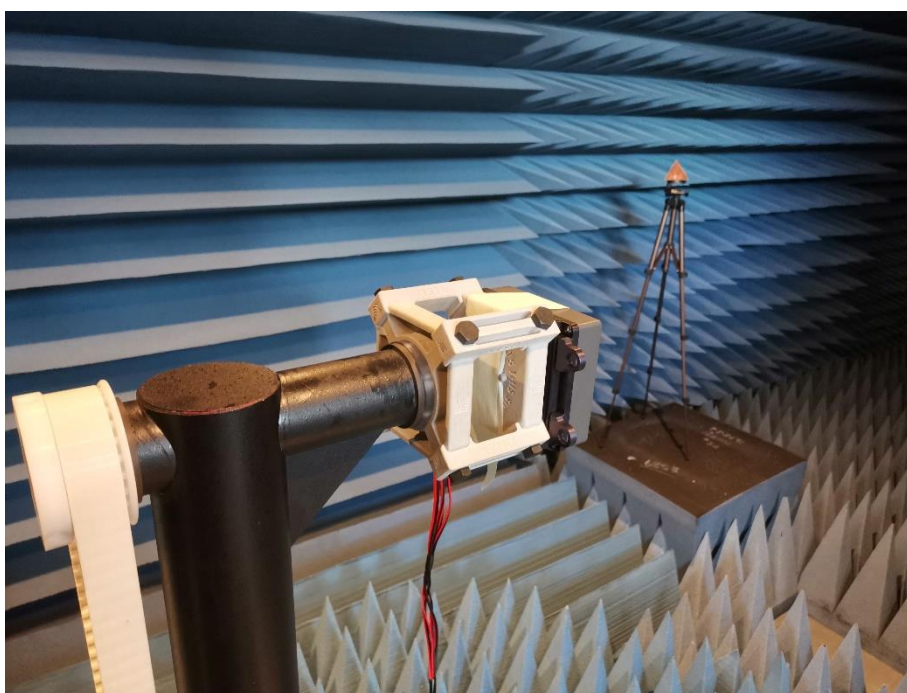
Значения измеренных дальностей отличаются от заданных значений на величину, не превышающую 1,5 м. Результаты отображения на индикаторе отметок, соответствующих разным типам целей, представлены на рисунке.

### 3.7.3 Измерение ДН в режимах работы дальнего и ближнего действия

Оценка ДН антенны в горизонтальной плоскости в обоих режимах работы производилась в безэховой камере путем соответствующего позиционирования ОИ и УО. При использовании АИЦ физическое расстояние между ОИ и УО  $R = 0,8$  м. УО имеет ЭПР равную  $0,2$  м<sup>2</sup>, что соответствует пешеходу. Схема расположения ОИ и УО относительно друг друга и фотография эксперимента представлены на рисунке 3.39.



(а)



(б)

Рисунок 3.39. Схема размещения объекта испытаний и УО в безэховой камере

(а) и фотография эксперимента (б)

Измерения производились путем перемещения УО относительно ОИ по дуге заданного радиуса. Изначальное УО ставился в направлении  $+90^\circ$  относительно оси, соединяющей геометрические центры объекта исследования и УО. С шагом  $1^\circ$  снимались значения амплитуды, соответствующей отклику сигнала в конкретном направлении пространства. Крайним положением служило направление  $-90^\circ$ .

Оценка ДН в вертикальной плоскости производилась аналогичным образом при повороте радара на  $90^\circ$  вокруг оси, соединяющей геометрические центры его передней крышки и УО, боковой стороной вверх в соответствии с рисунком 3.40.

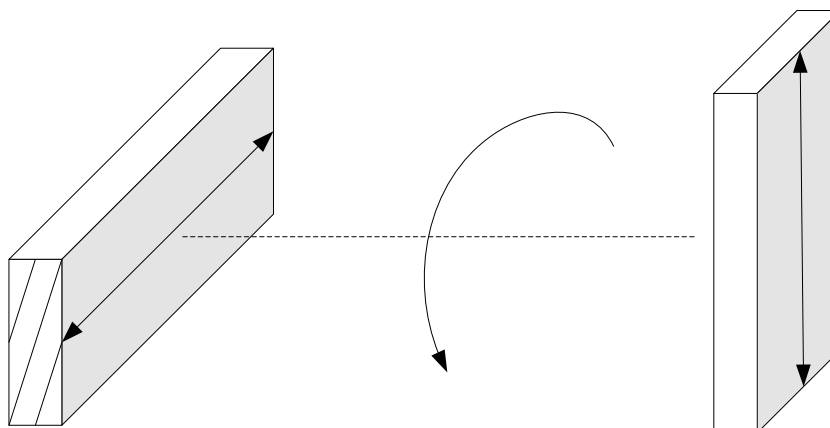


Рисунок 3.40. Поворот объекта испытаний на 90 градусов

По результатам исследования с помощью программы Matlab выполнено построение ДН ОИ в режиме ближнего и дальнего действия. Данные ДН изображены на рисунках 3.41-3.45. Также на основе полученных экспериментальных данных произведена оценка основных параметров ДН антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях в режимах дальнего и ближнего действия: ширина луча ДН, направление максимума ДН, относительный УБЛ ДН. Результаты оценки этих параметров для каждого вида ДН приведены в таблицах 3.3-3.5. Также в представленных таблицах указаны значения параметров ДН антенны, полученные по результатам моделирования.

Таблица 3.3 Результаты оценки параметров ДН антенны

Вид ДН	Оценка ширины луча ДН, град.		Отклонение, град.
	По результатам экспериментальной проверки	по результатам моделирования	
в горизонтальной плоскости в режиме дальнего действия	6	6	0
в горизонтальной плоскости в режиме ближнего действия			
луч 1	14	15	1
луч 2	14	15	1
в вертикальной плоскости в режиме дальнего действия	4	5	1
в вертикальной плоскости в режиме ближнего действия	4	5	1

Таблица 3.4 Результаты оценки параметров ДН антенны

Вид ДН	Оценка направление максимума ДН, град.		Отклонение, град.
	по результатам экспериментальной проверки	по результатам моделирования	
в горизонтальной плоскости в режиме дальнего действия	0	0	0
в горизонтальной плоскости в режиме ближнего действия			
луч 1	30	30	0
луч 2	-30	-30	0
в вертикальной плоскости в режиме дальнего действия	0	0	0
в вертикальной плоскости в режиме ближнего действия	0	0	0

Таблица 3.5 Результаты оценки параметров ДН антенны

Вид ДН	Оценка относительного уровня боковых лепестков ДН, дБ		Отклонение, дБ
	по результатам экспериментальной проверки	по результатам моделирования	
в горизонтальной плоскости в режиме дальнего действия	-26,6	-28	1,4
в горизонтальной плоскости в режиме ближнего действия			
луч 1	-12,64	-13	0,36
луч 2	-12,73	-13	0,27
в вертикальной плоскости в режиме дальнего действия	-17,3	-20	2,7
в вертикальной плоскости в режиме ближнего действия	-16,7	-20	3,3

На основе анализа значений оценок параметров ДН, приведенных в таблицах 1-3 проведено сравнение результатов, полученных экспериментальным путем, с результатами моделирования. Результаты сравнения в виде абсолютной величины разности значений занесены в столбец «Отклонение» в таблицах 3.3-3.5.

Из представленных таблиц видно, что отклонение результатов экспериментального исследования ширины луча ДН и направления максимума ДН от результатов моделирования составляет не более  $2^\circ$ .

Отклонение результатов экспериментального исследования относительного УБЛ ДН от результатов моделирования составило не более 4 дБ.

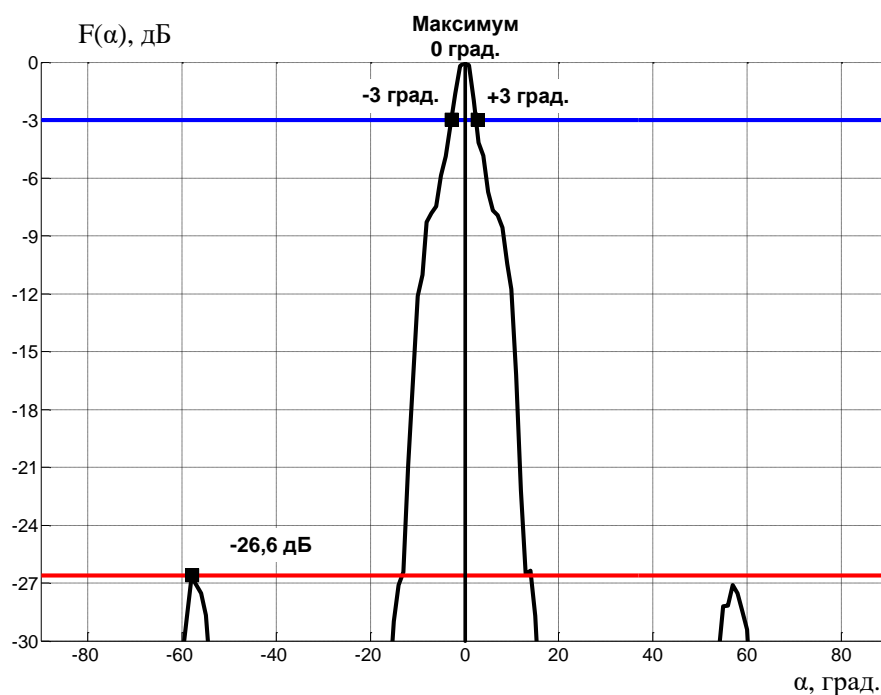


Рисунок 3.41. Оценка параметров ДН антенны в горизонтальной плоскости в режиме дальнего действия

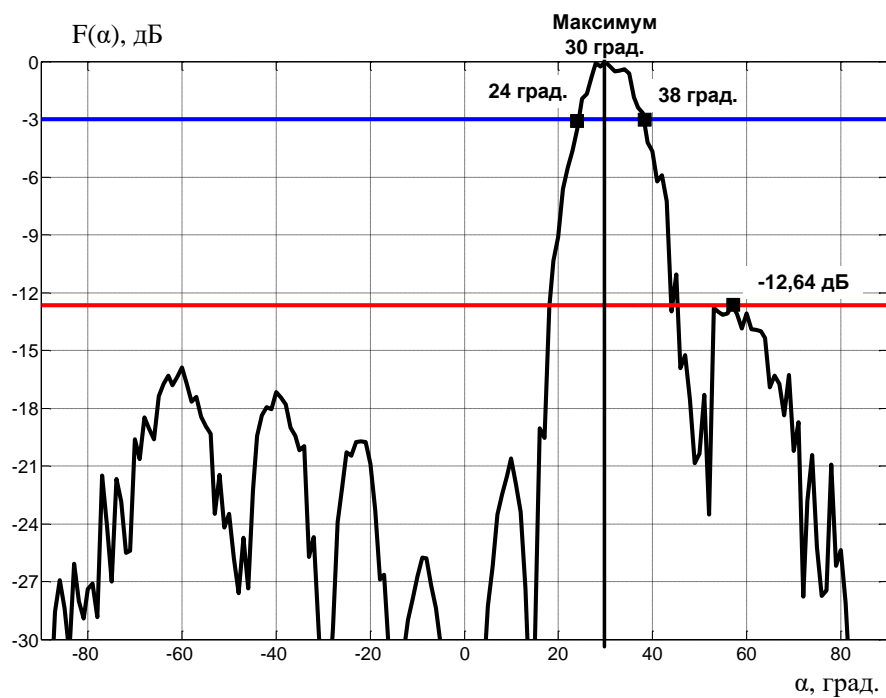


Рисунок 3.42. Оценка параметров ДН антенны (луч 1) в горизонтальной плоскости в режиме ближнего действия

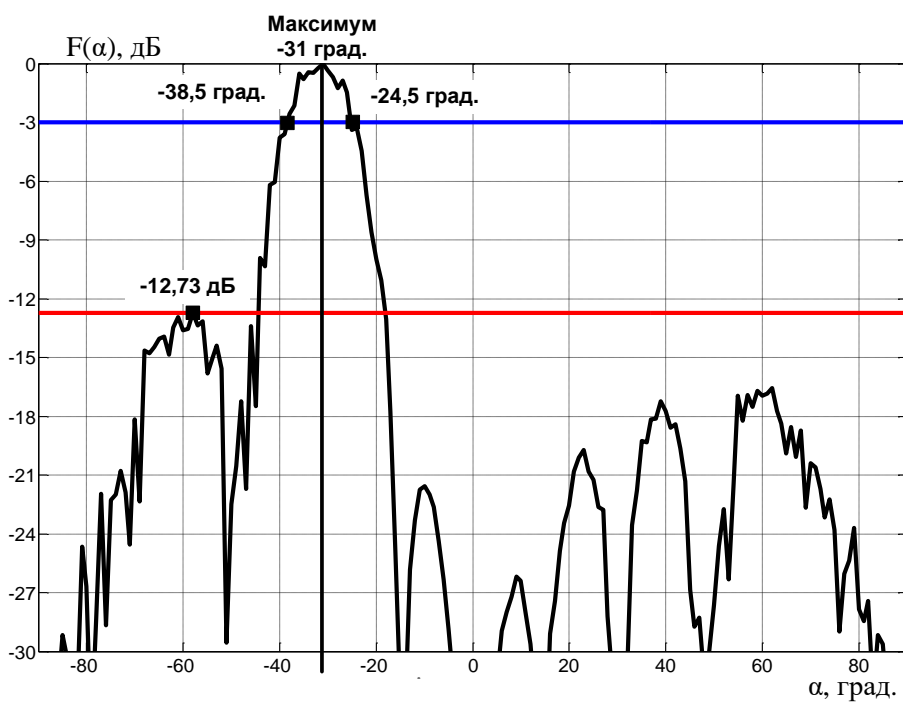


Рисунок 3.43. Оценка параметров ДН антенны (луч 2) в горизонтальной плоскости в режиме ближнего действия



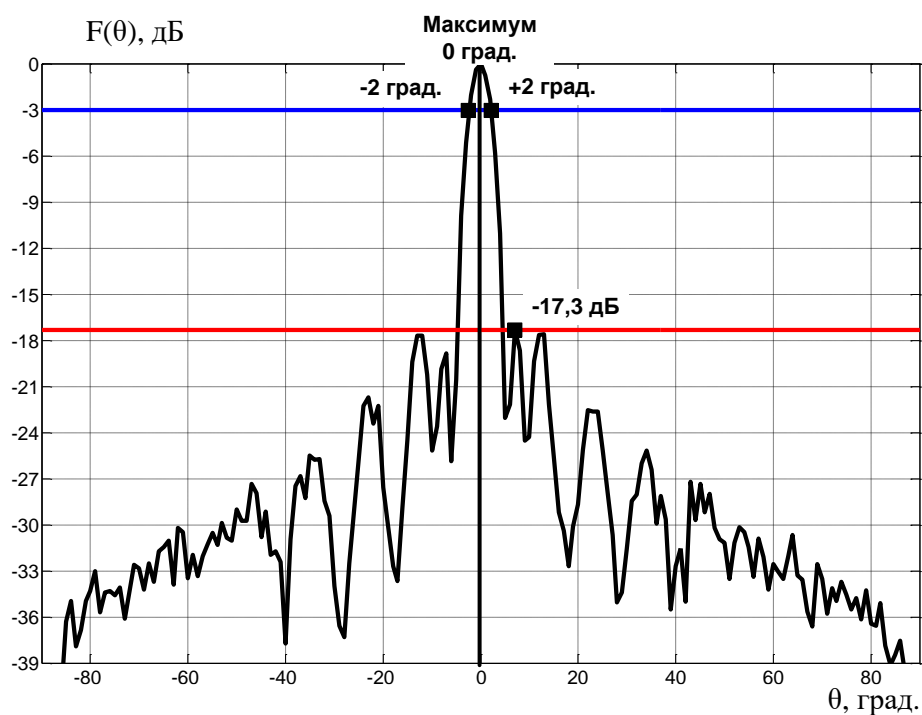


Рисунок 3.44. Оценка параметров результирующей ДН антенны в вертикальной плоскости в режиме дальнего действия

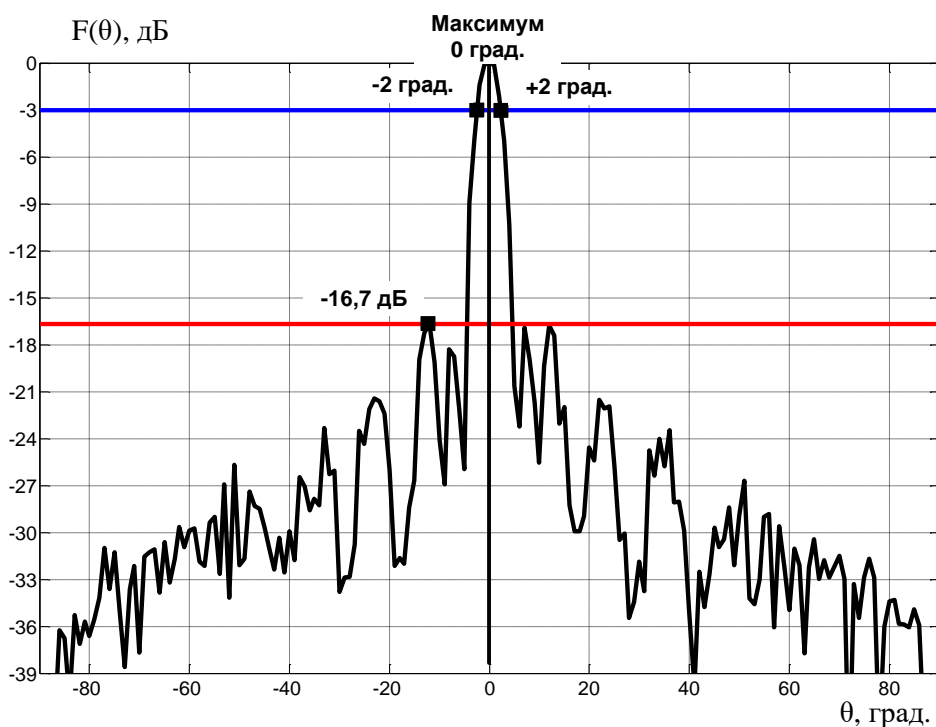


Рисунок 3.45. Оценка параметров результирующей ДН антенны в вертикальной плоскости в режиме ближнего действия

В режиме дальнего действия радара перекрытие всей зоны обнаружения обеспечивается 7 лучами. Результаты измерения в безэховой камере результирующей ДН ОИ представлены на рисунке 3.46.

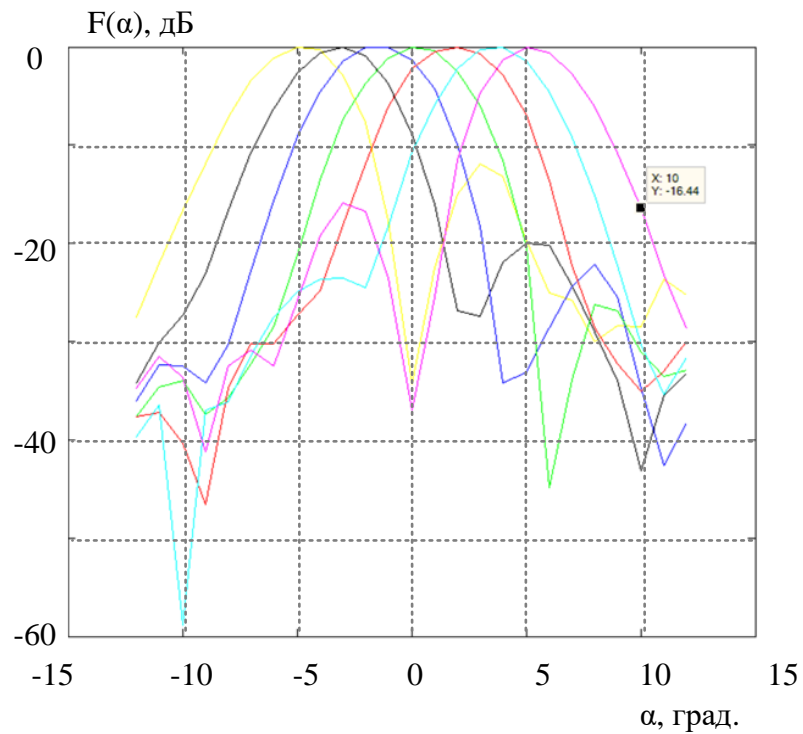


Рисунок 3.46. Лучи ДН радара в горизонтальной плоскости в режиме дальнего действия

Из последнего рисунка видно, что ширина центрального луча порядка  $6^\circ$  при УБЛ минус 27 дБ. Крайние лучи при отклонении от нормали становятся чуть шире и боковой максимум достигает уровня минус 12 дБ. Данный результат допустим, поскольку крайние лучи используются лишь для построения дискриминационной характеристики и вычисления угловых координат целей моноимпульсным методом.

## **4 Способы построения AP радарных систем, осуществляющих контроль движения на стратегических объектах, и для малой авиации**

Как отмечалось, в настоящее время весьма остро встает вопрос об обеспечении повышения безопасности не только на автотранспортных средствах, но и на железнодорожных переездах. В значительной степени данная необходимость вызвана полным отсутствием систем, осуществляющих обнаружение различных препятствий в области переезда и информирования о потенциальной опасности бригады машинистов приближающего поезда. Также особо важной задачей является оборудование малой авиации и беспилотных ЛА радарными системами, обеспечивающими обнаружение различного рода объектов на пути следования и при посадке ЛА в условиях ограниченной видимости. Опыт использования подобных устройств ведущими производителями в данных областях показывает заметное сокращение количества происшествий различной тяжести, что определяет актуальность и необходимость разработки аналогичных систем и скорейшего их внедрения. В связи с этим, основываясь на отмеченных особенностях антенн автомобильного радара в данной работе рассмотрены антенные системы для радара, входящего в комплекс интеллектуальной системы безопасности железнодорожного переезда, а также радара для ЛА и беспилотников.

### **4.1 Архитектура AP радара контроля движения на ж/д переезде**

Особенностями предъявляемых требований к радарам при обнаружении целей на стратегических объектах, являются также широкий сектор обзора (до  $90^\circ$ ) и, в то же время, высокая точность определения координат. Последнее требование предполагает относительно высокое разрешение по угловым координатам (несколько градусов). Использование готовых решений в виде автомобильных радаров для построения подобных систем недопустимо в первую очередь из-за недостаточно высоких требований к функциональной надежности. При этом, форма и размер контролируемой зоны, а также способ ее разделения на элементы разрешения сильно отличаются от случая автомобильного радара. Одним из ключевых компонентов радара, определяющих конфигурацию зоны обнаружения, является AP, интегрированная в высоконадежный приемопередающий модуль, в связи с чем встает задача разработки соответствующей антенной системы.

Стратегическим объектом, требующим наличия системы контроля, может выступать ж/д переезд, который является источником повышенной опасности как для поездов, так и транспортных средств, пересекающих его. Ежегодно в России на железнодорожных переездах происходит несколько сотен дорожно-транспортных происшествий, десятки людей погибают. Для обеспечения безопасности движения на ж/д переездах могут применяться автоматические системы, предупреждающие приближающийся поезд о местонахождении объекта на переезде. Таким объектом может быть, например, автомобиль, остановившийся на путях из-за неисправности. К системам обнаружения объектов на железнодорожных переездах предъявляются очень жесткие требования. Так, по установленным в России правилам вероятность пропуска объекта размерами не менее  $0,5 \times 0,5 \times 0,5$  м, за временной интервал 2 секунды должна быть не более  $10^{-10}$ . Кроме того, для определения координат объекта в зоне ответственности и разрешения близко стоящих

целей требуется обеспечить уровень разрешающей способности по углу порядка нескольких градусов, что является непростой задачей при проектировании радаров, строго ограниченных в части масса-габаритных показателей и уровня излучаемой мощности.

Для обнаружения объектов на ж/д переезде могут использоваться датчики, работающие в оптическом или радиодиапазоне. К оптическим устройствам относятся видеокамеры и лидары. Главный их недостаток — значительное ухудшение характеристик в условиях недостаточной видимости — при дожде, снегопаде, тумане. Радарная система не имеет данного недостатка и может рассматриваться как всепогодное устройство. В [68] рассмотрена встроенная радарная система, которая включает в себя несколько моностатических радаров и, для повышения надежности обнаружения, просветные радары [14], которые имеют относительно низкие характеристики в отношении разрешения и точности, но обеспечивают высокую надежность обнаружения.

Для работы радара ближнего действия, к которым можно отнести ж/д радар, возможно использование частот, соответствующих длинам волн от дециметрового до миллиметрового диапазона. В дециметровом и сантиметровом диапазонах удобно использовать частоты вблизи 2.4 ГГц и 5 ГГц, которые соответствуют Wi-Fi диапазону. В соответствии с планом радиочастот РФ в этих диапазонах выделяются полосы частот для работы систем ближней радиосвязи, которые не влияют на работу других систем, а потому не требуют специальной сертификации. С точки зрения величины ЭПР целей, ожидаемых на ж/д переезде, эти диапазоны также подходят, так как отношение размера цели  $L_{ц}$  к длине волны  $\lambda$  оказывается много больше единицы ( $\frac{L_{ц}}{\lambda} \gg 1$ ). Одним из недостатков радаров, работающих в данных диапазонах, является относительно большой размер антенн, обеспечивающих необходимую ширину диаграммы направленности (ДН). Например, при формировании ДН с шириной луча  $5^\circ$  с использованием AP 5 ГГц размер апертуры должен быть более 60 см, что не всегда приемлемо для размещения в условиях инфраструктуры переезда. В диапазонах Wi-Fi для систем ближнего действия выделена относительно узкая полоса частот (не более 150 МГц в диапазоне 5 ГГц), что ограничивает возможности по разрешению целей по дальности. Кроме того, скорость транспортных средств, которые необходимо обнаружить на ж/д переезде, обычно невелика. При этом важным требованием к системе является высокая надежность при различении транспортных средств, движущихся через переезд, и совершивших на нем вынужденную остановку. Опасной ситуацией по требованиям к радарам на ж/д переезде считается ложное решение о том, что объект движется со скоростью не менее 2 км/ч, в то время как он полностью остановился. С точки зрения повышения разрешения по радиальным скоростям выгодно использовать диапазоны с меньшей длиной волны.

Среди субмиллиметрового и миллиметрового диапазонов следует выделить диапазоны 24.05...24.25 ГГц и 76...77 ГГц, которые широко используются для построения автомобильных радаров в системах ADAS [6, 12, 15, 69] и системах контроля дорожного движения. На данный момент существуют подобные решения по использованию миллиметровых радаров для обнаружения объектов на железнодорожных переездах [70, 71]. Стоит отметить, что радары в диапазоне 77 ГГц, обладающие явными преимуществами по разрешающей способности, более чувствительны к погодным условиям [72]. С учетом всего вышеизложенного проектирование радарной системы, осуществляющей контроль ж/д переезда, произведено в частотном диапазоне 24 ГГц.

В выбранном диапазоне частот существующие приемопередающие модули характеризуются малым количеством каналов, приходящихся на каждый модуль. Следует

отметить, что широкий сектор обзора исключает уменьшение числа каналов путем объединения отдельных элементов АР в подрешетки, так как такой подход приводит к возникновению интерференционных максимумов [73, 74], подавление которых является отдельной технической задачей [73–75]. В свою очередь, появление данных максимумов приводит к неоднозначности измерения углов.

В [42] рассмотрен метод построения АР, основанный на разделении как приемной, так и передающей АР на подрешетки. В частности, предлагается уменьшать ширину лучей за счет увеличения приемной апертуры, состоящей из подрешеток. Для обеспечения подавления интерференционных максимумов предлагается формировать на передачу поочередно лучи, направления которых смещены относительно друг друга на шаг, определяющий сектор однозначного измерения угла. Основным недостатком этого метода являются большие размеры антенны из-за того, что угловое разрешение определяется только апертурой приемника. В этом случае требуется наличие нескольких передатчиков с АР, имеющими секторные ДН. С другой стороны, обеспечивается более высокий КУ, чем в радаре со всенаправленным передатчиком.

Другой подход состоит в применении ММО технологии, которая может привести к снижению аппаратных затрат [70, 71, 76, 77] при увеличении вычислительной сложности. Как известно, при использовании ММО один из его компонентов – передающий или приемный – является разреженным [41, 76, 77]. В связи этим, одним из недостатков ММО технологии являются потери энергии [78], которые связаны с тем, что эффективная апертура ММО решетки заведомо меньше, чем апертура классической заполненной АР при том же уровне разрешения по угловым координатам. Эффективная площадь разреженной решетки уменьшается в число раз, соответствующее отношению расстояния между фазовыми центрами элементов к половине длины волны. Еще одним ограничивающим фактором для реализации ММО решетки является упомянутая выше особенность приёмопередатчиков диапазона 24 ГГц, связанная с малым количеством каналов на модуль, что требует их взаимной фазовой синхронизации через внешние цепи, что, в свою очередь, является сложной задачей.

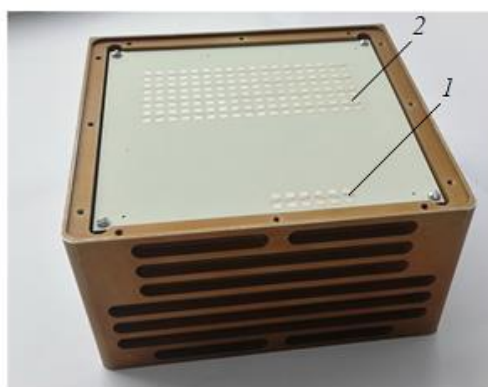
В данном случае, для достижения оптимального сочетания эффективности в энергетическом плане и разрешения, элементы передающей и приемной антенн целесообразно располагать таким образом, чтобы либо приемные, либо передающие излучатели находились на краях апертуры решетки. При наличии передающих каналов по краям и приемных каналов в центре именно апертура передающей, сильно разреженной, решетки определяет разрешение, так как апертура такой антенны максимальна.

В системе контроля движения на ж/д переезде нет необходимости реализовывать режим работы в дальней зоне, так как дальность обнаружения ограничена размером зоны ответственности (около 50 м). При этом режим работы в ближней зоне должен быть оптимизирован по разрешающей способности и точности измерения угловой координаты.

Для изучения особенностей работы FMCW радара диапазона 24 ГГц и возможности его использования в условиях переезда, сотрудниками кафедры «ИРС» НГТУ в кооперации с АО НПП "Салют" разработан и изготовлен прототип на базе цифровой АР [79]. Для повышения надежности обнаружения объектов, приближающихся к зоне переезда, также исследовалась возможность применения просветного радара.

Исследование работы прототипа выполнялось в условиях, когда через переезд двигались объекты с приблизительно известными ЭПР, в том числе автомобили и

пешеходы. На рисунке 4.1 представлена фотография радара и системы, размещенной на ж/д переезде, а также иллюстрация обнаружения объекта (человека).



(а)



(б)

(в)

Рисунок 4.1. Фотография прототипа радара (а), его размещение на ж/д переезде (б) и результат обнаружения человека (в)

При отсутствии на переезде постороннего предмета, детектирование фона (местных объектов) не производится. В тоже время при пересечении границы зоны ответственности реальной целью происходит обнаружение в результате превышения фонового сигнала.

Антенна данного прототипа имеет две передающие подрешетки для работы в секторе  $\pm 45^\circ$  в азимутальной плоскости (рисунок 4.1, а, линия 1), а приемная решетка состоит из тридцати двух приемных каналов, расположенных в четыре линии (рисунок 4.1, а, линия 2). Для одновременной реализации высокого уровня разрешения по угловой координате и сокращения числа приемных каналов соседние элементы АР объединены в подрешетки. Такое решение имеет существенный недостаток, заключающийся в возникновении интерференционных максимумов ДН приемника. Частично эти максимумы подавляются ДН передатчика. Другая проблема заключается в том, что при отклонении луча от нормали к плоскости антенны происходит увеличение УБЛ и расширение результирующего луча ДН, как следствие, ухудшение углового разрешения. На рисунке 4.2 представлена описанная выше проблема при формировании луча в направлении  $45^\circ$  (кривая 1 – ДН передатчика; 2 – приемника). Достигнутая при исследовании прототипа разрешающая способность оказывается недостаточной при решении ряда задач, например, для оценивания контура объекта, позволяющего судить о положении объекта и его габаритах.

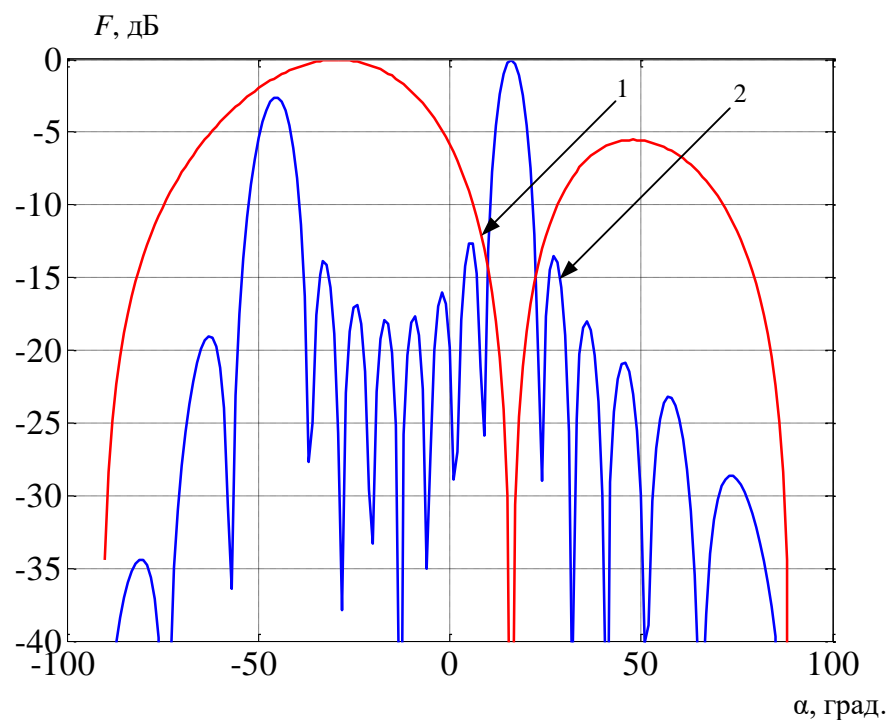


Рисунок 4.2. Результат электродинамического моделирования передающей (1) и приемной (2) антенн прототипа

В качестве альтернативного подхода, позволяющего повысить угловое разрешение в азимутальной плоскости, исследован вариант с размещением каналов передачи на краях физической апертуры и формированием двух наборов узких передающих ортогональных лучей. В этом случае, элементы передатчика размещаются на расстоянии друг от друга, примерно равном длине приемной решетке или более (рисунок 4.3).

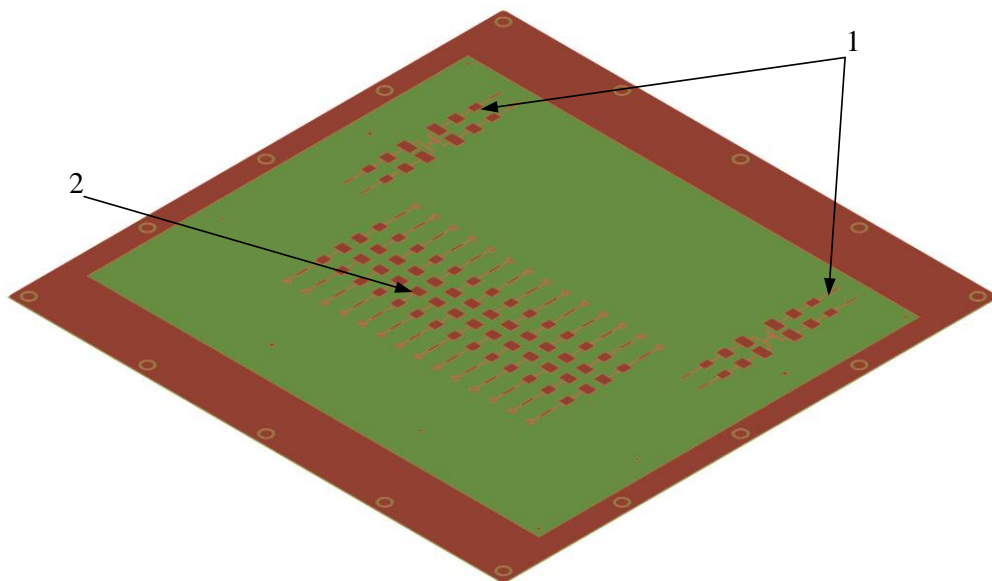


Рисунок 4.3. Модель AP отражательного ж/д радара: 1-передающая антенна, 2-приемная антенна

Разнесение элементов антенны на расстояние, кратно превышающее длину волны, приводит к возникновению интерференционных максимумов и нулей в ДН передатчика. При этом облучение узких секторов зоны ответственности радара в направлениях, соответствующих нулям ДН, не производится либо существенно уменьшается на величину порядка минус 20 дБ относительно максимума. Ширина нулей в ДН передатчика и их количество зависит только от расстояния между передающими элементами активной передающей АР. Исходя из ограничения по габаритам устройства, расстояние между передающими элементами выбрано равным  $9.5 \lambda$ . Непрерывное покрытие зоны обнаружения радара обеспечивается переключением во времени между синфазным и противофазным запитыванием излучающих элементов передающей АР. Для этого не требуется наличие фазовращателей и когерентных передатчиков. Синфазность и противофазность запитывания элементов передающей решетки при наличии двух независимых передатчиков может быть обеспечена только лишь за счет топологии волноводных линий. Очень важным моментом является отказ от интегральных или дискретных управляемых фазовращателей, которые неизбежно вносят ошибки по фазе в пределах нескольких градусов. Такие фазовые ошибки приводят прежде всего к искажению нулей ДН и вследствие этого к уменьшению коэффициента направленного действия передающей антенны, смещению нулей и максимумов диаграммы. В отсутствие фазовращателей нули ДН определяются только геометрией антенны и симметричностью линий, соединяющих антенну с соответствующим каналом микросхемы. Геометрия антенны фиксирована, а симметрия линий может быть реализована без каких-либо трудностей. Таким образом, ДН передатчика с глубокими и переключаемыми нулями и максимумами является весьма стабильной и слабо подверженной влиянию возмущающих факторов. На рисунке 4.4 показаны две ДН передающей АР при синфазном (кривая 1) и противофазном (кривая 2) запитывании.

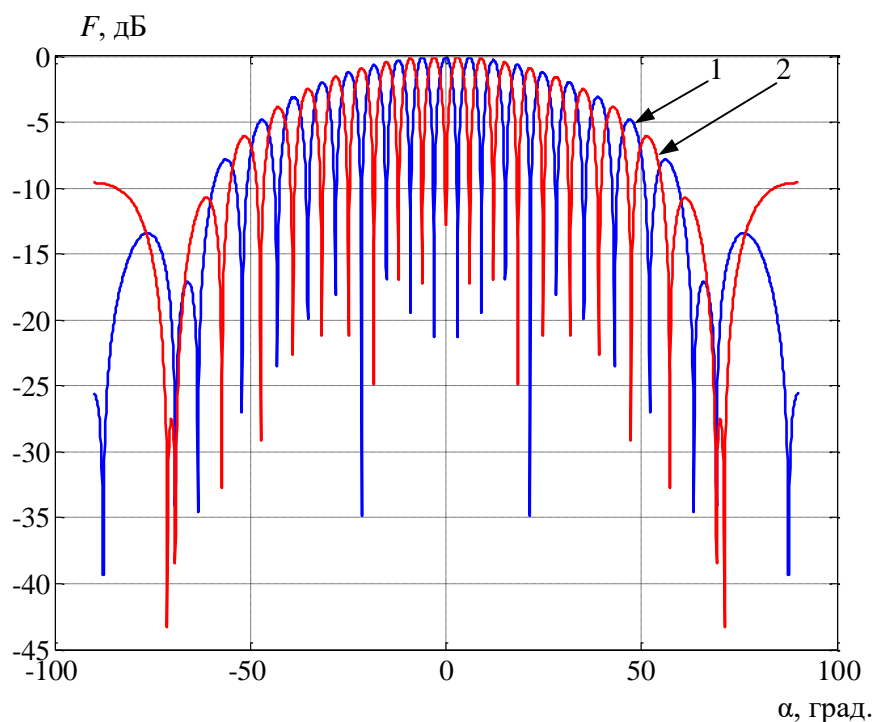


Рисунок 4.4. ДН передающей АР при синфазном (1) и противофазном (2) запитывании элементов антенны



Такой подход к построению алгоритма работы передатчика в определенном смысле эквивалентен принципу работы ММО-радаров, но реализуется на передающих устройствах, не имеющих между собой когерентных связей. Важной особенностью предлагаемого способа формирования ДН передатчика является тот факт, что два формируемых набора лучей являются ортогональными, то есть максимумы одного набора попадают строго на нули второго набора и наоборот. Ширина одного луча передатчика при таком способе формирования составляет от  $4^\circ$  до  $6^\circ$  в зависимости от направления. Чем сильнее отклонен луч от нормали к плоскости решетки, тем больше его ширина.

Исследование ДН передающей антенны производилось с помощью электромагнитного моделирования. Ввиду обозначенных ранее достоинств, все структурные элементы антенны построены на базе отрезков микрополосковой линии передачи. При моделировании учитывались реальные размеры антенной системы, материалы и конструкция, включающая защитную крышку из ABS-пластика толщиной 1.5 мм. Использовался метод конечных элементов (Finite Element Method – FEM) как наиболее точный и обеспечивающий достоверный результат. Патч-антенны согласованы на центральную частоту рабочего диапазона и имеют линейную (вертикальную) поляризацию поля. Полученная в результате моделирования оценка ДН передающей АР представлена на рисунке 4.5.

Здесь также, как и в случае теоретических ДН (рисунок 4.4) цифрами 1 и 2 обозначены синфазный и противофазный режимы возбуждения соответственно. Ширина одного луча полученной ДН передатчика составляет  $4^\circ$ , что полностью совпадает с результатами расчета. К отличиям полученного результата от расчетного можно отнести не строгую ортогональность лучей, формируемых в синфазном и противофазном режимах, что вызвано влиянием защитной крышки и влиянием фазовращателя в виде отрезка микрополосковой линии длиной  $\lambda/2$ . Возникшее смещение лучей составляет не более  $1^\circ$  и не оказывает заметного влияния на работу радара.

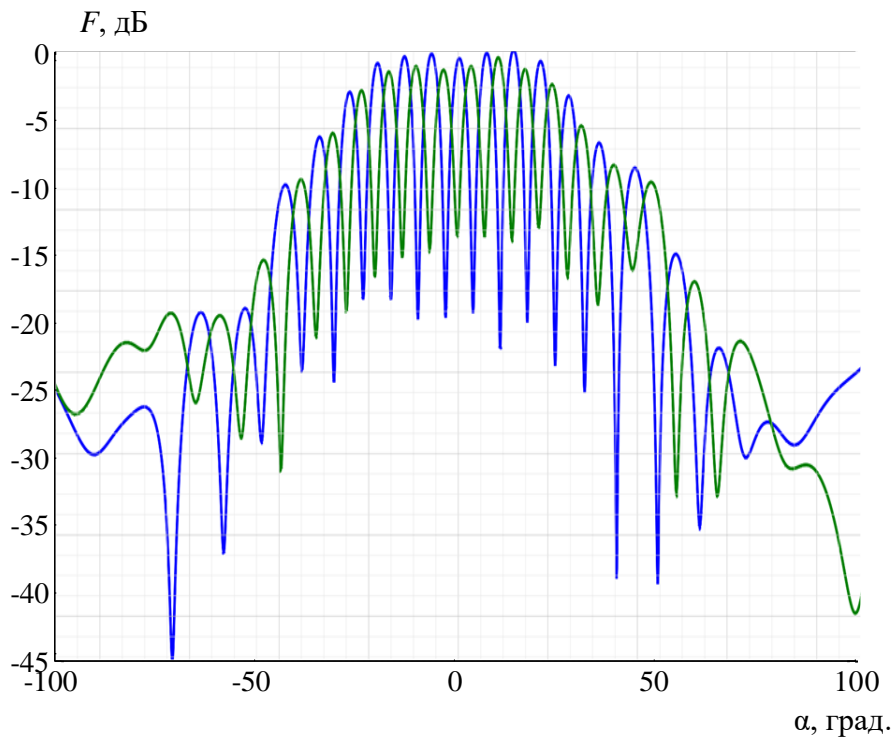


Рисунок 4.5. Результат моделирования топологии передающей AP при синфазном (1) и противофазном (2) запитывании элементов антенны

Стоит отметить, что существуют определенные ограничения, накладываемые на максимальное и минимальное расстояния между элементами AP, зависящие от угла обзора радара. Минимальное расстояние ограничивается физическими размерами элемента решетки. Например, для [80] антенн это расстояние составляет  $0.47\lambda$ . Кроме того, максимальный шаг решетки  $d_{\max}$  зависит от максимального угла сканирования  $\theta_{\max}$ . В случае отклонения на максимальный угол  $\theta_{\max} = 60^\circ$ , допустимое расстояние  $d_{\max}$  между элементами AP составляет 0.53 длины волны. Данное значение может быть получено из выражения [80]:

$$d_{\max} \leq \lambda / [1 + \sin(\theta_{\max})]. \quad (4.1)$$

В связи с тем, что сектор обзора радара составляет  $\pm 45^\circ$  по азимуту, расстояние между элементами приемной AP выбрано равным  $0.53\lambda$  в воздухе на центральной рабочей частоте. Оптимизация проводилась по УБЛ и результирующей ширине луча радара. Расстояние более  $0.53\lambda$  приводит к завышению УБЛ ДН при отклонениях лучей более чем на  $40^\circ$ , а значит и к ухудшению ОСШ по мощности в лучах, особенно в крайних. Меньшее расстояние между элементами решетки уменьшает линейный размер апертуры, что приводит к расширению основных лучей ДН.

На основе математического анализа модели приемной антенны радара, оптимальным решением является построение столбца AP из 6 элементов, каждый из которых представляет собой патч антенну. Для исследований использовался метод математического моделирования с учетом реальных КУ ДН приемных и передающих элементов антенны. В процессе моделирования оптимизации подвергались параметры, которые сведены в таблицу 4.1. Кроме того, в топологию приемной решетки добавлены столбцы по краям, которые не

подключаются к приемным каналам и служат для обеспечения формирования симметричной ДН приемной антенны.

Таблица 4.1 Параметры антенны

Параметр	Оптимальное значение
Количество элементов в приемной ФАР	12 эл.
Расстояние между элементами	0,53 $\lambda$ эквидистантно
Расстояние между фазовыми центрами элементов передающей АР	9,5 $\lambda$
Результирующий УБЛ в лучах	Не хуже минус 13 дБ
Ширина луча	4-6°

На рисунке 4.6 показана структурная передающей части АР, выполненная на двух некогерентных интегральных модулях СВЧ. Многослойная печатная плата приемопередающего модуля с антенной выполняется отдельным конструктивным элементом. С одной из внешних сторон СВЧ платы располагаются только АР, с противоположной внешней стороны – вся топология СВЧ линий приемников, передатчиков и сопутствующих систем.

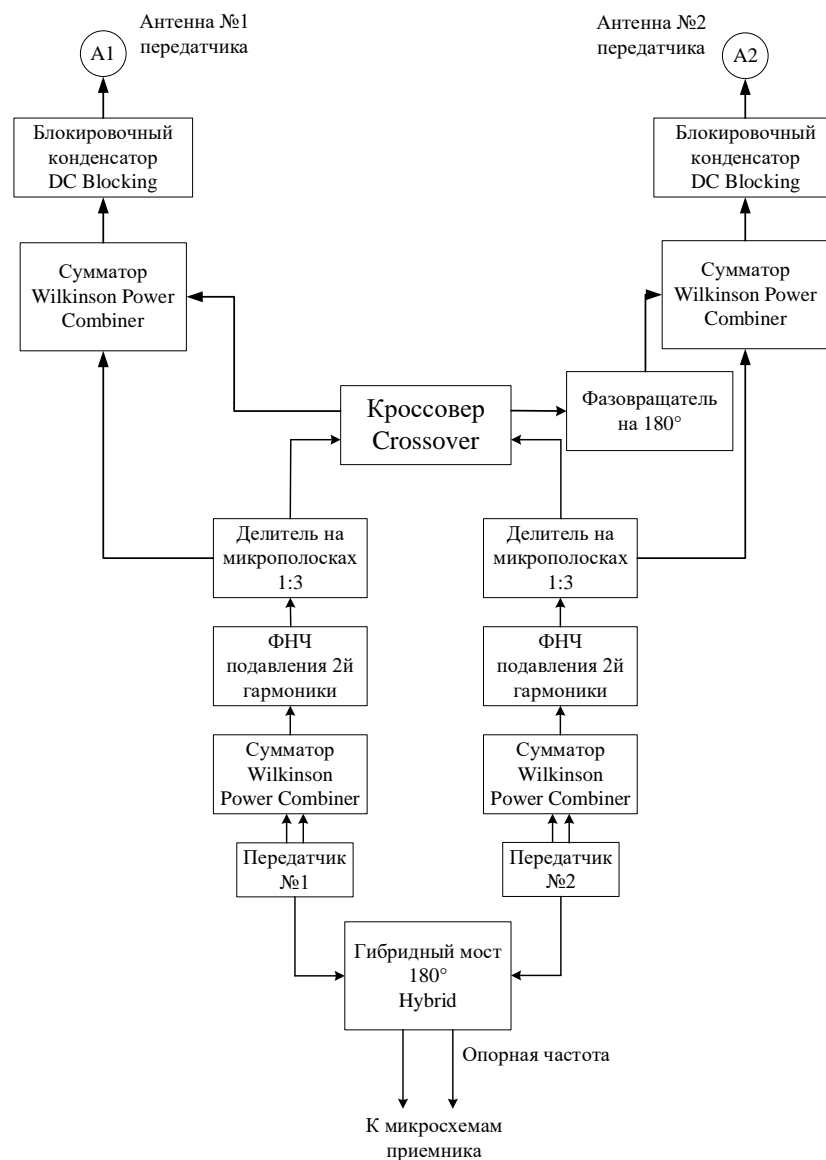


Рисунок 4.6. Структура передающей части радара для обеспечения безопасности на ж/д переездах

Структура СВЧ части передатчика радара, как можно видеть из рисунка 4.6, полностью симметрична за исключением одного фазовращателя, построенного на микрополосковой линии передачи. Фазовращатель представляет собой линию длиной  $\lambda/2$ , в которой набег фазы составляет  $180^\circ$  на центральной частоте, относительно такой же не удлиненной линии. За счет данного решения реализуется два режима работы передатчика: синфазный и противофазный и, как следствие формирование набора узких ортогональных лучей, в широком секторе обзора. Трансформация балансного сигнала передатчика в небалансный осуществляется при помощи  $180^\circ$ -градусных гибридных мостов (180-Hybrid), либо кольцевых мостов (Rat-race Couplers) или сумматоров мощности Вилкинсона (Wilkinson Power Combiner/Splitter) [34]. Именно последний вариант реализован в рассматриваемой структуре. Неравномерный делитель мощности представляет собой Т-образный делитель, реализованный на микрополосковых линиях (T-Junction Divider). Кроссовер выполняется с несколькими перемычками (от 3 до 5) для обеспечения широкополосного согласования.

Для уменьшения УБЛ ДН приемной АР применяются широко известные методы компенсации боковых лепестков [32, 81, 82] с использованием разности амплитуд основного и компенсационного луча. ДН компенсационного канала может формироваться по различным алгоритмам. Одним из возможных подходов является разделение всей АР на две одинаковые подрешетки. Простейшим способом реализации алгоритма подавления УБЛ является получение суммарной и разностной ДН и далее вычитание по модулю разностной ДН из суммарной. Суммарный сигнал основного канала получается некогерентным сложением амплитуд с двух подрешеток. Главной особенностью компенсационного луча является формирование нуля в направлении главного максимума ДН основного канала и высокая степень корреляции формы боковых лепестков с ДН основного луча. Разностный сигнал компенсационного канала получается за счет поворота фазы комплексных коэффициентов одной из подрешеток на  $180^\circ$ . Тем самым формируется "острый" ноль в ДН компенсационного канала на основном направлении, и при вычитании боковые лепестки в значительной степени подавляются в то время, как основной луч сохраняет свое значение КУ.

При построении ДН суммирование сигналов по каналам приемника производится в цифровом виде в блоке пространственной обработки. Разделение приемной АР на две равных части необходимо для формирования корреляции формы боковых лепестков в основном и компенсационном каналах. Такой подход приводит к расширению основного луча приемной ДН по сравнению с шириной луча для всей апертуры, но вместе с компенсацией УБЛ происходит сужение основного лепестка приблизительно в два раза. Применение алгоритма компенсации позволяет использовать преимущества вычитания УБЛ при сохранении ширины основного луча приемной ДН.

Комплексная огибающая принимаемого сигнала с направления, соответствующего углу  $\varphi$ , для элемента антенны с номером  $n$  может быть представлена в виде:

$$x_n = \exp[j2\pi d(n-1)\sin\varphi/\lambda], n = 1 \div N \quad (4.2)$$

где  $N$  – число элементов в приемной АР. Здесь фаза сигнала для первого элемента принята равной нулю.

Величина сигнала  $y$  в основном луче на выходе блока пространственной обработки определяется следующим выражением:

$$y = |\mathbf{W}_1^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}_1(\varphi)| + |\mathbf{W}_2^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}_2(\varphi)|, \quad (4.3)$$

где  $\mathbf{W}_1^H(\varphi) = \mathbf{W}_2^H(\varphi)$  – комплексно-сопряженный вектор весовых коэффициентов для каждой подрешетки основного луча;  $\mathbf{x}_1(\varphi)$  и  $\mathbf{x}_2(\varphi)$  – комплексные вектора подрешеток с компонентами (4.2).

Величина сигнала  $y_k$  компенсационного луча на выходе блока пространственной обработки определяется выражением:

$$y_k = |\mathbf{C}^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}(\varphi)|, \quad (4.4)$$

где  $\mathbf{C}^H(\varphi)$  – комплексно-сопряженный вектор весовых коэффициентов компенсационного луча.

Элементы  $W_{1n}$  и  $W_{2n}$  векторов весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_1(\varphi)$  и  $\mathbf{W}_2(\varphi)$  основного луча вычисляются как:

$$\begin{cases} W_{1n} = \exp[j2\pi d(n-1) \sin \varphi / \lambda], 1 \leq n \leq 6; \\ W_{2n} = \exp[j2\pi d(n-1) \sin \varphi / \lambda], 7 < n \leq 12; \end{cases} \quad (4.5)$$

Элементы  $C_n$  вектора весовых коэффициентов  $C(\varphi)$  компенсационного луча вычисляется следующим образом:

$$\begin{cases} C_n = \exp[j2\pi d(n-1) \sin \varphi / \lambda], 1 \leq n \leq 6; \\ C_n = -\exp[j2\pi d(n-1) \sin \varphi / \lambda], 7 < n \leq 12; \end{cases} \quad (4.6)$$

Уменьшение УБЛ приемной АР осуществляется в соответствии с выражением:

$$s(t) = |y(t) - y_k(t)|. \quad (4.7)$$

На рисунке 4.7 показан результат математического моделирования множителя приемной антенны основного (кривая 1) и компенсационного (кривая 2) каналов. Достаточно точное совпадение ДН достигается за счет использования разделения пополам АР приемника для формирования основного и компенсационного каналов. ДН компенсационного канала повторяет форму боковых лепестков главного луча, что после вычитания амплитуд дает разность, близкую к нулю.

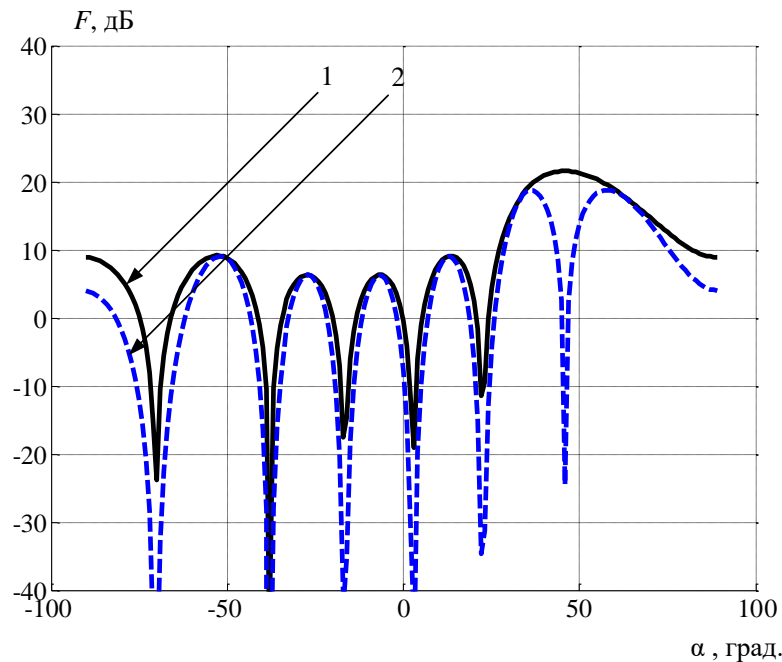


Рисунок 4.7. Множитель приемной АР с максимумом, сформированным в направлении  $+47.5^\circ$ : основной канал (1) и соответствующий ему компенсационный канал (2)

Представляет интерес рассмотрение двух смежных приемных лучей с учетом ДН синфазного и противофазного периодов работы передающей АР. Смежные лучи, сформированные приемной АР с учетом идеальной ДН передающей АР в направлении  $+47.5^\circ$  и  $+43.2^\circ$ , показаны на рисунке 4.8.

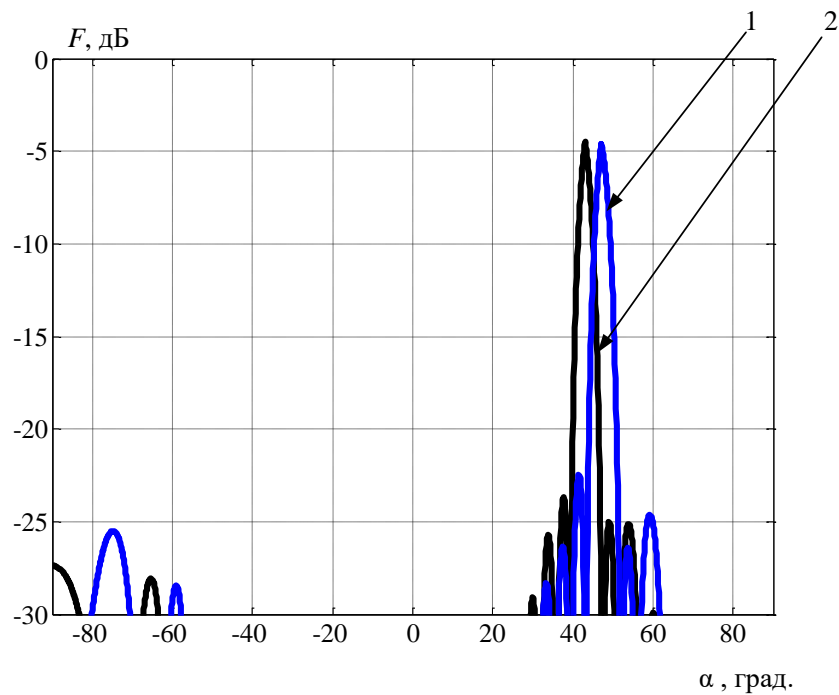


Рисунок 4.8. ДН двух соседних лучей с максимумами в направлениях  $+47.5^\circ$  (1) и  $+43.2^\circ$  (2) с учетом ДН идеальной передающей АР с использованием компенсационного канала

Как было отмечено, УБЛ принимает максимальное значение при больших отклонениях луча ДН приемника. В связи с этим, исследовано влияние компенсационного луча на примере отклонения в направлении  $+47.5^\circ$ , которое относится к крайнему лучу для сектора обзора  $\pm 45^\circ$ .

УБЛ луча при приеме отраженных сигналов от объектов без использования компенсационного канала около  $-7$  дБ (кривая 1), а УБЛ луча с использованием компенсационного канала составляет  $-19$  дБ (кривая 2). Данные результаты представлены на рисунке 4.9. Таким образом, использование компенсационного канала приводит к существенному снижению УБЛ. Вместе с уменьшением УБЛ использование компенсационного канала дает сужение основного лепестка в лучах ДН приемника.

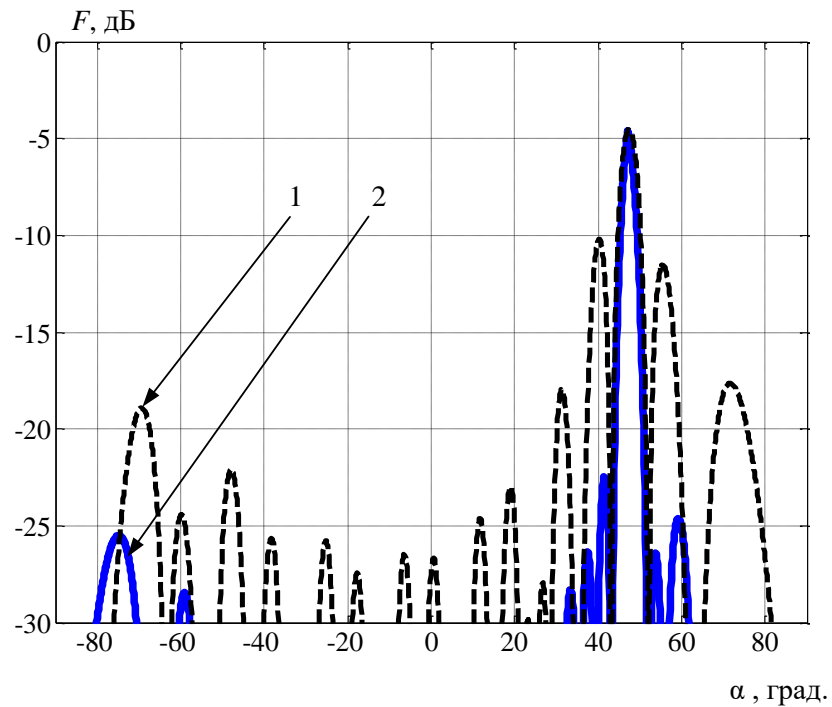


Рисунок 4.9. ДН для крайнего луча с максимумом в направлении  $+47.5^\circ$  без использования компенсационного канала (1) и с учетом применения компенсационного канала (2) при идеальной ДН передающей АР

Также исследовались характеристики остальных лучей. В частности, на рисунке 4.10 показаны результирующие ДН трех лучей (в направлении на  $0^\circ$ ;  $+25^\circ$ ;  $+45.7^\circ$ , кривые 1, 2, 3 соответственно) с учетом характеристик направленности передающей и приемной АР и вычитанием компенсационного канала. Как видно из рисунка 4.10, УБЛ в лучах сильно зависит от направления, но не превышает уровень минус 20 дБ.



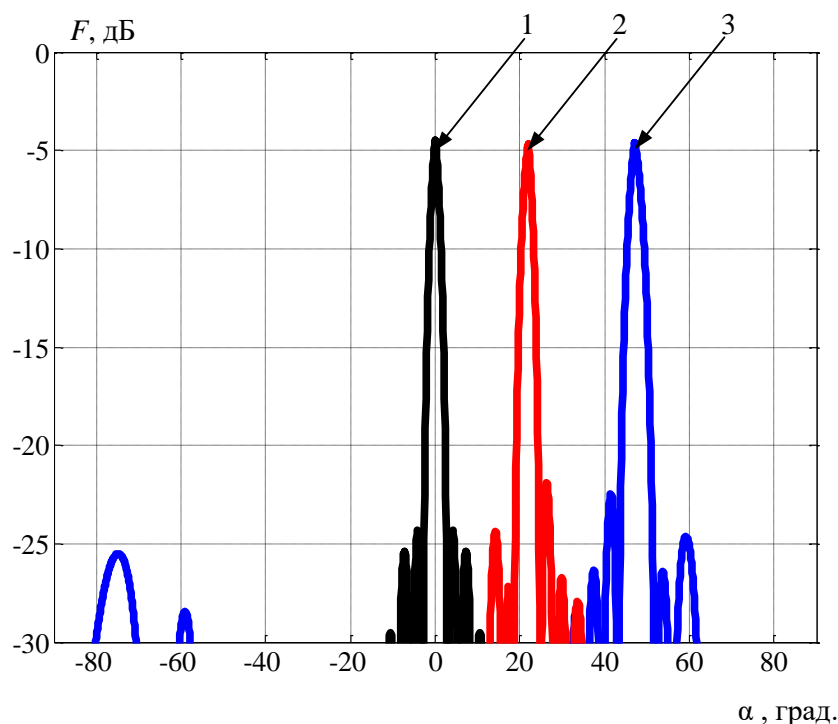


Рисунок 4.10. Результирующие ДН центрального (1) и двух боковых лучей (2 и 3) радара с использованием соответствующих компенсационных каналов и реальной ДН передающей АР

Таким образом, получено, что предложенная методика обеспечивает улучшение углового разрешения при отсутствии требований к когерентности широко разнесенных каналов передачи. За счет работы передатчика в синфазном и дифференциальном режимах, устойчивость формирования луча обеспечивается только геометрической симметрией питающих микрополосковых линий в отличие от традиционного ММО-подхода, когда требуется строгая когерентность ортогональных каналов. Также достигнут результат, показывающий, что результирующая ширина луча АР может быть уменьшена в несколько раз по сравнению с шириной луча приемной решетки за счет использования двух всенаправленных передающих антенн, выполненных в виде передающих столбцов, расположенных по краям апертуры. При этом рассмотренная антенна имеет значительно более низкий УБЛ ДН по сравнению с традиционной. Такой подход практически аналогичен методике ММО, но без каких-либо требований когерентности к каналам передачи.

## 4.2 Исследование параметров и возможности использования просветного радара на ж/д переезде

Несмотря на ряд достоинств отражательных радаров в целом и для контроля движения на ж/д переезде, они не лишены недостатков. В частности, основным недостатком данного типа радаров является сильная зависимость эффективности обнаружения от отражательной способности обнаруживаемых объектов. ЭПР зависит от материала, из которого сделан объект, а также от формы объекта. Существует два пути

повышения эффективности обнаружения объектов с низкими значениями ЭПР – увеличение излучаемой мощности и увеличение коэффициента усиления передающей и/или приемной антенны. Увеличение излучаемой мощности и коэффициента усиления передающей антенны приводит к увеличению эквивалентной изотропной излучаемой мощности. Для всех типов гражданских РЛС данный уровень ограничен требованиями стандартов. Например, для обработки радаров в диапазоне 24 Гц он должен составлять не более 20 дБм [83]. Увеличение коэффициента усиления антенны достигается за счет увеличения ее размеров, что также является ограничивающим фактором.

При этом ЭПР объектов, которые потенциально могут оказаться в зоне ж/д переезда, может иметь очень малые значения. Например, ЭПР человека зависит от материала одежды, роста и угла обзора и может быть меньше  $0,1 \text{ м}^2$ . Кроме того, помехи, вызванные многолучевым распространением, дополненные наличием различных локальных объектов в зоне железной дороги, а также подстилающей поверхностью, приводят к усложнению условий обнаружения. Отметим, что местность вокруг ж/д переезда зимой может существенно меняться в зависимости от количества выпавшего снега, который в то же время обладает сильными отражающими свойствами. Таким образом, отражательные радары в сложных погодных условиях, порою не могут обеспечить требуемый уровень безопасности на ж/д переезде.

Эффективность обнаружения малозаметных целей в условиях ж/д переездов может быть значительно повышена при использовании просветного радара. В связи с чем, далее продемонстрированы результаты исследования параметров и характеристик просветного радара и возможности его применения в составе радарной системы, для контроля ж/д переезда.

Для повышения уровня безопасности движения на ж/д переезде совместно с отражательным радаром может использоваться просветный. Просветный радар реализует обнаружение так называемого теневого поля, которое формируется на приемной стороне за счет возмущения падающего поля тенью силуэтом цели [68, 84, 85]. ЭПР цели на просвет определяется только тенью силуэтом (проекцией трехмерной поверхности объекта на плоскость, перпендикулярную линии базы) и не зависит ни от коэффициента отражения материала, ни от формы объекта [68, 84, 85]. Кроме того, при применении просветной технологии, ЭПР цели намного выше, чем в случае использования отражательного радара, когда размер объекта значительно больше длины волны. Как известно, преимущества просветного радара не являются абсолютными. Эти радары имеют ряд принципиальных недостатков:

- относительно узкая зона обнаружения;
- отсутствие прямого измерения расстояния до объекта (только полное расстояние передатчик-цель-приемник);
- низкий уровень пространственного разрешения;
- ограниченность в обнаружении статических объектов.

Платой за увеличение ЭПР является достаточно узкая зона обнаружения. При использовании просветной технологии большая часть энергии рассеянного сигнала концентрируется в узкой области вдоль направления цели и быстро уменьшается с увеличением угла между линией базы и направлением рассеяния (угол дифракции). Отметим, что применение мульти-статической конфигурации радара на просвет позволяет увеличить зону обнаружения объектов [86-88].

С другой стороны, для мониторинга ж/д переезда очень важным аспектом является возможность обнаружения стационарных объектов, размещенных в зоне ответственности радара. В этой зоне наиболее опасной ситуацией является остановка транспортного средства на ж/д путях. Ограничения возможности обнаружения стационарных объектов при использовании просветной технологии связаны с тем, что при расположении объекта в окрестности базы требуется очень широкая полоса сигнала для разрешения рассеянного сигнала от прямого сигнала передатчика. Используя соотношения из [68], можно показать, что при длине базы 50 м для обнаружения неподвижного объекта, находящегося на расстоянии 5 м от линии базы, требуется ширина спектра не менее 250 МГц.

Перейдем к исследованию зоны обнаружения просветного радара при использовании трех полос частот – 900 МГц (дециметровый диапазон частот), 2,4 ГГц и 5 ГГц (сантиметровый диапазон частот). В качестве цели рассматривается куб со сторонами 0,5х0,5х0,5 м. Силуэт кубической тени, используемый в расчетах, представляет собой квадрат размером 0,5х0,5 м. На основе анализа уравнения радиолокации для бистатического радара были получены оценки зоны обнаружения просветного радара для трех заданных частотных диапазонов [68, 84, 85].

На рисунке 4.11, а, б, в представлены результаты расчета. Эти оценки наложены на схематическое представление пересечения четырёхголосной дороги с двумя путями железной дороги. Ж/д переезд оборудован четырьмя моностатическими радарми 24 ГГц (позиция 1) и двумя просветными (позиция 2 —  $T_x$ , позиция 3 —  $R_c$ ).

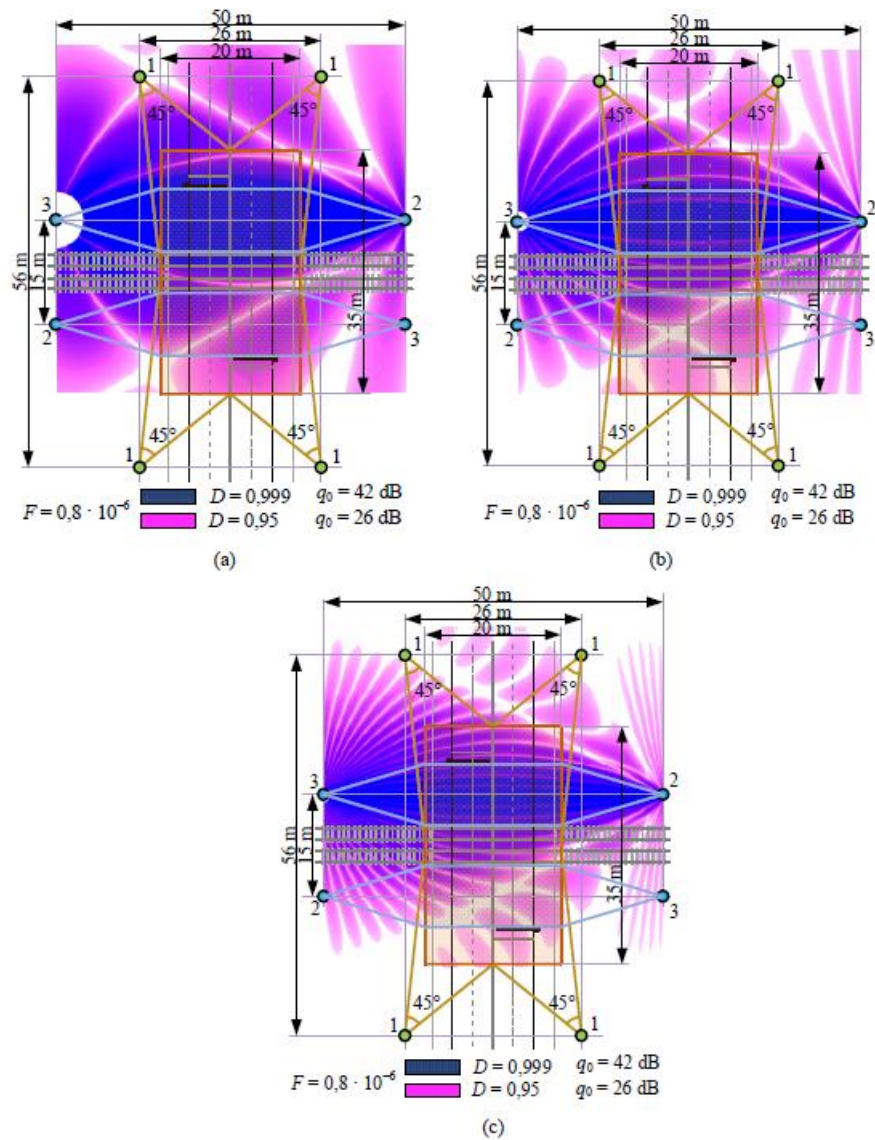


Рисунок 4.11. Зоны обнаружения просветного радара на ж/д переезде: а) несущая частота 915 МГц; б) несущая частота 2400 МГц; в) несущая частота 5000 МГц

Наиболее опасная зона на переезде обозначена на схеме красным прямоугольником. Представленные зоны получены для вероятности ложной тревоги  $F = 10^{-8}$  и двух вероятностей обнаружения:  $D = 0,999$  (пороговое отношение сигнал/шум  $q_0 = 42$  дБ),  $D = 0,95$  (пороговое отношение сигнал/шум  $q_0 = 26$  дБ). Покрытие оценивалось для прямоугольного теневого силуэта размером  $0,5 \times 0,5$  м<sup>2</sup>. Разные цвета соответствуют разным значениям порогового отношения сигнал/шум (синий — 42 дБ, бордовый — 26 дБ). Как видно из рисунка 4.11, для всех рассматриваемых частотных диапазонов использование просветной технологии обеспечивает охват территории вблизи железнодорожного пути и области шлагбаума. Видно, что с учетом второго просветного радара обеспечивается полное симметричное перекрытие обеих сторон ж/д путей.

Использование сантиметрового диапазона волн имеет некоторые преимущества по сравнению с дециметровым диапазоном волн. При тех же размерах антенны в сантиметровом диапазоне ширина луча ДН более чем в два раза меньше, тем самым достигается более высокий уровень разрешающей способности объектов по азимуту и соответствующая точность измерения угла. При работе в диапазоне 2,4 ГГц и принятом

ограничении на размер по горизонтали 60 см, можно построить фазированную антенную решетку, состоящую из 8-10 элементов по горизонтали с шириной луча 10...15 градусов. При работе в диапазоне 5 ГГц ширина луча может быть уменьшена до 5...7 градусов.

При использовании узкополосного (квазигармонического) непрерывного зондирующего сигнала просветный радар измеряет только частотный сдвиг и угол прихода отраженного сигнала. При этом невозможно произвести измерение координат цели за один обзор. Даже для предварительной оценки координат цели необходимо использовать несколько обзоров [89, 90]. В то же время в рамках принятого в РФ радиочастотного плана (близкого к европейским стандартам) в дециметровом диапазоне волн отсутствуют полосы частот необходимой ширины. Более подходящие результаты можно получить в диапазонах вблизи частот 2,4 и 5 ГГц. На рис.2 показаны области суммарно-дальностного разрешения просветного радара. Эти области расположены между эллипсами равных сумм дальностей, полученных для ширины полосы 83 МГц (для диапазона частот 2,4...2,483 ГГц) и ширины полосы 150 МГц (для диапазона частот 5,125...5,275 ГГц). Границы областей разрешения (эллипсы) были получены из условия, что две цели, расположенные на соседних эллипсах, разрешаются по суммарному расстоянию, которое описывается следующим неравенством:

$$l_1 - l_2 > \frac{c}{\Delta F}, \quad (4.8)$$

где  $l_1 = r_1^{(1)} + r_2^{(1)}$ ,  $l_2 = r_1^{(2)} + r_2^{(2)}$  - суммарные расстояния передатчик-цель-приемник для первой и второй целей;  $r_{1(2)}^{(i)}$  - расстояние от цели до передающей (приемной) позиции для  $i$ -ой цели,  $i=1,2$ ;  $\Delta F$  - ширина полосы частот зондирующего сигнала. Отметим, что линия базы представляет собой эллипс, соответствующий прямой задержке сигнала.

Использование полосы 83 МГц позволяет разрешать сигналы, рассеянные неподвижной целью, находящейся на расстоянии 9,9 м от линии базы и более. Использование полосы 150 МГц позволяет разрешать цель на расстоянии 7,1 м и более. Таким образом, при использовании сантиметрового диапазона обеспечивает обнаружение стационарных объектов, удаленных от линии базы, но это расстояние достаточно велико, поскольку, например, продольный размер автомобиля составляет несколько метров.

Классическая схема построения просветного радара предполагает излучение сигнала в направлении приемной позиции, а приемная позиция работает в условиях внешней когерентности [68, 91-93]. Таким образом, в центральной области разрешения, на линии базы (рисунок 4.12), сигнал, рассеянный стационарным объектом, практически не может быть обнаружен, так как не может быть отделен (разрешен) от прямого передаваемого сигнала. Кроме того, мощность сигнала при прямой передаче на 2-3 порядка больше мощности сигнала, рассеянного объектом.

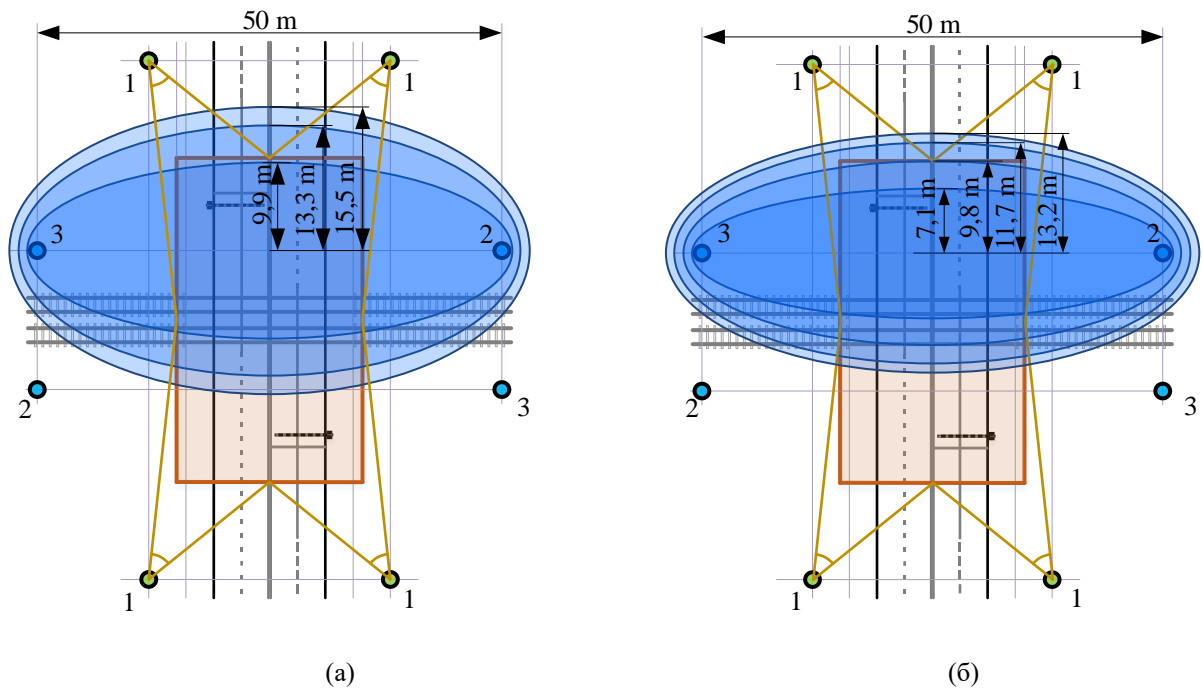


Рисунок 4.12. Элементы разрешения для двух сигнальных спектров с ширинами: а) 83 МГц, б) 150 МГц

Главным ограничивающим фактором использования просветного радара является невозможность обнаружения неподвижных объектов, находящихся на линии базы. Задача обнаружения стационарного объекта в данной области (рисунок 4.12) может быть решена за счет устранения прямого сигнала с передатчика в направлении приемной позиции. Подобного эффекта можно добиться путем формирования нулей ДН передающей и приемной антенн в направлении вдоль линии базы. В тоже время, лучи передающей и приемной антенн могут быть сформированы в направлении центра контролируемой зоны ж/д переезда, как схематично показано на рисунке 4.13.

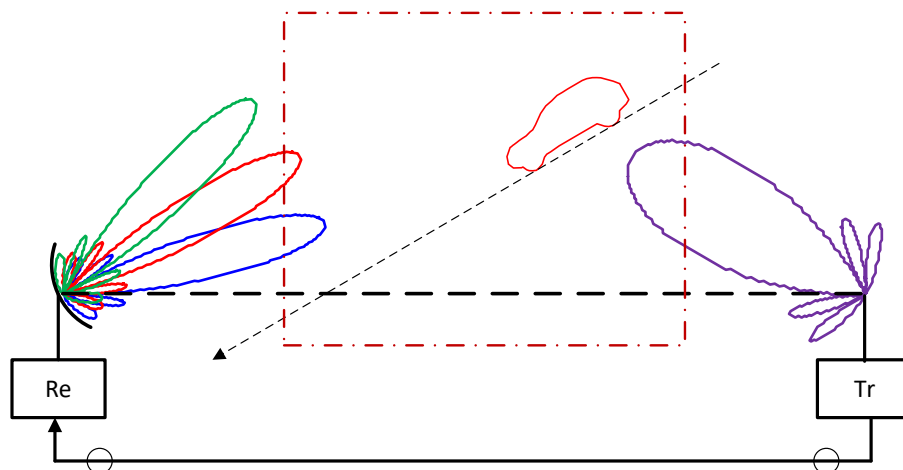


Рисунок 4.13. Схематичное представление зоны обнаружения относительно формируемых лучей приемника и передатчика

В рассматриваемой системе традиционный подход к внешней синхронизации просветного радара (выделение сигнала доплеровских биений с определением амплитуды)

по прямому сигналу недоступен ввиду его подавления. Таким образом, необходимо обеспечить наличие когерентного опорного сигнала на приемной стороне иным путем. Когерентный опорный сигнал может передаваться по коаксиальному кабелю, что вполне приемлемо при рассматриваемых расстояниях между позициями передатчика и приемника. Обнаружение объекта, находящегося на небольшом расстоянии от линии базы, может быть обеспечено при отсутствии прямого сигнала передатчика на приемной стороне. Следует отметить, что в этом случае, если на линии базы находится несколько объектов, их можно разрешить по угловой координате или доплеровскому сдвигу частоты. Однако наиболее важным результатом здесь является факт обнаружения и возможность оценки координат объекта по измерениям суммарной дальности и азимута [94]. Одного обзора (одного такта первичного измерения) достаточно, чтобы обеспечить это измерение.

Для определения границы области просветного эффекта [95] оценим соотношение между двумя физически различимыми составляющими ЭПР одной и той же цели – ЭПР на просвет и классической бистатической ЭПР. Первая определяется теневым силуэтом, а вторая – ВЧ-токами на облучаемой поверхности цели. Оценка произведена для двух типов целей, а именно для куба размером 0,5х0,5х0,5 м и для автомобиля, который заменяется упрощенной моделью параллелограмма размером 4,5×2,0×1,5 м (длина×ширина×высота).

Для корректной оценки пренебрежем высотным профилем цели и примем его прямоугольным. В этом предположении ЭПР на просвет можно приближенно оценить с помощью уравнению [95]:

$$\sigma_{FS} \approx \sigma_{FS,max} \frac{\sin(2\pi L_{Sh} \sin(\alpha_D)/\lambda)}{(2\pi L_{Sh} \sin(\alpha_D)/\lambda)} \quad (4.9)$$

где  $\alpha_D$  – угол дифракции,  $\frac{4\pi S_{Sh}^2}{\lambda^2}$  – максимальное значение ЭПР для  $\alpha_D=0$ ,  $\lambda$  – длина волны,  $L_{Sh}$  – длина теневого силуэта,  $S_{Sh}$  – площадь теневого силуэта.

Верхняя граница бистатической ЭПР находится из предположения, что рассеивающая поверхность цели (именно передняя или задняя поверхность при движении поперек железной дороги) плоская и абсолютно проводящая. Также, имеется ввиду ситуация, когда цель проходит через середину линии базы по нормали к ней. Это обеспечивает равенство углов облучения и наблюдения и максимизирует мощность, рассеиваемую в направлении приемника [17]. Нетрудно показать, что с учетом сделанных допущений бистатическую ЭПР можно рассчитать следующим образом [95]:

$$\sigma_{bist,max} \approx \frac{4\pi S_{front}^2 \sin(\alpha_{tr})}{\lambda^2} \quad (4.10)$$

где  $S_{front}$  – площадь передней (задней) поверхности цели,  $\alpha_{tr}$  – угол между линией базы и линией «передатчик-цель».

Расчеты, проведенные в соответствии с (4.9) и (4.10), показывают, что для рассматриваемых типов целей ЭПР на просвет превышает бистатическую ЭПР для направлений вплоть до 15...20 градусов относительно линии базы. Учитывая, что бистатическая ЭПР сильно зависит от формы поверхности, материала и соотношения направлений на приемник и передатчик, ее значение предсказуемо на порядок ниже. Таким образом, смещение лучей передающей и приемной антенн на 15 градусов относительно линии базы (рисунок 4.13) сохраняет преобладание теневого поля, обеспечиваемого ЭПР на просвет, при обнаружении целей в диапазоне частот 2,4 ГГц.

С точки зрения удовлетворения требуемым характеристикам излучения и простоте изготовления, а также учитывая рабочий диапазон частот, наиболее приемлемым является вариант построения АР отражательного радара на базе отрезков микрополосковой линии передачи. На рисунке 4.14 показан внешний вид передающей и приемной антенн ж/д радара диапазона 2,4 ГГц. Конструкция предлагаемых АР содержит несколько столбцов, каждому из которых соответствует свой канал приема/передачи. В свою очередь каждый столбец состоит из 4 патчей. Луч ДН передающей антенны, направление которого задается структурой микрополосковых линий, облучает пространство в направлении  $20^\circ$  относительно линии базы. Лучи приемной антенны образуются путем цифрового диаграммообразования.

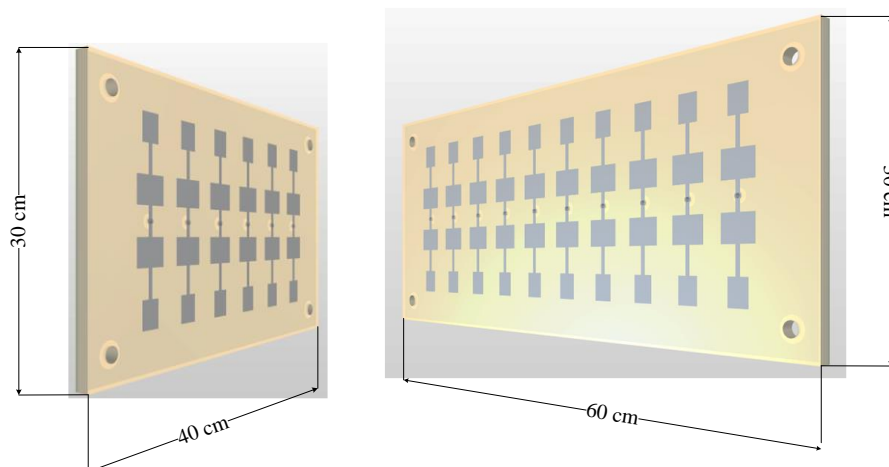


Рисунок 4.14. Вид передающей и приемной АР ж/д радара

На рисунке 4.15 представлены ДН отмеченной передающей (кривая 1) антенны и парциальные лучи приемной (кривые 2-4) антенны. Данные ДН имеют ярко выраженный минимум в направлении линии базы (нулевое направление) и смещены к центру железнодорожного переезда.

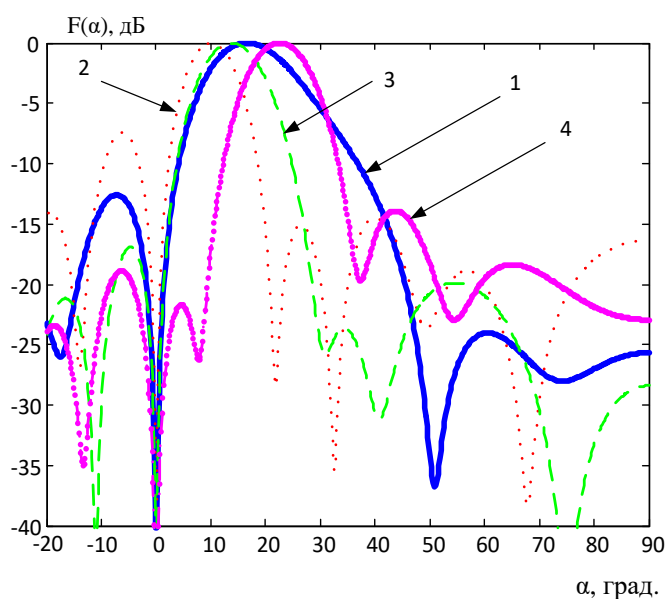


Рисунок 4.15. ДН передающей (1) и приемной антенн (кривые 2-4)



Необходимо несколько слов сказать также о типе и параметрах зондирующего сигнала и общей структуре приемо-передающих позиций.

В качестве зондирующего сигнала достаточно удобно использовать Непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией (CW LFM) достаточно удобно использовать. Непосредственный перевод спектра сигнала на нулевую частоту (гомодинный прием) осуществляется путем умножения принятого сигнала на излучаемый [14, 63]. Цифровая обработка сигналов осуществляется в основной полосе частот.

На рисунке 4.16 представлена совместная функциональная схема аналоговой части передающей и приемной позиций. Непрерывный сигнал с периодической кусочно-линейной частотной модуляцией (CW LFM) генерируется блоком генератора, управляемого напряжением (VCO). Параметры формируемого сигнала (девиация частоты, период перестройки частоты) определяются цифровым блоком управления (DCU). После ограничения полосы сигнала полосовым фильтром BPF1 и усилителя мощности (PA) сигнал поступает на вход согласующей линии передающей антенны. Эхо-сигнал от приемной антенны после малошумящего усилителя (LNA) и полосового фильтра (BPF2) поступает на вход смесителя MX, где перемножается с опорным сигналом с выхода VCO передающей позиции, который передается по коаксиальному кабелю. На выходе MX сигнал разностной частоты выделяется фильтром нижних частот (LPF). Затем составляющая на низкой частоте, за счет прямого сигнала, поступающего на вход смесителя (из-за не идеальной развязки между передающей и приемной антеннами), ослабляется фильтром верхних частот (HPF). После HPF сигнал усиливается усилителем низкой частоты (LFA) и поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (ADC), после чего отсчеты сигнала поступают в систему цифровой обработки сигналов (DSP).

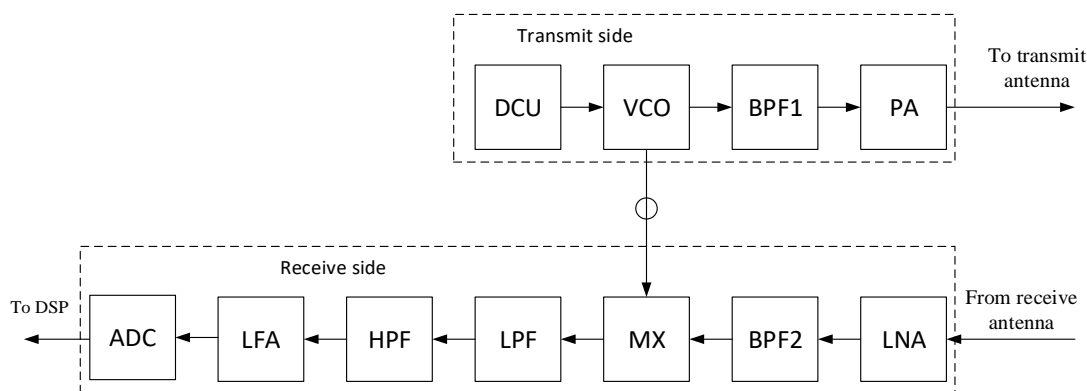


Рисунок 4.16. Совместная функциональная схема аналоговой части передающей и приемной позиций

Математическая модель периодически повторяющегося зондирующего сигнала на интервале нарастания частоты  $t_{rise}$  описывается следующим уравнением:

$$s(t) = A_0 \cos\left(f_0(t - nT_p) - \frac{\Delta F(t - nT_p)}{2} + \Delta F((t - nT_p)/t_{rise})^2/2\right) \quad (4.11)$$

где  $A_0$  – амплитуда,  $T_p$  – период,  $n$  – число периодов.

На рисунке 4.17 представлены временные диаграммы изменения частоты зондирующего (кривая 1) и отраженного (кривая 2) сигналов. Закон изменения частоты отраженного сигнала характеризуется временной задержкой  $\Delta t_d$  и доплеровским сдвигом частоты из-за движения цели относительно РЛС  $\Delta f_v$ . Результирующий частотный сдвиг

отраженного сигнала равен  $\Delta f_{\Sigma} = \Delta f_V + \Delta f_R$ , где  $\Delta f_R$  — частотный сдвиг отраженного сигнала, обусловленный только временной задержкой от неподвижной цели, находящейся на расстоянии  $R$ . Алгоритм оптимальной обработки сигнала основан на методе двумерного преобразования Фурье, который обычно используется в автомобильных радарх [63].

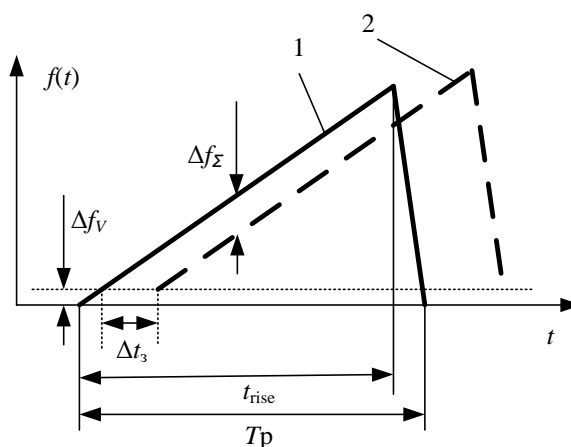


Рисунок 4.17. Временная диаграмма изменения частоты зондирующего (кривая 1) сигнала и отраженного (кривая 2) сигналов

На рисунке 4.18 показаны результаты расчета сценария с помощью двойного преобразования Фурье для радара 2,4 ГГц, при котором использовались два одинаковых куба размерами  $0,5 \times 0,5 \times 0,5$  м, причем: первый из них размещался на расстоянии 12 метров от линии базы и двигался со скоростью 40 км/ч (метка 1), при этом второй оставался неподвижным на расстоянии 8 метров от линии базы. Мощностная составляющая для данного сценария смоделирована в соответствии с основным уравнением радиолокации. ДН антенн взяты в соответствии с результатами, показанными на рис. 4.15. Коэффициент шума приемника принимался равным 10 дБ. Обработка проводилась при наличии внутренних шумов с мощностью, соответствующей нормальным условиям ( $T = 273$  К), с учетом ширины полосы 63 МГц. Рисунок 4.18а, а соответствует случаю наличия прямого сигнала (цифра 2) (в предположении, что ноль в диаграммах направленности не формируется). Рисунок 4.18б соответствует ситуации, когда нормированное усиление каждой антенны принимается равным минус 26 дБ относительно основного луча в направлении вдоль линии базы. Видно, что в условиях наличия прямого сигнала неподвижная цель не разрешается на фоне прямого сигнала даже при ее размещении во втором элементе разрешения, так как уровень прямого сигнала превышает уровень отраженного на 40 дБ. В то же время при подавлении прямого сигнала стационарная цель обнаруживается также, как и движущаяся.

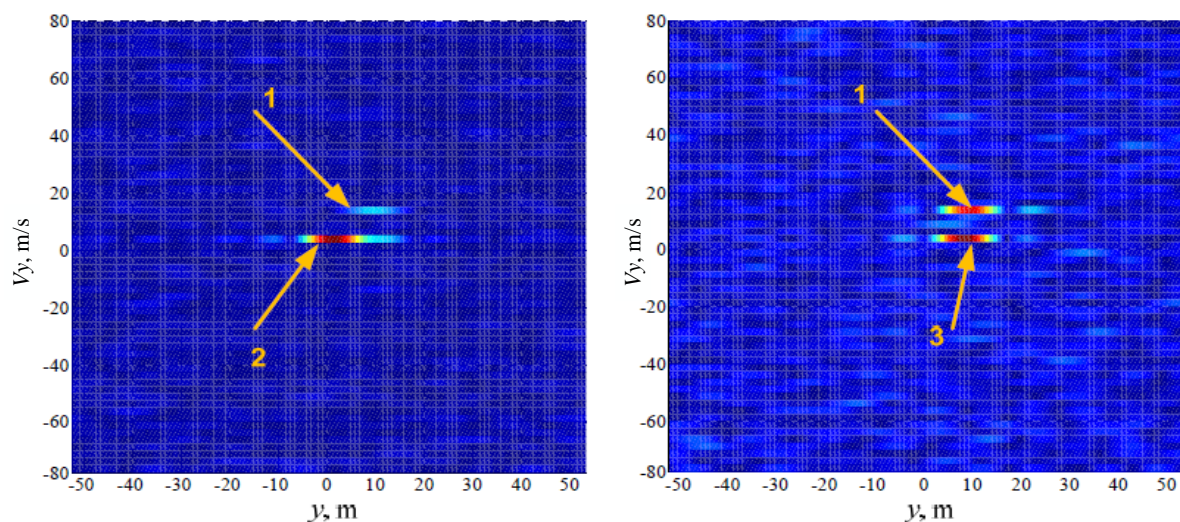


Рисунок 4.18. Результат двойного преобразования Фурье рассеянных сигналов в условиях наличия прямого сигнала (а) и при подавленном прямом сигнале (б)

На рисунке 4.19 показаны области покрытия просветного радара, построенные для куба, размеры которого  $0,5 \times 0,5 \times 0,5$  м (рисунок 4.19а) и для автомобиля (рисунок 4.19б), и рассчитанные с учетом описанных характеристик направленности антенн. Рабочая область радара диапазона  $2,4 \dots 2,483$  ГГц с подавленным прямым сигналом, выделена синим цветом. Недостатком предлагаемой методики является то, что покрытие, обеспечиваемое «смещенными» ДН антенн, имеет достаточно широкую зону, которая не облучается в направлении линии базы. Таким образом, прибывающие к железнодорожному переезду цели не обнаруживаются. Для устранения данного недостатка, просветный радар, работающий в диапазоне  $2,4 \dots 2,483$  ГГц, дополняется еще одним, для уменьшения влияния двух радаров друг на друга, работающим уже в диапазоне  $5,125 \dots 5,275$  ГГц. Этот «высокочастотный» радар, размещенный на тех же позициях, работает по классической схеме просветного радара в режиме внешней когерентности, получаемой за счет наличия прямого сигнала на приемнике.

Зона действия радара, работающего в диапазоне  $5125 \dots 5275$  ГГц, выделена бордовым цветом. Зоны обнаружения строятся с допущением, что в пределах этих указанных областей отношение сигнал/шум составляет не менее 42 дБ, что обеспечивает обнаружение цели за один обзор (0,1 с) с вероятностью обнаружения 0,999 при вероятности ложной тревоги  $10^{-6}$ .

Из рисунка 4.19 видно, что одновременное использование двух радаров, работающих в заданных частотных диапазонах, позволяет обнаруживать объекты, движущиеся через линию базы в направлении железнодорожного переезда, а также объекты, остановившиеся вблизи железнодорожных путей. Размеры антенной решетки 2,4 ГГц определяют размеры антенны. Поэтому, сохраняя физические размеры АР, можно обеспечить более высокое разрешение по азимуту радара в диапазоне 5 ГГц.

Отметим, что в зоне железнодорожного переезда постоянно находится большое количество локальных объектов – столбов, шлагбаумов, ограждений. Таким образом, проблема компенсации сигнала «фона» особенно актуальна при отсутствии достаточно высокой разрешающей способности по суммарной дальности. Это означает, что отражения

от подобного локального объекта не должны приводить к срабатыванию системы обнаружения. Для решения этой задачи можно использовать следующий простой алгоритм.

В ситуации, когда на железнодорожном переезде отсутствуют объекты, которые должны быть обнаружены РЛС, выполняется процедура калибровки «фонового» сигнала. Выполняется усреднение уровней отсчетов двойного БПФ:

$$S_{bkg}(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\mathfrak{F}^2\{S_{beam}(i)\}| \quad (4.12)$$

В (4.12) обозначено:  $S_{bkg}(n)$  — отсчет «фонового» сигнала (отсчет усредненного амплитудного спектра сигнала в одном луче приемной АР),  $S_{beam}(i)$  — временной отсчет сигнала в одном луче приемной АР,  $\mathfrak{F}^2$  – двумерное преобразование Фурье,  $M$  – количество отсчетов на интервале усреднения. Усреднение осуществляется по интервалу времени от 3 секунд до нескольких десятков секунд в зависимости от ситуации.

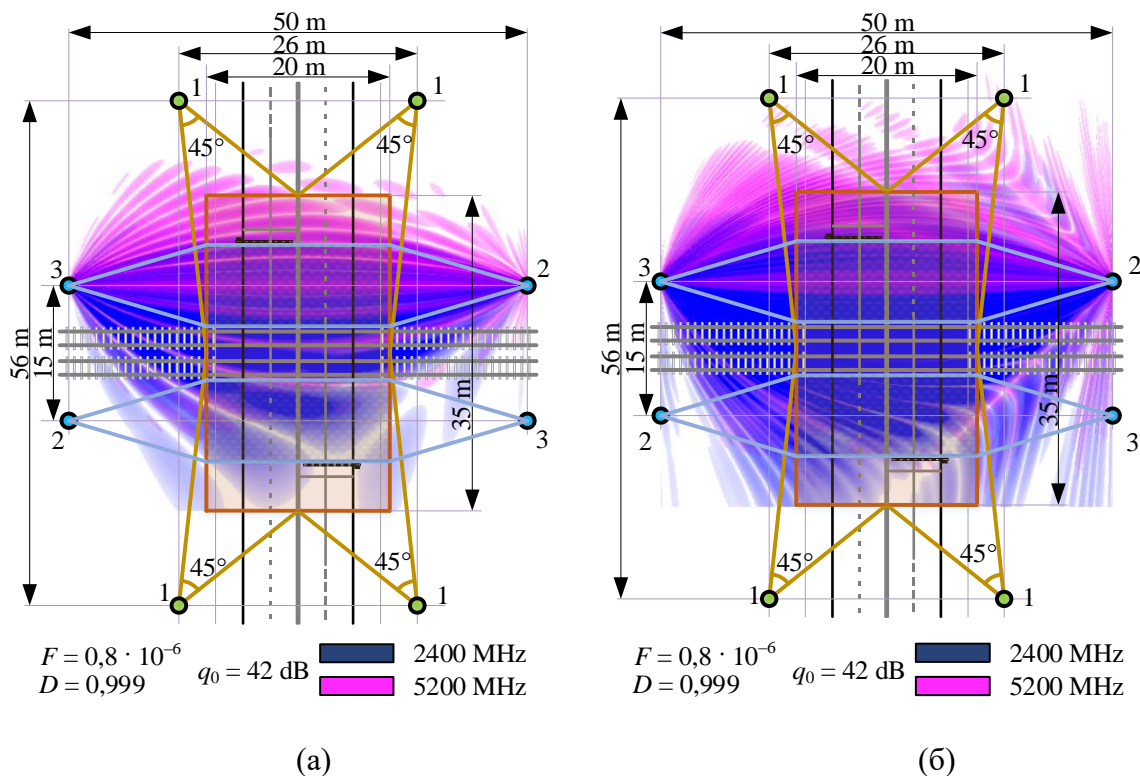


Рисунок 4.19. Зоны обнаружения куба с размерами 0,5×0,5×0,5 м (а) и автомобиля (б)

Спектр усредненного «фонового» сигнала будет содержать частотные составляющие сигналов, отраженных от стационарных объектов, расположенных на железнодорожном переезде. Усредненный «фоновый» сигнал затем используется в качестве порогового сигнала при реализации процедуры обнаружения объектов, расположенных в зоне ответственности радара. Если амплитуда частотной составляющей сигнала, отраженного от объекта на железнодорожном переезде, меньше амплитуды соответствующей частотной составляющей «фонового» сигнала, умноженной на пороговый коэффициент, то такой объект игнорируется РЛС. В противном случае объект обнаруживается.

Таким образом, совместное использование отражательного и просветного радара в значительной степени улучшает характеристики обнаружения целей на ж/д переезде. Разрешение и определение координат объектов в широком секторе обзора возможно обеспечить за счет размещения элементов АР на максимальном расстоянии друг от друга и формирования набора узких лучей в ДН.

### 4.3 Проектирование АР радара для малой авиации

Использование подрешеток в структуре АР позволяет достигнуть компромисса между уровнем углового разрешения и дальностью обнаружения объектов. Кроме того, данное решение в значительной степени уменьшает количество приемо-передающих каналов, следовательно, микросхем, что в свою очередь ведет к более простой и дешевой для производства конструкции. Достижение высокого уровня разрешения по угловым координатам в широком секторе обзора в значительной степени достигается путем размещения передающих/приемных элементов на максимальном расстоянии друг от друга и формировании набора узких лучей. Результаты расчетов и моделирования данных методов описаны и продемонстрированы в предыдущих разделах. Однако в ситуации, когда необходимо обеспечить широкий сектор обзора с высоким угловым разрешением и в тоже время дальность обнаружения должна составлять порядка 1-2 км, описанные подходы к построению АР являются не эффективными. Для решения данной задачи, очевидно, необходимо излучать значительно большую мощность, чем в случае автомобильного или ж/д радаров, но при этом обеспечить ее максимальную концентрацию в заданном направлении. Добиться подобного можно за счет формирования узкого луча ДН с высоким показателем КУ, что в свою очередь требует соответствующую площадь металлизации приемо-передающей структуры, то есть АР, состоящей из большого числа элементов. Данный путь решения ведет к использованию подрешеток для уменьшения числа каналов и самих микросхем. Однако, при этом расстояние между фазовыми центрами структурных элементов АР начинает превышать половину длины волны в свободном пространстве и при отклонении фронта волны от нормали в ДН антенны возникают интерференционные максимумы. Наличие в ДН данных максимумов приводит не только к неоднозначности при определении координат целей, но и в значительной степени снижает дальность обнаружения объектов. Решением в данном случае может служить подход, связанный с разбиением всего пространства на несколько секторов и поочередному облучению каждого из них. Обеспечение углового разрешения может быть обеспечено за счет формирования в заданном секторе набора узких лучей, при этом интерференционные максимумы оказываются в области боковых лепестков ДН, облучающей данный сектор в определенное время.

Обнаружение объектов на больших дальностях при высокой разрешающей способности по углу весьма актуально для радарных систем летательных аппаратов. В частности, все большая потребность возникает в оборудовании небольших вертолетов, системами, которые бы осуществляли детектирование опасных для пилотирования объектов. В качестве препятствий в данном случае могут выступать объекты с различным уровнем ЭПР. Высокий уровень разрешения по угловой координате (несколько градусов) в данном случае необходим для обнаружения проводов и ветвей деревьев, которые представляют собой источник опасности для летательного объекта в условиях ограниченной видимости и в ночное время суток. Кроме того, сектор обзора по угловой координате должен быть достаточно широким для предотвращения возможности соприкосновения лопастей вертолета с препятствиями. Как отмечалось, ширина луча ДН,

а, следовательно, и разрешающая способность по углу, определяются апертурой антенны. Тем самым, при построении антенны радара малоразмерного вертолета требуется обеспечить широкий сектор обзора и одновременно набор узких лучей. Кроме того, важной задачей является обнаружение препятствий под вертолетом при его посадке для предотвращения его возможного повреждения или даже переворачивания. При этом очень важно добиться высокого углового разрешения в обеих плоскостях (азимутальной и угломестной). Можно сказать, что при посадке необходимо реализовать режим радиовидения. Таким образом, на основе обозначенных требований к радарной системе, оптимальным выглядит решение реализации двух радаров: полетного и посадочного.

#### 4.3.1 Модель АР полетного радара

Как было отмечено, при пилотировании небольшого ЛА необходимо добиться широко сектора обзора в азимутальной плоскости. Использование квазиизотропной антенны для решения данной задачи неприемлемо, поскольку, обладая широкой ДН, она имеет слишком малый уровень КУ. Дальность обнаружения объектов должна составлять порядка 1-2 км. Достижение подобных дальностей возможно лишь при использовании АР, состоящей из большого числа элементов. Ввиду обозначенных достоинств, в данном случае АР строятся на базе микрополосковых линий передачи. Перекрытие широкого сектора обзора осуществляется за счет формирования в пространстве трех секторов обзора, каждый из которых по очереди облучается передающей антенной. Вид и характеристики данных зон представлены на рисунке 4.20.

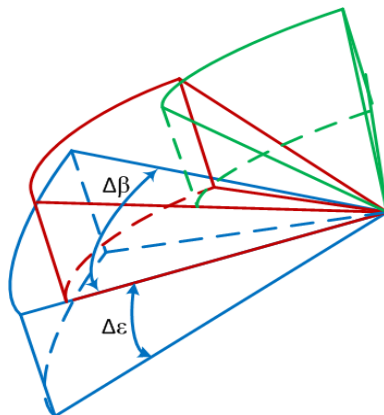


Рисунок 4.20. Зоны обзора полетного радара ( $\Delta\beta = 12^\circ$  ширина ДН в азимутальной плоскости,  $\Delta\varepsilon = 20^\circ$  ширина ДН в угломестной плоскости)

На основе результатов математического моделирования принято, что ширина одного сектора обзора составляет около 12 градусов по азимуту и около 20 градусов по углу места. Расчеты на основе уравнения радиолокации с учетом параметров антенн (описанных ниже), времени накопления сигнала, а также экспериментальных данных показывают, что требуемая средняя мощность передатчика для обнаружения объектов на требуемой дальности должна составлять порядка 10 Вт. Также отметим, что в данном случае возможно использование частотного диапазона 24 ГГц.

Три сектора с описанными характеристиками могут быть облучены тремя АР, ДН которых обеспечивают перекрытие требуемой зоны обнаружения. На основе описанной методики расчета количества элементов в столбце АР, получено, что достижение обозначенной ширины сектора в угломестной плоскости может быть обеспечено 6-7 излучателями (патчами). В азимутальной плоскости достаточно разместить порядка 8

элементов (столбцов) АР. Для уменьшения количества требуемых микросхем соседние столбцы объединяются в подрешетки, образуя два канала для формирования луча в заданном направлении относительно нормали. Модель АР полетного радара изображена на рисунке 4.21.

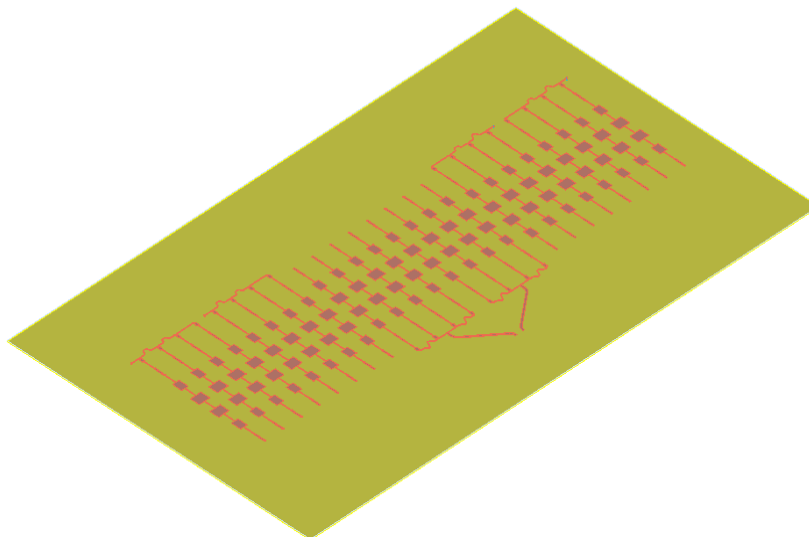
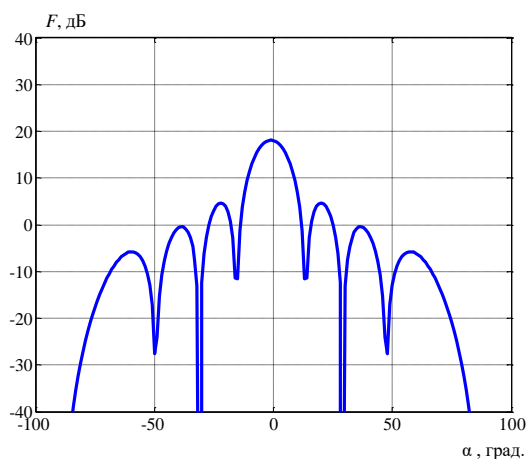
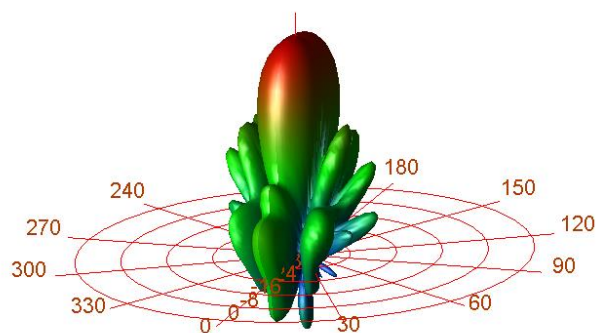


Рисунок 4.21. Модель АР полетного радара

Процесс построения представленной модели схож с описанным для автомобильного радара. Видно, что все топология делится на три большие части, обеспечивающих облучение заданных секторов обзора. Столбцы, состоящие из 6 патчей, объединяются в подрешетки, тем самым образуя два канала передачи в каждой из обозначенных частей топологии АР. Каналы центральной части АР запитываются синфазно для формирования ортогонального плоскости антенны луча ДН (рисунок 4.22).



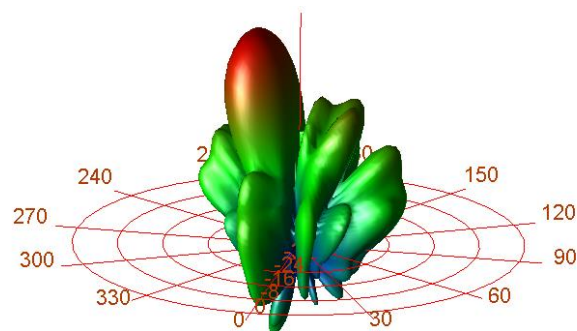
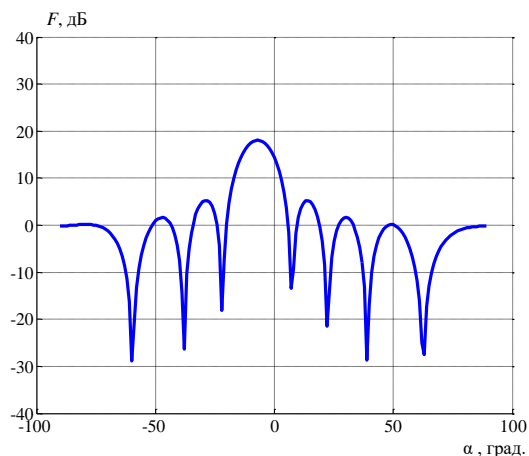
(а)



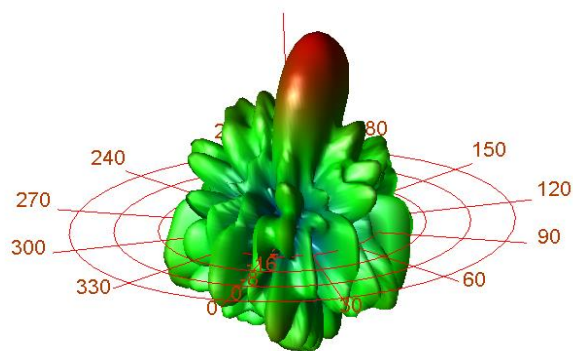
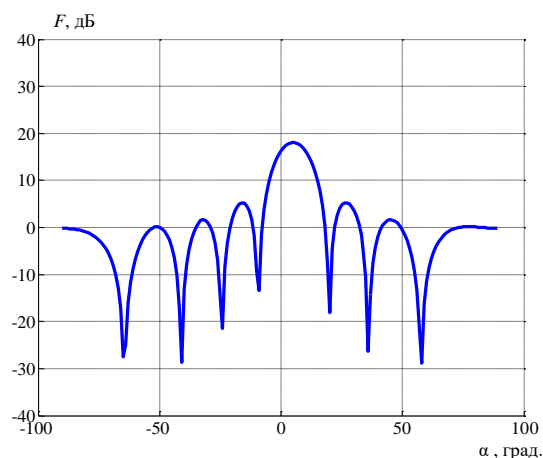
(б)

Рисунок 4.22. Результаты математического и электродинамического моделирования центральной части АР полетного радара

Особенностью крайних антенн является наличие фазового сдвига между соседними столбцами, реализованного за счет микрополосковых линий. Кроме того, при цифровом диаграммообразовании разность фаз между каналами в крайних подрешетках задается равной  $30^\circ$ , что приводит к формированию луча ДН с максимумом в направлении  $\pm\beta$  в зависимости от расположения линии, соединяющей подрешетки. На рисунке 4.23 представлены результаты математического и электродинамического моделирования рассмотренных АР.



(а)



(б)

Рисунок 4.23. ДН передающих АР, смещенных в направлении: (а) минус  $\beta$ , (б) плюс  $\beta$

За счет реализации последовательного обзора достигается перекрытие сектора обзора шириной порядка  $30^\circ$ . Отметим, что общий УБЛ будет уменьшен за счет ДН приемной антенны при формировании результирующей ДН.

Приемная АР вертолетного радара также имеет несколько особенностей конструкции. Если за счет передающей АР достигается формирование требуемой ширины сектора обзора, то высокий уровень углового разрешения обеспечивается узкими лучами приемной АР. Для достижения требуемого уровня углового разрешения в каждом из



обозначенных секторов передатчика необходимо сформировать несколько приемных лучей. Для определения угловых координат цели достаточно 3 приемных лучей в секторе, однако для обеспечения лучшей разрешающей способности по углу, в каждом из секторов должно формироваться как можно большее число узких лучей. Ограничение по их числу и ширине обусловлено физической апертурой АР. С учетом ширины сектора на передачу в азимутальной плоскости и оптимальности с точки реализации структуры и стоимости ее производства, а также согласно расчетам, приемная АР может содержать до 64 элементов, которые для уменьшения количества микросхем могут быть объединены, например, в 16 подрешеток, имеющих вид, представленный на рисунке 4.24.

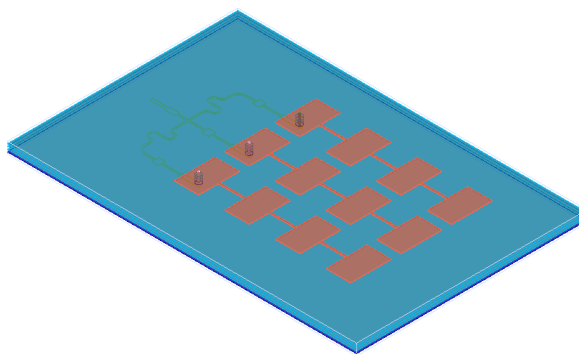


Рисунок 4.24. Подрешетка приемной АР полетного радара

Структура всей приемной АР состоит из 16 подрешеток, каждая из которых содержит 3 патча по горизонтали и 4 по вертикали. В азимутальной плоскости размещается 8 представленных подрешеток для формирования набора узких лучей и измерения координат целей в азимутальной плоскости. При этом, формирование нескольких лучей в угломестной плоскости осуществляется за счет двух рядов подрешеток приемной антенны, которые обеспечивают разрешение целей по высоте, также, как и измерение размеров объектов по вертикали. Из-за структурных особенностей модели АР объединение элементов в подрешетки осуществляется в нижнем, относительно антенны, слое платы, где также размещаются антенно-фидерные линии и приёмно-передающие модули. Модель приемной АР изображена на рисунке 4.25.

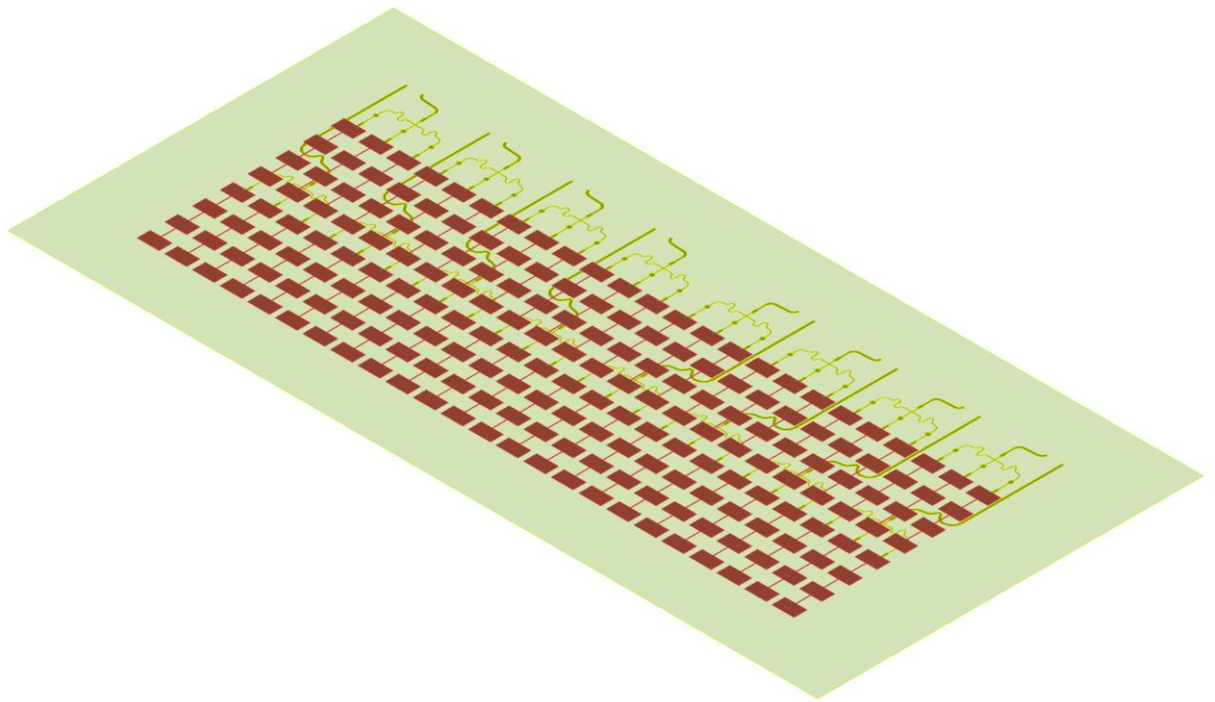


Рисунок 4.25. Модель приемной АР

Поскольку три сектора облучаются последовательно в азимутальной плоскости, то внутри каждого сектора обеспечивается формирование приемных лучей синхронно с данным облучением. В каждом секторе, в соответствии с топологией АР, формируется пять приемных лучей. Ширина лучей составляет  $2,5^\circ$  в азимутальной плоскости и  $10^\circ$  в угломестной плоскости (рисунок 4.26).

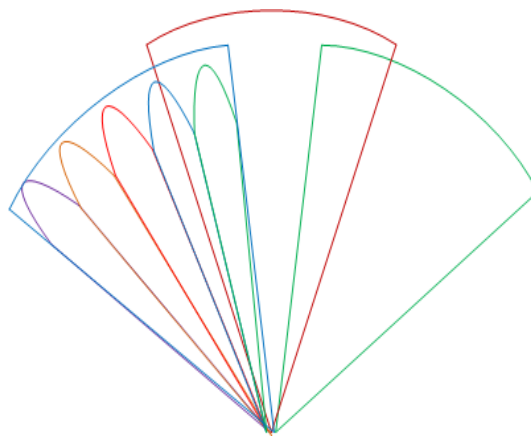


Рисунок 4.26. Парциальные лучи приемной АР в азимутальной плоскости

Как отмечалось, объединение элементов приемной АР в подрешетки приводит к возникновению интерференционных максимумов, так как фазовые центры антенн разнесены на величину, превышающую половину длины волны в воздухе. Попеременная работа радара в одном из трех секторов, облучаемых лучами передающих подрешеток путем их переключения, снижает уровень принимаемых сигналов по интерференционным максимумам до уровня боковых лепестков ДН передающих подрешеток. В то же время объединение элементов приемной решетки в подрешетки позволяет уменьшить количество

приемных каналов, а, следовательно, и стоимость аналоговой и цифровой частей приемника.

#### 4.3.2 Антенна посадочного радара

Посадка ЛА нередко происходит на неровную поверхность. Впрочем, наличие ровной площадки также не гарантирует отсутствие потенциальных угроз, связанных с повреждением летательного аппарата. При благоприятных погодных условиях не составляет труда обнаружить данные угрозы и принять все необходимые меры по их избеганию. Однако, в ночное время суток, либо в условиях ограниченной видимости предмет, случайно оставленный на посадочной площадке или пни и корни деревьев, если посадка осуществляется на земляную поверхность, могут привести к повреждению или даже переворачиванию вертолета. Данные прецеденты не редкость в гражданской авиации, в связи с чем требования, предъявляемые к посадочному радару, характеризуются высоким уровнем разрешения по угловым координатам. Разрешающая способность по углу определяется размером физической апертуры антенн. Использование в данном случае частотного диапазона 24 ГГц приведет к необходимости построения достаточно большой платы из-за габаритов АР. В условиях использования в гражданской авиации подобный результат недопустим, в связи с чем оптимальным решением служит переход в более высокочастотную область. В данном случае, рабочий диапазон выбран равным 77ГГц, типичный для радарных систем интеллектуальных транспортных средств.

Общая концепция построения посадочного радара такая же, как и полетного. Основное отличие связано с использованием двумерного сектора обзора, симметричного относительно поперечной и продольной осей вертолета. Данное решение обусловлено требованием по необходимости эффективно разрешать близко стоящие объекты на земле как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях. Подход, связанный с достижением высокого уровня углового разрешения при обеспечении однозначности измерения координат целей за счет разбиения пространства на сектора и поочередному их облучению, аналогичен способу, описанному выше.

Сектор обзора при посадке должен быть шире, чем в случае рассмотренного полетного радара, чтобы обеспечить обнаружение объектов во всей области под летательным аппаратом. В каждой из плоскостей сектор обзора должен иметь значение порядка  $45^\circ$ , в связи с чем все пространство под вертолетом разбивается на 9 секторов, которые поочередно облучаются соответствующими передающими антеннами. С учетом, уже описанных структур передатчика полетного радара, передающая антенна строится из 8 столбцов, каждый из которых содержит 8 патчей. В данном случае каждый столбец соединен со своим передающим каналом. Кроме того, для управления лучом по вертикали, каждый столбец состоит из двух подрешеток (по 4 патча в каждой). Запитывание осуществляется через специальные сквозные отверстия, соединяющие слой, где располагается АР, со слоем приемо-передающих модулей. При помощи алгоритма цифрового диаграммообразования возможно сформировать луч, отклоненный от нормали, как по горизонтали, так и по вертикали в соответствии с вектором весовых коэффициентов. Таким образом в случае посадочного радара происходит поочередное облучение девяти секторов шириной порядка  $15^\circ$  в нижней полуплоскости вертолета в обоих измерениях. В графическом представлении данный принцип изображен на рисунке 4.27.

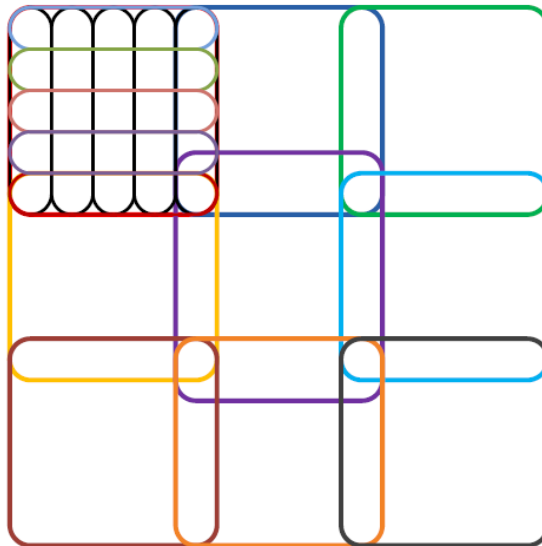


Рисунок 4.27. Проекция лучей передающей АР (секторы обзора) и приемной АР внутри сектора на плоскость фронта волны

На основе описанного подхода по формированию секторного обзора пространства, построена модель передающей АР посадочного радара миллиметрового диапазона, которая имеет вид, представленный на рисунке 4.28.

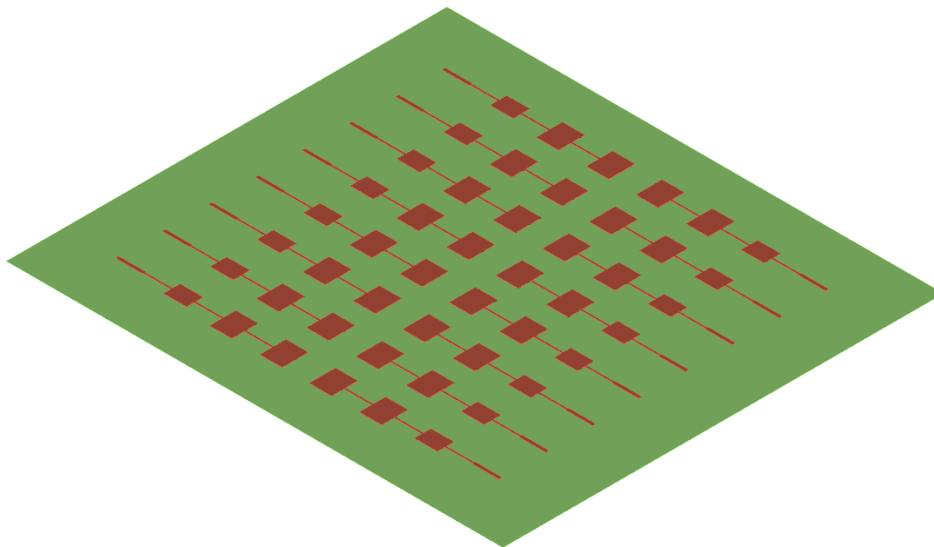


Рисунок 4.28. Модель передающей АР посадочного радара

В соответствии со структурой передающей АР, архитектура приемной антенны представляет собой двумерную антенну полетного радара. Таким образом, общее число приемных каналов равно 64, то есть  $8 \times 8$  подрешеток, что обеспечивает формирование лучей шириной 2.5 в обеих плоскостях. Как результат, общее количество формируемых приемных лучей равно 25 в каждом из девяти секторов обзора, облучаемых попеременно. Структура приемной АР посадочного радара представлена на рисунке 4.29.

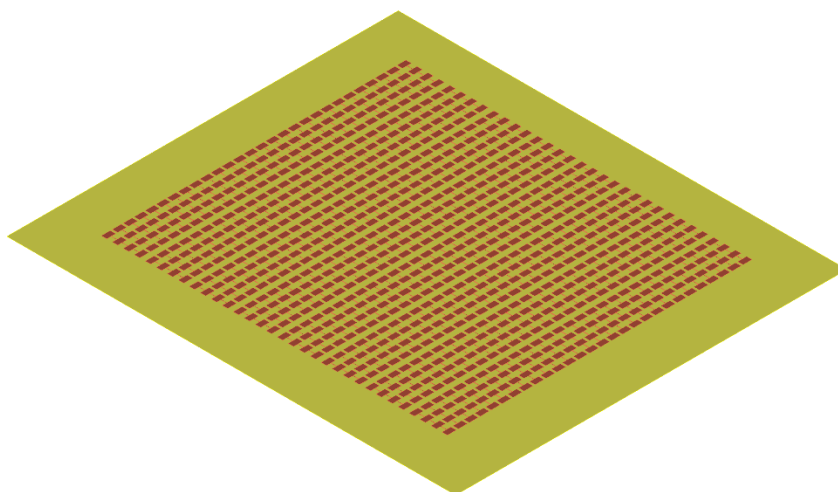
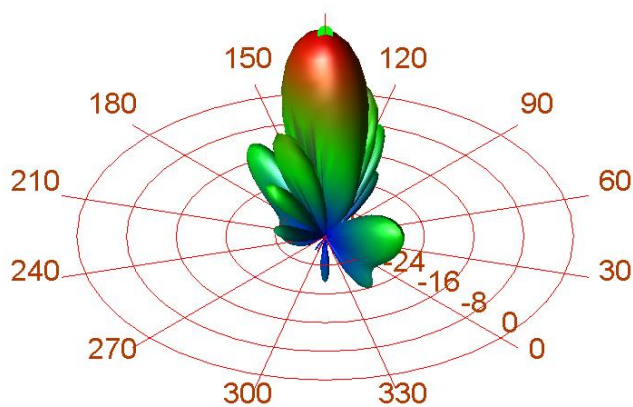
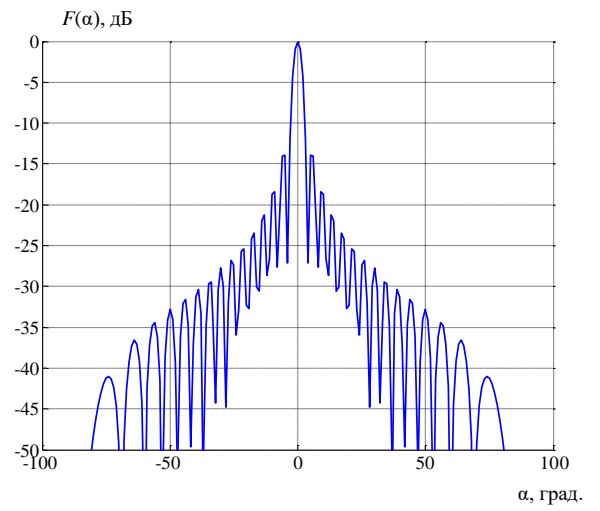
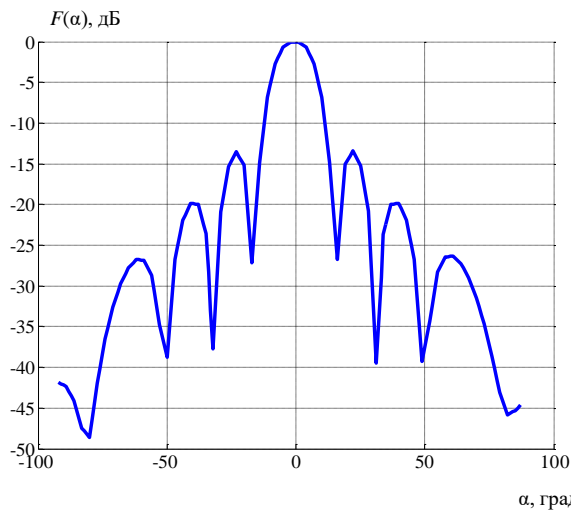


Рисунок 4.29. Модель приемной AP посадочного радара

Представленные модели передающей и приемной AP исследовались главным образом на предмет соответствия характеристик излучения заданным, которые обозначены выше. По результатам математического и электродинамического моделирования получены ДН данных AP. В частности, на рисунке 4.30 представлены основной луч ДН передающей антенны в направлении по нормали к плоскости антенны и один луч ДН приемной антенны. На рисунке 4.31 изображена ДН передающей антенны при формировании максимума в направлении  $+22^\circ$  по азимуту (угол места принят равным  $0^\circ$ ) и соответствующие данному сектору 5 лучей приемной ДН в азимутальной плоскости.



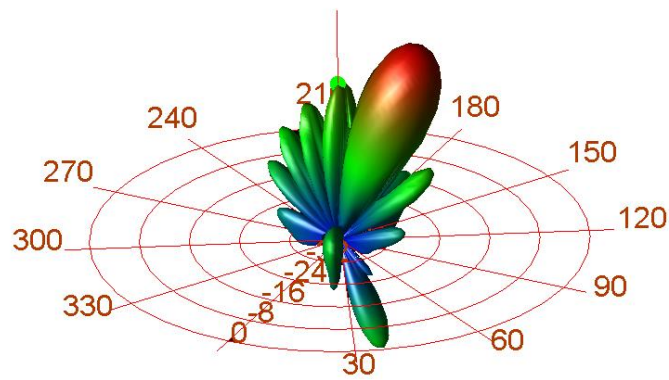
(a)



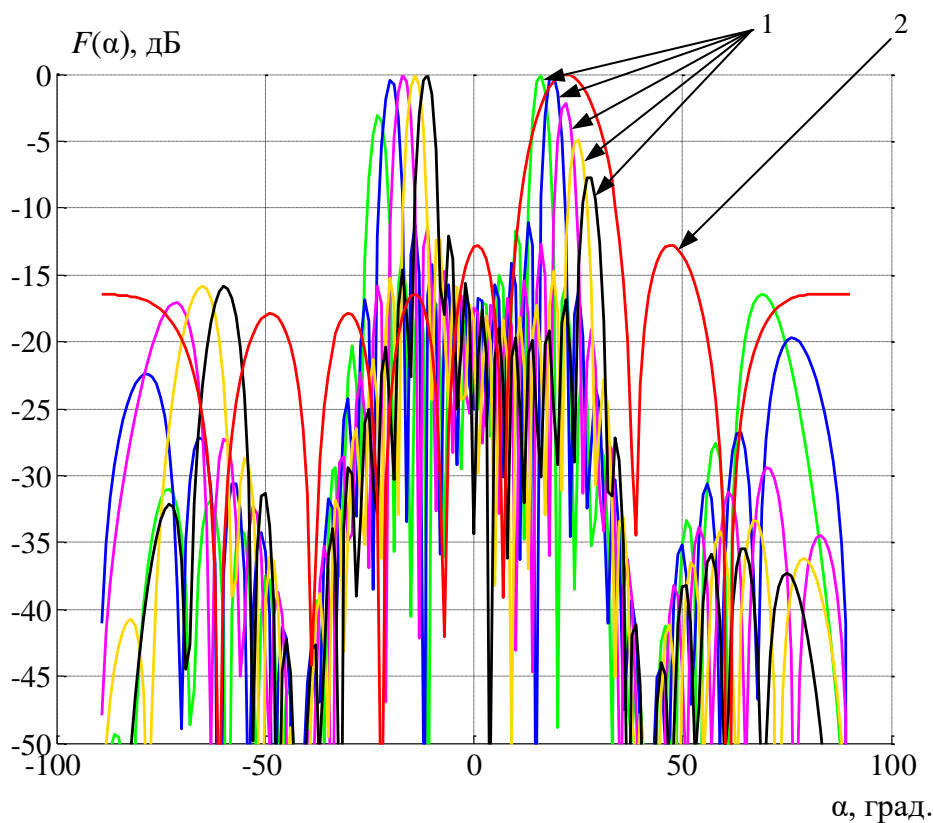
(а)

(б)

Рисунок 4.30. ДН передающей антенны в направлении по нормали в изометрическом представлении (а) и в азимутальной плоскости (б), луч ДН приемной антенны посадочного радара (в)



(а)



(б)

Рисунок 4.31. Лучи ДН приемной антенны в азимутальной плоскости (1) и ДН передающей антенны посадочного радара с максимумом в направлении  $+22^\circ$  (2)

Из последнего рисунка видно, что при формировании приемных лучей (1) в ДН возникают интерференционные максимумы, уровень которых при повороте луча увеличивается и при определённых углах становится даже больше основного. Подавление нежелательных максимумов осуществляется за счет ДН передатчика, который облучает в конкретный момент времени определённый сектор пространства, что также продемонстрировано на последнем рисунке (кривая 2). Результирующая ДН посадочного радара для рассмотренного сектора обзора изображена на рисунке 4.32. Видно, что интерференционный максимум, оказываясь в области боковых лепестков передающей ДН, в значительной степени подавляется, таким образом, обеспечивается однозначность измерения координат объектов. При этом ширина результирующей ДН определяется ДН приемной антенны и составляет порядка  $3^\circ$ , как следствие, достигается высокий уровень разрешающей способности по углу. Аналогичные результаты получаются при облучении остальных секторов обзора посадочного радара.

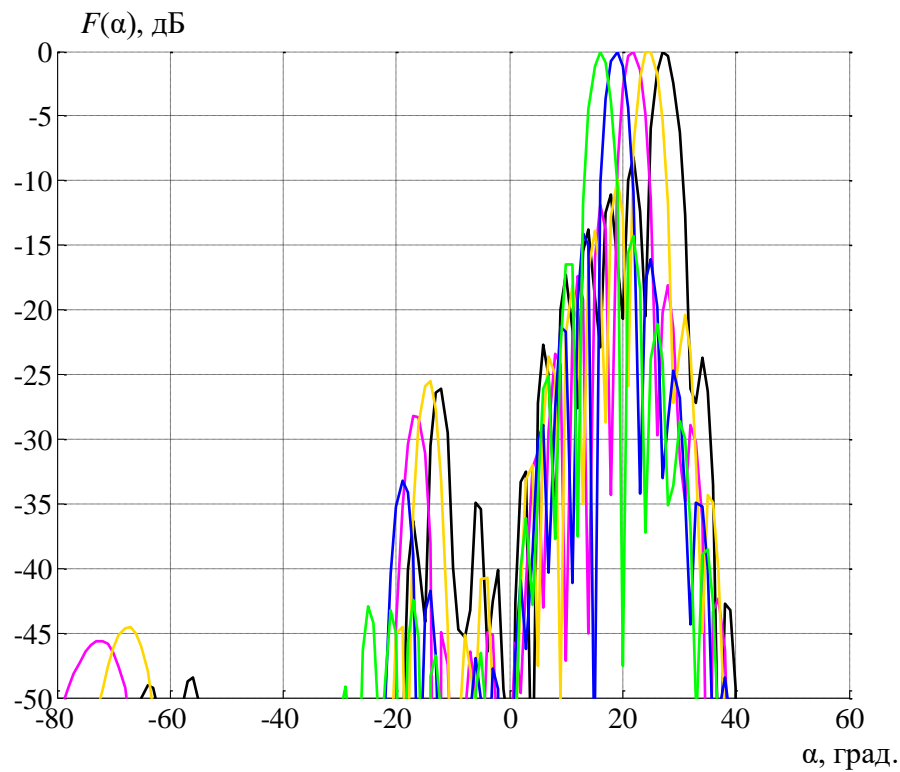


Рисунок 4.32. Лучи результирующей ДН АР посадочного радара

Следует отметить, что антенные системы для радара малой авиации рассмотрены лишь с точки зрения концепции и достижения заданных значений в части требуемой дальности обнаружения, ширины сектора обзора и разрешающей способности по углу. В качестве результатов корректности предлагаемых решений выступают лишь данные, полученные с помощью математического и электродинамического моделирования отмеченных топологий антенн. Однако на данной основе планируется развитие направления по разработке описанных систем в рамках производства прототипов радаров и проведения экспериментальных исследований в реальных условиях.



## 5 Методика измерения ДН

Рабочие характеристики любой РЛС, в том числе и автомобильного радара, сильно зависят от правильно выбранного типа и параметров зондирующего сигнала [96, 97], а также от конструкции антенной решетки и пространственной обработки сигнала, обеспечивающих высокую избирательность по углу [98, 99]. Избирательность по углу радара связана с ДН антенны, которая определяет разрешающую способность по азимуту и (для 3D радара) по углу места. Обычно при определении разрешающей способности предполагается, что должно быть обеспечено раздельное обнаружение двух точечных объектов, имеющих одинаковую ЭПР [66] и, соответственно, дающих отклики с одинаковой амплитудой на приемном тракте радара. Однако для оценки реальной радиолокационной обстановки требуется раздельное обнаружение разнородных объектов с разной отражательной способностью. Разница в ЭПР обнаруженных объектов ухудшает возможность их разрешения. Динамический диапазон амплитуд разрешенных по угловой координате сигналов определяется уровнем боковых лепестков ДН антенны.

При проектировании автомобильных радаров, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, форма ДН, ширина основного лепестка, уровень боковых лепестков могут быть рассчитаны теоретически лишь с определенной степенью приближения. Это вызвано взаимным влиянием полей, создаваемых токами в разных частях конструкции антенны и фидерных линий. Более надежные результаты можно получить при численном моделировании в специализированных САПР. Процесс моделирования антенны сложной конструкции требует больших временных и производственных затрат. Кроме того, заметное влияние на отклонение характеристик от рассчитанных могут оказывать и технологические погрешности при производстве антенн. Достоверные значения ДН для различных значений углов, в том числе в области главного лепестка и боковых лепестков, дает только натурное измерение в безэховой камере с использованием специальной измерительной аппаратуры.

Классический подход измерения ДН приемной антенны предполагает наличие источника излучения на заданной частоте, а также измерителя мощности СВЧ-сигнала, подключенного к выходу измеряемой антенны [28-30]. Все компоненты системы размещаются в безэховой камере. Радар поворачивается в плоскости, в которой осуществляется измерение ДН. Направление на источник сигнала изменяется по заданному алгоритму. Измеряется мощность принятого сигнала. Если антенна представляет собой многоканальную антенную решетку с цифровым формированием ДН, то для измерения выходной мощности требуется устройство, обеспечивающее весовое суммирование сигналов на выходе отдельных каналов. Если его нет, то производится измерение ДН отдельных каналов решетки и последующее сложение принятых сигналов.

Для измерения результирующей ДН, равной произведению ДН передающей антенны на ДН приемной антенны, можно использовать радар в сборе. Он должен быть подключен к ПК со специальным технологическим программным обеспечением. УО, имитирующий точечную цель, устанавливается на заданном расстоянии от РЛС, где выполняется условие дальней зоны [32]. РЛС поворачивается с помощью поворотной платформы таким образом, что угол между нормалью к антенне и направлением на УО изменяется в заданных пределах. УО облучается передающей антенной радара. При каждом фиксированном положении антенны система ЦОС радара измеряет усредненную за

определенный интервал времени мощность отраженного сигнала. Полученные оценки мощности принимаются за измеренные значения ДН. При известных значениях мощности на выходе передающего тракта, расстояния до УО, ЭПР УО, а также коэффициента усиления приемника можно оценить абсолютные значения коэффициента усиления исследуемой антенны. Такой способ измерения ДН «по точкам» очень трудоемок, так как шаг угла поворота РЛС должен быть много меньше ширины луча ДН. Кроме того, когда обзор пространства реализуется параллельно набором приемных лучей для определения угловых координат целей моноимпульсным методом, описанную методику необходимо применять для измерения ДН каждого из лучей. Таким образом, общее количество «точечных» измерений мощности может достигать нескольких тысяч. Этот метод также нецелесообразно использовать при контроле характеристик каждой серийно выпускаемой РЛС.

В [100] обсуждается проблема эффективности и стоимости испытаний серийно выпускаемых автомобильных радаров. В частности, ключевыми требованиями к методам тестирования являются моделирование на основе программного обеспечения и использование высокопроизводительного измерительного оборудования для улучшения характеристик радара, а также сокращения времени и стоимости разработки.

В настоящее время для контроля работоспособности серийных образцов автомобильных радаров широко используются специальные сертифицированные радиолокационные генераторы. Данные генераторы выпускаются ведущими производителями электронного измерительного оборудования. Эхо-генератор включает в себя СВЧ-модуль на базе передающей и приемной рупорных антенн и приборный блок, управляющий симулятором в части задания параметров имитируемых целей. Основными параметрами целей являются дальность, радиальная скорость и ЭПР. Моделирование дальности до цели реализуется за счет использования переключаемой волоконно-оптической линии задержки. Можно выбрать один из фиксированных диапазонов. Соответствие моделируемого сигнала заданной ЭПР цели обеспечивается с помощью управляемого аттенюатора. Для имитации движения цели в фазу отраженного сигнала вносится доплеровский сдвиг, соответствующий заданной скорости. При проверке функционирования РЛС эхо-генератор устанавливают напротив исследуемого радара, работающего в штатном режиме, на расстоянии, соответствующем дальней зоне антенны радара. Излучаемый радаром сигнал после указанных преобразований в эхо-генераторе переизлучается в обратную сторону.

Большой практический интерес представляет собой возможность контроля характеристик направленности антенны радара с помощью имитатора цели. В связи с чем, в рамках описанной выше классической методики измерения ДН вместо обычного УО можно использовать эхо-генератор. При этом необходимо обеспечить точное угловое позиционирование антенны генератора относительно антенны радара, а также выполнить множество измерений. Такой подход представляется не оптимальным, так как требует значительного времени и условий для обеспечения точного углового позиционирования. Желательный метод измерения должен предполагать одно (максимум - несколько) измерений.

На основе описанных недостатков классического метода измерения ДН антенны предлагается альтернативный подход, который не требует определения мощности в каждой из множества точек, соответствующих своему угловому положению.

Как известно [32], ДН передающей антенны, имеющей плоскую апертуру, на которой формируется АР электрического (или магнитного) поля, может быть рассчитана как двумерное преобразование Фурье из данного АР:

$$F(\alpha, \beta) = \iint_A \bar{E}_A(x, y) \exp[j2\pi x \sin(\alpha)/\lambda] \exp[j2\pi y \sin(\beta)/\lambda] dx dy \quad (5.1)$$

где  $\bar{E}_A(x, y)$  - АФР по апертуре антенны в плоскости  $A$ ,  $\alpha$  и  $\beta$  – углы, отложенные относительно нормали к апертуре антенны в двух взаимно ортогональных плоскостях,  $\lambda$  – длина волны.

Преобразование (5.1), по существу, представляет собой двумерный взаимокорреляционный момент между АР поля и комплексными пространственными гармониками  $S_1(x) = \exp\{j2\pi f_{\text{пр},x}x\}$  и  $S_2(y) = \exp\{j2\pi f_{\text{пр},y}y\}$  с пространственными частотами  $f_{\text{сп},x} = \sin\alpha/\lambda$  и  $f_{\text{сп},y} = \sin\beta/\lambda$ , определяемыми углом прихода сигнала в азимутальной и угломестной плоскостях, соответственно.

Если рассматривается приемная антенна с плоской апертурой  $A_{\text{rc}}$  и поле, наведенное в пределах этой апертуры, взвешивается заданной весовой функцией, то для расчета ДН такой антенны следует также использовать формулу (5.1) с заменой функции  $\bar{E}_A(x, y)$  на  $\bar{W}(x)$ . Действительно, распределение поля  $\bar{E}_{\text{rc}}(x, y)$  для приемной антенны является внешним воздействием, или, можно сказать, входным пространственным сигналом, если рассматривать антенну как пространственный фильтр. В то же время функция  $\bar{W}(x)$  является аналогом импульсной характеристики этого фильтра, а, следовательно, преобразование Фурье от  $\bar{W}(x)$  позволяет вычислить частотную характеристику этого фильтра в области пространственных частот, определяющей сущность картины. Отметим, что применительно к передающей антенне роль пространственной импульсной характеристики играет распределение поля  $\bar{E}_A(x, y)$ .

Задавая последовательно значения углов  $\alpha_i$  и  $\beta_i$  в требуемом диапазоне, возможно получить оценку ДН антенны в дискретных точках. Если точно известно распределение поля по апертуре передающей антенны  $\bar{E}_A(x, y)$ , то нет необходимости измерять ее ДН, так как ее можно вычислить аналитически по формуле (5.1). Однако в практически значимых случаях точный расчет распределения поля зачастую затруднен из-за сложности конструкции и взаимного влияния токов и полей, создаваемых отдельными его частями, друг на друга.

Возможность оценки распределения поля по апертуре антенны появляется при работе с приемной антенной. Это обеспечивается тем, что результирующая напряженность электрического поля вблизи места размещения каждого элемента непосредственно отражается в виде электрического сигнала, регистрируемого в приемном канале данного элемента. Кроме того, дополнительные амплитудные и фазовые коэффициенты, вносимые приемными трактами, подходящие к конкретным элементам, способствуют формированию ДН приемной антенны.

Если источник сигнала разместить в точке, расположенной под заданным углом к нормали антенной решетки, фазовые сдвиги, возникающие в апертуре приемной антенны, обеспечат формирование наведенной пространственной гармоники. Тогда угловое положение источника сигнала соответствует направлению одного из лучей ДН. При этом

дискретные значения этой пространственной гармоника, соответствующие точкам расположения элементов антенны, равны комплексно-сопряженным значениям весовых коэффициентов, используемых для формирования этого луча:

$$\bar{E}(k\Delta x) = \bar{W}_k^{*(i)} \quad (5.2)$$

Таким образом, получив оценку распределения поля по каналам АР и вычислив преобразование Фурье этой оценки, можно найти оценку ДН приемной антенны с точностью до множителя, равного ДН одного элемента:

$$\hat{F}(\alpha, \beta) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^M \bar{E}(k\Delta x, l\Delta y) \exp(j2\pi k d_x \sin \alpha / \lambda) \exp(j2\pi l d_y \sin \beta / \lambda) \quad (5.3)$$

где  $d_x, d_y$  – расстояние между элементами АР в  $x$  и  $y$  координатах.

Если АР «разрезана» лишь по одной из координат, то можно найти оценку сечения ДН в соответствующей плоскости.

С учетом взаимного влияния элементов антенной решетки друг на друга [101-103] соответствующие отсчеты ДН при реализации процедуры цифрового диаграммообразования равны:

$$\bar{U}_{\text{вых}}^{(i)}(n) = \sum_{k=1}^N \left[ \bar{U}_{\text{вх},k}^{(0)}(n) + \sum_{l=1}^N \bar{G}_{k,l} \bar{U}_{\text{вх},k}(n) \right] \bar{W}_{k,0}^{(i)} \bar{K}_k^{(i)} \quad (5.4)$$

где  $i$  – номер луча;  $n$  – номер временного отсчета;  $\bar{W}_{k,0}^{(i)}$  – весовые коэффициенты;  $\bar{K}_k^{(i)}$  – априори неизвестный комплексный коэффициент, учитывающий неравномерность усиления в каналах и паразитные фазовые сдвиги, обусловленные конструкцией антенны;  $\bar{U}_{\text{вх},k}^{(0)}(n)$  – отсчет комплексной огибающей в  $k$ -ом канале АР без учета взаимного влияния элементов друг на друга;  $\bar{G}_{k,l}$  – комплексные коэффициенты, определяющие уровень взаимного влияния между токами в разных элементах. Эти комплексные коэффициенты образуют матрицу коэффициентов  $\mathbf{G}$ . Будем считать, что номер строки  $k$  соответствует номеру анализируемого элемента, в котором рассчитывается результирующий ток, а  $l$  соответствует номеру элемента, индуцирующему дополнительный ток в цепи (канале). Справедливо предположить, что при  $k = l$   $G_{k,l} = 0$ . Для простоты анализа будем считать, что микрополосковые линии, питающие элементы антенны, согласованы с входным сопротивлением каждого элемента. Таким образом, коэффициенты отражения близки к нулю и ими можно пренебречь.

Обозначим  $\bar{U}_{\text{вх},k}(n) = \bar{U}_{\text{вх},k}^{(0)}(n) + \sum_{l=1}^N \bar{G}_{k,l} \bar{U}_{\text{вх},k}(n)$  как результирующее значение комплексной огибающей сигнала в  $k$  – ом канале, с учетом наводок других элементов. Также обозначим  $\bar{W}_{k,0}^{(i)} \bar{K}_k^{(i)} = \bar{W}_k^{(i)}$  – фактическое значение весового коэффициента, на которое умножается сигнал в  $k$ -м канале при формировании  $i$ -го луча.

В случае, если для всех  $k = 1$  и  $\mathbf{G} = 0$ , ДН антенной решетки определяется произведением преобразования Фурье от вектора весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_0$  на ДН одного элемента. При этом, оценка ДН, полученная с помощью выражения (5.2), будет соответствовать действительности при соблюдении заданных идеальных условий.

Для проверки адекватности рассматриваемой методики в условиях ненулевой матрицы взаимного влияния проведено исследование с использованием математической

модели и экспериментальное исследование прототипа автомобильного радара миллиметрового диапазона, АР которого представлена рисунке 5.1.

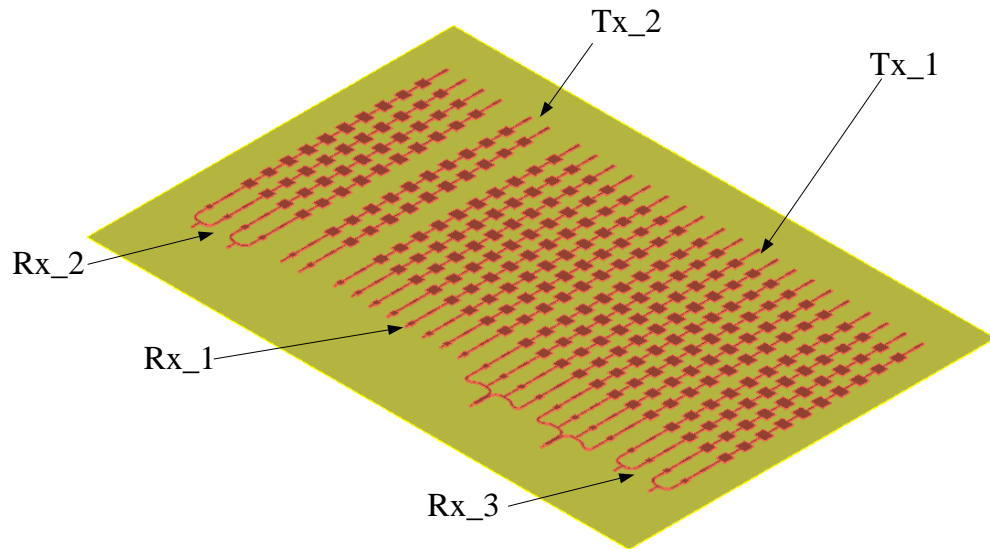


Рисунок 5.1. Модель АР автомобильного радара миллиметрового диапазона

Передающая часть АР размещена между фрагментами приемной антенны. Для концентрации энергии в заданном секторе пространства в дальней зоне передающая антенна имеет достаточно большую апертуру ( $3.5\lambda$ ). В то же время, при работе в режиме ближней зоны используется антенна, состоящая всего из двух элементов, разность фаз в каналах которых составляет 180 градусов для формирования широкого сектора обзора. Различие в размере апертур двух передающих антенн определяет неэквидистантное размещение приемных подрешеток по краям платы [6, 41, 78]. Таким образом, передающая антенна  $T_{x1}$  имеет ширину луча около  $12^\circ$ . Передающая антенна  $T_{x2}$  облучает сектор шириной порядка  $\pm 45^\circ$ . Прием сигналов, отраженных от объектов при работе в режиме ближней зоны, характеризуется требованием однозначности определения координат целей, в связи с чем АР приемника  $R_{x1}$  представляет собой набор эквидистантно расположенных с шагом, равным половине длины волны, столбцов, каждому из которых соответствует свой канал микросхемы. Для достижения высокого углового разрешения при однозначном измерении азимута при работе в режиме дальней зоны фрагменты приемной антенны разносятся на максимальное расстояние друг от друга, и реализованы как подрешетки  $R_{x2}$  и  $R_{x3}$  (рисунок 5.1).

Пусть Матрица взаимного влияния  $\mathbf{G}$  является симметричной относительно главной диагонали, что соответствует теореме взаимности антенн в том смысле, что коэффициенты взаимного влияния двух элементов друг на друга одинаковы:  $G_{l,k} = G_{k,l}$ . Для описания комплексного коэффициента взаимного влияния использовалась модель, включающая детерминированную экспоненциальную зависимость и фактор, учитывающий случайные отклонения, связанные с конструктивными особенностями структурных элементов антенны:

$$G_{l,k} = \exp[-k_{att} \cdot |l - k|] \exp[j|l - k| \Delta\varphi_{adj}] \cdot \{ [1 + k_{amp} \cdot \xi_{norm}] \exp[j\Delta\varphi_{unif} \cdot \zeta_{unif}] \} \quad (5.5)$$

где  $k_{att}$  – коэффициент затухания в среде, в которой находятся элементы антенны (в случае патч-антенны – в диэлектрическом материале подложки);  $\Delta\varphi_{adj}$  – фазовый сдвиг между соседними столбцами антенны;  $k_{amp}$  – коэффициент флуктуации амплитуды, определяющий

степень хаотичности модуля коэффициента взаимной связи, обусловленный конструктивными особенностями;  $\xi_{\text{norm}}$  - случайная величина, распределенная по стандартному нормальному закону;  $\Delta\varphi_{\text{unif}}$  - максимальный разброс фазы, обусловленный конструктивными особенностями;  $\zeta_{\text{inif}}$  - случайная величина с равномерным распределением в интервале (0,1). Для произведения математического моделирования значения отмеченных переменных приняты равными:  $k_{\text{att.}} = 0.9$ ,  $\Delta\varphi_{\text{adj.}} = \pi$ ,  $k_{\text{amp.}} = 0.01 \dots 0.1$ ,  $\Delta\varphi_{\text{unif.}} = \pi/6 \dots \pi/3$ . В то же время для рассматриваемой модели были специально подобраны параметры, при которых соседние каналы имеют коэффициент передачи на 10 дБ хуже, чем в реальной конструкции. На рисунке 5.2 представлена детерминированная составляющая зависимости модуля коэффициента взаимного влияния от разности номеров каналов.

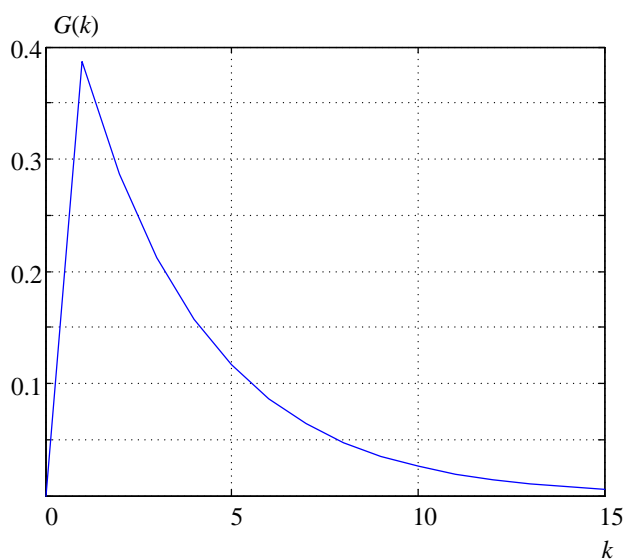


Рисунок 5.2. Зависимость модуля коэффициента взаимного влияния между каналами АР от номера канала

Из последнего рисунка видно, что при для соседних каналов АР коэффициент взаимного влияния максимален и составляет порядка 0,4, что соответствует развязке -8 дБ. Дальние элементы практически не оказывают влияние на рассматриваемый столбец и их воздействием, как правило, пренебрегают.

Из-за возникновения эффекта взаимного влияния ДН отдельных каналов искажаются, что продемонстрировано на рисунке 5.3. Кривая 1 соответствует теоретической ДН одного столбца антенны, кривые 2-5 - ДН разных столбцов той же антенны с учетом взаимного влияния. На рисунке 5.4 показаны аналогичные графики, полученные при электродинамическом моделировании антенны в среде ADS. Видно, что в данном случае искажения для упрощенной модели и более точной электродинамической имеют общий характер. Взаимное влияние элементов при формировании результирующей ДН АР приводит к уменьшению коэффициента усиления в направлении главного лепестка и увеличению относительного УБЛ.

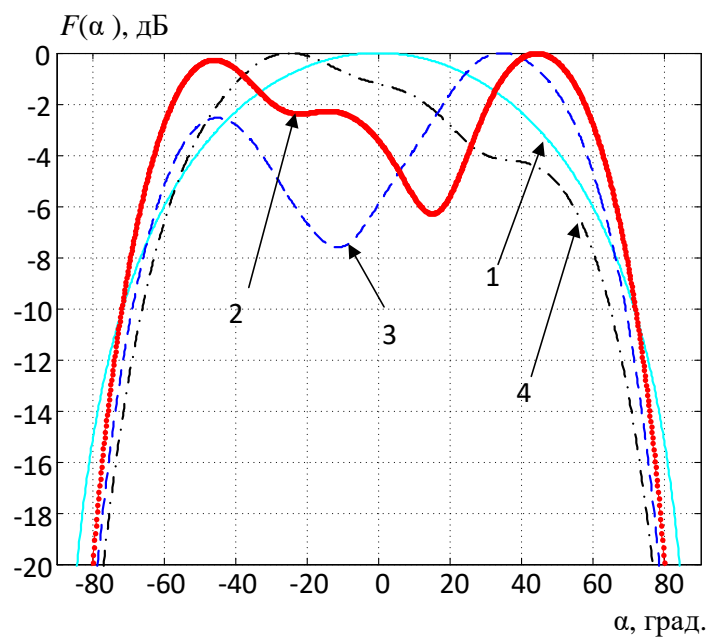


Рисунок 5.3. ДН столбцов приемной АР автомобильного радара

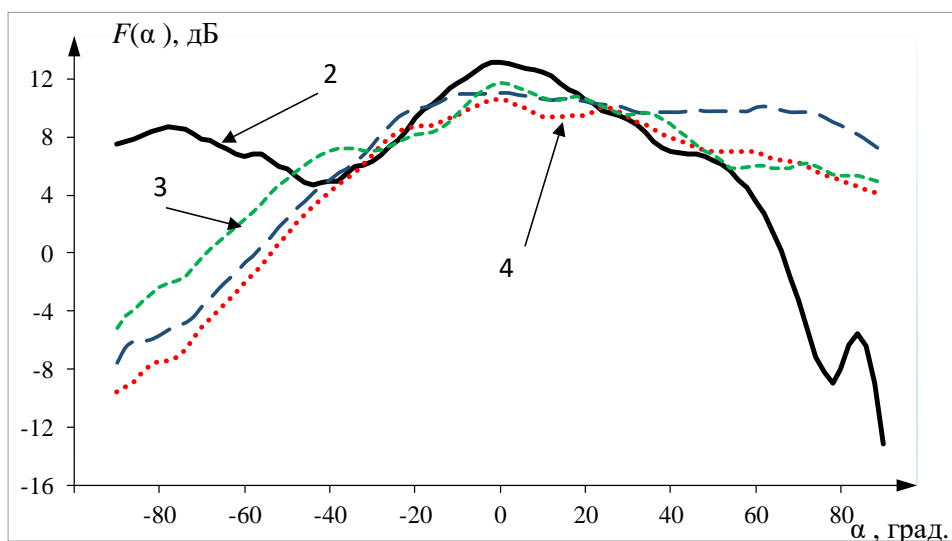


Рисунок 5.4. ДН столбцов АР автомобильного радара в среде ADS

ДН всей приемной антенны строилась с учетом матрицы взаимного влияния  $\mathbf{G}$ . На рисунке 5.5 кривая 1 соответствует идеализированной АР при  $\mathbf{G} = 0$ . Кривая 2 — оценка ДН, полученная при моделировании классическим методом, когда источник излучения движется по окружности вокруг приемной антенны в дальней зоне. Кривая 3 получена при оценке (также в моделировании) амплитудно-фазового распределения отсчетов сигнала в приемных каналах по одному фиксированному направлению на излучатель с последующим вычислением преобразования Фурье. Как видно из рисунка, последние две оценки практически совпадают. Таким образом, с помощью произведения лишь одного измерения отражённого сигнала с заданного направления и выполнением операции преобразование Фурье возможно получить ДН АР, форма и характеристики которой в значительной степени повторяют ДН, полученную при классическом методе измерения.

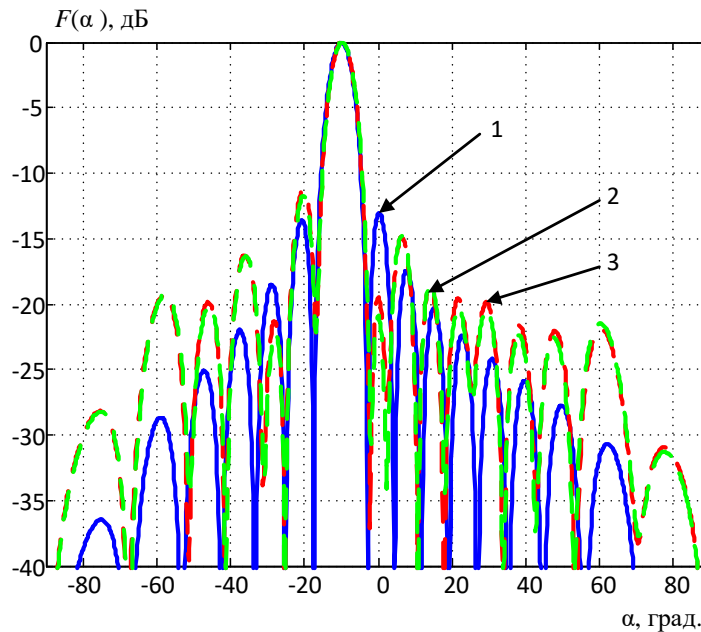


Рисунок 5.5. Результирующие ДН АР при наличии и отсутствии взаимного влияния между элементами антенны

Экспериментально эффективность рассмотренного метода измерения ДН исследована на одном из прототипов автомобильного радара диапазона 76...77 ГГц. Конструкции передающей и приемной антенн соответствуют описанным выше. Приемная АР радара содержит 12 приемных каналов. Передающая антенна представляет собой структуру, состоящую из восьми столбцов, отстоящих друг от друга на половину длины волны. В ходе эксперимента в безэховой камере измерялась результирующая ДН передающей и приемной антенн. Данные измерения проводились путем поворота радара по окружности, относительно направления на УО, расположенный на расстоянии 5 м, с шагом в один градус.

Одновременно с измерением амплитуды ДН при каждом угловом положении радара относительно УО фиксировались отсчеты с выхода приемного модуля каждого канала. По полученным записям с помощью описанного выше алгоритма оценивалось АФР приемной антенны.

На рисунке 5.6 представлены результаты экспериментального измерения ДН. В частности, приведен один из парциальных лучей, сформированный в направлении 6 градусов. Сплошной линией (кривая 1) показаны оценки, полученные прямым измерением в безэховой камере (классическим способом). Штриховой линией (кривая 2) представлены результаты оценки, полученные в соответствии с предложенной методикой. Для обеспечения адекватного сравнения расчетная ДН приемной решетки умножается на ДН передающей антенны, вычисленную при помощи электродинамического моделирования в ADS. Из графиков видно, что оценки, полученные обоими методами, имеют близкие значения. Небольшая разница в уровне и положении боковых лепестков вызвана ошибками измерения и моделирования. При этом, УБЛ ДН на рисунке 5.6 меньше, чем для случая, изображенного на рисунке 5.5. Это связано с тем, что на рисунке 5.5 показаны ДН только приемной АР, в то время как, на рисунке 5.6 – результирующие ДН всей антенны.



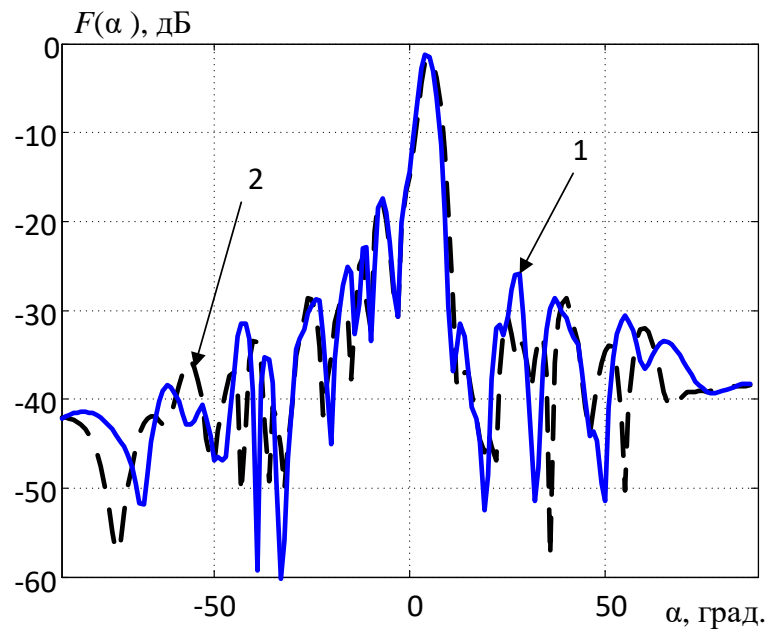


Рисунок 5.6. Результаты экспериментальных измерений ДН АР автомобильного радара в режиме работы в дальней зоне

Результаты испытаний соответствуют предъявляемым к АР радара характеристикам. Представленная ДН имеет ширину луча около 5 град. за счет ДН передающей антенны, и уровень первого бокового лепестка минус 18 дБ при реализации вектора весовых коэффициентов с равномерным распределением амплитуд. За пределами рабочего сектора в дальней зоне УБЛ принимает еще меньшие значения порядка минус 25 дБ и ниже.

## Заключение

Представленная работа посвящена способом построения АР сантиметровых и миллиметровых радаров интеллектуальных транспортных средств, а также систем контроля движения на ж/д переездах.

В работе рассмотрены следующие основные вопросы.

Рассмотрены основные типы используемых антенн в радарных системах сантиметрового и миллиметрового диапазонов и обоснован выбор технологии производства исследуемых антенн. С точки зрения простоты и надежности, компактности, низкого уровня кросс-поляризации, низкого профиля и дешевизны производства антенны строятся на базе отрезков микрополосковой линии передачи. Также разработаны структурные элементы антенн, произведено их исследование и приведены результаты их моделирования.

Рассмотрен способ построения АР автомобильного радара с точки зрения обеспечения максимальной дальности обнаружения целей при как можно меньшем количестве используемых приемо-передающих модулей и сохранении разрешающей способности по угловой координате. Использование технологии ММО приводит к уменьшению КУ по сравнению с антенной, апертура которой полностью заполнена элементами, расположенными на расстоянии в половину длины волны. В связи с чем, предложен и исследован метод, состоящий в объединении соседних столбцов АР друг с другом в подрешетки. В этом случае удастся сохранить КУ и разрешающую способность по углу. Возникающие при данном решении интерференционные максимумы при работе в узком секторе углов в режиме дальней зоны оказываются в области боковых лепестков ДН передающей антенны и в значительной степени подавляются при вычислении результирующей ДН АР. Приведена соответствующая архитектура АР автомобильного радара и результаты ее моделирования, согласно которым предложенный метод построения АР полностью оправдывает себя с точки зрения уровня КУ и компактности конструкции, в части количества используемых приемо-передающих модулей.

Предложен и исследован подход к реализации антенной системы для радара, осуществляющего контроль движения на ж/д переезде. К системам обнаружения объектов на железнодорожных переездах предъявляются очень жесткие требования. Решение задачи однозначного обнаружения объектов в широком секторе с высоким уровнем разрешения по углу обеспечивается за счет размещения передающих/приемных элементов на максимальном расстоянии друг от друга. Показано, что формируемый набор узких лучей при реализации двух режимов работы (синфазный и противофазный) обеспечивает перекрытие широкого (порядка  $\pm 45^\circ$ ) сектора обзора, а подавление интерференционных максимумов достигается за счет ДН приемной/передающей антенны. Приведены структура АР, передающей части ж/д радара и результаты математического и электродинамического моделирования.

Исследована возможность применения просветного радара на ж/д переезде совместно с отражательным. Получены и представлены зоны обнаружения просветного радара с разными несущими частотами. Предложен способ решения проблемы обнаружения стационарных объектов вблизи линии базы за счет устранения прямого сигнала с передатчика в направлении приемной позиции. Реализация данного решения

осуществлена соответствующей архитектурой АР, основной луч ДН, которой имеет ноль в направлении линии базы, что убирает эффект «засвечивания» целей вблизи линии базы. Продемонстрированы архитектура АР просветного радара, полученные ДН и результаты исследования, базирующиеся на выполнении операции двойного преобразования Фурье рассеянных сигналов в условиях наличия прямого сигнала и при подавленном прямом сигнале. По данным результатам получено, что при рассмотрении в зоне обзора двух целей: неподвижную и перемещающуюся с небольшой скоростью, при наличии сигнала от передатчика неподвижная цель не разрешается на фоне прямого сигнала даже при ее размещении во втором элементе разрешения, так как уровень прямого сигнала превышает уровень отраженного примерно на 40 дБ. В то же время при подавлении прямого сигнала стационарная цель обнаруживается также, как и движущаяся.

Предложен и исследован способ построения АР радара для малой авиации. Показано, что однозначное обнаружение объектов на дальностях порядка 1-2 км при угловом разрешении около  $5^\circ$  может быть достигнуто за счет реализации секторного сканирования пространства. Показано, что за счет построения приемной АР с большой апертурой, элементами которой являются подрешетки, обеспечивается формирование набора узких лучей, которые определяют ширину результирующей ДН антенны и обеспечивают заданный уровень разрешения по углу. В то же время, возникающие в ДН приемника интерференционные максимумы подавляются ДН передатчика, облучающего заданную область пространства. Продемонстрированы структуры АР полетного и посадочного радаров и результаты их математического и электродинамического моделирования. Посадочный радар, по сути, является двумерной версией полетного и осуществляет одинаково эффективное обнаружение и разрешение целей в азимутальной и угломестной плоскостях.

Исследован альтернативный метод получения ДН АР, заключающийся в производстве измерения отраженного сигнала лишь с одного заданного направления и выполнением операции преобразования Фурье от полученного таким образом АФР по апертуре исследуемой антенны. Для реализации данного подхода необходимо чтобы все элементы АР были идентичны и характеристики их ДН было точно известны. Спроектирована и приведена структура АР, реализованной в прототипе автомобильного радара миллиметрового диапазона. Получена зависимость коэффициента взаимного влияния между каналами АР в зависимости от расстояния между ними и показаны возможные эффекты, когда уровень данного влияния становится значительным. По результатам, проведенных теоретических и экспериментальных исследований получено, что форма и характеристики получаемой таким способом ДН АР в значительной степени повторяют ДН, снятую классическим методом измерения.

В соответствии с рассмотренными способами реализации и предложенными моделями АР разработан и выпущен прототип автомобильного радара миллиметрового диапазона, характеристики обнаружения которого исследованы в результате натурных испытаний. На основе анализа полученных результатов сделан вывод о корректности предлагаемых подходов и решений в области реализации АР радаров интеллектуальных транспортных средств.

## Список литературы

1. G. Marsden; M. Brackstone; M. McDonald. Assessment of the Stop and Go function using real driving behaviour // 2001 ADAS. International Conference on Advanced Driver Assistance Systems, (IEE Conf. Publ. No. 483).
2. C. Calefato, R. Montanari, F. Tango. Advanced drivers assistant systems in automation // 12th International Conference on Human-Computer Interaction, HCI International 2007, 2007, P. 768-777.
3. J. Piao, M. McDonald. Advanced driver assistance systems from autonomous to cooperative approach // Transport Reviews, vol. 28, No. 5, 2008, P. 659-684.
4. J. Misener, R. Sengupta, H. Krishnan. Cooperative collision warning: Enabling crash avoidance with wireless technology // Intelligent Transportation Society of America - 12th World Congress on Intelligent Transport Systems, 2005, vol. 8, P 4874-4884.
5. Kawasaki Naoki, Kienche Uwe. Standard platform for sensor fusion on advanced driver assistance system using Bayesian Network // IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Proceedings, 2004, P. 250-255.
6. V.N. Burov, A.A. Kuzin, A.V. Myakinkov, A.D. Pluzhnikov, A.G. Ryndyk, R.S. Fadeev, S.A. Shabalin, P.S. Rogov. Development of the automotive radar for the systems of adaptive cruise control and automatic emergency breaking // 2019 International Conference on Engineering and Telecommunication, EnT 2019, 20-21 November, 2019.
7. D. Phippen, L. Daniel, E. Hoare, M. Cherniakov, M. Gashinova. Compressive Sensing for Automotive 300GHz 3D Imaging Radar // 2020 IEEE Radar Conference, RadarConf 2020, 21-25 September, 2020.
8. D. Phippen, L. Daniel, E. Hoare, M. Gashinova, M. Cherniakov. 3D Images of Elevated Automotive Radar Targets at 300GHz // International Radar Conference, RADAR 2019, 23-27 September, 2019.
9. ГОСТ 34012-2016. Межгосударственный стандарт «Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики» (IEC 61508-2:2010).
10. L. Zheng, X. Chen, H. Jiang. High resolution detection in application of railway radar system // IET International Radar Conference 2013, 14-16 April 2013.
11. M. Watanabe, K. Okazaki, J. Fukae. An obstacle sensing radar system for a railway crossing application: a 60 GHz millimeter wave spread spectrum radar // 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278), 2-7 June 2002.
12. A. H. Narayanan, P. Brennan, R. Benjamin. Railway level crossing obstruction detection using MIMO radar // 2011 8th European Radar Conference, 12-14 October 2011.
13. Jin Yanwei, Dong Yu. Research on Railway Obstacle Detection Method Based on Radar // 2021 7th International Symposium on Mechatronics and Industrial Informatics (ISMII), 22-24 January 2021.
14. H. Rohling, "Automotive radar", Proc. SPIE 5484, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments II, (22 July 2004).
15. Schneider, M. Automotive Radar – Status and Trends / M. Schneider // Proceeding of German Microwave Conference. Ulm, Germany. – 2005.– P. 144–147.
16. Cristian Waldschmidt, Juergen Hash, Wolfgang Menzel. Automotive Radar—From First Efforts to Future Systems IEEE Journal of Microwaves, Jan.2021, Vol.1, No.1.

17. S. Shabalin, A. Myakinkov, A. Kuzin, A. Ryndyk, R. Fadeev. Phased Antenna Array of Radar for Small Sized Civil Helicopters // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 27-30 January, 2020.
18. M. Hagelen, Gunnar Briese, Helmut Essen. A millimetrewave landing aid approach for helicopters under brown-out conditions // 2008 IEEE Radar Conference, 26-30 May, 2008.
19. S. Futatsumori, A. Kohmura, N. Yonemoto. Small transmitting power and high sensitivity 76GHz millimeter-wave radar for obstacle detection and collision avoidance of civil helicopters // 2012 9th European Radar Conference, 31 October-2 November 2012.
20. H. M. Braun; H. Baessler; B. Jackson. Helicopter flight and landing RADAR - A new technology developed in the European EUROSTARS program // 2013 14th International Radar Symposium (IRS), 19-21 June 2013.
21. K. Yamamoto; K. Yamada; N. Yonemoto. Millimeter wave radar for the obstacle detection and warning system for helicopters // RADAR 2002, 15-17 October 2002.
22. V. Ziegler; F. Schubert; B. Schulte. Miniaturized helicopter near field obstacle warning radar: Sensor system performance and flight tests // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), 1-6 June 2014.
23. Документация радара «AP24MAP», [https://device.milandr.ru/products/ustroystva-dlya-sistem-pomoshchi-voditelyu-adas-bespilotnykh-sistem/radar-ar24-mar/?sphrase\\_id=257251](https://device.milandr.ru/products/ustroystva-dlya-sistem-pomoshchi-voditelyu-adas-bespilotnykh-sistem/radar-ar24-mar/?sphrase_id=257251).
24. В.Т. Ермолаев, В.Ю. Семенов, А.Г. Флакман, И.В. Артюхин, О.А. Шмонин. Метод формирования виртуальных приемных каналов в автомобильном ММО-радаре// Радиотехника №7, 2021, 115-126.
25. В. В. Клоков, С.Н. Павликов. «Рупорные антенны», методические указания к лабораторным работам по курсам «Антенны и устройства СВЧ» и «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства систем подвижной радиосвязи», Владивосток, 2008.
26. Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, К. И. Гринева, А. Ю. Гринева, Б. Я. Мякишев, Л. И. Пономарев, В. С. Филиппов. «Антенны»: Современное состояние и проблемы / под редакцией Л. Д. Бахраха и Д. И. Воскресенского, Советское радио, Москва, 1979. – 207 с.
27. А.Ю. Гринева, Е.В. Ильин, Д.А. Евсеев. Улучшение поляризационных характеристик микрополосковых фазированных антенных решеток с линейной поляризацией. Антенны. 2017. №10 (242). С. 3-10.
28. А.И. Гиголо, Г.Ю. Кузнецов, В.С. Темченко. Новый метод калибровки фазированной антенной решетки на основе данных измерений поля в ближней зоне. Антенны. 2022. №4 (278). С. 33-45.
29. А.Ю. Гринева, А.А. Измайлов. Теоретическое и экспериментальное исследование двухдиапазонной антенной решетки. Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. №12. С. 1155-1164.
30. Д.В. Багно, А.Ю. Гринева, В.С. Темченко. Измерение характеристик сверхширокополосных антенн радара подповерхностного зондирования во временной области. Антенны. 2011. №3 (166). С. 06-14.
31. Tarek Djerafi, Ali Doghri, Ke Wu. Handbook of Antenna Technologies. «Substrate Integrated Waveguide Antennas» / Poly-Grames Research Center, École Polytechnique de Montréal, Montreal, QC, Canada, 2015.
32. С.А. Balanis. «Antenna Theory», 4rd ed., Wiley Interscience, Hoboken, New Jersey, 2016, pp.496-500.
33. Erdem Akgün. «MILLIMETER WAVE MICROSTRIP LAUNCHER AND ANTENNA ARRAY», Department of Electrical and Electronics Engineering, 2006.

34. David. M. Pozar, "Microwave Engineering," 4rd ed., John Wiley & Sons, Inc., University of Massachusetts at Amherst, pp.328-333, 2012.
35. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. – 2-еизд., перераб., и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
36. Распоряжение Правительства РФ от 21.01.2011 N 57-р (ред. от 03.03.2012) «Об утверждении плана использования полос радиочастот в рамках развития перспективных радиотехнологий в Российской Федерации».
37. A. Venalla, K.C. Gupta. Design of a low side lobe short series fed linear array of microstrip patches / Department of Electrical and Computer Engineering University of Colorado, 1987.
38. С. Е. Банков. Антенные решетки с последовательным питанием [Текст] /. - Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2013. - 414, [1] с.: ил., табл.; 22 см.; ISBN 978-5-9221-1405-9 (в пер.).
39. Ч. Кук, М. Бернфельд. Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. В. С. Кельзона. М. Изд-во «Советское радио», 1971, - 568 с.
40. K. Sakakibara. High-gain Millimeter-wave Planar Array Antennas with Traveling-wave Excitation. Radar Technology, Book edited by Dr. Guy Kouemou, pp.410, December 2009.
41. Beresnev P.O., Kurkin A.A., Kuzin A.A., Myakinkov A.V., Pelinovsky E.N., Ryndyk A.G., Shabalin S.A. Radar subsystems of autonomous mobile robotic systems for studying tsunami in the coastal zone. Science of Tsunami Hazards, 2020, vol.39, issue 3, pp. 137-155.
42. Pirhani A.A., Pooni S., Cherniakov M. Implementation of MIMO beamforming on OTS FMCW automotive radar // Proceeding International Radar Symposium, Ulm, Germany, 26-28 June, 2019. doi: 10.23919/IRS.2019.8768103.
43. Zwanetski A., Kronauge M., Rohling H. Waveform design for FMCW MIMO radar based on frequency division // Proceeding International Radar Symposium, Dresden, Germany, 19-21 June, 2013.
44. Bogdan T., Dorina I. Simulation of automotive MIMO radar // 2020 14<sup>th</sup> International Symposium of Electronics and Telecommunications – Conference, Timisoara, Romania, 5-6 November, 2020. doi: 11.1109/ISETC50328.2020.9301103.
45. Li, Jian. MIMO Radar Signal Processing. John Wiley & Sons, Inc. 2009.
46. B. J. Donnet and I. D. Longstaff, "MIMO Radar, Techniques and Opportunities," 2006 *European Radar Conference*, Manchester, UK, 2006, pp. 112-115, doi: 10.1109/EURAD.2006.280286.
47. A. Hassanien and S. A. Vorobyov, "Phased-MIMO Radar: A Tradeoff Between Phased-Array and MIMO Radars," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3137-3151, June 2010, doi: 10.1109/TSP.2010.2043976.
48. H. Sun, F. Brigui, M. Lesturgie. Analysis and comparison of MIMO radar waveforms // International Radar Conference, Lille, France, 2014, Proceeding of 2014 International Radar Conference, 13-17 October 2014, DOI: 10.1109/RADAR.2014.7060251.
49. J. Bechter, F. Roos and C. Waldschmidt, "Compensation of Motion-Induced Phase Errors in TDM MIMO Radars," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 1164-1166, Dec. 2017, DOI: 10.1109/LMWC.2017.2751301.
50. M. Kamruzzaman. Performance of relay assisted multiuser uplink MIMO wireless communication using Walsh Hadamard sequences // 2013 International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT), Khulna, Bangladesh, 2014, Proceeding of EICT, 13-15 February, DOI: 10.1109/EICT.2014.6777902.
51. M. Alae-Kerahroodi, M. Modarres-Hashemi. Binary sequences set with small ISL for MIMO radar systems // 26th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Rome, Italy, Proceeding of EUSIPCO, 03-07 September 2018, DOI: 10.23919/EUSIPCO.2018.8553434.

52. E. Romanova, M. Khasanov, V. Karpov. MIMO radar lossy data flow decreasing technique with pseudo-random receivers duty cycle sequence // Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint-Petersburg, Russia, Proceeding of ElConRus, 25-28 January 2022, DOI: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755608.
53. Z. Zhang, X. Li. Optimization on the ambiguity properties of MIMO radar // IET International Radar Conference 2015, Hangzhou, 14-16 October 2015, DOI: 10.1049/cp.2015.1469.
54. W. Wan, S. Zhang, W. Wang. Resolving Doppler ambiguity of high-speed moving targets via FDA-MIMO radar // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, v. 19, 2021, DOI: 10.1109/LGRS.2021.3126425.
55. М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин. Технология МИМО: принципы и алгоритмы. Изд. Горячая линия-Телеком, С. – 242. 2022.
56. J. Song, P. Babu and D. P. Palomar, "Sequence Set Design With Good Correlation Properties Via Majorization-Minimization," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 11, pp. 2866-2879, June 1, 2016, doi: 10.1109/TSP.2016.2535312.
57. J. Song, P. Babu and D. P. Palomar, "Sequence Design to Minimize the Weighted Integrated and Peak Sidelobe Levels," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 8, pp. 2051-2064, April 15, 2016, doi: 10.1109/TSP.2015.2510982.
58. H. He, P. Stoica and J. Li, "Designing Unimodular Sequence Sets With Good Correlations—Including an Application to MIMO Radar," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 11, pp. 4391-4405, Nov. 2009, doi: 10.1109/TSP.2009.2025108.
59. А.И. Синани, А.Ю. Гринев, Г.Ф. Мосейчук, Д.В. Багно, А.Е. Зайкин, Е.В. Ильин. Результаты исследований и разработки излучающих систем антенных решеток. Антенны. № 5 (273), 2021. С. 52-64.
60. A. Rida, M. Tentzeris, S. Nikolaou. Design of low cost microstrip antenna arrays for mm-Wave applications // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Spokane, USA, 3-8 July, 2011. doi: 10.1109/APS.2011.5996916.
61. Shao Po Sun, Cheng-Nan Chiu, Yu-Chou Chuang, Tsung-Ching Lin, Han-Chang Hsieh. A high-gain circularly-polarized patch antenna design using an advanced shielding technique // 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, Singapore, 14-18 May, 2018. doi: 10.1109/ISEMC.2018.8393950.
62. Tae Hwan Jang, Hong Yi Kim, Chul Soon Park. A 60 GHz self-shielded yagi antenna with pyramidal horn // 2016 International Symposium on Antennas and Propagation, Okinawa, Japan, 24-28 October, 2016.
63. H. Rohling, M.-M. Meinecke, "Waveform Design Principles for Automotive Radar System," in CIE International Conference on Radar, 2001.
64. P. Sorowka, H. Rohling, "Pedestrian Classification with 24 GHz Chirp Sequence Radar," 16th International Radar Symposium (IRS) 2015, Vol. 1, 167-173, June 2015.
65. S. N. Shabunin, V. A. Chechetkin, D. S. Klygach, A. V. Ershov, M. G. Vakhitov, V. A. Dumchev, I. A. Dumchev. Non-equidistant antenna array with low level of side lobes. 2016 IEEE 6th International Conference on Communications and Electronics, IEEE ICCE 2016, 2016, pp. 230-233.
66. M. I. Skolnik. Radar handbook. Third edition, The McGraw-Hill Companies, 2008.
67. M.G. Amin, A. Belouchrani, Y. Zhang. The spatial ambiguity function and its applications. IEEE Signal Processing Letters (Volume: 7, Issue: 6, June 2000).
68. Cherniakov M. Bistatic Radar: Principles and Practice. Chichester: John Wiley & Sons, 2007, 518 p. doi: 10.1002/9780470035085.

69. Waldschmidt C., Hasch J., Wolfgang M. Auto-Motive Radar – from First Efforts to Future Systems. *IEEE Journal of Microwaves*. 2021, vol. 1, no. 1, pp. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616.
70. Cai H., Li F., Gao D., Yang Y., Li S., Gao K., Qin A., Hu C., Huang Z. Foreign Objects Intrusion Detection Using Millimeter Wave Radar on Railway Crossings. 2020 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC). Toronto, Canada, 14 December 2020.
71. Ehrnsperger M. G., Siart U., Moosbühler M., Daporta E., Eibert T. F. Signal Degradation through Sediments on Safety-Critical Radar Sensors. *Adv. RadioSci*.
72. Waite J. L., Arnold D. V. Interferometric Radar Principles in Track Hazard Detection to Improve Safety. IGARSS 2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No.00CH37120). Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2002. doi: 10.1109/IGARSS.2000.859622.
73. Iqbal Z., Pour M. Grating Lobe Mitigation in Scanning Planar Phased Array Antennas. 2019 IEEE Intern. Symp. on Phased Array System & Technology (PAST). Waltham, USA, 15–18 October 2019. IEEE, 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020996.
74. Tashtarian G., Majedi M. S. Grating Lobes Reduction in Linear Arrays Composed of Subarrays Using PSO. 2019 Intern. Symp. on Networks, Computers and Communications (ISNCC). Istanbul, Turkey, 18–20 June 2019. IEEE, 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISNCC.2019.8909108.
75. Khalilpour J., Ranjbar J., Karami P. A Novel Algorithm in a Linear Phased Array System for Side Lobe and Grating Lobe Level Reduction with Large Element Spacing. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2020, vol. 104, pp. 265–275. doi: 10.1007/s10470-020-01612-1.
76. Engels F., Wintermantel M., Heidenreich P. Automotive MIMO Radar Angle Estimation in the Presence of Multipath. European Radar Conf. (EURAD). Nuremberg, Germany, 11–13 October 2017. IEEE, 2017. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249152.
77. Hehenberger S. P., Yarovoy A., Stelzer A. A 77-GHz FMCW MIMO Radar Employing a Non-Uniform 2D Antenna Array and Substrate Integrated Wave-Guides. 2020 IEEE MTT-S Intern. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Linz, Austria, 23–23 November 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059.
78. Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G., Shabalin S. A. Millimeter-Wave Phased Antenna Array for Automotive Radar. Proc. Intern. Radar Symp. Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019. doi: 10.23919/IRS.2019.8768182.
79. Ryndyk A. G., Myakinkov A. V., Balashova D. M., Burov V. N., Shabalin S. A., Mikhaylov A. D. Railway Safety Radar System with Use of FSR. Proc. of 2021 21st Intern. Radar Symp. (IRS). Berlin, Germany, 21–22 June 2021. IEEE, 2021. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229.
80. Kumari P., Mitra E., Mandal D. Wide Null Control of Compact Multiple Antenna Terminals Using PSO. 2017 Intern. Electrical Engineering Congress (iEECON), Pattaya, Thailand, 08–10 March 2017. IEEE, 2017. doi: 10.1109/IEECON.2017.8075847.
81. Sedivy P. Radar Sidelobe Canceller Performance Evaluation. 2013 Conf. on Microwave Techniques (COMITE). Pardubice, Czech Republic, 17–18 April 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/COMITE.2013.6545067.
82. Ward J., Compton R. T. Sidelobe Level Performance of Adaptive Sidelobe Canceller Arrays with Element Reuse. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1990, vol. 38, iss. 10, pp. 1684–1693. doi: 10.1109/8.59783.
83. The European Telecommunications Standards Institute. ETSI EN 302 858-1 V1.3.1 (2013-11). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Road Transport and Traffic Telematics (RTTT); Automotive radar equipment operating in the 24,05 GHz up to 24,25 GHz or 24,50 GHz frequency range; Part 1: Technical characteristics and test methods.



84. A.B. Blyakhman, I.A. Runova, "Forward Scattering Radiolocation Bistatic RCS and Target Detection", *Proc. of the 1999 IEEE Radar Conference*, Waltham, USA, April 1999, pp. 203–208.
85. V. Sizov, M. Cherniakov, M. Antoniou, "Forward Scattering Radar Power Budget Analysis for Ground Targets", *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2007, Vol.1, Iss. 6, pp.437–446.
86. M. Ritchie, F. Fioranelli, K. Woodbridge, H. Griffiths, L. Daniel, A.De Luca, S. Hristov, M. Gashinova, M. Cherniakov, "Simultaneous Data Collection of Small Maritime Targets using Multistatic and Forward Scatter Radar", *Proc. of IEEE Radar Conference*, 2015, Arlington, VA, USA.
87. A.G. Ryndyk, A.V. Myakinkov, D.M. Smirnova, M.S. Gashinova, "Estimation of coordinates of ground targets in multi-static forward scattering radar", *Proc. of 2012 Int. Radar Conference*, Glasgow, UK, 2012, 6 p.
88. L.Y. Daniel, M.S. Gashinova, M. Cherniakov, "Target Observability Improvement in Multi-Static Maritime Forward Scatter Radar", *Proc. of Int. Radar Conference 2014*, Lille, France, 2014, 6 p.
89. D. Pastina, M. Contu, P. Lombardo, M. Gashinova, A. De Luca, L. Daniel, M. Cherniakov, "Target motion estimation via multi-mode forward scatter radar system", *Radar, Sonar & Navigation, IET*, 2016, Vol.10, Iss. 1, pp. 3-14.
90. A.B. Blyakhman, A.V. Myakinkov, A.G. Ryndyk, "Algorithm of target tracking for three-dimensional bistatic forward scattering radar", *Proc. of IV Int. Radar Symposium*, Warsaw, Poland, 2004, pp.309-324.
91. M. Cherniakov, V. Sizov, A.V. Myakinkov et. al. "Easily Deployable, Multi-Functional Radar Network", *Proc. of 5th EMRS DTC Technical Conference*, Edinburgh, UK, 2008, pp. 34-37.
92. A.B. Blyakhman, A.V. Myakinkov, A.G. Ryndyk, "Phased Antenna Arrays in Bistatic Forward Scattering Radar System", *Proc. Of Symposium "Progress in Electromagnetics Research"*, Boston, Massachusetts, July 2002, p.163.
93. M.T. Falconi, D. Comite, A. Galli, D. Pastina, P. Lombardo and F.S. Marzano, "Forward Scatter Radar for Air Surveillance: Characterizing the Target-Receiver Transition from Far-Field to Near-Field Regions", *Remote Sensing*, Vol. 9, Iss. 1.
94. N.J. Willis, H.D. Griffiths, "Advances in Bistatic Radar", *SciTech Publishing, Inc*, US, 2007.
95. V.S.Chernyak. Fundamentals of Multisite Radar Systems Multistatic Radars and Multistatic Radar Systems ISBN 9789056991654 CRC Press, 1998, 492 P.
96. H. Rohling, C. Moller. Radar waveform for automotive radar systems and applications. 2008 IEEE Radar Conference, 26-30 May 2008, Pages 1-4.
97. Rohling H., Folster F., Meinecke M.-M., Mende R. A new generation of automotive radar waveform design techniques. 2004 International Waveform Diversity and Design Conference, WDD 2004 - Proceedings Volume 2018-January, 14 March 2018, Pages 1-5.
98. Stroescu A., Cherniakov M., Gashinova M. Classification of high-resolution automotive radar waveform design techniques. 2004 International Waveform Diversity and Design Conference, WDD 2004 - Proceedings Volume 2018-January, 14 March 2018, Pages 1-5.
99. Ermolayev, V.T., Flaksman, A.G., Elokhin, A.V. *et al.* An Experimental Study of the Angular Superresolution of Two Correlated Signals Using the Minimum-Polynomial Method. *Radiophys Quantum El* 61, 841–852 (2019).

100. M. Spexarth. The Future of Automotive Radar Testing // Microwave Journal, Vol.61, No.3 (March 2018).
101. Hema Singh, H.L.Sneha, R.M.Jha Mutual Coupling in Phased Arrays: A Review // International Journal of Antennas and Propagation, V.2013, Article ID 348123.
102. P.R. Haddad and D.M. Pozar Anomalous Mutual Coupling Between Microstrip Antennas // IEEE Transactions of Antennas and Propagation. Vol.42, No.11, 1994., P.1545 – 1549.
103. David M. Pozar. Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas // IEEE Transactions of Antennas and Propagation. Vol. AP-30, No.6, 1982, P.1191 – 1196.