

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

На правах рукописи



Алшимайсаве Ихсан Абдлкарем А. Лмунем

РАЗРАБОТКА АНТЕНН ДЛЯ СИСТЕМ 5G

2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация  
на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель  
доктор технических наук, профессор  
Юханов Юрий Владимирович

# ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ.....	15
1.1 Патч-антенны.....	15
1.2 Антенна для использования внутри помещений.....	17
1.3 Резонансные антенны.....	18
1.4 Антенны с конструктивными элементами из радиопоглощающих материалов.....	26
1.5 Выводы.....	28
2. РАЗРАБОТКА ПАТЧ-АНТЕНН ДЛЯ СИСТЕМ.....	30
2.1 Двухдиапазонная прямоугольная микрополосковая антенна со щелями сложной формы для приложений 5G .....	30
2.1.1 Конструкция антенны.....	30
2.1.2 Результаты расчётов.....	32
2.2 Трёхдиапазонная микрополосковая патч-антенна для 5G систем.....	34
2.2.1 Описание конструкции миниатюрной трёхдиапазонной микрополосковой патч-антенны.....	35
2.2.2 Результаты численных экспериментов.....	35
2.2.3 Сравнение параметров антенн.....	40
2.3 Выводы.....	41
3. МОДЕРНИЗАЦИЯ 2×2 МИМО АНТЕННЫ ДЛЯ 5G СИСТЕМ .....	42
3.1 Конструкция антенны прототипа.....	42
3.2 Модернизация антенны путем замены крепежных стоек.....	43
3.3 Модернизация конструкции антенны за счет введения диэлектрического экрана.....	45
3.4 Конструкция антенны с радиопоглощающим экраном .....	62
3.4.1 Влияние экрана из РПМ на характеристики антенны.....	62

3.4.2	Влияние геометрических размеров РПМ на характеристики антенны.....	67
3.5	Конструкция антенны с импедансной структурой.....	79
3.5.1	Исследование влияния импедансной поверхности на характеристики антенны.....	79
3.5.2	Исследование влияния значений импеданса для составного излучателя с разными значениями резистансов .....	85
3.6	Выводы.....	90
4.	РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ИЗ ДВУХ АНТЕНН МІМО 2×2 ДЛЯ 4G И 5G СИСТЕМ СВЯЗИ .....	93
4.1	Исследование характеристик исходной конструкции системы из двух антенн МІМО 2×2.....	93
4.2	Исследование характеристик системы из двух антенн МІМО 2×2 со слоем РПМ на подложке .....	98
4.3	Исследование характеристик системы из двух антенн МІМО 2×2 с радиопоглощающими экранами виде полых цилиндров .....	108
4.4	Исследование характеристик системы из двух антенн МІМО 2×2 с радиопоглощающими экранами в виде слоя РПМ на подложке и полых цилиндров .....	117
4.5	Выводы.....	126
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	130
	СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ .....	133

## СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

WLAN	беспроводная локальная сеть
RFID	радиочастотная идентификация
WiMAX	всемирная совместимость микроволнового доступа
5G	5-е поколение
4G	4-е поколение
MIMO	метод пространственного кодирования сигнала
MS	мобильная станция
BS	базовая станция
ISM	промышленное, научное и медицинское
РПМ	радиопоглощающие материалы
CPW	копланарный волновод
DGS	дефектные заземляющие конструкции
IAP	внутренних точек доступа
GSM	глобальная система мобильной связи
LTE	стандарт беспроводной высокоскоростной передачи данных
WiFi	технология беспроводной локальной сетями
MSA	микрорешетчатых антенн
RFIC	радиочастотная интегральная схема
NR	новое радио
FDA	частотно-разнесенные решетки
DRA	диэлектрическая резонаторная антенна
D2D	Связь между устройствами
SIW	волновод, интегрированный в подложку
PCB	печатной платы
AVA	антиподальная антенна Вивальди
ЭПР	эффективную площадь рассеяния
EBG	Electromagnetic band-gap
MPA	Микрорешетчатые патч-антенны
AP	антенная решетка
FSS	частотно-селективные поверхности
ECC	коэффициент корреляции огибающей

TARC	коэффициент полного активного отражения
CCL	потеря емкости канала
RCSR	снижение эффективной площади рассеяния
KCBH	коэффициент стоячей волны напряжения
KУ	коэффициент усиления
UMTS	универсальная система мобильной электросвязи
1G	первое поколение
2G	второе поколение
3G	третье поколение
Zigbee	спецификация сетевых протоколов верхнего уровня
КПД	Коэффициент полезного действия
RF	радиочастотный

## ВВЕДЕНИЕ

Развитие систем связи является приоритетным направлением развития в мире. В стратегии развития отрасли связи указывают на необходимость упрощения создания и модернизации сетей связи. Расширение используемого диапазона, требования на скорость передачи данных, ограничения на время задержки формулирует новые требования к надёжности устройств, к обеспечению стабильности параметров при различных условиях эксплуатации и внешних воздействиях, к прочности конструкции. Постоянная модернизация уже существующих устройств с точки зрения улучшения их характеристик и расширения функциональных возможностей требует поиска актуальных конструктивно-технических решений, направленных на модернизацию уже существующих устройств.

Антенна в системах связи является одним из ключевых элементов, обеспечения эффективной передачи и приёма сигналов, стабильность и качество связи. Системные требования беспроводной связи заключаются в уменьшении размера и простоте изготовления антенн, работающих в нескольких частотных диапазонах, в которых реализуются технологии WLAN, RFID, WiFi, LTE, 3G, 4G, 5G [1-2].

Новые поколения стандартов обновляются приблизительно каждые 10 лет, начиная с введения первого стандарта мобильных сетей в 1982 году. Мобильный трафик во всем мире растет экспоненциально каждый год, и эта тенденция, вероятно, сохранится в ближайшем будущем [3]. С 1982 года сменилось четыре поколения сетей мобильной связи, при этом сети 2G, 3G и 4G до сих пор продолжают использоваться, а инфраструктуры сетей 3G и 4G органично войдут в состав мобильных сетей пятого поколения 5G.

Следует отметить, что основной рост трафика отмечается не в секторе персональных устройств, а в секторе устройств интернета вещей, который является одной из базовых целей функционала 5G. США и Китай лидируют во внедрении систем 5G, к ним присоединились Швейцария, Австралия, Япония, Корея. Таким образом технологии 5G становятся важнейшей национальной инфраструктурой цифровизации всей экономики любой страны [4 -5].

Основные задачи технологии 5G направлены на повышение пропускной способности сетей с лучшим покрытием при меньших затратах. Увеличение

пропускной способности каналов связи напрямую связана с растущим спросом пользователей на все более быстрые и более высокие скорости передачи данных.

Технология мобильной связи 5G реализует следующие характеристики: пиковую скорость до 20 Гбит/с при передаче от базовой станции к мобильной (линия вниз) и до 10 Гбит/с в при передаче в обратном направлении, увеличение спектральной эффективности в сетях 5G в 2-5 раз по сравнению с предыдущими поколениями, увеличение общего числа подключенных устройств до 1 млн./км<sup>2</sup> [8].

В условиях увеличения требований к скорости и качеству беспроводной связи, технология MIMO (Massive MIMO technology) в совокупности с новыми стандартами связи играют ключевую роль в обеспечении высокоскоростной и стабильной передачи данных. Технология MIMO основана на методе множественного приёма-передачи радиосигнала, благодаря чему существенно увеличивается пропускная способность канала связи и повышается эффективность передачи данных [3, 6]. С ростом частоты наблюдается значительное увеличение потерь на трассе распространения, которое может быть скомпенсировано более высоким коэффициентом усиления антенны.

Переход в миллиметровый диапазон систем связи 5G требует новых методов проектирования антенн для систем мобильных станций (MS) и базовых станций (BS). Для достижения требуемых характеристик антенных систем при повышении рабочей частоты возможно уменьшение геометрических размеров антенных систем, что позволяет использовать многоэлементные антенные решетки с обработкой сигнала, реализующие технологию MIMO.

Как упоминалось ранее, большие потери на трассе являются значительными на частотах миллиметрового диапазона, что в конечном итоге ограничит рабочий диапазон и зоны покрытия. Одним из предлагаемых в настоящее время решений этой проблемы является повышение направленности передающей и приемной антенн. Антенны с высоким коэффициентом усиления позволяют компенсировать потери на трассе [10-11]. В последнее десятилетие появилось много работ в этом направлении [12-19], однако имеется еще определенные инновационные конструктивные

решения, использование которых позволит обеспечить высокие требования к характеристикам антенн при низкой стоимости их реализации.

Таким образом, технологии 5G – следующий этап развития мобильных технологий, предполагающий принципиально новый уровень сервиса и возможностей для клиентов, включенный в национальные проекты многих стран. Среди основных особенностей разрабатываемого стандарта можно выделить высокие скорости передачи данных (значительно больше 1 Гбит/с), сверхмалые задержки передачи информации (~ 1 миллисекунда).

Переход к мобильным сетям 5G с использованием новых частотных диапазонов связан с рядом факторов. С одной стороны, используемые частотные диапазоны для мобильных сетей связи практически полностью используются уже существующими сетями предыдущих поколений (от 2G до 4G) и предполагается их дальнейшее применение. С другой стороны, те требования, которые сформулированы для 5G должны предусматривать выделение достаточного частотного ресурса, который может быть использован для развертывания систем связи. В настоящее время определены два частотных диапазона (Frequency Range, FR) для сетей 5G: FR1 0,45 – 6 ГГц и FR2 24,250 – 52,600 ГГц [20-23]. В [24-32] описаны примеры антенных систем для MIMO-технологий, ориентированных на применение 5G систем связи. В [33-37] предложены конструкции антенн для 5G MIMO для смартфонов. В 2016 году Европейская комиссия (ЕК) выделила для тестирования 5G связи диапазон частот от 3,4 до 3,8 ГГц.

Анализируя совокупность всех обозначенных факторов и требований, можно сделать выводы о необходимости создания более совершенных подходов и методик по проектированию как самих радиосистем, так и их составных частей.

В настоящее время существует актуальная научно-техническая проблема создания нового поколения антенн абонентских станций подвижной радиосвязи, адаптированных к особенностям их размещения и эксплуатации.

История развития систем мобильной связи представлена в таблице 1.1. Исторически сеть мобильной связи была разделена на четыре поколения, каждое поколение имеет определенные характеристики, которые отличают его от других: это прежде все используемые частоты, скорости передачи данных, максимальное количество пользователей и зона покрытия.

Таблица 1.1. Поколения мобильной связи [38-40]

Поколение сотовой связи	1G	2G	3G	4G	5G
Начало использования	1981	1992	2001	2010	2020
Пиковая поддерживаемая Скорость передачи данных	2Кбит/с	64Кбит/с	2Мбит/с	100Мбит/с	10Гбит/с
Частота	900МГц	900МГц и 1.8ГГц	800/900МГц 1.7–1.9 ГГц 2100МГц	800МГц 900МГц 1800МГц 2100МГц 2600МГц	3.4–3.8ГГц 28ГГц 37ГГц 39ГГц 64–71ГГц
Общее функциональное описание	Аналоговые сотовые телефоны	Цифровые сотовые телефоны (GSM/CDMA)	Первая мобильная широкополосная связь с использованием IP-протоколов (WCDMA2000)	Мобильная широкополосная связь по единому стандарту (LTE)	Тактильный интернет — улучшение сети M2M-коммуникаций

Как было сказано ранее внедрение 5G не исключает использование стандартов 2G, 3G, 4G. Повышение эффективности антенных систем (улучшение частотных характеристик КСВН, коэффициентов усиления) и создание новых конструктивных решений для сверхширокополосных антенных систем связи 5G является актуальной задачей, рассмотренной в данной работе. Последовательный переход к системам 5.5G и 6G, обладающих на порядок лучшими характеристиками по сравнению с 5G также подтверждает актуальность и перспективность исследований [41].

**Целью работы** является разработка антенн для систем 5G и модернизация конструкций антенн 4G до уровня систем 5G.

**Задачи исследования.** Для достижения поставленной цели в работе решены следующие задачи:

- провести сравнительный анализ существующих антенн для 4G и 5G систем связи;
- исследовать распределения ближних полей антенн систем связи 4G для выявления источников, влияющих на их характеристики;

- разработать антенны для систем связи 5G с улучшенными характеристиками;
- модифицировать антенны 4G до уровня требований систем связи 5G за счет использования дополнительных конструктивных элементов на основе диэлектрических и радиопоглощающих структур;
- исследовать влияние импедансных структур на характеристики антенн с целью доведения с их помощью параметров антенн 4G до уровня 5G;
- сформулировать рекомендации по использованию диэлектрических, поглощающих и импедансных структур в качестве дополнительных конструктивных элементов антенн, улучшающих их характеристики.

**Объектом исследования** является антенные системы для связи 4G, 5G.

**Предметом исследования** разработка конструкций антенн на основе полноволнового моделирования с использованием специализированных САПР СВЧ.

**Методология и методы исследования.** Для расчета и исследования характеристик излучения антенн 5-го и 4-го поколений использовалась программа Ansys HFSS (high-frequency structure simulator), представляющая собой программный продукт для трехмерного электродинамического моделирования.

#### **Научная новизна исследования**

- разработана электродинамическая модель и предложена новая конструкция антенны для систем связи и проведены её численные исследования, показавшие, что предложенная конструкция обеспечивает улучшенные характеристики в диапазонах волн систем связи 2G - 5G.
- разработана электродинамическая модель и проведены исследования ближних электромагнитных полей широкополосной антенны  $2 \times 2$  MIMO для систем связи GSM/3G/LTE/5G [120] с целью выявления возможных путей улучшения их характеристик;
- исследованы влияния диэлектрических экранов и радиопоглощающих покрытий и импедансных структур на характеристики излучения антенн;
- предложены конструктивные элементы для антенн 4G на основе диэлектрических призм, радиопоглощающих плоских покрытий и цилиндрических экранов, позволивших существенно улучшить эффективность антенн;

- предложена электродинамическая модель резистивного импедансного покрытия, установленного на поверхности вибратора  $2 \times 2$  ММО для систем связи GSM/3G/LTE/5G. Предложены варианты резистивных покрытий на конструктивных элементах антенны 4G, обеспечивающие наилучшие характеристики антенны по КСВН в диапазоне частот систем 5G без ухудшения КУ и эффективности излучения;

- предложенные модернизации антенн 4G обеспечили им характеристики, приемлемые для использования в системах связи 5G.

### **Теоретическая и практическая значимости работы**

Теоретическая значимость работы заключается в том, что получены новые знания о распределениях ближних полей (полей рассеяния, наводимых поверхностных токов) и механизмах взаимодействия близко расположенных антенн.

Предложенные новые конфигурации антенн за счет введения дополнительных радиопоглощающих и импедансных конструктивных элементов, позволивших увеличить рабочую полосу и расширить возможность использования антенн 4G для эффективной работы в системах 5G.

Разработаны две новые малогабаритные патч-антенны для работы на частотах 5G на основе ранее разработанных антенн 4G.

Разработана  $2 \times 2$  ММО-антенна, имеющая широкую полосу пропускания, включая диапазон 5G и обеспечивающая низкие значения КСВН, на основе конструкции антенны, предназначенной для 4G. Модификация заключалась в использовании в конструкции дополнительных элементов на основе РПМ и импедансных поверхностей.

Разработаны две  $2 \times 2$  ММО-антенны, имеющие широкую полосу пропускания, включая диапазон 5G, с уменьшенным значением КСВН, путем использования дополнительных конструктивных элементов на основе РПМ.

### **Сведения о личном вкладе автора**

Все основные результаты, приведённые в диссертационном исследовании, получены автором лично. Разработаны электродинамические модели антенн и их конструктивных элементов на основе диэлектрических, радиопоглощающих и импедансных структур. Проведены численные исследования их характеристик, сформулированы выводы и даны

рекомендации по возможным путям модернизации конструкций антенн, доводя их параметры до уровня систем связи 5G.

**Достоверность полученных результатов** полученных в работе результатов подтверждается верификацией полученных результатов с отдельными данными из публикаций других авторов, полученных с использованием различных методов.

Результаты работы не противоречат полученным и опубликованным ранее в литературе результатам других авторов.

#### **Соответствие паспорту специальности**

Содержание диссертации соответствует паспорту научной специальности 2.2.14 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии» по пунктам 2 и 3:

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

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

#### **Апробация результатов**

Международная научно-практическая конференция, Технологические инновации и научные открытия, Номер МНК-499, 14 ноября 2024 г.

Международная научно-практическая конференция, Инновации в науке и практике, Номер МНК-506, 10 декабря 2024 г.

**Публикации.** По результатам диссертационных исследований опубликовано 7 научных работ. Из них в перечне рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание учёных степеней кандидата и доктора технических наук, опубликовано 3 статьи. В изданиях, реферируемых в базе данных «SCOPUS», опубликована 1 статья. В трудах международных научных конференций опубликовано 3 статьи.

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

1. Конструкция двухдиапазонной микрополосковой патч-антенны для устройств связи 5G диапазонов волн 2,3046 – 2,5103 ГГц и 3,1969 – 3,6618 ГГц, результаты численного моделирования;
2. Конструкция трехдиапазонной микрополосковой патч-антенны для устройств связи 5G диапазонов волн 0,4 – 3,4096 ГГц, 43,5 – 64 ГГц и 81 – 95 ГГц; результаты проведенных численных экспериментов и анализа характеристик антенны;
3. Результаты исследований ближних электромагнитных полей ММО-антенн систем связи 4G с целью усовершенствования их характеристик до требований систем 5G;
4. Результаты исследований влияния диэлектрических конструкций и радиопоглощающих материалов на характеристики модернизированной антенны 4G ММО 2×2 TONGYU. Результаты численного анализа её характеристик излучения, направленных на определение возможности их применения в системах связи 5G;
5. Конструкция модернизированной антенны 4G ММО 2×2 TONGYU с резистивными импедансными покрытиями на нижних сторонах плеч вибраторов, улучшивших характеристики антенны до уровня систем 5G. Результаты численного анализа характеристик антенны;
6. Результаты анализа ближних полей трехдиапазонной двухэлементной антенной решетки ММО 2×2;
7. Конструкция модернизированной антенны с включенными конструктивными элементами из РПМ. Результаты численного анализа характеристик антенны.

**Структура работы.** Диссертационная работа состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка использованной литературы и приложений. Полный объём диссертации составляет 144 страниц, включая 192 рисунка и 6 таблиц. Список используемой литературы включает 126 наименований.

**Во введении** в диссертационной работе обосновывается ее актуальность, приведено обоснование научной новизны и научно-практической значимости работы. Определяются основные положения, выносимые на защиту.

**В первой главе** проведен анализ современного состояния и перспективных тенденций развития антенных систем для 5G. Перечислены виды антенн и подходы, используемые для улучшения параметров и характеристик этой антенны. Особое внимание уделено антеннам, в конструкциях которых используется РПМ с целью улучшения их характеристик.

Рассмотрены различные способы возможного улучшения характеристик антенных систем.

**Во второй главе** приведены результаты разработки новых конструкций микрополосковых антенн с улучшенными параметрами, пригодными для использования в системах связи 5G. Разработаны электродинамические модели этих антенн и численно исследованы их характеристики.

**В третьей главе** приведены результаты разработки электродинамической модели антенной систем  $2 \times 2$  MIMO для 4G. Для улучшения ее характеристик предложены новые конструктивные элементы в виде диэлектрических и импедансных поверхностей и радиопоглощающих покрытий, позволяющих расширить частотную область применения антенных систем, включая диапазоны 5G систем связи.

**В четвертая глава** посвящена разработке электродинамической модели модернизированной двухэлементной антенной решетки  $2 \times 2$  MIMO пятого поколения. Проведены исследования ближних электромагнитных полей, на основании которого даны рекомендации по использованию дополнительных конструктивных элементов различной конфигурации и размеров, выполненных из РПМ.

**В заключении** сформулированы основные результаты и выводы.

## 1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Многочастотные и широкополосные системы связи достаточно интенсивно исследуются из-за растущего спроса на системы связи, обеспечивающие высокоскоростную передачу данных при одновременной работе разных систем связи 2G, 3G, 5G. Всенаправленные антенны в этих системах должны обеспечивать эффективную передачу и прием сигналов. Имеется большое количество публикаций по разработке широкополосных антенн, поддерживающих 2G, 3G, 4G и 5G системы связи. Технологию MIMO можно считать ключевой технологией для приложений 5G благодаря таким преимуществам, как увеличение пропускной способности канала, повышение производительности передачи и приема сигналов, использование антенных решеток.

### 1.1 Патч-антенны

Известно, что антенна является одним из наиболее важных устройств для приема и/или передачи сигналов [42]. В настоящее время чрезвычайно популярны микрополосковые антенны благодаря технологичности производства, повторяемости характеристик, возможности обеспечения широкополосности систем благодаря выбору конфигурации печатного излучателя и экрана. [43]. Эти антенны характеризуются небольшими размерами и могут быть легко интегрированы с другими конструкциями антенн, в рамках таких антенн могут быть реализованы многополосные рабочие полосы частот. [44, 45]. Микрополосковые антенны даже с самыми простыми конфигурациями излучателей, такие как прямоугольная, квадратная и круглая формы патчей [46] продолжают достаточно широко использоваться. Область их применения: портативная электроника, сотовые телефоны, ноутбуки, спутниковая связь, и т.д. [45,47,48]. Основным недостатком патч-антенны является ее узкая полоса пропускания [49]. Для устранения данного недостатка в литературе приведено достаточно много подходов. Использование различных конфигураций экрана, дополнение различными элементами, выполняющими роль резонаторов, уменьшение высоты

подложки и т.д. – это некоторые наиболее популярные способы расширения частотного диапазона. Использование различных способов питания, например, С.П. Вен создал в 1969 году предложил к реализации схему питания CPW-Feed [50]. Реализация CPW-Feed питания микрополосковых антенн имеет ряд преимуществ, импеданс линии и фазовая скорость меньше зависят от высоты подложки, чем от ширины щели [51]. Благодаря широкой полосе пропускания, компактной структуре и низким обратным потерям в монолитных СВЧ интегральных схемах широкое распространение получили копланарные антенны с волноводным питанием [52,53].

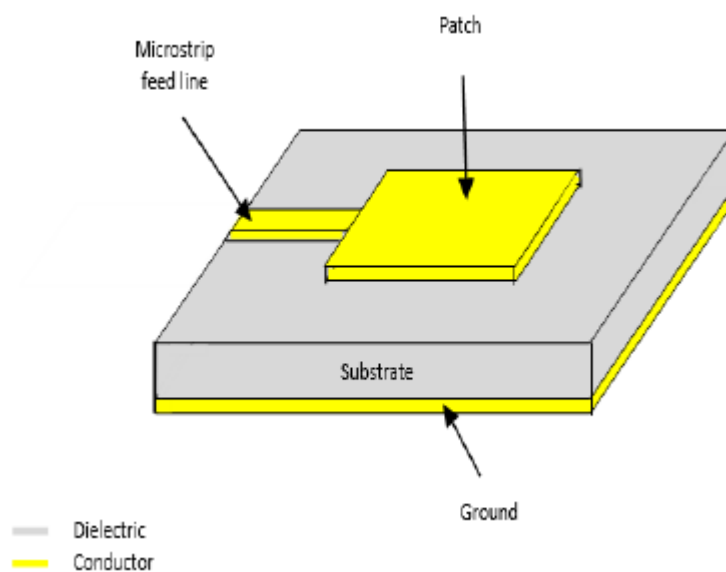


Рисунок 1.1. Пример микрополосковой патч-антенны.

В 2016 г. Пареш Джейн и Р.К. Кхола [54] представили микрополосковую патч-антенну прямоугольной формы с CPW питанием на резонансной частоте 2,4 ГГц, с усилением 2,55 дБ и КСВН 1,15. В 2018 году Дхара М. Патель [55] разработал микрополосковую антенну с CPW питанием для использования в беспроводных приложениях (диапазон ISM), где обратные потери составляли -19,65 дБ на частоте 2,4 ГГц. В 2020 году Пиюш Кучхал [56] разработал микрополосковую антенну CPW-Feed для коммерческого использования и различных научных целей на частоте 2,5 ГГц, где  $S_{11}$  составлял -47 дБ и полоса перекрытия 1,6:1. В 2021 году Пиюш Кучхал и др. [57] предложили микрополосковую антенну с питанием CPW-feed с двумя полосами резонанса на частотах 1,8 ГГц и 5,2 ГГц. В 2021 г. Г. Анджанейулу и Дж. Сиддарта Варма [58] представили патч-антенну с CPW питанием, имеющую видоизмененную

форму экрана (DGS), на резонансной частоте 10,1 ГГц обеспечивался коэффициент усиления 4,2 дБи.

## 1.2 Антенна для использования внутри помещений

Очевидно, что желательно, чтобы одна антенна обеспечивала бы работы в необходимом диапазоне частот особенно, когда есть ограничения на размеры систем связи [20]. Вопросы разработки одной антенны, которая бы могла одновременно работать в нескольких диапазонах, а именно 2G, 3G и 4G и охватывала бы диапазоны частот от 0,7 до 0,96 ГГц и от 1,7 до 2,7 ГГц приведены в [2].

В [59] для сравнения характеристик предлагаемой антенны ММО  $2 \times 2$  использовались дипольные и патч-антенны, широкополосная антенна с несколькими входами и несколькими выходами (ММО) с двухдиапазонным режимом работы (2,4 и 5 ГГц) и предназначенной для внутренних точек доступа (IAP) премиум-класса.

В [60] описан метод интеграции антенн для двухчастотных диапазонов на одной подложке с широкой полосой пропускания. В этом исследовании двухдиапазонная печатная дипольная антенна создается путем объединения прямоугольных и двух L-образных излучающих элементов, встроенных в относительно небольшую однослойную структуру. Печатная дипольная антенна, работающая на частотах 2400–2500 МГц и 4900–5875 МГц, может полностью поддерживать два стандарта IEEE WLAN.

В [61] реализована новая всенаправленная антенна с широкой полосой пропускания и низкой кросс-поляризацией составляющей для внутренних систем связи GSM1800/3G/LTE/5G. Предлагаемая антенна обеспечивает всенаправленную диаграмму направленности за счет использования печатных логопериодических антенных элементов, равномерно распределенных по центру. Кроме того, широкая полоса пропускания и высокие характеристики всенаправленного излучения достигаются одновременно между 1,7 и 3,8 ГГц с усилением примерно 1,5 дБи на всей рабочей частоте благодаря взаимодействию логопериодической антенны и кольцевых паразитных патч.

В [62] предлагаемая антенна состоит из трех излучателей над плоским экраном, несимметричного вибратора, состоящего из трех частей, питаемых коаксиальной линией, соединительного стержня с тремя закороченными

нагрузочными плечами и дополнительным диском для расширения рабочего диапазона в область нижних частот. Для данной антенны реализуется рабочая частота от 650 МГц до 6 ГГц, что соответствует коэффициенту перекрытия 9,23: 1, коэффициент отражения -13,9 дБ (для КСВН 1,5).

В [63] была представлена двухдиапазонная всенаправленная антенна с горизонтальной поляризацией, она представляет рамочную антенну Альфорда для верхней части рабочего диапазона и всенаправленную рамочную антенну нижней части частотного диапазона на одной подложке. Чтобы уменьшить неравномерность усиления в азимутальной плоскости, был разработан метод эффективного расширения полосы пропускания петли Альфорда, электрически малая петля питается четырьмя симметричными радиальными полосами, вытянутыми из круглого участка, антенна была сконструирована для диапазонов Wi-Fi 2,4–2,5 ГГц и 5,1–5,9 ГГц.

В [20] две ортогональные дипольные антенны составляют антенну, используемую для реализации эллиптической поляризации. Каждый диполь состоит из трех разных типов излучателей – эллиптических диполей, диполей-бабочки и диполей типа «cat-ear», каждый из которых обеспечивает свой частотный диапазон. Предлагаемая антенна имеет три частотных диапазона разной относительной полосы 31,3% (0,7–0,96 ГГц), 55,3% (1,7–3 ГГц) и 14% (3,3–3,8 ГГц), которыми можно управлять независимо друг от друга.

В [64] продемонстрирована совершенно новая 3D круговая конформная антенная система ММО, состоящая из трех MED-антенн. Для получения двухдиапазонной рабочей полосы один MED-элемент оптимизирован, чтобы обеспечить работу для нижнего диапазона частот благодаря основному диполю и для верхнего диапазона частот – за счет дополнительных двух диполей. MED -элемент реализует необходимый импеданс в полосе 54,2 % (1,68–2,93 ГГц) со стабильным усилением  $6,05 \pm 1,15$  дБи (нижняя полоса частот) и 9,2 % (3,32–3,64 ГГц) с  $5,71 \pm 0,7$  дБи (верхняя полоса частот).

### **1.3 Резонансные антенны**

В [65] представлены конструкции трех антенных структур, представляющих интерес для приложений 5G. Конструкции антенн включают пиксельный патч, патч с короткозамыкающими контактами и монопольную антенну. Параметры каждой из конструкций антенн оптимизирована для

работы в требуемых нескольких частотных диапазонах при сохранении высокого коэффициента усиления. Оптимизация выполнена с использованием генетических алгоритмов, иногда называемых эволюционными алгоритмами. Особое внимание в [65] уделено особенностям работы в приложениях 5G.

В [66] описаны 4 пары микрополосковых ММО-конформных антенн для резонансной частоты 35 ГГц. Восьмиэлементная микрополосковая антенная решетка Тейлора с последовательным питанием не только обеспечивает отклонение основного лепестка диаграммы направленности, но также увеличивает полосу пропускания антенной решетки и уменьшает боковой лепесток. В работе приведены результаты экспериментальных исследований, наблюдается их хорошее совпадение с результатами моделирования. Обратные потери антенны на частоте 35 ГГц превышают -20 дБ, уровень первого бокового лепестка составляет -16 дБ, а угол между основным лепестком и плоскостью решетки составляет 60°.

В [67] представлено исследование на основе моделирования антенных элементов, их количества и расположения 5G в мобильных терминалах, работающих в диапазоне частот от 1 до 6 ГГц. Различные конфигурации антенн сравниваются в режиме пространственного мультиплексирования.

В [68] представлены три модели компактных широкополосных микрополосковых антенн (MSA) для работы в диапазоне частот от 1,2 до 1,65 ГГц. Представленные в работе модели антенн имеют различную конфигурацию кольцевого излучающего патча и слабую емкостную связь с фидерной микрополосковой линией питания.

В [69] представили низкопрофильную микрополосковую патч-антенну для устройств 5G. Предлагаемая патч-антенна имеет компактную конструкцию с размерами 20 мм×20мм×1,6 мм и подходит для использования в портативных устройствах. Антенна имеет резонанс на частоте 10,15 ГГц, охватывая полосу частот 5G. Предлагаемая конструкция обеспечивает коэффициент усиления 4,46 дБи, а диаграмма направленности близка к всенаправленной. В этой статье рассматривается геометрия антенны и ее параметры: коэффициент обратных потерь  $S_{11}$ , коэффициент усиления, диаграммы направленности и КСВН. Также представлены результаты измерений, которые хорошо согласуются с результатами моделирования.

В [70] представлена антенна для приложений миллиметрового диапазона систем связи 5G. Антенна сконфигурирована в виде антенной решетки на многослойной подложке и интегрирована с RFIC 5G mmW. Беспроводное соединение 5G NR (New Radio) реализовано с помощью радиочастотного приемопередатчика в диапазоне 28 ГГц. Также представлены экспериментальные исследования в помещении и на открытом воздухе, показывающие реальную работоспособность системы.

В [71] представлена новая антенная решетка с емкостной связью, имеющая высокий коэффициент усиления. Антенна обеспечивает при интеграции с корпусом мобильного телефона равномерную диаграмму направленности и стабильный коэффициент усиления. Элементы антенной системы расположены в корпусе мобильного телефона в виде набора из 4 подрешеток, каждая из которых содержит 12 антенных элементов для обеспечения высокого коэффициента усиления около 16,5 дБи, при этом каждая подрешетка обеспечивает покрытие угловым секторе  $90^{\circ}$ . Экспериментальные исследования антенной решетки показали высокую эффективность управления лучом в диапазоне частот 24 - 28 ГГц.

В [72] приведены результаты моделирования частотно-модулированных разночастотных антенных решеток (FDA) для приложений связи на миллиметровых волнах. Предложена новейшая технология, в которой каждый элемент работает с небольшим сдвигом по частоте, сформированный при таком подходе луч зависит от угла и времени и не требует использования фазовращателей.

В 2017 году Ithem Gharbi и др. [73] исследовали конструкцию прямоугольных патч-антенных решеток для приложений 5G, питаемых микрополосковыми и коаксиальными линиями на частоте 28 ГГц. Цель работы состояла в том, чтобы спроектировать четырехэлементную антенную решетку с полосой пропускания более 1 ГГц и максимальным коэффициентом усиления излучения. Характеристики прямоугольных  $4 \times 1$  и  $2 \times 2$  патч-антенных решеток, разработанных на подложке Rogers RT/Duroid 5880, были оптимизированы. Результаты моделирования показывают, что эффективность антенной решетки  $4 \times 1$ , питаемой микрополосковой линией, лучше, чем антенная решетка  $2 \times 2$ , питаемая коаксиальным кабелем. В работе приведены топологии прямоугольной антенной решетки  $4 \times 1$  полосы пропускания 2,15

ГГц и 1,3 ГГц соответственно с почти одинаковым коэффициентом усиления порядка 13,3 дБи.

В 2017 году Yasin JANDI и др. [74] представили дизайн компактной двухдиапазонной патч-антенны для устройств следующего поколения 5G. Предлагаемая антенна компактного размера имеет компактную конструкцию  $19 \times 19 \times 0,787$  мм<sup>3</sup>. Предлагаемая антенна работает на частотах 10,15 ГГц и 28 ГГц, которые являются также предназначены для мобильной связи 5G. Предлагаемая конструкция обеспечивает усиление 5,51 дБ на частоте 10,15 ГГц и 8,03 дБ на частоте 28 ГГц. Антенна была спроектирована на подложке Rogers 5880 толщиной 0,787 мм.

В 2017 году Yukhanov Y. V. и др. [75] представили новую конструкцию конформных антенн Вивальди. Были проведены исследования влияния геометрических параметров антенны на ее характеристики. В диапазоне частот 2,5–20 ГГц антенна имеет КСВН <1,7; усиление от 7 до 12,5 дБ.

В 2020 году Abijuru Delphine и др. [76] представили миниатюрную широкополосную антенну Вивальди для более низких диапазонов частот 5G. Антенна реализована путем добавления двух симметричных конических щелей, повернутых на 90° от исходной однощелевой плоской конической антенны, с помощью диода осуществляется переключение составляющих антенны. Широкая рабочая полоса пропускания ( $S_{11} \leq -10$  дБ) от 2 до 5 ГГц достигается и подтверждена экспериментально. Кроме того, предложенная конструкция позволила добиться наклона луча в трех различных направлениях с максимумом при  $\varphi$ , равным 0°; 90° и 180° при максимальном коэффициенте усиления 5,19 дБи. Дополнительной особенностью предлагаемой конструкции является управление направленностью при одновременном переключении двух или трех режимов.

В 2020 году Khalid Muzaffar и др. [77] предложили антенну Вивальди с высоким коэффициентом усиления. Размеры антенны составляют  $1,55 \lambda_0 \times 3,2 \lambda_0$  на частоте 28 ГГц. За счет размещения элементарных ячеек из метаматериала в апертуре антенны происходит фазовая коррекция поля и увеличение коэффициента усиления на 3дБ. Полоса пропускания антенны с коэффициентом усиления 1 дБ составляет 42% при пиковом коэффициенте усиления 12,5 дБи.

В 2019 году Irfan Ali и др. [78] представили широкополосную диэлектрическую резонаторную антенну (DRA) с высоким коэффициентом усиления для приложений 5G. Предлагаемый DRA разработан с использованием диэлектрического материала с относительной диэлектрической проницаемостью 10 и тангенса диэлектрических потерь  $\tan \Delta_\epsilon = 0,002$ . В качестве подложки был выбран Rogers RT/Duroid 5880 с относительной диэлектрической проницаемостью 2,2,  $\tan \Delta_\epsilon = 0,0009$  и толщиной 0,254 мм. Результаты моделирования показывают, что предложенная геометрия реализует широкую полосу пропускания импеданса 17,3% (23,8-28,3 ГГц = 4,5 ГГц) для  $S_{11} < -10$  дБ и максимального усиления около 9,3 дБи с эффективностью излучения 96% на расчетной частоте 26 ГГц. Питание DRA осуществляется микрополосковой линией питания с щелевым отверстием. Предлагаемая антенна может использоваться для приложений связи 5G, таких как связь между устройствами D2D.

В 2019 году Ribhu Abhusan Panda и др. [79] предложили диэлектрическую резонирующую антенну новой формы для связи 5G. Обычная кольцевая диэлектрическая резонансная антенна (DRA) модифицирована таким образом, что предлагаемая патч-антенна приобретает форму, эквивалентную двояковыпуклой линзе. Для антенны использовался материал подложки FR4. В результате моделирования были определены такие параметры, как обратные потери, возникающие в результате отражения сигнала от входа антенны ( $S_{11} < -10$  дБ), коэффициент усиления антенны, коэффициент стоячей волны напряжения и т.д. Резонансная частота оказалась равной 27,9 ГГц, что находится в полосе от 26 до 28 ГГц и включает частоту для связи 5G.

В 2019 году Najib AL-Fadhali и др. [80] представили технологию сверхширокополосной подложки с интегрированной волноводной антенной SIW. Предлагаемая антенна работает в частотном диапазоне 50-60 ГГц и применяется для приложений 5G и WLAN. Предлагаемые антенны спроектированы с двумя различными конфигурациями щелей: F-С форма щелей и круглая форма щели. Результаты моделирования показывают, что разработанные антенны работают в диапазоне частот от 50 до 60 ГГц. Коэффициент обратных потерь составляет  $S_{11} < -10$  дБ во всем диапазоне

частот от 50 до 60 ГГц. Антенна обеспечивает хорошую эффективность и усиление.

В 2019 году Najib AL-Fadhali и др. [81] предложили широкополосную антенну SIW с резонаторными щелями для связи 5G. Антенна также имеет средний коэффициент усиления 8,574 дБи, компактный размер 20 x 20 мм<sup>2</sup>. Предлагаемая антенна применима для 5G приложений и работает на частоте 28 ГГц. Результаты моделирования показывают, что антенна на основе SIW-технологии работает в диапазоне частот от 22 до 30 ГГц, обеспечивая в этом диапазоне коэффициент обратных потерь  $S_{11} < -10$  дБ. На частоте 28 ГГц достигается высокий коэффициент усиления антенны.

В 2019 году S. Z. N. Zool Ambia и др. [82] представили и исследовали H-образную диэлектрическую резонансную антенну (DRA) с микрополосковой щелевой апертурой (MSA) на частоте 26 ГГц. Разработанная антенна DRA с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r=10$  установлена на подложке из материала с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r=2,2$ , тангенсом угла потерь 0,0009 и толщиной 0,254 мм. Предлагаемая антенна с общим размером 20 x 20 x 5,27 мм<sup>3</sup> обеспечивает хорошее согласование импеданса и обеспечивает коэффициент усиления 7,61 дБ. Полоса пропускания составляет 21,44% (диапазон частот от 24,72 ГГц до 30,62 ГГц) позволяет использовать антенну для применения для 5G.

В 2017 году Siti Nor Hafizah Sa'don и др. [83] предложили антенную решетку из графена с высоким коэффициентом усиления, за счет этого данная антенна может работать на большие расстояния. Исследования проводились на трех типах подложек.

В 2019 году Naser Ojaroudi Parchin и др. [84] предложили компактную конструкцию частотно-реконфигурируемой антенной решетки для сотовых сетей 5G. Восемь компактных щелевых антенн с дискретным питанием размещены на верхней части печатной платы мобильного телефона. Частотную характеристику антенны можно перенастроить для работы на частоте 28 ГГц или 38 ГГц. Функция реконфигурируемости конструкции реализуется путем смещения пары диодов на каждом T-образном щелевом антенном элементе. В качестве подложки антенны был использован Rogers RT 5880 толщиной 0,508 мм и свойствами  $\epsilon_r = 2,2$  и  $d=0,0009$ . Результаты

моделирования показывают, что предложенная конструкция обеспечивает хорошие характеристики, соответствующие потребностям сотовой связи 5G.

В 2013 году Zihao Chen и др. [85] предложили микрополосковую антенную решетку на подложке FR4 в стандартном PCB технология. Показано, что микрополосковая антенная решетка (состоит из восьми элементов) занимает площадь  $15 \times 15$  мм<sup>2</sup>, формирует фиксированный луч в нужном направлении и достигает полосы пропускания 7,16 ГГц с 23,86 до 31,02 с коэффициентом усиления не хуже 10 дБ и полосы пропускания 4,79 ГГц на уровне коэффициент усиления 3дБ с 27,54 до 32,33 ГГц с максимальным реализованным коэффициентом усиления 12,66 дБи на 29,2 ГГц.

В 2020 году Muhammad Jaafer Riaz и др. [86] предложили антенну ММО, которая работает в одном из FCC диапазонов для связи 5G. Предлагаемая конструкция состоит из семи элементов, каждый из которых работает на частоте 37 ГГц. Система ММО имеет лучшую развязку, которая превышает 20 дБ, а коэффициент усиления одного элемента составляет 7,7 дБи.

В 2018 году Yusnita Rahayu и др. [87] проанализировали микрополосковую антенную решетку из одного, двух, четырех и шести элементов двухдиапазонной (28/38 ГГц) для приложений 5G. Предлагаемые антенны расположены на подложке Rogers Duroid 5880 толщиной 1,575 мм с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 2,2$  и тангенсом потерь ( $\tan \delta$ ) 0,0009. Они состоят из излучающего патча треугольной формы, питаемого микрополосковой линией с сопротивлением 50  $\Omega$ . Пропускная способность антенны увеличивается за счет дополнительной щели треугольной формы на экранирующей поверхности антенны. Наибольший коэффициент усиления обеспечивает антенна с шестиэлементной антенной решеткой для обеих частот. Получен максимальный коэффициент усиления 7,47 дБи с коэффициентом обратных потерь -30,70 дБ на частоте 28 ГГц и 12,1 дБи с коэффициентом обратных потерь -34,5 дБ на частоте 38 ГГц.

В 2020 году Efri Sandi и др. [88] предложили конструкцию сверхширокополосной микрополосковой антенной решетки с использованием комбинации ступенчатого линейного разреза и U-образного паза для приложений на миллиметровых волнах 5G. Результаты численного и

экспериментального моделирования показывают подтвердили значительное увеличение полосы пропускания по сравнению с прототипом антенны. Предлагаемая конструкция антенны может работать в полосе частот 28 ГГц с полосой пропускания 4,47 ГГц и коэффициентом усиления 8,71 дБ. Т.е. предложенная конструкция антенны может быть использована для применения систем связи 5G.

В 2019 году Amruta S. Dixit и др. [89] сначала разработали стандартную антенну Вивальди (AVA), а затем добавили в AVA метаматериал и прямоугольные гофры, чтобы увеличить ее коэффициент усиления с 7,75 до 9,53 дБ. Габариты антенны составляют 40 мм×24мм×1,6 мм, и она изготовлена на подложке FR4. Кроме того, модифицированный AVA с метаматериалом и гофрированием увеличивает более высокую частоту среза с 30,62 до 34,52 ГГц. Коэффициент усиления разработанной антенны варьируется от 5 до 9,53 дБ в диапазоне от 24,77 до 34,52 ГГц, а ее полоса пропускания составляет 9,75 ГГц. Разработанная антенна охватывает диапазоны частот 5G от 25 до 29,5 ГГц и от 31,8 до 33,4 ГГц. Экспериментальные результаты и результаты численного моделирования близки.

В 2019 году Manh-На Hoang и др. [90] предложили плоскую антенную структуру Вивальди с центральным элементом для высокого усиления, с частотно-независимым способом питания и неоднородной формой боковых кромок в виде ребристой структуры. Данные модификации позволили значительно улучшить усиление во всем частотном диапазоне Ka от 24 до 40 ГГц.

В 2019 году E Sandi и др. [91] разработали новую конструкцию интегрированного волновода на подложке для частоты 28 ГГц. Конструкция интегрированного волновода подложки была разработана путем проектирования структуры с Н-образным пазом без зазора в слое подложки для обеспечения лучшего согласования и уменьшения потерь в антенне на поверхностных волнах. Численные результаты показали, что использование Н-образного паза без модели зазора позволило улучшить коэффициент усиления антенны и уменьшить размер антенны.

Таким образом имеется достаточно большое количество работ, в которых описаны различные конструктивные решения для проектирования антенн применительно к системам связи 5G. Следует отметить, что

расширение рабочего диапазона частот в сторону уменьшения частоты (нижние диапазоны частот работы 5 G) неизбежно приводят к увеличению размеров антенны и более сложным техническим решениям, обеспечивающими многополосный режим работы антенн.

#### **1.4 Антенны с конструктивными элементами из радиопоглощающих материалов**

В 2008 году You-Quan Li и др. [92] предложили использовать электромагнитный радиопоглощающий материал (РПМ) с запрещенной зоной (EBG) для асимметричной антенной решетки с щелевым волноводом с гребнем для уменьшения ее ЭПР. EBG с РПМ основана на грибовидной структуре, нагруженной сосредоточенными сопротивлениями. В работе представлена конструкция антенной решетки с щелевым волноводом с гребнем с  $4 \times 10$  щелевыми элементами, часть металлической заземляющей плоскости решетки заменена этой EBG РПМ. Результаты измерений показывают, что характеристики антенной решетки сохраняются при использовании EBG с РПМ. На рабочей частоте ЭПР антенной решетки с EBG РПМ значительно снизилась, по сравнению с обычной антенной решеткой. Измерения проводилось на частоте 3,3 ГГц, что находится в полосе поглощения РПМ.

В 2008 году А. А. Abdelaziz [93] предложил использовать радиопоглощающее покрытие на микрополосковой антенной решетке для улучшения ее характеристик. Результаты измерений антенны с поглощающим укрытием показывают, что взаимная связь между МРА была снижена на 10 дБ в широком диапазоне частот. Кроме того, ЭПР антенной решетки была снижена на 5–10 дБ во всем диапазоне измеренных частот 4–8 ГГц при практически неизменной диаграмме направленности антенны и коэффициенте ее усиления.

В 2008 году John B. Sotomayor [94] зарегистрировал патент США на многоэлементную антенну с малыми обратными потерями и высокой развязкой между элементами, позволяющими одновременно передавать мощные радиолокационные сигналы и принимать слабые отраженные от цели сигналы в диапазоне 9.5–11 ГГц. РПМ размещен между соседними элементами

антенны для уменьшения взаимных влияний элементов антенной решетки друг на друга.

В [95] исследована возможность расширения рабочей полосы частот излучателей за счет использования радиопоглощающих элементов. Исследованы четыре модели одиночных излучателей Вивальди с различными системами питания. Показано, что объединение излучателей в решетку в Е-плоскости расширяет полосу частот в области нижних частот. Управление параметрами излучателей позволяет реализовать антенные решетки (АР) с диапазоном рабочих частот от 0,1 ГГц до 18 ГГц и с диаграммой направленности, обеспечивающей требуемый сектор сканирования АР.

В работе [96] предложен новый широкополосный радиопоглощающий материал (РПМ) с частотно-избирательными поверхностями (FSS). Широкополосный РПМ используется в качестве экранирующей плоскости антенн Yagi-Uda и Vivaldi для снижения ЭПР в полосе частот. Результаты измерений, приведенных в работе, показали, что диаграмма направленности антенн во всем диапазоне не меняется при использовании широкополосного РПМ, а ЭПР антенн Yagi-Uda и Vivaldi с РПМ может быть снижена более чем на 10 дБ в рабочем диапазоне частот.

В [97] предложен способ использования РПМ в структуре антенны для расширения рабочей полосы частот антенны на 330 МГц, что составило 6,3%. Предложенная в работе дипольная антенна с РПМ имела рабочую полосу частот по уровню  $K_{СВН} \leq 3$  в диапазоне частот 2,29–7,85 ГГц (полоса пропускания 3,43:1). Антенна без РПМ имела рабочую полосу частот по уровню  $K_{СВН} \leq 3$  в диапазоне частот 2,30–7,53 ГГц. Использование РПМ позволило увеличить реализуемое усиление на частоте 7,85 ГГц на 1,1 дБ (с -11,2 до -10,2 дБ).

В [98] предложена конструкция антенны для широкополосных систем в диапазоне рабочих частот от 250 до 1000 МГц. Показано, что использование магнитного радиопоглощающего материала с высокими магнитными потерями в метровом и дециметровом диапазонах длин волн способствует эффективному подавлению электрического тока, наводимого на металлическом держателе антенны, что позволяет повысить равномерность диаграммы направленности антенны.

В 2021 году Gaurav Saxena и др. [99] разработали 4-элементную антенну ММО для полосы пропускания 8,75–9,00 ГГц с использованием метаповерхностного поглотителя для развязки между антеннами (более 20 дБ) и эффективной поверхности рассеяния (ЭПР), уменьшенной на 10 дБм<sup>2</sup>. Максимальная эффективность излучения и пиковый коэффициент усиления достигаются до 60% и 4,8 дБи соответственно в предполагаемом диапазоне. Основные параметры разработанной антенны коэффициент корреляции огибающей (ЕСС), коэффициент полного активного отражения (ТАРС) и потери емкости канала (ССЛ) имеют значения менее 0,075, -20 дБ и 0,15 бит/с/Гц соответственно, что удовлетворяет критериям производительности разнесения ММО для беспроводных приложений. Экспериментальные исследования полностью подтвердили результаты моделирования. Описанная в [99] антенна является хорошим вариантом для использования в технологии ММО для радиолокационных и навигационных приложений.

В 2021 году Bagher Noorbakhsh и др. [100] предложили уменьшить ЭПР целевой антенной решетки за счет использования РПМ, одновременно сохраняя характеристики излучения. Схема основана на реализации многослойного частотно-селективного поверхностно-поглощающего материала, способного работать в широком диапазоне частот. Использование РПМ на экране антенны вызывает изменения поверхностного тока, что приводит к изменению ЭПР антенны, достигая его снижения на 19 дБ в Х-диапазоне и минимальные потери усиления антенны (3 дБ).

В 2022 году Zhengqi Li [101] предложил трехслойную антенну Вивальди с РПМ на 3,6 ГГц-15,6 ГГц. Многослойный РПМ позволяет снизить ЭПР более чем на 10 дБ при угле падения почти  $\pm 70^\circ$  к плоскости нормали к антенне. Усиление главного лепестка уменьшается на 0,3-1,5 дБ, в то время как ЭПР уменьшается во всей рабочей полосе частот, что доказывает эффективность использования поглощающего материала для снижения ЭПР антенны.

## **1.5 Выводы**

Результаты проведенного обзора показывают, что постоянное совершенствование систем связи, расширение его частотного диапазона, увеличение скорости передачи данных требуют постоянной разработки новых и улучшения характеристик уже существующих антенных систем.

Улучшение характеристик антенн осуществляется, как правило, введением новых конструктивных элементов, таких как гофры, перфорация, использование дополнительных материалов с малыми потерями, реконфигурация формы излучающих элементов, использование экранов, выполненных из радиопоглощающего материала, предназначенных в большинстве случаев для снижения влияния поверхностных волн, без ухудшения КСВН и коэффициента усиления антенны.

Таким образом, на основе проведенного анализа литературы, можно констатировать, что для достижения поставленной в работе цели (разработка антенн для систем 5G и модернизация конструкций антенн систем связи 4G до уровня систем связи 5G) необходимо решить следующие задачи:

- провести сравнительный анализ существующих антенн для 4G и 5G систем связи;
- исследовать распределения ближних полей антенн систем связи 4G для выявления источников, влияющих на их характеристики;
- разработать антенны для систем связи 5G с улучшенными характеристиками;
- модифицировать антенны 4G до уровня требований систем связи 5G за счет использования дополнительных конструктивных элементов на основе диэлектрических и радиопоглощающих структур;
- исследовать влияние импедансных структур на характеристики антенн с целью доведения с их помощью параметров антенн 4G до уровня 5G;
- сформулировать рекомендации по использованию диэлектрических, поглощающих и импедансных структур в качестве дополнительных конструктивных элементов антенн, улучшающих их характеристики.

## 2. РАЗРАБОТКА ПАТЧ-АНТЕНН ДЛЯ СИСТЕМ

### 2.1 Двухдиапазонная прямоугольная микрополосковая антенна со щелями сложной формы для приложений 5G

В этом подразделе предлагается двухдиапазонная прямоугольная микрополосковая патч-антенна с компланарным волноводом (CPW) для приложений 5G, WiMAX, ISM и WLAN. Предлагаемая антенна надежна, технологична, легка и проста в изготовлении, имеет низкую стоимость. Антенна обеспечивает работу на двух частотах: 2,4 ГГц с  $S_{11}=-12$ дБ с полосой пропускания 205,7 МГц, КУ=3,85 дБ и 3,42 ГГц с  $S_{11}=-37$ дБ с полосой пропускания 464,9 МГц и КУ=3,41 дБ.

#### 2.1.1 Конструкция антенны

Конструкция предлагаемой прямоугольной микрополосковой антенны с питанием на основе компланарного волновода показана на рис. 2.1. Подложка антенны выполнена из материала FR408 (без потерь) высотой 1,6 мм с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r=3,75$ , излучатель и экран антенны выполнены из меди. В табл. 2.1 показаны размеры антенны. Моделирование выполнено с использованием CST STUDIO.

Предлагаемая антенна является результатом поэтапной модификации антенны, описанной в [54]. Антенна является двухдиапазонной 2,4 ГГц и 3,42 ГГц, с коэффициентом усилением 3,85 дБ и 3,41 дБ соответственно, в то время как оригинальная антенна работает только на частоте 2,4 ГГц с усилением 2,55 дБ. По сравнению с [54] в конструкцию антенны были добавлены два отверстия симметрично относительно линии питания (рис.2.1).

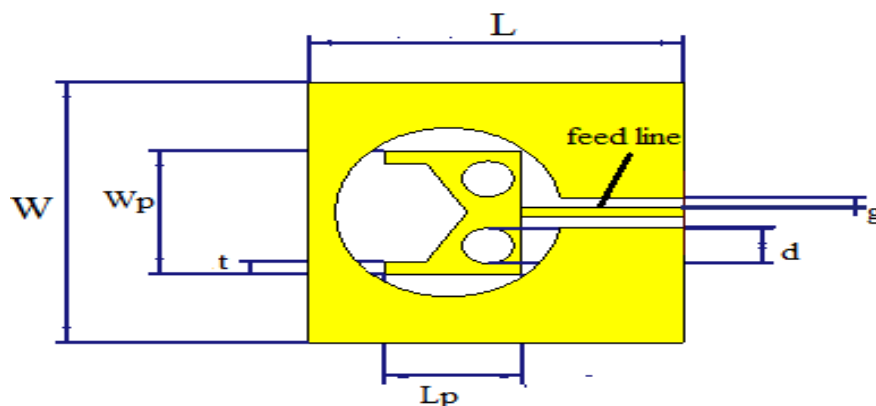


Рисунок 2.1. Предлагаемая геометрия антенны.

Таблица 2.1. Геометрические параметры конструкции антенны.

длина подложки	L	71.42 мм
ширина подложки	W	71.89 мм
толщина подложки	H	1.6 мм
длина патча	L <sub>p</sub>	26.06 мм
ширина патча	W <sub>p</sub>	34.14 мм
диаметр отверстий	d	9.80 мм
зазор в линии питания	g	2.74 мм
ширина края патча	t	3.49 мм
длина линии питания	L <sub>f</sub>	30.77 мм
ширина линии питания	W <sub>f</sub>	2.73 мм

Ширина и длина микрополосковой антенны связаны с резонансной частотой и диэлектрической проницаемостью подложки [103]:

$$L = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.1)$$

$$W = \frac{v_0}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

где  $L$  — фактическая длина антенны,  $\epsilon_{reff}$  — эффективная диэлектрическая проницаемость подложки,  $W$  — фактическая ширина антенны,  $v_0$  — скорость света в свободном пространстве,  $f_r$  — резонансная частота, а  $\epsilon_r$  — диэлектрическая проницаемость материала FR408.

Эффективная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_{reff}$  определяется соотношением из [104]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-2} \quad (2.3)$$

Высота диэлектрической подложки определяется как в (2.4) [104]:

$$h = \frac{0.3 c}{2 \pi f_r \sqrt{\epsilon_r}}, \quad h \leq 0.06 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

Зазор определяется соотношением из [104]:

$$g = \frac{c}{\sqrt{2 \epsilon_{reff}}} \frac{4.65 \cdot 10^{-12}}{f_r} \quad (2.5)$$

Длина микрополосковой антенны  $L_p$  должны быть меньше  $\lambda/2$  [104], где  $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{reff}}$ ,  $\lambda$  — длина волны,  $\lambda_0$  — длина волны свободного пространства.

## 2.1.2 Результаты расчётов

Для проектирования предлагаемой антенны использовалось программное обеспечение CST STUDIO SUITE. На рис. 2.2–2.7, приведены результаты моделирования антенны, описанной в 2.1.1. Частотная зависимость коэффициента обратных потерь  $S_{11}$  предложенной конструкции антенны приведены на рис.2.2.

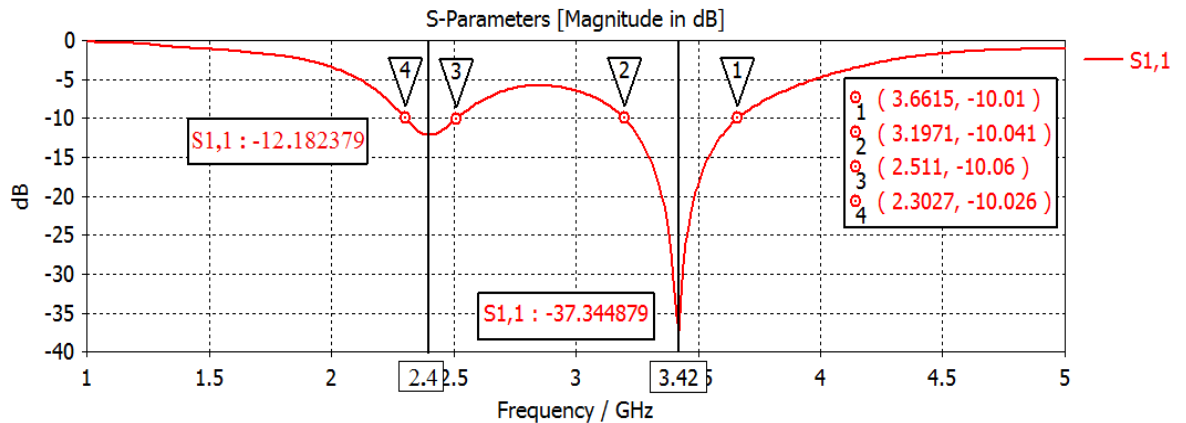
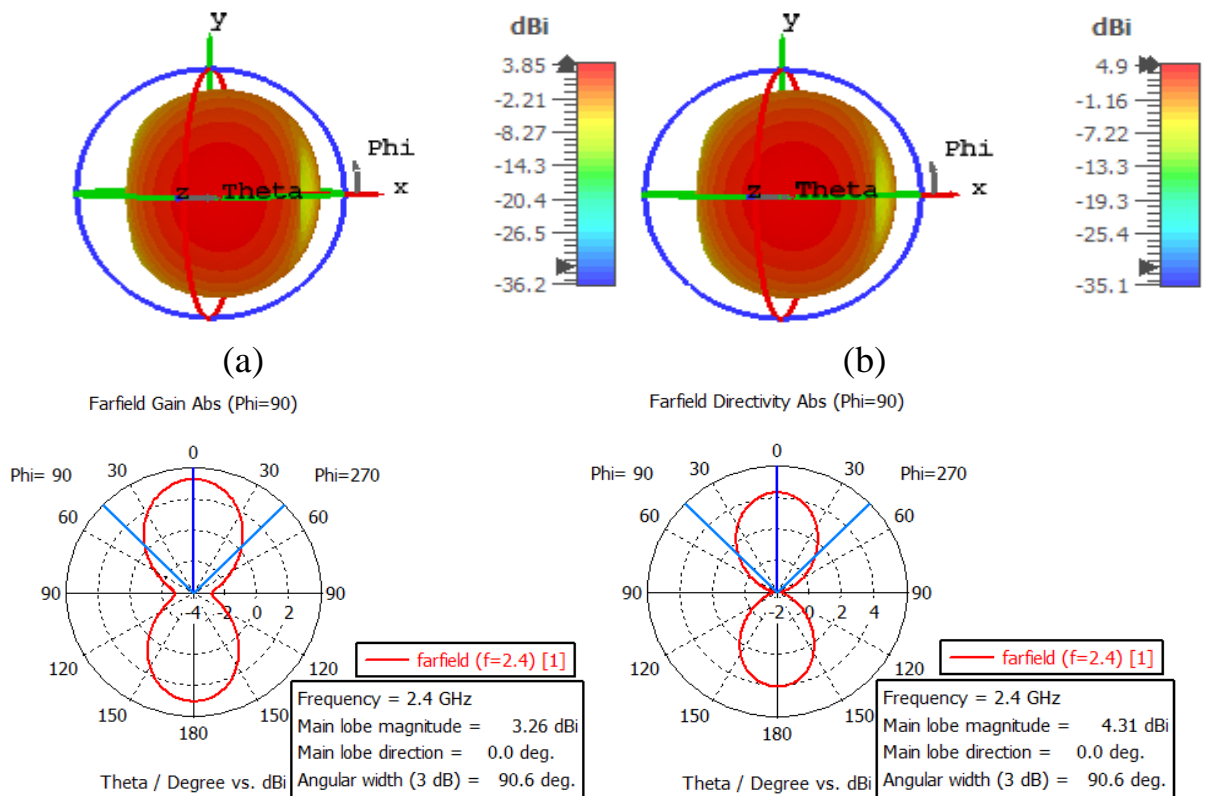


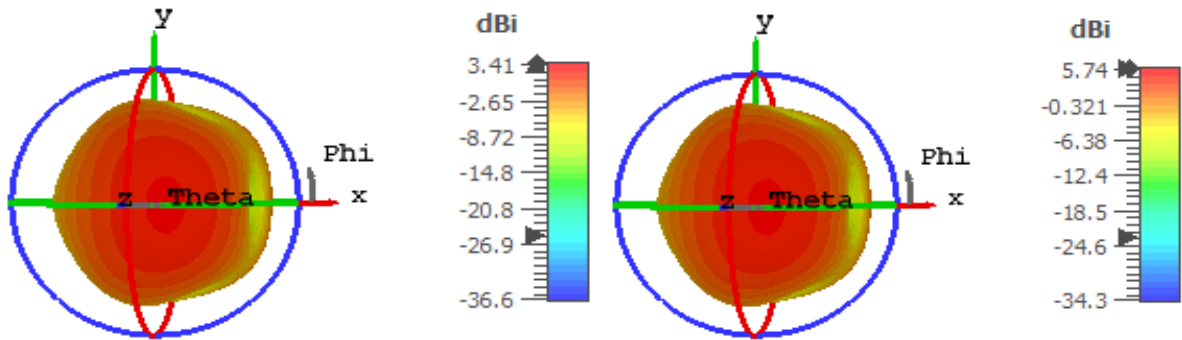
Рисунок 2.2. Обратные потери ( $S_{11}$ ) для 2,4 ГГц и 3,42 ГГц

В диапазонах 2,3046–2,5103 ГГц и 3,1969–3,6618 ГГц предлагаемая антенна обеспечивает коэффициент отражения ниже -10дБ.

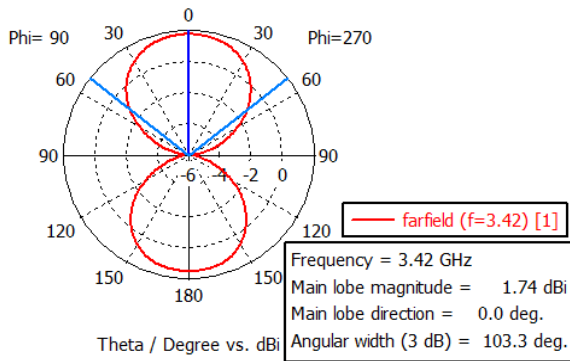
На рис. 2.3 и 2.4 показаны 3D и 2D диаграммы направленности коэффициента усиления на частотах 2,4 ГГц и 3,42 ГГц.



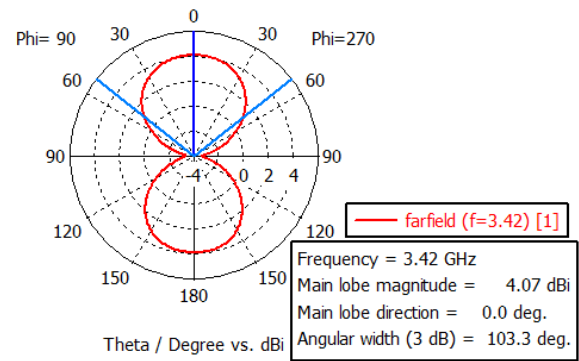
(c) (d)  
 Рисунок 2.3. Диаграммы направленности коэффициента усиления на частоте 2,4 ГГц



(e)  
 Farfield Gain Abs (Phi=90)



(f)  
 Farfield Directivity Abs (Phi=90)



(g)

(h)

Рисунок 2.4. Диаграммы направленности коэффициента усиления на частоте 3,42 ГГц

На рис. 2.5 приведены частотные зависимости коэффициента усиления. Предлагаемая антенна реализует коэффициент усиления 3.85 дБ на частоте 2.4 ГГц и 3.41 дБ на частоте 3.42 ГГц.

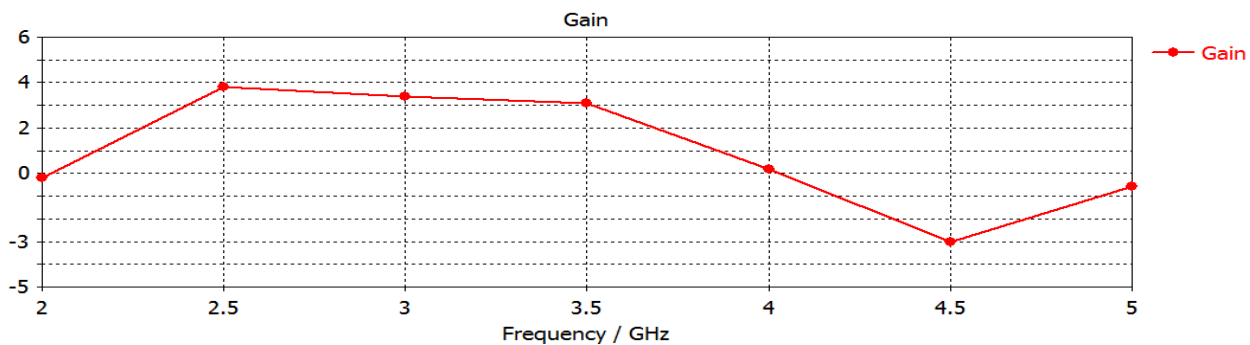


Рисунок 2.5. Коэффициент усиления в зависимости от частоты

Частотная зависимость КСВН показана на рис. 2.6, как видно, КСВН составляет 1,0275 на частоте 3,42 ГГц, а для частоты 2,4 ГГц - 1,6524 (КСВН $\leq$ 2).

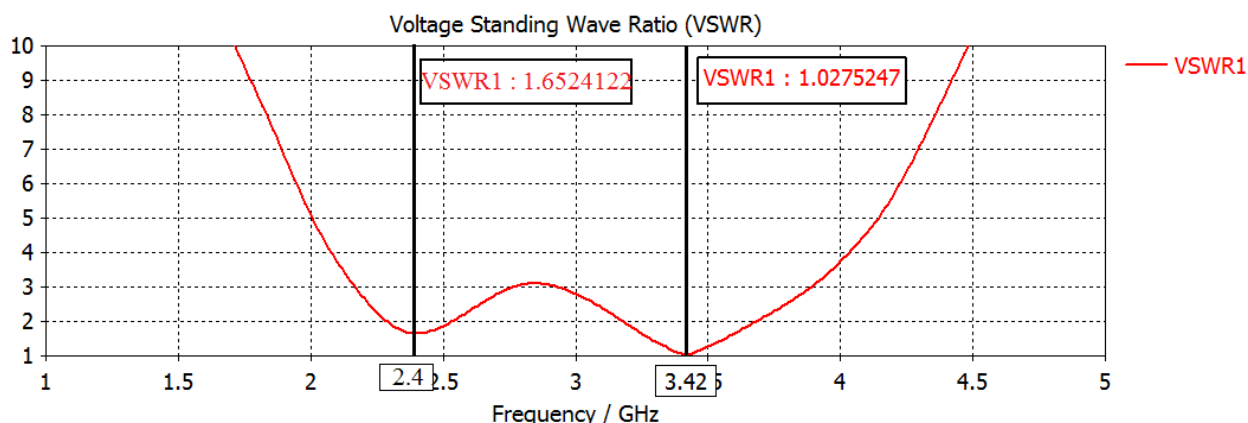


Рисунок 2.6. Результаты моделирования КСВН на частотах 2,4 ГГц и 3,42 ГГц.

Таким образом предлагаемая антенна обеспечивает работу в двух диапазонах 2,3046–2,5103 ГГц и 3,1969–3,6618 ГГц, где КСВН ниже 2, а коэффициент усиления не ниже 3,41 дБ. Эти результаты явно превосходят результаты оригинальной антенны, описанной в [54], которая обеспечивала КСВН меньше 2 только в диапазоне частот 2,3046–2,5103 ГГц с усилением 2,55 дБ и имела большие геометрические размеры. Предлагаемая антенна по своим характеристикам может быть предложена для использования в системах связи 5G.

## 2.2 Трехдиапазонная микрополосковая патч-антенна для 5G систем

В этом подразделе представлена миниатюрная микрополосковая антенна с двумя с квадратными прорезями, выполненная из материала FR4 с диэлектрической проницаемостью 3,9. Антенна показана на рис.2.7 и имеет размеры 1,5357x1,5357 мм<sup>2</sup>. Исходные размеры антенны ориентировочно были рассчитаны на основе соотношений (2.1) - (2.5) [103,104], а затем были уточнены в результате оптимизации параметров с помощью CST MWS.

### 2.2.1 Описание конструкции миниатюрной трехдиапазонной микрополосковой патч-антенны

На рис. 2.7 изображена конструкция антенны, разработанная следуя рекомендациям [105]. Микрополосковая антенна состоит из трех слоев: патча, подложки и экрана, основные размеры антенны выбраны из следующих соображений [106-109]: длина патча  $0,3333\lambda_0 < L_p < 0,5\lambda_0$  и толщина подложки  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,5\lambda_0$ , диэлектрическая проницаемость в диапазоне ( $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ). Резонансная частота напрямую определяется размерами прорезей [110]. Геометрические размеры антенны показаны на рис.2.7. Результаты моделирования миниатюрной трехдиапазонной микрополосковой патч-антенны представлены в следующем разделе.

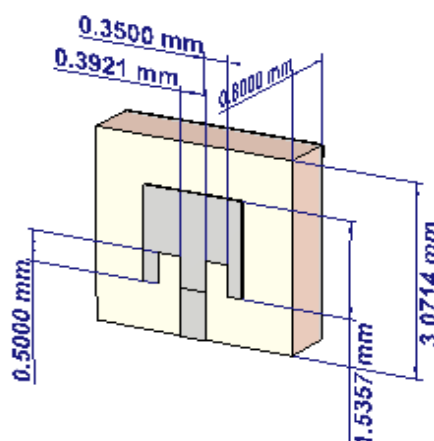


Рисунок 2.7. Конструкция миниатюрной многодиапазонной микрополосковой патч-антенны

### 2.2.2 Результаты численных экспериментов

Для проектирования предлагаемой антенны использовалось программное обеспечение CST STUDIO SUITE; моделирование проводилось с использованием строгих методов. Рабочий диапазон частот определяется размерами антенны, однако усложняя конфигурацию излучателя путем использования различных щелей, прорезей можно получить дополнительные рабочие полосы на более низких частотах без увеличения размеров антенны. Коэффициент отражения предлагаемой антенны показан на рис. 2.8.

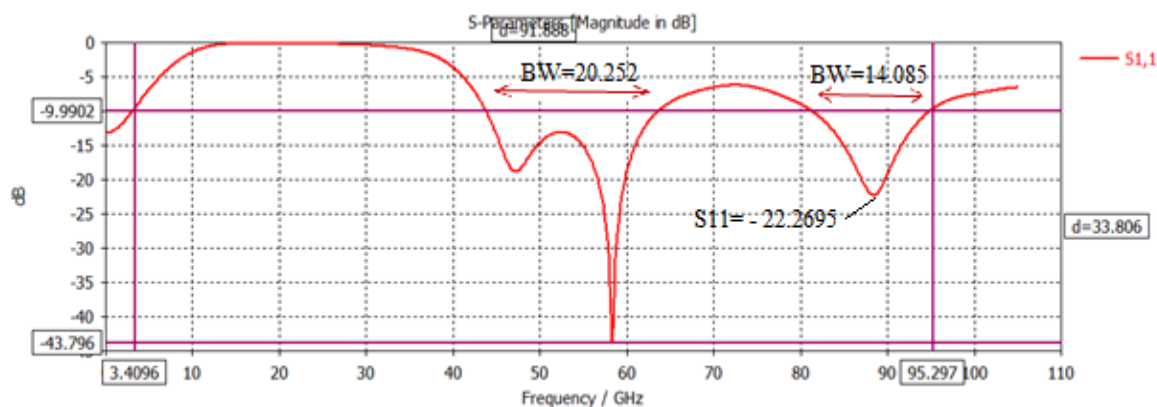


Рисунок 2.8. Частотная характеристика коэффициента отражения трехдиапазонной микрополосковой патч-антенны

На рис. 2.8 показана частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  миниатюрной трехдиапазонной микрополосковой патч-антенны, в диапазоне 0.1 - 3,4096 ГГц (данный диапазон поддерживается следующими стандартами ISM, GSM (2G), UMTS (3G), RFID, Zigbee, Bluetooth и WLAN) обеспечивается коэффициент отражения  $S_{11} \leq -13,2296$  дБ и коэффициент усиления 3,29, для полосы 43,5–64 ГГц (V-диапазон, используемый в стандарте WLAN IEEE 802.11ad)-  $S_{11} \leq -42,419$  дБ, коэффициент усиления 3,49, для полосы 81–95 ГГц (спутниковая связь) -  $S_{11} \leq -22,2695$  дБ, коэффициент усиления 4,52. На рис. 2.9 приведена частотная характеристика КСВН в диапазоне до 100 ГГц.

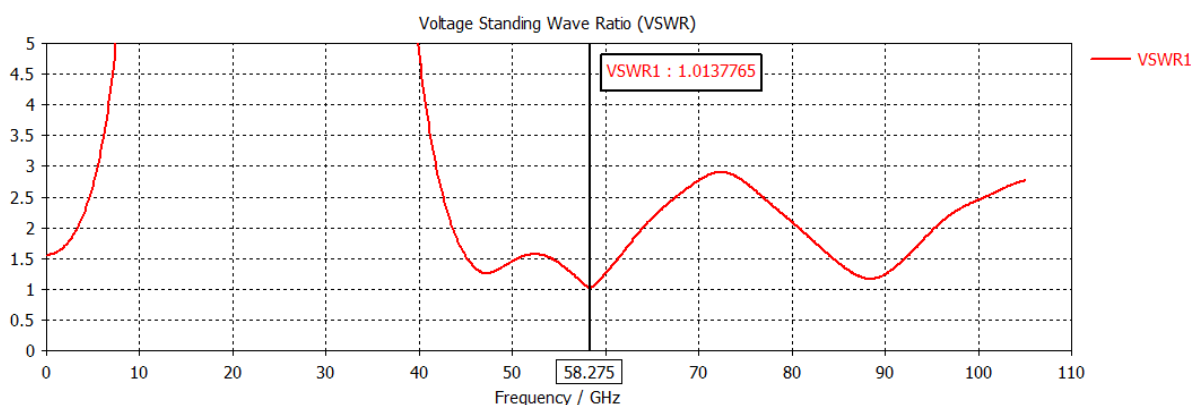


Рисунок 2.9. Показан КСВН предлагаемой небольшой антенны.

На рис. 2.10 показаны распределения поверхностных электрических токов. Из приведенных графиков видно, что с ростом частоты интенсивность токов наблюдается вблизи вырезов.

Диаграммы коэффициентов усиления в полярной систем координат для фиксированных частот приведены на рис. 2.11.

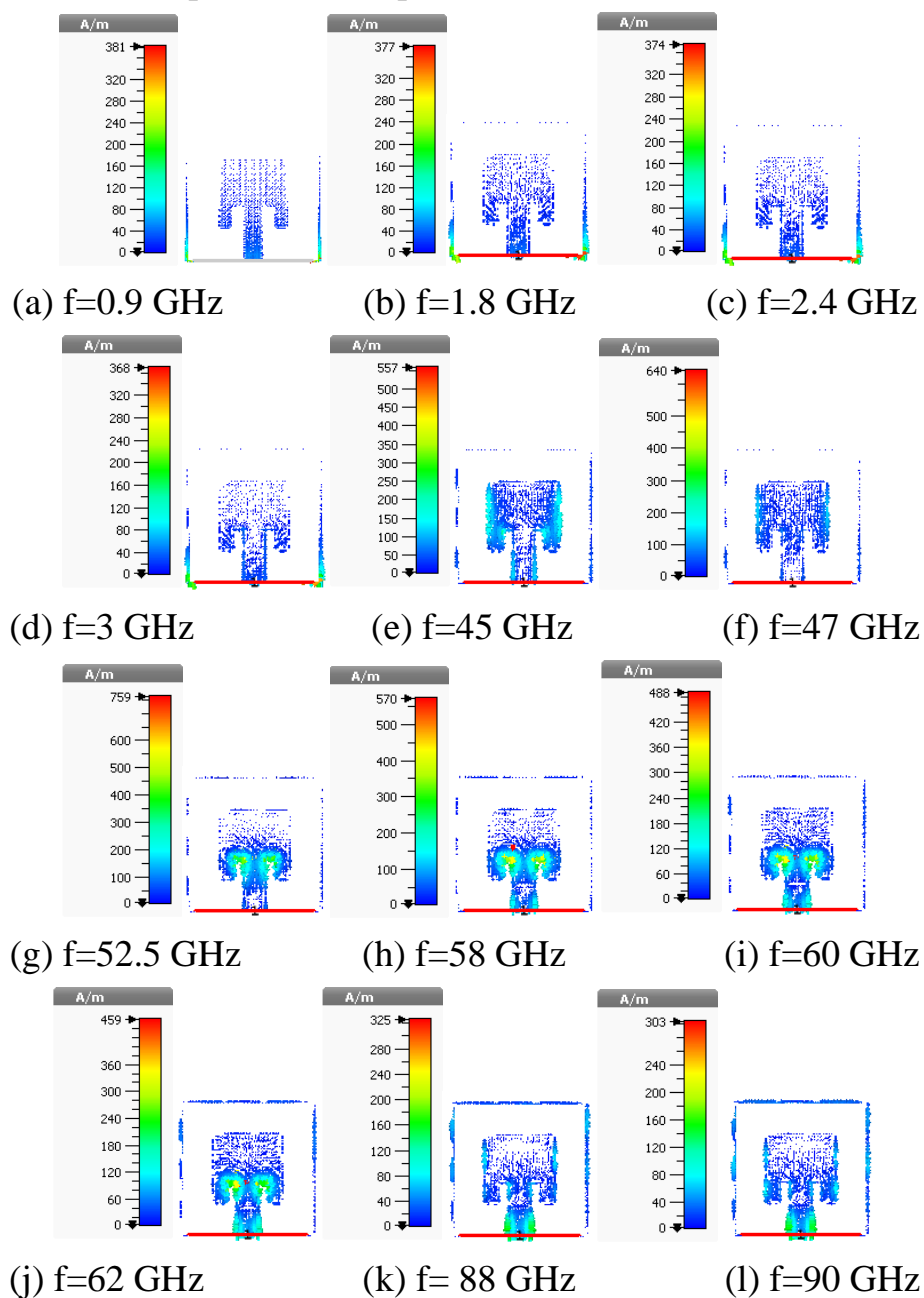
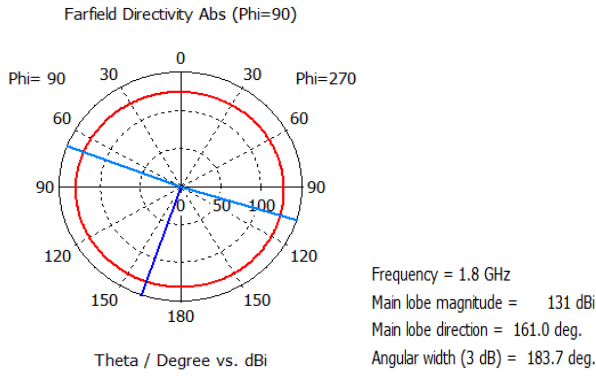
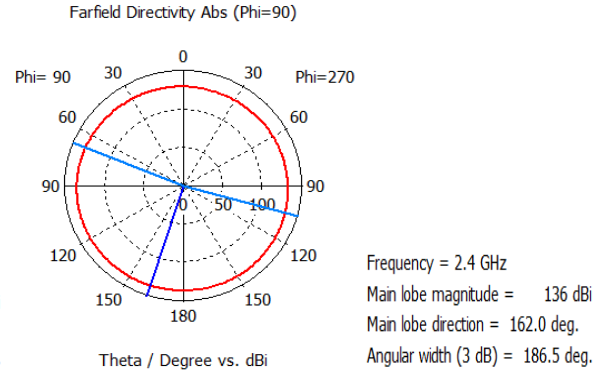


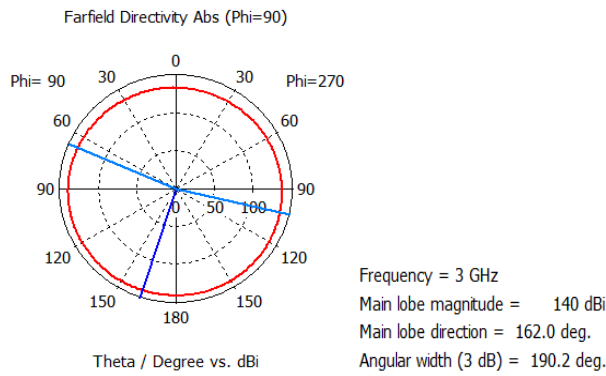
Рисунок 2.10. Распределения поверхностного электрического тока на фиксированных частотах



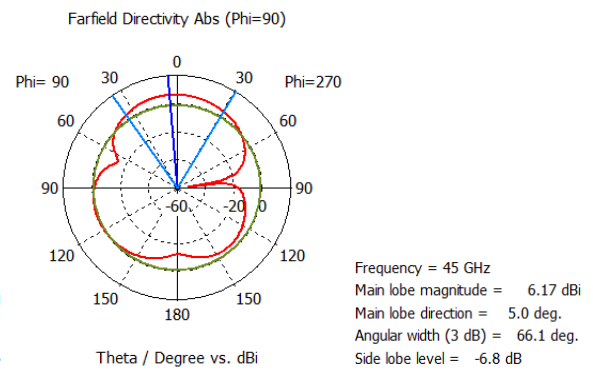
(a)  $f=1.8 \Gamma\Gamma\Omega$



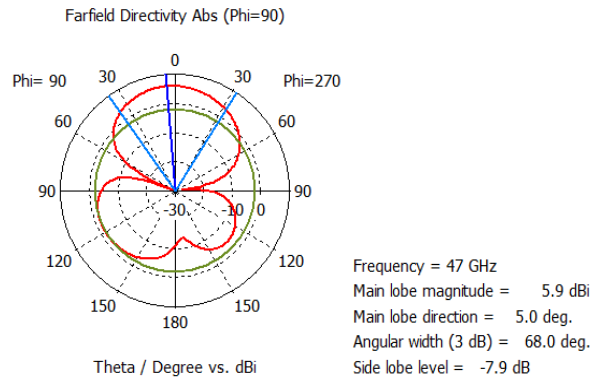
(b)  $f=2.4 \Gamma\Gamma\Omega$



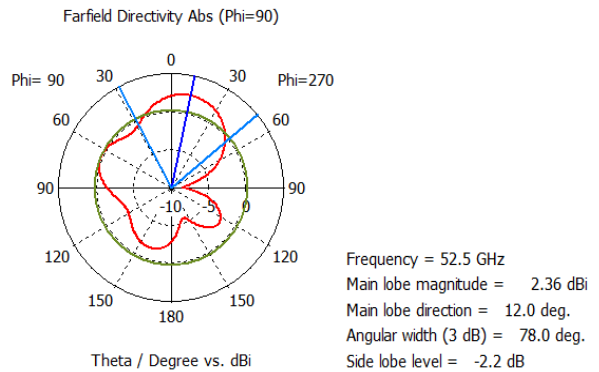
(c)  $f=3 \Gamma\Gamma\Omega$



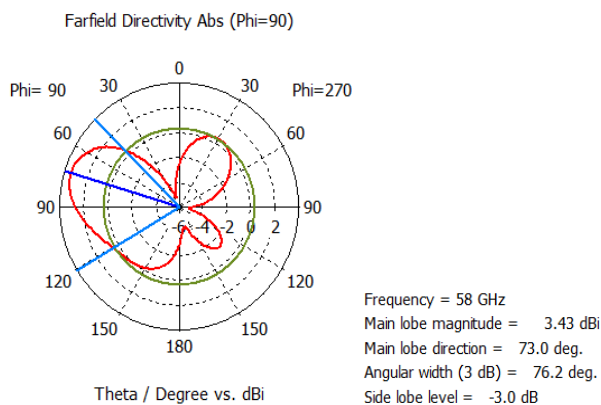
(d)  $f=45 \Gamma\Gamma\Omega$



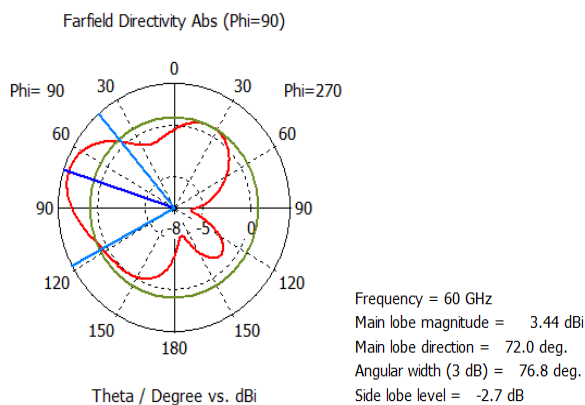
(e)  $f=47 \Gamma\Gamma\Omega$



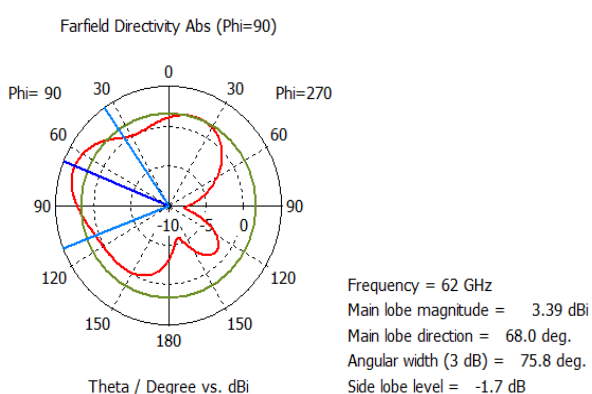
(f)  $f=52.5 \Gamma\Gamma\Omega$



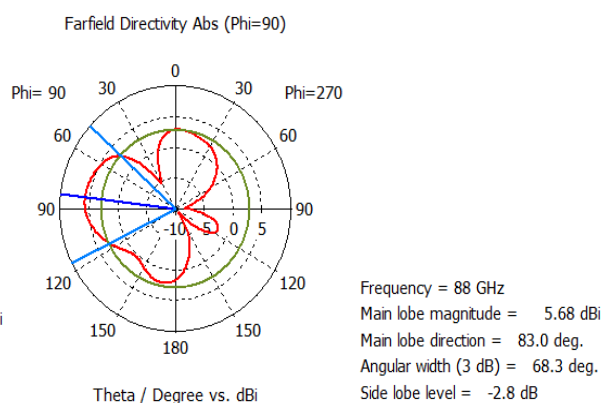
(g)  $f=58$  ГГц



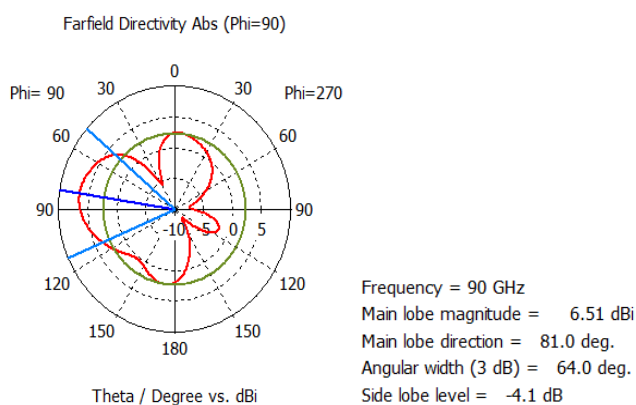
(h)  $f=60$  ГГц



(i)  $f=62$  ГГц



(j)  $f= 88$  ГГц



(k)  $f=90$  ГГц

Рисунок 2.11. Двумерные диаграммы направленности коэффициента усиления антенны на фиксированных частотах

Несмотря на простоту конструкции данной антенны она обеспечивает необходимые требования для работы в диапазоне 5G приложений.

### 2.2.3 Сравнение параметров антенн

Сравнение характеристик предложенной нами миниатюрной антенны с некоторыми современными многодиапазонными антеннами представлено в Таблице 2.2.

Таблица 2.2. Сравнение некоторых опубликованных многодиапазонных антенн и антенн, представленных в диссертационной работе

Ссылка	Габариты антенны ( $L_p, w_p$ )	Резонансная частота	Обратные потери	Усиление	Полоса частот
[111]	22 x 28 мм <sup>2</sup>	2.8 ГГц	< 12 дБ	Данные не приведены	1.5 ГГц - 4 ГГц эффективный для трех диапазонов
[112]	28 × 28мм <sup>2</sup>	915 МГц 2.45 ГГц 3.5 ГГц 5.8 ГГц	-26 дБ -13 дБ -12 дБ -25 дБ	11.33 дБ 1.17 дБ 1.45 дБ 1.96 дБ	872 - 929 МГц 2395 - 2510 МГц 3470 - 3550 МГц 5698 - 5900 МГц
[113]	26 × 30 мм <sup>2</sup>	2.4 ГГц 9.1 ГГц	- 34 дБ -23.22 дБ	Данные не приведены	1.1 - 10.69 ГГц работают в широком диапазоне частот
[114]	900 × 900 нм <sup>2</sup> Наномантенна	106 ТГц	-31.3 дБ	6.2 дБ	103.3 - 110.3 ТГц
	900 × 900 нм <sup>2</sup> Щелевая нано-антенна	126 ТГц	-18.2 дБ	6.57 дБ	124.5 - 127.8 ТГц
[115]	19.9 × 25.9 мм <sup>2</sup>	3.38 ГГц 5.37 ГГц	-21.8 дБ -21.1 дБ	Данные не приведены	3.315 - 3.5 ГГц 5.3 - 5.55 ГГц
[116]	32 × 32 мм <sup>2</sup>	2.6 ГГц 3.35 ГГц 5.15 ГГц 6.1 ГГц	-20.5 дБ -20 дБ -19.5 дБ -12 дБ	0 дБ 1.6 дБ 1.2 дБ -2.1 дБ	2.50 - 2.70 ГГц 3.2 - 3.55 ГГц 4.95 - 5.53 ГГц 5.65 - 7.20 ГГц
[117]	105 × 175 мм <sup>2</sup>	0.704 ГГц 2.4 ГГц 3.5 ГГц 5.8 ГГц	< -10 дБ	1.3 дБ 4 дБ 6.5 дБ 7.2 дБ	703 - 788 МГц 2400 - 2500 МГц 3400 - 3600 МГц 5725 - 5875 МГц
[118]	69.6 × 72 мм <sup>2</sup>	915 МГц 2.45 ГГц	-32.9 дБ -20.1 дБ	3.25 дБ 2.62 дБ	122 МГц 68 МГц

Ссылка	Габариты антенны ( $L_p, w_p$ )	Резонансная частота	Обратные потери	Усиление	Полоса частот
		5.8 ГГц.	-24.6 дБ	3.31 дБ	184 МГц
[119]	1.5357x1.5357 мм <sup>2</sup> Предлагаемая миниатюрная антенна	2.4 ГГц 60 ГГц 90 ГГц	-13.23 дБ -42.42 дБ -22.27 дБ	3.29 дБ 3.49 дБ 4.52 дБ	0.1 - 3.4096 ГГц 43.5 - 64 ГГц 81 - 95 ГГц

Из приведенной таблицы видно, что спроектированная антенна [119] с размерами 1.5357 x 1.5357 мм<sup>2</sup> является наименьшей по габаритным размерам и при этом обеспечивает более высокий КПД, чем антенны, описанные в [111-118].

### 2.3 Выводы

Предложенные конструктивные решения позволяют получить:

- Расширение рабочей полосы работы прямоугольной микрополосковой патч-антенны с питанием от CPW: предлагаемая конструкция антенны может работать с двумя полосами пропускания 2,3046-2,5103 ГГц и 3,1969-3,6618 ГГц, что позволяет ее использование для 5G связи, а также для приложений ISM-диапазона, WLAN, WiMAX и 5G;

- Модификация микрополосковой патч-антенны с квадратными прорезями выполнена для работы в трехчастотных диапазонах 0.1–3,4096 ГГц, 43,5–64 ГГц и 81–95 ГГц. Предлагаемая антенна имеет меньшие габаритные размеры по сравнению со своими аналогами и реализации более высокого КПД (Табл.2.2).

### 3. МОДЕРНИЗАЦИЯ 2×2 МИМО АНТЕННЫ ДЛЯ 5G СИСТЕМ

#### 3.1 Конструкция антенны прототипа

В данном разделе рассмотрена конструкция широкополосной антенны 2 × 2 МИМО для систем связи GSM/3G/LTE/5G [120]. Конфигурация антенны представлена на рис. 3.1. Антенна формирует ненаправленную диаграмму направленности за счет использования двух антенных элементов, симметрично разнесенных относительно центра.

Аналогом предлагаемой антенны является антенна компании TONGYU [120,121], которая занимается исследованиями и разработками антенн для систем связи.



Рисунок 3.1. Прототип антенны МИМО 2×2 [120]

Описанная в [120] антенна предусмотрена для работы в двух диапазонах, основные характеристики приведены в табл. 3.1. Однако рабочий диапазон антенны не включает диапазон частот, принятый для систем связи 5G. Как показали проведенные исследования путем определенной модернизации антенны можно расширить рабочий диапазон частот при одновременном улучшении ее характеристик.

Таблица 3.1. Электрические характеристики антенны [120]

Электрические характеристики		
Диапазон частот (МГц)	698~960	1710~2700
Поляризация	±45°линейная	
Усиление (дБи)	3	4
Ширина луча по горизонтали 3 дБ (°)	360	
Ширина вертикального луча 3 дБ (°)	100	50
КСВН	≤2.0	≤1.8
Интермодуляция IM3 (несущая 2×43 дБм)	≤-150dBc	
Импеданс (Ω)	50	

### 3.2. Модернизация антенны путем замены крепежных стоек

Путем оптимизации параметров антенны удалось получить две модификации антенны, которые работают в диапазонах 0,77 ГГц до 5,1 ГГц и от 0,7 ГГц до 7 ГГц соответственно. На рис.3.2 приведен эскизный рисунок исследуемой антенны. Основание антенны представляет собой диск диаметром 213 мм и толщиной 1,5 мм, к которому прикреплены два активных и два пассивных излучателя в форме «крыла» попарно разных конфигураций. На рис. 3.2 изображена конструкция предлагаемой антенны, расчеты выполнены с использованием ANSYS HFSS. Излучатели соединены с диском с помощью короткозамыкателей и диэлектрических стержней. Расположение короткозамыкателей влияет на рабочий диапазон антенн и ее характеристики. Оказалось, что путем замены нескольких шттырей на диэлектрические можно существенно расширить рабочий частотный диапазон антенны.

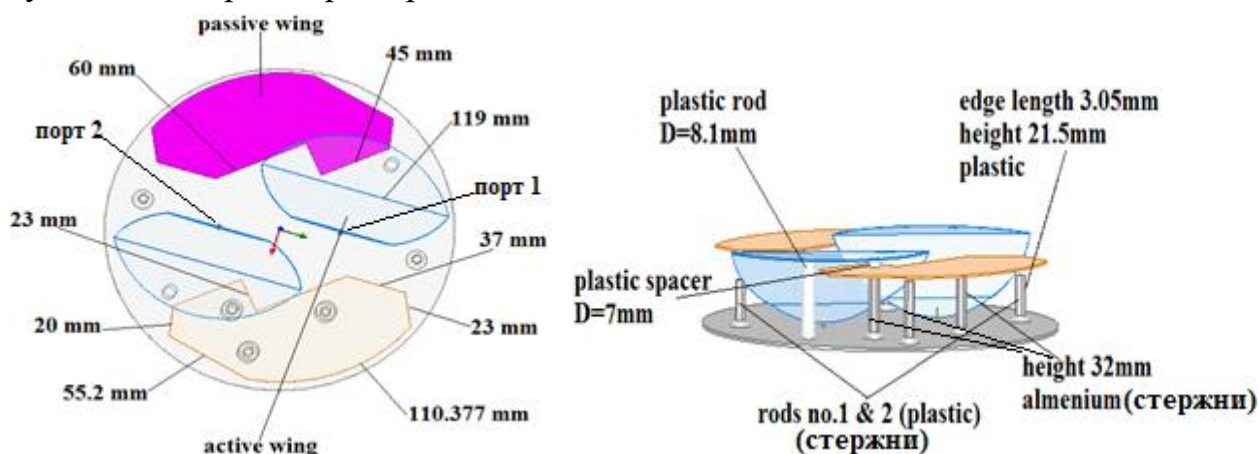


Рисунок 3.2. Антенна ММО 2×2 [120]

На рис. 3.3–3.6 приведены результаты моделирования в сравнении с исходной антенной из [120] частотных зависимостей коэффициента отражения, КСВН, КНД и коэффициента усиления антенны. Сплошная кривая – характеристики для модифицированной антенны, а пунктирная – для исходной антенны. Модификация антенны заключалась в замене части шттырей на диэлектрические стержни.

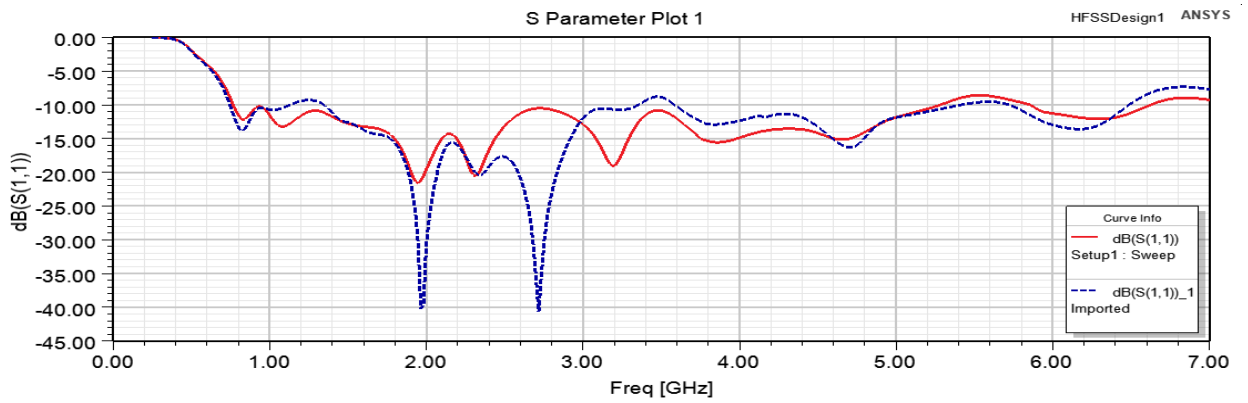


Рисунок 3.3. Частотная зависимость обратных потерь  $S_{11}$  исходной и модифицированной антенн

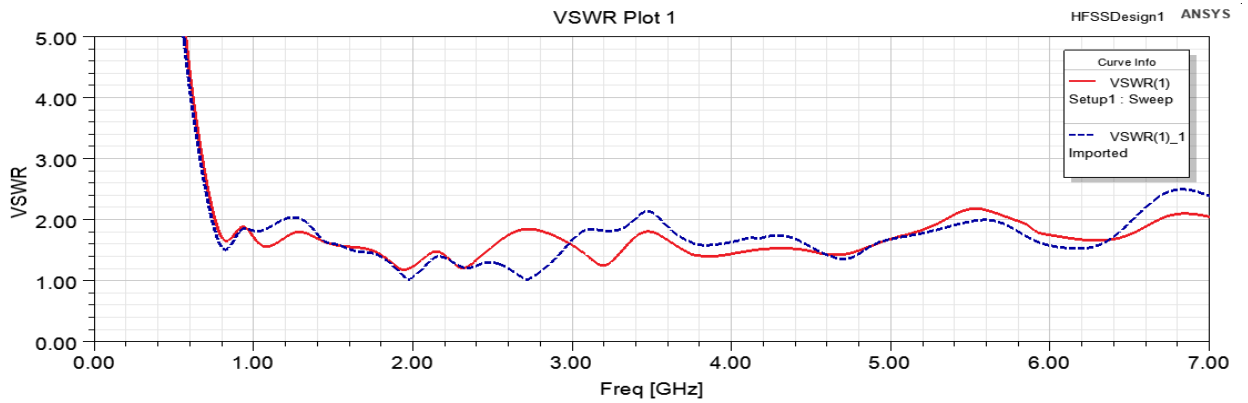


Рисунок 3.4. Частотная зависимость КСВН исходной и модифицированной антенн

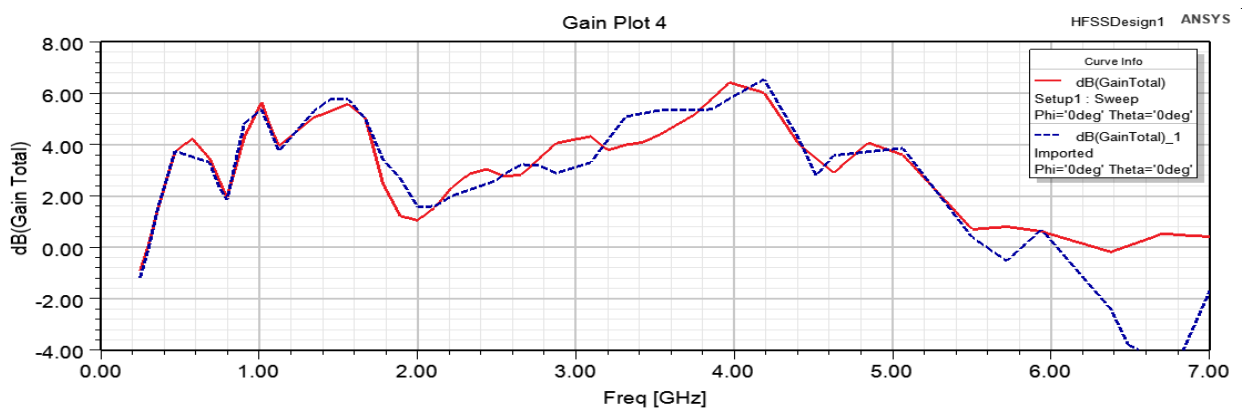


Рисунок 3.5. Частотная зависимость КНД для антенны из [120] и модифицированной антенны

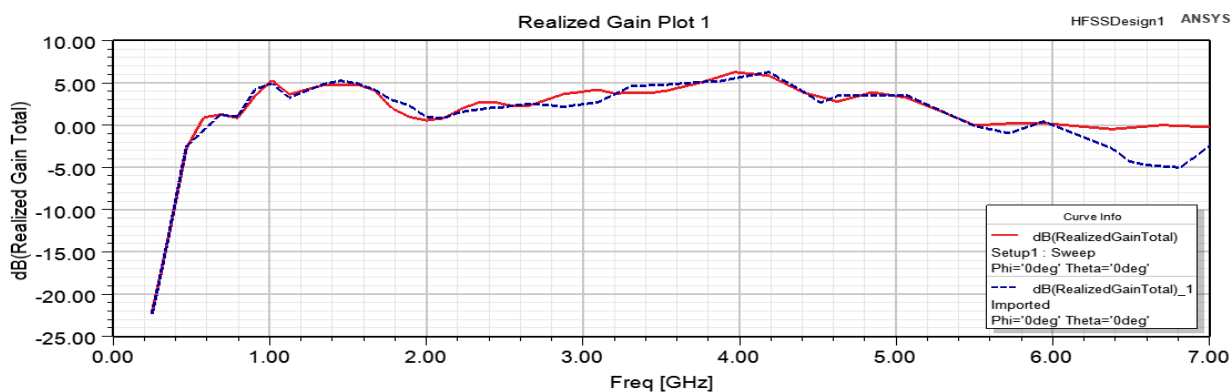


Рисунок 3.6. Частотная зависимость коэффициента усиления для антенны из [120] и модифицированной антенны

Как видно из приведенных результатов, медианные значения коэффициента отражения не изменились, однако в области 3,0 – 4,0 ГГц наблюдается некоторое улучшение характеристик и коэффициент отражения не превышает -10 дБ. При этом наблюдается некоторое ухудшение характеристик в области 2,5 – 3,0 ГГц, но коэффициент отражения по-прежнему не превышает -10 дБ. Таким образом в диапазоне 3,4 – 3,8 ГГц данную антенну можно использовать для приложений 5G с большей эффективностью, чем антенну из [120].

### 3.3. Модернизация конструкции антенны за счет введения диэлектрического экрана

Рассмотри картины распределения тока и векторов напряженности электрического поля.

На рис. 3.7. приведено распределение напряженности электрического поля на элементах антенны при возбуждении только порта 2 (питание подключено к антенне 2). Как видно из представленных результатов, наблюдается интенсивное возбуждение второго активного излучателя даже при отсутствии сигнала на порте 1. Для данного случая возбуждения антенны приведена диаграмма направленности антенны на рис.3.8.

Для увеличения развязки между активными излучателями предложено использовать разделяющие боксы, выполненные из диэлектрика или радиопоглощающего материала (РПМ). Ниже приведены результаты расчета

характеристик антенн с использованием диэлектрического разделительного бокса.

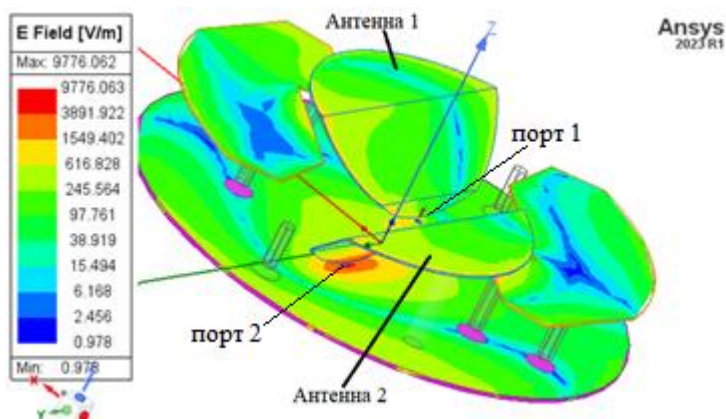


Рисунок 3.7. Распределение напряженности электрического поля для ММО 2×2 антенны при возбуждении порта 2

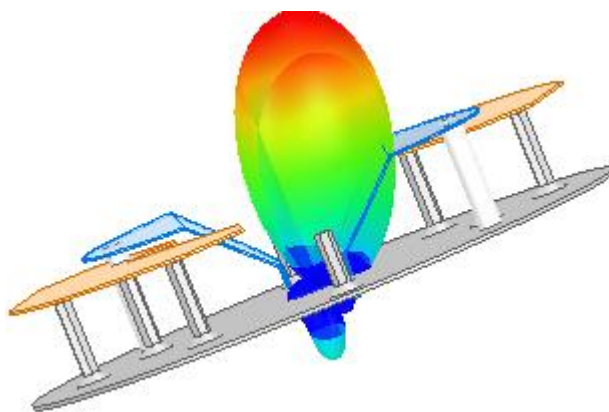


Рисунок 3.8. Диаграмма направленности коэффициента усиления антенны при возбуждении порта 2

Для увеличения развязки между портами с целью снижения КСВН антенны 1 и антенны 2 предложено использовать экран (бокс) из диэлектрика. На рис. 3.9 приведена конструкция разделительных диэлектрических боксов.

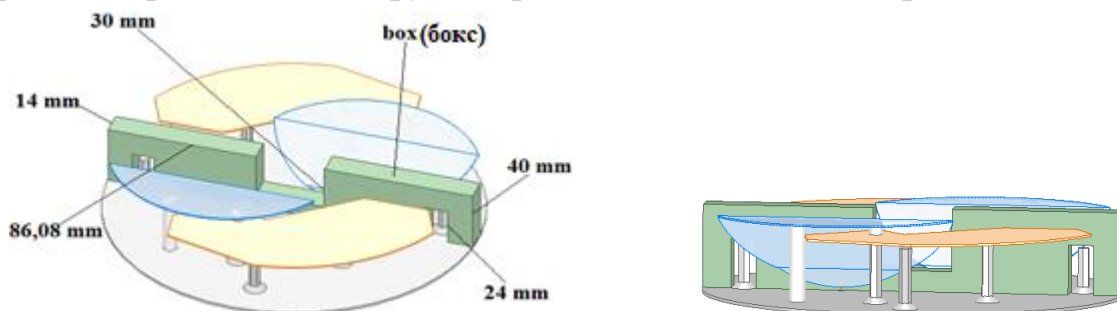


Рисунок 3.9. Антенна ММО 2×2 с разделительным боксом

Относительная диэлектрическая проницаемость материала изменялась в диапазоне от 1 до 9 с целью оценить влияние диэлектрического бокса на характеристики антенны.

Ниже приведены результаты моделирования при различных электрофизических параметрах разделительного бокса. Для каждого случая относительной диэлектрической проницаемости рассчитывались коэффициент отражения, КСВН, коэффициент направленного действия и коэффициент усиления.

При относительной диэлектрической проницаемости равной 1, указанные выше характеристики сравнивались со случаем отсутствия такой перегородки. Данный эксперимент имел своей целью выполнить верификацию полученных результатов между собой, поскольку они должны совпадать. На рис.3.10-3.13 приведены частотные зависимости коэффициента отражения, КСВН, коэффициента усиления. Сплошная кривая на этих рисунках соответствует антенне с изолирующим боксом, а пунктирная – без него. Кривые обратных потерь, КСВН с графической точностью совпадают, что подтверждает корректность проведенных расчетов и может быть рассмотрено как процесс валидации полученных результатов. Имеющиеся небольшие расхождения в кривых на рис.3.10-3.13 характеризуют реализованный уровень точности проведенных расчетов.



Рисунок 3.10. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 1$

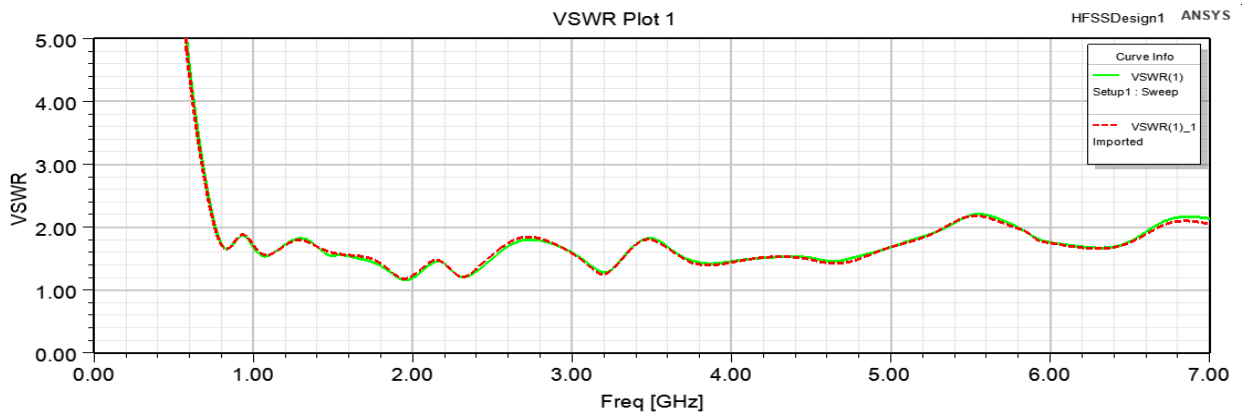


Рисунок 3.11. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 1$

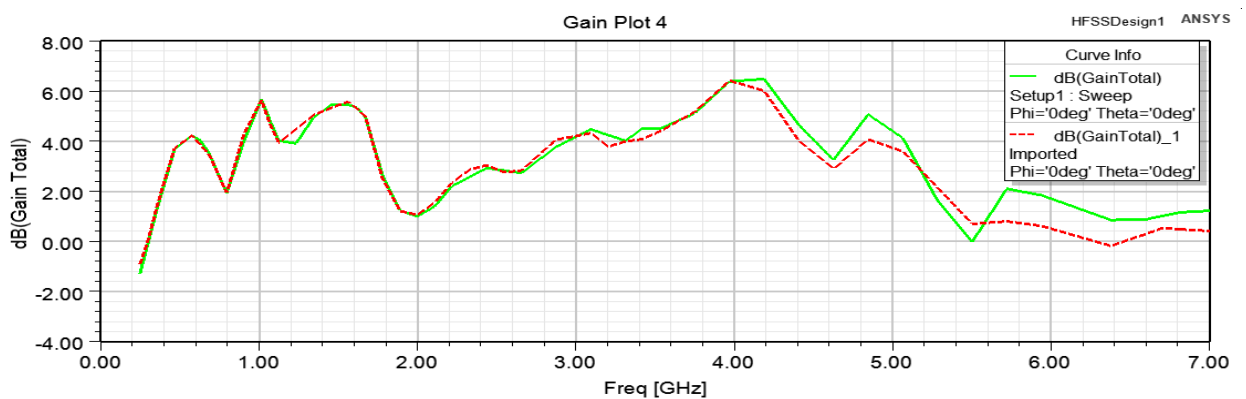


Рисунок 3.12. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 1$

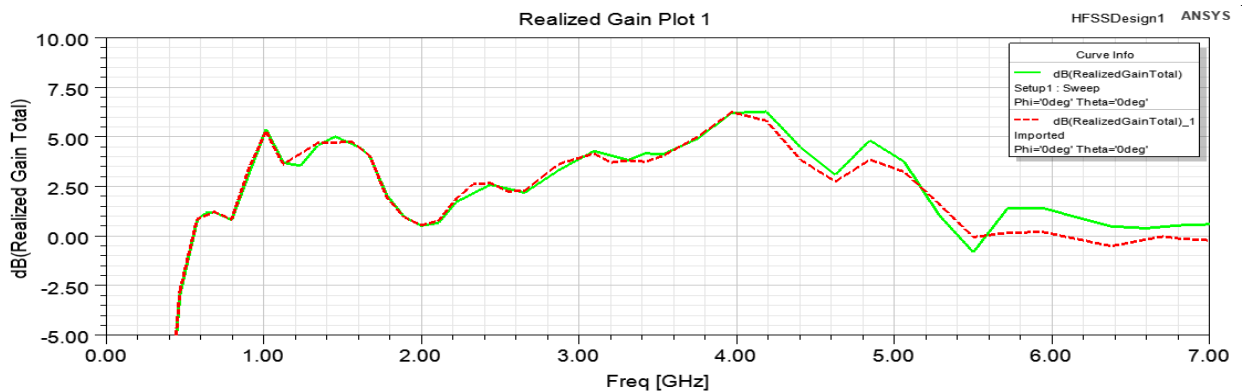


Рисунок 3.13. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 1$

На рис. 3.14 – 3.17 приведены результаты расчетов разделительного бокса с относительной диэлектрической проницаемостью, равной 2. Сплошная кривая на рисунках соответствует антенне с боксом, а пунктирная получена при его отсутствии. Как видно из результатов, наличие бокса

приводит к росту коэффициента отражения в диапазоне от 1,8 ГГц до 5,4 ГГц, при этом в диапазоне 2,4 – 2,8 ГГц коэффициент отражения превышает -10дБ.



Рисунок 3.14. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\varepsilon = 2$

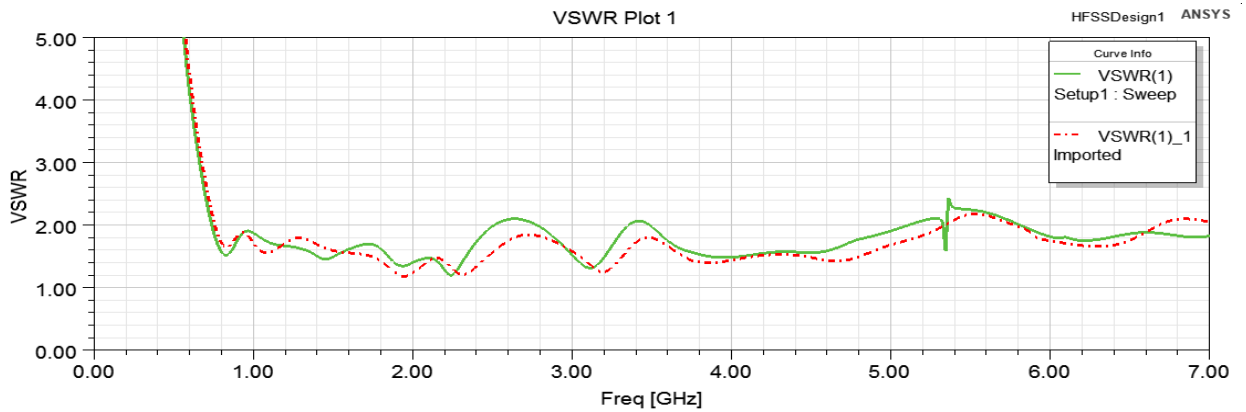


Рисунок 3.15. Частотные зависимости КСВН при  $\varepsilon = 2$

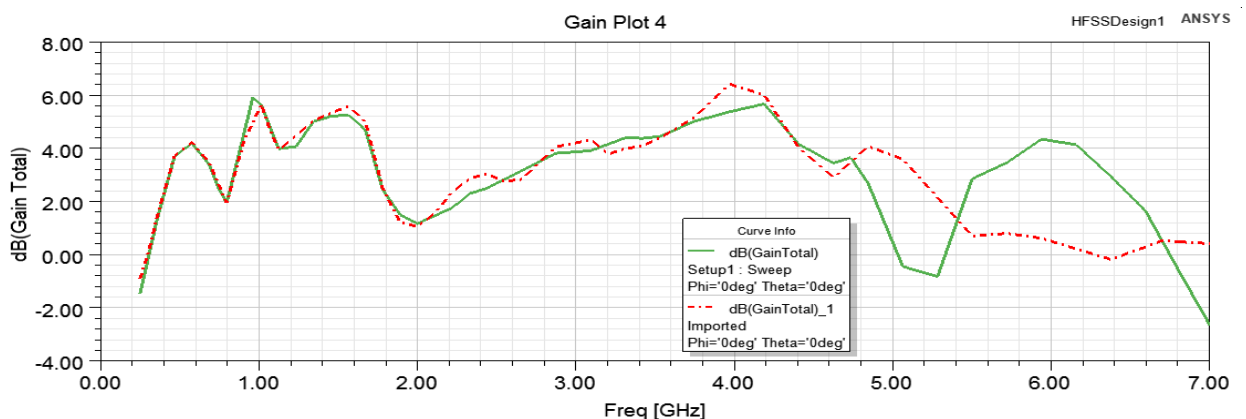


Рисунок 3.16. Частотные зависимости КНД при  $\varepsilon = 2$

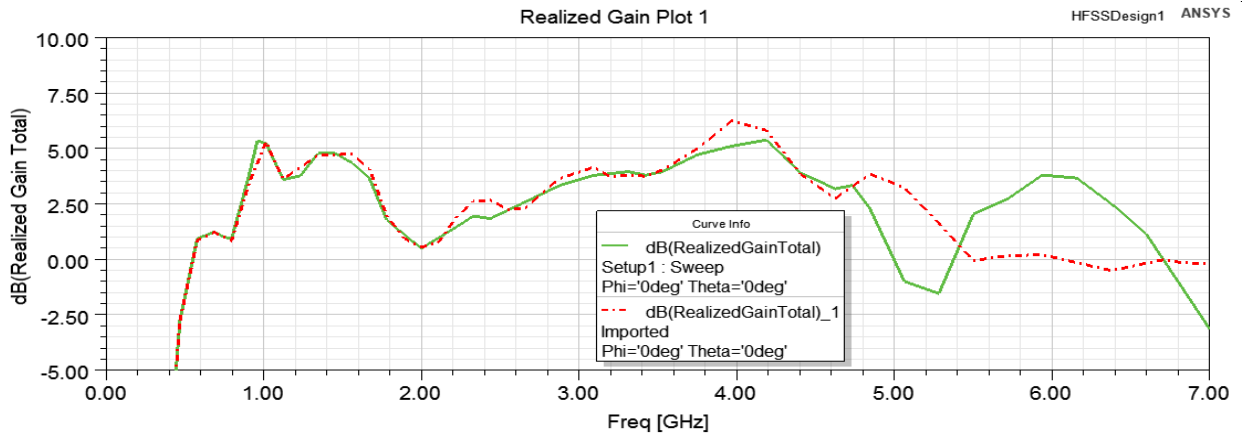


Рисунок 3.17. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 2$

Для случая относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon = 3$  аналогичные характеристики приведены на рис.3.18–3.21.



Рисунок 3.18. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 3$

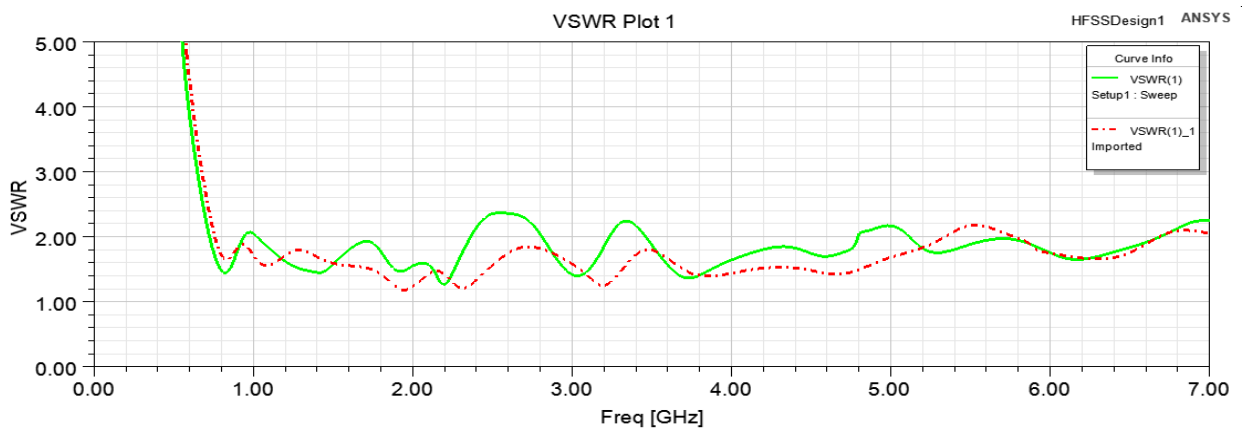


Рисунок 3.19. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 3$

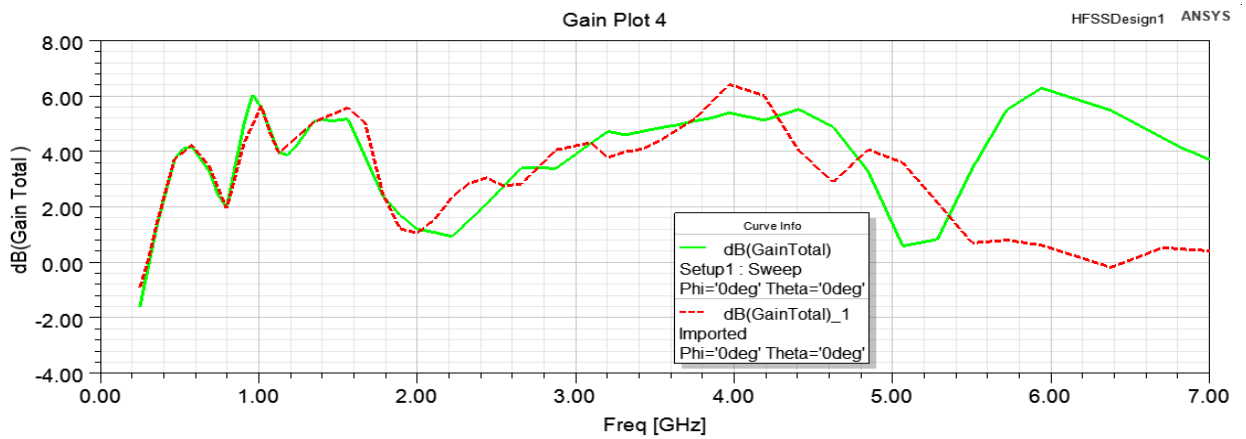


Рисунок 3.20. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 3$

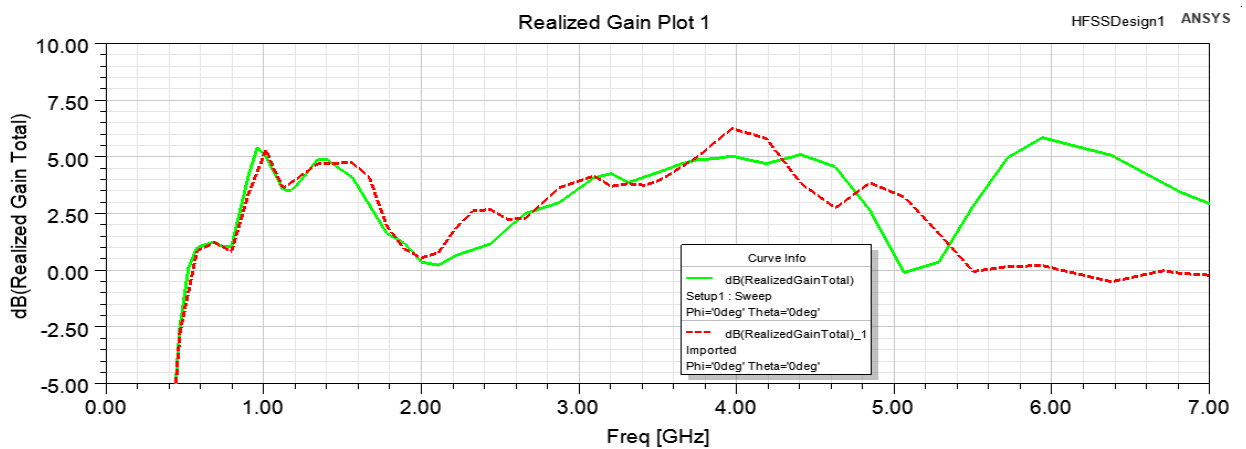


Рисунок 3.21. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 3$

Рост  $\epsilon$  приводит к росту коэффициента отражения в диапазоне от 0,75 ГГц до 5,8 ГГц, однако следует отметить, что только в диапазоне 2,4–2,8 ГГц и 3,2 – 3,5 ГГц наблюдается превышение коэффициента отражения выше -10дБ. В частотном диапазоне 5,8 – 7,0 ГГц наблюдаются незначительные изменения по сравнению со случаем отсутствия разделительного бокса.

При дальнейшем увеличении диэлектрической проницаемости, например, при  $\epsilon = 4$  (рис.3.22-3.25) наблюдается некоторое снижение коэффициента отражения и области от 2,8 ГГц до 6,2 ГГц и коэффициент обратных потерь  $S_{11}$  не превышает -10 дБ.

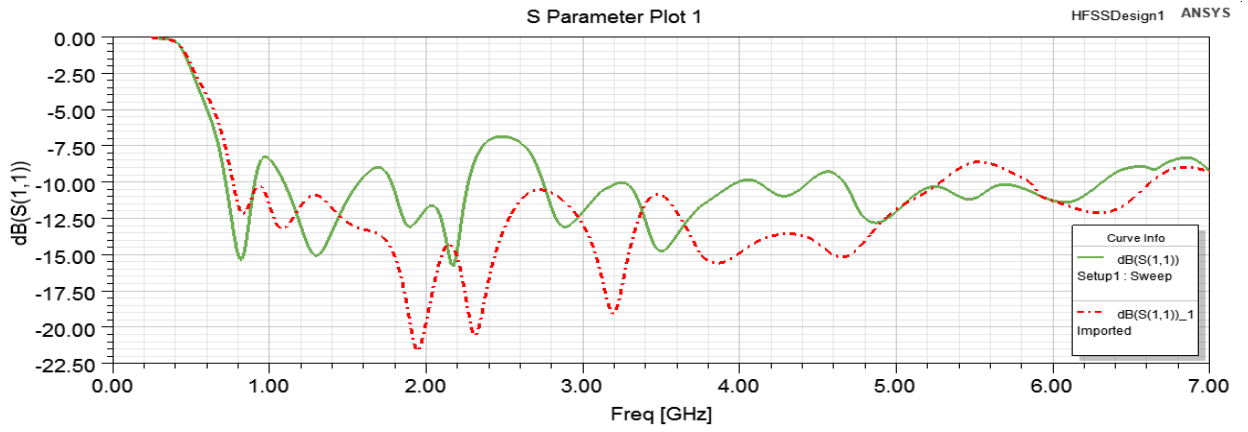


Рисунок 3.22. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 4$

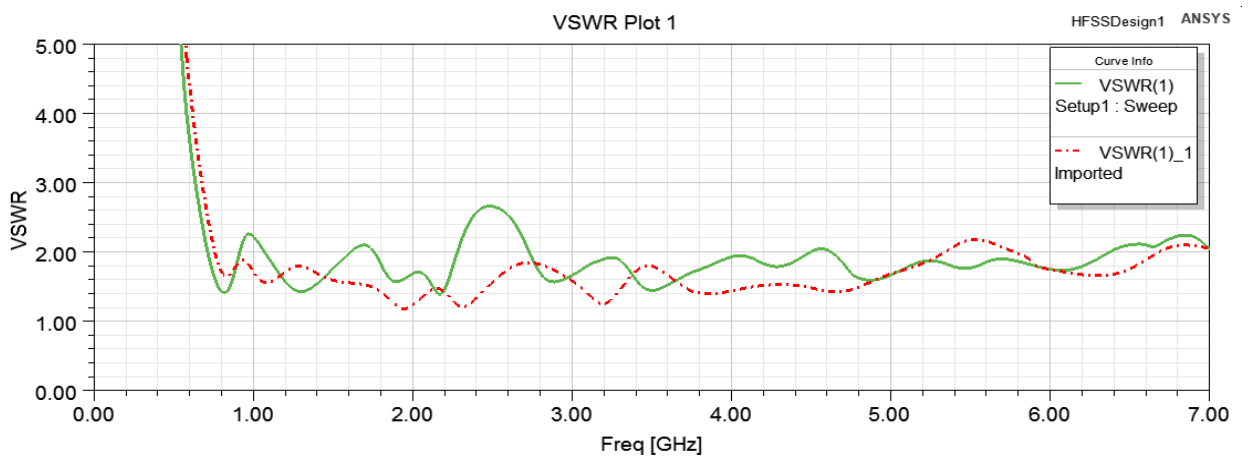


Рисунок 3.23. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 4$

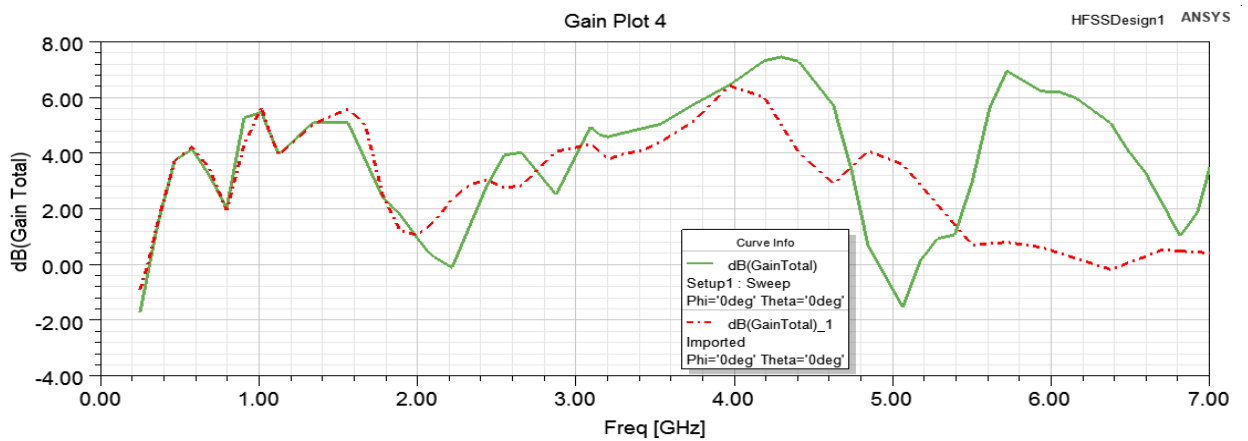


Рисунок 3.24. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 4$

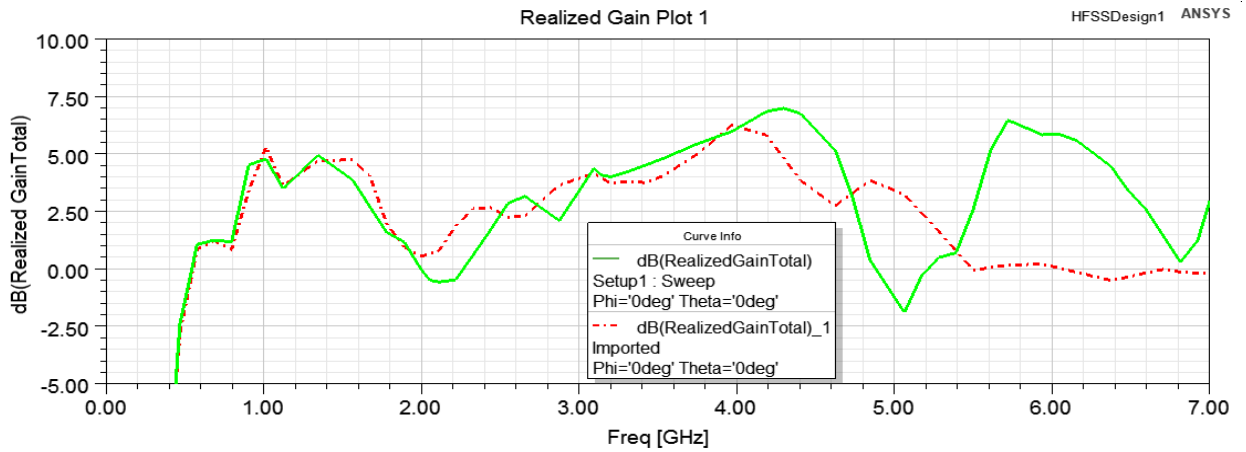


Рисунок 3.25. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\varepsilon = 4$

Использование для разделительного бокса материала с еще большей диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 5$  (рис. 3.26-3.29),  $\varepsilon = 6$  (рис. 3.30-3.33),  $\varepsilon = 7$  (рис.3.34-3.37) показывает, что наблюдается рост коэффициента обратных потерь, причем наибольшие изменения наблюдаются в области 2,2 – 2,8 ГГц, где наибольшее значение КСВН достигает 2,8. Коэффициент усиления становится более неравномерным, наблюдаются большие перепады в его значениях.

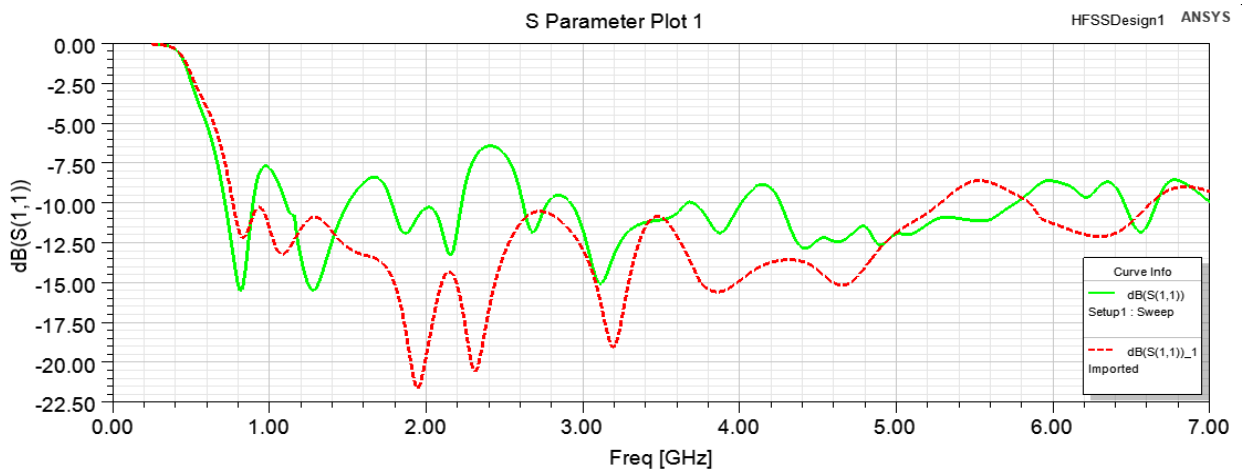


Рисунок 3.26. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\varepsilon = 5$

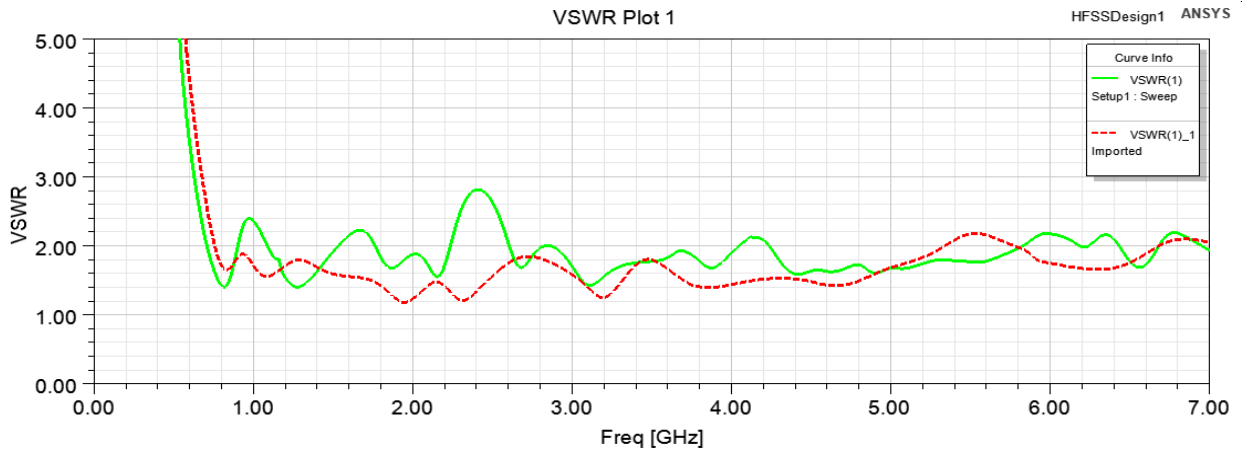


Рисунок 3.27. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 5$

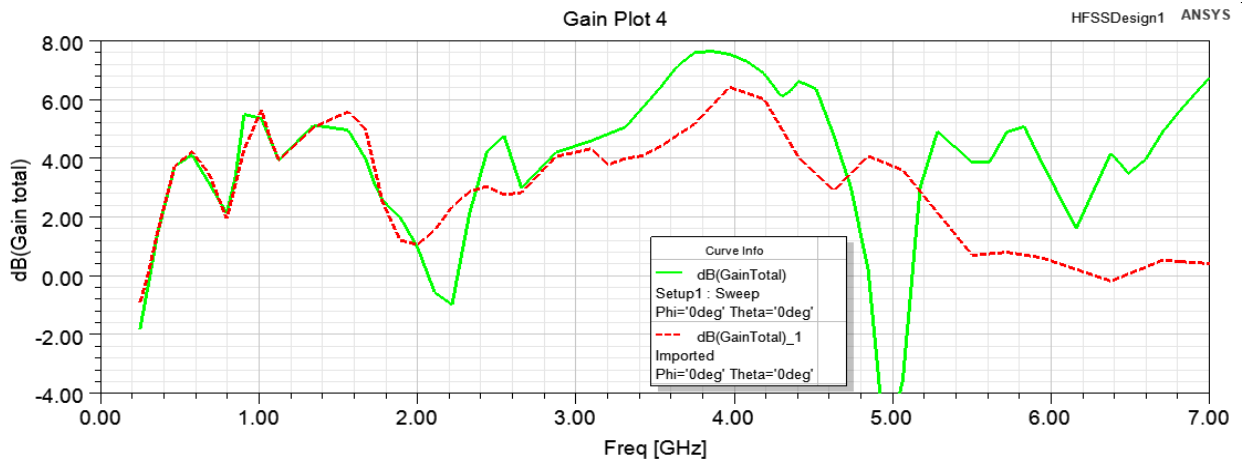


Рисунок 3.28. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 5$

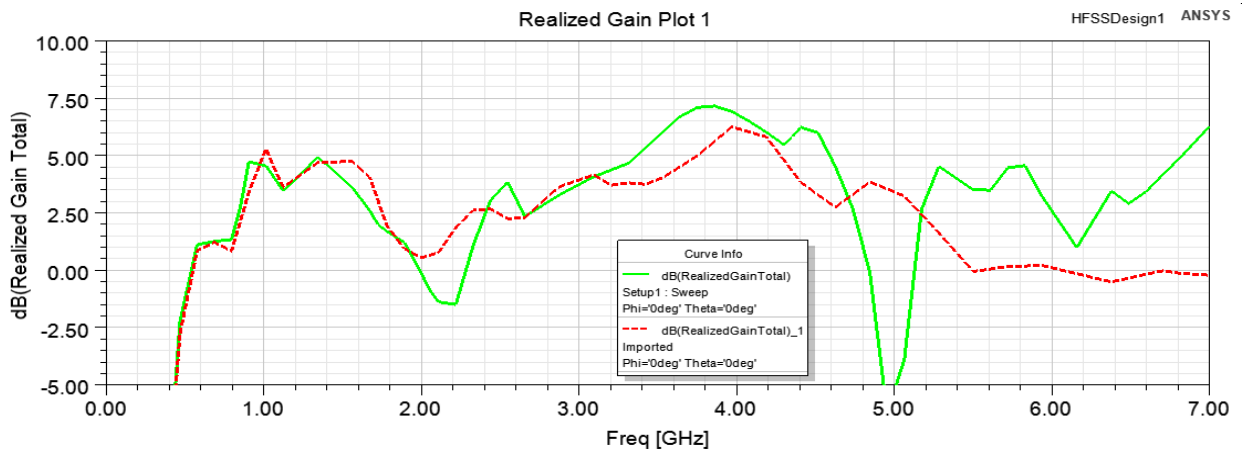


Рисунок 3.29. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 5$

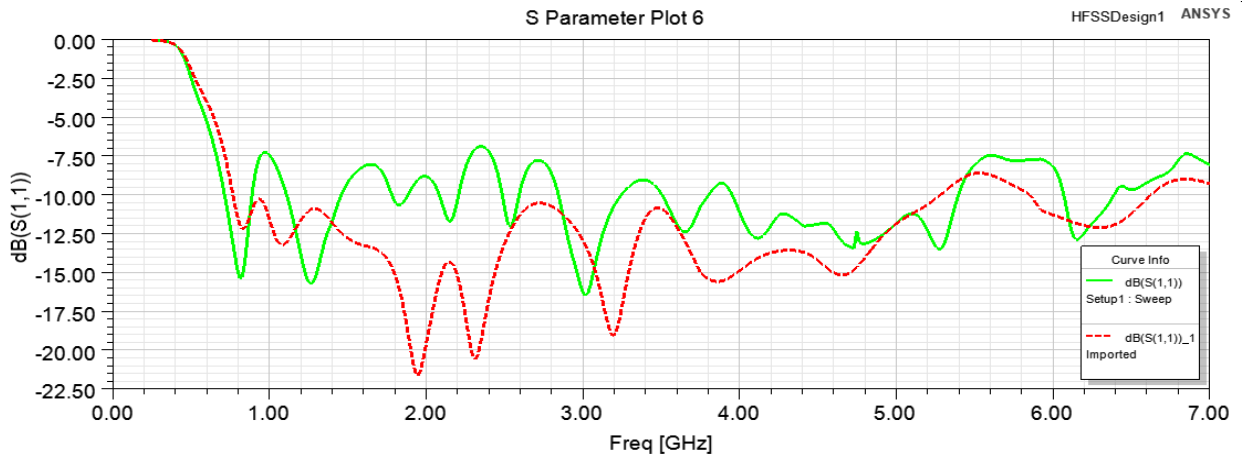


Рисунок 3.30. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 6$

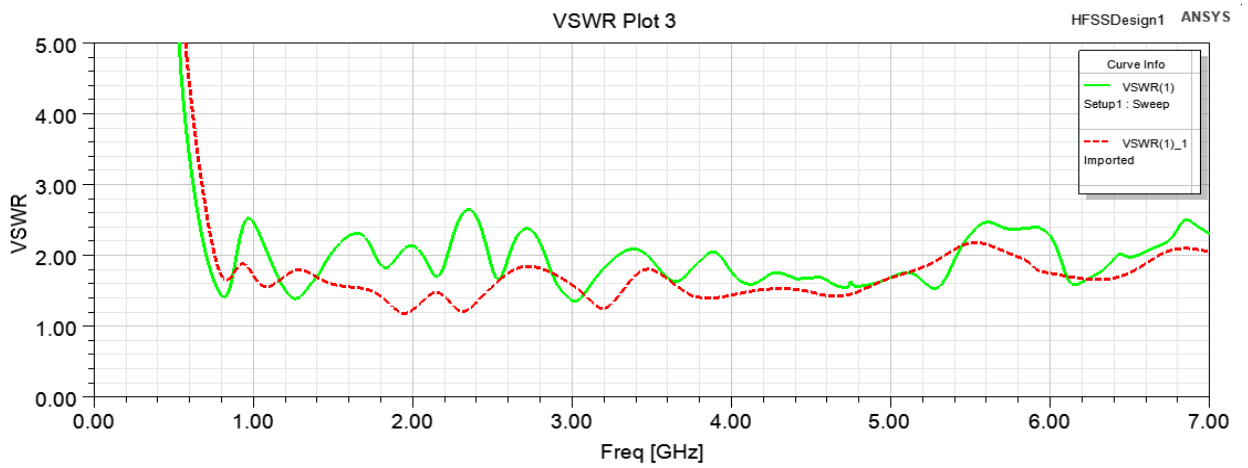


Рисунок 3.31. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 6$

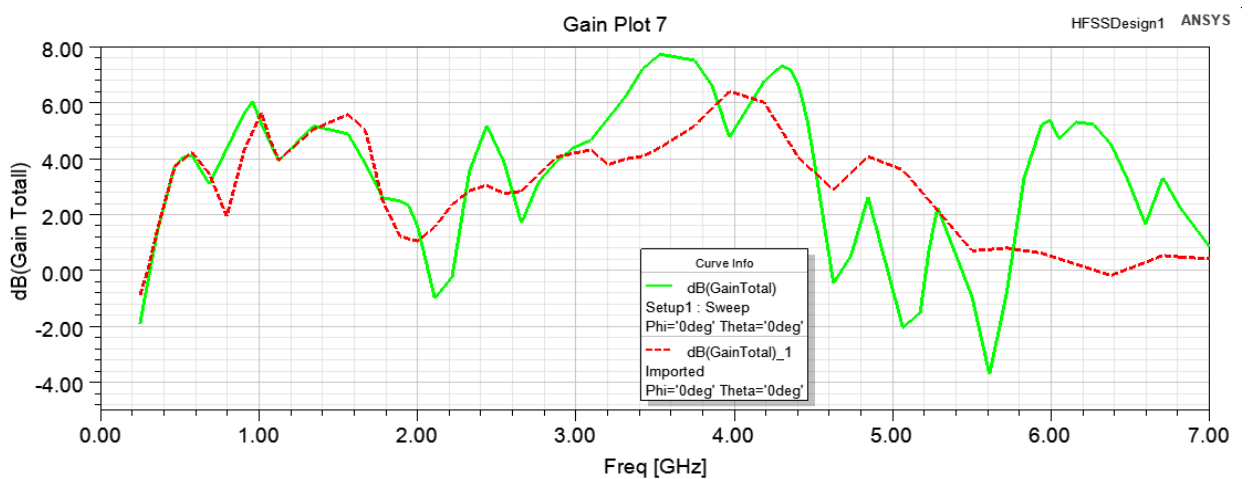


Рисунок 3.32. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 6$

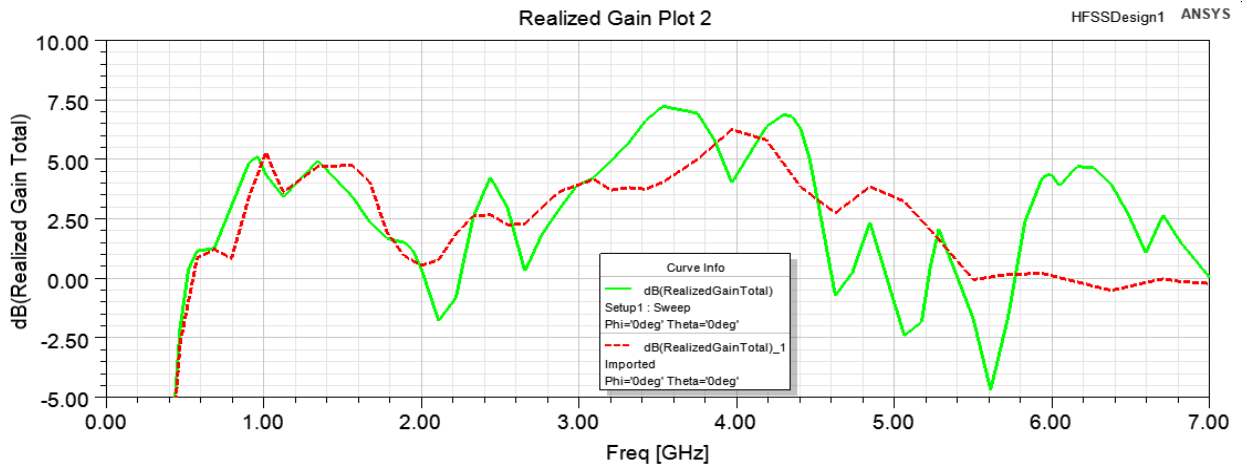


Рисунок 3.33. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 6$

Для разделительного бокса с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 7$  коэффициент обратных потерь достигает  $-7,5$  дБ в диапазоне от  $0,8$  ГГц до  $2,6$  ГГц и в области от  $5,2$  до  $5,7$  ГГц. Наблюдается еще большая неравномерность коэффициента усиления, особенно в диапазоне частот от  $5$  ГГц до  $7$  ГГц. С увеличением диэлектрической проницаемости наблюдается еще больший рост коэффициента обратных потерь, КСВН и неравномерность коэффициента усиления ( $\epsilon = 8$  - рис. 3.38-3.41,  $\epsilon = 9$  - рис.3.42-3.45).

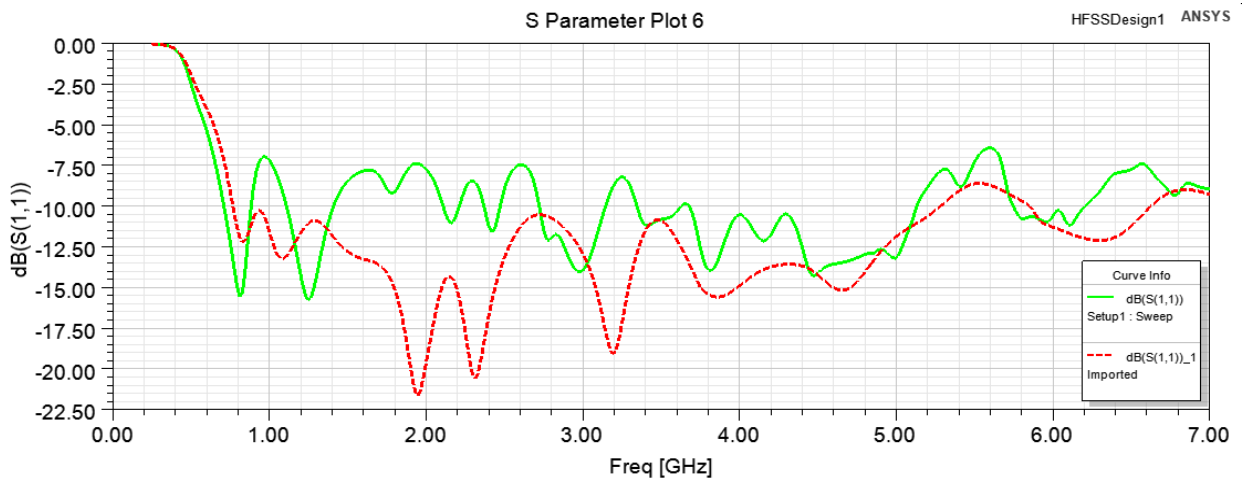


Рисунок 3.34. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 7$

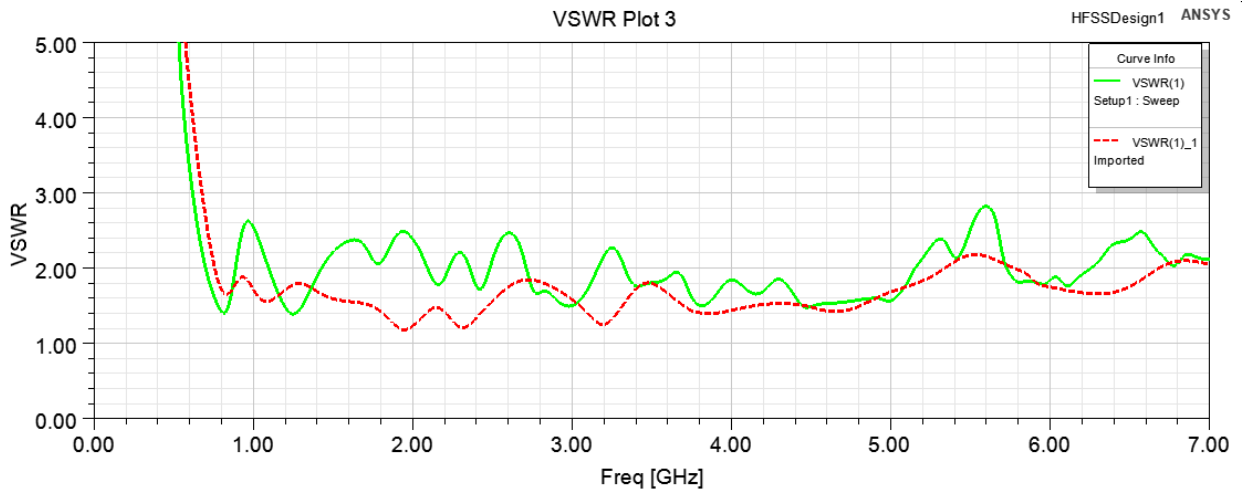


Рисунок 3.35. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 7$

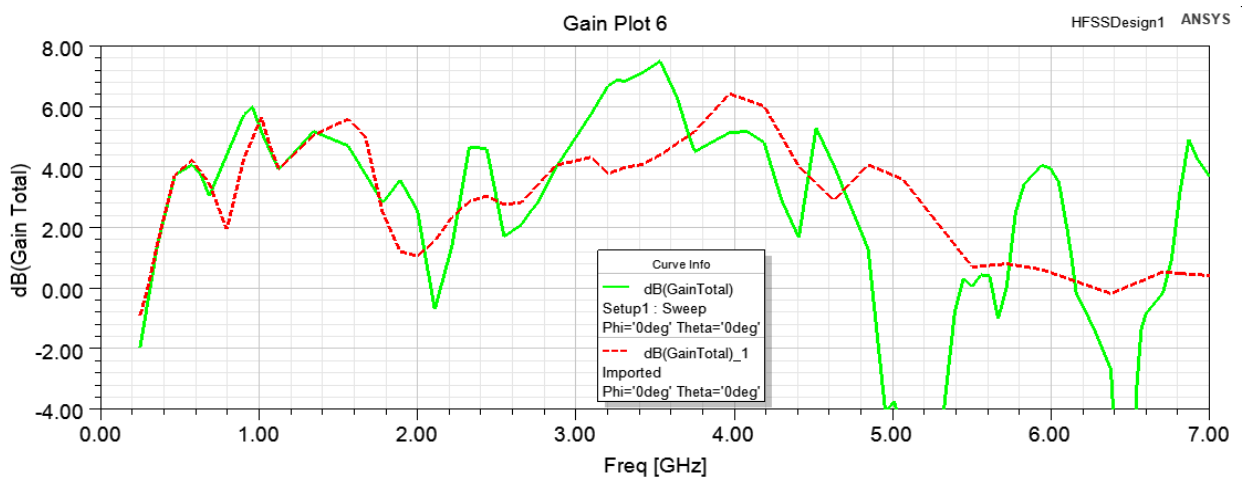


Рисунок 3.36. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 7$

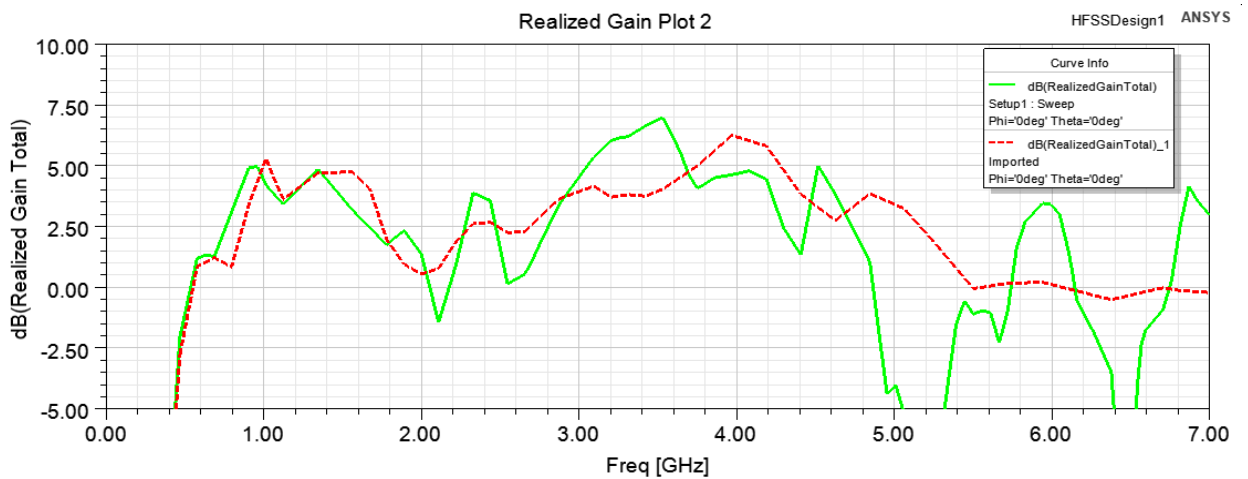


Рисунок 3.37. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon =$

7

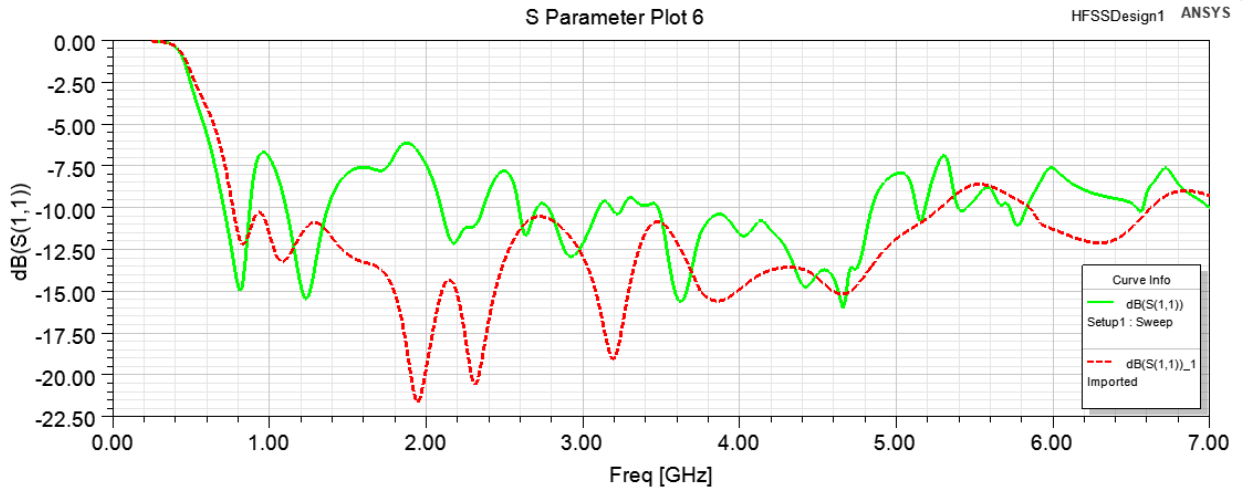


Рисунок 3.38. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 8$

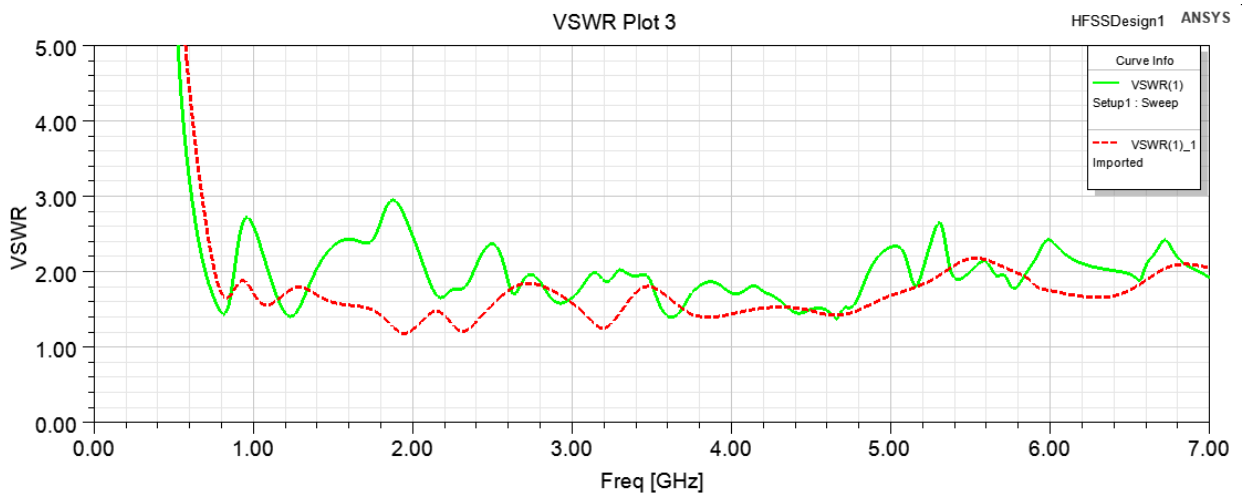


Рисунок 3.39. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 8$



Рисунок 3.40. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 8$

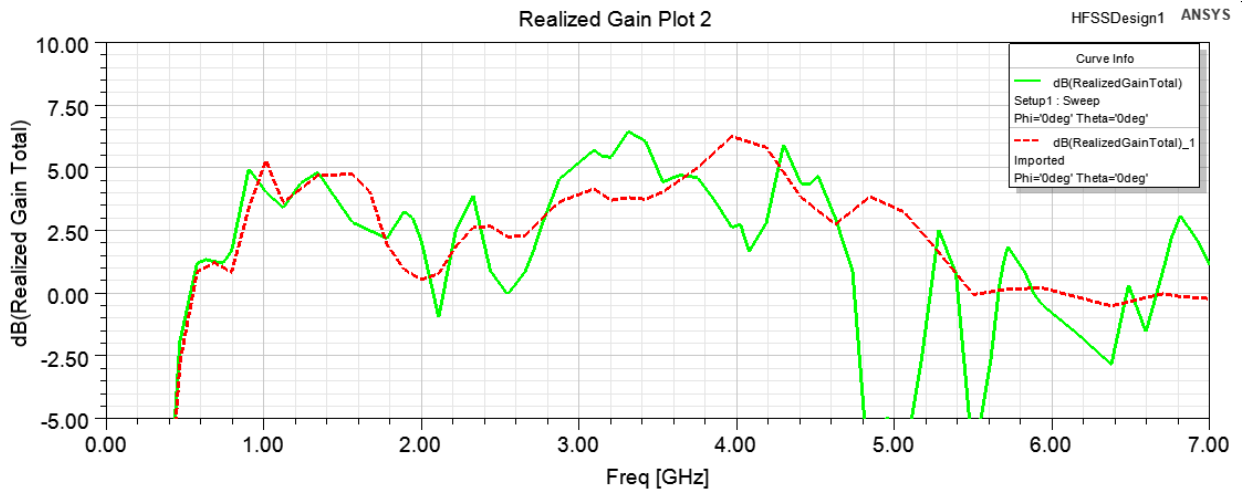


Рисунок 3.41. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 8$

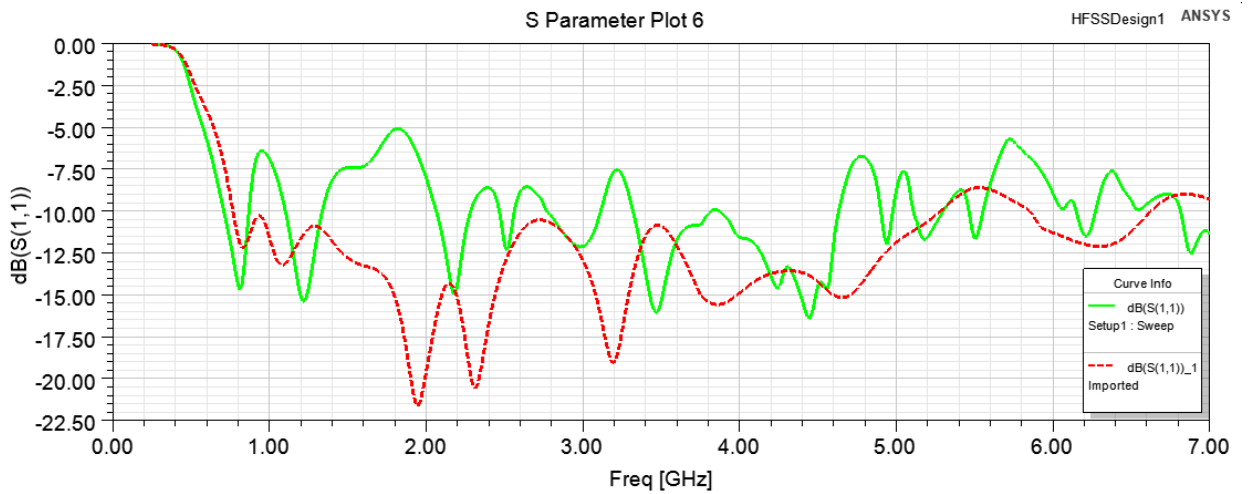


Рисунок 3.42. Частотные зависимости обратных потерь  $S_{11}$  при  $\epsilon = 9$

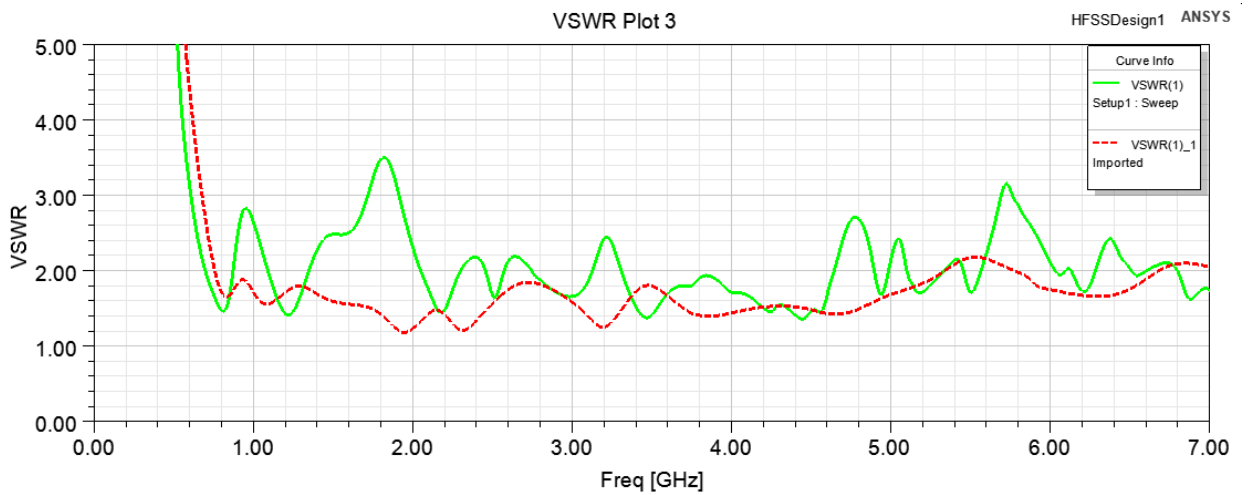


Рисунок 3.43. Частотные зависимости КСВН при  $\epsilon = 9$

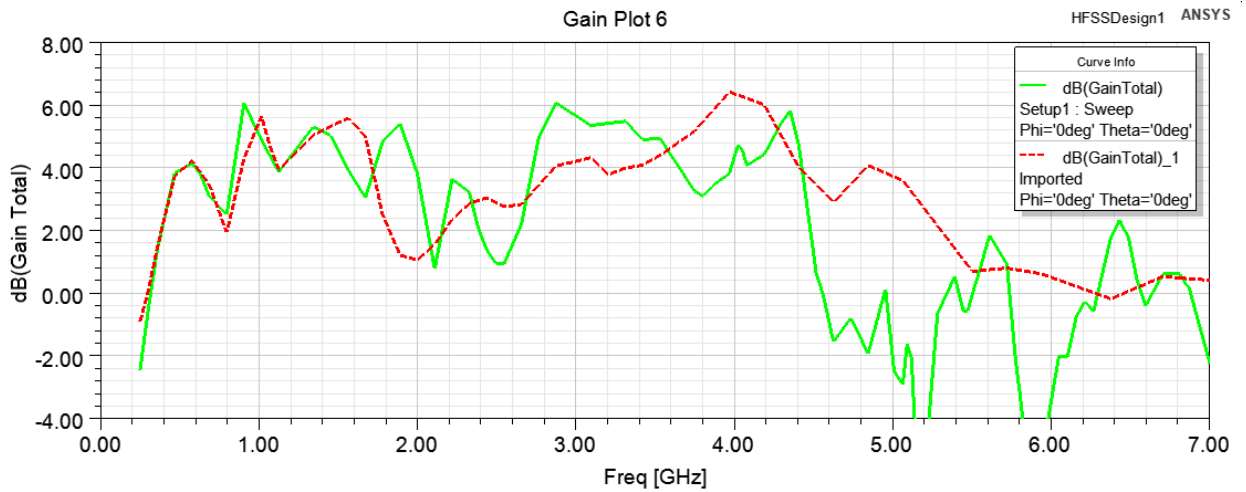


Рисунок 3.44. Частотные зависимости КНД при  $\epsilon = 9$

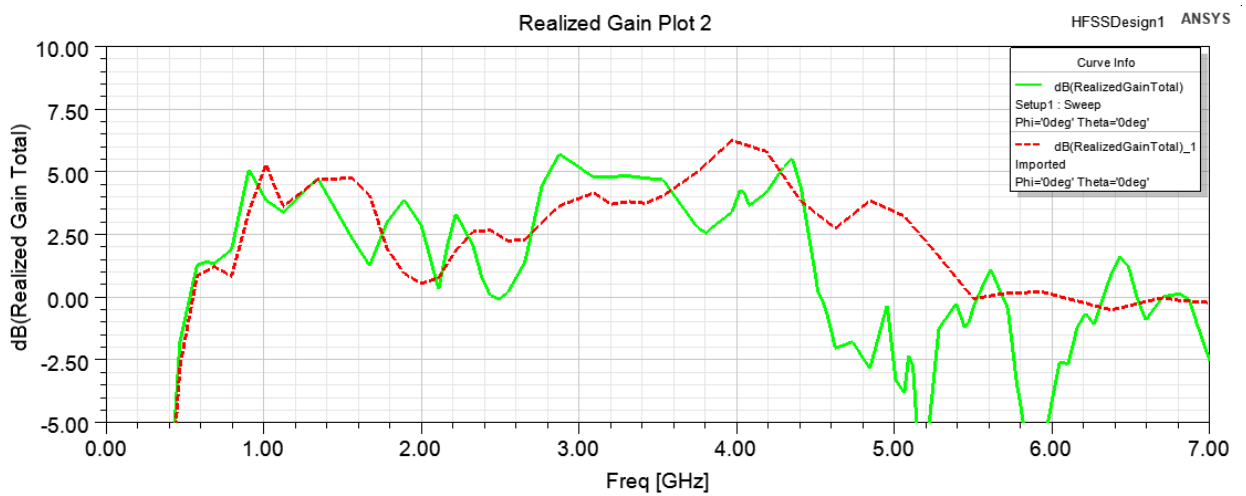


Рисунок 3.45. Частотные зависимости коэффициента усиления при  $\epsilon = 9$

Таблица 3.2 Обобщенный анализ влияния параметров разделительного бокса на КСВН и коэффициент усиления

Диэлектрическая проницаемость	Диапазон частот (ГГц)	Минимальный /максимальный КСВН	Максимальный КУ, (дБ)
$\epsilon = 1$	0,77-5,3	1,16 - 1,8	6,5
$\epsilon = 2$	0,77-5 5,9-7	1,2- 1,7	5,9
$\epsilon = 3$	0,74-2,39 2,8-3,42 3,5-4,8	1,4-1,9	6
$\epsilon = 4$	0,7-0,91 1,1-1,5 1,8-2,3 2,75-6,3	1,4-1,9	7,5
$\epsilon = 5$	0,71-0,91	1,4-1,9	7,5

Диэлектрическая проницаемость	Диапазон частот (ГГц)	Минимальный /максимальный КСВН	Максимальный КУ, (дБ)
	1,1-1,5 1,8-2,2 2,9-4 4,3-5,8		
$\varepsilon = 6$	0,71-0,91 1,1-1,3 2,9-3,2 3,9-5	1,4-1,8	7,5
$\varepsilon = 7$	0,71-0,91 1,1-1,4 2,7-3,1 3,7-5,1	1,4-1,9	7,5
$\varepsilon = 8$	0,71-0,9 1,1-1,5 2,1-2,3 2,8-3,1 3,5-4,8	1,4-1,95	7
$\varepsilon = 9$	0,71-0,85 1,1-1,3 2,1-2,3 2,8-3,1 3,3-4,6	1,4-1,95	6

Сравнение влияния диэлектрического бокса показывает, что имеются оптимальные значения диэлектрической проницаемости бокса, значения которых не превышают 4. Использование для бокса более высоких значений диэлектрической проницаемости приводит к недопустимому росту коэффициента отражения, неравномерности коэффициента усиления в диапазоне частот. Для диэлектрической проницаемости бокса, равной четырем, наилучшие значения по коэффициенту обратных потерь и КСВН реализуются для диапазонов частот (0,7–0,91) ГГц, (1,1–1,5) ГГц, (3,4–3,7) ГГц и (4,8–6) ГГц (см. рисунки 3.22, 3.23). Для более высоких частот (6,5–7) ГГц лучшие результаты получаются для материала с диэлектрической проницаемостью 2 (см. рисунки 3.14, 3.15). По коэффициенту усиления наибольшие значения при  $\varepsilon = 4$  бокса реализованы на частотах 5,7, 4,4, 1,1 ГГц, а при  $\varepsilon = 2$  - на частоте 0,95 ГГц, без бокса наибольшие значения КУ наблюдаются на частотах (1,6, 5,1, 2,2) ГГц (см. рисунки 3.25, 3.17). На

основании полученных результатов рекомендовано использование диэлектрических боксов с диэлектрической проницаемостью, не превышающей 4 с точки зрения изменения коэффициента усиления, и не ниже 2 – с точки зрения реализуемой развязки между антеннами.

### 3.4 Конструкция антенны с радиопоглощающим экраном

#### 3.4.1 Влияние экрана из РПМ на характеристики антенны

Предложено использование РПМ между излучателями в антенне для снижения КСВН, РПМ размещается в центре диска, как показано на рисунке 3.46. В качестве РПМ использовался материал WAVASORB VHP-18, электрофизические параметры которого приведены в Табл. 3.3 и рис.3.47. Результаты измерений параметров материала WAVASORB VHP-18 любезно предоставлены ИТПЭ РАН. Форма РПМ – параллелепипед с размерами 10 мм по оси X, 84 мм по оси Y, 40 мм по оси Z, угловая ориентация параллелепипеда может меняться относительно центра от 0 до 45 град. с шагом 5 град. как показано на рис.3.46.

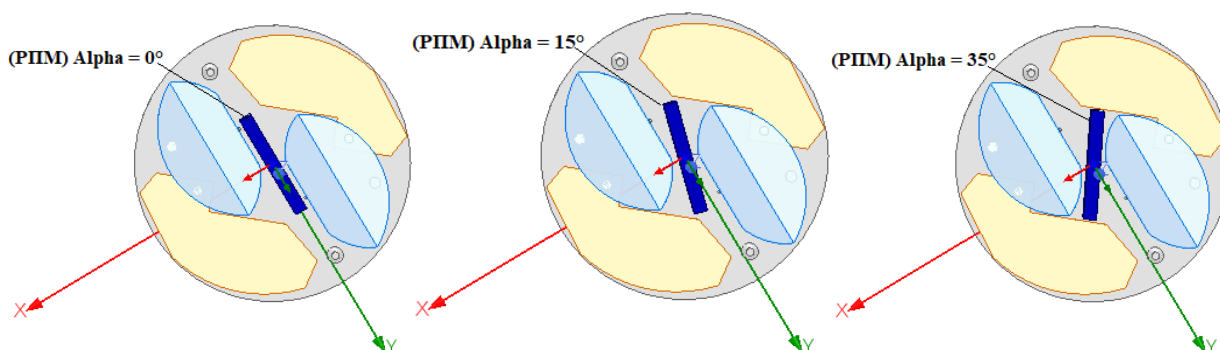


Рисунок 3.46. Антенна ММО 2×2 с РПМ в виде параллелепипеда

Таблица 3.3. Характеристики РПМ (Фирма EMERSON)

Частота, ГГц	2.64807	2.86193	3.03077	3.21086	3.42471	3.66108
$\epsilon'$	1.43048	1.40938	1.39432	1.37924	1.36246	1.34533
$\epsilon''$	2.0787	1.93545	1.83459	1.73781	1.63592	1.53766
Частота, ГГц	3.94247	4.26888	4.65158	5.12431	5.66458	5.95723
$\epsilon'$	1.32716	1.3092	1.292	1.27501	1.25933	1.252
$\epsilon''$	1.43703	1.3377	1.23887	1.13588	1.038	0.992397

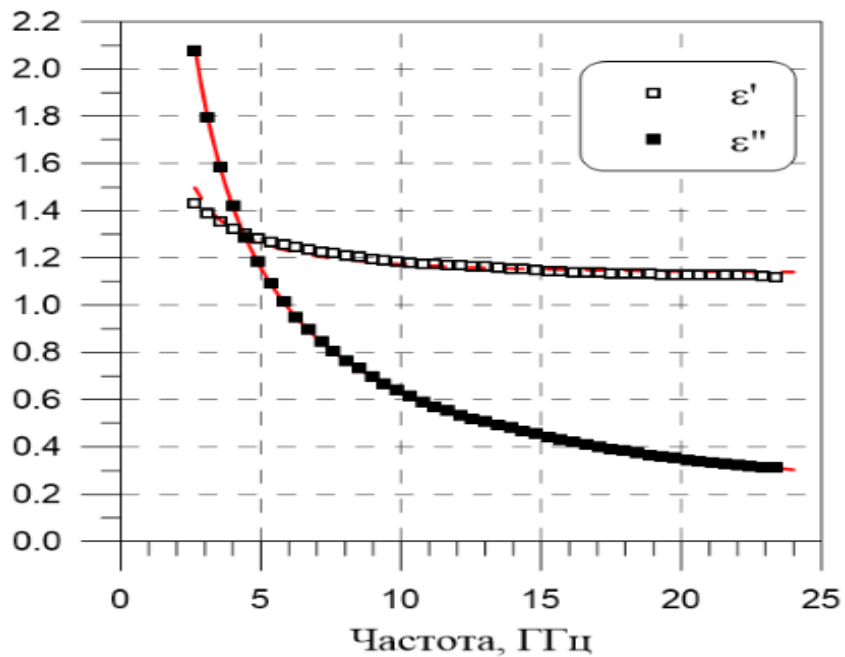


Рисунок 3.47. Диэлектрическая проницаемость в зависимости от частоты

На рис. 3.48-3.50 приведено семейство кривых КСВН, коэффициента усиления и КПД, полученные при разном угловом положении РПМ. Как видно из результатов, характер кривых не меняется, отличия в КСВН при разном угловом расположении РПМ меняется в небольших пределах. Однако следует отметить, что с ростом частоты различия КСВН возрастают до 15...20% по сравнению исходным случаем расположения. В диапазоне частот 4-5 ГГц наблюдается рост коэффициента усиления на 1,5...2 дБ при определенных угловых положениях РПМ.

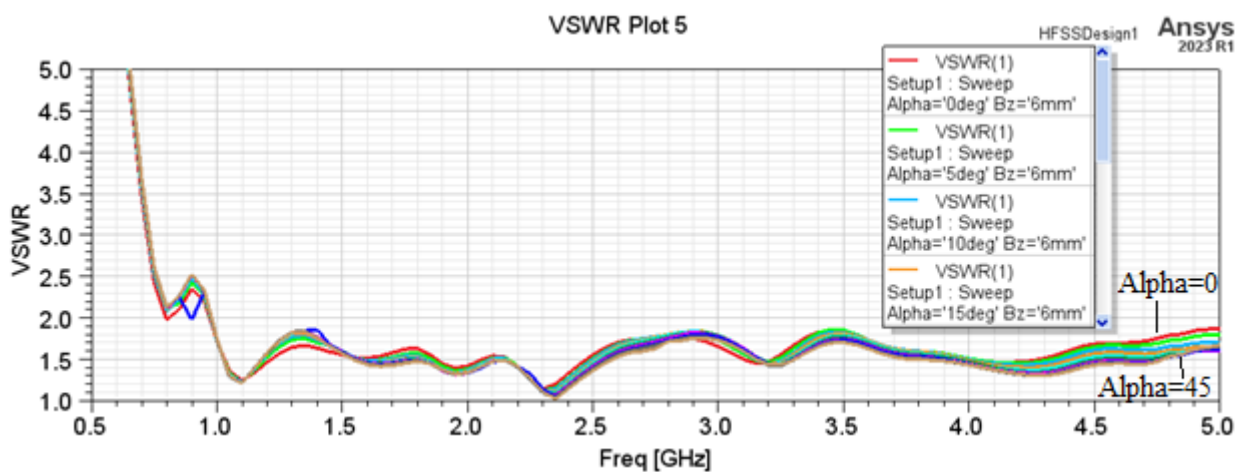


Рисунок 3.48. Частотная зависимость КСВН при различном угловом положении РПМ

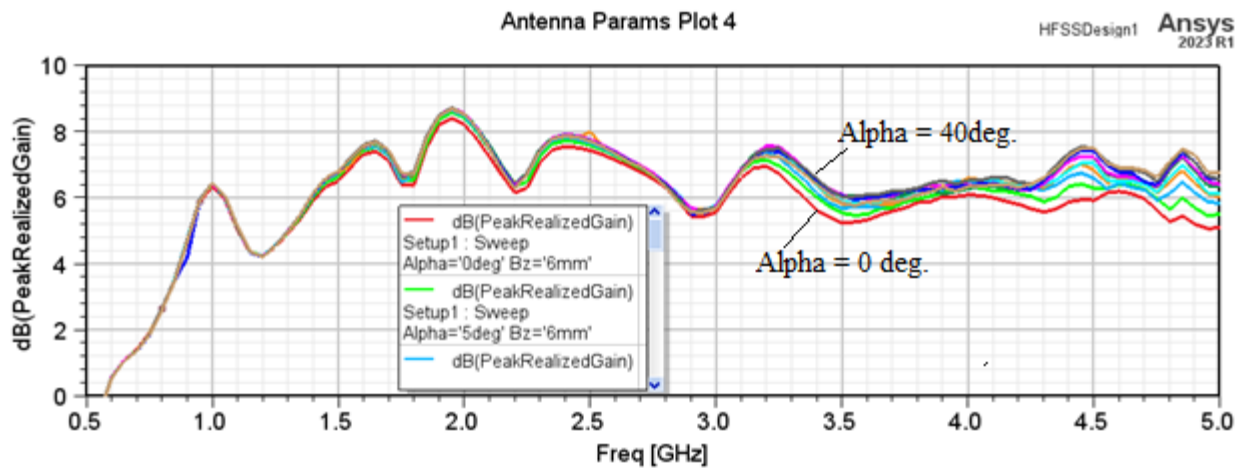


Рисунок 3.49. Частотные зависимости максимального коэффициента усиления при различном угловом положении РПМ

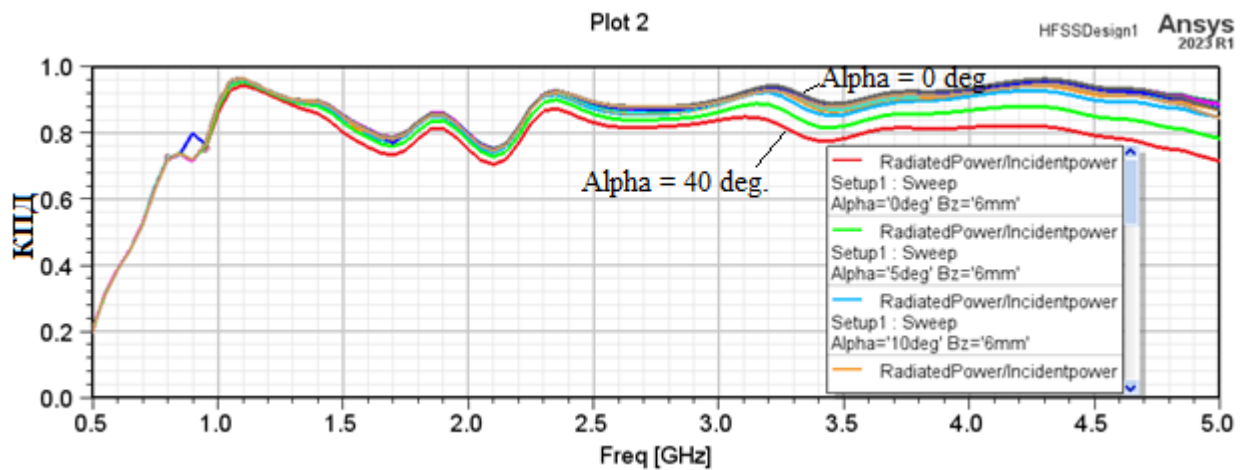


Рисунок 3.50. Частотная зависимость КПД антенны при различном угловом положении РПМ

На рисунке 3.51 показаны диаграммы направленности коэффициента усиления при различном положении РПМ для частоты 1.5 ГГц различных угловых положениях РПМ: 0°, 5°, 10°, 15°, 20°, 25°, 30°, 35°, 40°.

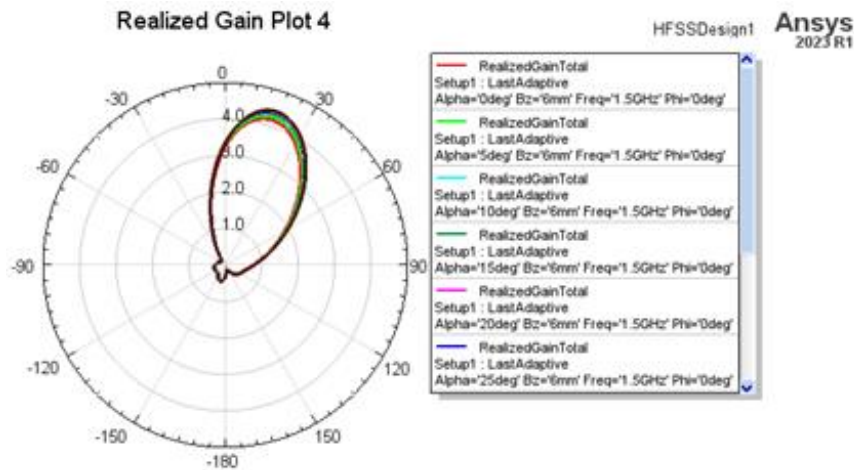


Рисунок 3.51. Диаграммы направленности коэффициента усиления при различном угловом положении РПМ для частоты 1.5 ГГц

При угловом положении РПМ  $35^\circ$  наблюдается наименьшее КСВН=1,03 на частоте 2,35 ГГц, а наибольшее значение коэффициента усиления достигается на частоте 2,4 ГГц и составляет 8,7 дБ. Также отмечено незначительное снижение значения КСВН в диапазонах частот 2,3-2,7 ГГц, 3,4-3,6 ГГц, и увеличение в диапазонах ниже 1 ГГц, 1,8-2,1 ГГц, 3,7-3,8 ГГц по сравнению с антенной без РПМ. (рис.3.52). Наличие РПМ приводит к росту КСВН выше 2 в диапазоне ниже 1 ГГц.

Коэффициенты усиления для антенны с РПМ в диапазоне 1,2 ГГц – 2,5 ГГц практически одинаковы, однако начиная с 3,5 ГГц до 4,5 ГГц наблюдается снижение коэффициента усиления по сравнению с антенной без РПМ и составляет 6 дБ, как показано на рисунке 3.53.

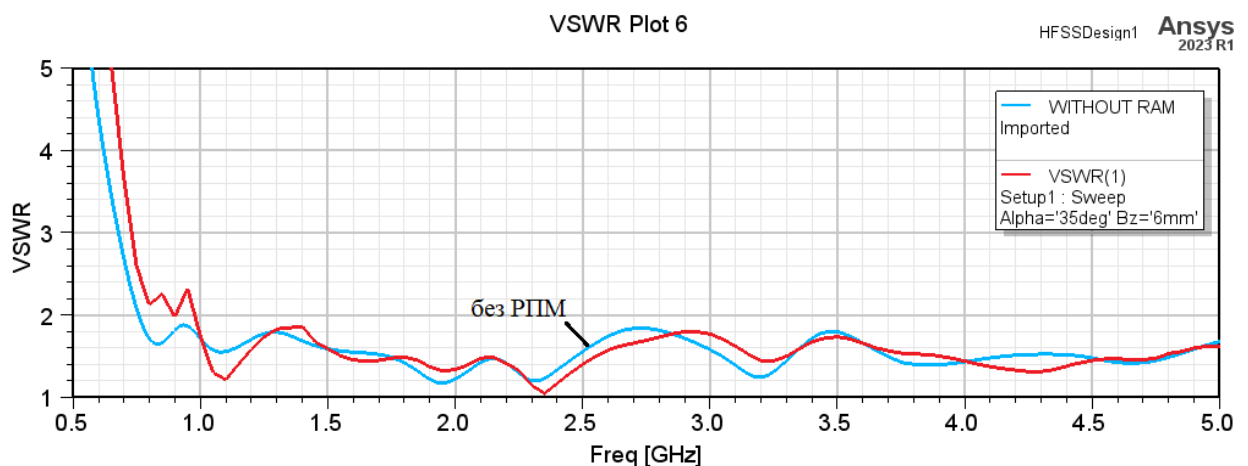


Рисунок 3.52. Частотная зависимость КСВН

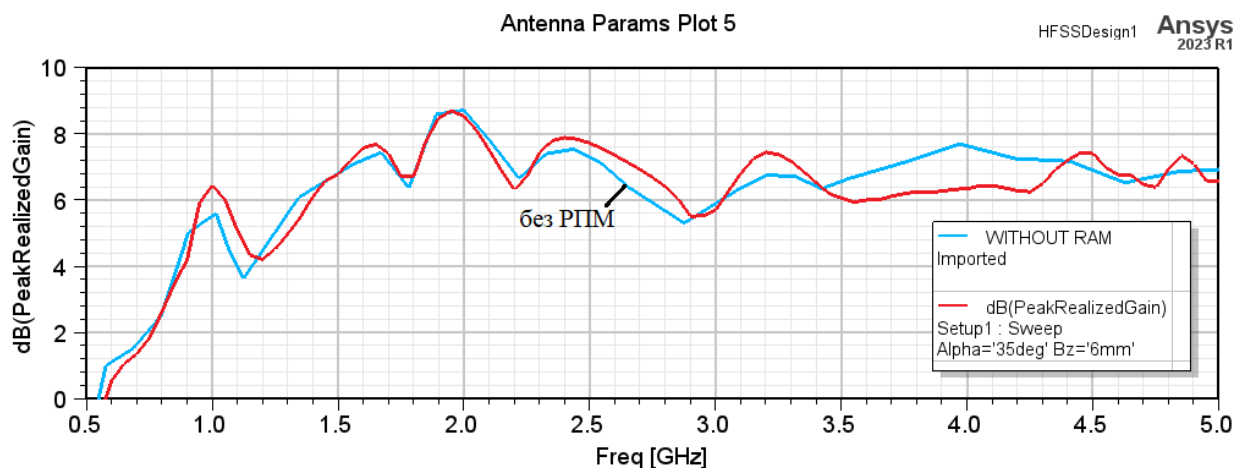


Рисунок 3.53. Максимальный реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты

На рисунке 3.54 показано диаграмма коэффициента усиления при угловом положении РПМ  $35^\circ$  по сравнению с антенной без РПМ на частоте 1,5 ГГц.

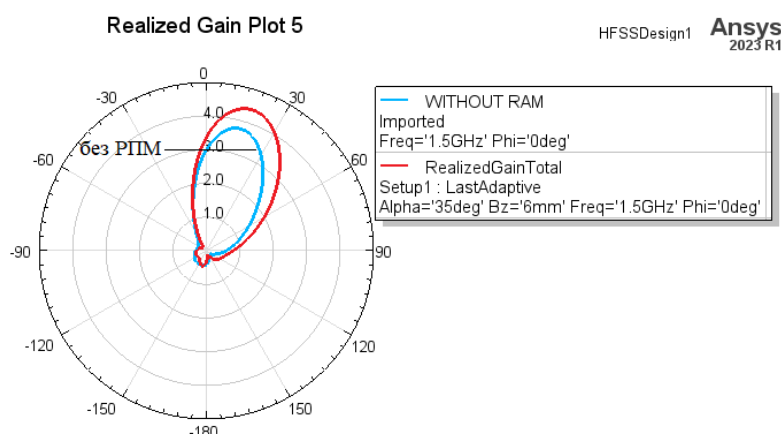


Рисунок 3.54. Диаграмма коэффициента усиления исходной и модифицированной антенны с РПМ при угловом его положении  $35^\circ$

Как видим применение РПМ позволило увеличить КУ на 1 (практически на 25%).

На рис. 3.55-3.56 приведено распределение напряженности электрического поля на элементах антенны при подключении питания к Антенне 2 (порт 2).

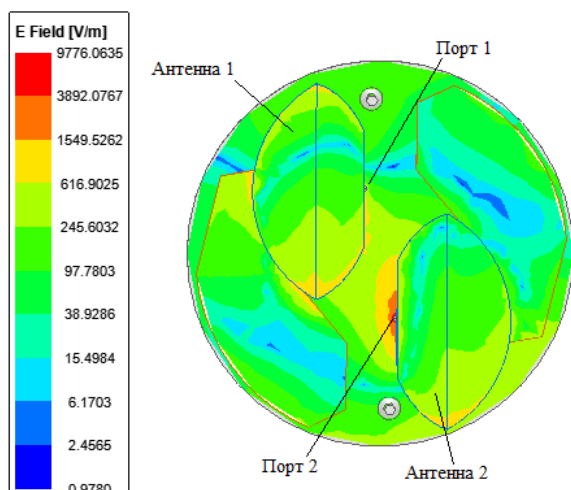


Рисунок 3.55. Распределение напряженности электрического поля на элементах антенны ММО 2×2 без РПМ при возбуждении порта 2

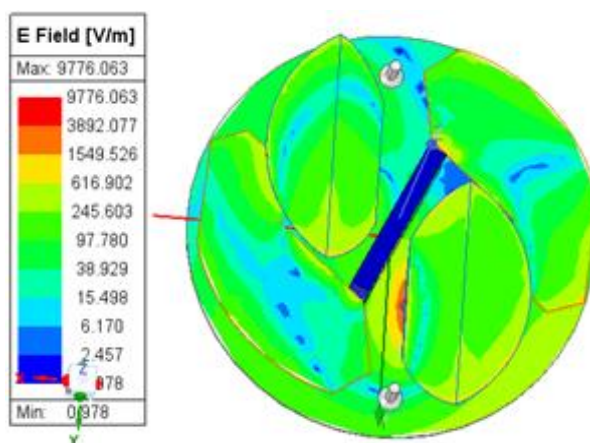


Рисунок 3.56. Распределение напряженности электрического поля на элементах антенны ММО 2×2 с РПМ при возбуждении порта 2

При использовании РПМ (рис.3.56) уменьшается интенсивность возбуждения антенны, к которой является пассивной (антенна 1). Таким образом наличие РПМ приводит к лучшей развязке антенн между собой.

### 3.4.2 Влияние геометрических размеров РПМ на характеристики антенны

3.4.2.1. Таким образом для улучшения параметров антенны и уменьшения воздействия излучения каждого отдельного элемента друг на друга предлагается использование РПМ [122]. Задача является многопараметрической, так как характеристики антенны будут определяться

как электрофизическими параметрами РПМ, так и геометрическим параметрами (формой и габаритными размерами, местом расположения) РПМ.

Материал РПМ помещается между двумя активными частями антенны как показано на рисунке 3.57 и выполняется анализ влияния его на параметры антенны. Размеры РПМ вставки фиксируются вдоль осей X и Y и равны 20 мм а вдоль оси X меняются от 1 до 9 мм с шагом 1 мм.

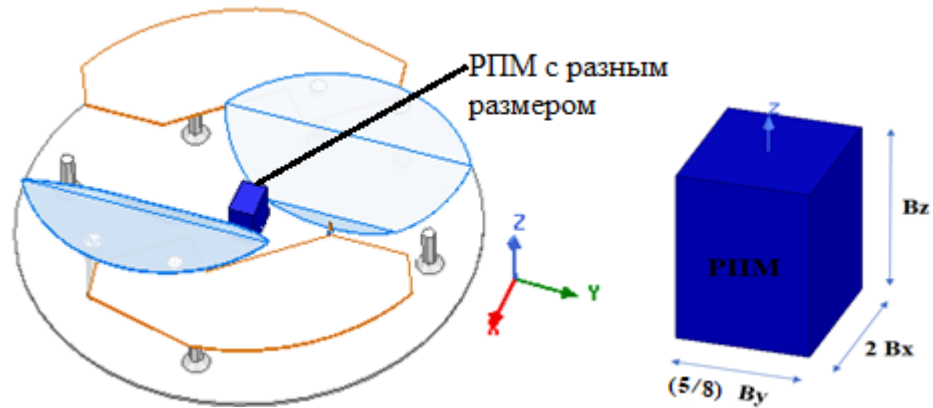


Рисунок 3.57. Антенна ММО 2×2 с РПМ

Результаты моделирования характеристик антенны с РПМ приведены на рисунках 3.58 - 3.61: частотные зависимости обратных потерь (рис. 3.58), КСВН (рис.3.59), КНД (рис.3.60), коэффициента усиления (рис.3.61) при различных размерах бокса вдоль оси X  $B_x$ .

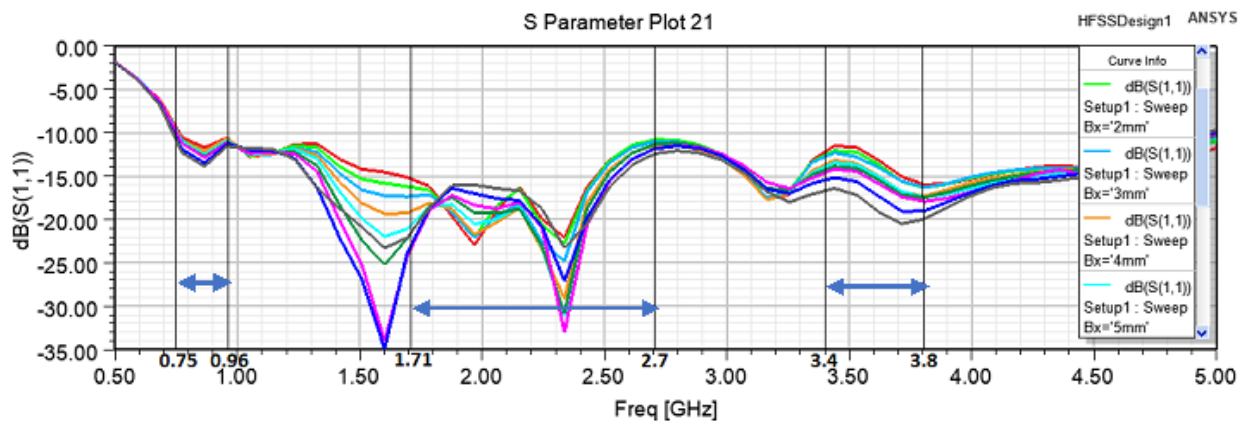


Рисунок 3.58. Частотная зависимость обратных потерь (S11)

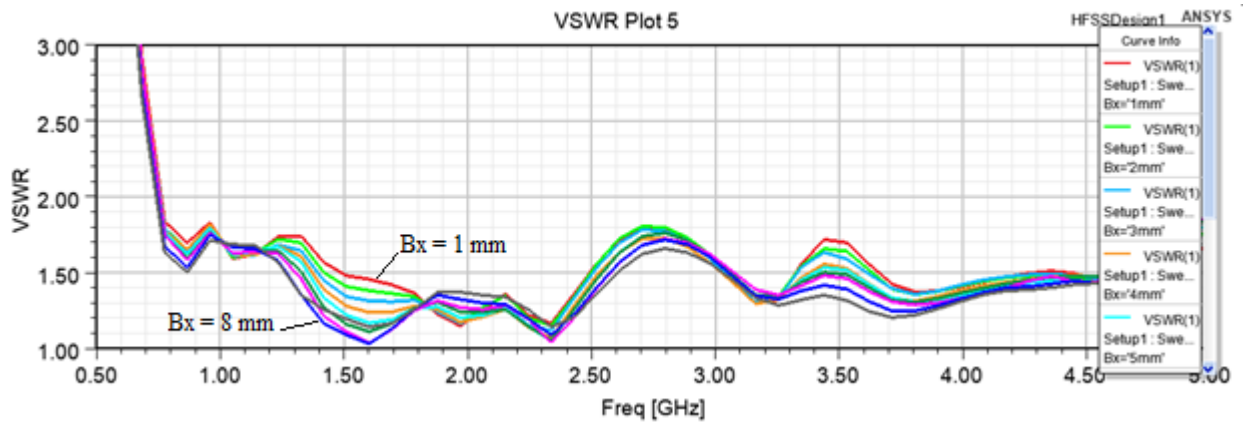


Рисунок 3.59. Частотная зависимость КСВН

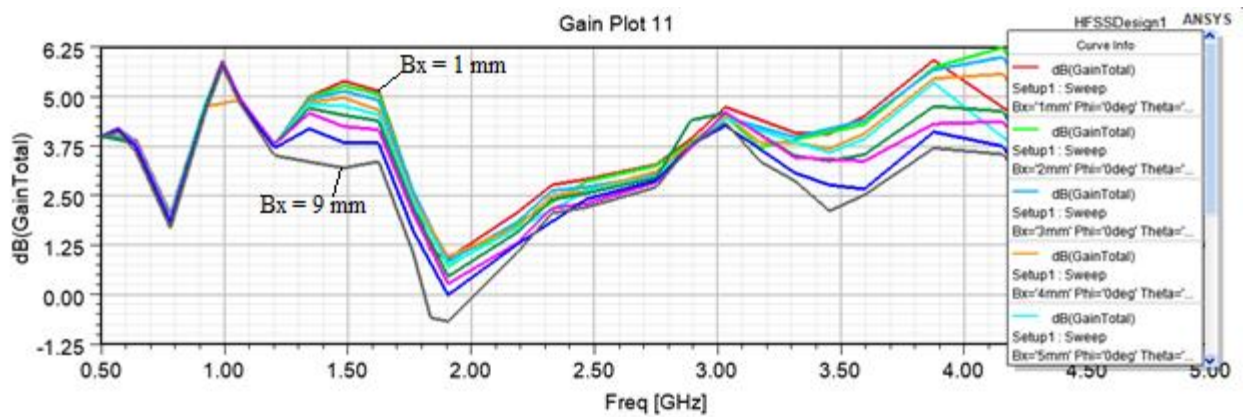


Рисунок 3.60. Частотная зависимость КПД

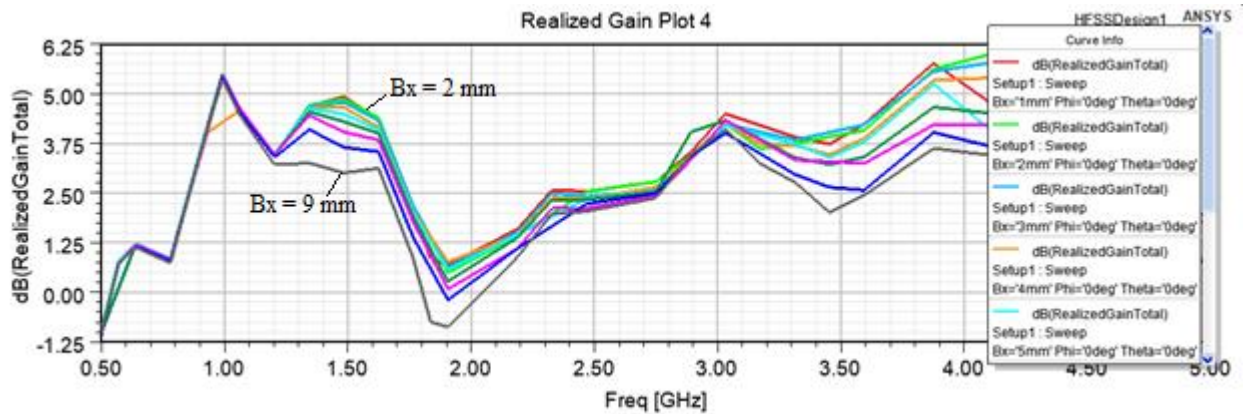


Рисунок 3.61 Частотная зависимость коэффициент усиления

3.4.2.2. Результаты показывают (рис.3.58-3.61), что при  $B_x$ , равном 7 мм, наблюдаются наименьшие значения КСВН. Таким образом по оси X длина РПМ фиксируется как  $2 \cdot B_x = 14$  мм. На рис. 3.62 - 3.64 приведены частотные зависимости КСВН, коэффициента усиления и КПД для фиксированного

размера бокса  $2 \cdot B_x = 14$  мм. Минимальное значение КСВН 1,02 достигается на частотах 1,6 ГГц и 2,35 ГГц.

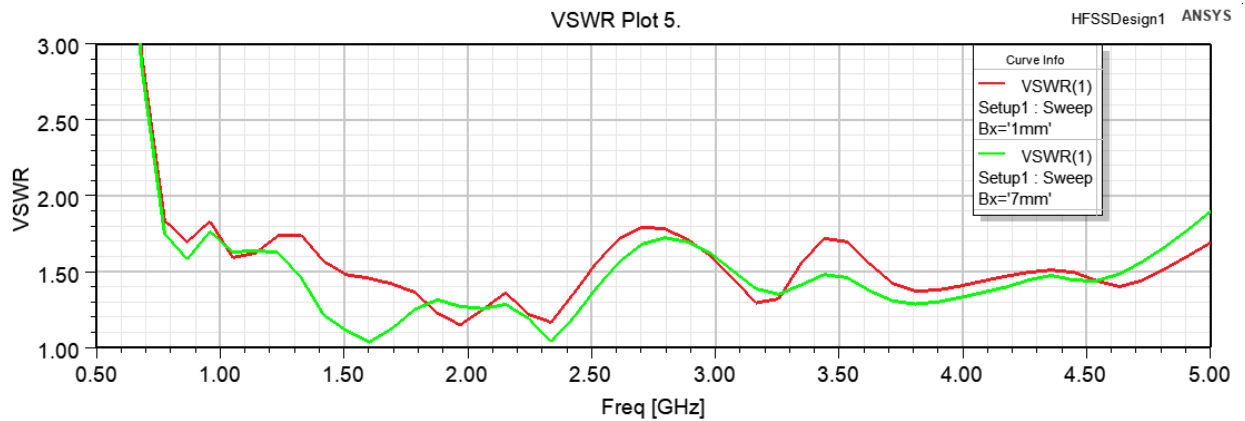


Рисунок 3.62. Частотная зависимость КСВН

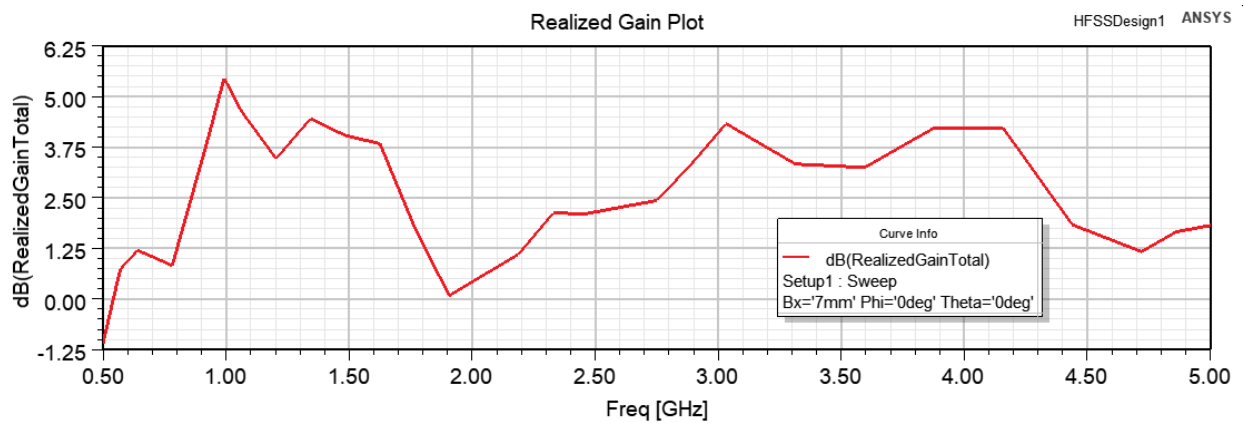


Рисунок 3.63. Реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты

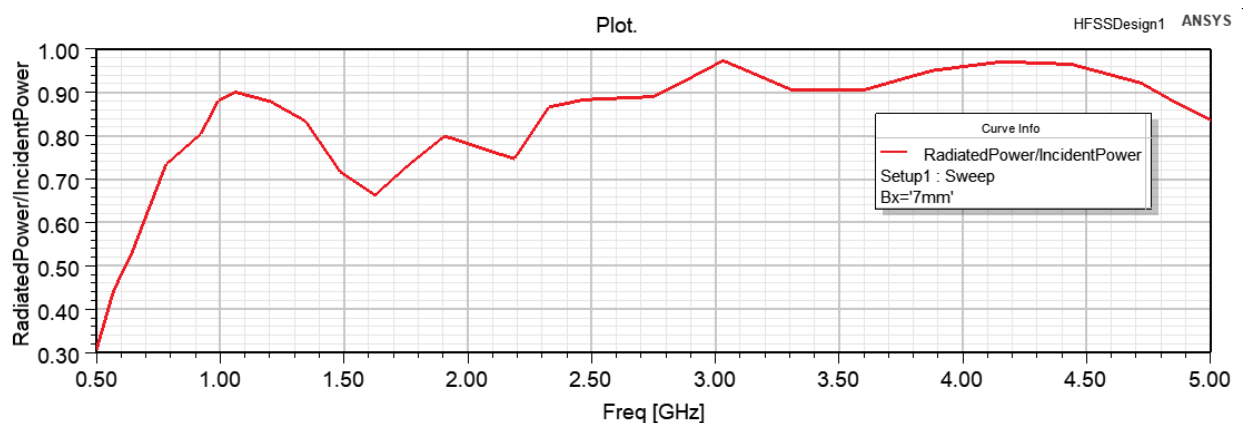


Рисунок 3.64. Излучаемая мощность/падающая мощность в зависимости от частоты

3.4.2.3. Далее аналогичные исследования проведены при фиксированном размере РПМ по оси X - 14 мм, по оси Y - 20 мм, а по оси Z

длина РПМ меняется в пределах 5 - 40 мм с шагом 5 мм. Частотные характеристики коэффициента обратных потерь, КСВН, КНД и коэффициента усиления при различной высоте бокса по оси Z приведены на рис. 3.65 - 3.68.

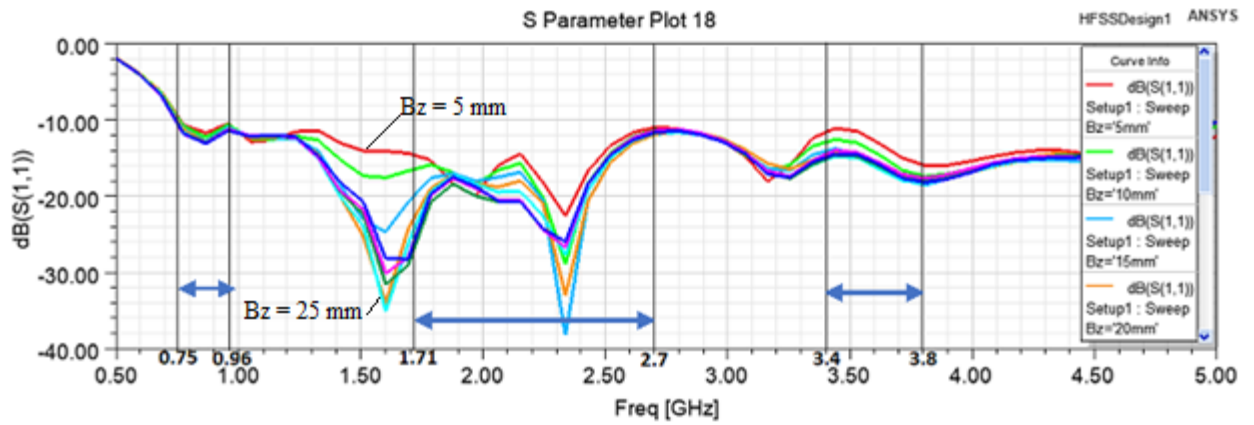


Рисунок 3.65. Частотная характеристика обратных потерь  $S_{11}$  при различной длине РПМ вдоль координаты Z

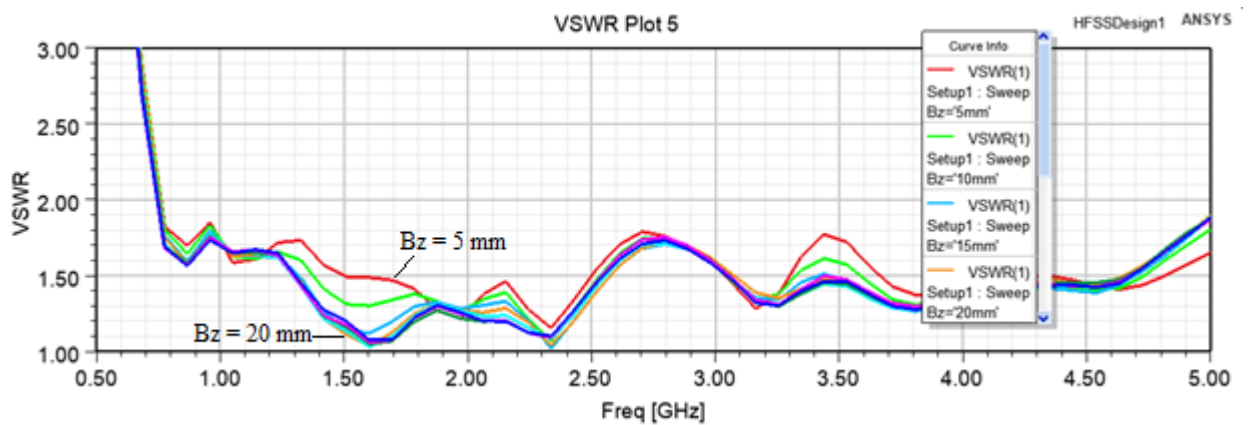


Рисунок 3.66. Частотная зависимость КСВН при различной длине РПМ вдоль координаты Z

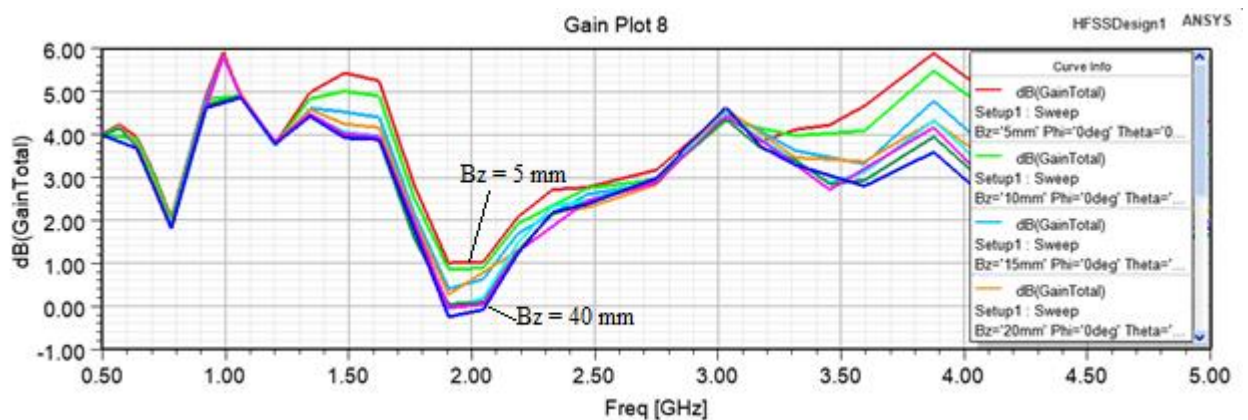


Рисунок 3.67. Зависимость усиления от частоты при различной длине РПМ вдоль координаты Z

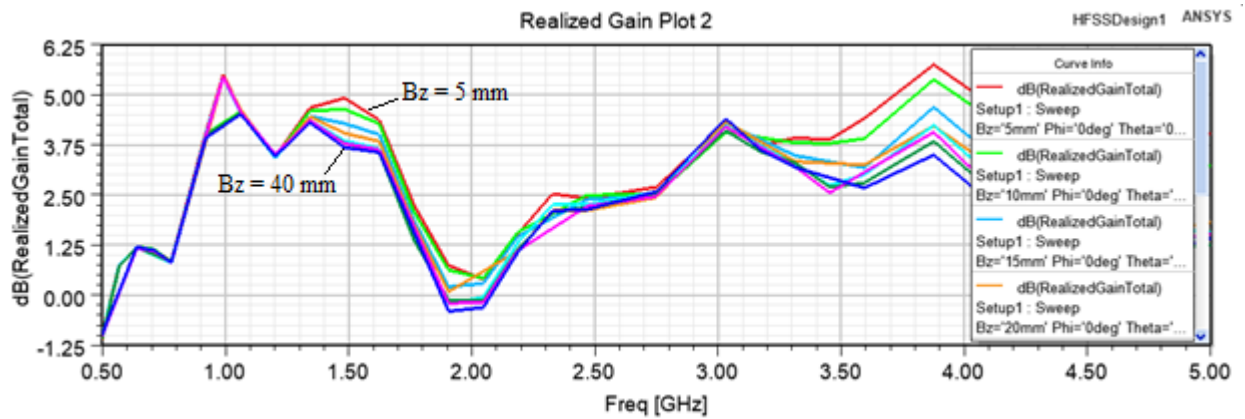


Рисунок 3.68. Реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты при различной длине РПМ вдоль координаты Z

Как видно из результатов, для размера РПМ по оси Z от 15 мм и выше достигаются в диапазоне частот наилучшие значения КСВН (см. рис. 3.66). Поэтому фиксируется высота бокса по оси Z -  $B_z=20$  мм.

3.4.2.4. Ниже на рис. 3.69 - 3.71 для выбранного значения высоты приведены в сравнении с исходной антенной частотные зависимости КСВН, коэффициент усиления и КПД. Минимальное значение КСВН равно 1,02 на 1,6 ГГц и 2,35 ГГц.

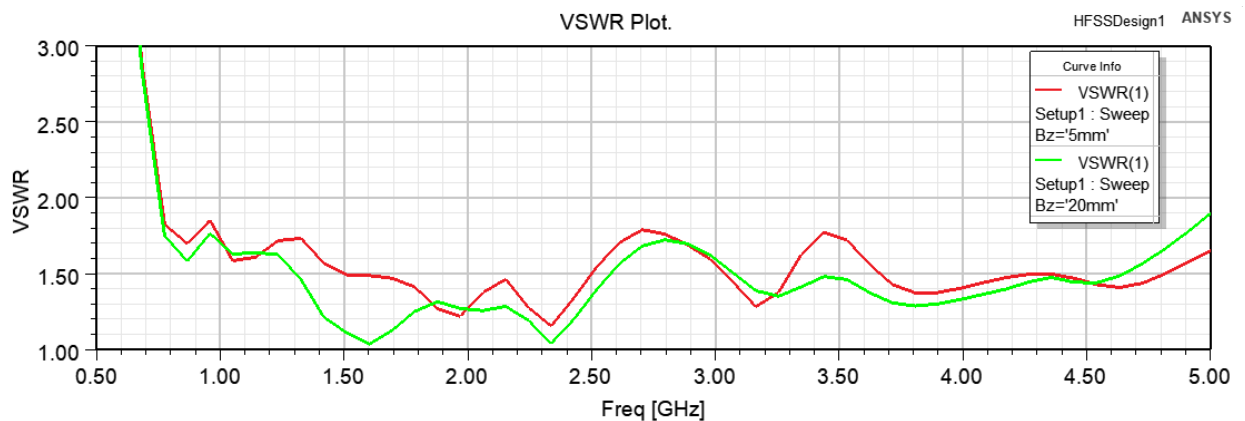


Рисунок 3.69. Частотная зависимость КСВН

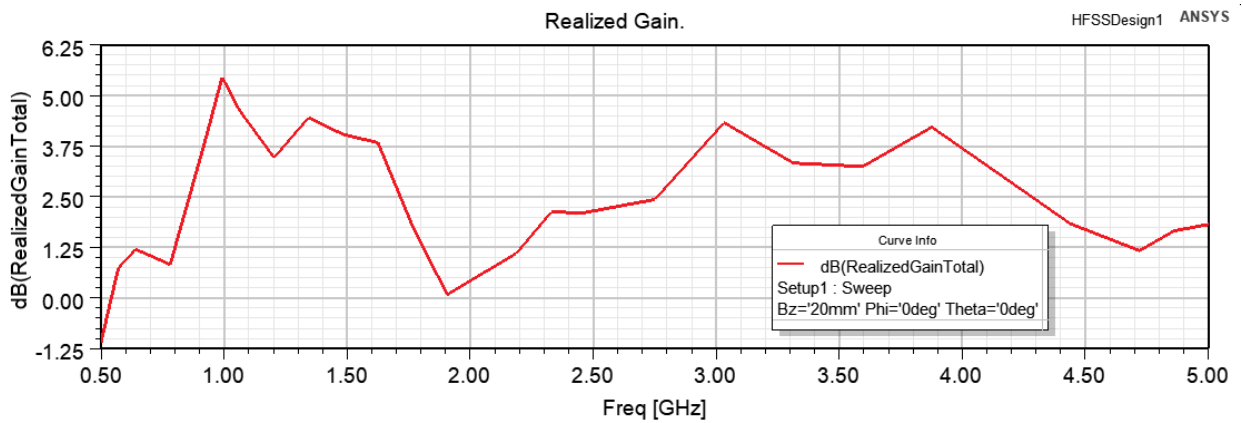


Рисунок 3.70. Частотная зависимость коэффициента усиления при высоте РПМ вдоль координаты  $Z=20$  мм

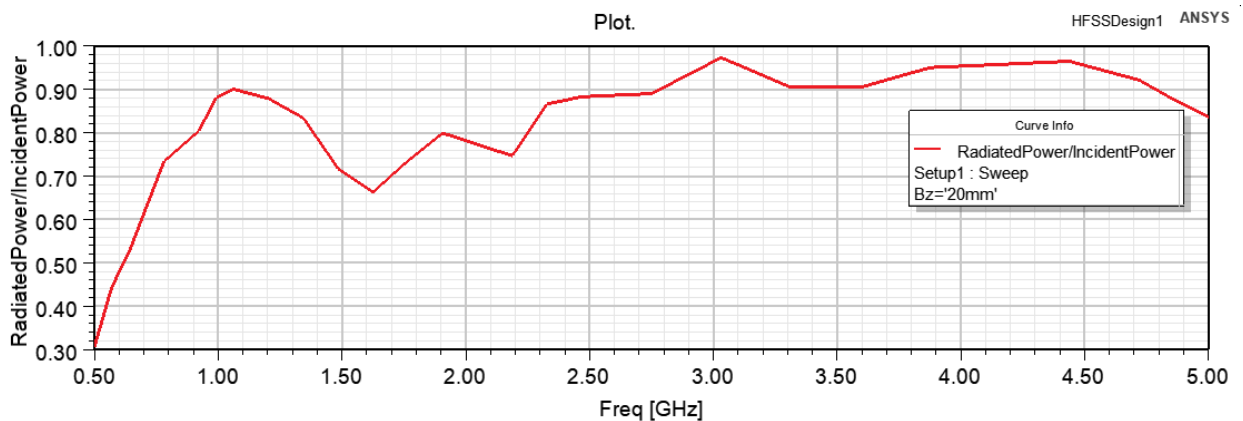


Рисунок 3.71. Частотная зависимость излучаемая мощность/падающая мощность при высоте РПМ вдоль координаты  $Z=20$  мм

3.4.2.5. На следующем этапе фиксировались размеры по оси  $X$  (14 мм), по оси  $Z$  (20 мм), а по оси  $Y$  в диапазоне  $Y_u=5-150$  мм с шагом 5 мм, полученные результаты характеристик антенн при различных вариациях размера по оси  $Y$  РПМ показаны на рисунках 3.72 - 3.75.

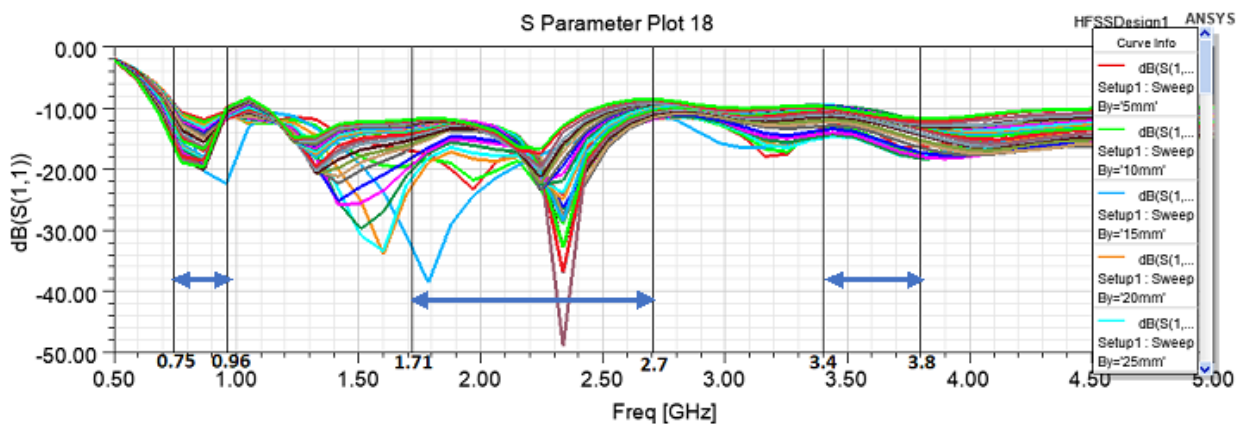


Рисунок 3.72. Частотная зависимость обратных потерь  $S_{11}$  при различных размерах РПМ вдоль оси  $Y$

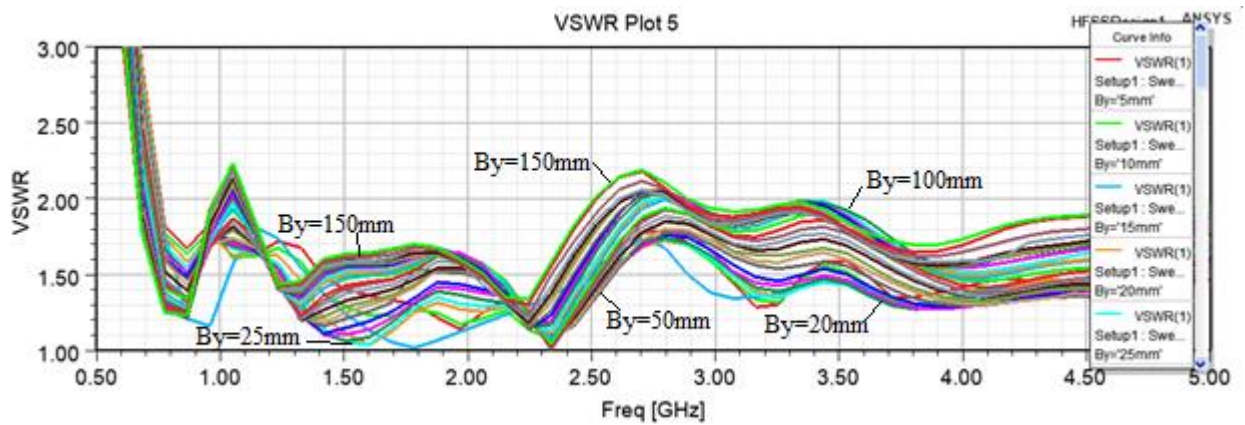


Рисунок 3.73. Частотная зависимость КСВН при различных размерах РПИМ вдоль оси Y

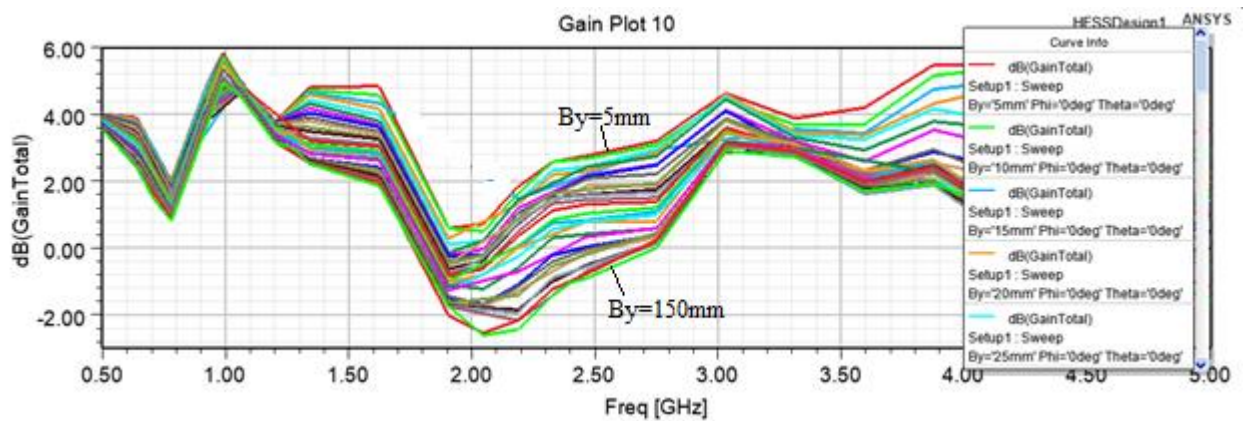


Рисунок 3.74. Зависимость коэффициента усиления от частоты при различных размерах РПИМ вдоль оси Y

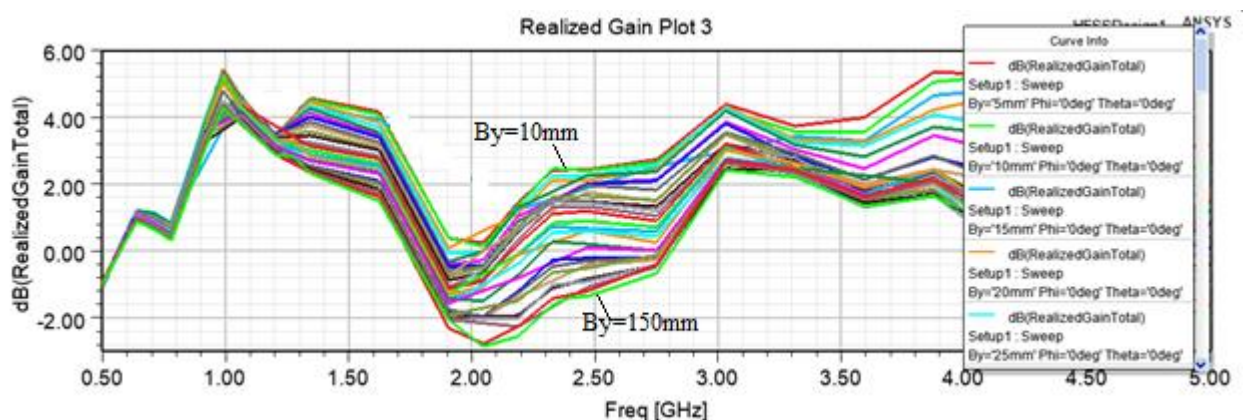


Рисунок 3.75. Частотная зависимость коэффициента усиления при различных размерах РПИМ вдоль оси Y

Результаты, полученные как показано на рисунках 3.72 - 3.75, показывают, что при  $V_y$ , равном 20 мм, наблюдаются наименьшие значения КСВН. Таким образом по оси  $Y$  длина РПМ равна  $(5/8) \cdot V_y = 12$  мм ( $V_y$  связан с геометрическим размером через масштабный множитель  $5/8$ ).

Получаем, минимальное значение КСВН 1,02 на 1,6 ГГц и 2,35 ГГц (рис.3.76 - 3.78), коэффициент усиления составляет 3,75 на 1,6 ГГц и 2 - 2,35 ГГц. КПД антенны на указанных частотах соответственно 70% и 90 %.

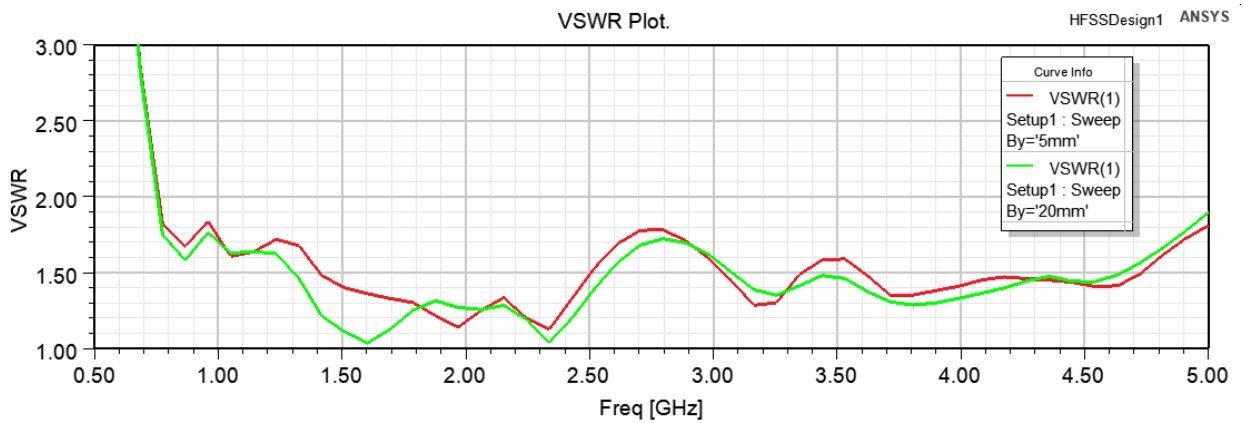


Рисунок 3.76. Частотная зависимость КСВН

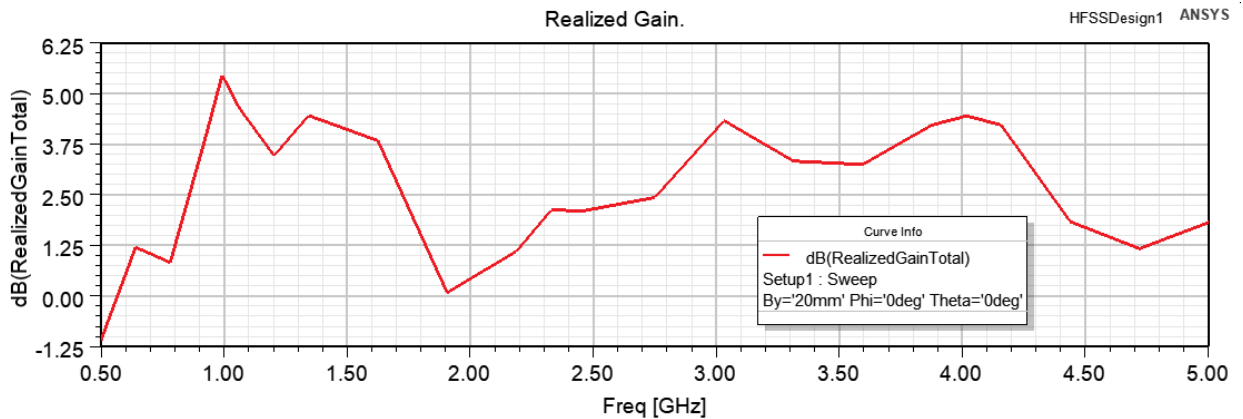


Рисунок 3.77. Реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты

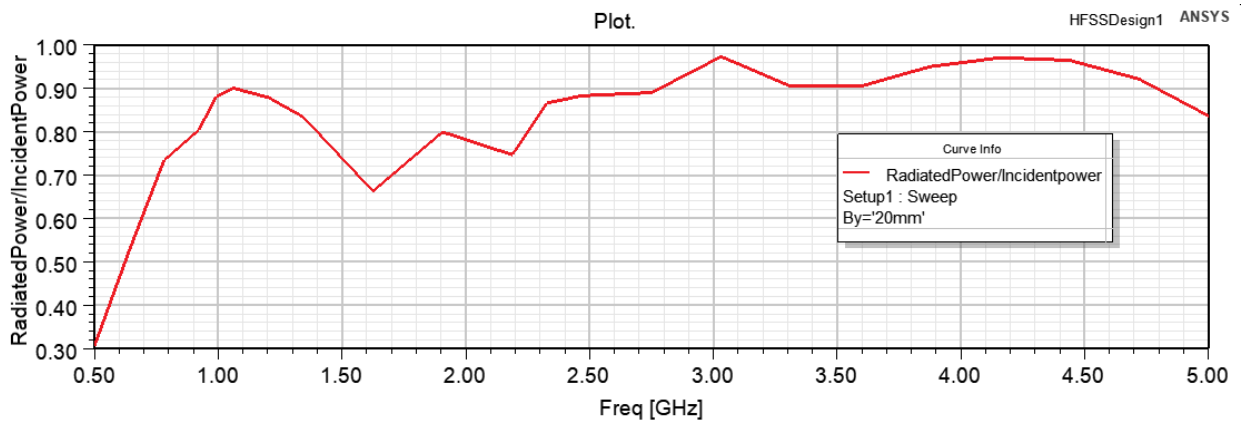


Рисунок 3.78. Частотная зависимость КПД

На рис. 3.79 показана конструкция антенны с РПМ, размеры бокса соответствуют наилучшим результатам по КСВН и коэффициенту усиления. Габаритные размеры РПМ указаны на рисунке. Для данной конструкции коэффициент усиления приведен на рис. 3.80.

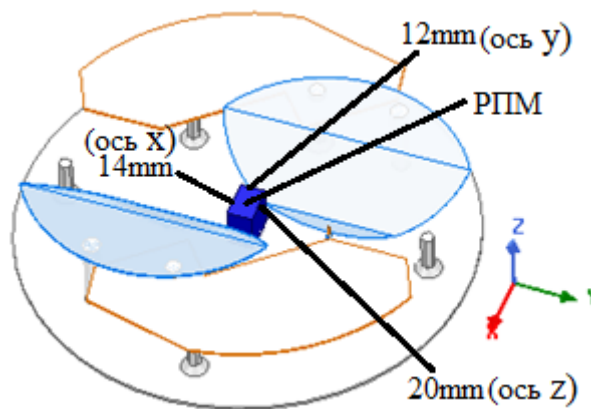


Рисунок 3.79. Антенна МІМО 2×2 с РПМ

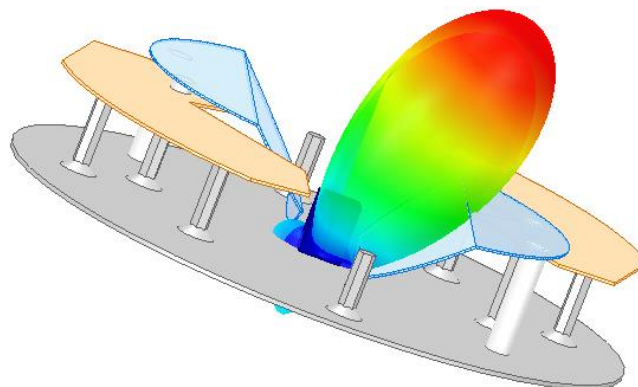


Рисунок 3.80. 3D диаграмма коэффициента усиления

3.4.2.6. На основе анализа результатов численного моделирования показано, что использование дополнительных конструктивных элементов в виде бокса на основе РПМ с размерами 14 мм (по оси X), 12 мм (по оси Y), 20 мм (по оси Z) позволяет улучшить характеристики антенны в определенных диапазонах частот 0,75–0,96 ГГц, 1,71–2,7 ГГц, 3,4–3,8 ГГц, что связано с уменьшением взаимного влияния между двумя излучающими частями антенны благодаря наличию РПМ бокса (рис. 3.81 - 3.85).

На рис. 3.81-3.85 приведены в сравнении характеристики коэффициента отражения, КСВН, КНД и КУ антенны с РПМ (красная кривая) и без РПМ (зеленая кривая).

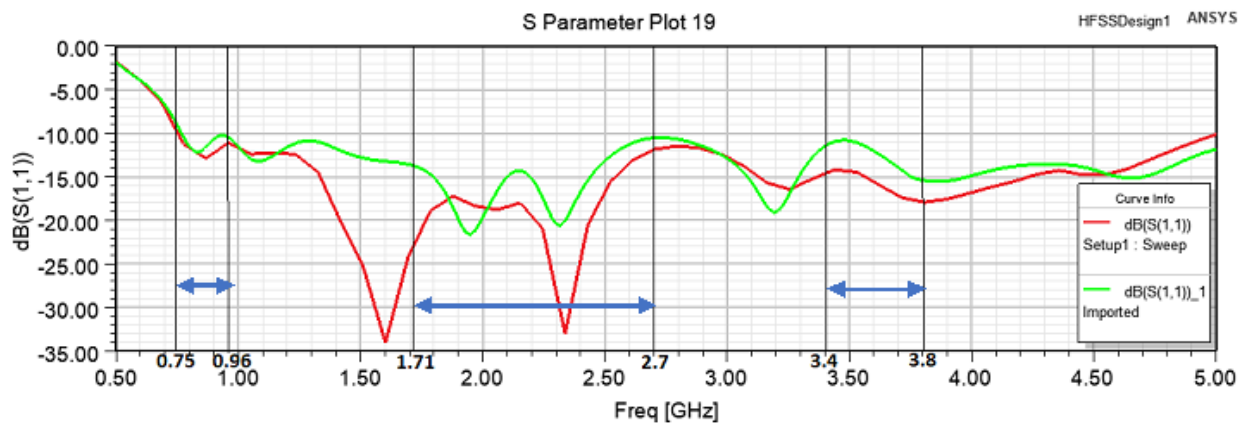


Рисунок 3.81. Частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$

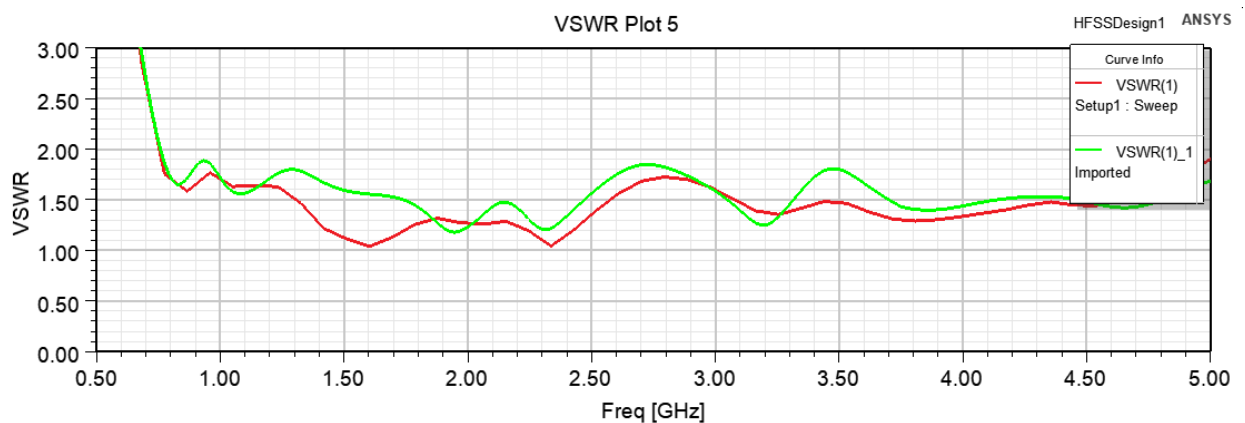


Рисунок 3.82. Частотная зависимость КСВН

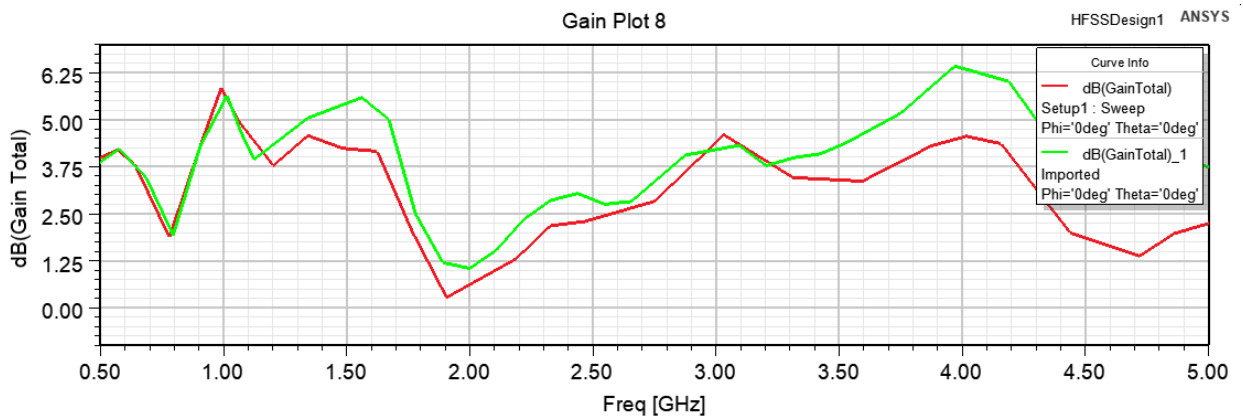


Рисунок 3.83. Частотная зависимость КНД двух типов антенн

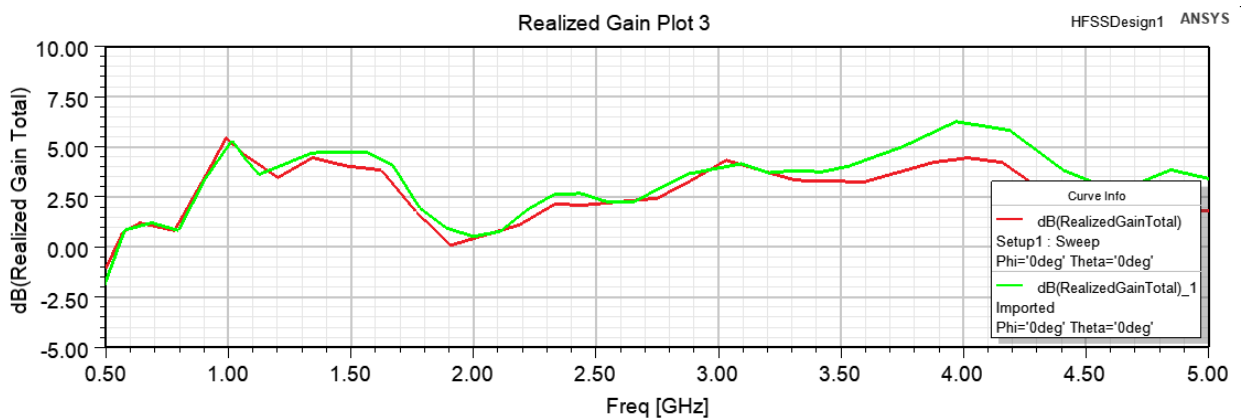


Рисунок 3.84. Реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты

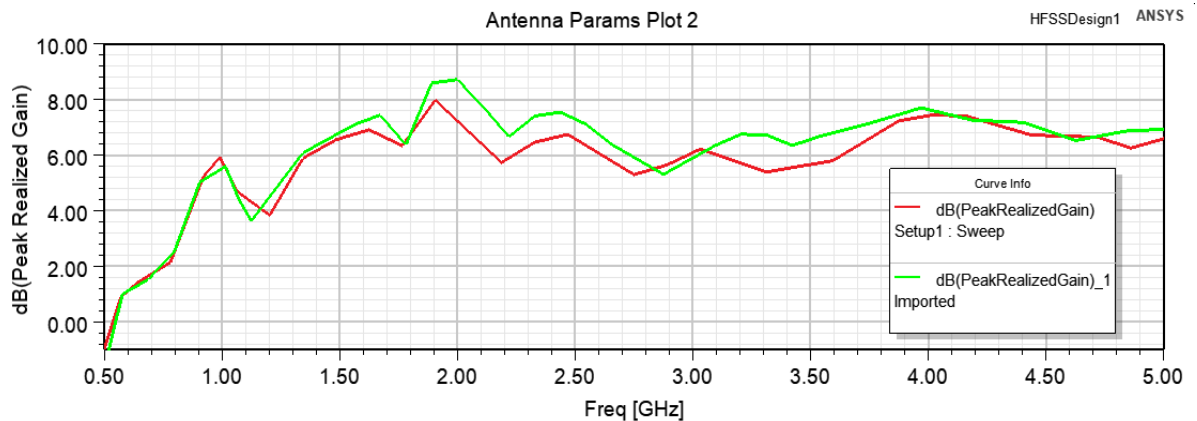


Рисунок 3.85. Пиковый реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты

3.4.2.7 Таким образом, в результате проведенных исследований исходной и модернизированной антенны получены следующие результаты:

для частотного диапазона 0,75–0,96 ГГц для антенны с РПМ максимальное значение КСВН не превышает 1,75, в то время как антенна без РПМ реализует КСВН=1,9, а коэффициент усиления практически одинаков для обоих случаев антенн.

для частотных диапазонов 1,71–2,7 ГГц и 3,4–3,8 ГГц (соответствует 5G связи) для антенны с РПМ максимальное значение КСВН не превышает 1,5, а коэффициент усиления не ниже 6дБ, что на 1 дБ в среднем ниже, чем для антенны без РПМ. Таким образом, для указанных диапазонов антенна с РПМ реализует меньшее значения КСВН в диапазоне 1,2 ГГц – 3 ГГц при относительно небольшом снижении коэффициента усиления.

### 3.5 Конструкция антенны с импедансной структурой

#### 3.5.1 Исследование влияния импедансной поверхности на характеристики антенны

Для улучшения характеристик антенны предложена реализация излучателей с использованием импедансной поверхности, составные части излучателя с обратной стороны покрыты материалами, которые характеризуются различными значениями импедансов (рис.3.86). На рис. 3.87 приведен пример реализации излучателя антенны 2 на основе импедансной поверхности с следующими значениями резистанса:  $ReZ0 = 10, 80, 250, 400$  Ом,  $ReZ1 = 0,01$  Ом,  $ReZ2 = 200, 230$  Ом, антенна 1 выполнена без применения импедансного покрытия. На рис. 3.88 приведена частотная зависимость коэффициента КСВН для различных вариаций значений резистансов  $ReZ0$ ,  $ReZ1$ ,  $ReZ2$  покрытия излучателей, а также частотная зависимость коэффициента усиления (рис. 3.89) и реализуемое КПД антенны (рис. 3.90).

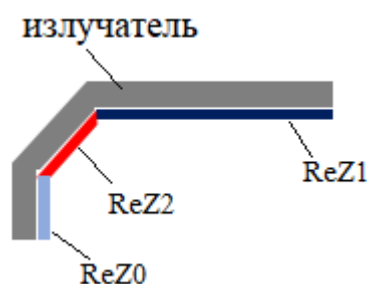


Рисунок 3.86. Излучатель с покрытием разного импеданса

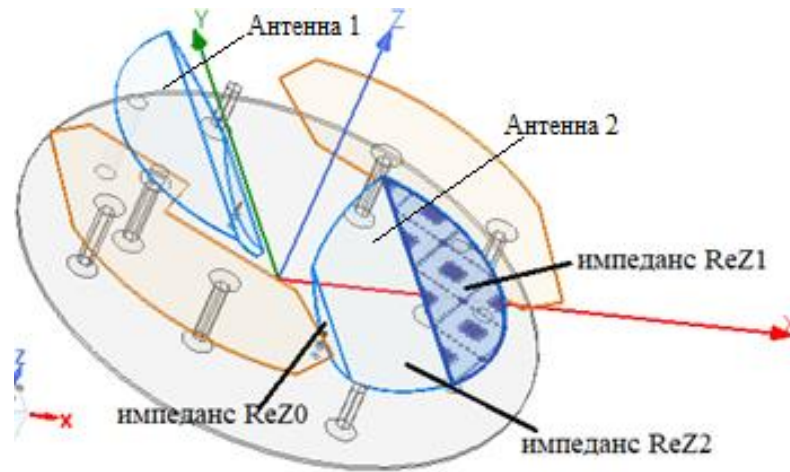


Рисунок 3.87. Антенна МІМО 2x2, один из излучателей которой выполнен на основе импедансной поверхности

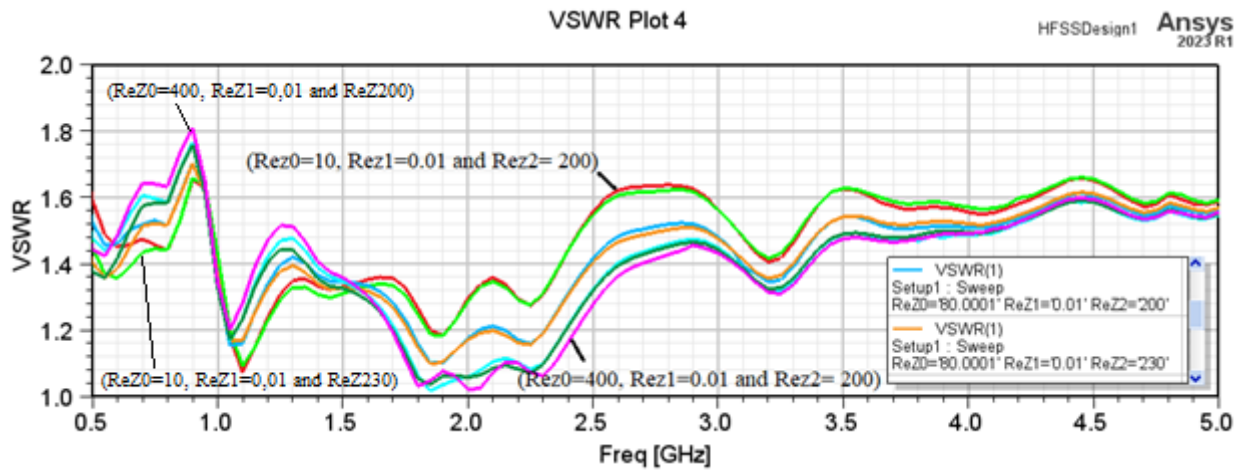


Рисунок 3.88. Частотная зависимость КСВН при различных вариациях резистансов  $ReZ_0$ ,  $ReZ_1$ ,  $ReZ_2$  покрытия излучателя (антенна 2)

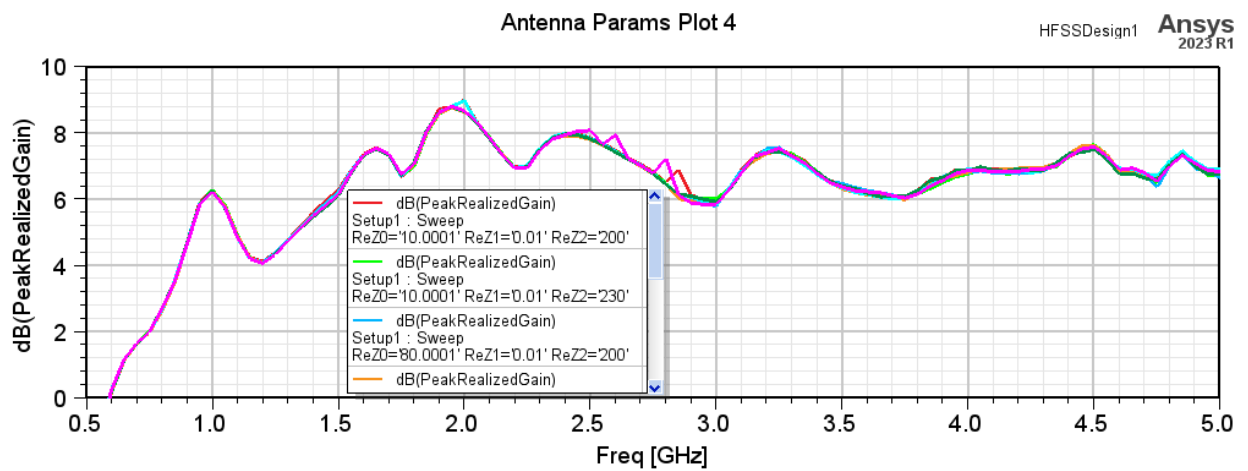


Рисунок 3.89. Максимальный коэффициент усиления в зависимости от частоты при различных вариациях резистансов  $ReZ_0$ ,  $ReZ_1$ ,  $ReZ_2$  покрытия излучателя (антенна 2)

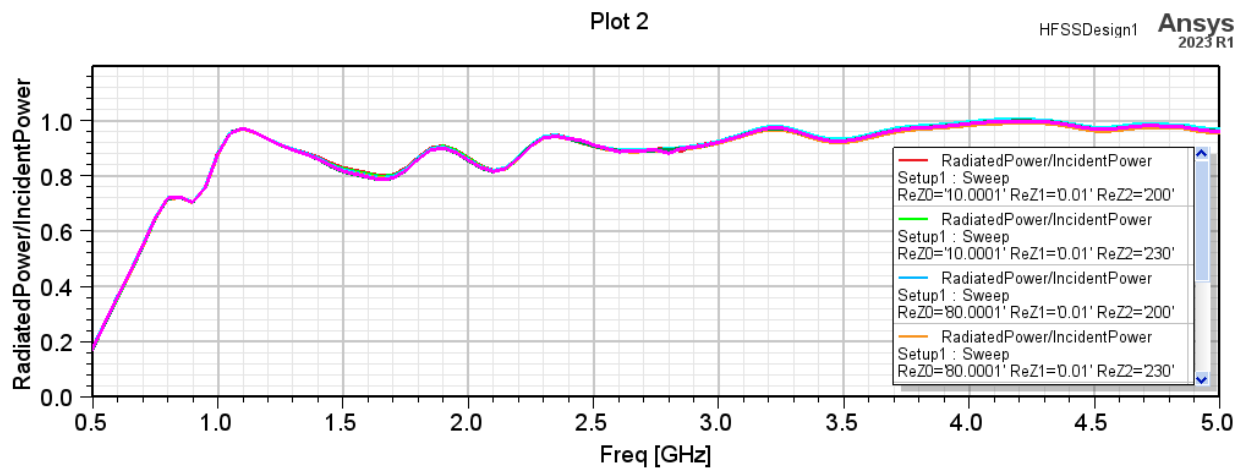


Рисунок 3.90. Частотная зависимость КПД при различных вариациях резистансов  $ReZ_0$ ,  $ReZ_1$ ,  $ReZ_2$  покрытия излучателя (антенна 2)

На рис.3.91 – 3.92 приведена диаграмма коэффициента усиления на частоте 1,5 ГГц при различных значениях резистанса Антенны 2. Из результатов видно, что изменение резистанса незначительно влияет на диаграмму направленности антенны.

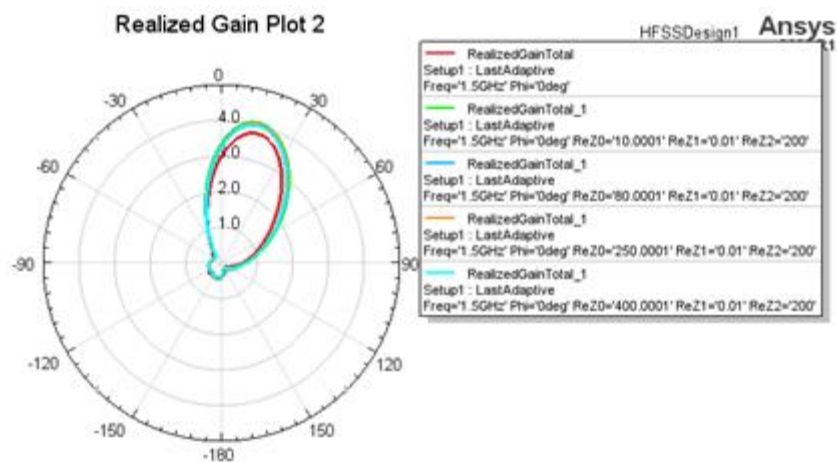


Рисунок 3.91 Диаграммы коэффициента усиления при различных значениях резистанса

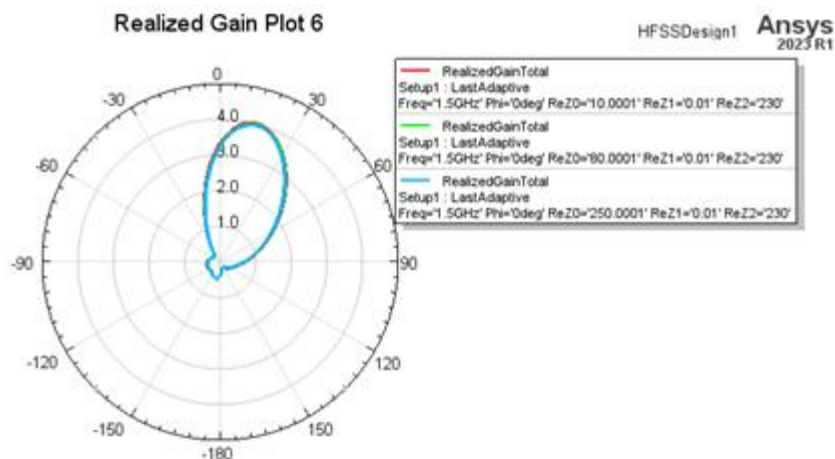


Рисунок 3.92. Диаграммы коэффициента усиления при различных значениях резистанса

Наилучший результат с точки зрения реализуемого КСВН достигается при значениях резистанса  $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=0,01$  и  $ReZ_2=200$ , для этих параметров резистанса наблюдается наименьшее медианное значение КСВН, для диапазона частот 0,75–0,96 ГГц для антенны с импедансной поверхностью максимальное значение КСВН не превышает 1,8, для диапазонов частот 1,71–2,7 ГГц и 3,4–3,8 ГГц максимальное значение КСВН не превышает 1,6. При этом изготовление излучателей Антенны 2 с использованием на обратной стороне импедансного покрытия практически не влияет на коэффициент усиления. Для исследуемых вариаций импеданса в диапазоне частот от 400 МГц до 5 ГГц КСВН не превышает 1,8.

В сравнении с исходной модифицированная антенна с параметрами импеданса  $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=0,01$  и  $ReZ_2=200$  не только обеспечивает расширение рабочего диапазона в области нижней части дециметрового диапазона: исходная антенна обеспечивала рабочий диапазон от 700 МГц до 5 ГГц, а антенна с импедансной поверхностью уже работает с 400 МГц до 5 ГГц, но и позволяет реализовать более низкие значения КСВН (рис.3.93). Таким образом относительный рабочий диапазон частот составляет, определяемый как отношения верхней рабочей частоты к нижней рабочей частоте, равен 170% (для исходной 150%), а коэффициент перекрытия соответственно 12,5 для антенны с импедансом и 7,5 для исходной антенны.

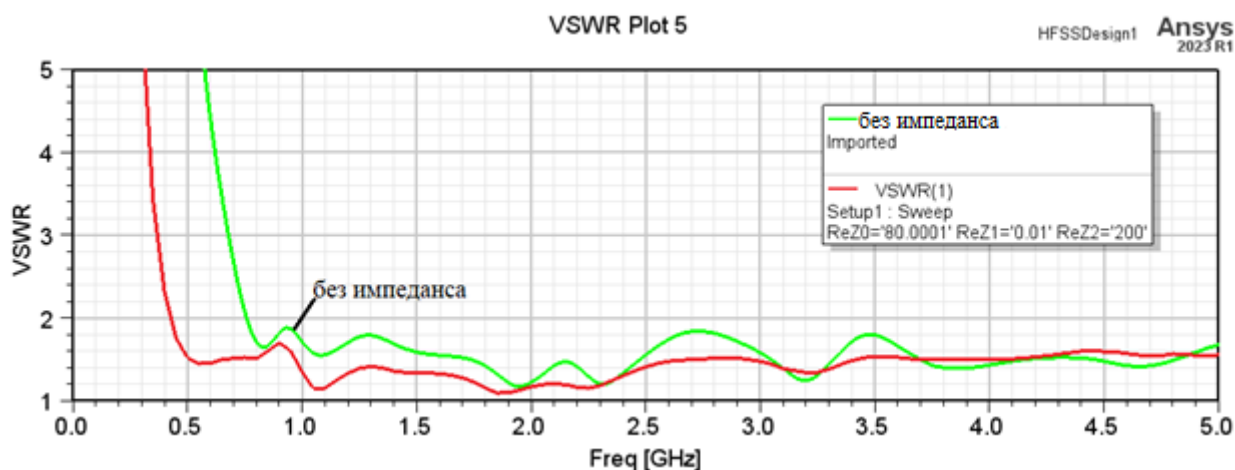


Рисунок 3.93. Частотная зависимость КСВН

Сравнение коэффициента усиления для двух антенн показывает незначительное влияние импеданса, характер кривых близкий, наибольшие различия в КУ сравниваемых антенн на отдельных частотах не превышают 1 дБ (рис.3.94).

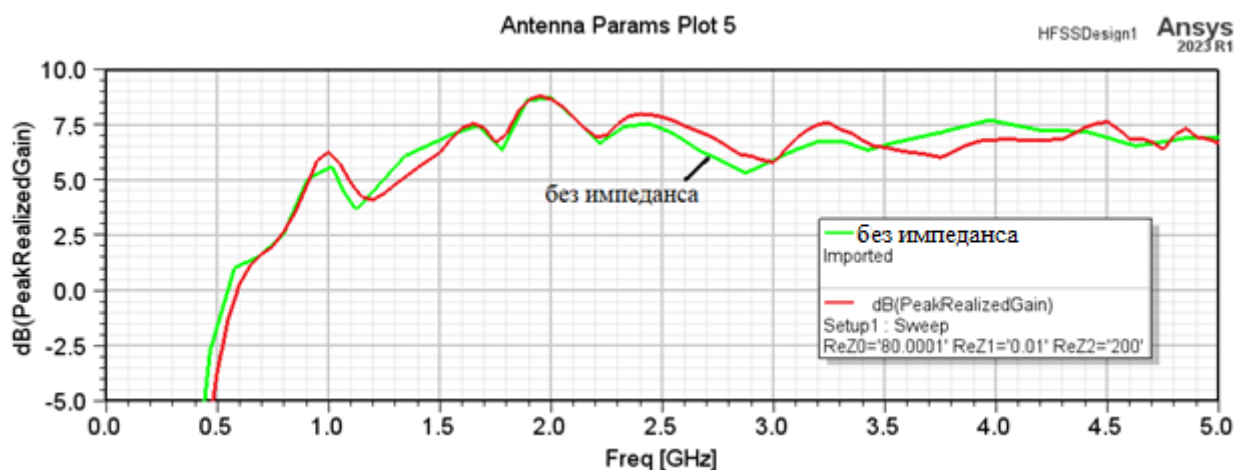


Рисунок 3.94. Частотная зависимость максимального значения коэффициента усиления модифицированной и исходной антенны

На рисунке 3.95 показаны диаграммы коэффициента усиления антенны с импедансом  $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=0,01$  и  $ReZ_2=200$  в сравнении с исходной антенной.

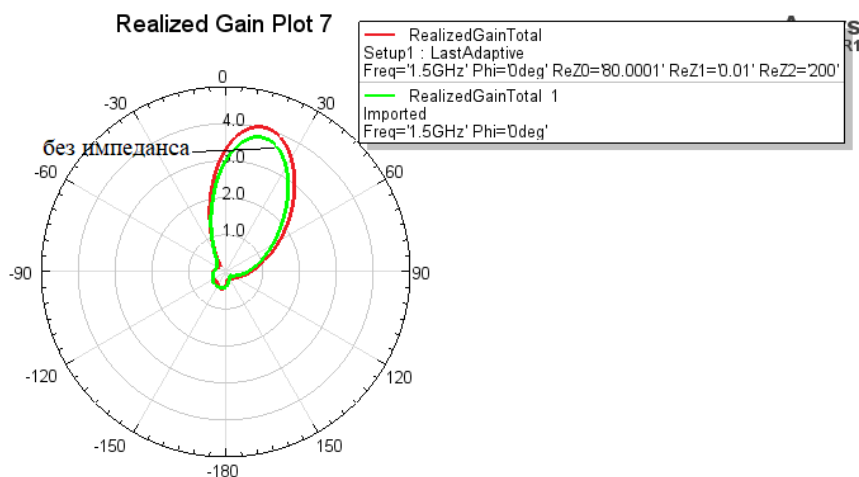


Рисунок 3.95. Диаграммы коэффициента усиления

На рис. 3.96 приведено распределение напряженностей электрических полей на поверхностях антенной системы при подключении питания к Антенне 2. При этом на поверхности пассивной Антенны 1, интенсивно возбуждаются поля. Однако, если для изготовления Антенны 1 используется импедансная поверхность (покрывается обратная сторона излучателя материалом с некоторыми значениями импеданса), то интенсивность ее возбуждения становится существенно меньшей (рис.3.97).

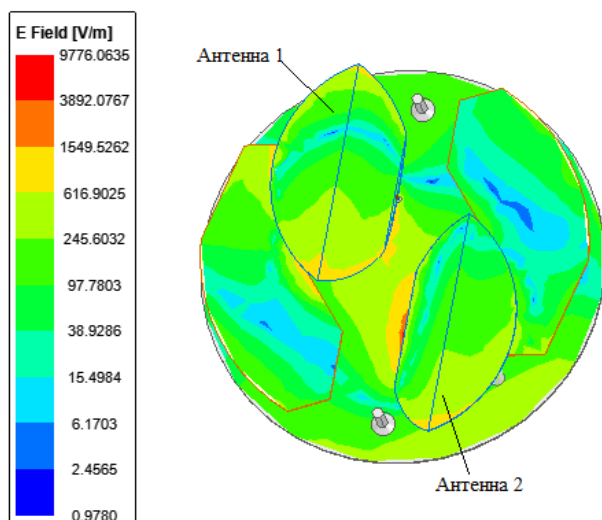


Рисунок 3.96. Распределение напряженности электрического поля на элементах антенны ММО 2×2 без импеданса

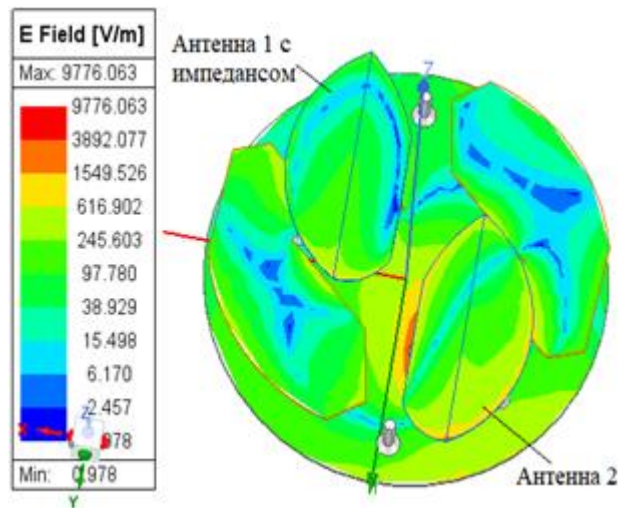


Рисунок 3.97. Распределение напряженности электрического поля на элементах антенны ММО 2×2 с импедансом в конструкции антенны 1 ( $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=0,01$  и  $ReZ_2=200$ )

### 3.5.2 Исследование влияния значений импеданса для составного излучателя с разными значениями резистансов

В данном разделе исследовано влияние значений резистанса  $Z_1$  излучателя на основные характеристики антенной системы (рис.3.98). Проведен анализ характеристик антенны при  $ReZ_1 = 0,01 - 1010$  с шагом 50 Ом и фиксированных значениях  $ReZ_0 = 80$  Ом,  $ReZ_2 = 200$  Ом. (рис.3.99 - 3.100).

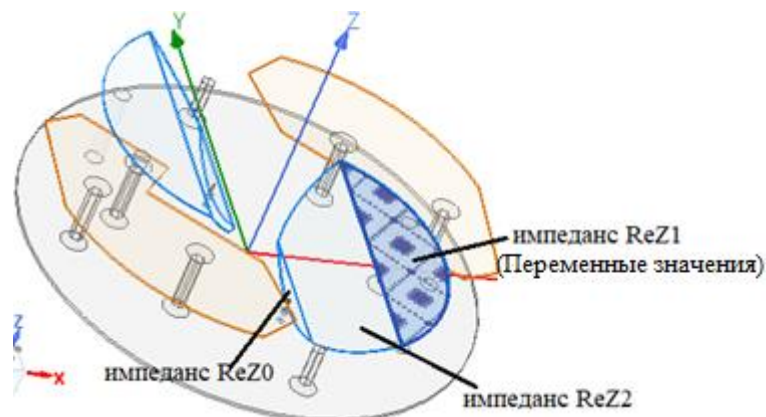


Рисунок 3.98. Антенна ММО 2x2 с импедансной поверхностью

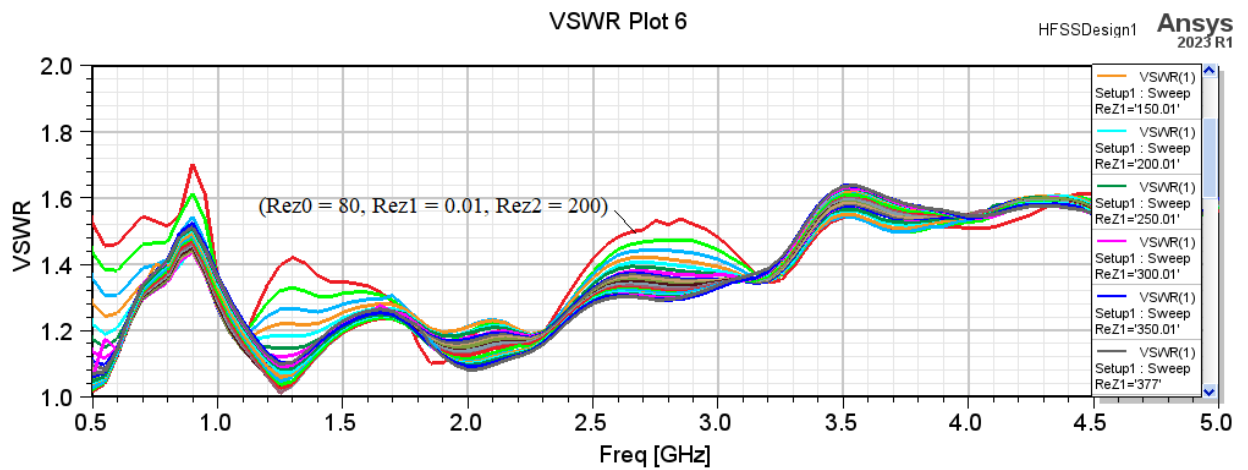


Рисунок 3.99. Частотная зависимость КСВН

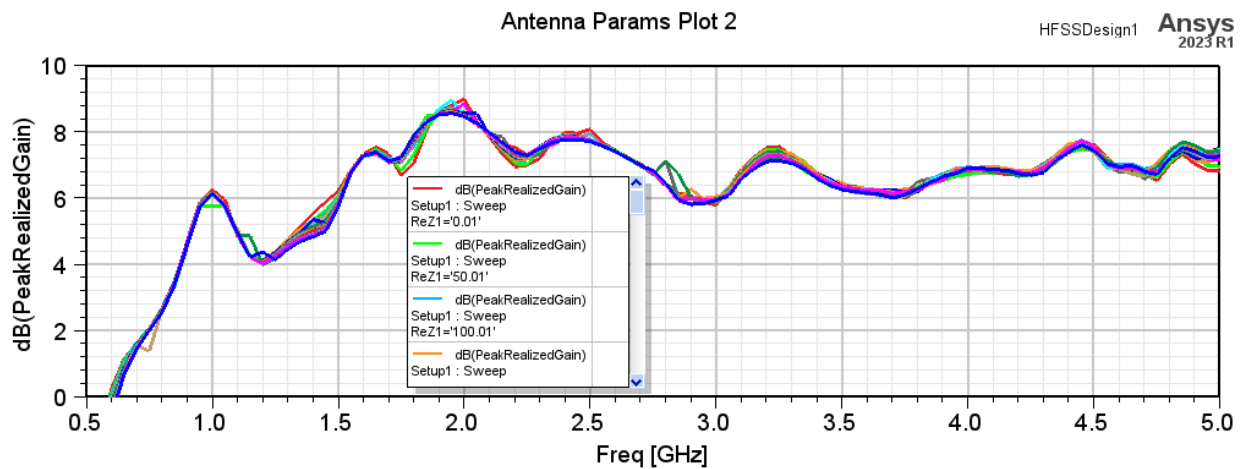


Рисунок 3.100. Частотная зависимость максимального коэффициента усиления при различных значениях резистанса  $Z_1$ , используемого к конструкции излучателя

На рисунке 3.101 приведена диаграмма коэффициента усиления на частоте 1,5 ГГц.

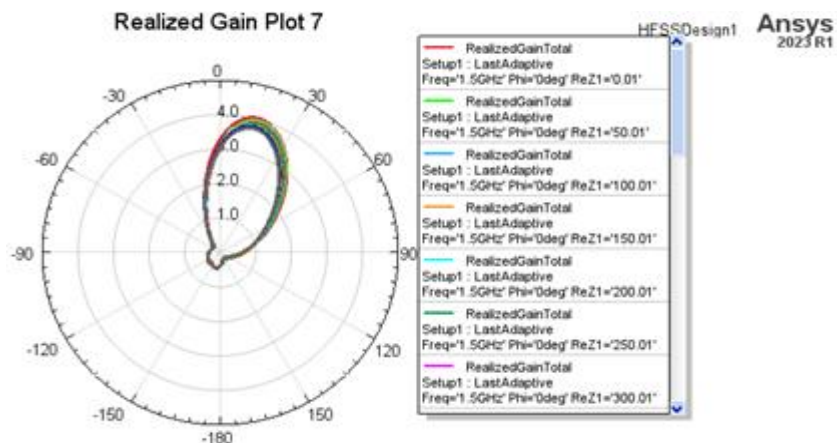


Рисунок 3.101. Диаграмма коэффициента усиления на частоте 1,5 ГГц при различных значениях резистанса  $Z_1$

Наилучший результат достигается при значениях импеданса ( $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=250$  и  $ReZ_2=200$ ), где максимальное значение КСВН не превышает 1.6 в диапазоне от 0,5 ГГц до 5 ГГц. Для исходной антенны частотная характеристика носит осциллирующий характер, общий уровень КСВН выше, чем для антенны с импедансом, но в диапазоне от 0,7 ГГц до 5 ГГц не превышает 2 (рис.3.102). Основное преимущество антенны с использованием импеданса безусловно заключается в расширении рабочей полосы частот в нижнюю часть дециметрового диапазона.

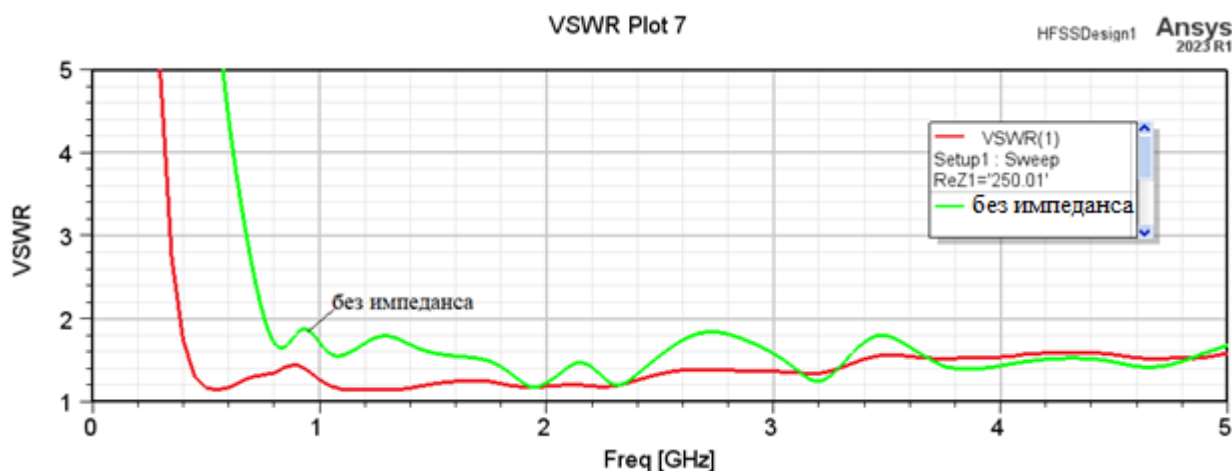


Рисунок 3.102. Частотная зависимость КСВН для исходной антенны (зеленая кривая) с модифицированной (красная кривая)

Частотная зависимость коэффициента усиления исходной и модифицированной антенн (рис.3.103) отличаются незначительно.

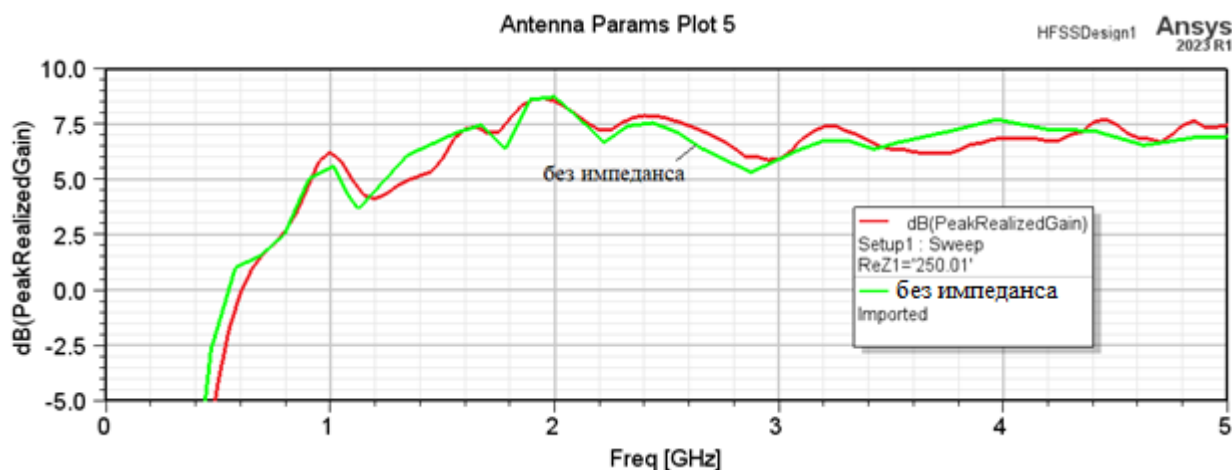


Рисунок 3.103. Частотная зависимость максимального коэффициента усиления для исходной антенны (зеленая кривая) с модифицированной (красная кривая)

На рис. 3.104 показано диаграмма коэффициента усиления антенны с импедансом ( $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=250$  и  $ReZ_2=200$ ) и с без него на частоте 1,5 ГГц, наблюдается небольшое увеличение КУ для модифицированной антенны.

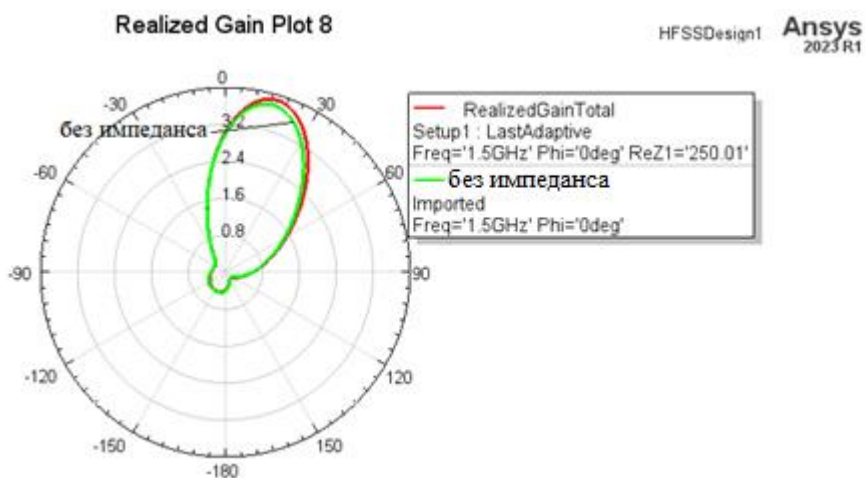


Рисунок 3.104. Диаграмма коэффициента усиления антенны с импедансом ( $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=250$  и  $ReZ_2=200$ ) и с без него на частоте 1,5 ГГц

Распределение напряженностей электрических полей на элементах конструкции исходной антенной системы при работе Антенны 2 в режиме передачи (питание подключено к порту 2) приведено на рис. 3.105. Для случая, когда в конструкции излучателя Антенны 1 используется материал со значениями импеданса  $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=250$  и  $ReZ_2=200$  приведено на рис. 3.106.

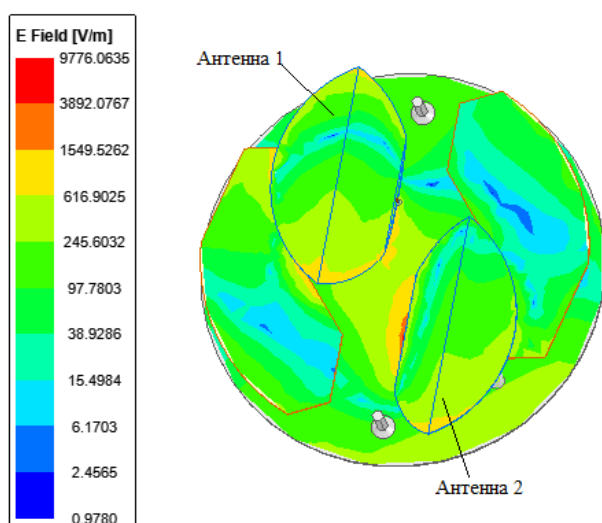


Рисунок 3.105. Распределение напряженности электрического поля в антенне МИМО  $2 \times 2$  без импеданса

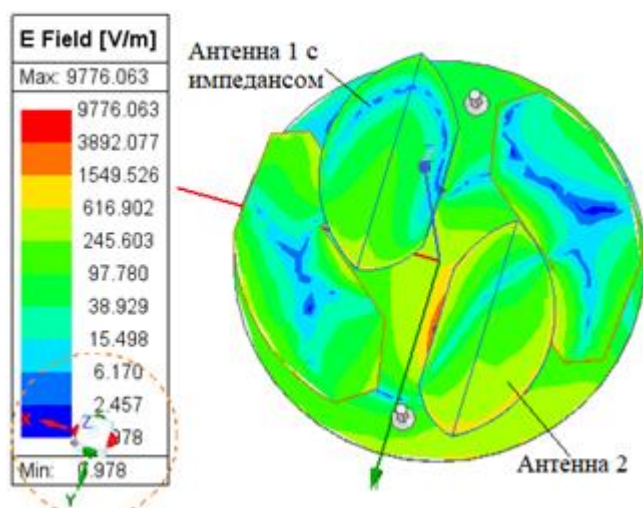


Рисунок 3.106. Распределение напряженности электрического поля на элементах антенной системы ММО 2×2 с Антенной 1, выполненной на основе импедансной поверхности ( $Re z_0=80$ ,  $Re z_1=250$  и  $Re z_2=200$ )

Для пояснения физических процессов, способствовавших улучшению характеристик антенны с реактансным покрытием на рисунке 3.107 приведены силовые линии вектора напряженности электрического поля антенны без резистанса и с резистансом.

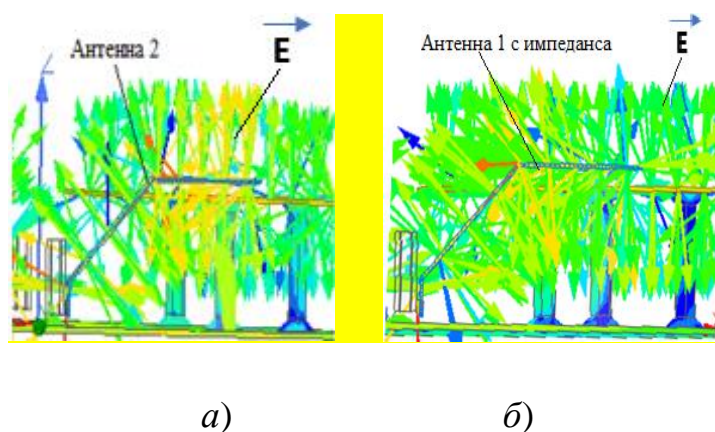


Рисунок 3.107 - Силовые линии напряженности электрического поля антенны без резистансного покрытия а) и с резистансным покрытием б)

Без резистанса (см. рисунок 3.107а) на верхней и нижней частях плеч вибратора имеются вектора  $E$  противоположного направления, наличия которых может приводить к снижению КУ антенны. Резистанс (см. рисунок 3.107б) уменьшает это соотношение векторов, что, вероятно, и приводит к росту КУ, снижая при этом попутно КСВН.

Как видно из приведенных распределений, использование импеданса в составе излучателя, работающего в пассивном режиме, приводит к уменьшению его возбуждения. Для антенны 2, выполненной с использованием импедансных поверхностей, характеристики излучения практически не меняются по сравнению с исходной антенной системой.

### **3.6 Выводы**

**3.6.1** Модернизация широкополосной антенны ММО 2×2 ММО (см. рисунок 3.2) за счет замены (а затем и удаления) некоторых металлических крепежных стоек на диэлектрические позволило снизить возвратные потери (на 0.5 – 15дБ, см. рисунок (3.3)), а, следовательно, и КСВ на 0.1 – 0.5 единиц в полосе частот 3 – 4ГГц (см. рисунок 3.4). Это, в свою очередь, увеличило реализованный КУ в этом диапазоне на 1 – 3дБ (см. рисунок 3.6).

**3.6.2** Проведенные исследования влияния диэлектрического бокса на характеристики антенны (см. рисунок 3.9) показывает, что имеются оптимальные значения диэлектрической проницаемости бокса, величина которых не превышает 4. Использование для бокса более высоких значений диэлектрической проницаемости приводит к недопустимому росту коэффициента отражения  $S_{11}$ , неравномерности коэффициента усиления в диапазоне частот. Для диэлектрической проницаемости бокса, равной четырем, наилучшие значения по коэффициенту обратных потерь и КСВН реализуются для диапазонов частот (0,7–0,91) ГГц, (1,1–1,5) ГГц, (3,4–3,7) ГГц и (4,8–6) ГГц (см. рисунки 3.22, 3.23). Для более высоких частот (6.5–7) ГГц лучшие результаты получаются для материала с диэлектрической проницаемостью 2 (см. рисунки 3.14, 3.15). По коэффициенту усиления наибольшие значения при  $\epsilon = 4$  бокса реализованы на частотах 5,7, 4,4, 1,1 ГГц, а при  $\epsilon = 2$  - на частоте 0,95 ГГц, без бокса наибольшие значения КУ наблюдаются на частотах (1,6, 5,1, 2,2) ГГц (см. рисунки 3.25, 3.17). На основании полученных результатов рекомендовано использование диэлектрических боксов с диэлектрической проницаемостью, не превышающей 4 с точки зрения изменения коэффициента усиления, и не ниже 2 – с точки зрения реализуемой развязки между антеннами.

**3.6.3** Предложена конструкция модернизированной антенны, использующей РПМ в виде прямоугольного параллелепипеда на подложке (см. рисунок 3.46) с размерами (вдоль оси X - 10 мм, вдоль оси Y - 84 мм, вдоль оси Z - 6 мм), способного менять свое угловое положение относительно оси Z под различными углами от  $0^{\circ}$  до  $45^{\circ}$  с шагом 5 градусов (в качестве возможного параметра, используемого для оптимизации характеристик антенны). В соответствии с результатами, приведенными на рисунках 3.48 - 3.51, наилучшие характеристики получены при угле поворота бокса РПМ в  $35^{\circ}$ . В этом случае КСВН уменьшился на (0,2, 0,1) в частях диапазона частот (2,3-2,7, 3,4-3,6) ГГц, и соответственно и увеличился на (0,5, 0,15, 0,1) в частях диапазона частот (менее 1, 1,8-2,1, 3,7-3,8) ГГц соответственно. Достигнутые пиковые значения коэффициента усиления по всему диапазону в одних областях одинаковы, а в других различаются, где они выше на 0,5 дБ для частоты (2,3-2,7) ГГц и ниже на 0,8 дБ для частоты (3,4-3,8) ГГц, при этом снижение значения эффективности не превышает (0,1).

**3.6.4** В результате параметризации размеров бокса из РПМ, расположенного посередине между двумя антеннами (без углового поворота бокса), за счет изменения размеров бокса вдоль оси X ( $V_x=1-9$  мм с шагом 1 мм), вдоль оси Y ( $V_y=5-150$  мм с шагом 5 мм) и вдоль оси Z ( $V_z=5-40$  мм с шагом 5 мм) удалось сделать следующие выводы:

- Оптимальный размер РПМ (см. рисунки 3.79) для получения наилучшего результата по значению КСВН (см. рисунки 3.81 - 3.85) равен (14 мм - по оси X; 12 мм - по оси Y; 20 мм - по оси Z);

- В диапазоне частот 0,75–0,96 ГГц минимальное значение КСВН равно 1,55 на частоте 0,86 ГГц с максимальным реализованным КУ 5,8 дБ на частоте 0,96 ГГц;

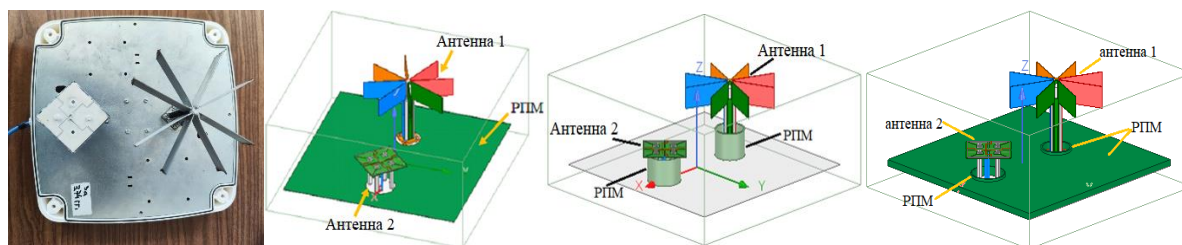
- В диапазоне частот 1,71–2,7 ГГц минимальное значение КСВН равно 1,02 на частоте 2,35 ГГц с максимальным реализованным КУ 2,5 дБ в 1,71 ГГц;

- В диапазоне частот 3,4–3,8 ГГц, минимальное значение КСВН равно 1,3 на частотах 3,7–3,8 ГГц максимальное реализованное усиление 2,5 дБ в 1,71 ГГц.

**3.6.5** Конструкция антенны с резистансным импедансом на нижней части вибраторов антенны имеет КСВН, меньший 1.5 практически во всей полосе частот от 400 МГц до 5 ГГц на (0-0,7), с расширением рабочей полосы частот в нижнюю сторону на 50%, снизившись с 700МГц до 400 МГц (см. рисунок 3.102), при сохранении высоких значений коэффициента усиления и эффективности излучения. Так при значениях импеданса ( $ReZ_0=80$ ,  $ReZ_1=250$ ,  $ReZ_2=200$ ) Ом, уменьшение пикового реализованного КУ модернизированной антенны не превысило 0,8 дБ (см. рисунок 3.103), в то время как уменьшение эффективности не превышает 0,07.

#### 4. РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ИЗ ДВУХ АНТЕНН МІМО 2×2 ДЛЯ 4G И 5G СИСТЕМ СВЯЗИ

Ниже приведены модели исследуемых антенных систем, каждая из которых представляет две МІМО-антенн 2×2, ориентированных на работу для 4G и 5G систем связи.



а) Модель 1

б) Модель 2

в) Модель 3

г) Модель 4

Рис.4.1. Модели исследуемых антенных систем

Модель 1 (прототип) считается базовой антенной системой [123-126], с расположенном на одной платформе антеннами 1 и 2. Модели 2-4 имеют в своем составе элементы радиопоглощающего материала, расположенного на платформе (Модель 1, плоский РПМ), РПМ, охватывающий фидерные линии каждой МІМО-антенны и представляющие полые цилиндрические поверхности, расположенные на платформе, высота цилиндрического РПМ не превышает высоту крепления антенн 1, 2 на платформе (модель 2) и комбинирование Моделей 1 и 2 (модель 3).

#### 4.1 Исследование характеристик исходной конструкции системы из двух антенн МІМО 2×2

На рис.4.3 - 4.5 показаны характеристики исходной модели антенны (см. рисунок.4.1а) КСВН трехдиапазонная МІМО-антенной системы 2×2 [123-126].



Рисунок 4.2. Сдвоенная трехдиапазонная ММО-антенна 2×2 (прототип)

На рис. 4.3-4.5. приведена частотная зависимость КСВН для антенны 1 при ее работе в режиме передачи для частотного диапазона: 775 МГц – 950 МГц (рис. 4.3.), антенны 2 в активном режиме в диапазонах 1,710 ГГц - 2,7 ГГц, 3,4 ГГц – 3,8 ГГц. Для нижней части исследуемого частотного диапазона 775 МГц – 780 МГц КСВН превышает 2.

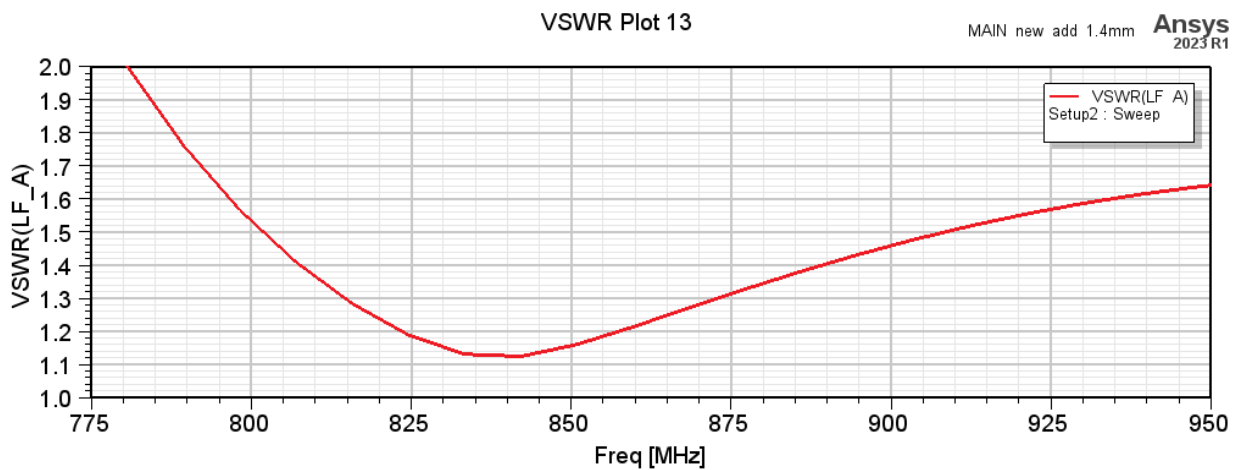


Рисунок 4.3. Частотная зависимость КСВН для антенны 1 при ее работе в режиме передачи

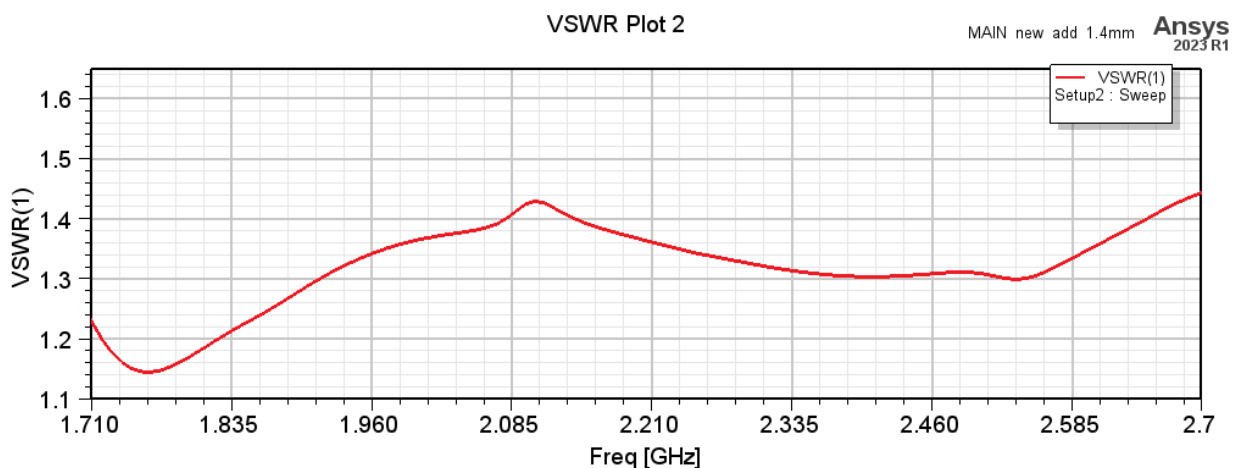


Рисунок 4.4. Частотная зависимость КСВН (антенна 2 в режиме передачи)

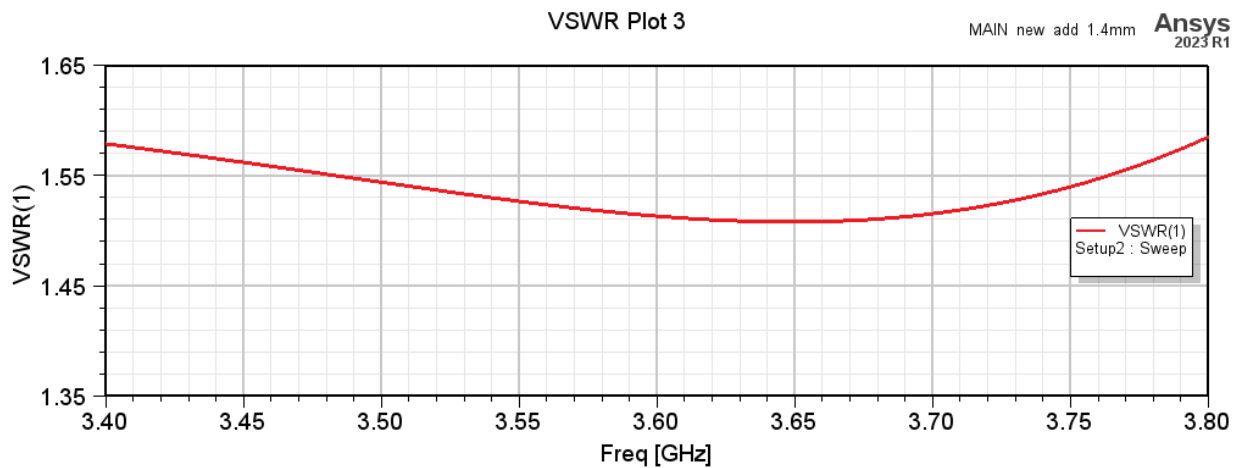


Рисунок 4.5. Частотная зависимость КСВН (антенна 2 в режиме передачи)

На рисунках 4.6-4.8 показаны реализованные коэффициенты усиления, на (рис. 4.6) для диапазона 775 МГц – 950 МГц реализованный коэффициент усиления составляет 7,1-7,8 дБ, для диапазона 1,710 ГГц - 2,7 ГГц реализованный коэффициент усиления составляет 7,6-8,25 дБ (рис. 4.7), а для диапазона 3,4 ГГц – 3,8 ГГц составляет 2,3-5,7 дБ (рис. 4.8).

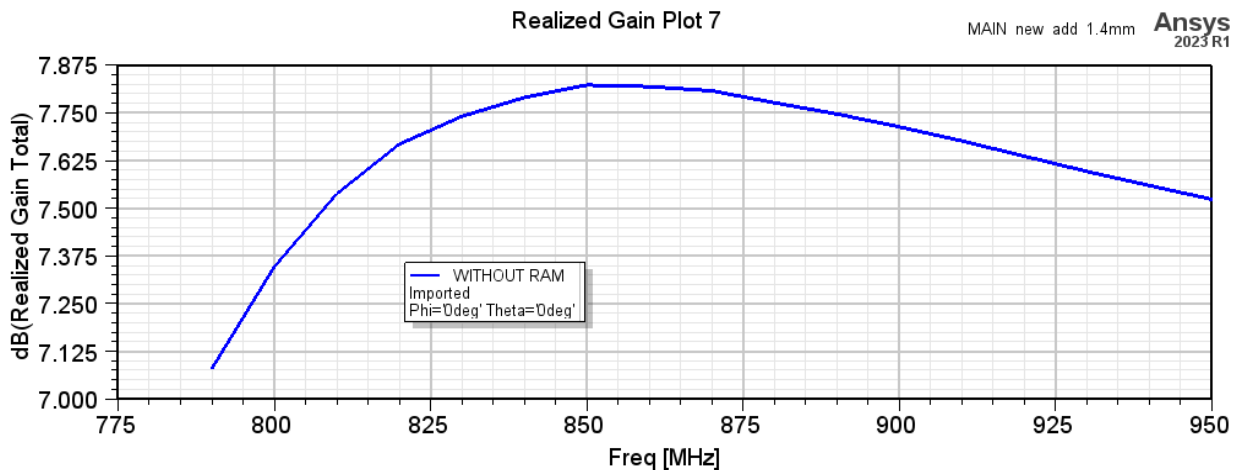


Рисунок 4.6. Частотная зависимость КУ антенны 1

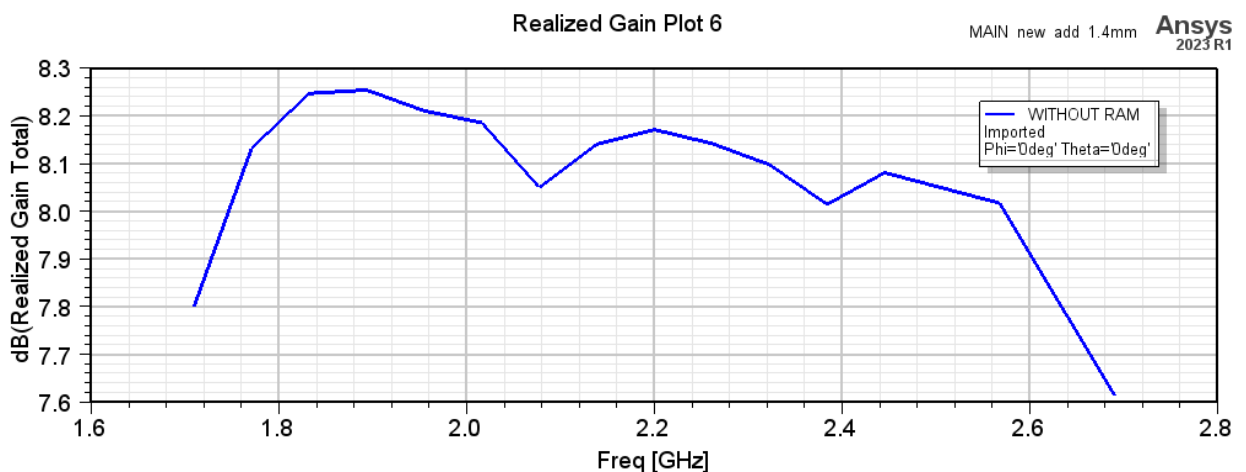


Рисунок 4.7. Частотная зависимость КУ антенны 2

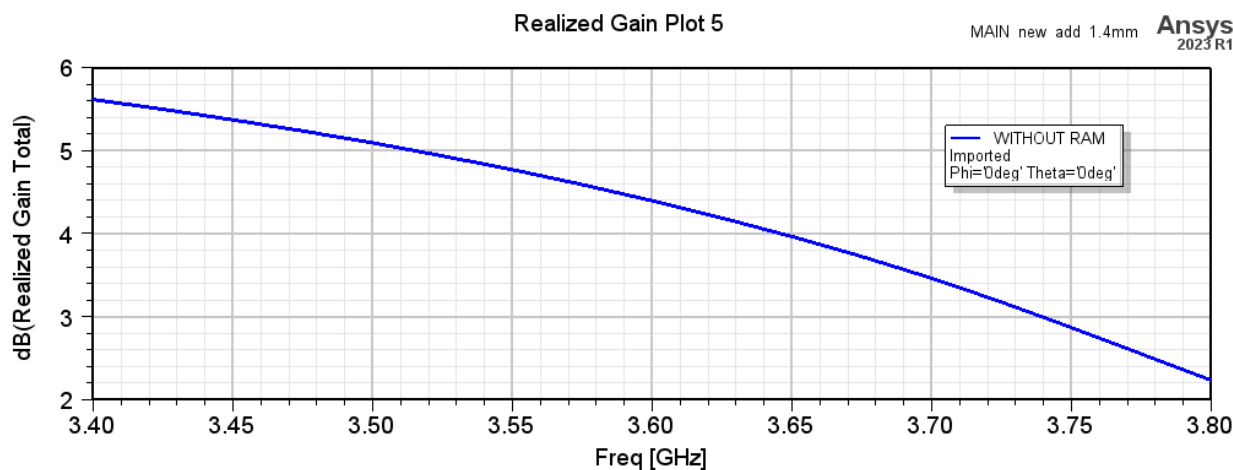


Рисунок 4.8. Частотная зависимость КУ антенны 2

На рисунках 4.9–4.11 показаны частотные зависимости КПД антенной системы: для диапазона 775 МГц – 950 МГц КПД составляет 0,87–0,99 (рис. 4.9), КПД для диапазона 1710 ГГц – 2,7 ГГц составляет 0,9–0,98 (рис. 4.10), а для диапазона 3,4 ГГц – 3,8 ГГц составляет 0,94–0,956 (рис. 4.11).

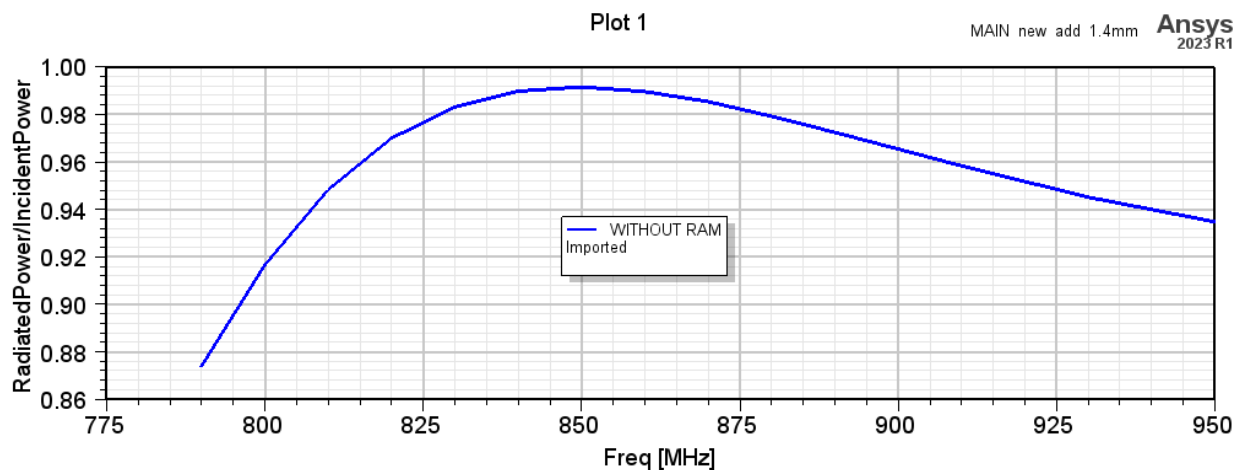


Рисунок 4.9. Частотная зависимость КПД

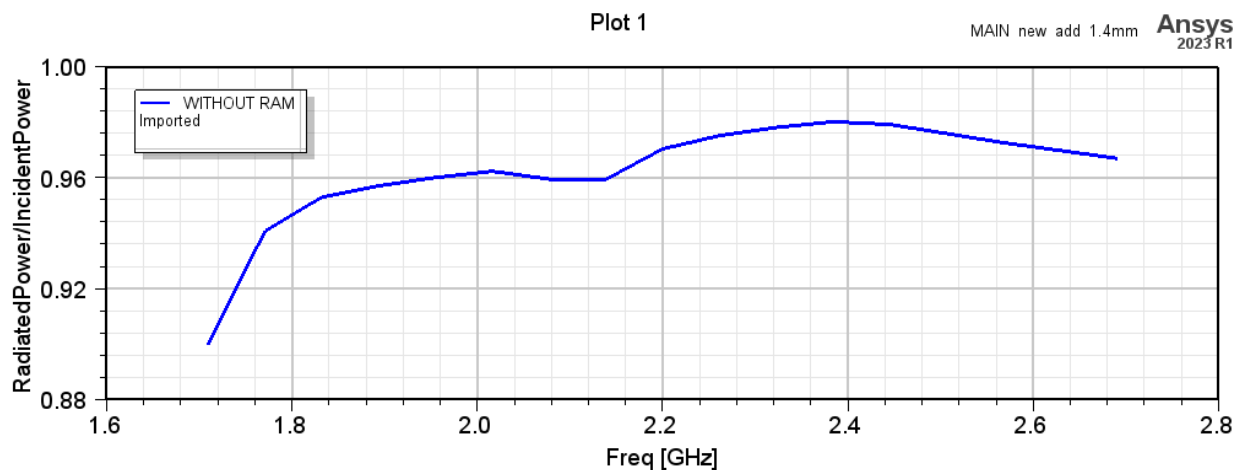


Рисунок 4.10. Частотная зависимость КПД

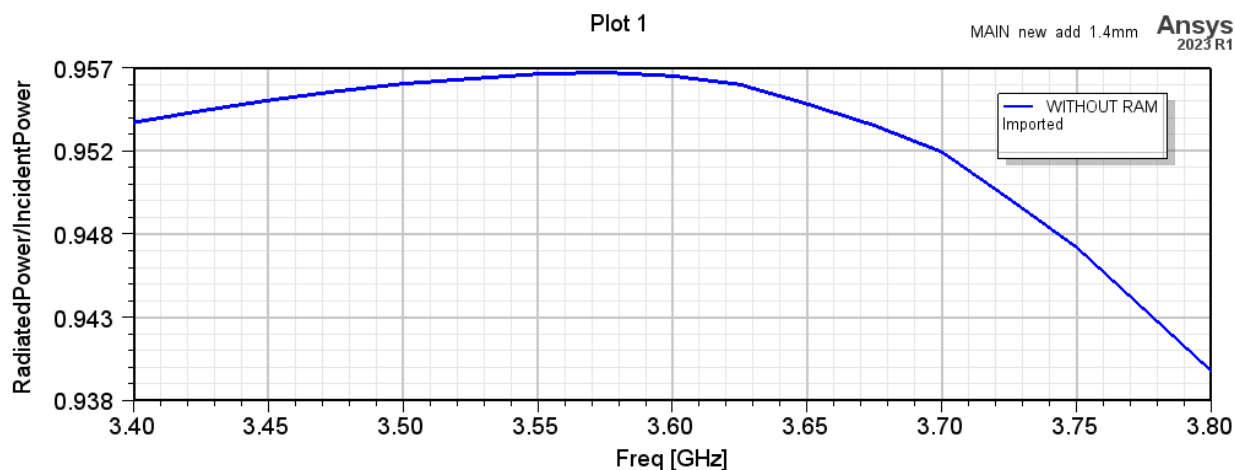


Рисунок 4.11. Частотная зависимость КПД

Ниже приведены распределения напряженностей электрических полей на элементах конструкции при работе в режиме передачи антенны 1 (антенна 2 не излучает) (рис.4.12) и при работе в режиме передачи антенны 2 (рис.4.13). Нетрудно заметить, что в обоих случаях влияние антенн друг на друга существенное и требуется принять дополнительные конструктивные решения, чтобы ослабить его и увеличить развязку между антеннами. Одним из возможных путей решения – это использование РПМ (например, модели 2-3).

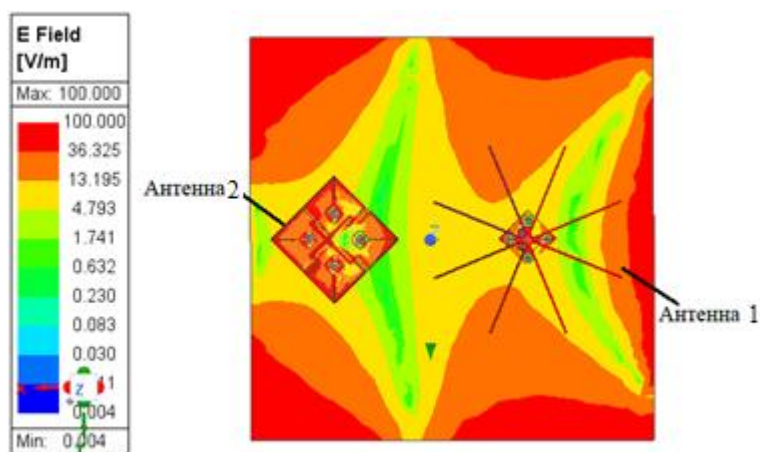


Рисунок 4.12. Распределение напряженности полей на элементах антенной системы двух ММО-антенн 2×2 (антенна 1 излучает-частота 1 ГГц, антенна 2 – пассивная)

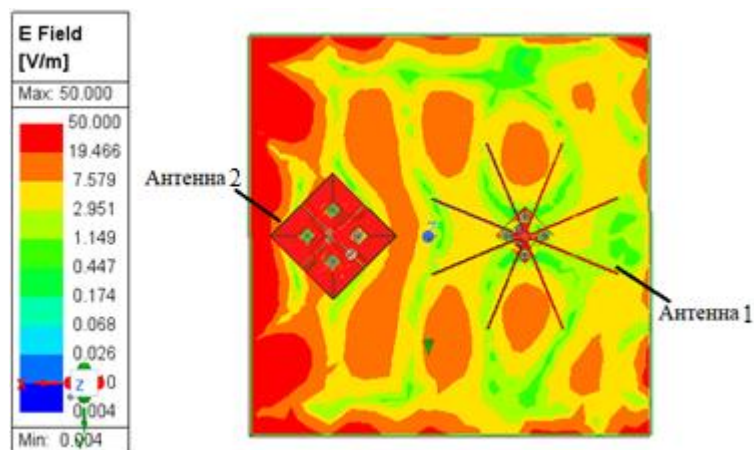


Рисунок 4.13. Распределение напряженности полей на элементах антенной системы двух ММО-антенн  $2 \times 2$  (антенна 2 излучает-частота 3.8 ГГц, антенна 1 – пассивная)

Целью исследований, проведенных в данном разделе является поиск возможности улучшения характеристик приведенного прототипа антенны за счет использования радиопоглощающих конструкций.

#### 4.2 Исследование характеристик системы из двух антенн ММО $2 \times 2$ со слоем РПМ на подложке

В данном разделе проведено исследование влияния радиопоглощающего покрытия разной толщины, расположенного на подложке для модели 2 (см. рис.4.14). Толщина РПМ меняется от 0,1 до 7 мм с шагом 0.5 мм. Результаты расчетов приведены на рис. 4.15 – 4.21. В расчетах принималось, что Антенна 1 работает в активном режиме, а антенна 2 – пассивном в диапазоне частот 775 МГц – 950 МГц (рис. 4.15, 4.18, 4.20). Для в диапазонов частот 1,710 ГГц - 2,7 ГГц, 3,4 ГГц – 3,8 ГГц (рис. 4.16, 4.17, 4.19, 4.21) Антенна 2 – работает в активном режиме, а Антенна 1 – пассивная в (рис. 4.3).

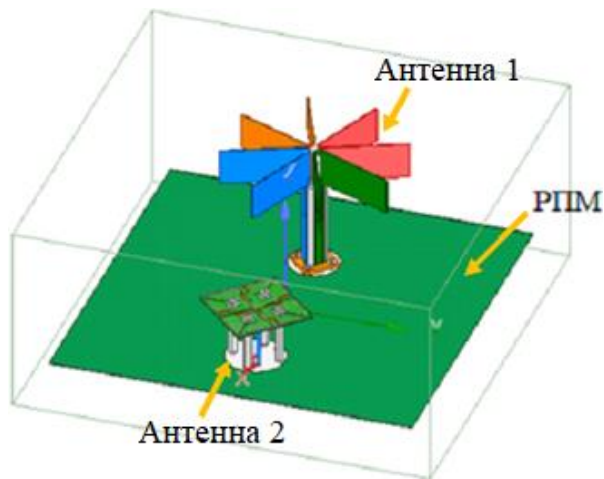


Рисунок 4.14. Трехдиапазонная две ММО-антенны 2×2 с ПИМ на общей платформе

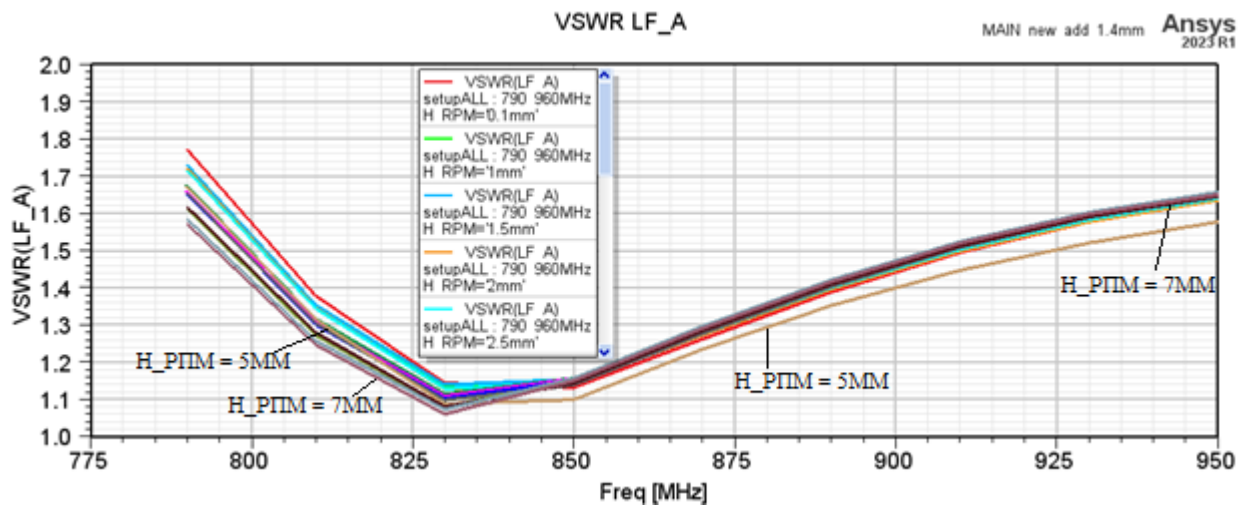


Рисунок 4.15. Частотная зависимость КСВН для диапазона 775 МГц – 950 МГц (антенна 1 – в режиме передачи, антенна 2 – в пассивном режиме)

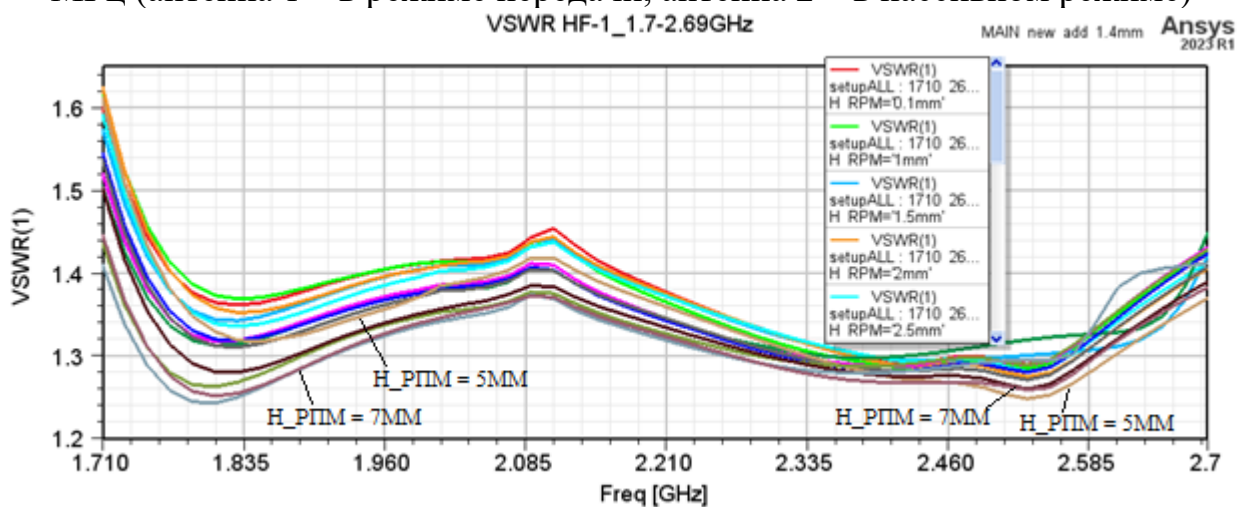


Рисунок 4.16. Частотная зависимость КСВН для диапазона 1,71 ГГц – 2,7 ГГц (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

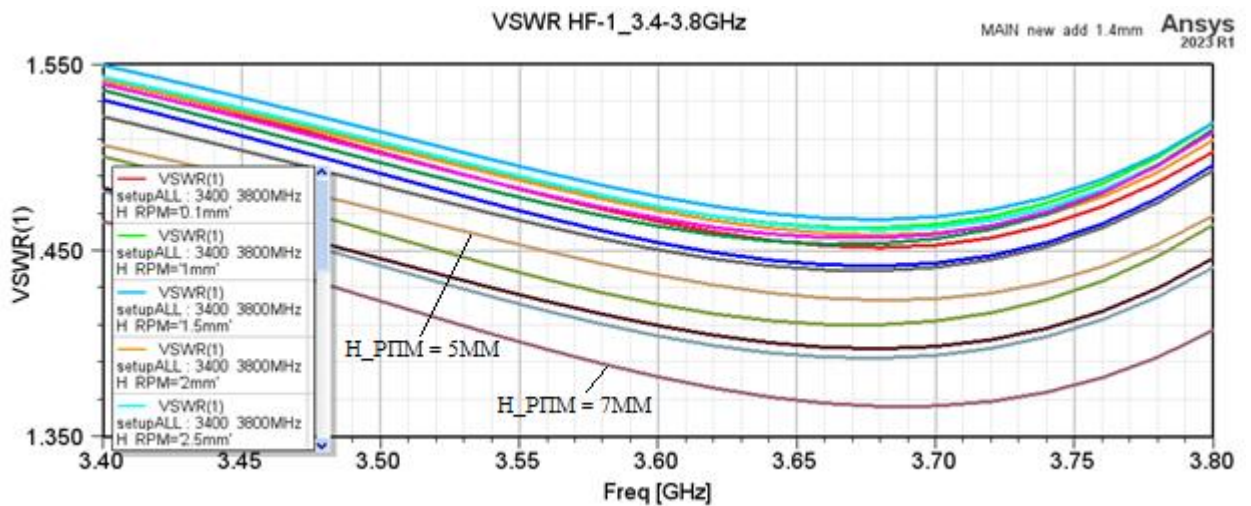


Рисунок 4.17. Частотная зависимость КСВН для диапазона 3,4 ГГц – 3,8 ГГц (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

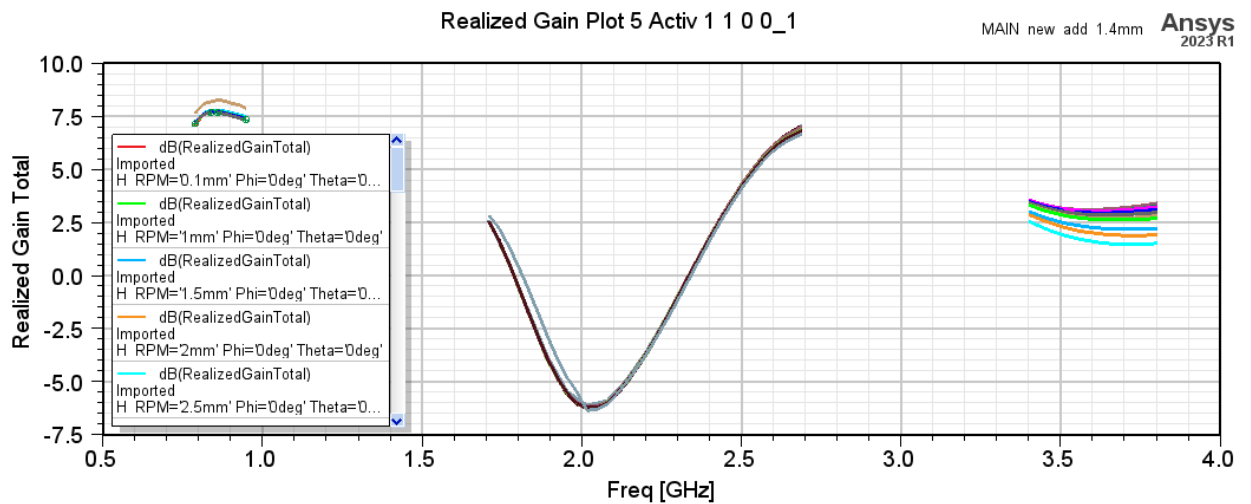


Рисунок 4.18. Частотная зависимость коэффициента усиления при различной толщине плоского РПМ

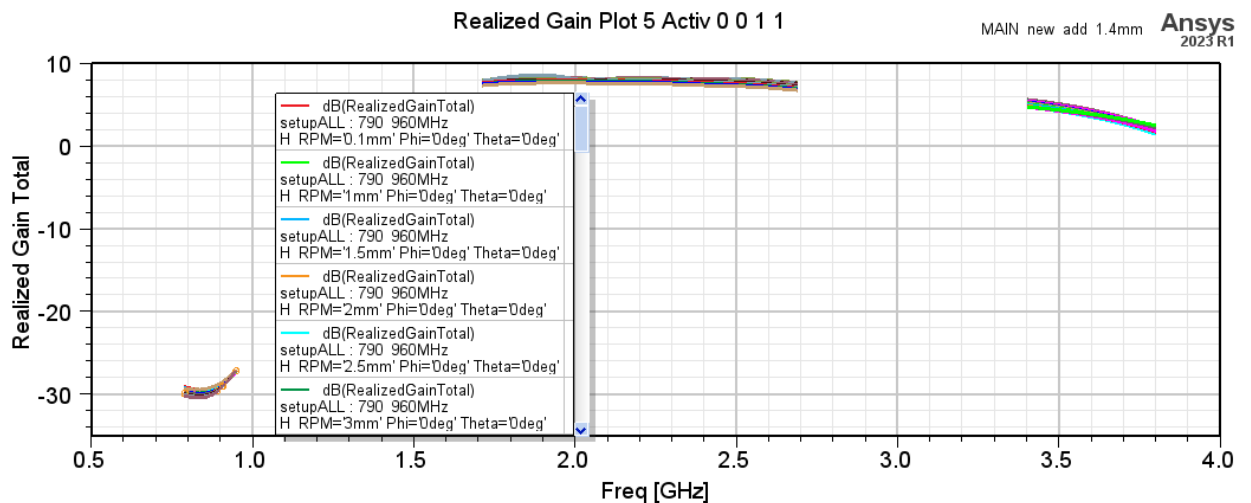


Рисунок 4.19. Частотная зависимость коэффициента усиления при различной толщине плоского РПМ

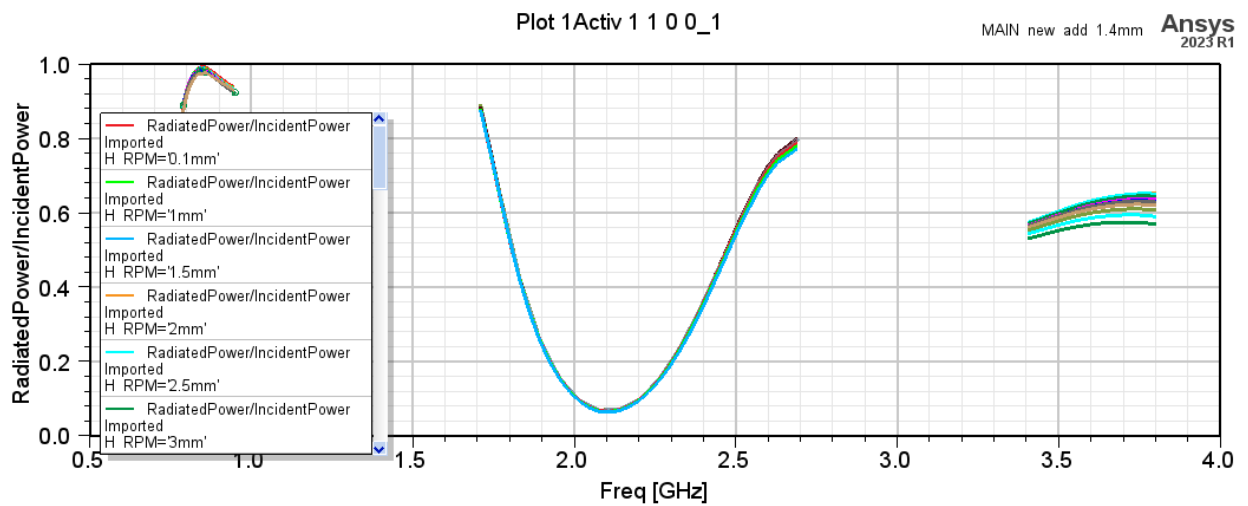


Рисунок 4.20. Частотная зависимость КПД при различной толщине плоского РПМ

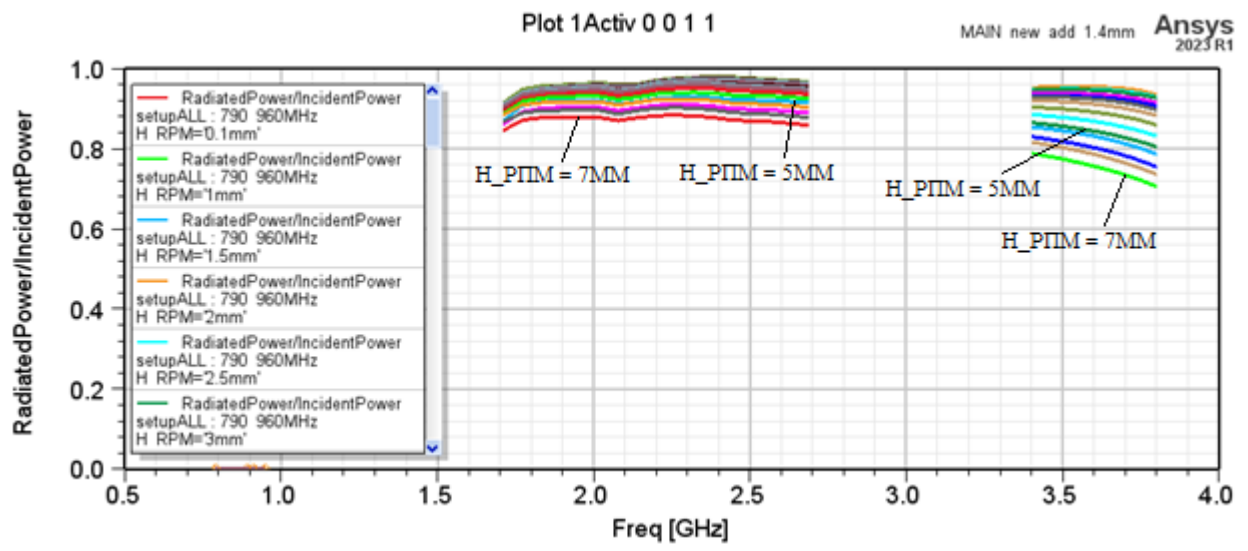


Рисунок 4.21. Частотная зависимость КПД при различной толщине плоского РПМ

Наилучшее значение КСВН, полученное в диапазоне частот 790–950 МГц для плоского РПМ толщиной 5 мм, при этом на частоте 830 МГц значение КСВН достигает 1,08 (рис.4.22). В численном эксперименте считалось, что антенна 1 работает в режиме передачи, а антенна 2 находится в пассивном режиме.

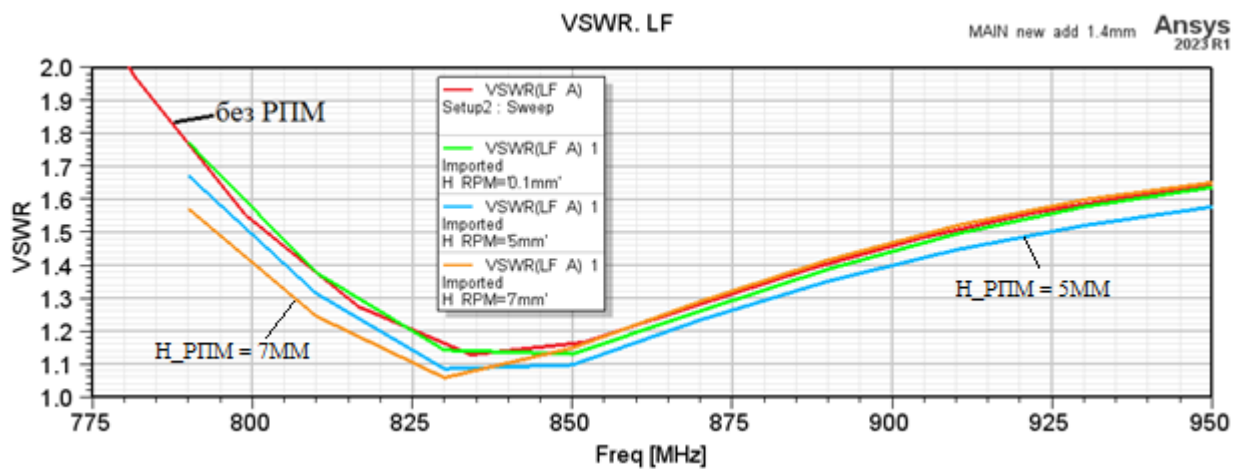


Рисунок 4.22. Частотная зависимость КСВН при различной толщине плоского PIM

В диапазоне 1,710 - 2,7 ГГц использование PIM приводит к снижению КСВН в диапазоне 1,835 – 2,7 ГГц, причем с увеличением толщины PIM характеристики улучшаются, однако на частотах 1,710 – 1,835 ГГц наблюдается обратная картина, когда КСВН увеличивается, но наибольшие значения не превышают 1,55 (рис.4.23). При проведении расчетов полагалось, что питание подключено к антенне 2, а антенна 1 находилась в пассивном режиме.

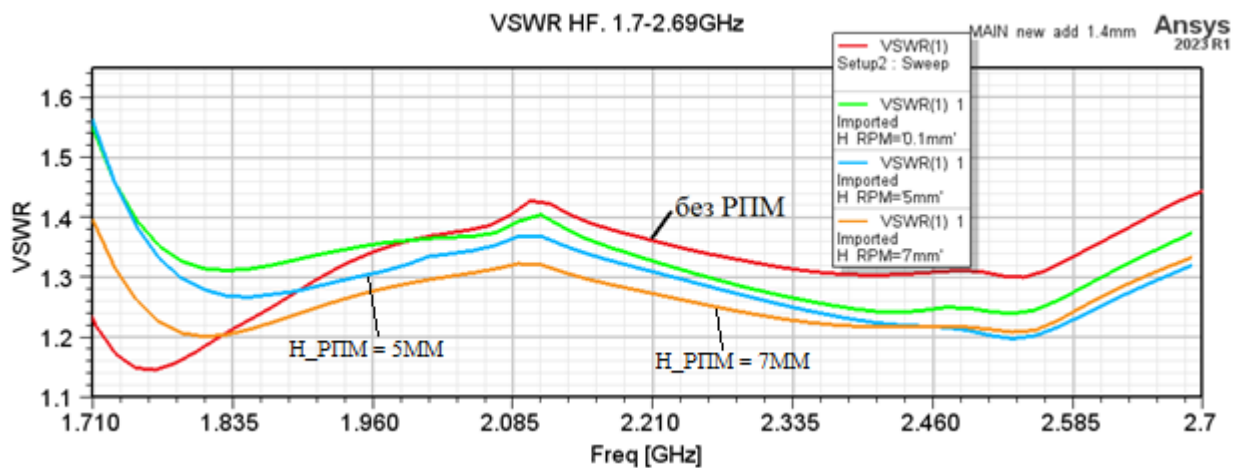


Рисунок 4.23. Частотная зависимость КСВН

В диапазоне 5G 3,4-3.8 ГГц наблюдается снижение КСВН во всем диапазоне, однако это снижение незначительно и не превышает 6%. Наибольшее значение КСВН фиксируется для случая отсутствия PIM, равное

1,57, а наименьшее КСВН равно 1.37 толщине плоского покрытия 7 мм (рис.4.24).

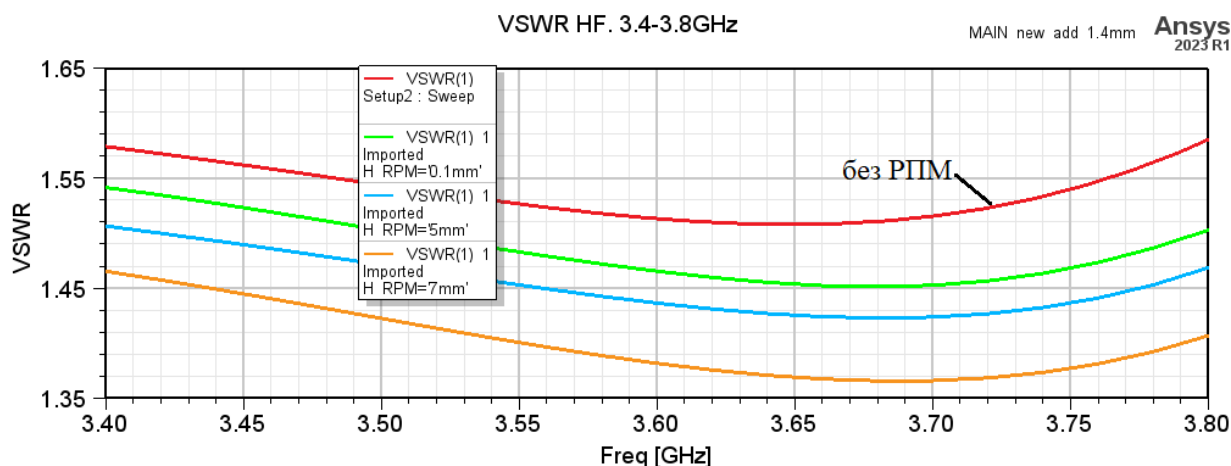


Рисунок 4.24. Частотная зависимость КСВН

В диапазоне частот 790 – 950 МГц коэффициент усиления меняется от 7,6 дБ до 8,25 дБ при толщине РПМ 5 мм и 7,12 дБ -7,5 дБ при толщине РПМ 7 мм (рис.4.25). Расчеты выполнялись для случая, когда антенна 1 работает в активном режиме, а антенна 2 – в пассивном.

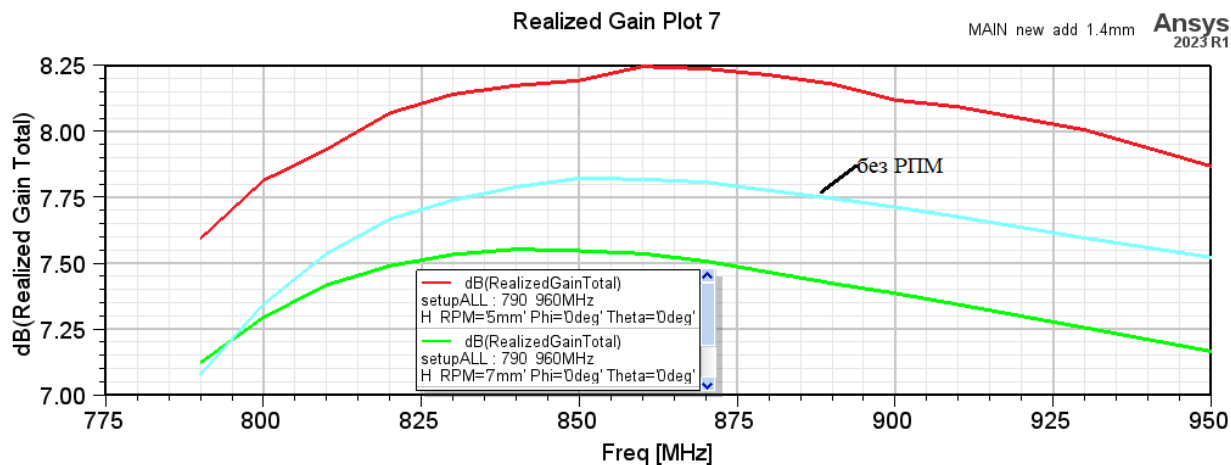


Рисунок 4.25. Частотная зависимость коэффициента усиления от частоты

В диапазоне частот 1,710 – 2,7 ГГц коэффициент усиления меняется также в небольших пределах. Так для толщины плоского РПМ 7 мм КУ меняется от 6,7 дБ до 7,5 дБ, а при толщине РПМ 5 мм от 7,1 до 8,5 дБ (рис.4.26). При проведении расчетов антенна 2 находилась в активном режиме, а антенна 1 – в пассивном.

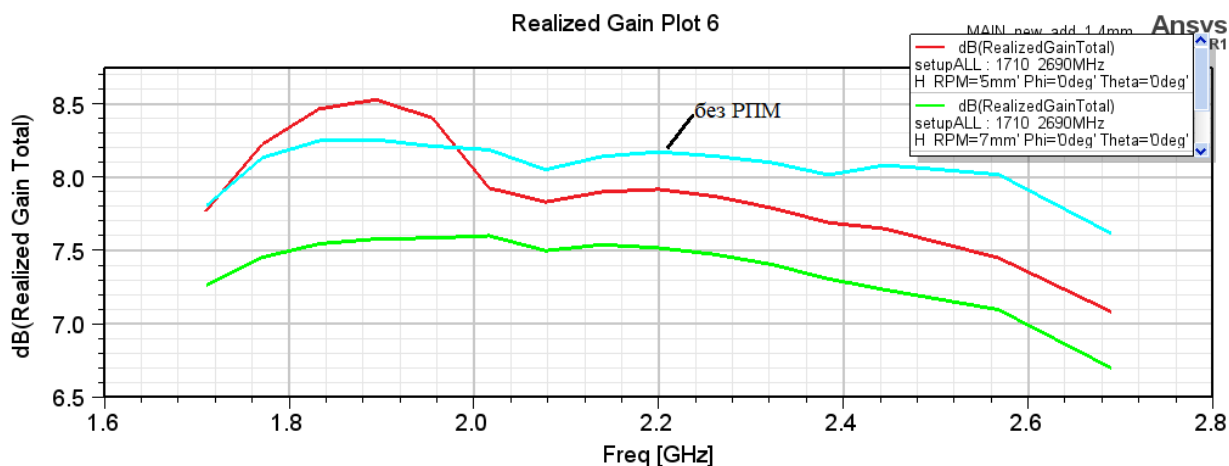


Рисунок 4.26. Частотная зависимость коэффициента для антенной системы с плоским слоем РПМ и без него

В диапазоне 3,4 – 3,8 ГГц расчет проводился при работе антенны 2 в активном режиме, а антенны 1 - в пассивном. Коэффициент усиления практически линейно уменьшается с ростом частоты независимо от наличия РПМ. При высоте РПМ 7 мм КУ уменьшается от 4,7 до 2,5 дБ, при 5 мм – от 4,7 до 1,4 дБ, а в случае отсутствия РПМ КУ уменьшается от 5,6 до 2,5 дБ в полосе частот от 3,4 ГГц до 3,8 ГГц (рис.4.27).

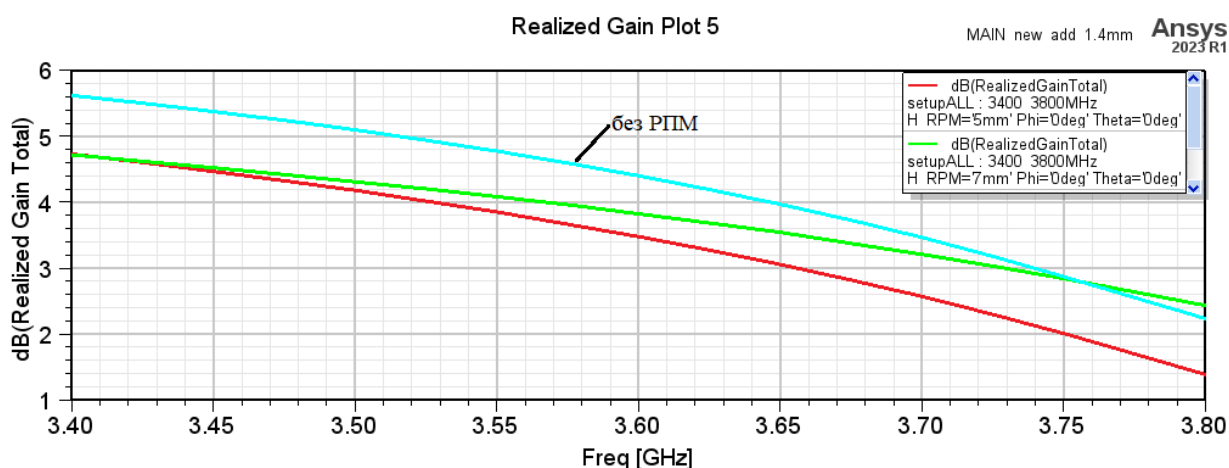


Рисунок 4.27. Частотная зависимость коэффициента усиления для антенной системы с плоским слоем РПМ (толщиной 5 мм, 7 мм) и без него

Использование РПМ снижает КПД антенны по сравнению со случаем отсутствия РПМ, но это снижение незначительно и наихудшие результаты дают КПД не ниже 88% (рис.4.28). Расчеты выполнялись для антенны 1, находящейся в активном режиме (антенна 2 – в пассивном режиме).

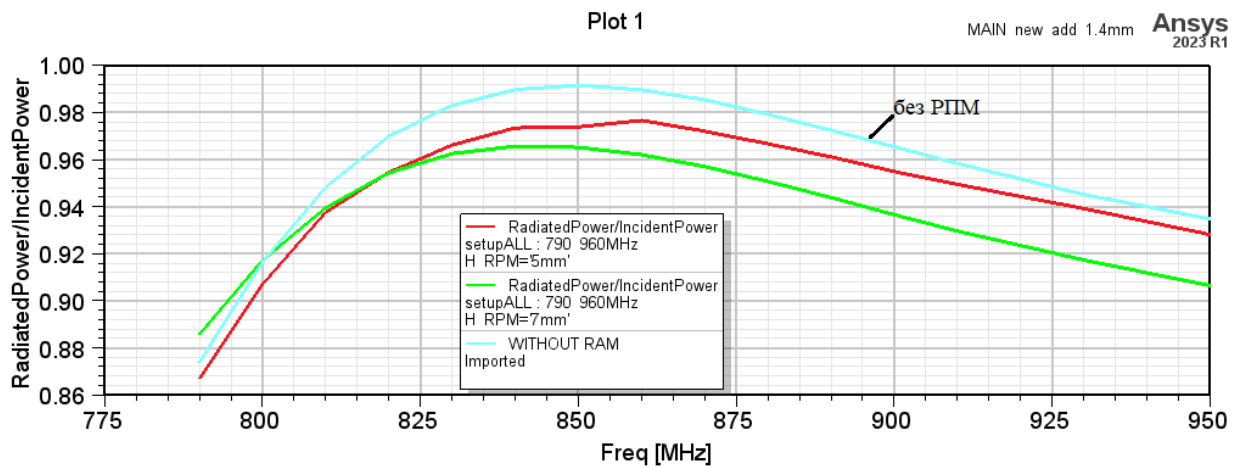


Рисунок 4.28. Частотная зависимость КПД для антенной системы с плоским слоем РПМ (толщиной 5 мм, 7 мм) и без него

КПД антенны 2 (антенна 2 в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме) для диапазонов 1,710 – 2,7 ГГц и 3,4 – 3,8 ГГц для РПМ толщиной 5 мм соответственно составляет 88 – 92 % и 80 – 85 % (рис.4.29, 4.30). Для РПМ толщиной 7 мм наблюдается дополнительно небольшое снижение КПД (не более 5%) по сравнению с РПМ толщиной 5 мм.

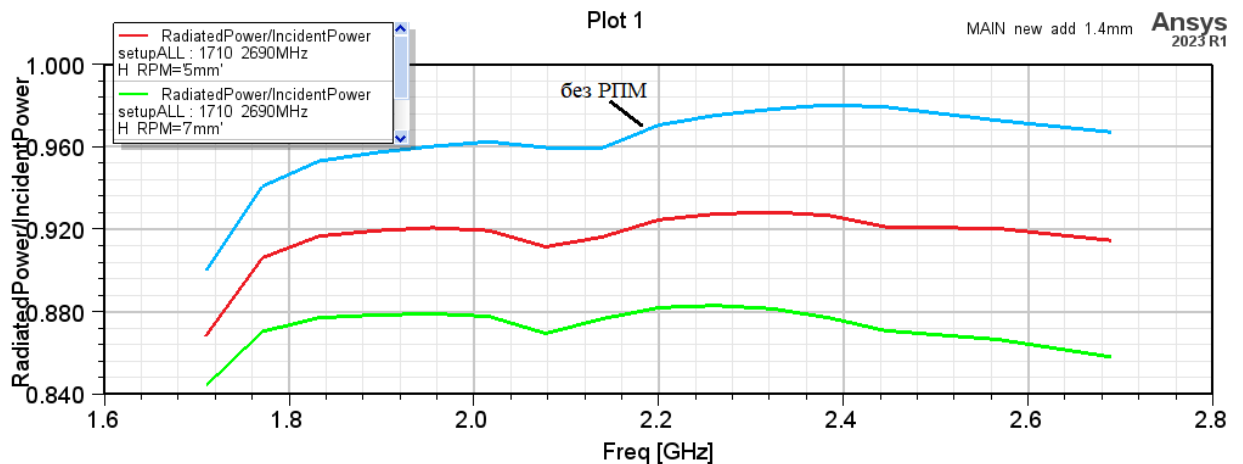


Рисунок 4.29. Частотная зависимость КПД для антенной системы с плоским слоем РПМ (толщиной 5 мм, 7 мм) и без него

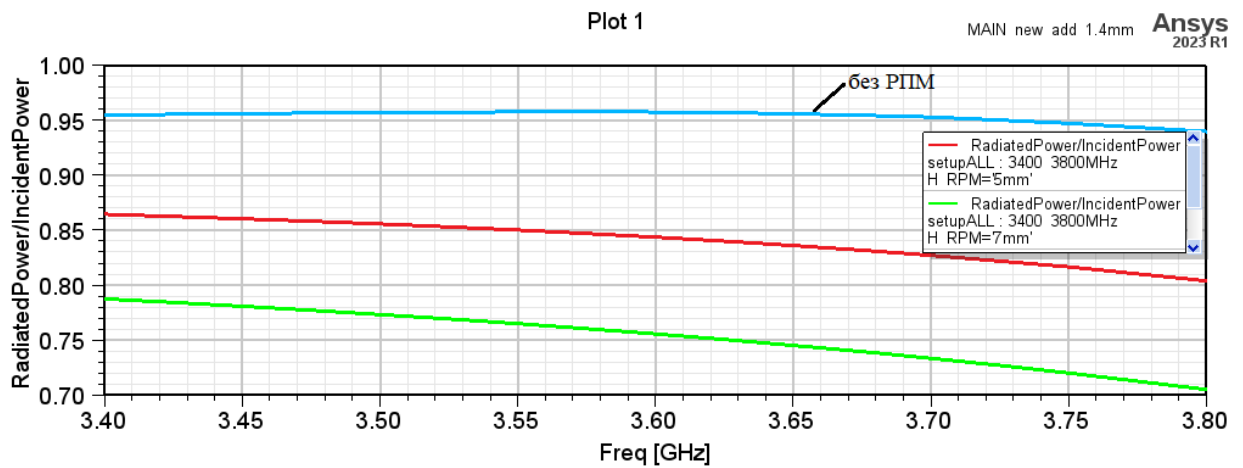


Рисунок 4.30. Частотная зависимость КПД антенной системы с плоским слоем РПМ (толщиной 5 мм, 7 мм) и без него

На рисунках 4.31 - 4.33 показаны диаграммы коэффициента усиления антенной системы с плоским слоем РПМ толщиной 5 мм и 7 мм и без РПМ для диапазонов 790 – 950 МГц (рис.4.31), 1,710 – 2,7 ГГц (рис.4.32) и 3,4 – 3,8 ГГц (рис.4.33) соответственно.

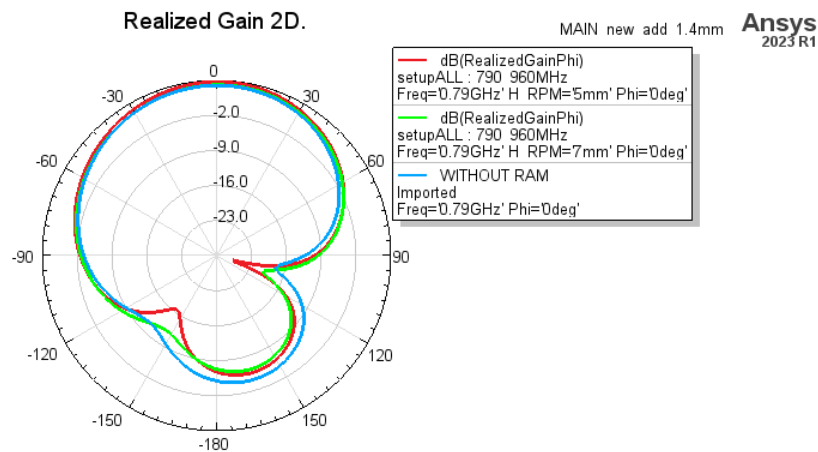


Рисунок 4.31. Диаграммы коэффициента усиления на частоте 790 МГц антенны 1

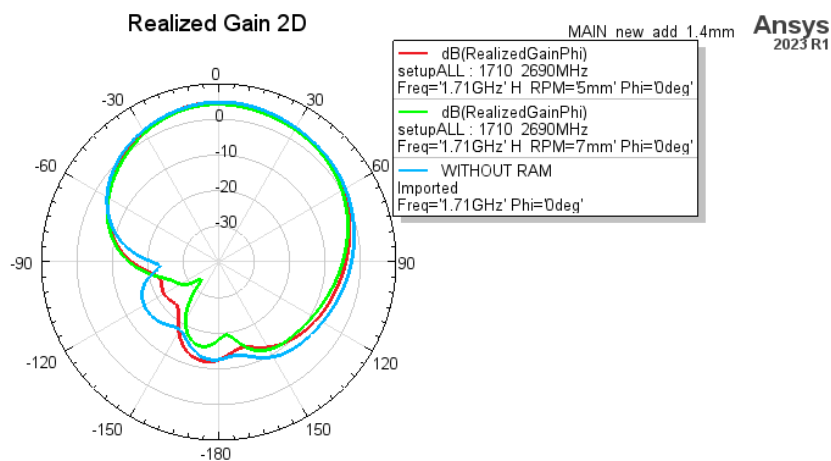


Рисунок 4.32. Диаграммы коэффициента усиления на частоте 1,71 ГГц антенны 2

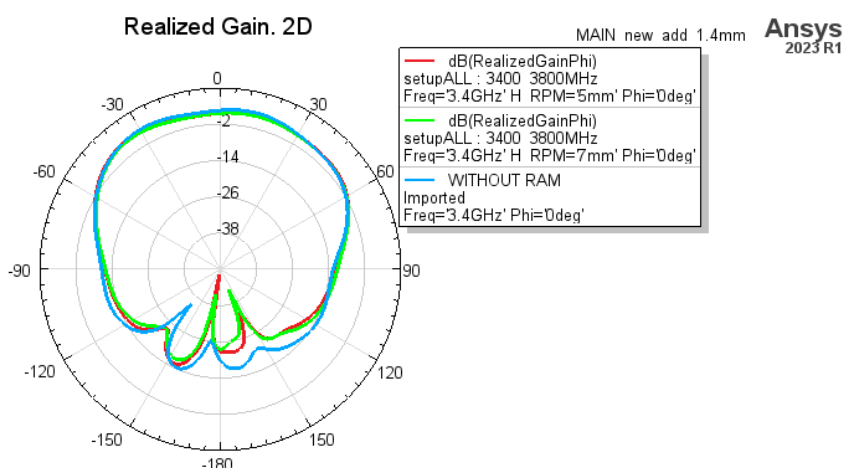


Рисунок 4.33. Диаграммы коэффициента усиления на частоте 3,4 ГГц антенны 2

Как видно из приведенных результатов, использование РПМ не приводит к существенному изменению диаграмм направленности антенны по сравнению с исходной антенной (без РПМ).

Из полученных результатов показаны на рисунках 4.15 - 4.21 отметим, что высота РПМ, равная 5 мм, является наиболее оптимальным значением из исследуемых, при котором обеспечивается уменьшение значений КСВН для всех трех диапазонов 790 – 950 МГц, 1,710 – 2,7 ГГц и 3,4 – 3,8 ГГц.

### 4.3 Исследование характеристик системы из двух антенн ММО 2×2 с радиопоглощающими экранами виде полых цилиндров

4.3.1 В данной конструкции материал РПМ размещается вокруг непосредственно крепления антенны 1 и 2, как показано на рис. 4.34 и представляет собой полые цилиндрические структуры разной высоты от 1 мм – 30 мм с шагом 1 мм. На рис. 4.35 – 4.41 приведены результаты расчета для Модели 2 при условии, что антенна 1 работает в режиме передачи, а антенна 2 находится в пассивном режиме (рис.4.35, 4.38, 4.40), а для случая работы антенны 2 в активном режиме и антенна 1 – в пассивном приведены на рис. рис.4.36, 4.37, 4.39, 4.41.

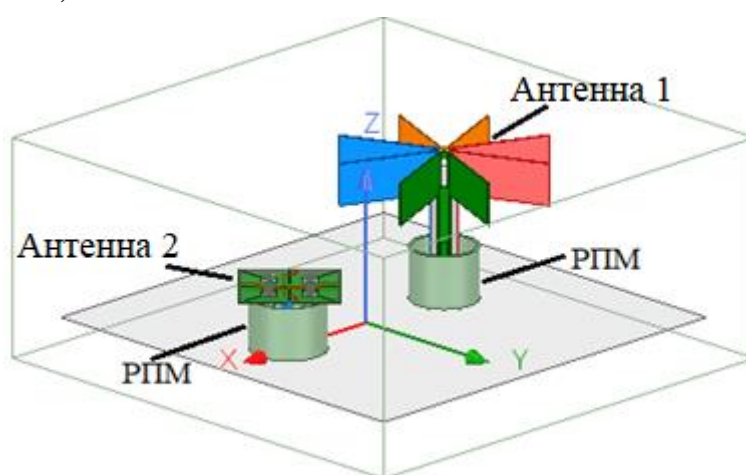


Рисунок 4.34. Трехдиапазонная две ММО-антенны 2×2 с РПМ Окружает антенны

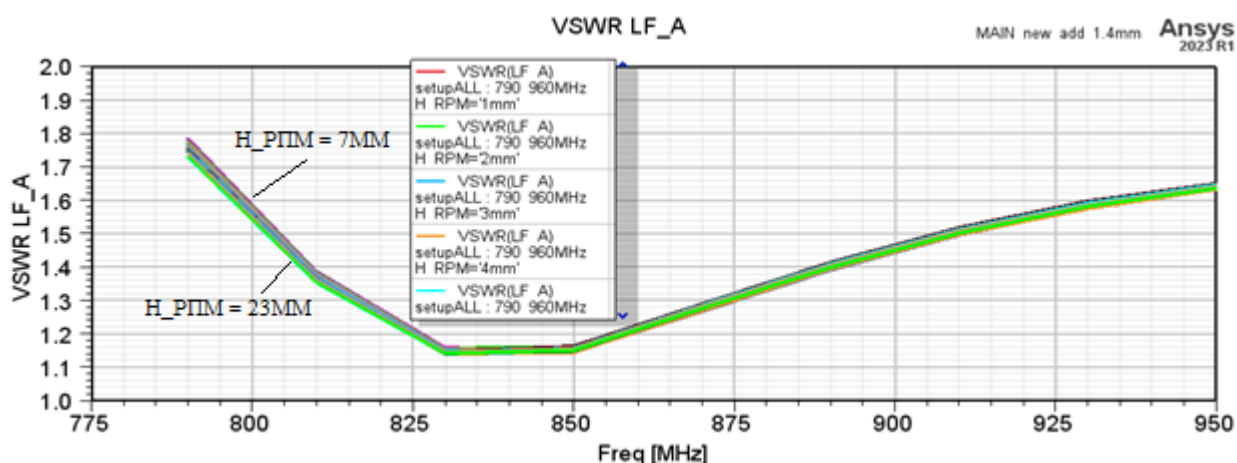


Рисунок 4.35. Частотная зависимость КСВН (антенна 1 – в режиме передачи, антенна 2 – в пассивном режиме) при различной высоте РПМ цилиндрической формы

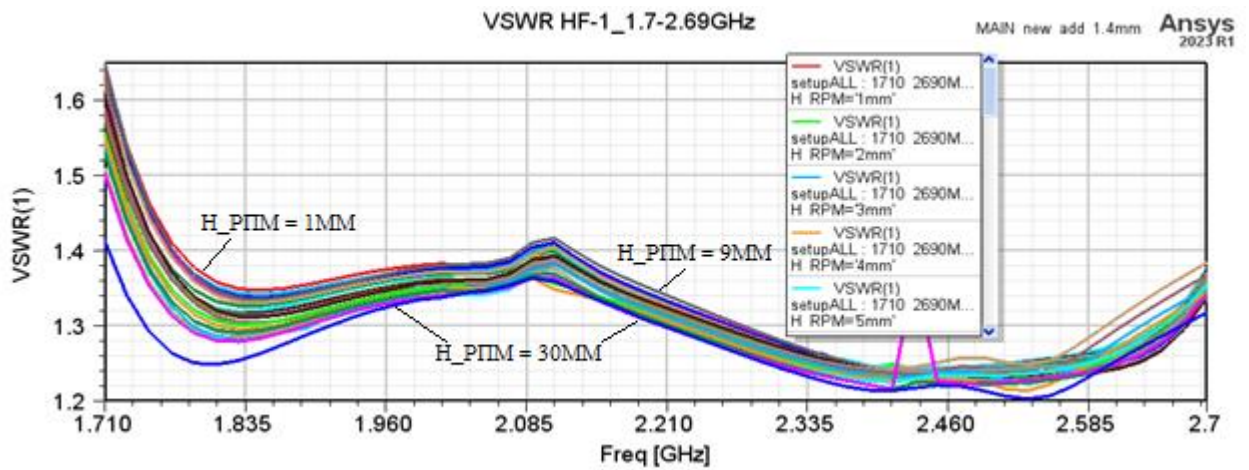


Рисунок 4.36. Частотная зависимость КСВН (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме) при различной высоте РПМ цилиндрической формы

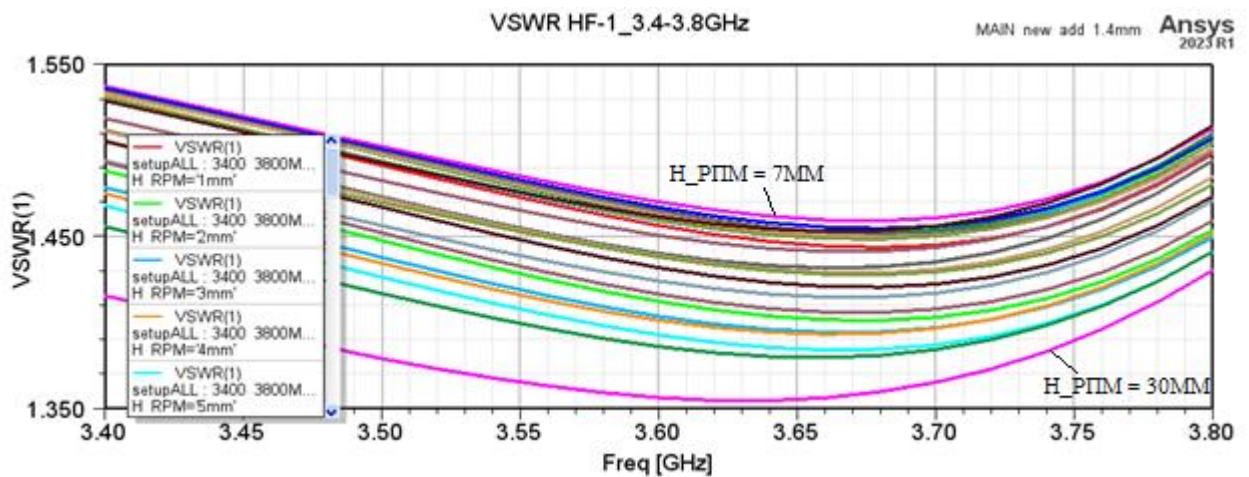


Рисунок 4.37. Частотная зависимость КСВН (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме) при различной высоте РПМ цилиндрической формы

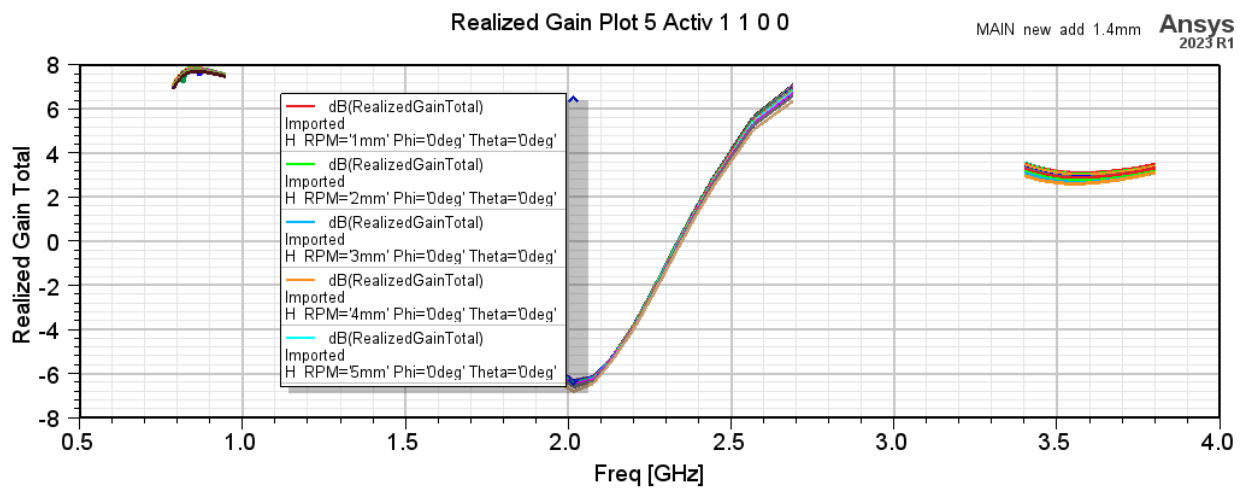


Рисунок 4.38. Частотная зависимость коэффициента усиления антенной системы при различной высоте РПМ цилиндрической формы

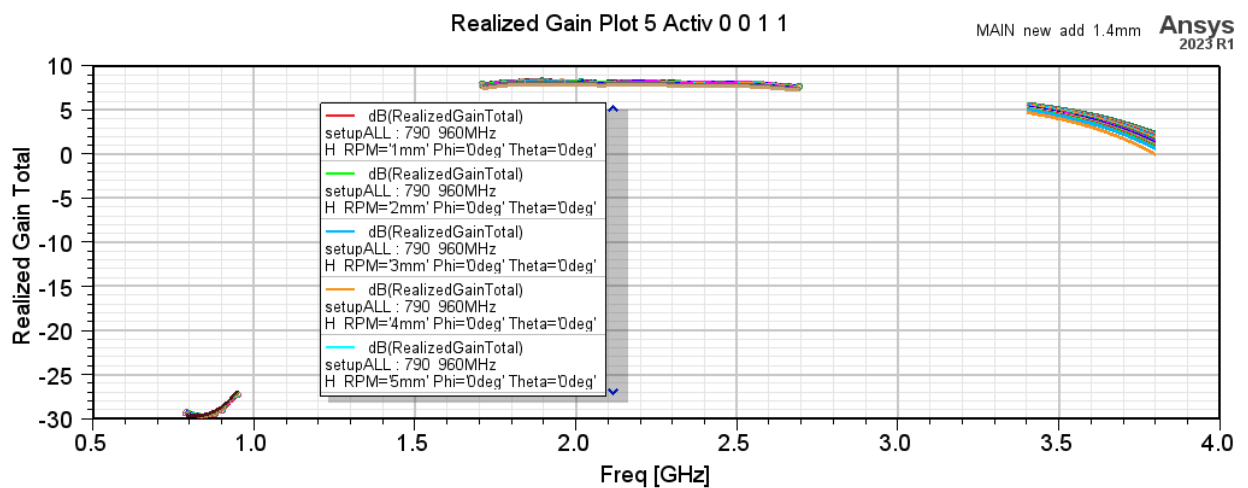


Рисунок 4.39. Частотная зависимость коэффициента усиления антенной системы при различной высоте РПМ цилиндрической формы

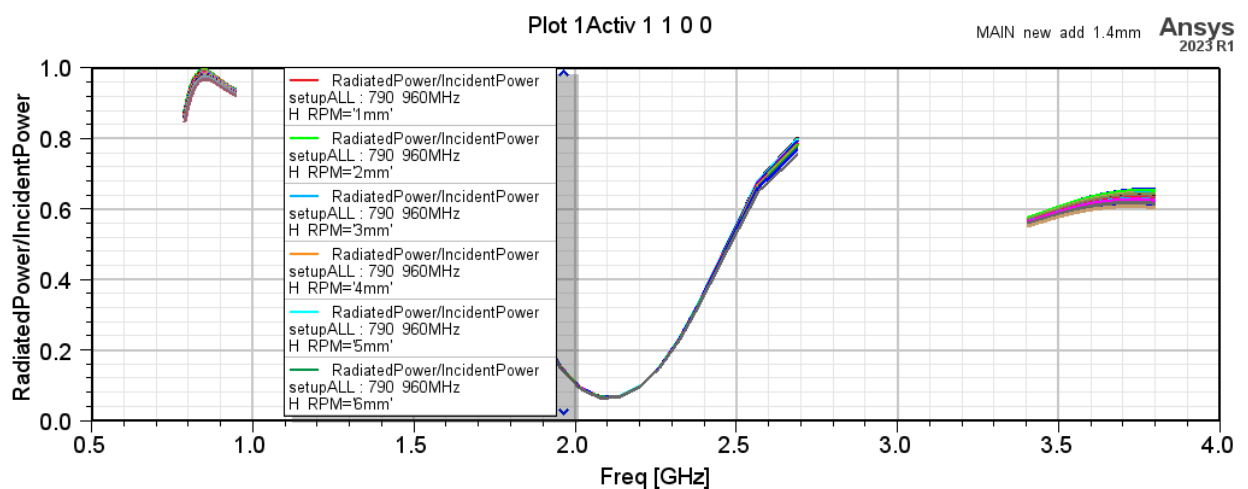


Рисунок 4.40. Частотная зависимость КПД антенной системы при различной высоте РПМ цилиндрической формы

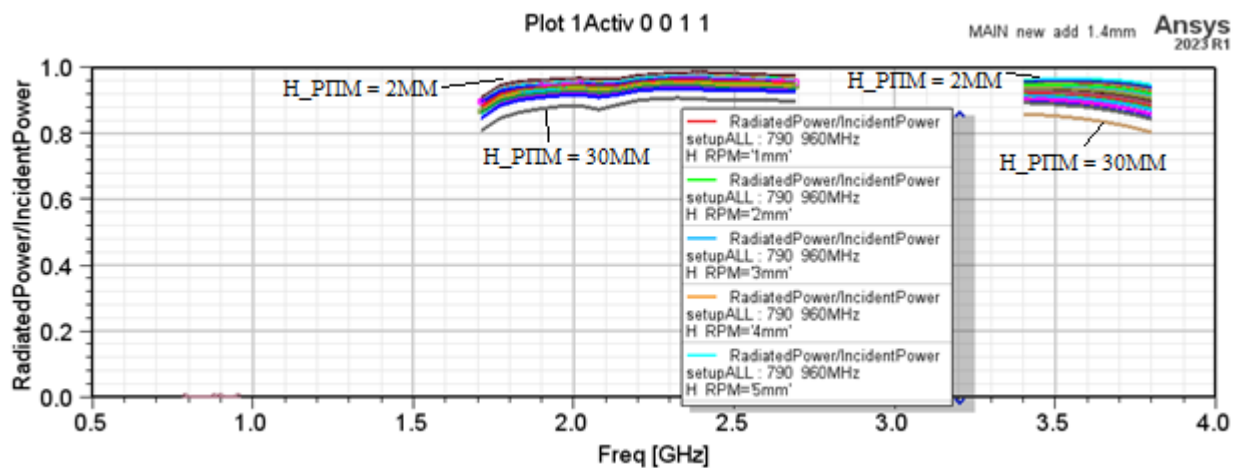


Рисунок 4.41. Частотная зависимость КПД антенной системы при различной высоте РПМ цилиндрической формы

Как видно из рис.4.42 РПМ цилиндрической формы вокруг основания антенны 1 практически не влияет на КСВН в диапазоне частот 790–950 МГц.

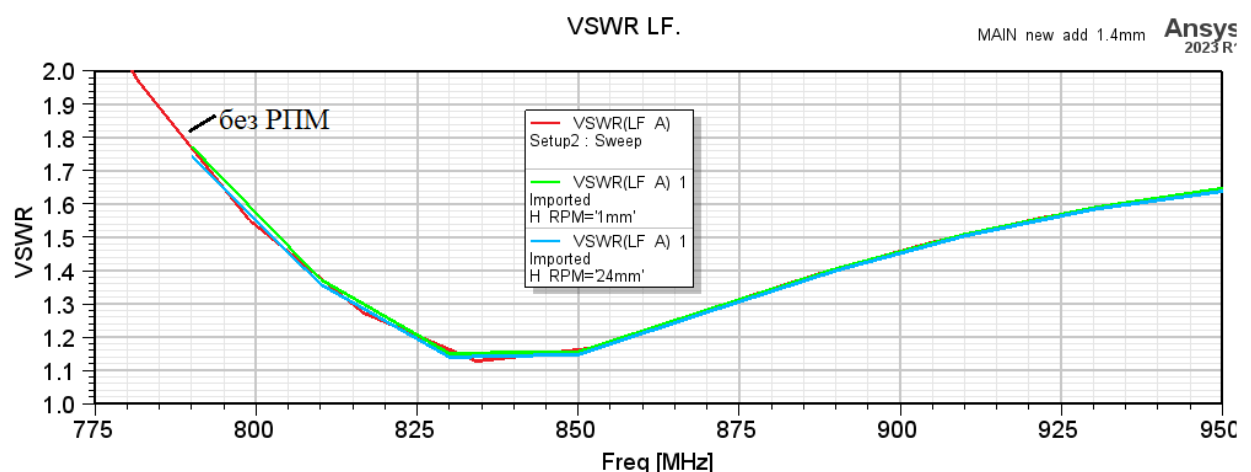


Рисунок 4.42. Частотная зависимость КСВН антенны 1 (антенна 1 – в режиме передачи, антенна 2 – в пассивном режиме)

В диапазоне частот 1,71 - 2,7 ГГц уже влияние РПМ оказывается более заметным, с 1,71 ГГц до 2,0 ГГц, наблюдается увеличение КСВН при использовании РПМ, наибольшее значение фиксируется на частоте 1,71 ГГц КСВН=1,634, в то время как без РПМ КСВН $\leq$ 1,4. Начиная с 2,0 ГГц до 2,7 ГГц наблюдается обратная картина, использование РПМ приводит к снижению КСВН: максимальное значение КСВН при применении РПМ меньше 1,35, а без РПМ 1,44 (рис.4.43). Следует отметить, что для всех вариантов применения РПМ и без него КСВН $\leq$ 2.

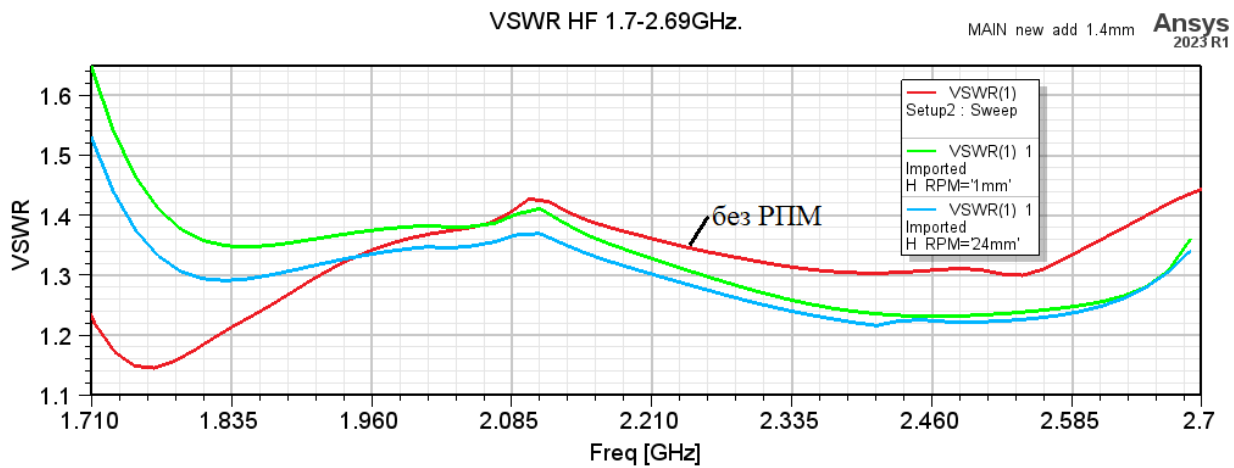


Рисунок 4.43. Частотная зависимость КСВН антенны 2 (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

В диапазоне частот 3,4 - 3,8 ГГц использование РПМ приводит к небольшому снижению КСВН с 1,57 для случая отсутствия РПМ до 1,45 при высоте цилиндрической РПМ 24 мм (рис.4.44).

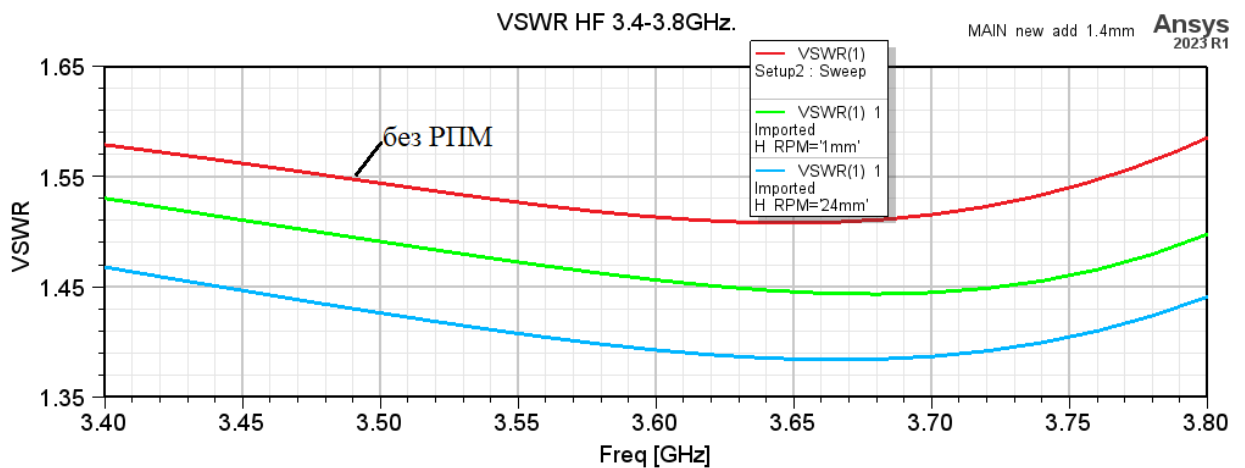


Рисунок 4.44. Частотная зависимость КСВН антенны 2 (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

Коэффициент усиления для антенны 1 в диапазоне частот 790 – 950 МГц с применением РПМ и без него меняется незначительно не более чем на 0,1 дБ (рис.4.45). Диапазон изменения коэффициента усиления составляет 7,0 – 7,7 дБ.

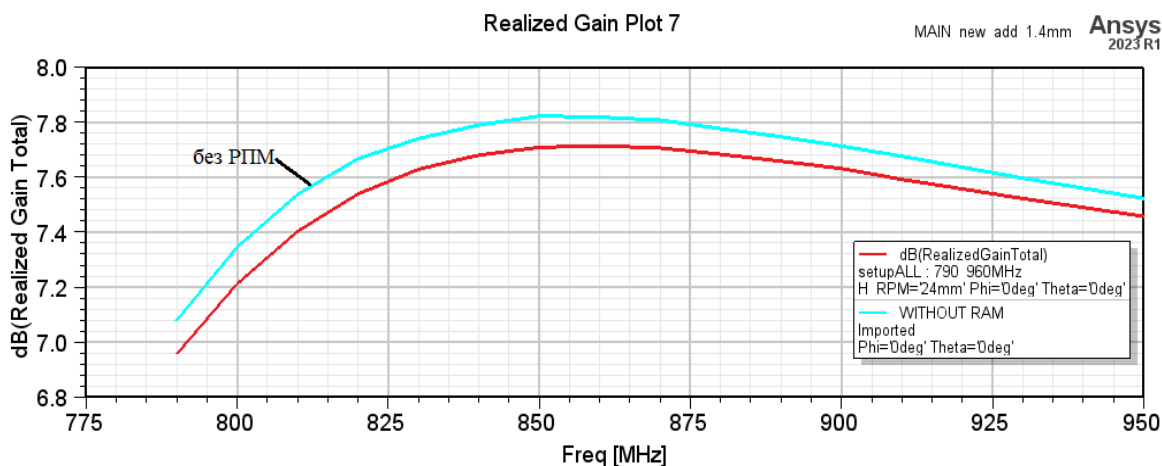


Рисунок 4.45. Частотная зависимость коэффициента усиления антенны 1 (антенна 1 – в режиме передачи, антенна 2 – в пассивном режиме)

Аналогичные результаты получены для диапазона 1,710 – 2,7 ГГц, Наибольшие различия в коэффициенте усиления с РПМ и без него не превышают 0,2 дБ (рис.4.46). Абсолютные значения коэффициента усиления при использовании РПМ составляют 7,4 – 8,0 дБ.

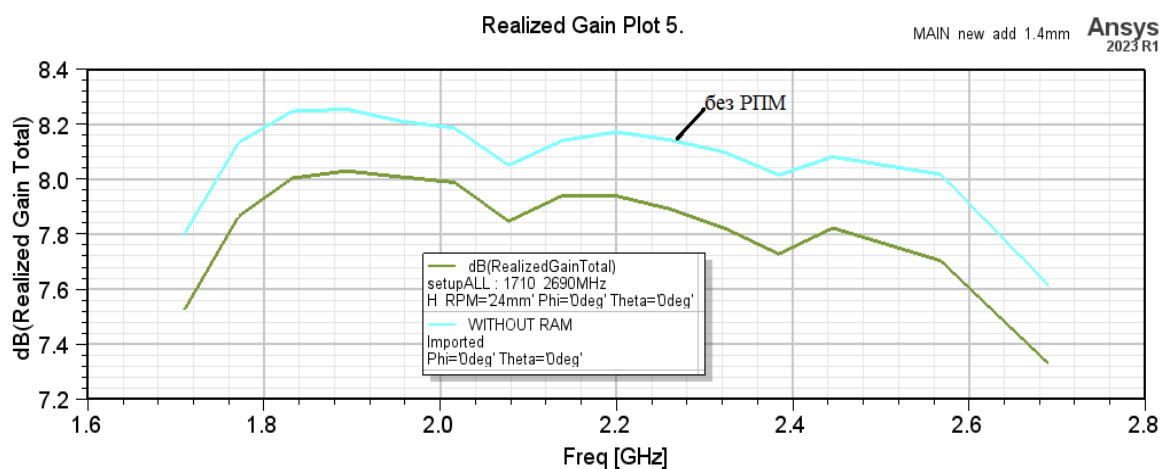


Рисунок 4.46. Частотная зависимость коэффициента усиления антенны 2 (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

Для диапазона частот 3,4 – 3,8 ГГц коэффициент усиления с ростом частоты уменьшается с 5 дБ до 1 дБ при использовании РПМ, без РПМ значение коэффициента усиления меняется для этого же частотного диапазона с 5,6 дБ до 2,2 дБ (рис.4.47).

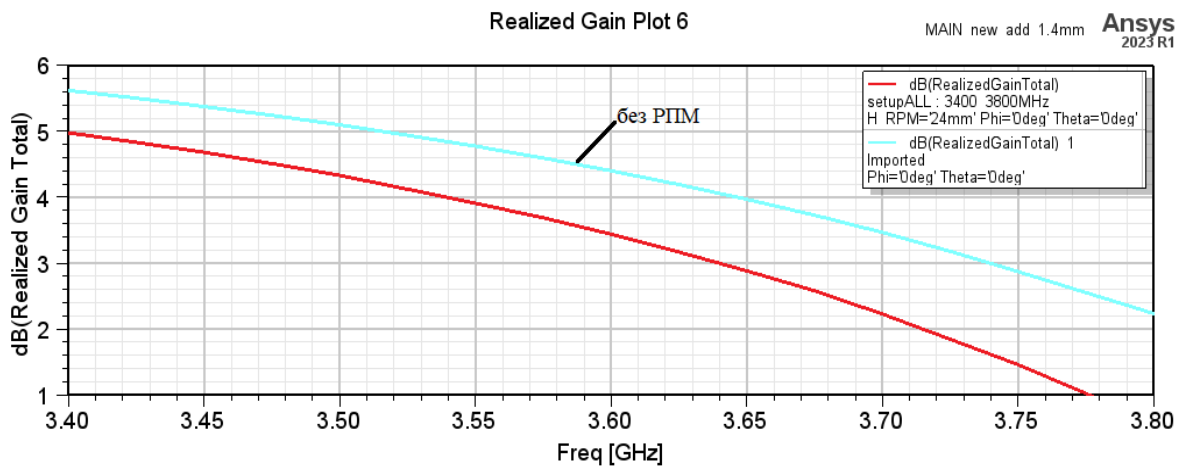


Рисунок 4.47. Частотная зависимость коэффициента усиления антенны 2 (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

Как и следовало ожидать использование РПМ приводит к снижению КПД по сравнению со случаем отсутствия РПМ: для 790 – 950 МГц уменьшение составило 1,5 % (рис.4.48). КПД для антенной системы с РПМ составляет 87,5 – 97,5% (антенна 1). Для диапазона частот 1,71– 2,7 ГГц такое уменьшение уже составило 4% (рис.4.49). КПД для антенной системы с РПМ составляет 84 – 93% (антенна 2). Для диапазона частот 3,4 – 3,8 ГГц такое уменьшение уже составило 10% (рис.4.50). КПД для антенной системы с РПМ составляет 84 – 90% (антенна 2).

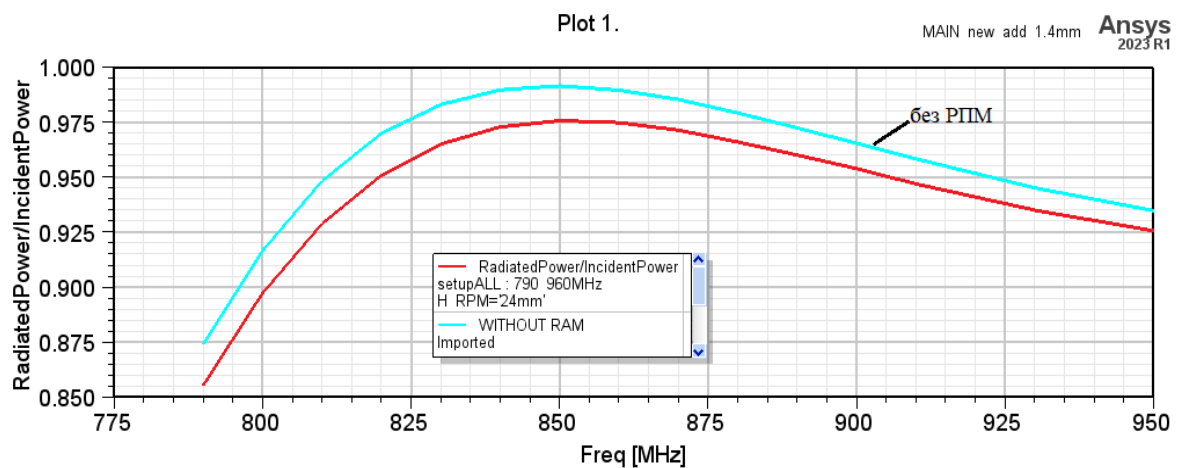


Рисунок 4.48. Частотная зависимость КПД антенны 1 (антенна 1 – в режиме передачи, антенна 2 – в пассивном режиме)

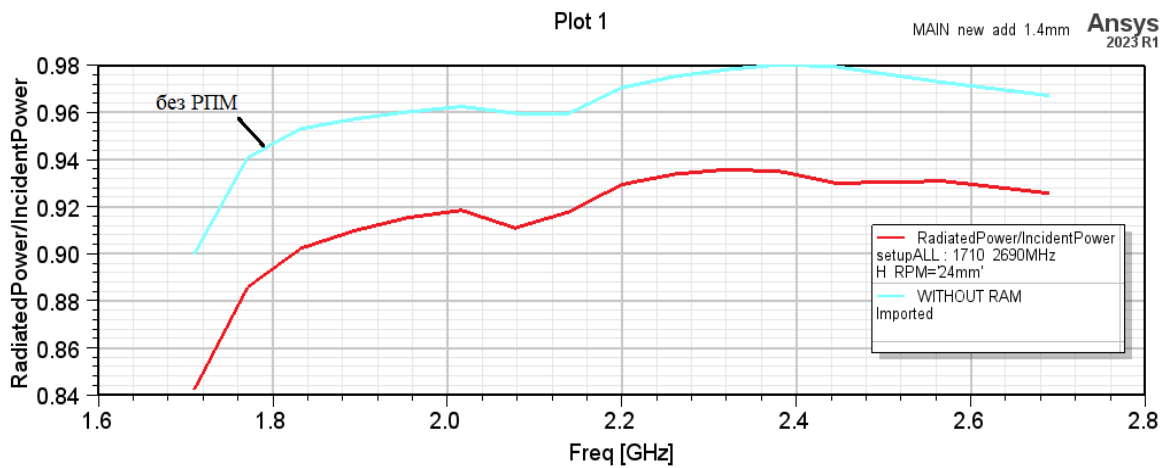


Рисунок 4.49. Частотная зависимость КПД антенны 2 (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

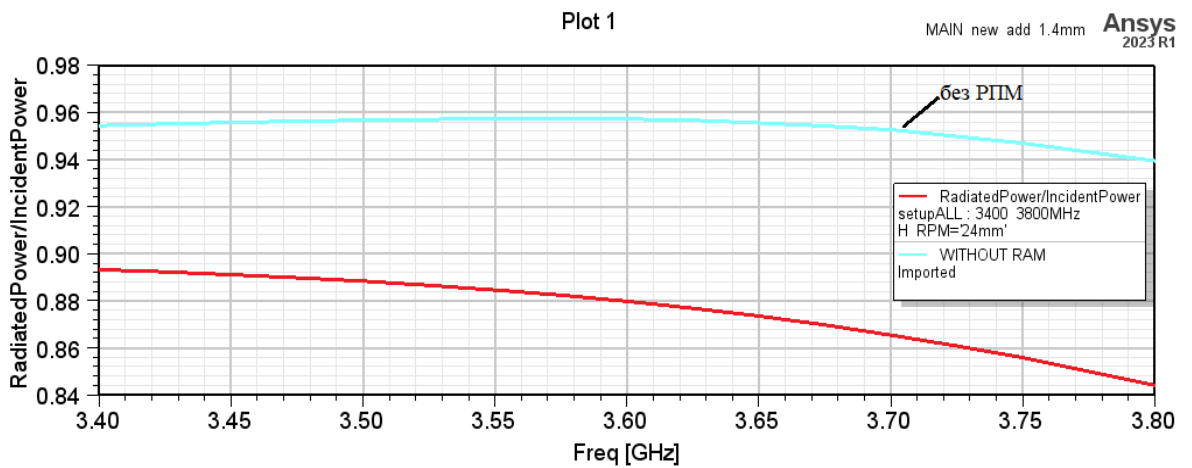


Рисунок 4.50. Частотная зависимость КПД антенны 2 (антенна 2 – в режиме передачи, антенна 1 – в пассивном режиме)

На рисунках 4.51 - 4.53 приведены диаграммы коэффициентов усиления, рассчитанные на частотах 790 МГц, 1,710 ГГц, 3,4 ГГц соответственно для случая размещения РПМ в виде полых цилиндрических поверхностей высотой 24 мм.

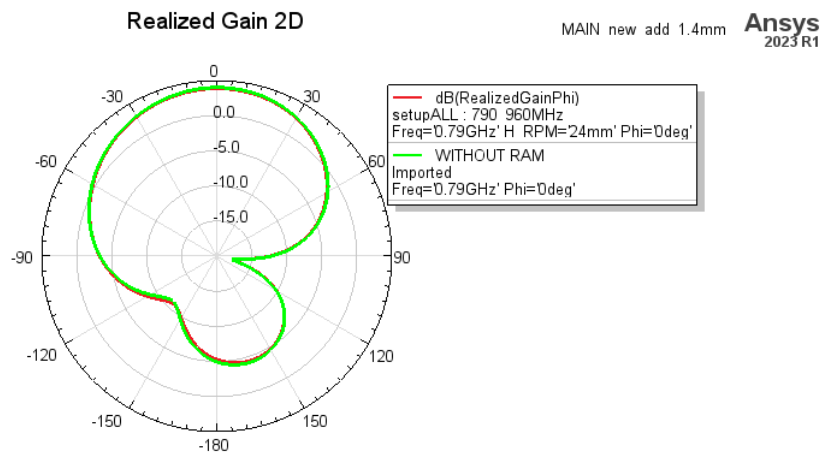


Рисунок 4.51. Диаграммы коэффициента усиления на частоте 790 МГц для исходной и модифицированной антенны с высотой цилиндрического РПМ 24

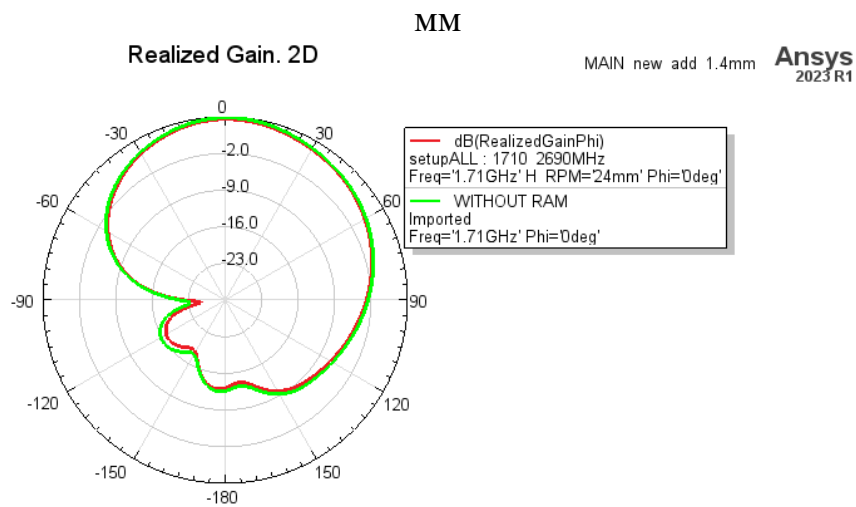


Рисунок 4.52. Диаграммы коэффициента усиления на частоте 1,71 ГГц для исходной и модифицированной антенны с высотой цилиндрического РПМ 24

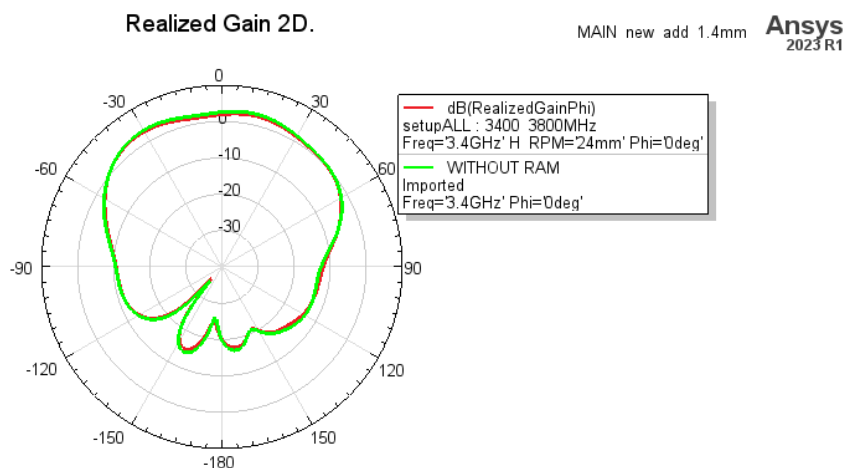


Рисунок 4.53. Диаграмма коэффициента усиления на частоте 3,4 ГГц для исходной и модифицированной антенны с высотой цилиндрического РПМ 24

ММ

Как видно из приведенных результатов, использование РПМ не приводит к существенному изменению диаграмм направленности антенны по сравнению с исходной антенной (без РПМ).

#### 4.4 Исследование характеристик системы из двух антенн ММО 2×2 с радиопоглощающими экранами в виде слоя РПМ на подложке и полых цилиндров

4.4.1 В данной конструкции на рис. 4.54 показано размещение РПМ плоской формы на антенной платформе с толщиной 7 мм и РПМ цилиндрической формы в области фидерных линий антенн. Толщина плоского покрытия фиксируется, а высота цилиндрического меняется с 7 мм до 30 мм с шагом 5 мм. Результаты приведены на рис. 4.55 – 4.61, где при работе антенны 1 в активном режиме, а антенна 2 выключена (нагружена на согласованную нагрузку), получаем зависимости КСВН, усиление и эффективность, как показано на рисунках (4.55, 4.58 и 4.60) соответственно, и когда антенна 2 работает в режиме передачи, а антенна 1 в пассивном режиме, получаем КСВН, коэффициент усиления и эффективность, как показано на рисунках (4.56, 4.57, 4.59 и 4.61).

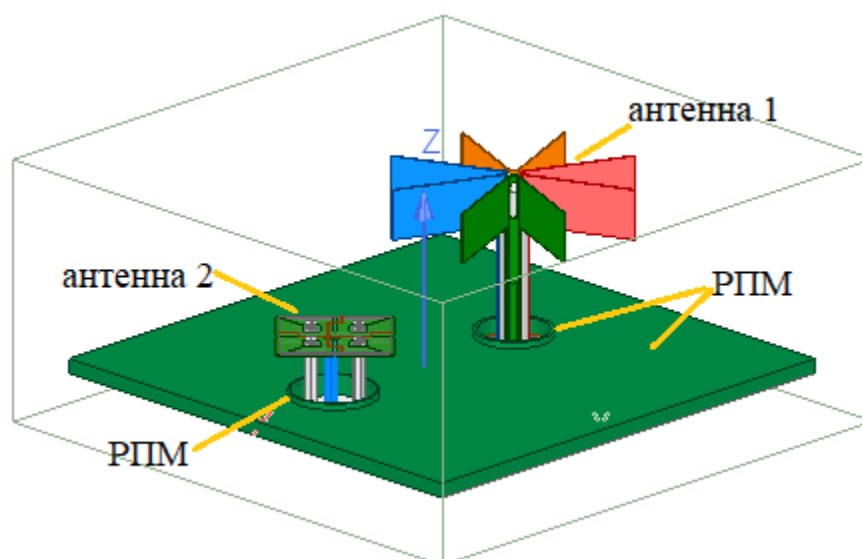


Рисунок 4.54. Трехдиапазонная двухэлементная антенная решетка ММО-2×2 с РПМ на платформе и основаниях антенн

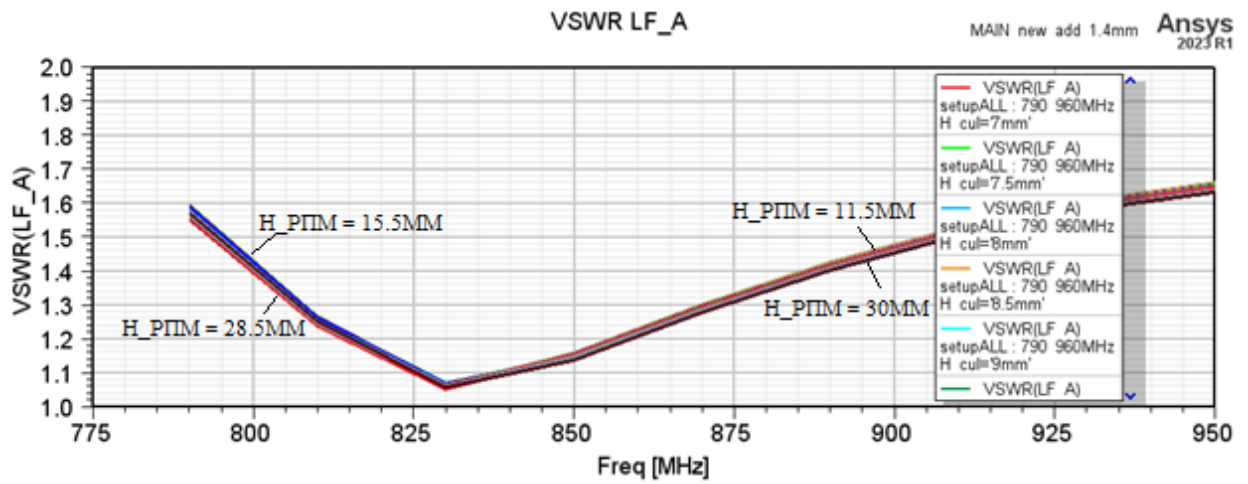


Рисунок 4.55. Частотная зависимость КСВН при высоте плоского РПМ 7 мм и различной высоте полых цилиндров из РПМ

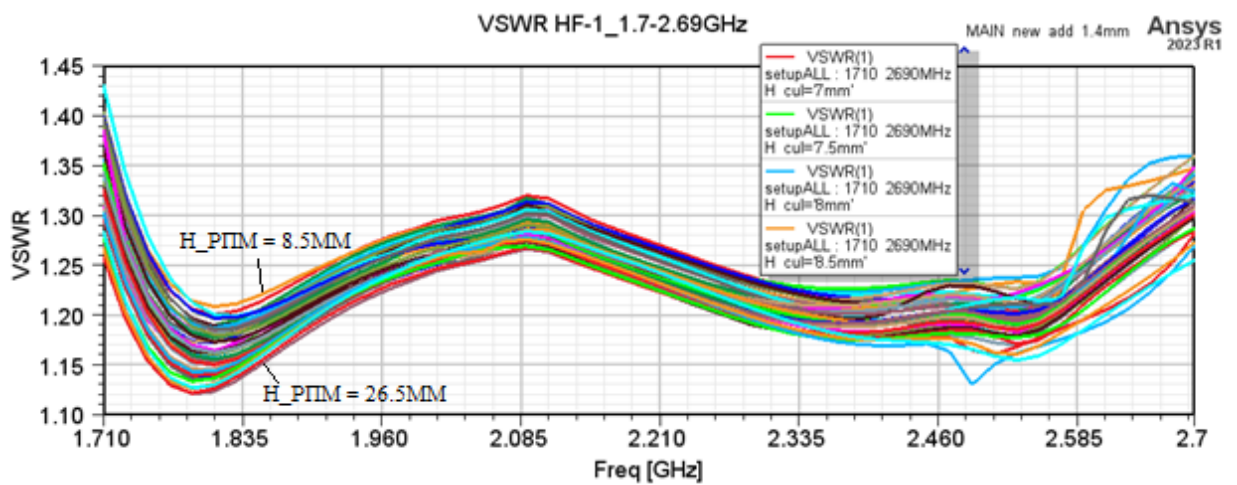


Рисунок 4.56. Частотная зависимость КСВН при высоте плоского РПМ 7 мм и различной высоте полых цилиндров из РПМ

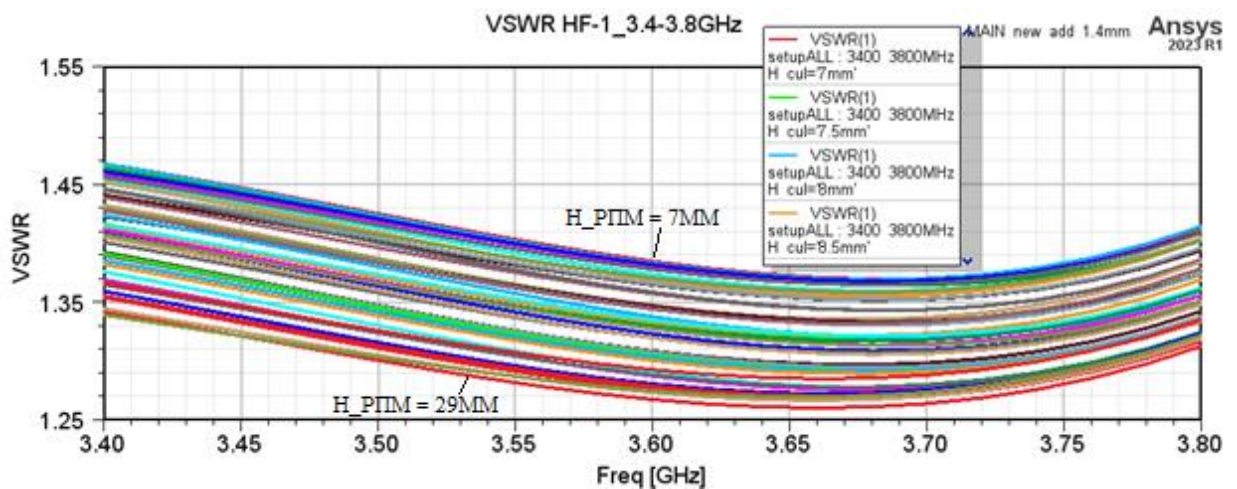


Рисунок 4.57. Частотная зависимость КСВН при высоте плоского РПМ 7 мм и различной высоте полых цилиндров из РПМ

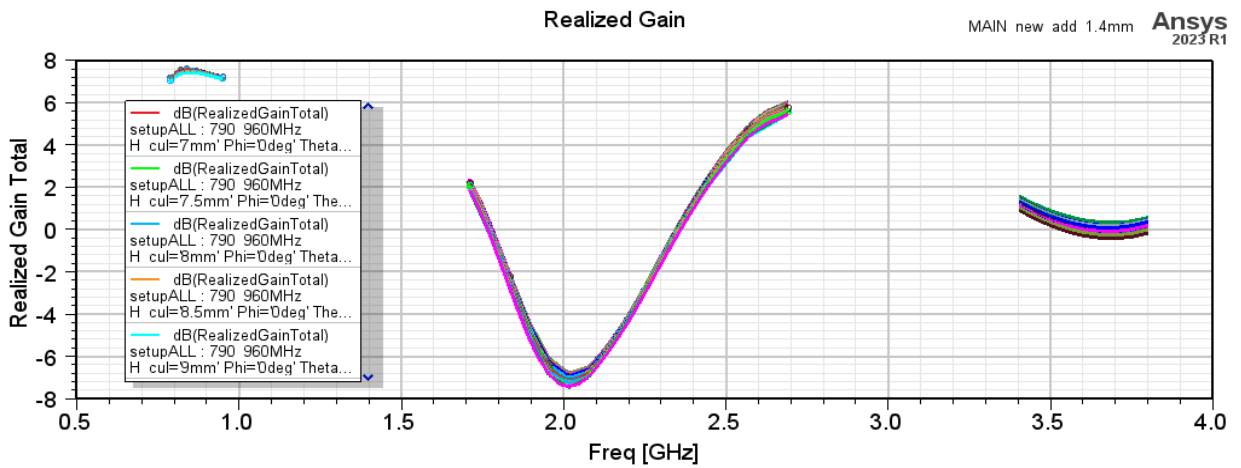


Рисунок 4.58. Реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты при высоте плоского РПМ 7 мм и различной высоте полых цилиндров из РПМ

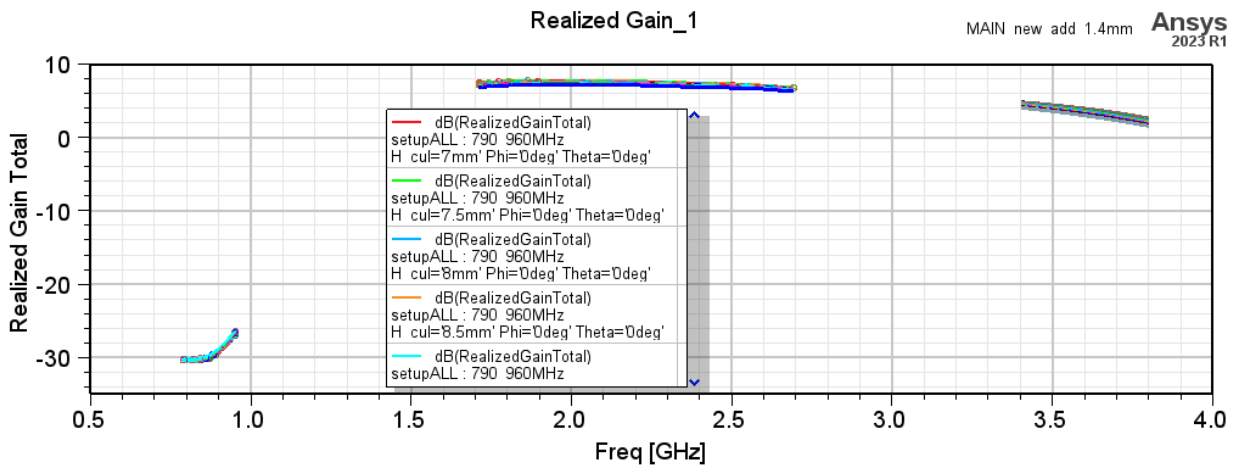


Рисунок 4.59. Реализованный коэффициент усиления в зависимости от частоты при высоте плоского РПМ 7 мм и различной высоте полых цилиндров из РПМ

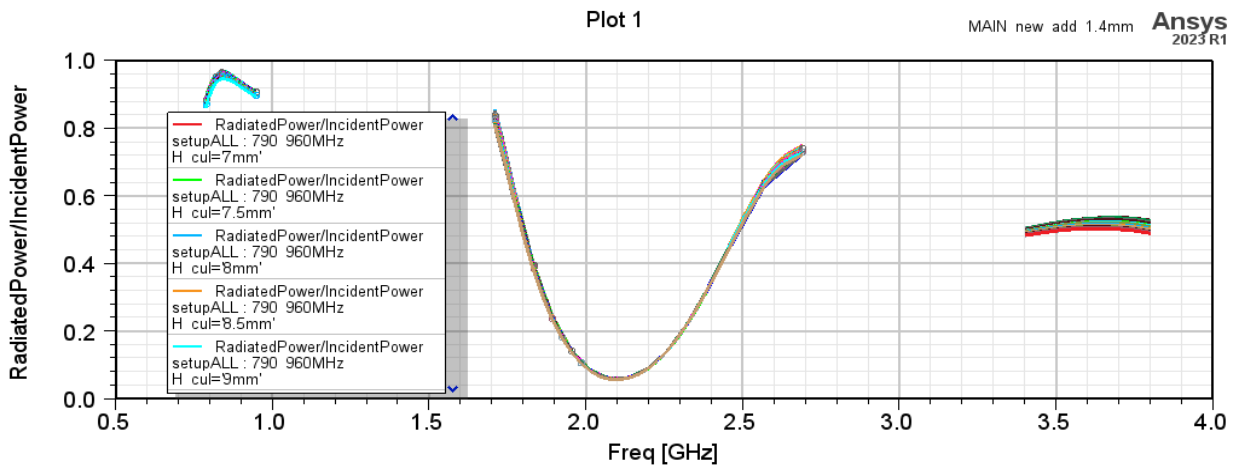


Рисунок 4.60. Излучаемая мощность/падающая мощность в зависимости от РПМ частоты при высоте плоского РПМ 7 мм и различной высоте полых цилиндров из РПМ

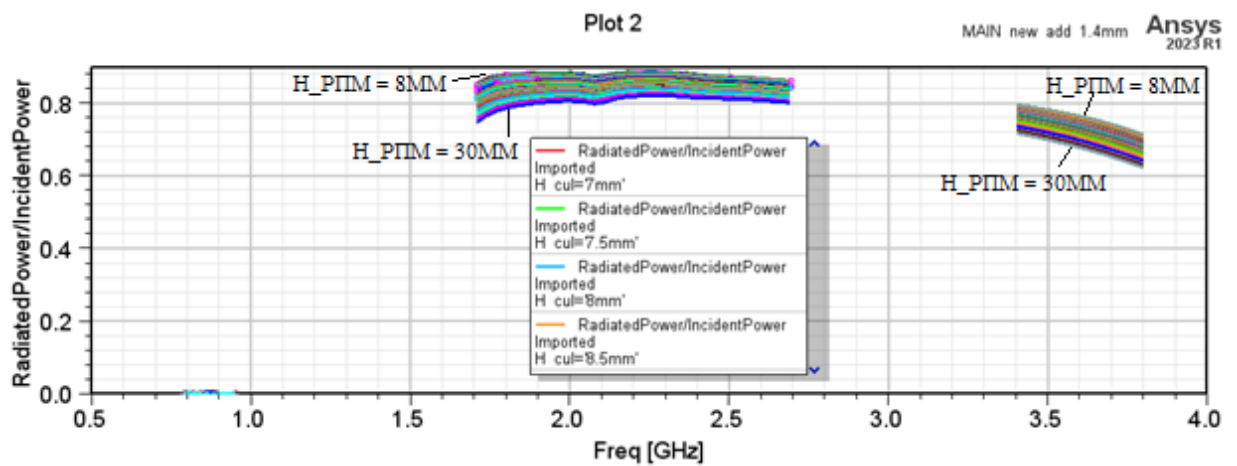


Рисунок 4.61. Излучаемая мощность/падающая мощность в зависимости от частоты

Наилучшее значение КСВН, равное 1,06, полученное в диапазоне 790–950 МГц при высоте цилиндрического РПИМ 22,5 мм на частоте 830 МГц (рис. 4.62).

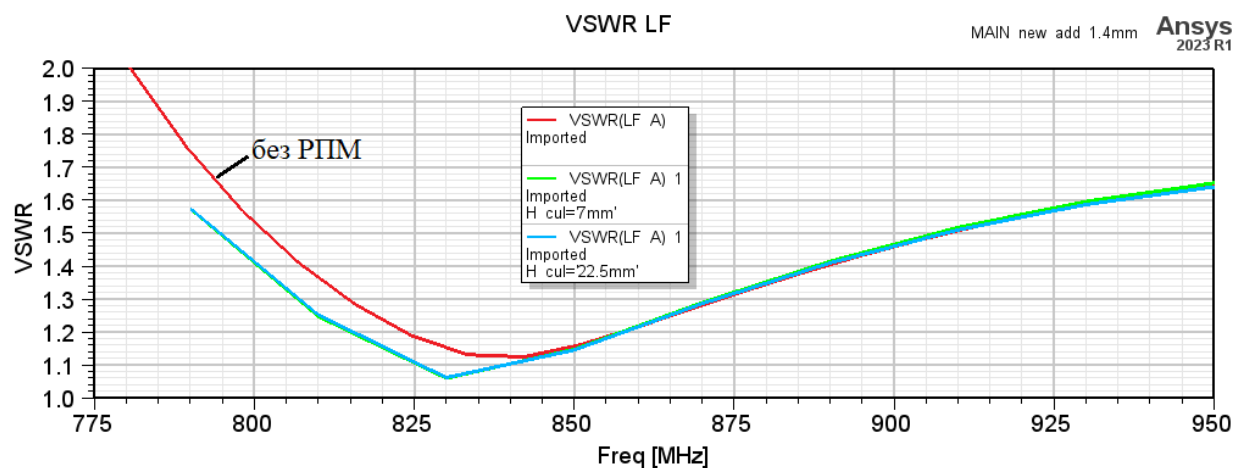


Рисунок 4.62. Частотная зависимость КСВН

В диапазоне 1,710-2,7 ГГц фиксируется лучшее значение КСВН, равное 1,16 при высоте цилиндрического РПИМ 22,5 мм на частоте 1,81 ГГц, как показано на рисунке 4.63. Расчет выполнялся при работе антенны 2 в активном режиме и антенны 1 в пассивном (рис. 4.54).

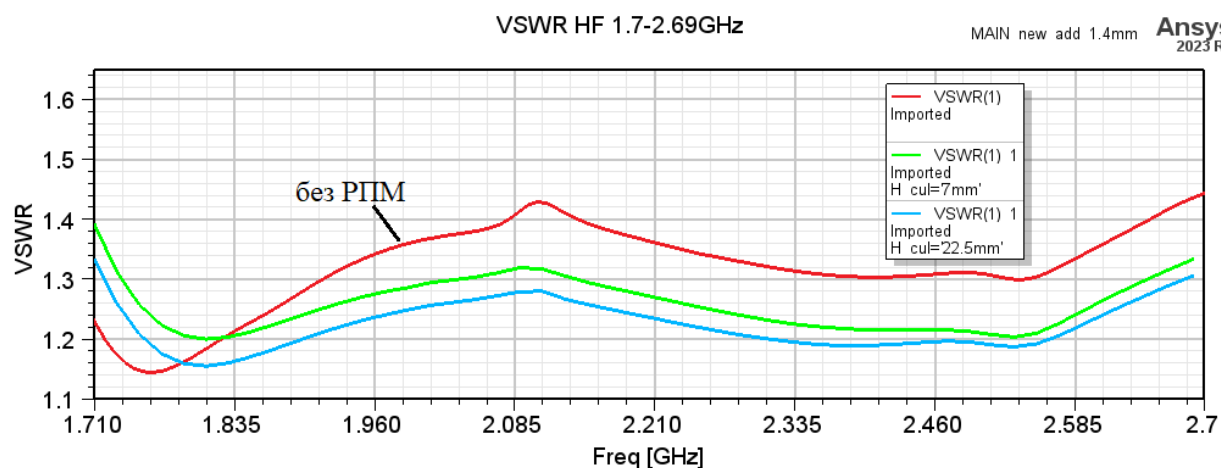


Рисунок 4.63. Частотная зависимость КСВН

В диапазоне 3,4-3,8 ГГц фиксируется лучшее значение КСВН, равное 1,29 при высоте РПМ 22,5 мм на частоте 3,67 ГГц (рис.4.64).

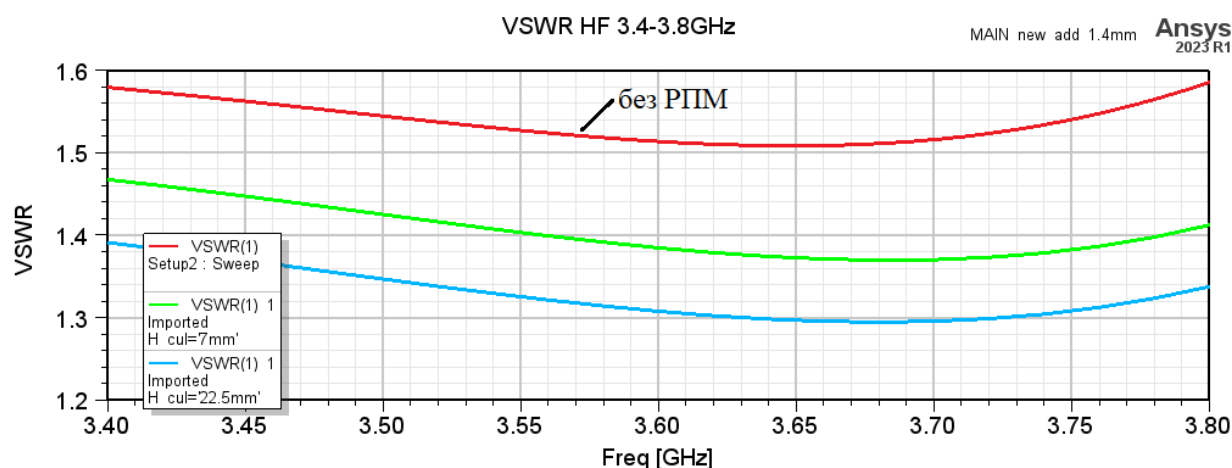


Рисунок 4.64. Частотная зависимость КСВН

Коэффициент усиления в диапазоне 790 – 950 МГц равен 7,06-7,5 дБ при высоте цилиндрического РПМ 22,5 мм (рис.4.65). В сравнении со случаем отсутствия РПМ наблюдается снижение коэффициента усиления не более, чем 0,25 дБ.

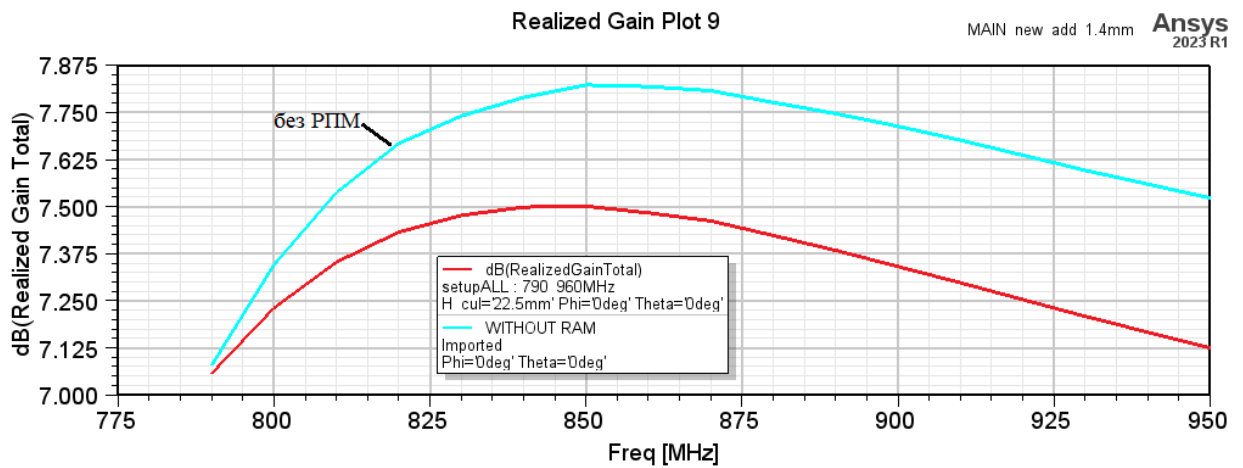


Рисунок 4.65. Частотная зависимость коэффициента усиления

Для диапазона 1,710 – 2,7 ГГц и 3,4 – 3,8 коэффициент усиления для антенны с РПИМ (модель 3) равен соответственно 7,4-6,5 дБ (рис.4.66) и 4,9-2.5 дБ (рис.4.67) при высоте цилиндрического РПИМ 22,5 мм.

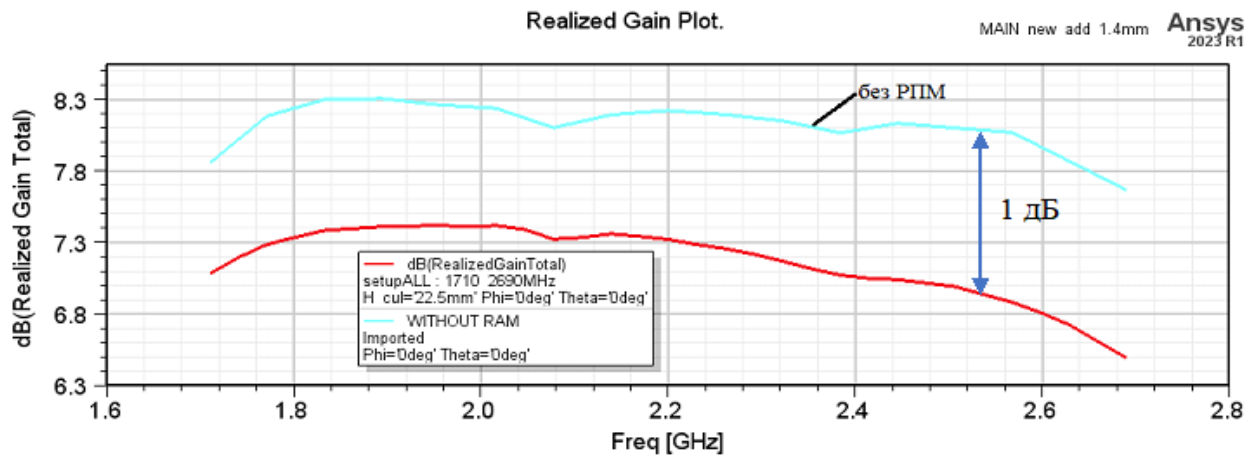


Рисунок 4.66. Частотная зависимость коэффициента усиления антенны с РПИМ и без него

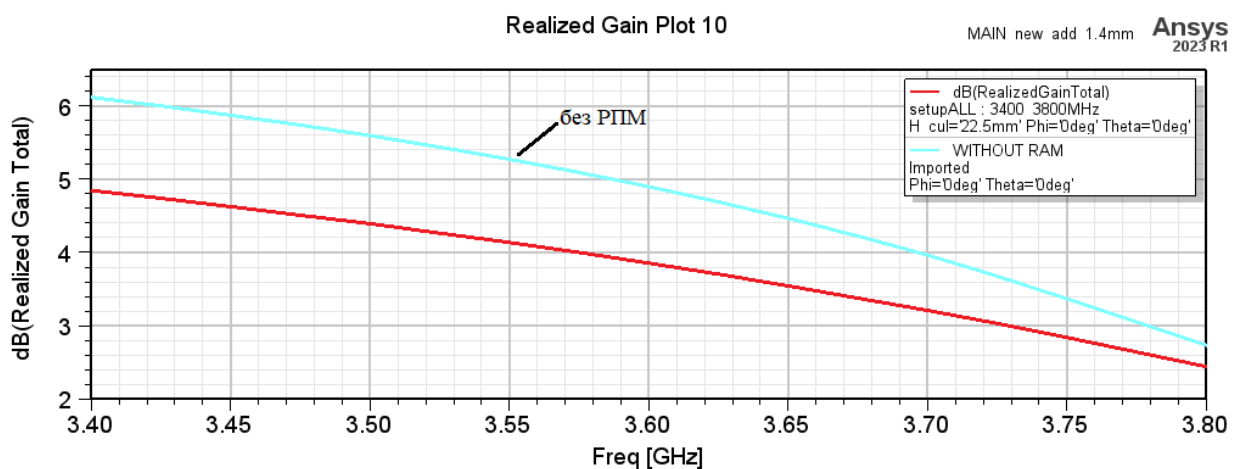


Рисунок 4.67. Частотная зависимость коэффициента усиления антенны с РПИМ и без него

КПД в диапазоне 790 – 950 МГц составляет 87-95 % при высоте РПМ 22,5 мм (рис.4.68).

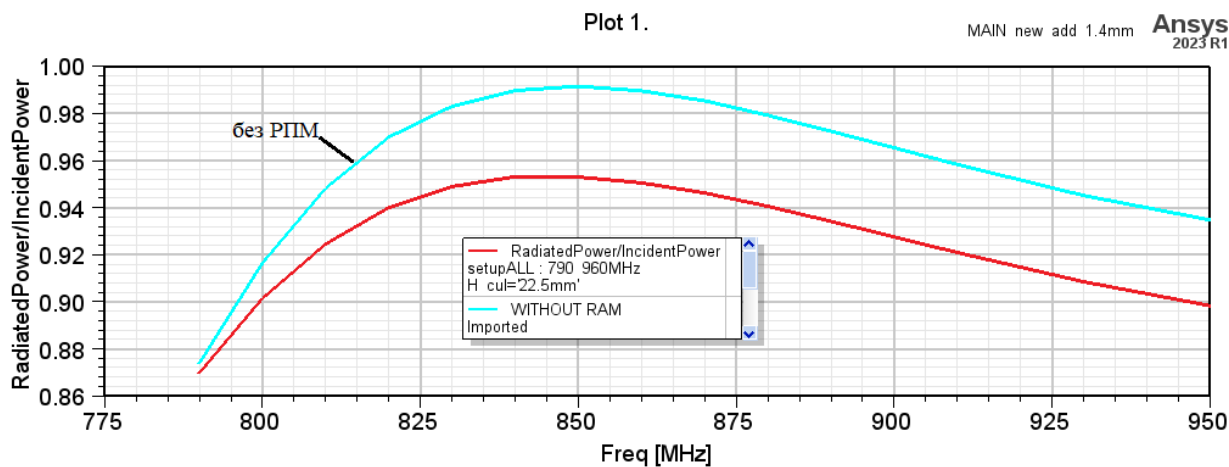


Рисунок 4.68. Частотная зависимость КПД

КПД в диапазоне 1,710 – 2,7 ГГц равно 80-85 % при высоте РПМ 22,5 мм, (рис.4.69), а для диапазона частот 3,4 – 3,8 ГГц КПД равно 66 – 76 % (рис.4.70). По сравнению со случаем отсутствия РПМ снижение КПД достигает 15%.

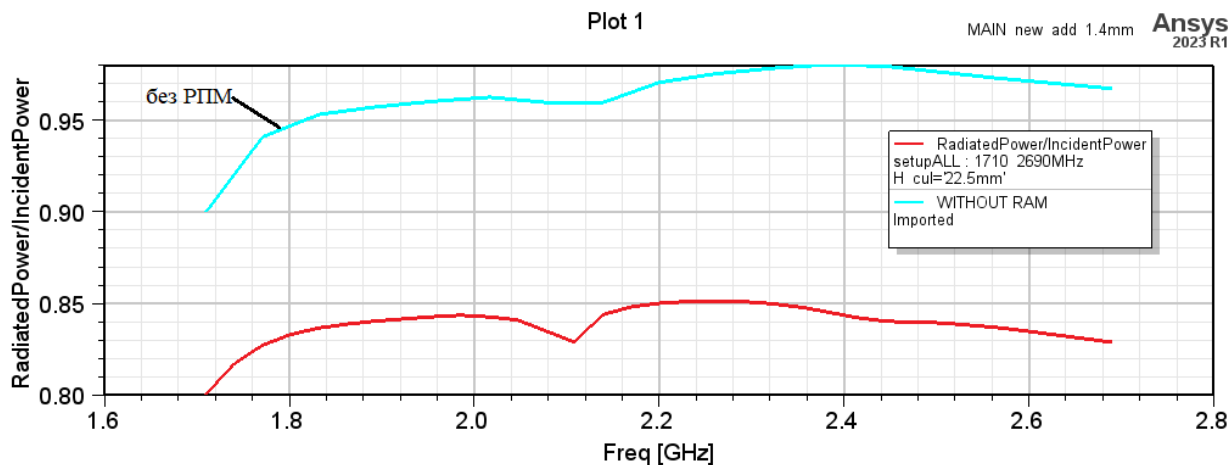


Рисунок 4.69. Частотная зависимость КПД

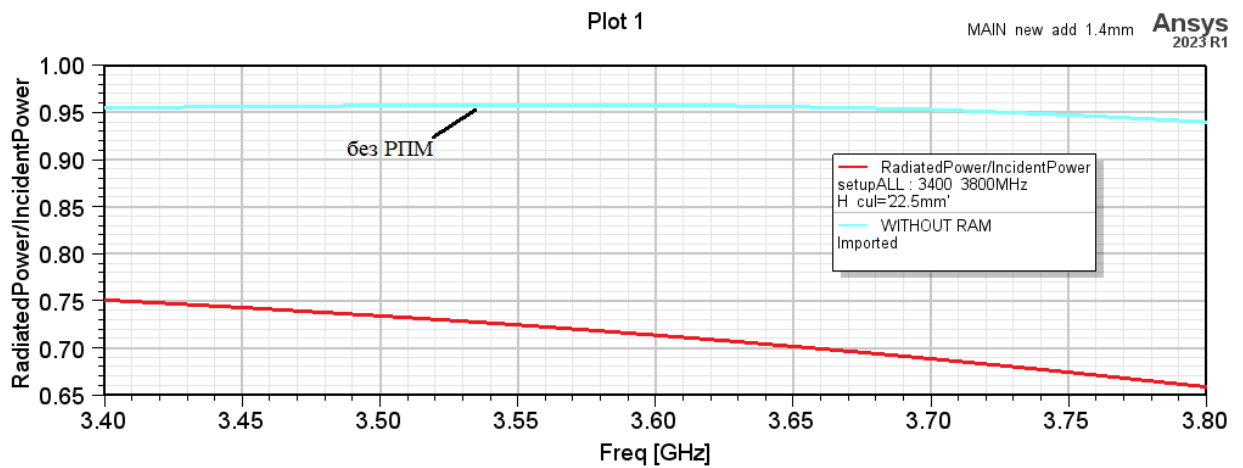


Рисунок 4.70. Частотная зависимость КПД

На рисунках 4.71 - 4.73 показаны диаграммы коэффициента усиления для антенной системы с РПМ высотой 22,5мм фиксированных частот из диапазонов 790 – 950 МГц, 1,710 – 2,7 ГГц и 3,4 – 3,8 ГГц соответственно.

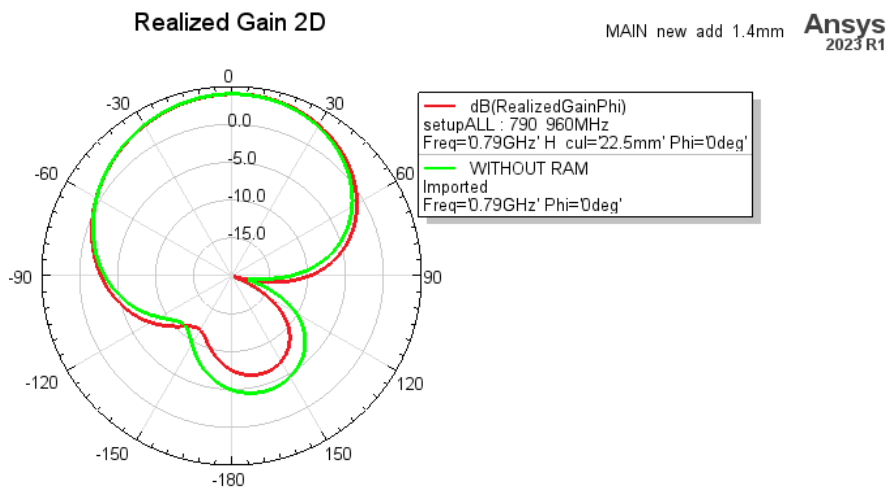


Рисунок 4.71. Диаграммы коэффициента усиления на частоте 790 МГц для антенной системы с РПМ и без него

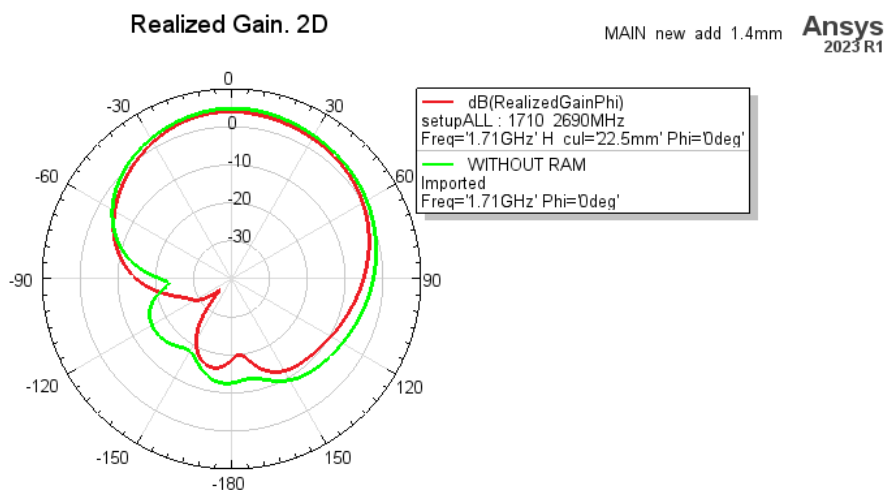


Рисунок 4.72. Диаграмма коэффициента усиления на частоте 1,71 ГГц для антенной системы с РПМ и без него

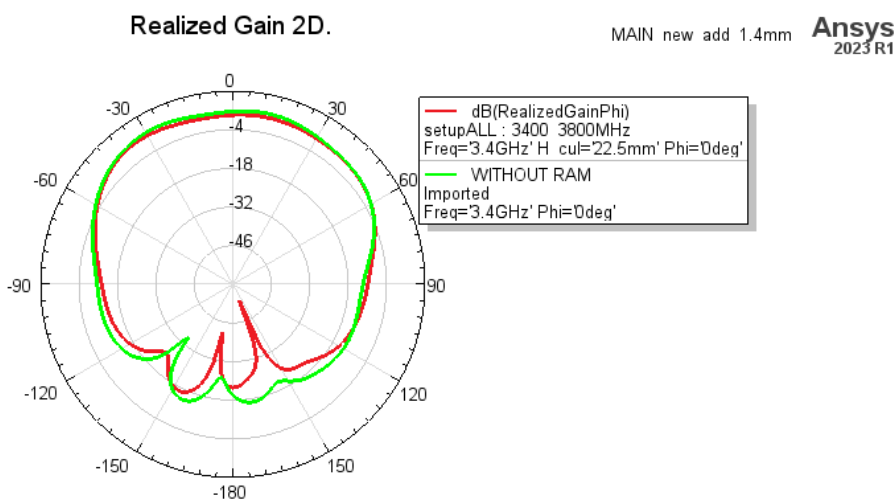


Рисунок 4.73. Диаграмма коэффициента усиления на частоте 3,4 ГГц для антенной системы с РПМ и без него

Как видно из приведенных результатов, использование РПМ не приводит к существенному изменению диаграмм направленности антенны по сравнению с исходной антенной (без РПМ).

Таким образом, основным достижением данного раздела можно считать разработку конструкции двухэлементной антенной решетки ММО 2×2 с уменьшенным до требуемого уровня систем 4G и 5G КСВН в заданном диапазоне частот без видимых ухудшений реализованного КУ и КПД.

## 4.5 Выводы

В результате проведенных в данном разделе исследований, анализа ближних электромагнитных полей антенн (см. рисунки 4.12, 4.13) было предложено три варианта модернизации антенной двухэлементной решетки ММО 2×2 (см. рисунки 4.1б-г). Антенна обеспечивает три диапазона частот (790–950) МГц, (1,710-2,7) ГГц, (3,4-3.8) ГГц, так как именно эти частоты используются в связи от первого до пятого поколения.

**4.5.1** В первом варианте реализации решетки ММО 2×2 (см. рисунок 4.1б) использован слой РПМ, расположенный на подложке антенн. В этом случае наилучшие характеристики антенн получены при двух значениях толщин РПМ - 5 мм и - 7 мм. Причем для каждой из трех рабочих полос антенн каждая из моделей имеет свои преимущества и недостатки:

– В диапазоне частот 790–950 МГц при высоте РПМ 7 mm КСВН менее 1.5 наблюдается в полосе частот 830 МГц – 910МГц. На частотах до 950МГц он поднимается до значения 1.65 (см. рисунки 4.15, 4.22). Усиление в диапазоне (790 – 950) МГц, равно (7,12-7,5) дБ (см. рисунки 4.18, 4.25).

– В диапазоне частот 790–950 МГц при высоте РПМ 5 mm КСВН менее 1.45 наблюдается в полосе частот 830 МГц – 910МГц. На частотах до 950МГц он поднимается до значения 1.55 (см. рисунки 4.15, 4.22). Усиление в диапазоне (790 – 950) МГц, равно (7,6-8,25) дБ (см. рисунки 4.18, 4.25).

Использование РПМ снижает КПД антенны по сравнению со случаем отсутствия РПМ, но это снижение незначительно и наилучшие результаты дают КПД не ниже 88% (см. рисунки 4.20, 4.28).

– В полосе частот 1,710 - 2,7 ГГц использование РПМ приводит к снижению КСВН в диапазоне 1,835 – 2,7 ГГц. При высоте РПМ 5 mm КСВН менее 1.36, причем с увеличением толщины РПМ характеристики улучшаются, при высоте РПМ 7 mm КСВН менее 1.32, однако на частотах 1,710 – 1,835 ГГц наблюдается обратная картина, когда КСВН увеличивается, но наибольшие значения не превышают 1,55 (см. рисунок 4.23). Так для толщины плоского РПМ 7 мм КУ меняется от 6,7 дБ до 7,5 дБ, а при толщине РПМ 5 мм от 7,1 до 8,5 дБ (рис.4.26). КПД для РПМ толщиной 5 мм составляет 88 – 92 % (рис.4.29). Для РПМ толщиной 7 мм наблюдается дополнительно небольшое снижение КПД (не более 5%) по сравнению с РПМ толщиной 5 мм.

– В диапазоне частот 5G 3,4 - 3,8 ГГц наблюдается снижение КСВН во всем диапазоне, это снижение не превышает 6%. При высоте РПМ 7 mm КСВН менее 1.46, при высоте РПМ 5 mm КСВН менее 1.5 (см. рисунок 4.24). Коэффициент усиления практически линейно уменьшается с ростом частоты независимо от наличия РПМ. При высоте РПМ 7 мм КУ уменьшается от 4,7 до 2,5 дБ, при 5 мм – от 4,7 до 1,4 дБ, а в случае отсутствия РПМ КУ уменьшается от 5,6 до 2,5 дБ в полосе частот от 3,4 ГГц до 3,8 ГГц (рис.4.27). КПД для РПМ толщиной 5 мм составляет 80 – 85 % (рис.4.30). Для РПМ толщиной 7 мм наблюдается дополнительно небольшое снижение КПД (не более 5%) по сравнению с РПМ толщиной 5 мм.

– Из полученных результатов показаны на рисунках 4.15 – 4.30 для трех диапазонов (790 – 950) МГц, (1,710 – 2,7) ГГц и (3,4 – 3,8) ГГц отметим, что высота 5 РПМ является оптимальным значением для уменьшения значения КСВН.

**4.5.2** В втором варианте реализации решетки ММО 2×2 (см. рисунок 4.1в) материал РПМ размещается вокруг непосредственно крепления антенны 1 и 2. В этом случае наилучшие характеристики антенн получены при высоте цилиндрической РПМ 24 мм:

– В диапазоне частот 790–950 МГц при высоте РПМ 24 mm как видно из рис.4.42 практически не влияет на КСВН, КСВН менее 1.5 наблюдается в полосе частот 830 МГц – 910МГц. На частотах до 950МГц он поднимается до значения 1.65. Коэффициент усиления в диапазоне (790 – 950) МГц с применением РПМ и без него меняется незначительно не более чем на 0,1 дБ (рис.4.45), Диапазон изменения коэффициента усиления составляет 7,0 – 7,7 дБ. Использование РПМ приводит к снижению КПД по сравнению со случаем отсутствия РПМ: для 790 – 950 МГц уменьшение составило 1,5 % (рис.4.48). КПД для антенной системы с РПМ составляет 87,5 – 97,5%.

– В диапазоне частот 1,71 - 2,7 ГГц при высоте РПМ 24 mm уже влияние РПМ оказывается более заметным, с 1,71 ГГц до 2,0 ГГц, наблюдается увеличение КСВН при использовании РПМ, наибольшее значение фиксируется на частоте 1,71 ГГц КСВН=1,634, в то время как без РПМ КСВН≤1,4. Начиная с 2,0 ГГц до 2,7 ГГц наблюдается обратная картина, использование РПМ приводит к снижению КСВН: максимальное значение КСВН при применении

РПМ меньше 1,35, а без РПМ 1,44 (рис.4.43). Наибольшие различия в коэффициенте усиления с РПМ и без него не превышают 0,2 дБ (рис.4.46). Абсолютные значения коэффициента усиления при использовании РПМ составляют 7,4 – 8,0 дБ. Использование РПМ приводит к снижению КПД по сравнению со случаем отсутствия РПМ. Для диапазона частот 1,71– 2,7 ГГц такое уменьшение уже составило 4% (рис.4.49). КПД для антенной системы с РПМ составляет 84 – 93%.

– В диапазоне частот 3,4 - 3,8 ГГц использование РПМ приводит к небольшому снижению КСВН с 1,57 для случая отсутствия РПМ до 1,45 при высоте цилиндрической РПМ 24 мм (рис.4.44). Для диапазона частот 3,4 – 3,8 ГГц коэффициент усиления с ростом частоты уменьшается с 5 дБ до 1 дБ при использовании РПМ, без РПМ значение коэффициента усиления меняется для этого же частотного диапазона с 5,6 дБ до 2,2 дБ (рис.4.47). Использование РПМ приводит к снижению КПД по сравнению со случаем отсутствия РПМ. Такое уменьшение уже составило 10% (рис.4.50). КПД для антенной системы с РПМ составляет 84 – 90%.

**4.5.3** В третьем варианте реализации решетки ММО 2×2 (см. рисунок 4.1г) размещение РПМ плоской формы на антенной платформе с толщиной 7 мм и РПМ цилиндрической формы в области фидерных линий антенн. В этом случае наилучшие характеристики антенн получены при высоте цилиндрической РПМ 22.5 мм:

– В диапазоне частот 790–950 МГц при высоте РПМ 22.5 мм КСВН менее 1.5 наблюдается в полосе частот 830 МГц – 910МГц. На частотах до 950МГц он поднимается до значения 1.65 (рис.4.62) по сравнению со случаем отсутствия РПМ снижение КСВН достигает 15% в полосе частот 790 МГц – 840 МГц. Коэффициент усиления в диапазоне 790 – 950 МГц равен 7,06-7,5 дБ при высоте цилиндрического РПМ 22,5 мм (рис.4.65), в сравнении со случаем отсутствия РПМ наблюдается снижение коэффициента усиления не более, чем 0,25 дБ. КПД в диапазоне 790 – 950 МГц составляет 87-95 % при высоте РПМ 22,5 мм (рис.4.68), по сравнению со случаем отсутствия РПМ снижение КПД достигает 4%.

– В диапазоне частот 1,71 - 2,7 ГГц при высоте РПМ 22.5 мм уже влияние РПМ оказывается более заметным, с 1,71 ГГц до 1,785 ГГц,

наблюдается увеличение КСВН при использовании РПМ, наибольшее значение фиксируется на частоте 1,71 ГГц  $КСВН=1,32$ , в то время как без РПМ  $КСВН \leq 1,22$ . Начиная с 1,785 ГГц до 2,7 ГГц наблюдается обратная картина, использование РПМ приводит к снижению КСВН: максимальное значение КСВН при применении РПМ меньше 1,3, а без РПМ 1,44 (рис.4.63). Наибольшие различия в коэффициенте усиления с РПМ и без него не превышают 1 дБ (рис.4.66). Абсолютные значения коэффициента усиления при использовании РПМ составляют 7,4 – 6,5 дБ. КПД в диапазоне 1,710 – 2,7 ГГц равно 80-85 % при высоте РПМ 22,5 мм, (рис.4.69). По сравнению со случаем отсутствия РПМ снижение КПД достигает 15%.

– В диапазоне частот 5G 3,4 - 3,8 ГГц наблюдается снижение КСВН во всем диапазоне, это снижение не превышает 20% при высоте цилиндрического РПМ 22,5 мм. КСВН менее 1.39 (см. рисунок 4.64). Коэффициент усиления равен 4,9-2.5 дБ (рис.4.67). Наибольшие различия в коэффициенте усиления с РПМ и без него не превышают 1.2 дБ. КПД равно 66 – 76 % (рис.4.70). По сравнению со случаем отсутствия РПМ снижение КПД достигает 20%.

– Из результатов, полученных для трех конструкций РПМ, как показано на рисунках 4.1б-г, мы заключаем, что наилучшей конструкцией является третья конструкция, показанная на рисунке 4.1б-г, а идеальное значение для высоты РПМ вокруг антенн составляет 22.5 мм, с точки зрения результатов, полученных для КСВН.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе проведенных в диссертационной работе исследований можно заключить:

- разработана электродинамическая модель и предложена новая конструкция антенны для систем связи и проведены её численные исследования, показавшие, что предложенная конструкция обеспечивает улучшенные характеристики в диапазонах волн систем связи 2G - 5G.

- разработана электродинамическая модель и проведены исследования ближних электромагнитных полей широкополосной антенны  $2 \times 2$  MIMO для систем связи GSM/3G/LTE/5G [120] с целью выявления возможных путей улучшения их характеристик;

- исследованы влияния диэлектрических экранов и радиопоглощающих покрытий и импедансных структур на характеристики излучения антенн;

- предложены конструктивные элементы для антенн 4G на основе диэлектрических призм, радиопоглощающих плоских покрытий и цилиндрических экранов, позволивших существенно улучшить эффективность антенн;

- предложена электродинамическая модель резистивного импедансного покрытия, установленного на поверхности вибратора  $2 \times 2$  MIMO для систем связи GSM/3G/LTE/5G. Предложены варианты резистивных покрытий на конструктивных элементах антенны 4G, обеспечивающие наилучшие характеристики антенны по КСВН в диапазоне частот систем 5G без ухудшения КУ и эффективности излучения;

- предложенные модернизации антенн 4G обеспечили им характеристики, приемлемые для использования в системах связи 5G.

Предложенные новые конфигурации антенн за счет введения дополнительных радиопоглощающих и импедансных конструктивных элементов, позволивших увеличить рабочую полосу и расширить возможность использования антенн 4G для эффективной работы в системах 5G.

Таким образом, антенна после разработки может работать в трех диапазонах частот (0,75–0,96 ГГц), (1,71–2,7 ГГц), (5G: 3,4–3,8 ГГц), включая

частоту пятого поколения для связи, вместо работы в двух диапазонах (0,75–0,96 ГГц), (1,71–2,7 ГГц).

Разработаны две новые малогабаритные патч-антенны для работы на частотах 5G на основе ранее разработанных антенн 4G.

У одного имеет компактные размеры  $71,42 \times 71,89 \times 1,6$  мм<sup>3</sup>, двухдиапазонный частотный обеспечивает 2,3046–2,5103 ГГц и 3,1969–3,6618 ГГц. А у другого ширину  $1,5357 \times 1,5357$  мм<sup>2</sup>, трехдиапазонный частотный диапазон составляет 0.1–3,4096 ГГц, 43,5–64 ГГц и 81–95 ГГц с поддержкой полосы пропускания 3,3, 20,252 и 14,085 ГГц соответственно.

Разработана 2x2 ММО-антенна, имеющая широкую полосу пропускания, включая диапазон 5G и обеспечивающая низкие значения КСВН, на основе конструкции антенны, предназначенной для 4G. Модификация заключалась в использовании в конструкции дополнительных элементов на основе РПМ и импедансных поверхностей.

Использование РПМ с размером (14 mm - по оси X; 12 mm - по оси Y; 20 mm - по оси Z) привело к снижению КСВН (0.2-0.6), для трех рабочих диапазонов (0,75–0,96 ГГц), (1,71–2,7 ГГц), (3,4–3,8 ГГц). уменьшение реализованного КУ модернизированной антенны не превысило 0,7 дБ.

Использование импеданса на нижней части вибраторов антенны привело к снижению КСВН на (0-0,7) при расширении полосы пропускания на (400 МГц) для начала работы на частоте (400 МГц) вместо (700 МГц), где антенна может работать в диапазонах (0,4-0,96 ГГц), (1,71-2,7 ГГц), (3,4-3,8 ГГц). уменьшение пикового реализованного КУ модернизированной антенны не превысило 0,8 дБ.

Разработаны две 2x2 ММО-антенны, имеющие широкую полосу пропускания, включая диапазон 5G, с уменьшенным значением КСВН, путем использования дополнительных конструктивных элементов на основе РПМ.

Было достигнуто снижение КСВН (0-0,25) при небольшом уменьшении коэффициента усиления (0-1) дБ и снижении КПД (0-15)%. Коэффициент усиления находится в пределах (2.5-7.5) дБ, а КПД — в пределах (66-90) %, для рабочих диапазонов (790–950) МГц, (1,710-2,7) ГГц, ((3,4-3.8) ГГц).

Для будущей работы планируется продолжить исследования по использованию радиопоглощающих и импедансных покрытий в качестве конструктивных элементов антенн с улучшенными характеристиками настоящих и будущих поколений систем связи.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Wang, A novel ACPW-fed quad-band hybrid antenna for wireless applications / Wang, et al. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2018. – Т. 10. – №. 4. – С. 460-468.
2. Agarwal, A. The 5th Generation Mobile Wireless Networks- Key Concepts, Network Architecture and Challenges / A. Agarwal, G. Misra, K. Agarwal // American Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2015. – Т. 3. – № 2. – С. 22-28.
3. Gampala, G. Design of millimeter wave antenna arrays for 5G cellular applications using FEKO / G. Gampala, C. J. Reddy // IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES). – 2016.
4. Hong, W. Multi-polarized Antenna Array Configuration for mmWave 5G Mobile Terminals / W. Hong, S.-T. Ko, Y. Lee, K.-H. Baek // The 2015 International Workshop on Antenna Technology. – 2015. – С. 60-61.
5. Kim, T. Design Criteria on a mmWave-based Small Cell with Directional Antennas / T. Kim, I. Bang, D. K. Sung // IEEE 25th International Symposium on Personal. – 2014. – С. 103-107.
6. Alrubei, M. A. T. Capacity analysis & performance comparison of SISO, SIMO, MISO & MIMO systems / M. A. T. Alrubei, I. A. Alshimaysawe, et al. // Journal of Physics: Conference Series, IOP Publishing, MAICT – 2020.
7. Ahmadi, S. Toward 5G Xilinx Solutions and Enablers for Next-Generation Wireless Systems / S. Ahmadi // White Paper: Xilinx MPSoCs and FPGAs. – 2016. – С. 1-32.
8. Харченко, С. Г. Риски и проблемы развития сетей 5G в России : монография / С. Г. Харченко, Н. К. Жижин, Д. Е. Кучер; под ред. С. Г. Харченко. – Москва : МАКС Пресс, 2022. – 104 с.
9. Andrews, J. G. What Will 5G Be / J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. Soong, J. C. Zhang // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2014. – С. 1065-1082.
10. Wyczalek, F. A. Millimeter Wave Technology in Wireless PAN, LAN, and MAN / F. A. Wyczalek // Auerbach Publications. – 2008.

11. Liu, D. *Advanced Millimeter-Wave Technologies* / D. Liu, B. Gaucher, U. Pfeiffer, J. Grzyb // Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd. – 2009.
12. Lu, L. *Design of a 60-GHz Quasi-Yagi Antenna With Novel Ladder-Like Directors for Gain and Bandwidth Enhancements* / L. Lu, K. Ma, F. Meng, K. S. Yeo // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* – 2016. – T. 15. – C. 682-685.
13. Mohamed, I. *Antipodal fermi tapered slot antenna for 60-GHz band applications* / I. Mohamed, Z. Briqech, A. Sebak // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* – 2015. – T. 14. – C. 96-99.
14. Jang, T. H. *A 60 GHz Wideband Switched-Beam Dipole-Array-Fed Hybrid Horn Antenna* / T. H. Jang, H. Y. Kim, C. S. Park // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* – 2018. – T. 17. – № 7. – C. 1344-1348.
15. Sorkherizi, M. S. *Planar high-efficiency antenna array using new printed ridge gap waveguide technology* / M. S. Sorkherizi, A. Dadgarpour, A. A. Kishk // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2017. – T. 65. – № 7. – C. 3772-3776.
16. Hong, Y. *60 GHz Patch Antenna Array With Parasitic Elements for Smart Glasses* / Y. Hong, J. Choi // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* – 2018. – T. 17. – № 7. – C. 1252-1256.
17. Zhang, T. *A low-cost and high-gain 60-GHz differential phased array antenna in PCB process* / T. Zhang, L. Li, H. Xia, X. Ma, T. J. C. Cui // *IEEE Trans. Components, Packag.Manuf. Technol.* – 2018. – T. 8. – № 7. – C. 1281-1291.
18. Chu, H. *An Efficient Gain Enhancement Approach for 60-GHz Antenna Using Fully Integrated Vertical Metallic Walls in LTCC* / H. Chu, J. X. Chen, Y. X. Guo // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2016. – T. 64. – № 10. – C. 4513-4518.
19. Celik, N. *Genetic-algorithm-based antenna array design for a 60-GHz hybrid smart antenna system* / N. Celik, M. F. Iskander // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* – 2008. – T. 7. – C. 795-798.
20. ALIELDIN, A *Triple-Band Dual-Polarized Indoor Base Station Antenna for 2G, 3G, 4G and Sub-6 GHz 5G Applications* / A. ALIELDIN, et al. // *IEEE Access.* – 2018. – T. 6. – № 2.
21. Andrews, J. G. *What will 5G be?* / J. G. Andrews, et al. // *IEEE J. Sel. Areas Commun.* – 2014. – T. 32. – № 6. – C. 1065-1082.
22. Cho, Y. S. *MIMO-OFDM wireless communications with MATHLAB* / Y. S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang // Wiley, New York. – 2010.

23. Zhao, A. Size Reduction of Self-Isolated MIMO Antenna System for 5G Mobile Phone Applications / A. Zhao, Z. Ren // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2018.
24. Ai-Hadi, A. A. Eight-element antenna array for diversity and MIMO mobile terminal in LTE 3500 band / A. A. Ai-Hadi, J. Iivonen, R. Valkonen, V. Viikari // *Microwave and Optical Technol. Lett.* – 2014. – T. 56. – C. 1323-1327.
25. Wong, K. L. 8-antenna and 16-antenna arrays using the quad-antenna linear array as a building block for the 3.5GHz LTE MIMO operation in the smartphone / K. L. Wong, J. Y. Lu, L. Y. Chen, W. Y. Li, Y. L. Ban // *Microwave and Optical Technol. Lett.* – 2016. – T. 58. – C. 174-181.
26. Qin, Z. Printed eight-element MIMO system for compact and thin 5G mobile handset / Z. Qin, W. Geyi, M. Zhang, J. Wang // *Electron. Lett.* – 2016. – T. 52. – C. 416-418.
27. Ban, Y. L. 4G/5G multiple antennas for future multi-mode smartphone applications / Y. L. Ban, C. Li, C. Y. D. Sim, G. Wu, K. L. Wong // *IEEE Access*. – 2016. – T. 4. – C. 2981-2988.
28. Li, M. Y. Eight-port orthogonally dual-polarized antenna array for 5G smartphone applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, pp. 3820–3830, Jun. 2016. / M. Y. Li, Y. L. Ban, Z. Q. Xu, G. Wu, C. Sim, K. Kang, Z. F. Yu // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2016. – T. 64. – C. 3820-3830.
29. Wong, K. L. Two asymmetrically mirrored gap-coupled loop antennas as a compact building block for eight antenna MIMO array in the future smartphone / K. L. Wong, C. Y. Tsai, J. Y. Lu // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2017. – T. 65. – C. 1765-1778.
30. Xu, H. Multimode decoupling technique with independent tuning characteristic for mobile terminals / H. Xu, H. Zhou, S. Gao, H. Wang, Y. Cheng // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2017. – T. 65. – C. 6739-6751.
31. Li, Y. 12-port 5G massive MIMO antenna array in sub-6GHz mobile handset for LTE bands 42/43/46 applications / Y. Li, C. Y. D. Sim, Y. Luo, G. Yang // *IEEE Access*. – 2018. – T. 6. – C. 344-354.
32. Li, Y. Multiband 10-antenna array for sub-6 GHz MIMO applications in 5-G smartphones / Y. Li, C. Y. D. Sim, Y. Luo, G. Yang // *IEEE Access*. – 2018. – T. 6. – C. 28041-28253.

33. Ban, Y. L. Decoupled closely spaced heptaband antenna array for wwan/lte smartphone applications / Y. L. Ban, Z. X. Chen, Z. Chen, K. Kang, J. L. W. Li // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. – 2014. – T. 13. – C. 31-34.
34. Li, M. Y. Eight-port orthogonally dual-polarized antenna array for 5g smartphone applications / M. Y. Li, Y. L. Ban, Z. Q. Xu, G. Wu, C. Y. D. Sim, K. Kang, Z. F. Yu // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2016. – T. 64. – № 9. – C. 3820-3830.
35. Ban, Y. L. 4g/5g multiple antennas for future multi-mode smartphone applications / Y. L. Ban, C. Li, C. Y. D. Sim, G. Wu, K. L. Wong // IEEE Access. – 2016. – T. 4. – C. 2981-2988.
36. Li, Y. 12-port 5G massive MIMO antenna array in sub-6GHz mobile handset for LTE bands 42/43/46 applications / Y. Li, C. Y. D. Sim, Y. Luo, G. Yang // IEEE Access. – 2018. – T. 6. – C. 344-354.
37. Wu, Q. A broadband  $\pm 45^\circ$  dual-polarized multiple-input multiple-output antenna for 5G base stations with extra decoupling elements / Q. Wu, P. Liang, X. Chen // J. Commun. Inf. Netw. – 2018. – T. 3. – № 1. – C. 31-37.
38. Hartley, P. Gimme 5: What to Expect from 5G Wireless Networks / P. Hartley // <http://www.marketstrategies.com/blog/2015/03/gimme-5-what-to-expect-from-5gwireless-networks/>. – 2015.
39. <https://mansipruthi.wordpress.com/category/uncategorized/>. – 2015.
40. Sahoo, S. 5G Network a New Look into the Future: Beyond all Generation Networks / S. Sahoo, M. Hota, K. Barik // <http://pubs.sciepub.com/ajss/2/4/5>. – 2017.
41. <https://koreajoongangdaily.joins.com/2020/08/12/business/industry/LG-Electronics-6G-Kaist/20200812184000379.html>
42. Jabar, A. A. S. A. Design of Miniaturized Quad-Band Dual-Arm Spiral Patch Antenna for RFID, WLAN and WiMAX Applications / A. A. S. A. Jabar, D. K. Naji // Progress In Electromagnetics Research C. – 2019. – T. 91. – C. 97-113.
43. Bahl, J. Microstrip Antennas / J. Bahl, P. Bhartia // Dedham, MA: Artech House. – 1980.
44. Joseph, S. CPW-Fed UWB Compact Antenna for Multiband Applications / S. Joseph, B. Paul, S. Mridula, P. Mohanan // Progress in Electromagnetics Research C. – 2015. – T. 56. – C. 29-38.

45. Kumar, S. CPW-Fed UWB Flexible Antenna for GSM/WLAN/X-Band Applications / S. Kumar, T. Khan // 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN). – 2018. – C. 126- 129.
46. Modak, S. Performance Enhancement of Microstrip Patch Antenna Using Defected Patch Structure / S. Modak, J. C. Dash, B. B. Mangaraj // IEEE conference. – 2017. – C. 897-899.
47. Balanis, C. A. Microstrip Antennas / C. A. Balanis // Antenna Theory, Analysis and Design, Third Edition, John Wiley & Sons. – 2010. – C. 811-876.
48. Farhood, A. D. Design and analysis of dual band integrated hexagonal shaped microstrip UWB antenna / A. D. Farhood, et al. // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2019. – T. 15. – №. 1. – C. 294-299.
49. Barapatre, H. Design of UWB circular monopole antenna with enhanced bandwidth / H. Barapatre, A. Gour, K. Solanki, P. Gadkari // 2016 2<sup>nd</sup> International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB), Chennai. – 2016. – C. 275-277.
50. Wiley, J. Compact and Broadband Microstrip Antennas / J. Wiley, Sons // Kin-Lu Wong, Inc. – 2002.
51. Kumar, R. On the Design of CPWFed Ultra Wideband Triangular Wheel Shape Fractal Antenna / R. Kumar, P. Malathi // International journal of microwave and optical technology. – 2010. – T. 5. – № 2.
52. Chung, C. C. Novel design of circular UWB antenna / C. C. Chung, M. R. Kamarudin // 2009 Asia Pacific Microwave Conference, Singapore. – 2009. – C. 1977-1979.
53. Balaji, M. CPW feed circular monopole antenna for UWB applications with notch characteristics / M. Balaji, R. Vivek, K. O. Joseph // 2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT), Coimbatore. – 2015. – C. 1-4.
54. Jain, P. CPW Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna with Upper Pentagonal End Cut / P. Jain, R.K. Khola // Global Journal of Researches in Engineering (F). – 2016. – T. 16.
55. Patel, D. M. Design and Analysis of CPW Fed Patch Antenna at 2.4GHz / D. M. Patel // International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET). – 2018. – T. 52. – C. 2132-2134.

56. Kuchhal, P. Design and Analysis of CPW-Fed Microstrip Patch Antenna for ISM Band Applications / P. Kuchhal, et al. // 2020 IEEE International Conference on Smart Electronics and Communication (ICOSEC), Trichy, India. – 2020.
57. Kuchhal, P. Design and Analysis of a Dual-Band CPW fed Microstrip Patch Antenna / / P. Kuchhal, et al. // 2021 IEEE 5th International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC), Erode, India. – 2021.
58. Anjaneyulu, G. Design of a CPW fed Microstrip Patch Antenna with Defective Ground Structure for Wireless Applications / G. Anjaneyulu, J. S. Varma // 2021 IEEE 6th International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT), Coimbatore, India. – 2021.
59. Yeom, I. Wide and Dual-Band MIMO Antenna with Omnidirectional and Directional Radiation Patterns for Indoor Access Points / I. Yeom, Y. B. Jung, C. W. Jung // JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE. – 2019. – T. 19. – № 1. – C. 20-30.
60. Meng, O. T. A DUAL-BAND OMNI-DIRECTIONAL MICROSTRIP ANTENNA”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 106, pp. 363–376, July. 2010./ O. T. Meng, T. K. Geok // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – T. 106. – C. 363-376.
61. Li, L. A Wideband Omni-directional Antenna Based on Printed Log-Periodic Element / L. Li, W. Yan, B. Feng, L. Deng // IEEE 3rd International Conference on Electronic Information and Communication Technology. – 2020. – C. 13-15.
62. Zhou, L. Wideband Ceiling-Mount Omnidirectional Antenna for Indoor Distributed Antenna Systems / L. Zhou Y. Jiao, Y. Qi, Z. Weng, L. Lu IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS. – 2014. – T. 13. – C. 836-839.
63. Hu, P. F. Electrically Small, Planar, Horizontally Polarized Dual-band Omnidirectional Antenna and its Application in a MIMO System / P. F. Hu, K. W. Leung, Y. M. Pan, S. Y. Zheng // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2021.
64. FENG, B. A Conformal Magneto-Electric Dipole Antenna with Wide H-Plane and Band-Notch Radiation Characteristics for MIMO Base-Station / B. FENG, K. L. CHUNG, J. LAI, Q. ZENG // IEEE Access. – 2019.

65. Gjokaj, V. A Design Study of 5G Antennas Optimized Using Genetic Algorithms / V. Gjokaj, et al. // 2017 IEEE 67th Electronic Components and Technology Conference. – 2017. – C. 2086–2091.
66. Wang, Q. 5G MIMO Conformal Microstrip Antenna Design / Q. Wang, et al. // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2017.
67. Holopainen, J. A Study of 5G Antennas in a Mobile Terminal / J. Holopainen et al. // 2017 IEEE 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – 2017. – C. 3079–3081.
68. Yukhanov, Y. V. COMPACT BROADBAND MICROSTRIP RADIATORS WITH CAPACITIVE COAXIAL FEEDER / Y. V. Yukhanov, A. I. Semenikhin, D. V. Semenikhina, T. Y. Privalova // 2012 IEEE Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine. – 2012. – C. 52–54.
69. Verma, Sh. A Small Microstrip Patch Antenna for Future 5G Applications / Sh. Verma, et al. // 2016 IEEE 5th International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization (ICRITO) (Trends and Future Directions), Amity University Uttar Pradesh, Noida, India. – 2016. – C. 460–463.
70. Jeong, N. S. A Recent Development of Antenna-in-package for 5G Millimeter-Wave Applications / N. S. Jeong, et al. // 2018 IEEE. – 2018.
71. Stanley, M. A Capacitive Coupled Patch Antenna Array with High Gain and Wide Coverage for 5G Smartphone Applications / M. Stanley, et al. // IEEE Access. – 2018.
72. Shaddrack, Development of Frequency Modulated Array Antennas for Millimeter-Wave Communications / Shaddrack, et al. // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2019.
73. Gharbi, I. Design of patch array antennas for future 5G applications / I. Gharbi, et al. // 2017 IEEE 18th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & STA'2017-PID4613-TCE computer engineering - STA'2017, Monastir, Tunisia. – 2017.
74. JANDI, Y. Design of a compact Dual bands patch antenna for 5G Applications / Y. JANDI, et al. // 2017IEEE. – 2017.
75. Gevorkyan, A. V. The Radiation Characteristics of the Vivaldi Antenna Located on a Cylindrical Surface / A. V. Gevorkyan, Yu. V. Yukhanov, T. Yu. Privalova // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium — Fall (PIERS — FALL), Singapore. – 2017. – C. 1780-1784.

76. Delphine, A. Broadband cloverleaf Vivaldi antenna with beam tilt characteristics / A. Delphine, et al. // International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering. – 2020.
77. Muzaffar, K. Wideband high aperture efficiency antennas with beam switching for mmWave 5G base stations / K. Muzaffar, et al. // International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering. – 2020.
78. Ali, I. Wideband and high gain dielectric resonator antenna for 5G applications / I. Ali, et al. // Bulletin of Electrical Engineering and Informatics. – 2019. – T. 8. – №. 3. – C. 1047-1052.
79. Panda, R. A. Perturbed cylindrical DRA with aperture feed for 5G communication / R. A. Panda, et al. // 2019 Elsevier, Materials Today: Proceedings. – 2019.
80. AL-Fadhali, N. Ultra-wideband (50 – 60 GHz) mm-Wave Substrate Integrated Waveguide (SIW) Antenna for 5G Applications / N. AL-Fadhali, et al. // 2019 IEEE 10th Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC 2019), Shah Alam, Malaysia. – 2019.
81. AL-Fadhali, N. Wideband (22-30GHz) mm-Wave Substrate Integrated Waveguide (SIW) Antenna for 5G Applications / N. AL-Fadhali, et al. // 2019 IEEE. – 2019. – C. 92-95.
82. Ambia, S. Z. N. Z. Evolution of H-shaped dielectric resonator antenna for 5G applications / S. Z. N. Z. Ambia, et al. // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2019. – T. 13. – №. 2. – C. 562-568.
83. Sa'don, S. N. H. Graphene array antenna for 5G applications / S. N. H. Sa'don, et al. // Springer, Applied Physics A Materials Science & Processing. – 2017.
84. Parchin, N. O. Frequency Reconfigurable Antenna Array for MM-Wave 5G Mobile Handsets / N. O. Parchin, et al. // Springer Nature Switzerland, ICST Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering 2019. – 2019. – C. 438-445.
85. Chen, Z. FR4 PCB Grid Array Antenna for Millimeter-Wave 5G Mobile Communications / Z. Chen, et al. // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO). – 2013.

86. Riaz, M. J. MIMO Antennas for Future 5G Communications / M. J. Riaz, et al. // 2020 IEEE 23rd International Multitopic Conference (INMIC). – 2020.
87. Rahayu, Y. Design of 28/38 GHz Dual-Band Triangular-Shaped Slot Microstrip Antenna Array for 5G Applications / Y. Rahayu, et al. // 2018 IEEE 2nd International Conference on Telematics and Future Generation Networks (TAFGEN). – 2018. – C. 93-97.
88. Sandi, E. Ultra-wideband Microstrip Array Antenna for 5G Millimeter-wave Applications / E. Sandi, Rusmono, et al. // Journal of Communications. – 2020. – T. 15. – №. 2. – C. 198-204.
89. Dixit, A. S. The enhanced gain and cost-effective antipodal Vivaldi antenna for 5G communication applications / A. S. Dixit, et al. // Microw Opt Technol Lett. – 2020.
90. Hoang, M. Ka-band planar Vivaldi antenna with a core for high gain / M. Hoang, et al. // IET Microw. Antennas Propag. – 2019. – T. 13. – №. 6. – C. 732-735.
91. Sandi, E. Design of substrate integrated waveguide to improve antenna performances for 5G mobile communication application / E. Sandi, et al. // Journal of Physics: Conference Series, 4th Annual Applied Science and Engineering Conference. – 2019.
92. Li, Y. Q. RCS Reduction of Ridged Waveguide Slot Antenna Array Using EBG Radar Absorbing Material / Y. Q. Li, H. Zhang, Y. Q. Fu, N. C. Yuan // IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS. – 2008. – T. 7. – C. 473-476.
93. Abdelaziz, A. A. IMPROVING THE PERFORMANCE OF AN ANTENNA ARRAY BY USING RADAR ABSORBING COVER / A. A. Abdelaziz // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2008. – T. 1. – C. 129-138.
94. Sotomayor, J. B. SYSTEM AND METHOD OF USING ABSORBER-WALLS FOR MUTUAL COUPLING REDUCTION BETWEEN MICROSTRIP ANTENNAS OR BACKWALL ANTENNAS / J. B. Sotomayor // United States Patent. – 2008. – №. US 7.427,949 B2.
95. Yukhanov, Y. V. Wideband Radiators of Scanning Antenna Array / Y. V. Yukhanov, A. I. Semenikhin, T. Y. Privalova, D. V. Semenikhina // 2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, IEEE . – 2012.

96. Wang, F. Radar cross section reduction of wideband antenna with a novel wideband radar absorbing materials / F. Wang, W. Jiang, T. Hong, H. Xue, S. Gong, Y. Zhang // IET Microw. Antennas Propag. – 2014. – Т. 8. – С. 491-497.
97. Gevorkyan, A. V. The Radiation Characteristics of 3.43:1 Bandwidth Dipole Antenna With Radar Absorbing Material / A. V. Gevorkyan, T. Y. Privalova // 2018 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO), IEEE. – 2018.
98. Семенов, В. Н. Применение магнитных радиопоглощающих материалов для коррекции радиотехнических характеристик поликонических вибраторных антенн / В. Н. Семенов, К. М. Басков, Д. И. Акимов, А. А. Политико, В. А. Чистяев, Н. И. Бобков // ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ. – 2018. – № 9.
99. Saxena, G. Design of metasurface absorber for low RCS and high isolation MIMO antenna for radio location & navigation / G. Saxena, Y. K. Awasthi, P. Jain, // International Journal of Electronics and Communications. – 2021.
100. Noorbakhsh, B. In - band radar cross - section reduction of the slot array antennas by RAM - based frequency selective surfaces / B. Noorbakhsh, A. Abdolali, M. Janforooz // IET Microw. Antennas Propag. – 2021. – С. 457-463.
101. Li, Z. Ultra-wideband Vivaldi Antenna Loaded with Multi-layer Radar Absorbing Material / Z. Li // Journal of Physics: Conference Series. – 2022.
102. Юханов, Ю. В. 5G ДВУХДИАПАЗОННАЯ ПРЯМОУГОЛЬНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ДВУМЯ ТРАВЛЕНИЯМИ И ВЕРХНИМ ШЕСТИГРАННЫМ ВЫРЕЗОМ НА КОНЦЕ CPW FED / Ю. В. Юханов, И. А. Алшимайсаев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 6. – С. 206-212.
103. Balanis, C. A. ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN / C. A. Balanis // Canada: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2016.
104. Ali, I. H. Design and Comparison of Two Types of Antennas for SAR Calculation in Wireless Applications / I. H. Ali, et al. // 2018 IEEE Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET). – 2018.
105. Al-Khaffaf, D. A. J. A RETURN LOSS IMPROVEMENT OF SLOTTED SQUARE MICROSTRIP INSET-FEED PATCH ANTENNA / D. A. J. Al-Khaffaf, A. M. Alsahlany // International Journal of Latest Trends in Engineering and Technology. – 2018. – Т. 11. – № 2. – С. 023-028.

106. Yadav, Design of rectangular microstrip patch antenna with DGS at 2.45 GHz / Yadav, et al. // In Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA), International conference of IEEE. – 2017. – T. 1. – C. 367-370.
107. Altaf, A. A High Gain MIMO Antenna for Fixed Satellite and Radar Applications / A. Altaf, et al. // (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – 2018. – T. 9. – C. 248-251.
108. Mounsef, Design and simulation of a dual band microstrip patch antenna for an emergency medical service system / Mounsef, et al. // In Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), 2017 International Conference on IEEE. – 2017. – C. 1-4.
109. Sami, G. Tri-band microstrip antenna design for wireless communication applications / G. Sami, et al. // NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics. – 2013. – T. 2. – C. 39-44.
110. Mishra, Compact shorted microstrip patch antenna for dual band operation / Mishra, et al. // Progress In Electromagnetics Research. – 2009. – T. 9. – C. 171-182.
111. Sardi, A. Designing and Fabrication of the Microstrip Wideband power divider based on the Pi-shaped resonator / A. Sardi, et al. // Mediterranean Telecommunications Journal. – 2018. – T. 8. – № 1.
112. Jabar, A. A. S. A. Design of Miniaturized Quad-Band Dual-Arm Spiral Patch Antenna for RFID, WLAN and WiMAX Applications / A. A. S. A. Jabar, D. K. Naji // Progress In Electromagnetics Research C. – 2019. – T. 91. – C. 97-113.
113. Farhood, A. D. Design and analysis of dual band integrated hexagonal shaped microstrip UWB antenna / A. D. Farhood, et al. // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2019. – T. 15. – № 1. – C. 294-299.
114. Ali, B. R. M. A New Designs of Microstrip Wi-Fi-shape Nanoantenna & Microstrip Wi-Fi-shape Slot Nanoantenna at THz region / B. R. M. Ali, et al. // Journal of Physics: Conference Series. – 2020.
115. Shah, S. M. Frequency tuning varactor-loaded reconfigurable antenna for m-WiMAX and WLAN applications / S. M. Shah, et al. // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2019. – T. 13. – №. 2. – C. 779-786.

116. Abdalla, Design and analysis of a compact quad band loaded monopole antenna with independent resonators / Abdalla, et al. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2018. – Т. 10. – №. 4. – С. 479-486.
117. Lukasz, J. Many-objective automated optimization of a four-band antenna for multiband wireless sensor networks / J. Lukasz, et al. // Sensors. – 2018.
118. Mohamed, I. Design of compact tri-band fractal antenna for RFID readers / I. Mohamed, et al. // International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE). – 2017. – Т. 7. – №. 4. – С. 2036-2044.
119. Al-Khaffaf, D. A. J. Miniaturised tri-band microstrip patch antenna design for radio and millimetre waves of 5G devices / D. A. J. Al-Khaffaf, I. A. Alshimaysawe // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2021. – Т. 21. – №. 3. – С. 1594-1601.
120. <https://www.tongyucom.com/upload/goods/20220505/202205051402326497.pdf>
121. <https://www.tongyucom.com/about-us/about-tongyu.html>
122. [https://en.wikipedia.org/wiki/Radiation-absorbent\\_material](https://en.wikipedia.org/wiki/Radiation-absorbent_material)
123. JIN, H. A Wideband Dual-Polarized Antenna and Its Array With Electrically Downtilt Function for 5G Sub-6 GHz Communication Applications / H. JIN, et al // IEEE Access. – 2020. – Т. 8. – С. 7672–7681.
124. WEN, L. A Wideband Dual-Polarized Antenna Using Shorted Dipoles / L. WEN, et al // IEEE Access. – 2018. – Т. 6. – С. 39725–39733.
125. <https://www.youtube.com/watch?v=6mHiWBbvd0A>.
126. Воскресенского, Д. И. Проектирование фазированных антенных решеток / Д. И. Воскресенского // Учеб, Изд. 4-е, перераб. и доп. -М.: Радиотехника. – 2012. – С. 744.