

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Косак Роман Эдуардович

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫ С РАСШИРЯЮЩЕЙСЯ
ЩЕЛЬЮ И АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ НА ИХ ОСНОВЕ**

Специальность: 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

Доктор технических наук, профессор

Юханов Юрий Владимирович

Таганрог 2026

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ	5
Глава 1. Обзор литературы.....	18
1.1 Тенденции в развитии фазированных антенных решеток	18
1.2 Обзор антенн с расширяющейся щелью и излучателей ФАР на их основе	22
1.3 Антенны и излучатели ФАР с расширяющейся щелью с эллиптической конфигурацией внешней кромки.....	30
1.4 Способы модификации антенн и излучателей с расширяющейся щелью	36
1.5 Выводы	52
Глава 2. СШП антенны с расширяющейся щелью	54
2.1 Описание используемого САПР Ansys HFSS	54
2.2 Антенна Вивальди и ее модификация с синусоидальным рифлением	56
2.3 Кардиоидная антенна.....	62
2.4 Кардиоидная антенна уменьшенного размера	74
2.5 Выводы	83
Глава 3. Компактные СШП излучатели в составе бесконечных ФАР	85
3.1 Излучатель Вивальди и его модификации	85
3.2 Кардиоидный излучатель и его модификации.....	102
3.3 Выводы	119
Глава 4. Малоэлементные антенные решетки.....	121
4.1 Малоэлементные АР на основе излучателей Вивальди.....	121
4.2 Малоэлементные АР на основе кардиоидных излучателей	135
4.3 Выводы	146

Глава 5. Экспериментальное исследование и сравнение результатов.....	148
5.1 Измерение КСВН	148
5.2 Измерение КУ	152
5.3 Измерение ДН.....	155
5.4 Выводы	158
Заключение.....	159
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	162

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АР – антенная решетка

БПЛА – беспилотный летательный аппарат

ДН – диаграмма направленности

КИП – коэффициент использования поверхности

КНД – коэффициент направленного действия

КО – коэффициент отражения

КП – коэффициент перекрытия

КПД – коэффициент полезного действия

КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению

КУ – коэффициент усиления

РЛС – радиолокационная станция

РПЧ – рабочая полоса частот

САПР – система автоматического проектирования

СШП – сверхширокополосный

УБЛ – уровень боковых лепестков

УВЧ – ультравысокие частоты

ФАР – фазированная антенная решетка

ШП – широкополосный

ЭВМ – электронная вычислительная машина

HFSS – High Frequency System Simulator

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы.

Антенные решетки (АР) представляют собой систему индивидуальных идентичных антенных излучающих элементов (излучателей), расположенных в пространстве определенным образом [1]. Вследствие изменения фазы сигнала, подводимого к излучателям, АР позволяют быстро перемещать луч в пространстве, что приводит к созданию фазированных антенных решеток (ФАР), способных проводить электрическое сканирование [2]. Обычно ФАР создают однонаправленное излучение в переднее полупространство, в то время как заднее полупространство остается свободным, для чего их часто располагают на металлическом отражающем экране [3].

В начальный период ФАР применялись исключительно в военной сфере. Сейчас ФАР находят применение в радионавигационных системах обеспечения аэропортов, системах спутникового вещания и связи с искусственными спутниками земли, радиолокации, радиосвязи, радиоастрономии, системах связи с подвижными объектами и системах обеспечения безопасности движения автомобиля, судостроительной промышленности (стабилизация луча при качке корабля) [4] и передовых системах беспроводной связи [5]. ФАР, содержащие большое число управляемых излучателей, входят в состав различных наземных, корабельных, авиационных и космических радиотехнических комплексов [6].

Наиболее простая система излучателей – плоская ФАР. Однородные плоские ФАР с неизменным расстоянием между излучателями позволяют максимально использовать площадь антенны, т. е. получить максимальный коэффициент направленного действия (КНД) [4], а также позволяют сканировать в секторе углов, не превышающим $\pm 60^\circ$. Чем больший сектор углов сканирования имеет ФАР, тем больший сектор пространства удастся охватить с помощью одной решетки. Бурное развитие антенной техники в последние годы предъявляет все новые и новые

требования к секторам сканирования ФАР. Применение фазового метода сканирования, основанного на использовании фазовращателей, имеет ряд недостатков, наиболее существенными из которых является громоздкость и большая масса [4]. Следует также отметить еще один недостаток ФАР – большая сложность, следствием чего является высокая стоимость разработки и дальнейшей эксплуатации [6].

В последнее время наблюдается постоянно растущая потребность в увеличении ширины рабочей полосы частот (РПЧ) ФАР для военных, научных и коммерческих систем и приложений [7], вследствие чего возникает необходимость работы с широкополосными (ШП) и сверхширокополосными (СШП) сигналами. Существует несколько определений ШП и СШП сигналов. В работе для их определения используется коэффициент перекрытия (КП), который, согласно [6] и [8], определяется как отношение верхней частоты к нижней. Под ШП понимается антенна, излучатель или АР с КП, который больше 1,1 [2], но меньше 2,0, а СШП – с шириной РПЧ октава и более ($\text{КП} \geq 2$) [10–12] по уровню коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) ≤ 3 .

СШП сигналы могут переносить большее количество информации по сравнению с ШП и позволяют обеспечить высокую помехозащищенность систем связи. С их помощью в радиолокационных станциях (РЛС) удастся увеличить разрешающую способность по дальности и скорости. На базе СШП антенн возможна реализация интегрированных многофункциональных бортовых систем [13]. СШП радары применяются для обнаружения и наблюдения объектов на дистанциях до нескольких километров для контроля акваторий, аэропортов и различных территорий особого назначения [14]. В военной сфере СШП радары применяются для обнаружения различных мин, техники и живой силы противника. Многочисленные СШП радары применяются в лесном хозяйстве, для обнаружения подземных коммуникаций, управления автотранспортом и поисково-спасательных операций [15], в системах спутниковой связи, телекоммуникаций, в загоризонтных РЛС, для систем активных помех, систем лазерной связи, радиолокации,

радиосвязи и т. д. [12, 16]. Синтез в одной антенне различных режимов работы нескольких средств бортового оборудования также требует расширения РПЧ до октавы и более [7].

На данный момент существует необходимость создания ШП и СШП ФАР, имеющих улучшенные технические характеристики и высокую надежность. По прогнозу западных и отечественных специалистов расширение РПЧ ФАР до октавы при секторе сканирования $\pm 55^\circ$ и до двух октав и более при секторе сканирования $\pm 45^\circ$ обеспечит существенное продвижение в решении существующих проблем по созданию нового поколения многофункциональных радиоэлектронных комплексов с ФАР. Применение таких разработок возможно в сферах радиотехнической разведки, радиоэлектронного подавления, радионавигации и связи, идентификации и обзора пространства [7].

ФАР может содержать значительное количество излучателей, а, следовательно, излучатели должны быть дешевыми, надежными, идентичными по характеристикам и иметь малую массу. Даже небольшое снижение массы и стоимости отдельного излучателя в составе ФАР дает весьма значительный эффект [17], а применение ненаправленных или слабо направленных излучателей целесообразно при сканировании в широком секторе углов [18]. Для выполнения условий нормальной работы поперечные размеры излучателей (период решетки) не должны превышать половину длины волны. Зачастую излучатели разрабатываются с низким профилем (обычно дипольные или щелевые). Несмотря на то, что ФАР из таких излучателей обладают определенными преимуществами (например, малым весом и объёмом), совмещение требуемого уровня согласования в СШП с режимом широкоугольного сканирования в них трудно реализуемо [19].

Применение определенного типа излучателей позволяет добиться различных преимуществ. К примеру, улучшение массогабаритных характеристик СШП ФАР связано с использованием печатных излучателей на основе антенн с расширяющейся щелью (антенн Вивальди) [2]. Основной задачей является разработка и согласование (уменьшение КСВН) излучателя ФАР, способного

работать в СШП в заданном секторе углов сканирования [20]. Характеристики излучателя в составе ФАР зависят от параметров самого элемента. Для их улучшения можно использовать различные изменения конфигурации [2].

Размер антенны или излучателя измеряется в длинах волны. Он показывает количество длин волн на верхней рабочей частоте, укладываемых в геометрическом размере антенны [21–22]. Достижимая РПЧ антенн и излучателей Вивальди прямо пропорциональна их высоте. Основная цель уменьшения размера антенны – обеспечить ее совместимость с последними промышленными требованиями и легкость интеграции с другими схемами, что приведет к созданию экономически эффективной системы [23]. При использовании в качестве одиночных антенн, антенны с расширяющейся щелью обычно имеют длину в несколько длин волн, а щель расширяется на ширину одной или более длин волн [24]. Этот значительный продольный размер является недостатком решеток на основе антенн с расширяющейся щелью, однако альтернативные конфигурации излучателей, которые могут обеспечить работу в СШП в режиме широкоугольного сканирования, занимая при этом меньший объем, еще не достигли аналогичного уровня исследования и внедрения. При выборе излучателей для СШП решеток важно учитывать их размер, сложность производства и вес, который в случае использования излучателей Вивальди в основном определяется их диэлектрической подложкой [24]. В работе компактными считаются антенны и излучатели, высота которых менее длины волны на верхней частоте, поскольку они позволяют сэкономить на материале и работе, а также упростить транспортировку [24]. Современные радиотехнические комплексы требуют использования антенн и излучателей со сниженными габаритами, в связи с чем уменьшение продольного размера СШП антенн Вивальди является актуальной задачей [25].

Итак, на данный момент существует необходимость расширения РПЧ ФАР до одной–двух октав при сохранении широкоугольного сканирования и компактности излучателей. Возможности эффективного использования ФАР связаны с шириной

РПЧ, сектором сканирования и продольным размером излучателей [12]. Взаимосвязь этих параметров для разных задач обычно определяет тип используемого излучателя решетки. В ФАР могут использоваться различные излучатели, однако наиболее подготовленной к практической реализации и весьма перспективной является ФАР излучателей с расширяющейся щелью, которая строится на основе антенны Вивальди [7]. Характеристики таких излучателей могут быть улучшены путем изменения их конфигурации.

Таким образом, разработка ШП и СШП ФАР с возможностью широкоугольного сканирования и антенн со сниженными габаритными показателями на текущий момент является актуальной задачей для различных областей науки и техники.

Объект исследования: антенны с расширяющейся щелью и АР на их основе.

Предмет исследования: характеристики моделей и макетов антенн с расширяющейся щелью и АР на их основе.

Научная проблема: разработка СШП антенн с расширяющейся щелью и АР на их основе с уменьшенными габаритными показателями.

Целью диссертационной работы является разработка СШП антенн с уменьшенным продольным размером для современных радиотехнических комплексов.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Исследование влияния внешней кромки на характеристики антенн.
2. Разработка и исследование СШП антенн с расширяющейся щелью с уменьшенными габаритными характеристиками.
3. Разработка и исследование компактных СШП излучателей ФАР. Поиск возможностей улучшения их характеристик.

4. Разработка и исследование малоэлементных АР размером 4×4 . Поиск путей уменьшения влияния краевых эффектов на их характеристики.

5. Изготовление макетов разработанных антенн и антенной решетки. Проведение экспериментальных исследований их характеристик.

Научная новизна диссертационной работы:

1. Исследовано влияние внешней конфигурации кромки СШП антенн с расширяющейся щелью на их характеристики, на основе которых предложена новая конфигурация внешней кромки антенны, описываемая формулой кардиоиды, позволяющая увеличить коэффициент перекрытия РПЧ при уменьшенном продольном размере антенны.

2. Разработаны и исследованы электродинамические модели компактных СШП излучателей на основе антенн с расширяющейся щелью, способные работать в нижней части УВЧ-диапазона в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ благодаря использованию вырезов и вставок различной конфигурации.

3. Исследовано влияние вставок различной конфигурации на внешних кромках кардиоидных излучателей для уменьшения влияния краевого эффекта малоэлементных АР размером 4×4 . Предложены вставки прямоугольной формы размером $25,5 \times 140,0$ мм, позволяющие улучшить согласование АР в нижней части УВЧ-диапазона.

4. Исследовано влияние растекания токов по антенне и распределения поля в плоскости антенны на искажения и отклонения её трехмерных ДН. Определено отклонение основного лепестка ДН, появление боковых лепестков и изменение КСВН.

Теоретическая значимость проведенного исследования:

1. Исследовано влияние внешней конфигурации кромки антенн. Показано, что предложенная кардиоидная конфигурация внешней кромки антенны позволила улучшить согласование, увеличить КП и уменьшить продольный размер.

2. Исследованы параметры разработанных излучателей ФАР. Оценены их предельные возможности по КСВН. Найдены конфигурации вырезов и вставок, улучшающие согласование и увеличивающие КП излучателей в составе ФАР.

3. Показано, что прямоугольные согласующие вставки на внешней кромке кардиоидных излучателей малоэлементной АР уменьшают влияние краевых эффектов.

Практическая значимость проведенного исследования:

1. Разработана и изготовлена СШП антенна с расширяющейся щелью с новой конфигурацией внешней кромки, описываемой формулой кардиоиды. Антенна имеет продольный размер $\sim 13,5 \lambda$ на частоте 15 ГГц, позволяет работать с КП $\sim 4,2$ и обеспечивает коэффициент усиления (КУ) от 6,5 до 17,0 дБ.

2. Разработана и изготовлена СШП кардиоидная антенна уменьшенного размера. Антенна позволяет работать с КП $\sim 4,6$ и имеет продольный размер 2λ на частоте 25 ГГц, что на 1–3 λ меньше, чем у аналогов.

3. Разработана и изготовлена малоэлементная АР кардиоидных излучателей с прямоугольными вставками на их внешней кромке. Предложено уменьшение влияния краевых эффектов на характеристики малоэлементной АР размером 4×4 путем изменения конфигурации внешней кромки излучателей.

4. По результатам разработки антенн и излучателей получены 4 патента на изобретение и 1 патент на полезную модель.

Метод исследования в диссертационной работе заключается в применении численного моделирования методом конечных элементов с помощью программного обеспечения ANSYS HFSS.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Антенна с внешней конфигурацией кромки, выполненной по кардиоидной форме, с расширенной РПЧ, улучшенным согласованием и уменьшенным продольным размером по сравнению с аналогами.

2. Изменение конфигурации компактных СШП излучателей позволяет улучшить согласование, увеличить КП и уменьшить их продольный размер.

3. Подключение отдельных излучателей малоэлементных АР на основе кардиоидного излучателя на согласованные нагрузки позволяет улучшить согласование и расширить РПЧ. Согласование кардиоидных излучателей малоэлементных АР в среднем лучше, чем излучателей Вивальди, а КП больше.

4. Вставки прямоугольной формы на внешней кромке крайних кардиоидных излучателей малоэлементной АР уменьшают влияние краевых эффектов на характеристики решетки, а также позволяют улучшить согласование в РПЧ, вследствие чего АР становится СШП независимо от формы экрана (квадратной или прямоугольной).

5. Результаты экспериментальных исследований характеристик согласования и излучения кардиоидных антенн и малоэлементной АР кардиоидных излучателей со вставками прямоугольной формы на внешней кромке подтверждают результаты численного моделирования.

Соответствие паспорту специальности. Направление диссертационной работы заключается в разработке СШП антенн с расширяющейся щелью и АР на их основе и соответствует пунктам паспорта специальности 2.2.14 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»:

1. Исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их параметризации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.

2. Исследование и разработка новых антенных систем, активных и пассивных микроволновых устройств, в том числе управляющих, фазирующих, экранирующих и других, с существенно улучшенными параметрами.

Апробация диссертационной работы.

Основные результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и были одобрены на Всероссийских и Международных конференциях:

1. Международная научная конференция «Излучение и рассеяние электромагнитных волн «ИРЭМВ-2021» (РФ, Дивноморское, 28 июня – 02 июля 2021).

2. 17-я Международная молодёжная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2021» (РФ, г. Севастополь, 11 – 15 октября 2021).

3. 8-я Всероссийская Микроволновая Конференция (Международная конференция) (РФ, г. Москва, 23–25 ноября 2022).

4. Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2023» (РФ, г. Таганрог, 07–09 июня 2023).

5. Международная научная конференция «Излучение и рассеяние электромагнитных волн «ИРЭМВ-2023» (РФ, Дивноморское, 26–30 июня 2023).

6. Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2024» (РФ, г. Таганрог, 05–07 июня 2024).

7. 9-я Всероссийская Микроволновая Конференция (Международная конференция) (РФ, г. Москва, 25–29 ноября 2024).

8. Всероссийская научная конференция «Излучение и Рассеяние Электромагнитных Волн, ИРЭМВ-2025» (РФ, Дивноморское, 23–27 июня 2025).

9. 35-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2025) (РФ, г. Севастополь, 07–13 сентября 2025).

10. 21-я Международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2025» (РФ, г. Севастополь, 06–10 октября 2025).

11. VI Международная научная конференция «Antenna Design and Measurement International Conference 2025» (ADMInC`25) (РФ, г. Санкт-Петербург, 01–03 октября 2025).

Личный вклад соискателя состоит в решении поставленных задач, предложении использования новой конфигурации кромки СШП антенны с расширяющейся щелью, описываемой формулой кардиоиды, и пути снижения влияния краевых эффектов на характеристики малоэлементной АР. Автором разработаны электродинамические модели и исследованы характеристики СШП антенн с расширяющейся щелью, излучателей в составе бесконечных ФАР и малоэлементных АР. Подготовлены основные публикации совместно с сотрудниками кафедры Антенн и радиопередающих устройств. Соответствие экспериментальных и численных математических и физических моделей подтверждается совпадением экспериментальных результатов с расчетными данными.

Достоверность полученных результатов диссертационной работы подтверждается их соответствием физическим представлениям, а также проведением эксперимента и совпадением результатов численных и экспериментальных данных.

Публикации. По материалам диссертационной работы опубликовано 20 работ, в том числе 4 статьи в журналах из перечня ВАК [255, 259, 265, 269], 5 патентов [252, 261, 263, 266, 268], 5 статей в изданиях, индексируемых базами данных Scopus [251, 253, 258, 264, 271], и 6 статей и тезисов в материалах международных молодежных и Всероссийских научно-технических конференциях с международным участием [246, 256, 257, 262, 267, 270].

Структура работы.

Диссертационная работа состоит из введения, пяти разделов и заключения. Она содержит 196 страниц машинописного текста, 103 рисунка и список использованной литературы из 274 наименований.

В первой главе проведен обзор литературы по существующим антеннам и излучателям ФАР с расширяющейся щелью. Определено, что разработанные СШП антенны и излучатели ФАР широкоугольного сканирования в основном имеют высоту, превышающую несколько длин волн на верхней частоте (в том числе у антенн и излучателей с плавно скругленной формой внешней кромки). Компактных СШП антенн с расширяющейся щелью и излучателей ФАР широкоугольного сканирования на их основе разработано мало. Исследованы способы улучшения их характеристик: использование различных вырезов и вставок на внешней кромке, вставок в расширяющуюся щели. Такие модификации могут привести к смещению нижней рабочей частоты вниз по оси частот, расширению РПЧ, улучшению среднего уровня КСВН, увеличению КУ и уменьшению уровня боковых лепестков (УБЛ).

Во второй главе разработаны и исследованы СШП антенны с расширяющейся щелью с прямолинейной внешней кромкой (Вивальди) и кромкой, конфигурация которой описывается по формуле кардиоиды, а также исследованы способы их модификации.

В ходе исследования антенны Вивальди определено, что разработать более компактную СШП антенну с расширяющейся щелью с сопоставимым с прототипом КП довольно сложно. Модификация антенны Вивальди в виде синусоидального рифления на внешней кромке позволяет перейти от ШП к СШП по уровню $КСВН \leq 2$, увеличить КУ в среднем на 1,4 дБ, а также уменьшить составляющую поля на кроссовой поляризации в среднем на 2 дБ практически во всей РПЧ.

Определено преимущество внешней кромки, выполненной по кардиоидной формуле, которое заключается в расширении РПЧ ($KП \sim 4,010$ по уровню $KСВН \leq 2$), улучшении согласования (среднее значение $KСВН$ ниже уровня $KСВН = 1,7$) и возможности уменьшить продольный размер антенны. Однако, уменьшение высоты приводит к уменьшению КУ (в полосе от 5 до 15 ГГц КУ уменьшается на 5 – 9 дБ) и расширению ДН (на $35,1^\circ$ в Е-плоскости на 15 ГГц), что является недостатком.

В третьей главе исследованы компактные СШП излучатели с расширяющейся щелью с прямолинейной внешней кромкой и кромкой, конфигурация которой описывается формулой кардиоиды, в составе бесконечных ФАР. Проведен анализ их характеристик: $KСВН$, КУ, коэффициента полезного действия (КПД) и составляющей поля на кроссовой поляризации при сканировании в Е- и Н-плоскости. Определены следующие способы их модификации: использование прямоугольных вырезов и вставок, эллиптических вставок, синусоидального рифления, квадратных вырезов, использование прямоугольных вставок, вставок Н-формы и согласующих вставок. Выделены компактные излучатели, позволяющие обеспечить СШП в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости в зависимости от сектора углов сканирования. К примеру, компактный ($0,678 \lambda$ на верхней частоте) кардиоидный двухполяризационный СШП ($KП > 4,1$) излучатель ФАР способен работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ в Е- и Н-плоскости.

В четвертой главе разработаны и исследованы малоэлементные АР на основе излучателей Вивальди и кардиоидных излучателей. Определены способы улучшения их характеристик. Отключение отдельных излучателей в составе малоэлементных АР позволяет увеличить КП. Характеристики ШП и СШП малоэлементных АР из компактных излучателей с расширяющейся щелью могут быть улучшены путем изменения конфигурации излучателей.

Использование согласующих прямоугольных вставок на внешней кромке крайних кардиоидных излучателей позволяет уменьшить влияние краевых

эффектов, что приводит к улучшению согласования в нижней части РПЧ и увеличению КП решетки. В результате независимо от формы экрана малоэлементная АР становится СШП с перекрытием более октавы.

При исследовании КСВН малоэлементных АР на основе кардиоидного излучателя определено, что отключение отдельных излучателей позволяет улучшить согласование и расширить РПЧ (в случае излучателей К1 даже до двух октав). Более того, согласование кардиоидных излучателей малоэлементных АР в среднем лучше, чем излучателей Вивальди, а КП больше.

В пятой главе приведены результаты экспериментального исследования макетов антенн и АР. Проведен анализ соответствия характеристик прототипов и электродинамических моделей. Экспериментальное измерение КСВН прототипов проведено с помощью прибора ZVA40 – векторного анализатора цепей. Экспериментальное исследование ДН и КУ антенн и АР проведено в безэховой камере центра коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения» ИТА ЮФУ, оснащенного автоматизированным измерительно-вычислительным комплексом (АИВК) ТМСА/1-40/ДБЗ/TD-FD.

В заключении диссертации изложены основные выводы по выполненному исследованию, даны практические рекомендации и определены перспективы дальнейшей разработки компактных конструкций СШП антенн с расширяющейся щелью и излучателей ФАР, способных работать в режиме широкоугольного сканирования.

Глава 1. Обзор литературы

1.1 Тенденции в развитии фазированных антенных решеток

1.1.1 Принципиальная возможность электронного управления лучом антенны была известна в 20–30-х годах прошлого века, т. е. в период зарождения антенной техники [4]. На начальном этапе значительный вклад в исследования ФАР внесли Юров Ю.Я. [17] и Щелкунов С.А. [26]. Первая ФАР в Советском Союзе была разработана под руководством профессора Юрова Ю.Я. в 1955 году. Она предназначалась для радаров с автоматическим наведением на цель [27].

Следующие сорок лет антенны с управляемой диаграммой направленности (ДН) получили еще более широкое применение в связи с новыми требованиями от развивающихся отраслей военной и авиационной техники вследствие необходимости дальнего обнаружения баллистических ракет с помощью поисковых и следящих радиолокационных станций (РЛС). Скорость движения воздушных целей значительно увеличилась, а их заметность для станций противника наоборот – снизилась [28]. С появлением таких отраслей радиотехники, как радионавигация, радиолокация, радиоастрономия, направленные свойства антенн стали использовать для определения направления на источник излученной или отраженной электромагнитной волны. Развитие ракетно-космической техники и создание малозаметных и высокоскоростных летательных аппаратов привели к расширению исследований в области электрически сканирующих антенн, позволяющих осуществлять быстрый (изменение положения луча за доли микросекунд) обзор пространства, обнаружение и сопровождение целей [4]. Этот этап развития и привел к появлению и становлению ФАР, как одного из наиболее распространенных средств обнаружения и наблюдения за воздушными целями [2]. В то же время характеристики РЛС наземного, космического, воздушного и морского базирования практически не допускают увеличения веса и объема [29].

Дальнейшее развитие ФАР связано с исследованием цифровых методов приема сигналов, которые получили активное распространение с развитием электронных вычислительных машин (ЭВМ) [30]. Вплоть до начала 1990-х годов разработка АР требовала применения большого количества дорогостоящих и сложных устройств, из-за чего ФАР в основном использовались в больших стационарных радарх и системах противовоздушной обороны. Отказ от широкого применения систем с ФАР на воздушных судах в начальные годы их развития связан с большим весом и значительными габаритными параметрами. В дальнейшем антенная часть была модернизирована благодаря введению современных вычислителей для лучшего электронного управления схемой фазовращателей и применению более компактных излучателей.

1.1.2 Сегодня ФАР применяются в спутниковых мобильных телекоммуникационных системах и спутниковых системах связи и навигации [31–32], системах цифрового телевидения [33]. ФАР также используют РЛС различного назначения и диапазона [32–35]: зенитно-ракетных комплексов для управления беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) [36], нужд авиации [37–38], бортовых систем [39–40], систем изучения космоса [41] и телекоммуникационного применения в дальнем космосе [42], а также системы контроля полета ракеты-носителя [43] радарного типа [44] (в том числе метеорологические, предназначенные для предсказания прогноза погоды [45]). Также известны случаи применения ФАР в системах связи пятого поколения [46], радиоастрономии [47] и различных системах радиоэлектронной борьбы [48]. Высокая скорость обзора в пространстве позволяет использовать ФАР в системах телевидения на движущихся объектах: крупных автобусах и кораблях [9].

1.1.3 ФАР прошли долгий путь своего развития, но интерес к ним не ослабевает и сейчас. Так, развитие теории и изготовления ФАР с начала нового тысячелетия продолжается по следующим направлениям:

- 1) разработка радиотехнических систем с применением активных ФАР;

- 2) исследование методов построения ФАР с раскрытием больших размеров;
- 3) разработка и модернизация радиотехнических элементов, устройств и методов, которые позволят уменьшить краевые эффекты излучателей ФАР;
- 4) анализ методов проектирования и изготовления ФАР;
- 5) исследование методов сбора и обработки информации, полученной ФАР;
- 6) разработка схем управления независимым движением в пространстве отдельных лучей многолучевых АР [2].

Электрическое сканирование с использованием ФАР обеспечивает быстрое передвижение луча, не требует механического или физического вращения антенн и подходит для отслеживания нескольких целей [24].

1.1.4 ФАР имеет множество достоинств:

- возможность достижения большой угловой скорости сканирования, составляющей десятки угловых градусов в секунду. Сканирование лучом в ФАР может быть практически мгновенным, так как фазовращатели являются малоинерционными устройствами;
- отсутствие электромеханического привода, что снижает вес и громоздкость;
- высокая надежность (выход из строя до 5% элементов практически не оказывает влияние на характеристики многоэлементной ФАР);
- повышенная помехозащищенность радиотехнических систем с ФАР;
- возможность формирования нескольких лучей разной формы, которые могут управляться независимо;
- возможность применения твердотельного передатчика малой мощности в тракте каждого излучателя [6];

- непрерывная многофункциональная работа – поиск целей, их захват и сопровождение множества целей при одновременном обзоре пространства на разных частотах (в случае в ШП или СШП) в заданном секторе углов сканирования;
- концентрация в одном луче мощностей многих передатчиков;
- более полное извлечение информационных данных из сигналов, принятых отдельными элементами ФАР [18].

1.1.5 Требования современных радиотехнических комплексов к многофункциональности и высокой скорости передачи данных обусловили технологическое развитие ФАР как их основного компонента [1]. Для удовлетворения этих требований ФАР должны обладать ШП или СШП, широким сектором углов сканирования и малыми массогабаритными показателями. В последние годы были проведены исследования различных ШП и СШП ФАР широкоугольного сканирования на основе антенн с расширяющейся щелью, что привело к их значительному прогрессу [12, 49]. Постоянно возрастающие требования, которые в век космоса и ракет предъявляются к современным системам связи и радиолокации, выдвинули на первый план проблемы разработки ФАР. Необходимость совмещения многих функций (наблюдения, распознавания, слежения и т. д.) при работе на большой мощности в неблагоприятных окружающих условиях для быстрой выдачи результатов стимулировала исследования, разработку и конструирование ФАР. Нетрудно предвидеть, что в дальнейшем модернизированные ФАР будут использоваться в различных радиоэлектронных комплексах [50].

Если создать ФАР, способную работать с ШП или СШП сигналами, будут также получены все достоинства применения таких сигналов. При этом, в случае использования излучателей с расширяющейся щелью необходимо учитывать, что их характеристики определяются их конфигурацией.

1.2 Обзор антенн с расширяющейся щелью и излучателей ФАР на их основе

1.2.1 Цель пункта 1.2 состоит в определении КП, возможностей сканирования и высоты излучателей ФАР на основе антенн с расширяющейся щелью.

1.2.2 Антенна Вивальди была впервые представлена Гибсоном на 9-й Европейской конференции по сверхвысокочастотным устройствам в 1979 году [51]. Она была разработана для приемного видеомодуля и работала в полосе 8 – 40 ГГц [52]. Антенну Вивальди также называют копланарной антенной с экспоненциально расширяющейся щелью (рисунок 1,а).

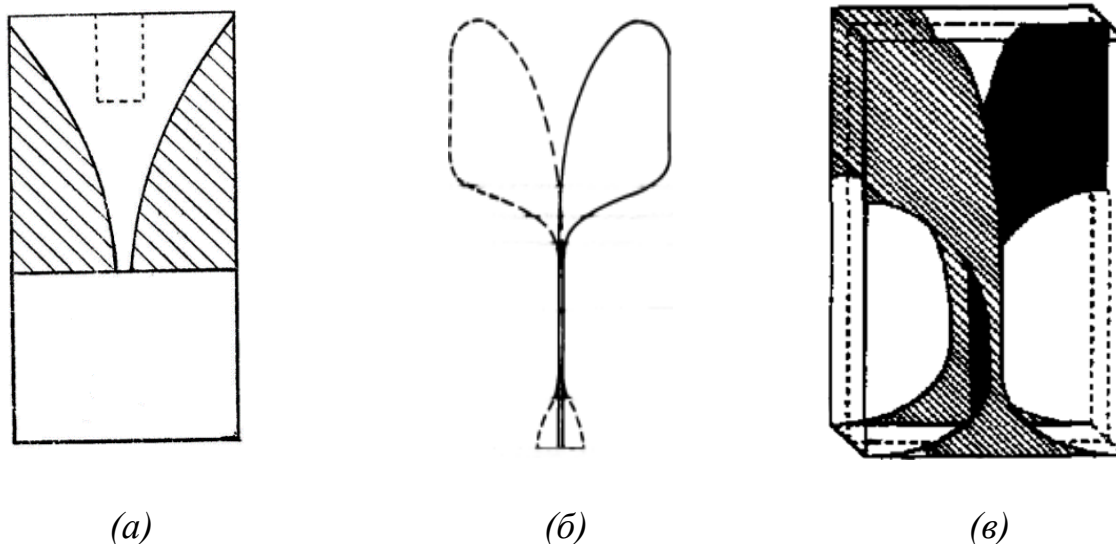


Рисунок 1 – Копланарная (а) [51], двухслойная (б) [53] и сбалансированная антенна Вивальди (в) [54]

Антенна Вивальди представляет собой прямоугольную пластину из диэлектрического материала с двумя слоями металлизации, зеркально отображенными относительно центральной оси антенны. Они содержат вырез специальной (часто экспоненциальной) формы. Слои металлизации осуществляют излучение электромагнитной волны в свободное пространство. В сторону раскрыва щели полосковой печатной антенны, расширяющейся по экспоненциальному закону, распространяется бегущая волна. При ширине раскрыва щели, близкой к

половине длины волны, электромагнитная волна начинает излучаться. Тыльная сторона излучателя крепится к металлическому экрану так, что один из слоев металлизации имеет с экраном электрический контакт. Возбуждение может осуществляться с помощью коаксиального кабеля, размещаемого за экраном. Верхняя граница РПЧ и сектор сканирования ограничиваются, в первую очередь, появлением дифракционного лепестка в ДН [7].

Форма антенны напомнила Гибсону скрипку, вследствие чего он назвал свою разработку именем любимого скрипичного композитора XVII – XVIII века – Антонио Вивальди. Ширина РПЧ такой антенны теоретически не ограничена, однако на практике она определяется размером питающей линии, а также размером и конфигурацией самой антенны [55]. Однако, такая копланарная конструкция антенны с размещением излучающей щели с одной стороны подложки, имеет высокое входное сопротивление [52].

1.2.3 Для уменьшения ширины луча, снижения УБЛ и уменьшения КСВН в 1988 году Газитом была предложена конструкция двухсторонней (антиподной) антенны Вивальди [53] (рисунок 1,б). В такой конструкции один (верхний) лепесток излучающей щели действует как проводник, а другой (нижний) лепесток излучающей щели — как заземление, причем оба лепестка являются практически зеркальным отражением друг друга (за исключением области, где подводится питание). В настоящее время антиподная антенна Вивальди довольно распространена из-за возможности достижения высокого КУ, КПД, низкого КСВН, широкой или сверхширокой РПЧ, низкого УБЛ, возможности работы на высоких частотах, обеспечения стабильной ДН [55] и низкого входного сопротивления [52].

Сравнение ФАР с излучателями Вивальди и с другими излучателями проведено в [12]. Определено, что ФАР из излучателей Вивальди могут обладать малыми массогабаритными характеристиками, работать в ШП или СШП режиме и обладать возможностью широкоугольного сканирования при низком значении составляющей поля на крессовой поляризации в рассматриваемом секторе углов [52].

У большинства антенн наряду с излучением на рабочей поляризации существует паразитное излучение на ортогональной поляризации (составляющая поля на крессовой поляризации). Оно образуется при распространении радиоволн через неидеальную среду или из-за несимметричности самой антенны. Наличие составляющей поля на крессовой поляризации снижает эффективность работы антенны, вследствие чего создание антенн с низким уровнем составляющей поля на крессовой поляризации (особенно при сканировании на не главных плоскостях) является актуальной задачей [19, 56–59]. Также в СШП ФАР проблемой являются осцилляции КУ в режиме широкоугольного сканирования. Ослабление КУ при широкоугольном сканировании не должно превышать 3 дБ во время работы [12].

1.2.4 В 1993 году предложена конструкция с тремя слоями металлизации и двумя диэлектрическими подложками, названная сбалансированной антиподной антенной Вивальди [54] (рисунок 1,в). Такая конструкция позволяет уменьшить большую кроссполяризационную составляющую поля антиподной антенны Вивальди [52] и увеличить ее КУ, однако она усложняет конструкцию, увеличивает ее продольный размер и стоимость изготовления [55].

СШП антенна Вивальди может использоваться в составе АР. Разработка АР на основе излучателей Вивальди продвигалась очень медленно до 1990–х годов. С развитием и повсеместным использованием компьютерной техники методы численного анализа позволили точно рассчитывать характеристики многоэлементных АР. Таким образом, успешное проектирование СШП ФАР стало возможным благодаря распространению систем автоматического проектирования (САПР) для решения электромагнитных задач [24].

1.2.5 На текущий момент именно антенна Вивальди обладает наилучшим техническим потенциалом благодаря целому ряду ее достоинств, таких как: низкая стоимость материала, простота изготовления и транспортировки, возможность достижения малогабаритного размера и малого веса изделия, возможность создания линейной и двойной поляризации, планарность [60], высокая надежность и повторяемость параметров при серийном производстве. Антенна Вивальди имеет

стабильную ДН [7], может работать в ШП и СШП с высоким КУ и КПД. Она применяется в радиосвязи, интернет-вещании, радиоастрономии, системах мобильной спутниковой связи, ШП и СШП компьютерных сетях и телевизионных системах с высоким разрешением [52], в технологиях обнаружения и раннего предупреждения на летательных аппаратах [61], в качестве облучателя радиотелескопа [62], в устройствах связи 5G и для определения пустот в бетонных балках [5, 55]. Создание легких и малогабаритных антенн является актуальной задачей для создания систем связи БПЛА. Для бортовой системы предпочтительны ШП и СШП антенны, так как это позволит уменьшить массогабаритные показатели антенной системы [63–65]. Недостатком антенны Вивальди является большой относительно средней рабочей длины волны продольный размер [66], поэтому часто уменьшение габаритных размеров антенн или излучателей с расширяющейся щелью сводится к уменьшению их высоты [67]. Для разработки ФАР в ходе численного моделирования исследуются плоские АР с бесконечным и конечным числом излучателей [7].

Здесь и далее во всей работе, если не указано иное, РПЧ определяется по уровню $K_{СВН} \leq 3$. Используются наименования следующих секторов сканирования ФАР (возможность сканирования хотя бы в одной плоскости): до 30° включительно – узкоугольное сканирование [1], $31^\circ - 45^\circ$ включительно – сканирование, более 46° – широкоугольное сканирование. В плоской ФАР при сканировании изменяется КНД, УБЛ и ширина ДН, вследствие чего используемый сектор углов сканирования на практике будет ограничен до $\pm 60^\circ$ [2].

1.2.6 Известны разработки ШП излучателей на основе антенн с расширяющейся щелью в составе ФАР бесконечного и конечного размера в режиме узкоугольного сканирования [68–70] и сканирования в секторе углов $31 - 45^\circ$ [71]. Значительное количество ШП излучателей ФАР могут работать в режиме широкоугольного сканирования [72–86, 88]. Часть из них имеет высоту на верхней частоте менее λ : $\sim 0,964 \lambda$ [73], $\sim 0,376 \lambda$ [74], $\sim 0,638 \lambda$ [81], $\sim 0,886 \lambda$ [82], $\sim 0,840 \lambda$ [85] и $\sim 0,601 \lambda$ [88].

Разработок СШП излучателей на основе антенн с расширяющейся щелью в составе ФАР бесконечного и конечного размера в режиме узкоугольного сканирования довольно мало [89–95], однако известно много работ, в которых они могут совершать сканирование в секторе углов $31 - 45^\circ$ [19, 59, 65, 97–121, 123, 125–127, 146] или широкоугольное сканирование [57–58, 87, 96, 122, 124, 128–145, 147–165]. Лишь часть рассмотренных излучателей является компактной на верхней частоте: $\sim 0,888 \lambda$ [90], $\sim 0,789 \lambda$ [92] в режиме узкоугольного сканирования; $\sim 0,905 \lambda$ [100], $\sim 0,640 \lambda$ [104]; $\sim 0,491 \lambda$ [110], $\sim 0,519 \lambda$ [111], $\sim 0,563 \lambda$ [115], $\sim 0,500 \lambda$ [117], $\sim 0,493 \lambda$ [119] в режиме сканирования в секторе углов $31 - 45^\circ$; $\sim 0,239 \lambda$ [96], $\sim 0,833 \lambda$ [128], $\sim 0,402 \lambda$ [139], $\sim 0,783 \lambda$ [144], $\sim 0,816 \lambda$ [148], $\sim 0,834 \lambda$ [150], $\sim 0,750 \lambda$ [164], $\sim 0,435 \lambda$ [165] в режиме широкоугольного сканирования. Некоторые компактные СШП излучатели ФАР широкоугольного сканирования представлены на рисунке 2.

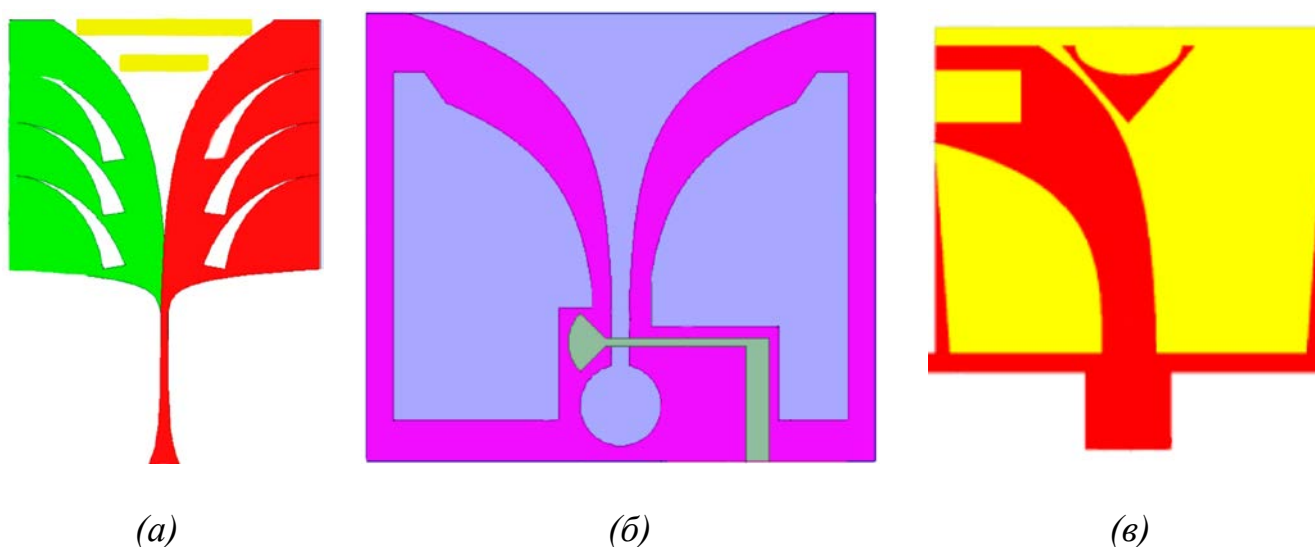


Рисунок 2 – Компактные СШП излучатели ФАР широкоугольного сканирования: (а) [128], (б) [139], (в) [144]

1.2.7 Численные данные СШП излучателей ФАР с КП две октавы и более сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Характеристики СШП излучателей ФАР с КП ≥ 4

Ссылка	КП 4 октавы и более	Высота более 2 λ	Высота более 3 λ	Тип сканирования	Компактность
[89]		✓		До 30°	
[90]	✓			До 30°	✓
[92]	✓			До 30°	✓
[94]	✓	✓	✓	До 30°	
[19]	✓			От 31° до 45°	
[59]	✓	✓		От 31° до 45°	
[65]				От 31° до 45°	
[98]		✓		От 31° до 45°	
[99]		✓	✓	От 31° до 45°	
[104]	✓			От 31° до 45°	✓
[106]		✓		От 31° до 45°	
[107]		✓		От 31° до 45°	
[108]		✓		От 31° до 45°	
[109]	✓	✓		От 31° до 45°	
[116]				От 31° до 45°	
[117]	✓			От 31° до 45°	✓
[120]	✓	✓	✓	От 31° до 45°	
[124]				Более 46°	
[126]				От 31° до 45°	
[127]				От 31° до 45°	
[57]	✓	✓	✓	Более 46°	
[58]	✓	✓		Более 46°	
[128]				Более 46°	✓
[129]	✓	✓	✓	Более 46°	
[132]		✓	✓	Более 46°	
[134]	✓	✓	✓	Более 46°	
[135]	✓	✓	✓	Более 46°	
[136]	✓	✓		Более 46°	
[137]		✓	✓	Более 46°	
[140]	✓	✓	✓	Более 46°	

Продолжение Таблицы 1.

[143]		✓	✓	Более 46°	
[145]	✓	✓		Более 46°	
[147]	✓	✓	✓	Более 46°	
[149]		✓		Более 46°	
[150]				Более 46°	✓
[152]	✓	✓	✓	Более 46°	
[153]	✓	✓	✓	Более 46°	
[155]	✓	✓	✓	Более 46°	
[160]				Более 46°	
[161]				Более 46°	

Как видно из таблицы 1, два СШП излучателя являются компактными с перекрытием более четырех октав, однако их режим сканирования узкоугольный. В режиме сканирования в секторе углов $31^\circ - 45^\circ$ шесть имеют перекрытие более четырех октав, но компактными из них являются только два. В режиме широкоугольного сканирования компактными являются также две разработки, причем их КП превышает две октавы.

1.2.8 Некоторые антенны и излучатели разрабатывались не только для работы на одной поляризации, но и как двухполяризационные. А именно, исследование двухполяризационных антенн и излучателей с расширяющейся щелью проведено в [58, 68, 75, 83, 86–87, 94, 96, 98, 100, 104–105, 109–111, 113, 115, 117, 120–123, 126–129, 131–133, 135–136, 138, 140, 143, 148–151, 153–157, 159–160, 162–169]. Компактными из них являются приведенные в [96, 100, 104, 110–111, 115, 117, 128, 148, 150, 164–165].

1.2.9 Антенны с расширяющейся щелью и излучатели ФАР на их основе также могут быть изготовлены полностью из металла без использования диэлектрических подложек. Они являются довольно прочными. АР на основе цельнометаллических антенн нашли широкое применение в радиоэлектронной борьбе и связи.

Соответствующие исследования проведены в [19, 57, 62, 75, 81, 83, 86, 93–94, 97, 99–102, 105–106, 109, 118, 120–121, 126, 129–132, 135, 138, 140, 143, 146, 148–149, 152–160, 163–164], однако их недостатком также является высота более длины волны на верхней частоте. Компактными из этих разработок являются лишь представленные в [81, 100, 148, 164]. Зачастую цельнометаллические антенны и излучатели с расширяющейся щелью делают двухполяризационными (рисунок 3).

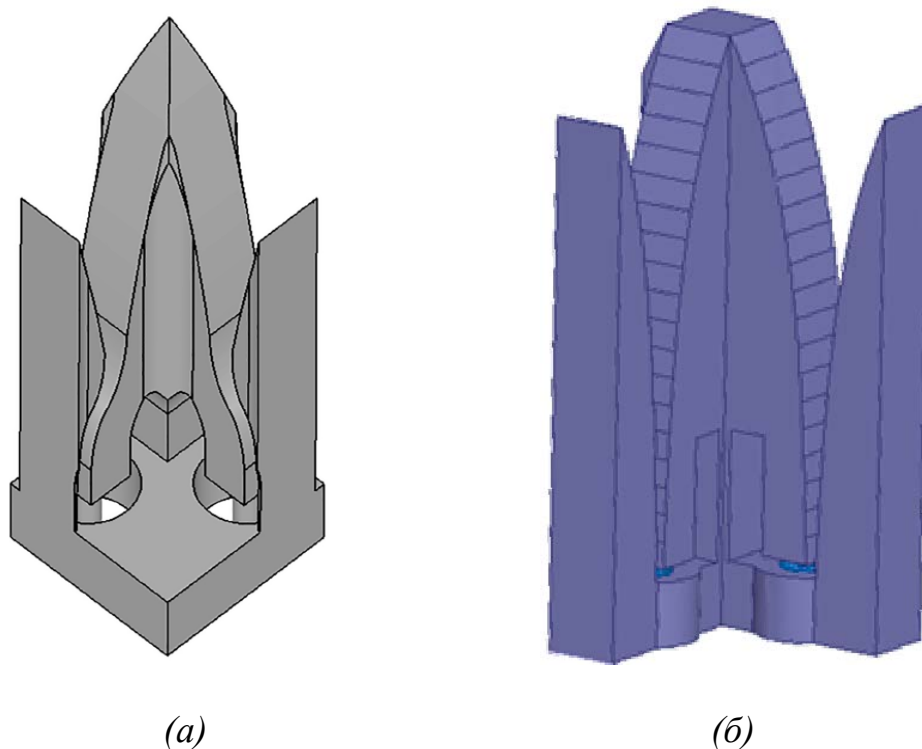


Рисунок 3 – Двухполяризационные цельнометаллические антенны и излучатели: (а) [75], (б) [169]

1.2.10 Анализ проведенного обзора литературы и таблицы 1 показывает, что чем больше КП, тем меньше компактных излучателей ФАР с расширяющейся щелью. Компактных излучателей ФАР широкоугольного сканирования, способных работать в СШП, мало (из 43 рассмотренных СШП излучателей ФАР широкоугольного сканирования 8 являются компактными), вследствие чего задача по исследованию и разработке таких излучателей является актуальной.

1.3 Антенны и излучатели ФАР с расширяющейся щелью с эллиптической конфигурацией внешней кромки

1.3.1 Цель пункта 1.3 состоит в исследовании влияния плавной скругленной или эллиптической конфигурации внешней кромки антенн и излучателей с расширяющейся щелью на их характеристики, а также в определении их КП и высоты.

1.3.2 Наблюдается нарастающий интерес к разработке СШП антенн (для работы как в качестве одиночных антенн, так и в составе ФАР), обладающих улучшенными характеристиками, такими как расширенная РПЧ, увеличенный КУ, меньший размер и вес, а также увеличенный сектор углов сканирования для ФАР. Они становятся более привлекательными для использования в различных технических решениях, если могут обеспечить двойную или круговую поляризацию [12]. Исследования показывают, что лепестки антенны могут быть спроектированы с использованием различных конфигураций внешней кромки, к примеру Чебышевской [170], листовой структуры [171], биномиальной [172] или фрактальной [173] (рисунок 4, а–г, соответственно), и т. д., для улучшения характеристик антенны. Однако многие из них усложняют процесс изготовления, делают антенну менее компактной, а также увеличивают время расчета модели.

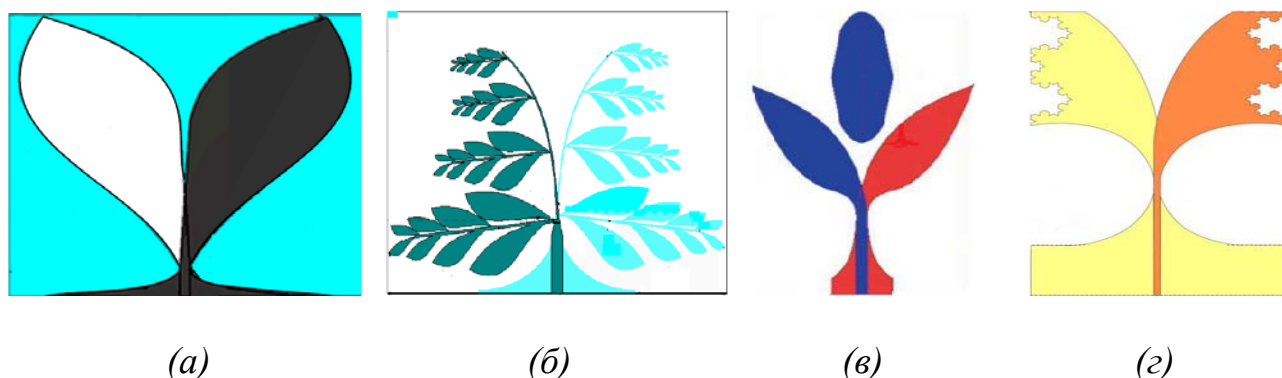


Рисунок 4 – Различные конфигурации внешней кромки лепестков антенн с расширяющейся щелью: Чебышевской (а) [170], листовой (б) [171], биномиальной (в) [172], фрактальной (г) [173]

1.3.3 Первая антиподная антенна Вивальди, представленная в [53], имела плавную скругленную конфигурацию внешней кромки лепестков (рисунок 1,б). В настоящее время наиболее распространенной конфигурацией внешней кромки является эллиптическая (рисунок 5,а–в) из-за простоты ее реализации [53]. Частным случаем эллиптической конфигурации внешней кромки является скругленная, которая может обеспечить одинаковую ДН в Е- и Н-плоскости, улучшить согласование и расширить РПЧ [174]. Эллиптическая конфигурация внешней кромки зачастую приводит к увеличению размеров антенны [53].

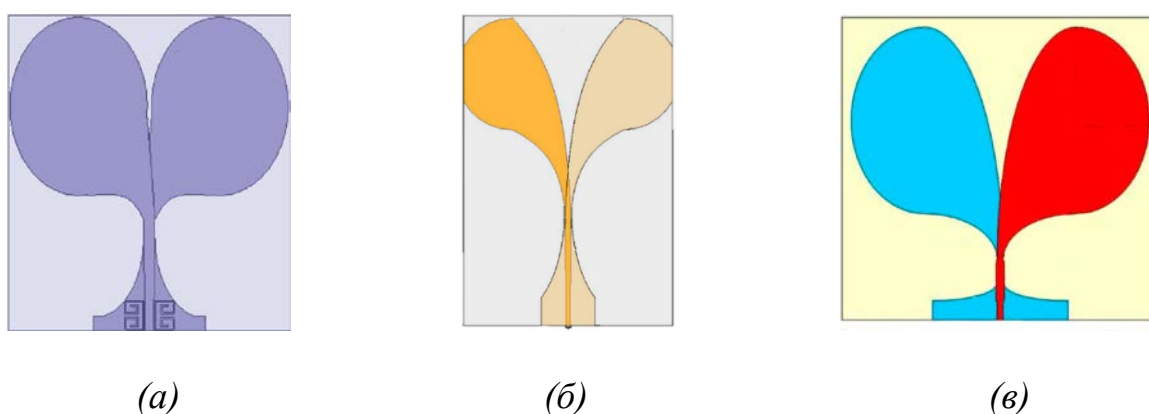


Рисунок 5 – Эллиптические конфигурации внешней кромки лепестков антенн и излучателей с расширяющейся щелью: (а) [185], (б) [199], (в) [200]

Причем некоторые формы антенн напоминают заячьи уши как со скругленной конфигурацией внешней кромки [89], [174–182], (рисунок 6,а–в), так и с остроконечной [96, 109, 111, 114–115, 165, 168] (рисунок 7,а–в).

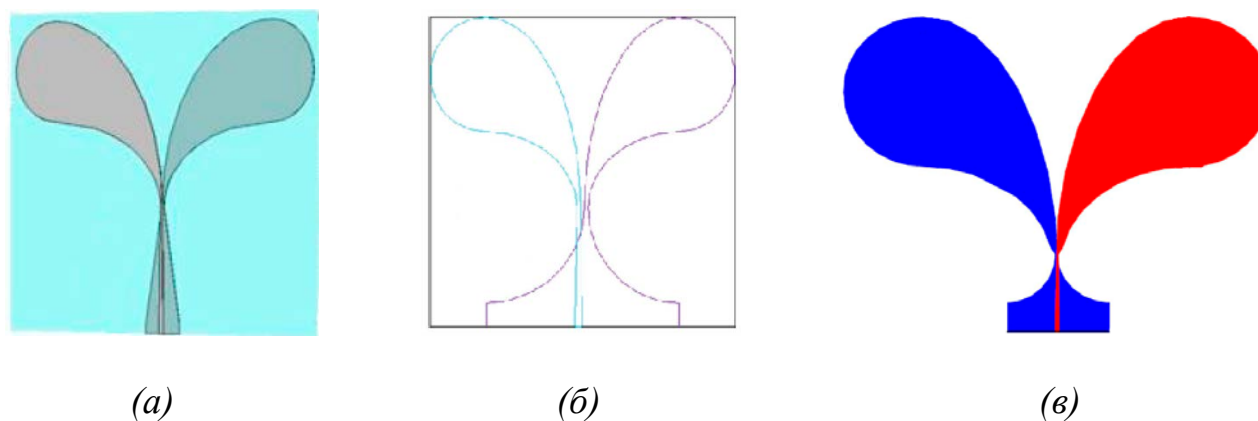


Рисунок 6 – Антенны и излучатели с расширяющейся щелью со скругленной конфигурацией кромки, подобной заячьим ушам: (а) [175], (б) [176], (в) [179]

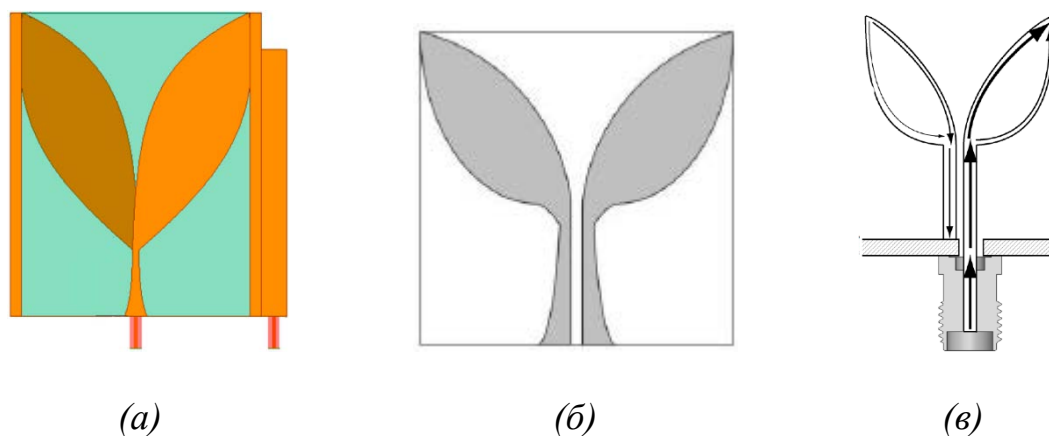


Рисунок 7 – Антенны и излучатели с расширяющейся щелью с остроконечной конфигурацией внешней кромки, напоминающие заячьи уши:

(а) [96], (б) [111], (в) [114]

1.3.4 Исследованы антенны и излучатели Вивальди [53, 55, 89, 113, 167, 174–201], у которых конфигурация внешней кромки лепестков является плавно изменяющейся или скругленной. Скругленная конфигурация внешней кромки антенны Вивальди используется для устранения дифракции, которая может наблюдаться в случае остроконечной конфигурации внешней кромки [53, 189, 199].

Использование плавной скругленной или эллиптической конфигурации внешней кромки антенн и излучателей с расширяющейся щелью позволяет:

- уменьшить средний уровень коэффициента отражения (КО) на: 2 – 10 дБ в полосе 5 – 50 ГГц [89], ~3 дБ в полосе 2 – 13 ГГц [174], ~5 дБ в полосе 0,5 – 25,0 ГГц [178], ~3 дБ в полосе 2,6 – 6,0 ГГц [190], на 1 – 10 дБ в полосе 1 – 4 ГГц [191],

- сместить нижнюю частоту по уровню $КО \leq -10$ дБ вниз по оси частот: на ~7 ГГц [89], на 1,45 ГГц [174], до 2,1 ГГц [176], до 2,2 ГГц [177], на ~4 ГГц [178], с 2,7 до 1,0 ГГц [179], до 0,3 ГГц [184], с 3,7 до 2,7 ГГц [190], с 3,8 до 2,0 ГГц [191], до 1,35 ГГц [192], с 2,0 до 0,5 ГГц [193];

- увеличить КУ на: 1 – 4 дБ в полосе 7 – 14 ГГц [174], ~1 дБ в полосе 2 – 7 ГГц (но в полосе 7 – 14 ГГц КУ снижается на ~2 дБ) [191].

В [55] рассматривается эллиптическая и скругленная конфигурация внешней кромки лепестков, которая улучшает согласование. Более того, использование скругленной конфигурации кромки лепестков антенны позволяет как улучшить ее согласование, так и расширить ее РПЧ.

Однако, в случае добавления скругленных или эллиптических вставок на внешней кромке ширина антенны увеличивается на 47,4% [89], на 24,3% [175], на 162,2% [178], на 52,0% [191], на 11,1% [196], на 50,0% [197]. Таким образом, вместо добавления скругленных или эллиптических вставок лучше конфигурацию внешней кромки антенны или излучателя с расширяющейся щелью делать плавной в процессе проектирования, а не модернизации.

1.3.5 Антенны со скругленной конфигурацией внешней кромки применяются в системах радиосвязи, радиолокации и радиоэлектронной борьбе [114, 168, 176, 198], в составе АР для СШП импульсных радаров [199], в составе систем микроволновой визуализации высокого разрешения [179], систем сотовой связи разных диапазонов [180, 200], в процессах разработки недорогих, высокоэффективных ШП и СШП устройств на экологически чистых подложках с использованием процесса струйной печати [201] и для беспроводной передачи энергии на датчики, встроенные в железобетон [183]. Использование скругленной конфигурации внешней кромки позволяет увеличить КУ и снизить нижнюю рабочую частоту антенны [176–179], а также уменьшить ее размеры [181]. Результаты вычисления продольных размеров антенн, работающих в качестве самостоятельных антенн, а также в составе АР, с эллиптической конфигурацией внешней кромки сведены в таблицу 2.

Таблица 2. Сравнение антенн и излучателей с расширяющейся щелью с
плавно изменяющейся конфигурацией внешней кромки

№	Ссылка на работу	РПЧ	КП	Геометрическая высота	Высота на верхней частоте
1	[53]	От 1,18 до 18,6 ГГц	15,7	240 мм	$\sim 14,880 \lambda$
2	[89]	От 2 до 50 ГГц	25,0	40 мм	$\sim 6,667 \lambda$
3	[167]	От 2 до 40 ГГц	20,0	132 мм	$\sim 17,600 \lambda$
4	[174]	От 3 до 20 ГГц	6,667	80 мм	$\sim 5,333 \lambda$
5	[175]	От 2,6 до 12,0 ГГц для обеих антенн	4,615	Антенна 1 – 76 мм, антенна 2 – 107 мм	$\sim 3,040 \lambda$ и $\sim 4,280 \lambda$, соответственно
6	[176]	От 2 до 6 ГГц	3,0	86 мм	$\sim 1,720 \lambda$
7	[177]	От 1,9 до 20,0 ГГц	10,5	85 мм	$\sim 5,667 \lambda$
8	[178]	От 1,3 до 44,0 ГГц	33,8	49,5 мм	$\sim 7,260 \lambda$
9	[179]	От 1 до 10 ГГц	10,0	173 мм	$\sim 5,767 \lambda$
10	[180]	От 2 до 12 ГГц	6,0	Около 160 мм	$\sim 6,400 \lambda$
11	[181]	От 1 до 10 ГГц для обеих антенн	10,0	Антенна 1 – 29 мм, антенна 2 – 33 мм	$\sim 0,967 \lambda$ и $\sim 1,100 \lambda$, соответственно
12	[182]	От 1,5 до 6,0 ГГц	4	116 мм	$\sim 2,320 \lambda$
13	[183]	От 0,6 до 6 ГГц	10,0	202 мм	$\sim 4,040 \lambda$
14	[184]	От 0,3 до 6,0 ГГц	20,0	213,5 мм	$\sim 4,270 \lambda$
15	[185]	От 1,67 до 6,00 ГГц	3,593	85 мм	$\sim 1,700 \lambda$
16	[186]	От 2,5 до 15,0 ГГц	6,0	Более 150 мм	Более 7,500 λ
17	[187]	От 0,9 ГГц до 6,0 ГГц	6,667	117,5 мм	$\sim 2,350 \lambda$
18	[188]	От 2,4 до 9,5 ГГц	3,958	44 мм	$\sim 1,393 \lambda$
19	[189]	От 0,83 до 9,80 ГГц для обеих антенн	11,807	Антенна 1 – 307,4 мм, антенна 2 – 161,25 мм	$\sim 10,042 \lambda$ и $\sim 5,268 \lambda$
20	[190]	От 2,7 до 35,0 ГГц	12,963	48,5 мм	$\sim 5,693 \lambda$
21	[191]	От 1,3 до 14,0 ГГц	10,769	110 мм	$\sim 5,133 \lambda$
22	[192]	От 1,32 до 17,00 ГГц	12,879	93,5 мм	$\sim 5,300 \lambda$
23	[193]	От 0,5 до 20,0 ГГц	40,0	180 мм	$\sim 6,667 \lambda$

Продолжение Таблицы 2.

24	[194]	От 0,5 до 8,0 ГГц	16,0	280 мм	$\sim 7,467 \lambda$
25	[195]	От 1 до 6 ГГц	6,0	112,8 мм	$\sim 2,256 \lambda$
26	[196]	От 0,73 до 20,00 ГГц	27,4	140 мм	$\sim 9,333 \lambda$
27	[197]	От 2,1 до 20,0 ГГц	9,524	50 мм	$\sim 3,333 \lambda$
28	[199]	От 2 до 16 ГГц	8,0	110 мм	$\sim 5,867 \lambda$
29	[200]	От 0,6 до 2,6 ГГц	4,333	126,25 мм	$\sim 1,094 \lambda$
30	[201]	От 2,2 до 11,0 ГГц	5,0	94,6 мм	$\sim 3,469 \lambda$

1.3.6 Из таблицы 2 видно, что все рассмотренные антенны и излучатели являются СШП. Многие имеют $KП \geq 4$, причем из них высоту около двух длин волн имеют лишь 7, а 1 является компактной.

Итак, конфигурация лепестков антенны Вивальди определяет площадь апертуры. При увеличении размера лепестков антенны площадь излучения будет больше, что увеличит как КУ, так и сам размер антенны. Необходимо искать компромисс между конфигурацией лепестков и размером антенны Вивальди, который позволит достичь требуемого уровня КУ для решения конкретных задач [55]. На текущий момент известно большое количество различных конфигураций внешней кромки антенн Вивальди, которые имеют свои достоинства и недостатки. Довольно распространенными являются антенны с эллиптической конфигурацией внешней кромки. Недостатком таких антенн является высота, превышающая одну или даже несколько длин волн, особенно при $KП \geq 4$. Совмещение компактности и СШП в одной антенне является актуальной задачей.

Таким образом, конфигурация внешней кромки антенн и излучателей Вивальди играет большую роль не только для обеспечения СШП и режима широкоугольного сканирования, но и компактности. При этом, благодаря выбору конфигурации лепестков с различными изменениями в их структуре удается добиться компактного размера на верхней частоте. В связи с этим, исследование конфигурации кромок антенн с расширяющейся щелью для обеспечения СШП и уменьшенного размера является актуальной задачей.

1.4 Способы модификации антенн и излучателей с расширяющейся щелью

1.4.1 Рассогласование между излучателями ФАР и источниками их возбуждения снижает КУ и КПД. Улучшить согласование излучателей ФАР труднее в условиях, когда возможности выбора их конструкции ограничены предъявляемыми к решетке требованиями механического и электрического характера, а также условиями эксплуатации. В идеальной решетке излучатели должны быть абсолютно согласованы с источниками возбуждения в заданном секторе углов сканирования и РПЧ. Кроме того, для применения элемента в конкретной системе обычно требуется определенная поляризационная характеристика [50].

Существует множество способов, позволяющих сделать антенны с расширяющейся щелью и излучатели ФАР на их основе более компактными или расширить их РПЧ при условии неизменности геометрических размеров [55]:

- 1) выбор материала подложки с низким тангенсом угла потерь и низкой диэлектрической проницаемостью;
- 2) использование различных вырезов в лепестках;
- 3) использование различных вырезов и вставок на внешней кромке;
- 4) использование вставок в расширяющейся щели;
- 5) комбинации вышеописанных способов.

На характеристики излучателя ФАР большое влияние оказывают толщина подложки и диэлектрическая проницаемость материала, из которого она сделана. Желательна подложка с низким тангенсом угла потерь и низкой относительной диэлектрической проницаемостью. [55]. Одним из наиболее часто используемых диэлектрических материалов для проектирования антенна Вивальди и излучателей ФАР на их основе является Rogers RT/duroid 5880. Материал имеет

диэлектрическую проницаемость $2,20 \pm 0,02$ и тангенс угла потерь $0,0004–0,0009$ [202]. При выборе материала для печатных излучателей стоит руководствоваться следующими рекомендациями: оптимальное значение относительной диэлектрической проницаемости подложки лежит в пределах от 2 до 5, а ее небольшая толщина снижает изменение характеристик при сканировании. Увеличение толщины диэлектрической подложки приводит к смещению РПЧ в более низкочастотную область [203].

Увеличение длины расширяющейся щели позволяет существенно уменьшить нижнюю частоту по КСВН. Ширина раскрыва щели влияет на отражение распространяющейся вдоль щелевой линии волны от раскрыва щели и, в связи с этим, определяет режим работы щелевой линии на высоких частотах. Так, при малых значениях ширины раскрыва щели наблюдается слабое излучение, режим стоячей волны и высокодобротные резонансы. При больших значениях ширины раскрыва щели – интенсивное излучение и переход к режиму бегущей волны.

1.4.2 Цель пункта 1.4 состоит в исследовании известных способов модификации антенн и излучателей с расширяющейся щелью с помощью вырезов и вставок разного размера и места размещения.

1.4.3 Исследование влияния различных вырезов внутри лепестков антенн с расширяющейся щелью (рисунок 8) проведено в [194, 204–205].

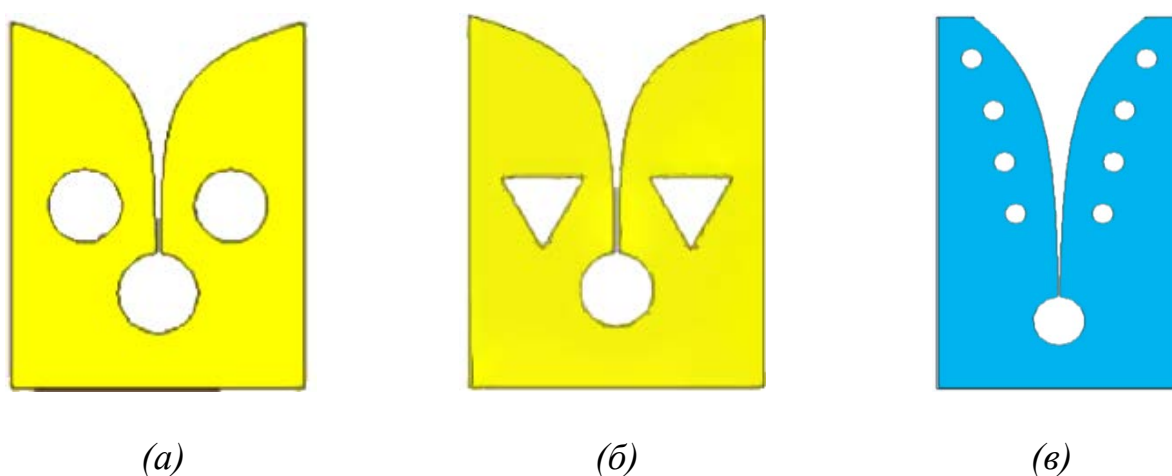


Рисунок 8 – Антенны с вырезами в металлизации: (а) и (б) [204], (в) [205]

В [194] использование двух эллиптических вырезов в лепестках СШП антенны Вивальди со скругленной конфигурацией внешней кромки приводит к снижению среднего уровня КСВН в полосе 0,5 – 1,0 ГГц с максимального значения 3,5 до 2,5. Высота антенны на верхней частоте 8 ГГц $\sim 7,467 \lambda$.

В [204] использование круглых и треугольных вырезов в лепестках и на внешней кромке СШП антенны Вивальди позволяет увеличить ее КУ более чем на 3 дБ, а также расширить РПЧ с 5,8 – 6,8 ГГц до 3,7 – 8,7 ГГц по уровню КСВН ≤ 2 . Высота антенны на верхней частоте 8,4 ГГц $\sim 1,800 \lambda$.

В [205] использование круглых вырезов в лепестках СШП антенны Вивальди позволяет уменьшить ее КО на ~ 4 дБ в полосе 1,3 – 4,3 ГГц. Высота антенны на верхней частоте 4,2 ГГц $\sim 2,660 \lambda$.

1.4.4 Исследование влияния различных вырезов и вставок на внешней кромке антенн и излучателей с расширяющейся щелью (рисунок 9) проведено в [89, 91, 100, 124, 134, 141, 178, 194, 205–211, 213, 216, 231, 238, 243]. Результаты анализа сведены в таблицу 3.

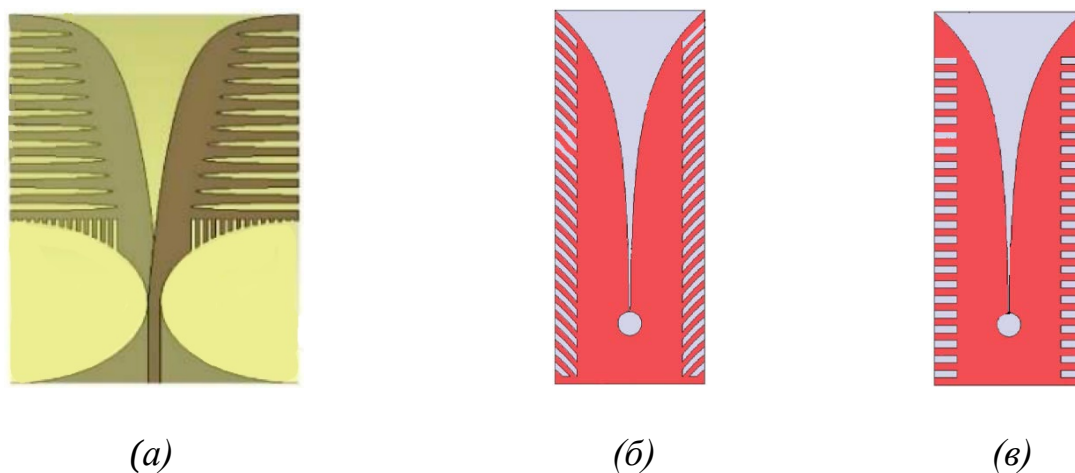


Рисунок 9 – Антенны и излучатели с вырезами на внешней кромке: (a) [208],
(б) и (в) [209]

Таблица 3. Влияние различных вырезов и вставок на внешней кромке антенн и излучателей с расширяющейся щелью на их характеристики

Ссылка	КП	Модификация	Что позволяет достичь	Высота
[89]	25	Прямоугольные вырезы на внешней скругленной конфигурации кромки	Скругленная форма внешней кромки позволяет уменьшить КО в полосе 2,0 – 10,5 ГГц в среднем на 3 дБ, а использование прямоугольных наклонных вырезов на такой кромке снижает КО в полосе от 2 до 8 ГГц в среднем на 4 дБ.	$\sim 6,667 \lambda$
[91]	2,3	Прямоугольные вырезы разной длины	Расширение РПЧ до 4,3 – 9,8 ГГц по уровню $КО \leq -10$ дБ	$\sim 1,960 \lambda$
[100]	Более 3	Прямоугольные вырезы	Расширение РПЧ из-за смещения нижней частоты до 670 МГц и уменьшение уровня КСВН с 2 до 1,6 при угле сканирования 45°. Также уменьшается составляющая поля на кроссовой поляризации: в основных плоскостях она не превышает -30 дБ, а при угле сканирования 45° – -10 дБ.	$\sim 0,905 \lambda$
[124]	4	Прямоугольные вырезы	Увеличить КУ при широкоугольном сканировании на ~ 2 дБ	$\sim 1,380 \lambda$
[134]	9	Прямоугольные вырезы	Для уменьшения размера излучателя Вивальди и достижения РПЧ от 2,7 до 18,0 ГГц по уровню КСВН $\leq 2,5$	$\sim 4,320 \lambda$
[141]	3	Вырезы полукруглой формы	Снижение среднего уровня КСВН ФАР в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости на $\sim 0,5$ в полосе 6–10 ГГц	$\sim 2,634 \lambda$
[178]	Более 36	Вырезы треугольной формы	Смещение нижней частоты с 5,5 до 1,3 ГГц, а также верхней частоты с 27,5 по 32,5 ГГц по уровню $КО \leq -10$ дБ, увеличение КУ на 1 – 2 дБ в полосе 1,0 – 5,5 ГГц	Более 4,767 λ

Продолжение Таблицы 3.

[194]	16	Вырезы эллиптической формы	Варьированием размера вырезов удается снизить КСВН на частотах от 0,5 до 3,5 ГГц более чем в 1,5 раза и достичь РПЧ от 0,5 до 8,0 ГГц по уровню КСВН ≤ 2	$\sim 7,467 \lambda$
[205]	3,3	Комбинация прямоугольных и круглых вырезов	Уменьшение УБЛ в среднем на 4 дБ, а также увеличение КУ в среднем на 1 дБ	$\sim 2,660 \lambda$
[206]	1,6	Вырезы в виде полуэллипсов	Увеличение КУ антенны на верхних частотах РПЧ. Так, КУ увеличивается с 11,84 до 14,04 дБ на частоте 10,6 ГГц	$\sim 3,180 \lambda$
[207]	3	Прямоугольные вырезы	Увеличение пути тока в нижней области РПЧ антенны, вследствие чего КУ в нижней области РПЧ превышает 0 дБ	$\sim 1,200 \lambda$
[208]	5,6	Эллиптические вырезы	Уменьшения краевого тока на кромке антенны, увеличения КУ на 2 дБ в полосе от 2 до 6 ГГц и смещения нижней частоты с 2,2 до 1,8 ГГц по уровню КО ≤ -10 дБ	$\sim 3,133 \lambda$
[209]	5	Вырезы прямоугольной формы	Увеличение КУ на ~ 2 дБ в полосе 3 – 7 ГГц, уменьшение КО на ~ 3 дБ в полосе от 4,5 – 13,5 ГГц и уменьшение УБЛ на ~ 4 дБ	$\sim 6,250 \lambda$
[210]	3,4	Две прямоугольные вставки или гофр	Увеличение КУ на ~ 2 дБ в полосе 3,0 – 6,5 ГГц. Замена прямоугольных вставок на кромке гофрированием позволяет увеличить КУ на 1 – 6 дБ в полосе 3,0 – 6,5 ГГц, а также уменьшить КО на ~ 4 дБ в полосе 3,9 – 4,8 ГГц	$\sim 2,827 \lambda$
[211]	1,8	Прямоугольные вырезы	Улучшение характеристик в низкочастотной области (миниатюризация)	$\sim 0,453 \lambda$
[213]	1,3	Прямоугольные вырезы	Снижение нижней частоты с 24,06 ГГц до 22,98 ГГц, увеличение верхней частоты с 28,3 до 29,0 ГГц по уровню КО ≤ -10 дБ.	$\sim 5,259 \lambda$

Продолжение Таблицы 3.

[216]	1,5	Эллиптические вырезы	Снижение нижней частоту так, чтобы АР работала в полосе от 24,3 – 34 ГГц по уровню КО $\leq$ -10 дБ	$\sim 4,036 \lambda$
[231]	Более 9	Прямоугольные вырезы	Улучшение согласования в низкочастотной области для обеспечения КО менее -12 дБ в полосе 1–28 ГГц	$\sim 24,267 \lambda$
[238]	6	Эллиптические вырезы	Увеличение КУ на 1,0 – 2,6 дБ в полосе от 7 – 25 ГГц. Снижение уровня КО в полосе 7 – 18 ГГц на 1 – 17 дБ	$\sim 4,650 \lambda$
[243]	Более 2,8	Прямоугольные вставки	Уменьшить средний уровень КСВН так, что по уровню КСВН $\leq$ 1,5 РПЧ 3,8 – 8,6 ГГц, а по уровню КСВН $\leq$ 1,2 РПЧ 4,6 – 8,7 ГГц	$\sim 0,667 \lambda$

Из таблицы 3 видно, что прямоугольные вырезы и вставки разного размера на внешней кромке антенн с расширяющейся щелью позволяют улучшить согласование, расширить РПЧ, сместить нижнюю рабочую частоту вниз по оси частот, увеличить КУ и уменьшить УБЛ. По сравнению с прямоугольными вырезами на внешней кромке, эллиптические вырезы позволяют в РПЧ улучшить согласование еще больше (до 17 дБ). Также вырезы в металлизации могут уменьшить составляющую поля на кроссовой поляризации [19, 58–59, 103, 145 153, 159].

1.4.5 Для улучшения согласования излучателей ФАР в их расширяющуюся щель или область излучения можно помещать тонкие диэлектрические или металлические вставки [50]. Исследование влияния различных вставок в расширяющейся щели антенн и излучателей проведено в [71–72, 80, 111, 113, 172, 186, 191, 214, 217, 219–225, 228, 232–234]. Результаты анализа сведены в таблицу 4.

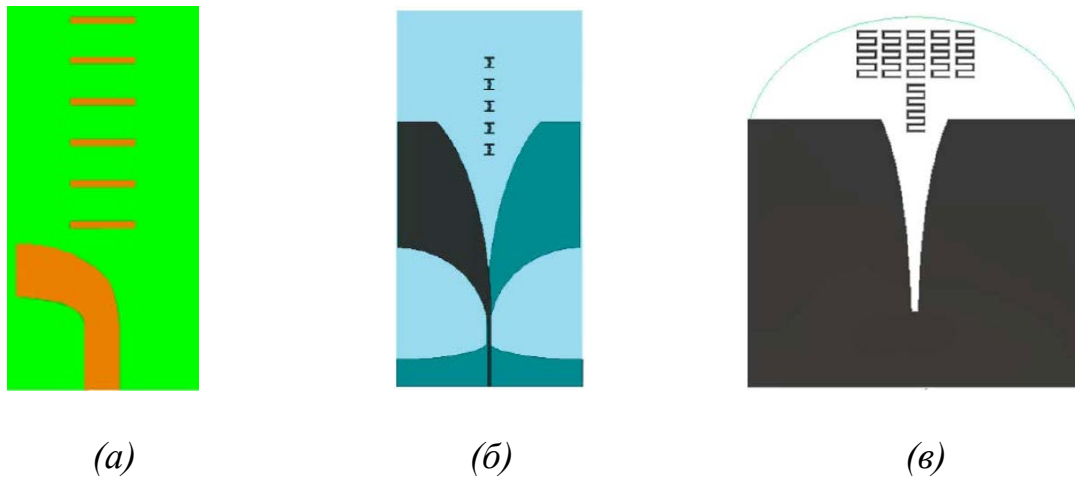


Рисунок 10 – Антенны и излучатели со вставками в расширяющейся щели и области излучения: (а) [72], (б) [219], (в) [228]

Таблица 4. Влияние различных вставок в щели и/или области излучения антенн и излучателей с расширяющейся щелью на их характеристики

Ссылка	КП	Модификация	Что позволяет достичь	Высота
[71]	1,2	Треугольная вставка	Снижение среднего уровня КСВН: в полосе от 8,6 до 12,4 ГГц его значение менее 1,5.	$\sim 1,320 \lambda$
[72]	1,1	Шесть прямоугольных вставок	Увеличение КУ на 3 – 5 дБ в РПЧ от 24 до 30 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 165,7\%$	$\sim 1,573 \lambda$
[80]	1,2	Пары взаимно перпендикулярных прямоугольных вставок	Уменьшение взаимной связи излучателей в ФАР, вследствие уменьшается средний уровень КСВН и ФАР может сканировать в широком секторе углов в Е- и Н-плоскости. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 18,5\%$	$\sim 1,040 \lambda$
[111]	Более 3	Прямоугольная вставка	Уменьшение среднего уровня КСВН, вследствие чего излучатель может сканировать в секторе углов до 45° .	$\sim 0,519 \lambda$

Продолжение Таблицы 4.

[113]	Более 10	Вставка ромбовидной формы	Увеличение КУ и симметрии ДН, вследствие чего двухполяризационный излучатель может сканировать в секторе углов до $\pm 45^\circ$. Однако, высота увеличивается на $\sim 17,9\%$	–
[172]	4	Металлическая вставка в виде двух эллипсов	Увеличение КУ на 3 – 10 дБ в полосе от 10 до 40 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 28,2\%$	Более $1,8 \lambda$
[186]	6	Треугольная диэлектрическая вставка	Не оказывает влияние на согласование, но увеличивается КУ на 2 – 5 дБ в полосе 2,3 – 15,0 ГГц и сужается главный лепесток ДН на 15° при использовании антенны в составе АР. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 66,7\%$	Более $7,5 \lambda$
[191]	Более 10	Диэлектрическая линза	Не оказывает влияние на согласование, но увеличивается КУ на 1 – 3 дБ в полосе 2 – 14 ГГц и сужается главный лепесток ДН на 24% . Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 18,2\%$	$\sim 5,133 \lambda$
[214]	1,5	Вставки сложной формы	Не оказывает влияние на согласование, но увеличивается КУ на $\sim 1,6$ дБ в полосе 8 – 12 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 30,8\%$	$\sim 2,340 \lambda$
[217]	1,5	Вставки сложной формы	Не оказывает влияние на согласование, но увеличивается КУ на ~ 2 дБ в полосе 8 – 12 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 30,8\%$	$\sim 2,340 \lambda$
[219]	Более 1,7	Вставки, схожие с Н-формой	Не оказывает влияние на согласование, но увеличивается КУ на 4 – 6 дБ в полосе 24 – 40 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на $\sim 41,3\%$	Более 11λ

Продолжение Таблицы 4.

[220]	Более 2,5	Комбинация вставок разной формы	Не оказывается влияние на согласование, но увеличивается КУ на 1 – 2 дБ в полосе 4,5 – 10,0 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на ~ 65,0%	Более 3 λ
[221]	Более 1,5	Комбинация прямоугольных вставок	Увеличение КУ на 0,4 – 1,4 дБ в полосе 26 – 40 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на ~ 6,2%	Более 3 λ
[222]	Более 1,2	Три металлические вставки прямоугольной формы и диэлектрическая линза	Увеличения максимального значения КУ для достижения 9,7 дБ на частоте 40 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на ~ 39,6%	~ 4,869 λ
[223]	Более 2	Комбинация вставок меандровой формы	Увеличение КУ на 2,6 дБ в полосе 5,8 – 8,5 ГГц. Увеличение КСВН до 8 около 4,8 ГГц.	~ 1,833 λ
[224]	Более 2	Комбинация вставок меандровой формы	Увеличение КУ на 1 – 2 дБ около частоты 3,35 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на ~ 28,4%	Более λ
[225]	Более 5	Вставки меандровой формы	Не оказывается влияние на согласование, но увеличивается КУ на ~ 4 дБ в полосе 9,5 – 10,5 ГГц.	Более 6 λ
[228]	Более 3	Вставки меандровой формы	Не оказывается влияние на согласование, но увеличивается КУ на ~ 1 дБ в полосе 6,5 – 10,0 ГГц. Однако, высота антенны увеличивается на ~ 40,4%	~ 0,805 λ
[232]	Более 2	Комбинации вставок разной формы	Увеличение КУ на 0,5 – 2,5 дБ в полосе 1,2–3,0 ГГц.	–
[233]	Более 1,1	Комбинация вставок сложной формы	Снижение КО на 2 – 15 дБ и увеличение КУ на ~ 2 дБ в полосе 24 – 27 ГГц.	Более 1,1 λ

Продолжение Таблицы 4.

[234]	Более 1,4	Металлическая вставка ступенчатой формы	Снижение среднего уровня КО на ~ 5 дБ и увеличение КУ до максимального значения более 10 дБ. Однако, высота антенны увеличивается на ~ 29,7%	Более 2
-------	--------------	---	---	---------

Согласно таблице 4, прямоугольные вставки в щели позволяют увеличить КУ, снизить средний уровень КСВН в РПЧ, однако зачастую это приводит к увеличению продольного размера антенн. Треугольные вставки также позволяют улучшить согласование и увеличить КУ. В случае размещения вставок не только в щели, но и на диэлектрической линзе увеличение КУ зачастую приводит к значительному увеличению высоты, вследствие чего целесообразным является исследование использования вставок в щели без добавления диэлектрических линз.

1.4.6 Часто вставки в расширяющейся щели рассматриваются совместно с другими улучшениями: вырезами или вставками на внешней кромке (рисунок 11). Исследование комбинированного влияния различных вставок в расширяющейся щели, а также вырезов на внешней кромке антенн и излучателей с расширяющейся щелью проведено в [128, 144, 166, 192, 196, 212–213, 215–216, 218, 226–227, 229–231, 235–237, 239–241]. Результаты анализа сведены в таблицу 5.

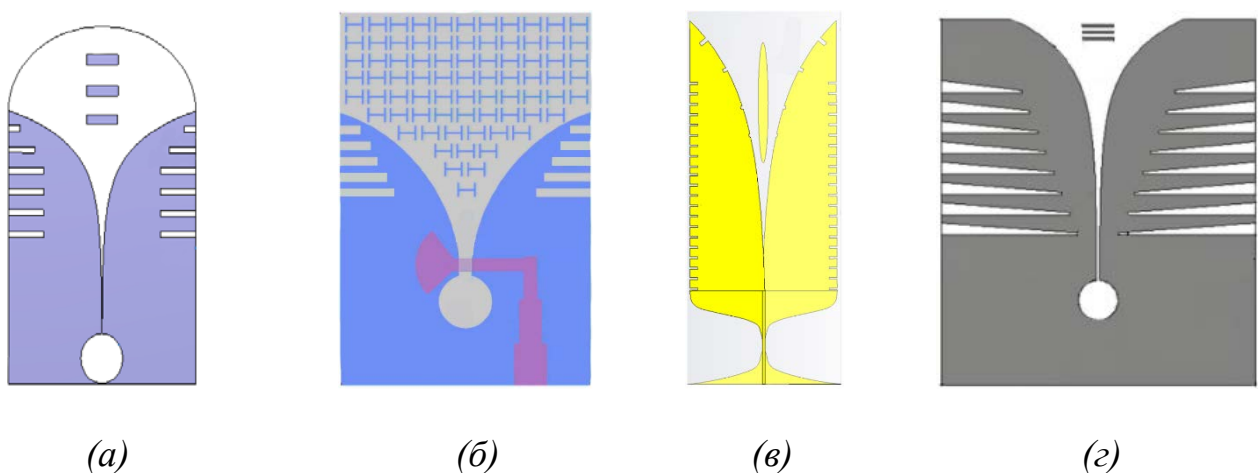


Рисунок 11 – Антенны и излучатели с вырезами на внешней кромке и вставками в расширяющейся щели: (а) [212], (б) [235], (в) [236], (г) [237]

Таблица 5. Влияние различных комбинаций вырезов и вставок на характеристики антенн и излучателей с расширяющейся щелью

Ссылка	КП	Модификация	Что позволяет достичь	Высота
[128]	4,0	Вырезы особой формы в лепестках и две прямоугольные металлические вставки в раскрыве	Расширение РПЧ и увеличение КУ излучателя. Так, удается достичь РПЧ 0,5 – 2,0 ГГц при широкоугольном сканировании в секторе углов $\pm 50^\circ$ в обеих плоскостях. КУ в РПЧ от -4 до 5 дБ.	$\sim 0,833 \lambda$
[144]	Более 2	Вырез прямоугольной формы на кромке и прямоугольная вставка в щели	Расширить РПЧ на $\sim 142\%$, снизить средний уровень КСВН с 2,5 до 1,8, а также достичь максимального значения КУ 11,9 дБ	$\sim 0,783 \lambda$
[166]	Более 2	Вырезы на лепестках и вставки Н-формы в раскрыве	Расширить РПЧ до 1,7 – 3,7 ГГц по уровню КО ≤ -10 дБ, а также увеличить направленность излучения	Более 16 λ
[192]	Более 8	Поперечные вырезы на кромке и вставки скругленной формы в нижней части антенны	Уменьшить нижнюю частоту на $\sim 0,8$ ГГц, увеличение КУ до 3,5 – 9,3 дБ в РПЧ	Более 4,9 λ
[196]	Более 20	Вырезы и вставки эллиптической формы на внешней кромке	Уменьшение нижней рабочей частоты с 830 до 730 МГц по уровню КО ≤ -10 дБ	Более 9 λ
[212]	Более 3	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и три прямоугольные вставки в щели	Расширения РПЧ до 0,81 – 3,0 ГГц и увеличения КУ на 0,8 дБ на 1,4 ГГц. Однако высота увеличивается на $\sim 30,6\%$	$\sim 2,880 \lambda$
[213]	1,3	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и треугольная металлическая вставка в щели	Снижение нижней частоты с 24,06 ГГц до 22,98 ГГц, увеличение верхней частоты с 28,3 до 29,0 ГГц по уровню КО ≤ -10 дБ. Увеличение КУ в полосе 24 – 28 ГГц на 3 – 5 дБ. Уменьшение УБЛ на ~ 5 дБ.	$\sim 5,259 \lambda$

Продолжение Таблицы 5.

[215]	Более 3	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и вставки в форме архимедовой спирали в щели	Увеличение КУ и КПД в полосе 3 – 11 ГГц на 0,5 – 4,0 дБ, однако происходит смещение нижней частоты с 2,0 до 4,7 ГГц по уровню $KO \leq -10$ дБ. Однако высота увеличивается на ~ 30,8%	~ 2,878 λ
[216]	1,5	Эллиптические вырезы на внешней кромке и эллиптическая вставка в щели	Вырезы на внешней кромке улучшают характеристики в нижней части РПЧ, а вставка в щели – в верхней. В результате АР четырех таких излучателей работает в полосе 24,3 – 34,0 ГГц по уровню $KO \leq -10$ дБ с КУ 13,67 дБ на 29 ГГц	~ 4,036 λ
[218]	Более 10	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и вставки сложной формы в щели и области излучения	Расширение РПЧ благодаря смещению нижней частоты до 3,4 – 40 ГГц, увеличение КУ на ~ 3,8 дБ в РПЧ и уменьшение УБЛ от 1 до 15 дБ в полосе 16 – 40 ГГц. Однако высота увеличивается на ~ 35,9%	~ 8 λ
[226]	Более 5	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и вставки меандровой формы в щели	Уменьшение среднего значения КО на ~ 2 дБ, а также увеличение КУ на ~ 1 дБ в РПЧ 2,0 – 10,5 ГГц	~ 1,602 λ
[227]	Более 5	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и вставки разной формы в щели	Уменьшение среднего значения КО от 1 до 5 дБ, а также увеличение КУ 0,5 до 1,5 дБ в РПЧ 2,0 – 10,8 ГГц	Более 1,6 λ
[229]	1,5	Прямоугольные вырезы на кромке и вставки сложной формы в щели и области излучения	Увеличение КУ на ~ 4 дБ, сужение главного лепестка ДН на ~ 30°. Однако высота увеличивается на ~ 15,4%	~ 2,216 λ

Продолжение Таблицы 5.

[230]	3,667	Вырезы прямоугольной формы на внешней кромке и эллиптическая вставка в раскрыве	Уменьшение среднего уровня КСВН на $\sim 0,3$ в РПЧ от 3 до 11 ГГц. Однако, происходит уменьшение КУ в полосе 5,5 – 11 ГГц на ~ 2 дБ.	$\sim 4,153 \lambda$
[231]	Более 9	Прямоугольные вырезы на внешней кромке, эллиптическая и составная вставки в раскрыве	Улучшение согласования в низкочастотной области для обеспечения КО менее -12 дБ в полосе 1–28 ГГц. Увеличение КУ на 1 – 5 дБ в полосе 14 – 28 ГГц.	Более 24 λ
[235]	Более 4	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и вставки Н-формы в щели и области излучения	Увеличение КУ на 1 – 4 дБ в полосе от 2,4 до 13,5 ГГц, расширение РПЧ на 0,3 ГГц по уровню КО ≤ -10 дБ. Однако высота антенны увеличивается на $\sim 46,2\%$	Более 1,7 λ
[236]	Более 20	Вырезы в щели, вырезы прямоугольной формы на внешней кромке и эллиптическая вставка в щели	Вырезы в щели уменьшают УБЛ на 5 дБ на частотах выше 30 ГГц. Вырезы на кромке и вставка в раскрыве по сравнению с аналогами позволяют расширить РПЧ почти вдвое (до 2,4 – 60 ГГц) и увеличить КУ на 2 – 4 дБ	Более 37 λ
[237]	Более 4,5	Вырезы трапецевидной формы на внешней кромке и три прямоугольные вставки в щели	Сместить нижнюю частоту на $\sim 0,4$ ГГц, увеличить КУ на 2 – 4 дБ, однако средний уровень КО в РПЧ увеличивается на ~ 2 дБ.	$\sim 2,145 \lambda$
[239]	Более 1,7	Прямоугольные вырезы на внешней кромке и вставки Н-формы в раскрыве и области излучения	Увеличение КУ до 9,8 – 12,2 дБ в полосе 24 – 41 ГГц. Однако высота антенны увеличивается на $\sim 33,3\%$	$\sim 4,400 \lambda$

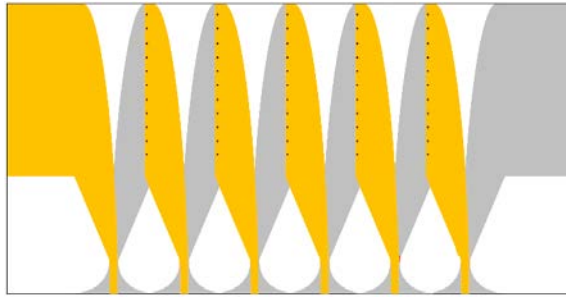
Продолжение Таблицы 5.

[240]	Более 6,6	Прямоугольные вставки на внешней кромке крайних излучателей АР и вырезы в лепестках центральных излучателей	Уменьшение среднего уровня КО на ~ 5 дБ, достижение КУ 13,5 дБ на 11 ГГц.	Более 2,9 λ
[241]	6	Прямоугольные вставки на кромке и вырезы в нижней части излучателей	Уменьшение КСВН крайних излучателей конечной АР на ~ 0,3	2,560 λ

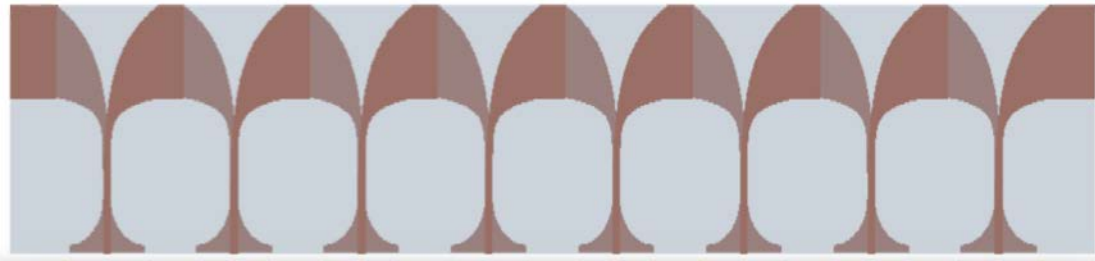
Комбинации вырезов и вставок на внешней кромке и вставок в раскрыве позволяют объединить их преимущества, что во многих случаях приводит к одновременному расширению РПЧ, увеличению КУ, улучшению согласования и уменьшению УБЛ.

1.4.7 В большинстве случаев проектирование ФАР начинается с излучателя в составе бесконечной ФАР, а краевые эффекты учитываются в конце процесса [245]. Краевым эффектом называют изменения входного импеданса, КСВН или ДН в поле раскрыва излучателя, обусловленные его близостью к краю АР. Одна из трудностей, связанная с использованием АР, дополненных на краях пассивными элементами, состоит в том, что эти излучатели поглощают энергию и тем самым вносят потери. Параметры АР, дополненной на краях пассивными элементами, нельзя регулировать до тех пор, пока конструкция излучателя не изменена [50].

Краевые эффекты могут оказывать влияние на характеристики всей АР [50]. Наиболее сильно в конечной ФАР КСВН изменяется для излучателей, расположенных в плоскости сканирования [242]. Если число излучателей в АР в любом ряду меньше 15–20, то изменение конфигурации крайних излучателей может повлиять на характеристики как отдельных излучателей, так и всей АР, особенно на нижних частотах РПЧ [24]. В [240–241] определено, что для уменьшения краевых эффектов крайних излучателей АР на нижних частотах можно использовать прямоугольные металлические вставки на внешних лепестках крайних излучателей (рисунок 12).



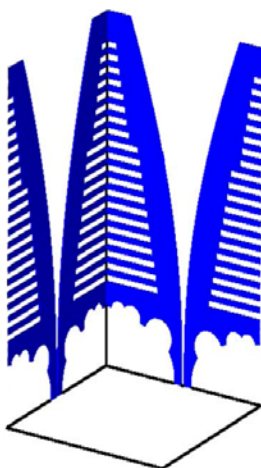
(a)



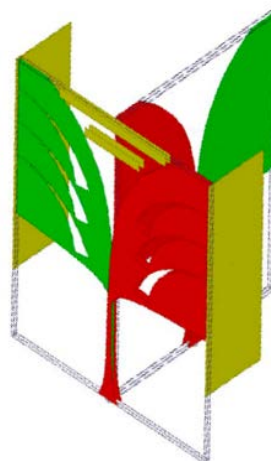
(б)

Рисунок 12 – Линейные АР с прямоугольными вставками на внешних лепестках крайних излучателей: (а) [240], (б) [241]

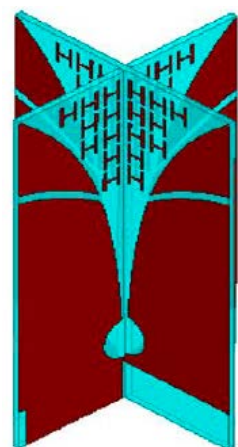
1.4.8 Изученные способы улучшения характеристик используют не только для антенн и излучателей линейной поляризации, но и для двухполяризационных (рисунок 13).



(a)



(б)



(в)

Рисунок 13 – Модификации двухполяризационных антенн и излучателей: (а) [100], (б) [128], (в) [166],

1.4.9 Часть исследованных модификаций применяется для улучшения характеристик антенн и излучателей с расширяющейся щелью с эллиптической или скругленной конфигурацией внешней кромки (рисунок 14).

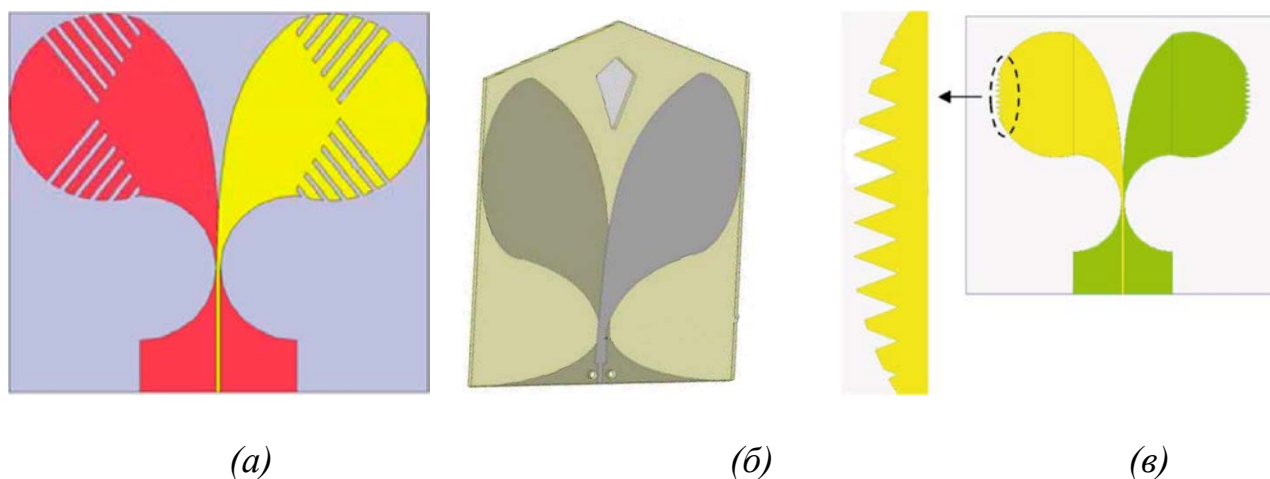


Рисунок 14 – Модификации антенн и излучателей с расширяющейся щелью с эллиптической конфигурацией внешней кромки: (а) [89], (б) [113], (в) [178]

1.4.10 Проведенный анализ численных данных модификаций антенн и излучателей показал, что вырезы и вставки различной формы разного положения используются для смещения нижней рабочей частоты вниз по оси частот, расширения РПЧ, улучшения среднего уровня КСВН, увеличения КУ и уменьшения УБЛ. В основном изученные антенны и излучатели с вырезами на внешней кромке являются СШП и не являются компактными. Практически все такие модификации представлены для антенн (реже – для излучателей АР и ФАР) с расширяющейся щелью с нижней частотой РПЧ от 1 ГГц и высотой более нескольких λ .

1.5 Выводы

В результате анализа пункта 1.2 определено, что из множества разработок ФАР с использованием излучателей Вивальди различной конфигурации добиться одновременно СШП и режима широкоугольного сканирования довольно непросто. При этом, еще сложнее создать компактный (на верхней частоте) СШП излучатель Вивальди, способный работать в режиме широкоугольного сканирования, о чем свидетельствует меньшее количество публикаций. Обычно чем больше РПЧ и сектор углов сканирования, тем больше высота излучателя с расширяющейся щелью, что приводит к большему расходу материала на изготовление изделия, вследствие чего увеличиваются его массогабаритные характеристики и итоговая стоимость. Достижение компактности, СШП и широкоугольности сканирования излучателя является сложной, но актуальной задачей, а большинство известных СШП излучателей ФАР широкоугольного сканирования не являются компактными. Количество исследований по улучшению характеристик излучателей ФАР на основе антенн с расширяющейся щелью показывает актуальность дальнейших исследований по совмещению компактности, СШП и широкоугольности сканирования.

Из пункта 1.3 следует, что наблюдается некоторая тенденция на плавное скругление конфигурации внешней кромки антенн и излучателей ФАР с расширяющейся щелью, так как в ряде случаев такая кромка позволяет улучшить согласование в РПЧ, сместить нижнюю частоту вниз по оси частот и увеличить КУ. Однако, в случае добавления скругленных или эллиптических вставок на внешней кромке ширина антенны увеличивается. Вместо добавления скругленных или эллиптических вставок целесообразно конфигурацию внешней кромки антенны или излучателя с расширяющейся щелью делать плавной в процессе проектирования, а не модернизации. К тому же, изученные антенны и излучатели зачастую имеют высоту более нескольких длин волн на верхней частоте. Таким

образом, совместить достоинства меньшего размера по сравнению с аналогами и СШП в одной антенне довольно сложно.

Для улучшения характеристик антенн и излучателей с расширяющейся щелью могут использоваться вырезы и вставки различной формы разного расположения (пункт 1.4). Они могут привести к смещению нижней рабочей частоты вниз по оси частот, расширению РПЧ, уменьшению среднего уровня КСВН, увеличению КУ и снижению УБЛ. Однако, использование вставок на внешней кромке может дополнительно увеличивать ширину антенны. Практически все модификации в обзоре представлены для СШП антенн (реже – для излучателей АР и ФАР) с расширяющейся щелью с нижней частотой РПЧ от 1 ГГц и высотой более нескольких λ .

Глава 2. СШП антенны с расширяющейся щелью

2.1 Описание используемого САПР Ansys HFSS

Разработка СШП антенн и излучателей ведется с 1960–х годов в России и за рубежом [13]. В последнее время активно развиваются методы расчета антенн в САПР, благодаря которым удается параметризовать разрабатываемое устройство [2]. Активное исследование антенн Вивальди и ФАР на их основе началось с повсеместным внедрением и распространением ЭВМ. Для разработки антенн и излучателей использован метод электродинамическое моделирование. Создание и исследование качественных моделей антенн, излучателей и АР значительно экономит время и расходы на проектирование ФАР, а также сокращает объем экспериментальных исследований. Значительным преимуществом метода электродинамического моделирования является возможность проведения расчета после любых изменений конфигурации, которые при экспериментальном исследовании трудно реализуемы. При использовании такого метода процесс разработки излучателя разделяют на следующие этапы: выбирается тип антенны или излучателя, а далее рассчитываются и улучшаются характеристики путем варьирования изменяемых параметров модели.

В настоящее время для численного моделирования и исследования характеристик антенн и излучателей широкое распространение получила САПР Ansys High Frequency System Simulator (HFSS) [244] с использованием метода конечных элементов. Результаты численного моделирования помогают выявить особенности работы отдельных составных частей электродинамической модели. При анализе ФАР с учетом взаимных связей между излучателями в работе используется подход, основанный на модели бесконечной АР. Все наиболее важные характеристики ФАР конечного размера проявляются и в бесконечных ФАР и вычисляются в этом случае наиболее легко [245]. Построение решения

волнового уравнения, согласно теореме Флоке [203], позволяет анализировать характеристики АР в единичной периодической ячейке, что упрощает параметризацию, ускоряет расчеты и существенно сокращает объем вычислений [245], ведь непосредственный расчет ФАР с конечным числом излучателей при использовании САПР требует применения высокопроизводительной вычислительной техники и значительных затрат времени [245]. Благодаря введению периодических граничных условий ресурсоемкость моделирования бесконечной АР совпадает с ресурсоемкостью модели одиночной антенны.

Необходимо искать компромисс между точностью решения, временем и ресурсами, необходимыми для его реализации. Точность расчетов САПР в некоторой степени можно оценить сравнением результатов, полученных следующим образом: классический расчет (оптимальное отношение количества тетраэдров и времени расчета) методом конечных элементов, расчет методом конечных элементов с увеличенным количеством тетраэдров (занимающим большее время, но дающим большую точность) и классический расчет другим методом (например, методом интегральных уравнений). Для этого необходимо исследовать графики КСВН, поскольку поле в дальней зоне определяется интегрированием поля в ближней зоне, а, следовательно, характеристики излучения не будут иметь такой же сильной зависимости от точности решения как характеристика согласования.

Итак, вместо трудоемкой задачи конструирования макетов для исследования антенн и излучателей с расширяющейся целью можно использовать численные методы, опирающиеся на электродинамические модели [8]. Метод конечных элементов обладает существенными достоинствами для анализа в частотной области сложных сверхвысокочастотных структур и антенн: алгоритмическая простота, универсальность и естественный учет неоднородных анизотропных и дисперсионных сред.

2.2 Антенна Вивальди и ее модификация с синусоидальным рифлением

В качестве прототипа для разработки антенны Вивальди взята антенна, предложенная Газитом [53] (рисунок 15,а). Антенна Вивальди выполнена на диэлектрической подложке из материала Rogers RT/duroid 5880 размером $0,5 \times 120,0 \times 185,0$ мм [246] (рисунок 15,б) для работы в РПЧ от 2,2 до 5,0 ГГц. Также разработана модификация антенны Вивальди с синусоидальным гофром на внешней кромке (рисунок 15,в).

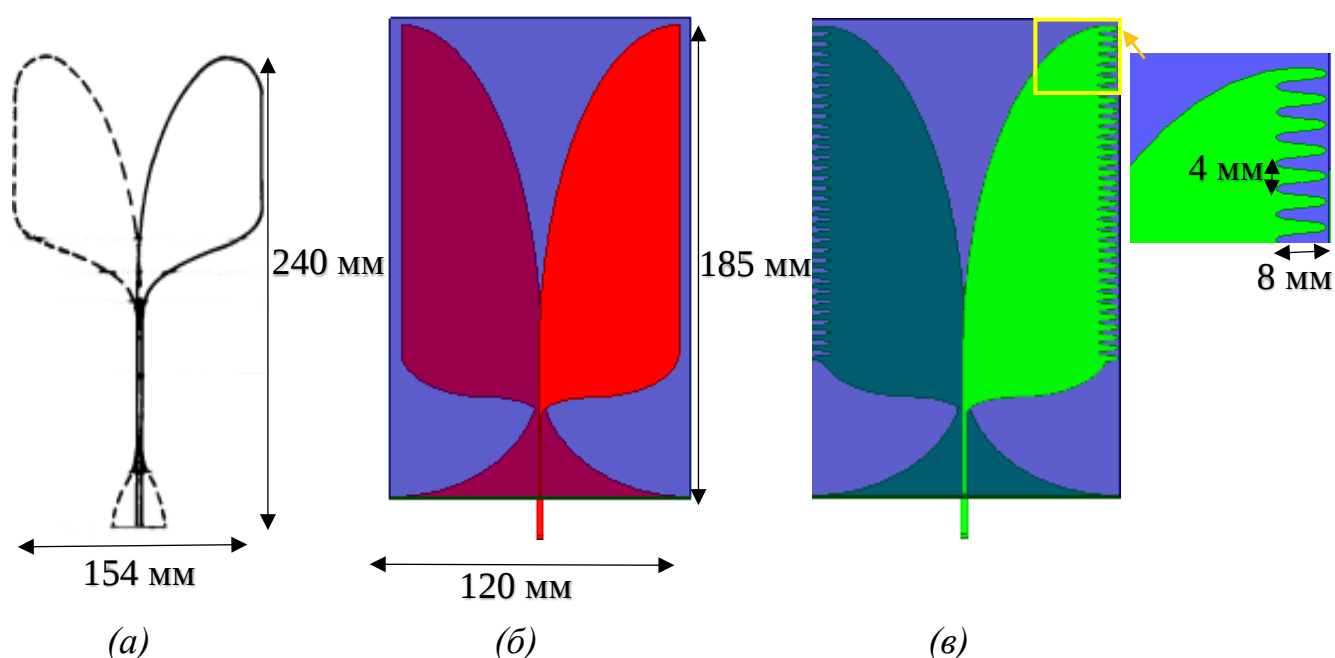


Рисунок 15 – Прототип (а), разработанная антенна Вивальди (б) и ее модификация с синусоидальным рифлением (в)

Конфигурация лепестков антенны описывается каноническим уравнением эллипса (1):

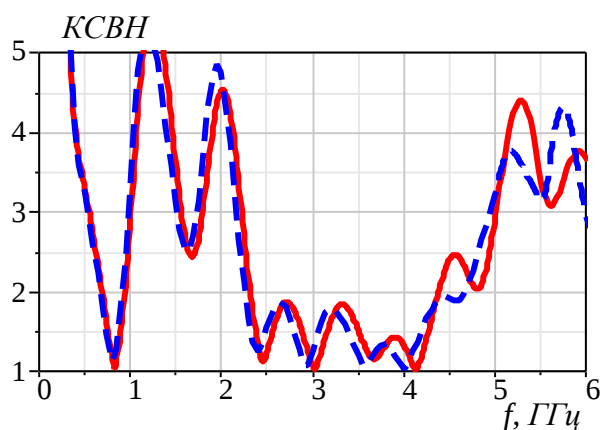
$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1, \quad (1)$$

где $a = 126,51$ мм;

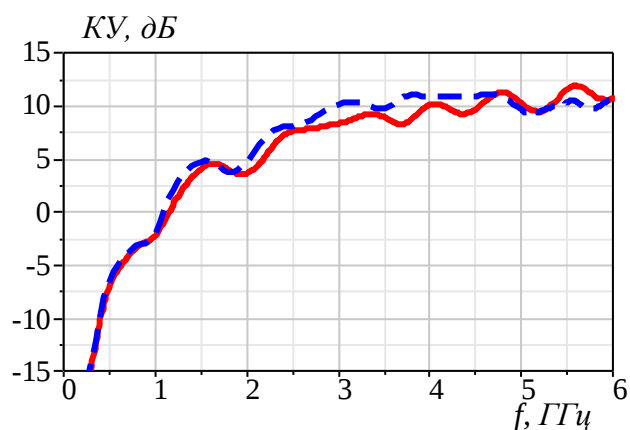
$b = 56,10$ мм.

Питание производится с помощью коаксиального кабеля. Размер металлического отражающего экрана 100×120 мм. Проведено исследование влияния параметров антенны и ее модификации для достижения лучшего согласования. В ходе исследования влияния высоты и ширины синусоидального рифления (комбинация пар эллиптических вставок и вырезов) на внешней кромке определено, что наиболее широкой РПЧ удалось достичь при использовании 33 пар вставок и вырезов с каждой стороны кромки шириной 4 мм и высотой 2 мм.

Частотные характеристики (ЧХ) антенны Вивальди и ее модификации с синусоидальным рифлением – КСВН, КУ, КПД и составляющая поля на кроссовой поляризации – представлены на рисунке 16, а–г. Для удобства сравнения КП и высоты прототипа, антенны Вивальди и ее модификации численные данные сведены в таблицу 6.



(a)



(б)

Продолжение рисунка 16.

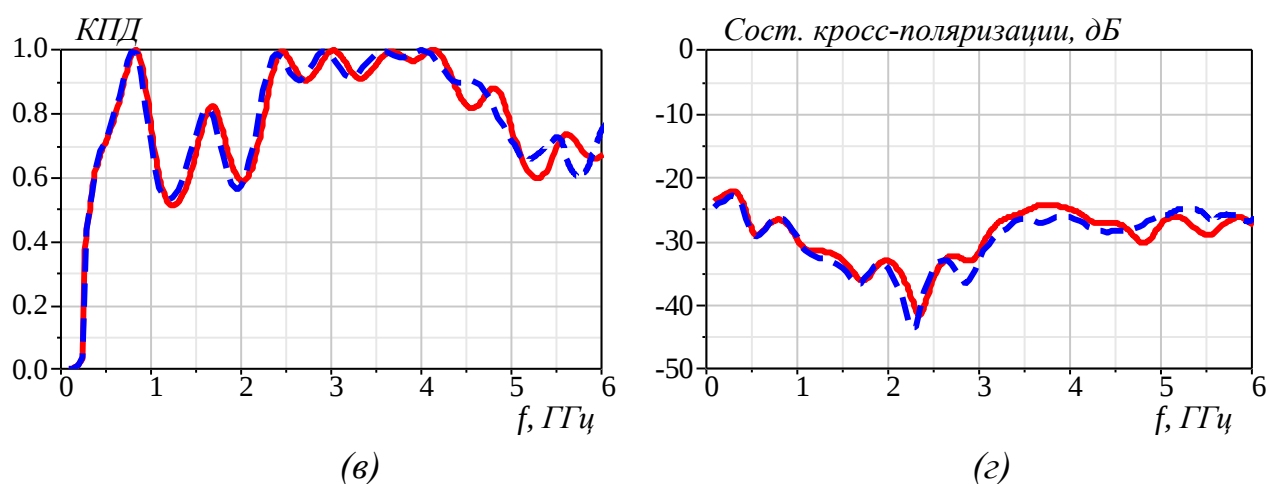


Рисунок 16 –ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в), составляющей поля на кроссовой поляризации (г) антенны Вивальди (—) и ее модификации (---)

Таблица 6. Сравнение прототипа, антенны Вивальди и ее модификации

Тип антенны	КП РПЧ по уровню КСВН ≤ 2	Высота на нижней частоте по уровню КСВН ≤ 2	Высота на верхней частоте по уровню КСВН ≤ 2	КП РПЧ по уровню КСВН ≤ 3	Высота на нижней частоте по уровню КСВН ≤ 3	Высота на верхней частоте по уровню КСВН ≤ 3
Прототип	8,267	1,800 λ	14,880 λ	15,700	0,944 λ	14,880 λ
Антенна Вивальди	1,887	1,430 λ	2,699 λ	2,273	1,372 λ	3,083 λ
Модификация антенны Вивальди	2,060	1,396 λ	2,875 λ	2,275	1,338 λ	3,022 λ

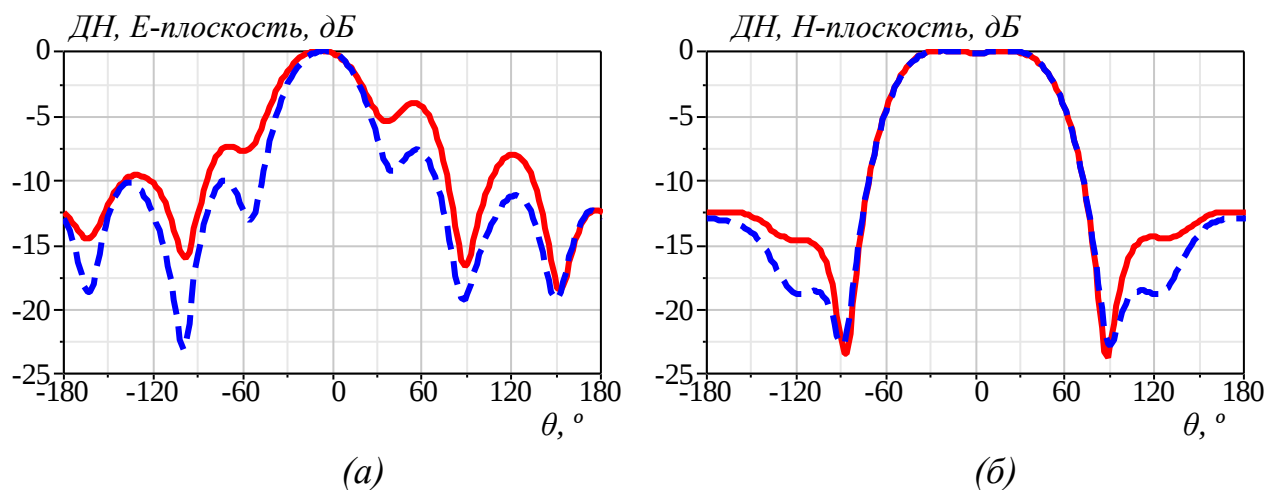
Для работы в полосе 0,5 – 1,0 ГГц антенна Вивальди (рисунок 15,б) и ее модификация (рисунок 15,в), несмотря на приемлемый уровень КСВН (рисунок 16,а), не подходят вследствие низкого КУ по сравнению с КУ в полосе 2,2 – 5,0 ГГц (рисунок 16,б). В РПЧ по уровню КСВН ≤ 3 прототип (рисунок 15,а), антенна Вивальди и ее модификация являются СШП. Несмотря на то, что КП

прототипа более чем в 7 раз превышает КП антенны Вивальди и ее модификации, его высота в ~ 5 раз больше (согласно таблице 6).

При сравнении КП по уровню $K_{СВН} \leq 2$ антенна Вивальди будет ШП, а прототип и модификация антенны Вивальди будут СШП. При этом, по сравнению с модификацией антенны Вивальди высота прототипа больше в ~ 5 раз, а КП больше в ~ 4 раза. Отсюда следует, что разработка более компактной СШП антенны с расширяющейся щелью со значением КП одна–две октавы и более, но с уменьшенным по сравнению с аналогами продольным размером является актуальной задачей.

КУ антенны Вивальди в РПЧ по уровню $K_{СВН} \leq 3$ располагается от 5,2 до 11,3 дБ, а ее модификации – от 6,8 до 11,1 дБ (рисунок 16,б). КПД антенны Вивальди не хуже 0,75, а ее модификации – 0,78, причем среднее значение КПД обеих антенн не хуже 0,88 (рисунок 16,в). Составляющая поля на крессовой поляризации антенны Вивальди не превышает значения -24 дБ, а ее модификации – -26 дБ, вследствие чего можно утверждать, что антенна Вивальди и ее модификация имеют линейную поляризацию (рисунок 16,г).

Ширина всех нормированных ДН в работе определяется по уровню минус 3 дБ. ДН антенны Вивальди и ее модификации в Е-плоскости на частоте 2,2 ГГц представлена на рисунке 17,а, а на частоте 5 ГГц – на рисунке 17,б. ДН антенны Вивальди и ее модификации в Н-плоскости на частоте 2,2 ГГц представлена на рисунке 17,в, а на частоте 5 ГГц – на рисунке 17,г.



Продолжение рисунка 17.

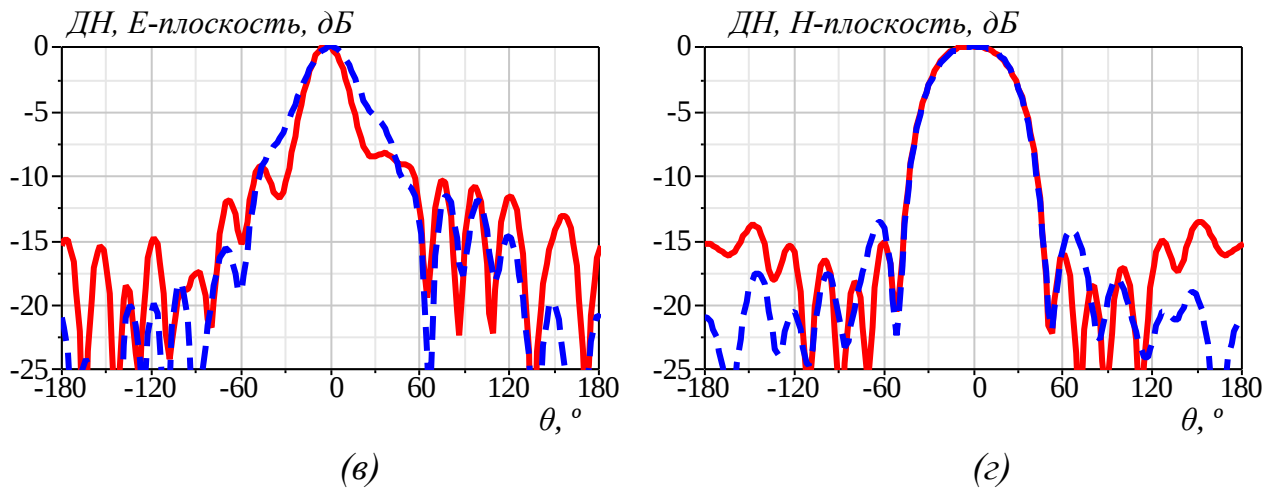
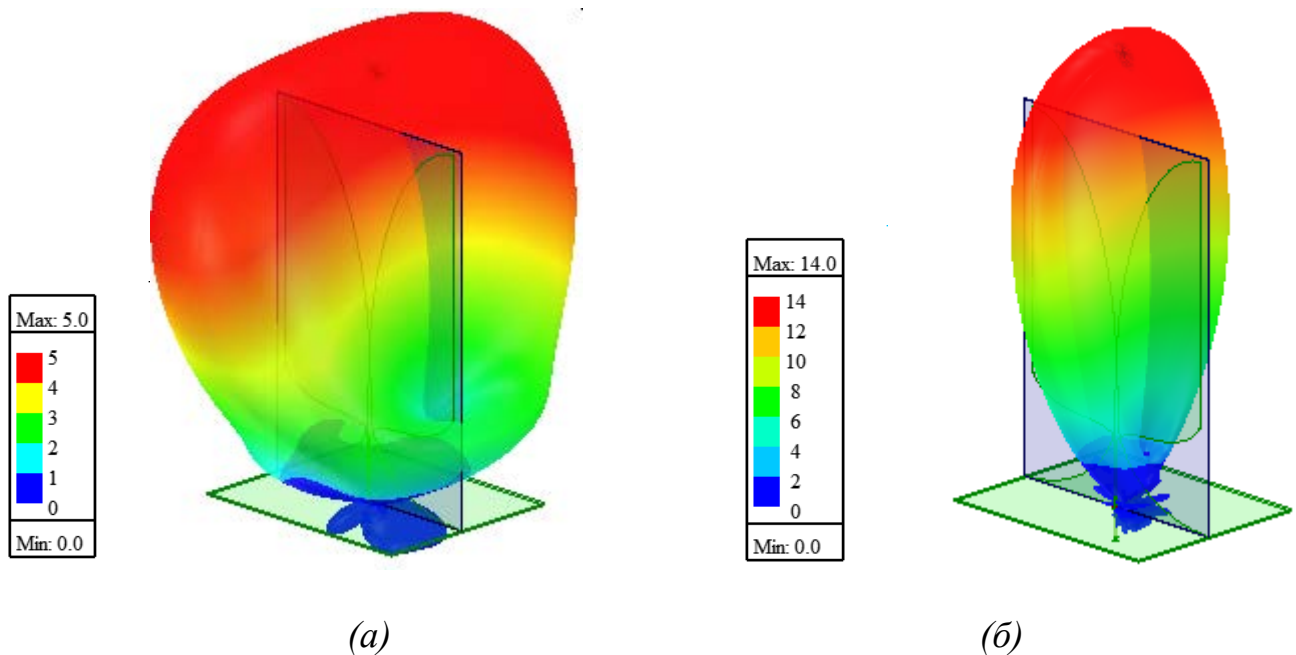


Рисунок 17 – ДН антенны Вивальди (—) и ее модификации (---) в Е- и Н-плоскости на частотах 2,2 (а, б) и 5,0 ГГц (в, г)

На нижней частоте ширина ДН в Е-плоскости антенны Вивальди и ее модификации составляет $57,9^\circ$ и $50,6^\circ$, а на верхней – $27,9^\circ$ и $36,4^\circ$ (рисунок 17,а,в). В Н-плоскости на нижней частоте ширина ДН антенны Вивальди и ее модификации составляет $109,0^\circ$ и $108,8^\circ$, а на верхней – $59,4^\circ$ и $58,9^\circ$ (рисунок 17,б,г).

Трехмерные ДН по мощности в линейном масштабе антенны Вивальди и ее модификации представлены на рисунке 18.



Продолжение рисунка 18.

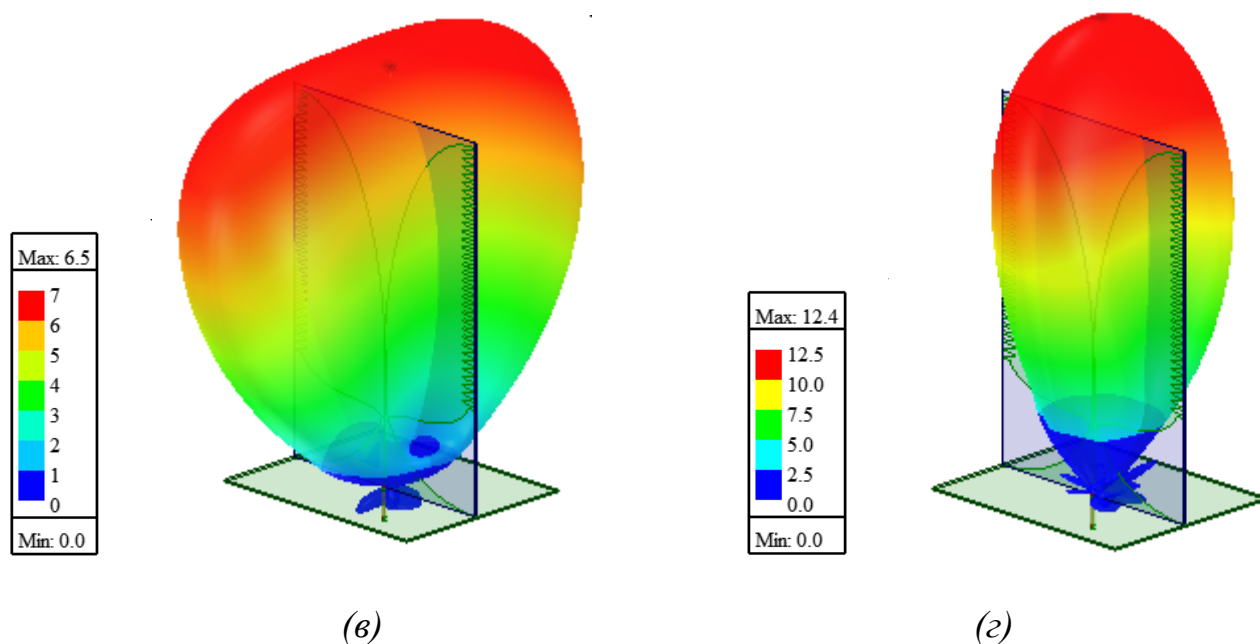


Рисунок 18 – Трехмерные ДН антенны Вивальди (а, б) и модификации (в, г) на частотах 2,2 (а, в) и 5 ГГц (б, г)

Модификация антенны Вивальди в виде синусоидального рифления на внешней кромке позволяет перейти от ШП к СШП в полосе по уровню КСВН ≤ 2 , увеличить КУ на $\sim 1,4$ дБ, а также уменьшить составляющую поля на кроссовой поляризации в среднем на 2 дБ практически во всей РПЧ (рисунок 16). На нижней частоте 2,2 ГГц у модифицированной антенны в Е-плоскости ширина ДН на $7,3^\circ$ уже и УБЛ на 3 дБ меньше, а в Н-плоскости УБЛ ДН модифицированной антенны меньше на 3,3 дБ. На верхней частоте 5 ГГц в Е-плоскости ширина ДН увеличивается на $8,5^\circ$ а в Н-плоскости УБЛ ДН модифицированной антенны увеличивается на ~ 2 дБ.

Согласно таблице 6, модифицированная СШП антенна Вивальди является более компактной по сравнению с прототипом. Целью дальнейших исследований является увеличение КП с улучшением согласования, а также уменьшение высоты СШП антенны с расширяющейся щелью путем изменения конфигурации внешней кромки.

2.3 Кардиоидная антенна

Кардиоида (от греч. καρδιά – сердце и εἶδος – вид) – сердцевидная замкнутая эпициклоида [247], которая определяется как траектория точки, лежащей на окружности круга, катящегося по окружности другого неподвижного круга с таким же радиусом [248]. Считается, что кардиоида берет свое начало от улитки Паскаля – плоской кривой особой формы [248]. Кривая названа по имени французского ученого Этьена Паскаля, впервые изучавшего её [249]. Уравнение улитки Паскаля в полярных (2) координатах имеет вид:

$$\rho = 2R\cos(\theta) + a. \quad (2)$$

При $a = 2R$ эта кривая и превращается в кардиоиду (рисунок 19).

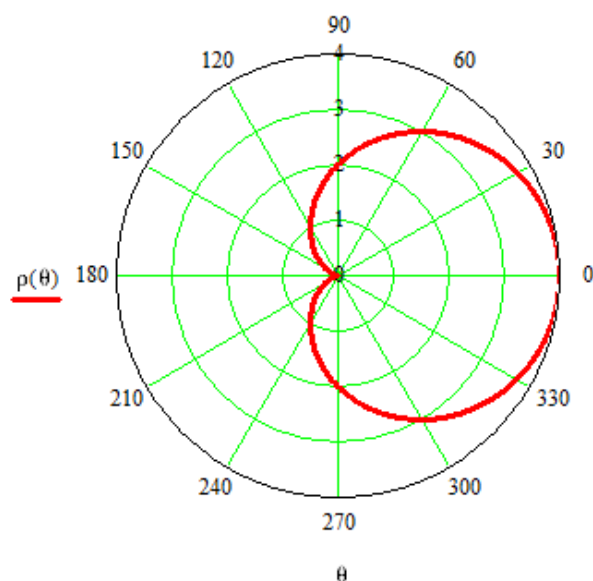


Рисунок 19 – График функции кардиоиды в полярных координатах

Идея построения кривых, образованных путем перекатывания окружности по другой неподвижной окружности, восходит ко временам Гиппарха, который использовал ее для правдоподобного объяснения движения планет как системы эпициклов. Эпициклоиды и возможности их применения были описаны в трудах Французских ученых примерно в середине 17 века [250].

На основе ранее изученной тенденции плавного скругления внешней кромки печатных антенн с расширяющейся щелью разработана и исследована антенна с эллиптической конфигурацией щели и кардиоидной конфигурацией внешней кромки для работы в полосе от 4 до 15 ГГц. Расширяющаяся щель антенны описывается каноническим уравнением эллипса (1), где $a = 168,33$ мм, а $b = 31,70$ мм, а конфигурация внешней кромки лепестков описывается формулой кардиоиды (3):

$$\begin{cases} x(t) = 0, \\ y(t) = \kappa \cdot \cos(t), \\ z(t) = \varsigma \cdot (\sin(t) + \sqrt{|\cos(t)|}), \end{cases} \quad (3)$$

где $\kappa = \frac{23}{420}$;

$$\varsigma = \frac{1}{10};$$

t изменяется от 0 до 2π с шагом $\frac{2\pi}{1000}$.

Исходная конфигурация кардиоидной антенны выполнена на диэлектрической подложке из материала Rogers RT/duroid 5880 толщиной 0,5 мм, шириной $w = 210,0$ мм и высотой 270,0 мм (рисунок 20,а). Питание антенны производится с помощью коаксиального кабеля, жила которого соединена с передним лепестком, а оплётка – с задним. Антенна располагается на металлическом отражающем экране начальным размером 210×100 мм (рисунок 20,б). Кардиоидная антенна является антиподной – ее излучающие лепестки находятся на разных сторонах диэлектрической подложки.

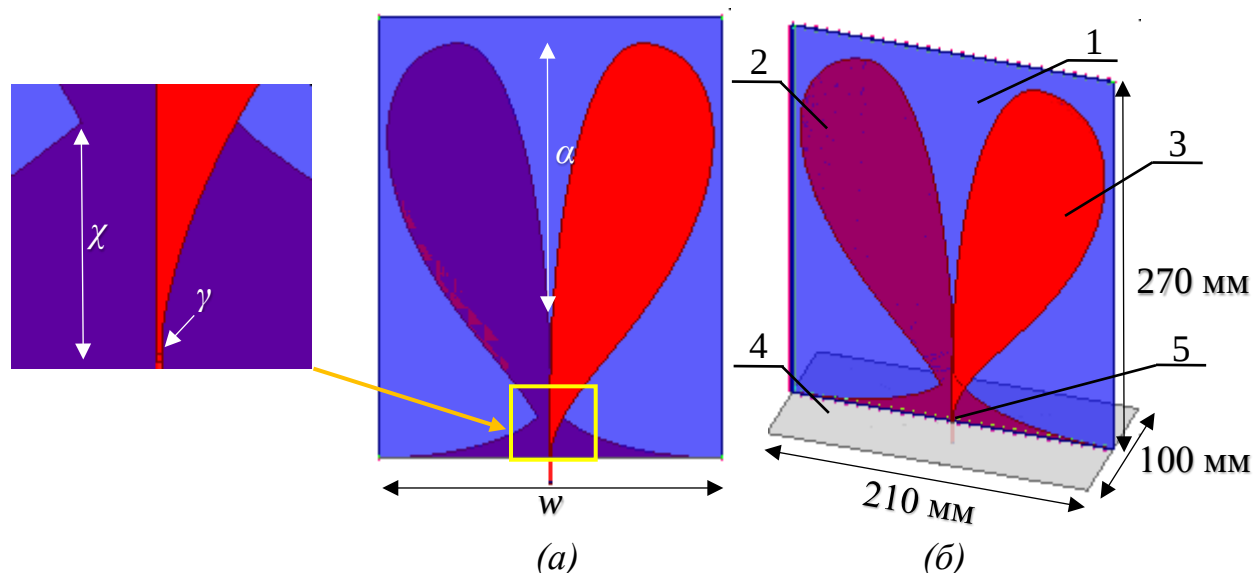


Рисунок 20 – Исходный вид кардиоидной антенны: спереди (а) и общий (б) с экраном

В режиме передачи антенна работает следующим образом: электромагнитная волна из коаксиального кабеля или разъёма 5 (рисунок 20, в) переходит в волну, которая распространяется вдоль линии, образованной диэлектрической подложкой 1 и металлическими лепестками 2 и 3. Волновое сопротивление линии плавно изменяется от значения, близкого к волновому сопротивлению коаксиального кабеля или разъёма 5 в начале линии, до значения, близкого к характеристическому сопротивлению свободного пространства в конце линии, благодаря чему электромагнитная волна излучается в свободное пространство. Экран 4 создает направленное излучение, уменьшая его уровень в задней полусфере.

Проведено исследование влияния следующих параметров на КСВН, КУ, КПД и составляющую поля на кроссовой поляризации кардиоидной антенны с целью обеспечения $КСВН \leq 3$ в полосе от 4 до 15 ГГц: высота расширяющейся щели α исследовалась при изменении ее значения от 30 до 110 мм, ширина питающего полоска γ исследовалась при изменении ее значения от 0,8 до 1,6 мм, ширина антенны w исследовалась при изменении ее значения от 75 до 210 мм и высота полоска, подключенного к оплетке антенны, χ исследовалась при изменении ее значения от 40 до 80 мм. Начальный размер высоты расширяющейся щели

$\alpha = 30$ мм, ширины питающего полоска $\gamma = 0,7$ мм, ширины антенны $w = 210$ мм, высоты полоска, подключаемого к оплетке кабеля, $\chi = 40$ мм (рисунок 20).

Исследуем характеристики при изменении высоты расширяющейся щели антенны α от экрана от 30 до 110 мм с шагом 20 мм. На рисунке 21 каждой кривой соответствует свое значение α : 30 (—), 50 (---), 70 (---), 90 (....) и 110 (—) мм для КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г), соответственно.

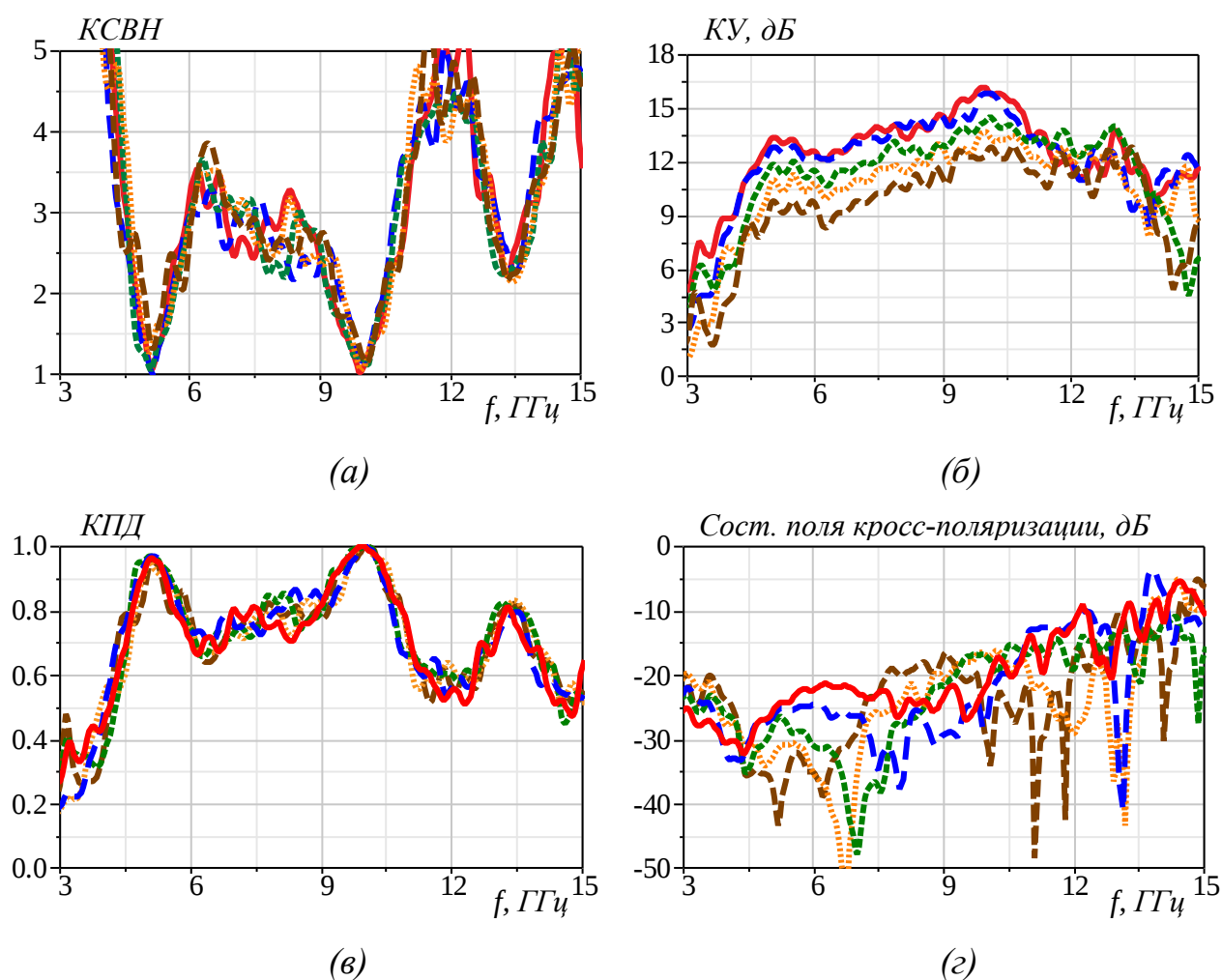


Рисунок 21 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г) кардиоидной антенны для разных значений α

РПЧ антенны при $\alpha = 50$ мм по уровню КСВН ≤ 5 находится от 4,091 до 11,882 ГГц (рисунок 21,а). Лучшее согласование наблюдается при $\alpha = 50$ мм и $\alpha = 70$ мм, однако в РПЧ от 5 до 10 ГГц согласование лучше для $\alpha = 50$ мм. С увеличением α КУ в центральной части рассматриваемой РПЧ уменьшается. В РПЧ

антенны значение КУ для $\alpha = 50$ мм изменяется от 6,0 до 13,7 дБ (рисунок 21,б). КПД антенны для $\alpha = 50$ мм в РПЧ не хуже 0,59, (рисунок 21,в). Составляющая поля на кроссовой поляризации антенны Вивальди не превышает значения -14 дБ (рисунок 21,г). Для дальнейшего исследования выбрано значение $\alpha = 50$ мм.

Исследуем характеристики при изменении ширины питающего полоска γ . На рисунке 22 каждой кривой соответствуют свои значения γ : 0,8 (—), 0,9 (---), 1,2 (---), 1,4 () и 1,6 (—) мм.

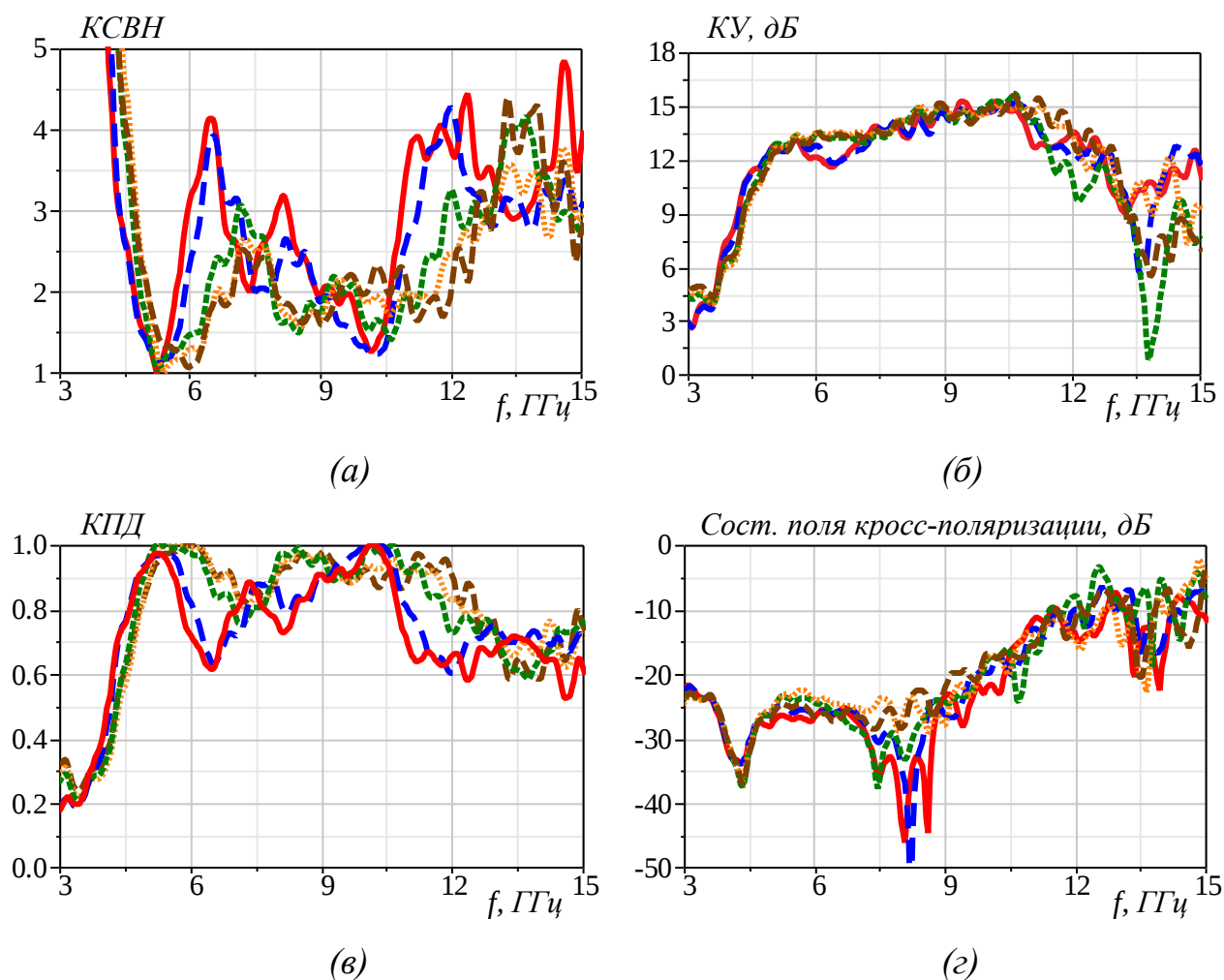


Рисунок 22 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г) кардиоидной антенны для разных значений γ

РПЧ антенны при $\gamma = 1,4$ мм находится от 4,780 до 12,800 ГГц (КП $\sim 2,678$, рисунок 22,а). КУ при изменении γ практически не изменяется. В РПЧ значение КУ для $\gamma = 1,4$ мм от 11,2 до 15,2 дБ (рисунок 22,б). Средний уровень КСВН в полосе 5 – 15 ГГц уменьшился на $\sim 0,5$, что позволяет оценивать РПЧ по уровню

$K_{CBH} \leq 3$. Также в рассматриваемой РПЧ увеличивается КУ. КПД антенны для $\gamma = 1,4$ мм в РПЧ не хуже 0,74, (рисунок 22,в). Составляющая поля на кроссовой поляризации антенны Вивальди не превышает значения -11 дБ (рисунок 22,г). Для дальнейшего исследования выбрано значение $\gamma = 1,4$ мм.

Исследуем характеристики при изменении ширины антенны w (рисунок 23). Каждой кривой соответствует свое значение w : 75 (—), 95 (—), 115 (—), 135 (—) и 210 (—) мм.

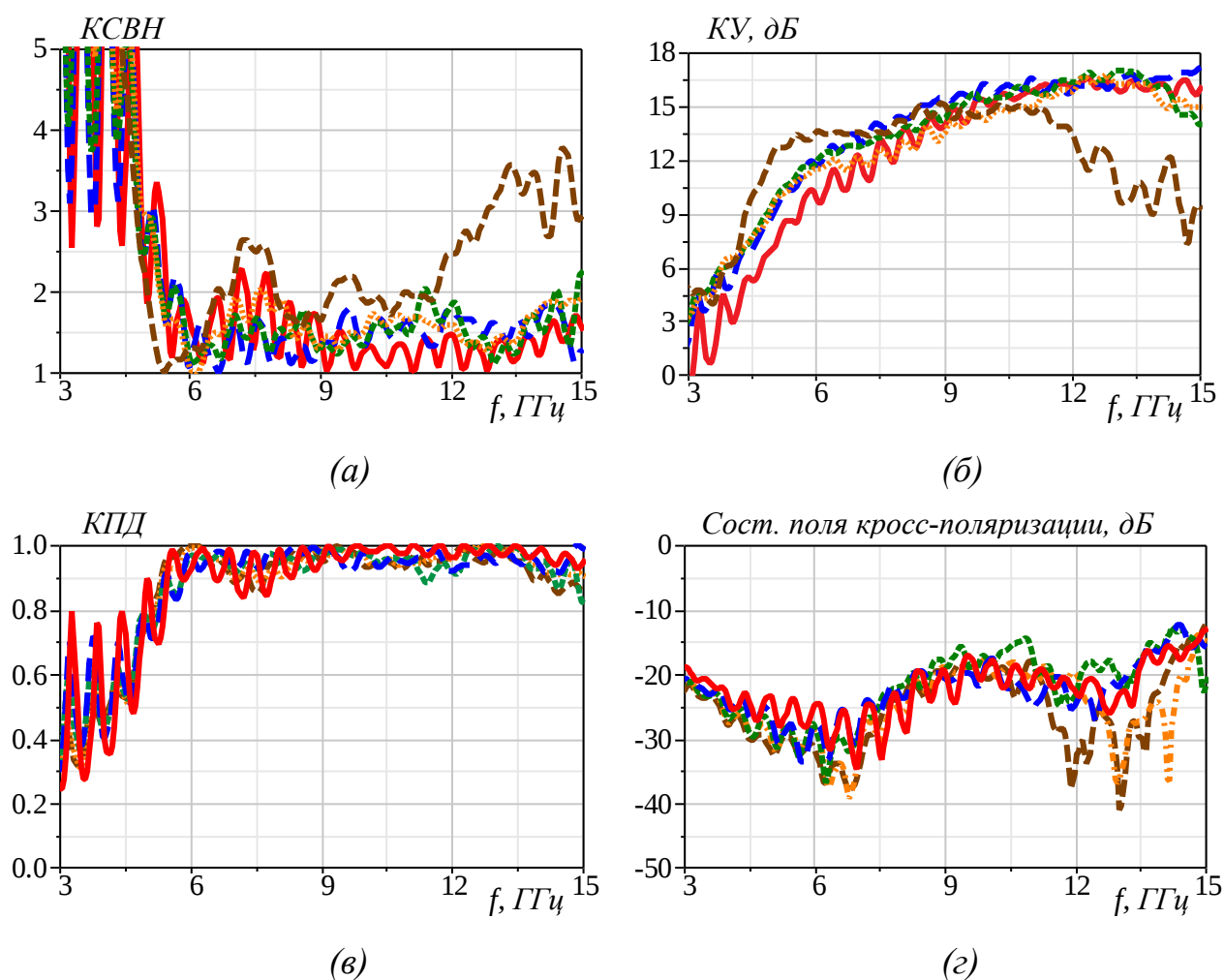


Рисунок 23 – ЧХ K_{CBH} (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г) кардиоидной антенны для разных значений w

РПЧ антенны при $w = 115$ мм находится от 4,804 до 15,000 ГГц (КП $\sim 3,122$, рисунок 23,а). Значение КУ для $w = 115$ мм изменяется от 6,5 до 17,0 дБ (рисунок 23, б). РПЧ антенны расширилась благодаря улучшению согласования на частотах выше 5 ГГц. КУ также постепенно растет с увеличением ширины

антенны, однако лучшее его значение получено при $w = 115$ мм. В частотных областях от 1 до 3 ГГц и от 4 до 7 ГГц с уменьшением w КУ немного уменьшается, однако на частотах выше 11 ГГц он растет. КПД антенны при $w = 115$ мм в РПЧ не хуже 0,72, (рисунок 23,в). Составляющая поля на крессовой поляризации антенны Вивальди не превышает значения -13 дБ (рисунок 23,г). Для дальнейшего исследования выбрано значение $w = 115$ мм.

Исследуем характеристики при изменении высоты полоска χ , подключаемого к оплетке кабеля. На рисунке 24 приведены характеристики при разных значениях χ : 40 (—), 50 (---), 60 (---), 70 () и 80 (—) мм.

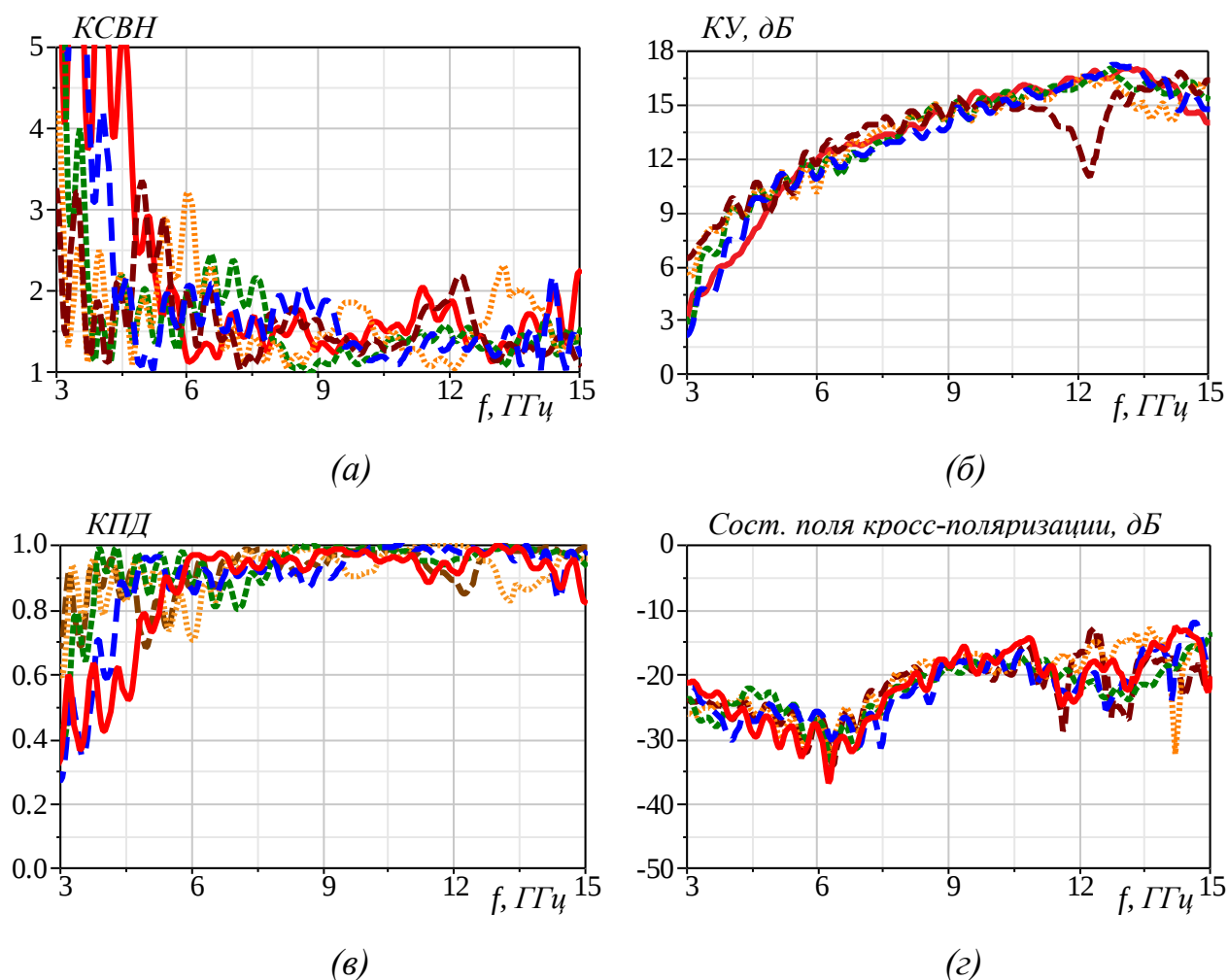


Рисунок 24 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на крессовой поляризации (г) кардиоидной антенны для разных значений χ

РПЧ антенны при $\chi = 60$ мм находится от 3,658 до 15,000 ГГц (КП $\sim 4,100$, рисунок 24,а). Среднее значение КСВН ниже уровня КСВН = 2,4 практически во всей РПЧ. Значение КУ для $\chi = 60$ мм располагается от 6,5 до 17,0 дБ (рисунок 24,б). С увеличением χ согласование сначала улучшается, а затем ухудшается, а КУ увеличивается в полосе от 3 до 5 ГГц. КПД антенны при $\chi = 60$ мм в РПЧ не хуже 0,80, (рисунок 24,в). Составляющая поля на крестовой поляризации антенны Вивальди не превышает значения -13 дБ (рисунок 24,г). В итоге выбрано значение $\chi = 60$ мм.

Исследуем характеристики кардиоидной антенны с $\alpha = 50$ мм, $\gamma = 1,4$ мм, $w = 115$ мм и $\chi = 60$ мм (рисунок 25,а), а также антенны с неизменным значением размера и параметров, но с урезанной конфигурацией внешней кромки (рисунок 25,б) для сравнения характеристик. На рисунке 27,а–г представлены ЧХ КСВН, КУ КПД и составляющая поля на крестовой поляризации антенны с кардиоидной и урезанной конфигурацией внешней кромки.

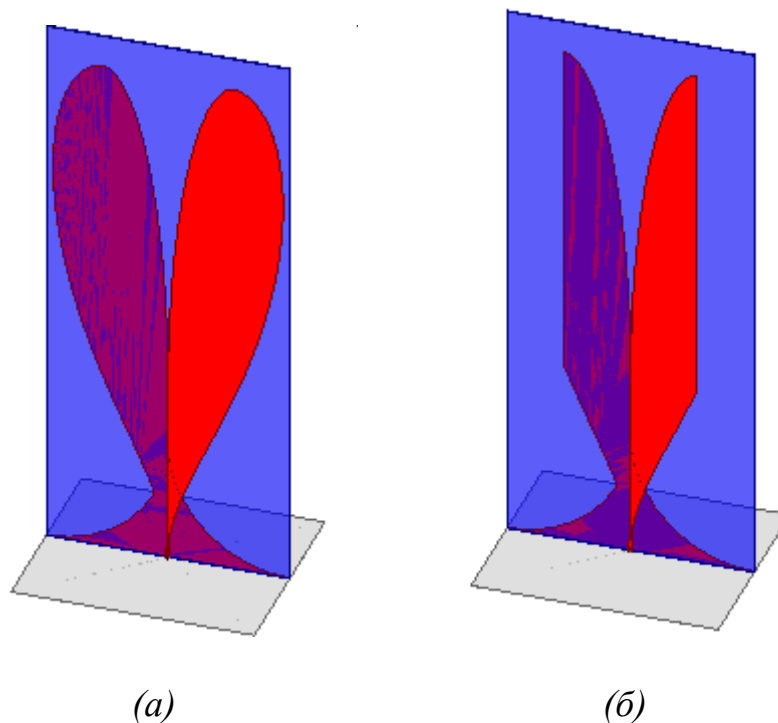


Рисунок 25 – Кардиоидная антенна (а) и антенна с урезанной конфигурацией внешней кромки (б)

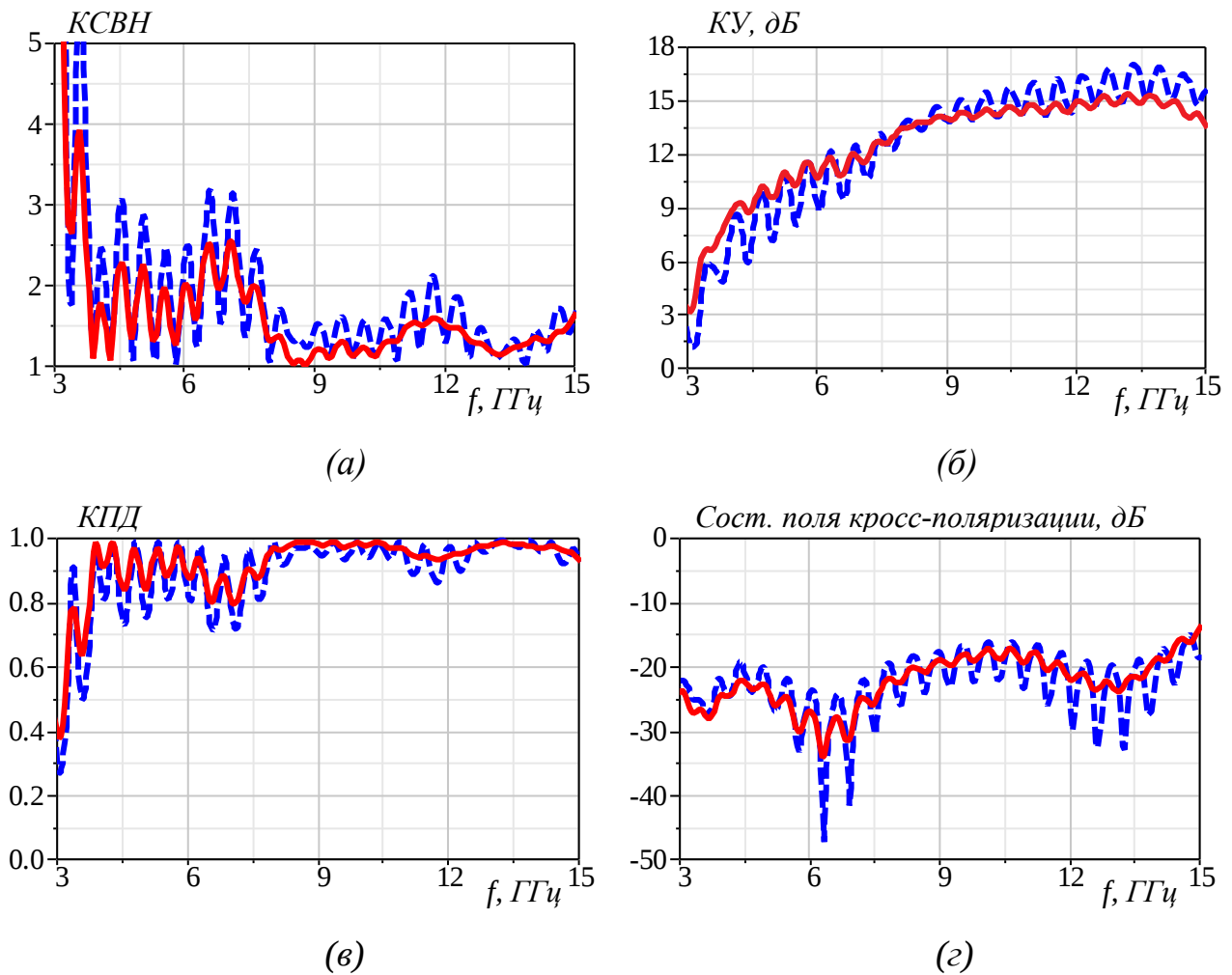


Рисунок 26 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на крессовой поляризации (г) антенны с кардиоидной (—) и урезанной (---) конфигурацией внешней кромки

Как видно из рисунка 26,а, осцилляции графика КСВН антенны с урезанной конфигурацией внешней кромки больше, вследствие чего в РПЧ по уровню $KCBH \leq 3$ от 7,1 до 15,0 ГГц ее КП $\sim 2,113$, а КП кардиоидной антенны КП $\sim 4,100$. Средний уровень КСВН антенны с урезанной кромкой в полосе 3 – 15 ГГц выше на $\sim 0,5$. В полосе 3 – 7 ГГц по сравнению с антенной с урезанной кромкой среднее значение КУ кардиоидной антенны больше на $\sim 2,5$ дБ, а в полосе 9 – 15 ГГц – меньше на $\sim 1,8$ дБ (рисунок 26,б).

КПД кардиоидной антенны в РПЧ в среднем не хуже 0,8 (а в полосе от 7,7 до 15,0 ГГц – не хуже 0,9, рисунок 26,в). График КПД антенны с урезанной кромкой

имеет большой уровень осцилляций, но в полосе 7,3 – 15,0 ГГц его значение не хуже 0,8. Составляющая поля на крессовой поляризации двух антенн не превышает значение -13 дБ (а на частотах ниже 8 ГГц для кардиоидной антенны не превышает -20 дБ), причем осцилляции графика составляющей поля на крессовой поляризации антенны с урезанной конфигурацией кромки больше (рисунок 26,г). Отсюда следует, что обе антенны в РПЧ имеют линейную поляризацию.

Таким образом, по сравнению с антенной с урезанной формой кромки КП кардиоидной антенны почти в 2 раза больше, а средний уровень КСВН в полосе 3 – 15 ГГц ниже на $\sim 0,5$. Исследуем ДН кардиоидной антенны в полосе от 3 до 15 ГГц в Е- и Н-плоскости (рисунок 27).

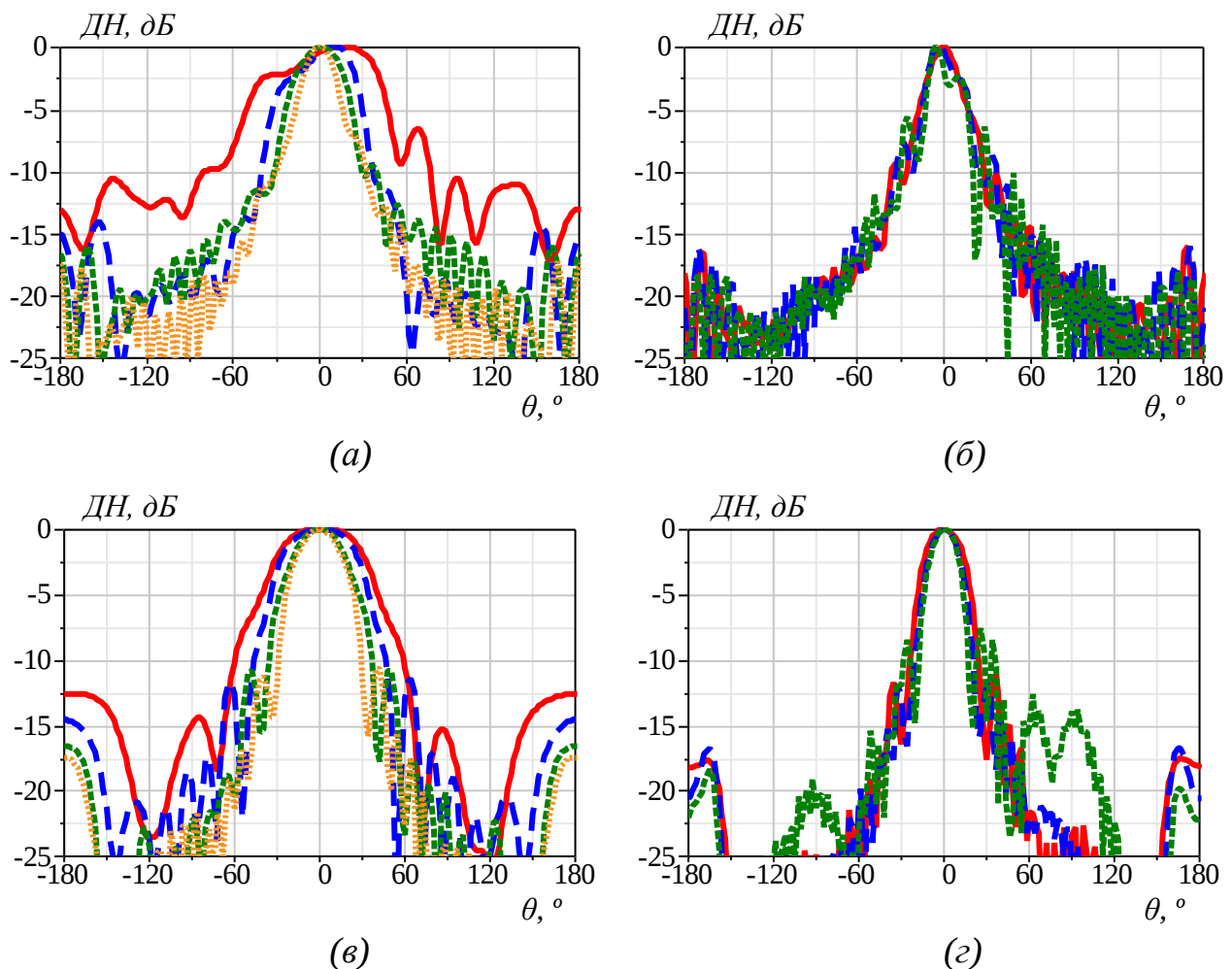
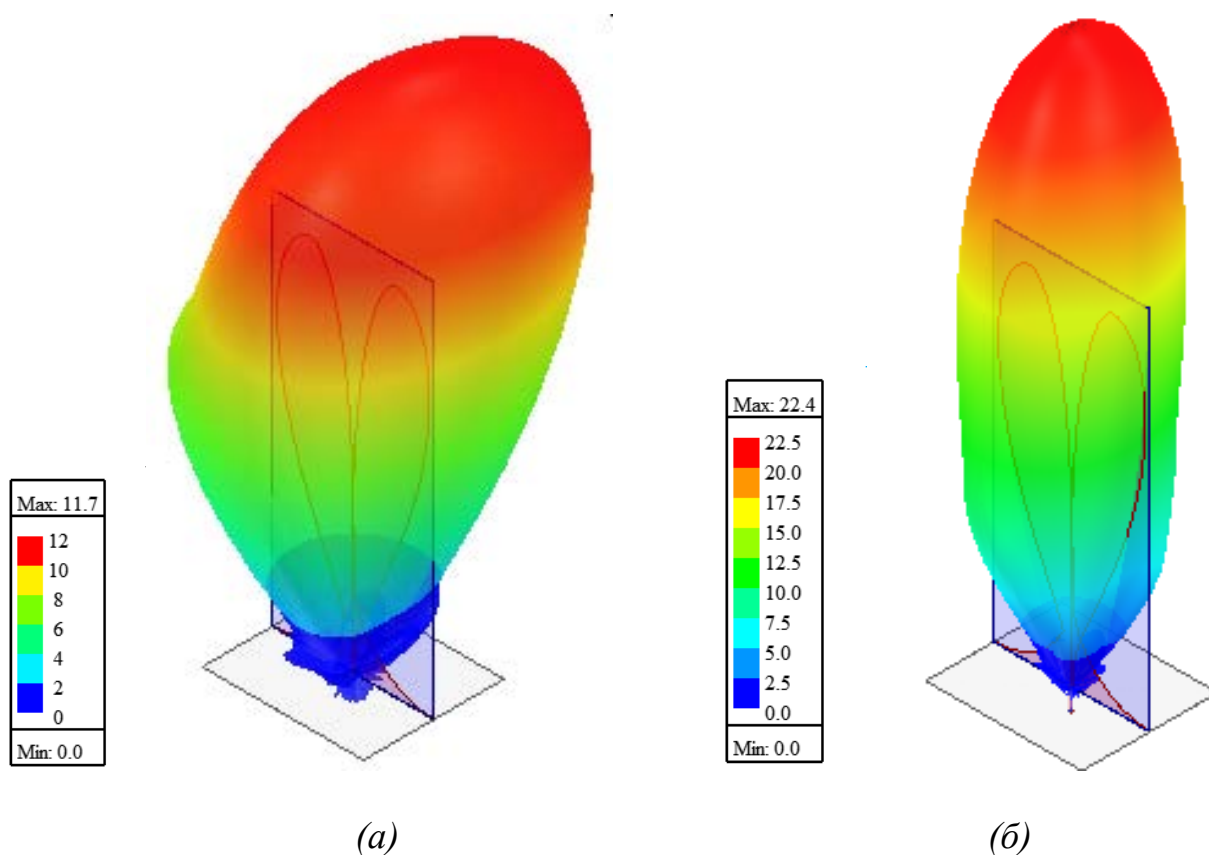


Рисунок 27 – ДН на частоте 3 (—), 5 (---), 7 (---) и 9 (---) ГГц (а, в) и 11 (—), 13 (---) ГГц (б, г) кардиоидной антенны в Е- (а, б) и Н-плоскости (в, г)

На частоте 3 ГГц антенна имеет высокий УБЛ, а на частотах более 11 ГГц она является узконаправленной с шириной ДН от 16° до 22° в Е-плоскости и от 23° до 31° в Н-плоскости.

Трехмерные ДН по мощности в линейном масштабе кардиоидной антенны высотой 270 мм представлены на рисунке 28. Максимум ДН ориентирован в направлении нормали к экрану на частотах 8 и 11 ГГц (рисунок 28,б,в). На частотах 5 и 15 ГГц максимум ДН смещен на 10° и -6° относительно нормали к экрану (рисунок 28,а,г).



Продолжение рисунка 28.

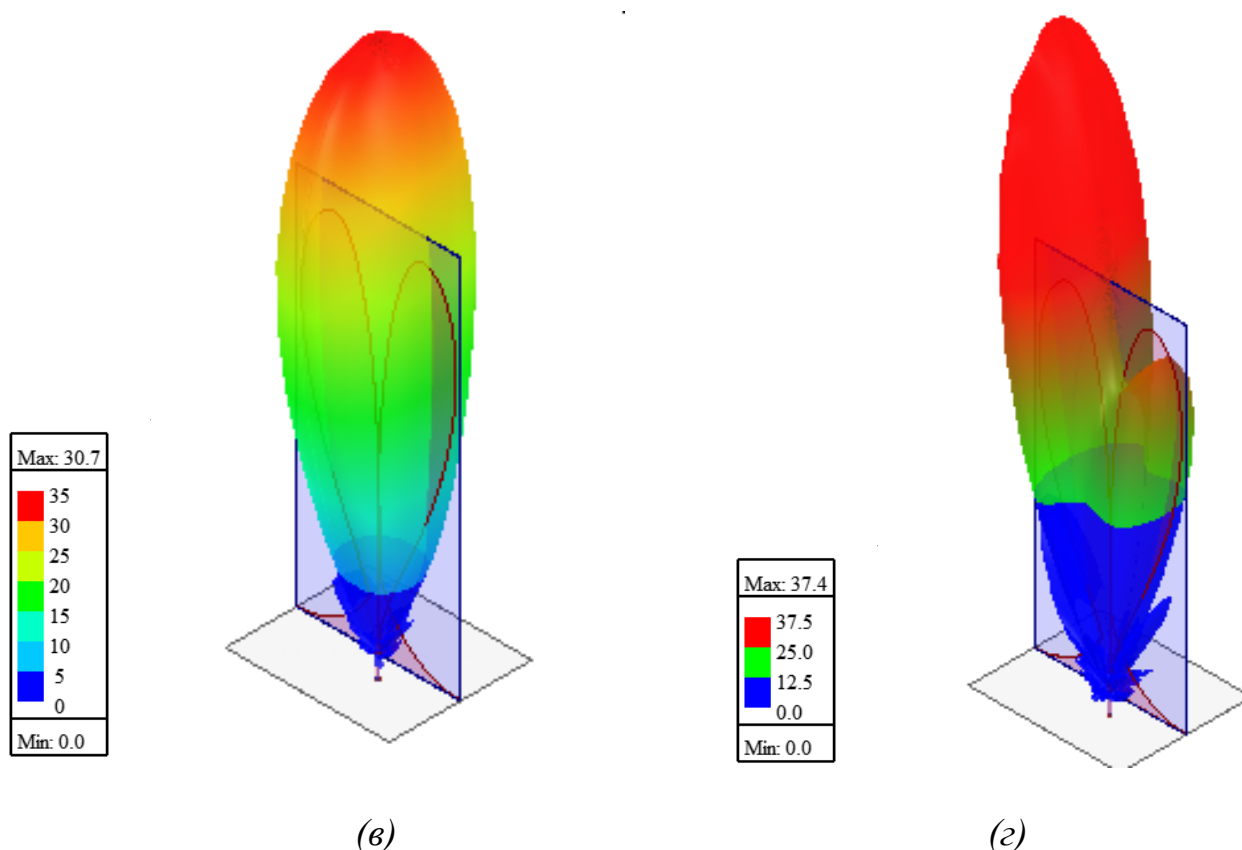


Рисунок 28 – Трехмерные ДН кардиоидной антенны высотой 270 мм на частотах 5 (а), 8 (б), 11 (в) и 15 (г) ГГц

Конфигурация внешней кромки СШП антенны с расширяющейся щелью, описываемая формулой кардиоиды, позволяет достичь хорошего согласования в СШП (среднее значение КСВН ниже уровня КСВН = 2,4, а на частотах выше 7,9 ГГц – ниже уровня КСВН = 1,5). При этом, антенна имеет низкую составляющую поля на кроссовой поляризации, но положение максимума ее ДН зависит от частоты. Также разработанная антенна имеет значительный размер на верхней частоте 15 ГГц: $5,75 \lambda \times 5,00 \lambda \times 13,50 \lambda$. Далее проведена работа, целью которой является уменьшение высоты СШП кардиоидной антенны с расширяющейся щелью. Изложенные здесь результаты опубликованы в [251].

2.4 Кардиоидная антенна уменьшенного размера

Разработана и исследована кардиоидная антенна уменьшенного размера (рисунок 29) для работы в РПЧ от 6 до 25 ГГц. Проведено исследование влияния параметров антенны для достижения наиболее широкой РПЧ и лучшего согласования. Размер антенны составляет $20 \times 40 \times 24$ мм. Материал диэлектрической подложки остался неизменным. Конфигурация расширяющейся щели описывается каноническим уравнением эллипса (1), где $a = 20,29$ мм, а $b = 10,97$ мм, а конфигурация внешней кромки лепестков антенны – по формуле кардиоиды (3) со следующими коэффициентами: $\kappa = \frac{2}{105}$, $\varsigma = \frac{12}{1350}$.

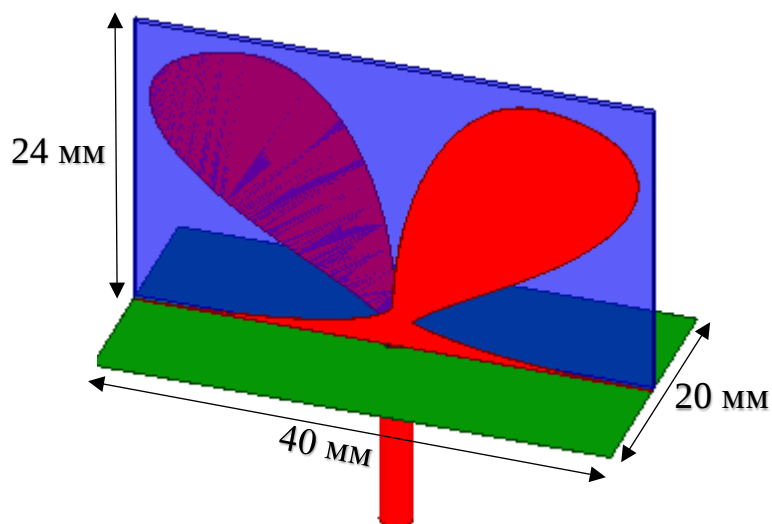


Рисунок 29 – Кардиоидная антенна уменьшенного размера высотой 24 мм

Проведено исследование влияния параметров антенны, в результате которого избраны следующие численные значения: $\alpha = 20$ мм, $\gamma = 1$ мм, $w = 40$ мм и $\chi = 5$ мм. Антенна располагается на металлическом экране размером 20×40 мм. Ее КСВН, КУ, составляющая поля на крессовой поляризации, а также ДН на частотах 6, 15 и 24 ГГц в Е- и Н-плоскости представлены на рисунке 30,а–г, соответственно.

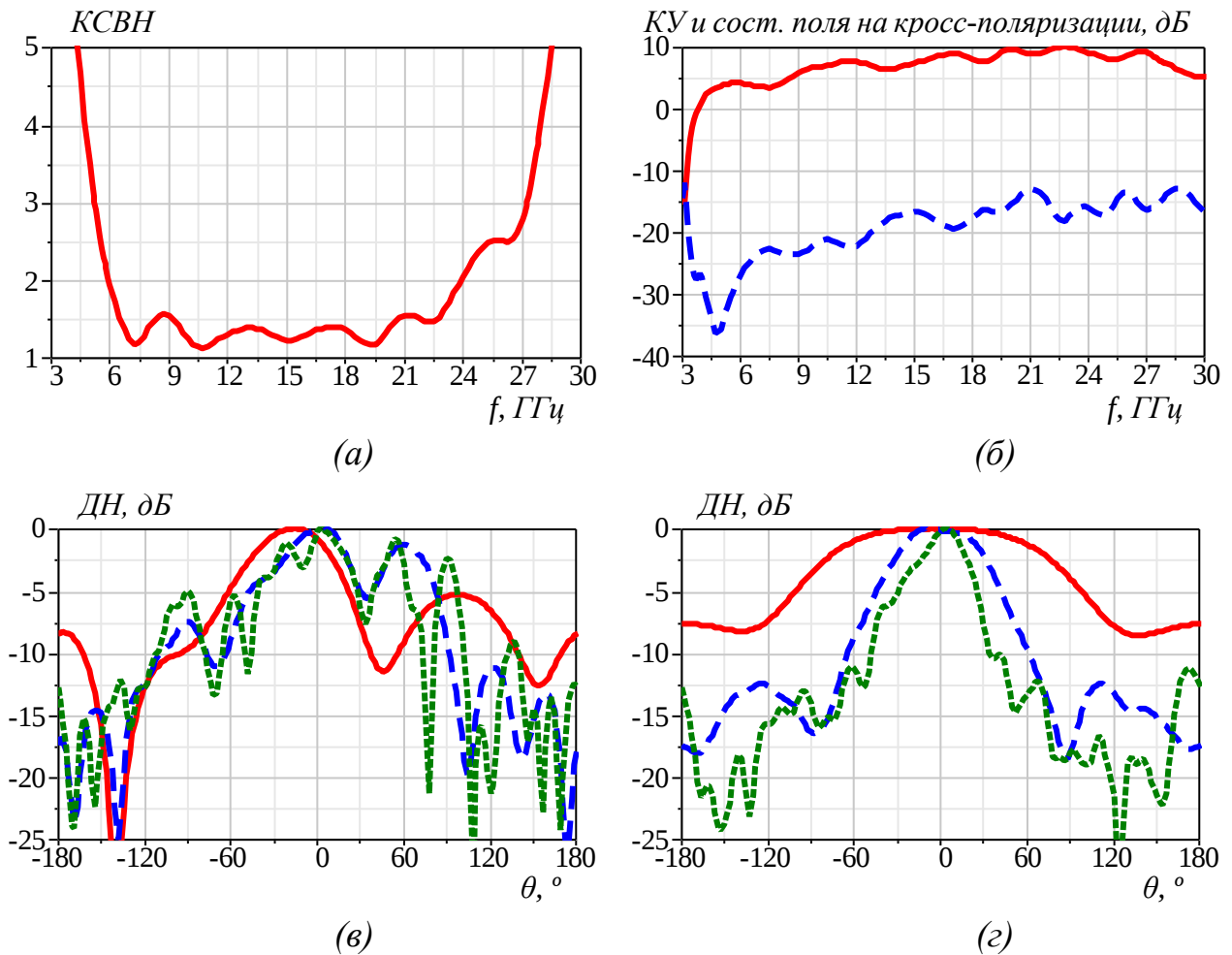


Рисунок 30 – КСВН (а, —), КУ (б, —) и составляющая поля на кроссовой поляризации (б, --), ДН в Е- (в) и Н-плоскости (г) на частотах 6 (—), 15 (--) и 24 (---) ГГц кардиоидной антенны уменьшенного размера

РПЧ кардиоидной антенны уменьшенного размера находится от 5,24 до 27,55 ГГц (КП $\sim 5,258$, рисунок 30,а), а по уровню КСВН ≤ 2 – от 5,95 до 23,86 ГГц (КП $\sim 4,010$), причем среднее значение КСВН ниже уровня КСВН = 1,7 практически во всей РПЧ. КУ изменяется от 3,4 до 10,1 дБ (рисунок 30,б). Составляющая поля на кроссовой поляризации не превышает значение -12,9 дБ, а на частотах ниже 12,7 ГГц – -20 дБ, вследствие чего можно утверждать, что кардиоидная антенна уменьшенного размера имеет линейную поляризацию (рисунок 30,б).

По сравнению с характеристиками кардиоидной антенны высотой 270 мм ($13,5 \lambda$) удалось увеличить КП и снизить средний уровень КСВН с 2,4 до 1,7. Кардиоидная антенна уменьшенного размера имеет меньший размер как на верхней частоте 27,55 ГГц: $1,837 \lambda \times 3,673 \lambda \times 2,204 \lambda$, так и на нижней частоте 5,24 ГГц: $0,349 \lambda \times 0,699 \lambda \times 0,419 \lambda$.

Рассмотрим изученные антенны и излучатели с эллиптической конфигурацией внешней кромки из таблицы 2. По сравнению с 30 из них кардиоидная антенна уменьшенного размера демонстрирует меньший продольный размер, уступая 6 разработкам, причем у 4 из этих антенн значение КП меньше.

Исследуем характеристики кардиоидной антенны уменьшенного размера в полосе до 15 ГГц для сравнения с кардиоидной антенной высотой $13,5 \lambda$. В этом случае ее РПЧ находится от 5,24 до 15,00 ГГц (КП $\sim 2,863$, рисунок 30,а), а по уровню КСВН ≤ 2 – от 5,95 до 15,00 ГГц (КП $\sim 2,521$), причем среднее значение КСВН ниже уровня КСВН = 1,6. КУ изменяется от 3,4 до 7,8 дБ. Составляющая поля на крессовой поляризации не превышает значение -15 дБ. Размер кардиоидной антенны уменьшенного размера на частоте 15 ГГц составляет $1,0 \lambda \times 2,0 \lambda \times 1,2 \lambda$. При этом, уменьшение высоты СШП кардиоидной антенны с расширяющейся щелью с хорошим уровнем согласования (КП $\sim 2,863$ в полосе до 15 ГГц по уровню КСВН ≤ 3 со средним значением КСВН ниже уровня КСВН = 1,6) более чем в 11 раз, а ширины – более чем в 2,5 раз приводит к уменьшению КУ, расширению ДН и уменьшению КП на 1,237 в полосе до 15 ГГц. Так, в РПЧ от 5 до 15 ГГц КУ кардиоидной антенны уменьшенного размера снижается на 5 – 9 дБ по сравнению с кардиоидной антенной высотой $13,5 \lambda$, а на частоте 15 ГГц ширина ее ДН в Е-плоскости увеличивается на $35,1^\circ$. Изложенные здесь результаты опубликованы в [252].

В Е-плоскости ширина ДН кардиоидной антенны уменьшенного размера составляет $63,7^\circ$, $49,7^\circ$ и $32,0^\circ$, а в Н-плоскости – $165,6^\circ$, $68,8^\circ$ и $38,2^\circ$ на частотах 6, 15 и 24 ГГц (рисунок 30,в,г).

Трехмерные ДН по мощности в линейном масштабе кардиоидной антенны уменьшенного размера представлены на рисунке 31.

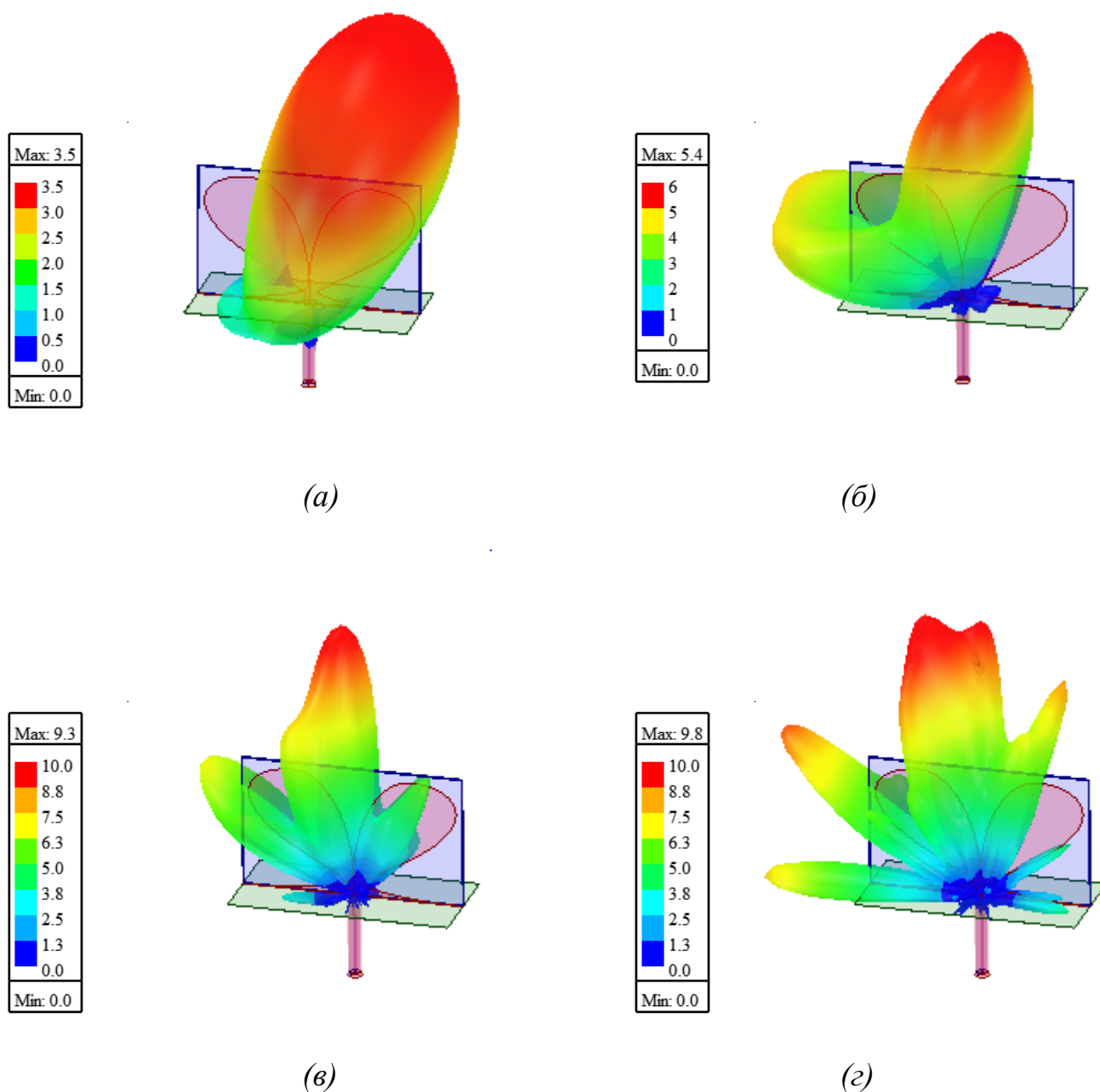


Рисунок 31 – Трехмерные ДН кардиоидной антенны уменьшенного размера на частотах 6 (а), 13 (б), 20 (в) и 25 ГГц (г)

Максимумы ДН кардиоидной антенны уменьшенного размера смещены на -16° , -6° , 2° и 10° относительно нормали к экрану на частотах 6, 13, 20 и 25 ГГц (рисунок 31,а–г). Асимметрию ДН антенны объясняют приведенные на рисунках

32 – 35 распределения полей в плоскости антенны и токов на экране в зависимости от фазы на частотах 6 (рисунки 32 – 33) и 20 ГГц (рисунки 34 – 35).

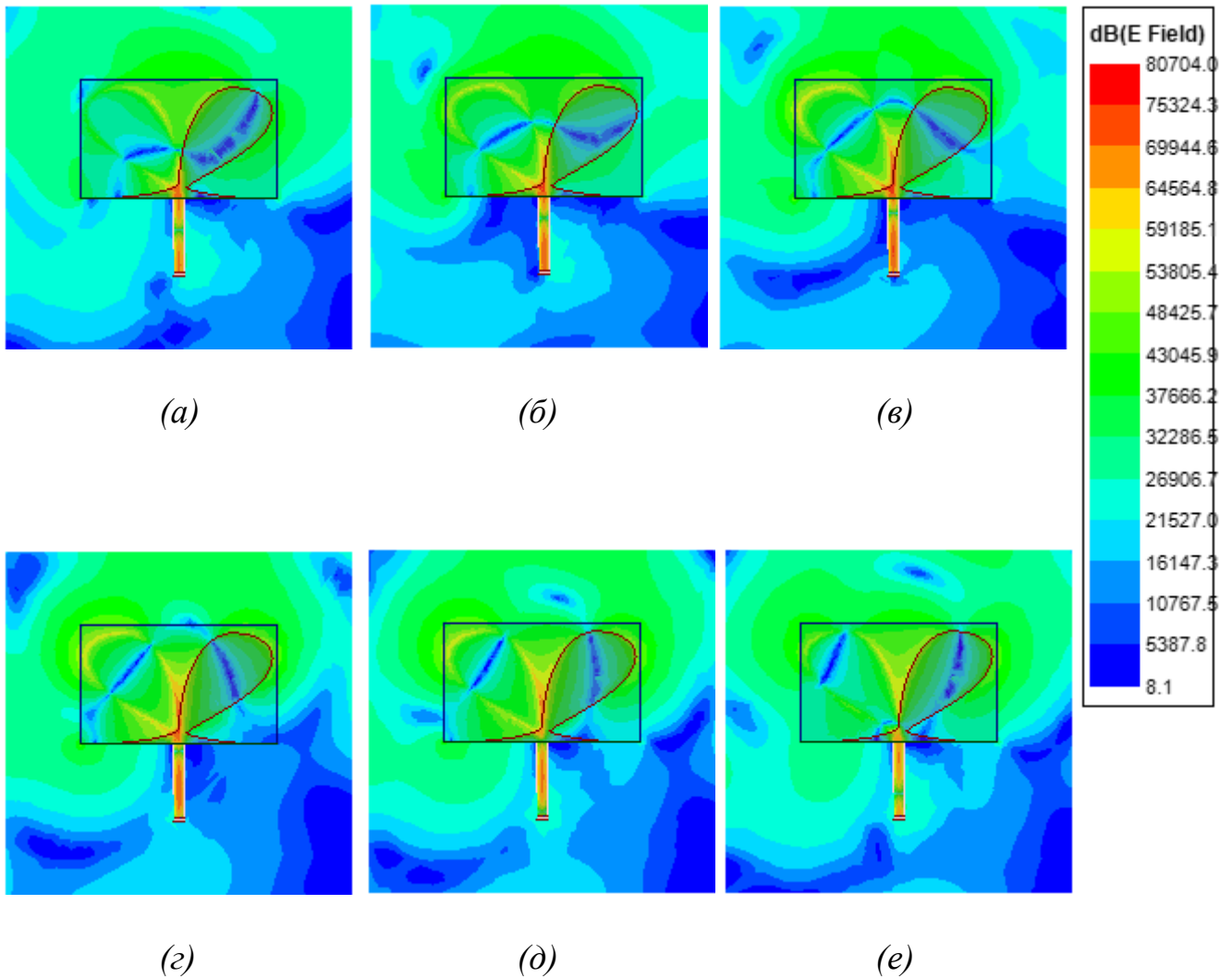


Рисунок 32 – Распределение поля в плоскости антенны на частоте 6 ГГц при значении фазы 0° (а), 30° (б), 60° (в), 90° (г), 120° (д) и 150° (е)

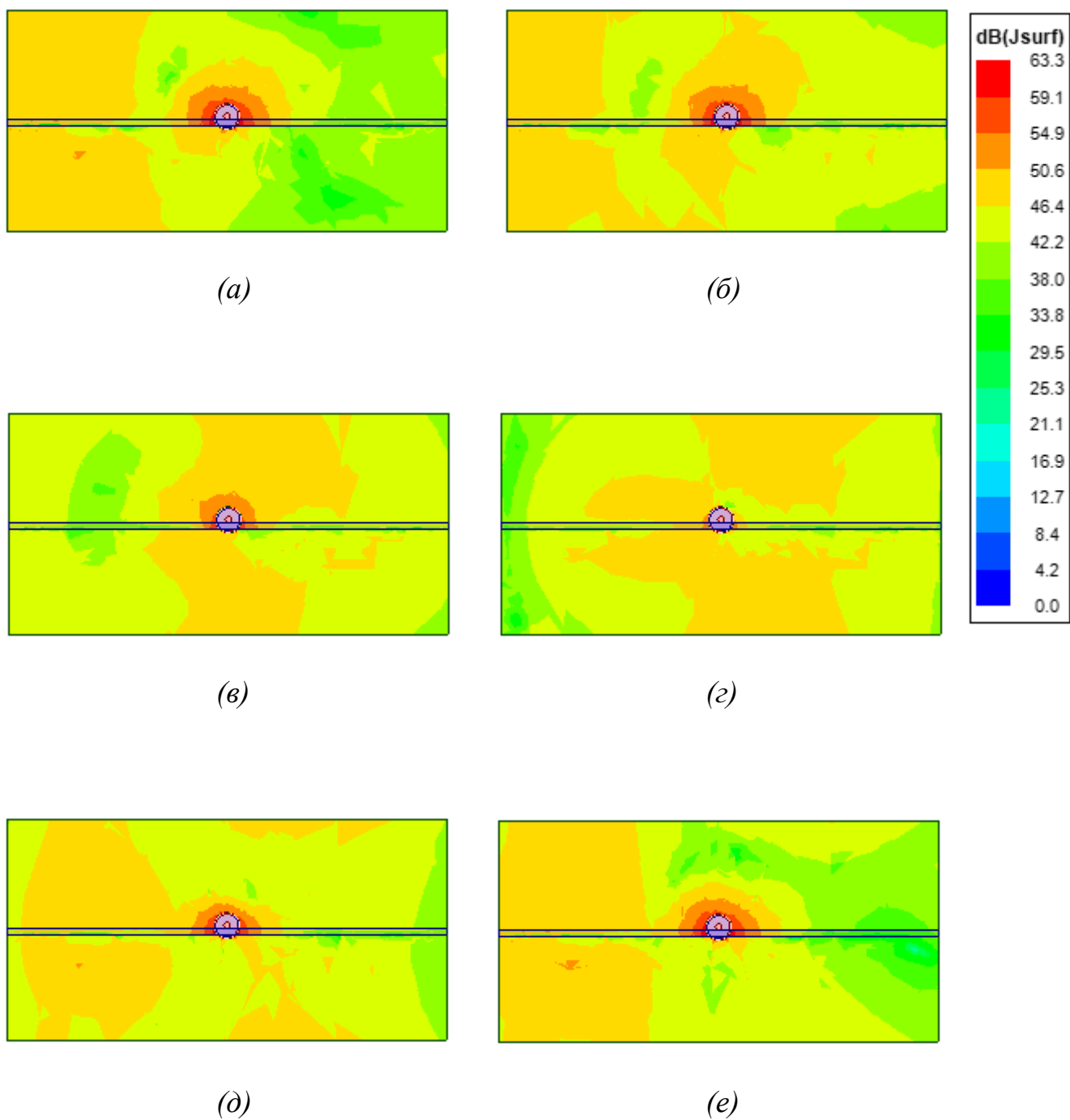


Рисунок 33 – Распределение тока на экране антенны на частоте 6 ГГц при значениях фазы 0° (а), 30° (б), 60° (в), 90° (г), 120° (д) и 150° (е)

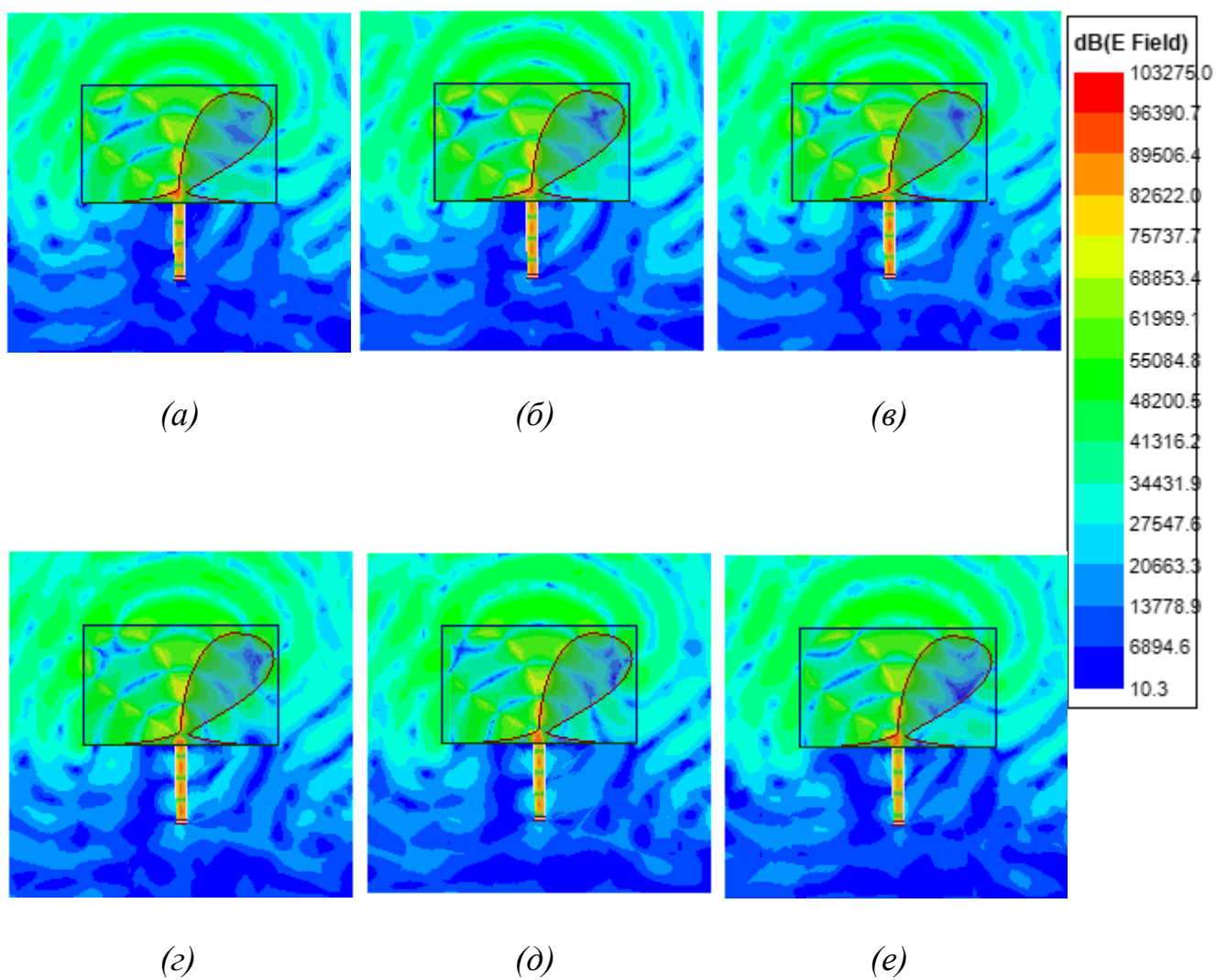


Рисунок 34 – Распределение поля в плоскости антенны на частоте 20 ГГц при значениях фазы 0° (а), 30° (б), 60° (в), 90° (г), 120° (д) и 150° (е)

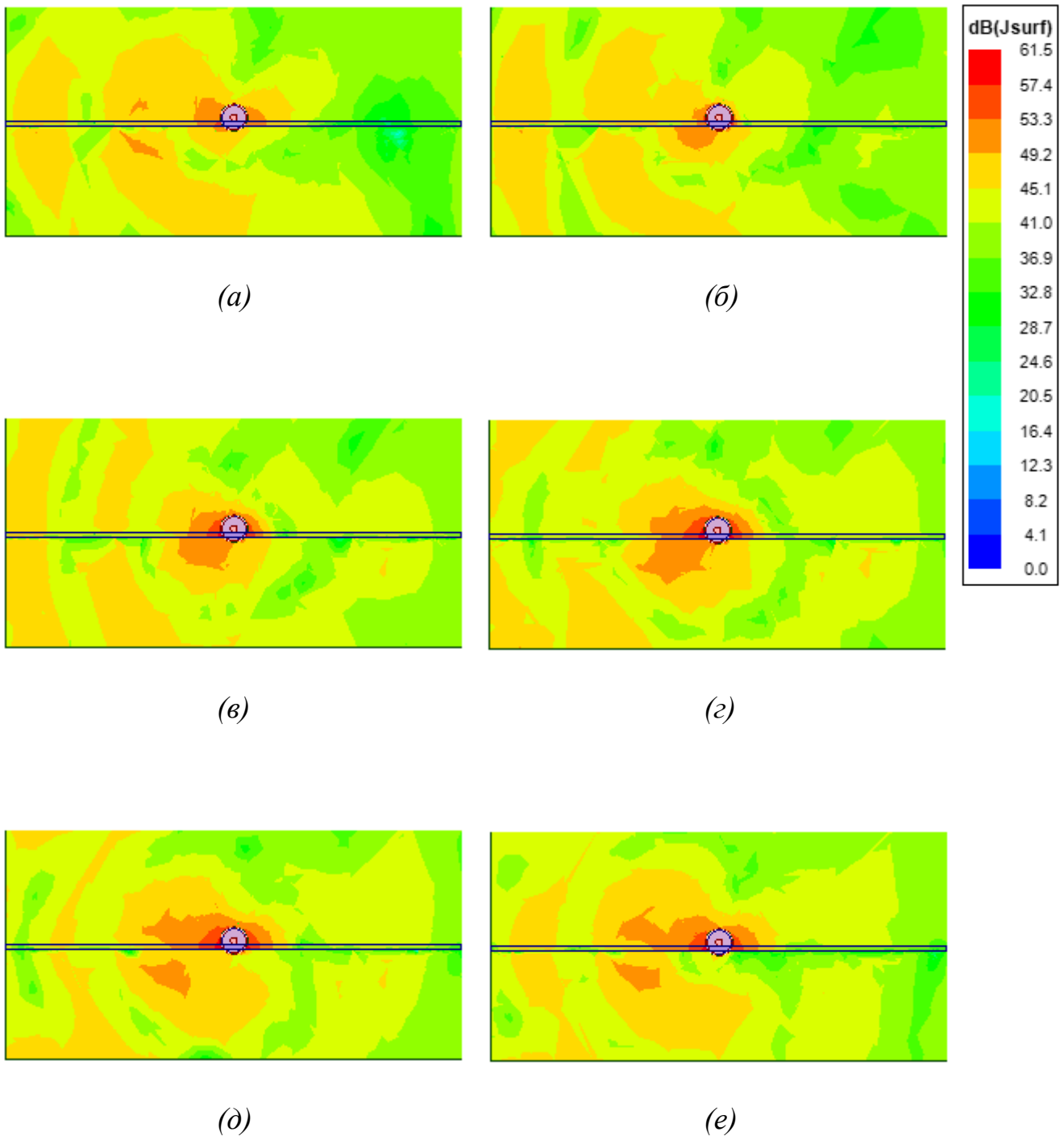


Рисунок 35 – Распределение тока на экране антенны на частоте 20 ГГц при значениях фазы 0° (а), 30° (б), 60° (в), 90° (г), 120° (д) и 150° (е)

Ток течёт от точки с более высоким электрическим потенциалом к точке с более низким. Распределение тока на металлических частях антенны устанавливает характер электромагнитного поля вокруг неё, что в итоге определяет ДН.

Изменение направления максимума и формы главного лепестка ДН вызвано затекающим током и влиянием поля в ближней зоне.

Распределение поля в плоскости антенны (рисунок 32) и тока на ее экране (рисунок 33) на частоте 6 ГГц в зависимости от фазы показывает происходящие процессы. На экране образуется бегущая волна тока в направлении отклонения главного лепестка ДН (рисунок 31,а). Распределение тока в зависимости от фазы является неравномерным, вследствие чего максимум ДН смещается на -16° относительно нормали к экрану.

Распределение поля в плоскости антенны (рисунок 34) и тока на ее экране (рисунок 35) на частоте 20 ГГц в зависимости от фазы также показывает происходящие процессы. Распределение тока влияет на форму ДН. Из рисунка 35 видно, что в разных частях экрана ток распределен неравномерно и имеет сдвиг по фазе, а бегущая волна имеет один или два максимума (в зависимости от значения фазы). Это приводит к смещению максимума ДН на 2° относительно нормали к экрану и появлению боковых лепестков (рисунок 31,в).

Также на ДН влияют другие факторы: асимметрия в конструкции антенны, наличие в окружении антенны металлических или диэлектрических объектов (они наводят дополнительные токи или поглощают энергию). Таким образом, при проектировании современных радиоэлектронных комплексов важно учитывать ближайшее окружение антенны.

2.5 Выводы

В пункте 2.1 определено, что в РПЧ по уровню КСВН ≤ 3 прототип, антенна Вивальди и ее модификация являются СШП. Несмотря на то, что КП прототипа более чем в 7 раз превышает КП антенны Вивальди и ее модификации, его высота в ~ 5 раз больше. При сравнении РПЧ по уровню КСВН ≤ 2 антенна Вивальди будет ШП, а прототип и модификация антенны Вивальди будут СШП. При этом, по сравнению с модификацией антенны Вивальди высота прототипа больше в ~ 5 раз, а КП больше в ~ 4 раза. Отсюда следует, что разработка более компактной СШП антенны с расширяющейся щелью с сопоставимым с прототипом КП является актуальной задачей.

Модификация разработанной антенны Вивальди в виде синусоидального рифления на внешней кромке позволяет перейти от ШП к СШП в РПЧ по уровню КСВН ≤ 2 , увеличить КУ в среднем на 1,4 дБ, а также уменьшить составляющую поля на кроссовой поляризации на ~ 2 дБ практически во всей РПЧ. На нижней частоте 2,2 ГГц у модифицированной антенны Вивальди в Е-плоскости ширина ДН на $7,3^\circ$ уже и УБЛ на 3 дБ меньше, а в Н-плоскости УБЛ ДН модифицированной антенны меньше на 3,3 дБ по сравнению с антенной Вивальди. На верхней частоте 5 ГГц в Е-плоскости ширина ДН увеличивается на $8,5^\circ$ а в Н-плоскости УБЛ ДН модифицированной антенны увеличивается на ~ 2 дБ. Модифицированная антенна Вивальди является СШП и более компактной по сравнению с прототипом, однако антенны с расширяющейся щелью в теории позволяют добиться большего КП.

Для увеличения КП и улучшения среднего уровня согласования антенны с расширяющейся щелью предложена новая конфигурация внешней кромки, описываемая формулой кардиоиды (пункт 2.3). По сравнению с антенной с урезанной формой кромки кардиоидная антенна позволяет увеличить КП почти в 2 раза, а также уменьшить средний уровень КСВН на $\sim 0,5$. Так, среднее значение КСВН кардиоидной антенны находится ниже уровня КСВН = 2,4, а на частотах

выше 7,9 ГГц – ниже уровня КСВН = 1,5, однако кардиоидная антенна имеет значительную высоту на верхней рабочей частоте 15 ГГц – 13,5 λ .

В ходе уменьшения высоты кардиоидной антенны (пункт 2.4) разработана СШП кардиоидная антенная уменьшенного размера высотой 2,204 λ на верхней частоте 27,55 ГГц, которая демонстрирует меньший продольный размер, уступая лишь 6 антеннам из таблицы 2, причем у 4 из них КП меньше. При этом, уменьшение высоты СШП кардиоидной антенны с расширяющейся щелью с хорошим уровнем согласования ($KП \sim 2,863$ в полосе до 15 ГГц по уровню $КСВН \leq 3$ со средним значением КСВН ниже уровня $КСВН = 1,6$) более чем в 11 раз, а ширины – более чем в 2,5 раз приводит к уменьшению КУ, расширению ДН и уменьшению КП на 1,237 в полосе до 15 ГГц. Так, в РПЧ от 5 до 15 ГГц КУ кардиоидной антенны уменьшенного размера снижается на 5 – 9 дБ по сравнению с кардиоидной антенной высотой 13,5 λ , а на частоте 15 ГГц ширина ее ДН в Е-плоскости увеличивается на 35,1°.

Таким образом, конфигурация внешней кромки антенны с использованием кардиоидной формы позволяет расширить РПЧ, улучшить согласование и уменьшить продольный размер антенн и излучателей по сравнению с аналогами. На основании этих результатов положение 1 защищено.

Изменение направления максимума и формы главного лепестка ДН вызвано затекающим током и влиянием поля в ближней зоне. На экране антенны образуется бегущая волна тока в направлении отклонения главного лепестка ДН. В случае, если распределение тока в зависимости от фазы является неравномерным, максимум ДН смещается. Если же ток имеет сдвиг по фазе, в ДН образуются боковые лепестки. Также на ДН влияют другие факторы: асимметрия в конструкции антенны, наличие в окружении антенны металлических или диэлектрических объектов. Таким образом, при проектировании современных радиоэлектронных комплексов важно учитывать ближайшее окружение антенны.

Глава 3. Компактные СШП излучатели в составе бесконечных ФАР

3.1 Излучатель Вивальди и его модификации

3.1.1 Разработан и исследован излучатель Вивальди (В0, рисунок 36,а) с прямолинейной внешней кромкой лепестков, конфигурация которого идентична антенне Вивальди (рисунок 15,б). Полученные результаты опубликованы в [246, 253]. Его подложка также выполнена из материала Rogers RT/duroid 5880. Размер ячейки ФАР $100 \times 120 \times 185$ мм. Анализ бесконечной ФАР сводится к электродинамическому расчету одной из ее ячеек в силу теоремы Флоке. На вертикальных противоположащих поверхностях параллелепипеда ячейки ФАР в САПР ANSYS HFSS задаются периодические граничные условия типа Master (1, 3) – Slave (2, 4) [254] (рисунок 36,б,в).

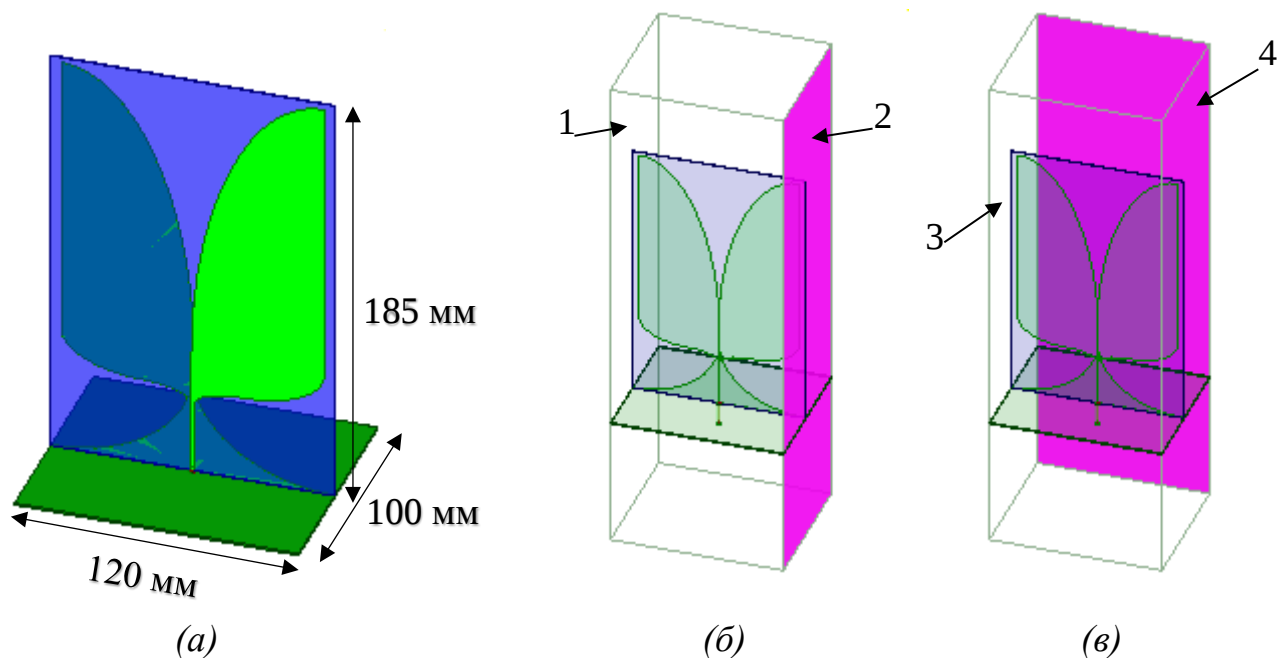


Рисунок 36 – Излучатель В0 на прямоугольном экране (а) и периодические граничные условия (б, в)

Все излучатели ФАР и их модификации разработаны и исследованы для работы в нижней части УВЧ–диапазона. Исследованы характеристики излучателей Вивальди на прямоугольных (100 × 120 мм) и квадратных (120 × 120 мм) экранах. Для сравнения на всех графиках КУ излучателей представлен КУ (—), определяемый по формуле (4):

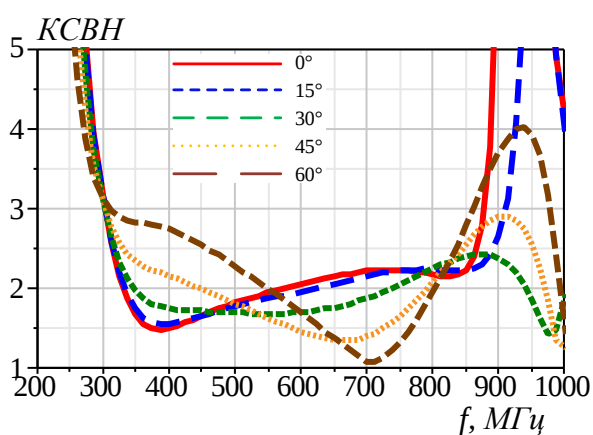
$$K_U = \frac{4 \cdot \pi \cdot S \cdot K_{ИП}}{\lambda^2} \cdot K_{ПД}, \quad (4)$$

где $K_{ИП}$ – коэффициент использования поверхности = 1;

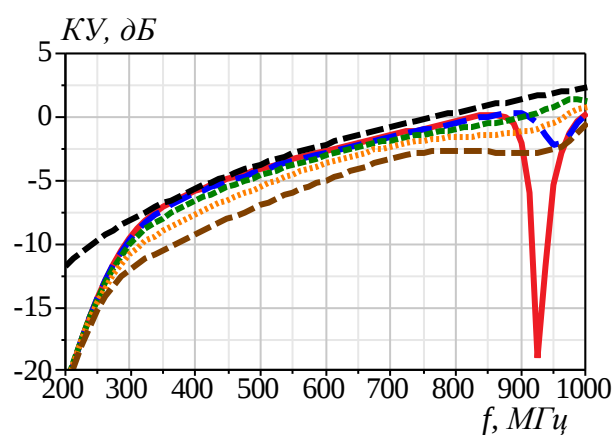
$$K_{ПД} = 1;$$

S – площадь ячейки, определяемая по размеру отражающего экрана излучателя.

Характеристики излучателя на прямоугольном экране в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости представлены на рисунках 37 и 38, а на квадратном экране – на рисунке 39. Здесь и далее на всех рисунках характеристик различных излучателей в режиме сканирования каждой кривой соответствует свое значение угла сканирования: 0° (—), 15° (---), 30° (---), 45° (.....) и 60° (— —).

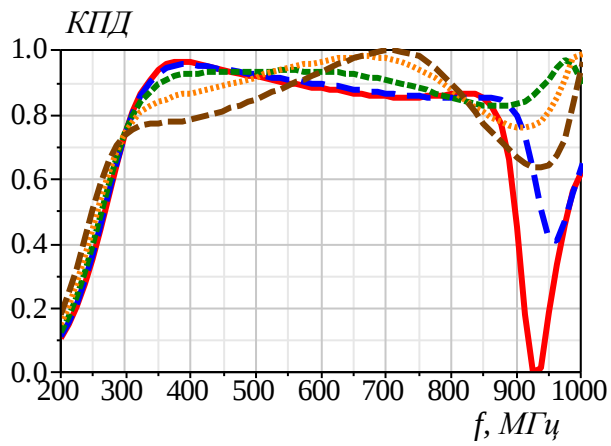


(a)

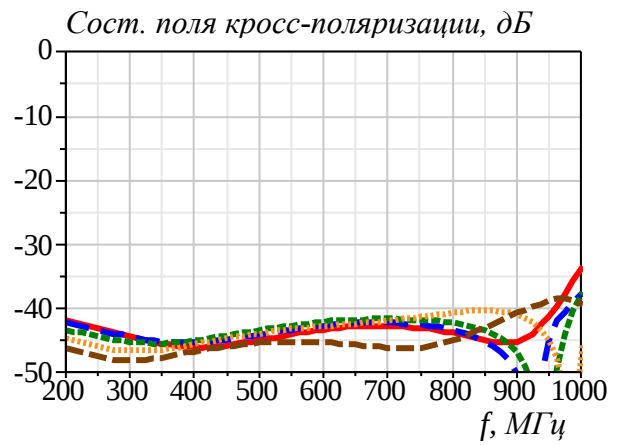


(б)

Продолжение рисунка 37.

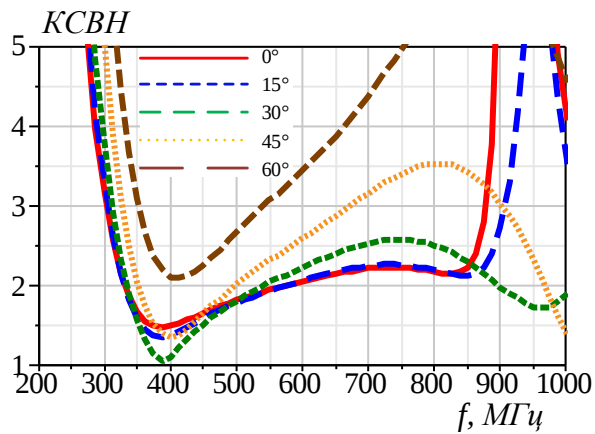


(в)

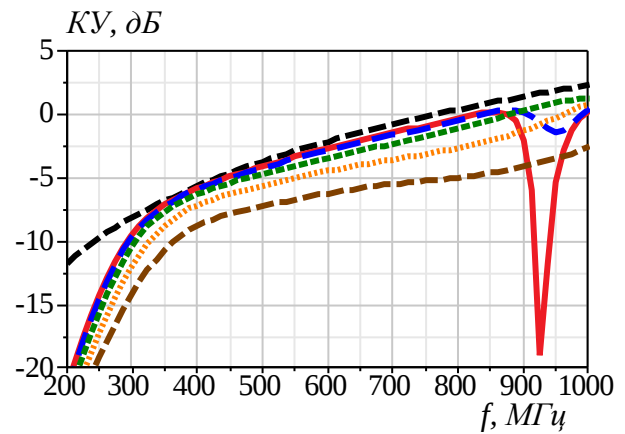


(г)

Рисунок 37 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г) В0 при сканировании в Е-плоскости на прямоугольном экране



(а)



(б)

Продолжение рисунка 38.

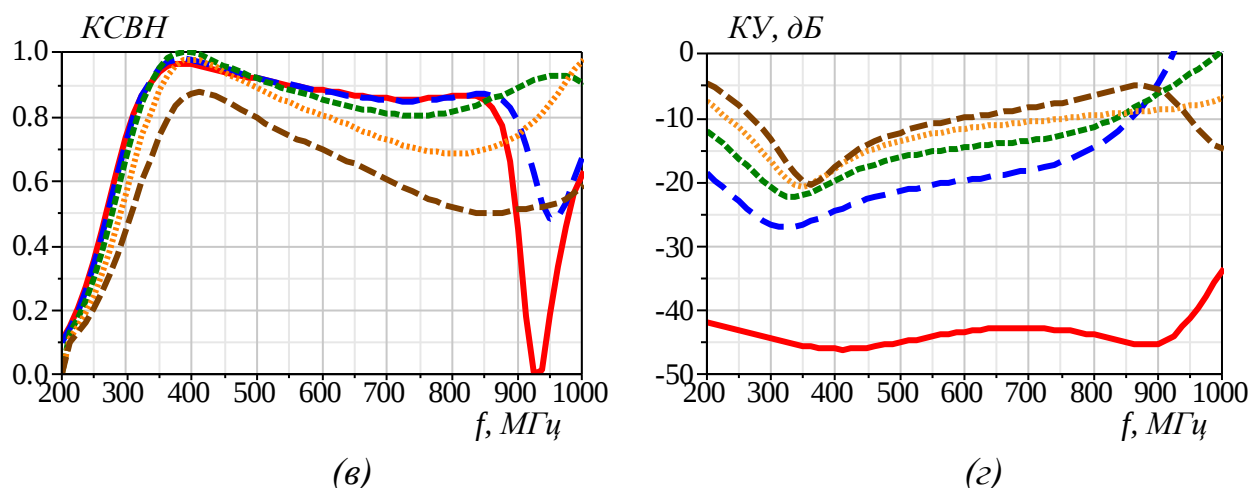


Рисунок 38 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на крессовой поляризации (г) В0 при сканировании в Н-плоскости на прямоугольном экране

РПЧ излучателя В0 в Е-плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ находится от 310,1 до 860,9 МГц (КП $\sim 2,776$, рисунок 37,а). КУ изменяется от -9,2 до 0,2 дБ (рисунок 37,б), а КПД не хуже 0,78 (рисунок 37,в). Составляющая поля на крессовой поляризации не превышает значение -40 дБ (рисунок 37,г). РПЧ излучателя В0 в Н-плоскости соответствует СШП в режиме сканирования в секторе углов $\pm 45^\circ$ от 326,9 до 672,0 МГц (КП $\sim 2,056$, рисунок 38,а). КУ изменяется от -8,9 до -1,8 дБ (рисунок 38,б), а КПД не хуже 0,74 (рисунок 38,в). Составляющая поля на крессовой поляризации не превышает значение -8 дБ (рисунок 38,г).

Под КУ в этой главе понимается КУ излучателя в составе бесконечной ФАР. Так как размеры ячейки (апертуры) бесконечной ФАР значительно не изменяются, а излучатель является слабонаправленным, КУ, КПД и составляющая поля на крессовой поляризации приводятся один раз для исходных электродинамических моделей излучателей В0, К0 и КД0 на одном из экранов. Отличие КУ излучателей без сканирования от КУ (— —), определяемого по формуле (4), связано с тем, что у излучателей КСВН, КПД и КИП $\neq 1$. Основное влияние вставки и вырезы различной формы оказывают на КСВН излучателя, поэтому далее говорится только

о нем. КСВН излучателя В0 на квадратном экране в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости представлены на рисунке 39, соответственно.

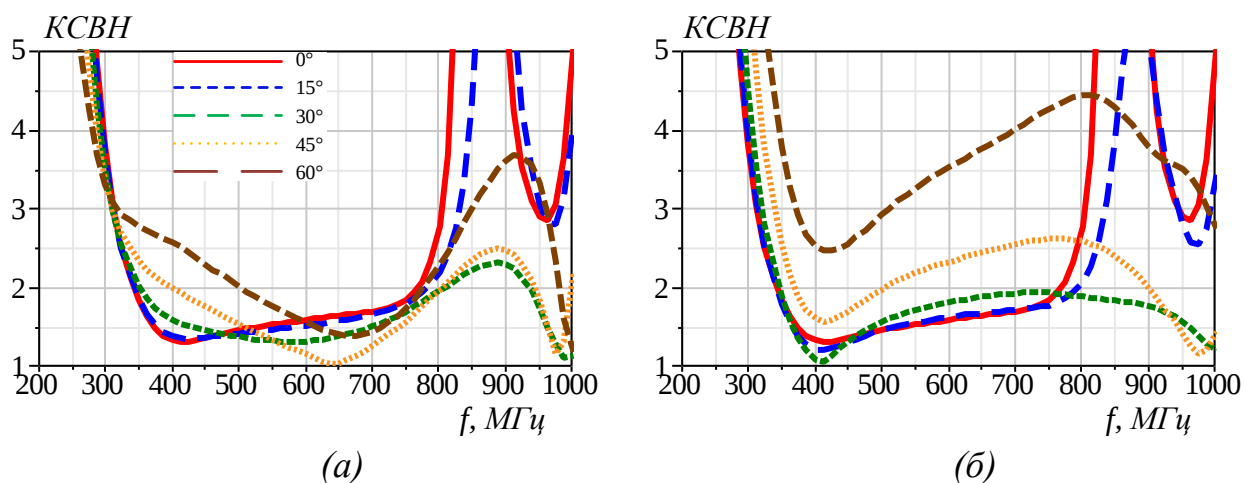


Рисунок 39 – ЧХ КСВН излучателя В0 на квадратном экране при сканировании в Е- (а) и Н-плоскости (б)

РПЧ излучателя В0 на квадратном экране в Е-плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ от 319,5 до 803,2 МГц (КП $\sim 2,514$, рисунок 39,а), а в Н-плоскости – в секторе углов $\pm 45^\circ$ от 339,4 до 803,2 МГц (КП $\sim 2,367$, рисунок 39,б).

Трехмерные ДН по мощности в линейном масштабе излучателя Вивальди на прямоугольном и квадратном экране представлены на рисунке 40,а,б.

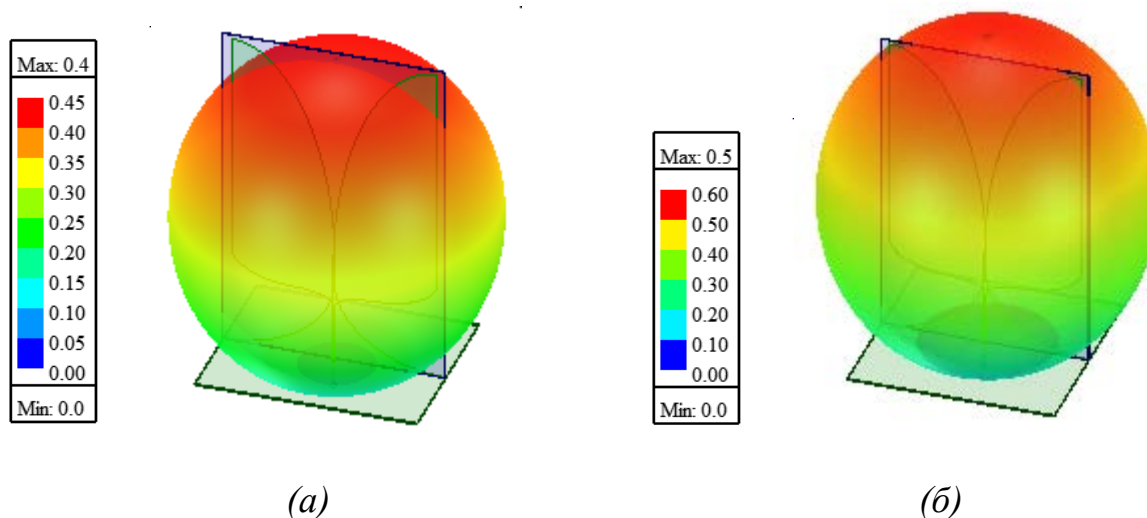


Рисунок 40 – Трехмерные ДН излучателя В0 на прямоугольном (а) и квадратном экране (б) на частоте 0,5 ГГц

Таким образом, излучатель Вивальди является компактным, СШП, способным работать в режиме широкоугольного сканирования в Е-плоскости и в секторе углов до $\pm 45^\circ$ в Н-плоскости. Для удобства сравнения описание результатов электродинамического моделирования всех модификаций излучателя Вивальди сведено в таблицу 7, которая приведена в конце пункта 3.1.

Из представленных результатов следует, что излучатель Вивальди способен работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ в Е-плоскости и в режиме сканирования в секторе углов $\pm 45^\circ$ в Н-плоскости как при размещении на прямоугольном, так и на квадратном экране. Он является СШП с $KП > 2$. Целью дальнейшей работы является увеличение КП и улучшение согласования СШП излучателя Вивальди с расширяющейся щелью, способного работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ в Е-плоскости, а также расширение сектора углов сканирования в Н-плоскости.

3.1.2 Поскольку в пункте 1.4 определено, что модификации, связанные с изменением формы, в основном приводятся для СШП антенн и излучателей АР в РПЧ от 1 ГГц и более, рассмотрим схожие модификации компактного СШП излучателя Вивальди в составе бесконечной ФАР в режиме широкоугольного сканирования в диапазоне до 1 ГГц. Первая модификация (В1) – использование прямоугольных вырезов на внешней кромке (рисунок 41). ЧХ КСВН излучателя В1 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 42 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране. Здесь и далее в этой главе изменение размеров различных вырезов и вставок модификаций проводилось с целью обеспечения $КСВН \leq 3$ в максимально возможной РПЧ при максимально возможном секторе углов сканирования. В ходе исследования определено, что увеличение ширины вырезов при отсчете от внешней кромки от 3 до 9 мм приводит к уменьшению среднего уровня КСВН, а от 12 до 21 мм – к увеличению и сужению РПЧ. Увеличение высоты вырезов от 1 до 3 мм приводит к увеличению нижней частоты, что также сужает РПЧ. Улучшений характеристик удалось достичь при

использовании 31 выреза с каждой стороны шириной 9 мм и высотой 1 мм, расположенных с шагом 4 мм. Полученные результаты опубликованы в [253].

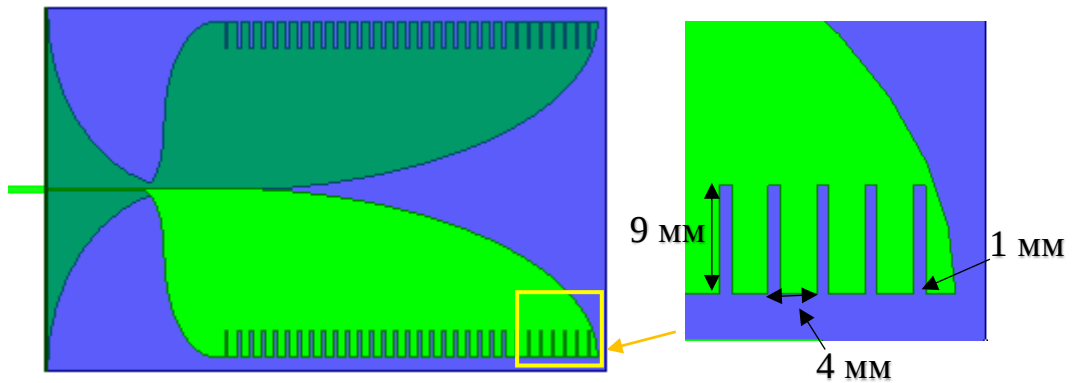


Рисунок 41 – Излучатель В1 с прямоугольными вырезами

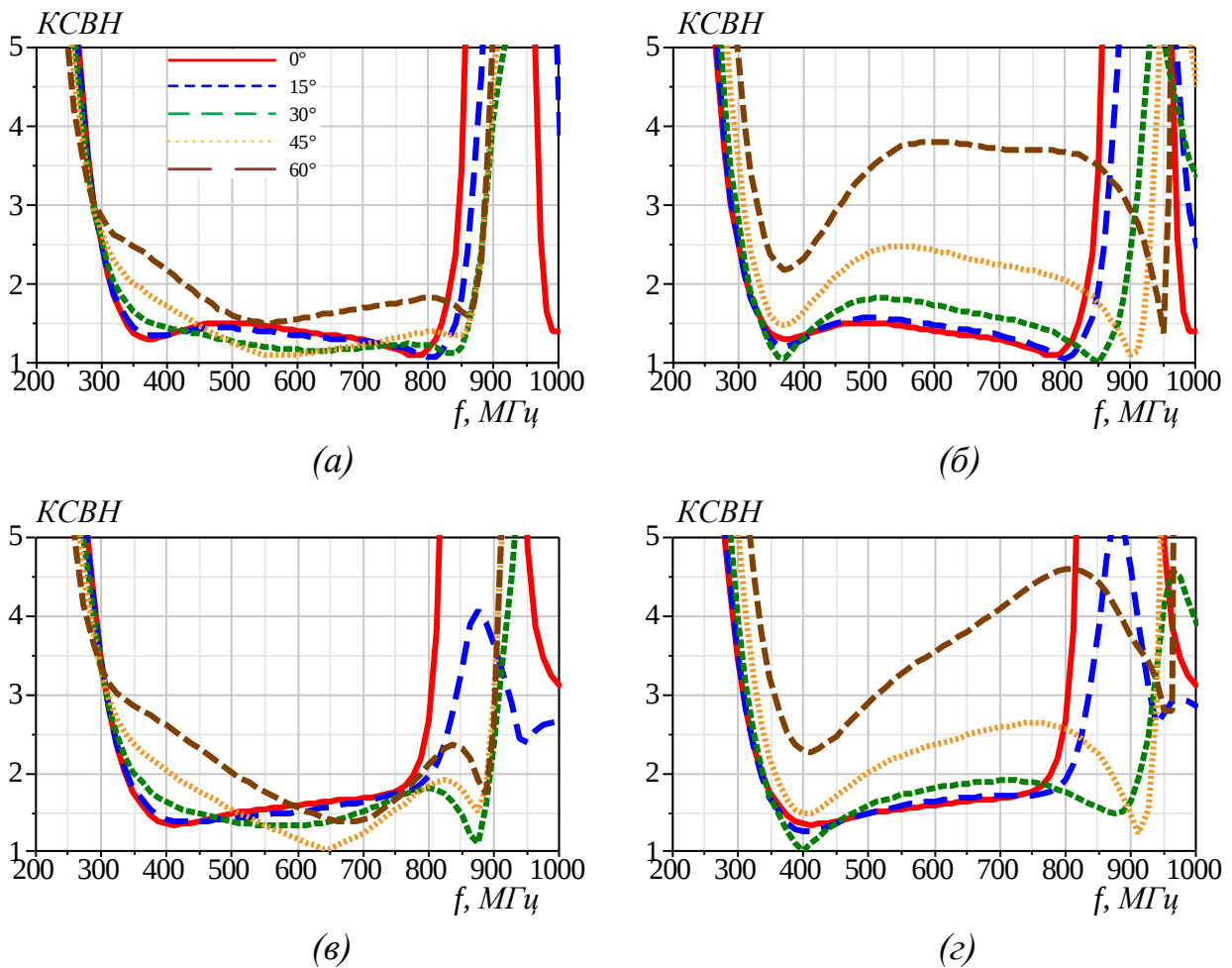


Рисунок 42 – ЧХ КСВН В1 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.1.3 Вторая модификация излучателя Вивальди (В2) – использование прямоугольных вставок на внешней кромке (рисунок 43). ЧХ КСВН излучателя В2 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 44 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране. В ходе исследования определено, что увеличение ширины вставок от внешней кромки до края подложки от 1 до 4 мм приводит к постепенному расширению РПЧ благодаря смещению нижней частоты вниз по оси частот, но уровень КСВН при этом возрастает. Увеличение высоты вставок от 1 до 4 мм при ширине 3 мм приводит к незначительному расширению РПЧ вследствие небольшого смещения нижней частоты, однако уровень КСВН при этом растет. Улучшений характеристик удалось достичь при использовании 35 вставок с каждой стороны шириной 3 мм и высотой 2 мм, причем в нижней части излучателя ширина вставок плавно возрастает до 10 мм. Расположены вставки с шагом 4 мм. Полученные результаты опубликованы в [253].

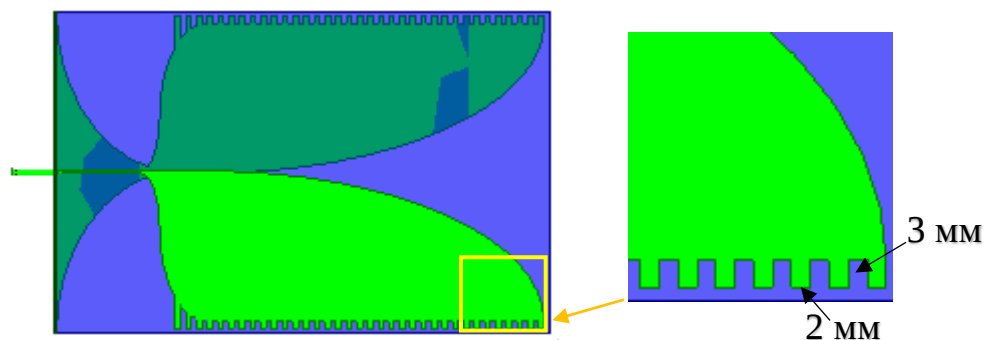
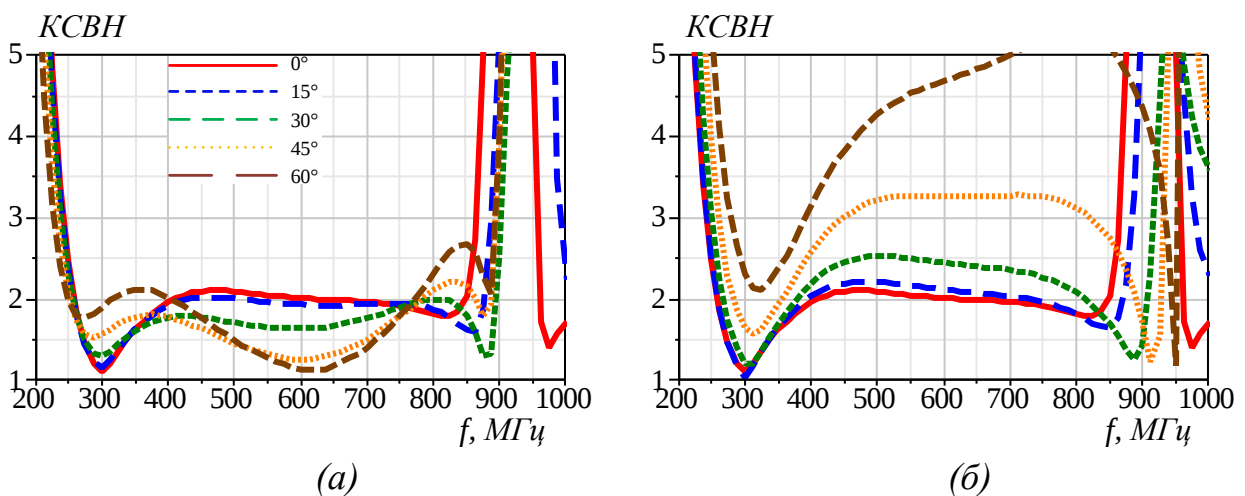


Рисунок 43 – Излучатель В2 с прямоугольными вставками



Продолжение рисунка 44.

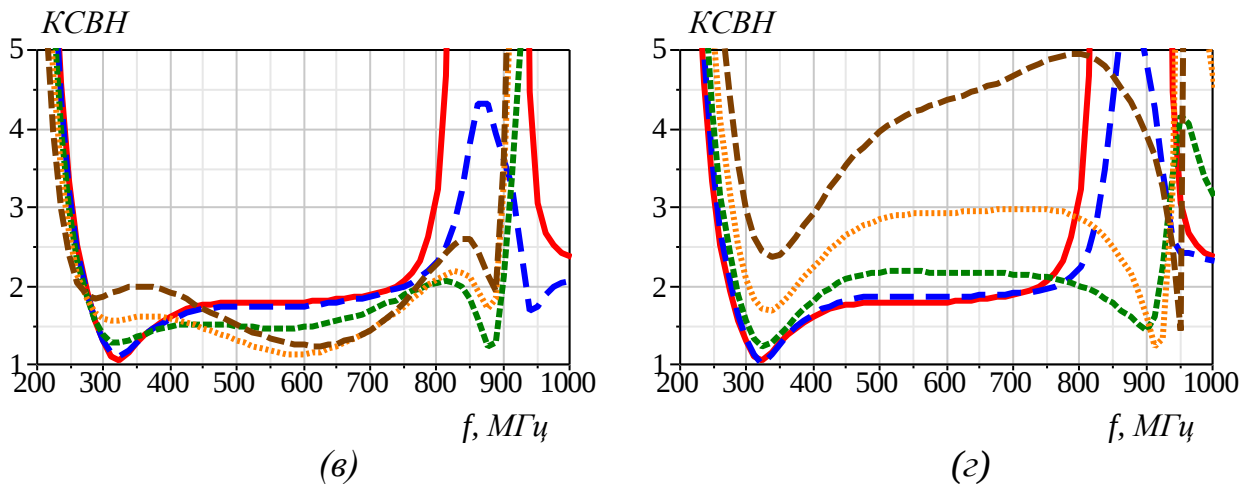


Рисунок 44 – ЧХ КСВН В2 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.1.4 Третья модификация излучателя Вивальди (В3) – использование эллиптических вставок на внешней кромке (рисунок 45). ЧХ КСВН излучателя В3 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 46 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране. В ходе исследования определено, что увеличение ширины вставок от внешней кромки до края подложки от 1 до 4 мм приводит к постепенному расширению РПЧ благодаря смещению нижней частоты вниз по оси частот и уменьшению уровня КСВН при ширине вставок 3 мм. Увеличение высоты вставок от 1 до 4 мм при ширине 3 мм приводит к увеличению среднего уровня КСВН при 1 и 3 мм, а также сужению РПЧ при их высоте равной 4 мм. Улучшений характеристик удалось достичь при использовании 35 вставок с каждой стороны шириной 3 мм и высотой 2 мм, причем в нижней части излучателя ширина вставок плавно возрастает до 10 мм. Расположены вставки с шагом 4 мм. Полученные результаты опубликованы в [255–256].

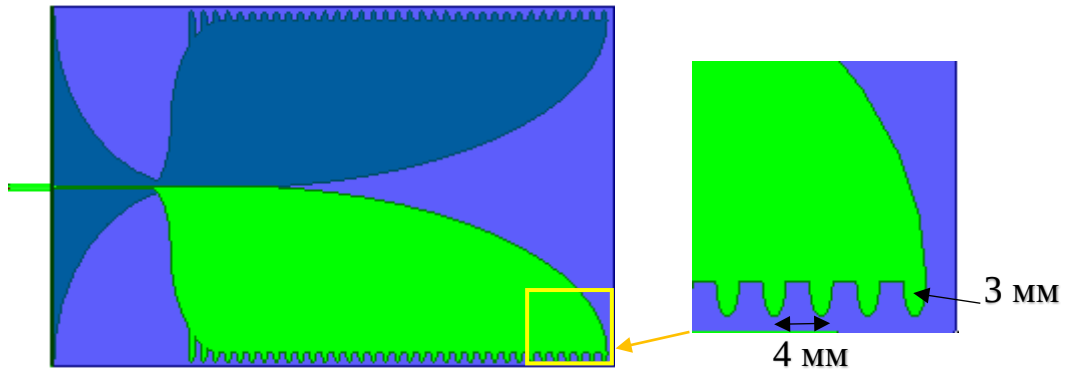


Рисунок 45 – Излучатель В3 с эллиптическими вставками

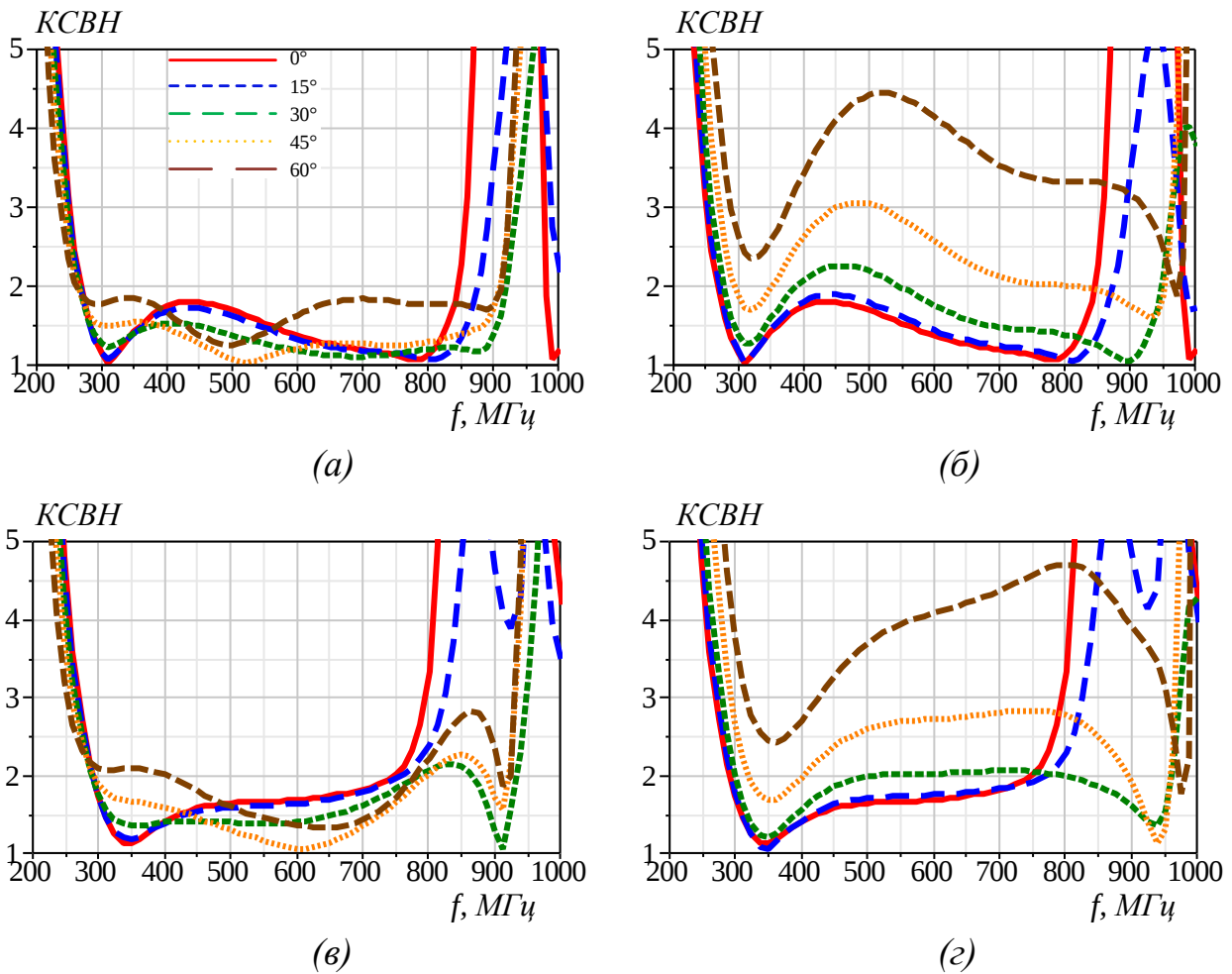


Рисунок 46 – ЧХ КСВН В3 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.1.5 Четвертая модификация излучателя Вивальди (В4) – использование синусоидального рифления на внешней кромке (комбинация пар эллиптических вставок и вырезов, рисунок 47). ЧХ КСВН излучателя В4 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 48 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г)

экране. В ходе исследования определено, что увеличение ширины рифления от 1 до 4 мм приводит к смещению нижней частоты вниз по оси частот, но средний уровень КСВН возрастает. Улучшений характеристик удалось достичь при использовании 33 пар вставок и вырезов с каждой стороны шириной 4 мм и высотой 2 мм. Полученные результаты опубликованы в [257].

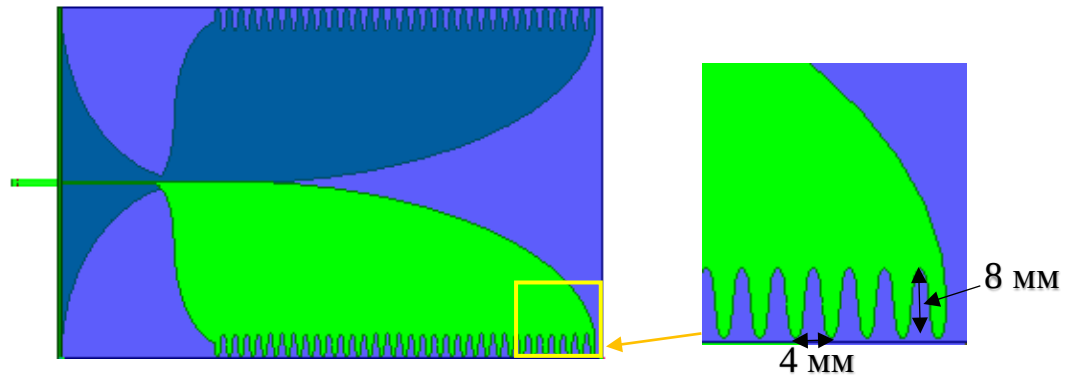


Рисунок 47 – Излучатель В4 с синусоидальным рифлением

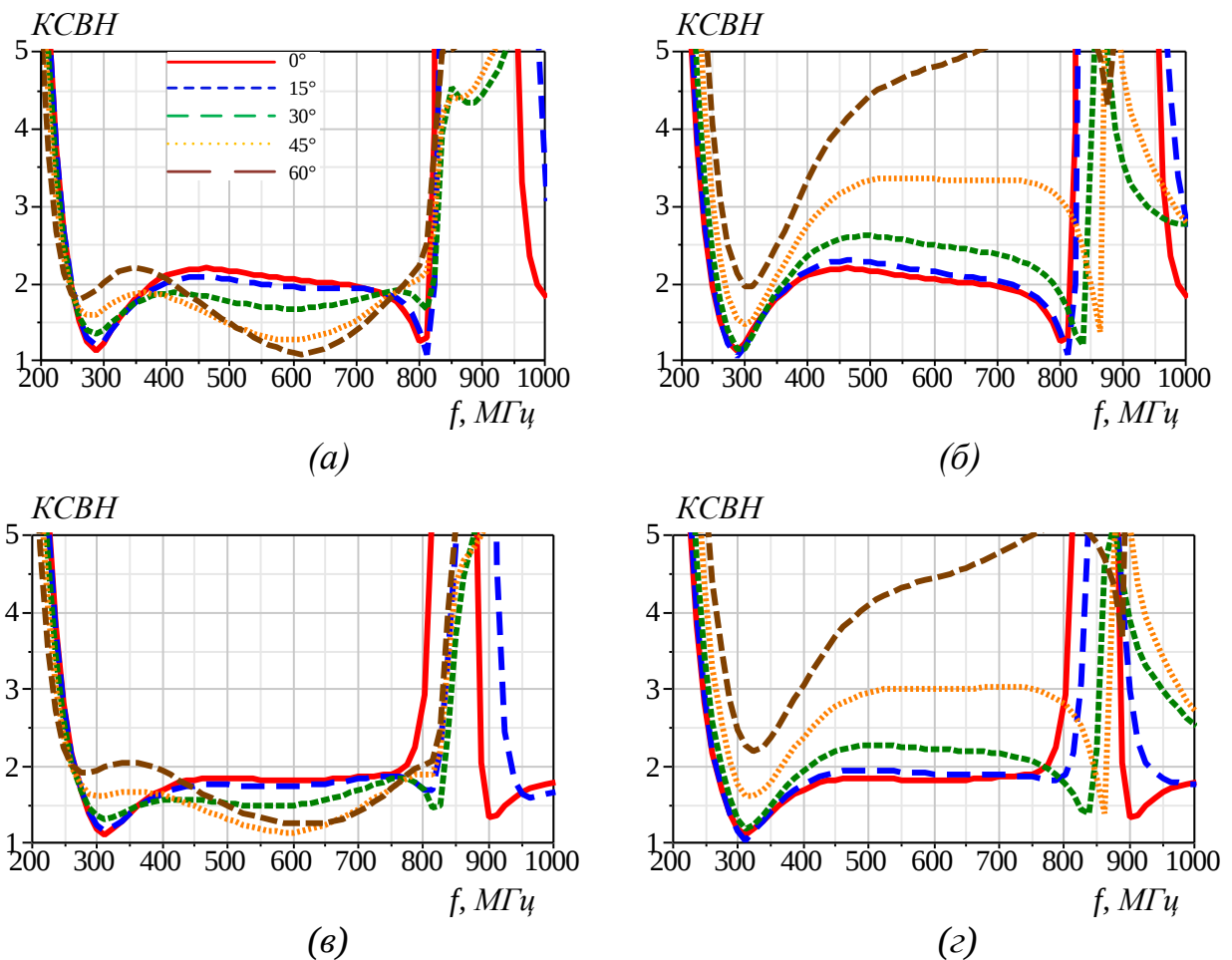


Рисунок 48 – ЧХ КСВН В4 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.1.6 Пятая модификация излучателя Вивальди (В5) – использование 30 квадратных вырезов в лепестках размером 2×2 мм с шагом 4 мм на расстоянии 19 мм от его внешней кромки (рисунок 49). ЧХ КСВН излучателя В5 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 50 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране. В ходе исследования определено, что увеличение расстояния расположения вырезов от внешней кромки излучателя от 1 до 43 мм исходным размером 3×3 мм вначале приводит к улучшению среднего уровня КСВН. Начиная с расстояния вырезов от внешней кромки равного 19 мм РПЧ начинает сужаться, а средний уровень КСВН возрастает. В ходе дальнейшего исследования влияния размера вырезов определено, что при увеличении размера вырезов от 1×1 мм РПЧ сначала увеличивается и средний уровень КСВН уменьшается, но при размере 4×4 мм КСВН возрастает. Улучшений характеристик удалось достичь при использовании вырезов размером 2×2 мм на расстоянии 19 мм. Полученные результаты опубликованы в [258].

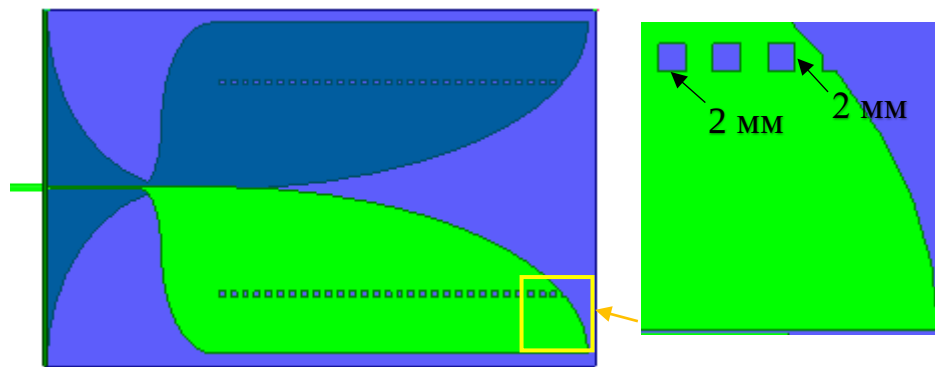
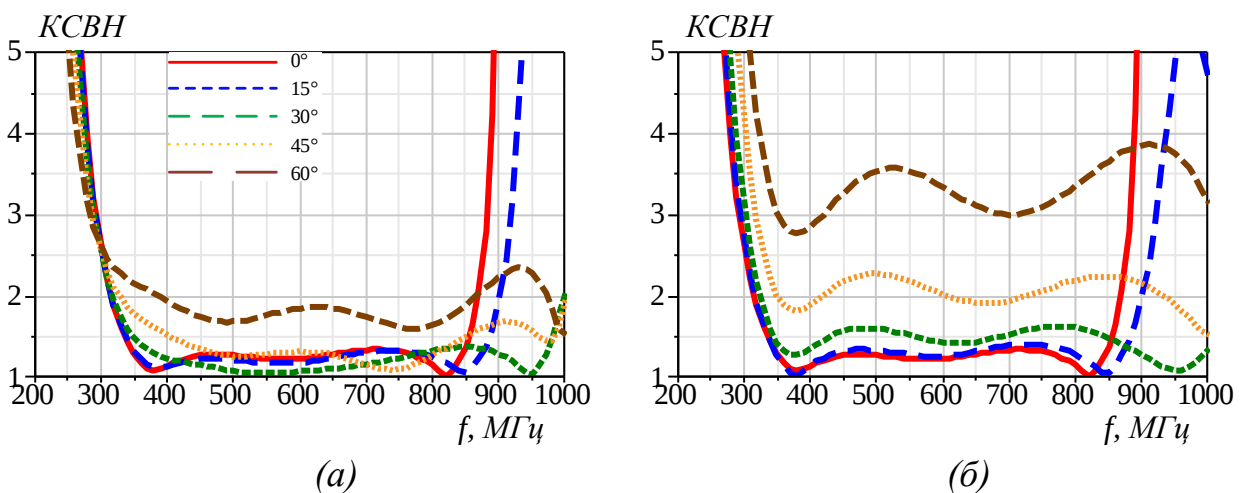


Рисунок 49 – Излучатель В5 с квадратными вырезами 2×2 мм



Продолжение рисунка 50.

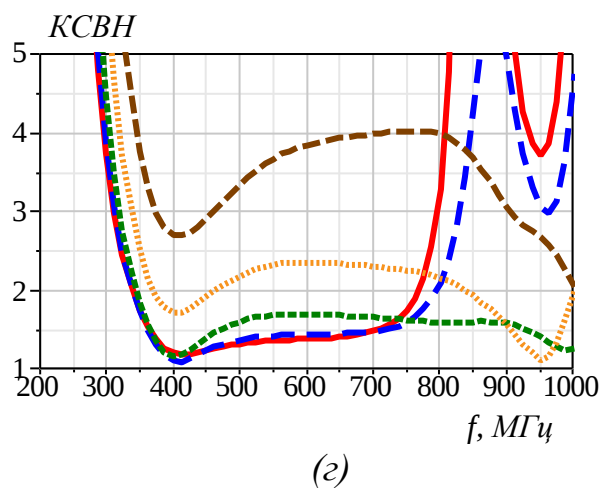
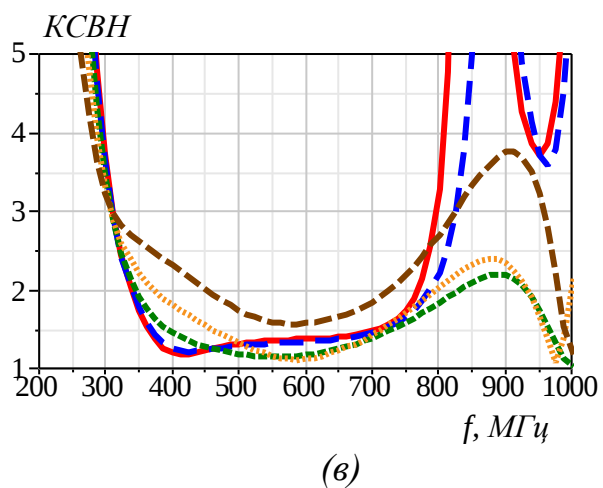


Рисунок 50 – ЧХ КСВН В5 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.1.7 Расчетные данные характеристик излучателя Вивальди и его модификаций сведены в таблицу 7.

Таблица 7. Характеристики излучателя В0 и его модификаций на прямоугольном (ПЭ) и квадратном (КЭ) экране

Тип излучателя	КП излучателя на ПЭ в секторе углов сканирования в Е-плоскости	КП излучателя на КЭ в секторе углов сканирования в Е-плоскости	КП излучателя на ПЭ в секторе углов сканирования в Н-плоскости	КП излучателя на КЭ в секторе углов сканирования в Н-плоскости	Высота на верхней частоте, ПЭ	Высота на нижней частоте, ПЭ
В0 (исходный излучатель)	2,776 $\pm 60^\circ$	2,514 $\pm 60^\circ$	2,056 $\pm 45^\circ$	2,367 $\pm 45^\circ$	0,414 λ	0,202 λ
В1 (прямоугольные вырезы размером 9 × 1 мм)	2,847 $\pm 60^\circ$	2,454 $\pm 60^\circ$	2,727 $\pm 45^\circ$	2,256 $\pm 45^\circ$	0,523 λ	0,192 λ
В2 (прямоугольные вставки размером 3 × 2 мм)	3,555 $\pm 60^\circ$	3,118 $\pm 60^\circ$	3,455 $\pm 30^\circ$	2,859 $\pm 45^\circ$	0,532 λ	0,154 λ
В3 (эллиптические вставки размером 3 × 2 мм)	3,404 $\pm 60^\circ$	2,930 $\pm 60^\circ$	3,296 $\pm 45^\circ$	2,699 $\pm 45^\circ$	0,529 λ	0,161 λ
В4 (синусоидальное рифление размером 8 × 4 мм)	3,505 $\pm 60^\circ$	3,229 $\pm 60^\circ$	3,162 $\pm 30^\circ$	2,993 $\pm 45^\circ$	0,504 λ	0,167 λ
В5 (квадратные вырезы размером 2 × 2 мм)	3,001 $\pm 60^\circ$	2,535 $\pm 60^\circ$	2,765 $\pm 45^\circ$	2,344 $\pm 45^\circ$	0,543 λ	0,197 λ

3.1.8 Таким образом, проведенные исследования и анализ численных результатов из таблицы 7 показали, что размещение излучателя В0 на квадратном экране увеличивает КП на 15,1% в Н-плоскости, но уменьшает КП на 9,4% в Е-плоскости. Сектор углов сканирования излучателя В0 не зависит от формы экрана.

Использование прямоугольных вырезов в излучателе В1 позволяет увеличить КП излучателя при размещении на прямоугольном экране (на 2,6% и 32,6% при сканировании в Е- и Н-плоскости). Однако при размещении на квадратном экране КП излучателя немного уменьшается на 2,4% и 4,7% при сканировании в Е- и Н-плоскости. Более того, на $\sim 0,3$ улучшается согласование (КСВН) излучателя на прямоугольном экране при сканировании в Е-плоскости. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя В1 на прямоугольном экране по уровню КСВН ≤ 2 при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ определяется от 429,0 до 833,2 МГц (КП $\sim 1,942$).

Использование прямоугольных вставок на внешней кромке излучателя В2 при сканировании в Е-плоскости позволяет увеличить КП на 28,1% и 24,0% при размещении на прямоугольном и квадратном экране. Более того, на $\sim 0,8$ улучшается согласование излучателя при сканировании в Е-плоскости независимо от формы экрана. При сканировании в Н-плоскости при размещении излучателя на прямоугольном экране сектор углов сканирования уменьшается до $\pm 30^\circ$, а при размещении на квадратном – сектор углов сканирования не меняется, а КП увеличивается на 20,8%. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя В2 на квадратном экране по уровню КСВН ≤ 2 при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ определяется от 368,0 до 738,2 МГц (КП $\sim 2,005$).

Использование эллиптических вставок на внешней кромке излучателя В3 позволяет значительно увеличить КП при размещении как на прямоугольном (на 22,6% и 60,3% при сканировании в Е- и Н-плоскости), так и на квадратном экране (на 16,5% и 14,0% при сканировании в Е- и Н-плоскости). Более того, на $\sim 1,0$ улучшается согласование излучателя при сканировании в Е-плоскости независимо от формы экрана и на $\sim 0,5$ при сканировании в Н-плоскости при размещении на

прямоугольном экране. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя В3 на прямоугольном экране по уровню КСВН ≤ 2 при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ определяется от 269,3 до 843,9 МГц (КП $\sim 3,134$), а на квадратном – от 402,2 до 748,3 МГц (КП $\sim 1,861$).

Использование синусоидального рифления позволяет значительно увеличить КП излучателя В4 при сканировании в Е-плоскости на 26,3% и 28,4% при размещении на прямоугольном и квадратном экране. Более того, на $\sim 0,8$ улучшается согласование излучателя при сканировании в Е-плоскости независимо от формы экрана. В Н-плоскости при размещении излучателя на прямоугольном экране сектор углов сканирования уменьшается до $\pm 30^\circ$, а при размещении на квадратном – сектор углов сканирования не меняется, а КП увеличивается на 26,4%. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя В4 на квадратном экране по уровню КСВН ≤ 2 при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ определяется от 382,3 до 770,9 МГц (КП $\sim 2,016$).

Использование квадратных вырезов в лепестках излучателя В5 позволяет увеличить КП на 8,1% и 0,8% при сканировании в Е- и Н-плоскости при размещении на прямоугольном экране. Более того, на $\sim 1,0$ улучшается согласование излучателя на прямоугольном экране при сканировании в Е- и Н-плоскости. При размещении на квадратном экране КП излучателя изменяется незначительно. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя В5 на прямоугольном экране может определяться по уровню КСВН ≤ 2 в Е-плоскости и в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ от 386,8 до 866,2 МГц (КП $\sim 2,239$).

Итак, в ходе сравнительного анализа модификаций излучателя Вивальди определено, что все излучатели в Е-плоскости являются СШП и могут работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$. В Н-плоскости они также являются СШП, но сектор углов сканирования зависит от формы экрана. Поскольку все излучатели являются компактными (высота на верхней частоте составляет около полудлины волны), для обеспечения наибольшего сектора углов

сканирования целесообразно использовать В3, а для наибольшей РПЧ – В2. Если же необходимо проводить сканирование только в Е-плоскости с наилучшим уровнем согласования – целесообразно использовать В3 или В5. Однако модификации излучателя Вивальди все еще не позволяют проводить широкоугольное сканирование в Н-плоскости как при размещении его на прямоугольном, так и на квадратном экране.

3.2 Кардиоидный излучатель и его модификации

3.2.1 Разработан и исследован кардиоидный излучатель К0 (рисунок 51,а) на основе кардиоидной антенны высотой 270 мм (рисунок 20). Его подложка также выполнена из материала Rogers RT/duroid 5880. Конфигурация расширяющейся щели описывается по формуле (1), где $a = 198,17$ мм, а $b = 57,57$ мм, а конфигурация внешней кромки лепестков – по формуле (3) со следующими коэффициентами: $\kappa = \frac{1}{14}$, $\varsigma = \frac{1}{9}$. Полученные результаты опубликованы в [259].

Проведено исследование влияния параметров излучателя для достижения наиболее широкой РПЧ, в результате которой избраны следующие численные значения: $\alpha = 70$ мм, $\gamma = 1,4$ мм, $w = 150$ мм и $\chi = 15$ мм. Размер ячейки ФАР $100 \times 150 \times 300$ мм с периодическими граничными условиями типа Master (1, 3) – Slave (3, 4) (рисунок 51,б,в). Исследованы характеристики кардиоидных излучателей на прямоугольных (100×150 мм) и квадратных (150×150 мм) экранах. Характеристики излучателя К0 в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости представлены на рисунках 52 и 53, соответственно.

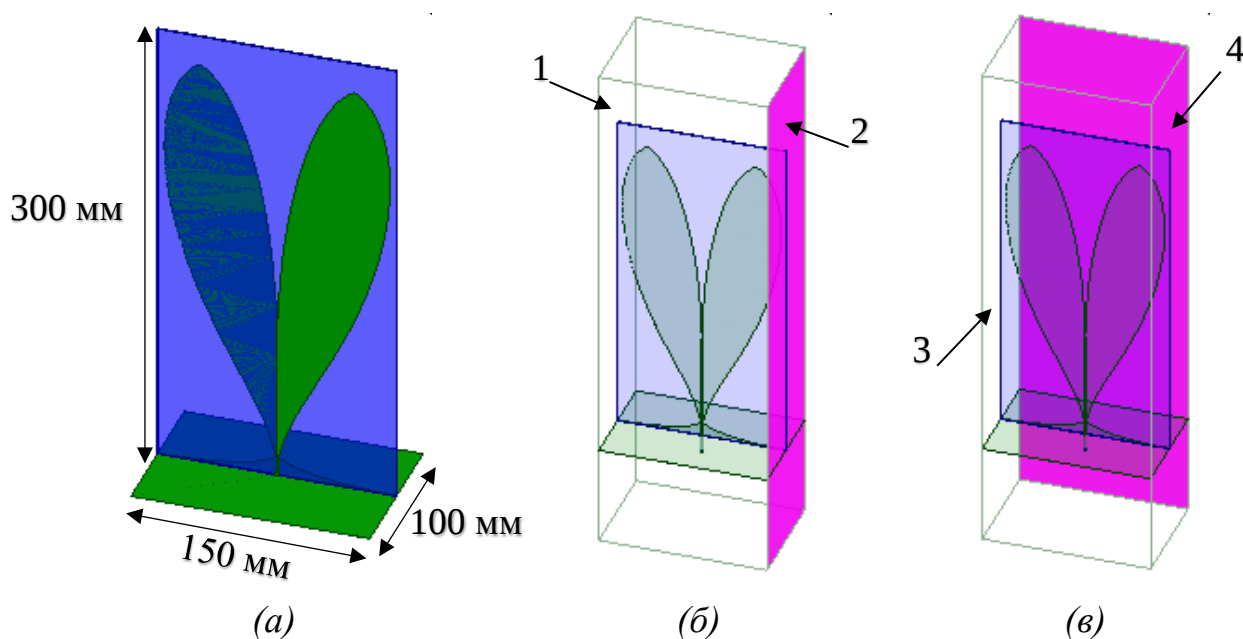


Рисунок 51 – Излучатель К0 на прямоугольном экране (а) и периодические граничные условия (б, в)

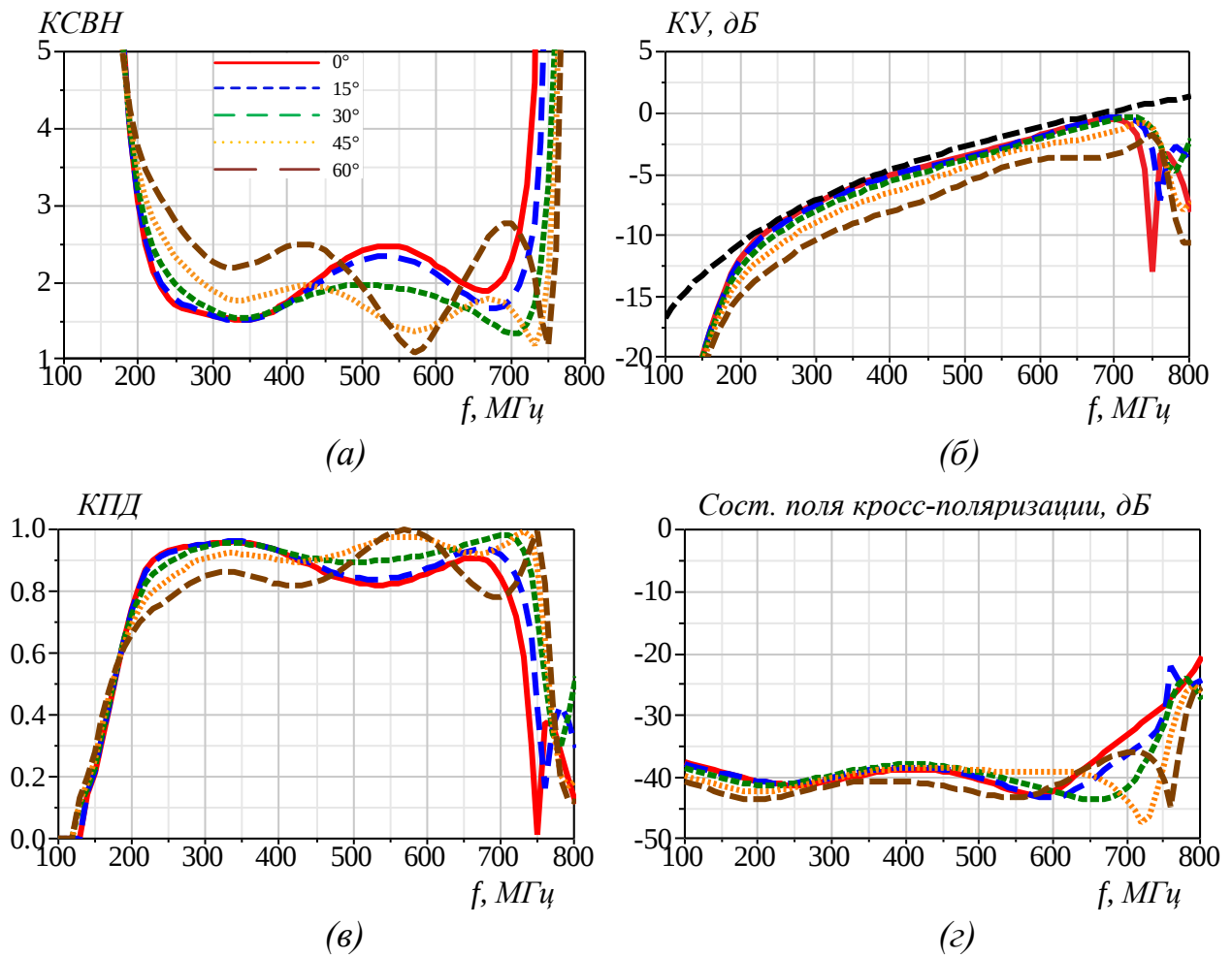
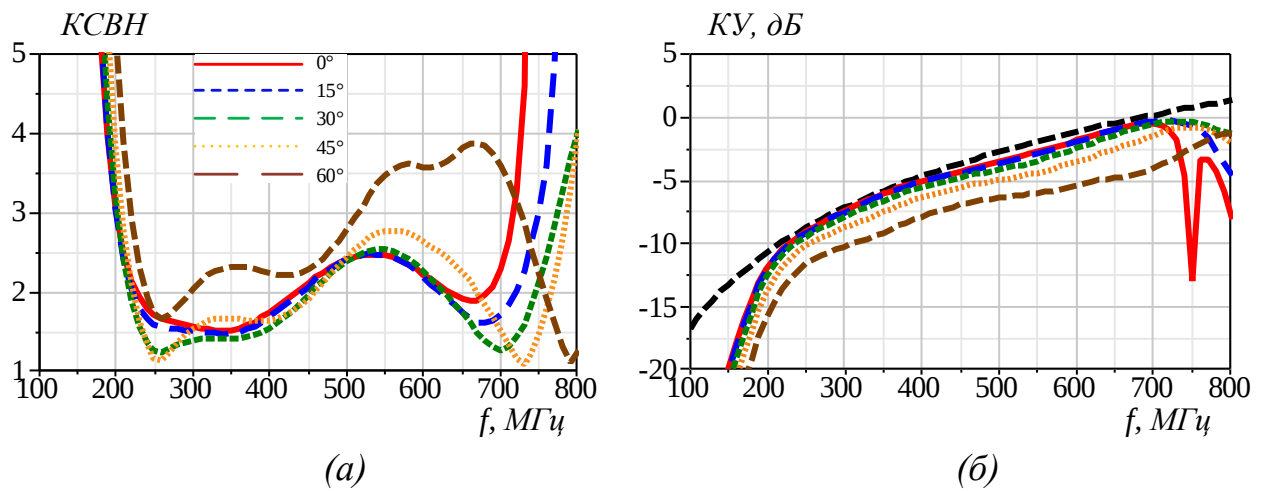


Рисунок 52 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г) К0 при сканировании в Е-плоскости на прямоугольном экране



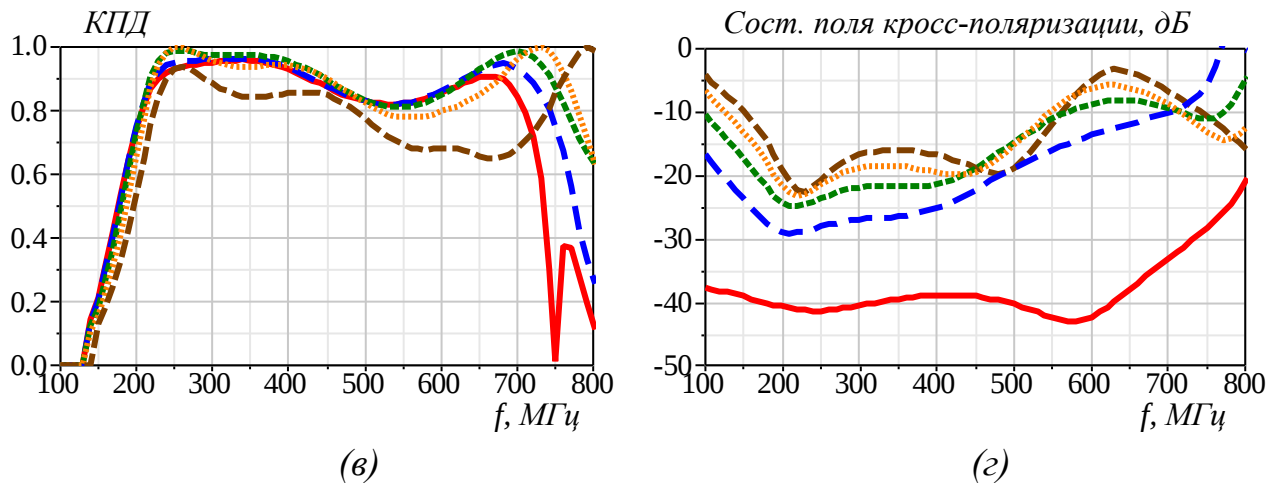


Рисунок 53 – ЧХ КСВН (а), КУ (б), КПД (в) и составляющей поля на кроссовой поляризации (г) К0 при сканировании в Н-плоскости на прямоугольном экране

РПЧ излучателя К0 в Е-плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ находится от 235,8 до 715,8 МГц (КП $\sim 3,036$, рисунок 52,а). КУ изменяется от -10,7 до -0,2 дБ (рисунок 52,б). В основной части РПЧ КПД не хуже 0,81 (рисунок 52,в), а составляющая поля на кроссовой поляризации не превышает значение -37 дБ (рисунок 52,г). РПЧ излучателя К0 в Н-плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ располагается от 219,3 до 515,0 МГц (КП $\sim 2,348$), а в секторе углов $\pm 45^\circ$ – от 208,0 до 715,8 (КП $\sim 3,441$, рисунок 53,а). КУ изменяется от -11,0 до -3,3 дБ (рисунок 53,б). В основной части РПЧ КПД не хуже 0,76 (рисунок 53,в), а составляющая поля на кроссовой поляризации не превышает значение -13 дБ (рисунок 53,г).

КСВН излучателя К0 на квадратном экране в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости представлены на рисунке 54, соответственно.

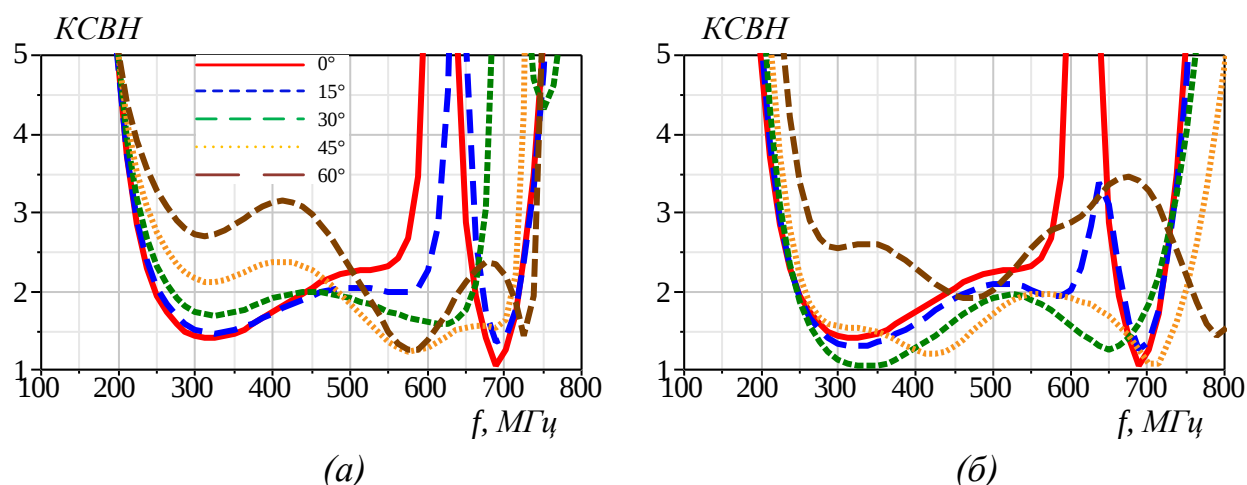


Рисунок 54 – ЧХ КСВН излучателя К0 на квадратном экране при сканировании в Е- (а) и Н-плоскости (б)

РПЧ излучателя К0 в Е-плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ располагается от 268,1 до 580,2 МГц (КП $\sim 2,164$, рисунок 54,а) с незначительным превышением уровня КСВН = 3 около частоты 420 МГц при сканировании на 60° , а в Н-плоскости – в секторе углов $\pm 60^\circ$ от 260,1 до 580,2 МГц (КП $\sim 2,231$, рисунок 54,б).

Трёхмерные ДН по мощности в линейном масштабе кардиоидного излучателя на прямоугольном и квадратном экране представлены на рисунке 55,а,б.

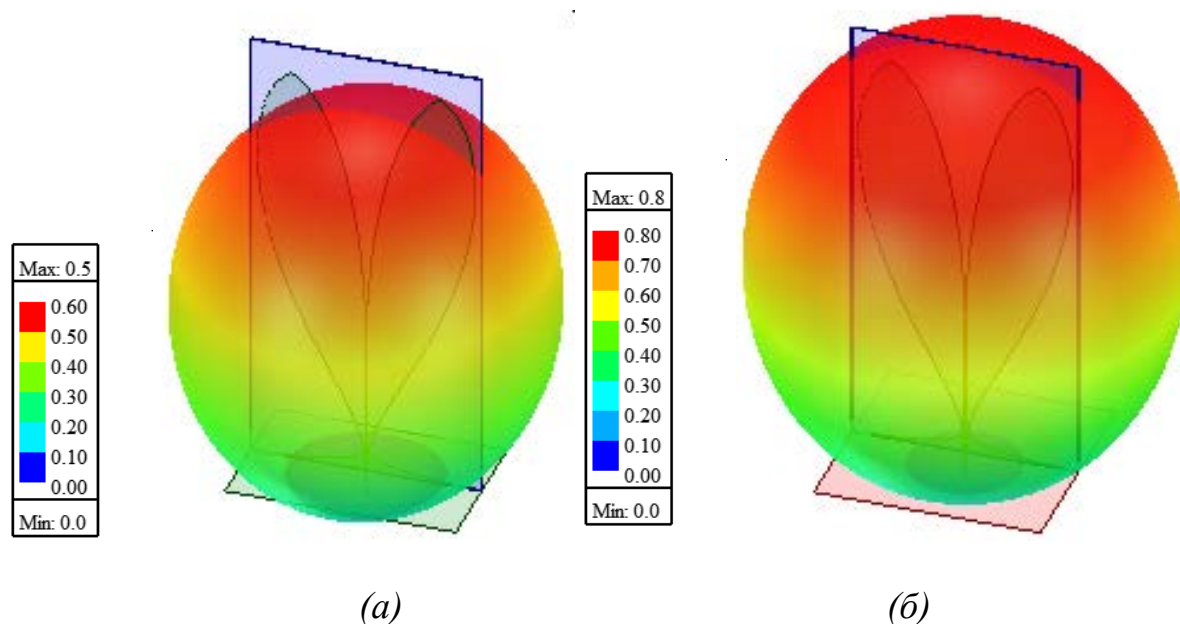


Рисунок 55 – Трёхмерные ДН излучателя К0 на прямоугольном (а) и квадратном экране (б) на частоте 0,5 ГГц

СШП излучатель К0 способен работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ с КП $\sim 2,184$ в обеих плоскостях. При этом, РПЧ уменьшается при сканировании на 60° в Н-плоскости.

Из представленных результатов следует, что СШП кардиоидный излучатель К0 способен работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ в Е- и Н-плоскости с КП > 2 , а при размещении на прямоугольном экране при сканировании в Е-плоскости – с КП > 3 . Целью дальнейшей работы является увеличение КП и улучшение согласования СШП кардиоидного излучателя с расширяющейся щелью, способного работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ в Е- и Н-плоскости.

3.2.2 Разработаны и исследованы несколько модификаций кардиоидного излучателя, описание которых сведено в таблицу 8, приведенную в конце пункта 3.2. Первая модификация (К1) – использование двух прямоугольных вставок, которые соединены с лепестками излучателя (рисунок 56). В [260] определено, что прямоугольные вставки могут улучшить КСВН излучателя. В ходе исследования обнаружено, что увеличение ширины прямоугольных вставок в направлении от внешней кромки от 5,0 до 25,5 мм приводит к небольшому расширению РПЧ и увеличению КП. Увеличение высоты прямоугольных вставок в верхней части излучателя в направлении экрана от 60 до 160 мм приводит к расширению РПЧ, но средний уровень КСВН в полосе 180–280 МГц плавно растет. Улучшений характеристик удалось достичь при использовании вставок шириной 25,5 и высотой 140,0 мм. Полученные результаты опубликованы в [259, 261–262]. ЧХ КСВН излучателя К1 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 57 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране.

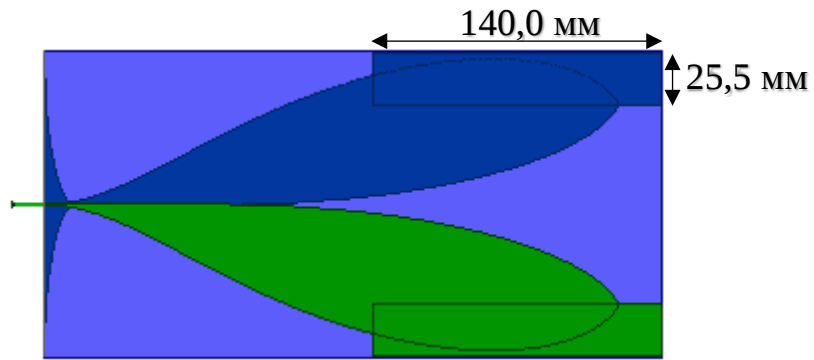
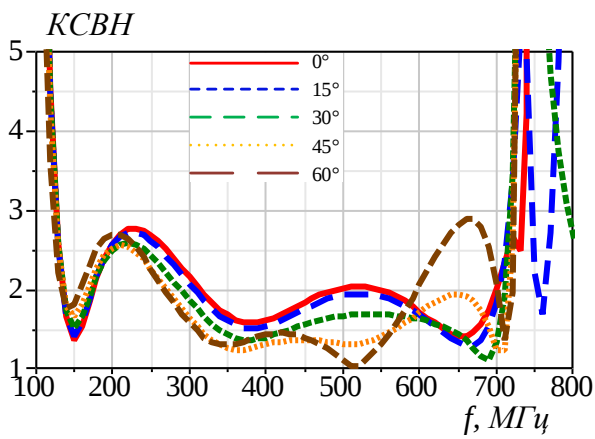
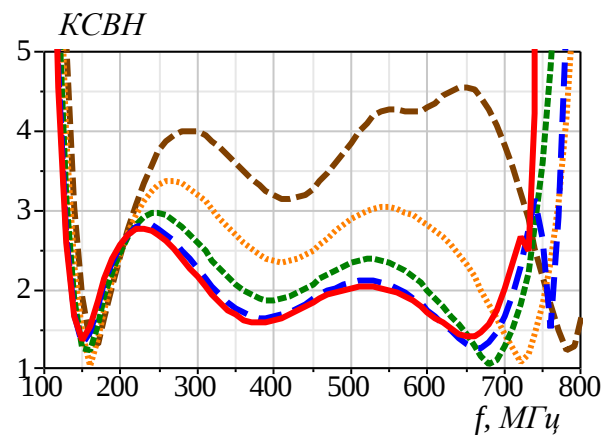


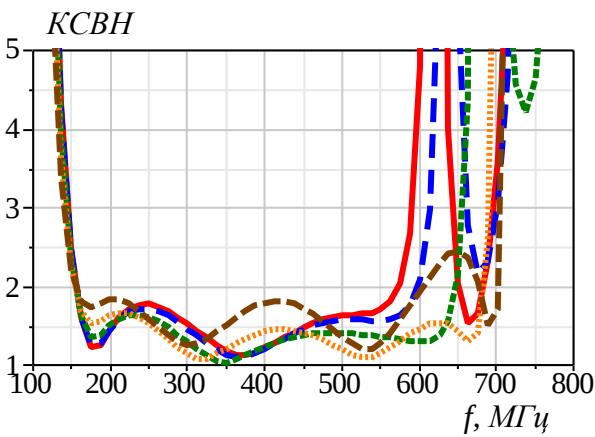
Рисунок 56 – Излучатель К1 с прямоугольными вставками



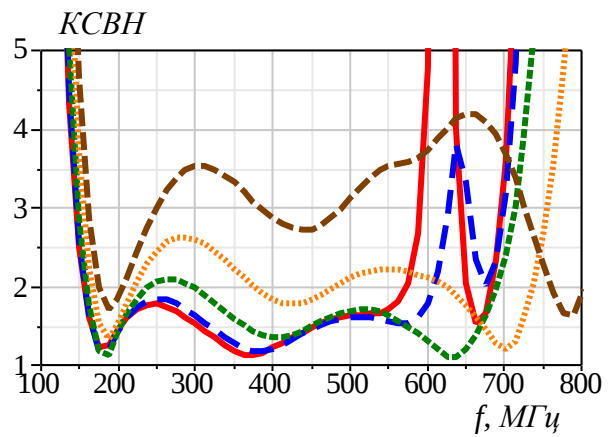
(а)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 57 – ЧХ КСВН К1 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.2.3 Вторая модификация кардиоидного излучателя (К2) – использование 54 вставок Н-формы в расширяющейся щели (рисунок 58), из которых 22 вставки имеют размер 12×12 мм с вырезами размером 4×4 мм, а 32 вставки имеют размер 6×6 мм с вырезами размером 2×2 мм и расположены с шагом 1 мм друг от друга, при этом крайний ряд вставок располагается на расстоянии 3 мм от края диэлектрической подложки. Количество вставок подбиралось таким образом, чтобы максимально заполнить пространство в расширяющейся щели излучателя. Вставки размещены на стороне металлического лепестка, подключенного к жиле коаксиального кабеля. Полученные результаты опубликованы в [263–264]. ЧХ КСВН излучателя К2 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 59 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране.

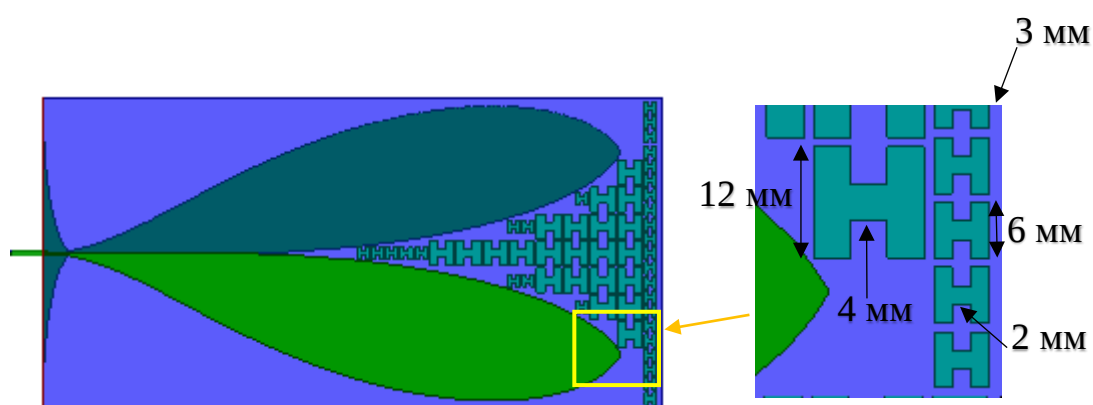
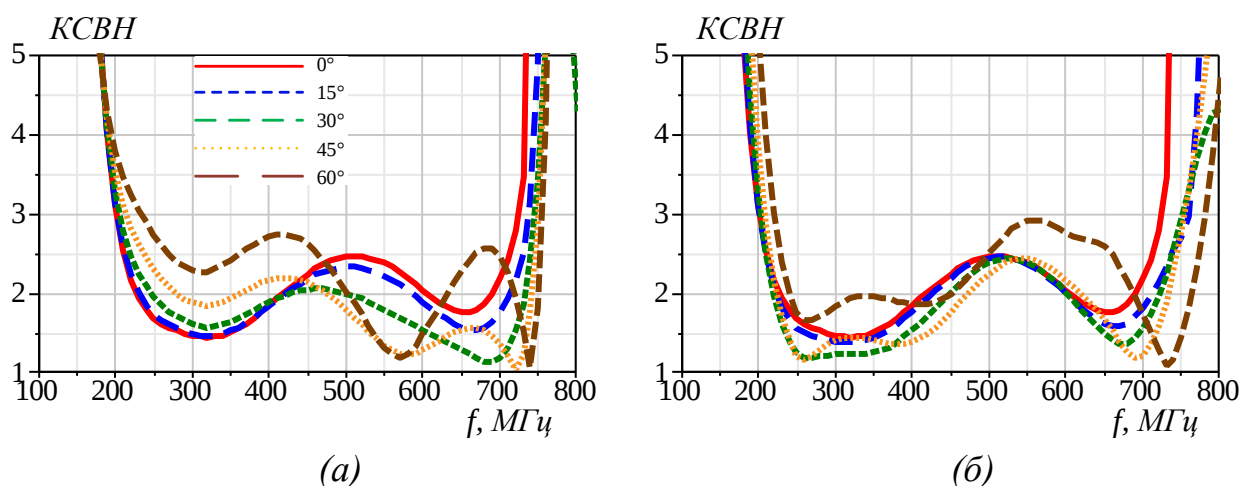


Рисунок 58 – Излучатель К2 со вставками Н-формы



Продолжение рисунка 59.

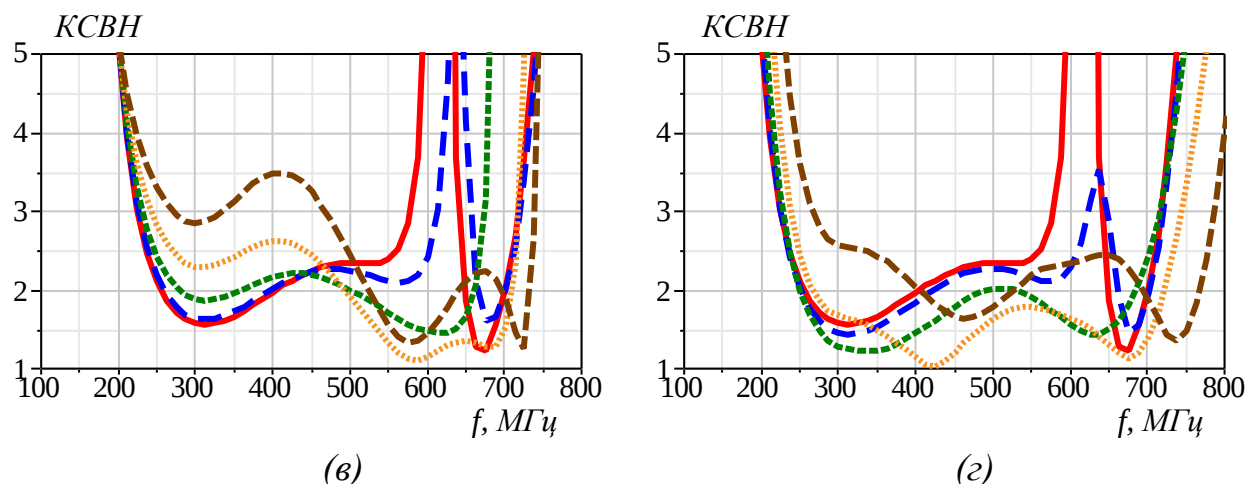


Рисунок 59 – ЧХ КСВН К2 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.2.4 Третья модификация кардиоидного излучателя (рисунок 60, К3) представляет собой комбинацию первой и второй модификации. Исследовано влияние двух прямоугольных вставок размером $25,5 \times 125,0$ мм, которые соединены с двумя металлическими лепестками. В расширяющуюся щель введены вставки из К2 (рисунок 58). Изменение высоты прямоугольных вставок проводилось для достижения наибольшей РПЧ. Полученные результаты опубликованы в [265]. ЧХ КСВН излучателя К3 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 61 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране.

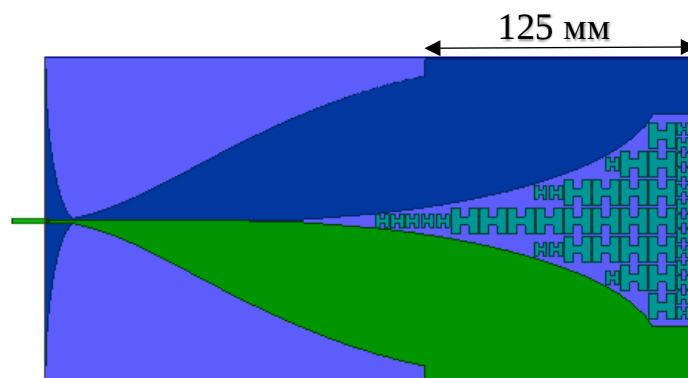


Рисунок 60 – Излучатель К3 с прямоугольными вставками и вставками Н-формы

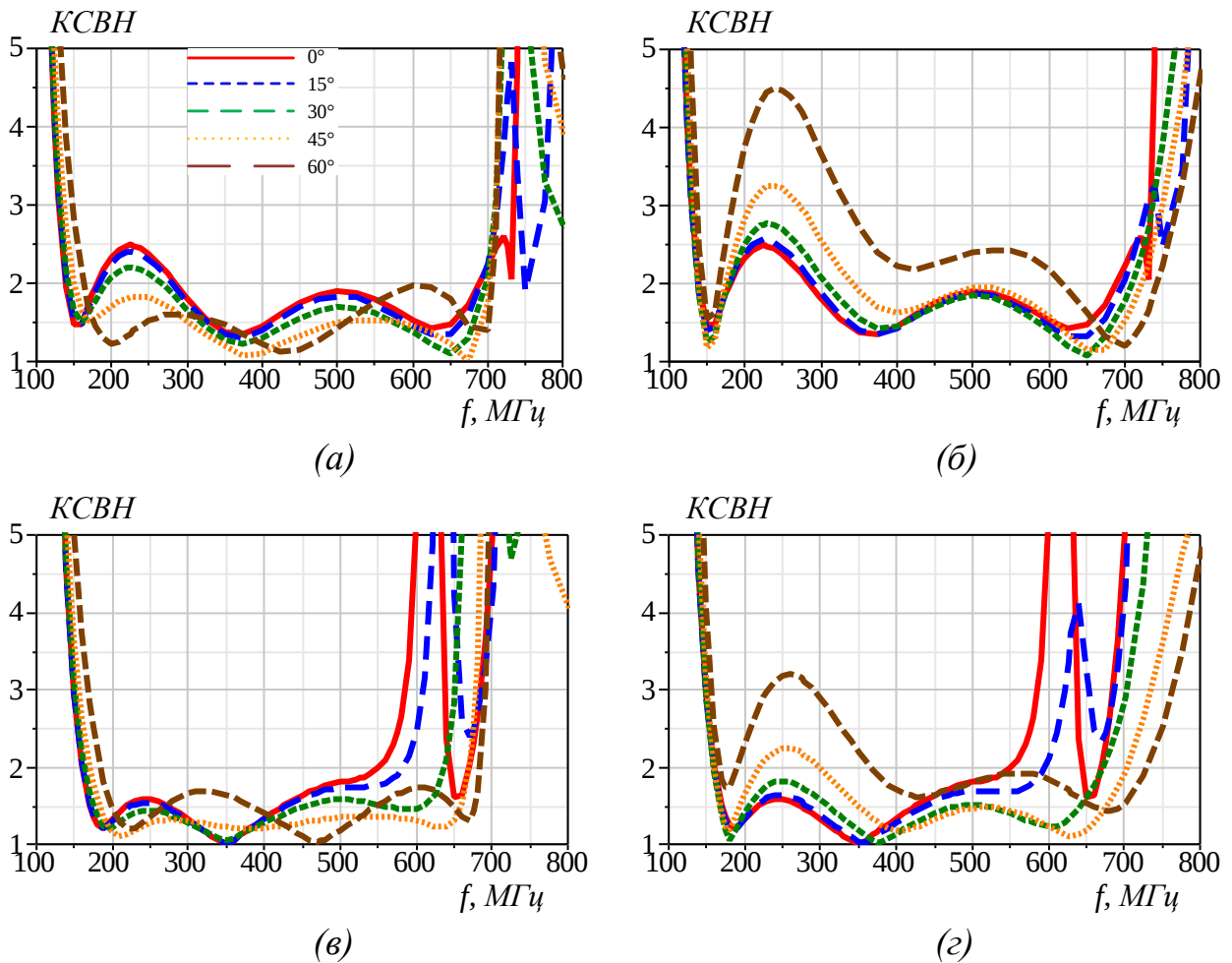


Рисунок 61 – ЧХ КСВН К3 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.2.5 Четвертая модификация кардиоидного излучателя (рисунок 62, К4) – применение прямоугольных согласующих вставок (рисунок 60). Также в расширяющуюся щель излучателя введена металлическая конструкция, представляющая собой 22 плотно прилегающих друг к другу вставки размером 13×13 мм с вырезами размером 2×2 мм, размещаемая на стороне металлического лепестка, подключенного к жиле коаксиального кабеля. Полученные результаты опубликованы в [265–266]. ЧХ КСВН излучателя К4 при сканировании в Е- и Н-плоскости приведены на рисунке 63 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране.



Рисунок 62 – Излучатель К4 с согласующими вставками

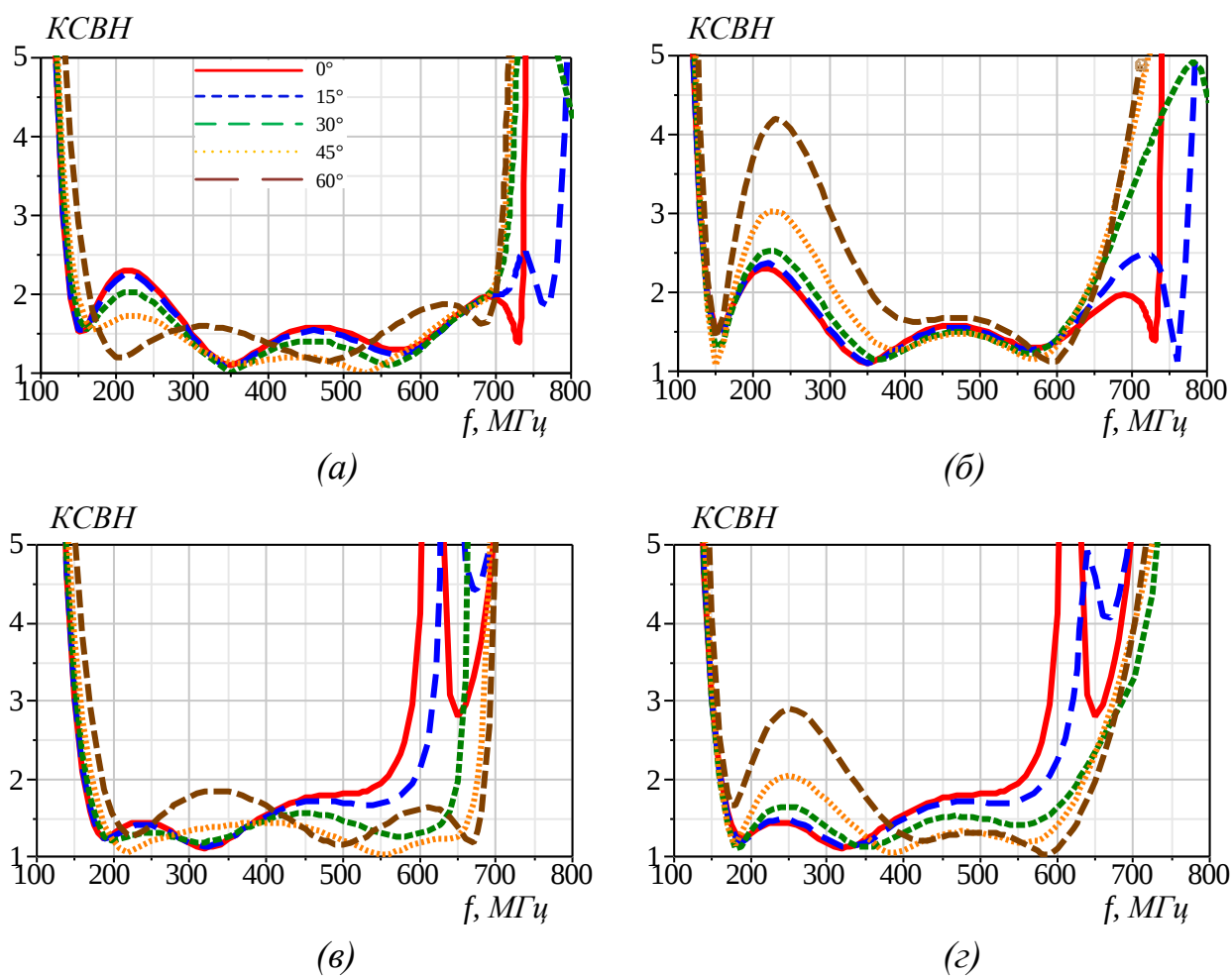


Рисунок 63 – ЧХ КСВН К4 на прямоугольном (а, б) и квадратном (в, г) экране при сканировании в Е- (а, в) и Н-плоскости (б, г)

3.2.6 Исследованы характеристики двухполяризационных

электродинамических моделей кардиоидного излучателя на основе К0, К1 и К4 с обозначением КД0, КД1 и КД4 (рисунок 64,а-в). Проведен анализ влияния размера прямоугольных вставок излучателей КД1 и КД4. Для наиболее широкой РПЧ он

составляет $25,5 \times 125,0$ мм (рисунок 64,б–в). Размер экрана составляет 150×150 мм. Полученные результаты опубликованы в [267–269].

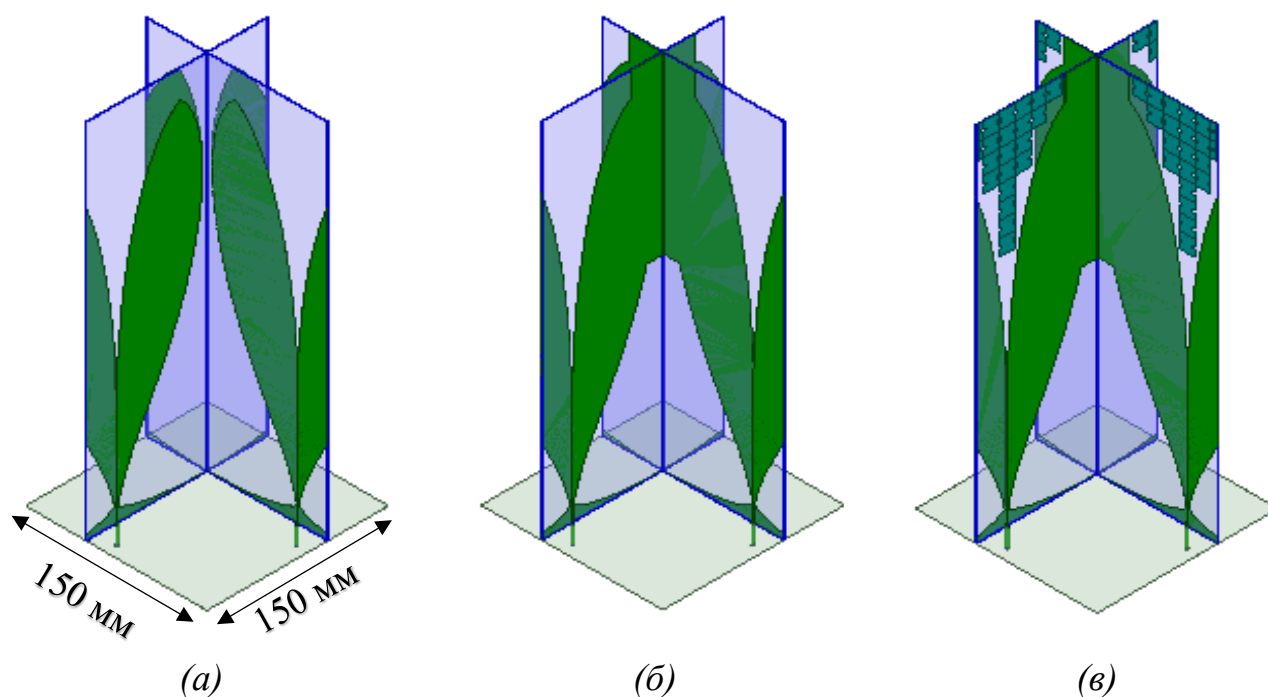
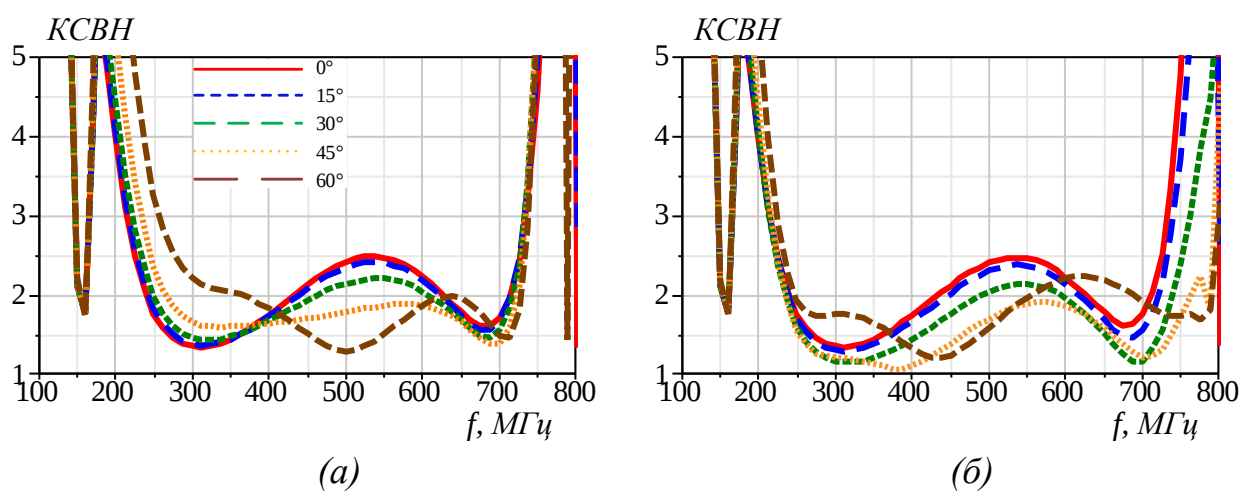


Рисунок 64 – Двухполяризационные излучатели КД0 (а), КД1 (б) и КД4 (в)

На рисунке 65 представлены ЧХ КСВН в Е- (а) и Н-плоскости (б), КУ (в), КПД (г), составляющей поля на кроссовой поляризации (д) и коэффициента развязки (е) излучателя КД0 (рисунок 64,а).



Продолжение рисунка 65.

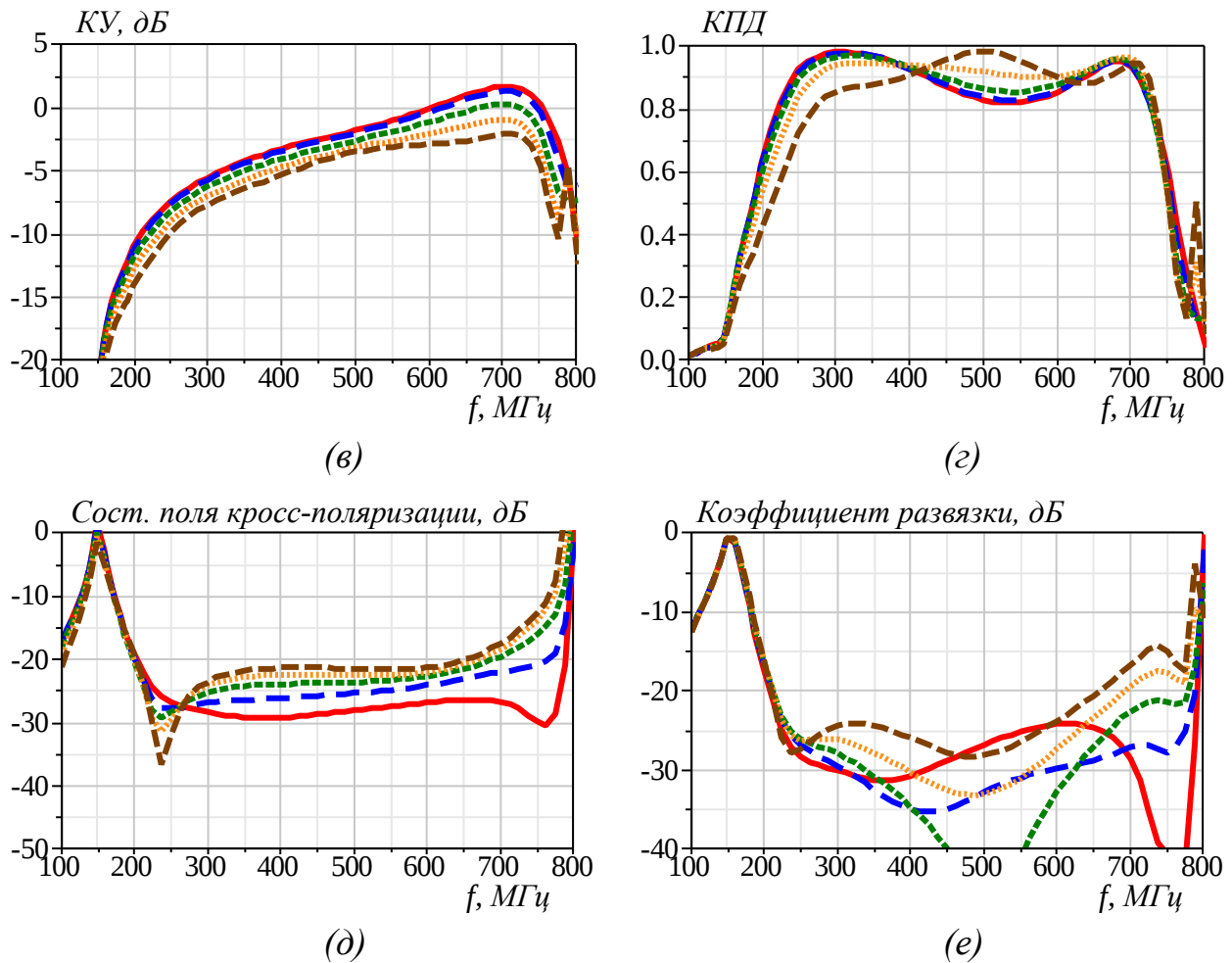


Рисунок 65 – ЧХ КСВН в двух плоскостях (а, б), КУ (в), КПД (г), составляющей поля на кроссовой поляризации (д) и коэффициент развязки (е) КД0

РПЧ излучателя КД0 в Е- и Н-плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ располагается от 257,6 до 732,5 МГц (КП $\sim 2,844$, рисунок 65,а–б). КУ изменяется от -7,7 до 1,6 дБ (рисунок 65,в). КПД не хуже 0,80 (рисунок 65,г). Составляющая поля на кроссовой поляризации не превышает значение -14 дБ, причем в полосе 215 – 635 МГц оно ниже -21 дБ (рисунок 65,д). Коэффициент развязки не превышает значения -23 дБ (рисунок 65,е).

ЧХ КСВН излучателей КД1 и КД4 при сканировании в обеих плоскостях приведены на рисунках 66–67. В таблице 8 размеры для двухполяризационных излучателей приведены при сканировании в обеих плоскостях.

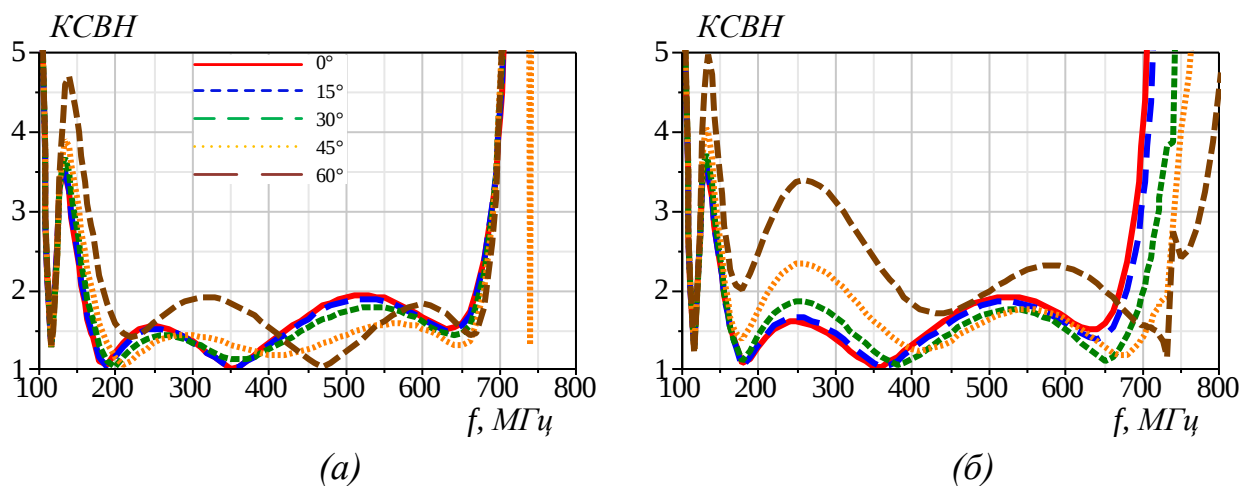


Рисунок 66 – ЧХ КСВН в двух плоскостях (а, б) КД1

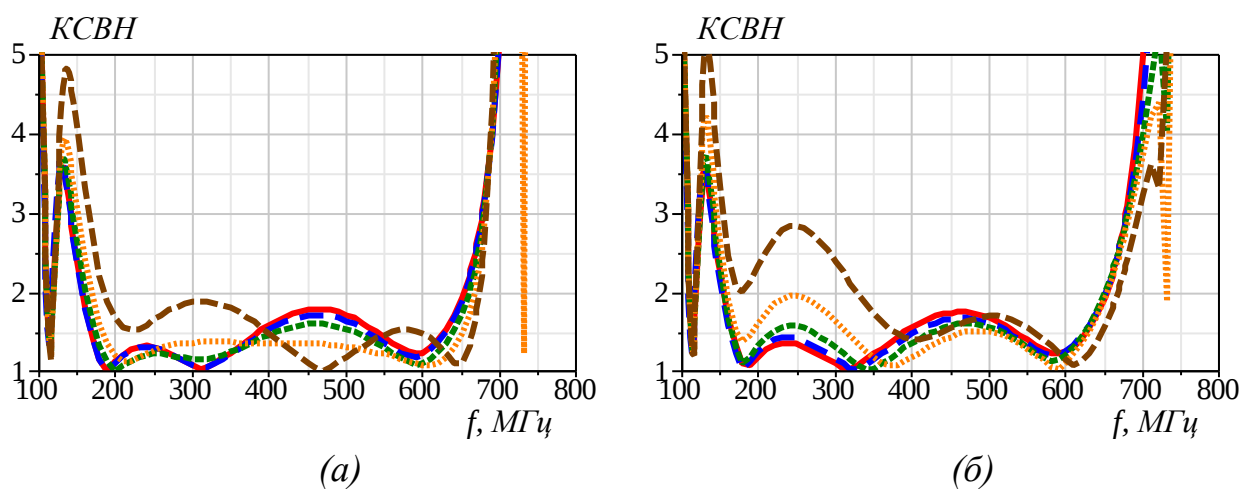


Рисунок 67 – ЧХ КСВН в двух плоскостях (а, б) КД4

3.2.7 Расчетные данные характеристик двухполяризационных кардиоидных излучателей КД0, КД1 и КД4 сведены в таблицу 8.

Таблица 8. Характеристики излучателя К0 и его модификаций на прямоугольном (ПЭ) и квадратном (КЭ) экране

Тип излучателя	КП излучателя на ПЭ в секторе углов сканирования в Е-плоскости	КП излучателя на КЭ в секторе углов сканирования в Е-плоскости	КП излучателя на ПЭ в секторе углов сканирования в Н-плоскости	КП излучателя на КЭ в секторе углов сканирования в Н-плоскости	Высота на верхней частоте, ПЭ	Высота на нижней частоте, ПЭ
К0 (исходный излучатель)	3,036 $\pm 60^\circ$	2,164 $\pm 60^\circ$	2,348 $\pm 60^\circ$	2,231 $\pm 60^\circ$	0,515 λ	0,236 λ
К1 (прямоугольные вставки на внешней кромке)	5,013 $\pm 60^\circ$	4,024 $\pm 60^\circ$	2,421 $\pm 45^\circ$	3,648 $\pm 45^\circ$	0,714 λ	0,302 λ
К2 (вставки Н-формы в щели)	3,110 $\pm 60^\circ$	2,375 $\pm 45^\circ$	3,262 $\pm 60^\circ$	2,168 $\pm 60^\circ$	0,723 λ	0,233 λ
К3 (прямоугольные вставки на внешней кромке и вставки Н-формы в щели)	4,782 $\pm 60^\circ$	3,475 $\pm 60^\circ$	2,173 $\pm 60^\circ$	3,727 $\pm 60^\circ$	0,710 λ	0,335 λ
К4 (прямоугольные вставки на внешней кромке и согласующая вставка в щели)	4,768 $\pm 60^\circ$	3,489 $\pm 60^\circ$	2,222 $\pm 60^\circ$	3,765 $\pm 60^\circ$	0,674 λ	0,303 λ
КД0 (исходный двухполяризационный излучатель)	–	2,844 $\pm 60^\circ$	–	3,266 $\pm 60^\circ$	0,733 λ	0,258 λ
КД1 (двухполяризационный излучатель на основе К1)	–	4,169 $\pm 60^\circ$	–	2,229 $\pm 60^\circ$	0,689 λ	0,309 λ
КД4 (двухполяризационный излучатель на основе К4)	–	4,109 $\pm 60^\circ$	–	4,407 $\pm 60^\circ$	0,678 λ	0,165 λ

3.2.8 Таким образом, проведенные исследования и анализ численных результатов из таблицы 8 показали, что компактный СШП излучатель К0 может работать в режиме широкоугольного сканирования в обеих плоскостях вне зависимости от формы экрана.

Использование прямоугольных вставок на внешней кромке излучателя К1 позволяет увеличить КП на 65,1% и 86,0% при сканировании в Е-плоскости при размещении на прямоугольном и квадратном экране. Более того, на $\sim 0,2$ и $\sim 1,4$ уменьшается средний уровень КСВН излучателя на прямоугольном и квадратном экране, при сканировании в Е-плоскости. Однако, излучатель К1 будет СШП в режиме сканирования в Н-плоскости только в секторе углов $\pm 45^\circ$. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя К1 на квадратном экране по уровню $\text{КСВН} \leq 2$ при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ определяется от 157,0 до 572,2 МГц (КП $\sim 3,645$). Однако при сканировании в Н-плоскости это приводит к уменьшению сектора углов сканирования до $\pm 45^\circ$.

Использование вставок Н-формы в расширяющейся щели излучателя К2 увеличивает КП на 2,4% и 32,5% при размещении на прямоугольном экране в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости. Однако, при размещении излучателя К2 на квадратном экране в режиме широкоугольного сканирования в Н-плоскости его КП уменьшается на 2,8%, а при работе в Е-плоскости — уменьшается сектор углов сканирования. Компактный СШП кардиоидный излучатель со вставками Н-формы способен работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$ с КП более 3 как в Е-, так и в Н-плоскости. При размещении излучателя К2 на квадратном экране КП при сканировании в обеих плоскостях уменьшается.

Использование комбинации прямоугольных вставок на внешней кромке и вставок Н-формы в расширяющейся щели излучателя К3 позволяет увеличить КП на 57,5% и 60,6% с уменьшением среднего уровня КСВН на $\sim 0,6$ при размещении на прямоугольном и квадратном экране, при широкоугольном сканировании в Е-плоскости. В режиме широкоугольного сканирования в Н-плоскости при

размещении излучателя на прямоугольном экране его КП уменьшается на 7,5%, а на квадратном – увеличивается на 67,1%. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя КЗ на прямоугольном экране может определяться по уровню $KCBH \leq 2$ при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ от 285,5 до 688,7 МГц (КП $\sim 2,412$), а на квадратном – от 185,6 до 551,6 МГц (КП $\sim 2,972$). В этом случае КП больше при размещении излучателя КЗ на квадратном экране. При широкоугольном сканировании в Н-плоскости КП будет больше у излучателя, размещенного на квадратном экране, так как увеличение размера экрана в этом случае улучшает средний уровень согласования при сканировании (однако наблюдается небольшое превышение уровня $KCBH = 3$ при сканировании на 60° в Н-плоскости).

Снизить средний уровень $KCBH$ на $\sim 0,2$ в режиме широкоугольного сканирования в обеих плоскостях независимо от формы экрана удастся благодаря использованию комбинации прямоугольных вставок и согласующей вставки в расширяющейся щели излучателя К4. В остальном характеристики излучателей КЗ и К4 сопоставимы.

Компактный излучатель КД0 в режиме широкоугольного сканирования в обеих плоскостях в секторе углов $\pm 60^\circ$ является СШП. Использование прямоугольных вставок на его внешней кромке (излучатель КД1) позволяет увеличить КП на 19,5% и уменьшить средний уровень $KCBH$ на $\sim 0,5$ в одной плоскости. Однако в другой плоскости это приводит к уменьшению КП на 31,8%, а также увеличению среднего уровня $KCBH$ на $\sim 0,9$. Анализ исследований показывает, что РПЧ излучателя КД1 может определяться по уровню $KCBH \leq 2$ при широкоугольном сканировании в одной плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ от 185,5 до 670,3 МГц (КП $\sim 3,613$). Излучатель КД1 целесообразно использовать только при широкоугольном сканировании в одной плоскости.

Увеличить КП на 44,5% и 34,9%, а также улучшить согласование на $\sim 0,4$ в режиме широкоугольного сканирования в обеих плоскостях удастся благодаря использованию комбинации прямоугольных вставок на внешней кромке

излучателя КД4 и согласующих вставок в расширяющейся щели. В этом случае РПЧ при широкоугольном сканировании в обеих плоскостях превышает две октавы.

Итак, наиболее привлекательным по КП, среднему уровню согласования и сектору углов сканирования $\pm 60^\circ$ в обеих плоскостях является излучатель КД4, который имеет КП $\sim 4,109$ и может также работать в режиме широкоугольного сканирования в РПЧ, определяемой по уровню КСВН ≤ 2 с КП $\sim 3,494$ в одной плоскости (СШП), а также с КП $\sim 1,975$ в другой плоскости (практически СШП).

Все разработанные кардиоидные излучатели являются компактными (высота на верхней частоте около $0,7 \lambda$). Для обеспечения наибольшего КП при широкоугольном сканировании в Е-плоскости целесообразно использовать излучатель К2 на прямоугольном экране, а наибольшего сектора углов сканирования в обеих плоскостях – К3 на прямоугольном экране. Если же необходимо проводить сканирование только в Н-плоскости – целесообразно использовать К3 или К4 на квадратном экране. В случае требования обеспечения наибольшего КП на двух поляризациях в секторе углов сканирования $\pm 60^\circ$ целесообразно использовать излучатель КД4.

3.3 Выводы

Исследованы компактные излучатели на основе антенны Вивальди и кардиоидной антенны. Определены способы их модификации для увеличения КП, улучшения согласования и расширения сектора углов сканирования в Н-плоскости. Все разработанные СШП излучатели являются компактными (высота $\sim 0,7\lambda$ и меньше) при сканировании в обеих плоскостях. Основные отличия заключаются в КП и секторе углов сканирования в Н-плоскости.

В ходе сравнительного анализа модификаций излучателя Вивальди (пункт 3.1) определено, что все излучатели в Е-плоскости являются СШП (при этом, модификации В2, В4 имеют $\text{КП} > 3$ при размещении на квадратном или прямоугольном экране, а В3 и В5 – только на прямоугольном) и могут работать в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов $\pm 60^\circ$. В Н-плоскости они также являются СШП (при этом, модификации В2–В4 имеют $\text{КП} > 3$ при размещении на прямоугольном экране), но сектор углов сканирования уменьшается до $\pm 45^\circ$ (а для В2 и В4 на прямоугольных экранах – до $\pm 30^\circ$). Для обеспечения наибольшего сектора углов сканирования целесообразно использовать В3, а для наибольшего КП – В2. Если необходимо сканировать только в Е-плоскости с наилучшим уровнем согласования – целесообразно использовать В3 или В5. Излучатели В1, В3 и В5 на прямоугольном экране, а также В2, В3 и В4 на квадратном экране могут совершать широкоугольное сканирование в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ в РПЧ, определяемой по уровню $\text{КСВН} \leq 2$.

При анализе модификаций кардиоидного излучателя (пункт 3.2) линейной поляризации определено, что все излучатели (кроме К2 на квадратном экране) при широкоугольном сканировании в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ являются СШП (при этом, излучатели К1, К3 и К4 на прямоугольном экране, а также К1 на квадратном экране имеют $\text{КП} > 4$). В Н-плоскости они также являются СШП, но сектор углов сканирования для излучателя К1 уменьшается до $\pm 45^\circ$ при

размещении на любом из рассмотренных экранов. Поскольку все излучатели являются компактными (высота на верхней частоте около $0,7 \lambda$), для обеспечения наибольшего КП при широкоугольном сканировании в Е-плоскости целесообразно использовать излучатель К2 на прямоугольном экране, а наибольшего сектора углов сканирования в обеих плоскостях – В3 на прямоугольном экране. Если же необходимо проводить сканирование только в Н-плоскости – целесообразно использовать К3 или К4 на квадратном экране. Более того, К1 на квадратном экране, а К3 и К4 на обоих экранах, могут совершать широкоугольное сканирование в Е-плоскости в секторе углов $\pm 60^\circ$ в РПЧ по уровню КСВН ≤ 2 .

Излучатель КД0 в режиме широкоугольного сканирования в обеих плоскостях в секторе углов сканирования $\pm 60^\circ$ является СШП. Использование прямоугольных вставок на его внешней кромке (излучатель КД1) позволяет значительно увеличить КП (на 19,5% при сканировании в одной плоскости) и снизить средний уровень КСВН (на $\sim 0,5$) в одной плоскости, но в другой плоскости приводит к уменьшению КП на 31,8% и увеличению среднего уровня КСВН на $\sim 0,9$. Увеличить КП на 44,5% и 34,9%, а также уменьшить средний уровень КСВН на $\sim 0,4$ в режиме широкоугольного сканирования в обеих плоскостях удастся благодаря использованию комбинации прямоугольных вставок на внешней кромке и согласующих вставок в расширяющейся щели излучателя КД4. Его РПЧ при широкоугольном сканировании в обеих плоскостях превышает две октавы. В случае требования обеспечения наибольшего КП на двух поляризациях в секторе углов сканирования $\pm 60^\circ$ целесообразно использовать излучатель КД4. Более того, излучатель КД4 может работать в режиме широкоугольного сканирования в РПЧ, определяемой по уровню КСВН ≤ 2 с КП $\sim 3,494$ в одной плоскости (СШП), а также с КП $\sim 1,975$ в другой плоскости (практически СШП).

Таким образом, изменение конфигурации компактных СШП излучателей с использованием различных вырезов и вставок позволяет улучшить согласование, увеличить КП и уменьшить их продольный размер. На основании этих результатов положение 2 защищено.

Глава 4. Малоэлементные антенные решетки

4.1 Малоэлементные АР на основе излучателей Вивальди

4.1.1 Для проверки работы излучателей в составе конечных решеток необходимо разработать электродинамические модели АР размером 4×4 . Чем большее количество излучателей содержит АР, тем ближе будут характеристики излучения ее элементов к тем, которые представлены для излучателей в составе бесконечной АР. При этом, необходимо отметить, что большее количество излучателей АР конечного размера повышает стоимость АР, усложняет настройку и отладку таких сложных систем, а также требует больших вычислительных затрат ЭВМ для расчета и анализа. Из соображений экономии затрат число излучателей АР должно быть минимально возможным для обеспечения необходимых характеристик. Для проверки характеристик излучателей разработаны и исследованы малоэлементные (16–элементные) АР изученных ранее излучателей Вивальди и их модификаций, а также кардиоидных излучателей и их модификаций. Малоэлементные АР, также как и все излучатели ФАР, предназначены для работы в нижней части УВЧ–диапазона.

При исследовании АР конечного размера важно учитывать взаимную связь между излучателями. Она обусловлена тем, что поля, создаваемые отдельными элементами решетки, наводят дополнительные токи в остальных элементах, что приводит к перераспределению токов в них. Вследствие этого характеристики излучателя в составе бесконечной АР могут существенно отличаться от характеристик того же излучателя в составе конечной АР. Взаимное влияние излучателей друг на друга тем сильнее, чем меньше расстояние между ними. Необходимо отметить, что влияние взаимной связи между элементами в разной степени проявляется для излучателей, расположенных в центре АР, и излучателей вблизи ее краев (краевой эффект).

Исследованы характеристики АР излучателей В0–В5 на квадратных экранах размером 480×480 мм и прямоугольных размером 400×480 мм. Под КСВН АР в главе 4 понимается активный КСВН (КСВН одного излучателя в составе АР при возбуждении других излучателей в составе АР), так как все излучатели решетки возбуждаются одновременно [12]. В главе 4 на всех рисунках КСВН приводятся КСВН при включении всех излучателей и КСВН при отключении указанных излучателей (что эквивалентно подключению указанных излучателей на согласованные нагрузки). На всех рисунках КУ красной сплошной линией (—) обозначен КУ при включении всех излучателей, а зеленым длинным пунктиром (---) – при отключении отдельных излучателей. На рисунках ДН сплошными линиями обозначены ДН в Е-плоскости (—, —), а длинным пунктиром – в Н-плоскости (---, ---) для АР при включении всех излучателей (красный цвет) и отключении указанных излучателей (зеленый цвет).

Характеристики малоэлементной АР излучателей В0 (рисунок 68) представлены на рисунке 69: на прямоугольном экране – КСВН (а, б); на квадратном экране – КСВН (в, г), КУ (д) и ДН в Е- и Н-плоскости на частоте 0,5 ГГц (е) при включении всех излучателей и при отключении излучателей 1–4 (так как их КСВН сужает РПЧ АР), соответственно. Целью отключения отдельных излучателей малоэлементных АР является улучшение согласования решетки и увеличение КП. Частотные характеристики КСВН отключаемых излучателей обозначены цифрами на соответствующих графиках КСВН. В результате исследования характеристик АР излучателей В0 установлено, что отключение излучателей 1–4 позволяет улучшить согласование решетки в нижней части УВЧ-диапазона и увеличить КП. Для сравнения на всех графиках КУ АР представлен КУ (—), определяемый по формуле (4), где S – площадь ячейки, определяемая по размеру отражающего экрана АР.

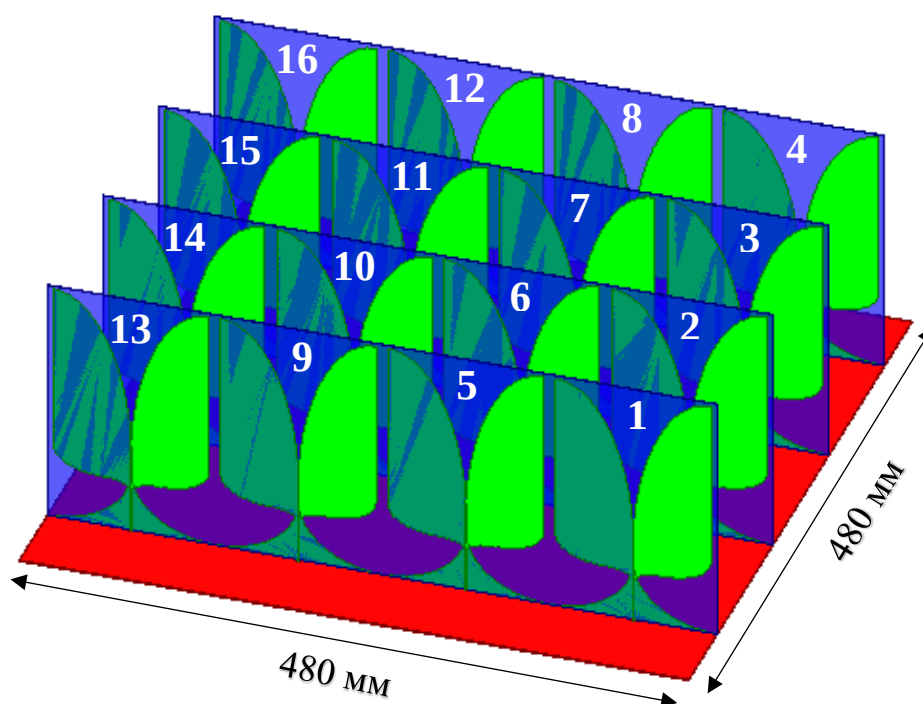
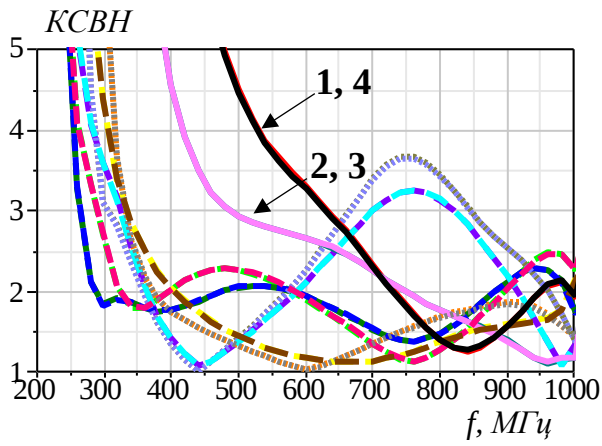


Рисунок 68 – Малоэлементная АР излучателей В0

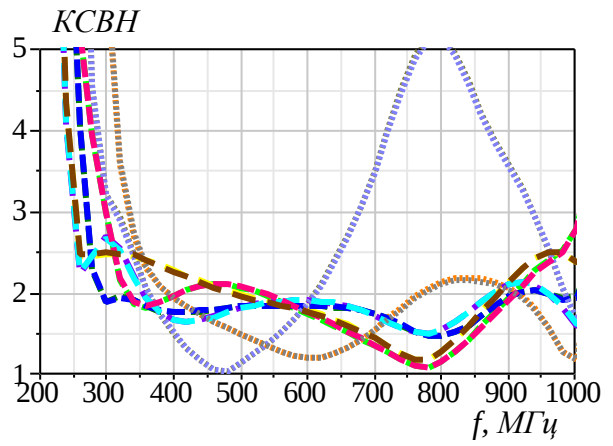
В таблице 9 указано соответствие между номером излучателя, а также цветом и формой кривой на графиках КСВН малоэлементных АР. Данные таблицы 9 справедливы для всех АР раздела о малоэлементных АР.

Таблица 9. Соответствие номера излучателя АР цвету и форме кривой

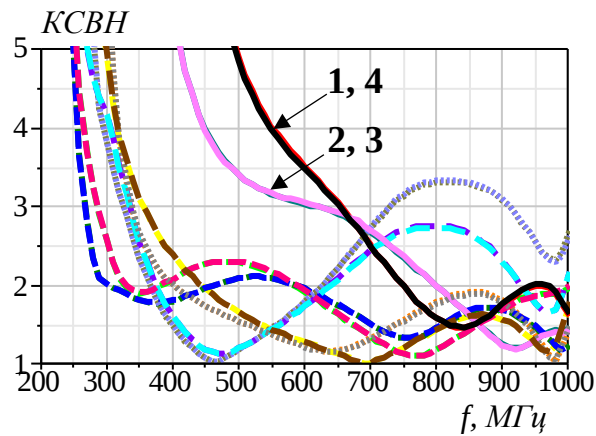
Номер излучателя	Цвет и форма кривой	Номер излучателя	Цвет и форма кривой	Номер излучателя	Цвет и форма кривой	Номер излучателя	Цвет и форма кривой
1	—	5	—	9		13	—
2	—	6	—	10		14	—
3	—	7	—	11		15	—
4	—	8	—	12		16	—



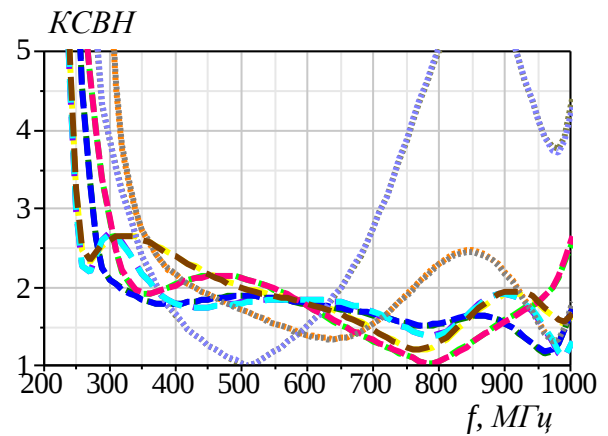
(a)



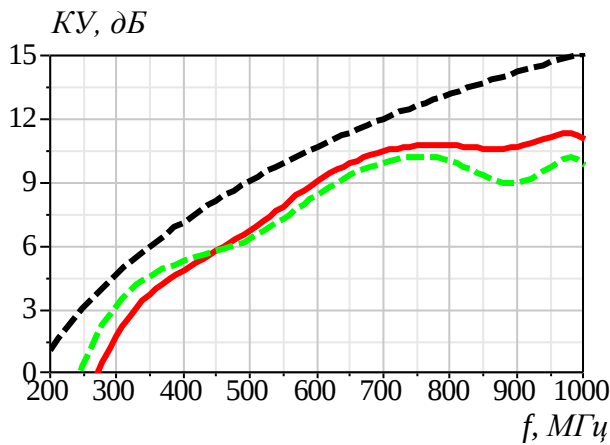
(б)



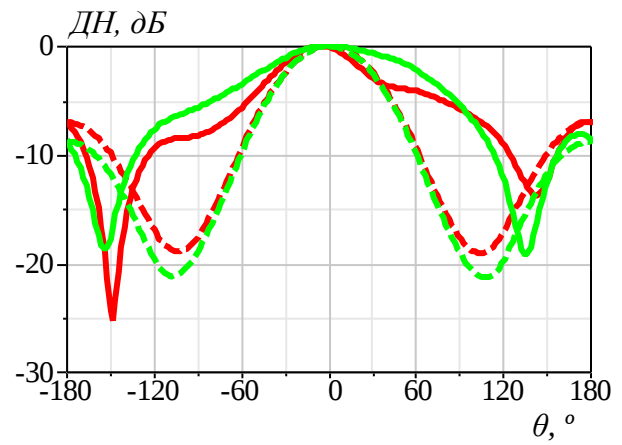
(в)



(г)



(д)



(е)

Рисунок 69 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей В0; на квадратном экране: КСВН (в, г), КУ (д, — вкл. все изл., - - - откл. отдельных изл.) и ДН в Е- и Н-плоскости на частоте 0,5 ГГц (е, сплошными линиями в Е-плоскости (—, —), а длинным пунктиром – в Н-плоскости (- - -, - - -) при вкл. всех изл. (красный цвет) и откл. отдельных изл. (зеленый цвет))

Трехмерные ДН по мощности в линейном масштабе АР излучателей В0 на квадратном экране при включении всех излучателей (а) и при подключении излучателей 1–4 на согласованные нагрузки (б) представлены на рисунке 70.

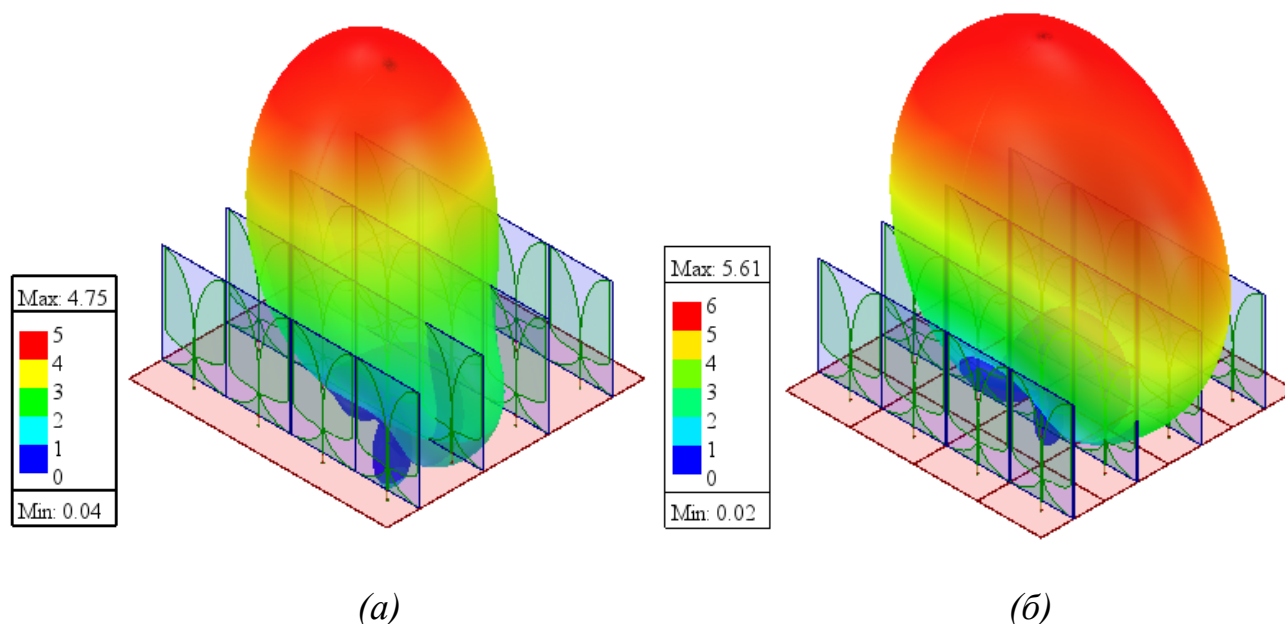


Рисунок 70 – Трехмерные ДН АР излучателей В0 на квадратном экране при включении всех излучателей (а) и при подключении излучателей 1–4 на согласованные нагрузки (б)

РПЧ АР излучателей В0 на прямоугольном экране при включении всех излучателей находится от 845,2 до 1000,0 МГц (КП ~ 1,183, рисунок 69,а), а при отключении излучателей 1–4 – от 334,1 до 671,1 МГц (КП ~ 2,010, рисунок 69,б).

При включении всех излучателей РПЧ АР излучателей В0 на квадратном экране располагается от 910,2 до 1000,0 МГц (КП ~ 1,099, рисунок 69,в). Видно, что КСВН крайних излучателей 1–4 ухудшает согласование АР и при их отключении РПЧ АР расширяется и располагается от 339,2 до 712,3 МГц (КП ~ 2,010, рисунок 69,г). Исследованы характеристики излучения для АР с отключенным крайним рядом излучателей 1–4, поскольку ее РПЧ шире. КУ изменяется от 4,4 до 10,2 дБ (---, рисунок 69,д). Ширина ДН в Е- и Н-плоскости составляет 122,2° и 65,0°, соответственно (—, ---, рисунок 69,е).

В низкочастотной области РПЧ КУ мал, что связано с небольшим (по отношению к λ) шагом размещения излучателей в АР (выбор шага размещения излучателей в АР обеспечивает компромисс между требованиями ШП АР и отсутствием дифракционных лепестков в ДН). КУ и ДН приводятся один раз для АР излучателей В0 на квадратном экране, а для АР модификаций излучателя В0 приводятся не будут, так как размеры экрана АР при использовании излучателя и его модификаций не изменяются. Отличие КУ (—, —) АР излучателей В0 от КУ (— —), определяемого по формуле (4), связано с тем, что у реальных АР КСВН, КПД и КИП $\neq 1$, к тому же в конечных АР появляется взаимное влияние излучателей друг на друга. Основное влияние вставки и вырезы различной формы оказывают на КСВН АР, поэтому основной характеристикой исследования является КСВН АР, и далее говорится только о нем. Для удобства сравнения описание результатов электродинамического моделирования всех АР излучателей Вивальди сведено в таблицу 10, приведенную в конце пункта 4.1.

4.1.2 КСВН малоэлементной АР излучателей В1 (рисунок 71) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 72, а–б и 72, в–г. Изложенные здесь результаты опубликованы в [270].

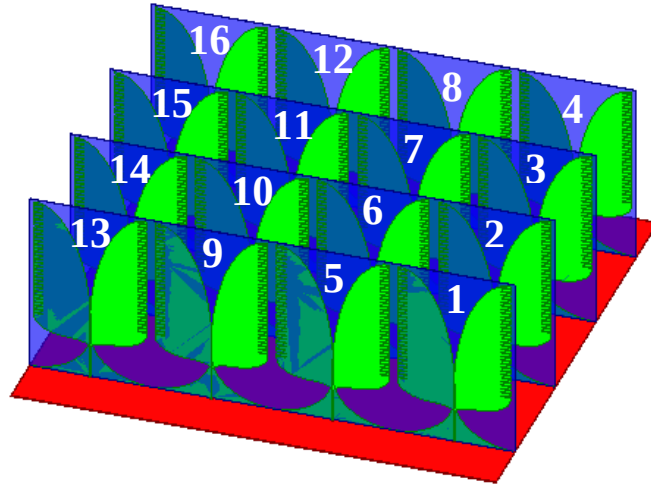


Рисунок 71 – Малоэлементная АР излучателей В1

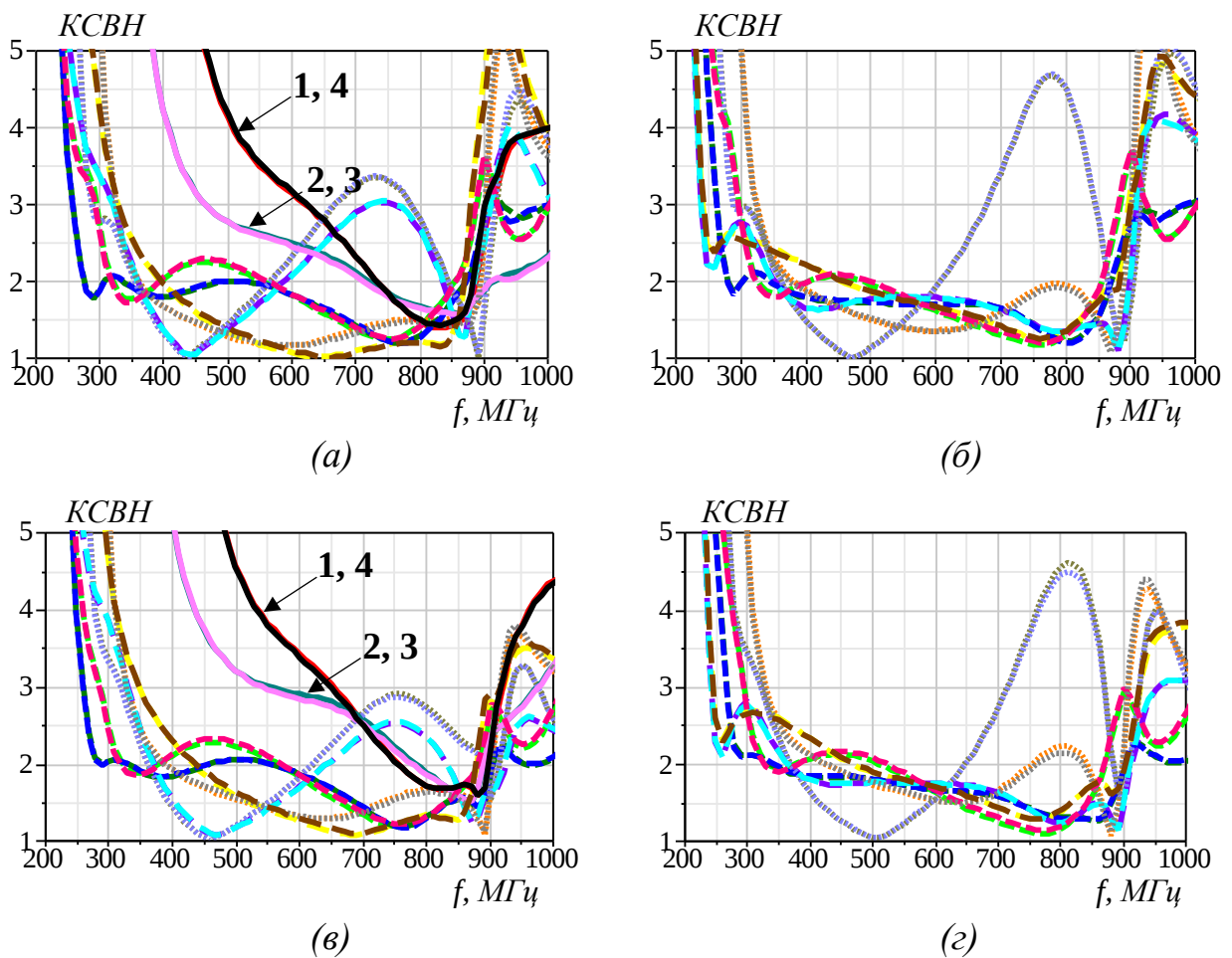


Рисунок 72 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей В1; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.1.3 КСВН малоэлементной АР излучателей В2 (рисунок 73) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 74,а–б и 74,в–г.

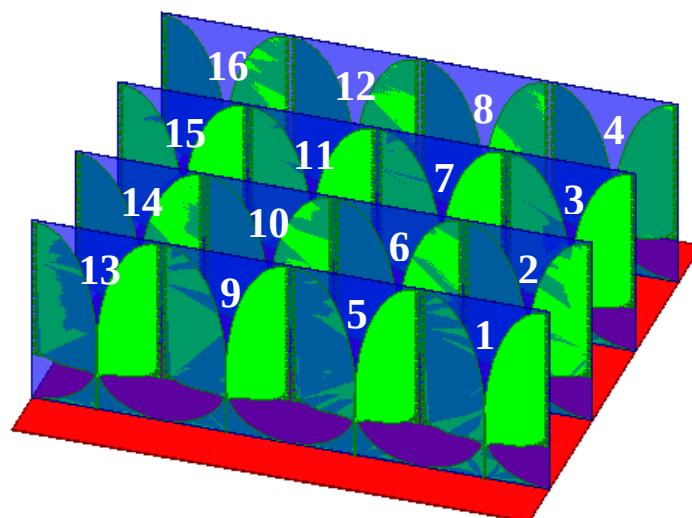


Рисунок 73 – Малоэлементная АР излучателей В2

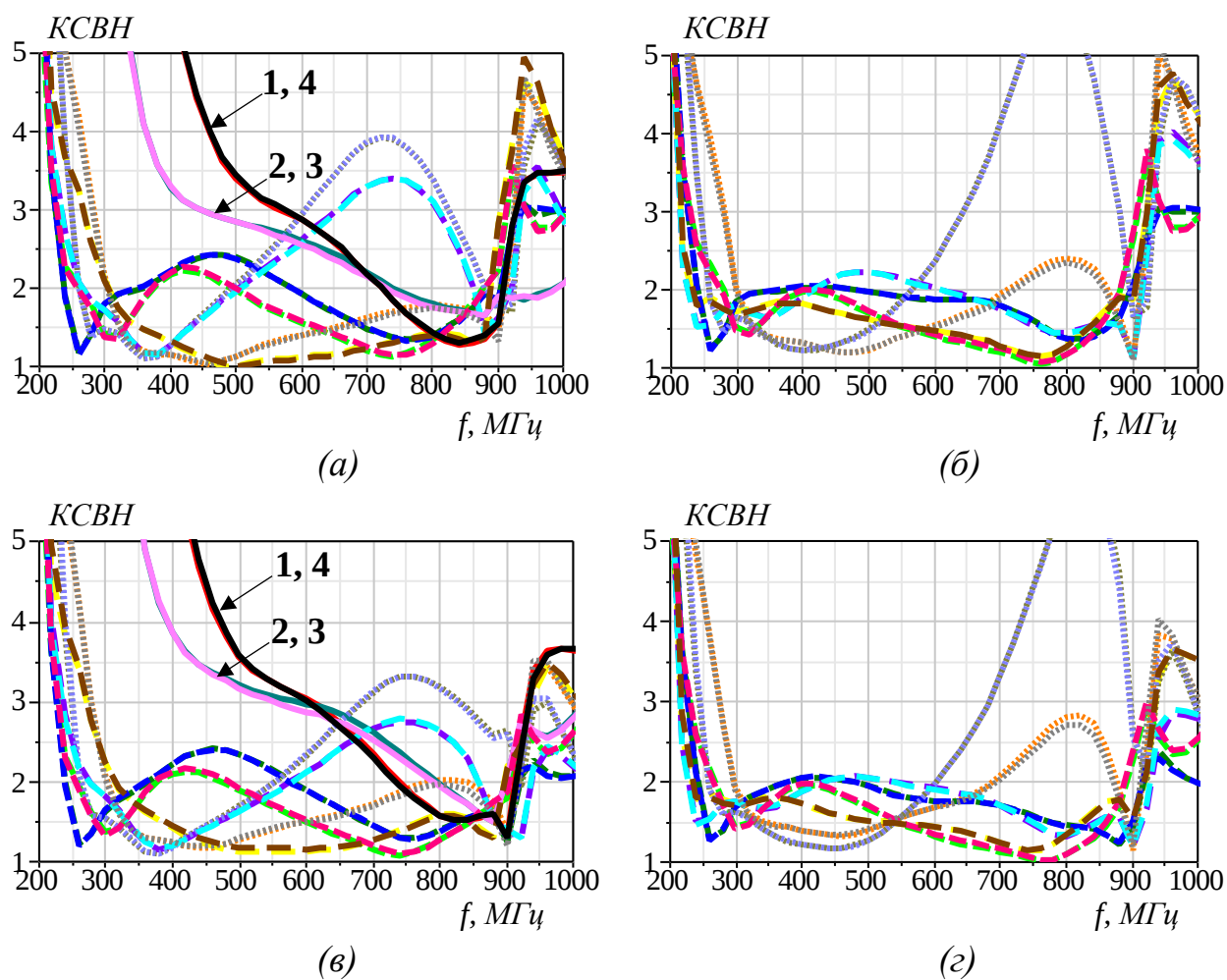


Рисунок 74 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей В2; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.1.4 КСВН малоэлементной АР излучателей ВЗ (рисунок 75) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 76, а–б и 76, в–г.

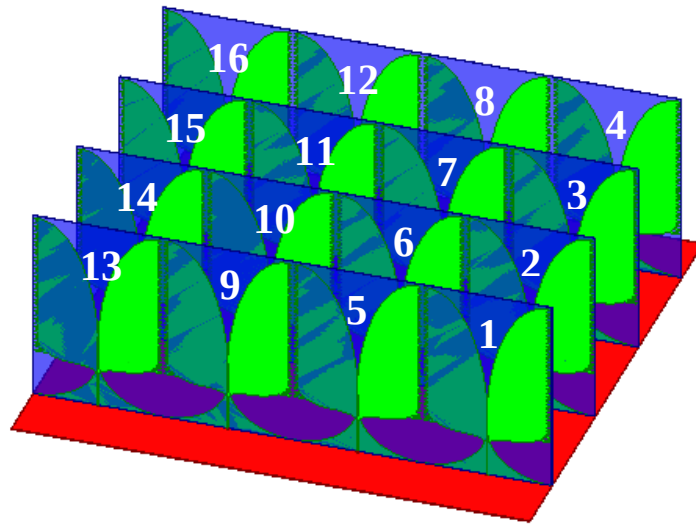


Рисунок 75 – Малоэлементная АР излучателей ВЗ

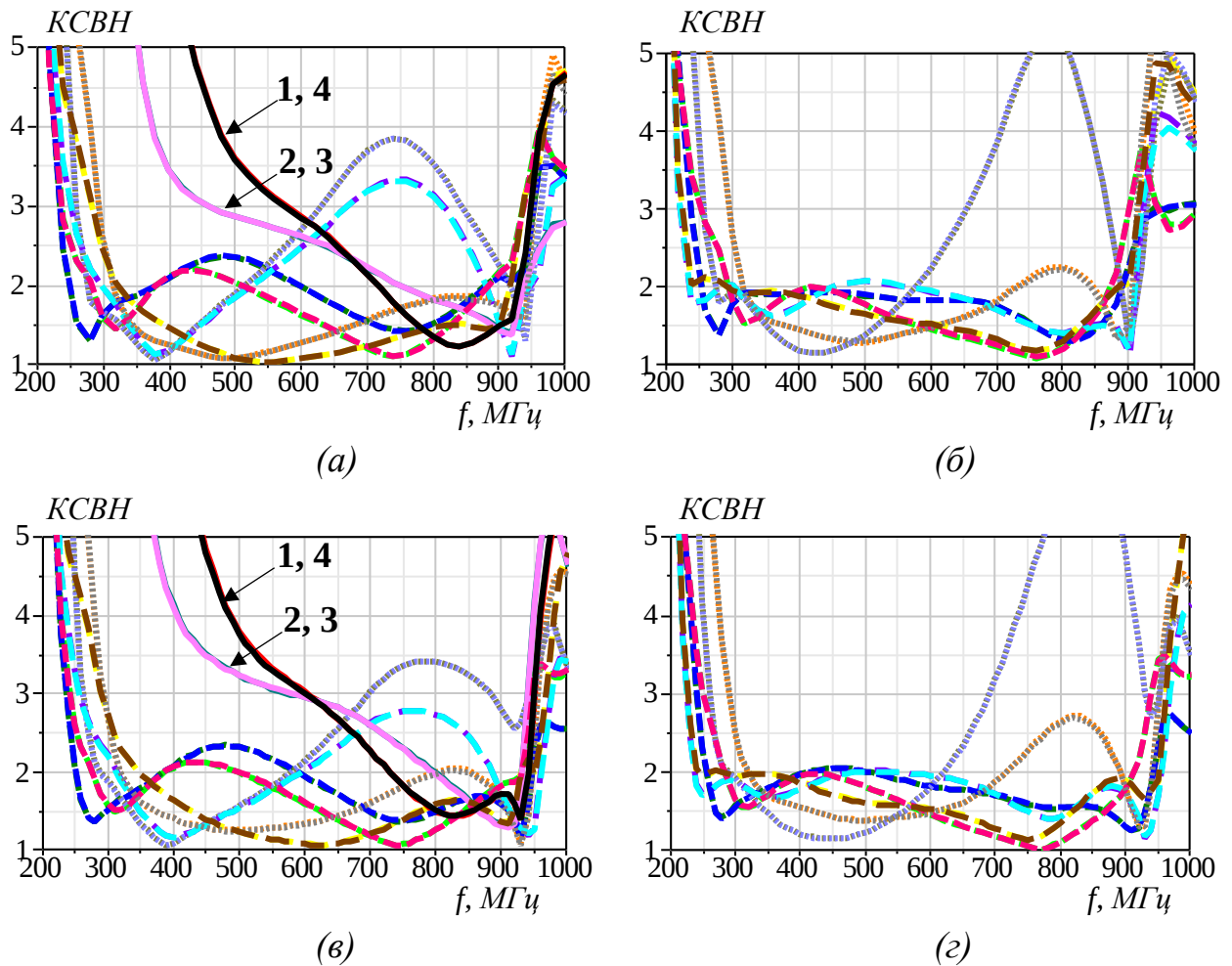


Рисунок 76 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей ВЗ; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.1.5 КСВН малоэлементной АР излучателей В4 (рисунок 77) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 78,а–б и 78,в–г.

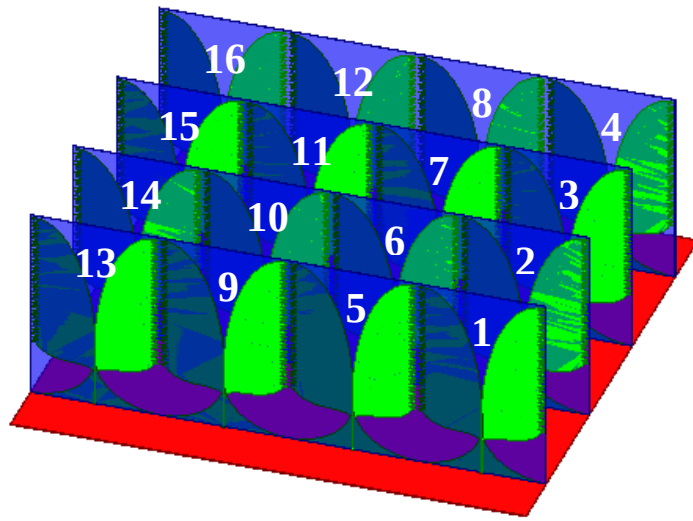


Рисунок 77 – Малоэлементная АР излучателей В4

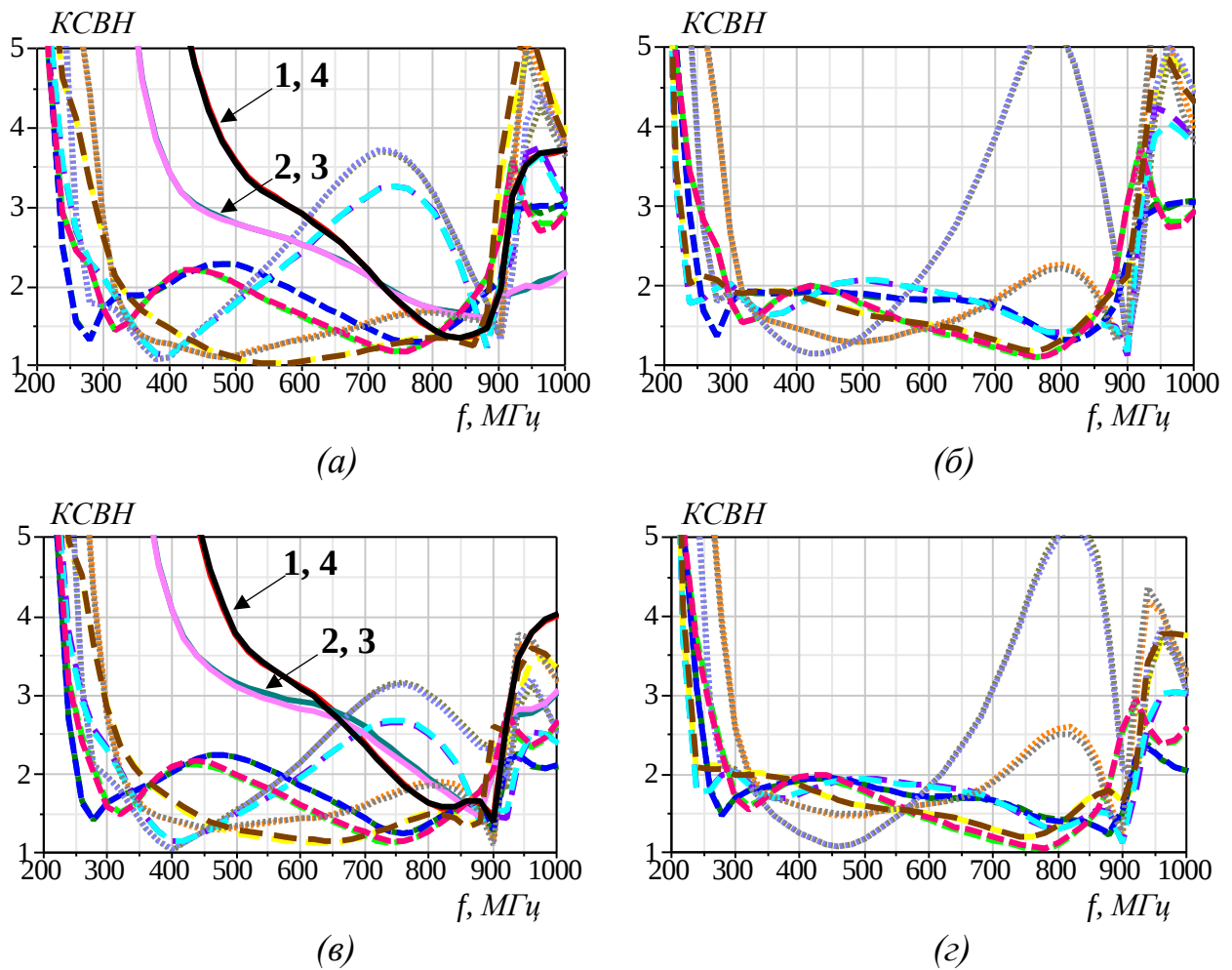


Рисунок 78 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей В4; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.1.5 КСВН малоэлементной АР излучателей В5 (рисунок 79) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 80, а–б и 80, в–г.

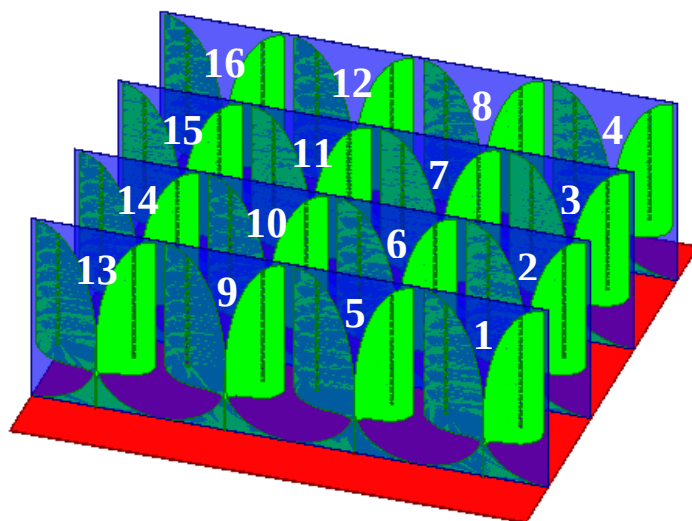


Рисунок 79 – Малоэлементная АР излучателей В5

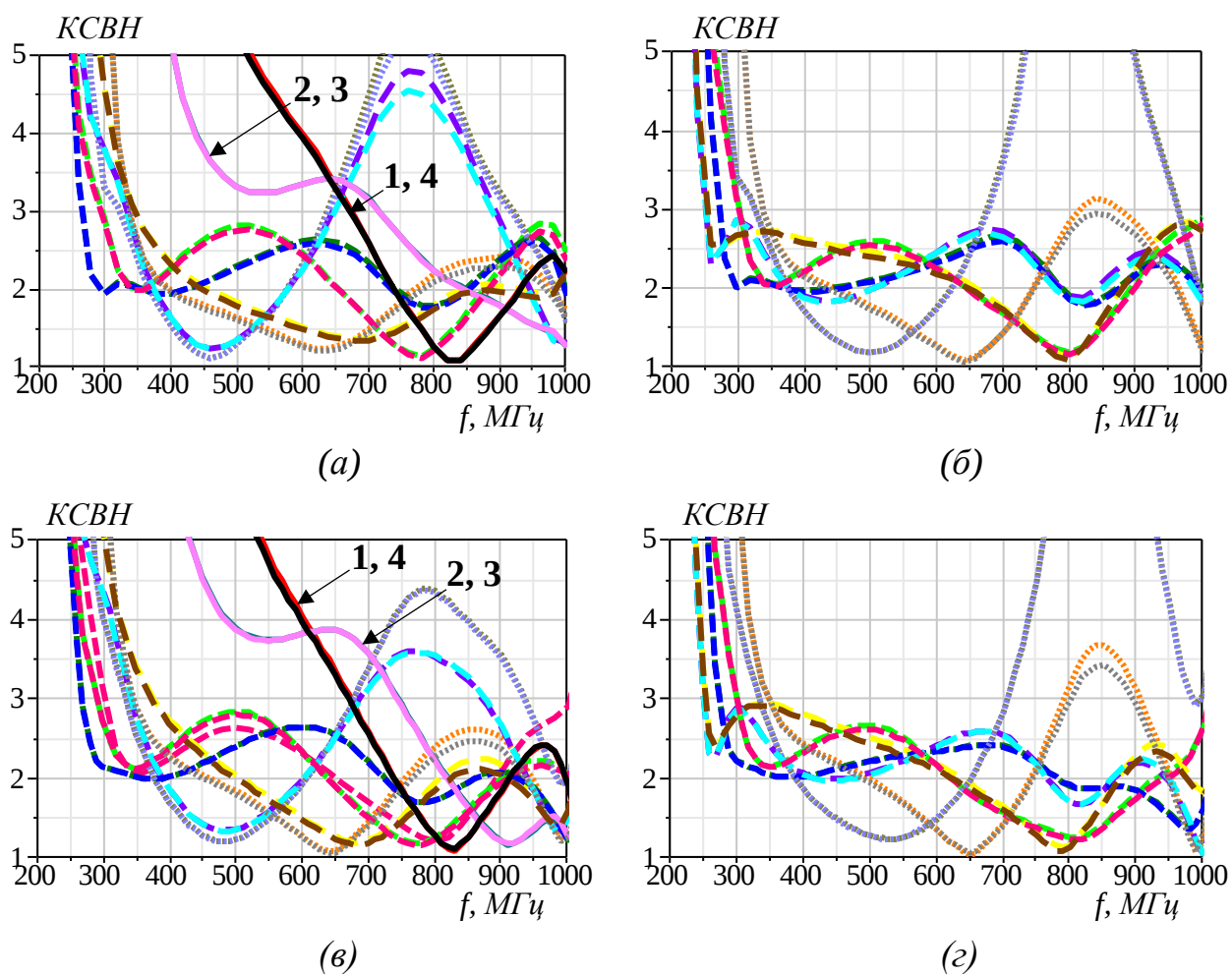


Рисунок 80 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей В5; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.1.7 Расчетные данные характеристик малоэлементных АР излучателей Вивальди сведены в таблицу 10.

Таблица 10. Характеристики малоэлементных АР излучателей Вивальди на прямоугольном и квадратном экранах при включении всех излучателей и при отключении отдельных излучателей.

Тип излучателей малоэлементной АР	КП при включении всех излучателей АР на прямоугольном экране	КП при отключении отдельных излучателей АР на прямоугольном экране	Изменение КП АР на прямоугольном экране, %	КП при включении всех излучателей АР на квадратном экране	КП при отключении отдельных излучателей АР на квадратном экране	Изменение КП АР на квадратном экране, %
В0	1,183	2,024	+71,1%	1,098	2,010	+83,1%
В1	1,118	2,083	+86,3%	1,399	2,162	+54,5%
В2	1,097	2,288	+108,6%	1,124	2,479	+120,6%
В3	1,111	2,236	+101,3%	1,063	2,383	+124,2%
В4	1,103	2,213	+100,6%	1,156	2,362	+104,3%
В5	1,112	1,988	+83,5%	1,085	2,028	+89,6%

4.1.8 Исследуем малоэлементные АР излучателей В0 и В1. При отключении отдельных излучателей 1–4 АР независимо от формы экрана КП увеличивается, и решетка становится СШП.

Рассмотрим малоэлементную АР излучателей В2. При включении всех излучателей АР на прямоугольном экране едва работала в ШП частот (КП $\sim 1,097$), однако отключение излучателей 1–4 позволило достичь наибольшего КП среди АР излучателей В0 и модификаций независимо от формы экрана. АР на прямоугольном экране при отключении излучателей также является ШП по уровню $KCBH \leq 2$ (с небольшим превышением уровня $KCBH = 2$ около 420–578 МГц) – ее РПЧ располагается от 316,5 до 578,0 МГц (КП $\sim 1,826$).

Результаты исследования малоэлементной АР излучателей В3 опубликованы в [256]. В процентном увеличении КП АР излучателей В3 на квадратном экране оказался наибольшим. При отключении ряда излучателей 1–4 при размещении АР на прямоугольном экране она является ШП по уровню $KCBH \leq 2$ (с незначительным превышением уровня $KCBH = 2$ около 380–540 МГц) – ее РПЧ располагается от 299,0 до 602,5 МГц (КП $\sim 2,015$). При размещении на квадратном экране АР также является ШП по уровню $KCBH \leq 2$ (с незначительным превышением уровня $KCBH = 2$ около 420–540 МГц) – ее РПЧ располагается от 318,3 до 621,1 МГц (КП $\sim 1,951$).

Исследуем малоэлементную АР излучателей В4. АР на прямоугольном экране при отключении излучателей 1–4 она также является ШП по уровню $KCBH \leq 2$ (с незначительным превышением уровня $KCBH = 2$ около 454–577 МГц) – ее РПЧ располагается от 318,2 до 577,6 МГц (КП $\sim 1,815$). На квадратном экране при отключении излучателей 1–4 АР является ШП по уровню $KCBH \leq 2$ – ее РПЧ располагается от 349,1 до 618,3 МГц (КП $\sim 1,771$).

Малоэлементная АР излучателей В5 при включении всех излучателей является ШП при ее размещении на прямоугольном экране и практически ШП (КП $\sim 1,085$) при ее размещении на квадратном экране. В случае отключения

отдельных излучателей АР является СШП при ее размещении на квадратном экране и практически СШП ($KП \sim 1,988$) при ее размещении на прямоугольном экране.

Таким образом, проведенные исследования и анализ численных результатов из таблицы 10 показали, что при включении всех излучателей почти все АР являются ШП, а отключение ряда излучателей 1–4 позволяет работать в СШП (кроме АР излучателей В5 на прямоугольном экране). Также при отключении ряда излучателей 1–4 улучшается согласование АР. Значительного влияния формы экрана на КСВН АР не обнаружено.

4.2 Малоэлементные АР на основе кардиоидных излучателей

4.2.1 Исследованы характеристики АР излучателей К0–К4 на квадратных экранах размером 600×600 мм и прямоугольных – размером 400×600 мм. Характеристики малоэлементной АР излучателей К0 (рисунок 81) представлены на рисунке 82: на прямоугольном экране – КСВН (а, б); на квадратном экране – КСВН (в, г), КУ (д) и ДН в Е- и Н-плоскости на частоте 0,5 ГГц (е) при включении всех излучателей и при отключении излучателей 1 и 4, соответственно. Полученные результаты опубликованы в [271].

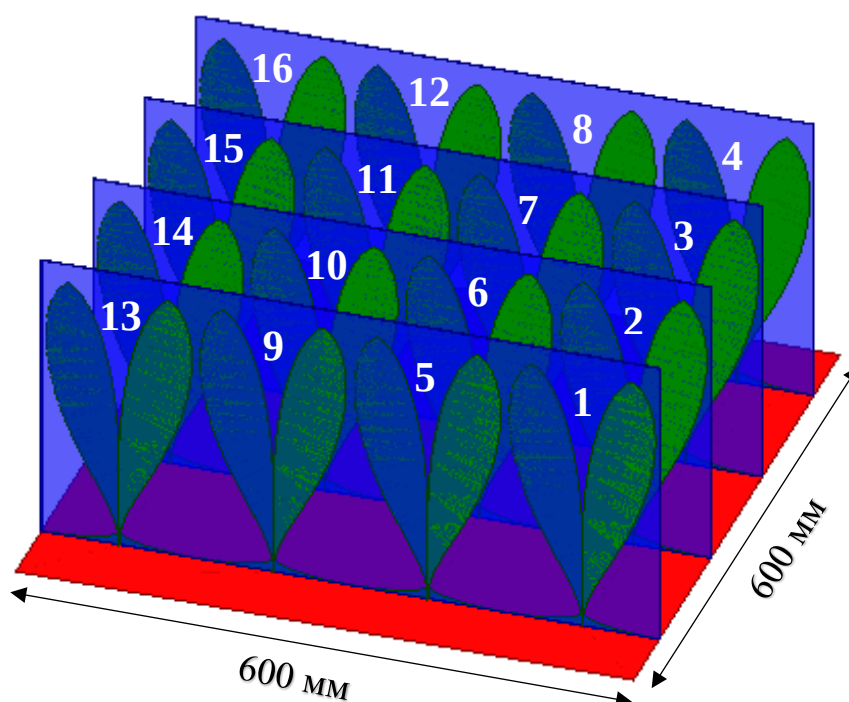
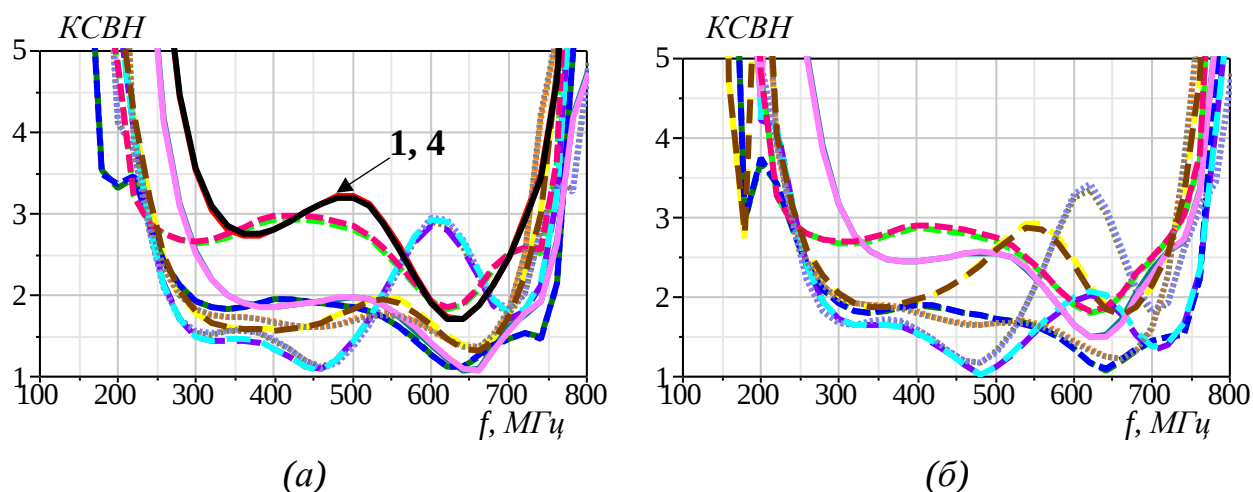


Рисунок 81 – Малоэлементная АР излучателей К0



Продолжение рисунка 82.

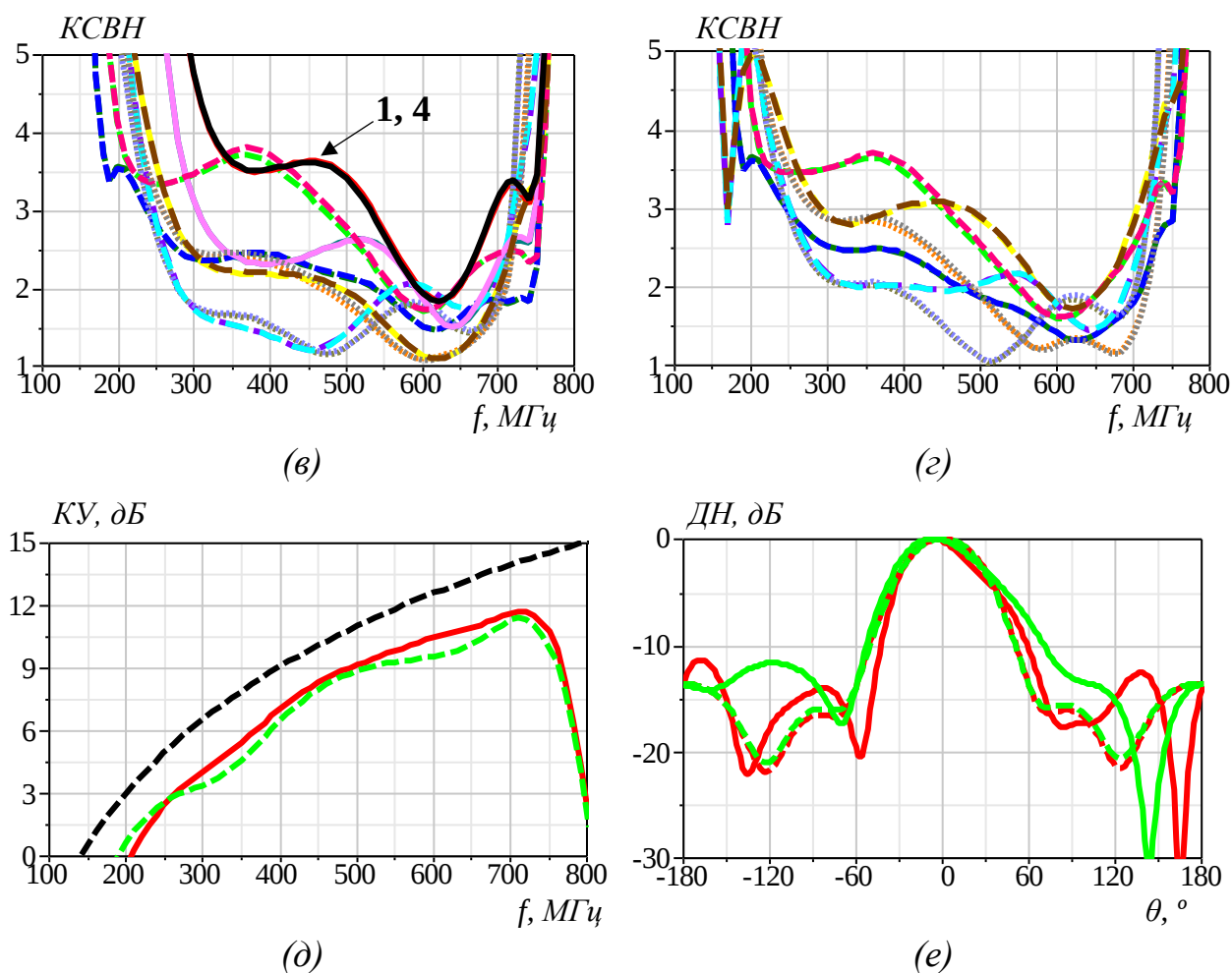


Рисунок 82 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей К0; на квадратном экране: КСВН (в, г), КУ (д, — вкл. все изл., - - - откл. отдельных изл.) и ДН в Е- и Н-плоскости на частоте 0,5 ГГц (е, сплошными линиями в Е-плоскости (—, —), а длинным пунктиром – в Н-плоскости (- - -, - - -) при вкл. всех изл. (красный цвет) и откл. отдельных изл. (зеленый цвет))

При размещении АР излучателей К0 на прямоугольном экране при включении всех излучателей РПЧ находится от 324,4 до 720,7 МГц (КП $\sim 2,222$, рисунок 82,а) с небольшим превышением около 500 МГц, а при отключении излучателей 1 и 4 – от 257,6 до 594,8 МГц (КП $\sim 2,309$, рисунок 82,б).

При размещении АР излучателей К0 на квадратном экране при включении всех излучателей РПЧ располагается от 533,7 до 690,8 МГц (КП $\sim 1,294$,

рисунок 82,в). КУ изменяется от 9,6 до 11,5 дБ (—) (рисунок 82,д). Ширина ДН в Е- и Н-плоскости составляет $50,6^\circ$ и $58,2^\circ$ (—, --, рисунок 82,е), соответственно. При отключении излучателей 1 и 4 РПЧ расширяется и располагается от 480,3 до 704,8 МГц (КП $\sim 1,467$, рисунок 82,г). КУ от 8,6 до 11,4 дБ (---) (рисунок 82,д). Ширина ДН в Е- и Н-плоскости составляет $62,5^\circ$ и $57,1^\circ$ (—, --, рисунок 82,е).

Трехмерные ДН по мощности в линейном масштабе АР излучателей К0 на квадратном экране при включении всех излучателей (а) и при подключении излучателей 1–4 на согласованные нагрузки (б) представлены на рисунке 83.

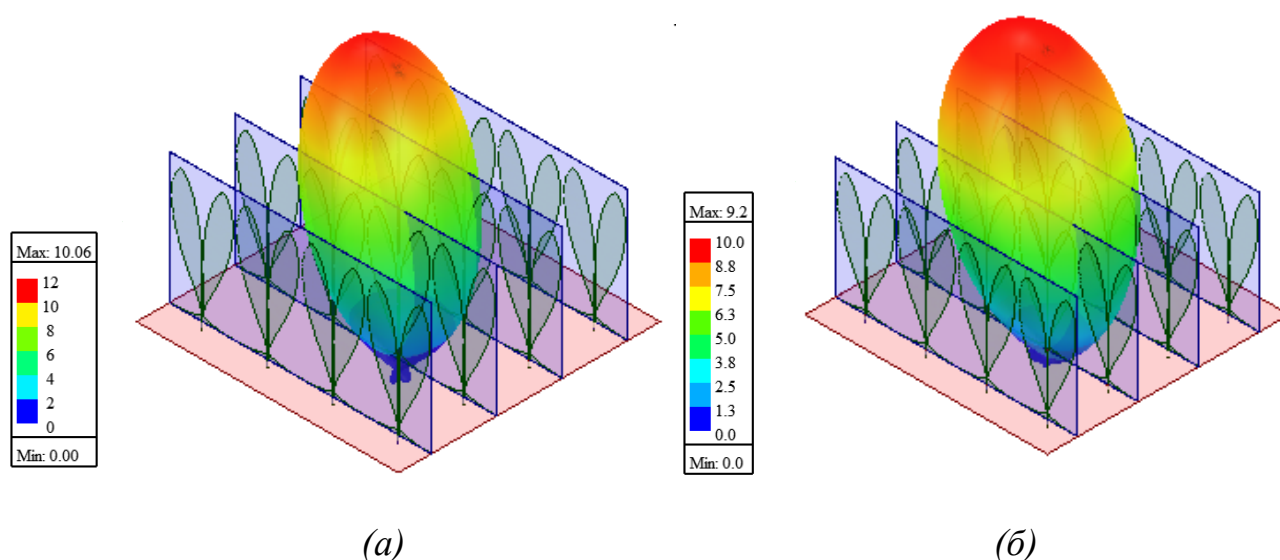


Рисунок 83 – Трехмерные ДН АР излучателей К0 на квадратном экране при включении всех излучателей (а) и при подключении излучателей 1–4 на согласованные нагрузки (б)

КУ и ДН приводятся один раз для АР излучателей К0 на квадратном экране, а для АР модификаций излучателя К0 приводится не будут, так как размеры экрана АР кардиоидных излучателей не меняются. Для удобства сравнения описание результатов электродинамического моделирования всех АР кардиоидных излучателей сведено в таблицу 11, приведенную в конце пункта 4.2.

4.2.2 КСВН малоэлементной АР излучателей К1 (рисунок 84) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 85,а–б и 85,в–г.

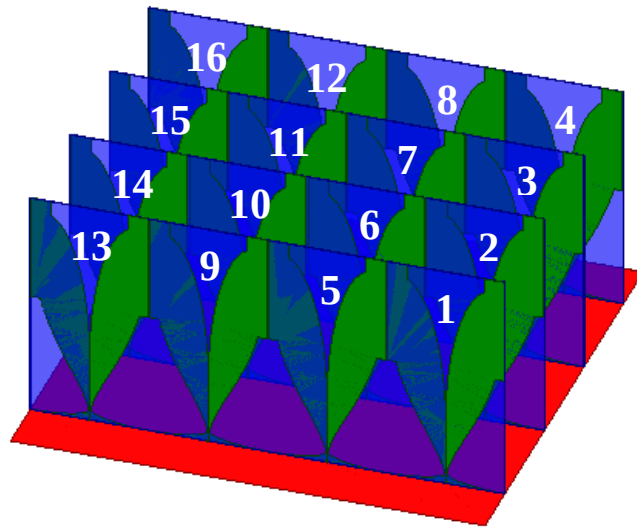
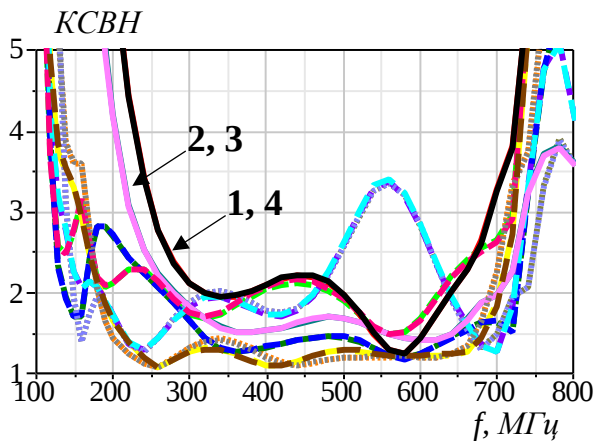
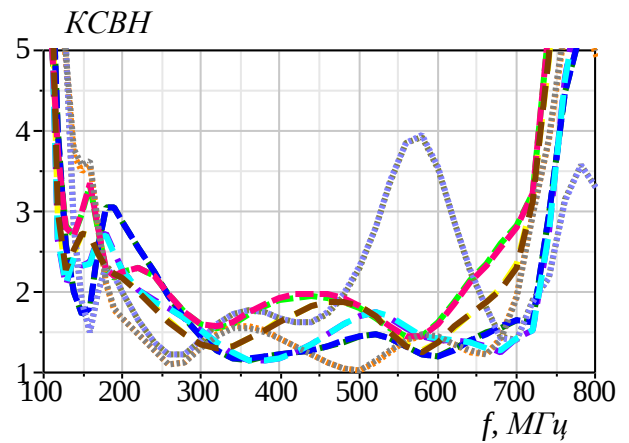


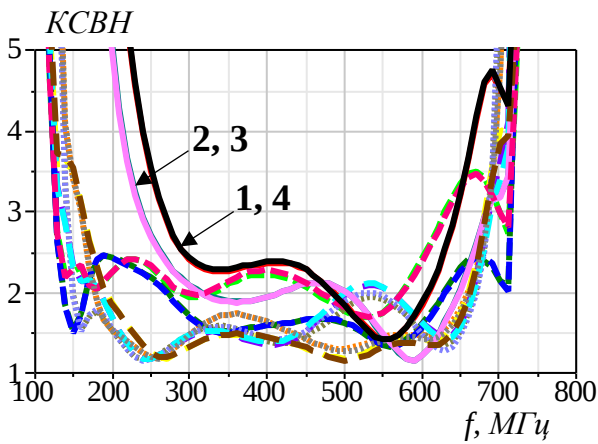
Рисунок 84 – Малоэлементная АР излучателей К1



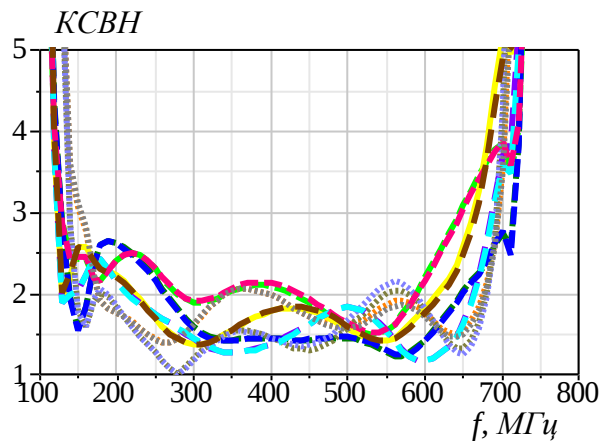
(а)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 85 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей К1; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.2.3 КСВН малоэлементной АР излучателей К1 и К0 (рисунок 86) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 87, а–б и 87, в–г.

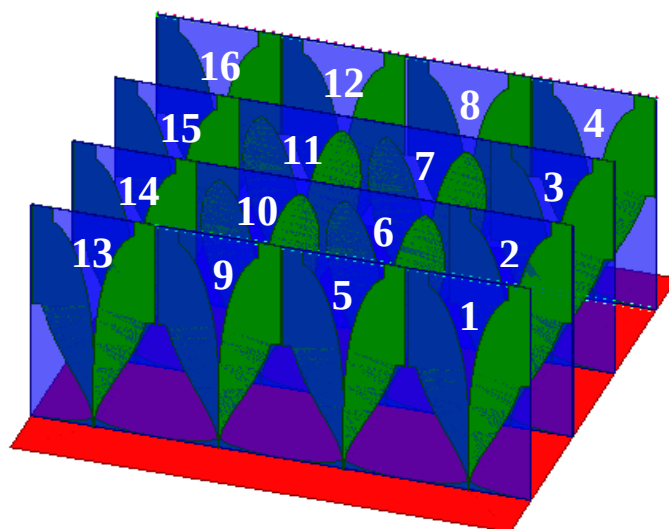


Рисунок 86 – Малоэлементная АР излучателей К1 и К0

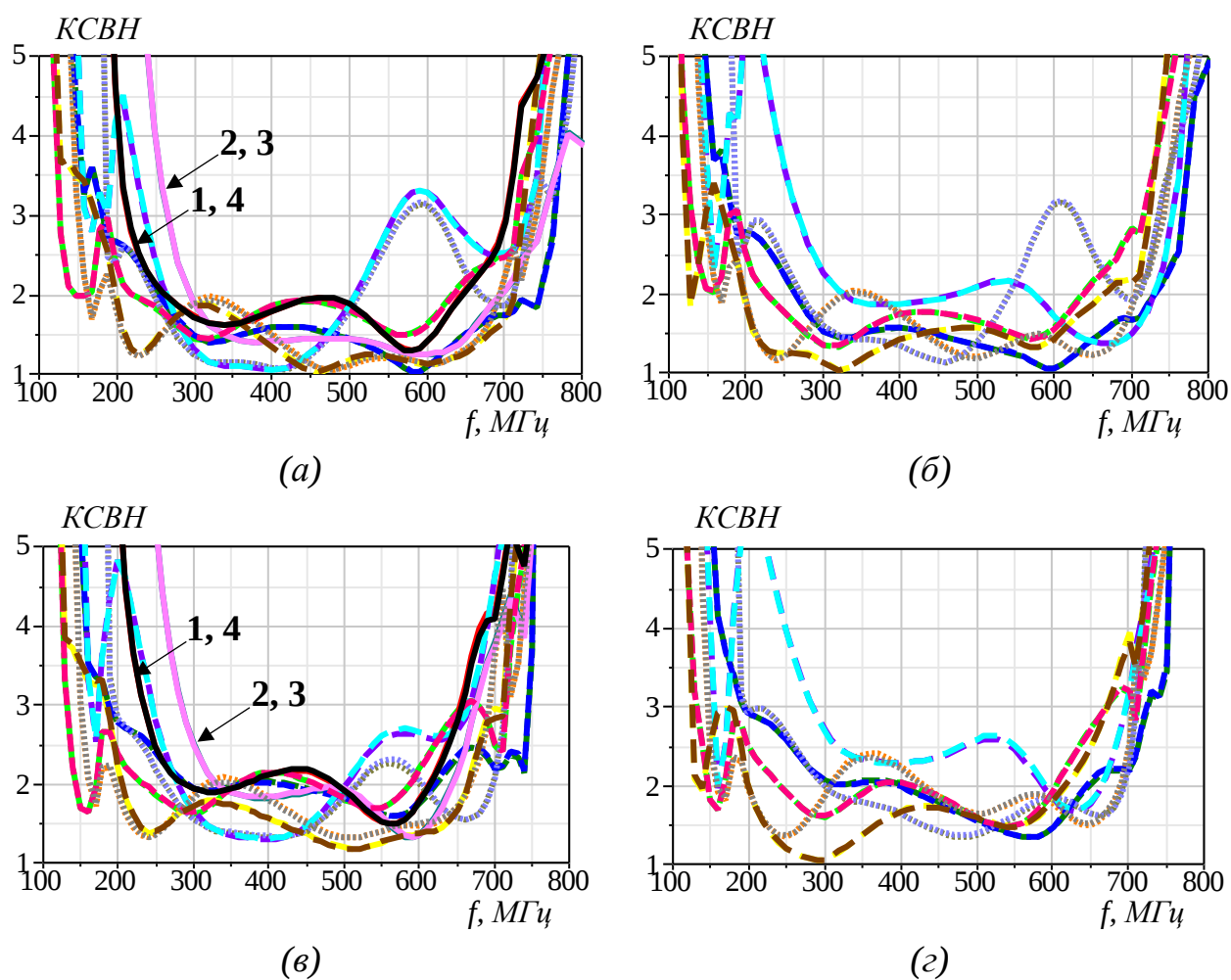


Рисунок 87 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей К1 и К0; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.2.4 КСВН малоэлементной АР излучателей К2 (рисунок 88) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 89, а–б и 89, в–г.

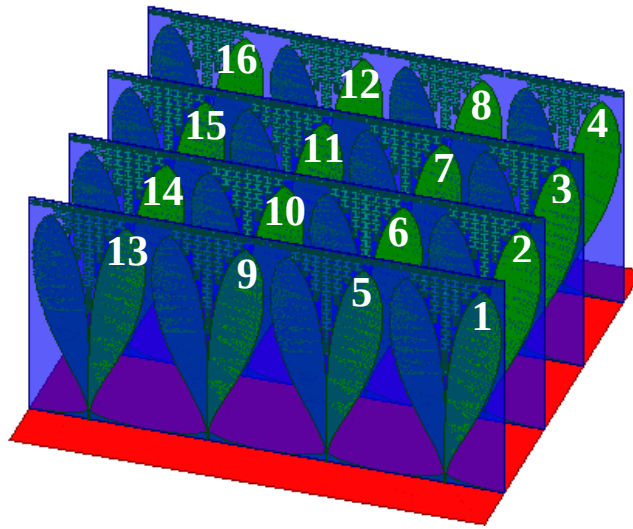
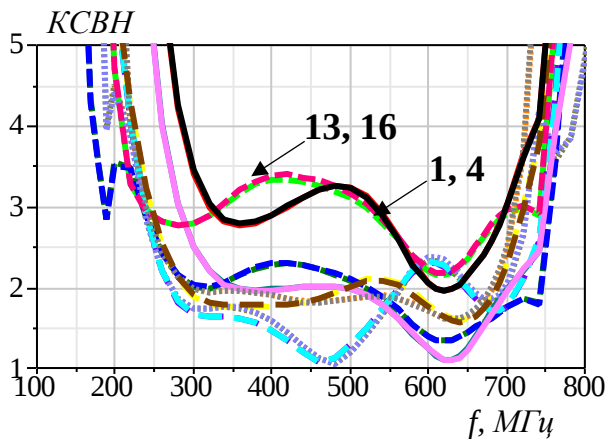
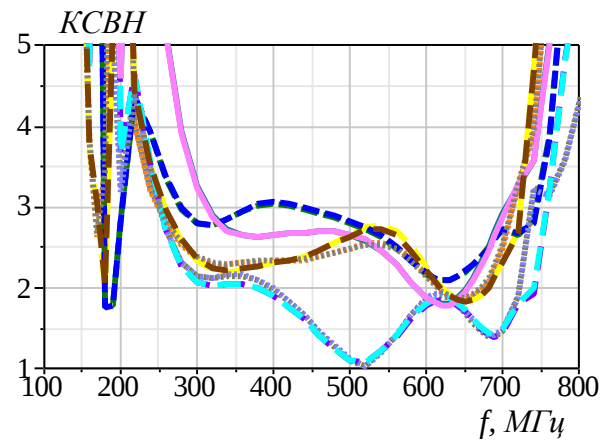


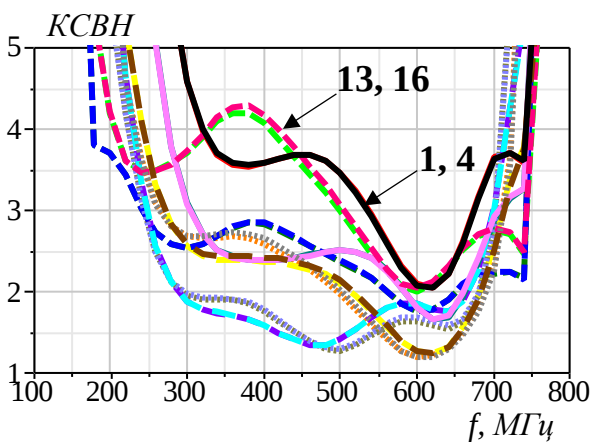
Рисунок 88 – Малоэлементная АР излучателей К2



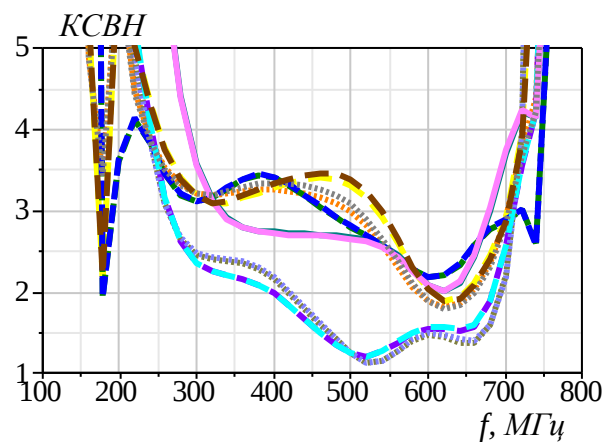
(а)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 89 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей К2; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.2.5 КСВН малоэлементной АР излучателей КЗ (рисунок 90) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 91, а–б и 91, в–г.

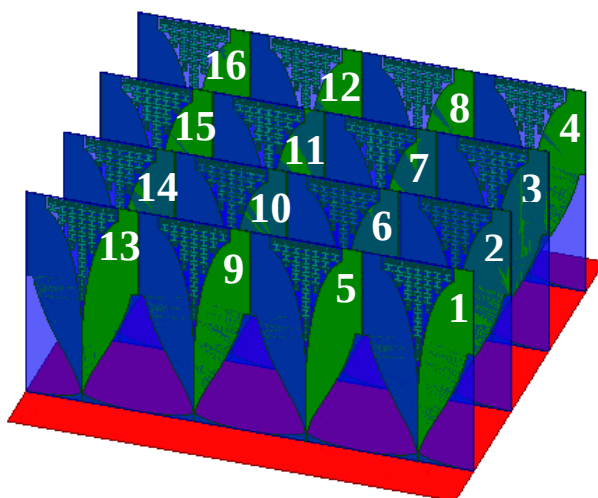


Рисунок 90 – Малоэлементная АР излучателей КЗ

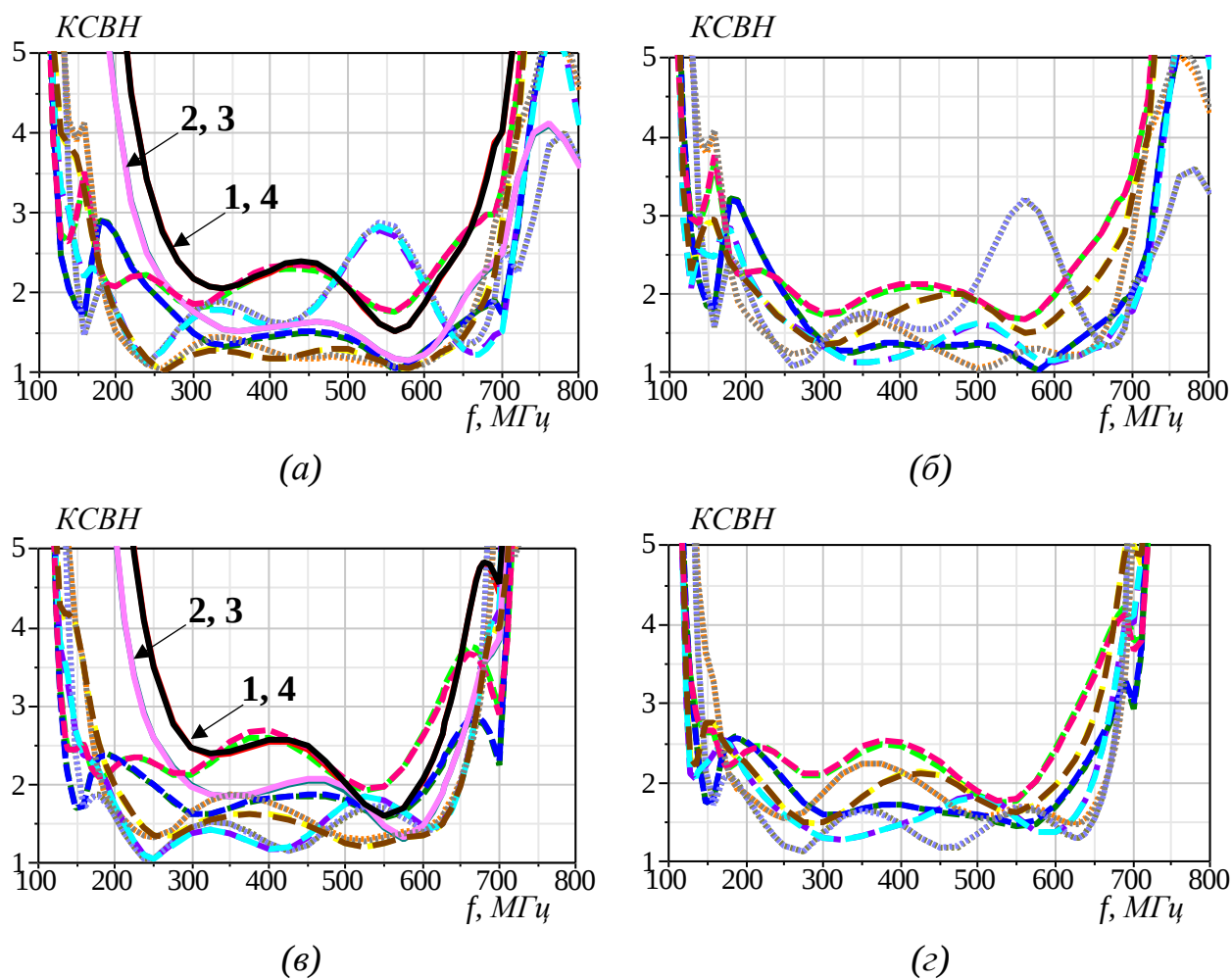


Рисунок 91 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей КЗ; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.2.6 КСВН малоэлементной АР излучателей КЗ (рисунок 92) на прямоугольном и на квадратном экране представлены на рисунке 93,а–б и 93,в–г.

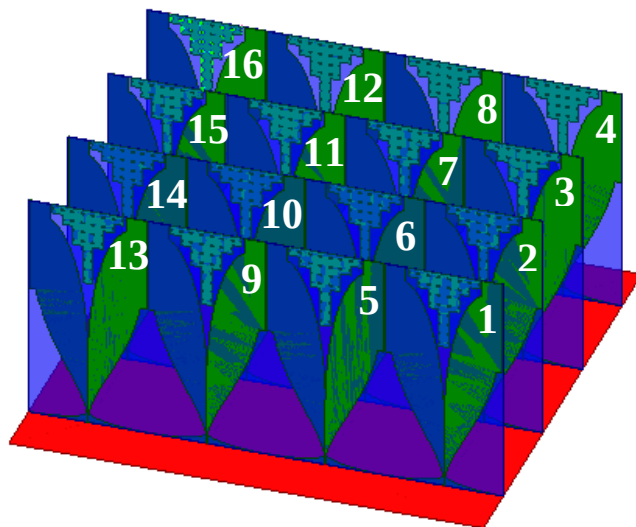


Рисунок 92 – Малоэлементная АР излучателей К4

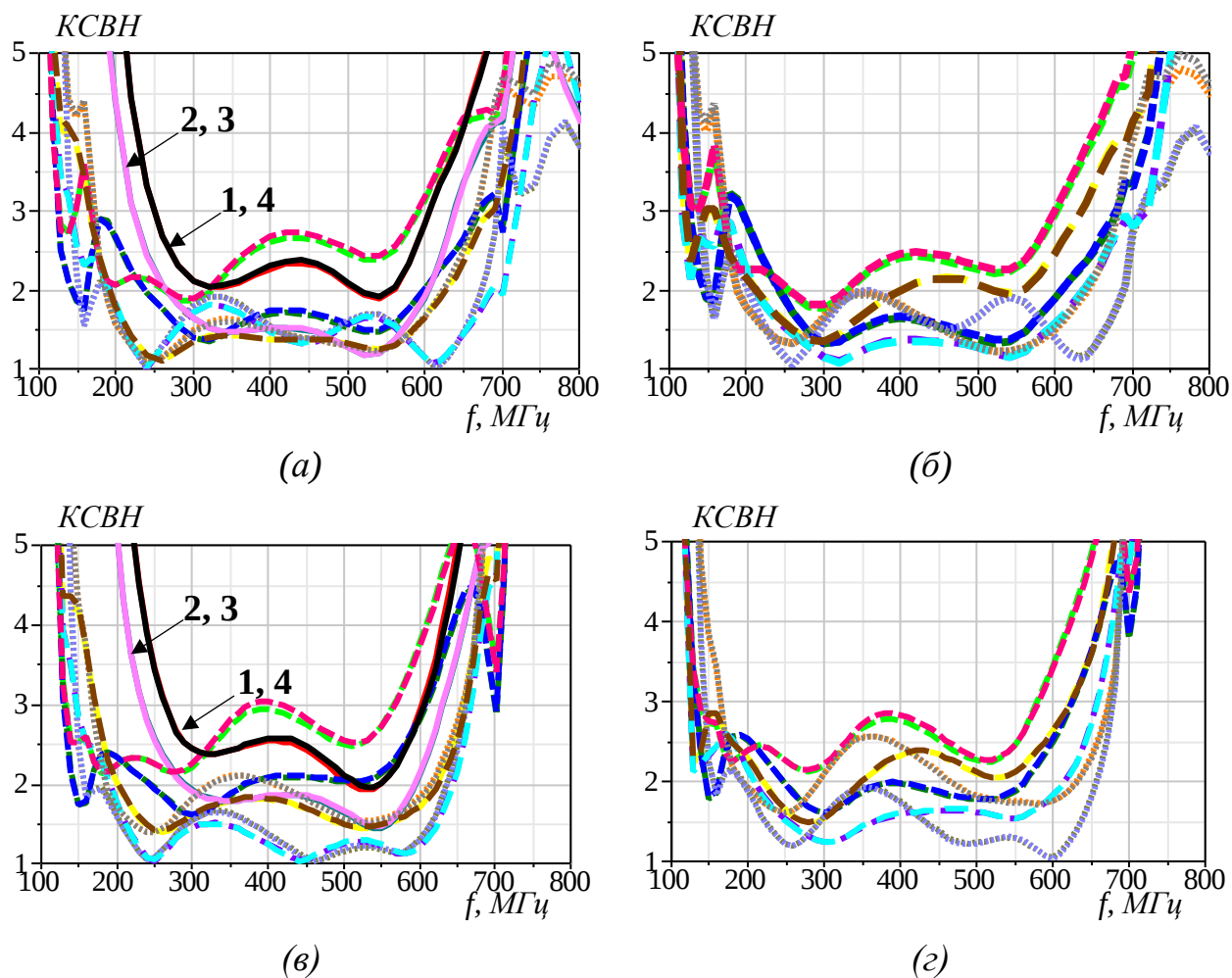


Рисунок 93 – На прямоугольном экране: КСВН (а, б) АР излучателей К4; на квадратном экране: КСВН (в, г)

4.1.7 Расчетные данные характеристик малоэлементных АР кардиоидных излучателей сведены в таблицу 11.

Таблица 11. Характеристики малоэлементных АР кардиоидных излучателей на прямоугольном и квадратном экранах при включении всех излучателей и при отключении отдельных излучателей.

Тип излучателей малоэлементной АР	КП при включении всех излучателей АР на прямоугольном экране	КП при отключении отдельных излучателей АР на прямоугольном экране	Изменение КП АР на прямоугольном экране, %	КП при включении всех излучателей АР на квадратном экране	КП при отключении отдельных излучателей АР на квадратном экране	Изменение КП АР на квадратном экране, %
К0	2,222	2,309	+3,9%	1,294	1,467	+13,4%
К1	2,053	2,828	+37,7%	2,366	4,191	+ 77,1%
К1 и К0	2,090	2,203	+5,4%	2,299	2,363	+2,8%
К2	1,312	2,694	+105,3%	1,258	1,335	+6,1%
К3	2,632	2,738	+4,0%	2,315	3,846	+66,1%
К4	2,367	3,075	+29,9%	2,150	3,507	+63,1%

4.2.8 Исследуем малоэлементную АР излучателей К0. Малоэлементная АР излучателей К0 на квадратном экране является ШП. При использовании прямоугольного экрана ее средний уровень КСВН уменьшается на 0,8 и АР становится СШП (с небольшим превышением уровня КСВН = 3 около 500 МГц при включении всех излучателей и около 620 МГц – при отключении излучателей 1 и 4). Максимальный КП АР излучателей К0 на прямоугольном экране наблюдается при отключении излучателей 1 и 4.

Рассмотрим малоэлементную АР излучателей К1. Полученные результаты опубликованы в [271]. Малоэлементная АР излучателей К1 является СШП независимо от формы экрана (а при размещении на квадратном экране и отключении ряда излучателей 1–4 ее КП превышает две октавы). Нижняя рабочая частота АР располагается около 160 МГц. При отключении ряда излучателей 1–4 при размещении АР на прямоугольном экране она является ШП по уровню КСВН ≤ 2 – ее РПЧ располагается от 259,0 до 481,8 МГц (КП $\sim 1,860$), а при размещении на квадратном экране АР является СШП по уровню КСВН ≤ 2 (с незначительным превышением уровня КСВН = 2 около 380 и 560 МГц) – ее РПЧ располагается от 282,1 до 588,5 МГц (КП $\sim 2,086$).

Крайние излучатели 1–4 увеличивают КСВН АР в нижней части РПЧ, поскольку они взаимодействуют с меньшим количеством соседних излучателей. Для уменьшения влияния краевых эффектов на характеристики АР добавлены прямоугольные согласующие вставки на внешних кромках крайних кардиоидных излучателей. В результате независимо от формы экрана малоэлементная АР становится СШП, причем отключение отдельного крайнего ряда излучателей К1 не оказывает значительного влияния на РПЧ (КП увеличивается на 5,4% и 2,8% для случаев размещения АР на прямоугольном и квадратном экране).

Определено, что АР излучателей К1 и К0 является СШП при ее размещении как на прямоугольном, так и на квадратном экране, а изменение формы экрана практически не сказывается на ее КП. При размещении АР на прямоугольном экране при включении всех излучателей она является ШП по уровню КСВН ≤ 2 –

ее РПЧ располагается от 296,2 до 507,2 МГц (КП $\sim 1,712$). При отключении ряда излучателей 1–4 АР также является ШП по уровню КСВН ≤ 2 (с незначительным превышением уровня КСВН = 2 около 520 МГц) – ее РПЧ располагается от 325,9 до 540,6 МГц (КП $\sim 1,659$). Таким образом, изменение конфигурации внешней кромки крайних кардиоидных излучателей с расширяющейся щелью в составе малоэлементной АР путем добавления прямоугольных вставок позволяет уменьшить влияние краевых эффектов на согласование решетки.

Малоэлементная АР излучателей К2 является СШП (с незначительным превышением уровня КСВН = 3 около 400 МГц) только при размещении на прямоугольном экране при отключении излучателей 1, 4, 13 и 16 в углах АР.

Исследуем малоэлементные АР излучателей К3 и К4. Полученные результаты опубликованы в [265]. Малоэлементные АР излучателей К3 и К4 являются СШП при размещении как на квадратном, так и на прямоугольном экране. При этом, КП АР излучателей К3 на прямоугольном экране при отключении ряда излучателей 1–4 определен без учета незначительного превышения уровня КСВН = 3 около 560 МГц, а КП АР излучателей К4 на квадратном экране при включении всех излучателей – около 400 МГц. В случае жесткого требования соблюдения уровня КСВН ≤ 3 для обеспечения наибольшей РПЧ целесообразно использовать малоэлементную АР излучателей К3 на квадратном экране. Ее средний уровень КСВН располагается ниже уровня КСВН = 2,6.

Проведенные исследования и анализ численных результатов из таблицы 11 показали, что в случае необходимости обеспечения максимального КП малоэлементной АР рекомендовано использовать излучатели К1. Если необходимо улучшить согласование малоэлементной АР излучателей с расширяющейся щелью, целесообразно исследовать влияние согласующих прямоугольных металлических вставок на внешней кромке крайних излучателей. В случае необходимости использовать малоэлементную АР на прямоугольных и квадратных экранах рекомендовано выбирать излучатели К3, а многоэлементную АР – излучатели К4 для обеспечения наилучшего согласования и наиболее широкой РПЧ.

4.3 Выводы

Как видно из исследования малоэлементных АР на основе разработанных излучателей Вивальди (пункт 4.1), отключение некоторых излучателей приводит к улучшению согласования и расширению РПЧ. Размещение АР кардиоидных излучателей на квадратных экранах по сравнению с прямоугольными также приводит к расширению РПЧ.

В ходе анализа малоэлементных АР из излучателей Вивальди и его модификаций определено, что при включении всех излучателей почти все АР являются ШП, а отключение ряда излучателей 1–4 позволяет работать в СШП. Также при отключении ряда излучателей 1–4 улучшается согласование АР. Изменение формы экрана значительного влияния на КСВН не оказывает. КУ и ширина ДН в ходе исследования значительно не изменяются. АР излучателей В4 является ШП также по уровню КСВН ≤ 2 (КП $\sim 1,771$).

При исследовании КСВН малоэлементных АР на основе кардиоидного излучателя (пункт 4.2) определено, что отключение отдельных излучателей позволяет улучшить согласование и расширить РПЧ (в случае излучателей К1 даже до двух октав). Более того, согласование кардиоидных излучателей малоэлементных АР в среднем лучше, чем излучателей Вивальди, а КП больше.

В случае необходимости обеспечения максимального КП малоэлементной АР рекомендовано использовать излучатели К1. Более того, добавление прямоугольных вставок на внешней кромке всех излучателей улучшает согласование АР излучателей К1: при отключении ряда излучателей 1–4 ее РПЧ по уровню по уровню КСВН ≤ 2 – от 259,0 до 481,8 МГц (КП $\sim 1,860$). Если необходимо использовать малоэлементную АР на прямоугольных и квадратных экранах рекомендовано использовать излучатели К3, а многоэлементную – К4 для обеспечения наилучшего согласования и наиболее широкой РПЧ. На основании этих результатов положение 3 защищено.

Если необходимо улучшить согласование малоэлементной АР излучателей с расширяющейся щелью, целесообразно использовать согласующие прямоугольные металлические вставки на внешней кромке излучателей с последующим исследованием влияния их размера на характеристики для обеспечения требований по РПЧ и уровню согласования. Так, для уменьшения влияния краевых эффектов на характеристики АР добавлены прямоугольные согласующие вставки на внешних кромках крайних излучателей К0. Определено, что такая АР излучателей К1 и К0 является СШП при ее размещении как на прямоугольном, так и на квадратном экране, а при отключении ряда излучателей 1–4 ее КП увеличивается. Более того, улучшается средний уровень согласования АР: ее РПЧ при включении всех излучателей, размещенных на прямоугольном экране, по уровню КСВН ≤ 2 располагается от 296,1 до 507,2 МГц (КП $\sim 1,713$). На основании этих результатов положение 4 защищено.

Итак, достичь такого же КП излучателей в составе малоэлементных АР, как КП излучателей, рассчитанных в составе бесконечных АР, непросто. Отключение отдельных излучателей в составе малоэлементных АР позволяет увеличить КП. Характеристики ШП и СШП малоэлементных АР из компактных излучателей с расширяющейся щелью могут быть улучшены путем изменения конфигурации излучателей. Изменение конфигурации крайних компактных СШП кардиоидных излучателей с расширяющейся щелью в составе малоэлементной АР позволяет уменьшить влияние краевых эффектов на характеристики решетки, а также улучшить согласование в РПЧ, вследствие чего АР становится СШП независимо от формы экрана (квадратной или прямоугольной).

Глава 5. Экспериментальное исследование и сравнение результатов

5.1 Измерение КСВН

5.1.1 Для подтверждения результатов моделирования изменение КСВН макетов проведено с помощью векторного анализатора цепей ZVA40 (рисунок 94). Прибор позволяет проводить комплексные исследования антенн и АР различных частотных диапазонов [272]. Его основные характеристики:

- Количество измерительных портов типа 2,92 мм (male): 4.
- Диапазон частот: от 10 МГц до 40 ГГц.
- Разрешение по частоте: до 1 Гц.
- Интерфейсы: LAN, USB, GPIB, Monitor, User control.



Рисунок 94 – Векторный анализатор цепей ZVA40

5.1.2 Для изготовления макетов методом фрезеровки выбран доступный аналог материала Rogers RT/duroid 5880 – материал F4BM220. Его диэлектрическая проницаемость составляет 2,2, а тангенс угла потерь – 0,001 [273].

5.1.3 Разработан и изготовлен макет кардиоидной антенны (рисунок 95,а). Для защиты медных частей антенны от окисления в качестве покрытия использовано иммерсионное серебро толщиной 0,2 – 0,3 мкм. Диапазон измерений для оценки согласования кардиоидной антенны по уровню КСВН ≤ 2 выбран от 3 до 15 ГГц. Результат измерения был импортирован в виде численных данных и добавлен в САПР ANSYS HFSS для сравнения с результатом численного моделирования кардиоидной антенны. Сравнение КСВН модели кардиоидной антенны и ее макета приведено на рисунке 95,б.

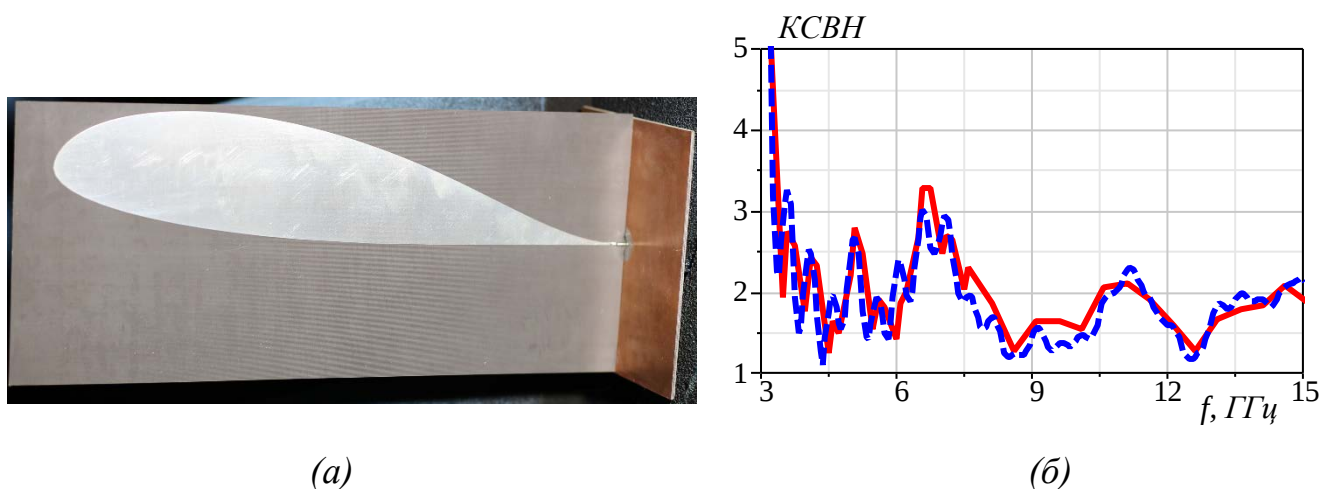
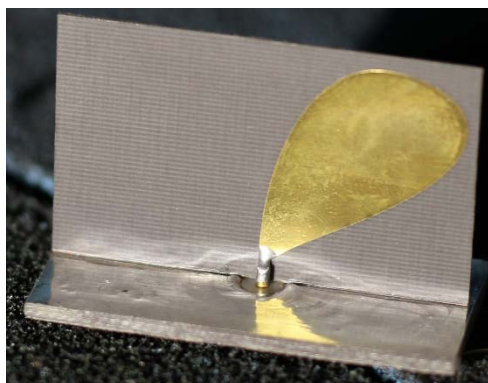


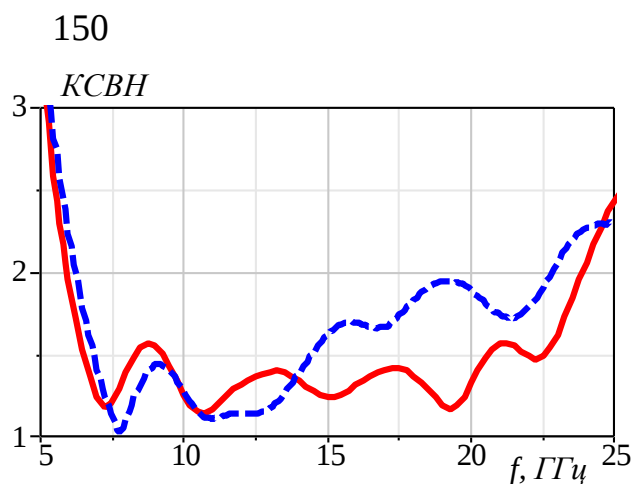
Рисунок 95 – Макет кардиоидной антенны (а), а также ЧХ КСВН модели (—) и макета (б, --)

Антенна имеет продольный размер $\sim 13,5 \lambda$ на частоте 15 ГГц и позволяет работать с КП $\sim 4,2$.

5.1.4 Разработан и изготовлен макет кардиоидной антенны уменьшенного размера (рисунок 96,а). Для защиты медных частей антенны от окисления в качестве покрытия использовано иммерсионное золото толщиной 0,075 – 0,125 мкм. Диапазон измерений для оценки согласования кардиоидной антенны по уровню КСВН ≤ 3 выбран от 5 до 25 ГГц. Результат измерения был импортирован в виде численных данных и добавлен в САПР ANSYS HFSS для сравнения с результатом моделирования кардиоидной антенны уменьшенного размера. Сравнение КСВН модели кардиоидной антенны и ее макета приведено на рисунке 96,б.



(а)



(б)

Рисунок 96 – Макет кардиоидной антенны уменьшенного размера (а), а также ЧХ КСВН модели (—) и макета (б, --)

Кардиоидная антенна уменьшенного размера имеет продольный размер 2λ на частоте 25 ГГц и позволяет работать с КП $\sim 4,6$.

На рисунках КСВН макетов антенн 95,б и 96,б наблюдается совпадение результатов численного расчета и измерения макетов, что подтверждает:

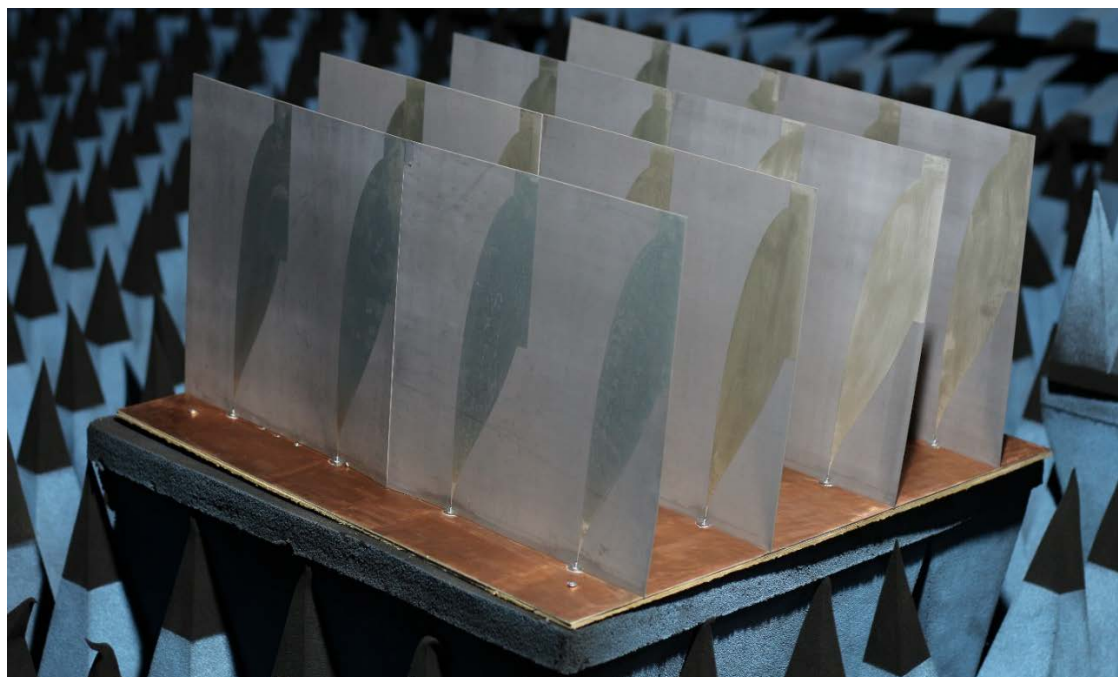
– Достоверность моделирования прототипа.

– Качество изготовления прототипов: РПЧ кардиоидной антенны располагается от 3,6 до 15,0 ГГц, а РПЧ кардиоидной антенны уменьшенного размера – от 5,4 до 25,0 ГГц по уровню $\text{КСВН} \leq 3$.

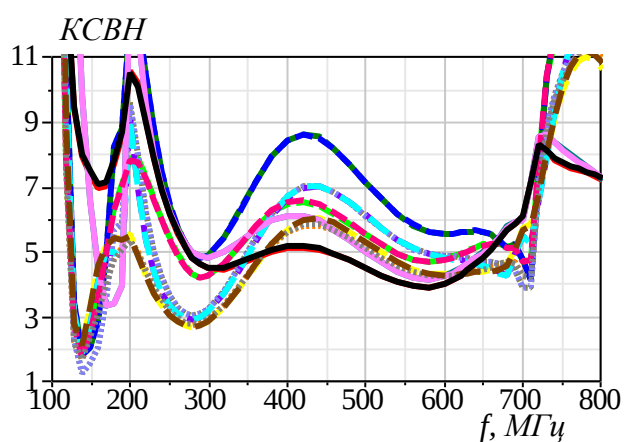
Небольшое расхождение между измеренным и расчётным КСВН в РПЧ обусловлено погрешностями изготовления макетов.

5.1.5 Разработан и изготовлен макет АР кардиоидных излучателей К1 с прямоугольными вставками на внешней кромке (рисунок 97,а). Для защиты медных частей излучателей АР от окисления в качестве покрытия использовано иммерсионное серебро толщиной 0,2 – 0,3 мкм. Диапазон измерений для оценки согласования АР выбран от 100 до 800 МГц. Поскольку технических возможностей определить активный КСВН нет, исследован КСВН каждого излучателя в составе АР при подключении остальных на согласованные нагрузки. Результат измерения был импортирован в виде численных данных и добавлен в САПР ANSYS HFSS для

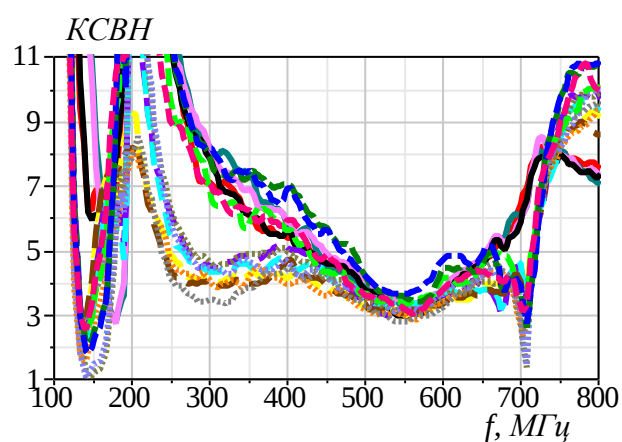
сравнения с результатом моделирования. КСВН модели и макета АР приведены на рисунке 97,б,в, соответственно.



(a)



(б)



(в)

Рисунок 97 – Макет АР кардиоидных излучателей К1 (а), а также ЧХ КСВН модели (б) и макета (в)

Согласно рисункам 97,б,в, КСВН модели АР излучателей 6 – 12 (два центральных ряда) в полосе 250 – 720 МГц располагается ниже уровня КСВН = 7, а КСВН макета АР – в основном ниже уровня КСВН = 5. Соответствие между номером излучателя, а также цветом и формой кривой на графиках КСВН приведено в таблице 9.

5.2 Измерение КУ

Экспериментальные измерения характеристик излучения проводились в безэховой камере (рисунок 98) центра коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения» Инженерно-технологической академии Южного федерального университета, оснащенного автоматизированным измерительно-вычислительным комплексом ТМСА/1-40/ДБЗ/TD-FD. В состав комплекса входят: плоский сканер ближнего поля ТМП04ПЗх3, опорно-поворотное устройство ТМП04В010, СШП передатчик TMG008020VN01, СШП приемник TMR8140, векторные анализаторы цепей R&S®ZVA40, PNA-8361, приемо-передающая антенна П6–23, источник бесперебойного питания и компьютерная система управления, обработки, каталогизации и визуализации результатов измерений. Стенки безэховой камеры покрыты РПМ ECCOSORB VHP-NRL типа VHP-18-NRL.

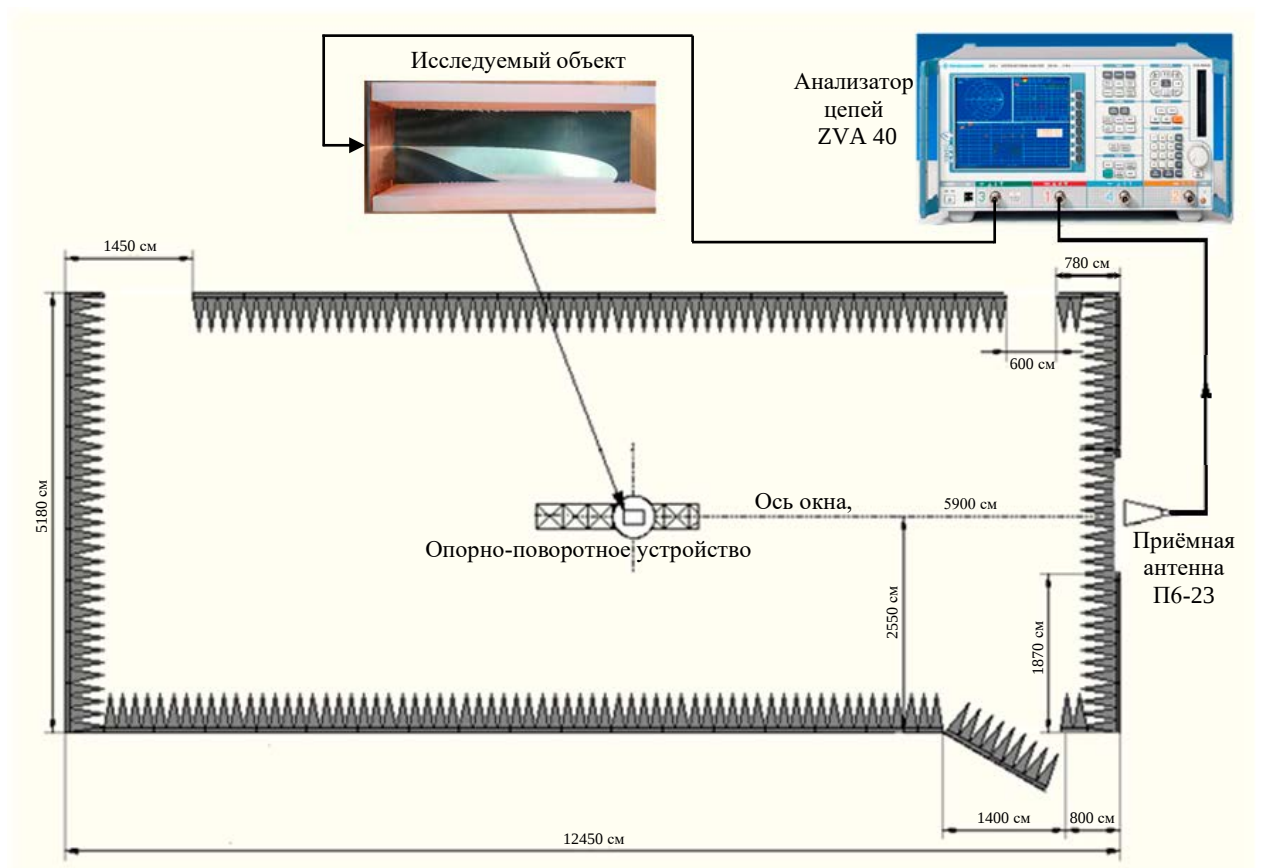


Рисунок 98 – Схема экспериментальной установки для измерения ДН и КУ

Измерение КУ кардиоидной антенны (рисунок 99) проводилось методом эталонной антенны [274]. В качестве эталона выбран рупор П6–23. Измерение КУ кардиоидной антенны уменьшенного размера проводилось методом двух идентичных антенн [274]. Сравнение КУ моделей антенн и макетов приведено на рисунке 100.

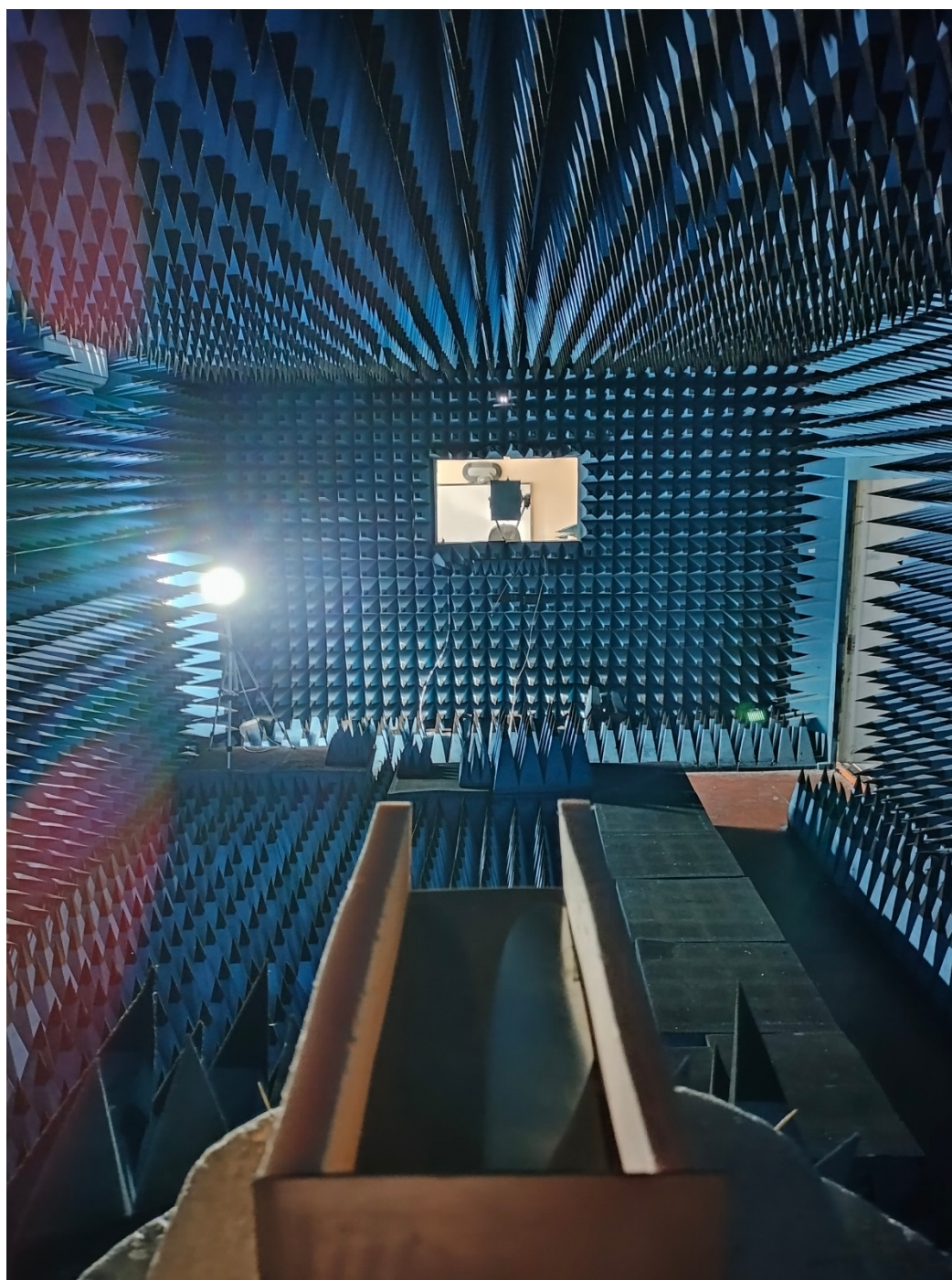


Рисунок 99 – Вид в безэховой камере со стороны опорно-поворотного устройства с установленной кардиоидной антенной

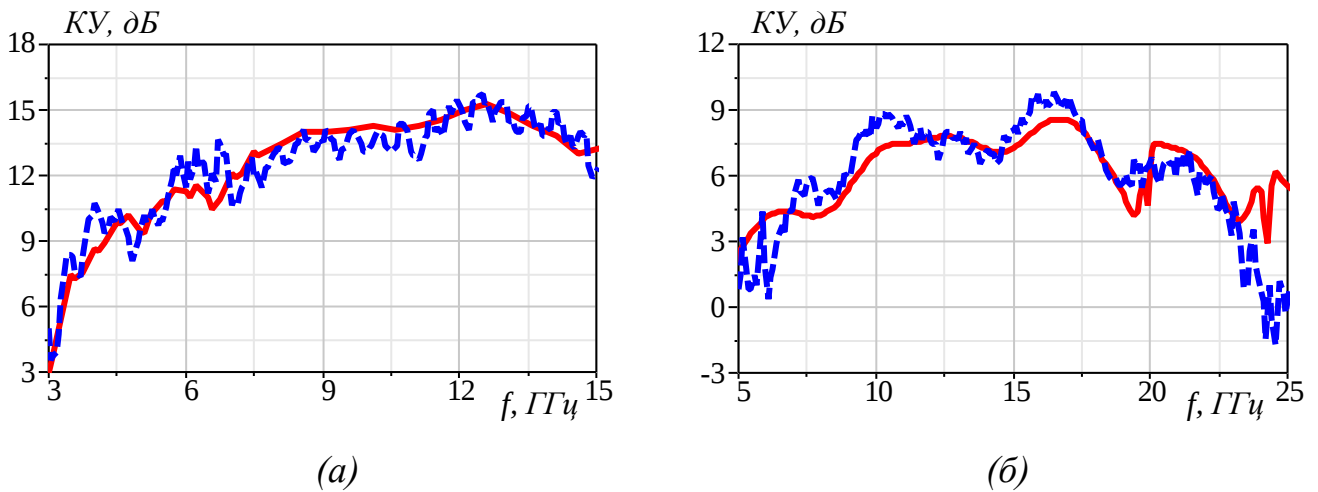


Рисунок 100 – ЧХ КУ кардиоидной антенны (а) и кардиоидной антенны уменьшенного размера (б): моделей (—) и макетов (---)

На рисунке 100 наблюдается совпадение результатов численного расчета моделей и измерения макетов, что подтверждает достоверность моделирования и качество изготовления прототипов.

График КУ макета кардиоидной антенны в РПЧ имеет осцилляции порядка 2,3 дБ, однако его средний уровень КУ совпадает со средним уровнем КУ модели.

График КУ макета кардиоидной антенны уменьшенного размера имеет осцилляции с максимальным значением около 4 дБ, однако его средний уровень также совпадает со средним уровнем КУ модели. Различия более 4 дБ КУ модели и макета кардиоидной антенны уменьшенного размера наблюдаются на частотах выше 23 ГГц, что связано с не идеальной идентичностью двух антенн (методом которых измерялся КУ), а также погрешностями в согласовании их поляризаций.

5.3 Измерение ДН

5.3.1 ДН модели и макета кардиоидной антенны на частотах 5, 10 и 15 ГГц в Е- и Н-плоскости представлены на рисунке 101,а–г, соответственно.

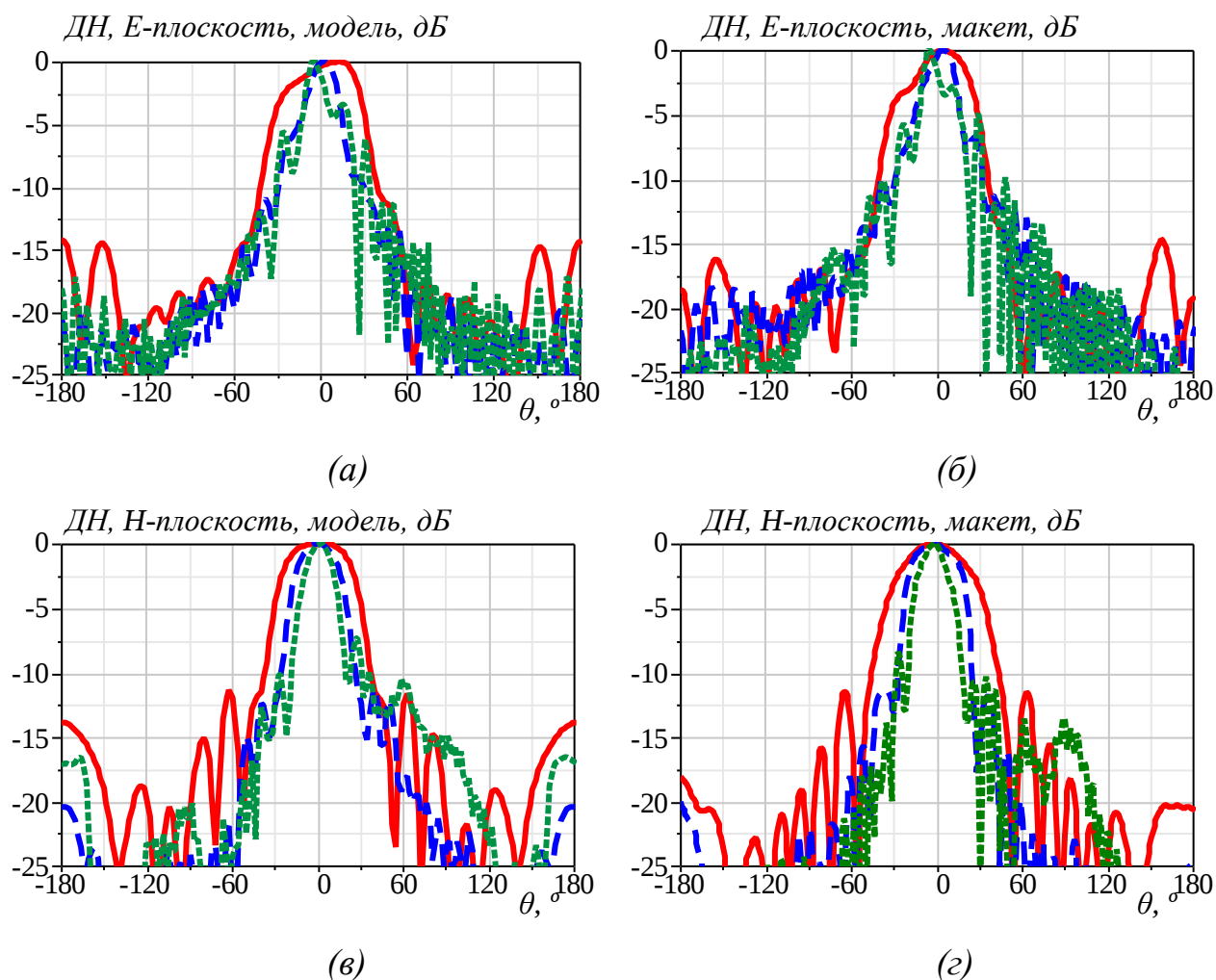


Рисунок 101 – ДН модели и макета кардиоидной антенны на частотах 5 (—), 10 (---) и 15 (---) ГГц в Е- и Н-плоскости

Ширина ДН макета кардиоидной антенны в Е-плоскости на частоте 5 ГГц уже на 11° , на 10 ГГц – на 3° , а на 15 ГГц – на 1° . Ширина ДН макета кардиоидной антенны в Н-плоскости на частотах 5, 10 и 15 ГГц уже на 4° , 6° и 1° .

5.3.2 ДН модели и макета кардиоидной антенны уменьшенного размера на частотах 6 (—), 15 (---) и 24 (---) ГГц в Е- и Н-плоскости представлены на рисунке 102,а–г.

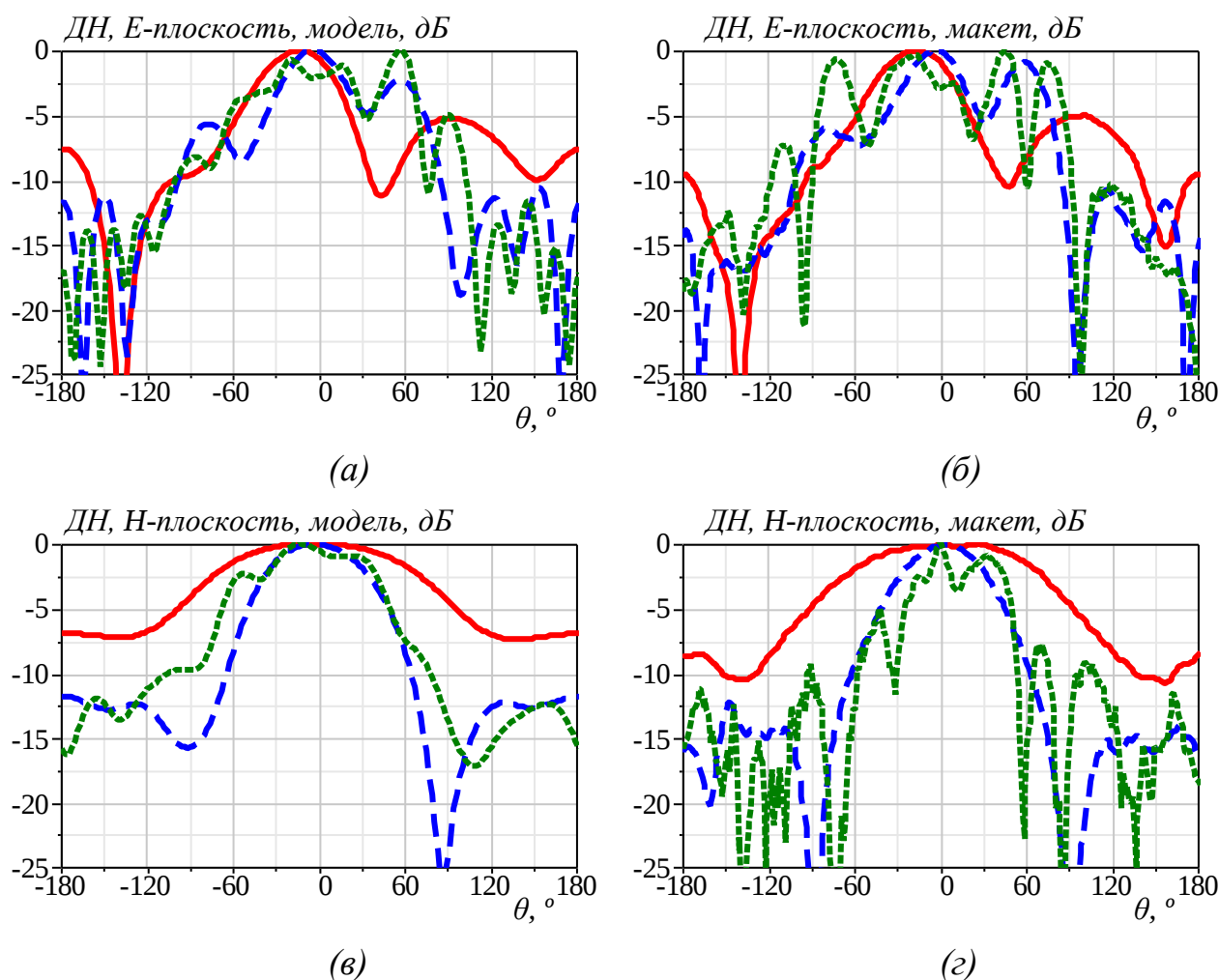


Рисунок 102 – ДН модели и макета кардиоидной антенны уменьшенного размера на частотах 6 (—), 15 (---) и 24 (---) ГГц в Е- и Н-плоскости

Ширина ДН макета и модели кардиоидной антенны уменьшенного размера в Е-плоскости на частоте 6 ГГц практически совпадает. На 15 ГГц ширина ДН макета уже на 5° , а также наблюдается боковой лепесток, максимум которого ориентирован в направлении 60° относительно нормали к экрану. На частоте 24 ГГц ширина ДН макета составляет 27° , а также наблюдаются два боковых лепестка, максимумы которых ориентированы в направлении 45° и -73° .

Ширина ДН макета кардиоидной антенны уменьшенного размера в Н-плоскости на частоте 6 ГГц уже на 6° , а на 15 ГГц – на 11° по сравнению с шириной ДН модели. На частоте 24 ГГц главный лепесток ДН антенны приобретает

осцилляции, а его ширина составляет 27° . Наблюдается боковой лепесток, максимум которого ориентирован в направлении 31° .

5.3.3 ДН модели и макета малоэлементной АР кардиоидных излучателей К1 в Е-плоскости на частотах 300 (—), 450 (---) и 600 (---) МГц представлены на рисунке ,а–б, соответственно.

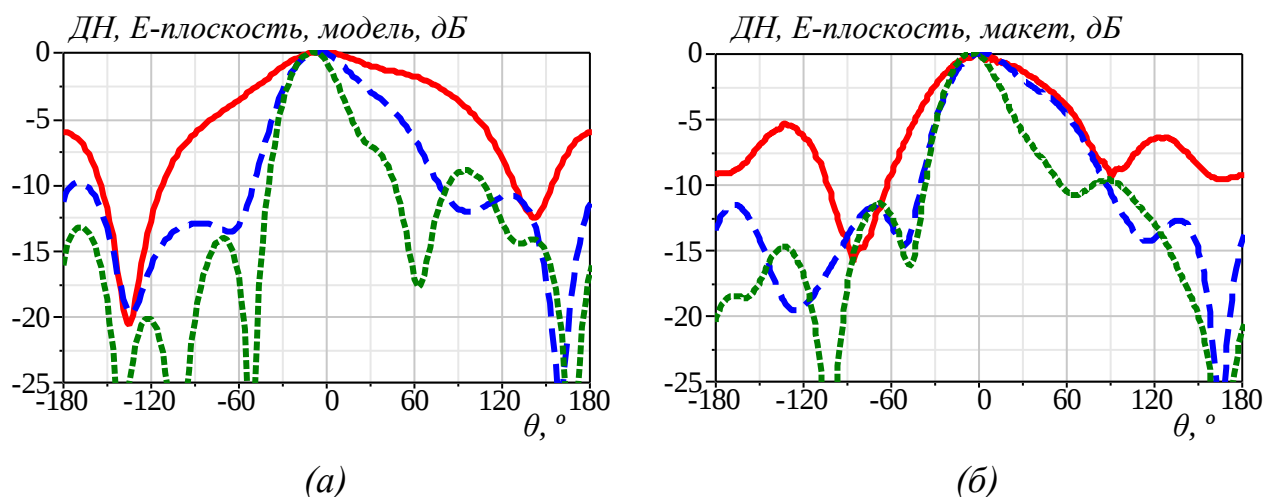


Рисунок 103 – ДН модели и макета малоэлементной АР кардиоидных излучателей К1 в Е-плоскости на частотах 300, 450 и 600 МГц

Ширина ДН макета малоэлементной АР кардиоидных излучателей К1 в Е-плоскости на частоте 300 МГц уже на 50° , на 450 МГц – шире на 6° , а на 600 МГц – шире на 2° .

5.4 Выводы

Соответствие разработанных электродинамических и физических моделей подтверждается измерениями характеристик согласования и излучения.

Согласно пункту 5.1, КСВН модели и макета кардиоидной антенны похожи. Более того, у КСВН макета отсутствует пик до уровня $\text{КСВН} = 3,5$ на частоте 6,6 ГГц. КСВН макета кардиоидной антенны уменьшенного размера на частотах выше 15 ГГц больше КСВН модели на $\sim 0,5$, однако на РПЧ по уровню $\text{КСВН} \leq 3$ это не влияет. КСВН макета АР излучателей К1 6 – 12 (два центральных ряда) в полосе 250 – 720 МГц меньше КСВН модели АР.

Из пункта 5.2 видно, что график КУ макета кардиоидной антенны в РПЧ имеет осцилляции порядка 2,3 дБ, однако средний уровень КУ совпадает со средним уровнем КУ модели. График КУ макета кардиоидной антенны уменьшенного размера имеет осцилляции с максимальным значением около 4 дБ, однако его средний уровень также совпадает со средним уровнем КУ модели. Различия более 4 дБ КУ модели и макета кардиоидной антенны уменьшенного размера наблюдаются на частотах выше 23 ГГц, что связано с не идеальной идентичностью двух антенн (методом которых измерялся КУ), а также погрешностями в согласовании их поляризаций.

ДН моделей и макетов антенн похожи, однако ДН макета кардиоидной антенны уменьшенного размера с увеличением частоты приобретает ярко выраженные боковые лепестки, что связано с уменьшением размера антенны на верхних частотах РПЧ (пункт 5.3).

На основании этих результатов положение 5 защищено.

Заключение

В ходе проведенного исследования были успешно решены все поставленные в диссертационной работе задачи:

1. Выполнен анализ существующих СШП антенн с расширяющейся щелью и АР на их основе для выявления ключевых параметров, влияющих на их характеристики. Определено, что компактных СШП антенн и излучателей известно мало. На текущий момент известно большое количество различных конфигураций внешней кромки антенн Вивальди, которые имеют свои достоинства и недостатки, при этом довольно распространенными являются антенны с эллиптической конфигурацией внешней кромки. Недостатком таких антенн является высота, превышающая одну или даже несколько длин волн, особенно при $KП \geq 4$. Использование плавной скругленной или эллиптической конфигурации внешней кромки антенн и излучателей с расширяющейся щелью улучшает согласование, смещает нижнюю рабочую частоту вниз по оси частот и увеличивает КУ.

Анализ численных данных модификаций антенн и излучателей показал, что вырезы и вставки различной формы разного расположения используются для смещения нижней рабочей частоты вниз по оси частот, расширения РПЧ, улучшения среднего уровня КСВН, увеличения КУ и уменьшения УБЛ. В основном изученные антенны и излучатели с вырезами на внешней кромке являются СШП и не являются компактными. Практически все такие модификации представлены для антенн (реже – для излучателей АР и ФАР) с расширяющейся щелью с нижней частотой РПЧ от 1 ГГц и высотой более нескольких λ .

Изменение формы и направления максимума главного лепестка ДН вызвано затекающим током и влиянием поля в ближней зоне. На экране антенны образуется бегущая волна тока в направлении отклонения главного лепестка ДН. В случае, если распределение тока в зависимости от фазы является неравномерным, максимум ДН смещается. Если же ток имеет сдвиг по фазе, в ДН образуются

боковые лепестки. Также на ДН влияют другие факторы: асимметрия в конструкции антенны, наличие в окружении антенны металлических или диэлектрических объектов. Таким образом, при проектировании современных радиоэлектронных комплексов важно учитывать ближайшее окружение антенны.

2. Проведено численное моделирование и исследование СШП антенн с расширяющейся щелью. В ходе исследования антенны Вивальди определено, что разработать более компактную СШП антенну с расширяющейся щелью с сопоставимым с прототипом КП довольно сложно. Модификация антенны Вивальди в виде синусоидального рифления на внешней кромке позволяет перейти от ШП к СШП в РПЧ по уровню КСВН ≤ 2 , увеличить КУ в среднем на 1,4 дБ, а также уменьшить составляющую поля на кроссовой поляризации на ~ 2 дБ практически во всей РПЧ. Обнаружено преимущество кардиоидной внешней кромки, которое заключается в расширении РПЧ (КП $\sim 4,010$ по уровню КСВН ≤ 2), улучшении согласования (среднее значение КСВН ниже уровня КСВН = 1,7) и возможности уменьшить высоту антенны. Однако, уменьшение высоты приводит к уменьшению КУ (в полосе от 5 до 15 ГГц на 5 – 9 дБ) и расширению ДН (на $35,1^\circ$ в Е-плоскости на 15 ГГц), что является недостатком.

3. Выполнено численное моделирование и исследование СШП компактных излучателей в составе бесконечных ФАР с прямолинейной внешней кромкой и кромкой, конфигурация которой описывается формулой кардиоиды. Определены следующие способы их модификации: использование прямоугольных вырезов и вставок, эллиптических вставок, синусоидального рифления, квадратных вырезов, использование прямоугольных вставок, вставок Н-формы и согласующих вставок. Выделены компактные излучатели, позволяющие обеспечить СШП в режиме широкоугольного сканирования в Е- и Н-плоскости. Так, компактный ($0,678 \lambda$ на верхней частоте) кардиоидный двухполяризационный СШП (КП $> 4,1$) излучатель ФАР способен сканировать в секторе углов $\pm 60^\circ$ в Е- и Н-плоскости.

4. Проведено численное моделирование и исследование малоэлементных АР. Определены способы улучшения их характеристик. Использование согласующих

прямоугольных вставок на внешней кромке крайних кардиоидных излучателей позволяет уменьшить влияние краевых эффектов на характеристики АР, что приводит к улучшению согласования в нижней части РПЧ и увеличению КП АР. В результате независимо от формы экрана малоэлементная АР становится СШП с КП более октавы. При исследовании КСВН малоэлементных АР на основе кардиоидного излучателя определено, что отключение отдельных излучателей позволяет улучшить согласование и расширить РПЧ (в случае излучателей К1 даже до двух октав). Более того, согласование кардиоидных излучателей малоэлементных АР в среднем лучше, чем излучателей Вивальди, а КП больше.

5. Разработка и исследование макетов кардиоидной антенны, кардиоидной антенны уменьшенного размера и АР кардиоидных излучателей с прямоугольными вставками на внешней кромке позволяет подтвердить соответствие экспериментальных и численных математических и физических моделей совпадением экспериментальных результатов с расчетными данными.

Таким образом, в ходе проведенного исследования были успешно решены все поставленные задачи, т. е. поставленная в диссертационной работе цель достигнута. Полученные результаты имеют практическую значимость и могут использоваться в разработке СШП антенн, АР и ФАР для систем радиосвязи, радиолокации и радионавигации.

Дальнейшие исследования по теме диссертации могут выполняться в следующих направлениях:

1. Разработка и исследование антенн и излучателей с расширяющейся щелью с другими конфигурациями внешних кромок.

2. Исследование влияния вырезов и вставок других конфигураций для увеличения КП и расширения сектора углов сканирования.

3. Разработка и исследование многоэлементных АР и ФАР с поиском путей уменьшения влияния краевых эффектов на их характеристики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1975, 528 с.
2. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны. 2 изд. М.: Радиотехника, 2006. 376 с.
3. Бененсон Л.С., Журавлев В.А., Попов С.В., Постнов Г.А. Антенные решетки. М.: Сов. Радио., 1966, 368 с.
4. Хансен Р.С. Сканирующие антенные системы СВЧ [пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина]. М.: Изд-во «Сов. радио», Т. 1, 1966, 538 с.
5. Naqvi A. H., Lim S. Review of Recent Phased Arrays for Millimeter–Wave Wireless Communication // Sensors (Basel), 2018, vol. 18, no. 10, pp. 1–31, DOI: 10.3390/s18103194.
6. Зырянов Ю. Т., Федюнин П. А., О. А. Белоусов [и др.]. Антенны: учебное пособие для вузов. 5-е изд., стер. СПб: Лань, 2022. 412 с.
7. Гринев А. Ю., Багно Д. В., Синани А. И., Мосейчук Г. Ф. Расширение полосы рабочих частот многофункциональных фазированных антенных решёток // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь»: сборник докладов. Москва: Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН. – 2010. – С. 631–635.
8. Касьянов А.О., Обуховец В.А., Мушников В.В. Результаты численного и экспериментального исследований широкополосных печатных излучателей антенных решеток // Антенны. 2008. №11 (138). С. 72–77.
9. Fitzsimmons G.W. Phase–Array Antenna // Microwave Journal. 1994. vol. 37, no. 1, pp. 114–128.
10. Чубинский Н. П., Кирьяшкин В. В., Хи Н. К. Об использовании сверхширокополосных сигналов для идентификации радиолокационных объектов // Журнал Радиоэлектроники. 2010. №5. С. 1–13.

11. Чубинский Н. П., Чистюхин В. В. Датчик поля для регистрации сверхширокополосных электромагнитных импульсов и алгоритм обработки его выходного сигнала // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: материалы IV Всероссийской научной конференции. Муром. – 2013. – С. 106–110.
12. Latha T., Ram G., Kumar G. A. and Chakravarthy M. Review on Ultra-Wideband Phased Array Antennas // IEEE Access, 2021, vol. 9, pp. 129742–129755, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3114344.
13. Овчинникова В., Шумилов Т. Ю., Кхаунг Е. Х. Антенная решетка из сверхширокополосных излучателей «бабочка» // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2019. Т. 172. № 5. С. 25–31.
14. Радзиевский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: «Радиотехника», 2009. 288 с.
15. Mokole E. L. and Sabath F. Ultrawideband Technologies and Applications // IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 60, no. 3, pp. 8–9, June 2018, DOI: 10.1109/MAP.2018.2820006.
16. Лазоренко О.Ф., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы // Радиофизика и радиоастрономия. 2008. №2. с. 166–194.
17. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием (введение в теорию). М.: Радиотехника, 2001. 250 с.
18. Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н. Д. Антенно-фидерные устройства: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1989. 352 с.
19. Logan J. T., Kindt R. W. and Vouvakis M. N. Low Cross-Polarization Vivaldi Arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 4, pp. 1827–1837, Apr. 2018, DOI: 10.1109/TAP.2018.2809492.
20. Обуховец В.А., Касьянов А.О., Грищенко С.Г. Широкополосное согласование излучателя антенной решетки системы радиомониторинга КВ-диапазона // Радиотехника. 2008. №11. С. 60–63.
21. Ротхаммель К. Антенны /пер. с нем. – СПб: изд-во «Бояныч», 1998. 656 с.

22. Kenneth L. Kaiser Electromagnetic Compatibility Handbook. CRC Press, 2004. 2568 p.
23. Sahar Saleh, Mohd Haizal Jamaluddin, Farooq Razzaz, Saud M. Saeed, Nick Timmons, Jim Morrison Compactness and performance enhancement techniques of ultra-wideband tapered slot antenna: A comprehensive review // Alexandria Engineering Journal, 2023, vol. 74, PP. 195–229, DOI: 10.1016/j.aej.2023.05.020.
24. Balanis C. A. Modern Antenna Handbook. USA: John Wiley & Sons. 2-nd ed. 2011, 1700 p.
25. Bah M. H., Hong J. S., and Jamro D. A. UWB antenna design and implementation for microwave medical imaging applications // IEEE International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN). – Chengdu, China. – 2015. – pp. 151–155, DOI: 10.1109/ICCSN.2015.7296144.
26. Щелкунов С. А., Фриис Г.Т. Антенны [пер. с англ. под ред. Л. Д. Бахраха]. М.: Сов. радио, 1955. 604 с.
27. Vendik O. The first phased-array antennas in Russia: 1955–1960 // IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 42, no. 4, pp. 46–52, DOI:10.1109/74.868052.
28. D. Parker and D.C. Zimmerman Phased arrays – Part II: Implementations, applications and future trends // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, Mar. 2002, pp. 688–698, DOI:10.1109/22.989954.
29. D. Parker and D.C. Zimmerman Phased arrays – Part I: Theory and architectures // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, Mar. 2002, pp. 678–687, DOI:10.1109/22.989953.
30. Smolders A.B., Haarlem van M.P. Perspectives on radio astronomy: technologies for large antenna arrays: proceedings of the conference held at the ASTRON Institute in Dwingeloo on 12-14 April 1999 // Dwingeloo: ASTRON, 1999. 354 p.
31. Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Кондратьева С. Г. [и др.] Антенные решётки спутниковых мобильных телекоммуникационных систем // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2021. Т. 182, № 3. С. 39–54.
32. Корнеева Т. Фазированные антенные решетки. Перспективные программы НИОКР // Электроника: Наука, технология, бизнес. 1998. № 5–6 . С. 37–40.

33. Калашников С. Н., Белоусов О. А. Фазированная антенная решетка для систем цифрового телевидения // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В.И. Вернадского. 2014. № 3 (53). С. 62–67.
34. Zheng Y. Y., Liu C. C. and Ding Y. R. A Shared–Aperture Broadband Circularly Polarized Antenna for Satellite Communications and Navigation // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. – Atlanta, GA, USA. – 2019. – pp. 1755–1756, DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888356.
35. Жумашев Н. Г., Каражанов Б. Б., Сулейменов Е. А. Самолетные радиолокационные станции с использованием фазированной антенной решетки / // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2017. Т. 2. С. 276–278.
36. Шевцов О. Ю., Артющев А. В., Крехтунов В. М. [и др.] Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук. 2010. № 3(65). С. 61–69.
37. Семенюк В. В. Возможности применения фазированных антенных решеток для преодоления аварийных ситуаций в период летных заданий БЛА // Вестник Казахской академии транспорта и коммуникаций им. М. Тынышпаева. 2020. № 4 (115). С. 172–179, DOI 10.52167/1609-1817-2020-115-4-172-179.
38. Ильин Е. М., Нониашвили М. И., Полубехин А. И. [и др.] Фазированные антенные решетки радаров летательных аппаратов малой и средней дальности. Достоинства и ограничения // Вестник СибГУТИ. 2020. № 1 (49). С. 89–99.
39. Добычина Е. М., Малахов Р. Ю. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2012. № 186. С. 176–183.
40. Соболев Р. Х. Бортовая активная фазированная антенная решетка // Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов. 2021. № 19. С. 116–118.
41. Полетаев А. М., Лазутин Р. Ю. Анализ принципов построения и режимов функционирования космических систем радиолокационного наблюдения //

- Труды Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского. 2015. № 646. С. 159–169.
42. Wallis R. E., Bruzzi J. R. and Malouf P. M. Testing of the MESSENGER spacecraft phased-array antenna // IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 47, no. 1, pp. 204–209, Feb. 2005, DOI: 10.1109/MAP.2005.1436281.
 43. Лузан А. Г. Новому космодрому – современные средства контроля и измерений // Воздушно–космическая сфера. 2018. № 1 (94). С. 76-83, DOI 10.30981/2587-7992-2018-94-1-76-83.
 44. Brookner E. Phased array radars-past, present and future // RADAR–2002. – Edinburgh, UK. – 2002. – pp. 104–113, DOI: 10.1109/RADAR.2002.1174663.
 45. Takahashi N. Analysis of a Precipitation System that Exists above Freezing Level Using a Multi-Parameter Phased Array Weather Radar // Atmosphere, 2019, no. 10 (12):755, pp. 1–15, DOI: 10.3390/atmos10120755
 46. Pandey A. K. Phased Array Antenna with Beamforming Network for 5G mmWave Communication System // 2020 50th European Microwave Conference (EuMC). – Utrecht, The Netherlands. – 2021. – pp. 364–367, DOI: 10.23919/EuMC48046.2021.9338222.
 47. Warnick K. F., Maaskant R., Ivashina M. V., Davidson D. B. and Jeffs B. D. High-Sensitivity Phased Array Receivers for Radio Astronomy // Proc. of the IEEE, 2016, vol. 104, no. 3, pp. 607–622, DOI: 10.1109/JPROC.2015.2491886.
 48. Михайлов Р. Л. Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах США: военно-теоретический труд. СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. 131 с.
 49. Zhang P., Zeng H., Xu Zh., Xu K. Wideband Wide-Scanning Phased Array Based on Connected SIW Cavities and Slit Antenna // Electronics Letters, 2025, vol. 61, no. 1, pp. 1–4, DOI: 10.1049/ell2.70353.
 50. Амитей Н., Галиндо В., Бу Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток: Пер. с англ./Под ред. А. Ф. Чаплин. М.: Мир, 1974. 456 с.
 51. Gibson P. J. The Vivaldi aerial // Proc. 9-th Eur. Microw. Conf. – Brighton, UK. – 1979. – pp. 101–105, DOI: 10.1109/EUMA.1979.332681.

52. Воскресенский Д. И., Котов Ю. В., Овчинникова Е. В. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток (обзор работ) // Антенны. 2005. № 11. С. 7–21.
53. Gazit E. Improved design of the Vivaldi antenna // IEEE Proceeding, 1988, vol. 135, no. 2, pp. 89–92, DOI: 10.1049/ip-h-2.1988.0020.
54. Langley J.D.S., Hall P.S., Newham P. Novel ultrawide–bandwidth Vivaldi antenna with low crosspolarisation // Electronics Letters, 1993, vol. 29, no. 23, pp. 2004–2005, DOI: 10.1049/el:19931336.
55. Dixit A. S. and Kumar S. A Survey of Performance Enhancement Techniques of Antipodal Vivaldi Antenna // IEEE Access, 2020, vol. 8, pp. 45774–45796, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2977167.
56. Гринев А. Ю., Сидоренко С. С., Демшевский В. В. [и др.] ФАР с пониженной кроссполаризационной составляющей из квазилогопериодических излучателей // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 2024. № 4 (564). С. 118–126.
57. Kindt R. W. and Logan J. T. Cross–Polarization Treatment in Linearly Polarized Vivaldi Array Apertures // 2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology (PAST). – Waltham, MA, USA. – 2022. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/PAST49659.2022.9975012.
58. Logan J. T. and Vouvakis M. N. Low cross–polarization ultra–wideband arrays (student submission) // 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST). – Waltham, MA, USA. – 2016. – pp. 1–5, DOI: 10.1109/ARRAY.2016.7832625.
59. Logan J. T. and Vouvakis M. N. Decade–bandwidth low cross–polarization UWB array // 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). – Fajardo, PR, USA. – 2016. – pp. 437–438, DOI: 10.1109/APS.2016.7695927.
60. Рязанов И. Г. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа // Вопросы современной науки и практики. 2013. № 2 (46). С. 297–306.

61. Dong J., Wang Y., Meng F. and Feng W. A Research on Airborne Conformal Array with High Gain and Low SLL // 2014 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks. – Bhopal, India. – 2014. – pp. 334–338, DOI: 10.1109/CICN.2014.82.
62. Fagnoni N., et al. Design of the New Wideband Vivaldi Feed for the HERA Radio-Telescope Phase II // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 12, pp. 8143–8157, Dec. 2021, DOI: 10.1109/TAP.2021.3083788.
63. Межевов П. А., Коровин К. О., Ликонцев А. Н. Создание кольцевой антенной решетки на основе излучателей Вивальди для широкополосного канала связи с ретрансляцией // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 3. С. 58–66, DOI: 10.32603/1993-8985-2023-26-3-58-66.
64. Feras A. et al. Ultra-wideband coplanar vivaldi antenna array with dielectric patch antenna for grating lobes suppression // IEEE Access, 2022, vol. 10, pp. 54410–54420, DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3175840.
65. Zhang S., Fu C., Liu H., Lin X. and Yang X. A Flexible Ultra-Wideband Vivaldi Phased Array Antenna for Unmanned Aerial Vehicle Applications // 2024 IEEE 12-th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). – Nanjing, China. – 2024. – pp. 1–2, doi: 10.1109/APCAP62011.2024.10881488.
66. Blanco-Angulo C., et al. Non-Invasive Microwave-Based Imaging System for Early Detection of Breast Tumours // Biosensors, 2022, vol. 12, no. 9, pp. 1–24, DOI: 10.3390/bios12090752.
67. Цай А. Б., Годин А. С., Климов К. Н. Исследование задачи уменьшения габаритных размеров антенны Вивальди как элемента плоской антенной решетки // Антенны. 2017. № 3(235). С. 37–43.
68. Wu W. and Guan B. Design and Implementation of a X-band Dual-polarization Phased-array Antenna // 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE). – Hangzhou, China. – 2018. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/ISAPE.2018.8634372.
69. Changfei Z., Jiahui F., Weidong K., Quan S. and Yan G. A miniaturized wideband Vivaldi antenna and phased array // Proceedings of 2014 3-rd Asia-Pacific

- Conference on Antennas and Propagation. – Harbin, China. – 2014. – pp. 569–572, DOI: 10.1109/APCAP.2014.6992557.
70. Tahir J. and Najam A. I. Design of 4×4 antenna array for actively electronic scanned array (AESA) radars // 2018 15-th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST). – Islamabad, Pakistan. – 2018. – pp. 853857, DOI: 10.1109/IBCAST.2018.8312325.
 71. Peng Y. and Zhou Y. A Miniaturized Vivaldi Antenna Array Design // 2020 Asia-Pacific Conference on Image Processing, Electronics and Computers (IPEC). – Dalian, China. – 2020. – pp. 77–80, DOI: 10.1109/IPEC49694.2020.9114963.
 72. Elmahraoui R., Rais R. and Mourabit T. A New Endfire Phased Array based on Vivaldi Antenna for 5G Applications // 2021 IEEE 19-th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM). – Winnipeg, MB, Canada. – 2021. – pp. 1–2, DOI: 10.1109/ANTEM51107.2021.9519003.
 73. Kedar A., Beenamole K. Wide Beam Tapered Slot Antenna for Wide Angle Scanning Phased Array Antenna // Progress In Electromagnetics Research B, 2011, vol. 27, pp. 235–251, DOI:10.2528/PIERB10100508.
 74. Liu J., Xiao S., Li Y. and Wang B. A wideband wide-angle scanning Vivaldi antenna array with low profile // 2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). – Xi'an, China. – 2017. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/APCAP.2017.8420731.
 75. Kähkönen H., Ala-Laurinaho J. and Viikari V. A Modular Dual-Polarized Ka-Band Vivaldi Antenna Array // IEEE Access, 2022, vol. 10, pp. 36362–36372, DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3164201.
 76. Zhang T., Chen Y., Liu Z. and Yang S. A Low-Scattering Vivaldi Antenna Array with Slits on Nonradiating Edges // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 71, no. 2, pp. 1999–2004, Feb. 2023, DOI: 10.1109/TAP.2022.3232690.
 77. Zhu S., Wen P. and Liu H. An Antipodal Vivaldi Antenna Array with Improved Beam Synthesis Accuracy and Scanning Performance // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – Singapore. – 2019. – pp. 81–83, DOI: 10.1109/APMC46564.2019.9038669.

78. Zhu Y., et al. Design of Wide–Angle Scanning Vivaldi Antenna Array for Satellite Communication // 2023 IEEE MTT–S International Wireless Symposium (IWS). – Qingdao, China. – 2023. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/IWS58240.2023.10222491.
79. Fang S., Zhang H., Xu F., Xie G. and Qu S. -W. X–Band Phased Vivaldi Array with Low–Scattering Characteristic // 2023 IEEE MTT–S International Wireless Symposium (IWS). – Qingdao, China. – 2023. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/IWS58240.2023.10222131.
80. Xi B., Xiao Y., Li M., Li Y., Sun H. and Chen Z. Wide–Angle Scanning Phased Array Antennas Using Metasurface Slabs // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 12, pp. 9003–9008, Dec. 2021, DOI: 10.1109/TAP.2021.3098569.
81. Yang J., Xiao S. and Li Y. Design of X–Band Wide–Angle Scanning All–Metal Phased Array Antenna // 2019 IEEE MTT–S International Wireless Symposium (IWS). – Guangzhou, China. – 2019. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/IEEE-IWS.2019.8804156.
82. Hwang S., Lee B., Kim D. Hw., Park J. Y. Design of S–Band Phased Array Antenna with High Isolation Using Broadside Coupled Split Ring Resonator // Journal of Electromagnetic Engineering and Science, vol. 18, no. 2, pp. 108–116, DOI: 10.26866/jees.2018.18.2.108.
83. Kähkönen H., Ala-Laurinaho J. and Viikari V. Dual-Polarized Ka-Band Vivaldi Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 4, pp. 2675–2683, Apr. 2020, DOI: 10.1109/TAP.2019.2948561.
84. Gou Y., Chen Y. and Yang S. Radar Cross Section Reduction of Wideband Vivaldi Antenna Arrays with Array–Level Scattering Cancellation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 8, pp. 6740–6750, Aug. 2022, DOI: 10.1109/TAP.2022.3162082.
85. Fanyaev I. A. and Kudzin V. P. The eight-element Vivaldi antenna array for X–band applications // 2013 IX International Conference on Antenna Theory and Techniques. – Odessa, Ukraine. – 2013. – pp. 350–351, DOI: 10.1109/ICATT.2013.6650774.

86. Kähkönen H., Ala-Laurinaho J. and Viikari V. Surface-Mounted Ka-Band Vivaldi Antenna Array // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2021, vol. 2, pp. 126–137, DOI: 10.1109/OJAP.2020.3046465.
87. Wu H., Li Y., Tao J., Li X. and Gu Z. Design of an Ultrawideband Dual-polarization Vivaldi Antenna Array in Integrated with Internal Monitoring Network // 2021 13-th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE). – Zhuhai, China. – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ISAPE54070.2021.9753453.
88. Yan B., Sun L., Sheng W. and Chen Z. N. Reactive Impedance Surface-Loaded Wideband Wide-Scanning Phased Array in Triangular Lattice // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 5, pp. 3366–3373, May 2022, DOI: 10.1109/TAP.2021.3137492.
89. Bai J., Shi S. and Prather D. W. Ultra-wideband slot-loaded antipodal Vivaldi antenna array // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). – Spokane, WA, USA. – 2011. – pp. 79–81, DOI: 10.1109/APS.2011.5996643.
90. Dai J., et al. A low-profile, decade bandwidth, tightly-coupled Vivaldi phased array // 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). – Okinawa, Japan. – 2016. – pp. 688–689.
91. Yerrola A. K., Ali M., Arya R. K. and Murmu L. Design of Wideband Conformal Vivaldi Antenna Array // 2022 URSI Regional Conference on Radio Science (URSI-RCRS). – Indore, India. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.23919/URSI-RCRS56822.2022.10118483.
92. Liu J., Li Y., Jian D., Li X. and Li Y. A Low-Profile Large Spacing Array Antenna with 9:1 Bandwidth // 2023 Cross Strait Radio Science and Wireless Technology Conference (CSRSWTC). – Guilin, China. – 2023. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/CSRSWTC60855.2023.10427184.
93. Zhu Q. Analysis of Characteristics of Ultra-Wideband Planar Array Based on Design of Array Antenna // 2018 11-th UK-Europe-China Workshop on Millimeter Waves and Terahertz Technologies (UCMMT). – HangZhou, China. – 2018. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/UCMMT45316.2018.9015759.

94. Yan J. -B., Gogineni S., Camps-Raga B. and Brozena J. A Dual-Polarized 2–18 GHz Vivaldi Array for Airborne Radar Measurements of Snow // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 781–785, Feb. 2016, DOI: 10.1109/TAP.2015.2506734.
95. Yue Y., Dong Y. and Zhou J. An ultra-wideband Vivaldi antenna array in L and S bands // *2016 IEEE 5-th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*. – Kaohsiung, Taiwan. – 2016. – pp. 301–302, DOI: 10.1109/APCAP.2016.7843213.
96. Zhu J., Huang M., Chen C. and Qiao W. A UHF–L Band Dual-polarization BAVA with 0.1λ Profile of Low Frequency // *2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. – Nanjing, China. – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT52847.2021.9618151.
97. Tianang E. G., Elmansouri M. A. and Filipovic D. S. Ultra-Wideband Lossless Cavity-Backed Vivaldi Antenna // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 1, pp. 115–124, Jan. 2018, DOI: 10.1109/TAP.2017.2775286.
98. Huang M., Wang L., Qiao W., Zhang K. and Zhou L. A 6:1 Bandwidth Dual-polarized Linear Phased Array of Tapered Slot Antennas // *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. – Boston, MA, USA. – 2018. – pp. 2165–2166, DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608548.
99. Ma L., Guan L., Li T., Fan Z. and Chen R. Ultra-wideband All-Metal Vivaldi Phased Array Antenna with Metal Baffles // *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium – China (ACES)*. – Beijing, China. – 2018. – pp. 1–2, DOI: 10.23919/ACCESS.2018.8669245.
100. Zhang Y. and Brown A. K. Bunny Ear Comblined Antennas for Compact Wide-Band Dual-Polarized Aperture Array // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 3071–3075, Aug. 2011, DOI: 10.1109/TAP.2011.2158780.
101. Ma X., Chai S., Xiao K. and Ding L. Design of All-Metal Vivaldi Phased Array Antenna // *2018 IEEE 3-rd International Conference on Signal and Image Processing*

- (ICSIP). – Shenzhen, China. – 2018. – pp. 547–551, DOI: 10.1109/SIPROCESS.2018.8600487.
102. Elmansouri M. A., Friedrichs G. R., Boskovic L. B. and Filipovic D. S. An X–Band Through Ka–Band Thinned All–Metal Vivaldi Phased Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 11, pp. 7613–7623, Nov. 2021, DOI: 10.1109/TAP.2021.3076680.
103. Wolf J. and Esman R. A Low–Cost, mmWave Tileable Sliced Notch Vivaldi Array // 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST). – Waltham, MA, USA. – 2019. – pp. 1–5, DOI: 10.1109/PAST43306.2019.9020786.
104. Elsallal M. W. and Mather J. C. An ultra–thin, decade (10:1) Bandwidth, modular «BAVA» array with low cross–polarization // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). – Spokane, WA, USA. – 2011. – pp. 1980–1983, DOI: 10.1109/APS.2011.5996893.
105. Fang J., Jin M. and Zhang X. An Ultra–Wideband Metal Vivaldi Array Antenna for SKA MFAA // 2022 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China). – Xuzhou, China. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ACES-China56081.2022.10065246.
106. Lakshmi M. B. and Vakula D. Compact Ultra–Wideband All Metal Vivaldi Antenna with an Exponential Tapered Slot for 5–20 GHz Applications // 2022 IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems (iSES). – Warangal, India. – 2022. – pp. 520–523, DOI: 10.1109/iSES54909.2022.00113.
107. Chen L. and Yu Y. S–Ku Bands Printed Vivaldi Phased Array Design // 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Guangzhou, China. – 2019. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992592.
108. Shukla S., Koul S. K. and Abegaonkar M. P. 6:1 Bandwidth Linearly Polarized Compact Vivaldi Antenna Array // 2018 Asia–Pacific Microwave Conference (APMC). – Kyoto, Japan. – 2018. – pp. 1540–1542, DOI: 10.23919/APMC.2018.8617261.

109. Schaubert D. H., Kasturi S., Boryssenko A. O. and Elsallal W. M. Vivaldi Antenna Arrays for Wide Bandwidth and Electronic Scanning // The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP-2007). – Edinburgh, Scotland. – 2007. – pp. 1–6, DOI: 10.1049/ic.2007.1334.
110. Guo L. and Qiang Y. F. Design of a Compact Wideband Dual-Polarization Antipodal Vivaldi Antenna Array // 2018 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM). – Chengdu, China. – 2018. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/COMPEM.2018.8496541.
111. Jia B. and Zhou Z. A Low Profile Dual Polarized Bunny Ear Array Antenna // 2022 IEEE 10-th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). – Xiamen, China. – 2022. – pp. 1–2, DOI: 10.1109/APCAP56600.2022.10069608.
112. Tong S., Zhang K., Li W. and Ding Y. Elimination of Scan Blindness in Vivaldi Antenna Array using Metallic Cubic Block // 2024 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM). – Nanjing, China. – 2024. – pp. 1–2, DOI: 10.1109/ICCEM60619.2024.10559090.
113. Lu Q., Shi S., Kong Y., Zhou L., Liu J. and Chen W. A Design of P- to L-Band 45° Linear-Polarized Antipodal Vivaldi Antenna Array // 2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT52847.2021.9618152.
114. Fang J., Zhang X. and Miao J. A Low-Profile Ultra-Wideband Wide-Angle Scan Oblique Polarized Array Antenna // 2023 IEEE 6-th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT). – Qingdao, China. – 2023. – pp. 166–168, DOI: 10.1109/ICEICT57916.2023.10245670.
115. Holland S. S. and Vouvakis M. N. The Banyan Tree Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 11, pp. 4060–4070, Nov. 2011, DOI: 10.1109/TAP.2011.2164177.
116. Shin J. and Schaubert D. H. A Parameter Study of Stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, no. 5, pp. 879–886, May 1999, DOI: 10.1109/8.774151.

117. Elsallal W. et al. Characteristics of decade–bandwidth, Balanced Antipodal Vivaldi Antenna (BAVA) phased arrays with time–delay beamformer systems // 2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. – Waltham, MA, USA. – 2013. – pp. 111–116, DOI: 10.1109/ARRAY.2013.6731811.
118. Zhang X., Miao J., Wang Y., Wang J., Jin M. and Dai Y. A Study on the Mutual Coupling Effects of the Ultra–Wideband Vivaldi Array // 2019 IEEE–APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC). – Granada, Spain. – 2019. – pp. 363–366, DOI: 10.1109/APWC.2019.8870573.
119. Elsallal M. W. and Schaubert D. H. Electronically scanned arrays of dual–polarized, doubly–mirrored balanced antipodal Vivaldi antennas (DmBAVA) based on modular elements // 2006 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. – Albuquerque, NM, USA. – 2006. – pp. 887–890, DOI: 10.1109/APS.2006.1710671.
120. Kindt R. W. Prototype Design of a Modular Ultrawideband Wavelength–Scaled Array of Flared Notches // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 3, pp. 1320–1328, Mar. 2012, DOI: 10.1109/TAP.2011.2180340.
121. Li H., Tao J. and Li X. Design and Heat Control Analysis of an Ultrawideband All–Metal Vivaldi Phased Array // 2022 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC). – Haidian, China. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/CSRSWTC56224.2022.10098403.
122. Remez J., Segal A. and Shansi R. Dual–polarized wideband widescan multibeam antenna system from tapered slotline elements array // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2005, vol. 4, pp. 293–296, DOI: 10.1109/LAWP.2005.852996.
123. Fang J., Jin M. and Zhang X. An Ultra–Wideband Wide–Angle Scan Array Antenna for Synthetic Aperture Radar // 2019 6–th Asia–Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR). – Xiamen, China. – 2019. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/APSAR46974.2019.9048512.
124. Wang S., Guo L., Chen X., Parini C. G. and McCormick J. Design of Broadband Phased Array Using Tapered Slot Antenna // 2008 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. – Chiba, Japan. – 2008. – pp. 271–274, DOI: 10.1109/IWAT.2008.4511334.

125. Kim J.-Y., So J.-H., Lim J.-S. and Cheon Ch.-Y. Design of wide-band/wide-scan E-plane notch phased array considering active element pattern // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – Columbus, OH, USA. – 2003. – pp. 476–479, DOI: 10.1109/APS.2003.1219279.
126. Maaskant R., Popova M. and R. van den Brink Towards the design of a low-cost wideband demonstrator tile for the SKA // 2006 First European Conference on Antennas and Propagation. – Nice, France. – 2006. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/EUCAP.2006.4584596.
127. Chio T.-H. and Schaubert D. H. Large wideband dual-polarized array of Vivaldi antennas with radome // 1999 Asia Pacific Microwave Conference (APMC'99), vol. 1. – Singapore. – 1999. – pp. 92–95, DOI: 10.1109/APMC.1999.828056.
128. Guo Zh., Yang Sh., Shi Zh. and Chen Y. A miniaturized wideband dual-polarized linear array with balanced antipodal Vivaldi antenna // 2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). – Chengdu, China. – 2016. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2016.7588343.
129. Kindt R. W. and Logan J. T. Benchmarking Ultrawideband Phased Antenna Arrays: Striving for Clearer and More Informative Reporting Practices // IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 60, no. 3, pp. 34–47, June 2018, DOI: 10.1109/MAP.2018.2818464.
130. Yang L. and Zhihui L. An Element of Wide-band and Wide-scan Phased Array Antenna // 2021 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM). – Guangzhou, China. – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/iWEM53379.2021.9790413.
131. Li X., Wu H. and Tao J. Design of an Ultrawideband All-Metal Vivaldi Array with Offset Feed Structure // 2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC). – Fuzhou, China. – 2020. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/CSRSWTC50769.2020.9372709.

132. Kindt R. W. and Pickles W. R. Ultrawideband All-Metal Flared-Notch Array Radiator // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 11, pp. 3568–3575, Nov. 2010, DOI: 10.1109/TAP.2010.2071360.
133. Chen C., Huang M., Zhu J. and Qiao W. A Multifunctional 0.35–2GHz Dual-polarized Array of 4×22 Elements with Wide-scanning Angles // 2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Nanjing, China. – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT52847.2021.9618458.
134. Lv Y., Sun M., Bai X., Yan W., Kong F. and Qian J. Design of Ultra-wideband Miniaturized Vivaldi Antenna Array // 2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Nanjing, China. – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT52847.2021.9618568.
135. Yilmaz B. A. A Dual Polarized All Metal Ultra-Wideband Vivaldi Antenna Array with 70° Scan Ability // 2023 17-th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – Florence, Italy. – 2023. – pp. 1–3, DOI: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133741.
136. Gao X., Liu N.-W. and Sun S. An Ultra-wideband Dual-polarized Array Antenna with Wide-angle Scanning Performance // 2022 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). – Guangzhou, China. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/IMWS-AMP54652.2022.10107134.
137. Chen J. F. et al. Design of a one-dimensional wideband and wide scanning phased array antenna // 2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB). – Nanjing, China. – 2016. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICUWB.2016.7790523.
138. Yilmaz B. A. and Dogan D. A dual polarized all metal wideband Vivaldi array with wide scan ability // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – San Diego, CA, USA. – 2017. – pp. 309–310, DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072197.
139. Shui M., Zhao H., Zhao B., Zhao X. and Jiang Z. Effective Design on Low Sidelobe of Vivaldi Antenna in Multi-Antenna Systems // 2018 Cross Strait Quad-Regional

- Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). – 2018. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/CSQRWC.2018.8455663.
140. Li Y., Li X., Tao J. and Liu C. Modular All Metal Vivaldi Antenna With 9:1 Bandwidth // 2022 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC). – Haidian, China. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/CSRSWTC56224.2022.10098406.
141. Liu Z., Chen Y. and Yang S. In-Band Scattering Cancellation Techniques for Vivaldi Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 5, pp. 3411–3420, May 2022, DOI: 10.1109/TAP.2021.3137475.
142. Zhang J. and Zhou J. Novel Stripline-fed Vivaldi Antenna Array with Wide Scanning Range // 2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Harbin, China. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT55580.2022.10023086.
143. Elmansouri M. A., Boskovic L. B., Friedrichs G. R. and Filipovic D. S. Single and Dual Polarized All Metal Phased Array Apertures from X through Ka-Band // 2022 International Telecommunications Conference (ITC-Egypt). – Alexandria, Egypt. – 2022. – pp. 1–6, DOI: 10.1109/ITC-Egypt55520.2022.9855759.
144. Ding J., et al. Design of a Broadband Miniaturized Vivaldi Antenna with Antipodal Structure // 2022 IEEE 9-th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE). – Chengdu, China. – 2022. – pp. 97–100, DOI: 10.1109/MAPE53743.2022.9935190.
145. Logan J. T., Kindt R. W. and Vouvakis M. N. A 1.2–12 GHz Sliced Notch Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 4, pp. 1818–1826, Apr. 2018, DOI: 10.1109/TAP.2018.2809476.
146. Chitturi Lakshmi Prasanna, Munagoti Bhagya Lakshmi, Neti Narasimha Sastry A Parametric Analysis & Design of All Metal Vivaldi Antenna Covering 3.0–18 GHz for DF and Phased Array Applications // Progress In Electromagnetics Research C, 2019, vol. 92, pp. 57–69, DOI:10.2528/PIERC19020601.
147. Andrews C., Elmansouri M. and Filipovic D. 5–50 GHz Tapered Slot Antenna Array // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North

- American Radio Science Meeting. – Montreal, QC, Canada. – 2020. – pp. 19–20, DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9329623.
148. Massman J. P. and Steffen T. P. Low Cost All Metal Additively Manufactured Wideband Antenna Array Modules // 2020 IEEE Intern. Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. – Montreal, QC, Canada. – 2020. – pp. 1357–1358, DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330321.
149. Spence T. G. and Rodriguez R. Additively manufactured ultrawideband, wide scan, monolithic Vivaldi arrays // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – San Diego, CA, USA. – 2017. – pp. 1239–1240, DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072662.
150. Robinson E. D., Ramos F., Elsallal M. W. and Rappaport C. M. An Additively–Manufactured, Internally Metalized FUSE™(IM-FUSE) Array // 2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology (PAST). – Waltham, MA, USA. – 2022. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/PAST49659.2022.9974979.
151. Kuosmanen M., Holopainen J., Ala-Laurinaho J., Kiuru T. and Viikari V. Filtering Antenna Array Based on Corrugated Vivaldi Elements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 71, no. 8, pp. 6546–6557, Aug. 2023, DOI: 10.1109/TAP.2023.3278879.
152. Kindt R. W. and Logan J. T. Single–Polarization Vivaldi Antenna Array with Orthogonal Walls for Improved Polarization Purity // 2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology (PAST). – Waltham, MA, USA. – 2022. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/PAST49659.2022.9975104.
153. Kindt R. W. and Logan J. T. Dual–Polarized Metal–Flare Sliced Notch Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 4, pp. 2666–2674, Apr. 2020, DOI: 10.1109/TAP.2020.2969724.
154. Cung G., Spence T. and Borodulin P. Enabling broadband, highly integrated phased array radiating elements through additive manufacturing // 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST). – Waltham, MA, USA. – 2016. – pp. 1–9, DOI: 10.1109/ARRAY.2016.7832632.

155. Kindt R. W. and Binder B. T. Dual–Polarized Vivaldi Array on a Triangular Lattice // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 2083–2091, Apr. 2021, DOI: 10.1109/TAP.2020.3037691.
156. Pfeiffer C., Massman J. and Steffen T. 3–D Printed Metallic Dual–Polarized Vivaldi Arrays on Square and Triangular Lattices // *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, 2021, vol. 69, no. 12, pp. 8325–8334, DOI: 10.1109/TAP.2021.3083795.
157. Massman J., Simpson G. and Steffen T. Low Cost Additively Manufactured Antenna Array Modules // *2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST)*. – Waltham, MA, USA. – 2019. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/PAST43306.2019.9020864.
158. Ayebe M., et al. 3D–Printed Silver–Coated Vivaldi Array with Integrated Coaxial Probe Feeding // *2024 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag. and INC/USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/INC-USNC-URSI)*. – Firenze, Italy. – 2024. – pp. 7–8, DOI: 10.1109/AP-S/INC-USNC-URSI52054.2024.10686495.
159. Calcaterra A., Ciociola A., Bia P., Manna A. and Bartocci M. A Dual–Polarized K–Band Sliced–Notched Vivaldi Antenna Array // *2023 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*. – Genoa, Italy. – 2023. – pp. 203–208, DOI: 10.1109/CAMA57522.2023.10352866.
160. Elsallal M. W., Hood J. R. and Kindt R. Development of substrate–free frequency–scaled ultra–wide spectrum element (FUSE) phased array // *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*. – Waltham, MA, USA. – 2016. – pp. 1–5, DOI: 10.1109/ARRAY.2016.7832631.
161. Chen Q., Zhang H., Zhang X., Jin M. and Wang W. Wideband RCS reduction of Vivaldi antenna using electromagnetic band gap absorbing structure // *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. – Phuket, Thailand. – 2017. – pp. 1–2, DOI: 10.1109/ISANP.2017.8228896.
162. Wyllie C. B., Lewis G. M. and Lewis R. A. Dual–polar Vivaldi antennas for phased arrays with wide–angle scanning // *2001 Eleventh International Conference on Antennas and Propagation*, vol. 2, no. 480. – Manchester, UK. – 2001. – pp. 672–676, DOI: 10.1049/cp:20010375.

163. Kuosmanen M. et al. Dual–Polarized 2–6 GHz Antenna Array with Inverted BoR Elements and Integrated PCB Feed // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2022, vol. 3, pp. 229–237, DOI: 10.1109/OJAP.2022.3143993.
164. Kuosmanen M. et al. Dual–Polarized 6–18–GHz Antenna Array With Low–Profile Inverted BoR Elements // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2023, vol. 4, pp. 3–11, DOI: 10.1109/OJAP.2022.3227546.
165. Otter W. J., Pirollo B. P., Henderson R. I. and Lewis R. A. Multi–octave BAVA radiating elements for use in modular phased array antennas // 2009 3-rd European Conference on Antennas and Propagation. – Berlin, Germany. – 2009. – pp. 1324–1328.
166. Lamkaddem A., Merino E., El Yousfi A., Gonzalez-Posadas V. and Segovia-Vargas D. Broadband Dual–Polarized Vivaldi Base Station Array Antenna for 5G Smart Networks // 2023 International Workshop on Antenna Technology (iWAT). – Aalborg, Denmark. – 2023. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/iWAT57058.2023.10171703.
167. Nguyen Q. and Mitchell G. A Particle Swarm Approach to Grating Lobe Suppression in an Aperiodic Vivaldi Array // 2022 United States National Committee of URSI Nat. Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM). – Boulder, CO, USA. – 2022. – pp. 264–265, DOI: 10.2919/USNC-URSINRSM57467.2022.9881428.
168. Lu F., Li M., Li K., Wen C. and Huang X. A Novel Low–profile Wide–angle Scanning Balanced Antipodal Vivaldi Antenna // 2023 6th International Conference on Electronics Technology (ICET). – Chengdu, China. – 2023. – pp. 267–271, DOI: 10.1109/ICET58434.2023.10211493.
169. Chen Y., Fang J. and Zhu Y. A High–Efficiency Ultral–Wideband Dual–Polarization Array Antenna // 2022 IEEE 5th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT). – Hefei, China. – 2022. – pp. 220–222, DOI: 10.1109/ICEICT55736.2022.9908888.
170. Gorai A., Karmakar A., Pal M., and Ghatak R. A super wideband Chebyshev tapered antipodal Vivaldi antenna // AEU-Int. J. Electron. Commun., 2015, vol. 69, no. 9, pp.1328–1333, DOI: 10.1016/j.aeue.2015.05.017.

171. Biswas B., Ghatak R. and Poddar D. R. A Fern Fractal Leaf Inspired Wideband Antipodal Vivaldi Antenna for Microwave Imaging System // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 11, pp. 6126–6129, Nov. 2017, DOI: 10.1109/TAP.2017.2748361.
172. Li L., Xia X., Liu Y., and Yang T. Wideband Balanced Antipodal Vivaldi Antenna with Enhanced Radiation Parameters // Prog. Electromagn. Res., 2016, vol. 66, no. 1, pp. 163–171, DOI: 10.1109/TAP.2017.2748361.
173. De Oliveira A. M., et al. A high directive koch fractal Vivaldi antenna design for medical near-field microwave imaging applications // Microw. Opt. Technol. Lett., 2016, vol. 59, no. 2, pp. 337–346, DOI: 10.1002/mop.30293.
174. Qing X., Chen Z. N., and Chia M. Y. W. Dual elliptically tapered antipodal slot antenna loaded by curved terminations for ultrawideband applications // Radio Science, 2006, vol. 41, no. 6, pp. 1–10, DOI:10.1029/2006RS003497.
175. Mehdipour A. Mohammadpour-Aghdam K., and Faraji-Dana R. Complete Dispersion Analysis of Vivaldi Antenna for Ultra Wideband Applications // Prog. In Electromagn. Research, 2007, vol. 77, pp. 85–96, 2007. DOI:10.2528/PIER07072904.
176. Ray K. P., Nirmala K., Kakatkar S. S., Madaka N. S. and Prince C. Broadband modified Wilkinson power divider fed antipodal Vivaldi antenna array // 2013 International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP). – Dhanbad, India. – 2013. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/ICMAP.2013.6733501.
177. Strackx M., et al. Ultra-wideband antipodal Vivaldi antenna array with Wilkinson power divider feeding network // 2011 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB). – Bologna, Italy. – 2011. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/ICUWB.2011.6058826.
178. Tayebi M., Dastranj A. A. and Alighanbari A. Ultra-Wide Band Antipodal Vivaldi Antenna with Tapered Triangular Corrugated Edges // 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). – Yazd, Iran. – 2019. – pp. 1637–1642, DOI: 10.1109/IranianCEE.2019.8786722.

179. Chan K. K. –M., Tan A. E. –C. and Rambabu K. Decade Bandwidth Circularly Polarized Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 11, pp. 5435–5443, Nov. 2013, DOI: 10.1109/TAP.2013.2276923.
180. Gonzalez M. C. Radiative properties in planar printed Vivaldi antenna array// Proceedings of the 2012 IEEE Int. Symposium on Antennas and Propagation. – Chicago, IL, USA. – 2012, pp. 1–2, DOI: 10.1109/APS.2012.6348655.
181. Shao W., Ryan S. Adams Two antipodal Vivaldi antennas and an antenna array for microwave early breast cancer detection //Microwave and Optical Technology Letters, 2013, vol. 55, no. 3, pp. 670–674, DOI:10.1002/mop.27384.
182. Tian F., Li C., Xing L. and Xu Q. A Compact Vivaldi Antenna for S–band Phased Array Applications // 2023 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Qingdao, China. – 2023. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT58241.2023.10277038.
183. Esmati Z. and Moosazadeh M. Reflection and transmission of microwaves in reinforced concrete specimens irradiated by modified antipodal Vivaldi antenna // Microw. Opt. Technol. Lett., 2018, vol. 60, no. 9, pp. 2113–2121, DOI: 10.1002/mop.31307.
184. Li X., Wang K., Li Z. and Jin R. A Compact UWB Antipodal Vivaldi Antenna with Enhanced Radiation Performance // 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI). – Singapore. – 2021. – pp. 533–534, DOI: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704553.
185. Zhang B., Zhang K., Yang S. and Zhai H. A Vivaldi antenna with adjustable in–band notched characteristic // 2016 Asia–Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). – Shenzhen, China. – 2016. – pp. 713–715, DOI: 10.1109/APEMC.2016.7522844.
186. Herzi R., Zairi H. and Gharsallah A. Antipodal Vivaldi Antenna Array with High Gain and Reduced Mutual Coupling for UWB Applications // 2015 16-th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). – Monastir, Tunisia. – 2015. – pp. 789–792, DOI: 10.1109/STA.2015.7505195.

187. Meng X., Wu B., Huang Z.-X., and Wu X.-L. Compact 30:1 Bandwidth Ratio Balun for Printed Balanced Antennas // Progress In Electromagnetics Research C, 2016, vol. 64, pp. 125–132, DOI:10.2528/PIERC16042003.
188. Ghosh S. K. and Badhai R. K. Design of a novel antipodal Vivaldi antenna with further modifications for notch characteristics," 2017 International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC). – Coimbatore, India. – 2017. – pp. 1–5, DOI:10.1109/ICISC.2017.8068681.
189. Siddiqui J. Y., et al. Design of an Ultrawideband Antipodal Tapered Slot Antenna Using Elliptical Strip Conductors // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, vol. 10, pp. 251–254, DOI: 10.1109/LAWP.2011.2128296.
190. Zhuge X. and Yarovoy A. Design of low-profile antipodal Vivaldi antenna for ultra-wideband near-field imaging // Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation. – Barcelona, Spain. – 2010. – pp. 1–5.
191. Amiri M., Tofigh F., Ghafoorzadeh-Yazdi A. and Abolhasan M. Exponential Antipodal Vivaldi Antenna with Exponential Dielectric Lens // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, vol. 16, pp. 1792–1795, DOI: 10.1109/LAWP.2017.2679125.
192. Wang Z., Yin Y. Wu J. and Lian R. A Miniaturized CPW-Fed Antipodal Vivaldi Antenna with Enhanced Radiation Performance for Wideband Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, vol. 15, pp. 16–19, DOI: 10.1109/LAWP.2015.2425735.
193. Li X. and Zhang Y. Modified Antipodal Vivaldi Antenna with Elliptical and Sinusoidal-Shaped Loads // 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Chengdu, China. – 2018. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT.2018.8563711.
194. Naydenko V. and Kozachuk M. Vivaldi Coplanar–Antipodal Antennas // 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW). – Kharkiv, Ukraine. – 2020. – pp. 121–125, DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252807.

195. Long Z. J. et al. GPR inspection of asphalt pavement using an off-ground antenna array // 2016 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR). – Hong Kong, China. – 2016. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/ICGPR.2016.7572701.
196. AbdelBaky S. A. and Hammad H. F. Modified Elliptical Antipodal Vivaldi Antenna with Elliptical Tapered Slot Edge and Circular loads // 2017 Int. Workshop on Antenna Technol.: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT). – Athens, Greece. – 2017. – pp. 199–202, DOI: 10.1109/IWAT.2017.7915357.
197. Wang S., Chen X. D. and Parini C. G. Analysis of Ultra-Wideband Antipodal Vivaldi Antenna Design // 2007 Loughborough Antennas and Propagation Conference. – Loughborough, UK. – 2007. – pp. 129–132, DOI: 10.1109/LAPC.2007.367448.
198. Пат. РФ № 2431224 С1 МПК Н 01 Q 21/24. Сверхширокополосная антенна / Е. Г. Борисов, М. В. Головачев, А. В. Кочетов, О. С. Миронов; заявл. 02.04.2010; опубл. 10.10.2011.
199. Maunder A. and Mousavi P. Application of UWB Arrays for Material Identification of Multilayer Media in Metallic Tanks // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 11, pp. 4901–4909, Nov. 2015, DOI: 10.1109/TAP.2015.2473692.
200. Suryana J. and Auzan L. Implementation of Active 700–2500 MHz Multiple Beam Antenna System based on Antipodal Vivaldi Array combined with Wideband Butler Matrix for Multiband SingleRAN // 2020 14-th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA). – Bandung, Indonesia. – 2020. – pp. 1–5, DOI: 10.1109/TSSA51342.2020.9310809.
201. Cook B. S. and Shamim A. Inkjet Printing of Novel Wideband and High Gain Antennas on Low-Cost Paper Substrate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 9, pp. 4148–4156, Sept. 2012, DOI: 10.1109/TAP.2012.2207079.
202. Романова И. Материалы фирмы Rogers Corporation для изготовления ВЧ и СВЧ печатных плат // Печатный монтаж. 2010. №2. С. 34–37.

203. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
204. Tiwari S., Ghosh T. and Sahay J. Miniaturization of Vivaldi antenna for different wireless communication applications // 2018 4-th International Conference on Recent Advances in Information Technology (RAIT). – Dhanbad, India. – 2018. – pp. 1–6, DOI: 10.1109/RAIT.2018.8388968
205. Tahar Z., Derobert X., and Benslama M. An Ultra-Wideband Modified Vivaldi Antenna Applied to through the Ground and Wall Imaging // Progress In Electromagnetics Research C, 2018, vol. 86, pp. 111–122, DOI:10.2528/PIERC18051502.
206. Shaikh F. A. et al. Ultra-wideband antipodal Vivaldi antenna for radar and microwave imaging application // 2017 IEEE 3-rd International Conference on Engineering Technologies and Social Sciences (ICETSS). – Bangkok, Thailand. – 2017. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/ICETSS.2017.8324143.
207. Ma L., Huang Q., and Shi X. An Unequally Spaced Vivaldi Antenna Array // Proc. 2018 Int. Conf. on Microw. and Millimeter Wave Technol. (ICMMT). – Chengdu, China. – 2018. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/ICMMT.2018.8563965.
208. Dai L. H., Zhou T., Liang Z. R. and Jin Zhou Y. Miniaturized Broadband Antipodal Vivaldi Antenna with High Gain and its Array // 2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). – 2019. – pp. 1–3.
209. Wang Y.-W., Gao X.-J., Liang J.-G. and Zhu L. Conformal Corrugated Edges for Vivaldi Antenna to Obtain Improved Low-Frequency Characteristics // Progress In Electromagnetics Research C, 2018, vol. 60, pp. 75–81, DOI: 10.2528/PIERC15101306.
210. Türkmen-Küçüksarı Ö., Çimen S. and Çakır G. Effect of the different end shapes on the gain flatness of the Antipodal Vivaldi Antenna // 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO). – Bursa, Turkey. – 2017. – pp. 1027–1029, DOI: 10.16984/saufenbilder.365140.
211. Parveen F. and Wahid P. Detection of Blood Clots inside the Brain using Microwave Imaging // 2022 3-rd URSI Atlantic and Asia Pacific Radio Science Meeting (AT-

- AP-RASC). – Gran Canaria, Spain. – 2022. – pp. 1–4, DOI: 10.23919/AT-AP-RASC54737.2022.9814275.
212. Cheng K., Lee Y. H., Lee D., Yusof M. L. M. and Yucel A. C. A Dual–Polarized Vivaldi Antenna for Tree Radar Applications // 2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI). – Portland, OR, USA. – 2023. – pp. 1533–1534, DOI: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.10237896.
213. Liu H. et al. Miniaturized Gain–Enhanced Antipodal Vivaldi Antenna and Its Array for 5G Communication Applications // IEEE Access, 2018, vol. 6, pp. 76282–76288, DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2882914.
214. Shaji A. and Menon s. K. Artificial Anisotropic Material for Gain Enhancement of Vivaldi Antenna // 2018 Second International Conference on Advances in Electronics, Computers and Communications (ICAECC). – Bangalore, India. – 2018. – pp. 1–6, DOI: 10.1109/ICAECC.2018.8479450.
215. Singha R. and Vakula D. Corrugated antipodal Vivaldi antenna using spiral shape negative index metamaterial for ultra–wideband application // 2015 International Conference on Signal Processing and Communication Engineering Systems. – Guntur, India. – 2015. – pp. 179–183, DOI: 10.1109/SPACES.2015.7058242.
216. Juneja S., Pratap R. and Sharma R. Design of a Highly Directive, Wideband and Compact Endfire Antenna Array for 5G Applications // 2022 IEEE International Conference of Electron Devices Society Kolkata Chapter (EDKCON). – Kolkata, India. – 2022. – pp. 558–562, DOI: 10.1109/EDKCON56221.2022.10032873.
217. Bharath S., Namitha K., Bharadwaj M. A. and Shaji A. Design of a Zero Index Material Unit Cell and a Study on Its Role in the Gain Enhancement of Vivaldi Antenna // 2018 3-rd International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT). – Coimbatore, India. – 2018. – pp. 608–611, DOI: 10.1109/ICICT43934.2018.9034424.
218. Zhang H. and Liu J. Design of Broadband Metamaterial Loaded Antenna with High Gain and Low Sidelobe // 2022 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology

- Conference (CSRSWTC). – Haidian, China. – 2022. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/CSRSWTC56224.2022.10098322.
219. El-Nady Sh., Hany M. Zamel, Hindy M., Abdelhalim A. Zekry, and Attiya A. Gain Enhancement of a Millimeter Wave Antipodal Vivaldi Antenna by Epsilon–Near–Zero Metamaterial // Progress In Electromagnetics Research C, 2018, vol. 85, pp. 105–116, DOI:10.2528/PIERC18050302.
220. Fujimoto T., Sugimoto M. and Guan C. -E. Improvement of gain in compact antipodal Vivaldi antenna // 2022 IEEE–APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC). – Cape Town, South Africa. – 2022. – pp. 56–58, DOI: 10.1109/APWC49427.2022.9900025.
221. Dam T. -H. -L., Houzet G., Lacrevez T., Gaborit G. and Vuong T. -P. Investigation of phase compensation lens to improve the gain of Vivaldi antenna in Ka–band // 2022 IEEE Ninth International Conf. on Communications and Electronics (ICCE). – Nha Trang, Vietnam. – 2022. – pp. 265–268, DOI: 10.1109/ICCE55644.2022.9852039.
222. He Y. and Papapolymerou J. Conformal Antipodal Vivaldi Antenna with Parasitic Elements For 5G Millimeter Wave Applications // 2019 IEEE Int. Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. – Atlanta, GA, USA. – 2019. – pp. 271–272, DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888982.
223. Bhaskar M., Johari E., Akhter Z., and Akhtar M. J. Gain enhancement of the Vivaldi antenna with band notch characteristics using zero-index metamaterial // Microwave and Optical Technol. Lett., 2015, vol. 58, no. 1, pp. 233–238, DOI:10.1002/mop.29534.
224. Peñaloza-Aponte D. and Clemente-Arenas M. Directivity enhancement to antipodal Vivaldi antenna with slot edges using zero-index metamaterials for S–band SAR application // 12-th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). – London, UK. – 2018. – pp. 1–5, DOI: 10.1049/cp.2018.0541.
225. Zhou B. and Cui T. J. Directivity Enhancement to Vivaldi Antennas Using Compactly Anisotropic Zero–Index Metamaterials // IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters, 2011, vol. 10, pp. 326–329, DOI: 10.1109/LAWP.2011.2142170.

226. Islam M. T., Samsuzzaman M., Yahya I., Kogut A. E., Misran N. and Islam M. T. Metamaterial Inspired High Gain Antenna for Microwave Breast Imaging // 2019 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE). – Melacca, Malaysia. – 2019. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/APACE47377.2019.9020819.
227. Islam M. T., Islam M. T., Samsuzzaman M., Arshad H. and H. Rmili Metamaterial Loaded Nine High Gain Vivaldi Antennas Array for Microwave Breast Imaging Application // IEEE Access, 2020, vol. 8, pp. 227678–227689, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3045458.
228. Mukherjee O., Sarkar S. S., Gorai A. and Ghatak R. Enhancement in Gain of a compact UWB Vivaldi antenna by using zero index metamaterial array // 2021 IEEE 2-nd International Conference on Applied Electromagnetics, Signal Processing, & Communication (AESPC). – Bhubaneswar, India. – 2021. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/AESPC52704.2021.9708539.
229. Deng R.-C., et al. Performance enhancement of novel antipodal Vivaldi antenna with irregular spacing distance slots and modified-w-shaped metamaterial loading // Applied Physics A, 2018, vol. 125, no. 1, pp. 1–11, DOI:10.1007/s00339-018-2298-6.
230. Liang C.-F. and Cheng C.-H. A Miniaturized Antipodal Vivaldi Antenna with Flat Gain for RF Energy Harvesting // 2021 IEEE MTT-S Int. Wireless Symp. (IWS). – Nanjing, China. – 2021. – pp. 1–3, DOI: 10.1109/IWS52775.2021.9499695.
231. Shi X. et al. A High-Gain Antipodal Vivaldi Antenna with Director and Metamaterial at 1–28 GHz // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, vol. 20, no. 12, pp. 2432–2436, DOI: 10.1109/LAWP.2021.3114061.
232. Пат. РФ № 2593910 С2 МПК H01Q 1/38. Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке / А.В. Ашихмин, С.М. Федоров, В.В. Негротов, Ю.Г. Пастернак, А.С. Авдюшин; заявл. 11.07.2014; опубл. 27.01.2016.
233. Zhu S., Liu H. and Wen P. A New Method for Achieving Miniaturization and Gain Enhancement of Vivaldi Antenna Array Based on Anisotropic Metasurface // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 3, pp. 1952–1956, Mar. 2019, DOI: 10.1109/TAP.2019.2891220.

234. Kandasamy L., Manjula J. Design of UWB Antipodal Vivaldi Antenna with Parasitic patch for Microwave Head Imaging System // 2022 International Conference on Computing, Communication, Security and Intelligent Systems (IC3SIS). – Kochi, India. – 2022. – pp. 1–6, DOI:10.1109/IC3SIS54991.2022.9885397.
235. Zhang J., Liu Sh.-F., Wang F., Yang Zh. and Shi X.-W. A Compact High-Gain Vivaldi Antenna with Improved Radiation Characteristics // Progress In Electromagnetics Research Letters, 2017, vol. 68, pp. 127–133, DOI:10.2528/PIERL17031506
236. Eichenberger J., Yetisir E. and Ghalichechian N. Antipodal UWB Vivaldi Antenna with Pseudoelement and Notched Flares for 2.5–57 GHz Applications // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – Boston, MA, USA. – 2018. – pp. 1757–1758, DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609262
237. Yao Li, Xiao Jun, Zhu Hua, Li Nan and Li Xiuping A high gain UWB Vivaldi antenna with band notched using capacitively loaded loop (CLL) resonators // 2016 IEEE International Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – Beijing, China. – 2016. – pp. 820–822, DOI: 10.1109/ICMMT.2016.7762454
238. Yin Z., Yang X. and Lou T. A High Gain UWB Vivaldi Antenna Loaded with Elliptical Slots // 2018 Int. Applied Comput. Electromagn. Society Symp. – China (ACES). – Beijing, China. – 2018. – pp. 1–2, DOI: 10.23919/ACCESS.2018.8669383.
239. Muzaffar K., Magray M. I., Karthikeya G. S. and Koul S. K. High Gain Broadband Vivaldi Antenna for 5G Applications // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). – Granada, Spain. – 2019. – pp. 496–497, DOI: 10.1109/ICEAA.2019.8878970.
240. Hodgkinson C. J., Anagnostou D. E. and Podilchak S. K. Compact UWB Antipodal Vivaldi Array for Beam Steering Applications // 2021 15-th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – Dusseldorf, Germany. – 2021. – pp. 1–5, DOI: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411271.
241. Chen Q., Xue Z., Ren W. and Li W. Research on the improvement of tightly coupled antipodal Vivaldi antenna array // 2018 12-th International Symposium on Antennas,

- Propagation and EM Theory (ISAPE). – Hangzhou, China. – 2018. – pp. 1–4, DOI: 10.1109/ISAPE.2018.8634156.
242. Влияние краевых эффектов на характеристики широкополосной антенной решетки // ElectroDynamic Systems Software ScientificTM. URL: <http://eds-soft.com/ru/> (дата обращения: 13.09.25).
243. Геворкян А. В. Сверхширокополосная антенна Вивальди с малым коэффициентом стоячей волны // Актуальные проблемы радиофизики: Сборник трудов VII Международной научно-практической конференции. – Томск: ООО «СТТ». – 2017. – С. 34–37.
244. Банков, С. Е. Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS / С. Е. Банков, А. А. Курушин // Журнал радиоэлектроники. 2009. № 5. С. 5.
245. Инденбом М.В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции. Монография. М.: Радиотехника, 2015. 416 с.
246. Косак Р.Э. Компактный элемент антенной решетки на основе излучателя Вивальди // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. – Севастополь. – 2021. – № 4. – С. 100.
247. Шикин Е.В., Франк-Каменецкий М.М. Кривые на плоскости и в пространстве. Справочник с приложением дискеты «Плоские кривые». М.: Фазис, 1997. 336 с.
248. Савелов А. А. Плоские кривые: Систематика, свойства, применения (справочное руководство). М.: Физматлит, 1960. 293 с.
249. Введенский Б. А. Большая советская энциклопедия. Ужи – Фидель. М.: Советская энциклопедия, Т. 44, 1956. 664 с.
250. Gino Loria Spezielle algebraische und transcendente ebene Kurven (theorie und geschichte). Leipzig, Berlin: druck und verlag von B.G. Teubner. 1911. pp. 92–94.
251. Kosak R. E. and Gevorkyan A. V. UWB Cardioid-Shaped Vivaldi Antenna // 2023 Radiat. and Scattering of Electromagn. Waves (RSEMW). – Divnomorskoe, Russian Federation. – 2023. – pp. 228–231, DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202121.
252. Пат. РФ № 2824863 С1 МПК Н 01 Q 1/38. Сверхширокополосная антенна Вивальди кардиоидной формы / Р. Э. Косак; заявл. 16.04.2024; опубл. 14.08.2024, Бюл. 23.

253. Kosak R. E. and Gevorkyan A. V. Research of Ways to Improve Radiation Characteristics of Phased Array Radiator Based on Vivaldi Antenna // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – Divnomorskoe, Russia. – 2021. – pp. 211–214. – DOI: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494056.
254. Mahyoub H. E. A. and Kisel N. N. Evaluation of the Efficiency of the Metamaterial in the Development of Microstrip patch Antennas using LTCC Technology // 2020 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – Moscow, Russia. – 2020. – pp. 1–5, DOI: 10.1109/MWENT47943.2020.9067349.
255. Косак Р. Э. Антенная решетка компактных излучателей Вивальди с эллиптическими вырезами на кромке // Известия ЮФУ. Технические науки. 2024. № 5(241). С. 232–242. DOI 10.18522/2311-3103-2024-5-232-242.
256. Косак, Р. Э. Влияние вставок эллиптической формы на кромке излучателя Вивальди на характеристики излучения // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех–2024): материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко в двух томах. Таганрог–Ростов–на–Дону: Южный федеральный университет. – 2024. – Т. 2 – С. 251–256.
257. Косак Р. Э. Влияние синусоидального рифления кромки излучателя Вивальди на характеристики излучения // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении КомТех–2023: материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко в двух томах. Таганрог: Южный федеральный университет. – 2023. – Т.2. – С. 124–129.
258. Kosak R. E. and Gevorkyan A. V. A Compact Wide-Angle Scanning Vivaldi Radiator with Square Cutouts in the Metallization // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Moscow, Russian Federation. – 2022. – pp. 158–162, DOI: 10.1109/RMC55984.2022.10079429.
259. Косак Р. Э., Геворкян А. В. Компактный сверхширокополосный излучатель Вивальди кардиоидной формы с прямоугольными импедансными вставками //

Известия ЮФУ. Технические науки. 2024. № 3(239). С. 276–284, DOI:10.18522/2311-3103-2024-3-276-284.

260. Косак Р. Э., Геворкян А. В., Юханов Ю. В. Излучатель фазированной антенной решетки узкоугольного сканирования // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех–2022): материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием в двух томах. Таганрог: Южный федеральный университет. – 2022. – Т. 2 – С. 258–263.
261. Пат. РФ № 231877 U1 МПК Н 01 Q 1/38. Компактный сверхширокополосный излучатель Вивальди кардиоидной формы с прямоугольными вставками / Р.Э. Косак, А.В. Геворкян; заявл. 04.12.2024; опубл. 14.02.2025.
262. Косак Р. Э., Геворкян А. В. Компактный кардиоидный излучатель фазированной антенной решетки с прямоугольными вставками // Всероссийская научная конференция «2025 Излучение и рассеяние электромагнитных волн»: сборник докладов. Дивноморское–Ростов–на–Дону: Южный федеральный университет. – 2025. – С. 94–99.
263. Пат. РФ №2834735 С1 МПК Н 0 1Q 1/38. Компактный сверхширокополосный излучатель Вивальди кардиоидной формы широкоугольного сканирования с импедансными вставками / Р. Э. Косак, А. В. Геворкян; заявл. 27.09.2024. опубл. 13.02.2025.
264. Kosak R.E., Gevorkyan A.V. Compact Ultra–Wideband Cardioid–Shaped Vivaldi Radiator with H–Shaped Impedance Inserts in the Aperture // 2024 IEEE 9th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Moscow, Russian Federation. – 2024. – pp. 330–334, DOI: 10.1109/RMC62880.2024.10846865.
265. Косак Р. Э., Геворкян А.В. Влияние согласующих элементов на характеристики кардиоидных излучателей // Антенны. 2025. № 6 (298). С. 57–71, DOI 10.18127/j03209601-202506-07.
266. Пат. РФ № 2859961 С1 МПК Н 01 Q 1/38. Компактный сверхширокополосный кардиоидный излучатель с согласующими вставками / Р. Э. Косак, А. В. Геворкян; заявл. 22.07.2025; опубл. 13.04.2026.

267. Косак Р. Э. Двухполяризационный сверхширокополосный кардиоидный излучатель // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2025. № 7. С. 54–55.
268. Пат. РФ № 2853114 С1 МПК Н 01 Q 1/38. Компактный двухполяризационный сверхширокополосный кардиоидный излучатель с согласующими вставками для широкоугольного сканирования / Р. Э. Косак, А. В. Геворкян; заявл. 22.07.2025: опубл. 19.12.2025.
269. Косак Р. Э., Геворкян А. В. Компактный двухполяризационный сверхширокополосный кардиоидный излучатель с согласующими вставками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 2. С. 39–48. DOI: 10.32603/1993-8985-2026-29-2-39-48.
270. Косак Р. Э., Юханов Ю. В. Шестнадцатиэлементная антенная решетка компактных излучателей Вивальди // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. – Севастополь. – 2025. – № 8. – С. 131.
271. Kosak R. E. and Yukhanov Y. V. Influence of Rectangular Inserts on the Characteristics of Antenna Array with Small Element-Counts Based on Cardioid Radiators // 2025 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC). – Saint Petersburg, Russian Federation. – 2025. – pp. 10–12, DOI: 10.1109/ADMInC68550.2025.11325332.
272. Rohde & Schwarz R&S®ZVA40 – Векторный анализатор цепей: Руководство пользователя. – Мюнхен: Rohde & Schwarz GmbH & Co.
273. F4BM220 // Техполис – комплексный поставщик материалов для производства печатных плат в России. URL: <https://tekhpolis.ru> (дата обращения: 03.02.2026).
274. Фрадин А. З., Рыжков Е. В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. 317 с.