

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ
ИНСТИТУТ ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ И ПРИКЛАДНОЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
(ИТПЭ РАН)

На правах рукописи



СЕМЕНЕНКО Владимир Николаевич

**КОМПОЗИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ И
СВЧ-УСТРОЙСТВ В СВЕРХШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ**

Специальность 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии (технические науки)

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант:
д.ф.-м.н., академик РАН
Андрей Николаевич Лагарьков

Москва – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	6
ВВЕДЕНИЕ	8
1 МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ	25
1.1 Обзор методов измерений электрофизических параметров материалов в СВЧ диапазоне	25
1.2 Методика измерений коэффициента отражения и электрофизических параметров материалов в свободном пространстве в ближней зоне рупорных антенн в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц.....	34
1.3 Широкополосная методика измерений коэффициентов отражения и прохождения, электрофизических параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц.....	49
1.4 Сверхширокополосные методики измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в диапазонах частот 0,2-40 и 75-110 ГГц.....	65
1.5 Мобильный измеритель коэффициента отражения покрытий.....	71
1.6 Метод малых возмущений для измерения диэлектрической и магнитной проницаемости включений композитов.....	76
1.7 Коаксиальный метод измерения магнитной проницаемости композитных пленок.....	78
1.8 Методика измерений диаграмм обратного рассеяния и эффективной поверхности рассеяния малогабаритных объектов в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц.....	81
Выводы по главе 1.....	85
2 МАГНИТНЫЕ НАПОЛНИТЕЛИ ДЛЯ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ КАРБОНИЛЬНОГО ЖЕЛЕЗА	87
2.1 СВЧ свойства композитных материалов, наполненных промышленным порошком карбонильного железа различных марок.....	88
2.2 Стабилизация электрофизических свойств композитных материалов, наполненных порошком карбонильного железа марки Р-10.....	93
2.3 Стабилизация электрофизических свойств композитных материалов, наполненных порошком карбонильного железа марки Р-20.....	101
2.4 Магнитный наполнитель КЖ-3А	104
2.5 Оптимизация однослойных магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-3А	109

2.6 Модификация СВЧ свойств порошка карбонильного железа методом мокрого помола.	120
2.7 Магнитный наполнитель КЖ-2	128
2.8 Оптимизация однослойных магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-2	132
2.9 Применение магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-2 для решения задач электромагнитной совместимости.....	137
2.10 Магнитный наполнитель КЖ-6.....	140
2.11 Оптимизация однослойных магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-6.....	144
Выводы по главе 2.....	151
3 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ МАГНИТНЫХ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ	154
3.1 Частотно-селективное радиопоглощающее покрытие РАН-54 для диапазона частот 2-18 ГГц.....	154
3.2 Широкополосное радиопоглощающее покрытие РАН-67 для диапазона частот 8-18 ГГц.....	173
3.3 Широкополосное радиопоглощающее покрытие РАН-43 для диапазона частот 12-39 ГГц.....	183
3.4 Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие РАН-79 для диапазона частот 1-18 ГГц.....	189
3.5 Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие РАН-85 для диапазона частот 1-40 ГГц	196
3.6 Сверхширокополосный пирамидальный магнитный радиопоглощающий материал РАН-98 в спиральных антеннах систем радиомониторинга.....	203
3.7 Поликонические вибраторные антенны с широкополосным радиопоглощающим покрытием на основе магнитомягких сплавов.....	208
3.8 Широкополосные волноводные нагрузки на основе феррооксида с магнитным наполнителем КЖ-3А.....	214
3.9 Малогабаритные волноводные согласованные нагрузки на основе радиопоглощающего покрытия РАН-87.....	221
Выводы по главе 3.....	225
4 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ.....	227

4.1 Диэлектрические радиопоглощающие материалы на основе проводящих композитов.....	227
4.2 Радиопоглощающие материалы на основе пенополиуретанов различного типа.....	233
4.3 Применение диэлектрических радиопоглощающих материалов в антенной технике.....	240
4.4 Размерные эффекты для коэффициента отражения диэлектрических радиопоглощающих материалов.....	246
4.5 Экранирующий кожух для проверки работоспособности радиостанции со штыревой антенной с диэлектрическим радиопоглощающим материалом.....	252
Выводы по главе 4.....	257
5 РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ.....	258
5.1 Введение.....	258
5.2 Метаматериалы на основе диэлектрических резонаторов.....	259
5.3 Метаматериалы на основе проволочных би-спиралей.....	276
5.4 Оптимизация параметров проволочных би-спиральных включений.....	293
5.5 Практические приложения метаматериалов на основе кольцевых проволочных включений в антенной технике.....	300
5.6 Метаматериалы на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей.....	315
5.7 Эффективный радиопоглощающий материал на основе метаматериала LR-5A с магнитным подслоем.....	331
5.8 Практические приложения метаматериалов на основе лево- и правозакрученных проволочных спиралей в антенной технике.....	342
5.9 Эффект обратного излучения электромагнитных волн волноводной антенной с метаматериалом.....	352
Выводы по главе 5.....	359
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	361
БЛАГОДАРНОСТИ.....	364
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	365
Приложение А. Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30002-2002.....	389
Приложение Б. Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30008-2010.....	390

Приложение В. Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30020-2020.....	391
Приложение Г. Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30009-2010.....	392
Приложение Д. Копия акта внедрения АО «ВНИИ «Градиент».....	393
Приложение Е. Копия акта внедрения АО «ЦКБА».....	394
Приложение Ж. Копия акта внедрения ОКБ Сухого.....	395
Приложение З. Копия акта внедрения ПАО «Радиофизика».....	396
Приложение И. Копия акта внедрения АО «ГРПЗ».....	397

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АФР – амплитудно-фазовое распределение
АФАР – активная фазированная антенная решетка
БЛ – боковой лепесток
БО – бортовое оборудование
БС – базовая станция
БЭК – безэховая камера
ВАЦ – векторный анализатор цепей
ВВФ – внешние воздействующие факторы
ВП – вертикальная поляризация
ВСН – волноводная согласованная нагрузка
ГП – горизонтальная поляризация
ДН – диаграмма направленности
ДОР – диаграмма обратного рассеяния
ДР – диэлектрический резонатор
ДУО – двугранный уголкового отражатель
ЗА – зеркальная антенна
ЗП – защитное покрытие
ЗПС – задняя полусфера
ИУ – интегральные уравнения
КВП – коаксиально-волноводный переход
КВЧ – крайне высокая частота
КЖ – карбонильное железо
КМ – композитный материал
КО – коэффициент отражения
КП – коэффициент прохождения
КСВН – коэффициент стоячей волны напряжения
КУ – коэффициент усиления
ЛА – летательный аппарат
ЛКП – лакокрасочное покрытие
МИКО – мобильный измеритель коэффициента отражения
ММ - метаматериал
НРП – непреднамеренные радиопомехи
НРУ – Николсон-Росс-Уир

НЧ – низкая частота
ОПУ – опорно-поворотное устройство
ПВХ - поливинилхлорид
ПО – программное обеспечение
ПК – персональный компьютер
ППС – передняя полусфера
ППУ – пенополиуретан
ПРЗ – правдинский радиозавод
РПМ – радиопоглощающий материал
РПО – радиопрозрачный обтекатель
РПП – радиопоглощающее покрытие
РПУ – радиопрозрачное укрытие
РСБН – радиотехническая система ближней навигации
РТХ – радиотехнические характеристики
РЭО – радиоэлектронное оборудование
СВЧ – сверхвысокочастотный
СМП – система материалов и покрытий
СШП – сверхширокополосный
УО – уголкового отражатель
ЭИИМ – эквивалентная изотропная излучаемая мощность
ЭКЛА – элемент конструкции летательного аппарата
ЭМВ – электромагнитная волна
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭППС – экструдированный пенополистирол
ЭПП – эффективная поверхность рассеяния
DAK - Dielectric Assessment Kit
GRL - Gated-Reflect-Line
OSL - Open-Short-Load
TRL - Thru-Reflect-Line
TRM - Thru-Reflect-Match
 $i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица
 ε - диэлектрическая проницаемость
 μ - магнитная проницаемость
 λ - длина волны

Введение

Актуальность темы. В настоящее время для СВЧ приложений, в том числе для антенной техники и СВЧ-устройств, применяются в основном диэлектрические и магнитные композитные материалы, используемые, в качестве радиопоглотителей для электромагнитной совместимости и снижения радиолокационной заметности [1, 2], изготовления антенных насадок для проведения испытаний антенно-фидерных устройств [3], устранения помех радиолокаторам аэропортов [4] и улучшения диаграмм направленности антенн [5]. Наиболее эффективными с минимальными массогабаритными параметрами являются магнитные композитные материалы, содержащие, как правило, наполнители из различных ферромагнитных сплавов [6-11]. Самым широко используемым наполнителем для магнитных композитных материалов является порошок карбонильного железа, изобретенный немецкой фирмой BASF в 1925 г. и впервые примененный в Германии в годы второй мировой войны в радиопоглощающем покрытии на перископе подводной лодки [12]. Несмотря на столь длительный срок использования карбонильного железа, сложная частотная дисперсия его магнитной проницаемости в широком диапазоне частот до сих пор не была исследована детально. В большом количестве работ по свойствам композитов на основе карбонильного железа исследуются эффективные материальные параметры и поглощающие свойства композитов, наполненных коммерчески доступными марками карбонильного железа, как правило, немецкой фирмы BASF или американской ISP, при различных концентрациях наполнителя [13], но в достаточно узких диапазонах частот.

Измерения СВЧ свойств композитов проводятся в основном в волноводных или коаксиальных линиях, имеющих ограничения по широкополосности, а также точности измерений [13-15]. Измерения параметров материалов имеют ограниченную полосу частот, невысокую точность измерений, а для свободного пространства требуются образцы материалов, имеющие габаритные размеры, значительно превышающие длину волны [16]. Поэтому актуальной является разработка методик измерения электрофизических параметров материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот для малогабаритных образцов композитных материалов с использованием современной цифровой обработки сигналов, являющихся базовым инструментом для разработки сверхширокополосных радиопоглощающих материалов и покрытий.

Степень разработанности темы диссертации. Как правило, используемые в России и за рубежом промышленные порошки карбонильного железа, имеют квазисферическую форму и обладают значительной агломерированностью частиц [17], что приводит к значительной зависимости СВЧ свойств композитов от партии продукта, условий его хранения и режимов переработки композитов. Существующие способы стабилизации, такие как фосфатирование порошков на заводе, так и химическое осаждение окиси кремния на частицы железа [18] не являются эффективными и обладают низкой повторяемостью результатов. Стабилизация электродинамических параметров композитов, наполненных порошками карбонильного железа, является актуальной задачей для их практического использования.

Несмотря на значительное количество публикаций по увеличению магнитных потерь карбонильного железа методами механического помола в планетарных мельницах или атриторах с получением чешуйчатых частиц железа, которые носят разрозненный характер [17, 19-20], до некоторого времени [21] отсутствовала технология получения магнитных наполнителей пластинчатой формы со стабильными электрофизическими свойствами.

Отсутствие магнитных наполнителей со стабильными электрофизическими свойствами для композитных материалов не позволяет получать предсказуемые электродинамические характеристики композитов при различных концентрациях магнитного наполнителя, и следовательно, использовать их для проектирования радиопоглощающих материалов, в особенности многослойных материалов, с предсказуемыми свойствами. Таким образом, разработка магнитных наполнителей со стабильными электрофизическими свойствами может быть фундаментом для создания композитных материалов с требуемыми радиотехническими характеристиками, с различными законами частотной дисперсии магнитной проницаемости и позволит создавать различные многослойные радиопоглощающие материалы с заданными свойствами.

Другой реализацией микроволновых композитных материалов являются диэлектрические материалы. Существующие на рынке диэлектрические радиопоглощающие материалы обладают, как правило, невысокими эксплуатационными характеристиками при воздействии внешних факторов среды и могут использоваться в основном в закрытых помещениях при комнатных температурах, как правило для облицовки помещений и оборудования безэховых камер [22]. Для использования диэлектрических поглощающих материалов на элементах антенной техники является актуальным повышение их эксплуатационных свойств, а также увеличение их эффективности радиопоглощения.

Ограниченность рабочего диапазона частот традиционных магнитных материалов, обусловленная естественным ферромагнитным резонансом, накладывает значительные ограничения на широкополосность магнитных композитных материалов. Данного недостатка лишены искусственные магнито-диэлектрики, так называемые метаматериалы, у которых частотная зависимость электрических и магнитных поляризуемостей включений определяется только их формой и геометрией. Несмотря на резонансный характер поглощающих свойств метаматериалов и перестраиваемый частотный диапазон, существуют необычные свойства электродинамических характеристик метаматериалов, такие как аномальное распространение электромагнитных волн в средах с отрицательными и нулевыми значениями диэлектрической и магнитной проницаемости, существование обратной волны, которые могут быть полезны для приложений в антенной технике. Низкие массогабаритные характеристики метаматериалов, а также возможность расширения их рабочего диапазона в комбинации с традиционными магнитными композитами, делает актуальным детальное исследование свойств метаматериалов с повышенной эффективностью радиопоглощающих СВЧ свойств.

Детальное исследование СВЧ свойств комплекса композитных материалов, как традиционных магнитных, диэлектрических и метаматериалов, а также их комплексирование, позволяет создавать сверхширокополосные микроволновые композитные материалы с управляемыми поглощающими

свойствами, которые могут найти применение в антенной технике и в различных СВЧ устройствах для улучшения их радиотехнических характеристик и решения проблем электромагнитной совместимости.

Целью диссертационной работы является создание сверхширокополосных радиопоглощающих материалов и покрытий, их модификация, повышение эффективности радиотехнических характеристик таких материалов и покрытий в сверхшироком СВЧ диапазоне и их внедрение в антенную и СВЧ технику. Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Разработка методик измерения электрофизических параметров композитных материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот, обладающих высокой точностью и воспроизводимостью.

2. Экспериментальное исследование магнитных спектров композитных материалов, наполненных промышленными марками карбонильного железа.

3. Разработка методов стабилизации электрофизических характеристик и увеличения магнитных потерь наполнителей на основе модифицированного карбонильного железа в СВЧ диапазоне.

4. Экспериментальное исследование частотной дисперсии магнитной и диэлектрической проницаемости магнитных композитных материалов, наполненных модифицированными порошками карбонильного железа.

5. Проектирование сверхширокополосных радиопоглощающих покрытий и материалов на основе базы данных электродинамических параметров различных магнитных композитных материалов и определение областей применения разработанных покрытий для антенной техники и СВЧ-устройств.

6. Экспериментальное исследование диэлектрических композитных материалов, в том числе в комбинации с магнитными подслоями.

7. Экспериментальное и теоретическое исследование эффективных материальных параметров искусственных магнито-диэлектриков (метаматериалов), способов их модификации и настройки для применения в качестве радиопоглощающих материалов с целью улучшения радиотехнических характеристик антенн различного назначения.

Объектом исследований являются композитные материалы с ферромагнитными, диэлектрическими и резонансными включениями, с заданными электродинамическими свойствами, являющиеся базовыми элементами для проектирования и создания эффективных радиопоглощающих материалов и покрытий в сверхшироком СВЧ диапазоне.

Предметом исследования являются методики измерения материальных параметров композитных материалов в свободном пространстве в сверхшироком СВЧ диапазоне; технологии механической обработки порошков карбонильного железа с целью стабилизации их электрофизических свойств и повышения магнитных потерь; материальные параметры композитных материалов, наполненных порошками модифицированного карбонильного железа; схемы построения многослойных сверхширокополосных радиопоглощающих покрытий на

основе магнитных композитных материалов в сверхшироком диапазоне частот; эффективные диэлектрические радиопоглощающие материалы; метаматериалы, как искусственные магнитодиэлектрики с прогнозируемыми электродинамическими свойствами; а также области внедрения разработанных композитных материалов для улучшения радиотехнических характеристик антенных систем и СВЧ-устройств в сверхшироком СВЧ диапазоне.

Научная новизна работы

1. Разработаны и аттестованы методики измерений электрофизических параметров композитных материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот от 0,2 до 110 ГГц.

2. Впервые экспериментально исследована структура мод эффективной магнитной проницаемости композитных материалов на основе промышленно выпускаемых партий карбонильного железа в широкой полосе частот от 0,2 до 40 ГГц с оценкой особой роли магнитных мод Аарони в магнитных спектрах композитных материалов на высоких частотах.

3. Оптимизированы режимы комплексной механической обработки порошков карбонильного железа, включающие методы сухого и мокрого помолов, позволяющие стабилизировать магнито-диэлектрические свойства модифицированных порошков карбонильного железа и значительно увеличить их магнитные потери в СВЧ диапазоне.

4. Впервые разработан метод мониторинга процесса мокрого помола порошка карбонильного железа, позволивший получать стабильный продукт вне зависимости от степени износа элементов конструкции аттритора.

5. Разработаны структуры узкополосных и сверхширокополосных радиопоглощающих покрытий на основе магнитных композитных материалов с низким коэффициентом отражения в сверхшироком диапазоне частот от 0,1 до 110 ГГц.

6. Теоретически и экспериментально показано, что диэлектрическим радиопоглощающим материалам свойственен размерный эффект для коэффициента отражения – зависимость коэффициента отражения образца диэлектрического материала от его размеров.

7. Впервые теоретически и экспериментально доказано фундаментальное ограничение магнитной эффективности искусственных магнито-диэлектриков (метаматериалов) и особая роль нулевых значений диэлектрической и магнитной проницаемости метаматериалов для подавления бокового и заднего излучения апертурных антенн.

Новизна полученных научных результатов подтверждена 6 патентами РФ на изобретения (№№ 2236929, 2414029, 2541871, 2571906, 2626073 и 2814585) и патентом РФ на полезную модель (№ 200478).

Методы исследования. В основном, все исследования в работе проведены экспериментальными методами. Ряд задач решен при помощи теоретических или численных методов, методами моментов и интегральных уравнений, с использованием пакета электродинамического моделирования FEKO.

Теоретическая и практическая ценность работы

1. Разработаны методики измерений и сверхширокополосные стенды для измерения материальных параметров композитов (диэлектрической и магнитной проницаемости), а также коэффициентов отражения и прохождения в сверхшироком диапазоне частот от 0,2 до 110 ГГц в свободном пространстве, аттестованные уполномоченными метрологическими организациями.

2. Разработан комплекс магнитных наполнителей на основе модифицированного карбонильного железа со стабильными электрофизическими и увеличенными магнитными свойствами на СВЧ. Определены функциональные зависимости для частотной дисперсии магнитной и диэлектрической проницаемости композитов, наполненных разработанными магнитными наполнителями с различной концентрацией.

3. На основе модифицированных магнитных наполнителей разработан комплекс стабильных двухкомпонентных компаундов для создания магнитных радиопоглощающих покрытий, как узкополосных однослойных покрытий с широкой полосой перестройки от 0,1 до 46 ГГц, так и сверхширокополосных многослойных радиопоглощающих покрытий с рабочей много октавной полосой частот.

4. Разработанные широкополосные диэлектрические радиопоглощающие материалы на основе стабильных полупроводящих композитных материалов нашли применение на экранах апертурных антенн для снижения уровней бокового и заднего излучения.

5. Расчетным путем доказана и экспериментально подтверждена максимальная эффективность метаматериалов для антенной техники в области частот с околонулевыми значениями диэлектрической и магнитной проницаемости метаматериала. При частотах с отрицательными значениями проницаемостей метаматериала теоретически и экспериментально продемонстрирован эффект обратного излучения электромагнитной волны антенной на основе диэлектрического волновода в виде трубки из метаматериала.

6. Разработанные композитные материалы и покрытия, в том числе на основе метаматериалов, нашли широкое практическое применение на изделиях антенной техники с целью улучшения и корректировки их радиотехнических характеристик, а также для решения проблем электромагнитной совместимости.

Практическая ценность и реализуемость полученных в работе результатов подтверждена 6 патентами на изобретения и патентом на полезную модель, защищающими способы и соответствующую модель.

Достоверность результатов. Достоверность полученных в диссертации результатов, как экспериментальных, так и теоретических, подтверждается сопоставлением эксперимента и теории, которые согласуются с высокой точностью. Измеренные частотные зависимости коэффициента отражения многослойных радиопоглощающих покрытий хорошо согласуются с рассчитанными зависимостями из предварительно измеренных магнито-диэлектрических спектров композитных материалов. Достоверность экспериментальных результатов измерений обеспечивается метрологической аттестацией разработанных в работе методик измерения.

Точность разработанных методик измерения подтверждена измерениями эталонных образцов материалов в широком диапазоне частот и находится в пределах погрешности, регламентированной свидетельствами об аттестации методик измерения.

Личный вклад автора. Основные научные результаты диссертации получены соискателем лично или при определяющем вкладе со стороны соискателя. Все экспериментальные исследования и численные расчеты планировались и выполнялись при непосредственном участии соискателя, под его руководством, или в сотрудничестве с соавторами. Соискатель принимал непосредственное участие в постановке задач работы, обработке полученных результатов, их анализе и обобщении, формулировке выводов и научных положений. Разработка оптимальных режимов сухого и мокрого помолов порошка карбонильного железа, мониторинга процесса мокрого помола порошка карбонильного железа, электродинамическое моделирование структур сверхширокополосных многослойных материалов и покрытий, а также исследование основных свойств метаматериалов выполнены соискателем лично. В диссертацию включены только те результаты выполненных в соавторстве исследований, в которых личный вклад соискателя являлся определяющим.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Предложенные, экспериментально апробированные и аттестованные методики измерений электрофизических параметров малогабаритных (с размерами, большими одной длины волны) образцов материалов в свободном пространстве, отличающиеся от существующих аналогов использованием диафрагмированных линзовых рупорных антенн с новыми алгоритмами цифровой обработки сигналов в сверхшироком диапазоне частот (от 0,2 до 40 ГГц с возможностью расширения верхней границы до 110 ГГц), что позволяет обеспечить высокую точность измерений (до десяти процентов) электрофизических параметров материалов с высоким тангенсом диэлектрических и магнитных потерь.

2. Выявленные закономерности технологических методов механической обработки порошка карбонильного железа, включающие в себя комбинации методов сухого помола порошка карбонильного железа в вибрмельнице и мокрого помола модифицированного порошка карбонильного железа в аттриторе, отличающиеся от известных ранее аналогов использованием в качестве добавки двуокиси кремния к порошку карбонильного железа при сухом помоле, а также использованием мониторинга процесса мокрого помола, которые приводят к значительной стабилизации электрофизических характеристик магнитных наполнителей и значительному увеличению их магнитных потерь в СВЧ диапазоне, что обеспечивает производство стабильных модифицированных магнитных наполнителей типов КЖ-3А, КЖ-2 и КЖ-6 со значительной вариацией их СВЧ магнитных свойств.

3. Предложенная методология расчета и оптимизации структур эффективных радиопоглощающих покрытий на основе композитных материалов с разработанными стабильными магнитными наполнителями, включающая в себя как однослойные магнитные покрытия, так и многослойные градиентные магнитодиэлектрические покрытия, основанная на

симплекс-процедуре с использованием созданной базы данных магнитных и диэлектрических спектров композитных материалов с разработанными магнитными наполнителями различной концентрации, что обеспечивает создание как эффективных узкополосных радиопоглощающих покрытий (с коэффициентом отражения менее минус 30 дБ) с широкой полосой перестройки рабочей частоты от 0,1 до 46 ГГц, так и сверхширокополосных радиопоглощающих покрытий с рабочим диапазоном частот в несколько октав (от 1 до 40 ГГц) с коэффициентом отражения менее минус 10 дБ.

4. Предложенные принципы построения систем диэлектрических радиопоглощающих материалов, включающие в себя как однослойные, так и многослойные полупроводящие материалы на основе пенополиуретанов, пропитанных полимерными композициями, наполненными высокопроводящей углеродной сажей, со специальной термообработкой, что обеспечивает стабильные радиофизические свойства материалов при воздействии внешних факторов среды, отличающиеся от известных аналогов, как правило, наличием тонких магнитных подслоев для снижения влияния размерных эффектов для коэффициента отражения малогабаритных образцов материалов, применимые для увеличения степени развязки близкорасположенных приемо-передающих рупорных антенн, корректировки диаграмм направленности зеркальных антенн, а также для создания экранирующего кожуха штыревой антенны для проверки работоспособности радиостанции.

5. Выявленные закономерности электродинамических свойств метаматериалов на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей, включающие в себя резонансный характер частотных дисперсий диэлектрической и магнитной проницаемости метаматериала в одном диапазоне частот, отличающиеся от аналогов наличием около нулевых значений действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемости метаматериала в заданном узком диапазоне частот, что позволяет создавать эффективные узкополосные радиопоглощающие материалы, используемые в качестве насадок рупорных антенн для снижения уровней боковых и задних лепестков их диаграмм направленности.

6. Предложенная схема построения сверхширокополосного радиопоглощающего материала, включающая в себя согласующий слой на основе метаматериала из гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей, отличающегося от аналогов наличием в структуре материала двух тонких магнитных подслоев на основе разработанных магнитных наполнителей КЖ-2 и КЖ-3А, что обеспечивает низкий коэффициент отражения (менее минус 10 дБ) радиопоглощающего материала в сверхшироком диапазоне частот от 5 до 33 ГГц за счет оптимальных согласующих свойств метаматериала в области основной и высших магнитных мод.

7. Предложенный способ создания малогабаритных волноводных согласованных нагрузок, включающий в себя использование многослойного интерференционного магнитного покрытия на основе разработанного магнитного наполнителя КЖ-3А, отличающийся от аналогов методикой настройки данного магнитного покрытия в свободном пространстве с пересчетом коэффициента отражения покрытия для конкретного типа волновода, обеспечивающий

изготовление компактных (толщиной около четверти длины волны) волноводных согласованных нагрузок с низкими значениями КСВН (не более 1,07) для диапазона частот 34 – 36 ГГц.

Все основные положения, выносимые на защиту, являются новыми и представляют интерес для широкого круга исследователей, что подтверждается их активным цитированием в отечественной и зарубежной научно-технической литературе.

Реализация и внедрение результатов работы

Разработанные в диссертации радиопоглощающие материалы и покрытия, а также стенды для измерения их радиофизических характеристик использованы в различных организациях как при выполнении опытно-конструкторских работ, так и в серийном производстве: АО «ВНИИ «Градиент», АО НПО «Квант», АО «ЦКБА», АО «ГРПЗ», АО «НИИП имени В.В. Тихомирова», филиал ПАО «Ил»-Авиастар, АО «ВНИИ «Вега», ПАО «Радиофизика», ПАО «ОАК» ОКБ Сухого, ПАО «ТАНТК им. Г.М. Бериева», АО «Композит», ФГУП «КГНЦ», ООО «ИРЗ».

Результаты внедрения результатов работы подтверждаются соответствующими актами внедрения (см. Приложения Д, Е, Ж, З и И).

Апробация результатов работы. По теме диссертации изданы 143 печатных работы, включая 51 статью в рецензируемых журналах, 1 монографию, 6 патентов РФ на изобретения и 1 патент РФ на полезную модель. Основные результаты опубликованы в статьях и патентах на изобретения и полезную модель:

1. A.N. Lagarkov, **V.N. Semenenko**, V.A. Chistyayev, D.E. Ryabov, S.A. Tretyakov, C.R. Simovski. Resonance Properties of Bi-Helix Media at Microwaves // *Electromagnetics*. 1997. V.17. No. 3. P.213 – 237.
2. A.N. Lagarkov, **V.N. Semenenko**, V. N. Kisel, V. A. Chistyayev. Development and Simulation of Microwave Artificial Magnetic Composites Utilizing Nonmagnetic Inclusions // *J. Magn. Magn. Mater.* 2003. V.258-259. P.161-166.
3. Г.В. Белокопытов, А.Н. Лагарьков, **В.Н. Семененко**, В.А. Чистяев. Модель искусственного магнетика. Двумерная решетка резонансных диполей // *Радиотехника и электроника*. 2005. Т.50. № 1. С.89-94.
4. Г.В. Белокопытов, А.Н. Лагарьков, **В.Н. Семененко**, В.А. Чистяев. Модель искусственного магнетика. Двумерные решетки проводящих колец и сегнетоэлектрических резонаторов // *Радиотехника и электроника*. 2005. Т.50. № 4. С.447-455.
5. Белокопытов Г.В., Лагарьков А.Н., **Семененко В.Н.**, Ступаков А.В., Чистяев В.А. Экспериментальное определение поляризуемости дипольных резонаторов // *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2007. Т.12. № 10. С.44-50.
6. Lagarkov A.N., Kisel V.N., **Semenenko V.N.** Wide-Angle Absorption by the Use of a Metamaterial Plate // *Progress in Electromagnetic Research Letters*. 2008. V.1. P.35-44.

7. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, **В.Н. Семененко**. Распространение электромагнитных волн в планарных волноводах из метаматериалов и излучение антенн на их основе // Радиотехника и электроника. 2009. Т.54. № 8. С.946-951.
8. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, **В.Н. Семененко**. Излучение из открытого конца полубесконечного круглого двухслойного магнитодиэлектрического волновода // Антенны. Вып. 8(147). 2009. С.46-49.
9. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, **В.Н. Семененко**. Эффект обратного излучения электромагнитных волн волноводной структурой из метаматериала // Письма в ЖЭТФ. 2009. Т.89. Вып.9-10. С.593-598.
10. А.А. Basharin, N.P. Balabukha, and **V.N. Semenenko**. The radiation from a planar metamaterial waveguide // J. Appl. Phys. 2010. V.107. No.11. P.113301-1-5.
11. А.Н. Лагарьков, В.Н. Кисель, А.К. Сарычев, **В.Н. Семененко**. Электрофизика и электродинамика метаматериалов // Теплофизика высоких температур. 2010. Т.48. Вып.6. С.1031-1048.
12. А.А. Basharin, N.P. Balabukha, **V.N. Semenenko** and N.L. Menshikh. Metamaterial Waveguides and Antennas// Wave Propagation. Published by InTech, March 2011. Croatia. 570 P. – ISBN 978-953-307-275-3/ Edited by: Andrey Petrin. Chapter 12. P.241-266.
13. А.Н. Лагарьков, В.Н. Кисель, **В.Н. Семененко**. Радиопоглощающие материалы на основе метаматериалов // Радиотехника и электроника. 2012. Т.57. № 10. С.1119-1127.
14. А.Н. Lagarkov, **V.N. Semenenko**, V.A. Chistyayev and I.T. Iakubov. High-frequency modes in magnetic spectra of carbonyl iron // J. Magn. Magn. Mater. 2012. V.324. P.3402-3405.
15. С.Э. Григас, А.Г. Ржанов, **В.Н. Семененко** и В.А. Чистяев. Поляризационные характеристики аномального пропускания СВЧ-излучения проводящими пленками // Письма в ЖЭТФ. 2012. Т.96. Вып.2. С.103-106.
16. К.М. Басков, Н.И. Бобков, И.И. Краснолобов, **В.Н. Семененко**. Математическое моделирование сверхширокополосной многолучевой зеркальной антенны // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 4. С.1-18.
17. В.И. Иванова, С.Г. Кибец, И.И. Краснолобов, А.Н. Лагарьков, А.А. Политико, **В.Н. Семененко**, В.А. Чистяев. Разработка широкополосного радиопоглощающего покрытия с высокими эксплуатационными свойствами // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 7. С.1-23.
18. К.М. Басков, А.А. Политико, **В.Н. Семененко**, В.А. Чистяев. Коррекция S-параметров при измерении материальных параметров магнитодиэлектрических композитов в свободном пространстве с применением диафрагмы // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 5. С.1-27.

19. **В.Н. Семенов**, К.М. Басков, А.А. Политико, Д.И. Акимов, Н.Н. Степанов. Экранирующий колпак с радиопоглощающим метаматериалом внутри // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 1. С.1-13.
20. **В.Н. Семенов**, К.М. Басков, И.И. Краснолобов, Т.А. Фурманова, Д.И. Акимов. Радиопрозрачные укрытия со свойствами угловой фильтрации для параболической зеркальной антенны // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 5. С.1-22.
21. **В.Н. Семенов**, К.М. Басков, И.И. Краснолобов, Д.И. Акимов, А.А. Политико, В.А. Чистяев, Н.И. Бобков. Применение магнитных радиопоглощающих материалов для коррекции радиотехнических характеристик поликонических вибраторных антенн // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 9. С.1-11.
22. **В.Н. Семенов**, В.А. Чистяев, А.А. Политико, К.М. Басков. Стенд для измерений в свободном пространстве радиофизических параметров материалов в сверхширокой полосе сверхвысоких частот // Измерительная техника. 2019. № 2. С.55—59.
23. **В.Н. Семенов**, К.М. Басков, Д.И. Акимов, А.А. Политико, В.А. Чистяев, А.Ю. Зарубина. Широкополосные волноводные согласованные нагрузки на основе ферроэпоксида // Журнал радиоэлектроники. 2019. № 7. С.1-12.
24. К.М. Басков, Д.Е. Данилов, А.А. Политико, С.Е. Просыпкин, А.А. Рогозин, **В.Н. Семенов**. Портативный измеритель коэффициента отражения покрытий СВЧ диапазона // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 10. С.939-950.
25. **V.N. Semenenko**, V.A. Chistyayev, A.A. Politico, S.G. Kibets, V.N. Kisel, C.P. Gallagher, C. McKeever, A.P. Hibbins, F.Y. Ogrin, and J.R. Sambles. Complex permittivity and permeability of composite materials based on carbonyl iron powder over an ultrawide frequency band // Physical Review Applied **16**. 014062 (2021) (doi: 10.1103/PhysRevApplied.16.014062).
26. А.Н. Лагарьков, М.В. Глазачева, С.Г. Кибец, Е.А. Преображенский, К.Н. Розанов, **В.Н. Семенов**. Способ получения магнитных порошков материала на основе карбонильного железа // Патент РФ на изобретение № 2236929, заявлен 17.07.2003, опубликован 27.09.2004, Б.И. № 27, классы B22F1/00, H01F1/20.
27. Зайцева Н.В., Коробейников Г.В., Кохнюк Д.Д., Иванова Л.Н., Славин В.В., Кузнецов П.А., Маренников Н.В., **Семенов В.Н.** Поглотитель электромагнитных волн // Патент РФ на изобретение № 2414029, заявлен 01.02.2010, опубликован 10.03.2011, Б.И. № 7, классы H01Q 17/00.
28. Бобков Н.И., Габриэльян Д.Д., Пархоменко Н.Г., **Семенов В.Н.** Сверхширокополосная многолучевая зеркальная антенна // Патент РФ на изобретение № 2541871, заявка № 2013131605, приоритет изобретения 09 июля 2013 г., зарегистрировано в

Государственном реестре изобретений Российской Федерации 16 января 2015 г., срок действия патента истекает 09 июля 2033 г.

29. Лагарьков А.Н., **Семенов В.Н.**, Кибец С.Г., Иванова В.И., Сиберт С.Д., Иванова Л.Н., Коробейников Г.В., Кохнюк Д.Д. Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие // Патент РФ на изобретение № 2571906, заявка № 2014129366, приоритет изобретения 16 июля 2014 г., зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 27 ноября 2015 г., срок действия патента истекает 16 июля 2034 г.

30. **Семенов В.Н.**, Кибец С.Г., Чистяев В.А., Иванова В.И., Тимкин А.В., Лило Г.Я., Иванова Л.Н., Боровик И.А., Кохнюк Д.Д. Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие // Патент РФ на изобретение № 2626073, заявка № 2016138947, приоритет изобретения 03 октября 2016 г., зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 21 июля 2017 г., срок действия патента истекает 03 октября 2036 г.

31. Колосов С.В., Трубицын О.Б., Басков К.М., Политико А.А., **Семенов В.Н.**, Чистяев В.А. Экранирующий кожух для устройства проверки работоспособности радиостанции с штыревой антенной // Патент РФ на полезную модель № 200478, заявка № 2019140688, приоритет полезной модели 09 декабря 2019 г., зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 27 октября 2020 г., срок действия исключительного права на полезную модель истекает 09 декабря 2029 г.

32. Басков К.М., Гузовский А.Б., Гузовский Б.А., Назаркин Д.И., **Семенов В.Н.**, Чистяев В.А. Малогабаритная волноводная нагрузка // Патент РФ на изобретение № 2814585, заявлен 03.11.2023, опубликован 01.03.2024, Б.И. № 7.

Материалы диссертации докладывались и обсуждались на многих отечественных и международных научных конференциях, совещаниях и семинарах с 1993 по 2023 гг., среди которых: Школа-семинар «Релаксационные явления в твердых телах», 23-26 февраля, 1993, Воронеж; Int. Conf. and Workshop on Electromagnetics of Complex Media «Bianisotropics' 93», 1993, Gomel, Belarus; Fourth Int. Conf. on Electrical Transport and Optical Properties of Inhomogeneous Media (ЕТОРІМ-4), July 23-30, 1996, Moscow; Int. Conf. and Workshop on Electromagnetics of Complex Media «Bianisotropics' 97», June 5-7, 1997, Glasgow, Great Britain; 7th Int. Crimean Conf. «Microwave and Telecommunication Technology», September 15-18, 1997, Crimea; 7th Int. Conf. on Complex Media «Bianisotropics' 98», June 3-6, 1998, Technische Univ. Braunschweig, Germany; Progress in Electromagnetics Research Symposium «PIERS' 98», July 13-17, 1998, Nantes, France; Moscow Int. Symp. on Magnetism «MISM-2002», June 20-24, 2002, Moscow; Int. Conf. on Materials for Advance Technologies, ICMAT-2003, December 7–12, 2003, Singapore; 10th Int. Conf. on Complex Media and Metamaterials «Bianisotropics' 04», September 22-24, 2004, Ghent, Belgium; 14-я Международ. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 13-17, 2004, Севастополь; 3rd Int. Conf. on Materials for Advance Technologies ICMAT-2005, July

3–8, 2005, Singapore; 15-я Международ. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 12-16, 2005, Севастополь; X Всероссийская школа-семинар «Волновые явления в неоднородных средах». Секция Метаматериалы, периодические и дискретные структуры, МГУ, Звенигород, 2006; Progress in Electromagnetic Research Symposium «PIERS' 2008», March 24-28, 2008, Hangzhou, China; Progress in Electromagnetic Research Symposium «PIERS' 2008», July 2–6, 2008, USA; Конф. молодых ученых «Ломоносов-2008», 2008, Москва; Международ. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2009», 27 июня-01 июля 2009, Дивноморск; The 4th European Conf. on Antennas and Propagation «EuCAP' 2010», April 12–16, 2010, Barcelona, Spain; The 5th Forum on New Materials «CIMTEC' 2010», Montecatini Terme, Tuscany, Italy, June 13-18, 2010; 20-я Международ. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 13-17, 2010, Севастополь; V Всероссийская научно-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», 21-25 ноября 2011 г., Москва, ИРЭ РАН; VIII Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT), September 20-23, 2011, Kyiv, Ukraine; Юбилейная научн. конф. посвященная 50-летию ОИВТ РАН, 2011, Москва; V научн. конф. «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», 18-19 сентября, 2012, Суздаль; XIII Всероссийская школа-семинар «Волновые явления в неоднородных средах» (Волны-2012), секция 2, физический факультет МГУ, 2012, Москва; Международ. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2013», 2013, Дивноморск; II Всероссийская Микроволновая конф., ИРЭ РАН, 2014, Москва; Шестая общероссийская научно-практ. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2016), 2016, Омск; XXXII Int. Conf. on Interaction of Intense Energy Fluxes with Matter, March 1-6, 2017, Elbrus, Russia; VI Всероссийская научно-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», 29 мая-1 июня, 2017, Санкт-Петербург; XIX координационный научно-техн. семинар по СВЧ-технике, 5-7 сентября, 2017, Нижегородская обл., п. Хахалы, Россия; 27th Int. Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo' 2017), September 10 – 16, 2017, Sevastopol; Пятая всероссийская микроволновая конф., ИРЭ РАН, 2017, Москва; Седьмая всероссийская научно-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2018), 2018, Омск; XXIII Международ. конф. «Новое в магнетизме и магнитных материалах», 30 июня – 5 июля, 2018, Москва; XI Всероссийская научно-техн. конф. «Метрология в радиоэлектронике», 19-21 июня, 2018, Менделеево, Московская обл.; VI Всероссийская Микроволновая конф., 26—30 ноября, 2018, ИРЭ РАН, Москва; Conference 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW, June 24—28, 2019, Divnomorskoe, Russia; Всероссийская научно-техн. конф. «Антенны и распространение радиоволн 2019» (APP' 2019) 15-17 сентября, 2019, ЛЭТИ, Санкт-Петербург; XXXIV Int. Conf. on Interaction of Intense Energy Fluxes with Matter (“ELBRUS-2019”), March 1-6, 2019, Elbrus, Russia; XXII Международная научно-техн. конф. «Конструкции и технологии получения изделий из неметаллических

материалов», 15—17 октября, 2019, Обнинск; The 18th Int. Workshop on Magneto-Plasma Aerodynamics, April 9—11, 2019, Moscow; XIII Ежегодная научно-техн. конф. «Радиолокационные системы малой и сверхмалой дальности», 05 февраля, 2020, МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва; Восьмая всероссийская научно-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2020), 2020, Омск; II Int. Conf. «MIP: Engineering-2020: Modernization, Innovations, Progress: Advanced Technologies in Material Science, Mechanical and Automation Engineering», April 16—18, 2020, Krasnoyarsk, Russia; VII Всероссийская Микроволновая конф., 25-27 ноября, 2020, ИРЭ РАН, г. Москва; XII Всероссийская научно-техн. конф. «Метрология в радиоэлектронике», 21-23 сентября 2021, Менделеево, Московская обл.; Девятая всероссийская научно-техн. Конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2022), 2022, Омск; The 5th Int. Conf. «Terahertz and Microwave Radiation: Generation, Detection and Applications (TERA-2023)», 2023, Moscow, Russia; XIII Всероссийская научно-техн. конф. «Метрология в радиоэлектронике», 20-22 июня, 2023, Менделеево, Московская обл., IEEE 8th All-Russian Microwave Conf. (RMC-2022), Moscow;

а также на Ежегодных научных конференциях Института теоретической и прикладной электродинамики РАН (ИТПЭ РАН) в 2004–2021 гг., на научных семинарах, проведенных в ИТПЭ РАН, МГТУ им. Н.Э. Баумана, АО «КРЭТ».

Результаты работы были использованы при выполнении ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, в которых автор был ответственным исполнителем или научным руководителем.

Объем и структура работы. Диссертационная работа изложена на 397 страницах машинописного текста, иллюстрируется 397 рисунками и 31 таблицей, содержит 288 ссылок на литературные источники. Она состоит из введения, пяти глав, заключения и списка литературы. В начале каждой главы приведен краткий обзор литературных данных по проблеме, дающий обоснование постановки решаемых задач.

Во введении обоснована актуальность темы диссертации, сформулированы цели работы, показана степень разработанности темы диссертации, её научная и практическая значимость, обозначен объект и предмет исследований, научная новизна, приводятся основные положения, выносимые на защиту, приведен список основных статей автора по теме диссертации, результаты апробации работы, описаны структура, объем и содержание диссертационной работы.

Глава 1 посвящена обзору существующих методик измерений параметров материалов в СВЧ диапазоне частот, их особенностей, широкополосности и точности измерений. Основное внимание уделено разработке методик измерений параметров материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот на основе диафрагмированных линзовых антенн и векторного анализатора цепей. Показано, что использование цифровой обработки сигналов с временной селекцией и вычитанием фона позволяет достигать высокой точности измерений параметров материалов (диэлектрической и магнитной проницаемости) в диапазоне частот от 0,2

до 40 ГГц. На основе диафрагмированных рупорных антенн разработан высокочастотный сегмент стенда для измерений параметров материалов в диапазоне частот 75 – 110 ГГц. На основе модернизированных рупорных антенн и портативного векторного анализатора цепей создан мобильный измерительный комплекс для измерения коэффициента отражения материалов для антенных систем в портативном исполнении.

Получены основные соотношения для реализации метода малых возмущений на основе перестраиваемых цилиндрических резонаторов, используемого в работе для измерения диэлектрических и магнитных поляризуемостей включений метаматериалов. Продемонстрирована хорошая сходимость результатов измерений параметров магнитных композитов, полученных по традиционной коаксиальной методике измерений и в свободном пространстве.

Глава 2 посвящена разработке модифицированных магнитных наполнителей (КЖ-3А, КЖ-2 и КЖ-6) композитных материалов на основе порошка карбонильного железа. Предложен эффективный способ стабилизации электрофизических характеристик промышленного порошка карбонильного железа путем сухого помола порошка карбонильного железа с двуокисью кремния в шаровых мельницах и вибромельницах. Для разработанного модифицированного магнитного наполнителя КЖ-3А (сухой помол порошка карбонильного железа в вибромельнице с добавкой двуокиси кремния) исследованы концентрационные зависимости материальных параметров композитных материалов на его основе, оптимизированы расчетным путем эффективные однослойные радиопоглощающие покрытия (РПП) с коэффициентом отражения (КО) менее 50 дБ с полосой перестройки от 8 до 46 ГГц, определена относительная широкополосность покрытий по уровню коэффициента отражения покрытия менее минус 20 дБ в зависимости от концентрации наполнителя. Для некоторых РПП представлены расчетные и реализованные на практике частотные зависимости КО покрытий, находящиеся в соответствии друг с другом. Показана высокая стабильность КО однослойного РПП X – диапазона частот при воздействии внешних воздействующих факторов.

Разработан способ мокрого помола порошка карбонильного железа в аттриторе в среде этилового спирта для изготовления магнитного наполнителя КЖ-2. Модифицированный магнитный наполнитель КЖ-2 в композитных материалах позволяет проектировать стабильные однослойные магнитные РПП с КО покрытия менее 50 дБ с полосой перестройки от 2 до 8 ГГц, определена относительная широкополосность покрытий по уровню коэффициента отражения менее минус 20 дБ в зависимости от концентрации наполнителя.

Показано, что модифицированный магнитный наполнитель КЖ-6, получаемый методом высокоэнергетического мокрого помола порошка карбонильного железа в аттриторе, имеет повышенные магнитные потери в метровом диапазоне длин волн. На основе магнитного наполнителя КЖ-6 спроектированы однослойные РПП с эффективной полосой поглощения от 0,1 до 3 ГГц. Показано, что максимальной широкополосностью и минимальной толщиной обладают композитные материалы, наполненные наполнителем КЖ-3А, минимальной широкополосностью и максимальной толщиной – композитные материалы на основе магнитного

наполнителя КЖ-6, что обусловлено его более высокой диэлектрической проницаемостью и максимальными магнитными потерями в метровом диапазоне частот.

Таким образом, разработанная серия магнитных наполнителей КЖ-3А, КЖ-2 и КЖ-6 на основе модифицированных порошков карбонильного железа, получаемых комбинацией методов механической обработки порошков, а именно, сухого и мокрого помолов, позволяет создавать на их основе эффективные однослойные магнитные композитные покрытия с полосой перестройки от 0,1 до 52 ГГц. Предложено использование магнитных покрытий на основе модифицированного карбонильного железа внутри антенного отсека метеолокатора самолета SSJ-100, а также для снижения утечки излучения из экранированных блоков радиотехнического оборудования, кабельного оборудования (решения проблем электромагнитной совместимости).

Глава 3 посвящена созданию сверхширокополосных (СШП) многослойных РПП на основе разработанных модифицированных магнитных наполнителей. СШП РПП построены по градиентной схеме и перекрывают полосу частот в несколько октав (рабочие диапазоны частот разработанных покрытий 8-18, 12-39, 1-18, 1-40 ГГц). Все разработанные в работе РПП нашли практическое применение в антенной технике: на отражателе СШП зеркальной антенны радиомониторинга диапазона частот 2-18 ГГц для стабилизации ширины главного лепестка диаграммы направленности антенны, на антенных платформах СШП спиральных антенн систем радиомониторинга для снижения изрезанности диаграмм направленности антенны. Размещение разработанного пирамидального магнитного радиопоглощающего материала (РПМ) внутри металлического стакана спиральной антенны показало высокую эффективность РПМ для увеличения коэффициента усиления антенны в низкочастотной части рабочего диапазона и стабилизации диаграмм направленности антенны во всем рабочем диапазоне частот.

Применение на металлическом держателе поликонической вибраторной антенны двухслойного магнитного РПП на основе наноструктурированного магнито-мягкого сплава АМАГ-200 и магнитного наполнителя КЖ-2 позволяет существенно улучшить диаграммы направленности этой антенны в метровом диапазоне частот.

Экспериментально доказано, что согласованные волноводные нагрузки, выполненные из феррооксида на основе разработанного магнитного наполнителя КЖ-3А в виде обычного клина, способны обеспечить предельно низкие значения КСВН нагрузки, что превосходит уровень лучших зарубежных аналогов. Продемонстрировано, что применение многослойного магнитного покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-3А в малогабаритных согласованных волноводных нагрузках обеспечивают КСВН нагрузки не более 1,02 для волновода трехсантиметрового диапазона длин волн при длине нагрузки около 100 мм.

На основе многослойного магнитного РПП разработаны малогабаритные компактные волноводные согласованные нагрузки для волноводов различного сечения для диапазона частот 34-36 ГГц с уровнем КСВН не более 1,1.

Глава 4 связана с разработкой стабильных диэлектрических композитных материалов на основе пенополиуретанов с пропиткой полупроводящими полимерными композициями. Разработанная на их основе серия многослойных РПМ может эффективно использоваться на

металлических блендах и облучателях зеркальных параболических антенн радиорелейной связи для снижения уровней бокового и заднего излучения антенн.

Впервые показано, что диэлектрическим РПМ свойственен так называемый размерный эффект КО, зависимость КО образца РПМ от его размера, который может быть минимизирован за счет применения магнитного подслоя в системе РПМ. Многослойный диэлектрический РПМ с магнитным подслоем нашел практическое применение в качестве заградительных поглощающих экранов для сверхширокополосной зеркальной антенны. Однослойный диэлектрический РПМ с магнитным подслоем на основе наполнителя КЖ-2 показал высокую эффективность на экране для увеличения степени развязки приемо-передающих рупорных антенн.

На основе высокопроводящего диэлектрического РПМ разработан экранирующий кожух для проверки работоспособности вибраторной антенны радиостанции метрового диапазона, который позволяет проводить проверку работы антенны в режиме передачи без излучения во внешнее пространство и практически без ухудшения КСВН антенны.

Глава 5 посвящена исследованию и разработке искусственных магнитодиэлектриков (метаматериалов) с необычными СВЧ свойствами. Первые экспериментальные исследования посвящены метаматериалам на основе включений в виде диэлектрических резонаторов (ДР) с высокой диэлектрической проницаемостью, которые обладают частотно-зависимой резонансной эффективной магнитной проницаемостью в СВЧ диапазоне в зависимости от размера ДР. Получены многомодовые магнитные спектры метаматериалов на основе ДР, а также теоретически и экспериментально обосновано фундаментальное ограничение магнитной эффективности метаматериалов.

Первая в мире работа по метаматериалам с компенсированными проволочными би-спиралями [23] позволила раскрыть практический потенциал метаматериалов на основе проволочных спиралей. Дальнейшие исследования метаматериалов посвящены материалам на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей, имеющих резонансные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости в одном диапазоне частот. Такие метаматериалы обладают такими уникальными свойствами, как одновременно нулевые или отрицательные значения действительных частей магнитной и диэлектрической проницаемости в одном и том же диапазоне частот. Экспериментально исследован РПМ на основе метаструктуры из метаматериала и традиционного магнитного РПП, имеющей эффективные поглощающие свойства независимо от поляризации излучения в широком диапазоне углов падения электромагнитной волны.

Экспериментально исследованы СВЧ свойства РПМ на основе метаматериала из проволочных лево- и правозакрученных спиралей и традиционного магнитного РПП, обладающего эффективным сверхширокополосным поглощением благодаря многомодовым магнитным потерям метаматериала.

Для различного типа антенн (антенны базовой станции мобильной связи, рупорных однодиапазонных антенн, широкополосных рупорных антенн с коньковым переходом)

продемонстрирована высокая эффективность применения метаматериалов с нулевыми значениями диэлектрической и магнитной проницаемости для снижения бокового и заднего излучения антенны. Использование метаматериала на коническом рупоре облучателя коллиматора позволило получить «столообразную» диаграмму направленности облучателя в области главного лепестка в широкой полосе частот. Альтернативным способом для создания экранирующего кожуха для проверки работоспособности дипольной антенны связи может служить метаматериал из проволочных скруток, настроенный на рабочую частоту антенны.

Экспериментально и теоретически показано, что для трубки из метаматериала при частоте с отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости возможно распространение обратной волны, что приводит к формированию в диаграмме направленности волноводного облучателя с трубкой из метаматериала заднего лепестка, превышающего главный лепесток диаграммы направленности облучателя.

В **Заключении** сформулированы основные выводы, полученные в результате проведенных исследований композитных материалов для антенной техники и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот.

1 МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

1.1 Обзор методов измерений электрофизических параметров материалов в СВЧ диапазоне

В настоящее время в связи с развитием технологий производства и применением новых композиционных материалов во многих отраслях промышленности, существенное значение приобретают высокоточные методы измерения электродинамических параметров материалов в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне. Это связано с тем, что практическое использование существующих, а также целенаправленный синтез новых композитных материалов и построение конструкций на их основе невозможно осуществить, не прибегая к экспериментальным исследованиям их радиофизических характеристик в широкой полосе частот [24—27].

На данный момент существует множество различных методов измерения электрофизических параметров материалов в СВЧ диапазоне: с использованием коаксиальных ячеек и пробников, волноводных линий передачи; также распространены различные резонаторные, полосковые методики, методики в свободном пространстве [16, 28—32].

В настоящем параграфе представлен краткий обзор основных экспериментальных методов измерения электрофизических свойств и параметров материалов в СВЧ диапазоне.

Резонаторный метод

Резонаторный метод измерения электрофизических параметров материалов основан на методе малых возмущений поля в резонаторе небольшим образцом материала [33, 34]. Данный метод обладает высокой чувствительностью, обеспечивает отдельное измерение диэлектрической и магнитной проницаемости материала, применим в широком диапазоне частот от единиц МГц до десятков ГГц. Метод малых возмущений основан на измерении изменения параметров колебательной системы (добротности и резонансной частоты) при введении в нее образца материала [24]. Как правило, для измерений используются высокодобротные перестраиваемые резонаторы (рисунок 1.1). Помещенный в полость резонатора образец материала изменяет частоту резонанса f , а также добротность резонатора Q . Для измерения диэлектрической проницаемости материала образец помещают в пучность электрического поля, для измерения магнитной проницаемости материала – в пучность магнитного поля. Для корректного определения параметров материала изменение энергии электромагнитного поля в резонаторе с образцом должно быть небольшим (незначительные относительные изменения

резонансной частоты и добротности резонатора – малое возмущение поля). Типовые измерительные системы для измерения параметров материалов резонаторным методом на основе векторного анализатора цепей (ВАЦ) и различных резонаторов показаны на рисунке 1.1.



Рисунок 1.1 – Резонаторный метод измерений параметров материалов на базе ВАЦ Rohde & Schwarz (а) [43] и Keysight (б) [35]

Рассмотрим пример использования резонаторного метода для определения комплексной диэлектрической проницаемости ($\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$) образца материала (рисунок 1.2).

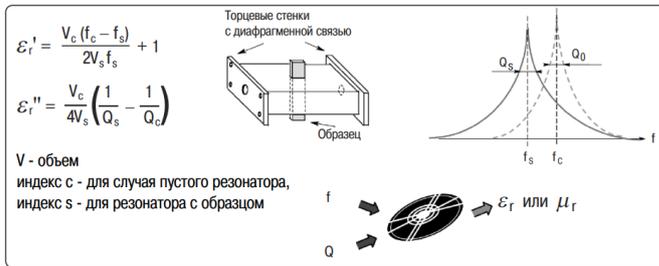


Рисунок 1.2 [35] – Определение комплексной диэлектрической проницаемости образца материала методом малых возмущений

Сначала измеряют резонансную частоту и добротность резонатора в исходном ненагруженном состоянии (без образца). Затем в резонатор помещают образец материала, и измеряют параметры резонатора в нагруженном состоянии.

Действительную и мнимую часть диэлектрической проницаемости материала образца определяют по формулам [35]:

$$\varepsilon' = 1 + V_c(f_c - f_s) / 2V_s f_s; \quad (1.1)$$

$$\varepsilon'' = V_c(1/Q_s - 1/Q_c) / 4V_s,$$

где: f_c – резонансная частота ненагруженного резонатора; f_s – резонансная частота нагруженного резонатора с образцом материала; Q_c – добротность резонанса ненагруженного резонатора; Q_s – добротность резонанса нагруженного резонатора с измеряемым образцом; V_c – объем пустого резонатора; V_s – объем образца материала. Необходимо также выполнение условия крайней малости доли энергии в объеме образца ко всей запасенной энергии в объеме резонатора (метод малых возмущений).

При помещении в резонатор образца обычного диэлектрического материала с потерями резонансная частота резонатора сдвигается в сторону низких частот, что определяется

действительной частью диэлектрической проницаемости ε' материала образца. При этом добротность резонатора уменьшается, что, в свою очередь, определяется мнимой частью диэлектрической проницаемости ε'' материала образца. Резонансная частота f_c и добротность Q_c ненагруженного резонатора рассчитываются из его формы и геометрических размеров, но, как правило, корректируются экспериментальным образом, т.к. проводимость материала резонатора и точность изготовления значительно сказываются на его добротности. Также важно точно определить объем измеряемого образца.

Аналогичным образом определяется и магнитная проницаемость образца материала путем помещения образца в пучность магнитного поля. Поскольку пучности электрического и магнитного поля в резонаторе разделены в пространстве друг относительно друга, то пучность электрического поля соответствует минимуму магнитного поля, и наоборот. Взаимное влияние магнитных и диэлектрических свойств материала крайне мало, поэтому можно проводить раздельное измерение проницаемостей материалов с высокой степенью точности, что определяет преимущество резонаторного метода измерения перед другими методами измерений.

Высокая чувствительность резонаторного метода связана с многократным прохождением электромагнитной волны внутри резонатора. Ее средний путь приблизительно равен длине резонатора, умноженной на его добротность Q . Следовательно, волна проходит через образец Q раз, и амплитуда поля в месте расположения образца также возрастает в Q раз. В результате усиливается отклик от помещенного внутрь резонатора образца, что увеличивает чувствительность измерений. С другой стороны, это снижает допустимые максимальные значения мнимых частей диэлектрической и магнитной проницаемости образца.

Существенным недостатком резонансных методов измерений параметров материалов является их узкополосность, т.к. измерения могут выполняться только на одной фиксированной частоте или ряде дискретных частот в случае использования многомодового резонатора. Важным ограничением также является малость размеров и потерь измеряемых образцов, для выполнения условия малого возмущения – незначительного искажения основной моды колебаний резонатора. Более подробно развитие метода малых возмущений рассмотрено в параграфе 1.6.

Метод коаксиального пробника

Метод коаксиального пробника применим исключительно для измерения диэлектрических свойств немагнитных материалов, в основном, жидких и сыпучих порошковых материалов.

Обычно применяют коаксиальный пробник с открытым входом, который представляет собой линию передачи со срезом на одном конце. Измерение комплексной диэлектрической проницаемости материала проводится путем погружения пробника в жидкость или прикосновением им к плоской поверхности порошкообразного материала. Поля, создаваемые на

открытом конце зонда, проникают в материал и изменяются вследствие контакта с измеряемым материалом. На рисунке 1.3 представлена модель коаксиального зонда и его эквивалентная электрическая схема [36].



Рисунок 1.3 [36] – Модель коаксиального зонда (а) и его эквивалентная электрическая схема (б)

Эквивалентная схема состоит из двух элементов: емкости C между внутренним и внешним электродами зонда вне коаксиальной структуры и проводимости G . Комплексный коэффициент отражения (КО) S_{11} такой линии можно измерить и соотнести с проницаемостью ε следующим образом [36]:

$$Y = Y_0(1 - S_{11}) / (1 + S_{11});$$

$$Y = i\omega\varepsilon C + \sqrt{\varepsilon^5} G, \quad (1.2)$$

где: Y – измеренная проводимость зонда; Y_0 – характеристическая (волновая) проводимость зонда, например, при использовании зонда с коннектором N -типа, $Y_0 = 1/50$ Ом.

Типовая измерительная система, использующая метод коаксиального пробника, состоит из ВАЦ, программного обеспечения (ПО) для расчета диэлектрической проницаемости, коаксиального пробника, держателя пробника и СВЧ кабеля [35] (рисунок 1.4).

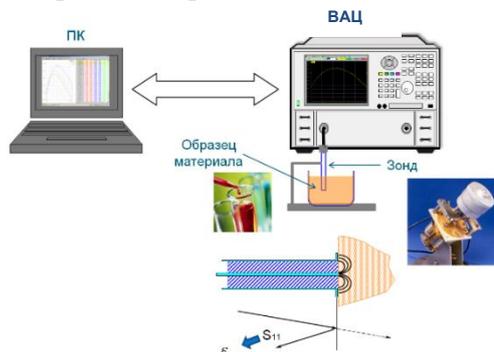


Рисунок 1.4 [35] – Метод коаксиального пробника для измерения проницаемости жидкостей

Перед измерением параметров материалов необходимо выполнить полную однопортовую процедуру калибровки измерительной системы. Распространенный метод выполнения калибровки OSL (Open-Short-Load) [35] заключается в использовании стандартных мер короткого замыкания и холостого хода, а в качестве согласованной нагрузки предусмотрено

использование жидкости с известным значением диэлектрической проницаемости, например, дистиллированной воды.

Открытые коаксиальные пробники в первую очередь предназначены для измерения жидких материалов, поскольку в этом случае происходит полное погружение зонда в жидкую среду. Основными источниками погрешности измерений методом коаксиального пробника являются нестабильность фазовых характеристик СВЧ кабеля, а также наличие воздушных зазоров между измеряемым образцом материала и электродами. Для минимизации погрешностей перед проведением измерений необходимо дать кабелю, соединяющему зонд с ВАЦ, достаточное время на стабилизацию и проследить за тем, чтобы он не менял своего положения (не изгибался) после калибровки и до завершения измерений. Такой прием практически устраняет нестабильность фазовых характеристик кабеля.

В качестве готового технического решения для неразрушающего измерения диэлектрических параметров материалов хорошо зарекомендовал себя программно-аппаратный комплекс DAK (Dielectric Assessment Kit), разработанный швейцарской компанией SPEAG [37]. Измерительный комплекс DAK состоит из коаксиального зонда (пробника), ВАЦ и специализированного ПО (рисунок 1.5).

Комплекс DAK является оптимальным решением для измерения диэлектрических параметров жидкостей. Геометрическая форма пробников позволяет минимизировать искажения электромагнитного поля в области измерения [37]. Преимуществами комплекса DAK являются высокая скорость измерений, портативная конструкция, широкий диапазон частот (от 10 МГц до 67 ГГц, в зависимости от используемых типов зондов), а также простота калибровки и работы с ПО. Для калибровки и проведения измерений используется один порт ВАЦ.

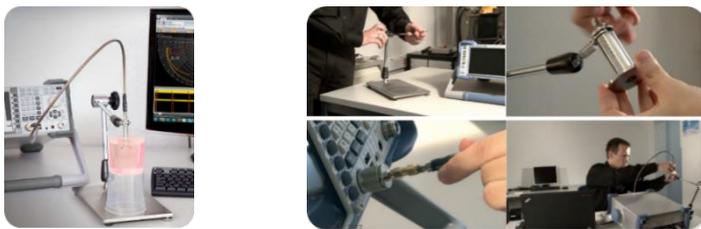


Рисунок 1.5 [37] – Программно-аппаратный комплекс DAK с коаксиальным пробником для измерения диэлектрической проницаемости материалов

В качестве примера измерений параметров материалов с помощью коаксиального пробника на рисунке 1.6 представлены результаты измерений с помощью комплекса DAK частотных зависимостей диэлектрической проницаемости этилового спирта в диапазоне температур от 0 до 60 °С, в диапазоне частот от 200 МГц до 20 ГГц [38].

В процессе калибровки выполняют следующие шаги [37]: калибровка на холостой ход, которая выполняется на открытом конце пробника в воздухе; калибровка на короткое замыкание: блок короткого замыкания с медной фольгой, монтируемый на поверхности пробника, работает как стандарт короткого замыкания; калибровка на эталонную нагрузку

проводится погружением пробника в жидкость с известной диэлектрической проницаемостью, например, дистиллированную воду.

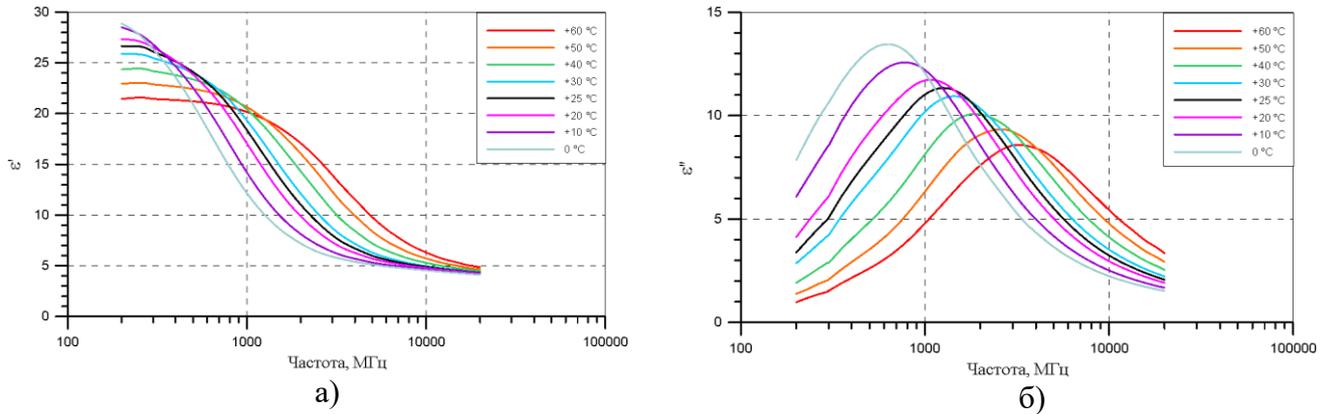


Рисунок 1.6 – Измеренные частотные зависимости значений действительной (а) и мнимой (б) частей диэлектрической проницаемости этилового спирта при различных температурах

Таким образом, к основным достоинствам метода коаксиального пробника можно отнести его пригодность для измерения электрофизических параметров жидких и порошкообразных веществ, простоту и удобство калибровки и измерений, а также то преимущество, что пробники работают в широких диапазонах частот, начиная от десятков МГц и заканчивая десятками ГГц. Основным недостатком метода коаксиального пробника является его меньшая точность по сравнению с методами линии передачи, свободного пространства или объемного резонатора.

Методы линии передачи

Методы линии передачи широко используются для определения проницаемостей образцов материалов в СВЧ диапазоне и заключаются в измерении S -параметров измерительной линии, содержащей измеряемый образец материала [39—42]. Типовая измерительная система, использующая метод линии передачи, состоит из ВАЦ, линии передачи и ПО для расчета диэлектрической или магнитной проницаемости образца материала. В качестве линии передачи обычно используется секция прямоугольного волновода или коаксиальная воздушная линия (рисунок 1.7).

В настоящее время существует множество различных методик для определения значений проницаемости образца по результатам измерений его S -параметров [43]. Одной из наиболее распространенных методик является метод Николсона-Росса-Уира (НРУ) [44, 45].

Рассмотрим в качестве примера волноводную линию передачи, изображенную на рисунке 1.8 [46].

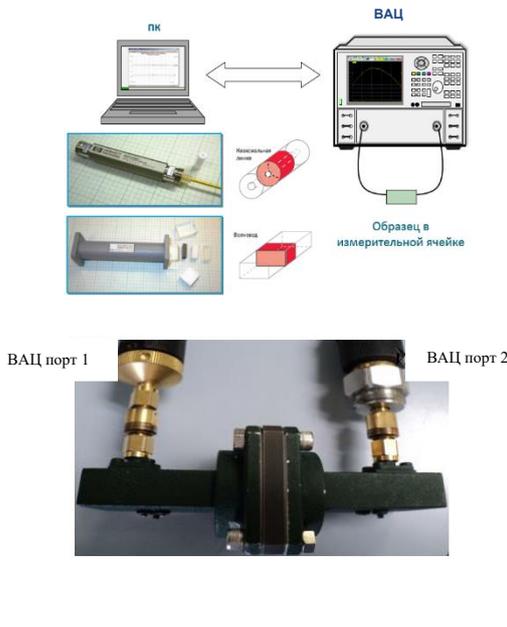


Рисунок 1.7 [35] – Методы линии передачи для измерения параметров материалов



Рисунок 1.8 [46]– Волноводная линия передачи для измерения параметров материалов

В соответствии с методом НРУ на основе экспериментальных измерений коэффициента S_{11} образца в плоскости CC' и S_{21} образца толщиной d в плоскости DD' можно записать выражения для КО R и КП T образца [46]:

$$R = (S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1) / 2S_{11} \pm \sqrt{((S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1) / 2S_{11})^2 - 1}, \quad (1.3)$$

$$T = (S_{11} + S_{21} - R) / (1 - R(S_{11} + S_{21})).$$

Дополнительно для нахождения физического корня уравнения требуется выполнение условия: $|R| < 1$. Далее, опираясь на (1.3), производится расчет комплексных значений диэлектрической ε и магнитной μ проницаемости образца:

$$\mu = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_c)^2} (1 + R / 1 - R) [(i / 2\pi d) \ln(1 / T)], \quad (1.4)$$

$$\varepsilon = \lambda_0 / \mu \left\{ 1 / \lambda_c^2 - [(1 / 2\pi d) \ln(1 / T)]^2 \right\},$$

где: λ_0 – длина волны в свободном пространстве, λ_c – критическая длина волны в волноводе.

Как видно из (1.4), волноводные линии передачи определяются типом (сечением) используемого волновода, поэтому их диапазон длин волн носит полосовой характер. Коаксиальные же линии передачи охватывают более широкий диапазон частот, однако для них нужны тороидальные образцы, которые являются более сложными в изготовлении. Для измерения комплексных проницаемостей образцов в частотном диапазоне от 0,1 до 18 ГГц предлагается использовать ВАЦ типа *Rohde&Schwarz ZVA24* и коаксиальную измерительную ячейку с рабочим сечением в области размещения образца 7/3 мм. С целью максимального заполнения ячейки форма образцов выбирается в виде диска с отверстием в центральной части.

На рисунке 1.9 показана схема проходной коаксиальной измерительной ячейки фирмы *Hewlett&Packard* N типа.

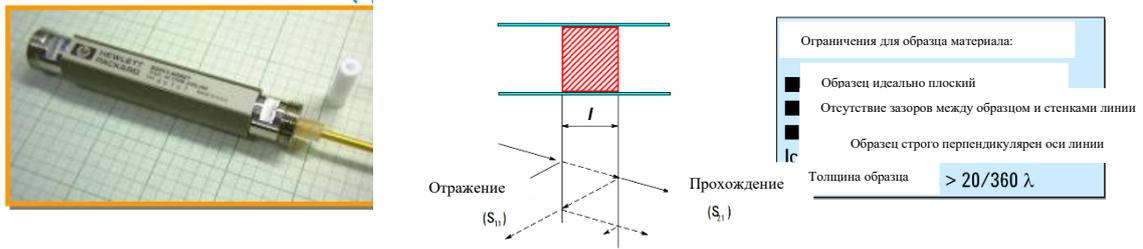


Рисунок 1.9 [35] – Схема проходной коаксиальной измерительной ячейки

Комплексные проницаемости образца материала определяются из результатов одновременных измерений КО и КП образца материала. Для устранения ошибок измерений, связанных с несовершенством измерительного тракта, используется калибровка измерительной системы. Более подробно методика проведения таких измерений описана в работе [47]. Особенности применения отражательной коаксиальной ячейки, используемой в данной работе, рассмотрены в параграфе 1.7 диссертации.

Таким образом, измерение параметров материалов в линиях передачи – это один из самых универсальных методов измерения электрофизических параметров материалов. Данный метод не требует наличия специфической измерительной оснастки, а измеряемые образцы имеют, как правило, малые габаритные размеры, определяемые типом используемой линии передачи. Также этот метод позволяет проводить измерения анизотропных материалов и материалов с высокими магнитными потерями.

Однако, следует отметить тот факт, что, несмотря на используемые калибровки измерительного тракта, метод измерения параметров материалов в линии передачи обладает одним существенным недостатком – наличие воздушных зазоров между элементами линии передачи (электродами) и образцом приводит к появлению неконтролируемых погрешностей измерений. В итоге значения диэлектрической проницаемости образца материала при расчетах получаются заниженными и не соответствуют результатам измерений того же образца в свободном пространстве, то есть в том случае, когда указанных погрешностей нет. Тем не менее, при измерении магнитной проницаемости образца указанных погрешностей не возникает, поскольку наличие небольших зазоров не приводит к изменению распределения магнитного поля в области размещения образца.

Метод свободного пространства

Рассмотрим основные недостатки вышеперечисленных методов измерения параметров материалов. Во-первых, при измерениях в коаксиальных/волноводных ячейках и линиях

передачи неизбежно возникают зазоры между образцом и измерительными электродами, что в результате приводит к появлению неконтролируемых погрешностей и ошибок измерений. Во-вторых, принципиальные трудности возникают при измерении материальных параметров большого класса так называемых метаматериалов [48], содержащих в своем составе включения крупных габаритов в виде волокон, диэлектрических резонаторов, проволочных спиралей и колец. В-третьих, серьезные практические сложности представляет измерение радиофизических характеристик широко применяемых геометрически неоднородных радиопоглощающих материалов. В этой связи бесконтактный метод измерений в свободном пространстве является наиболее предпочтительным не только при контроле параметров магнитодиэлектрических материалов в процессе производства, когда возможность измерений бесконтактными способами может быть определяющей, но и при научных исследованиях [49, 50].

Некоторые аспекты метода свободного пространства заимствованы из оптики, поэтому, в силу этого, метод носит название квазиоптического. Идея квазиоптического метода состоит в наблюдении проходящих через среду и отраженных от среды электромагнитных волн (ЭМВ), собранных в узкие пучки с помощью подходящих направляющих линзовых устройств.

Как правило, в методе свободного пространства в качестве источников излучения используются направленные антенны для фокусировки энергии на образце материала или для пропускания энергии через него [16, 35, 49]. Этот метод является бесконтактным и может применяться к материалам, которые необходимо исследовать при высоких температурах и в агрессивных средах [35, 50]. На рисунке 1.10 показана типовая система измерения S -параметров в свободном пространстве, состоящая из ВАЦ и соответствующей оснастки.

Несмотря на кажущуюся простоту, техническое воплощение квазиоптических методов наталкивается на целый ряд трудностей, связанных, главным образом, с тем, что длина ЭМВ оказывается сравнимой с размерами измеряемых образцов и используемых антенн. Это обстоятельство приводит к появлению различного рода дифракционных явлений, мешающих проведению измерений.

Для снижения погрешностей измерений, вызванных дифракцией на краях образца, множественными переотражениями ЭМВ между антеннами и неоднородностями в тракте, применяются различные процедуры калибровки [43, 51—53]: GRL (Gated-Reflect-Line), TRM (Thru-Reflect-Match), TRL (Thru-Reflect-Line) и т.д. Помимо этого, в настоящее время активно применяются методы цифровой фильтрации сигнала во временной области (Time Domain) [54, 55].

На рисунке 1.11 представлена установка для измерения в свободном пространстве фирмы *Agilent*, реализованная для диапазона частот 40 – 60 ГГц [35].

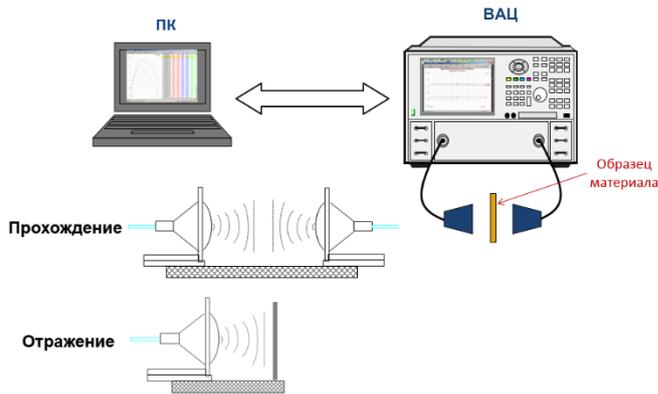


Рисунок 1.10 [35] – Установка для измерения параметров материалов в свободном пространстве

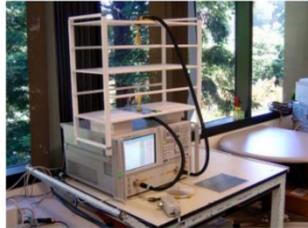


Рисунок 1.11 [35] – Измерительный стенд для измерения параметров материалов в свободном пространстве в диапазоне частот 40-60 ГГц фирмы *Agilent*

Одним из основных преимуществ метода в свободном пространстве по сравнению с другими измерительными методами является его применимость в полевых условиях, когда возможность проведения измерений в лабораторных условиях на стационарных измерительных стендах отсутствует. На практике такая задача возникает, например, при нанесении радиопоглощающих покрытий (РПП) на крупногабаритные антенны и другие объекты антенной техники [56—59] (см. главу 3), когда контроль РПП осуществляется, как правило, непосредственно в процессе нанесения их на изделие. Кроме того, радиофизический контроль необходим и после нанесения РПП для оценки их качества в ходе эксплуатации изделия. Рассмотрим далее более подробно разработку методов свободного пространства, реализованных в настоящей работе.

1.2 Методика измерений коэффициента отражения и электрофизических параметров материалов в свободном пространстве в ближней зоне рупорных антенн в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц

Для измерения диэлектрической и магнитной проницаемости листовых материалов в СВЧ диапазоне в свободном пространстве обычно используется методика измерения, где измеряемый образец располагается между двумя фокусирующими элементами, в качестве которых, как правило, используются дорогостоящие линзовые или отражательные антенны больших размеров [50]. При этом размер образца должен составлять порядка 10 длин волн в свободном пространстве. Данное обстоятельство существенно затрудняет процесс измерений параметров материалов в низкочастотной области СВЧ диапазона. В данной работе разработана методика

измерения коэффициента отражения (КО) материалов, а также комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей листовых образцов материалов в свободном пространстве в ближней зоне рупорных линзовых антенн, что позволяет существенно упростить процедуру измерений и снизить стоимость оборудования [60, 61].

В конце XX и начале XXI веков в России не были доступны современные широкополосные ВАЦ для измерения модуля и фазы КО и КП. Методика измерений параметров материалов МИ 29012159-30002-2002 в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц была разработана в начале 2000-х годов как один из эффективных и недорогих методов измерения параметров материалов в свободном пространстве. Для измерения КО квазиплоской ЭМВ от плоского образца материала (6) использовалась рупорная антенна (3) с компенсацией паразитных отражений от рупора и элементов СВЧ тракта на фиксированных частотах генератора (2) (см. рисунок 1.12). Модуль и фаза КО образца измерялись цифровым амплифазометром ФК2-33 (1). Максимальная рабочая частота измерения 18 ГГц ограничивалась максимальной рабочей частотой коммерчески доступного амплифазометра.

Поскольку КО обычного прямоугольного рупора не превышает величину минус 20...25 дБ, то для измерения низких значений КО материала используются амплитудно-фазовые компенсации отражений от рупора с помощью трансформатора импеданса до уровней ниже минус 55 дБ. Для исключения дополнительных отражений от окружающего оборудования (в лабораторных условиях) перед рупором на расстоянии не ближе 1 м устанавливается объемный радиопоглощающий блок (7) с низким КО в рабочей полосе частот (не выше минус 55 дБ).

Для исключения многократных переотражений ЭМВ внутри рупора используется слабопоглощающая объемная полупроводящая вставка (равномерно распределенная во внутренней полости рупора) и дополнительное нанесение магнитного покрытия на внутренние поверхности широких стенок рупора, которые в итоге выравнивают фронт ЭМВ на краю рупора, приближая его к квазиплоскому (гауссовский пучок) (см. раздел 1.2.3). Внешний вид измерительного стенда для измерения параметров материалов в ближней зоне рупорных антенн представлен на рисунке 1.13.

Для фиксации гибких композитных образцов материалов и учета поправок на неидеальность фронта ЭМВ использовались эталонные образцы кварцевого стекла с известным значением диэлектрической проницаемости (диэлектрические потери кварцевого стекла пренебрежимо малы) [62].

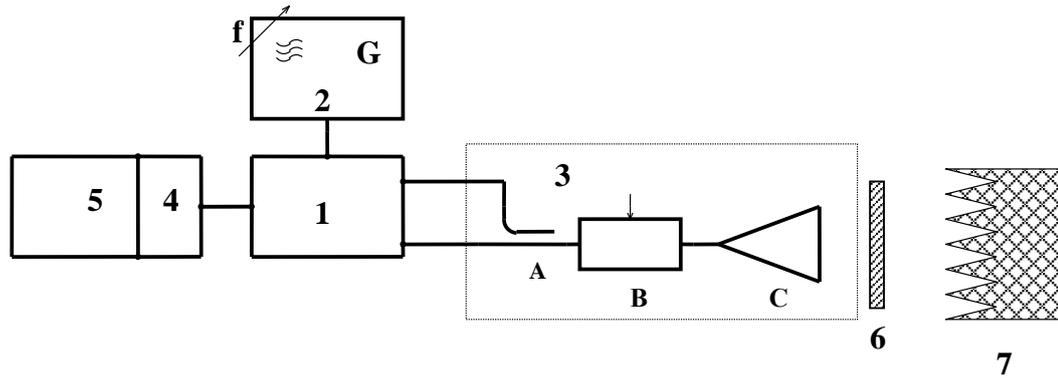


Рисунок 1.12 – Блок-схема измерительного стенда для измерения параметров материалов в ближней зоне рупорных антенн:

1 – измеритель разности фаз и отношения уровней ФК2-33 (2 блока), 2 – СВЧ генератор, 3 – измерительная СВЧ секция в составе: А – направленный ответвитель, В – трансформатор импеданса, С – прямоугольная рупорная антенна, 4 – интерфейс, 5 – персональный компьютер, 6 – измеряемый или эталонный образец, 7 – объемный радиопоглощающий материал



Рисунок 1.13 – Внешний вид разработанного стенда для измерения параметров материалов в ближней зоне рупорных антенн в свободном пространстве

1.2.1 Метод измерений материальных параметров плоских листовых образцов материалов в свободном пространстве по коэффициенту отражения

Измерение комплексной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости плоских листовых образцов материалов основано на измерении значений комплексных КО ЭМВ плоского образца и расчете его электрофизических параметров по формулам Френеля [63]. Для этого проводят измерения комплексного КО плоского измеряемого образца R (для жестких листовых образцов), либо КО R_{t-s} двухслойного образца: измеряемый образец листового материала, расположенный на плоском эталонном образце (для гибких образцов) и КО измеряемого образца, расположенного на металлической пластине R_m :

$$R = \frac{Z^2 - 1}{1 + Z^2 + 2iZ / \operatorname{tg} \varphi_0}, \quad (1.5)$$

$$R_{t-s} = \frac{Z_{t-s} - 1}{Z_{t-s} + 1}, \quad (1.6)$$

$$R_m = \frac{-iZ \operatorname{tg} \varphi_0 - 1}{-iZ \operatorname{tg} \varphi_0 + 1}, \quad (1.7)$$

где $\varphi_0 = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\varepsilon\mu}$ — набег фазы при прохождении ЭМВ через измеряемый образец толщиной d , $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ — входной импеданс измеряемого образца, Z_{t-s} — входной импеданс двухслойного образца (измеряемый образец, расположенный на эталонном образце), λ — длина ЭМВ в свободном пространстве.

Эталонный плоский образец используется здесь в качестве жесткого плоскопараллельного слоя (с известным КО), на котором располагается гибкий измеряемый образец материала. В этом случае исключается прогиб измеряемого образца материала, и, как следствие, ошибка в определении фазы КО образца. В качестве эталонного образца используется диэлектрический образец с достоверно известными значениями диэлектрической проницаемости и низкими диэлектрическими потерями. Предпочтительно, например, использовать плоский лист из чистого плавленого кварца, имеющего известное низкое значение диэлектрической проницаемости $\varepsilon' = 3,80$ [62] и пренебрежимо малые диэлектрические потери. Частотной дисперсией диэлектрической проницаемости эталонного образца кварцевого стекла в рабочем диапазоне частот стенда можно пренебречь.

Значение КО R_{t-s} двухслойного образца (измеряемый образец, расположенный на эталонном образце) пересчитывается к коэффициенту отражения R измеряемого образца посредством известной формулы [63]:

$$R = \frac{Z_s - 1}{Z_s + 1}, \quad (1.8)$$

где $Z_s = \frac{Z_{t-s} + iZ_t \operatorname{tg} \varphi_t}{1 + iZ_{t-s} \operatorname{tg} \varphi_t / Z_t}$, $Z_{t-s} = \frac{1 + R_{t-s}}{1 - R_{t-s}}$ — пересчитывается из формулы (1.2), $Z_t = \sqrt{1/\varepsilon_t}$ — входной импеданс немагнитного эталонного образца, ε_t — диэлектрическая проницаемость эталонного образца, $\varphi_t = \frac{2\pi d_t}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_t}$ — набег фазы при прохождении электромагнитной волны через эталонный образец толщиной d_t .

Из системы уравнений (1.5) – (1.8) можно определить значения Z и φ_0 :

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{1 - \frac{4R}{(R_m + 1)(R + 1)}}, \quad \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{R_m + 1}{i(R_m - 1)Z}. \quad (1.9)$$

Зная значения Z и φ_0 можно вычислить комплексные значения диэлектрической ε и магнитной μ проницаемости измеряемого образца материала:

$$\varepsilon = \frac{\lambda}{2\pi d} \frac{\varphi_0}{Z}, \quad \mu = \frac{\lambda}{2\pi d} \varphi_0 Z. \quad (1.10)$$

Поскольку измеренные значения КО рупора, нагруженного измеряемым образцом Γ и измеряемым образцом на металлической пластине Γ_m , а также двухслойным образцом Γ_{t-s} практически всегда отличаются от истинных КО измеряемого образца R и образца на металлической пластине R_m , а также от двухслойной структуры R_{t-s} вследствие неплоского фронта волны в ближней зоне рупора, то значения последних определяются с учетом поправочных коэффициентов S_{22} и S_{22}^m матрицы рассеяния по формулам [64]:

$$R = \frac{\Gamma}{1 + S_{22}(1 + \Gamma)}, \quad R_{t-s} = \frac{\Gamma_{t-s}}{1 + S_{22}(1 + \Gamma_{t-s})}, \quad R_m = \frac{\Gamma_m}{1 + S_{22}^m(1 + \Gamma_m)}. \quad (1.11)$$

Значения поправочных коэффициентов матрицы рассеяния S_{22} и S_{22}^m , в свою очередь, определяются по результатам измерений КО эталонного образца Γ^t и эталонного образца, расположенного на металлической пластине Γ_m^t :

$$S_{22} = \frac{\frac{\Gamma^t}{R^t} - 1}{1 + \Gamma^t}, \quad S_{22}^m = \frac{\frac{\Gamma_m^t}{R_m^t} - 1}{1 + \Gamma_m^t}, \quad (1.12)$$

где R^t — расчетное значение КО эталонного образца, R_m^t — расчетное значение КО эталонного образца, расположенного на металлической пластине, которые определяются по следующим формулам

$$R^t = \frac{Z_t^2 - 1}{1 + Z_t^2 + 2iZ_t / \operatorname{tg} \varphi_t}, \quad R_m^t = \frac{-iZ_t \operatorname{tg} \varphi_t - 1}{-iZ_t \operatorname{tg} \varphi_t + 1}. \quad (1.13)$$

Средства измерений, вспомогательные устройства и материалы для стенда измерений параметров материалов в свободном пространстве

При выполнении измерений комплексных КО РПП и плоских образцов материалов на измерительном стенде в ближней зоне рупорных антенн применяют следующие средства измерений и другие технические средства:

- Генератор сигналов высокочастотный

Тип используемого генератора определяется в зависимости от диапазона частот, в котором должны быть выполнены измерения, в соответствии с таблицей 1.1.

Таблица 1.1 – Основные характеристики используемых СВЧ генераторов

Тип генератора	Г4-76А	Г4-78	Г4-79	Г4-80	Г4-81	Г4-82	Г4-83	Г4-111
Частота, ГГц	0,40-1,23	1,2-1,8	1,78 -2,56	2,56 – 4,0	4,0 – 5,6	5,6 – 7,5	7,5 – 10,5	6 – 18

- Измеритель разности фаз и отношения уровней ФК2-33 в следующей комплектации – Преобразователь частоты 0,11 – 18 ГГц и Индикатор.

- Измерительные СВЧ секции в составе: прямоугольная рупорная антенна (эскизы рупорных антенн представлены на рисунке 1.14), трансформатор импеданса (могут использоваться коаксиальная линия Э1-41 или волноводные линии Р1-28, Р1-19/1 в зависимости от поддиапазона частот), коаксиальный или волноводный направленный ответвитель.

Диапазоны частот измерительных секций определяются рабочими частотами используемых волноводов и рупорных антенн (см. таблицу 1.2) и делятся на следующие поддиапазоны частот:

- I) 1,0...2,6 ГГц (рупорная антенна типа П6-23А),
- II) 2,6...4,0 ГГц (нестандартная рупорная антенна),
- III) 4...6 ГГц (нестандартная рупорная антенна),
- IV) 6...8 ГГц (нестандартная рупорная антенна),
- V) 8...12 ГГц (нестандартная рупорная антенна),
- VI) 12...18 ГГц (нестандартная рупорная антенна).

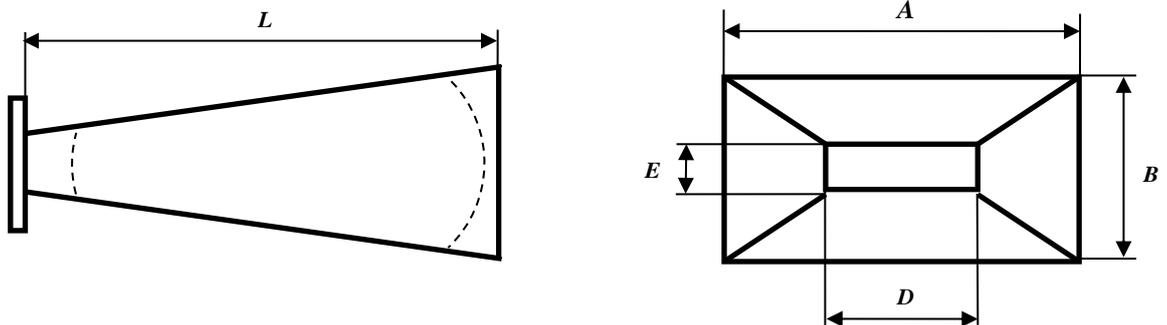


Рисунок 1.14 – Эскизы прямоугольных рупорных антенн

Таблица 1.2 – Габаритные размеры нестандартных рупорных антенн

Под-диапазон	Частота, ГГц	L , мм	A , мм	B , мм	D , мм	E , мм
I	1,0...2,6	П6-23А				
II	2,6...4,0	620	150	150	72	34
III	4...6	680	180	130	48	24
IV	6...8	500	110	60	35	15
V	8...12	500	100	60	23	10
VI	12...18	500	100	60	17	8

- Эталонные образцы КО (плоские листы кварцевого стекла по ГОСТ 21836-88 толщиной 2...4 мм).

- Объемный радиопоглощающий блок с размерами не менее 1000×1000 мм с КО не более минус 55 дБ в рабочей полосе частот.

• Калиброванные плоскополированные (с двух сторон) металлические пластины с размерами 200×200×8 мм (для поддиапазонов частот II-VI) и 400×400×8 мм (для поддиапазона частот I) со степенью неплоскостности поверхности не выше 0,05 мм на длину стороны пластины.

Определение оптимальных параметров рупорной антенны для проведения высокоточных измерений коэффициента отражения покрытий

Как было отмечено ранее, одним из важных элементов измерительного стенда для измерения КО образцов материалов в ближней зоне рупорных антенн является рупорная антенна. Для достижения высокой точности измерений КО образцов материалов на стенде необходимо использовать прямоугольный рупор с такими геометрическими параметрами, которые обеспечивали бы точность измерений, близкую к точности измерений в свободном пространстве [65] в диапазоне значений КО от 0 до минус 40 дБ. Для обеспечения высокой точности измерений необходимо, чтобы рупор был хорошо согласован со свободным пространством, а значит, в раскрытие рупора должно быть распределение поля, соответствующее бегущей волне с волновым сопротивлением, близким к сопротивлению свободного пространства.

Волновое сопротивление в волноводе для волны типа H_{10} вычисляется по известной формуле:

$$Z_{0в} = \frac{\omega\mu_0}{k_{0в}}, \quad (1.14)$$

где ω – круговая частота ЭМВ; μ_0 – магнитная проницаемость свободного пространства; $k_{0в} = k_0\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$ – постоянная распространения волны в волноводе; k_0 – постоянная распространения ЭМВ в свободном пространстве; λ_0 – длина ЭМВ в свободном пространстве; $\lambda_{кр} = 2A$ – критическая длина волны в волноводе; A – размер широкой стенки волновода.

Из формулы (1.14) видно, что для того, чтобы волновое сопротивление в волноводе для волны H_{10} было близко к волновому сопротивлению свободного пространства, необходимо увеличить размер широкой стенки волновода A , т.е. необходимо использовать рупор с размером широкой стороны его раскрытия (апертуры) A таким, чтобы величина $Z_{0в}$, вычисленная по формуле (1.14), отличалась бы от волнового сопротивления свободного пространства не более, чем на 2% при нижней частоте измеряемого диапазона. В этом случае будет обеспечиваться относительно малая погрешность измерений КО покрытий при уровнях КО до минус 40 дБ. Для повышения точности радиотехнических измерений размер узкой стенки раскрытия рупора B , как будет показано ниже, должен быть минимально возможным. Последние утверждения

справедливы в одномодовом приближении распределения электромагнитного поля в раскрыве рупора.

Для достижения высокой точности измерений на стенде вблизи раскрыва рупора необходимо, чтобы распределение поля в раскрыве рупора соответствовало распределению поля волны типа H_{10} с волновым сопротивлением, равным 377 Ом. Необходимо определить длину рупора, при которой распределение поля в его раскрыве было бы максимально приближенным к распределению поля волны типа H_{10} , хотя бы так, как предъявляются требования к распределению электромагнитного поля квазиплоской волны в измерительных установках: неравномерность по амплитуде – 1 дБ и неравномерность по фазе $22,5^\circ$.

На рисунке 1.15 представлен рупор с указанием геометрических размеров, влияющих на его радиотехнические характеристики. Начало координат помещено в центр раскрыва рупора. Ось x направлена вдоль широкой стороны раскрыва, а ось y – вдоль узкой. При определении распределения поля предполагается приближение: источником поля в рупоре является точечный источник, расположенный в фазовом центре рупора, а волна от этого источника является сферической. Под длиной рупора L подразумевается расстояние от фазового центра до его раскрыва. Напряженность электрического поля в раскрыве рупора, согласно [66], может быть выражена по формуле:

$$E_y = E_0 \cos(\pi x / B) \exp(i\varphi), \quad (1.15)$$

где E_0 – напряженность поля в центре раскрыва рупора; φ – фазовые искажения распределения поля в раскрыве рупора, связанные со сферичностью волны от точки возбуждения.

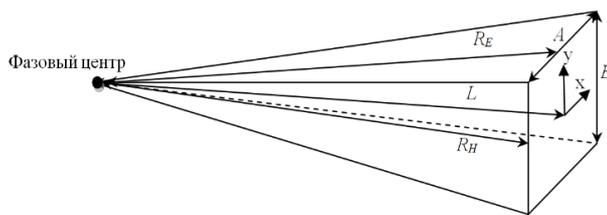


Рисунок 1.15 – Прямоугольный рупор с указанием геометрических размеров, влияющих на его радиотехнические характеристики

В приведенной формуле (1.15) распределения поля не учитывается снижение амплитуды поля E_y к краям раскрыва за счет сферичности волны в рупоре. Это справедливо, если углы при вершине рупора не превышают 60° (снижение амплитуды поля менее 1 дБ по отношению к максимальному значению амплитуды поля в раскрыве рупора).

Величина фазовых искажений определяется формулой:

$$\varphi = \pi / \lambda_0 \left(x^2 / R_H + y^2 / R_E \right), \quad (1.16)$$

где R_E и R_H – длина рупора вдоль его сечения плоскостями электрического и магнитного полей, соответственно.

Первые два множителя в формуле (1.15) определяют распределение поля в волноводе с волной типа H_{10} , а множитель с экспонентой - отличие по фазе от этого распределения поля. Длина рупора должна быть такой, чтобы фазовые искажения в каждой точке раскрыва не превышали величину $\pi/8$ или $22,5^\circ$ при верхней частоте измеряемого диапазона. Из формулы (1.16) видно, что фазовые искажения увеличиваются с ростом частоты.

Для примера рассчитаем параметры рупора, которые обеспечивают высокоточные измерения КО покрытий в диапазоне частот от 8 до 12 ГГц. При размере широкой стороны $A=100$ мм волновое сопротивление в его раскрыве, вычисленное по формуле (1.14), составляет 1,018 волнового сопротивления свободного пространства при частоте 8 ГГц. Размер узкой стенки $B=60$ мм обеспечивает удобство при эксплуатации стенда. Из (1.16) следует, что минимальная длина рупора L , при которой обеспечиваются значения фазовых искажений $\varphi < 22,5^\circ$ при частоте 12 ГГц во всех точках раскрыва рупора, составляет 1000 мм. Таким образом, мы определили геометрические параметры рупора, при которых гарантируется высокая точность измерений КО образцов материалов и покрытий.

Необходимо отметить, что рупор длиной 1000 мм является неудобным для практического использования. При проведении измерений более удобно использовать рупор длиной 600 мм. При этом результаты измерений демонстрируют высокую точность измерений с таким рупором. Это связано с тем, что фазовые искажения в распределении поля большие, чем $22,5^\circ$, наблюдаются в тех зонах раскрыва рупора, в которых уровень поля меньше минус 15 дБ от максимального значения в центре раскрыва рупора. Если проинтегрировать по отдельности значения поля в зонах, где фазовые искажения небольшие и где они превышают $22,5^\circ$, то соотношение полученных значений составит 25,4 дБ. Это означает, что искаженный сигнал, который влияет на результаты измерений КО, составляет минус 50 дБ по отношению к сигналу с минимальными фазовыми искажениями. Снизить уровень искаженного сигнала до 56 дБ по отношению к сигналу с минимальными искажениями возможно, уменьшив размер узкой стороны раскрыва рупора B на 10 мм, но для рассматриваемого стенда с динамическим диапазоном 40—50 дБ этого делать нецелесообразно, т.к. рупор получится менее удобным из-за уменьшения измеряемой зоны покрытия. При увеличении B на 10 мм уровень искаженного сигнала повышается до 45 дБ, что уже может повлиять на точность измерений. В итоге, рупор с размерами раскрыва 100×60 мм ($A \times B$) и длиной $L=600$ мм является оптимальным для проведения измерений КО покрытий на стенде в диапазоне частот от 8 до 12 ГГц. Полученные выводы демонстрирует двумерное распределение фазовых искажений поля в раскрыве рупора длиной 600 мм, приведенное на рисунке 1.16а.

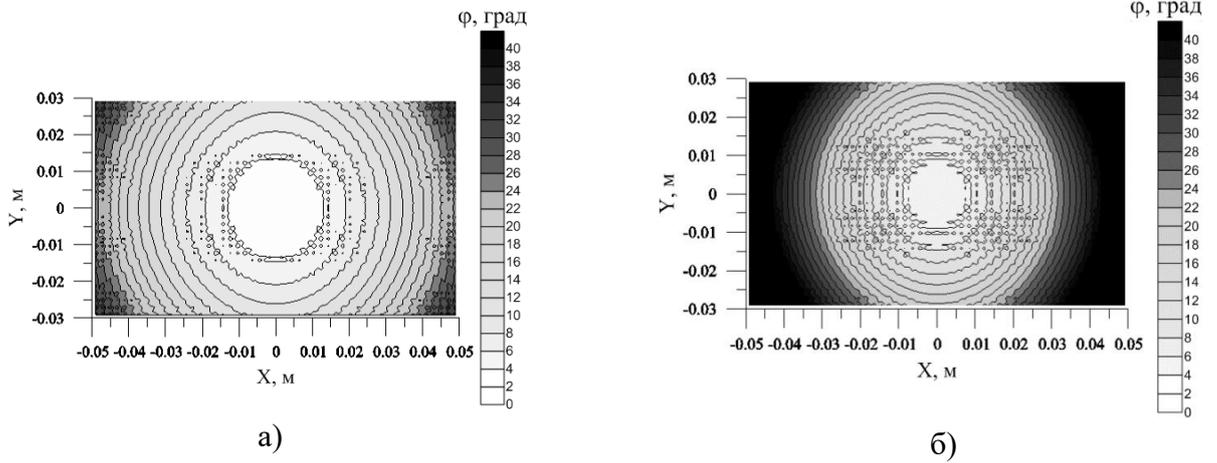


Рисунок 1.16 – Двумерное распределение фазовых искажений поля в раскрытии рупора длиной 600 мм (а) и 300 мм (б), вычисленное приближенным способом, при частоте 12 ГГц

На рисунке 1.16б приведено распределение фазовых искажений поля в раскрытии рупора длиной 300 мм, на котором видно, что фазовые искажения поля большие $22,5^\circ$ наблюдаются в очень большой зоне раскрытия рупора, при этом уровень амплитуды поля с учетом формулы (1.16) в этой зоне достаточно большой. Отношение интегралов по отдельности значений поля в зонах, где фазовые искажения небольшие и где они превышают $22,5^\circ$, у рупора длиной 300 мм составляет всего 7,8 дБ, что не позволяет обеспечить высокую точность измерений КО практически любых типов покрытий. Уменьшение размера узкой стороны раскрытия рупора B до 10 мм позволяет снизить отношение указанных выше интегралов до 13,7 дБ, что также является недопустимой величиной. Кроме этого, рупор с узкой стенкой равной 10 мм, как было указано выше является очень неудобным из-за маленькой измеряемой зоны поверхности образца материала.

На рисунке 1.17а и б представлены двумерные распределения амплитуды поля, приведенной к максимальному значению E_0 , и фазы (модуля) поля E_y в раскрытии рупора, вычисленные при частоте 12 ГГц методом интегральных уравнений с помощью пакета программ электродинамического моделирования FEKO [67]. Расстояние от фазового центра до раскрытия рупора L составляет 600 мм. При сравнении рисунков 1.16а и 1.17б видно, что двумерное распределение фазовых искажений поля, вычисленное методом в точной постановке, несколько отличается от двумерного распределения, полученного приближенным методом, особенно вблизи широкой стенки рупора, где амплитуда поля имеет высокий уровень.

Это связано с тем, что размеры раскрытия рупора составляют несколько длин волн, поэтому в рупоре возбуждаются высшие типы волноводных мод. Это приводит к дополнительному искажению распределения поля в раскрытии рупора по сравнению с распределением поля волны типа H_{10} . Так как высшие волноводные моды обладают волновым сопротивлением, отличным от волнового сопротивления свободного пространства, их наличие приводит к увеличению

погрешностей измерений. Уровни погрешностей измерений, связанных с высшими волноводными модами, которые возбуждаются в рупоре, зависят от частоты и качества изготовления рупора. Для уменьшения влияния высших мод на точность измерений необходимо использовать в рупоре РПП.

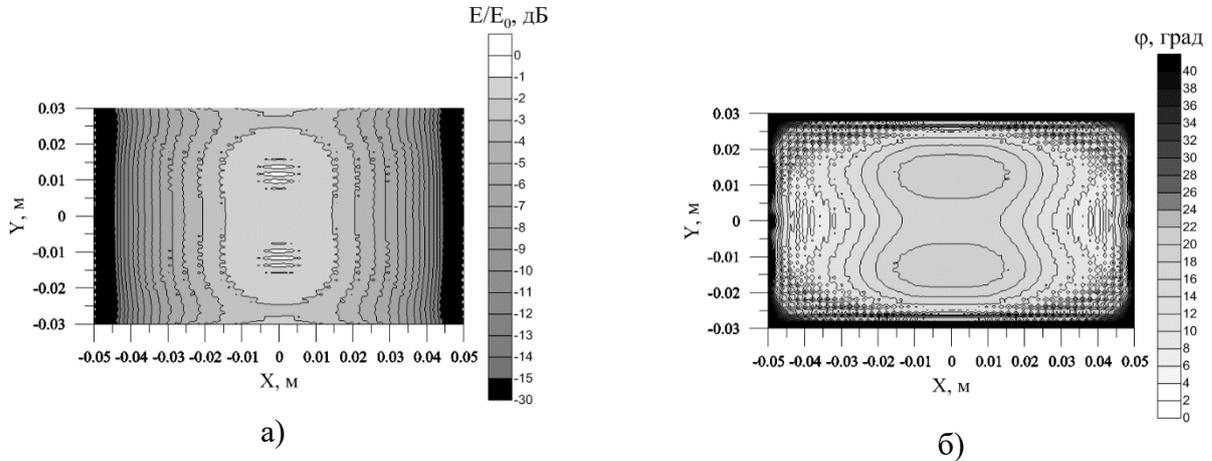


Рисунок 1.17 – Двумерное распределение амплитуды электрического поля E_y (а) и модуля фазы электрического поля E_y (б) в раскрыве рупора длиной 600 мм, вычисленное методом интегральных уравнений, при частоте 12 ГГц

Для стабилизации распределения поля в раскрыве рупоров (подавления высших волноводных мод и снижения обратного рассеяния на задней кромке широкой стенки рупора, снижения амплитуды поля вблизи краев широкой стенки) и приближения его к квазиплоскому фронту предложено использовать магнитное РПП типа РАН-1М (см. параграф 2.8) на внутренних поверхностях широких стенок рупора, как показано на рисунке 1.18. Подробнее о свойствах РПП РАН-1М см. в главе 2.

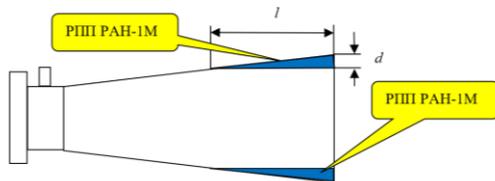


Рисунок 1.18 – Сечение прямоугольного рупора с магнитным РПП РАН-1М длиной l и толщиной d на широких стенках внутри рупора

РПП РАН-1М с высокими магнитными потерями в рабочем диапазоне частот рупорной антенны имеет равномерный линейный профиль толщины (толщина покрытия линейно снижается от максимума на краю раскрыва рупора до нуля в направлении к центру рупора). Длина l покрытия РАН-1М для всех типов рупоров составляет около 100 мм, а толщина d покрытия, в зависимости от диапазона частот, варьируется от 0,5 до 2,0 мм (увеличивается с ростом длины волны). На рисунке 1.19а, б представлены расчетные двумерные распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля в раскрыве рупора поддиапазона V (см. таблицу 1.2) при частоте 12 ГГц в исходном виде, на рисунке 1.19в, г – для рупора поддиапазона V с РПП РАН-1М толщиной 1,0 мм внутри рупора на широких стенках. Расчеты проведены точным

методом интегральных уравнений с использованием программы электродинамического моделирования FEKO [67]. Из рисунка 1.19 видно, что РПП РАН-1М внутри рупора на широких стенках значительно снижает амплитуду поля на краях широких стенок рупора и выравнивает фазовое распределение в центре рупора, что приводит к снижению паразитного эффекта дифракции ЭМВ на краях образцов материала или покрытия.

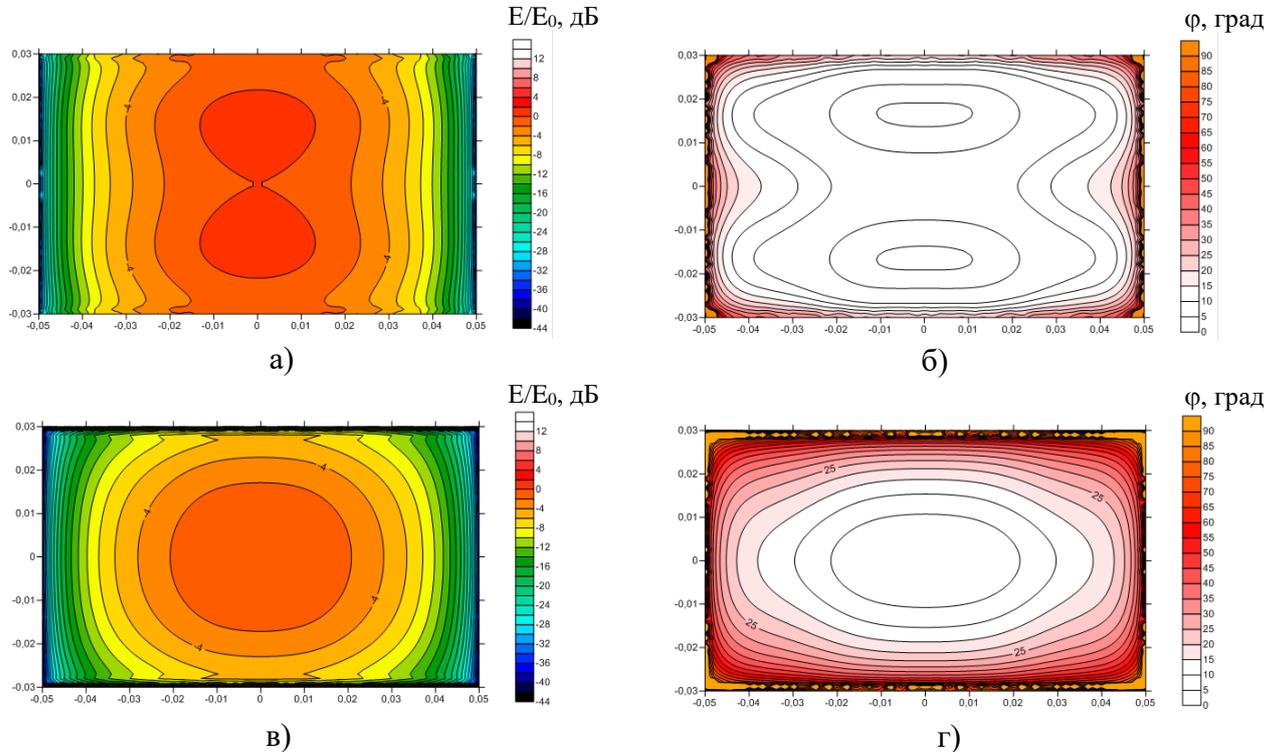


Рисунок 1.19 – Двумерное распределение амплитуды (а) и фазы (б) электромагнитного поля в раскрыве рупора V в исходном виде и с РПП РАН-1М толщиной 1,0 мм внутри на широких стенках рупора (амплитуды (в) и фазы (г)) при частоте 12 ГГц

На рисунках 1.20а, б и 1.20в, г представлены аналогичные двумерные распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля для прямоугольного рупора с параметрами ($A=150$ мм, $B=100$ мм, $L=420$ мм) при частоте 6 ГГц в исходном виде и с РПП РАН-1М толщиной 1,5 мм внутри на широких стенках рупора, соответственно.

На рисунках 1.21а, б и 1.21в, г представлены двумерные распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля для рупора с параметрами ($A=200$ мм, $B=140$ мм, $L=500$ мм) при частоте 3 ГГц в исходном виде и рупора с РПП РАН-1М толщиной 2,0 мм внутри на широких стенках рупора, соответственно.

Представленные диаграммы двумерного распределения электромагнитного поля в раскрыве рупора с магнитным РПП РАН-1М внутри на широких стенках рупора показывают, что в таком раскрыве рупора формируется гауссовский пучок электромагнитного поля, с минимальной амплитудой поля на краях рупора и квазиравномерным распределением фазы поля

в центральной зоне рупора, что минимизирует процессы дифракции ЭМВ на краях образцов покрытия и позволяет получать квазиплоский фронт ЭМВ вблизи раскрыва рупора.

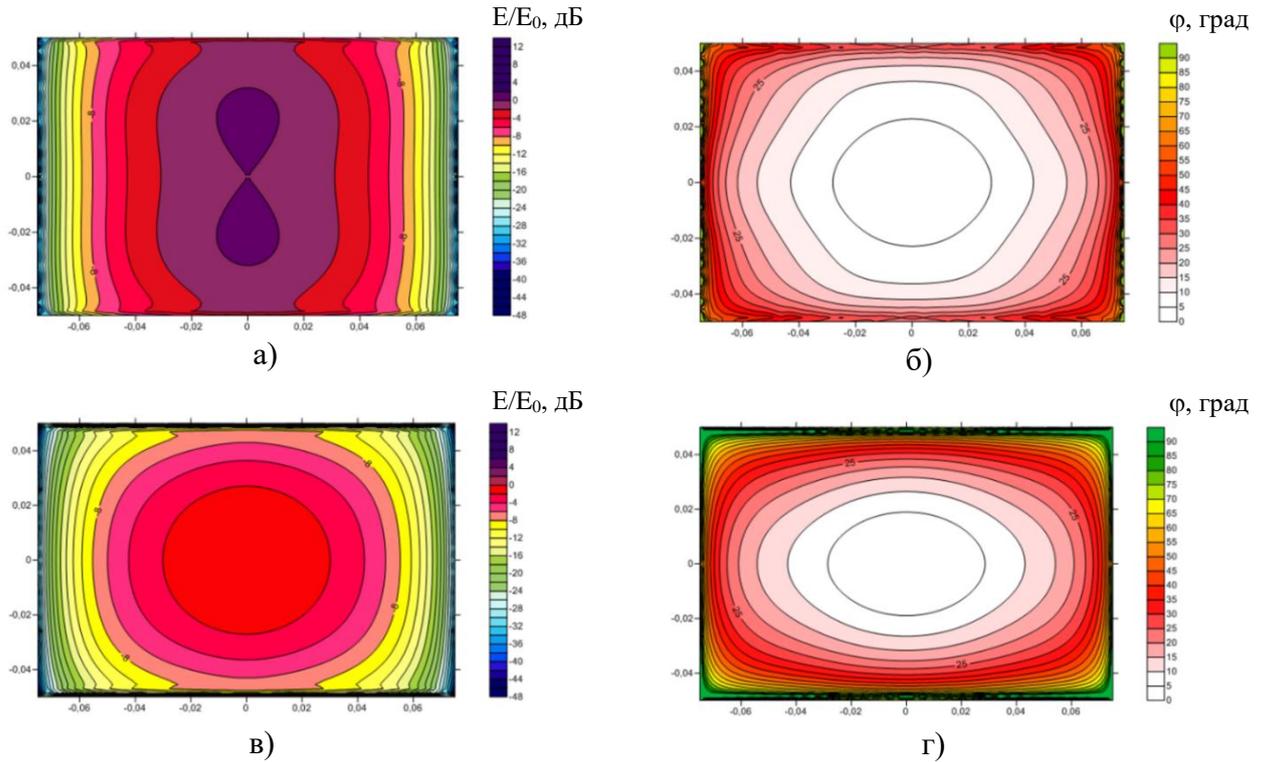


Рисунок 1.20 – Двумерное распределение амплитуды (*a*) и фазы (*б*) электромагнитного поля в раскрыве рупора V в исходном виде и с РПП РАН-1М толщиной 1,0 мм внутри на широких стенках рупора (амплитуды (*в*) и фазы (*г*)) при частоте 6 ГГц

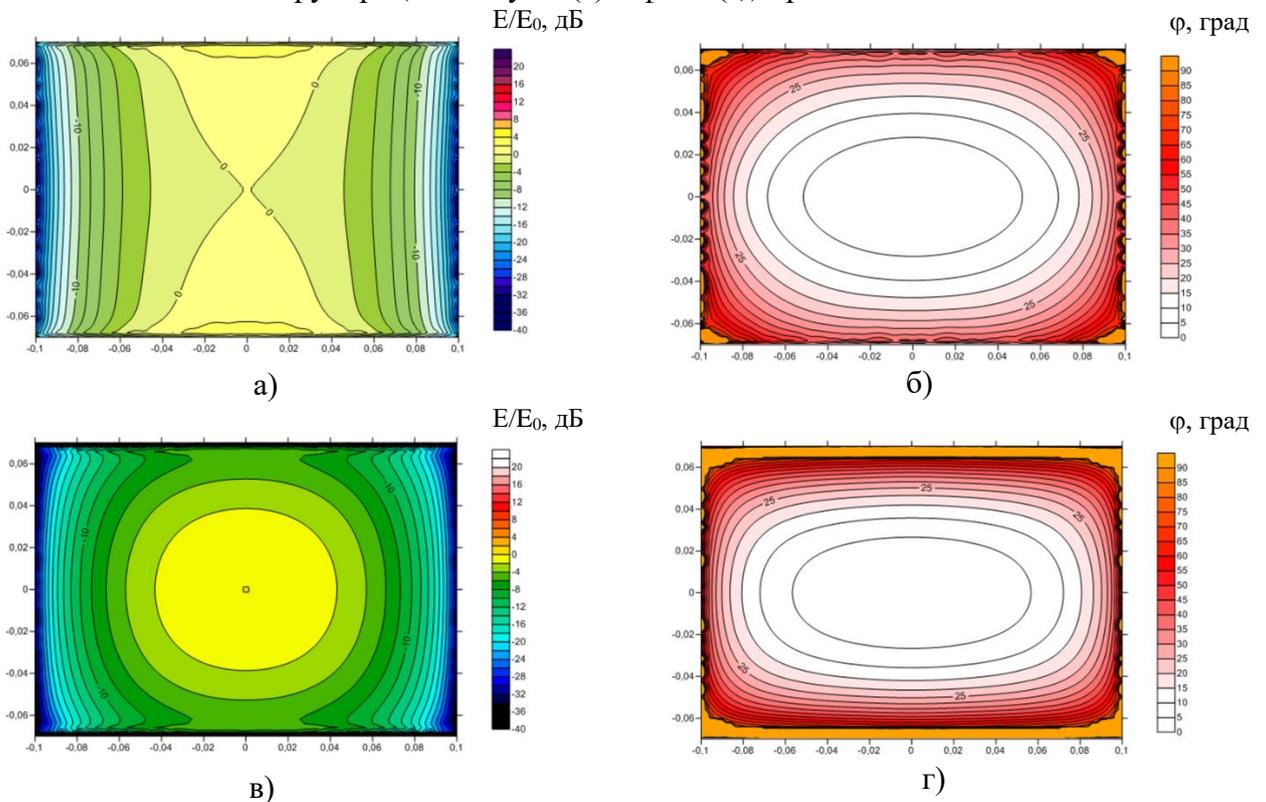


Рисунок 1.21 – Распределение амплитуды (*a*) и фазы (*б*) электромагнитного поля в раскрыве рупора V в исходном виде и с РПП РАН-1М толщиной 1,0 мм внутри на широких стенках рупора (амплитуды (*в*) и фазы (*г*)) при частоте 3 ГГц

1.2.2 Методика проведения измерений параметров материалов по коэффициенту отражения на измерительном стенде в ближней зоне рупорных антенн

После проведения измерений комплексных КО образца материала на эталонном образце и на металлической подложке, а также КО эталонного образца и эталонного образца, расположенного на металлической пластине, проводят расчеты проницаемостей образца материала в соответствии со следующей процедурой.

Из значений толщины d_t и диэлектрической проницаемости ε_t эталонного образца рассчитывают значения импеданса эталонного образца $Z_t = \sqrt{1/\varepsilon_t}$ и набега фазы на его толщине $\varphi_t = 2\pi d_t \sqrt{\varepsilon_t} / \lambda$ на данной частоте. По формуле (1.13) рассчитывают значения истинных КО R^t и R_m^t эталонного образца на данной частоте.

Из измеренных значений КО эталонного образца Γ^t и эталонного образца, расположенного на металлической пластине Γ_m^t по формулам (1.12) определяют значения поправочных коэффициентов S_{22} и S_{22}^m матрицы рассеяния.

Значения истинных КО измеряемого образца R и R_m (или R_{t-s} для двухслойного образца) с учетом поправочных коэффициентов S_{22} и S_{22}^m рассчитывают по формуле (1.11). Для гибкого измеряемого образца материала производят пересчет КО R_{t-s} в КО R по формуле (1.8).

Значения комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости измеряемого образца на данной частоте рассчитывают по формулам (1.9) и (1.10).

При выполнении каждого цикла измерений электрофизических параметров образцов и КО материала на фиксированной частоте контролируют следующие характеристики:

- Величины поправочных коэффициентов S_{22} и S_{22}^m в процессе измерений. В случае, если их значения (реальные или мнимые части) превышают величину 0,1 (по модулю), то перестраивают частоту сигнала в пределах 1% от номинального значения и повторяют цикл измерений эталонного образца.

- Уровень компенсации отражений от рупорной антенны и начальную нулевую калибровку прибора ФК2-33 перед каждым измерением КО образцов материалов.

- Значения рассчитанных комплексных проницаемостей измеряемых образцов материалов. В случае получения отрицательных значений мнимых частей проницаемостей образца повторяют процесс измерения параметров данного образца заново.

Границы погрешности измерений значений КО материалов (определены экспериментально) зависят от величины последнего, диапазона частот измерений и для доверительной вероятности 0,95 соответствует характеристикам, приведенным в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Значения абсолютных погрешностей измерений КО покрытий (в дБ)

Диапазон значений КО, дБ	Погрешность измерения КО, дБ
от 0 до минус 5	$\pm 0,5$
от минус 5 до минус 10	$\pm 0,7$
от минус 10 до минус 20	± 1
от минус 20 до минус 30	± 2
от минус 30 до минус 40	± 3

Доверительные границы погрешности измерения значений комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости листовых образцов материалов (определены экспериментально) при вероятности 0,95 соответствует характеристикам, приведенным в таблице 1.4.

Таблица 1.4 – Диапазон измеряемых значений диэлектрической и магнитной проницаемости и погрешность их измерения для листовых образцов материалов

Параметр	Диапазон значений	Погрешность измерения
ε'	от 1 до 200	$\pm 20 \%$
ε''	от 0,1 до 100	
μ'	от 0,5 до 10	
μ''	от 0,05 до 5	

Примечание. В таблице 1.4 приведены погрешности измерений для модулей действительных частей проницаемостей материалов, т.к. последние могут принимать отрицательные значения.

Ниже представлены примеры измерения частотных зависимостей диэлектрической проницаемости для диэлектрического композита, наполненного окисью цинка (рисунок 1.22) и диэлектрической и магнитной проницаемости композита, наполненного магнитным порошком карбонильного железа (КЖ) типа Р-20 (рисунок 1.23). Измерения параметров композитных материалов выполнены на 12 фиксированных частотах (точки на рисунках 1.22 и 1.23), результаты измерений проницаемостей аппроксимированы аналитическими функциями (пунктирные и сплошные линии для действительной и мнимой части, соответственно) дебаевской релаксации (для диэлектрической проницаемости) и суммой трех лоренцевских резонансов (для магнитной проницаемости) (см. формулы (2.1) и (2.2) главы 2).

Представленная выше методика измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве МИ 29012159-30002-2002 в ближней зоне рупорных антенн прошла метрологическую аттестацию (см. Приложение А) и опубликована впервые в работе [68].

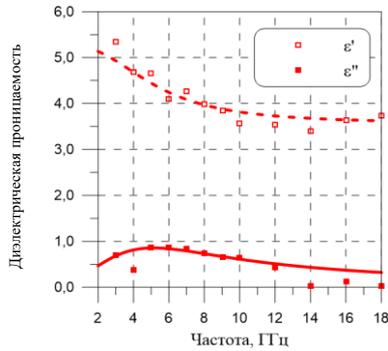
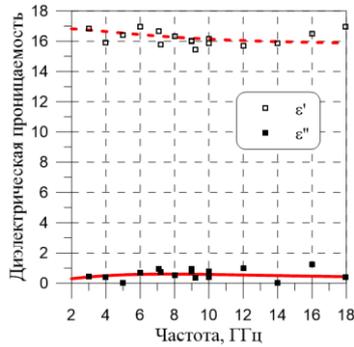
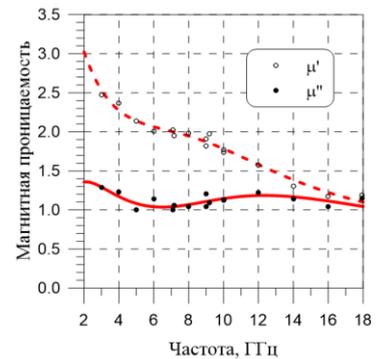


Рисунок 1.22 – Частотные зависимости диэлектрической проницаемости композита, наполненного окисью цинка



а)



б)

Рисунок 1.23 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости композита, наполненного карбонильным железом Р-20

1.3 Широкополосная методика измерений коэффициентов отражения и прохождения, электрофизических параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц

После того, как широкополосные ВАЦ стали широкодоступными, была впервые разработана методика измерений МИ 29012159-30008-2010 электрофизических параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в ближней зоне диафрагмированных линзовых рупорных антенн в широком диапазоне частот [69]. В основе данной методики измерений лежит измерение КО S_{11} или КП S_{12} квазиплоской ЭМВ образцов материалов с помощью сверхширокополосных диафрагмированных линзовых рупорных антенн и ВАЦ. На рисунке 1.24 представлена принципиальная схема измерительных стендов, разработанных на основе этой методики измерений.

Измерительные стенды, построенные на основе данной методики, реализованы с использованием четырехпортового ВАЦ ZVA40 производства компании *Rohde&Schwarz* (2). При измерениях используются два набора приемно-передающих широкополосных линзовых рупорных антенн (3-4 и 5-6), работающих в поддиапазонах частот 1-24 и 22-40 ГГц, соответственно.

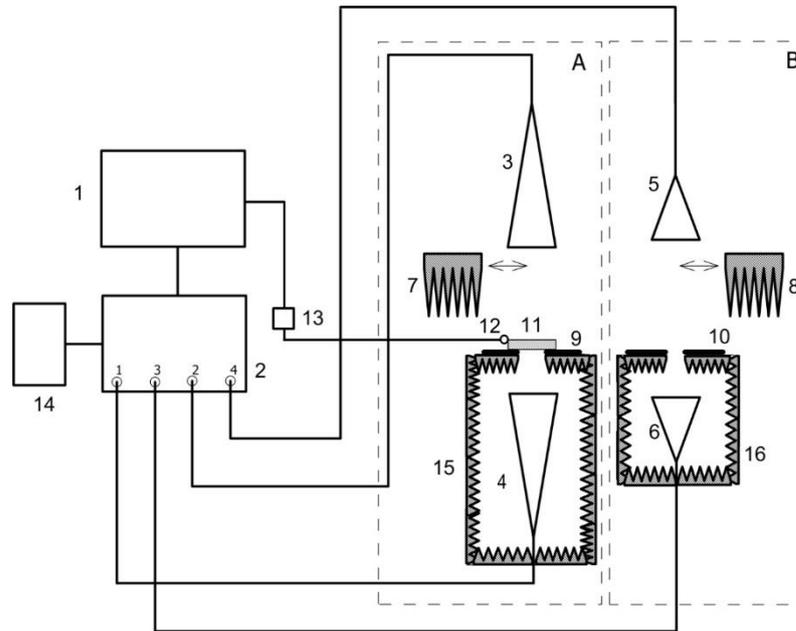


Рисунок 1.24 – Блок-схема измерительных стендов для измерения параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц:

1 – ПК; 2 – ВАЦ R&S ZVA40; 3-6 – рупорная линзовая антенна; 7, 8 – пирамидальный радиопоглощающий блок; 9, 10 – металлическая диафрагма с нанесенными на нее РПП и РПМ; 11 – измеряемый образец; 12 – датчик угла или температуры; 13 – аналогово-цифровой преобразователь; 14 – рубидиевый стандарт частоты SRS FS725; 15, 16 – антенный стол с нанесенным РПП и РПМ

В связи с тем, что геометрические размеры измеряемых образцов (как правило, размерами 200×200 мм) меньше размера апертуры антенн, производится диафрагмирование апертуры антенн с помощью специально разработанных металлических диафрагм с различным круглым окном с нанесенным на них широкополосным радиопоглощающим покрытием (РПП) и радиопоглощающим материалом (РПМ) (9, 10). При проведении измерений исследуемые образцы помещаются на окно металлической диафрагмы, расположенной в ближней зоне рупорных антенн, что минимизирует вклад от процессов дифракции на краях образца и кромках антенн и позволяет точно позиционировать образец в пространстве для обеспечения точных фазовых измерений КО. В процессе измерений КО образцов в зоне за диафрагмой устанавливается согласованная нагрузка – объемный радиопоглощающий блок (7, 8) с мягким входом и низким КО в рабочей полосе частот (не выше минус 50 дБ) для исключения дополнительных паразитных отражений от окружающего пространства. Для снижения ошибки измерения S -параметров образцов используется набор специальных калибровок с вычитанием фона (BGR).

Измерения параметров материалов проводятся на двух измерительных стендах в двух поддиапазонах частот: стенд А (от 1 до 24 ГГц) и стенд В (от 22 до 40 ГГц). Измерения S -параметров образцов проводятся для 2000 (или более) частотных точек на каждый частотный

поддиапазон (измеряется матрица комплексных параметров **MEASURE**, состоящая из значений частоты, модуля и фазы S -параметров).

Перед началом измерений S -параметров для устранения паразитных переотражений в СВЧ тракте (включая отражение ЭМВ от диафрагмы) производится процедура калибровки стендов, заключающаяся в измерении матриц двух комплексных сигналов – **BGR** (фон) и **RESPONSE** (стандартный отклик) (см. таблицу 1.5).

Таблица 1.5 – Характеристики калибровочных сигналов

Тип	S_{11} (отражение)	S_{12} (прохождение)
BGR	За диафрагмой (сверху) помещена согласованная нагрузка	Диафрагма перекрыта металлической пластиной с РПП
RESPONSE	Диафрагма закорочена эталонной металлической пластиной	Диафрагма открыта

Комплексные значения матрицы S -параметров материалов рассчитываются по формуле преобразования измеренных матриц параметров

$$S_{11}, S_{12} = (\mathbf{MEASURE} - \mathbf{BGR}) / (\mathbf{RESPONSE} - \mathbf{BGR}). \quad (1.17)$$

Эффект Гиббса

Так как общая длина измерительного тракта достаточно велика (около 10 метров с учетом измерительных кабелей) и в тракте присутствует ряд неоднородностей, таких как коаксиальные кабельные переходы, край апертуры рупора и др., то на измеренные значения S -параметров образца, накладывается ряд биений, вызванных переотражениями между неоднородностями тракта.

При расположении образца материала или покрытия в плоскости диафрагмы возникают множественные переотражения между образцом, антеннами и окружающим пространством. Для минимизации влияния переотражений СВЧ-сигнал преобразуется во временную область с помощью обратного Фурье-преобразования [70-71]. Затем производится выделение полезного сигнала с использованием полосового фильтра с применением окна Кайзера-Бесселя [70-71]:

$$p(t) = \begin{cases} \frac{J_0 \left[\beta \sqrt{1 - (t/\tau)^2} \right]}{J_0(\beta)}, & |t| \leq \tau, \\ 0, & |t| > \tau \end{cases} \quad (1.18)$$

где $J_0(\beta) = \sum_{k=1}^{\infty} [(\beta/2)^k / k!]^2$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка [70]; τ – ширина окна; β – неотрицательное действительное число, определяющее форму окна (в функции фильтра принимается, что $\beta = 5,8$).

Ширину окна временной фильтрации спектра сигнала выбирают таким образом, чтобы не затрагивать области с мешающими переотражениями сигнала. После процедуры прямого Фурье-

преобразования получаем частотную зависимость функций отражения S_{11} или прохождения S_{12} в сглаженном виде. Помимо этого, применяются методы цифровой обработки для подавления осцилляций сигнала на краях частотного диапазона, вызванных эффектом Гиббса [72].

Эффект Гиббса связан со сходимостью ряда Фурье в точке разрыва функции. В точке разрыва ряд Фурье сходится к функции очень неравномерно, предельная флуктуация частичной суммы ряда больше, чем скачок функции в этой точке. Эффект Гиббса имеет место всегда при резких нарушениях монотонности функций. На скачках эффект максимален, во всех других случаях амплитуда пульсаций зависит от характера нарушения монотонности функции. Быстрое обратное преобразование Фурье, используемое в цифровой фильтрации, требует, чтобы количество точек равнялось 2^N . Обычно в процессе измерений определяется массив значений измеряемой величины из 2000 точек по частоте, который дополняется в начале и в конце нулями до количества точек в массиве 2^{14} . В итоге, измеренный сигнал в частотной области обладает двумя разрывами (скачками) в начале и в конце рабочего частотного диапазона. Это приводит к тому, что после обратного преобразования Фурье во временной области измеренный сигнал оказывается очень протяженным. Эффект Гиббса при проведении процедуры временной селекции (*Time Domain*) измеренного сигнала в этом случае связан с тем, что при умножении на временное окно сигнала, полученного после процедуры обратного преобразования Фурье во временной области, отбрасывается существенная часть полезного сигнала. В результате возникают флуктуации сигнала на краях частотного диапазона и при обратном переходе в частотную область после процедуры прямого преобразования Фурье сигнала.

Очевидно, что при добавлении нулями массива значений измеряемой величины возникают разрывы, и даже использование весовых окон не позволяет полностью устранить эффект Гиббса. Осцилляции сигнала на низкочастотном краю диапазона могут сильно уменьшить динамический диапазон измерений. На первом этапе в измеряемый сигнал вносится предискажение – вычитается комплексная линейная функция вида:

$$F_k = f_0 + k(f_n - f_0) / n, \quad (1.19)$$

где n – количество измеренных точек, $k = 0 \dots n$, f_0 и f_n – комплексные значения сигнала в первой и последней точках.

Данный прием устраняет разрывы, поскольку значения функции на граничных точках обнуляются. После цифровой фильтрации эта функция снова прибавляется к отфильтрованному сигналу. Данный метод значительно уменьшает осцилляции сигнала во временной области, вызванные эффектом Гиббса (рисунок 1.25). При преобразовании в частотную область искажения, вызванные эффектом Гиббса, также значительно снижаются. Для дальнейшего подавления искажений используется усреднение отфильтрованного сигнала с использованием

временных окон различной ширины. Суть данного метода состоит в следующем: если менять ширину временных окон, на каждой точке в частотной области будут наблюдаться осцилляции сигнала. Усреднение отфильтрованного сигнала при разной ширине окна ведет к дальнейшему снижению эффекта Гиббса. Подробнее процедура цифровой обработки сигнала с применением *Time Domain* описана в [73, 74].

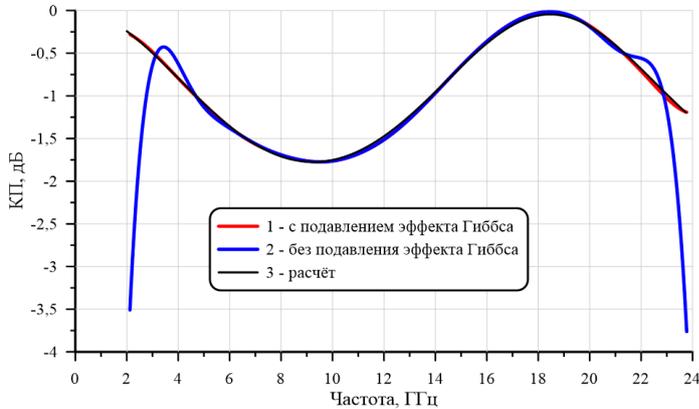


Рисунок 1.25 – Частотные зависимости модуля КП образца плавящего кварца толщиной 4,22 мм: красная кривая 1 - измеренная частотная зависимость КП с использованием процедуры подавления эффекта Гиббса, синяя кривая 2 - измеренная частотная зависимость КП без подавления эффекта Гиббса, черная кривая 3 – расчетная частотная зависимость КП из проницаемости кварца

Данная методика измерений обеспечивает измерение низких значений КО образцов материалов до уровней ниже минус 50 дБ с погрешностью не более 1 дБ и предельно высоких значений КО с погрешностью не более $\pm 0,1$ дБ.

На фотографиях, представленных на рисунке 1.26, показан внешний вид разработанного широкополосного стенда для измерений электрофизических параметров материалов в свободном пространстве: *а* – низкочастотный сегмент стенда 1-24 ГГц, *б* – высокочастотный сегмент стенда 22-40 ГГц. Подробное описание разработанной методики измерений и широкополосного стенда для измерений электрофизических параметров материалов в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц содержится в работах [75-81].



а)



б)

Рисунок 1.26 – Внешний вид стендов для измерений электрофизических параметров материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот: *а* - 1 - 24 ГГц, *б* – 22 - 40 ГГц

Методика измерения угловой зависимости коэффициента прохождения плоских образцов материалов на широкополосном стенде

Измерительные широкополосные стенды (рисунок 1.26) для измерения электрофизических параметров материалов в свободном пространстве позволяют проводить измерения частотных зависимостей КП плоских образцов материалов при различных углах падения (от 0 до 75 градусов) ЭМВ в диапазоне частот от 1 до 24 ГГц. Изменение угла наклона образца происходит автоматически, при этом производится запись зависимости КП образца от угла падения ЭМВ на фиксированных частотах, а также частотных зависимостей КП образца при различных углах падения ЭМВ. На рисунке 1.27 для примера представлены частотные зависимости модуля и фазы КП листового образца поликарбоната толщиной 9,4 мм с проницаемостью $\varepsilon' = 2,75$ без частотной дисперсии в СВЧ диапазоне в H -плоскости при угле падения ЭМВ 70 град (сплошные линии – расчетные данные, пунктирные – результаты измерений).

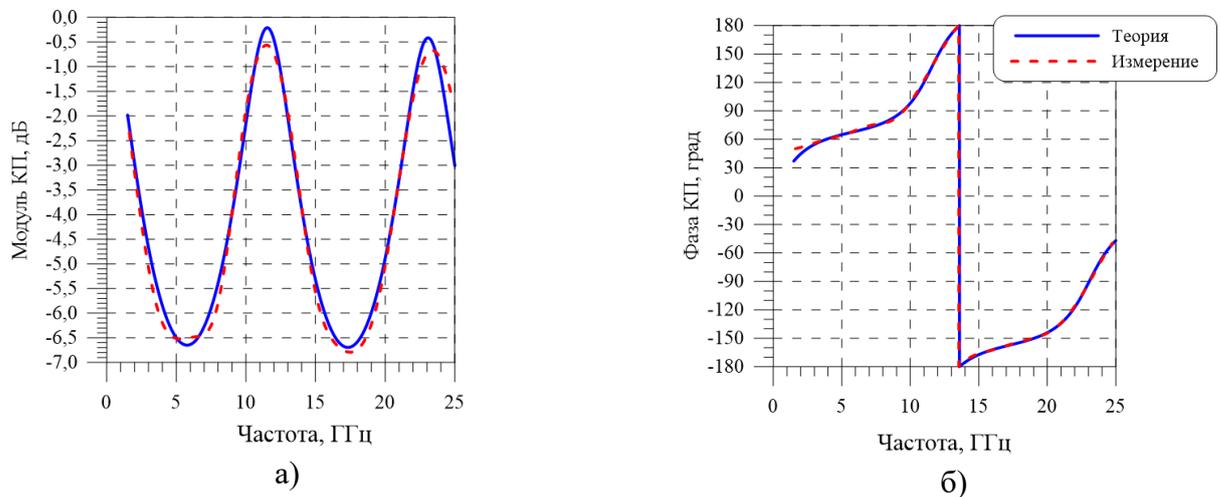


Рисунок 1.27 - Частотные зависимости модуля и фазы КП листового образца поликарбоната толщиной 9,4 мм в H -плоскости при угле падения ЭМВ 70 град (сплошные кривые - теоретический расчет, пунктирные – результаты эксперимента)

Данная методика измерений угловой зависимости КП радиопрозрачных материалов широко используется при моделировании, разработке конструкций, а также для проведения выходного контроля радиотехнических характеристик (РТХ) радиопрозрачных обтекателей (РПО) [82-92, 288].

Методика измерения температурной зависимости коэффициента отражения образцов материалов на широкополосном стенде

Дополнительно на широкополосном стенде для измерения параметров материалов в свободном пространстве реализована возможность проведения автоматизированных измерений температурных зависимостей КО образцов РПП в интервале температур от минус 80°C до плюс 180°C в диапазоне частот от 1 до 24 ГГц.

Измерения температурной зависимости КО [93] образцов покрытий могут проводиться в диапазоне частот от 1 до 24 ГГц в интервале температур от минус 80°C до +180°C. Для охлаждения образца до температуры минус 80°C используется горизонтальная низкотемпературная морозильная камера SANYO MDF-193.

В морозильную камеру помещается образец РПП на металлической подложке вместе с малоотражающей теплоизолированной ячейкой (1, 2, см. рисунок 1.28), массивной металлической пластиной (5) с плоским нагревателем (6) и впаянным в пластину платиновым термосопротивлением (7), которая тыльной стороной прижимается к металлической подложке образца РПП (4). После достижения требуемой низкой температуры охлажденный образец РПП вместе с пластиной в теплоизолированной ячейке (1, 2) переносится на диафрагму измерительного стенда в свободном пространстве нижней крышкой теплоизолированной ячейки к окну диафрагмы, где производится измерение КО образца РПП. Контакты нагревателя (6) подключаются к источнику питания (ИП) переменного тока для осуществления разогрева пластины (5) путем подачи на контакты нагревателя переменного напряжения от 25 до 100 В с целью регулирования температуры нагрева образца РПП. Измерения и контроль температуры образца РПП осуществляются с помощью аналогового платинового термосопротивления, интегрированного в металлическую пластину, и аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). Запись и первичная обработка результатов измерений КО образца РПП проводятся с интервалом 5°C в автоматизированном режиме средствами программного обеспечения.

Нижняя крышка (1) теплоизолированной ячейки изготовлена из радиопрозрачного вспененного материала ТЗМ-23М на основе стеклянных волокон. Верхняя крышка (2) теплоизолированной ячейки изготовлена из теплоизоляционного материала АТМ-9 на основе супертонкого кремнеземного волокна.

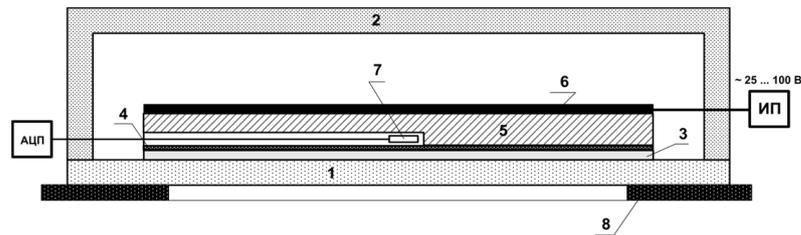


Рисунок 1.28 – Блок-схема теплоизолированной ячейки:

1 – нижняя крышка из материала ТЗМ-23М, 2 - верхняя крышка из материала АТМ-9, 3 – образец РПП, 4- металлическая подложка образца РПП, 5 - металлическая пластина, 6 - плоский электрический нагреватель, 7 - аналоговое платиновое термосопротивление, 8 - металлическая радиопоглощающая диафрагма с окном

Для устранения градиента температур в образце РПП во время измерений предпринимаются следующие меры:

во-первых, верхняя крышка теплоизолированной ячейки и металлическая пластина охлаждаются в морозильной камере до той же температуры, что и исследуемый образец РПП;

во-вторых, напряжение на контактах нагревателя медленно нарастает, чтобы разогрев образца РПП происходил со скоростью не более 1 °С в минуту.

Образование конденсата на поверхности РПП при изменении температур способно существенно повлиять на результат измерения КО РПП. Во избежание влияния конденсата на измерение КО покрытия, образец покрытия вместе с металлической пластиной обертывается тонкой (толщиной около 60 мкм) майларовой пленкой с высокой температурой плавления. Примеры измеренных температурных зависимостей КО ряда разработанных с участием автора РПП представлены в работах [94, 95] и в главе 3.

С помощью специальной высокотемпературной радиопрозрачной печи на измерительном стенде в свободном пространстве возможно проведение измерений КО и диэлектрической проницаемости жаростойких материалов размерами 200×200 мм при температурах до 1200 °С в диапазоне частот от 3 до 23 ГГц [96].

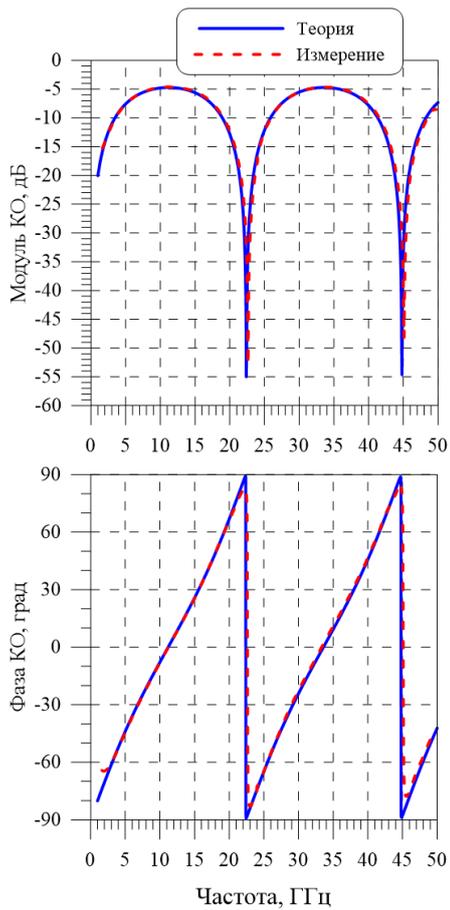
Для демонстрации точностных характеристик разработанного широкополосного стенда для измерения электрофизических параметров материалов в свободном пространстве на рисунке 1.29а приведены результаты измерений частотной зависимости КО (модуля и фазы), на рисунке 1.29б – частотной зависимости КП (модуля и фазы) пластины из кварцевого стекла толщиной 3,45 мм в диапазоне частот от 1 до 50 ГГц (с использованием ВАЦ типа ZVA50). На представленных графиках сплошными линиями изображены теоретические частотные зависимости КО и КП образца кварцевого стекла, полученные по формулам Френеля. В расчетах использовалась частотно-независимая диэлектрическая проницаемость $\varepsilon' = 3,80$ кварцевого стекла. Пунктирными линиями на графиках представлены результаты измерений частотной зависимости КО и КП кварцевого стекла, полученные на широкополосном стенде. Представленные графики демонстрируют очень хорошее совпадение расчетных и экспериментальных частотных зависимостей КО и КП кварцевого стекла.

Кроме того, высокоточные измерения частотных зависимостей КП образцов были востребованы при исследованиях аномального пропускания образцов метапленок с различными включениями [97-103], а также температурно-управляемого пропускания тонких пленок оксида ванадия VO_2 [104].

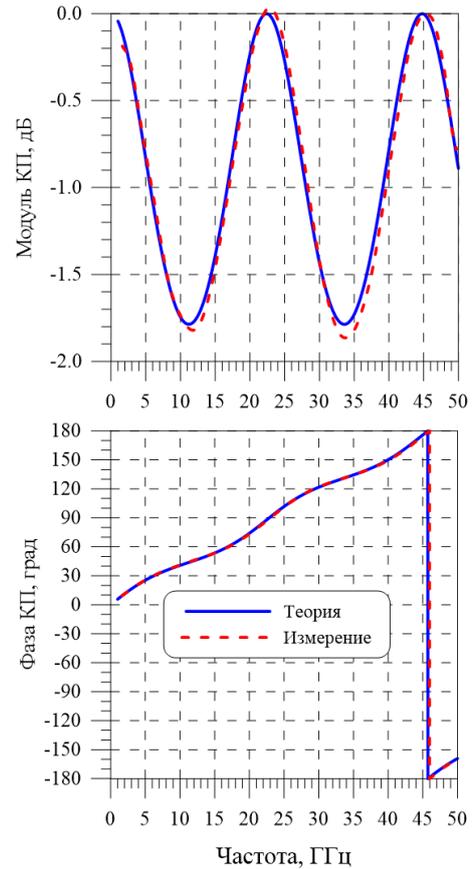
Погрешности измерений значений КО плоских образцов материалов (определены экспериментально) приведены в таблице 1.6, КП (определены экспериментально) – в таблице 1.7.

Таблица 1.6 - Значения абсолютных погрешностей измерений КО образцов материалов

Диапазон значений КО, дБ	Погрешность измерения КО, дБ
от 0 до минус 5	$\pm 0,1$
от минус 10 до минус 20	$\pm 0,5$
от минус 20 до минус 30	± 1
от минус 30 до минус 40	± 2
от минус 40 до минус 50	± 3



а)



б)

Рисунок 1.29 – Частотные зависимости модуля и фазы КО (а), модуля и фазы КП (б) листового кварцевого стекла толщиной 3,45 мм (сплошные линии – теоретический расчет, пунктир – результаты эксперимента)

Таблица 1.7 - Значения абсолютных погрешностей измерений КП образцов материалов

Диапазон значений КП, дБ	Погрешность измерения КП, дБ
от 0 до минус 5	$\pm 0,15$
от минус 5 до минус 55	$\pm 0,4$

1.3.1 Методика измерений диэлектрической и магнитной проницаемостей образцов материалов на широкополосном стенде

Значения диэлектрической и магнитной проницаемости материалов, как правило, рассчитываются на основе измеренных КП и КО образца, расположенного на металлической пластине. Однако возможны и другие комбинации параметров КО (1-5) и КП (6-7), включая использование КО и КП измеряемого образца с эталонным диэлектрическим образцом с известными параметрами (см. рисунок 1.30).

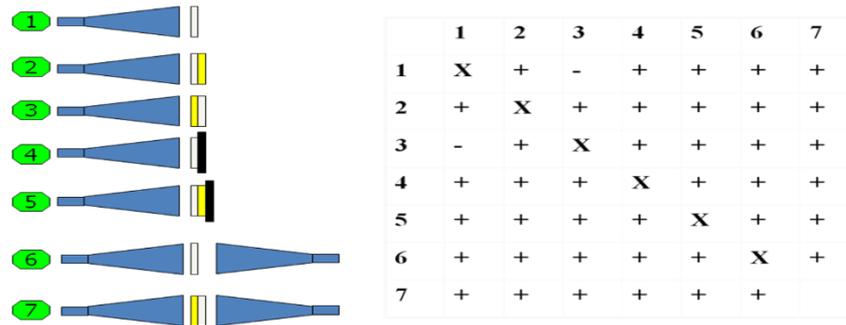


Рисунок 1.30 – Комбинации измерений S-параметров для определения материальных параметров образцов (знаком + обозначены допустимые комбинации измерений, белый прямоугольник – образец исследуемого материала, желтый – эталонный диэлектрический образец, черный – металлическая пластина)

Методика измерений комплексной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости плоских образцов материалов основана на измерении значений комплексных КО и КП плоского образца и расчете его электрофизических параметров по формулам Френеля [63]. Для этого проводятся измерения комплексного КП ЭМВ через плоский образец S_{21} и комплексного КО образца, расположенного на металлической пластине S_{11}^{SC} .

Согласно формулам Френеля S_{11}^{SC} и S_{21} можно выразить через соотношения

$$S_{11}^{sc} = \frac{x}{y}, \quad (1.20)$$

$$S_{21} = \frac{x + y}{1 - y^2}, \quad (1.21)$$

где $x = iZ \sin \varphi + \cos \varphi$, $y = iZ \sin \varphi - \cos \varphi$, $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ – импеданс материала, $\varphi = kd$, $k = 2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны в свободном пространстве.

Для измерения диэлектрической проницаемости немагнитных материалов производится измерение КП S_{21} ЭМВ через образец материала и затем численно решается уравнение (1.21).

Для измерения диэлектрической и магнитной проницаемости материалов измеряются величины S_{11}^{SC} и S_{21} , аналитически решается система уравнений (1.20) - (1.21) относительно переменных x и y . После этого вычисляется

$$k = \frac{1}{d} \arccos((x - y)/2), Z = (y + \cos \varphi)/i \sin \varphi. \quad (1.22)$$

Диэлектрическую и магнитную проницаемости материала ε и μ вычисляем по формулам

$$\varepsilon = \frac{ck}{\omega Z} \quad \text{и} \quad \mu = \frac{ckZ}{\omega}. \quad (1.23)$$

Диапазоны измеряемых значений диэлектрической и магнитной проницаемости образцов приведены в таблице 1.8. В качестве примера измерений параметров материала на рисунке 1.31 представлены частотные зависимости ε и μ композитного образца, изготовленного из кремнийорганического связующего с магнитомягким наполнителем в виде мелкодисперсного КЖ марки Р-100Ф2 с объемной концентрацией 40% [105-108], полученные на сверхширокополосном стенде в свободном пространстве в диапазоне частот от 3 до 39 ГГц.

Таблица 1.8 - Диапазон измеряемых значений диэлектрической и магнитной проницаемости листовых образцов материалов

Измеряемый параметр	Диапазон значений
$ \varepsilon' $	1...1000
$ \varepsilon'' $	0,001...3000
$ \mu' $	0,1...100
$ \mu'' $	0,1...100

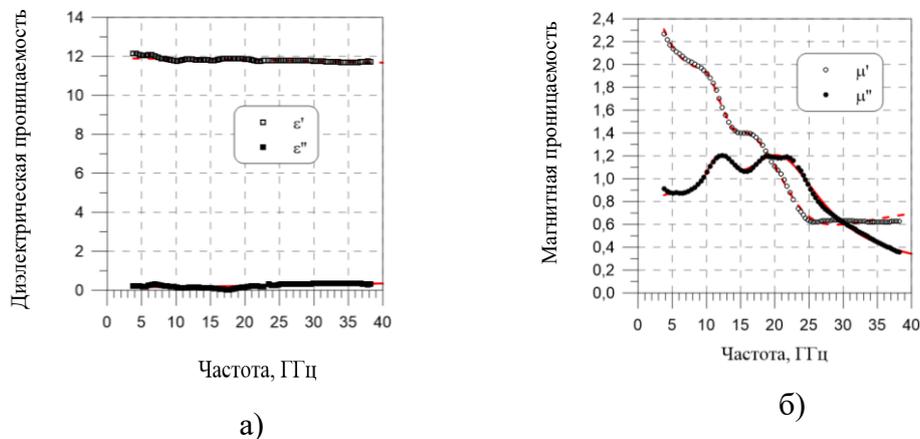


Рисунок 1.31 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости композита, наполненного КЖ марки Р-100Ф2 с объемной концентрацией 40% (точки – результаты измерений, кривые – аналитические функции аппроксимации)

Широкополосная методика измерений МИ 29012159-30008-2010 электрофизических параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в диапазоне частот от 2 до 39 ГГц аттестована установленным порядком (см. Приложение Б), а широкополосный стенд аттестован как средство испытаний в соответствии с ГОСТ Р 8.568-97 и применяется при исследовании радиофизических свойств композитных материалов, а также при опытном производстве радиопоглощающих материалов и покрытий.

1.3.2 Исследование распределения поля широкополосной рупорной антенны в ближней зоне

Важным атрибутом разработанных методик измерения параметров материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот является использование диафрагмированных линзовых антенн с металлическими диафрагмами с круглым окном. Исследуем роль антенной линзы и металлической диафрагмы в формировании распределения электромагнитного поля в плоскости диафрагмы.

Линзовые рупорные антенны давно получили широкое применение в антенной СВЧ-технике. Они состоят из линзы и облучателя, фазовый центр которого совмещен с фокусом линзы. Принцип действия таких антенн заимствован из оптики и заключается в искусственном выравнивании оптических длин путей, проходимых ЭМВ от вершины рупора до всех точек раскрытия антенны. Линза существенно влияет на форму диаграммы направленности (ДН) антенны и заметно корректирует не только фазу, но и амплитуду электромагнитного поля в ближней зоне антенны [109].

В методике измерений параметров материалов в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц в свободном пространстве в составе измерительного стенда используются широкополосные линзовые рупорные антенны с коньковым переходом. При проведении измерений S -параметров исследуемый образец помещается в окно металлической диафрагмы, которая устанавливается на расстоянии около 400 мм от плоскости апертуры приемопередающей антенны типа Пб-23А. Таким образом, образец всегда находится в ближней зоне рупорной антенны для всего диапазона частот от 2 до 24 ГГц. Погрешность измерения параметров материалов во многом определяется неравномерностью распределения амплитуды и фазы квазиплоского поля в области окна диафрагмы, которое отличается от идеального поля плоской волны.

Исследуем влияние фазокорректирующей линзы рупорной антенны на распределение электромагнитного поля в области окна диафрагмы. С помощью двухкоординатного сканера были проведены измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) электромагнитного поля в плоскости диафрагмы с окном диаметром 180 мм.

На рисунке 1.32 представлен внешний вид стенда для проведения измерений АФР электромагнитного поля. В качестве зондов использовались открытые концы волноводов для диапазона частот 8-24 ГГц и антенна SATIMO SH2000 для диапазона частот 2-8 ГГц. Сканер вместе с исследуемой антенной и диафрагмой помещались в БЭК, чтобы минимизировать влияние сигналов, отраженных от посторонних предметов. Измерения АФР поля проводились в диапазоне частот от 3 до 21 ГГц. Экспериментальный стенд имеет следующие характеристики:

зона сканирования составляет 800×800 мм, отклонение исследуемой зоны от вертикали не превышает $\pm 0,2$ мм, точность позиционирования зонда в пространстве составляет 0,2 мм.

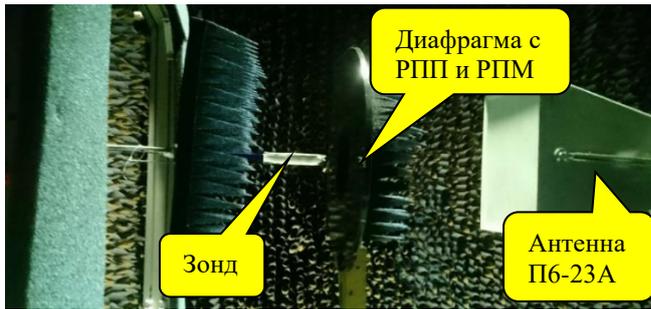


Рисунок 1.32 – Внешний вид стенда для измерения АФР поля в ближней зоне рупорной антенны

Вначале были проведены экспериментальные исследования АФР поля антенны П6-23А без диафрагмы. На рисунке 1.33 представлены характерные двумерные диаграммы распределения амплитуды электромагнитного поля при частотах 14,5 и 20,5 ГГц, измеренные на расстоянии 400 мм от апертуры антенны П6-23А при отсутствии диафрагмы в комплектациях с линзой и без линзы. Сплошными черными линиями на этом рисунке и далее на рисунках 1.34-1.36 изображен фронтальный вид антенны без линзы со стороны апертуры антенны.

Из представленных на рисунке 1.33 диаграмм АФР видно, что антенна без линзы имеет довольно большую область поля с относительно небольшой неравномерностью амплитуды поля. Однако данная область электромагнитного поля не является однородной, внутри нее есть несколько максимумов амплитуды электромагнитного поля, на некоторых частотах также имеются глубокие минимумы амплитуды поля внутри области. Распределение амплитуды поля антенны с линзой концентрируется в относительно небольшой области пространства, но при этом электромагнитное поле внутри нее является более однородным.

На рисунке 1.34 представлены распределения фазы электромагнитного поля при частотах 14,5 и 20,5 ГГц, измеренные на расстоянии 40 см от апертуры антенны П6-23А с линзой и без линзы.

Из полученных экспериментальных данных сканирования поля видно, что для рупорной антенны без линзы область с приемлемой неравномерностью фазы (не более $\pm 22,5^\circ$) с ростом частоты заметно сужается. Данная область имеет небольшой размер и содержит всегда один максимум амплитуды электромагнитного поля. Наличие линзы у антенны заметно расширяет область с приемлемой неравномерностью фазы. В этой области имеются минимумы и максимумы амплитуды поля, однако сама область является более целостной. Так на частотах ниже 14,5 ГГц в требуемой области неравномерность распределения фазы составляет менее ± 20 град, а неравномерность амплитуды поля ± 3 дБ. Полученные характеристики подтверждают тот факт, что для антенны с линзой область приемлемой неравномерности электромагнитного поля определяется амплитудным распределением электромагнитного поля в заданном сечении, а для антенны без линзы – распределением фазы электромагнитного поля.

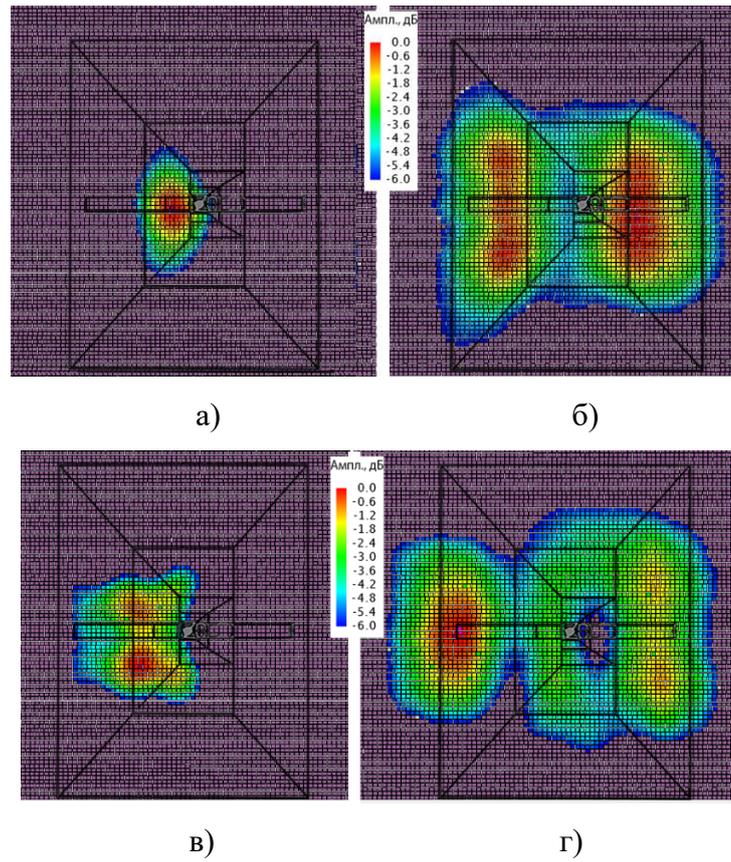


Рисунок 1.33 – Двумерные распределения амплитуды электромагнитного поля антенны П6-23А при частоте 14,5 ГГц с линзой (а) и без линзы (б), при частоте 20,5 ГГц с линзой (в) и без линзы (г)

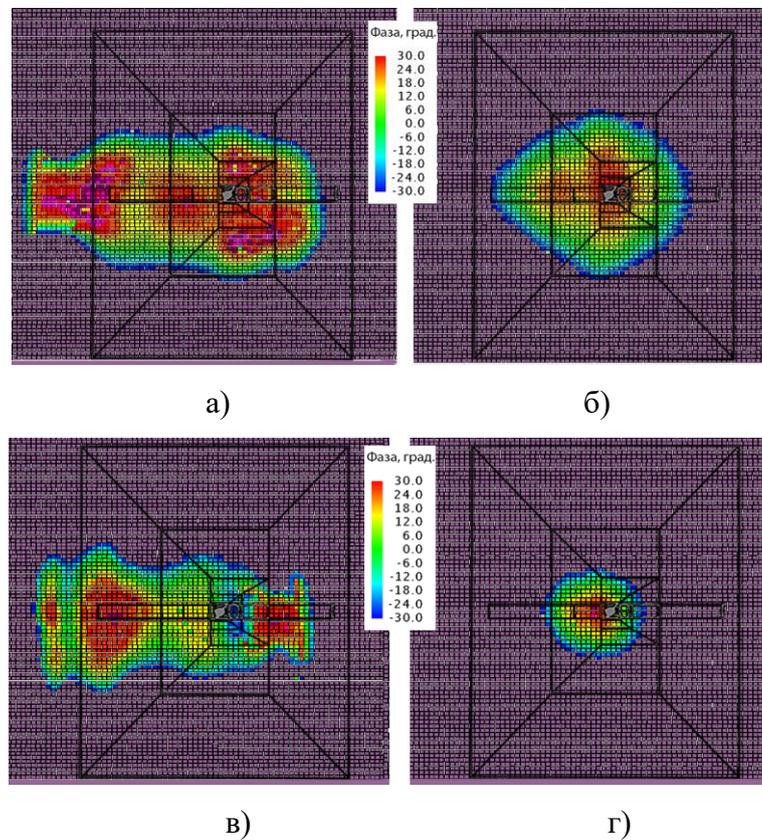


Рисунок 1.34 – Двумерные распределения фазы электромагнитного поля антенны П6-23А при частоте 14,5 ГГц с линзой (а) и без линзы (б), при частоте 20,5 ГГц с линзой (в) и без линзы (г)

Теперь рассмотрим влияние металлической диафрагмы с окном диаметром 180 мм на АФР электромагнитного поля. На рисунке 1.35 представлены двумерные распределения амплитуды и фазы поля на расстоянии 400 мм от апертуры антенны П6-23А без линзы при установленной диафрагме при тех же частотах 14,5 и 20,5 ГГц, что и для антенны без диафрагмы.

По данным АФР поля можно заключить, что область с приемлемой неравномерностью распределения амплитуды электромагнитного поля (± 3 дБ) составляет лишь небольшую часть площади окна диафрагмы и сужается с ростом частоты. Область с приемлемой неравномерностью распределения фазы поля примерно сравнима с площадью окна диафрагмы.

На рисунке 1.36 представлены двумерные АФР поля на расстоянии 400 мм от апертуры антенны П6-23А с линзой при установленной диафрагме при частотах 14,5 и 20,5 ГГц.

Результаты сканирования электромагнитного поля показывают, что диафрагма оказывает значительное влияние на распределение фазы поля, область приемлемой неравномерности фазы поля занимает практически всю площадь окна диафрагмы. При этом распределение амплитуды поля практически не меняется: вся область с приемлемой неравномерностью поля оказывается внутри окна диафрагмы. Таким образом, диафрагма несколько сужает поле, но размер области с приемлемой неравномерностью остается удовлетворительным.

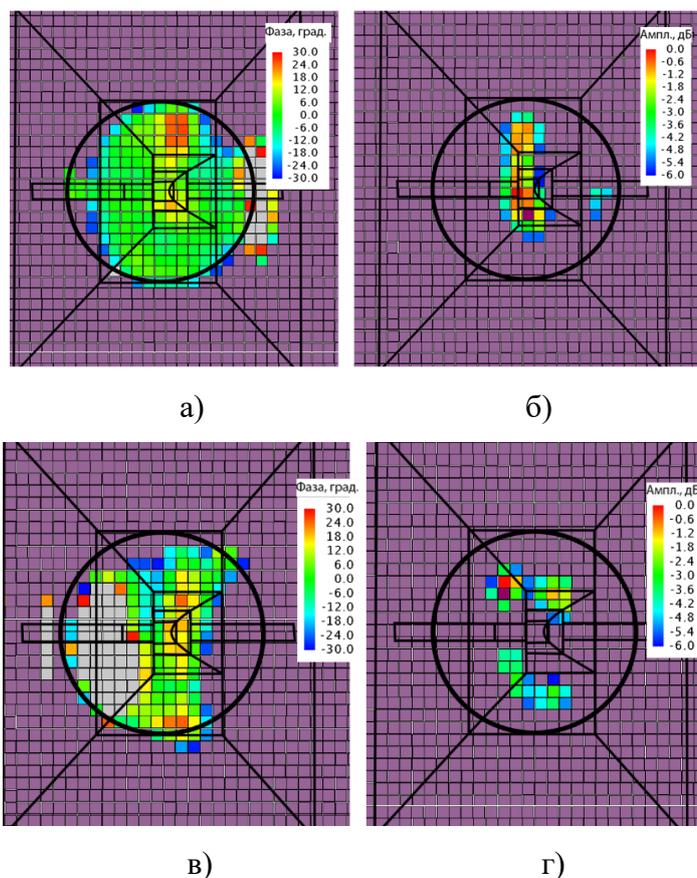


Рисунок 1.35 – Двумерные АФР электромагнитного поля антенны П6-23А без линзы с диафрагмой при частоте 14,5 ГГц (фазы (а) и амплитуды (б)), при частоте 20,5 ГГц (фазы (в) и амплитуды (г))

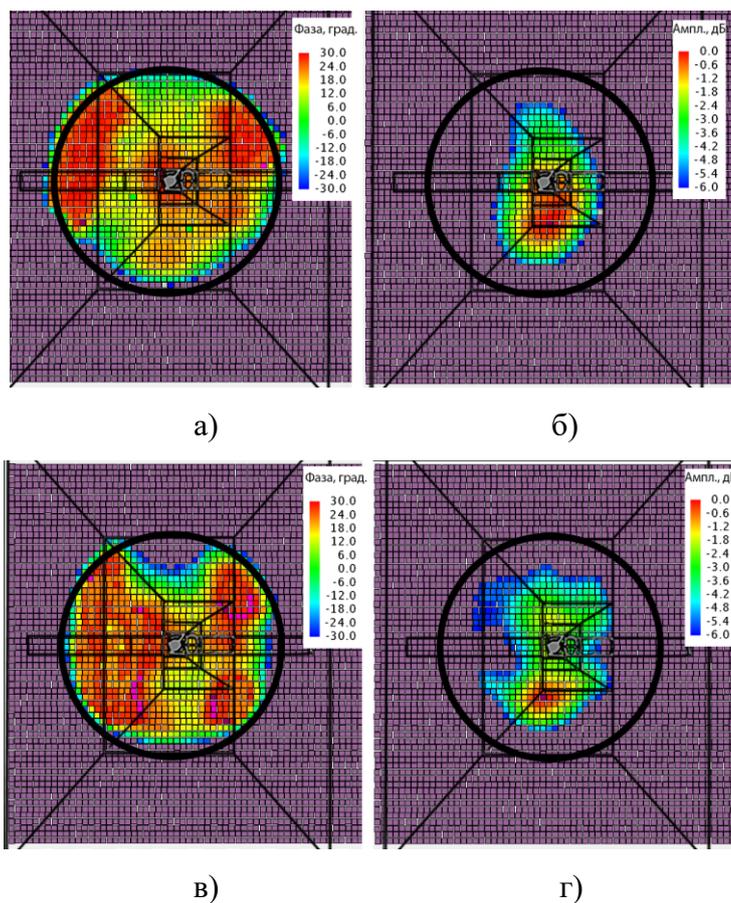


Рисунок 1.36 – Двумерные АФР электромагнитного поля антенны П6-23А с линзой с диафрагмой при частоте 14,5 ГГц (фазы (а) и амплитуды (б)), при частоте 20,5 ГГц (фазы (в) и амплитуды (г))

В результате исследования АФР поля в плоскости диафрагмы, удаленной от апертуры рупорной антенны, установлено, что применение корректирующих линз в широкополосных рупорных антеннах и металлических диафрагм с окном позволяет сформировать квазиоднородное электромагнитное поле в плоскости диафрагмы, и, таким образом, минимизировать погрешности измерений материальных параметров образцов материалов.

Применение линзы в широкополосной рупорной антенне с коньковым переходом позволяет скомпенсировать фазовые искажения, связанные с расхождением волны при её распространении в рупоре из точки питания, и, помимо этого, произвести коррекцию амплитудного распределения поля в ближней зоне антенны. Тем самым, точность измерения материальных параметров композитных материалов существенно возрастает.

Исследования, представленные в данном параграфе, опубликованы в работах [110, 111].

1.4 Методики измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в сверхшироких диапазонах частот 0,2-40 и 75-110 ГГц

Представленные выше результаты измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве с использованием широкополосных рупорных линзовых антенн и металлических диафрагм с РПП и РПМ демонстрируют высокие точностные характеристики методики измерений в свободном пространстве с помощью диафрагмирования рупорных антенн и позволяют произвести масштабирование методики измерений, как в область низких частот (НЧ) (0,2 - 2,0 ГГц), так и в область крайне высоких частот (КВЧ) (75 - 110 ГГц).

На рисунке 1.37 представлен внешний вид НЧ стенда для проведения измерений параметров материалов в свободном пространстве в диапазоне частот 0,2 – 2,0 ГГц с использованием рупорных антенн Пб-160 с коньковым переходом и металлических диафрагм с нанесенным ферритовым магнитным РПМ с круглым окном диаметром 1500 мм.

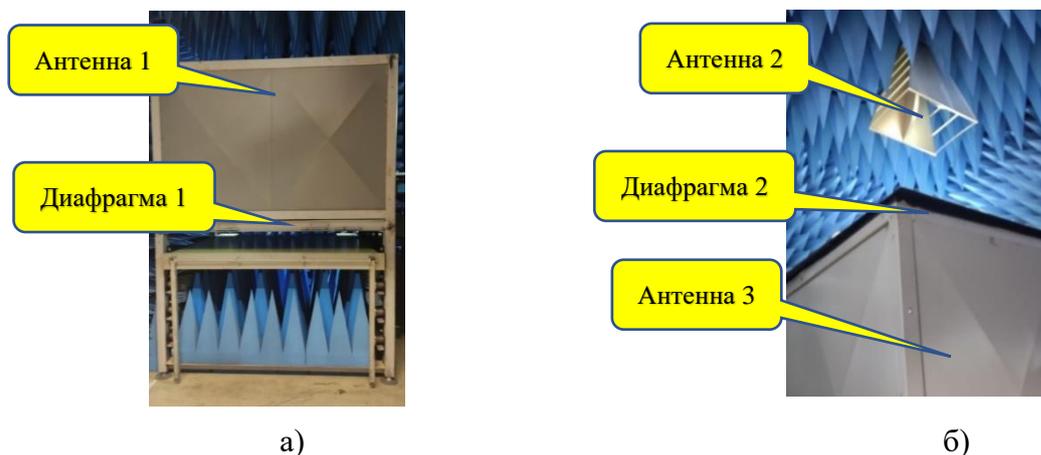


Рисунок 1.37 – Измерительные стенды для измерения параметров материалов в свободном пространстве в НЧ диапазоне частот 0,2-2,0 ГГц: *а* – стенд для измерения КО материалов, *б* – стенд для измерения КП материалов

На основе измерительного стенда для диапазона частот 0,2-2,0 ГГц и представленного ранее стенда для диапазона частот 1 - 40 ГГц в свободном пространстве разработана и аттестована сверхширокополосная методика измерений МИ 29012159-30020-2020 параметров материалов в свободном пространстве в диапазоне частот от 0,2 до 40 ГГц (см. Приложение В). Для демонстрации точности измерений по этой методике на рисунке 1.38 представлена измеренная частотная зависимость диэлектрической проницаемости листового образца монолитного поликарбоната толщиной 9,5 мм в диапазоне частот от 0,2 до 50 ГГц. Листовой монолитный поликарбонат имеет практически постоянную проницаемость $\epsilon' \approx 2,75$, не зависящую от частоты с низкими диэлектрическими потерями во всем диапазоне частот.

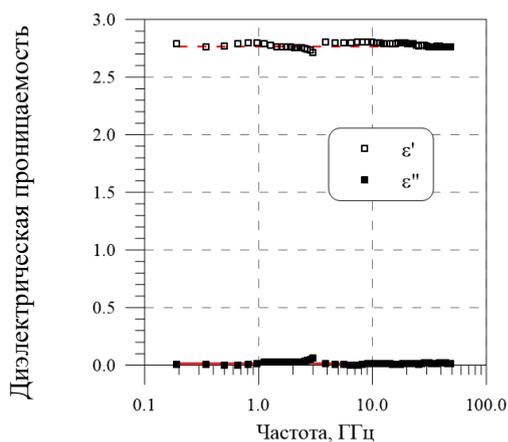


Рисунок 1.38 – Частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости монолитного листового поликарбоната (точки – результаты измерений, кривые – аппроксимации линейной функцией)

На основе двух выносных смесителей ZVA-110 и четырехпортового ВАЦ ZVA67 с использованием линзовых рупорных антенн RLHA-10/30 разработан измерительный стенд для измерения параметров материалов в свободном пространстве для диапазона частот 75-110 ГГц (КВЧ стенд). Внешний вид измерительного стенда с металлической диафрагмой с РПП и РПМ с круглым окном диаметром 40 мм представлен на рисунке 1.39.

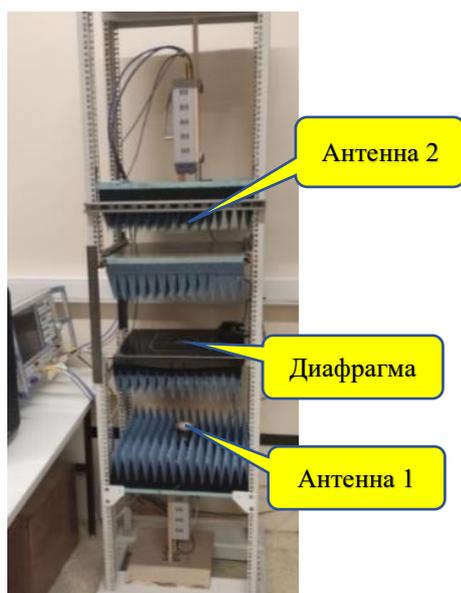


Рисунок 1.39 – Стенд для измерения параметров материалов в свободном пространстве в КВЧ диапазоне частот 75-110 ГГц

На рисунке 1.40 представлены расчетные и экспериментальные частотные зависимости модуля и фазы КП листового кварцевого стекла толщиной 4,21 мм. Представленные результаты демонстрируют высокую точность измерения КП кварцевого стекла в КВЧ диапазоне частот 75-100 ГГц [112].

КВЧ стенд для измерений параметров материалов в свободном пространстве эффективно использовался при разработке тепловых конвертеров субтерагерцового диапазона частот на основе метаматериалов и резистивных слоев [113].

На рисунке 1.41 представлены для примера частотные зависимости диэлектрической проницаемости органического растворителя с умеренно сильными водородными связями – этилацетата в широком диапазоне частот от 0,2 до 110 ГГц при комнатной температуре [38, 114-

115]. Измерения в диапазоне частот от 0,2 до 3 ГГц выполнены коаксиальным зондовым методом с помощью зонда SPEAG, что не является общепринятым, т.к. может привести к порче диэлектрического заполнителя зонда [37], в диапазоне частот от 3 до 110 ГГц – в свободном пространстве.

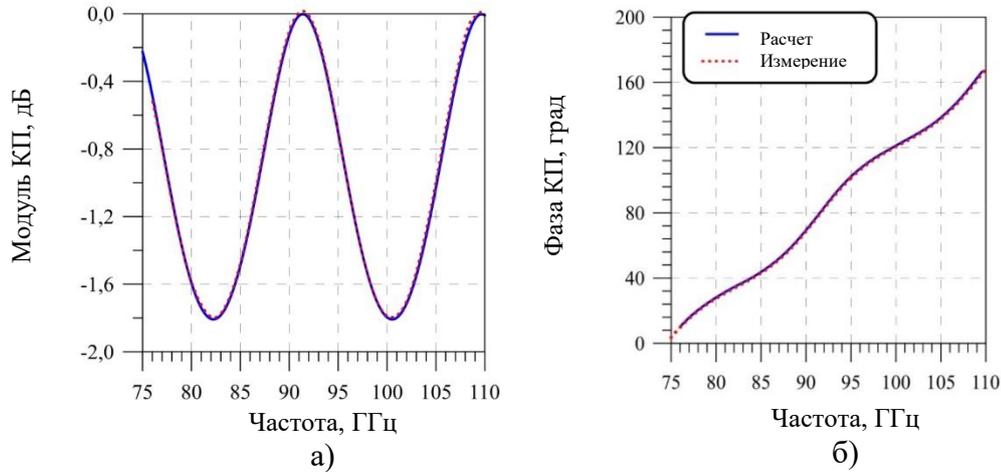


Рисунок 1.40 – Расчетные (сплошные кривые) и измеренные (точки) частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КП образца кварцевого стекла толщиной 4,21 мм при нормальном падении ЭМВ

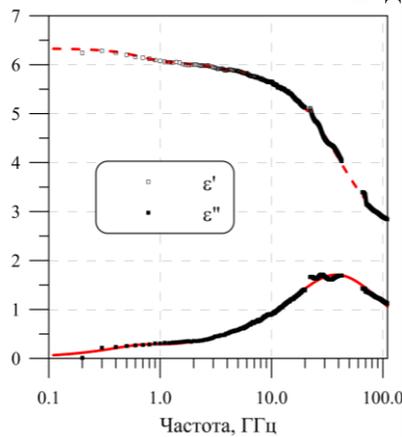


Рисунок 1.41 – Частотные зависимости комплексной диэлектрической проницаемости этилацетата при комнатной температуре (точки – результаты измерений, кривые – аппроксимация суперпозицией функций дебаевской дисперсии)

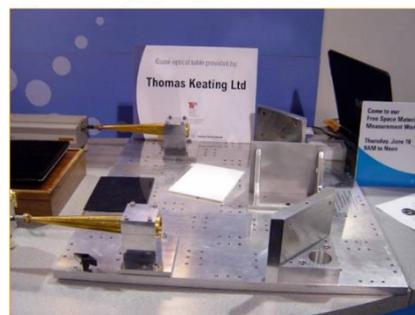
Частотные дисперсии диэлектрической проницаемости этилацетата (красные линии) аппроксимированы суммой трех дебаевских релаксаций, с основной частотой релаксации вблизи 40 ГГц (черные точки на графике 1.41 – экспериментальные измеренные значения проницаемости).

Следует заметить, что аналогичные зарубежные стенды для измерения параметров материалов в свободном пространстве в диапазоне частот 75-110 ГГц представляют собой либо упрощенную установку для измерения КП образцов (без диафрагмы и линзовых антенн) (рисунок 1.42а), либо громоздкий квазиоптический стенд типа интерферометра Фабри-Перо (рисунок 1.42б) [116].



Agilent Technologies

а)



Agilent Technologies

б)

Рисунок 1.42 [116] – Измерительные стенды для измерения параметров материалов в свободном пространстве в диапазоне частот 75-110 ГГц фирмы *Thomas Keating Ltd* (а – стенд для измерения КП, б – интерферометр Фабри-Перо)

1.4.1 Погрешности измерений для сверхширокополосной методики измерений электрофизических параметров материалов в диапазоне частот 0,2 – 40 ГГц

В результате теоретических и экспериментальных исследований методики измерений коэффициентов отражения и прохождения образцов материалов и покрытий, а также электродинамических параметров листовых образцов материалов в диапазоне частот от 0,2 до 40 ГГц (МИ 29012159-30020-2020) установлены следующие показатели точности [117]:

- Доверительные границы погрешности измерений модулей КО образцов материалов и покрытий при нормальном падении ЭМВ (для доверительной вероятности 0,95), выполняемых по настоящей методике приведены в таблице 1.9.

Таблица 1.9 – Доверительные границы погрешности измерений модуля КО образцов материалов и покрытий при нормальном падении ЭМВ (для доверительной вероятности 0,95)

Тип антенны	Диапазон частот, ГГц	Погрешность в диапазоне измерений, дБ			
		0...-5	-5...-30	-30...-40	-40...-50
П6-160 (диафрагма Ø1500 мм)	0,2...0,5	0,5	0,8	-	-
	0,5...2	0,35	0,5	1,0	-
П6-23М (диафрагма Ø180 мм)	3...18	0,35	0,5	0,8	1,2
	18...23	0,6	0,8	1,5	2,0
П6-23М (диафрагма Ø360 мм)	2...4	0,45	0,7	-	-
	4...18	0,35	0,5	0,8	1,2
	18...23	0,5	0,6	1,0	1,5
П6-23М (диафрагма Ø750 мм)	1...2	0,45	0,7	-	-
	2...18	0,35	0,5	0,8	1,2
	18...23	0,5	0,6	1,0	1,5
Flann Microwave 22820-FB-2574 (диафрагма Ø80 мм)	23...26	0,5	0,8	1,2	2,0
	26...40	0,35	0,7	1,0	1,8
Flann Microwave 22820-FB-2574 (диафрагма Ø180 мм)	23...26	0,5	0,8	1,2	2,0
	26...40	0,35	0,7	1,0	1,8

• Доверительные границы погрешности измерений модулей КП образцов материалов при нормальном падении ЭМВ (для доверительной вероятности 0,95), выполняемых по настоящей методике приведены в таблице 1.10.

Таблица 1.10 – Доверительные границы погрешности измерений модуля КП образцов материалов при нормальном падении ЭМВ (для доверительной вероятности 0,95)

Тип антенны	Диапазон частот, ГГц	Погрешность в диапазоне измерений, дБ			
		0...-5	-5...-15	-15...-35	-35...-55
П6-160 (диафрагма Ø1500 мм)	0,2...0,5	0,25	0,5	0,8	-
	0,5...2	0,15	0,3	0,45	0,6
П6-23М (диафрагма Ø180 мм)	3...18	0,2	0,3	0,5	0,6
	18...23	0,25	0,3	0,6	0,8
П6-23М (диафрагма Ø360 мм)	2...4	0,25	0,5	0,8	-
	4...18	0,15	0,3	0,45	0,6
	18...23	0,25	0,3	0,6	0,8
П6-23М (диафрагма Ø750 мм)	1...2	0,25	0,5	0,8	-
	2...18	0,15	0,3	0,45	0,6
	18...23	0,25	0,3	0,6	0,8
Flann Microwave 22820-FB-2574 (диафрагма Ø80 мм)	23...26	0,25	0,3	0,6	0,8
	26...40	0,15	0,3	0,45	0,6
Flann Microwave 22820-FB-2574 (диафрагма Ø180 мм)	23...26	0,25	0,3	0,6	0,8
	26...40	0,15	0,3	0,45	0,6

• Доверительные границы погрешности измерений относительных комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей листовых образцов материалов (для доверительной вероятности 0,95), выполняемых по настоящей методике приведены в таблице 1.11.

Таблица 1.11 – Доверительные границы погрешности измерений относительных комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей листовых образцов материалов (для доверительной вероятности 0,95)

Измеряемые параметры	Электрическая толщина образца, мм	Погрешность измерений
$\varepsilon', \varepsilon''$ μ', μ''	$\lambda_{max}/100 < d\sqrt{ \varepsilon\mu } < \lambda_{max}/50$	$\pm 0,25 \varepsilon $ $\pm 0,25 \mu $
$\varepsilon', \varepsilon''$ μ', μ''	$\lambda_{max}/50 < d\sqrt{ \varepsilon\mu } < \lambda_{max}/20$	$\pm 0,15 \varepsilon $ $\pm 0,15 \mu $
$\varepsilon', \varepsilon''$ μ', μ''	$\lambda_{max}/20 < d\sqrt{ \varepsilon\mu } < \lambda_{min}/4$	$\pm 0,1 \varepsilon $ $\pm 0,1 \mu $

• Доверительные границы погрешности измерений относительной комплексной диэлектрической проницаемости листовых диэлектрических образцов материалов (для доверительной вероятности 0,95), выполняемых по настоящей методике приведены в таблице 1.12.

Таблица 1.12 – Доверительные границы погрешности измерений относительной комплексной диэлектрической проницаемости листовых образцов диэлектрических материалов (для доверительной вероятности 0,95)

Измеряемые параметры	Электрическая толщина образца, мм	Погрешность измерений
$\varepsilon', \varepsilon''$	$\lambda_{max}/100 < d\sqrt{\varepsilon} < \lambda_{max}/50$	$\pm 0,2 \varepsilon $
$\varepsilon', \varepsilon''$	$\lambda_{max}/50 < d\sqrt{\varepsilon} < 400$	$\pm 0,1 \varepsilon $

Однако, погрешность измерения материальных параметров малогабаритных образцов материалов на частотах, сравнимых с диаметром окна диафрагмы, может существенно превышать значения, указанные в таблице 1.11. Для снижения погрешностей измерения в этом случае разработан специальный алгоритм коррекции, позволяющий значительно снизить погрешности измерения в низкочастотном диапазоне. С помощью предложенного алгоритма удается проводить коррекцию параметров ε и μ образцов материалов в диапазоне частот выше 3 ГГц. Данная коррекция проводится при измерениях параметров материалов с использованием диафрагмы с окном диаметром 80 мм, что составляет менее одной длины волны λ падающей ЭМВ в низкочастотном диапазоне.

Для примера, с использованием диафрагмы с окном диаметром 80 мм были проведены измерения материальных параметров образца материала, сформированного из компаунда С-3М с разработанным магнитным наполнителем КЖ-3А с максимальной концентрацией (см. главу 2). Образец представлял собой тонкую пленку листового композитного материала с габаритными размерами 200×200 мм.

На рисунке 1.43 представлены сравнительные частотные зависимости ε и μ вышеуказанного образца до и после проведения процедуры коррекции. Все измерения проводились в диапазоне частот от 1,5 до 24 ГГц, однако для удобства отображения на графиках частотных зависимостей верхний предел по частоте (ось абсцисс) ограничен значением 10 ГГц.

С целью оценки точности результатов измерений после коррекции были дополнительно проведены измерения материальных параметров того же самого образца в частотном диапазоне от 1,5 до 24 ГГц, но с применением диафрагмы с окном диаметром 180 мм. На графиках, показанных на рисунке 1.42, данные кривые частотных зависимостей проицаемостей изображены пунктирными линиями синего и красного цвета. Диаметр окна диафрагмы при этом составлял порядка 2λ и более, что позволяет считать результаты измерений при частотах выше 3 ГГц точными с погрешностью, приведенной в таблице 1.11. В этом случае указанные величины погрешностей определены для диафрагмы с окном диаметром 180 мм при проведении аттестации методики измерений ФГУП «ВНИИФТРИ».

На графиках, приведенных на рисунке 1.43 (зеленые и фиолетовые кривые), наблюдается характерный загиб кривых частотных зависимостей диэлектрической и магнитной проицаемости образца в окрестности частот 3 - 5 ГГц. Такой загиб является ошибкой измерений и обусловлен тем, что при измерениях с использованием диафрагмы с окном диаметром 80 мм распределение поля в окне диафрагмы не соответствует плоской волне. При этом относительные погрешности измерений материальных параметров $\Delta\varepsilon/\varepsilon$ и $\Delta\mu/\mu$ достигают значений порядка 30% при частоте 3 ГГц.

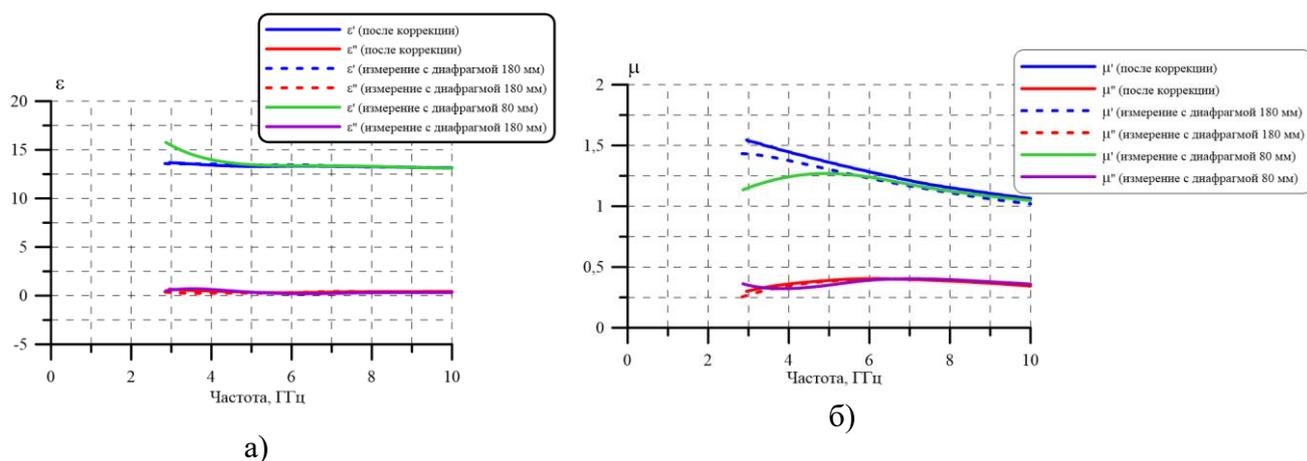


Рисунок 1.43 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости композитного образца на основе магнитного наполнителя КЖ-3А при измерениях на диафрагмах с различными окнами и результаты их коррекции

Коррекция результатов измерений параметров материалов позволяет в преобладающем большинстве случаев исключить загиб кривых. Из рисунка 1.43 видно, что частотные зависимости проницаемостей образца после коррекции (сплошные линии синего и красного цвета) и частотные зависимости, полученные при измерениях с использованием диафрагмы с окном диаметром 180 мм (пунктирные линии синего и красного цвета), практически совпадают. Анализируя результаты проведенных тестовых измерений, можно заключить, что данный алгоритм коррекции позволяет уменьшить относительную погрешность измерений материальных параметров образцов до 10% [118-119].

1.5 Мобильный измеритель коэффициента отражения покрытий

Современный этап развития сверхширокополосной антенной техники характеризуется широким использованием РПП, имеющих низкие значения КО в рабочей полосе частот СВЧ-диапазона [120]. Эти покрытия помогают существенно улучшать характеристики антенн: повышать помехозащищенность антенн, стабилизировать ширину главного лепестка диаграммы направленности (ДН) антенн в полосе частот. Такие РПП в зависимости от их конкретного назначения могут обладать высокой эффективностью как на выделенных (фиксированных) частотах, так и в отдельных частотных диапазонах.

Нанесение РПП на крупногабаритные антенны (см. главу 3) и другие объекты антенной техники является весьма сложной и трудоемкой процедурой, в процессе которой приходится решать задачи технологического и радиофизического характера. При этом контроль параметров РПП осуществляется, как правило, непосредственно в процессе нанесения их на антенну. Радиофизический контроль покрытий для оценки их качества в ходе эксплуатации антенны

необходим и после нанесения покрытий. Основной характеристикой покрытий при проведении их радиофизического контроля является частотная зависимость КО покрытия.

На практике в антенной технике, как правило, отсутствует возможность проведения измерений свойств покрытий в лабораторных условиях на стационарных стендах. В таких случаях для осуществления радиофизического контроля непосредственно на изделии необходим мобильный измерительный комплекс [121]. В качестве варианта для этих целей можно использовать мобильный измеритель коэффициента отражения (МИКО) покрытий, позволяющий оценивать соответствие радиотехнических параметров покрытия заданным характеристикам. К МИКО предъявляется такой ряд требований как малые габариты и масса, возможность работы вне помещений, простота применения, невысокая стоимость, широкий, не менее 40 дБ, динамический диапазон, возможность проведения широкополосных измерений и др.

Появление на рынке портативных векторных рефлектометров [122] позволило создать портативный измеритель КО материалов и покрытий нового типа, имеющий ряд существенных преимуществ перед традиционными измерителями на базе ВАЦ. К этим преимуществам можно отнести: более широкий частотный и динамический диапазоны измерений КО покрытий; меньшие эксплуатационные расходы, связанные с отсутствием необходимости использования фазостабильных высокочастотных кабелей; удобство пользовательского интерфейса; возможности реализации сложных алгоритмов обработки измерительной информации средствами портативного персонального компьютера, а также более низкая итоговая стоимость реализации.

Как правило, традиционный портативный измеритель КО покрытий строится на базе портативного ВАЦ и антенного зонда, соединенного с ним с помощью фазостабильного кабеля (рисунок 1.44). Использование достаточно дорогого радиочастотного кабеля с высокой фазовой стабильностью диктуется необходимостью применения при обработке измеренных данных алгоритмов векторной компенсации влияния как кабеля, так и антенного зонда.

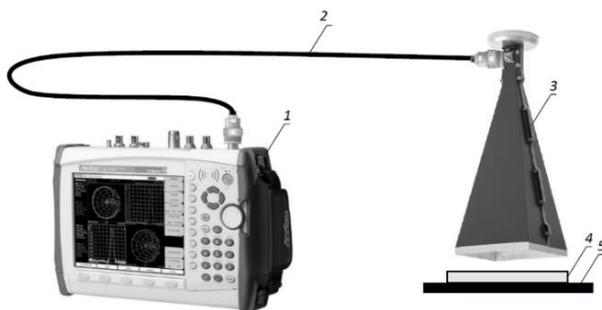


Рисунок 1.44 - Структурная схема портативного измерителя КО покрытий в традиционном исполнении:
 1 – портативный ВАЦ Anritsu MS2028C; 2 – коаксиальный кабель с повышенной фазовой стабильностью; 3 – антенный зонд; 4 – исследуемое покрытие; 5 – металлическая пластина

Отметим основные недостатки традиционного портативного измерителя КО покрытий. Во-первых, наличие коаксиального кабеля длиной не менее 1,5 м между рефлектометром

портативного ВАЦ и антенным зондом вносит дополнительные ослабления, что в итоге приводит к уменьшению динамического диапазона измерений КО покрытий на 3 - 6 дБ в зависимости от частоты сигнала.

Во-вторых, коаксиальный кабель в процессе работы постоянно подвергается изгибам и влиянию окружающей среды, что отрицательно сказывается на его фазовой стабильности. В связи с этим в процессе длительной эксплуатации становится невозможным применение алгоритмов векторной компенсации при обработке измерительной информации. Таким образом, в данном техническом решении кабель является достаточно дорогим расходным материалом.

В-третьих, при калибровке и измерениях КО покрытий используются достаточно сложные алгоритмы обработки получаемой информации, такие как векторное вычитание, использование алгоритмов цифровой фильтрации сигнала (например, во временной области – *Time Domain*). Реализация этих алгоритмов средствами пользовательского интерфейса ВАЦ без использования внешнего компьютера приводит к сложной последовательности интерфейсных команд и требует от оператора высокой квалификации, глубокого понимания процесса калибровки и измерений.

Немаловажным фактором является также достаточно высокая цена импортных портативных ВАЦ и фазостабильных коаксиальных кабелей.

В качестве альтернативы традиционному решению предлагается МИКО покрытий, структурная схема которого представлена на рисунке 1.45. В основе схемы лежит рефлектометр небольших размеров, который механическим образом через коаксиальный разъем без СВЧ-кабелей подключается к антенному зонду. Для управления измерительным комплексом, а также для отображения и экспресс-обработки информации используется планшет, который через USB-разъем подключается к рефлектометру.

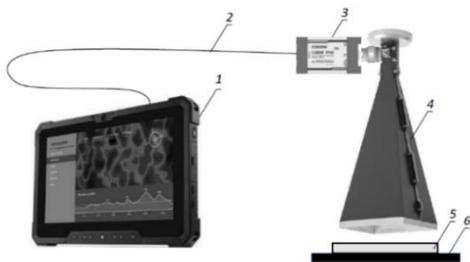


Рисунок 1.45 - Структурная схема МИКО покрытий: 1 – планшетный компьютер; 2 – интерфейсный USB-кабель; 3 – рефлектометр; 4 – антенный зонд; 5 – измеряемое покрытие; 6 – металлическая пластина

Предлагаемая реализация МИКО свободна от перечисленных выше недостатков традиционного исполнения рефлектометра. Отсутствие коаксиального фазостабильного кабеля в измерительной схеме расширяет динамический диапазон измерений КО покрытий. Жесткое механическое соединение рефлектометра непосредственно с антенным зондом устраняет проблему фазовой нестабильности кабеля. Использование планшетного компьютера в исполнении для жестких условий эксплуатации при обработке измерительной информации позволяет реализовать удобный пользовательский интерфейс. При этом немаловажным фактором является то, что цена перспективного решения ниже традиционного.

В целях сравнения традиционного и перспективного технических решений были проведены экспериментальные исследования – измерения КО на металлической подложке нескольких образцов материалов и покрытий. Традиционный портативный измеритель КО покрытий был реализован на базе векторного анализатора цепей *ANRITSU MS2028C* (5 кГц - 20 ГГц) и модифицированной рупорной антенны (зонда) с РПП РАН-1М внутри рупора (см. раздел 1.2.3), рассчитанной на диапазон частот 8-12 ГГц.

МИКО состоит из рефлектометра фирмы *PLANAR R140* (85 МГц - 14 ГГц), портативного компьютера (планшета) и такой же модифицированной рупорной антенны. Частотный диапазон измерений ограничивается волноводным входом рупора и коаксиально-волноводным переходом (КВП) с рабочим сечением волновода 23×10 мм. Фактически измерения КО образцов покрытий проводились в диапазоне частот 7,5 - 12,5 ГГц.

Помимо сравнения результатов измерений КО покрытий двумя указанными выше портативными измерителями КО покрытий были также проведены исследования КО образцов РПП и РПМ на стационарном стенде для измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве по методике измерений МИ 29012159-30008-2010 (см. раздел 1.2.2). Результаты измерений, полученные на данном стенде, принимались за эталонные показатели при проведении сравнительного анализа.

Частотные зависимости КО образцов композитных РПП, нанесенных на металлические подложки размерами 200×200 мм, были измерены тремя указанными выше способами. Результаты измерений КО покрытий представлены на рисунке 1.46.

Из частотных зависимостей КО покрытий (рисунок 1.46) следует, что МИКО на базе рефлектометра имеет несколько более широкий частотный диапазон, чем рабочий диапазон частот КВП. Отсутствие ослабления в соединительном коаксиальном кабеле позволяет проводить измерения за границами полосы пропускания КВП. В то же время портативный измеритель КО покрытий в традиционном исполнении на базе ВАЦ *ANRITSU MS2028C* ограничен полосой пропускания волновода КВП, что выражается в появлении сильных осцилляций на краях диапазона частот в окрестности граничных частот 7,5 и 12,5 ГГц (загибы кривых 3, наблюдаемые на графиках).

Разброс измеренных значений КО образцов РПП, полученных с помощью МИКО и на стационарном измерительном стенде, который принимался при сравнительном анализе в качестве эталонного измерителя, находится в границах ± 2 дБ при уровнях КО покрытия до минус 30 дБ. Расхождение в результатах измерений КО образцов, полученных различными способами, также связано с некоторой неоднородностью образцов РПП, которая выражается в небольшой разнотолщинности слоев материалов покрытий по поверхности образцов.

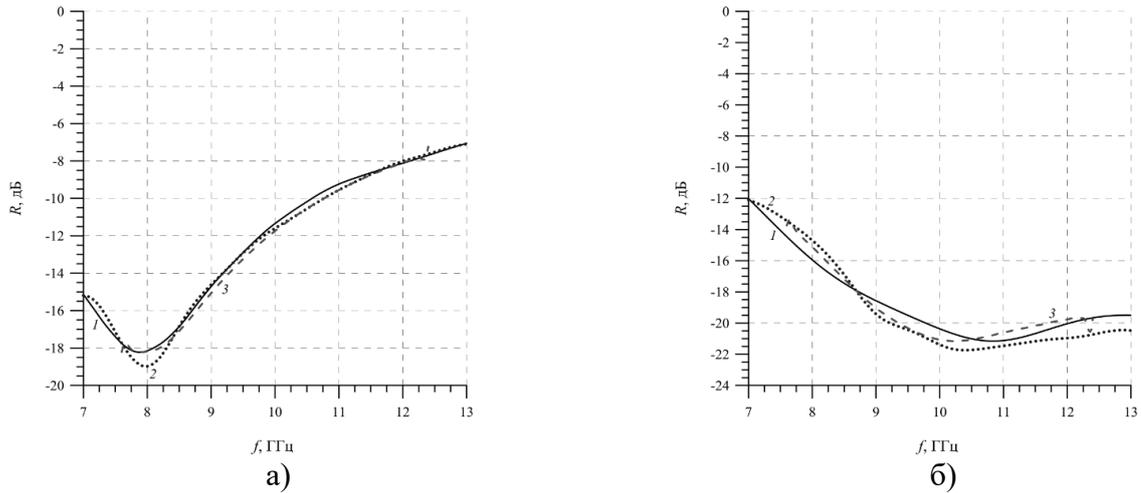


Рисунок 1.46 - Частотные зависимости КО образцов РПП на металлической подложке № 1 (а) и № 2 (б), измеренные различными способами: на стационарном стенде в свободном пространстве (кривая 1), МИКО на базе рефлектометра R140 (кривая 2), измерителем КО на базе ANRITSU MS2028C (кривая 3)

Следует также отметить, что в стационарном стенде в качестве излучающего и принимающего устройства используется линзовая рупорная антенна Пб-23М с размерами апертуры 350×260 мм, которая при измерениях облучает всю поверхность образца. Таким образом, происходит измерение интегрального КО всего образца покрытия. Модифицированная рупорная антенна, применяемая в МИКО, имеет небольшие размеры – раскрыв составляет 100×60 мм, т.е. в данном случае при измерениях облучается лишь определенная локальная зона образца покрытия.

На рисунке 1.47 показаны измеренные различными способами частотные зависимости КО на металлической подложке образца пирамидального диэлектрического РПМ РАН-68М на основе пенополиуретана.

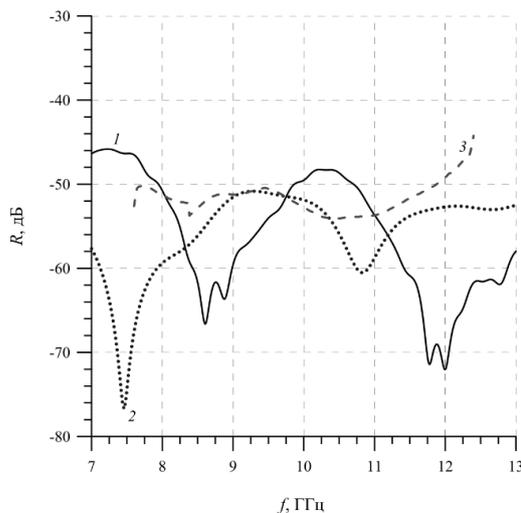


Рисунок 1.47 - Частотные зависимости КО образца пирамидального РПМ РАН-68М на металлической подложке, измеренные различными способами: на стационарном стенде (кривая 1), с помощью МИКО (кривая 2), с помощью измерителя КО на базе ANRITSU MS2028C (кривая 3)

Анализ частотных зависимостей КО образца пирамидального РПМ РАН-68М, представленных на рисунке 1.47, позволяет оценить динамический диапазон портативных

измерителей КО в традиционном и перспективном (МИКО) исполнениях, который составляет 40 - 50 дБ, что является достаточным для практического применения МИКО.

Подробное описание технических особенностей МИКО изложено в работах [123-128].

1.6 Метод малых возмущений для измерения диэлектрической и магнитной проницаемости включений композитов

С практической точки зрения (в частности, для создания материалов с искусственными магнитными свойствами - метаматериалов), важным случаем являются КМ, содержащие диэлектрические включения с высокой диэлектрической проницаемостью или различные проволочные включения, обладающие искусственными магнитными свойствами на СВЧ. Существование искусственных магнитных свойств у КМ с диэлектрическими включениями было предсказано ранее в работах [129-130]. Экспериментальные результаты измерений электрических и магнитных поляризуемостей включений композитов (см. главу 5) получены путем измерений рассеяния ЭМВ на отдельных включениях с помощью измерений методом малых возмущений в объемном резонаторе (см. рисунок 1.1).

Рассмотрим пустой объемный резонатор с идеально проводящими стенками. На резонансной частоте ω_0 невозмущенные электрические и магнитные поля \vec{E}_0, \vec{H}_0 удовлетворяют уравнениям Максвелла

$$\text{rot } \vec{H}_0 = -i \frac{\omega_0}{c} \vec{E}_0, \quad \text{rot } \vec{E}_0 = i \frac{\omega_0}{c} \vec{H}_0. \quad (1.24)$$

Предположим, что включение малого размера внесено в пустую резонансную полость. Для возмущенных полей \vec{E}, \vec{H} в резонаторе можно записать

$$\text{rot } \vec{H} = \frac{4\pi}{c} (\vec{j} + \vec{j}_{ext}) - i \frac{\omega}{c} \vec{E}, \quad \text{rot } \vec{E} = i \frac{\omega}{c} \vec{H}, \quad (1.25)$$

где ω - есть резонансная частота нагруженного резонатора, \vec{j} - плотность тока во включении, \vec{j}_{ext} - плотность тока внешнего источника.

Обычным способом [131], формируем следующее выражение

$$\text{div} \left\{ \left[\vec{E} \vec{H}_0^* \right] + \left[\vec{E}_0^* \vec{H} \right] \right\} = i \frac{\delta\omega}{c} (\vec{H} \vec{H}_0^* + \vec{E} \vec{E}_0^*) - \frac{4\pi}{c} \vec{j} \vec{E}_0^* - \frac{4\pi}{c} \vec{j}_{ext} \vec{E}_0^*, \quad (1.26)$$

где $\delta\omega = \omega - \omega_0$ есть сдвиг частоты. Интегрируя выражение (1.26) по объему полости [131] можно получить следующее соотношение (в предположении $\vec{E} \approx \vec{E}_0, \vec{H} \approx \vec{H}_0$) для относительного сдвига частоты резонатора

$$\frac{\delta\omega}{\omega} = -\frac{\alpha_e |\vec{E}_0|^2 + \alpha_m |\vec{H}_0|^2}{\frac{1}{2\pi} \int_V |\vec{H}|^2 dV} V_0, \quad (1.27)$$

где α_e и α_m - электрические и магнитные поляризуемости включений, V_0 - объем включения. Для однородного и изотропного включения можно записать $\alpha_e = (\varepsilon - 1)/4\pi$, $\alpha_m = (\mu - 1)/4\pi$, где ε и μ - эффективная диэлектрическая и магнитная проницаемость включения.

Для поглощающего включения ω есть комплексная величина и можно записать

$$\omega = \omega' + i\omega'' = \omega' \left(1 + i \frac{1}{2Q}\right),$$

где Q является добротностью нагруженной полости. Для невозмущенной резонансной частоты

ω_0 можно записать $\omega_0 = \omega_0' + i\omega_0'' = \omega_0' \left(1 + i \frac{1}{2Q_0}\right)$, где Q_0 является добротностью ненагруженной резонансной полости.

Уравнение (1.27) указывает способ измерения магнитной проницаемости образца. Если поместить образец определенной малой геометрической формы в такое место внутри полости, где электрическое поле равно нулю, то в этом случае можно записать

$$\frac{\omega' - \omega_0'}{\omega'} = -\frac{\mu' - 1}{W_0} |\vec{H}_0|^2 V_0, \quad (1.28)$$

$$\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0} = -\frac{\mu''}{W_0} |\vec{H}_0|^2 V_0, \quad (1.29)$$

где $W_0 = 2 \int_V |\vec{H}|^2 dV = 2 \int_V |\vec{E}|^2 dV$ есть энергия поля в невозмущенном резонаторе (интеграл энергии).

Если поместить образец в место, где магнитное поле равно нулю, то можно измерить диэлектрическую проницаемость включения

$$\frac{\omega' - \omega_0'}{\omega'} = -\frac{\varepsilon' - 1}{W_0} |\vec{E}_0|^2 V_0, \quad (1.30)$$

$$\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0} = -\frac{\varepsilon''}{W_0} |\vec{E}_0|^2 V_0. \quad (1.31)$$

Метод малых возмущений хорошо зарекомендовал себя для измерения электрических и магнитных поляризуемостей малых частиц различной природы в СВЧ диапазоне [132-134].

Для измерения поляризуемостей включений метаматериалов в S- и X- диапазонах частот, в основном, в диссертации использовались цилиндрические латунные резонаторы с основной

модой колебаний TE_{01} с подвижным цилиндрическим поршнем, который позволял изменять резонансные частоты полости резонатора в широком диапазоне частот. Внутренний диаметр цилиндрического резонатора для S-диапазона составлял 150 мм, для C-диапазона - 125 мм и для X-диапазона – 100 мм. Резонансная частота цилиндрической полости измерялась, как частота, соответствующая максимуму проходящей СВЧ энергии при свипировании частоты. Добротность резонатора измерялась по уровню минус 3 дБ на резонансной кривой проходящей СВЧ мощности.

Метод малых возмущений широко применялся для измерения магнитных и электрических поляризуемостей включений метаматериалов, подробно изложенных в главе 5, а также для измерения комплексной диэлектрической проницаемости поликристаллов фотополупроводников CdS и $CdSe$, как в темновом случае, так и при различной степени освещенности [135, 136]. Интересной практической реализацией метода малых возмущений стала разработка способа определения момента окончания травления кремниевых пластин в плазме C_3F_8 [137], что является крайне необходимым в технологических процессах в микроэлектронике.

На рисунке 1.48 представлены измеренные методом малых возмущений частотные зависимости действительной и мнимой частей магнитной поляризуемости спирального включения из нихромовой проволоки диаметром 50 мкм в S-диапазоне частот в цилиндрическом резонаторе диаметром 150 мм.

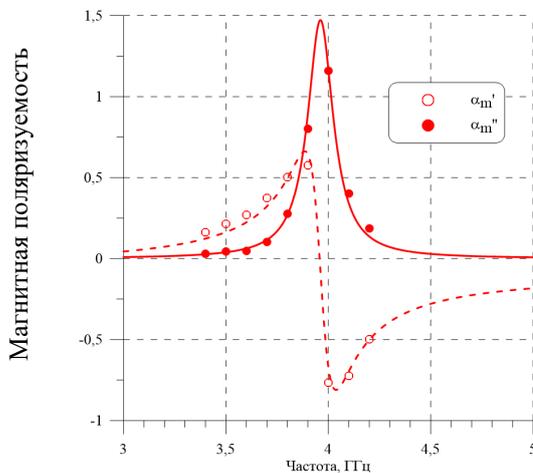


Рисунок 1.48 – Частотные зависимости магнитной поляризуемости спирального включения из нихромовой проволоки (2 витка диаметром 2 мм с шагом 1 мм) (точки – экспериментальные результаты, кривые – функции аппроксимации лоренцевским резонансом)

1.7 Коаксиальный метод измерения магнитной проницаемости композитных пленок

При разработке РПП и РПМ для длинноволнового диапазона необходима информация о магнитных свойствах композитов в метровом диапазоне длин волн. Для измерения магнитной проницаемости образцов материалов в частотном диапазоне от 0,2 до 6 ГГц использовался векторный анализатор цепей *Rohde & Schwarz ZVL6* и коаксиальная измерительная ячейка с

рабочим сечением в области размещения образца $7/3$ мм. Образцы для коаксиальной ячейки вырезались из тех же самых полимерных пленок композитов, использовавшихся при измерениях в свободном пространстве. С целью максимального заполнения ячейки форма образцов представляла собой диск толщиной около $0,5$ мм с отверстием в центральной части. На рисунке 1.49 показана схема отражательной коаксиальной измерительной ячейки.

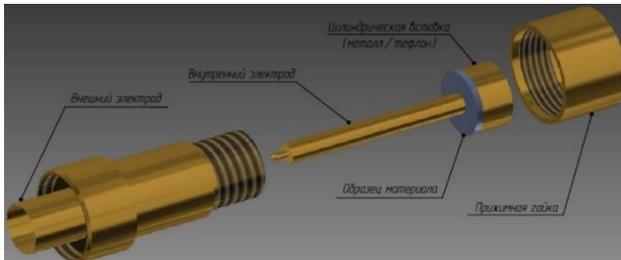


Рисунок 1.49 – Схема отражательной коаксиальной измерительной ячейки

Магнитная проницаемость образца определялась из результатов измерений КО образца в режиме короткозамкнутой линии (КЗ), а также линии с капролоновой заглушкой, имитирующей холостой ход (ХХ). Для устранения ошибок измерений, связанных с несовершенством измерительного тракта, применялась калибровка измерительной системы. Калибровка сводилась к определению корректирующих коэффициентов в формуле, описывающей отличие измеренного в случае неидеального тракта КО от истинного значения КО. Более подробно методика проведения таких измерений описана в работе [138].

Измерения магнитной проницаемости ферромагнитных композитов проводили в частотном диапазоне от $0,1$ до 6 ГГц с образцами, имевшими форму коаксиальной шайбы и толщину от $0,5$ до 3 мм (до шести стандартных образцов толщиной около $0,5$ мм), в зависимости от диапазона частот и измеряемых величин материальных параметров образцов. КО образца, помещённого в коаксиальную измерительную ячейку, измеряли при помощи ВАЦ R&S ZVL6. Коаксиальная ячейка, схема которой показана на рисунке 1.50, имела длину 100 мм и диаметр внешнего и внутреннего проводников $7,00$ и $3,04$ мм, соответственно.

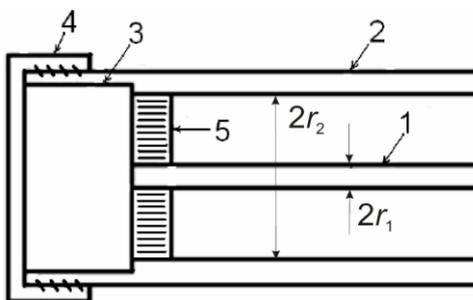


Рисунок 1.50 [139] – Разрез коаксиальной ячейки с образцом: 1 – внутренний электрод, 2 – внешний электрод, 3 – цилиндрическая вставка (металл/капрон), 4 – прижимная гайка, 5 – образец, r_1 – радиус внутреннего проводника, r_2 – радиус внешнего проводника

Для определения ϵ и μ образца используется измеренный КО от входа измерительной ячейки при двух положениях образца. На частотах ниже 6 ГГц был реализован метод стоячей волны. При этом за образцом была расположена цилиндрическая вставка, металлическая для получения короткозамыкающей нагрузки или диэлектрическая для получения режима холостого хода.

Когда оптическая толщина образца мала $|d\sqrt{\varepsilon\mu}| \ll 1$, то КО образца, измеряемый в методе стоячей волны, связан с ε и μ выражениями [139]

$$R_0 = -\frac{1+2\pi id\mu/\lambda}{1-2\pi id\mu/\lambda}, \quad R_\infty = -\frac{1+2\pi id\varepsilon/\lambda}{1-2\pi id\varepsilon/\lambda}. \quad (1.32)$$

Как следует, из (1.32), для определения магнитной проницаемости оптически тонкого образца материала достаточно одного измерения КО образца на металлической подложке.

Стоит отметить, что, несмотря на применяемую калибровку измерительного тракта, коаксиальный метод измерения параметров материалов обладает одним существенным недостатком – наличием воздушных зазоров между электродами и образцом, которое приводит к появлению неконтролируемых погрешностей измерений. В итоге значения диэлектрической проницаемости образца при расчетах получаются заниженными и не соответствуют результатам измерений того же образца в свободном пространстве, то есть в том случае, когда указанных погрешностей нет. В связи с этим в работе не приводятся частотные зависимости диэлектрической проницаемости образцов материалов, полученные при измерениях в коаксиальной ячейке. При измерении магнитной проницаемости образца указанных погрешностей не возникает, поскольку наличие небольших зазоров между электродами и образцом не приводит к изменению распределения магнитного поля в области образца.

На рисунке 1.51 представлены результаты измерений частотной зависимости магнитной проницаемости образца композита на основе кремнийорганического связующего, наполненного крупнодисперсным порошком магнитомягкого нанокристаллического сплава типа АМАГ-200 с весовой концентрацией $C_m=100/300$ (на 100 г связующего 300 г наполнителя) в коаксиальной линии и в свободном пространстве. Тонкими линиями представлены результаты измерений образца в виде шайбы внешним диаметром 7,00 мм и внутренним диаметром 3,04 мм в диапазоне частот от 0,1 до 6 ГГц, толстыми линиями – результаты измерений комплексной магнитной проницаемости образца аналогичного композитного материала размерами 200×200 мм в свободном пространстве. Результаты измерений магнитной проницаемости образца композита по обеим методикам измерения имеют хорошую сходимость в диапазоне частот 3 - 6 ГГц.

Максимум высоких магнитных потерь исследованного композитного образца, наполненного крупнодисперсным порошком магнитомягкого сплава АМАГ-200 (порядка 100-125 мкм), при частоте 300 МГц позволяет на его основе разработать эффективное РПП для метрового диапазона длин волн. На основе ферромагнитного сплава АМАГ-200 автором оформлен патент на РПП для метрового диапазона длин волн [140].

В качестве примера эффективного применения комбинации методики измерений параметров материалов в коаксиальной линии и широкополосной методики измерений в свободном пространстве на рисунке 1.52 представлены измеренные частотные зависимости

комплексной магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного мелкодисперсным фосфатированным порошком КЖ марки Р-100Ф2 с максимальной весовой концентрацией ($C_m=100/550$, около 42% объемных) в широком диапазоне частот от 0,1 до 40 ГГц [105].

Сложный вид частотной дисперсии магнитной проницаемости КМ, вызванный как классическим ферромагнитным резонансом, резонансом доменных границ и так называемыми модами *Aharoni* в частицах порошка КЖ, имеющих луковичную структуру, подробно исследован в зависимости от концентрации мелкодисперсного КЖ марки Р-100Ф2 в работах [105-106].

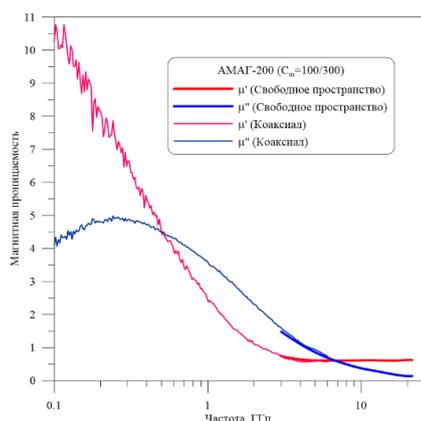


Рисунок 1.51 – Частотные зависимости комплексной магнитной проницаемости композитного материала, наполненного крупнодисперсным порошком магнитомягкого сплава АМАГ-200, полученные в коаксиальной линии (тонкие кривые) и в свободном пространстве (толстые кривые)

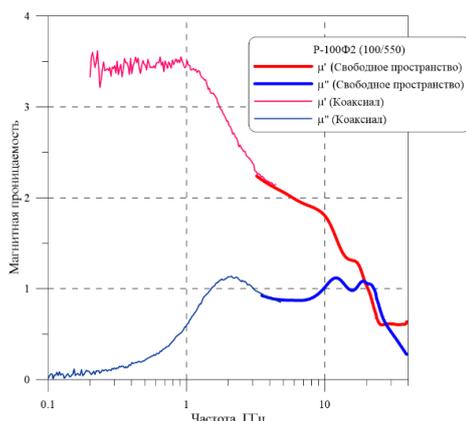


Рисунок 1.52 – Частотные зависимости комплексной магнитной проницаемости композитного материала, наполненного порошком карбонильного железа Р-100Ф2, полученные в коаксиальной линии (тонкие кривые) и в свободном пространстве (толстые кривые)

1.8 Методика измерений диаграмм обратного рассеяния и эффективной поверхности рассеяния малогабаритных объектов в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц

Для оценки эффективности разработанных в работе РПП и РПМ разработана методика измерений эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) и диаграмм обратного рассеяния (ДОР) малогабаритных объектов в безэховой камере (БЭК). Измерения ДОР объектов выполняются в дальней зоне на фиксированных частотах. Малогабаритный объект здесь и далее по тексту означает радиолокационный отражатель произвольной конструкции с габаритными размерами, не превышающими размеров рабочей зоны на частоте измерений. Под рабочей зоной понимается часть рабочего объема БЭК с заданными характеристиками электромагнитного поля. Для

вращения объекта в горизонтальной плоскости измерений используется опорно-поворотное устройство (ОПУ).

Характеристики измеряемой величины:

- диапазон измеряемых значений ЭПР, м² от 10⁻⁴ до 10³;
- диапазон рабочих частот, ГГц от 2 до 18;
- диаметр рабочей зоны в картинной плоскости, м от 0,60 до 0,15;
- диапазон углов вращения ОПУ от 0 до 360°.

Для проведения измерений диаграмм ЭПР и ДОР объектов используется измерительная установка, приведенная на рисунке 1.53.

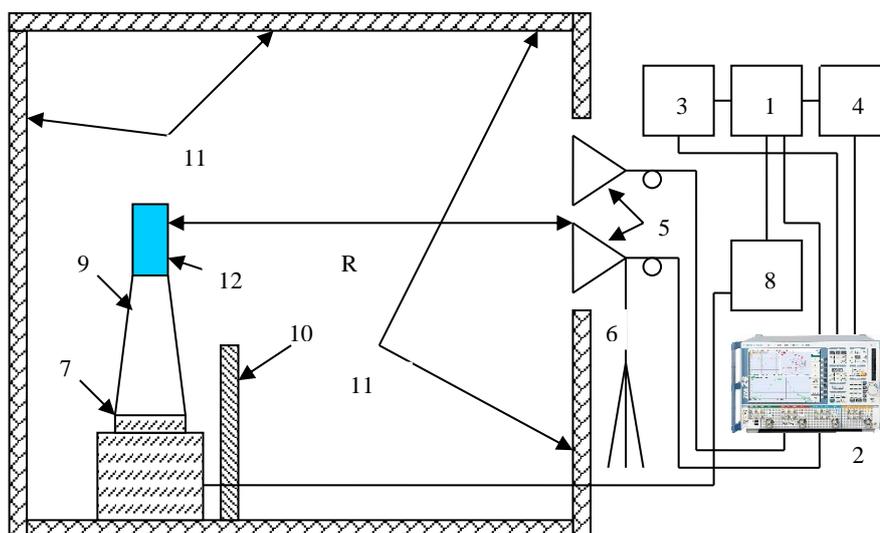


Рисунок 1.53 – Схема измерительного стенда для измерения ДОР объектов в БЭК:
 1 - источник бесперебойного питания LIEBERT GXT-2/2000 VA с двойным преобразованием,
 2 - ВАЦ ZVA24 (четырёхпортовый), 3 - стандарт частоты рубидиевый FS725, 4 -
 персональный компьютер, соединенный с ZVA24 через локальную сеть, 5 - антенны рупорные
 линзовые П6-23М (2 шт.), 6 - специальная поворотная стойка, 7 - ОПУ AL-4372-1, 8 -
 контроллер ОПУ типа AL 4164-4МС, 9 - тумба пенопластовая малоотражающая, 10 - экран
 укрытия ОПУ радиопоглощающий, 11 - БЭК с РПМ типа РАН-68М, 12 - набор эталонных мер
 ЭПР (цилиндры, сферы, уголки)

Внешний вид малогабаритной БЭК и стойки с измерительным оборудованием представлены на рисунках 1.54 и 1.55, соответственно.

В идеальном случае при падении на объект линейно поляризованной ЭМВ с равномерным амплитудно-фазовым распределением ЭПР объекта σ определяется формулой

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_{xsc}|^2}{|E_{xin}|^2}, \quad (1.33)$$

где E_{xsc} - x -составляющая напряженности электрического поля рассеянных волн возле приемной антенны, В/м; E_{xin} - x -составляющая напряженности электрического поля падающей волны возле объекта, В/м; R - расстояние между объектом и антенной, м.



Рисунок 1.54 – Внешний вид малогабаритной БЭК

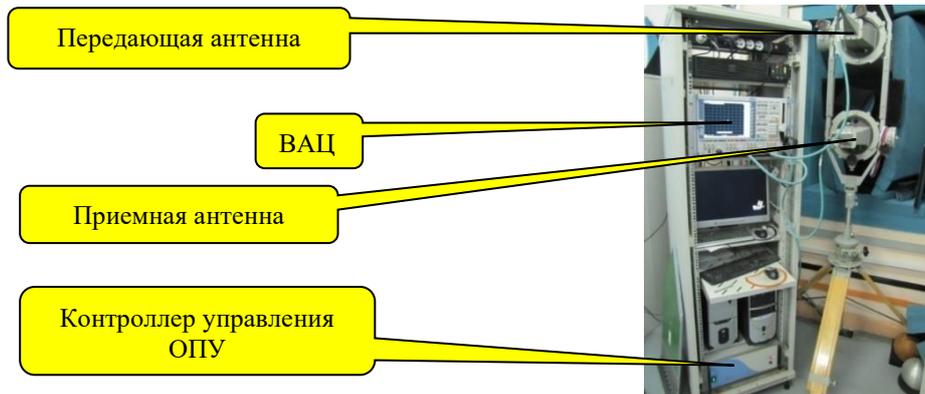


Рисунок 1.55 – Внешний вид стойки с измерительным оборудованием и антенной системой БЭК

Измерения угловых и частотных зависимостей ЭПР объектов выполняются методом сравнения (замещения) уровней отражённых сигналов от исследуемого объекта и от эталонной меры ЭПР. Рассеивающие характеристики эталонных мер ЭПР (ЭПР и ДОР) определяются расчетным путем на основе известных решений электродинамических задач рассеяния на телах простой формы. Исследуемый объект и эталонные меры ЭПР размещаются в рабочей зоне БЭК, характеризующейся заданной неравномерностью амплитуды и фазы поля. Неравномерность поля в пределах рабочей зоны составляет не более 1 дБ по амплитуде, и не более чем $\pi/8$ по фазе [141]. Распределения вариаций амплитуды и фазы поля при частотах 3, 6, 10 и 18 ГГц в главном азимутальном сечении рабочей зоны БЭК для горизонтальной поляризации волны приведены на рисунке 1.56.

Для измерения угловых зависимостей уровней отраженных сигналов и получения на их основе ДОР исследуемые объекты и эталонные меры ЭПР [142] устанавливаются на ОПУ с использованием специальной малоотражающей пенопластовой подставки.

Для получения моностатических характеристик рассеяния используется квазимоностатическая схема облучения исследуемых объектов, размещенных в рабочей зоне. Облучающая и приемная измерительные антенны типа П6-23М устанавливаются одна над другой на специальном координатном устройстве. Бистатический угол между антеннами в

вертикальной плоскости не превышает $3,5^\circ$. Антенны юстируются в направлении рабочей зоны по азимуту и углу места, а также по поляризации.

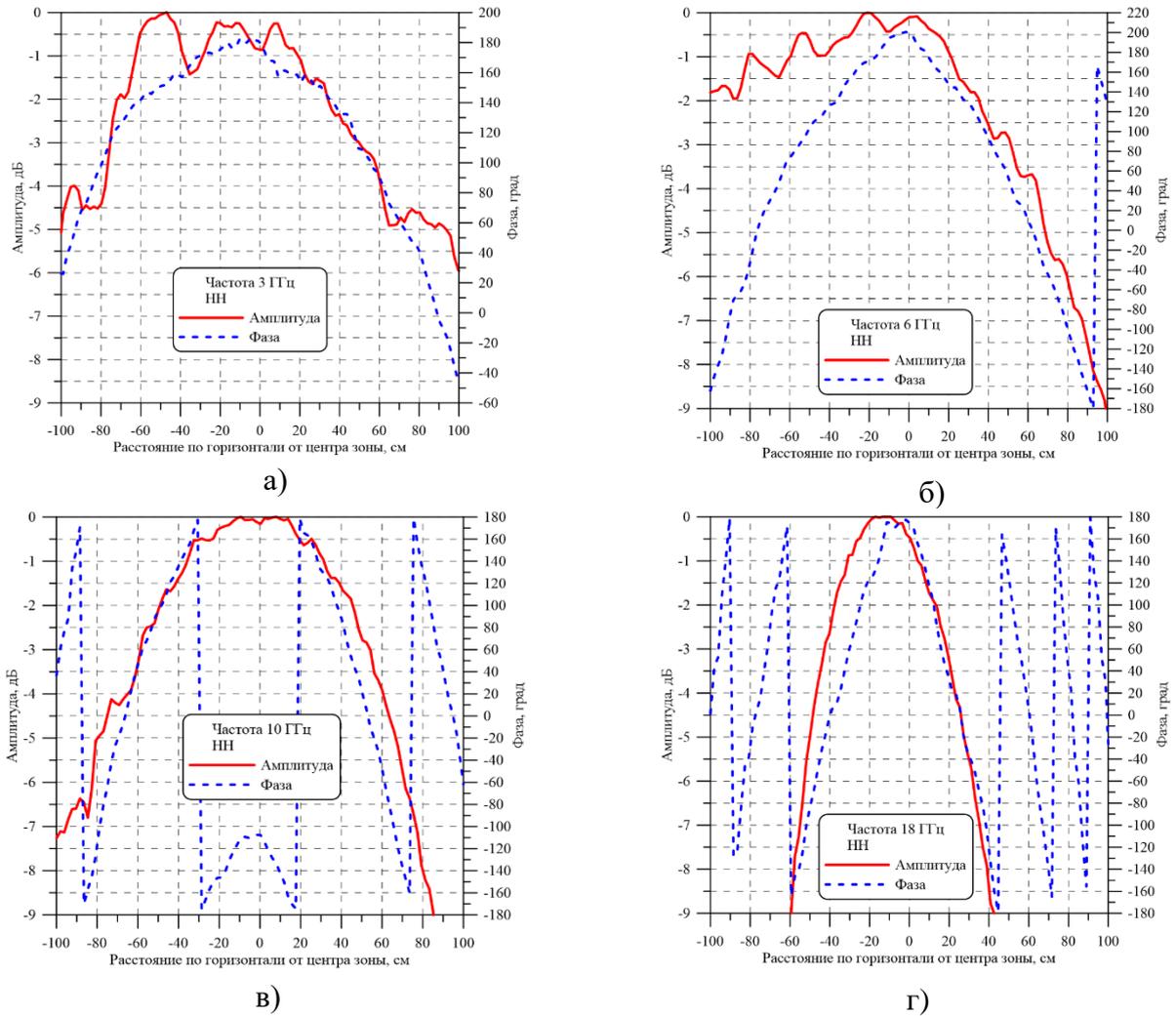


Рисунок 1.56 - Вариации амплитуды и фазы поля в рабочей зоне при частотах 3 (а), 6 (б), 10 (в) и 18 ГГц (г) для горизонтальной поляризации ЭМВ

Источником и приемником сигнала является ВАЦ, устанавливаемый в режим измерений комплексного коэффициента передачи. Для уменьшения влияния фоновых отражений и затекания ЭМВ между антеннами выполняется процедура компенсации фона, заключающаяся в комплексном вычитании амплитуд сигналов, измеренных при наличии объекта в рабочей зоне и при его отсутствии.

ДОР исследуемого объекта $\sigma(\varphi)$ (зависимость ЭПР объекта от угла азимута φ) при выполнении процедуры компенсации фона рассчитывается в соответствии с выражением:

$$S_{object}(\varphi) = \left| \dot{S}_{object+fon}(\varphi) - \dot{S}_{fon}(\varphi) \right|, \quad (1.34)$$

где $\dot{S}_{object+fon}(\varphi)$ - измеренные значения комплексного коэффициента передачи при помещении в рабочую зону исследуемого объекта, $\dot{S}_{fon}(\varphi)$ - измеренные значения комплексного коэффициента передачи при отсутствии объекта в рабочей зоне.

Аналогичным образом рассчитывается ДОР эталонной меры ЭПР

$$S_{standard}(\varphi) = \left| \dot{S}_{standard+fon}(\varphi) - \dot{S}_{fon}(\varphi) \right|, \quad (1.35)$$

где $\dot{S}_{standard+fon}(\varphi)$ - измеренные значения комплексного коэффициента передачи при помещении в рабочую зону эталонной меры ЭПР.

Градуировка шкалы измерителя в единицы ЭПР производится по максимуму измеренной ДОР эталонной меры ЭПР $S_0 = \max_{\varphi} [S_{standard}(\varphi)]$.

Расчет нормированной в [м²] ДОР исследуемого объекта выполняется с использованием соотношения:

$$\sigma_{object}(\varphi) = \sigma_{standard} \left(\frac{S_{object}(\varphi)}{S_0} \right)^2, \quad (1.36)$$

где $\sigma_{standard}$ - расчетное значение ЭПР эталонной меры в максимуме ДОР, м².

Методика измерений МИ 29012159-30009-2010 ДОР и ЭПР малогабаритных объектов (см. Приложение Г), а также малогабаритная БЭК аттестованы уполномоченной метрологической организацией.

Выводы по главе 1

Разработанные и апробированные на практике методики измерений электрофизических параметров материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот от 0,2 до 110 ГГц на основе диафрагмированных линзовых антенн позволили провести основной объем экспериментальных исследований композитных материалов, РПП и РПМ, являющихся основным объектом исследований диссертационной работы.

К основным достоинствам разработанных методик измерения параметров материалов в свободном пространстве, аттестованных уполномоченными метрологическими организациями, относятся:

1. Методика измерения параметров материалов в свободном пространстве представляет собой, принципиально, бесконтактный неразрушающий метод измерения параметров материалов, исключая необходимость контролировать и минимизировать зазоры между образцом и элементами измерительных линий.

2. Реализована возможность проведения измерений параметров материалов, как по измеренным значениям КО материалов, КО и КП материалов, так и по различным комбинациям S параметров с использованием эталонных образцов материалов.

3. Цифровая обработка сигнала с временной селекцией и вычитанием фона позволяет минимизировать влияние элементов измерительного тракта на точность измерений и получать исключительно «гладкие» частотные зависимости материальных параметров, без влияния паразитных шумов.

4. Обеспечена возможность проводить измерения параметров образцов композитных материалов с крупными включениями размерами несколько долей длины волны, например, образцов метаматериалов с диэлектрическими или проволочными включениями.

5. Реализована возможность проводить корректные измерения КП и КО образцов материалов вблизи диафрагмы антенного стола для углов падения ЭМВ до 75 град.

6. Разработана процедура проведения измерений температурных зависимостей КО покрытий в диапазоне температур от минус 80 °С до 180 °С, с дополнительной высокотемпературной печью до 1200 °С, при одновременной записи частотных зависимостей КО покрытия.

7. Показана возможность проведения измерений частотной зависимости диэлектрической проницаемости агрессивных жидкостей (растворителей) в широком диапазоне частот.

К недостаткам разработанных методик измерения параметров материалов в свободном пространстве следует отнести необходимость изготовления сравнительно больших образцов материалов с линейными размерами не менее одной максимальной длины электромагнитной волны в измеряемом диапазоне частот.

Кроме того, разработан метод малых возмущений для измерения диэлектрических и магнитных поляризуемостей включений на основе перестраиваемого цилиндрического объемного резонатора основной модой колебаний H_{01} с подвижным поршнем. Набор из трех резонаторов различного диаметра позволяет производить измерения поляризуемостей включений в S-, C- и X- диапазонах частот.

Разработанный мобильный измерительный комплекс на базе портативного ВАЦ с модернизированной рупорной антенной позволяет проводить экспресс измерения КО покрытий на элементах антенной техники.

Разработанная и аттестованная методика измерения ДОР малогабаритных объектов в БЭК позволяет проводить корректные оценки эффективности поглощающих свойств разработанных в работе РПП и РПМ, в том числе их зависимостей от угла падения ЭМВ при различных поляризациях излучения.

2 МАГНИТНЫЕ НАПОЛНИТЕЛИ ДЛЯ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ КАРБОНИЛЬНОГО ЖЕЛЕЗА

Порошки ферромагнитных металлов представляют особый интерес в качестве магнитных наполнителей для композитных материалов (КМ) вследствие их высокой намагниченности насыщения. Наиболее подходящим и распространенным в природе ферромагнитным металлом является железо, а в порошковом виде – карбонильное железо (КЖ).

КЖ впервые начали производить в Германии с 1925 г. [143]. Первое практическое использование КЖ было отмечено в радиопромышленности - для производства магнитофонных лент и сердечников катушек индуктивности аппаратуры проводной связи. Использование немцами КЖ в РПМ для перископов подводных лодок для снижения радиолокационной заметности описано в 1945 г. в работе [12]. Первая научная работа по СВЧ свойствам парафина, наполненного порошком КЖ вышла еще в 1948 г. [6]. В настоящее время ведущими мировыми производителями порошков КЖ различных марок, как радиотехнических, так и металлургических для порошковой металлургии являются фирмы *BASF* (Германия), *ISP* (США) и «Синтез-ПКЖ» (Россия).

Известно [144], что полоса частот, в которой наблюдаются большие магнитные потери в магнитном материале за счет явления естественного ферромагнитного резонанса в присутствии доменной структуры, составляет от $2\pi f_1 = \gamma H_a$ до $2\pi f_2 = \gamma(H_a + 4\pi M_s)$. Благодаря большой величине намагниченности насыщения железа $M_s \approx 1,7 \cdot 10^3$ Гс, эта полоса простирается от $f_1 \approx 1,4$ ГГц до $f_2 \approx 61$ ГГц. Здесь принято, что гиромагнитное соотношение $\gamma/2\pi = 2,8$ ГГц/кЭ, а поле анизотропии $H_a \approx 0,5$ кЭ. Эти оценки показывают, что КМ на основе КЖ могут обладать заметными поглощающими свойствами и на частотах выше 20 ГГц. Расчеты спектров комплексной магнитной проницаемости КМ, содержащих КЖ, подтверждают это предположение [145].

Несмотря на столь давнее использование КЖ, в настоящее время продолжает выходить большое количество статей по микроволновым свойствам КМ с промышленным КЖ [7-8, 13-15].

Перспективным подходом к созданию магнитных КМ с высокой магнитной проницаемостью на СВЧ является высокоэнергетический помол порошков КЖ. Помол порошков КЖ производится в планетарных мельницах в инертной среде, либо в атриторах в жидкой среде, что позволяет получать частицы железа различной формы, в зависимости от среды помола [17, 19, 20]. В работе [17] после мокрого помола КЖ в планетарной мельнице в среде этилового спирта используется также дополнительная операция по дезагломерированию полученного модифицированного порошка КЖ путем помола в вибромельнице с целью снижения высоких диэлектрических потерь КМ. Помол КЖ в планетарной мельнице в аргоне, даёт частицы нерегулярной формы. При помолу КЖ в органических растворителях, таких как этиловый спирт [146], CCl_4 [147] или гептан [148], получают частицы пластинчатой формы. Толщина этих пластинок железа имеет порядок единиц или долей микрона, поэтому влияние скин-эффекта снижено по сравнению с КМ, содержащими частицы сферической формы; в частности, частотный пик магнитных потерь в КМ с пластинчатыми

включениями обычно получается более узким и, соответственно, имеет более высокую амплитуду по сравнению с КМ, наполненным промышленными марками КЖ сферической формы.

Несмотря на обилие публикаций по КМ, наполненным промышленным КЖ, а также модифицированными порошками железа после различных видов механического помола, в настоящее время отсутствует стабильная технология переработки порошков карбонильного железа, позволяющая производить различные магнитные порошки с требуемыми СВЧ стабильными свойствами независимо от исходной партии продукта.

Данная глава как раз посвящена разработке технологии переработки промышленных партий порошка КЖ с целью получения различных типов стабильных магнитных наполнителей с повышенными по сравнению с исходным продуктом магнитными свойствами и созданию на их основе стабильных магнитных КМ, а также проектированию на их основе однослойных эффективных РПП для широкого СВЧ диапазона частот 100 МГц – 46 ГГц, востребованных в антенной технике.

2.1 СВЧ свойства композитных материалов, наполненных промышленным порошком карбонильного железа различных марок

Исходное КЖ представляет собой порошок в виде частиц сферической формы слоистой луковичной структуры (рисунок 2.1). Его получают путем термического разложения при температурах 200-250°C и давлении 150 *атм* соединения $Fe(CO)_5$ (пентакарбонил железа) с последующим восстановлением в токе водорода [149].

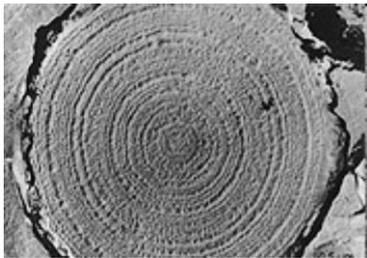


Рисунок 2.1 [149] – Микрофотография среза частицы КЖ

В настоящее время отечественной промышленностью выпускаются порошки КЖ различных радиотехнических марок – Р-10, Р-20, Р-50Ф и Р-100Ф2, отличающиеся, в основном, степенью дисперсности и агломерированности. Последние две марки являются мелкодисперсными и поэтому по соображениям снижения пирофорности выпускаются в фосфатированном виде (индекс Ф в наименовании). На рисунке 2.2 представлены электронные фотографии порошков КЖ марки Р-10 (а), Р-20 (б), Р-50Ф (в) и Р-100Ф2 (г) с различным разрешением, полученные на электронном растровом микроскопе. На фотографиях хорошо видны агломераты спекшихся частиц.

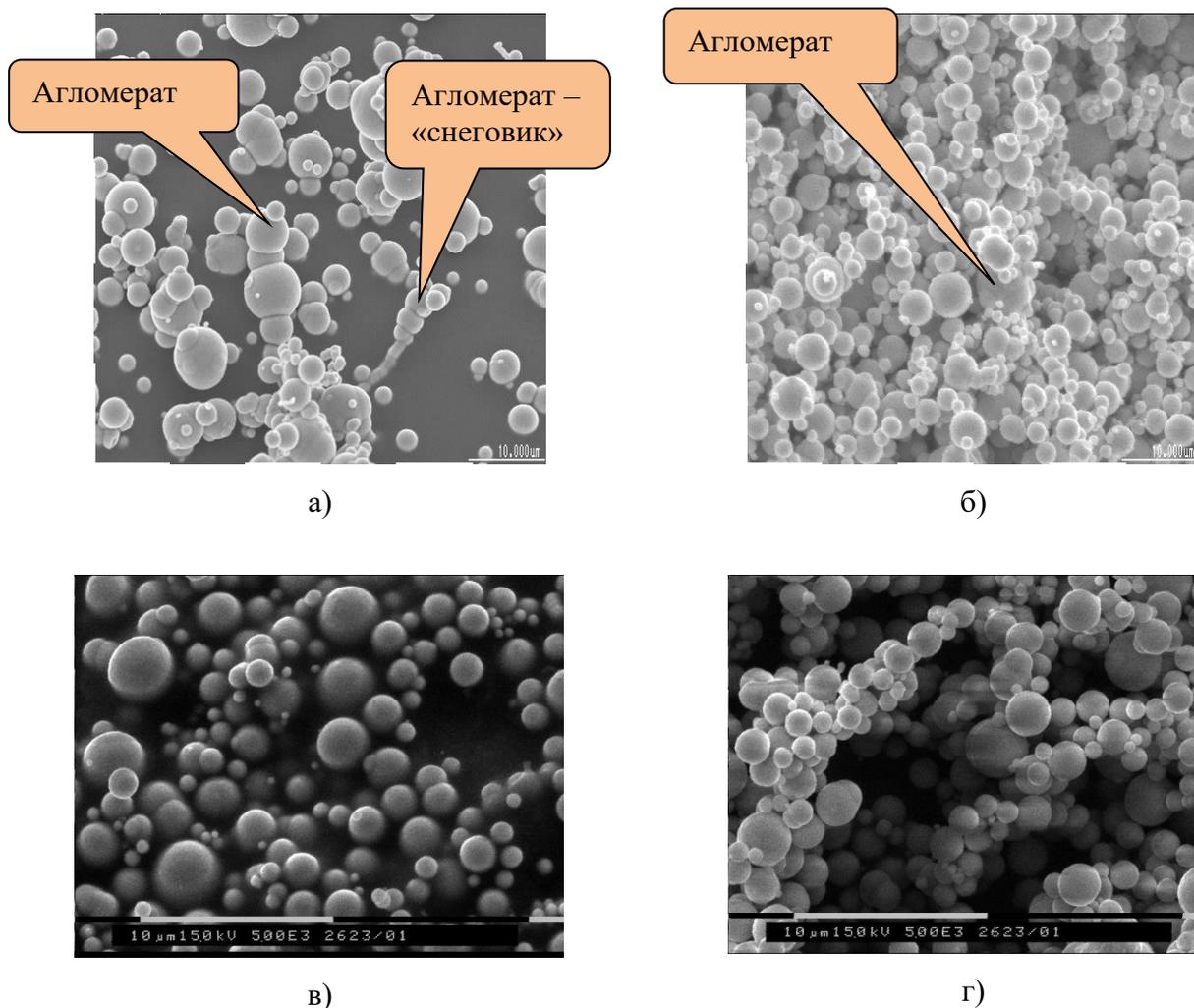


Рисунок 2.2– Электронные фотографии порошков КЖ марки Р-10 (а), Р-20 (б), Р-50Ф (в) и Р-100Ф2 (г)

Диаграммы распределения частиц порошков КЖ марки Р-10, Р-20, Р-50Ф и Р-100-Ф2 по размерам, полученные на лазерном дифрактометре «Analyzette-22», представлены на рисунке 2.3 (а, б, в и г), соответственно. Сплошными линиями изображены дифференциальные кривые распределения частиц КЖ по размерам (ось ординат слева), пунктирными – интегральные кривые распределения частиц КЖ по размерам (ось ординат справа).

Длинный «хвост» диаграммы распределения по размерам частиц КЖ марки Р-10 (до 50 мкм) свидетельствует о значительной степени агломерированности частиц порошка КЖ. Средний размер частиц КЖ марки Р-10 составляет около 8-10 мкм (рисунок 2.6а), Р-20 – около 4-5 мкм (рисунок 2.6б), Р-50Ф – около 3-4 мкм (рисунок 2.6в) и Р-100Ф2 (рисунок 2.6г) – около 2,5 мкм. При этом длинноволновый «хвост» распределения частиц КЖ по размерам простирается для КЖ марки Р-20 – до 14 мкм, Р-50Ф – до 10 мкм и Р-100Ф2 – до 5,5 мкм.

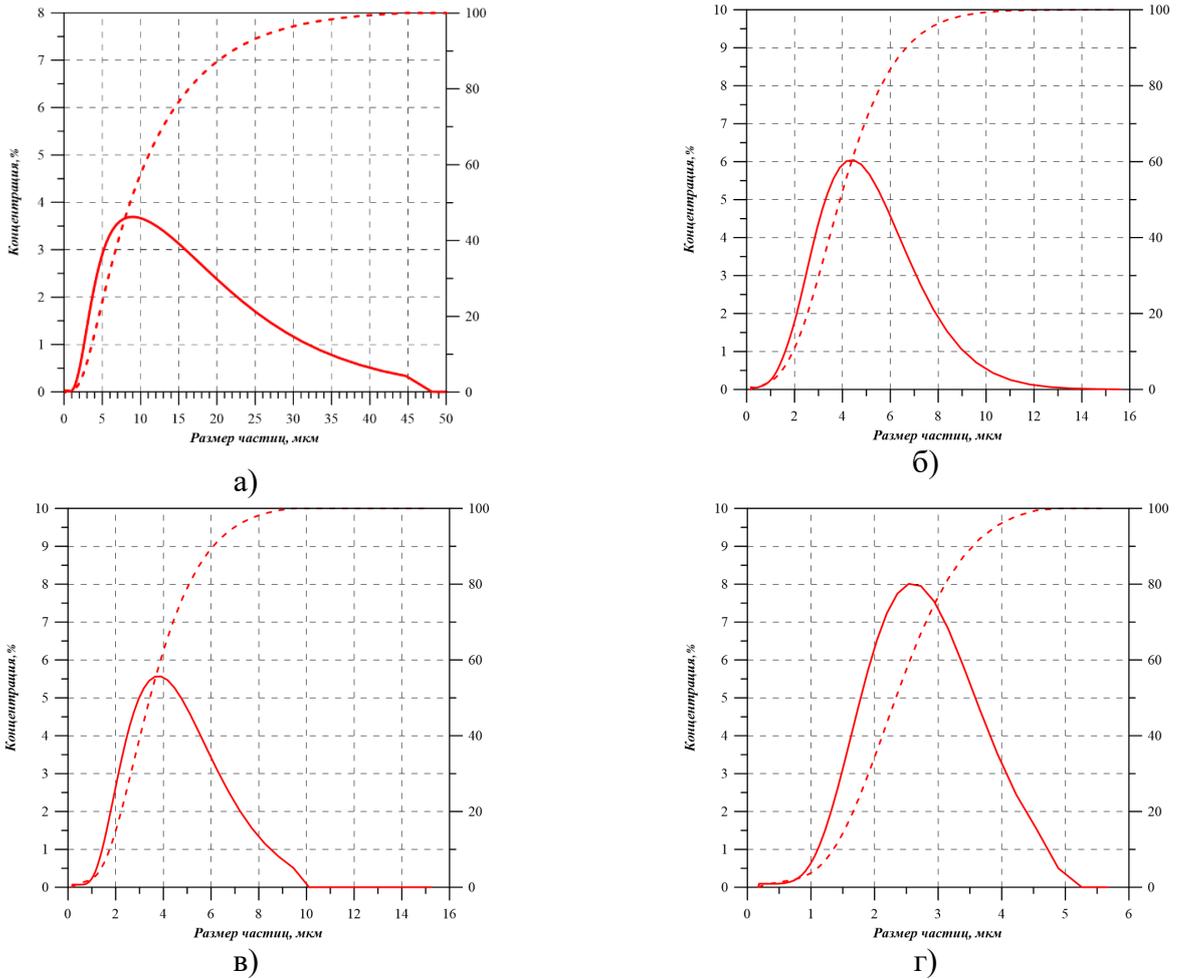
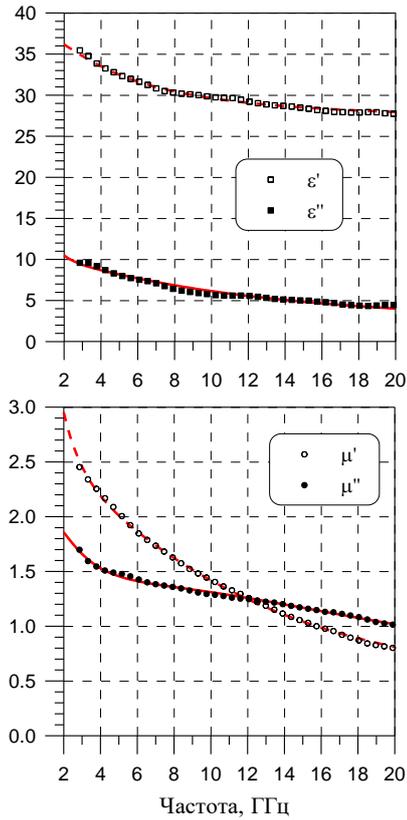
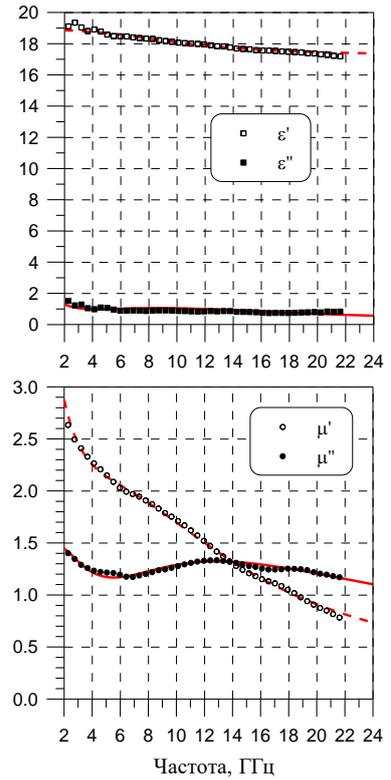


Рисунок 2.3 - Распределение частиц порошка КЖ марки Р-10 (а), Р-20 (б), Р-50Ф (в) и Р-100Ф2 (г) по размерам

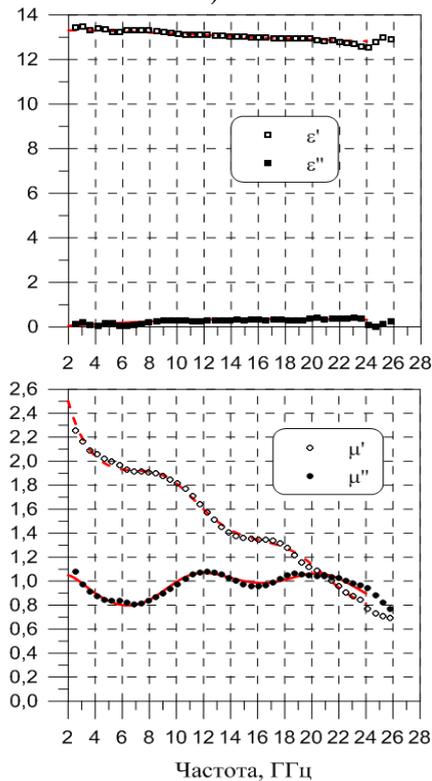
На рисунке 2.4 представлены типичные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного порошком КЖ марки Р-10, Р-20, Р-50Ф и Р-100Ф2 с объемной концентрацией наполнителя около 40%. На этих рисунках и далее результаты измерений диэлектрической проницаемости КМ изображены черными квадратиками (пустыми – действительная часть, закрашенными – мнимая часть), результаты измерений эффективной магнитной проницаемости – черными кружочками (пустыми – действительная часть, закрашенными – мнимая часть), красными линиями – аппроксимации частотной зависимости проницаемостей аналитическими функциями частотной дисперсии (пунктирными линиями – для действительной части, сплошными – для мнимой части проницаемостей).



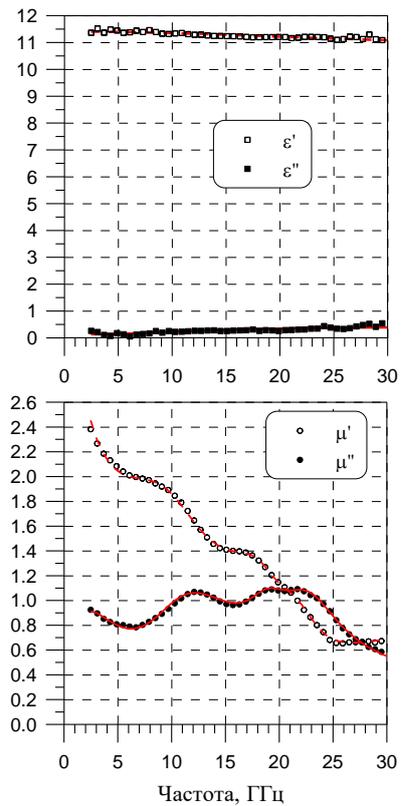
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2.4 - Частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненных порошками КЖ марки Р-10 (а), Р-20 (б), Р-50Ф (в) и Р-100Ф2 (г) с объемной концентрацией $C_v=40\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Из анализа большого массива экспериментальных данных для проницаемостей КМ, в том числе с ферромагнитными наполнителями, было определено, что частотная зависимость эффективной диэлектрической проницаемости КМ подчиняется модифицированному закону дебаевской релаксации

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_0 + A / (1 + i(f / f_{0e})^\alpha), \quad (2.1)$$

где ε_0 - предельная диэлектрическая проницаемость композита (при бесконечно большой частоте), A - амплитуда диэлектрической релаксации, f_{0e} - частота диэлектрической релаксации, α - постоянный коэффициент (как правило, $\alpha \leq 1$), f - частота ЭМВ.

Эффективная магнитная проницаемость КМ описывается более сложным комбинированным законом частотной дисперсии, представляющим собой суперпозицию релаксационной и, как правило, суммы резонансных лоренцевских зависимостей

$$\mu(f) = \mu_0 + \frac{B}{(1 + if / f_{0m})^\gamma} + \sum_k \frac{B_{mk} \nu_{mk} f_{mk}}{f_{mk}^2 - f^2 - i \nu_{mk} f}, \quad (2.2)$$

где μ_0 - предельная магнитная проницаемость материала (на бесконечно большой частоте), B - амплитуда магнитной релаксации, f_{0m} - частота магнитной релаксации, γ - постоянный коэффициент (как правило, $\gamma \leq 1$), B_{mk}, f_{mk}, ν_{mk} - амплитуда, частота и полуширина k -го лоренцевского магнитного резонанса, $k = 1, 2, 3$ - номер резонанса. Как показывает большой объем экспериментальных данных, КМ, наполненные КЖ марки Р-100Ф2 имеют не менее пяти лоренцевских магнитных резонансов [105].

Значения параметров функций аппроксимации частотных дисперсий проницаемости КМ получаются путем минимизации функции невязки с использованием разработанной компьютерной программы **ТСН 2010**. Как и следовало ожидать из представленных выше диаграмм распределения частиц порошка КЖ по размерам, КМ на основе КЖ марки Р-10 обладает максимальным значением диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь среди всех марок КЖ. Рост мнимой части диэлектрической проницаемости КМ на основе КЖ марки Р-10 с понижением частоты по закону

$$\varepsilon'' \approx 4\pi\sigma / \omega, \quad (2.3)$$

где σ - статическая проводимость КМ, ω - круговая частота ЭМВ, указывает на наличие у КМ статической проводимости (рисунок 2.4а).

Минимальное значение диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь среди исследуемых в работе марок КЖ демонстрирует КМ на основе КЖ марки Р-100Ф2. Сложный спектр магнитной проницаемости КМ на основе КЖ связан как с луковичной структурой отдельных частиц, так и с механическими напряжениями внутри частиц, а также со

скинировании ЭМВ на проводящих частицах. Более подробно высокочастотные магнитные спектры КМ на основе КЖ марки Р-100Ф2 изложены в работе [105].

2.2 Стабилизация электрофизических свойств композитных материалов, наполненных порошком карбонильного железа марки Р-10

Неотъемлемым следствием технологии производства порошков КЖ является агломерирование частиц порошка в процессе зарождения частиц (см. рисунок 2.2). Разная степень агломерации частиц порошка КЖ приводит к значительному различию эффективных диэлектрической и магнитной проницаемостей КМ, изготовленных с использованием различных партий КЖ марки Р-10. На рисунке 2.5а и б приведены характерные электродинамические параметры КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного порошком КЖ марки Р-10 различных партий с объемной концентрацией наполнителя $C_v=42\%$. Из представленных графиков видно, что КМ, наполненный порошком партии № 2 КЖ марки Р-10 (рисунок 2.5б) имеет значительно более высокие диэлектрические потери по сравнению с КМ, наполненным порошком партии № 1 КЖ марки Р-10 (рисунок 2.5а).

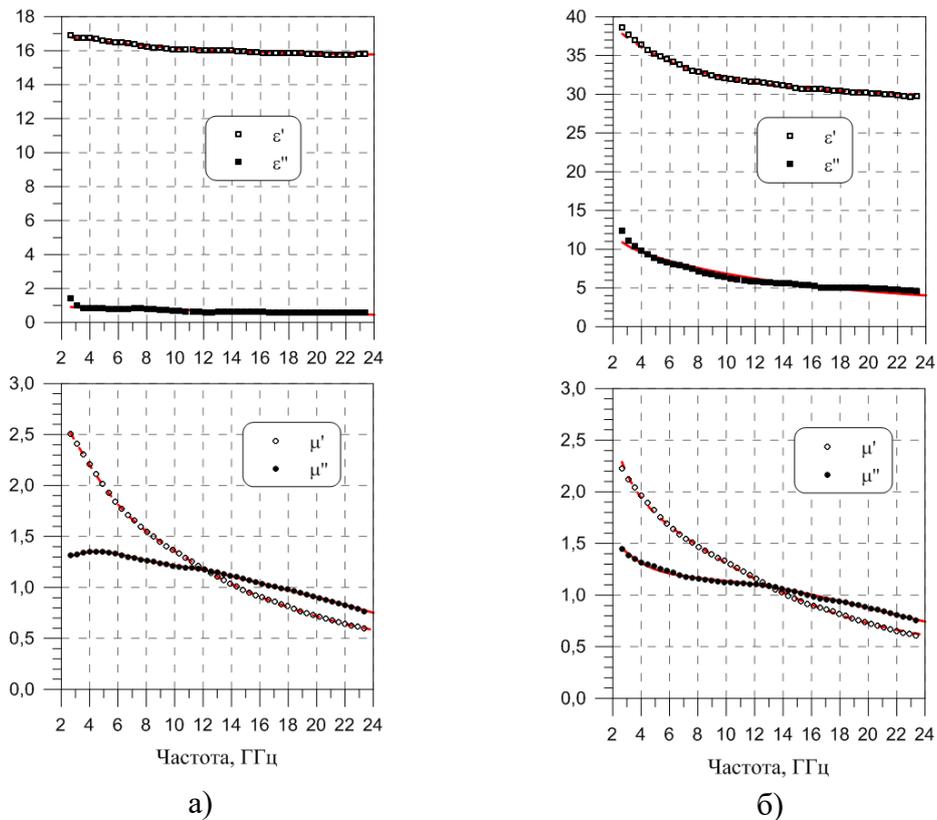


Рисунок 2.5 - Частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненных порошком КЖ марки Р-10 с объемной концентрацией $C_v=42\%$, а – партия № 1, б – партия № 2 (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Классические способы стабилизации электрофизических параметров порошков карбонильного железа Р-10

Рассмотрим эффективность двух классических мероприятий по стабилизации электрофизических свойств порошка КЖ (термоокисление порошка в воздушной атмосфере в термопечи при температуре +180°C в течение 1 часа и фосфатирование порошка КЖ в растворе фосфорной кислоты, применяемое в заводских условиях) на примере КЖ марки Р-10 (партия № 767 от 1996 г.). В таблице 2.1 приведены эффективные параметры диэлектрической и магнитной проницаемости полученных КМ при частотах 3 и 9 ГГц для КМ, наполненных исходным порошком КЖ марки Р-10 (п.767), термоокисленным порошком КЖ и фосфатированным порошком КЖ с концентрацией $C_v=40\%$.

Таблица 2.1 – Электрофизические параметры КМ на основе КЖ марки Р-10 (исходного, термоокисленного и фосфатированного)

Наполнитель	Частота 3 ГГц				Частота 9 ГГц				Рис.
	ϵ'	ϵ''	μ'	μ''	ϵ'	ϵ''	μ'	μ''	
Р-10 (исходный)	46	19	2,10	1,10	37	15	1,7	1,3	
Р-10 (окислен.)	27	0,2	2,50	1,66	26,7	1,4	1,49	1,23	2.6a
Р-10 (фосфатир.)	25	0,5	2,36	1,77	24,9	0,4	1,60	1,29	2.6б

Частотные зависимости эффективных электрофизических материальных параметров КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного термоокисленным, либо фосфатированным порошком КЖ марки Р-10 приведены на рисунках 2.6a и 2.6б, соответственно.

Классические способы стабилизации электрофизических свойств порошка КЖ, основанные на термоокислении, либо фосфатировании порошка КЖ, являются недостаточно эффективными и стабильными, приводящие неизбежно к понижению высокочастотной магнитной проницаемости КМ на основе КЖ за счет обеднения магнитных свойств поверхностных слоев частиц и недостаточному снижению эффективной проводимости и диэлектрической проницаемости КМ, в итоге, ведут к снижению поверхностной проводимости агломератов частиц, и никак не воздействуют на прочные агломераты частиц порошка.

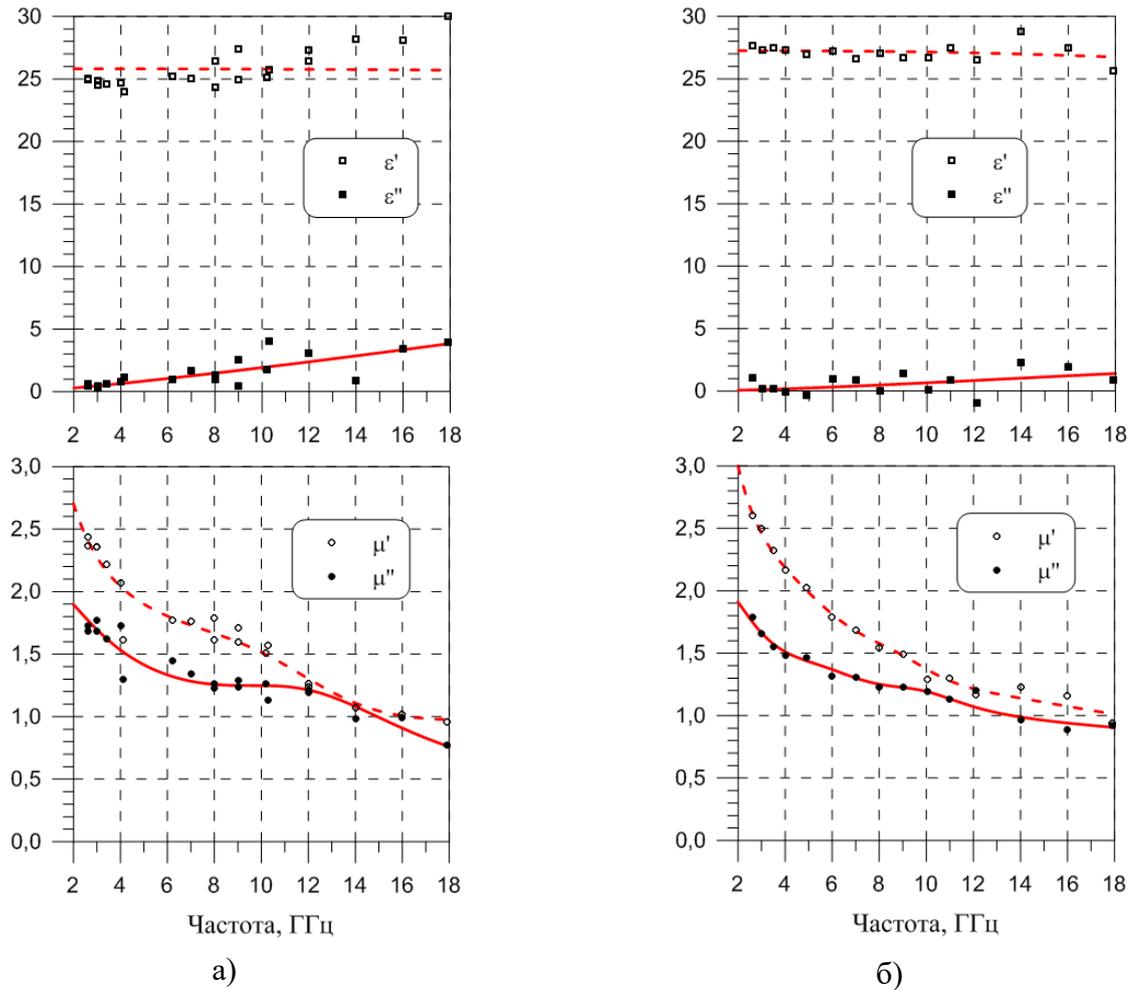


Рисунок 2.6 - Частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненных порошком КЖ марки Р-10 (партия 767) с объемной концентрацией $C_v=40\%$, *а* – термоокисленное КЖ марки Р-10, *б* – фосфатированное КЖ марки Р-10 (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Для наглядности на рисунке 2.7 приведены электрофизические характеристики КМ, наполненных исходным порошком КЖ марки Р-10 (партия 187 – 1999 г.) (*а*) и термоокисленным порошком (*б*) КЖ той же партии с концентрацией наполнителя $C_v=40\%$, соответственно. Из графиков видно, что термоокисление порошка КЖ марки Р-10 ведет только к снижению мнимой части диэлектрической проницаемости КМ, и даже немного увеличивает действительную часть диэлектрической проницаемости КМ.

Технологически более удобным является, конечно, способ термоокисления порошка КЖ в воздушной среде, т.к. он не приводит, в отличие от способа фосфатирования, к образованию дополнительных агломератов частиц, которые необходимо дополнительно разбивать перед приготовлением композиции.

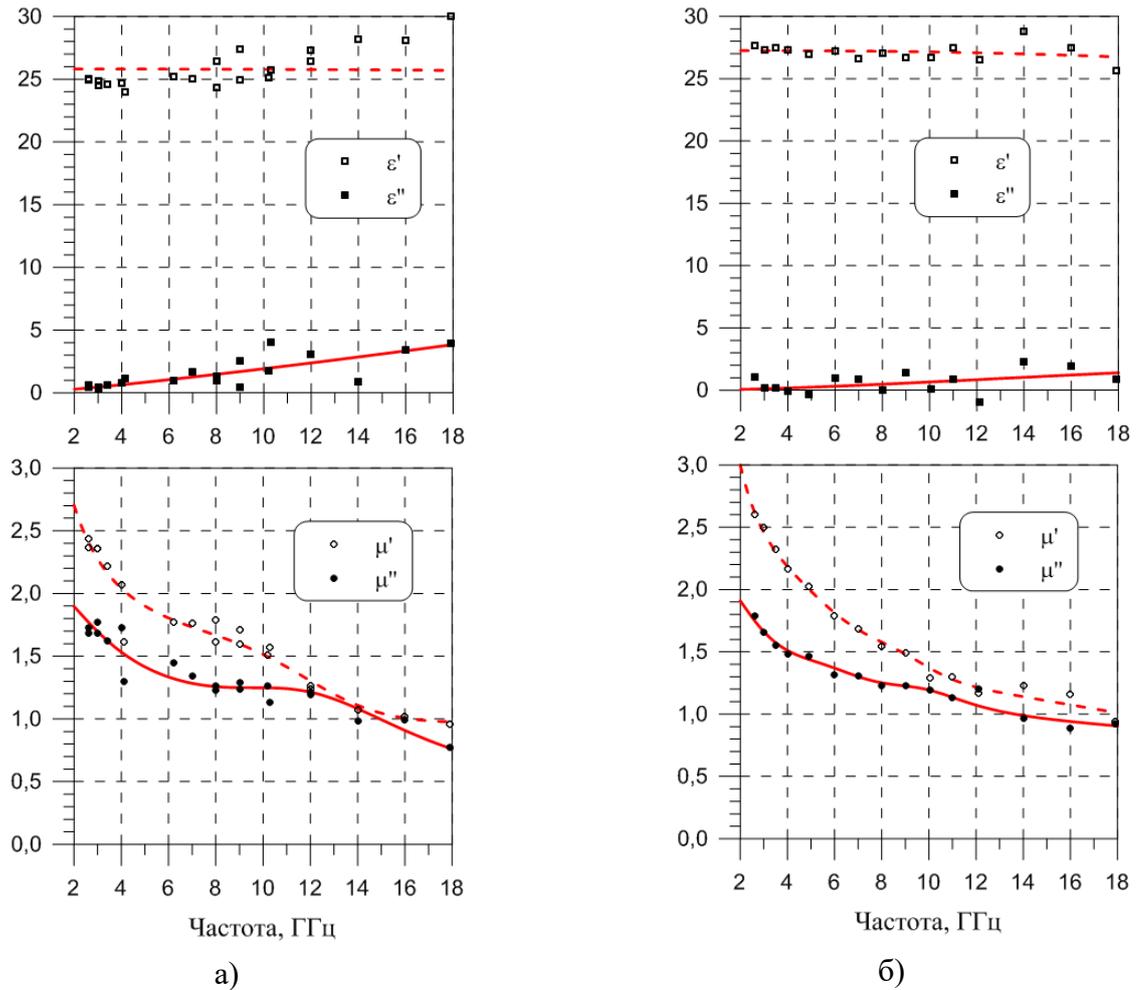


Рисунок 2.7 - Частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненных порошком КЖ марки Р-10 (партия 187) с объемной концентрацией $C_v=40\%$, а – исходное КЖ марки Р-10, б – термоокисленное КЖ марки Р-10 (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

2.2.1 Метод сухого помола порошка карбонильного железа для стабилизации электрофизических свойств композитов на его основе

Для стабилизации электрофизических свойств КМ, наполненных порошком КЖ, был разработан наиболее эффективный метод на основе сухого помола порошка КЖ в шаровых или вибрационных мельницах. На рисунке 2.8 показаны диаграммы распределения частиц порошка КЖ марки Р-10 (партия 19) в исходном виде, после помола порошка КЖ марки Р-10 в керамической шаровой мельнице (рисунок 2.9) в течение 20 час и после помола порошка КЖ марки Р-10 с добавкой порошка аэросила (нанодисперсного порошка SiO_2).

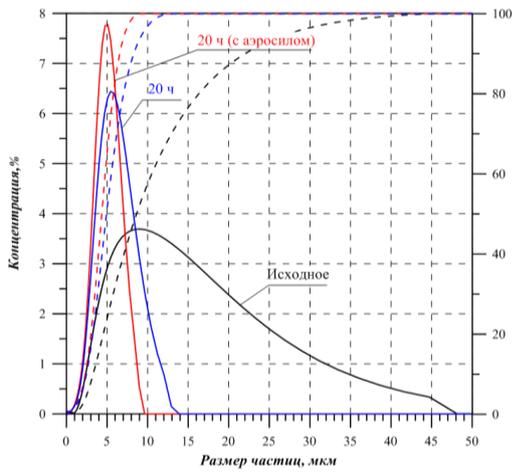
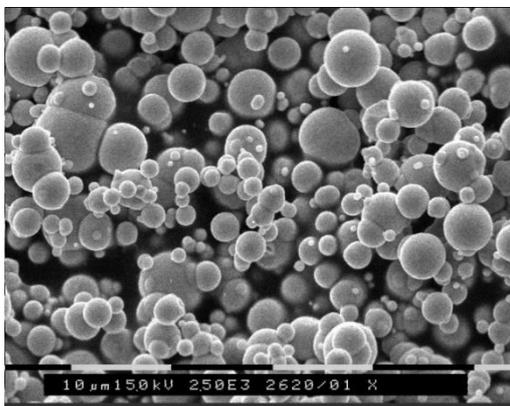


Рисунок 2.8 – Диаграммы распределения частиц порошка КЖ марки Р-10 (партия 19, исходное КЖ, черные кривые), после сухого помола в шаровой мельнице в течение 20 час (синие кривые) и после сухого помола с добавкой аэросила в течение 20 час (красные кривые)

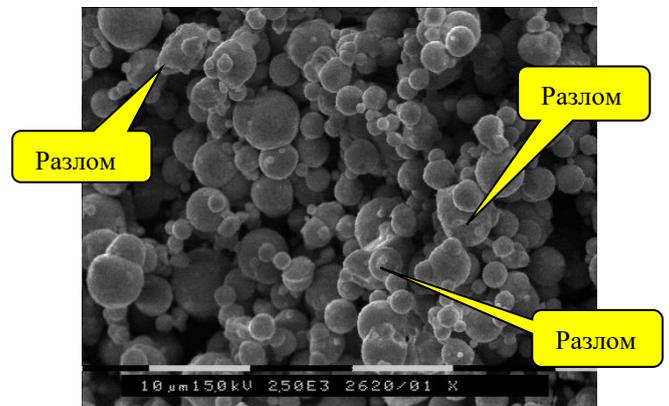


Рисунок 2.9 – Керамическая шаровая мельница для сухого помола порошка КЖ

Представленные на рисунке 2.8 диаграммы распределения частиц порошка КЖ по размерам демонстрируют, что при сухом помоле агломерированного порошка КЖ марки Р-10 происходит эффективное разбиение (разлом) непрочных агломератов частиц и уменьшение среднего размера частиц. Добавка диэлектрического порошка аэросила к исходному порошку КЖ приводит к пассивации поверхности магнитных частиц, препятствует слипанию частиц при помоле и приводит к более эффективному процессу разбиения агломератов (ускоряет процесс). На рисунке 2.10 представлены электронные фотографии порошка КЖ марки Р-10 в исходном виде (а) и после сухого помола порошка КЖ марки Р-10 в шаровой мельнице с добавкой аэросила в течение 20 час (б).



а)



б)

Рисунок 2.10 – Электронные фотографии порошка КЖ марки Р-10 (партия 19) в исходном виде (а) и после сухого помола в шаровой мельнице с добавкой аэросила в течение 20 час (б)

На рисунке 2.11а приведены в сравнении эффективные параметры КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного исходным порошком КЖ марки Р-10 (партия 10) (черные точки и кривые) и модифицированным порошком КЖ после сухого помола в шаровой мельнице в течение 20 час (красные точки и кривые). На рисунке 2.11б приведены в сравнении эффективные параметры аналогичных КМ, наполненных исходным порошком железа Р-10 (п.10) (черные точки и линии) и модифицированным порошком железа после сухого помола в шаровой мельнице с добавкой аэросила в течение 20 час (красные точки и кривые).

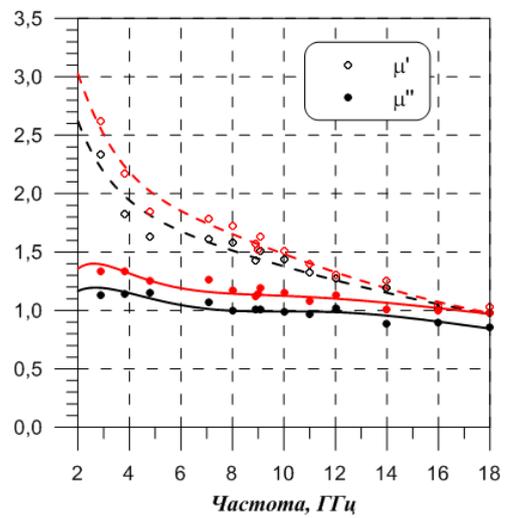
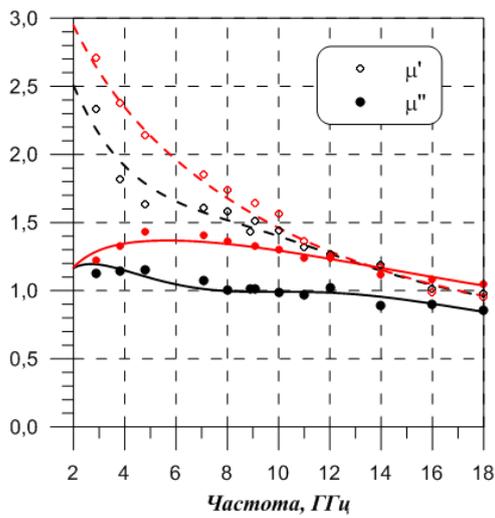
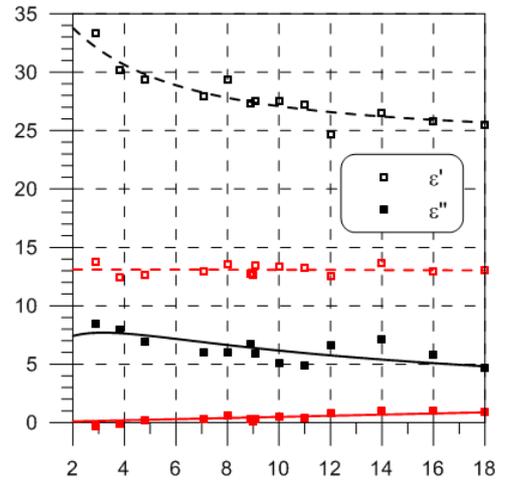
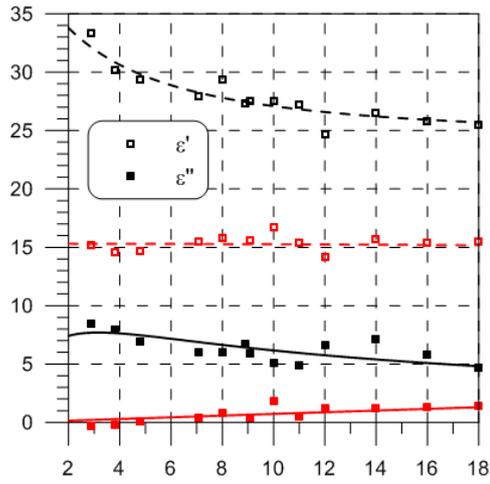
Измерения материальных параметров представленных КМ выполнены по методике МИ 29012159-30002-2002 (см. главу 1), объемная концентрация порошка КЖ в композитах составляет $C_v=37\%$, близкие значения плотности образцов позволяют производить корректное сравнение материальных параметров образцов, наполненных порошком КЖ с различными видами механической обработки.

Представленные частотные зависимости эффективных параметров КМ показывают значительное снижение диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь КМ после сухого помола порошка КЖ (особенно с добавлением аэросила), а также заметное увеличение магнитной проницаемости и магнитных потерь КМ в измеренном широком диапазоне частот от 2 до 18 ГГц.

Как показали многочисленные эксперименты - более производительным и эффективным способом сухого помола порошка КЖ оказался метод сухого помола порошка КЖ в вибромельнице. Исследуем влияние длительности сухого помола порошка КЖ марки Р-10 в вибромельнице (внешний вид вибромельницы представлен на рисунке 2.12) на электрофизические свойства КМ.

На рисунке 2.13 приведены в сравнении эффективные материальные параметры КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненных исходным порошком КЖ марки Р-10 и модифицированным порошком КЖ марки Р-10 после сухого помола порошка КЖ марки Р-10 в вибромельнице в течение 28 час.

В данном эксперименте измерения были выполнены по более современной методике измерений МИ 29012159-30008-2010 (см. главу 1) со значительно большим количеством точек измерения и применением процедуры временной обработки сигналов (*Time Domain*). Красные точки и кривые аппроксимации результатов измерения соответствуют параметрам исходного КЖ марки Р-10, синие точки и кривые – модифицированному КЖ марки Р-10, прошедшему сухой помол в вибромельнице в течение 28 час. Кардинальное уменьшение диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь КМ, а также увеличение магнитной проницаемости и магнитных потерь КМ происходит аналогично механической обработке порошка КЖ в шаровой мельнице.



а)

б)

Рисунок 2.11 - Эффективные материальные параметры КМ, наполненного исходным КЖ марки Р-10 партия 19 (черные точки и кривые), после сухого помола в шаровой мельнице в течение 20 час (красные точки и кривые) (а) и после сухого помола в шаровой мельнице с добавлением аэросила (красные точки и кривые) в течение 20 час (б) с концентрацией наполнителя $C_v=37\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))



Рисунок 2.12 – Внешний вид вибромельницы

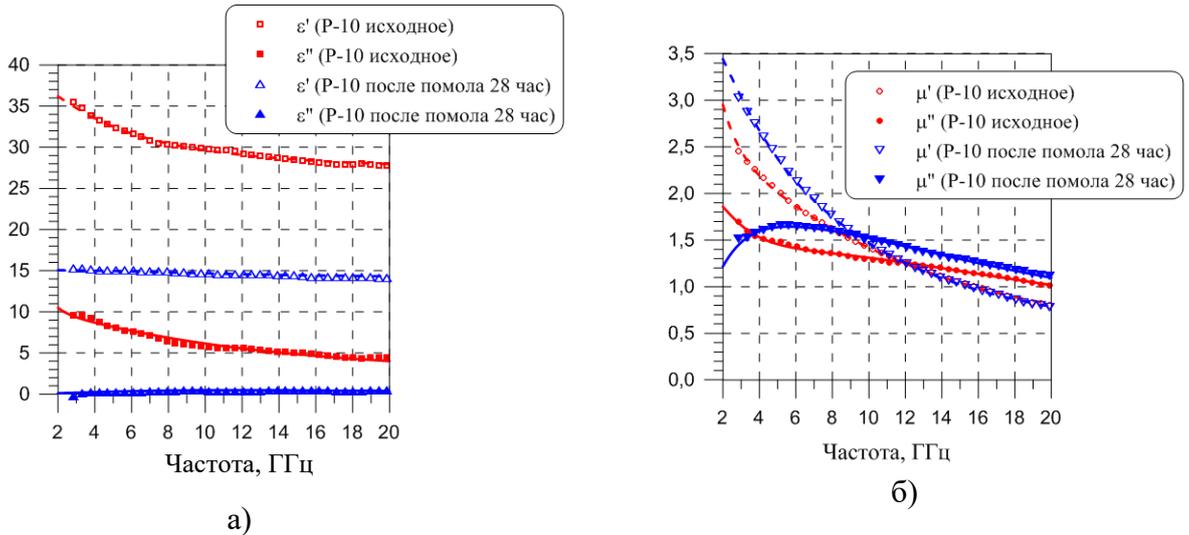
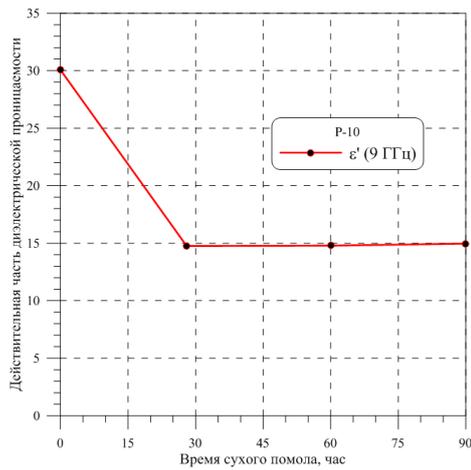
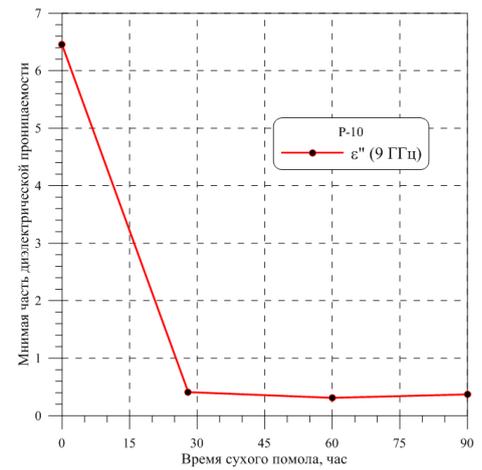


Рисунок 2.13 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ, наполненного исходным КЖ марки Р-10 (красные точки и кривые) и модифицированным КЖ марки Р-10 после помола в вибрмельнице в течение 28 час (синие точки и кривые) с концентрацией наполнителя $C_v=42\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

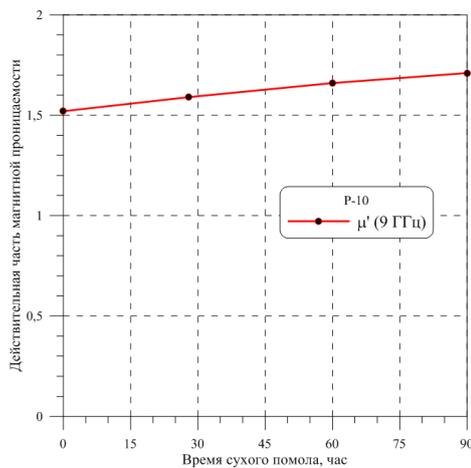
Как показывают зависимости эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненного модифицированным КЖ марки Р-10 после сухого помола в вибрмельнице, увеличение времени сухого помола КЖ от 28 до 90 час практически не влияет на диэлектрическую проницаемость и диэлектрические потери полученного КМ и незначительно увеличивает магнитную проницаемость и магнитные потери КМ (рисунок 2.14). Для высокочастотных приложений более продолжительное время сухого помола КЖ марки Р-10 в вибрмельнице является более предпочтительным.



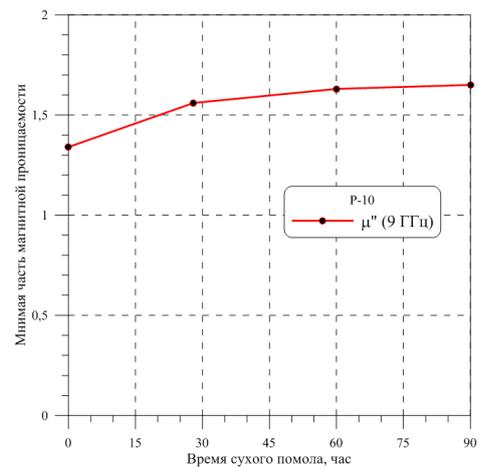
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2.14 - Зависимости действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости и действительной (в) и мнимой (г) части магнитной проницаемости КМ при частоте 9 ГГц, наполненного модифицированным КЖ марки Р-10 с концентрацией наполнителя $C_V=42\%$ от времени сухого помола КЖ в вибромельнице

2.3 Стабилизация электрофизических свойств композитных материалов, наполненных порошком карбонильного железа марки Р-20

Метод сухого помола порошков КЖ марки Р-10 в шаровой мельнице, разработанный впервые для стабилизации электрофизических свойств КМ на основе КЖ марки Р-10, был распространен и на КЖ марки Р-20, обладающее меньшей степенью агломерированности по сравнению с КЖ марки Р-10. Рассмотрим основные особенности сухого помола порошка КЖ марки Р-20 в шаровой керамической мельнице.

Обработка режимов сухого помола порошка КЖ в шаровой керамической мельнице была начата с учетом полученного опыта механической обработки порошка КЖ марки Р-10 с добавлением к порошку КЖ небольшого количества порошка аэросила.

Особенности более длительного сухого помола порошка карбонильного железа марки P-20 в керамической шаровой мельнице с аэросилом

На рисунке 2.15 представлены эффективные материальные параметры КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного порошком КЖ марки P-20 (партия 221-2002 г.) в исходном виде и модифицированным порошком КЖ марки P-20 после сухого помола в шаровой керамической мельнице с добавлением аэросила в течение 24 час. Представленные на рисунке 2.15 частотные зависимости параметров КМ свидетельствуют о заметном снижении действительной части диэлектрической проницаемости КМ, наполненного модифицированным КЖ марки P-20 (около 20%) и незначительном повышении действительной части магнитной проницаемости КМ в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц наряду со снижением низкочастотных магнитных потерь.

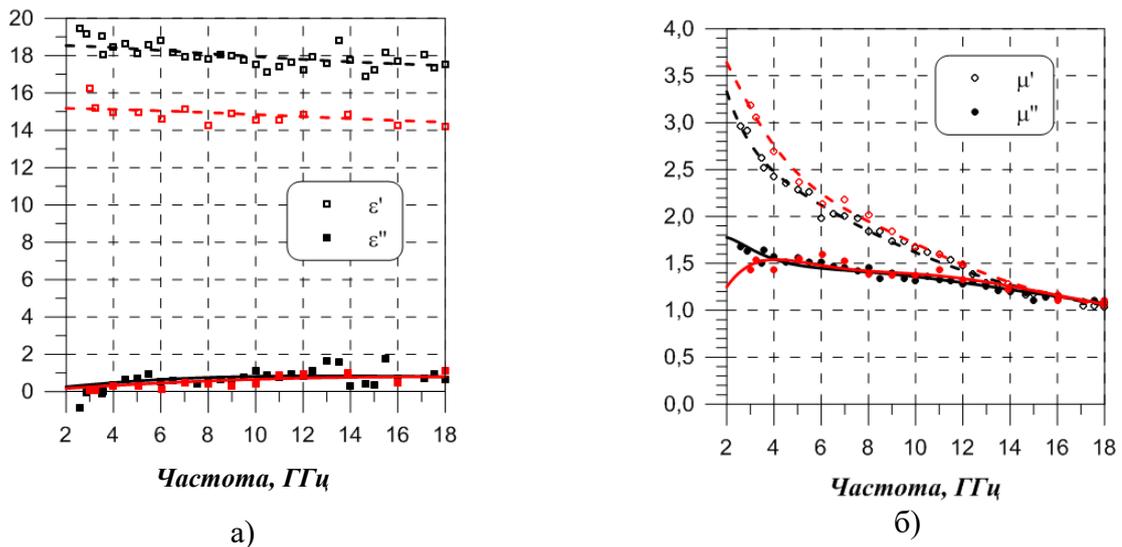


Рисунок 2.15 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ, наполненного исходным КЖ марки P-20 (партия 221-2002 г.) (черные точки и кривые) и модифицированным КЖ с концентрацией наполнителя $C_v=40\%$ после сухого помола в шаровой мельнице с добавлением аэросила в течение 24 час (красные точки и кривые) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) (а) и (2.2) (б))

Рассмотрим основные особенности сухого помола порошка КЖ марки P-20 в шаровой керамической мельнице с добавлением аэросила. На рисунке 2.16 представлены диаграммы распределения частиц порошка КЖ марки P-20 (партия 31-2004 г.) в исходном виде (черные кривые) и после сухого помола в шаровой керамической мельнице с добавлением аэросила в течение 24 час (красные кривые) и 48 час (синие кривые). После сухого помола КЖ марки P-20 в шаровой керамической мельнице с добавлением аэросила в течение 24 и 48 час происходит уменьшение крупноразмерного хвоста распределения частиц порошка КЖ с незначительным снижением среднего размера частиц порошка. Дальнейшее увеличение времени сухого помола КЖ марки P-20 до 100 час (рисунок 2.17) и 200 час (рисунок 2.18) приводит к небольшому росту

среднего размера частиц порошка КЖ (после 24 час помола) за счет незначительной деформации квазисферической формы частиц КЖ.

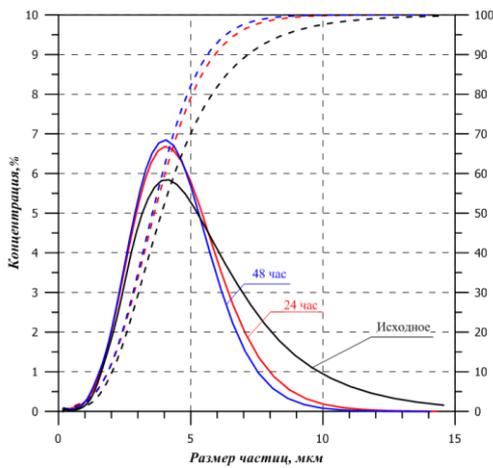


Рисунок 2.16 – Диаграммы распределения частиц порошка КЖ марки Р-20 (партия 31-2004 г., исходное КЖ, черные кривые), КЖ марки Р-20 после сухого помола с добавлением азросила в шаровой керамической мельнице в течение 24 час (красные кривые) и 48 час (синие кривые) по размерам

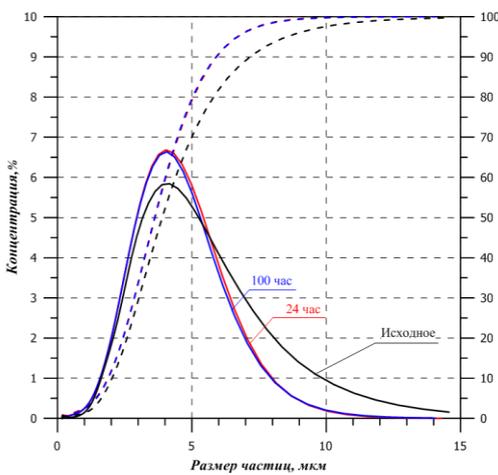


Рисунок 2.17 – Диаграммы распределения частиц порошка КЖ марки Р-20 (партия 31-2004 г., исходное КЖ, черные кривые), КЖ марки Р-20 после сухого помола с добавлением азросила в шаровой керамической мельнице в течение 24 час (красные кривые) и 100 час (синие кривые) по размерам

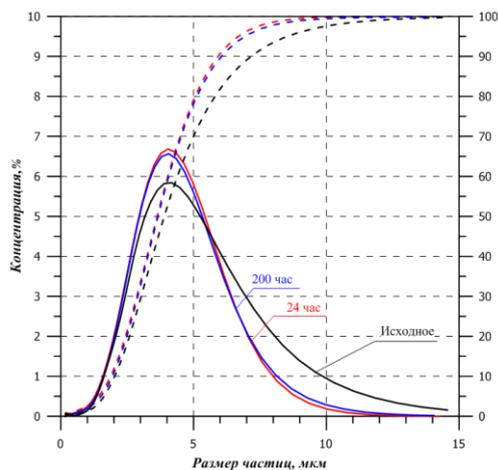


Рисунок 2.18 – Диаграммы распределения частиц порошка КЖ марки Р-20 (партия 31-2004 г., исходное КЖ, черные кривые), КЖ марки Р-20 после сухого помола с добавлением азросила в шаровой керамической мельнице в течение 24 час (красные кривые) и 200 час (синие кривые) по размерам

Электронные фотографии исходного порошка КЖ марки Р-20 (партия 31-2004 г.) и модифицированного порошка КЖ марки Р-20 после длительного сухого помола порошка в шаровой мельнице с добавлением азросила в течение 24, 48 и 200 час приведены на рисунке 2.19а, б, в и г, соответственно. После 200 час сухого помола порошка КЖ марки Р-20 налицо практически полное отсутствие агломератов частиц порошка и наблюдается незначительное искажение сферической формы исходных частиц порошка КЖ.

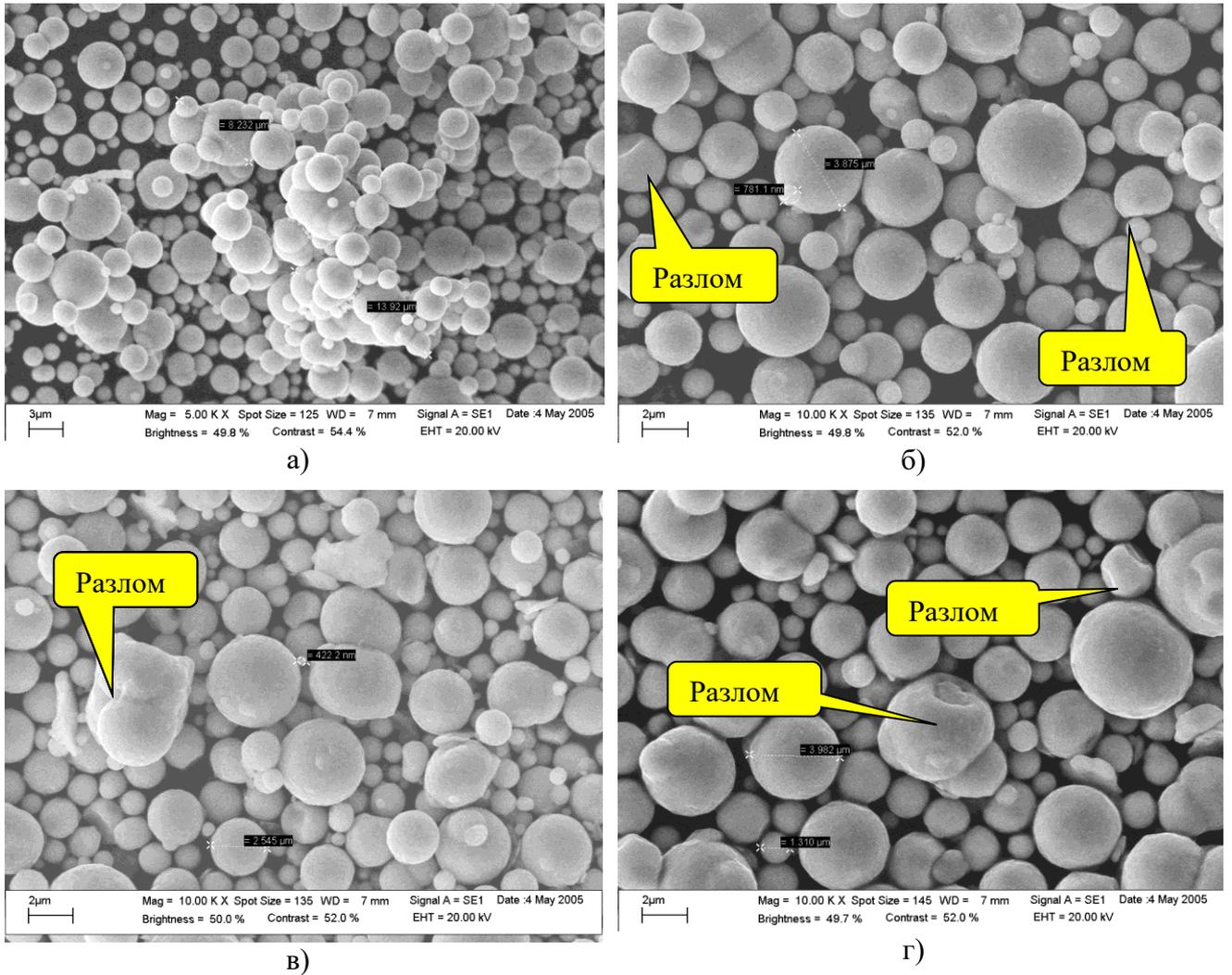


Рисунок 2.19 – Электронные фотографии порошка КЖ марки Р-20 (партия 31-2004 г.) в исходном виде (а) и после сухого помола в шаровой мельнице с добавлением аэросила в течение 24 час (б), 48 час (в) и 200 час (г)

2.4 Магнитный наполнитель КЖ-3А

С учетом полученного положительного опыта механической обработки порошка КЖ для стабилизации электрофизических параметров КМ на его основе, для разработки стабильного магнитного наполнителя **КЖ-3А** (не зависящего от партии исходного сырья - КЖ) для высокочастотных приложений, обладающего минимальными значениями диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь, а также максимальной магнитной проницаемостью и магнитными потерями в высокочастотной области спектра, в качестве сырья был выбран коммерчески доступный порошок КЖ типа Р-20.

В основу технологии производства магнитного наполнителя КЖ-3А был положен метод совместного сухого помола порошка КЖ типа Р-20 в вибромельнице с добавлением аэросила. Для выбранного технологического оборудования производилась оптимизация режимов

совместного помола, заключающаяся в определении оптимальной загрузки КЖ марки Р-20, мелющих тел, состоящих из закаленных стальных шаров различного диаметра, а также оптимальной весовой добавки порошка аэросила, совместно определяющих оптимальные радиофизические и физико-механические характеристики КМ с магнитным наполнителем КЖ-3А.

В дальнейшем магнитный наполнитель, полученный из порошка КЖ марки Р-20, прошедший совместный сухой помол с аэросилом в вибромельнице в течение оптимального времени будем называть **магнитным наполнителем КЖ-3А**.

Магнитный наполнитель КЖ-3А обладает стабильными электрофизическими характеристиками, не зависящими от партии сырья (КЖ марки Р-20 и партии связующего), а также способа приготовления КМ. На рисунке 2.20 приведена типичная частотная зависимость диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненного магнитным наполнителем КЖ-3А с максимальной концентрацией $C_v=42\%$.

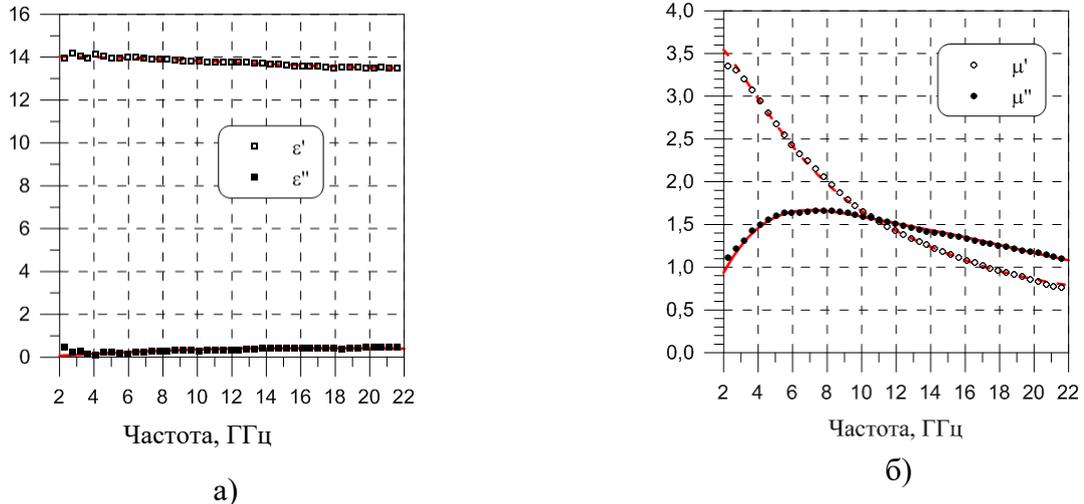


Рисунок 2.20 – Типичные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного магнитным наполнителем КЖ-3А с концентрацией $C_v=42\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) (а) и (2.2) (б))

2.4.1 Зависимость материальных параметров композитов, наполненных магнитным наполнителем КЖ-3А, от его концентрации

Рассмотрим теперь зависимости эффективных параметров диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного стабильным магнитным наполнителем КЖ-3А. На рисунке 2.21а представлены частотные зависимости действительной части диэлектрической проницаемости, 2.21б – мнимой части диэлектрической проницаемости, 2.21в – действительной части магнитной проницаемости, 2.21г – мнимой части магнитной проницаемости КМ, наполненного порошком магнитного наполнителя КЖ-3А при

различных объемных концентрациях наполнителя от 6,28 до 42,15 %. Точками изображены результаты измерений, сплошными кривыми – аналитические функции аппроксимации результатов измерений с минимальным значением функции невязки. Предельная концентрация магнитного наполнителя КЖ-3А равная 42,15% в КМ еще обеспечивает приемлемые для практических задач физико-механические свойства материала (прочность на разрыв и относительное удлинение).

Действительная часть диэлектрической и магнитной проницаемости КМ растет с увеличением концентрации наполнителя КЖ-3А по логарифмическим законам. На рисунке 2.22а представлена зависимость действительной части диэлектрической проницаемости, на рисунке 2.22б – мнимой части магнитной проницаемости КМ при частоте 9 ГГц, на рисунке 2.22в – статической магнитной проницаемости КМ от концентрации наполнителя КЖ-3А.

Зависимости $\ln(\mu_0)$ (рисунок 2.23а), $\ln(\mu')$ при частоте 3 ГГц (рисунок 2.23б) и $\ln(\mu')$ при частоте 9 ГГц (рисунок 2.23в) от концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А подчиняются линейному закону Лихтенекера [150] и указывают на корректные измерения электрофизических параметров КМ (рисунок 2.21) на основе кремнийорганического каучука с различной концентрацией магнитного наполнителя КЖ-3А.

Зависимость частоты, соответствующей максимуму мнимой части магнитной проницаемости КМ, наполненных магнитным наполнителем КЖ-3А от его объемной концентрации представлена на рисунке 2.24. Последняя зависимость имеет немонотонный характер. Частота, соответствующая максимуму магнитных потерь, не поднимается выше 24 ГГц при малых концентрациях наполнителя и затем монотонно снижается до 8 ГГц с ростом концентрации наполнителя.

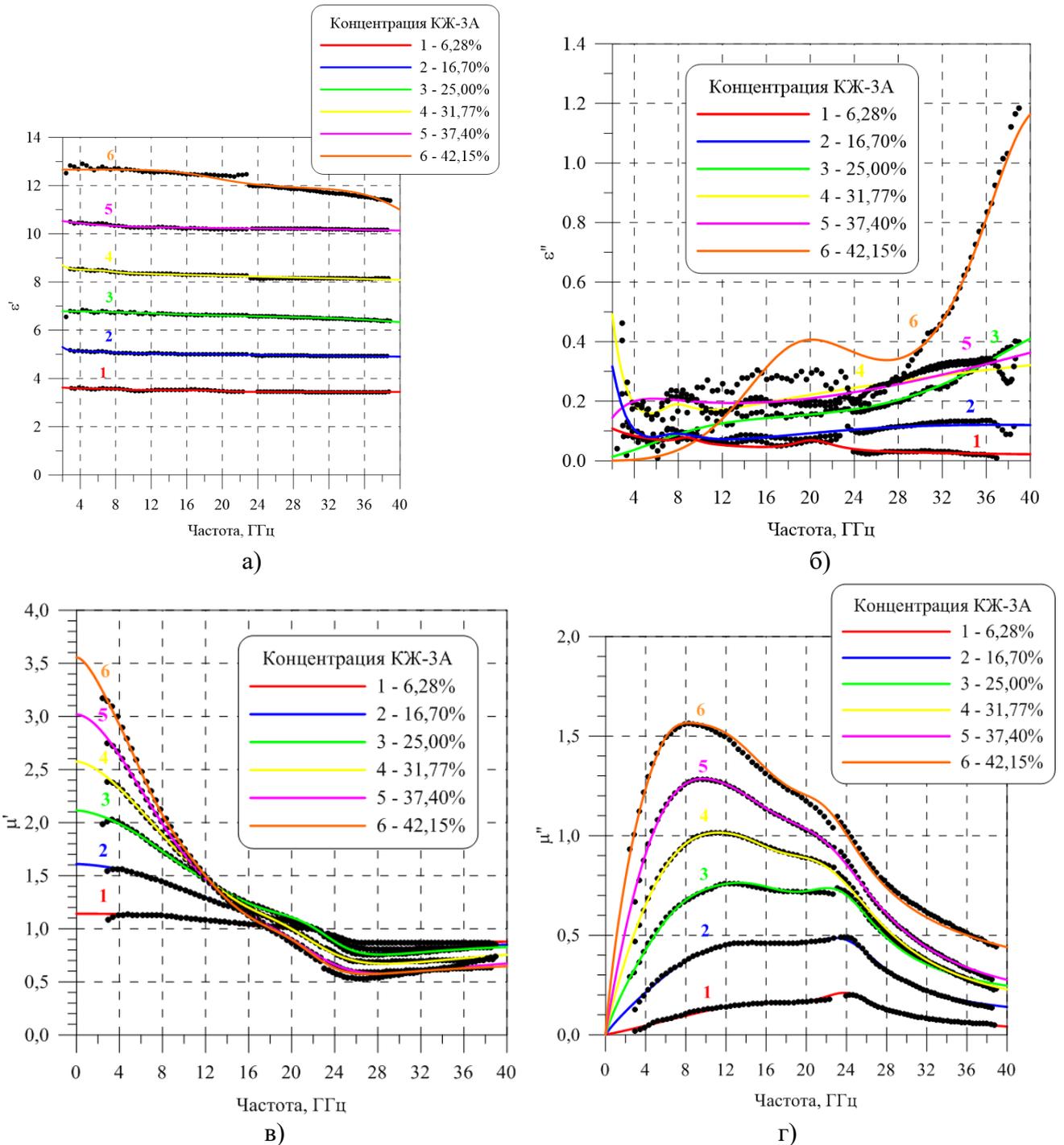


Рисунок 2.21 – Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости, действительной (в) и мнимой (г) части магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука с магнитным наполнителем КЖ-3А различной концентрации (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

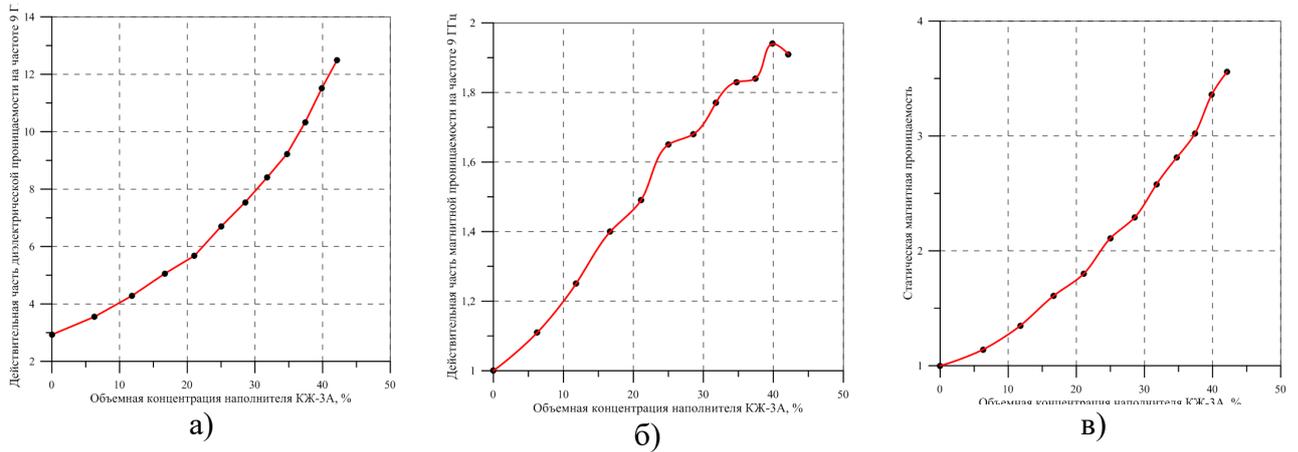


Рисунок 2.22 – Зависимости действительной части диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости при частоте 9 ГГц, статической магнитной проницаемости (в) КМ от концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А

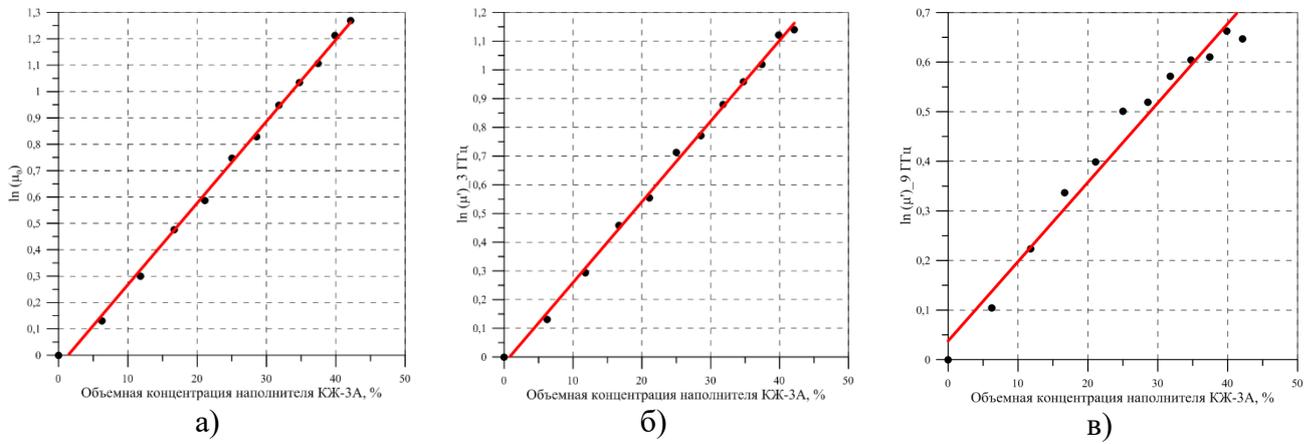


Рисунок 2.23 – Зависимости $\ln(\mu_0)$ (а), $\ln(\mu')$ при частоте 3 ГГц (б) и $\ln(\mu')$ при частоте 9 ГГц (в) КМ от концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А

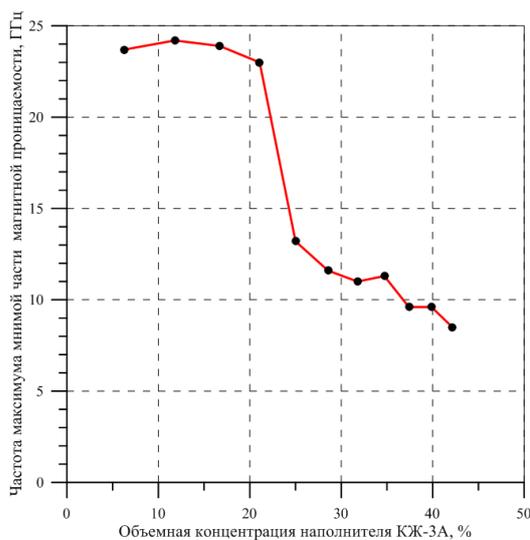


Рисунок 2.24 – Зависимость частоты, соответствующей максимуму мнимой части магнитной проницаемости КМ, от концентрации наполнителя КЖ-3А

2.5 Оптимизация однослойных магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-3А

КМ на основе кремнийорганического каучука с различной концентрацией стабильного магнитного наполнителя КЖ-3А являются хорошей основой для создания однослойных высокоэффективных стабильных магнитных РПП для сантиметрового диапазона длин волн. Информация о полных электрофизических параметрах этих материалов позволяет рассчитать по формулам Френеля оптимальные толщины композитных материалов, для получения на их основе покрытий с минимально достижимым КО при данной концентрации наполнителя. Расчеты параметров РПП производились с учетом сложных функций частотной дисперсии эффективной магнитной проницаемости материалов, при условии непосредственного расположения материала на металлической подложке, а также, для практических приложений, с учетом необходимого технологически тонкого диэлектрического слоя грунтовки для обеспечения требуемой адгезии РПП к металлической подложке. В качестве грунта, как правило, используется эпоксидная грунтовка толщиной около 50 мкм.

В первом приближении можно считать комплексную диэлектрическую проницаемость эпоксидной грунтовки $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ в диапазоне частот от 2 до 23 ГГц практически постоянной величиной $\varepsilon = 4,1 + i0,1$ (рисунок 2.25).

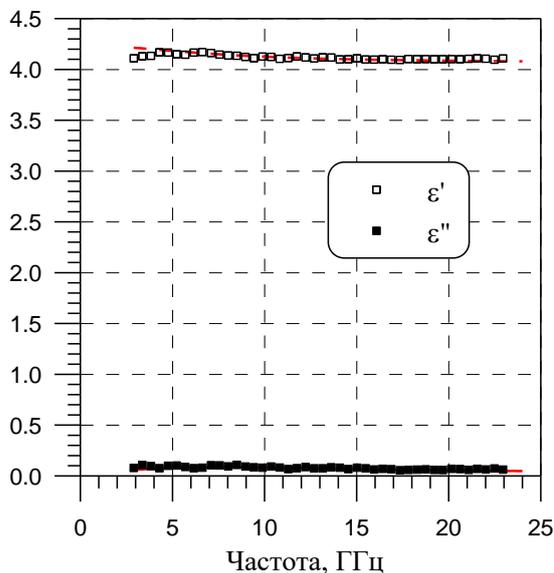


Рисунок 2.25 - Частотная зависимость диэлектрической проницаемости материала эпоксидной грунтовки (точки — экспериментальные значения, кривые — аппроксимация функцией (2.1))

Коэффициент отражения однослойного магнитодиэлектрического покрытия на металлической подложке рассчитывается по формуле для экрана Далленбаха [151]

$$R = \frac{Z \operatorname{th}(-ikd) - 1}{Z \operatorname{th}(-ikd) + 1}, \quad (2.4)$$

где $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ - импеданс магнитодиэлектрического слоя, $k = 2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}/\lambda$ - волновое число, d - толщина слоя, λ - длина волны, ε и μ - диэлектрическая и магнитная проницаемость слоя, соответственно.

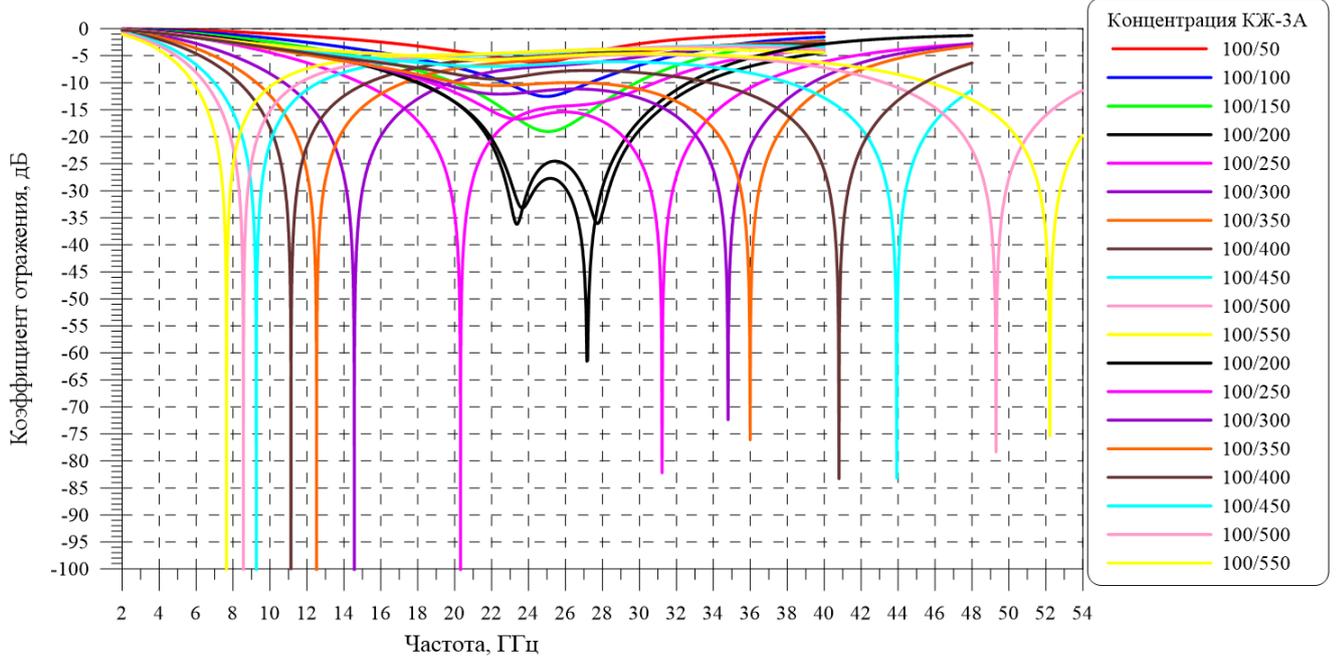
Хорошо известный четвертьволновый резонанс магнитодиэлектрического покрытия Далленбаха [152], соответствующий минимальному значению КО покрытия на металлической подложке, наблюдается при выполнении условия

$$d\sqrt{\varepsilon\mu} = \lambda/4. \quad (2.5)$$

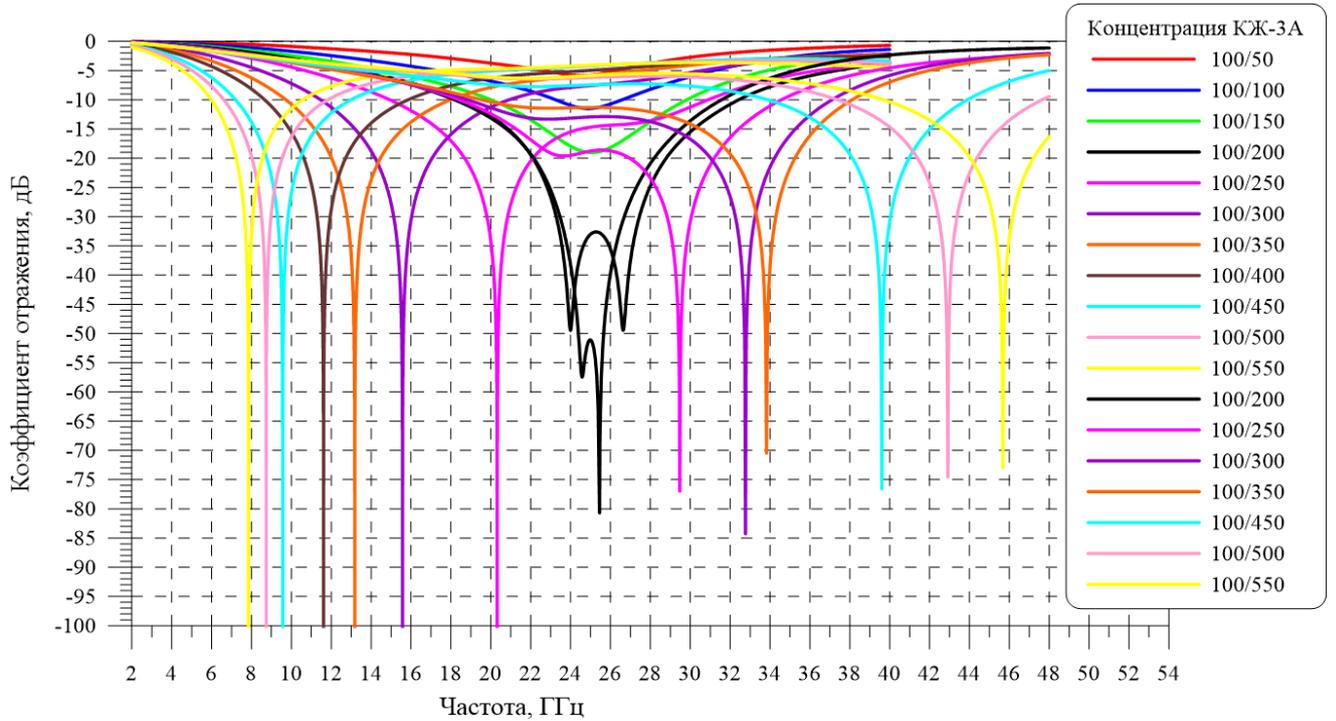
С учетом сильной частотной дисперсии магнитной проницаемости КМ на основе модифицированного КЖ типа КЖ-3А, можно предположить, что равенство (2.5) для однослойных магнитодиэлектрических покрытий будет выполняться одновременно при разных частотах и толщинах покрытия, что и будет показано в дальнейшем.

Рассчитанные частотные зависимости КО оптимальных однослойных РПП на металлической подложке при различных концентрациях стабильного магнитного наполнителя КЖ-3А и различной толщине покрытия представлены на рисунке 2.26 (*a* – без грунтовки, *b* – с наличием грунтовки толщиной 0,05 мм) при нормальном падении ЭМВ. На рисунке 2.26 указана практически более удобная весовая относительная концентрация магнитного наполнителя (числитель - вес связующего, знаменатель – вес наполнителя) в композите.

Из анализа представленных на рисунке 2.26 графиков следует, что композиты на основе кремнийорганического каучука с магнитным наполнителем КЖ-3А с различной концентрацией могут являться эффективными РПП (КО покрытия ниже минус (20 – 30) дБ) при нормальном падении ЭМВ в диапазоне частот от 8 до 46 ГГц (при наличии грунтовки). При этом выделенная частота 25 ГГц является особой частотой, вблизи которой при определенной концентрации наполнителя КЖ-3А ($C_V \approx 21\%$) реализуются два глубоких близлежащих минимума КО покрытия. При концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А $C_V > 21\%$ в покрытии возможно наличие двух глобальных минимумов КО покрытия в зависимости от толщины покрытия, причем высокочастотные минимумы КО с $f_{min} > 24$ ГГц имеют более высокие значения глобального минимума КО, чем низкочастотные, что связано с тем, что в этой области частот материал покрытия имеет аномальную частотную дисперсию магнитной проницаемости, по сравнению с областью частот с $f_{min} < 24$ ГГц, где характер дисперсии магнитной проницаемости имеет нормальный характер (действительная часть магнитной проницаемости спадает с ростом частоты, см. рисунок 2.21). Аналогичные зависимости подробно исследовались в работах [105, 106] для КМ на основе КЖ марки Р-100Ф2 и были связаны с существованием у частиц порошка КЖ так называемых магнитных мод *Aharoni*, обусловленных обменным взаимодействием.



а)



б)

Рисунок 2.26 – Расчетные частотные зависимости КО однослойных оптимальных РПП на металлической подложке на основе КМ с различной концентрацией магнитного наполнителя КЖ-3А без грунтовки (а) и с грунтовкой (б) при нормальном падении ЭМВ

Наличие слоя грунтовки заметно сказывается на характеристиках КО магнитного РПП только при высоких частотах. На рисунке 2.27 представлены расчетные зависимости величины глобального минимума КО покрытия (а), оптимальной толщины покрытия (б), частоты минимума КО покрытия (в), а также относительной широкополосности РПП по уровню КО

покрытия минус 20 дБ (ε) в зависимости от концентрации наполнителя КЖ-3А для однослойных РПП при нормальном падении ЭМВ на основе КМ, наполненных магнитным порошком КЖ-3А, от его объемной концентрации. На этом рисунке и далее - низкочастотная ветвь глобальных минимумов КО РПП в практически важном случае с грунтовкой соответствует синему цвету, высокочастотная – зеленому цвету. Зависимость частоты минимума КО магнитного покрытия от концентрации наполнителя очень близка к зависимости максимума мнимой части магнитной проницаемости КМ от концентрации наполнителя КЖ-3А (см. рисунок 2.21 ε).

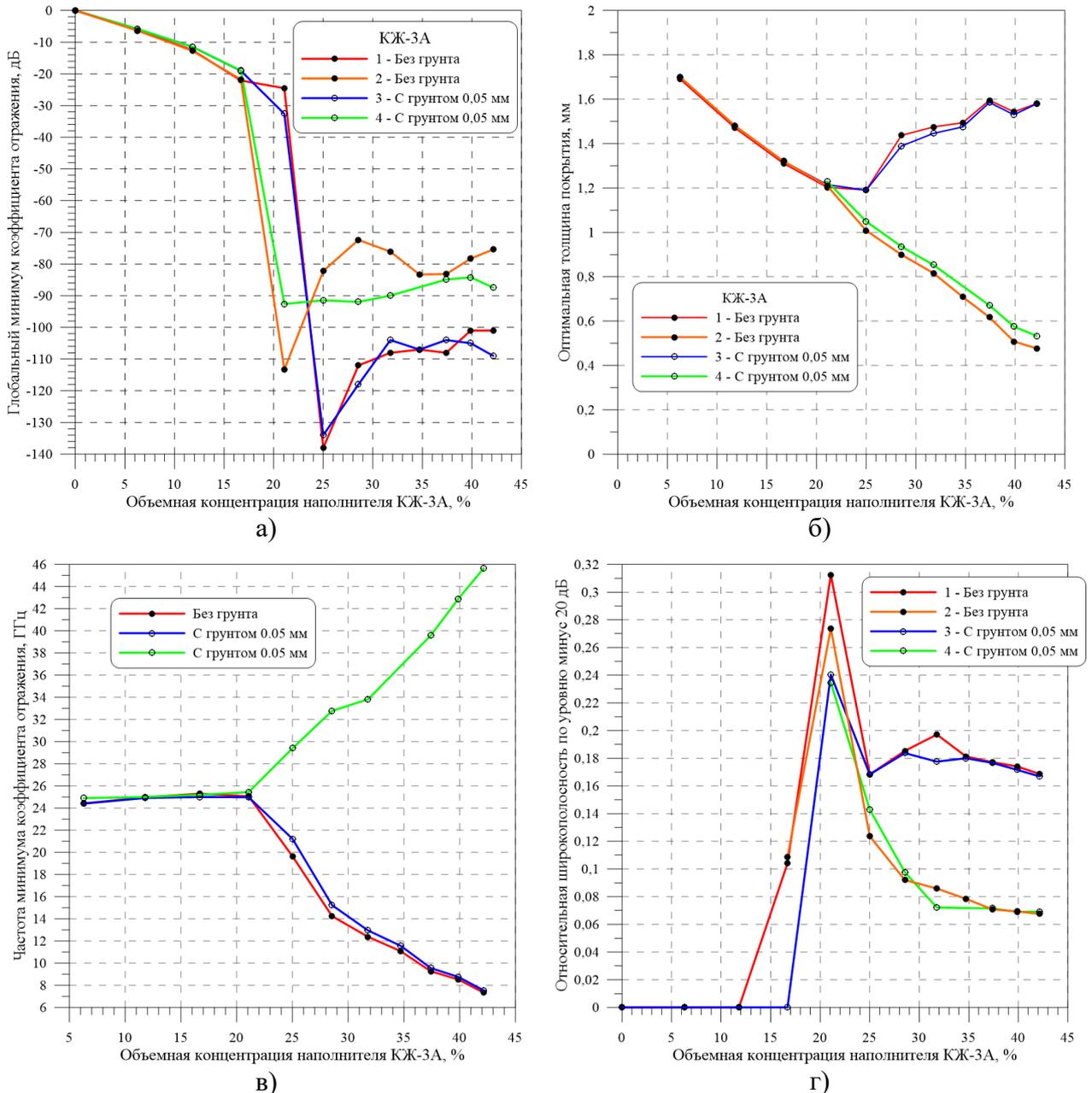


Рисунок 2.27 – Зависимости глобального минимума КО (а), оптимальной толщины (б), частоты минимума КО (в) и относительной широкополосности КО покрытия по уровню минус 20 дБ (г) однослойных магнитных РПП от концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А

При объемных концентрациях магнитного наполнителя КЖ-3А в покрытии от 22 до 42,15% с наличием грунтовок обеспечивается минимальное значение КО покрытий на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ ниже минус 50 дБ. В очень узкой полосе частот при этом обеспечивается экстремально низкое значение КО покрытий при нормальном падении ЭМВ менее минус 100 дБ (см. рисунок 2.26).

На рисунке 2.28 представлены зависимости оптимальной толщины однослойного покрытия (а), величины глобального минимума КО покрытия (б) и относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (в) от частоты минимума КО покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-3А.

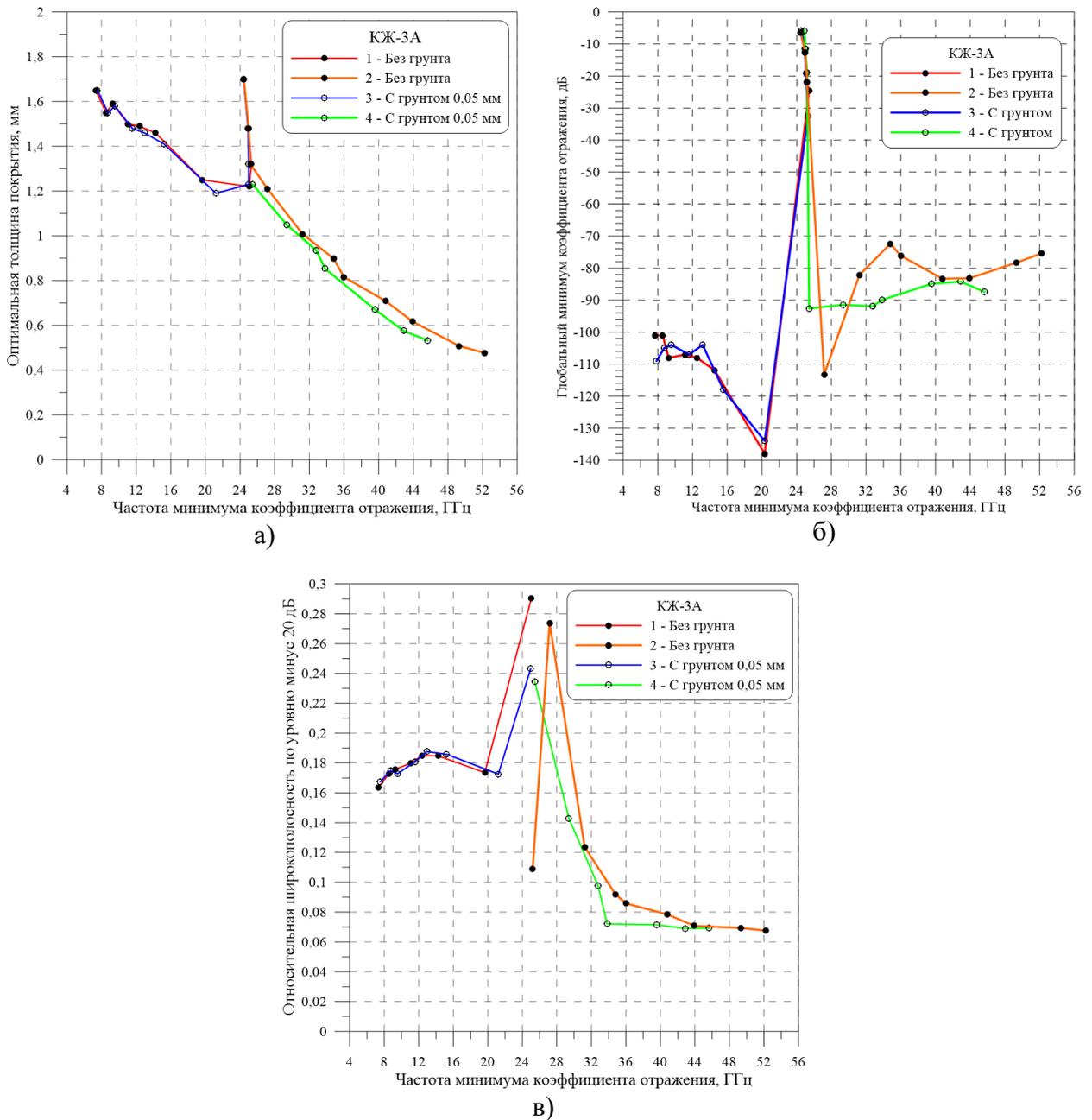


Рисунок 2.28 – Зависимости оптимальной толщины (а), величины глобального минимума КО (б) и относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (в) от частоты минимума КО однослойного покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-3А

Таким образом, на основе стабильного магнитного наполнителя КЖ-3А могут быть созданы высокоэффективные магнитные однослойные РПП с КО покрытия на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ не более минус 50 дБ при концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А от 22 до 42,15%. Такие покрытия имеют небольшую толщину (не более 1,6 мм), обладают относительной широкополосностью по уровню КО покрытия минус 20 дБ не менее 16% и перекрывают диапазон рабочих частот от 8 до 25 ГГц.

На рисунке 2.29 представлена реализованная на практике частотная зависимость КО одного из экспериментальных образцов однослойного магнитного РПП РАН-53 с магнитным наполнителем КЖ-3А на металлической подложке с грунтовкой при нормальном падении ЭМВ. Толщина образца с учетом толщины грунтовки составляет 1,60 мм. Объемная концентрация магнитного наполнителя КЖ-3А в образце составляет около $C_v = 38,6 \%$. Толщина экспериментального образца РПП РАН-53 – 1,60 мм, частота минимума КО покрытия - 9,09 ГГц и относительная широкополосность КО покрытия 0,167 по уровню минус 20 дБ очень близки к расчетным оптимальным значениям параметров, представленным на рисунках 2.27 и 2.28 для данной концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А. Величина достигнутого минимума КО РПП РАН-53 (минус 62 дБ) не дотягивает до предельно возможного расчетного минимума КО покрытия (минус 102 дБ, см. рисунок 2.27а), что может быть обусловлено недостаточно оптимальной толщиной покрытия (необходима точность формирования толщины покрытия до нескольких мкм), а также с ограниченной метрологической точностью измерений КО образца РПП РАН-53 в свободном пространстве по методике измерений МИ 29012159-30008-2010 (см. главу 1).

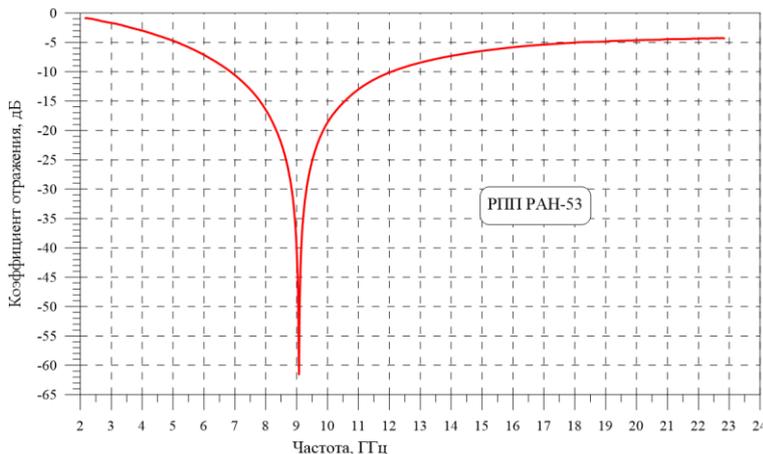


Рисунок 2.29 – Экспериментальная частотная зависимость КО РПП РАН-53 с грунтовкой на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

Как показывают результаты электродинамического моделирования, однослойные магнитные РПП на основе магнитного наполнителя КЖ-3А вблизи частоты, соответствующей глобальному минимуму КО на металлической подложке, имеют слабое отличие угловых зависимостей КО покрытия при параллельной (НН) и перпендикулярной (VV) поляризации излучения, что является нетривиальным результатом. В качестве примера на рисунке 2.30

приведены зависимости КО РПП РАН-53 при частоте 9,0 ГГц (вблизи глобального минимума КО покрытия) от угла падения ЭМВ при параллельной (сплошная линия) и перпендикулярной (пунктирная линия) поляризации излучения. Заметное отличие КО РПП РАН-53 для двух поляризаций излучения наблюдается только лишь при углах падения ЭМВ в диапазоне $0^{\circ} < \varphi < 10^{\circ}$, а в диапазоне углов падения ЭМВ $10^{\circ} < \varphi < 90^{\circ}$ отличия КО РПП РАН-53 при двух поляризациях излучения не существенны.

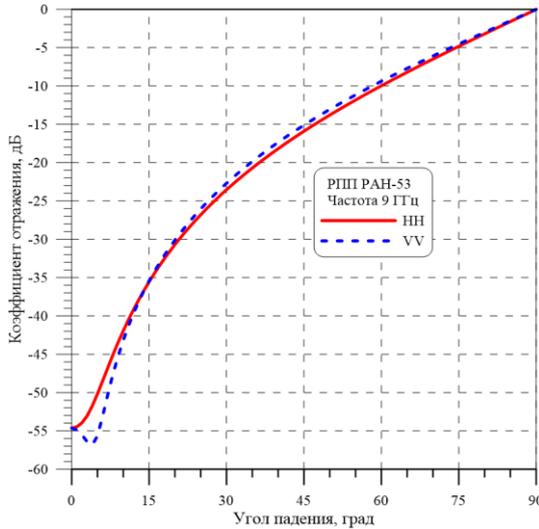


Рисунок 2.30 – Зависимость КО РПП РАН-53 на металлической подложке от угла падения ЭМВ при двух поляризациях излучения при частоте 9 ГГц

Из рисунка 2.30 следует, что РПП РАН-53 на металлической подложке имеет КО менее 10 дБ при углах падения ЭМВ $0^{\circ} < \varphi < 60^{\circ}$ независимо от поляризации излучения, что является превосходным результатом для однослойного магнитного покрытия.

РПП РАН-53 было предложено использовать на элементах конструкции антенны метеолокатора, а также антенного отсека под радиопрозрачным обтекателем самолета Ту-134М и RRJ-100 с целью снижения паразитных переотражений ЭМВ внутри отсека и улучшения диаграммы направленности антенны метеолокатора.

Все приведенные выше значения параметров однослойных магнитных покрытий с наполнителем КЖ-3А представлены при нормальных условиях, при комнатной температуре $+23^{\circ}\text{C}$. Для оценки влияния температуры РПП РАН-53 на значения его КО был проведено измерение частотной зависимости КО РПП РАН-53 при нормальном падении ЭМВ при различных значениях температур в диапазоне от минус 70°C до $+180^{\circ}\text{C}$ (рисунок 2.31).

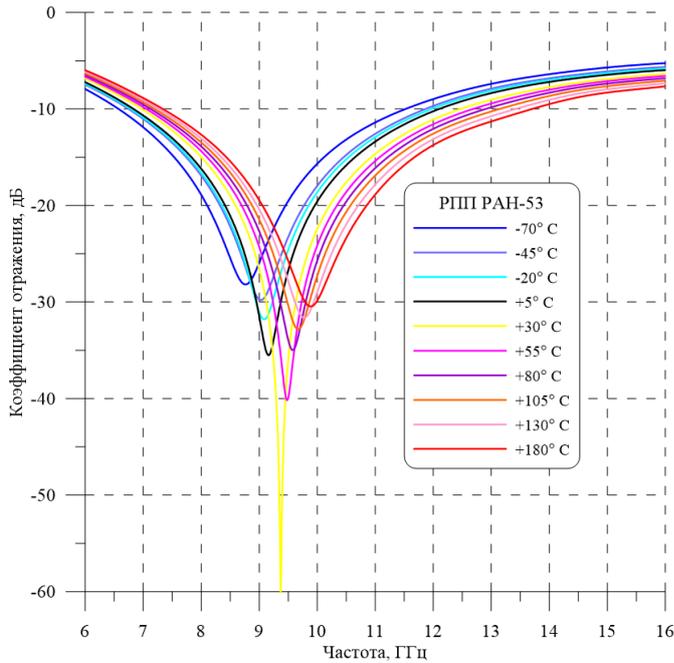


Рисунок 2.31 – Частотные зависимости КО РПП РАН-53 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ при различных значениях температур покрытия

В этом широком диапазоне рабочих температур минимум КО РПП РАН-53 изменяется в пределах 1 ГГц, глубина минимума не поднимается выше минус 28 дБ, а значения КО РПП при частоте 9 ГГц не поднимаются выше минус 20 дБ. Экспериментально выявленная заметная температурная зависимость КО РПП РАН-53 обусловлена термическим линейным расширением магнитного композитного материала, а также незначительным изменением его материальных параметров и не может быть устранена никоим образом.

На рисунке 2.32 представлена реализованная на практике частотная зависимость КО другого экспериментального образца однослойного магнитного РПП РАН-100 с магнитным наполнителем КЖ-3А на металлической подложке с грунтовкой при нормальном падении ЭМВ. Объемная концентрация магнитного наполнителя КЖ-3А в покрытии составляет около $C_v=21\%$. Толщина экспериментального образца РПП РАН-100 – 1,15 мм с учетом грунтовки, диапазон частот, соответствующих минимуму КО покрытия, 24-28 ГГц и относительная широкополосность покрытия 0,26 очень близки к расчетным оптимальным значениям параметров покрытия, представленных на рисунках 2.27 и 2.28 для данной концентрации магнитного наполнителя КЖ-3А.

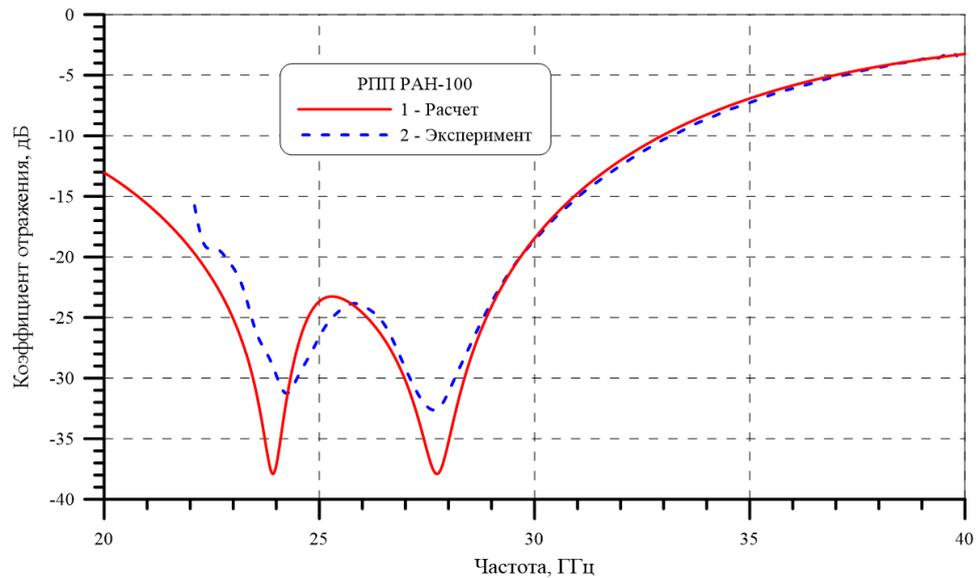


Рисунок 2.32 – Частотные зависимости КО РПП РАН-100 с грунтовкой при нормальном падении ЭМВ (кривая 1 – расчетная зависимость для образца материала покрытия, кривая 2 – экспериментальная зависимость для образца покрытия на металлической подложке)

На рисунке 2.33 представлена расчетная двумерная картина уровней КО РПП РАН-100 в зависимости от толщины покрытия и частоты излучения, полученная расчетным путем из параметров материала покрытия без учета толщины грунтовки. Из рисунка 2.33 наглядно видно, что суммарная толщина покрытия РАН-100 около 1,22 мм (без учета грунтовки) является наиболее подходящей для получения двух локальных минимумов КО с минимальными значениями менее минус 30 дБ. При такой толщине покрытия обеспечивается максимальная широкополосность РПП РАН-100 по уровню КО покрытия менее минус 20 дБ.

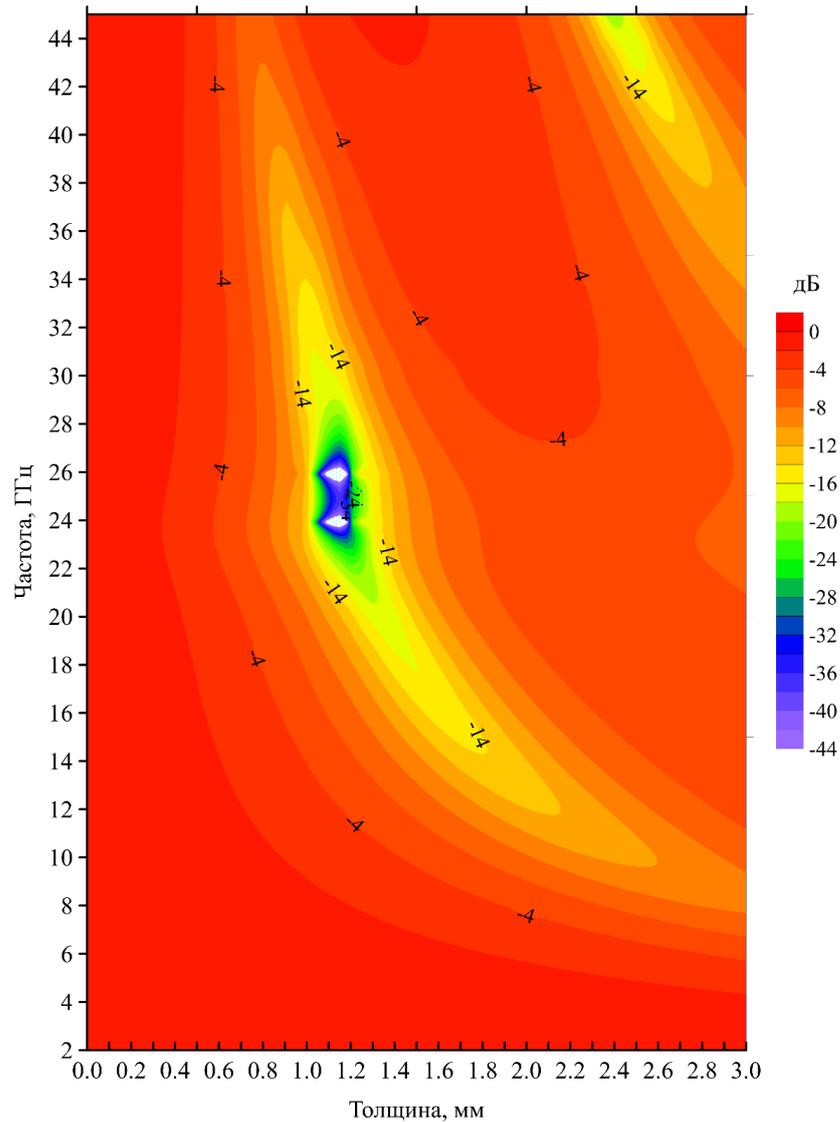


Рисунок 2.33 – Двумерная картина уровней КО РПП РАН-100 (без учета грунтовки) на металлической подложке в зависимости от толщины покрытия и частоты ЭМВ

Рассчитанные угловые зависимости КО РПП РАН-100 (без учета грунтовки) при перпендикулярной и параллельной поляризации излучения представлены на рисунках 2.34а и 2.34б, соответственно. Угловые зависимости КО РПП РАН-100 при обеих поляризациях излучения свидетельствуют, что РПП РАН-100 сохраняет широкополосность КО по уровню минус 20 дБ в полосе частот от 22 до 29 ГГц при углах падения ЭМВ до 30 град от нормали к покрытию. При этом при параллельной поляризации излучения ЭМВ сохраняются критически низкие значения КО покрытия менее минус 30 дБ в полосе частот от 23 до 28 ГГц при углах падения ЭМВ до 30 град от нормали к покрытию.

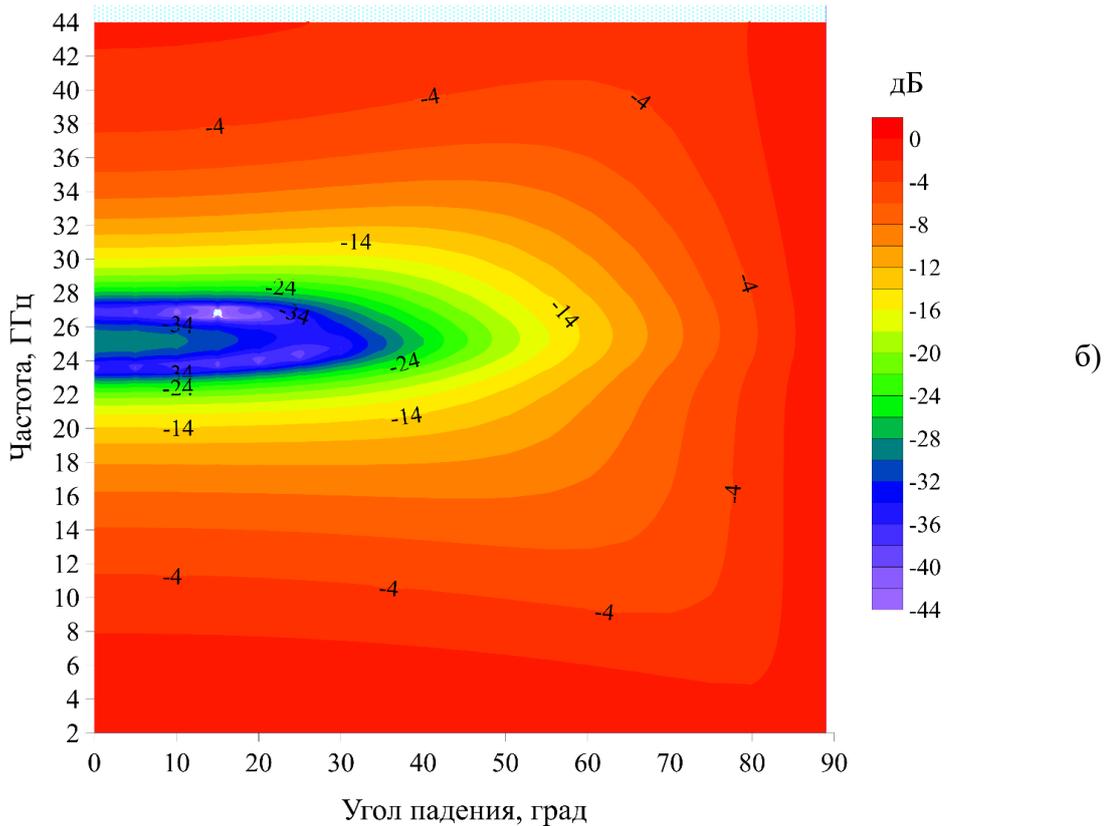
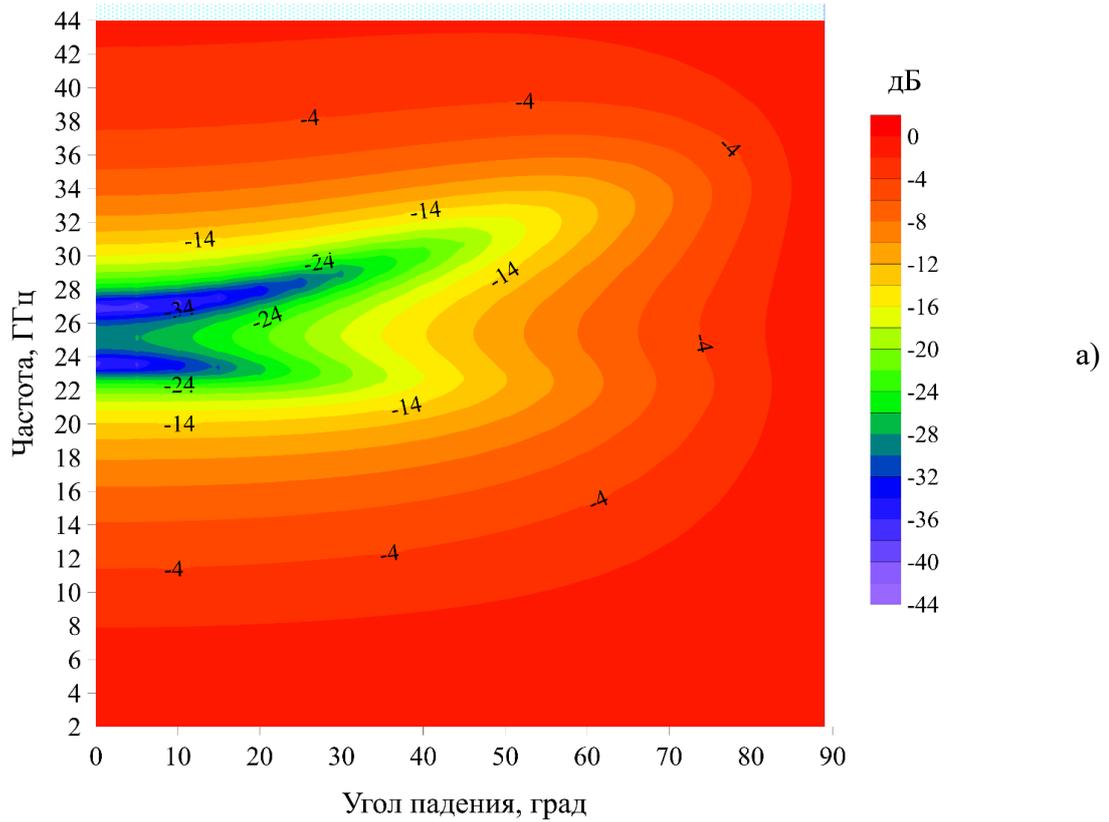


Рисунок 2.34 – Двумерная картина уровней КО РПП РАН-100 (без грунтовки) на металлической подложке в зависимости от угла падения и частоты ЭМВ при перпендикулярной (а) и параллельной (б) поляризации излучения

2.6 Модификация СВЧ свойств порошка карбонильного железа методом мокрого помола

2.6.1 Основные свойства метода мокрого помола порошка карбонильного железа

Как отмечалось выше, разработанный метод сухого помола порошка КЖ позволяет стабилизировать его электрофизические характеристики за счет процессов дезагломерации и пассивации поверхности частиц порошка КЖ двуокисью кремния SiO_2 . В процессе сухого помола порошка КЖ не происходит изменения формы исходных сфероидальных частиц, за счет чего диэлектрическая проницаемость КМ, наполненных порошком магнитного наполнителя КЖ-3А, остается на достаточно стабильно низком уровне. С целью значительной деформации частиц порошка железа, и как следствие, повышения дипольного электрического и магнитного моментов частиц порошка железа, был разработан метод мокрого помола порошка КЖ в шаровой мельнице в присутствии жидкой среды и в атриторе [21]. Внешний вид типового атритора отечественного производства «Брянск-М» представлен на рисунке 2.35. Основными элементами конструкции атритора являются помольная цилиндрическая камера (1), ворошитель (2) и металлические шары (3).

В качестве помольной среды использовался экологически безвредный этиловый или изопропиловый спирт. Несжимаемые свойства жидкости позволяют реализовать огромное удельное давление на частицы порошка КЖ, находящиеся между металлическими шарами в жидкой среде, что приводит к сильной деформации частиц КЖ и появлению частиц железа пластинчатой формы. При этом происходит значительное снижение насыпной плотности и рост удельной поверхности порошка модифицированного железа.

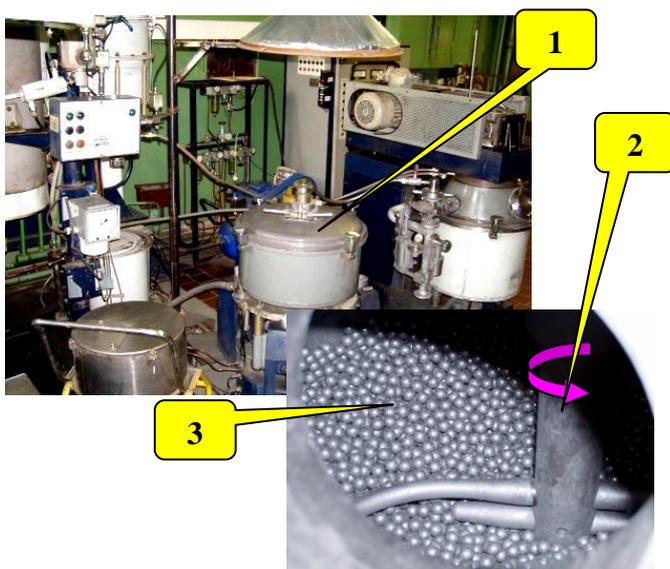


Рисунок 2.35 – Внешний вид атритора «Брянск-М»

Внешний вид частиц модифицированного железа после мокрого помола в атриторе представлен на рисунке 2.36. Как показали электронные фотографии, частицы порошка КЖ после мокрого помола имеют пластинчатую форму с линейными размерами до 10 мкм и выше и толщиной до 0,1 мкм.

С целью повышения однородности свойств частиц порошка КЖ при мокром помоле происходит постоянная рециркуляция (перемешивание) жидкой пульпы (смесь порошка КЖ и спирта) диафрагменным насосом, что позволяет исключить оседание тяжелого порошка КЖ на дно в процессе мокрого помола.

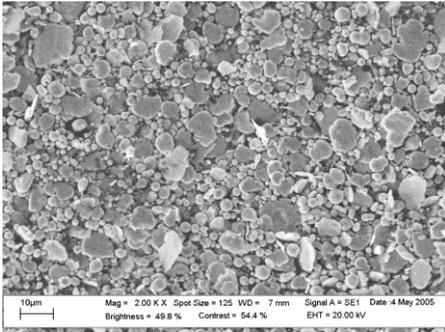


Рисунок 2.36 - Внешний вид частиц порошка КЖ марки Р-20 после мокрого помола в атриторе «Брянск-М» в течение 7 часов

Основными параметрами, характеризующими процесс мокрого помола КЖ являются: масса M металлических шаров, масса m загружаемого порошка КЖ, обороты n ворошителя, время T мокрого помола, объем заливаемого спирта и время рециркуляции жидкой пульпы. В дальнейшем будем характеризовать эффективность мокрого помола порошка КЖ удельной (на 1 кг порошка КЖ) кинетической энергией мокрого помола

$$E = M n^2 / m . \quad (2.6)$$

Размерность удельной кинетической энергии E мокрого помола [c^{-2}]. В зависимости от величины E будем классифицировать мокрый помол порошка КЖ по энергетике на три вида

- Низкоэнергетичный мокрый помол $E < 50 c^{-2}$,
- Среднеэнергетичный мокрый помол $50 < E < 100 c^{-2}$,
- Высокоэнергетичный мокрый помол $E > 100 c^{-2}$.

Для каждого из трех типов мокрого помола порошка КЖ производилась оптимизация параметров процесса мокрого помола КЖ с целью получения порошка модифицированного железа с заданными свойствами, а именно, массы шаровой загрузки и массы порошка КЖ, числа оборотов в минуту ворошителя и времени мокрого помола. На рисунке 2.37 представлены типичные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного порошком модифицированного КЖ марки Р-20 с концентрацией $C_v=37\%$, прошедшего мокрый помол в атриторе «Брянск-М» в течение 7 час с удельной кинетической энергией помола $E=70 c^{-2}$.

Как видно из графиков на рисунке 2.37 после мокрого помола порошка КЖ марки Р-20 происходит значительное увеличение диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, наполненных модифицированным порошком КЖ (сравнить с исходным порошком КЖ марки Р-20, рисунок 2.4б). Максимум магнитных потерь КМ наблюдается вблизи частоты 4 ГГц.

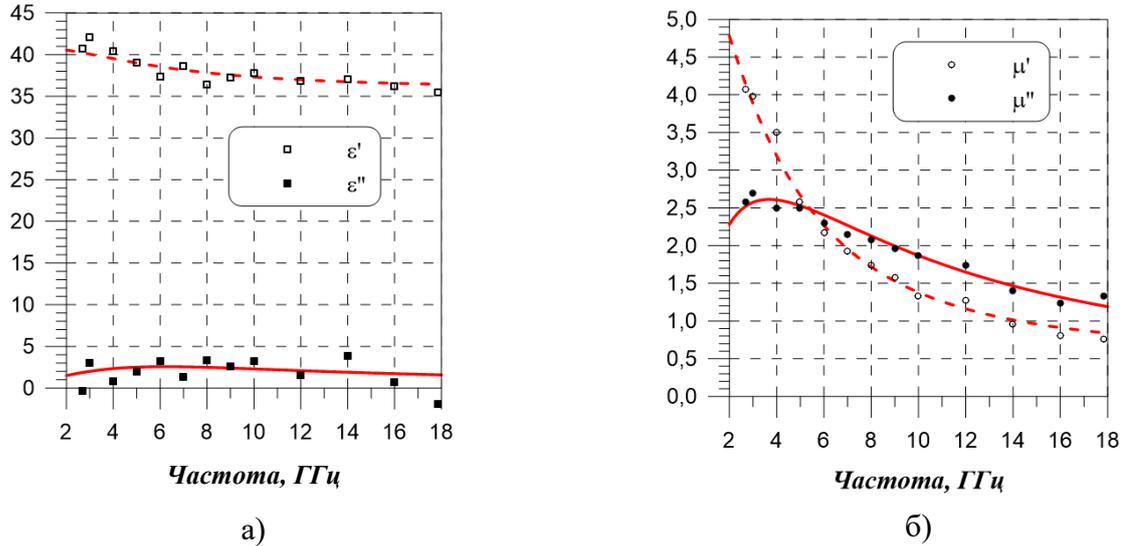


Рисунок 2.37 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного модифицированным порошком КЖ марки Р-20 после мокрого помола в аттриторе «Брянск-М» в течение 7 часов с концентрацией $C_v=37\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) (а) и (2.2) (б))

2.6.2 Мониторинг процесса мокрого помола порошка карбонильного железа в аттриторе

Для достижения заданных СВЧ характеристик модифицированного порошка КЖ после мокрого помола разработан мониторинг процесса мокрого помола порошка КЖ, который позволяет корректировать время мокрого помола непосредственно во время технологического процесса мокрого помола порошка КЖ. Необходимость такой корректировки связана, как с разбросом параметров исходного порошка КЖ (различные партии исходного КЖ с разными свойствами), так и с постепенным износом ворошителя и металлических закаленных шаров аттритора при эксплуатации. Суть процесса мониторинга состоит в прямом измерении затухания монохроматического СВЧ сигнала частотой около 4 ГГц (область максимума магнитных потерь КМ, см. рисунок 2.37) в слое жидкой пульпы (смеси этилового спирта и порошка КЖ) в процессе мокрого помола.

На рисунке 2.38 приведен внешний вид встроенной в аттриторную установку измерительной СВЧ ячейки, состоящей из двух коаксиально-волноводных переходов (КВП) (1, 2), обжимающих тонкостенный пластиковый шланг (3) с жидкой пульпой, находящихся в магистрали рециркуляции пульпы аттритора. Зазор между фланцами волноводов КВП составляет

15 мм. Невысокая диэлектрическая проницаемость этилового спирта (рисунок 1.6) при частоте 4 ГГц позволяет рассчитывать, что эквивалентные потери СВЧ сигнала в жидкой пульпе будут, в основном, определяться изменяющимися в процессе мокрого помола магнитными и диэлектрическими потерями порошка модифицированного КЖ. Однако, большой тангенс диэлектрических потерь этилового спирта на частоте 4 ГГц (больше единицы) и его зависимость от температуры среды (см. рисунок 1.6), ставят необходимым условие корректировки результатов измерения затухания СВЧ сигнала в слое в пульпы на температуру пульпы, изменяющейся, как в процессе мокрого помола, так и в различные времена года из-за разницы температур охлаждающей воды в рубашке атритора.

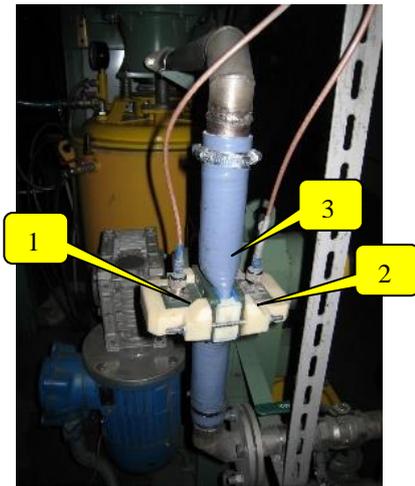


Рисунок 2.38 – Внешний вид СВЧ измерительной ячейки мониторинга мокрого помола порошка КЖ (1, 2 – КВП, 3 – пластиковый шланг)

Разработанное программное обеспечение предназначено для отслеживания эволюции коэффициента передачи S_{12} СВЧ сигнала между двумя КВП, обжимающими шланг с жидкой пульпой, контроля температуры среды помола, прогнозирования времени окончания мокрого помола и хранения полученных результатов мокрого помола. Измерительная блок-схема мониторинга мокрого помола порошка КЖ в атриторе представлена на рисунке 2.39.

Коэффициент передачи S_{12} СВЧ сигнала частотой около 4 ГГц через два КВП (3) с заполненным пульпой пластиковым шлангом между ними измеряется ВАЦ ZVL6 (6), результаты измерений модуля S_{12} передаются по локальной сети (штрих-пунктирная линия, соединяющая (6) и (7)) на персональный компьютер (ПК) (7).

Аналоговый сигнал (напряжение) с термодатчика (5) оцифровывается платой сбора данных (8) и передается в ПК по интерфейсу USB (штрихпунктирная линия (8) – (7)), где из него рассчитывается температура пульпы. Постоянное напряжение питания 5 В поступает на датчик температуры от блока питания (10).

Для исключения влияния нестабильности сетевого питания на результаты измерений питание от сети 220 В (11) поступает на источник бесперебойного питания (9), от которого питаются ПК (7), ВАЦ (6) и блок питания датчика температуры (10).

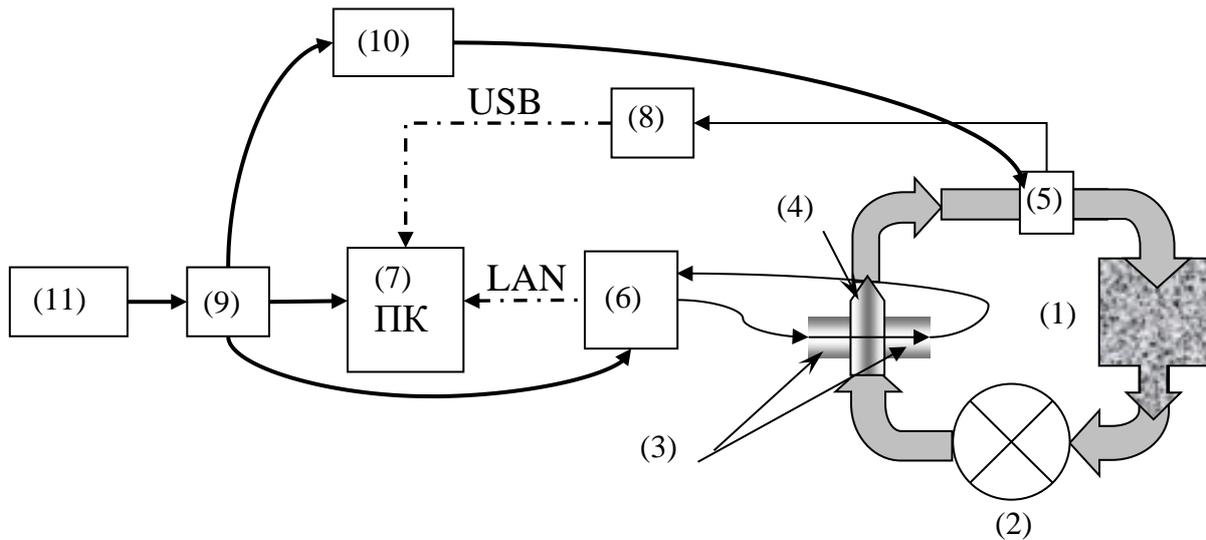


Рисунок 2.39 – Измерительная блок-схема мониторинга мокрого помола:

1 - аттриктор, 2 - диафрагменный насос, 3 - коаксиально-волноводные переходы, 4 - пластиковый радиопрозрачный шланг, 5 - аналоговый терморезистивный датчик температуры AD2200, 6 - ВАЦ ZVL6, 7 - персональный компьютер, 8 - плата сбора данных NI 9215 в интерфейсном модуле NI USB 9162, 9 - источник бесперебойного питания, 10 - блок питания датчика температуры, 11 - сеть переменного тока 220 В

При проведении измерений получают «сырые» данные коэффициента передачи W_R [дБ] ЭМВ между двумя КВП и температуры пульпы T [°C] в зависимости от времени мокрого помола t (рисунок 2.40). Вводится поправка к коэффициенту передачи W_T при данной температуре пульпы T :

$$W_T = W_R + k_T(T - T_0), \quad (2.7)$$

где температура T_0 измеряется в момент времени «**Начало аппроксимации**» (как правило, один час после начала мокрого помола), коэффициент k_T – температурный коэффициент, $k_T = 0,15$ дБ/°C (определяется экспериментально, зависит от типа оборудования). После введения поправки примерный вид зависимости коэффициента передачи ЭМВ $W_T(t)$ между двумя КВП от времени мокрого помола приведен на рисунке 2.41.

Процесс обработки данных измерений запускается в момент, когда время измерений будет больше или равно указанному времени «**Конец аппроксимации**» (как правило, два часа). От «**Начала аппроксимации**» t_{start} до текущего момента времени результаты измерений коэффициента передачи $W_T(t)$ аппроксимируются прямой линией, рассчитывается угол наклона $tg a$ этой прямой линии к оси абсцисс. Линия продлевается до пересечения с осью ординат и определяется начальное значение коэффициента передачи W_0 после аппроксимации.

Время окончания процесса мокрого помола t_{fin} определяется моментом, когда продолжение аппроксимирующей прямой опустится на величину сдвига $delta(T)$ ниже значения W_0 :

$$W_T(t_{fin}) = W_0 - delta(T);$$

$$t_{fin} = -delta(T) / tg a . \quad (2.8)$$

Знак минус в формуле (2.8) учитывает уменьшение коэффициента передачи $W_T(t)$ со временем. Величина сдвига $delta(T)$ зависит от температуры по закону:

$$delta(T) = delta_0 + k_d(T - T_d) = \text{дельта} + \text{поправка}(T). \quad (2.9)$$

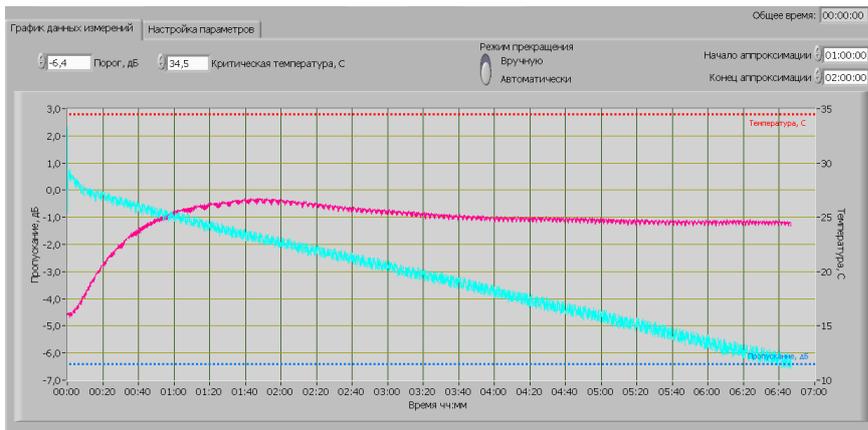


Рисунок 2.40 – Внешний вид окна «График данных измерений» при проведении мониторинга процесса мокрого помола (голубая кривая – коэффициент передачи при частоте 4 ГГц, малиновая кривая – температура пульпы)

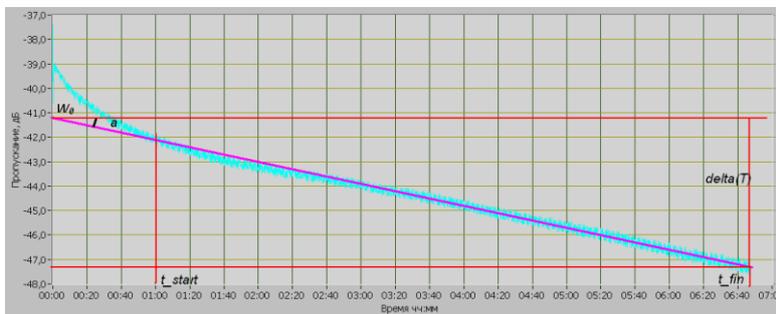
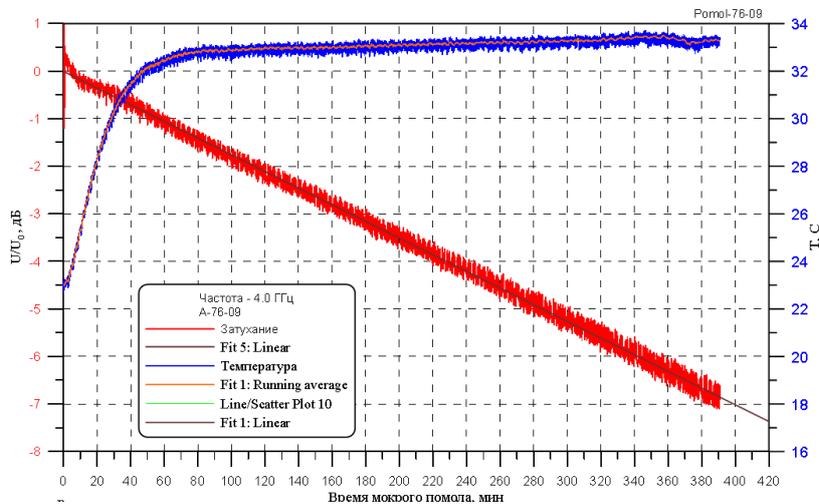


Рисунок 2.41 – Аппроксимация данных измерений коэффициента передачи при проведении мониторинга мокрого помола. Фиолетовая кривая – аппроксимирующая прямая по данным измерений (голубая кривая)

Постоянная величина $delta_0$ – постоянный сдвиг дельта ($delta_0 = 6,8$ дБ), k_d – температурный коэффициент сдвига ($k_d = 0,058$ дБ/°С), T_d – базовая температура пульпы ($T_d = 34$ °С), $k_d(T - T_d)$ – поправка с сдвигу, зависящая от температуры по линейному закону. Расчет времени окончания помола t_{fin} производится при добавлении на график каждого нового значения $W_T(t)$ с целью уточнения времени окончания мокрого помола. Для удобства отображения после первого расчета производится сдвиг графика $W_T(t)$ на величину W_0 , $W_T(t) = W_T(t) - W_0$. Прогнозируемое конечное значение коэффициента передачи $W_T(t_{fin})$ примерно равно $-delta(T)$. Заметим, что используемые здесь численные значения различных коэффициентов определены статистически по результатам многочисленных партий мокрого помола порошка КЖ для конкретного типа технологического оборудования.

На рисунке 2.42 представлены данные временной эволюции коэффициента передачи СВЧ сигнала между двумя КВП при частоте около 4 ГГц и температуры пульпы в процессе одного из типичных мокрых помолов порошка КЖ.



Из графиков, представленных на рисунке 2.42 следует, что при заполнении пластикового шланга пульпой, коэффициент передачи СВЧ сигнала при частоте около 4 ГГц между двумя КВП снижается более чем на 10 дБ, и в процессе мокрого помола порошка КЖ продолжает медленно снижаться еще на 5 дБ. Температура рабочей среды (пульпы) изменяется во время мокрого помола более чем на 12°, и, несмотря на это, с помощью поправочных коэффициентов удастся практически линеаризовать зависимость коэффициента передачи ЭМВ между двумя КВП от времени мокрого помола, и таким образом, корректно определить время окончания мокрого помола.

Основные особенности мокрого помола порошка карбонильного железа Р-20

При мокром помоле порошка КЖ марки Р-20, как правило, использовались среднеэнергетичные мокрые помолы с энергией $E=70 \text{ с}^{-2}$ на атриторе «Брянск-М». Электронная фотография частиц порошка КЖ марки Р-20, прошедших такой мокрый помол в течение $T=7$ час, представлена на рисунке 2.43 (будем называть такой магнитный наполнитель – магнитный наполнитель КЖ-1).

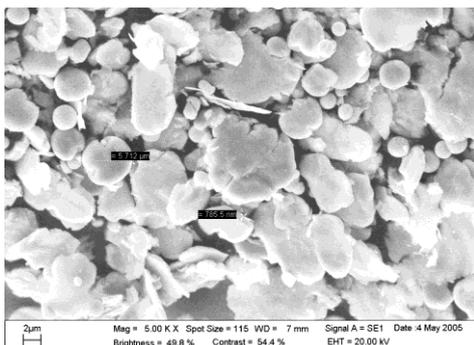


Рисунок 2.43 – Внешний вид частиц порошка КЖ марки Р-20 после мокрого помола в течение 7 часов на атриторе «Брянск-М» с энергией 70 с^{-2} (магнитный наполнитель КЖ-1)

Из данной фотографии видно, что большая часть частиц порошка КЖ марки Р-20 после мокрого помола имеет пластинчатую форму размерами 5-10 мкм, толщина частиц порошка составляет менее 1 мкм. Характерные материальные параметры диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного порошком магнитного наполнителя КЖ-1 с концентрацией $C_v=37\%$, представлены на рисунке 2.44а.

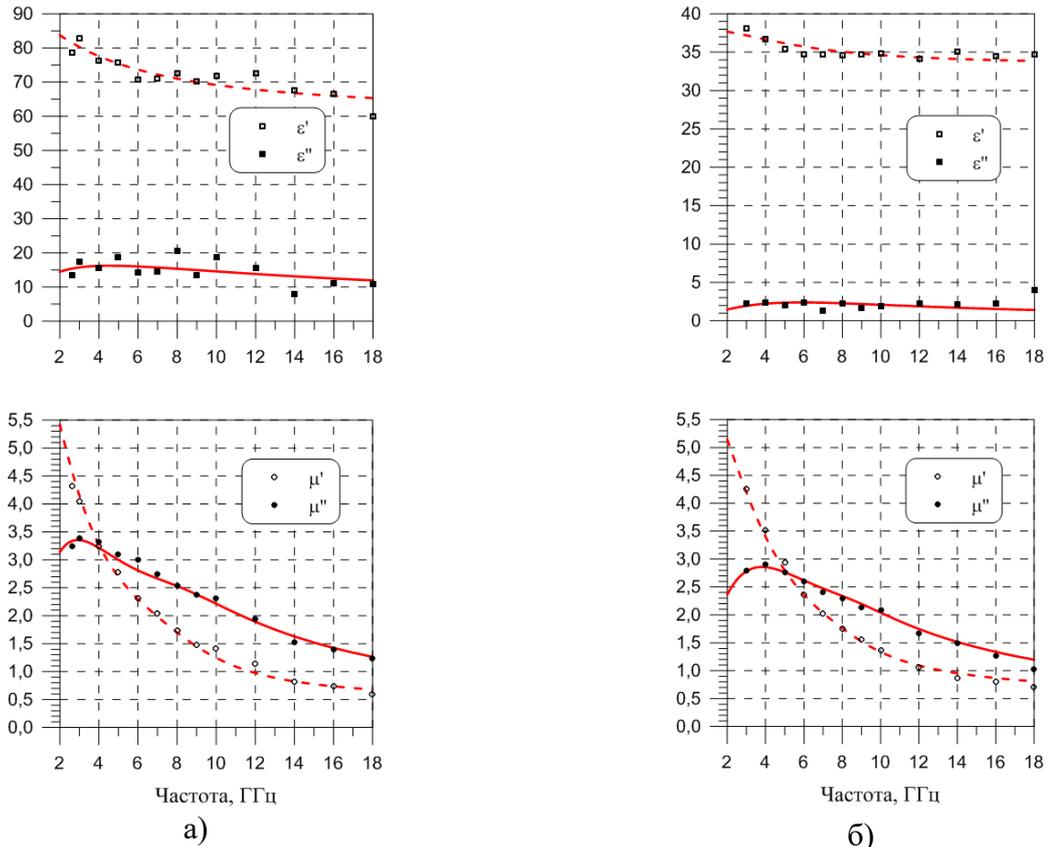


Рисунок 2.44 – Частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного модифицированным карбонильным железом КЖ-1 (а) и КЖ-2 (б) с концентрацией $C_v = 37\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Высокие значения диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь КМ с магнитным наполнителем КЖ-1, несмотря на высокие магнитные потери, являются неприемлемыми для целого ряда практических приложений.

С учетом предыдущего практического опыта, для стабилизации диэлектрических потерь КМ, наполненных модифицированным магнитным наполнителем КЖ-1 была также предложена дополнительная механическая обработка порошка магнитного наполнителя КЖ-1 – совместный сухой помол порошка КЖ-1 с добавлением аэросила в шаровой мельнице. Магнитный наполнитель КЖ-1 после длительного сухого помола обладает радикально сниженными

диэлектрическими потерями и незначительно сниженными магнитными потерями (рисунок 2.44б). Электронную фотографию частиц порошка этого наполнителя см. на рисунке 2.45.

Из рисунка 2.45 видно, что после сухого помола пластинчатых частиц порошка магнитного наполнителя КЖ-1, полученных путем мокрого помола порошка КЖ марки Р-20 в аттриторе, происходит разламывание больших чешуек железа, их частичное закатывание в шарики и процесс слипания частиц друг с другом. Последнему процессу значительно препятствует наличие в помольной среде порошка аэросила.

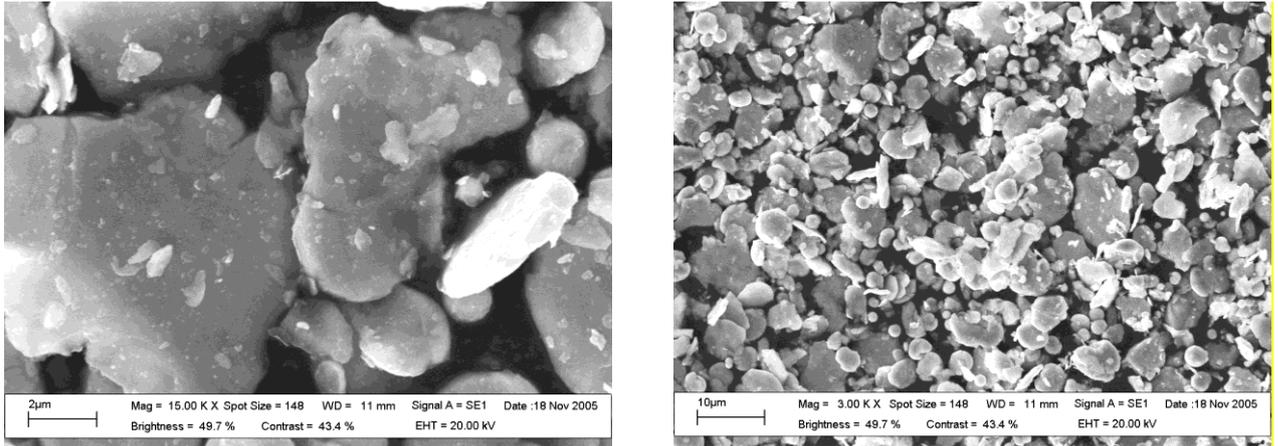


Рисунок 2.45 – Электронные фотографии частиц порошка магнитного наполнителя КЖ-1 после длительного сухого помола в шаровой мельнице с аэросилом (наполнитель КЖ-2)

Магнитный наполнитель, полученный из магнитного наполнителя КЖ-1 путем длительного сухого помола в шаровой мельнице с добавлением аэросила будем называть в дальнейшем магнитным наполнителем типа **КЖ-2**. Частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного порошком магнитного наполнителя КЖ-2 представлены на рисунке 2.44б.

2.7 Магнитный наполнитель КЖ-2

Как отмечалось в предыдущем параграфе, эффективным способом стабилизации электрофизических свойств порошка магнитного наполнителя КЖ-1 является сухой помол последнего с добавлением аэросила в шаровой мельнице. Рассмотрим теперь особенности более производительного и технологически удобного сухого помола порошка модифицированного железа КЖ-1 в вибромельнице, который, в дальнейшем, будет основным для изготовления магнитного наполнителя КЖ-2.

Анализ представленных зависимостей электрофизических параметров КМ, наполненных порошком модифицированного железа КЖ-1, прошедшим сухой помол с аэросилом в

вибромельнице показывает, что шары небольшого диаметра оказывают более мягкое воздействие на снижение магнитной проницаемости модифицированного железа КЖ-1 при одновременно значительном снижении диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь КМ. В дальнейшем, сухой помол порошка магнитного наполнителя КЖ-1 в вибромельнице будет принят за основу для производства магнитного наполнителя **КЖ-2** из наполнителя **КЖ-1**. Типичные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ с наполнителем КЖ-2, полученным таким технологическим способом, представлены на рисунке 2.46.

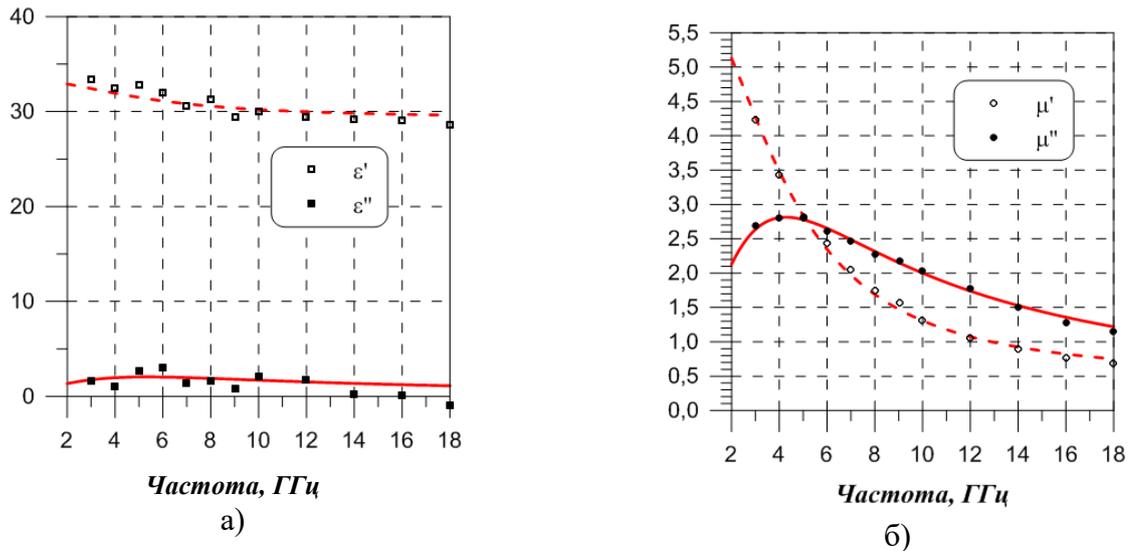


Рисунок 2.46 – Типичные частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука с порошком магнитного наполнителя КЖ-2 с концентрацией $C_v=37\%$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) (а) и (2.2) (б))

2.7.1 Зависимость материальных параметров композитов, наполненных магнитным наполнителем КЖ-2 от его концентрации

Исследуем возможность создания однослойных оптимальных РПП для нормального падения ЭМВ на основе КМ, наполненных порошком магнитного наполнителя КЖ-2 с высокими магнитными потерями с различной концентрацией. Для этого рассмотрим зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука, наполненного стабильным порошком магнитного наполнителя КЖ-2, от концентрации наполнителя.

На рисунке 2.47 представлены частотные зависимости действительной части диэлектрической проницаемости (а), мнимой части диэлектрической проницаемости (б), действительной части магнитной проницаемости (в) и мнимой части магнитной проницаемости (г) КМ, наполненных порошком магнитного наполнителя КЖ-2 при различных объемных

концентрациях наполнителя от 12,1 до 35,2 %.

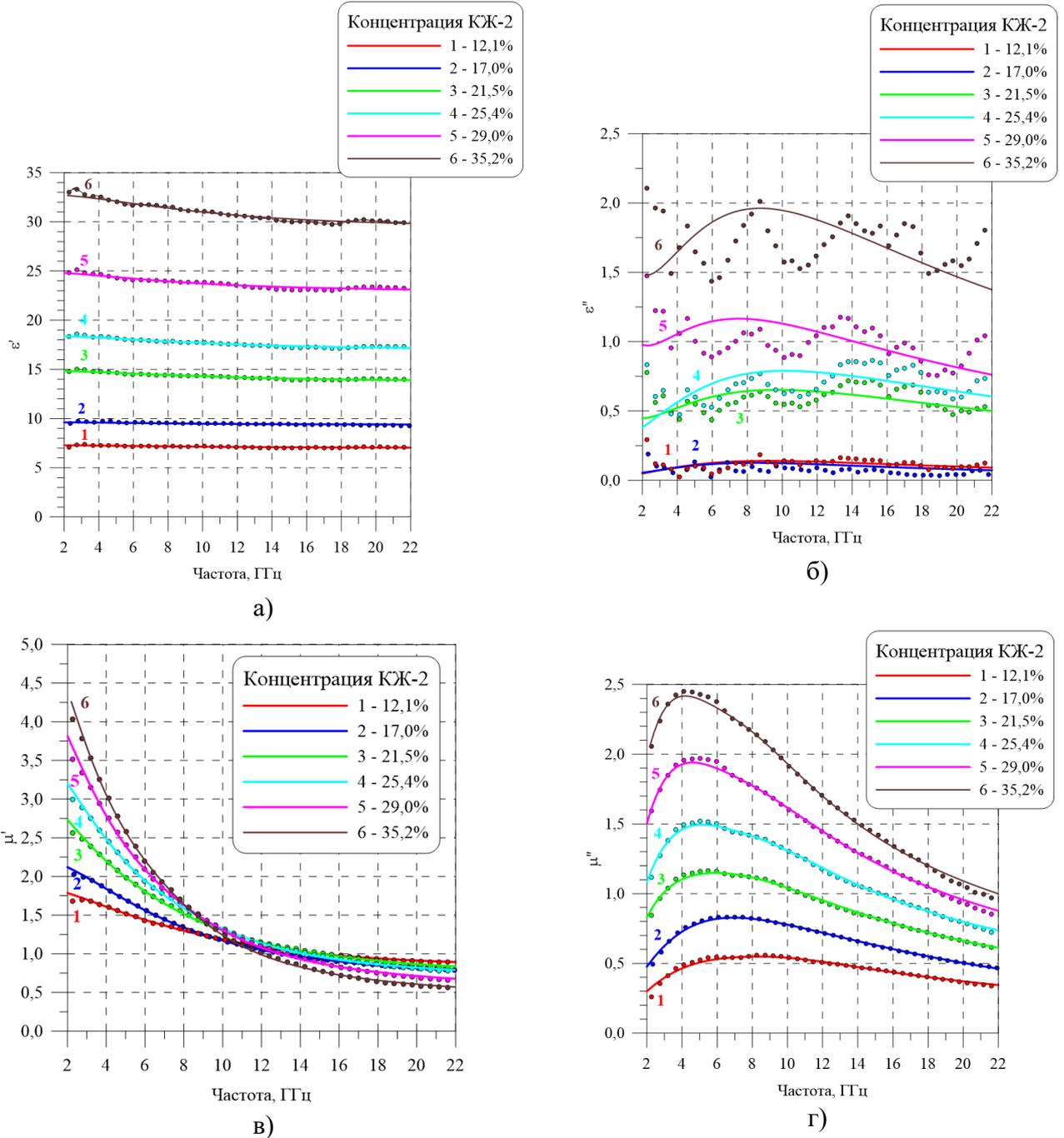


Рисунок 2.47 – Частотные зависимости действительной (*а*) и мнимой (*б*) части диэлектрической проницаемости, действительной (*в*) и мнимой (*г*) части магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука с порошком магнитного наполнителя КЖ-2 различной концентрации (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Точками на графиках изображены результаты измерений, сплошными кривыми – аналитические функции аппроксимации результатов измерений с минимальным значением функции невязки. Предельная концентрация порошка магнитного наполнителя КЖ-2 равная 35,2% в КМ еще обеспечивает приемлемые для практических задач физико-механические свойства материала.

Действительная часть диэлектрической и магнитной проницаемости КМ растет с увеличением концентрации магнитного наполнителя КЖ-2 по логарифмическим законам. На рисунке 2.48 представлена зависимость действительной части диэлектрической проницаемости (а), и действительной части магнитной проницаемости (б) КМ при частоте 3 ГГц от объемной концентрации магнитного наполнителя КЖ-2.

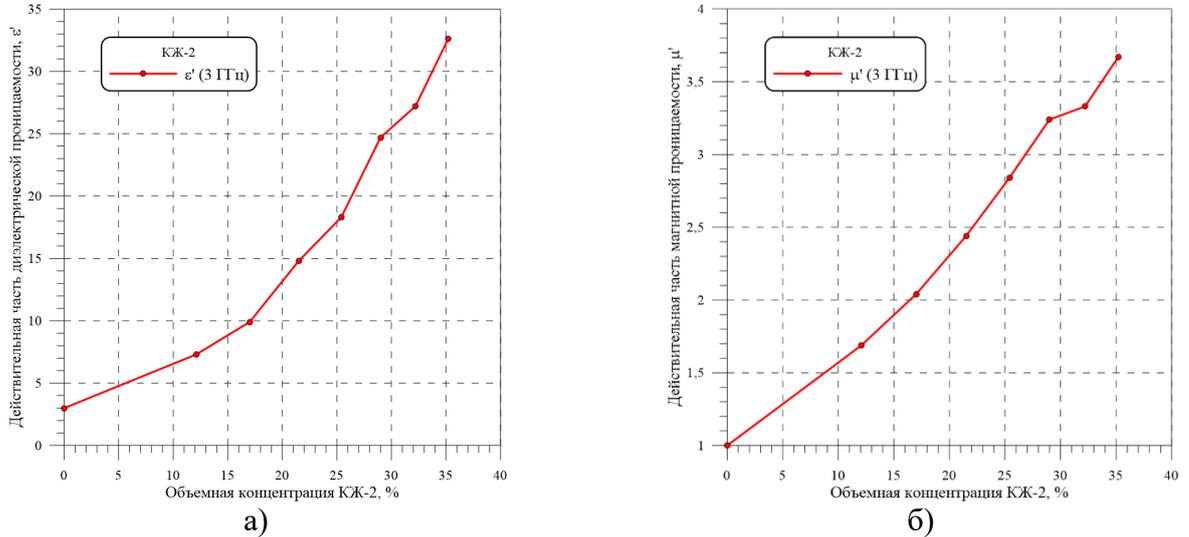


Рисунок 2.48 – Зависимость действительной части диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ при частоте 3 ГГц от концентрации магнитного наполнителя КЖ-2

Действительная часть диэлектрической и магнитной проницаемости КМ растет с увеличением концентрации магнитного наполнителя КЖ-2 по логарифмическим законам.

Зависимости $\ln(\epsilon')$ (рисунок 2.49а) и $\ln(\mu')$ при частоте 3 ГГц (рисунок 2.49б) от концентрации порошка магнитного наполнителя КЖ-2 подчиняются линейному закону Лихтенекера [150] и указывают на корректные измерения электрофизических параметров КМ (рисунок 2.47) на основе кремнийорганического каучука с различной концентрацией магнитного наполнителя КЖ-2.

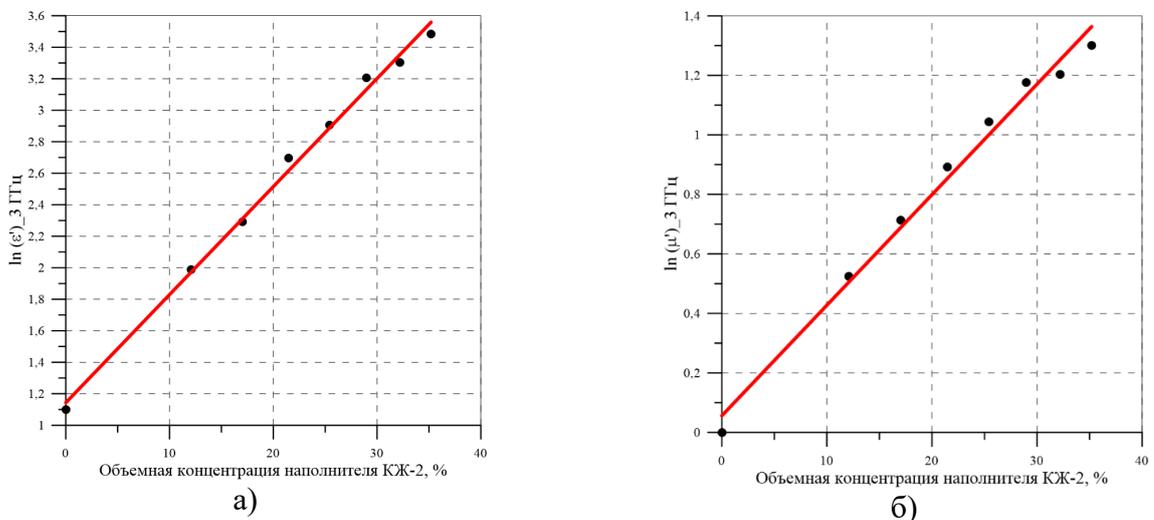


Рисунок 2.49 – Зависимости $\ln(\epsilon')$ (а), $\ln(\mu')$ (б) при частоте 3 ГГц для КМ от концентрации магнитного наполнителя КЖ-2

Зависимость частоты, соответствующей максимуму мнимой части магнитной проницаемости КМ, наполненных магнитным наполнителем КЖ-2, от его объемной концентрации представлена на рисунке 2.50. Зависимость имеет монотонный характер, частота, соответствующая максимуму магнитных потерь КМ, монотонно снижается с ростом концентрации магнитного наполнителя КЖ-2 в КМ.

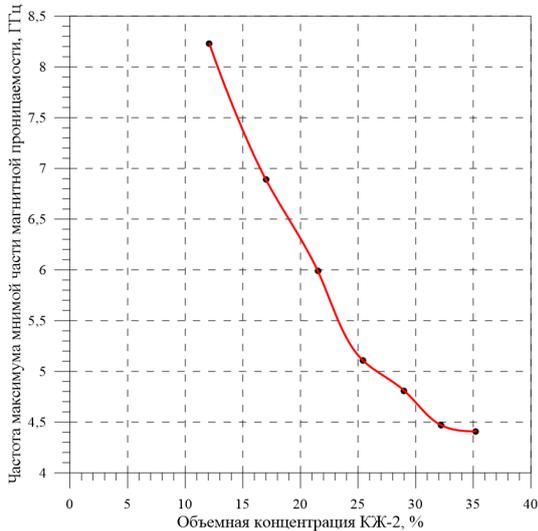


Рисунок 2.50 – Зависимость частоты, соответствующей максимуму магнитных потерь КМ, от объемной концентрации наполнителя КЖ-2

2.8 Оптимизация однослойных магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-2

Высокостабильный магнитный наполнитель КЖ-2, также как и магнитный наполнитель КЖ-3А, являются хорошей основой для создания однослойных высокоэффективных стабильных магнитных РПП для длинноволновой части сантиметрового диапазона длин волн. Знание полных электрофизических параметров КМ, наполненных магнитным наполнителем КЖ-2, позволяет рассчитать по формулам Френеля оптимальные толщины КМ для покрытий с минимально достижимым КО покрытия при данной концентрации магнитного наполнителя. Расчеты параметров РПП производились с учетом сложных функций частотной дисперсии эффективной магнитной проницаемости материалов, при условии расположения материала на металлической подложке без грунтовки, а также, для практических приложений, с учетом технологически необходимого тонкого диэлектрического слоя грунтовки для обеспечения адгезии РПП к металлической подложке. В качестве грунта, как и раньше, использовалась эпоксидная грунтовка толщиной 50 мкм.

Рассчитанные частотные зависимости КО оптимальных однослойных РПП на металлической подложке при различных концентрациях магнитного наполнителя КЖ-2 представлены на рисунке 2.51 (*а* – без грунтовки, *б* – с наличием грунтовки) при нормальном

падении ЭМВ. На рисунке 2.51 указана практически более удобная весовая относительная концентрация магнитного наполнителя в связующем (числитель - вес связующего, знаменатель – вес наполнителя).

Из анализа представленных на рисунке 2.51 графиков следует, что КМ на основе кремнийорганического связующего с магнитным наполнителем КЖ-2 с различной концентрацией могут являться эффективными РПП (КО покрытия ниже минус 20-30 дБ) при нормальном падении ЭМВ в диапазоне частот от 2,1 до 8,0 ГГц (сантиметровый – начало дециметрового диапазона длин волн). Наличие слоя грунтовки слабо сказывается на характеристиках магнитного РПП, есть незначительное различие в КО покрытий только при высоких частотах. На рисунке 2.52 представлены зависимости величины глобального минимума КО покрытия (*a*), оптимальной толщины покрытия (*b*), частоты, соответствующей минимуму КО покрытия (*e*), а также относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (*z*) в зависимости от объемной концентрации наполнителя КЖ-2 для однослойных РПП при нормальном падении ЭМВ.

При объемных концентрациях магнитного наполнителя КЖ-2 в покрытии от 14 до 35 % в практически важном случае с наличием грунтовки обеспечивается минимальный КО покрытия ниже минус 50 дБ при нормальном падении ЭМВ.

Зависимость частоты, соответствующей минимуму КО магнитного покрытия, от концентрации магнитного наполнителя близка к зависимости максимума мнимой части магнитной проницаемости композитов от концентрации наполнителя КЖ-2 (см. рисунок 2.50).

На рисунке 2.53 представлены зависимости оптимальной толщины (*a*), величины глобального минимума КО покрытия (*b*) и относительной широкополосности РПП по уровню КО минус 20 дБ (*e*) от частоты минимума КО покрытия для однослойного покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-2.

Таким образом, на основе стабильного магнитного наполнителя КЖ-2 могут быть созданы высокоэффективные магнитные однослойные РПП с КО покрытия на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ не более минус 50 дБ при концентрации наполнителя КЖ-2 от 14 до 35%. Такие РПП имеют небольшую толщину (не более 2,8 мм), обладают относительной широкополосностью КО покрытия по уровню минус 20 дБ не менее 12% и перекрывают диапазон рабочих частот от 2,1 до 13,0 ГГц.

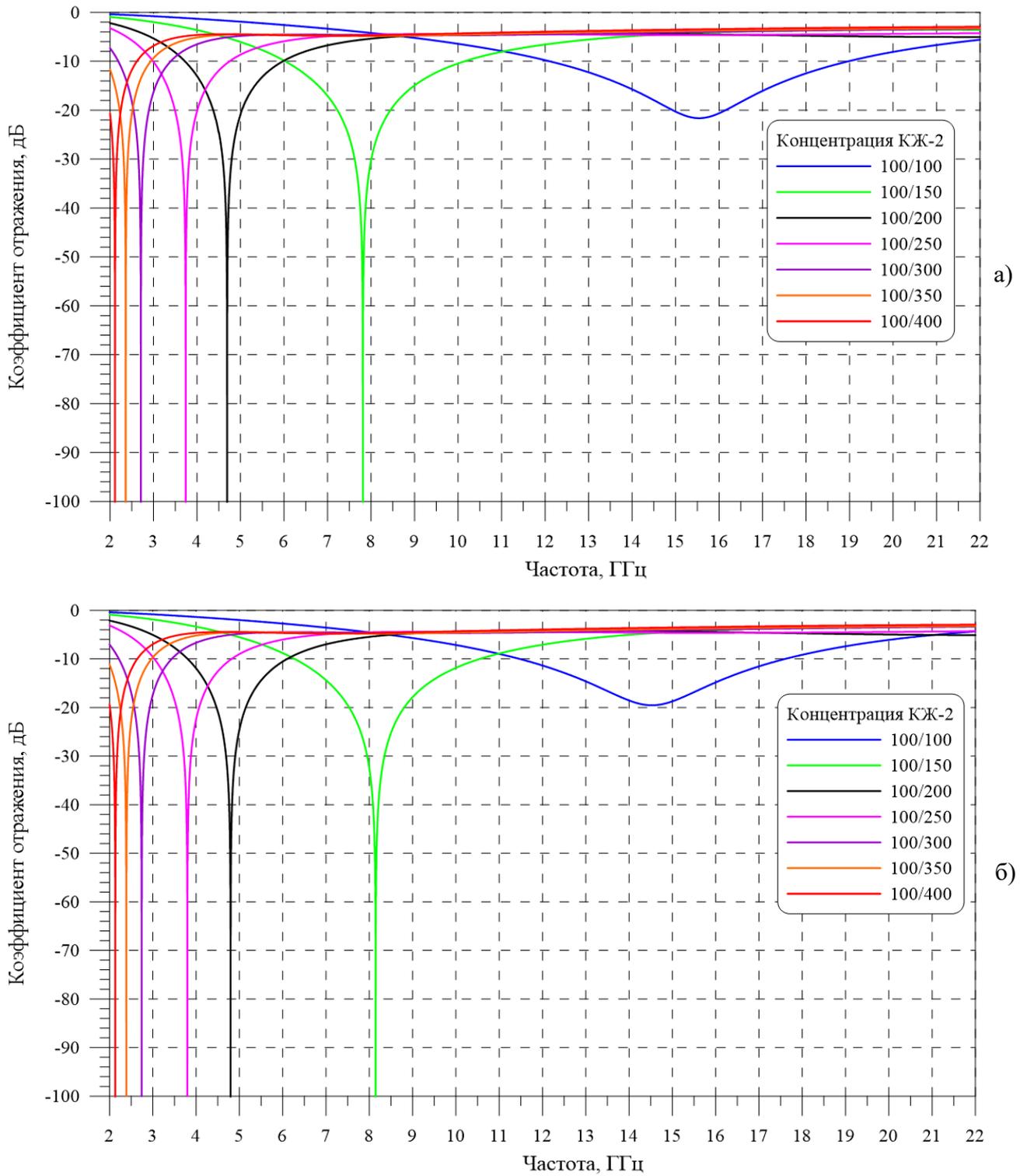


Рисунок 2.51 – Расчетные частотные зависимости КО однослойных РПП на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ на основе КМ с наполнителем КЖ-2 с различной концентрацией без грунтовки (а) и с грунтовкой (б)

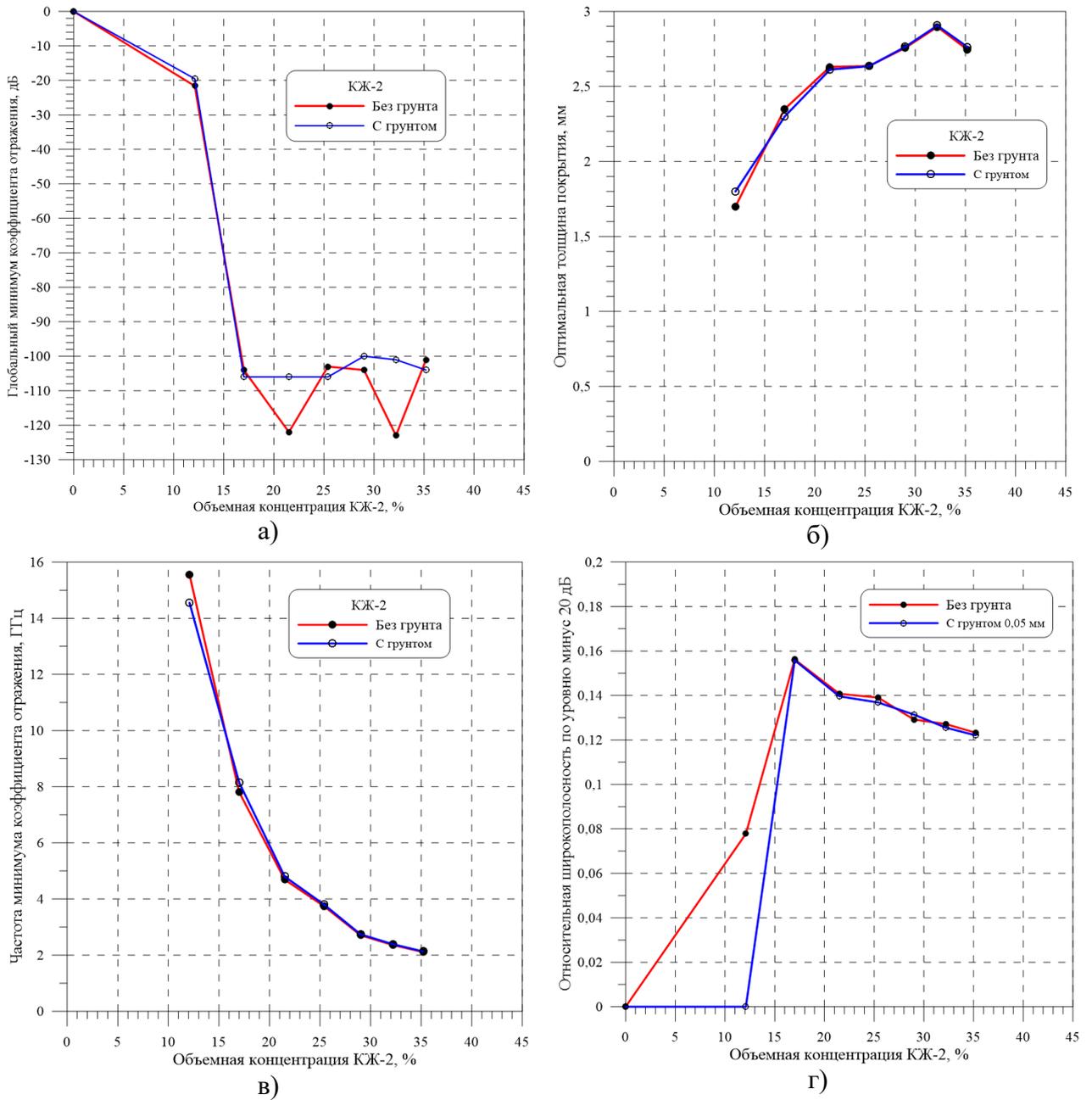


Рисунок 2.52 – Зависимости глобального минимума КО (а), оптимальной толщины (б), частоты минимума КО (в) и относительной широкополосности по уровню КО покрытия минус 20 дБ (г) магнитных РПП от концентрации магнитного наполнителя КЖ-2

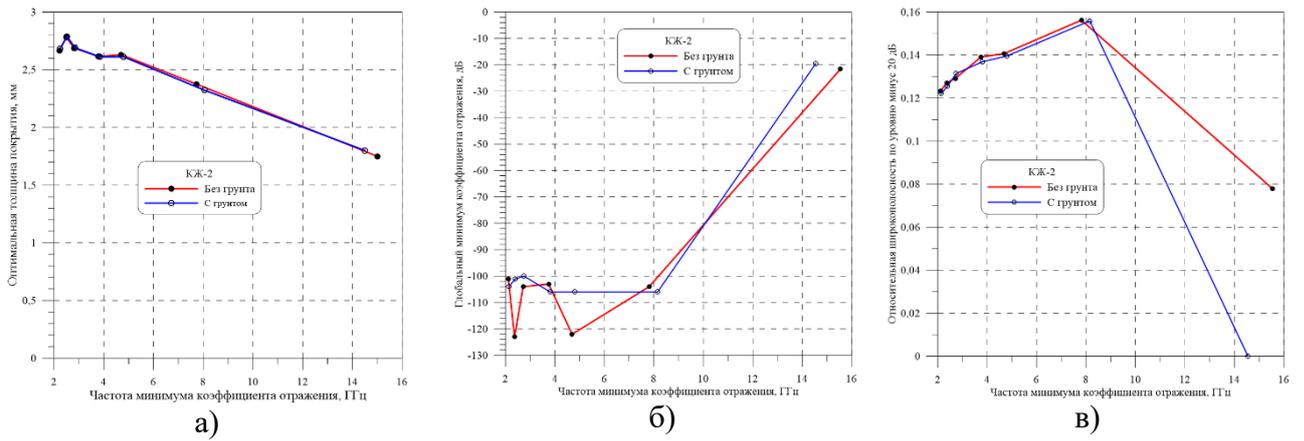


Рисунок 2.53 – Зависимости оптимальной толщины (а), величины глобального минимума КО (б) и относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (в) от частоты минимума КО покрытия для однослойного покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-2

На рисунке 2.54 представлена частотная зависимость КО одного из реализованных на практике образцов однослойного магнитного РПП РАН-1М с магнитным наполнителем КЖ-2 на металлической подложке с грунтовкой при нормальном падении ЭМВ. Толщина образца РПП с учетом толщины грунтовки составляет 2,50 мм. Объемная концентрация магнитного наполнителя КЖ-2 в покрытии составляет около $C_v=34\%$. Толщина экспериментального образца РПП РАН-1М – 2,50 мм, частота, соответствующая минимуму КО покрытия, 2,15 ГГц и относительная широкополосность покрытия 0,114 очень близки к расчетным оптимальным значениям параметров, представленных на рисунках 2.52 и 2.53 для данной концентрации магнитного наполнителя КЖ-2. Величина достигнутого минимума КО РПП РАН-1М (минус 39 дБ) не дотягивает до предельно возможного расчетного минимального значения КО (минус 102 дБ, см. рисунок 2.52), что обусловлено недостаточно оптимальной толщиной покрытия (необходима точность формирования толщины покрытия до нескольких мкм). Данное РПП РАН-1М толщиной 2,5 мм разработано для покрытия спутниковых антенных насадок, изготавливаемых ЗАО «Меркурий».

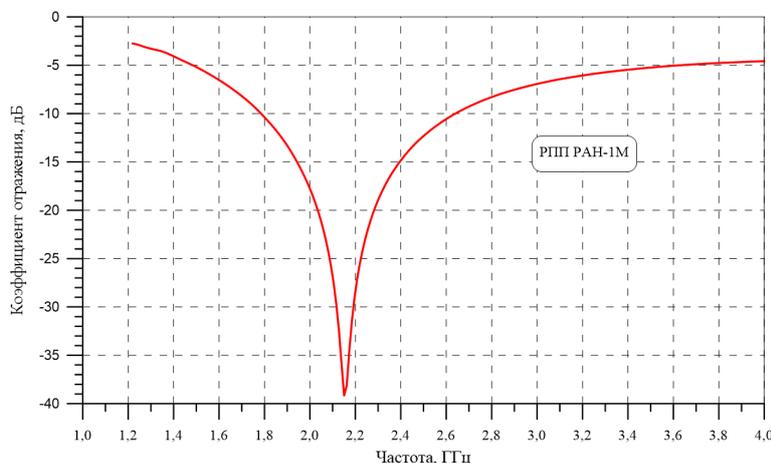


Рисунок 2.54 – Частотная зависимость КО РПП РАН-1М толщиной 2,5 мм на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

РПП на основе КМ с магнитным наполнителем КЖ-2, в целом, являются более

длинноволновыми покрытиями, по сравнению с РПП на основе КМ с магнитным наполнителем КЖ-3А, однако, имеют большие толщины покрытий (примерно на 1,0 мм) и обладают меньшей относительной широкополосностью по уровню КО покрытия минус 20 дБ. Рабочий диапазон частот РПП на основе композитов с магнитным наполнителем КЖ-2, составляет около двух октав, примерно такой же рабочий диапазон частот свойственен и РПП на основе композитов с магнитным наполнителем КЖ-3А.

РПП на основе магнитного наполнителя КЖ-2 обладают высокими магнитными потерями в сантиметровом диапазоне длин волн, что может быть успешно использовано на практике для антенных фазированных решеток. Одним из практических приложений РПП РАН-1М является применение в приеме-передающих модулях активных фазированных антенных решеток (АФАР) для повышения их взаимной развязки. Применение РПП РАН-1М позволяет существенно снизить амплитудно-фазовые шумы многоканальных приеме-передающих модулей АФАР и, таким образом, значительно повысить их чувствительность.

2.9 Применение магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-2 для решения задач электромагнитной совместимости

Современные системы радиоэлектронного оборудования (РЭО) имеют широкий набор функций и состоят из многочисленных электронных блоков, датчиков, исполнительных механизмов, соединительных элементов и множества оконечных устройств таких как, например, панели управления, дисплеи и другие системы оповещения. Помимо непосредственно антенн разного назначения, излучающими элементами могут быть практически все электронные компоненты.

Как хорошо известно, металлический корпус РЭО не является препятствием для ЭМВ из-за наличия съемных крышек. Даже если постараться сделать корпус РЭО наподобие экранированной камеры, то, как показывают исследования различных экранирующих прокладок, они с течением времени теряют свои экранирующие свойства. Со временем окисление приводит к увеличению поверхностного сопротивления, как прокладки, так и апертуры, в которой она расположена. Также, усталость металла при циклических нагрузках сжатия/растяжения или жесткие климатические условия могут ускорить процесс старения, в результате которого электромагнитное излучение через корпус в целом может значительно возрасти.

Опыт показывает, что применение РПП с магнитными свойствами внутри корпуса РЭО позволяет значительно увеличить экранирование и, одновременно, обеспечить стабильность свойств экранирующего корпуса. Как правило, использование магнитного РПП благотворно

влияет на работу электроники и уменьшает влияние на нее внешних импульсных помех, как естественного характера (грозы), так и искусственных радиоимпульсов.

Применение для цели электромагнитного экранирования только проводящих материалов не решает полностью эту задачу, т.к. основано только на электрических контактах между высокопроводящими металлическими поверхностями, которые в процессе эксплуатации изделия подвергаются сильной деградации из-за процессов электрохимической коррозии между металлами с разным электрохимическим потенциалом. Применение в приборных отсеках и в зонах межпанельных щелей и зазоров РПП с большими магнитными потерями и с низкой электропроводностью, например РПП РАН-1М, позволяет решить эту проблему на бесконтактном уровне, особенно в области высоких частот сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

На рисунке 2.55 представлена схема эксперимента по просачиванию электромагнитной энергии между двумя металлическими пластинами размерами 200×200 мм с отбортовкой высотой 50 мм. Обе металлические пластины располагались на антенной диафрагме с окном диаметром 180 мм измерительного стенда, расположенной между двумя сверхширокополосными антеннами П6-23М (радиотехнический стенд для измерения параметров материалов и покрытий по методике измерений МИ 29012150-30008-2010, см. главу 1). Стык металлических пластин располагался в центре диафрагмы, причем вектор электрического поля падающей ЭМВ ортогонален стыку (волновой вектор k ЭМВ расположен в направлении падения ЭМВ на диафрагму снизу вверх). Для моделирования приемлемого уровня просачивания электромагнитной энергии зазор между пластинами выбирался равным 0,9 мм.

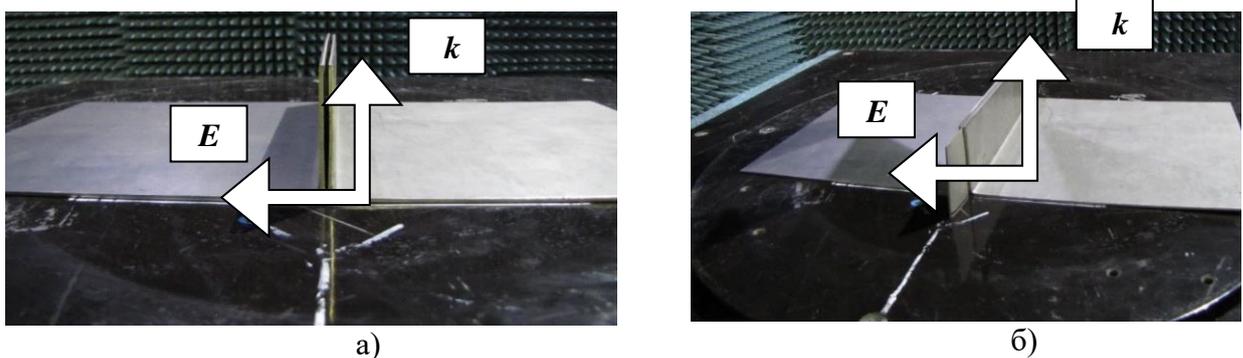


Рисунок 2.55 – Композиция из двух металлических уголков с воздушным зазором 0,9 мм (а) и с тем же зазором, заполненным РПП РАН-1М толщиной 0,9 мм (б) на антенной диафрагме радиотехнического стенда

На рисунке 2.56 представлена частотная зависимость КП ЭМВ между двумя стальными уголками толщиной 2 мм с отбортовкой высотой 50 мм и пустым зазором 0 мм (вплотную, кривая 1) и 0,9 мм (кривая 2). Размещение между торцами металлических уголков композитной магнитной пленки РПП РАН-1М (с максимальным наполнением магнитным наполнителем КЖ-2) толщиной 0,9 мм приводит к значительному подавлению КП ЭМВ (от минус 20 до минус 50

дБ) на частотах выше 2 ГГц (кривая 3). Преимуществом такого способа подавления просачивания ЭМВ через щели и зазоры в блоках РЭО является бесконтактный способ работы и отсутствие деградации эффекта подавления просачивания электромагнитной энергии в процессе эксплуатации блоков из-за процессов коррозии материала корпуса блоков.

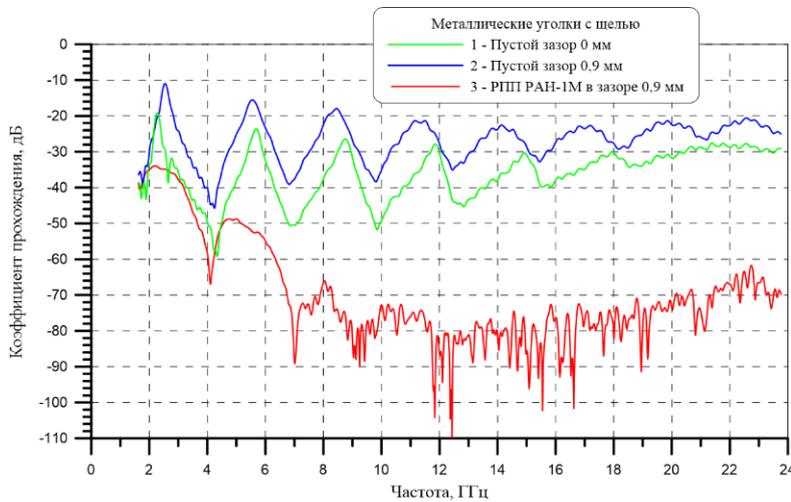


Рисунок 2.56 – Частотные зависимости КП ЭМВ между двумя металлическими уголками с различной шириной зазора и с РПП РАН-1М в зазоре: 1 – пустой зазор 0 мм, 2 – пустой зазор 0,9 мм, 3 – РПП РАН-1М толщиной 0,9 мм в зазоре 0,9 мм

Применение металлизированных поглощающих трубчатых экранов на коаксиально-кабельных разъемах позволяет заметно минимизировать просачивание электромагнитной энергии через неплотность разъемов. На рисунке 2.57 представлена схема эксперимента по экранированию коаксиального разъема с согласованной коаксиальной нагрузкой N-типа.

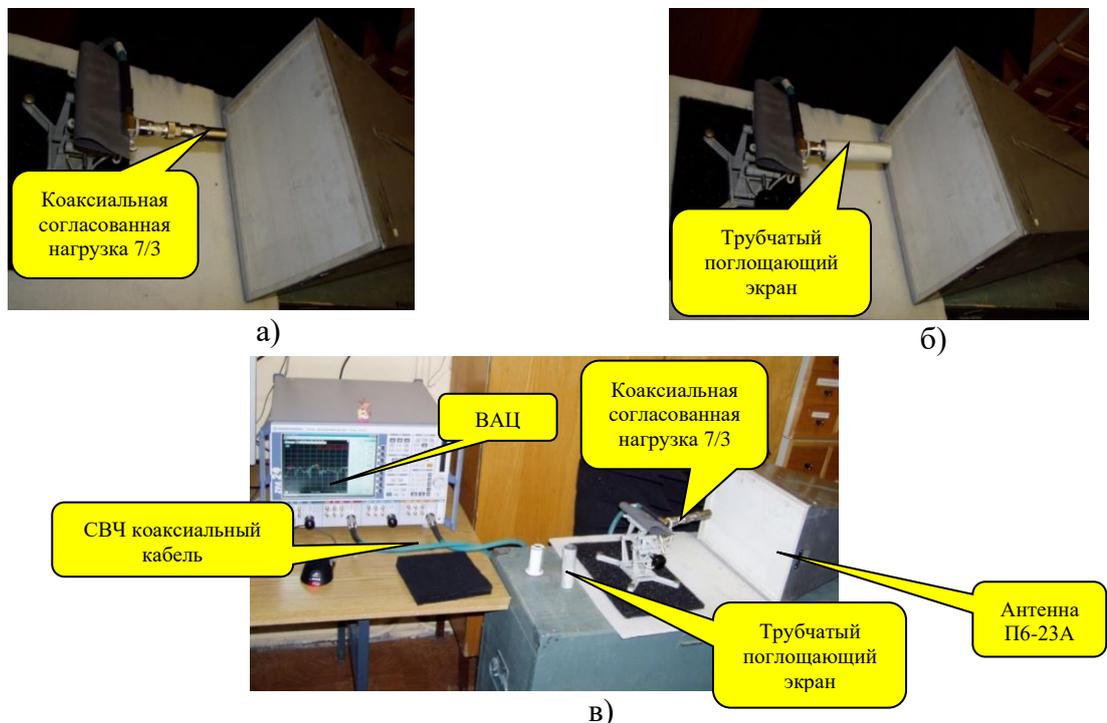


Рисунок 2.57 – Схема эксперимента по поглощающему экранированию коаксиального кабельного разъема: а – нагрузка в исходном виде, б – нагрузка с поглощающим трубчатым экраном, в – композиция элементов с ВАЦ

В качестве широкополосного излучателя использовался коаксиальный разъем N-типа, нагруженный через коаксиальные адаптеры (7/3) на коаксиальную согласованную нагрузку. В

качестве приемной антенны использовалась широкополосная антенна П6-23А. Измерялся КП S_{21} между коаксиальным разъемом и антенной П6-23А в полосе частот от 5 до 24 ГГц с помощью ВАЦ *Rohde&Schwarz ZVA24*. Модуль КП ЭМВ в исходном виде в полосе частот представлен на рисунке 2.58 (голубая кривая). После размещения радиопоглощающего экрана (представляет собой тонкую металлизированную трубку с двухсторонним РПП РАН-1М толщиной 1 мм внутри и снаружи) на согласованной коаксиальной нагрузке с переходниками КП ЭМВ между нагрузкой и антенной снижается в среднем на 15 – 20 дБ по сравнению с отсутствующим экраном во всей полосе частот (см. красную кривую на рисунке 2.58). Таким образом, такой тип поглощающего экрана в виде поглощающего металлического волновода демонстрирует широкополосные радиопоглощающие свойства экрана во всей рабочей полосе частот. Предварительные расчеты показывают, что такие экраны будут эффективно работать и на других коаксиальных разъемах (например, типа SMA, 3.5 и др.). Радиопоглощающий экран может быть выполнен легкоъемным в виде металлической трубки, либо в виде двух разъемных металлических полуцилиндров.

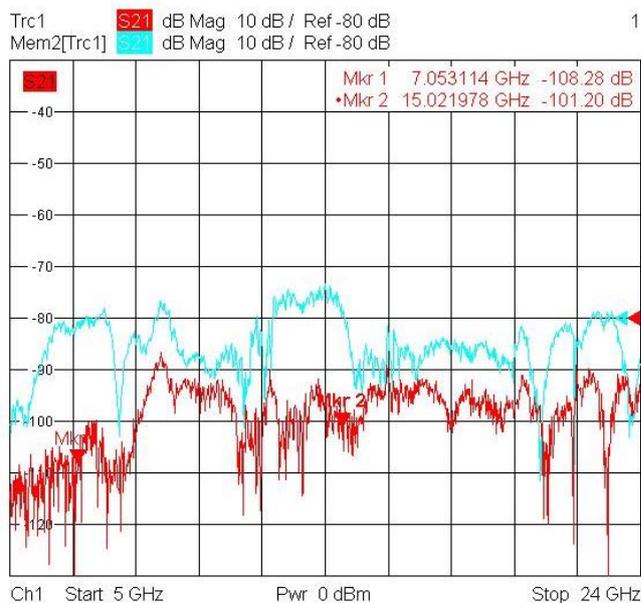


Рисунок 2.58 – Частотные зависимости КП ЭМВ между коаксиальным разъемом, нагруженным на согласованную нагрузку, и антенной П6-23А при наличии (красная кривая) и отсутствии поглощающего экрана на нагрузке (голубая кривая)

2.10 Магнитный наполнитель КЖ-6

Кроме разработанных ранее стабильных магнитных наполнителей типа КЖ-3А и КЖ-2 также разработан новый магнитный наполнитель типа КЖ-6. Магнитный наполнитель КЖ-6 получают методом мокрого помола стабильного магнитного наполнителя сфероидальной формы КЖ-3А при экстремально высоких кинетических энергиях мокрого помола ($E=300-500 \text{ с}^{-2}$) и дополнительным сухим помолом в вибрмельнице по оптимизированному режиму.

Электронные фотографии частиц порошка магнитного наполнителя КЖ-6 представлены на рисунке 2.59. Из представленных фото хорошо видно, что частицы порошка магнитного

наполнителя КЖ-6 имеют сильно сплюснутую форму с размерами от нескольких единиц до десятков микрон, при этом толщина пластинчатых частиц железа – десятые доли микрона.

Исследуем возможность создания однослойных оптимальных РПП для нормального падения ЭМВ на основе композитов, наполненных магнитным наполнителем КЖ-6 с высокими магнитными потерями с различной концентрацией. Для этого рассмотрим зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости композитов на основе кремнийорганического каучука, наполненного магнитным наполнителем КЖ-6, от концентрации наполнителя.

Так как магнитный наполнитель КЖ-6 в отличие от всех рассмотренных ранее магнитных наполнителей обладает повышенными магнитными потерями в длинноволновом диапазоне от 0,1 до 1,0 ГГц, то в дальнейшем для наглядности все зависимости материальных параметров композитов, наполненных магнитным наполнителем КЖ-6, будут приводиться в логарифмическом масштабе в диапазоне частот от 0,1 до 20 ГГц. При этом параметры композитов в диапазоне частот от 0,1 до 3 ГГц получены путем измерения образцов материалов в отражательной коаксиальной ячейке размером 7/3 методом КЗХХ (см. главу 1, раздел 1.7).

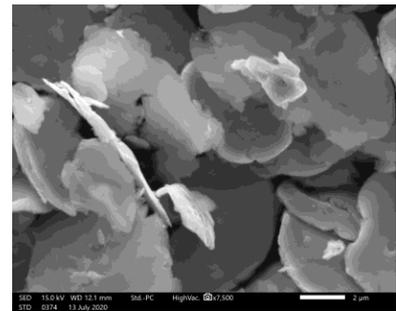
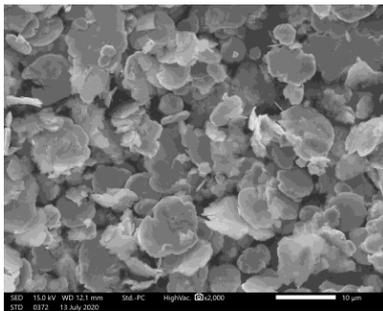


Рисунок 2.59 – Электронные фотографии частиц порошка магнитного наполнителя КЖ-6

На рисунке 2.60 представлено сравнение изображений частиц порошка образцов магнитных наполнителей КЖ-2 и КЖ-6 в отраженных электронах (при одинаковом увеличении микроскопа). Характерная толщина пластинчатых частиц порошка наполнителя КЖ-6 составляет около 150 нм (рисунок 2.61).

На рисунке 2.62а, б представлены частотные зависимости эффективной диэлектрической проницаемости, на рисунке 2.62в, г – представлены частотные зависимости эффективной магнитной проницаемости КМ, наполненных порошком магнитного наполнителя КЖ-6 с различными объемными концентрациями от 6,3 до 25,4%. Точками изображены результаты измерений, сплошными кривыми – аналитические функции аппроксимации результатов измерений с минимальным значением функции невязки, в соответствии с используемыми для магнитных КМ аналитическими зависимостями (2.2) и (2.3). Предельное наполнение в КМ магнитного наполнителя КЖ-6 в 25,4% еще обеспечивает приемлемые для практических задач физико-механические свойства КМ.

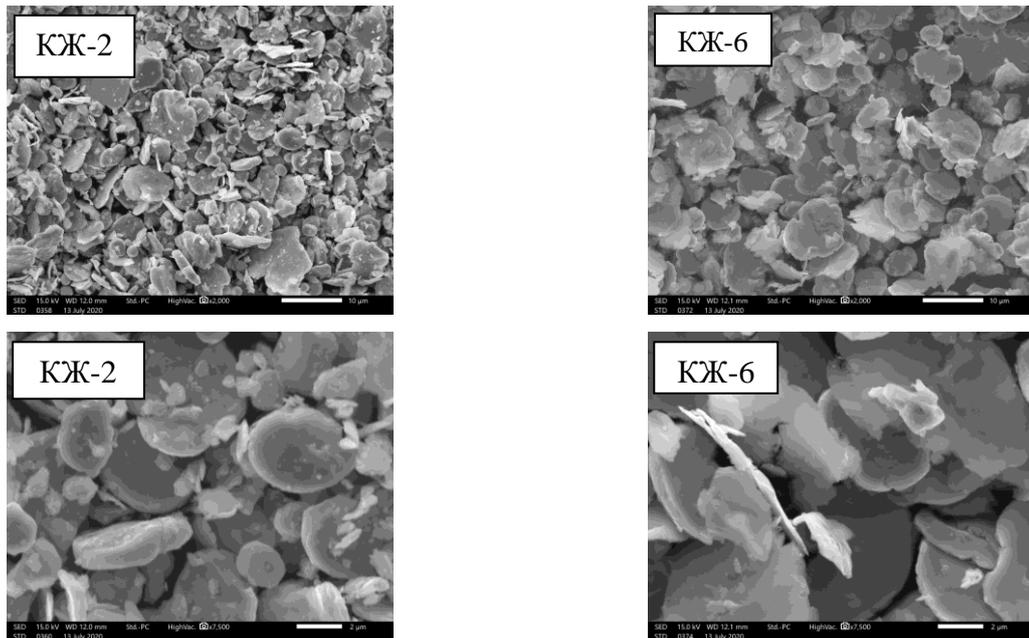


Рисунок 2.60 – Изображения в отраженных электронах частиц порошка магнитных наполнителей КЖ-2 и КЖ-6 при одинаковом увеличении

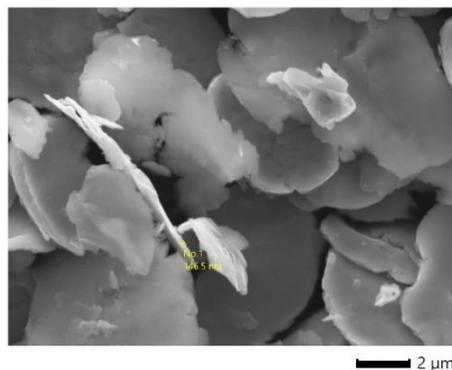


Рисунок 2.61 – Оценка характерной толщины частиц порошка магнитного наполнителя КЖ-6

Представленные на рисунке 2.62*в*, *г* частотные зависимости магнитной проницаемости КМ, наполненных порошком магнитного наполнителя КЖ-6, показывают, что их отличительной особенностью является наличие двух соизмеримых максимумов магнитных потерь в низкочастотном диапазоне от 0,1 до 6 ГГц – на 300 МГц и 3,0 ГГц, в отличие от существования одного максимума магнитных потерь для КМ с другими типами разработанных магнитных наполнителей с одинаковой степенью заполнения (типа Р-100Ф2, КЖ-3А и КЖ-2 (рисунок 2.63)). КМ с магнитным наполнителем КЖ-6 присуща максимальная магнитная проницаемость в низкочастотном диапазоне ниже 6 ГГц по сравнению со всеми разработанными в настоящей работе магнитными наполнителями, получаемыми из порошка КЖ путем различных процессов механической обработки.

Столь высокие значения магнитной проницаемости КМ с магнитным наполнителем КЖ-6 свойственны им благодаря высокой степени деформации частиц (экстремально тонкие чешуйки

большого размера с большим значением форм-фактора), что безусловно сказывается на более высокой диэлектрической проницаемости и значительных диэлектрических потерях КМ, наполненных порошком магнитного наполнителя КЖ-6 (рисунок 2.63).

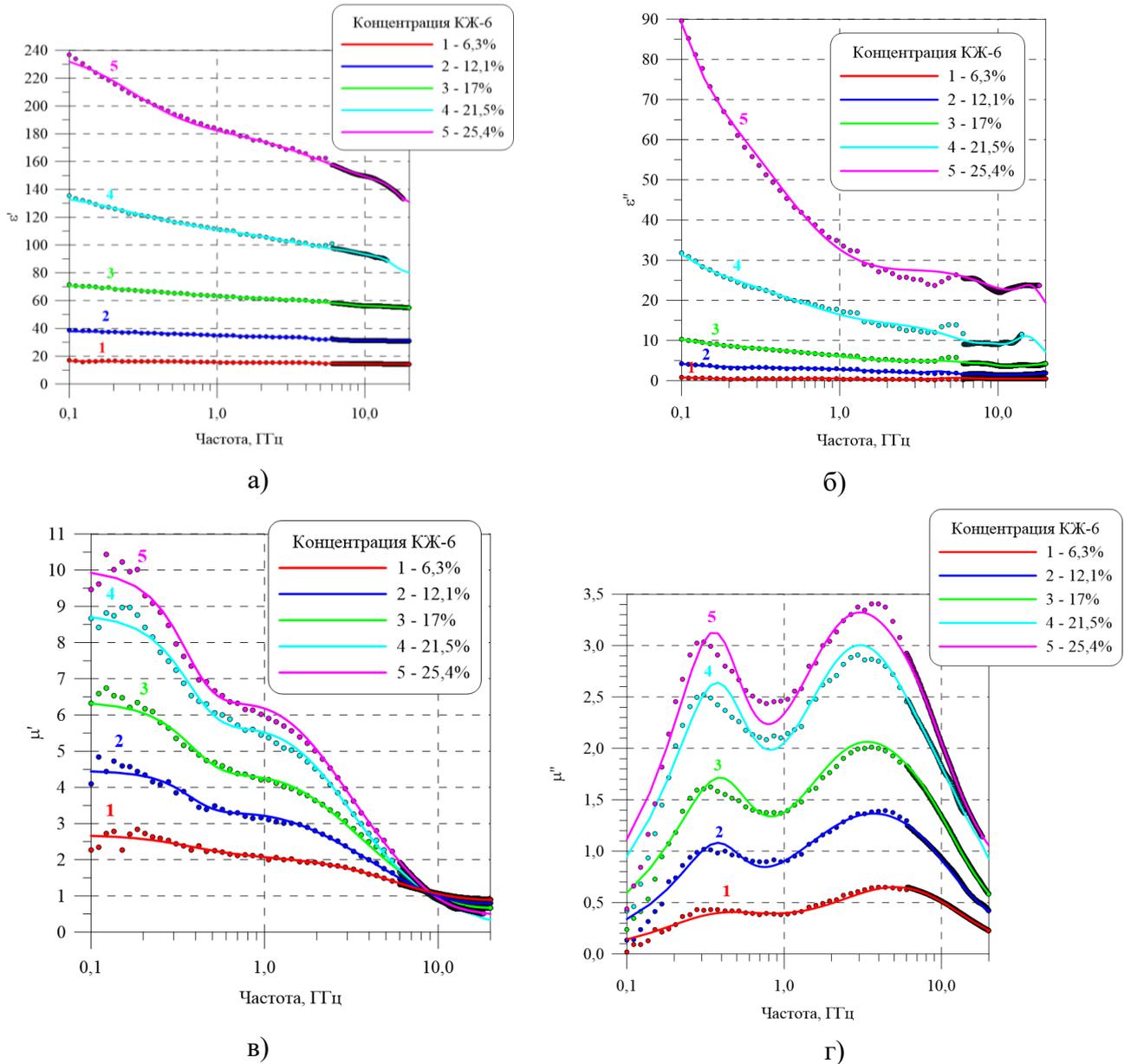


Рисунок 2.62 – Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости, действительной (в) и мнимой (г) части магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука с магнитным наполнителем КЖ-6 различной концентрации

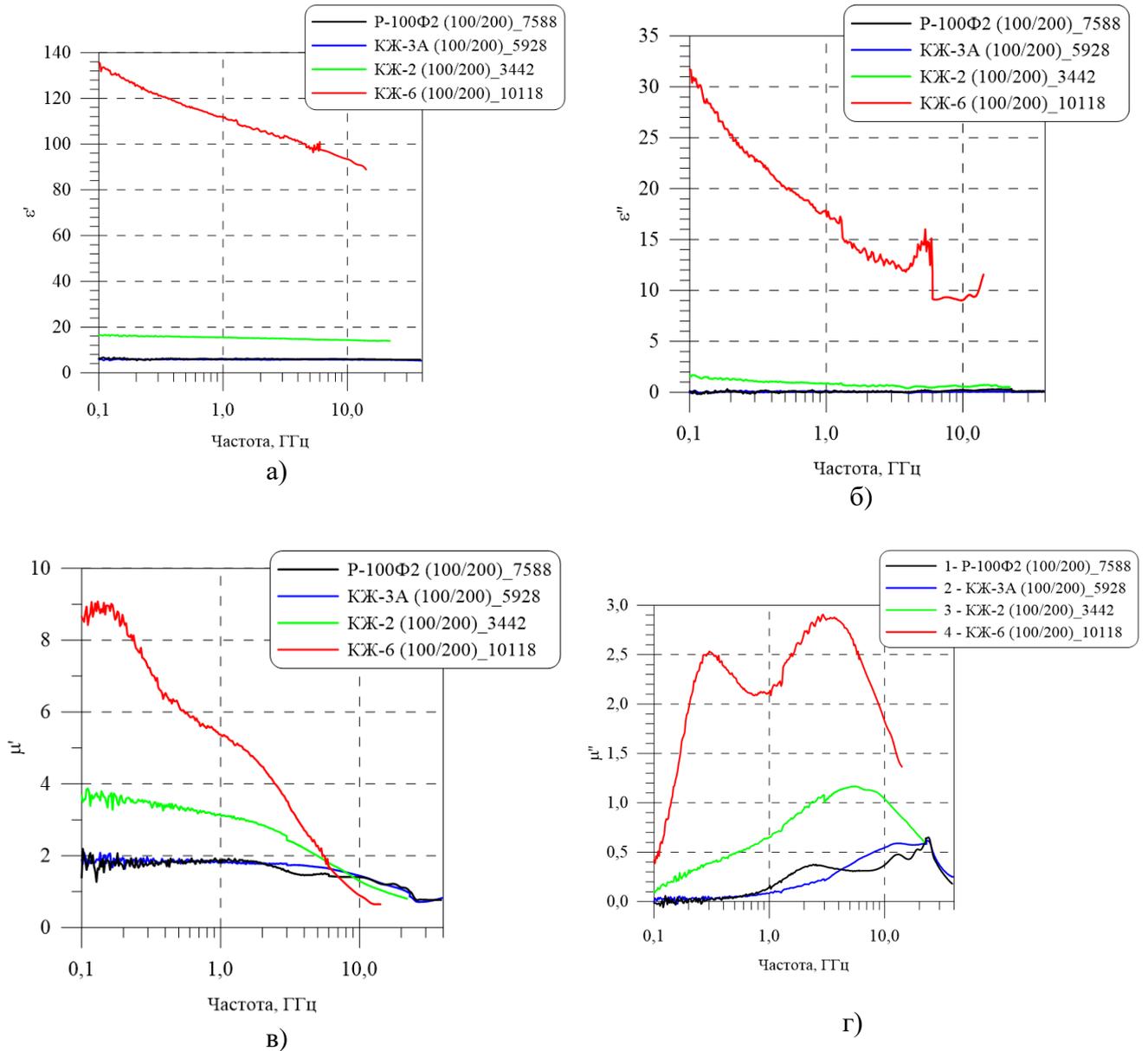


Рисунок 2.63 – Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости, действительной (в) и мнимой (г) части магнитной проницаемости КМ на основе кремнийорганического каучука с различными типами магнитных наполнителей при одинаковой концентрации ($C_m=100/200$, $C_v=21,5\%$)

2.11 Оптимизация однослойных магнитных радиопоглощающих покрытий на основе магнитного наполнителя КЖ-6

КМ на основе кремнийорганического каучука с различной концентрацией порошка стабильного магнитного наполнителя КЖ-6 также являются хорошей основой для создания однослойных высокоэффективных стабильных магнитных РПП для дециметрового и метрового диапазонов длин волн. Информация о полных электрофизических параметрах этих материалов позволяет рассчитать по формулам Френеля оптимальные толщины КМ, для покрытий с

минимально достижимым КО покрытия при данной концентрации наполнителя. Расчеты параметров РПП производились с учетом сложных функций частотной дисперсии эффективной магнитной проницаемости КМ, при условии расположения материала на металлической подложке без грунтовки.

Рассчитанные частотные зависимости КО оптимальных однослойных РПП на металлической подложке при различных концентрациях наполнителя КЖ-6 представлены на рисунке 2.64 (*а* – без грунтовки, *б* – с наличием грунтовки) при нормальном падении ЭМВ. На рисунке 2.64 указана практически более удобная массовая относительная концентрация магнитного наполнителя в связующем (числитель - вес связующего, знаменатель – вес наполнителя).

Из анализа представленных на рисунке 2.64 графиков следует, что КМ на основе кремнийорганического связующего с магнитным наполнителем КЖ-6 с различной концентрацией могут являться эффективными РПП (уровень КО ниже минус 20-30 дБ) при нормальном падении ЭМВ в диапазоне частот от 0,1 до 5,0 ГГц (метровый – дециметровый диапазоны длин волн). Наличие слоя грунтовки слабо сказывается на характеристиках магнитного РПП, есть незначительное различие в КО покрытий только при высоких частотах.

Зависимость величины глобального минимума КО и оптимальной толщины однослойных РПП при нормальном падении ЭМВ на основе КМ, наполненных магнитным порошком КЖ-6, от его концентрации представлена на рисунке 2.65 (*а* и *б*, соответственно).

При объемных концентрациях наполнителя КЖ-6 в покрытии от 5 до 20 % в практически важном случае с наличием грунтовки обеспечивается минимальный КО покрытия ниже минус 50 дБ при нормальном падении ЭМВ.

Частота, соответствующая минимальному значению КО однослойного магнитного покрытия, а также относительная широкополосность РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ в зависимости от концентрации наполнителя КЖ-6 представлены на рисунке 2.65 (*в* и *г* – соответственно).

На рисунке 2.66 представлена зависимость оптимальной толщины покрытия (*а*), величины глобального минимума КО покрытия (*б*) относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (*в*) от частоты минимума КО покрытия для однослойного покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-6.

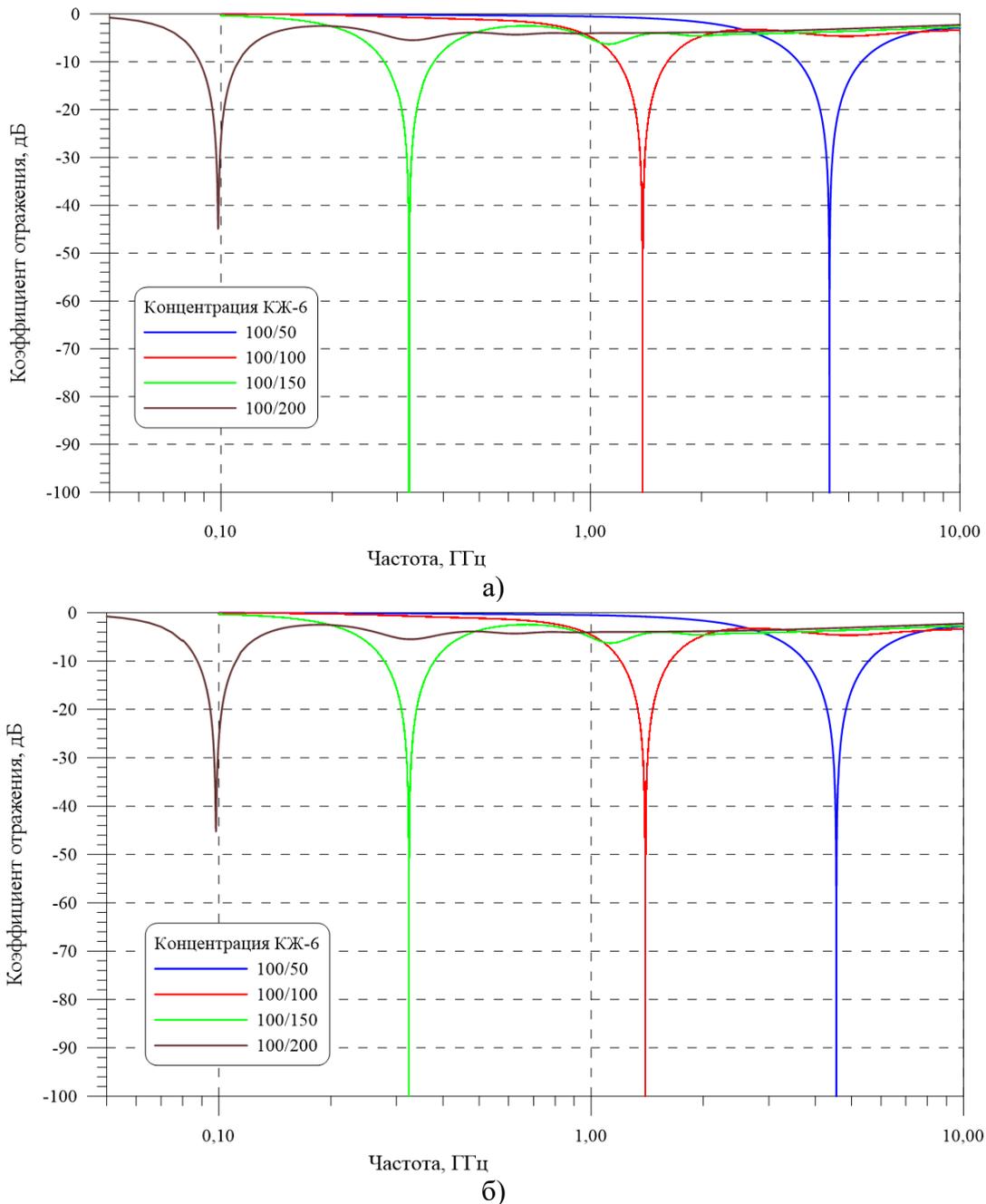
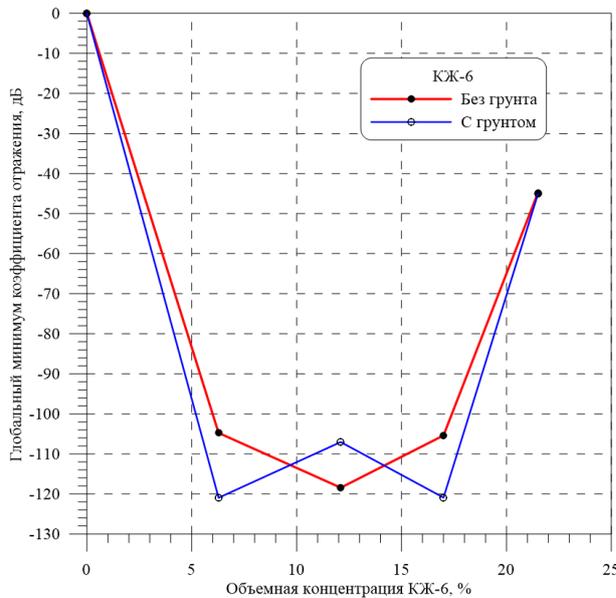


Рисунок 2.64 – Частотные зависимости КО РПП на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ на основе КМ с наполнителем КЖ-6 с различной концентрацией без грунтовки (а) и с грунтовкой (б)

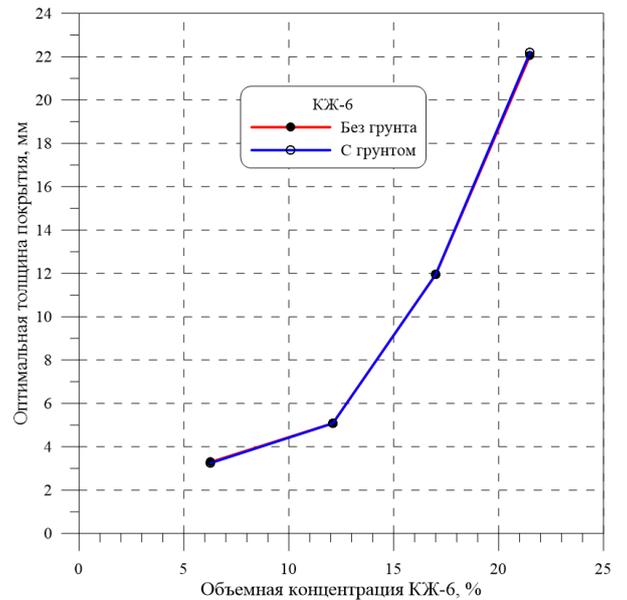
Таким образом, на основе стабильного магнитного наполнителя КЖ-6 могут быть созданы высокоэффективные магнитные однослойные РПП с КО на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ не более минус 50 дБ при концентрации магнитного наполнителя КЖ-6 от 5 до 20%. Такие покрытия имеют приемлемую толщину (не более 19 мм), обладают относительной широкополосностью КО покрытия по уровню минус 20 дБ не менее 7% и перекрывают диапазон рабочих частот от 0,1 до 4,5 ГГц.

Однослойные магнитные РПП на основе КМ с магнитным наполнителем КЖ-6, в целом, являются значительно более длинноволновыми РПП, по сравнению с однослойными РПП на

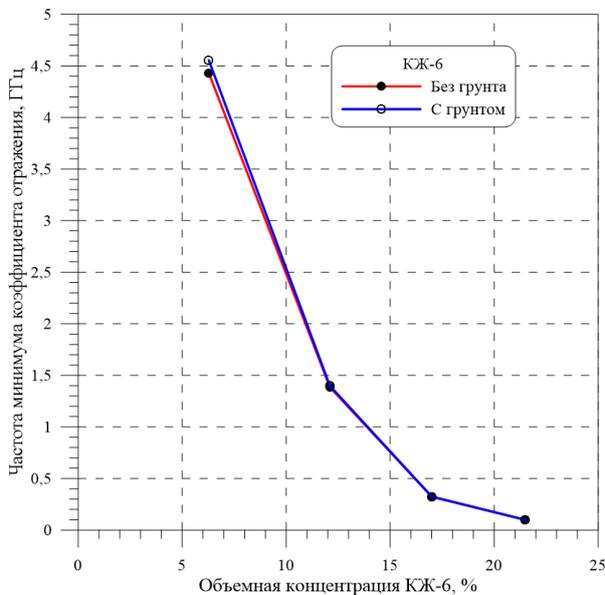
основе КМ с магнитным наполнителем КЖ-2, однако, имеют значительно большие толщины покрытий (толщина покрытия больше на величину от 1 до 16 мм) и обладают меньшей относительной широкополосностью по уровню КО покрытия минус 20 дБ. Ширина полосы частот, перекрываемая однослойными РПП на основе КМ с магнитным наполнителем КЖ-6 составляет около двух октав, примерно такую же полосу частот перекрывают и однослойные РПП на основе КМ с магнитным наполнителем КЖ-2.



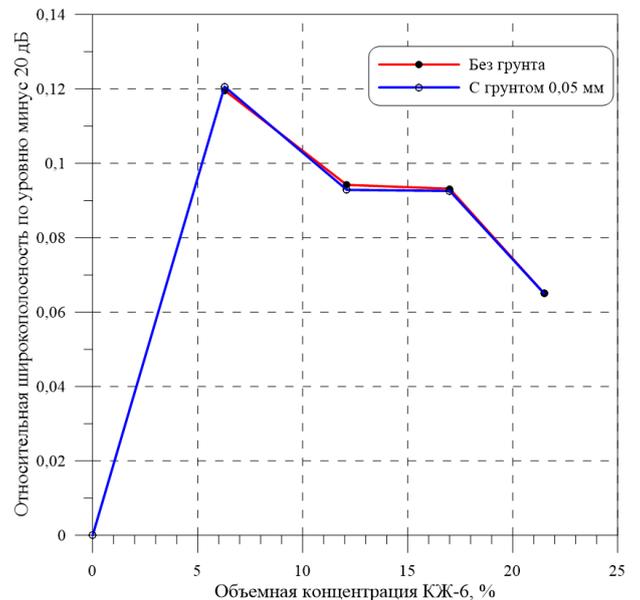
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2.65 – Зависимости глобального минимума КО (а), оптимальной толщины (б), частоты минимума КО (в) и относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (г) однослойного магнитного РПП от концентрации магнитного наполнителя КЖ-6

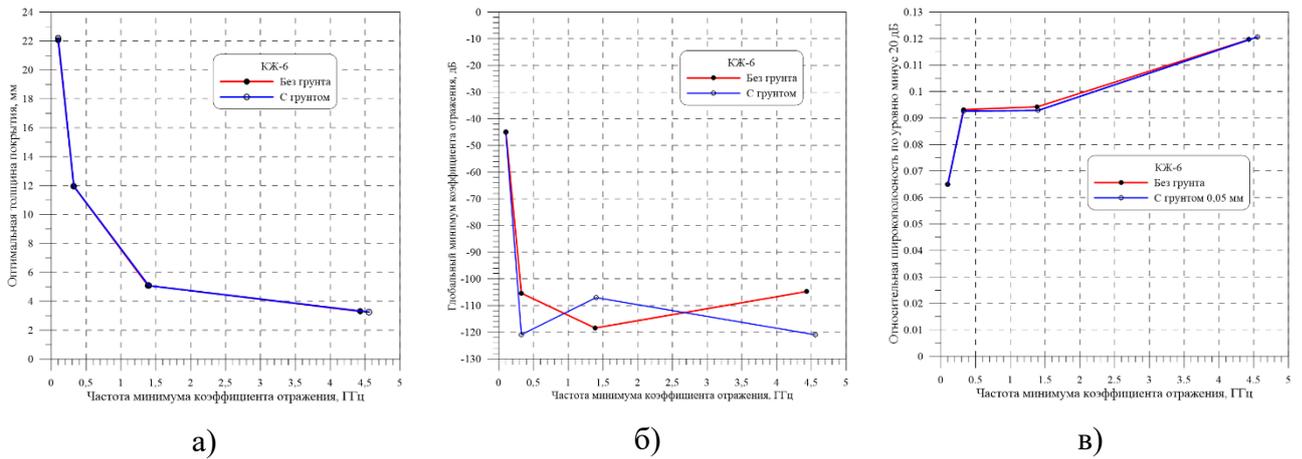


Рисунок 2.66 – Зависимость оптимальной толщины (а) и величины глобального минимума КО (б) и относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ (в) от частоты минимума КО однослойного покрытия на основе магнитного наполнителя КЖ-6

На рисунке 2.67 приведены измеренные частотные зависимости эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости КМ, полученного из двухкомпонентного компаунда С-33 на основе кремнийорганического связующего, наполненного магнитным наполнителем КЖ-6 с весовой концентрацией 100/200 толщиной 1,0 мм. Измерения материальных параметров пленки компаунда С-33 выполнены комбинированно, как в свободном пространстве в диапазонах частот от 0,2 до 3 ГГц и от 2 до 20 ГГц (на разработанных измерительных стендах), так и в коаксиальной ячейке в диапазоне частот от 0,1 до 3 ГГц.

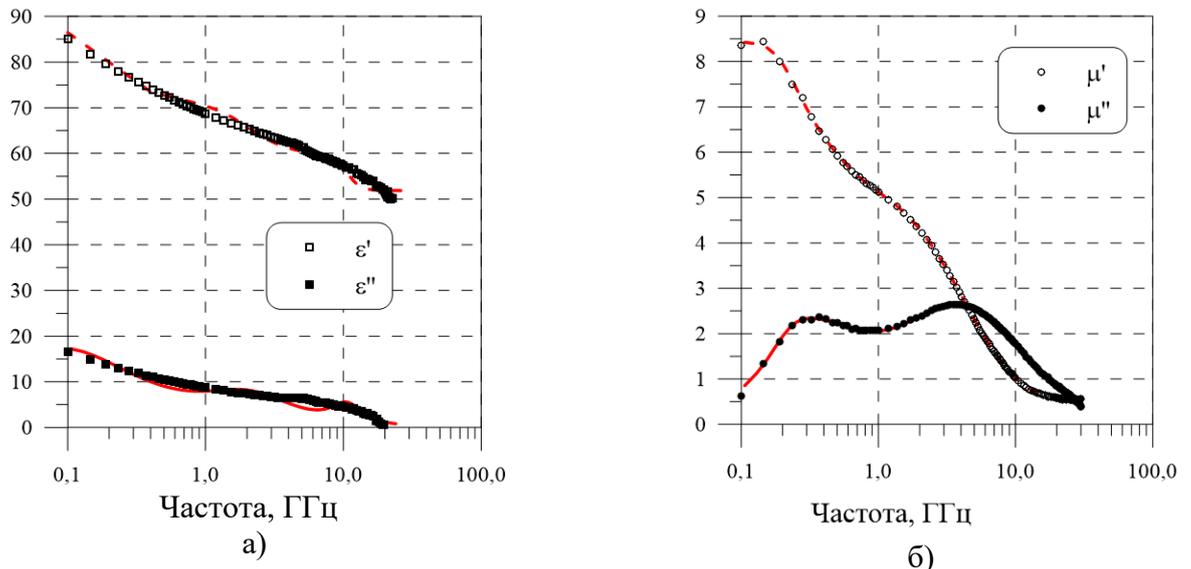


Рисунок 2.67 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости материала пленки компаунда С-33, наполненного магнитным наполнителем КЖ-6 с концентрацией $S_m=100/200$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Реализованное на практике РПП на основе компаунда С-33 толщиной 4,0 мм имеет частотные зависимости модуля и фазы КО покрытия, представленные на рисунке 2.68. Кривые частотных зависимостей КО покрытия на основе компаунда С-33 указывают на хорошую

сходимость модуля и фазы расчетных и экспериментальных частотных зависимостей КО покрытия. Измерения КО РПП с наполнителем КЖ-6 выполнены на НЧ сегменте сверхширокополосного стенда в свободном пространстве в диапазоне частот от 0,2 до 3 ГГц (см. главу 1).

Таким образом, на основе кремнийорганического связующего, наполненного магнитным наполнителем КЖ-6, можно реализовать узкополосные РПП с минимальным КО покрытия менее 20 дБ в полосе частот от 0,2 до 2 ГГц при толщине покрытия от 2,5 до 15 мм.

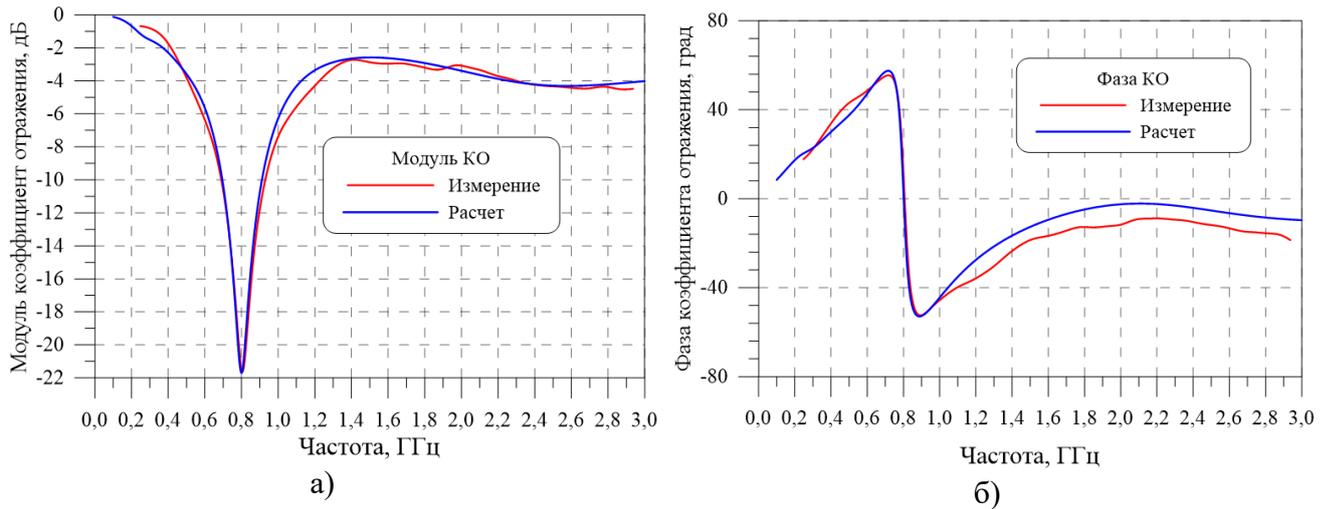


Рисунок 2.68 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КО РПП на основе компаунда С-33 толщиной 4,0 мм (синие кривые – расчет, красные кривые – эксперимент)

На рисунке 2.69 представлена расчетная двумерная картина уровней КО РПП на основе магнитного наполнителя КЖ-6 с концентрацией $C_m=100/200$ в зависимости от толщины покрытия и частоты ЭМВ, полученная расчетным путем из параметров материала покрытия без учета толщины грунтовки. Из рисунка 2.69 наглядно видно, что толщина покрытия в диапазоне от 2 до 15 мм обеспечивает глубокий минимум КО покрытия в диапазоне частот от 3,0 до 0,2 ГГц.

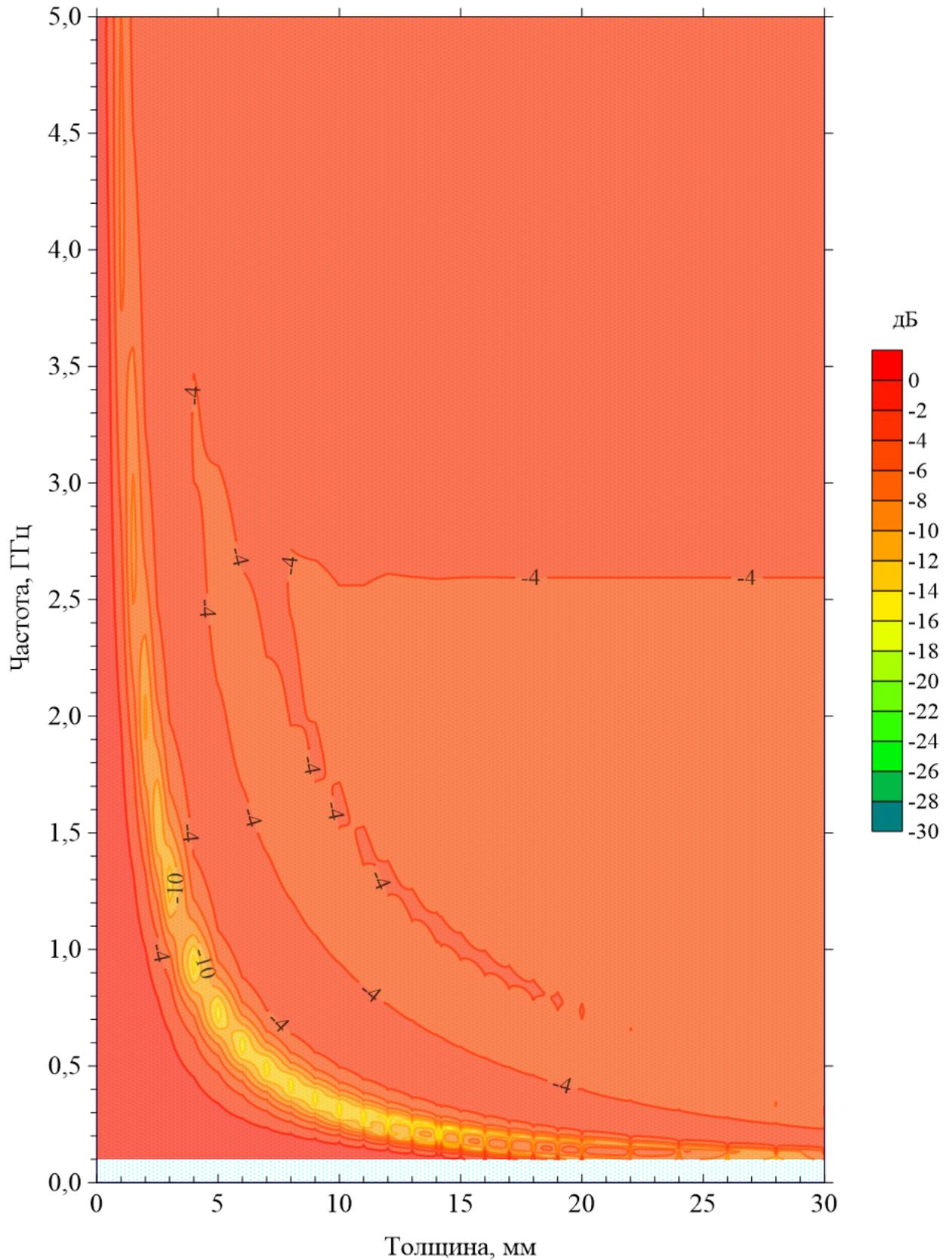


Рисунок 2.69 – Двумерная картина уровней КО РПП на основе компаунда С-33 (без учета грунтовки) на металлической подложке в зависимости от толщины покрытия и частоты ЭМВ

Выводы по главе 2

В настоящей главе представлены результаты разработки способов стабилизации электрофизических свойств КМ на основе промышленных порошков КЖ, а также стабилизации и увеличения их магнитных свойств в СВЧ диапазоне частот за счет комплексной механической обработки порошков КЖ, представляющей собой сочетание различных методов сухого и мокрого помола порошка КЖ в вибромельницах и атриторах.

Впервые разработан способ стабилизации электрофизических свойств промышленных партий КЖ путем совместного помола порошка КЖ с окисью кремния в вибромельнице. Разработана технология получения стабильного магнитного наполнителя КЖ-3А квазисферической формы путем сухого помола КЖ марки Р-20 с аэросилом. Композиты с магнитным наполнителем КЖ-3А имеют минимальную диэлектрическую проницаемость при максимальной магнитной проницаемости в сантиметровом диапазоне частот.

Для увеличения магнитных потерь магнитных наполнителей в СВЧ диапазоне частот разработан способ мокрого помола порошка КЖ в атриторе в среде этилового спирта. Комбинация сухого и мокрого помола КЖ марки Р-20 позволила получить стабильный магнитный наполнитель КЖ-2 пластинчатой формы с повышенными в несколько раз магнитными потерями по сравнению с исходным КЖ в сантиметровом диапазоне длин волн.

Впервые разработан мониторинг процесса мокрого помола порошка КЖ в атриторе, позволивший производить стабильный магнитный наполнитель вне зависимости от степени износа элементов конструкции атритора.

Высокие энергии мокрого помола порошка КЖ позволили создать магнитный наполнитель КЖ-6, обладающий высокими магнитными потерями в дециметровом и метровом диапазонах длин волн. Технология модификации СВЧ свойств порошка КЖ запатентована [21].

На основе стабильных магнитных наполнителей с повышенными магнитными свойствами КЖ-3А, КЖ-2 и КЖ-6 в СВЧ-диапазоне частот разработаны схемы оптимальных однослойных магнитных РПП, перекрывающих рабочий диапазон частот от 0,1 до 46 ГГц с КО покрытия при нормальном падении ЭМВ – не менее минус 20 дБ.

На рисунке 2.70 представлены столбчатые диаграммы, отражающие серию разработанных магнитных наполнителей, получаемых методами сухого и мокрого помолов порошков КЖ, высоты столбцов пропорциональны длительности процессов механической обработки.

На рисунках 2.71, 2.72 и 2.73 приведены зависимости оптимальной толщины покрытия, величины глобального минимума КО и относительной широкополосности покрытия по уровню минус 20 дБ, соответственно, от частоты минимума КО однослойных покрытий на основе

кремнийорганического каучука, для всех трех основных типов магнитных наполнителей КЖ-6, КЖ-2 и КЖ-3А, перекрывающих диапазон рабочих частот от 0,1 до 46 ГГц. Толщины однослойных РПП с грунтовкой варьируются от 22 до 0,5 мм с относительной широкополосностью по уровню КО покрытия минус 20 дБ от 0,06 до 0,24 в диапазоне частот от 0,1 до 46 ГГц.

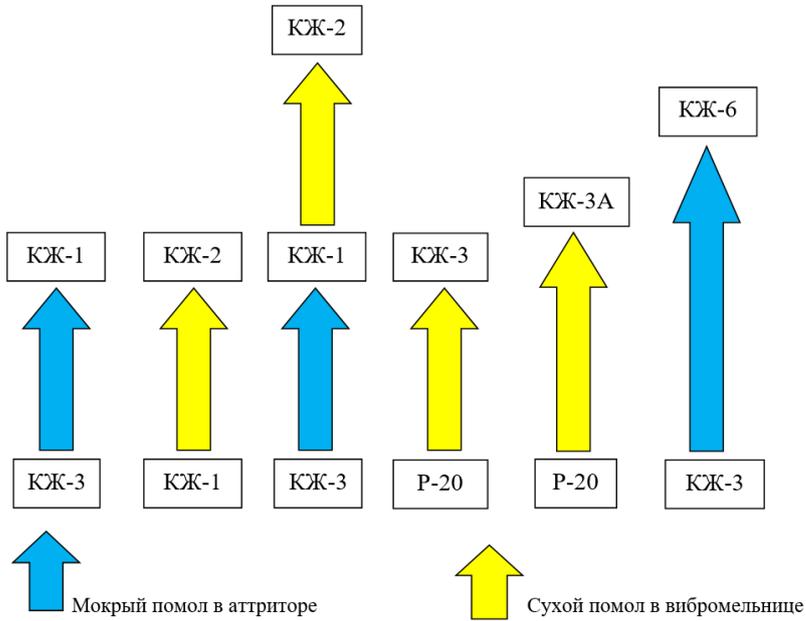


Рисунок 2.70 – Серия разработанных магнитных наполнителей, получаемых методами сухого и мокрого помола порошка КЖ (внизу диаграмм – исходный продукт, вверху – конечный продукт)

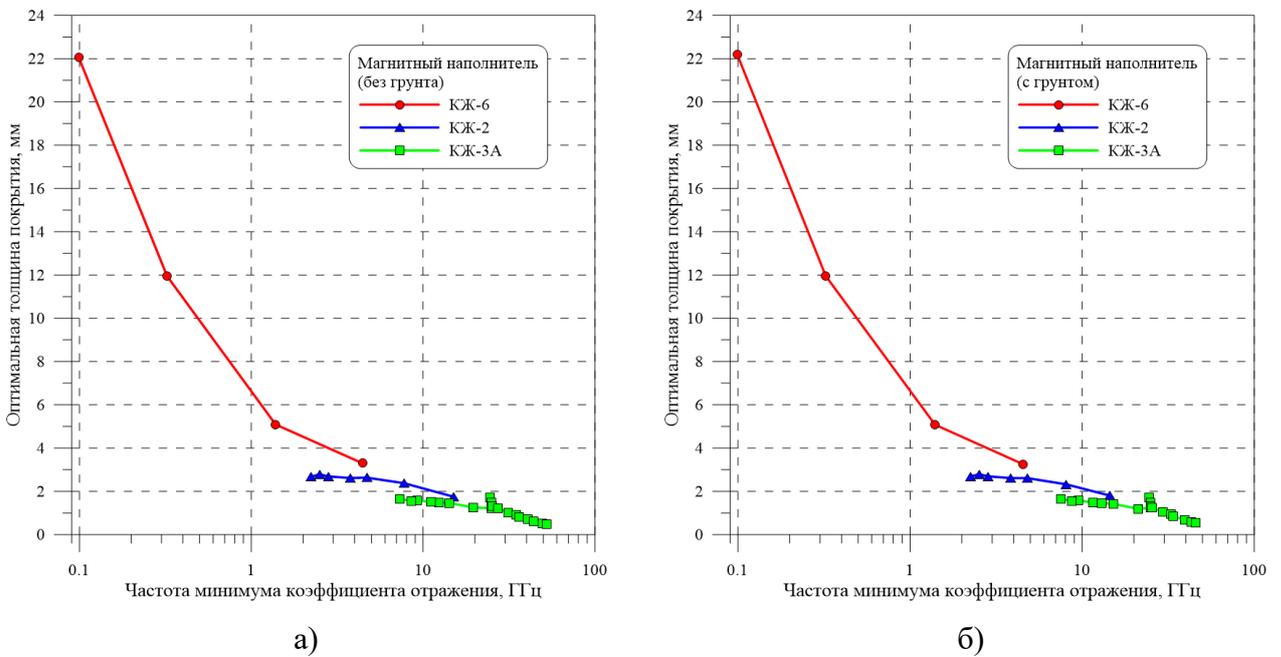
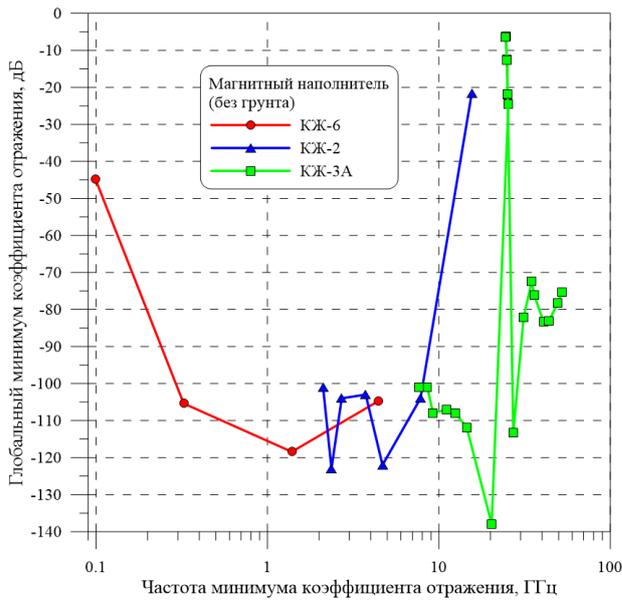
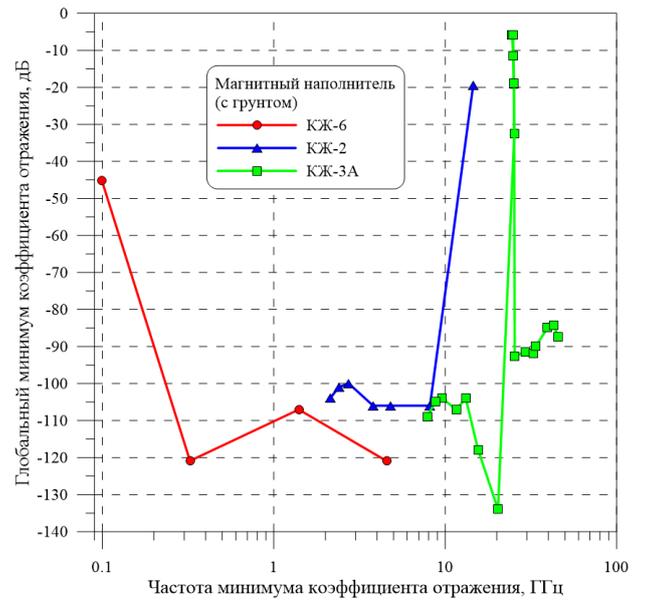


Рисунок 2.71 – Частотные зависимости оптимальной толщины однослойных магнитных РПП на металлической подложке на основе КМ с различными магнитными наполнителями без грунтовки (а) и с грунтовкой (б)

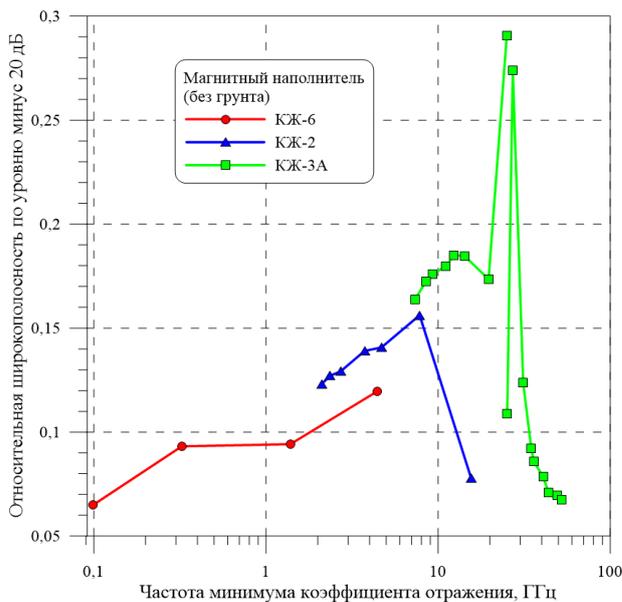


а)

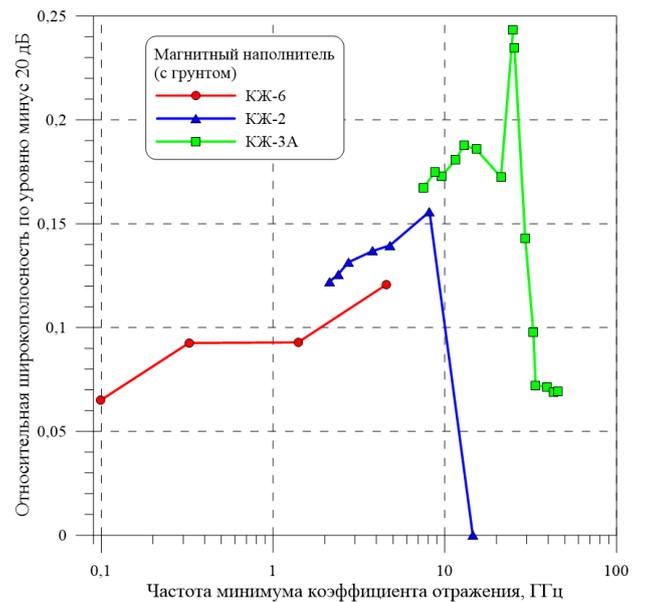


б)

Рисунок 2.72 – Частотные зависимости глобального минимума КО однослойных магнитных РПП на металлической подложке на основе КМ с различными магнитными наполнителями без грунтовки (а) и с грунтовкой (б)



а)



б)

Рисунок 2.73 – Зависимости относительной широкополосности РПП по уровню КО покрытия минус 20 дБ однослойных магнитных РПП на металлической подложке на основе КМ с различными магнитными наполнителями без грунтовки (а) и с грунтовкой (б) от частоты минимума КО РПП

3 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ МАГНИТНЫХ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Рассмотренные в предыдущей главе магнитные КМ, наполненные разработанными магнитными наполнителями (КЖ-3А, КЖ-2 и КЖ-6) с различной концентрацией, являются эффективными РПП с ограниченной широкополосностью, являются узкополосными покрытиями с полосой эффективного поглощения до 25% и, по сути, являются однослойными магнитными экранами Далленбаха [153]. Для повышения широкополосности РПП, востребованной в современных сверхширокополосных антенных системах, необходимы многослойные магнитные покрытия, построенные по градиентной схеме, которые могут демонстрировать значительную широкополосность за счет различной сложной частотной дисперсии магнитной проницаемости слоев покрытия [139]. Разработанные магнитные КМ на основе модифицированных порошков КЖ легко позволяют изменять концентрацию и толщину покрытий, а значит, с учетом предлагаемой номенклатуры магнитных наполнителей со столь различными магнитными наполнителями, можно ожидать построения многослойных схем РПП с высокой широкополосностью при минимальной толщине покрытия.

Настоящая глава посвящена разработке и оптимизации сверхширокополосных многослойных магнитных РПП, построенных по градиентной схеме с эффективной полосой поглощения от двух до пяти октав с минимальной толщиной покрытий. Рассмотрены области внедрения разработанных сверхширокополосных РПП для различной антенной техники, позволившие значительно улучшить их радиотехнические характеристики (РТХ).

3.1 Частотно-селективное радиопоглощающее покрытие РАН-54 для диапазона частот 2 – 18 ГГц

В настоящем параграфе представлены структура и состав частотно-селективного РПП типа РАН-54, специально разработанного для применения на поверхности параболического металлического отражателя сверхширокополосной (СШП) зеркальной антенны (ЗА) типа СШПА218 с целью стабилизации ширины диаграммы направленности (ДН) антенны в угломестной плоскости в широком диапазоне частот от 2 до 18 ГГц. Рассмотрены радиофизические характеристики (эффективные материальные параметры) как отдельных слоев покрытия, так и комбинации слоев, а также всего покрытия в целом.

Структура РПП РАН-54 представлена в таблице 3.1. Покрытие представляет собой многослойный композиционный материал на основе кремнийорганического полимерного

связующего общей толщиной около 4,7 мм. Использование в РПП РАН-54 этого типа связующего обусловлено необходимостью обеспечения высокой атмосферостойкости покрытия, низкого водопоглощения, высокой коррозионностойкости, стойкости к ультрафиолету, а также работоспособностью покрытия в широком диапазоне температур – от минус 65°С до +180°С.

Для обеспечения адгезии РПП РАН-54 к металлической подложке используется двухкомпонентная эпоксидная грунтовка. Грунтовка является диэлектрическим материалом с низким значением диэлектрической проницаемости и малым тангенсом диэлектрических потерь и является **первым** технологическим слоем РПП.

Второй функциональный слой РПП РАН-54 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-1М, представляющего собой раствор порошка магнитного наполнителя КЖ-2 (с максимально допустимой концентрацией) в кремнийорганическом полимерном связующем с добавлением ряда реологических добавок для стабилизации технологических свойств компаунда. Компаунд С-1М наносят методом воздушного распыления на свежую загрунтованную поверхность металла по лакокрасочной технологии.

Таблица 3.1 - Структура РПП РАН-54 (суммарная толщина около 4,7 мм)

№ слоя, n	Состав	Номер рисунка	Наполнитель
6	Компаунд С-5	-	Пигменты, реологические добавки
5	Компаунд С-11	-	Стеклосферы
4	Компаунд С-10	3.3	КЖ-3А
3	Компаунд С-9	3.2	КЖ-3А
2	Компаунд С-1М	3.1	КЖ-2
1	Грунтовка	2.25	Пигменты
0	Металлическая подложка		

Примечание: Нумерация слоев покрытия начинается от металлической подложки

На рисунке 3.1 представлены частотные зависимости эффективной комплексной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости листового образца материала, изготовленного из компаунда С-1М.

Третий функциональный слой РПП РАН-54 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-9, представляющего собой раствор порошка магнитного наполнителя КЖ-3А (с пониженной концентрацией) в кремнийорганическом связующем с добавлением ряда реологических добавок для стабилизации технологических свойств компаунда. Частотные зависимости эффективной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости листового образца материала, изготовленного из компаунда С-9, представлены на рисунке 3.2.

Четвертый функциональный слой РПП РАН-54 формируется из двухкомпонентного

компаунда типа С-10, представляющего собой раствор порошка магнитного наполнителя КЖ-3А в кремнийорганическом связующем. Концентрация магнитного наполнителя КЖ-3А в компаунде С-10 в несколько раз меньше, чем в компаунде С-9. Частотные зависимости эффективной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости листового образца материала, изготовленного из компаунда С-10, представлены на рисунке 3.3.

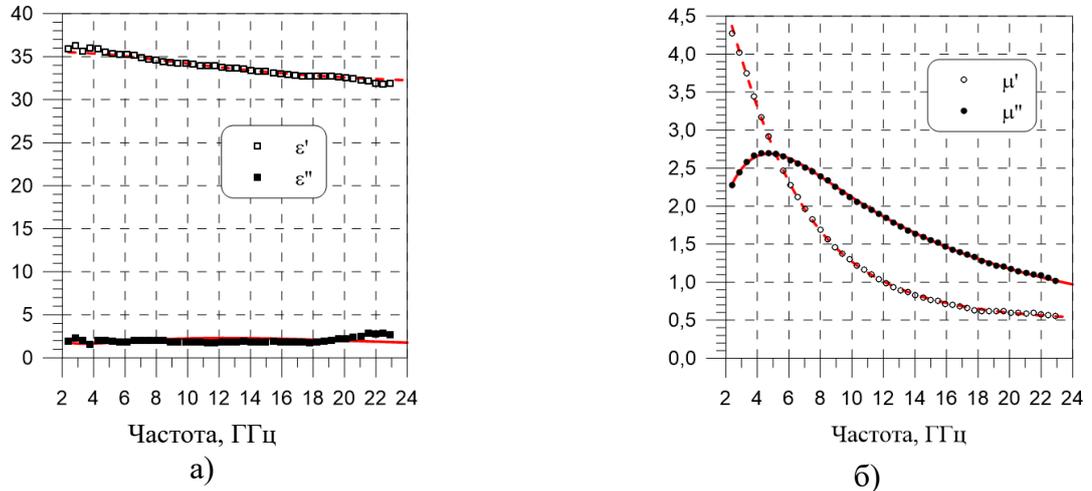


Рисунок 3.1 - Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца материала, изготовленного из компаунда С-1М (второго слоя РПП РАН-54) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

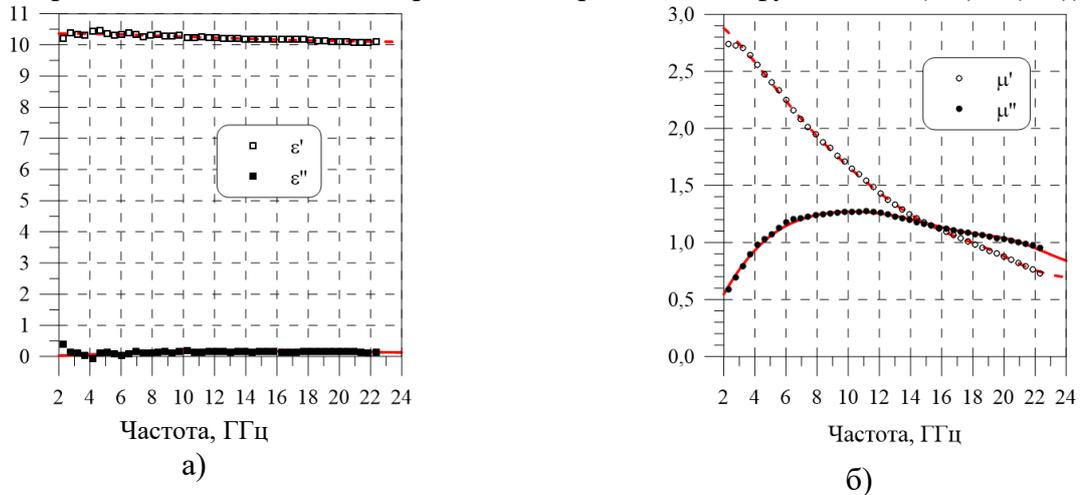


Рисунок 3.2 - Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца материала, изготовленного из компаунда С-9 (третьего слоя РПП РАН-54) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Пятый согласующий слой РПП РАН-54 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-11, представляющего собой раствор стеклянных микросфер в кремнийорганическом связующем для снижения эффективной диэлектрической проницаемости компаунда. Этот материал является диэлектриком с низким значением проницаемости (около 2,2) и малыми диэлектрическими потерями.

Шестой защитный слой РПП РАН-54 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-5, представляющего собой раствор пигментов и реологических добавок в

кремнийорганическом связующем. Защитный слой покрытия предназначен для защиты всего покрытия от неблагоприятных внешних атмосферных воздействий, выполняет функцию противокоррозионной, противоэрозионной и водоотталкивающей защиты покрытия.

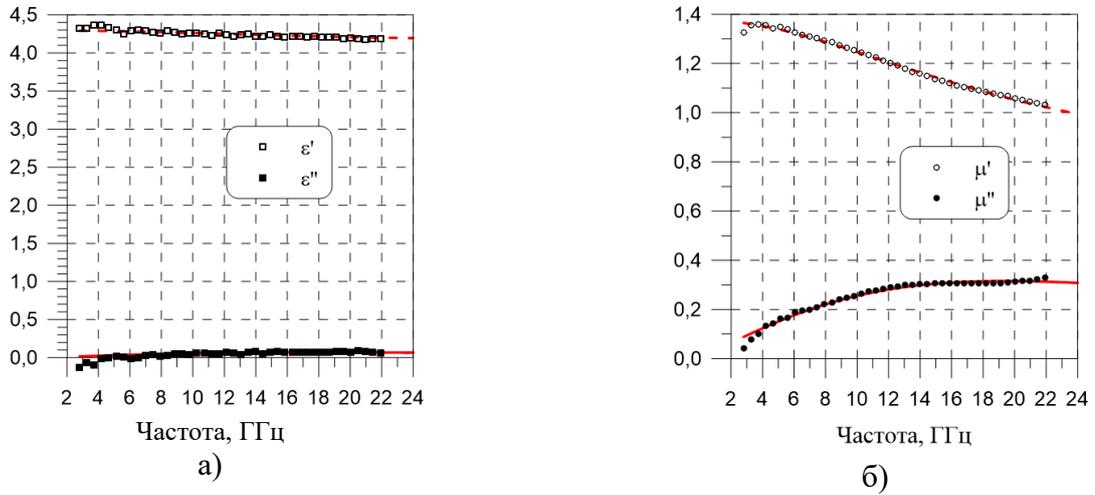


Рисунок 3.3 - Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца материала, изготовленного из компаунда С-10 (четвертого слоя РПП РАН-54) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Полученные в эксперименте функции аппроксимации измеренных значений комплексной проницаемости материалов компаундов используются для расчета КО многослойного РПП на металлической подложке по формулам Френеля при нормальном падении ЭМВ. Как известно [63], КО R n -слойного РПП можно представить в виде итерационной формулы

$$R = \frac{Z_{ex}^{(n)} - Z_{n+1}}{Z_{ex}^{(n)} + Z_{n+1}}, \quad (3.1)$$

где $Z_{ex}^{(n)} = \frac{Z_{ex}^{(n-1)} - iZ_n \operatorname{tg} \varphi_n}{Z_n - iZ_{ex}^{(n-1)} \operatorname{tg} \varphi_n} Z_n$ - входной импеданс на передней поверхности последнего (верхнего,

от металла) слоя, $Z_n = \sqrt{\mu_n / \varepsilon_n}$ - нормальный импеданс n -го слоя, $\varphi_n = kd_n = \frac{2\pi}{\lambda} d_n$ - набег фазы в n -м слое толщиной d_n , λ - длина ЭМВ, μ_n и ε_n - комплексная магнитная и диэлектрическая проницаемость n -го слоя.

Выбор конкретной структуры слоев покрытия РАН-54 производился на основе предыдущего практического опыта разработки РПП из огромной базы данных разработанных композитных магнитных материалов. Структура слоев формировалась по градиентному принципу, чтобы обеспечить плавный переход от импеданса свободного пространства (единица) к импедансу металла (ноль) в рабочем диапазоне частот (в данном случае от 8 до 18 ГГц). Оптимизация толщин слоев покрытия производилась численным методом путем минимизации функционала F методом градиентного спуска

$$F = \int_{f_1}^{f_2} |R(f) - R_0| df, \quad (3.2)$$

где f_1 и f_2 - крайние значения заданного диапазона частот, R_0 - заданное максимальное значение КО покрытия в диапазоне частот, $R(f)$ - реальное значение КО покрытия при частоте f .

На рисунке 3.4 представлена расчетная оптимизированная частотная зависимость модуля КО покрытия РАН-54 в диапазоне частот от 2 до 20 ГГц при нормальном падении ЭМВ. Частотные зависимости КО первого, второго, третьего, четвертого и пятого слоев РПП РАН-54, используемых при нанесении этого покрытия (при оптимальной толщине каждого слоя покрытия) представлены на рисунке 3.5.

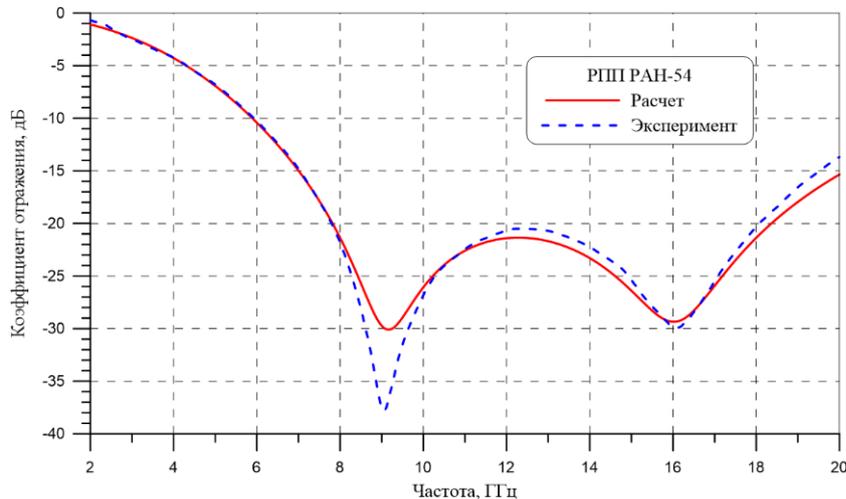


Рисунок 3.4 - Оптимизированная частотная зависимость модуля КО РПП РАН-54 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ (сплошная кривая – расчет, пунктирная – эксперимент)

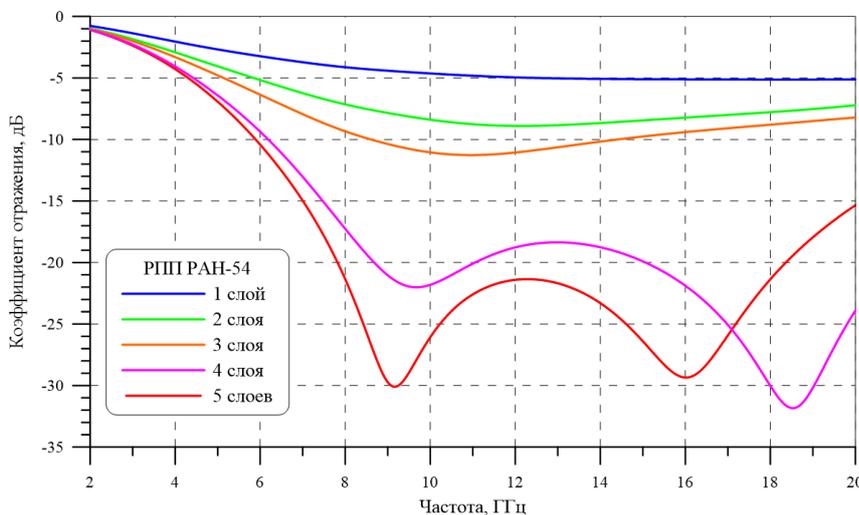


Рисунок 3.5 - Частотные зависимости КО слоев РПП РАН-54 на металлической подложке в зависимости от количества нанесенных слоев при нормальном падении ЭМВ

Частотная зависимость фазы КО РПП РАН-54 в диапазоне частот от 2 до 20 ГГц при нормальном падении ЭМВ представлена на рисунке 3.6.

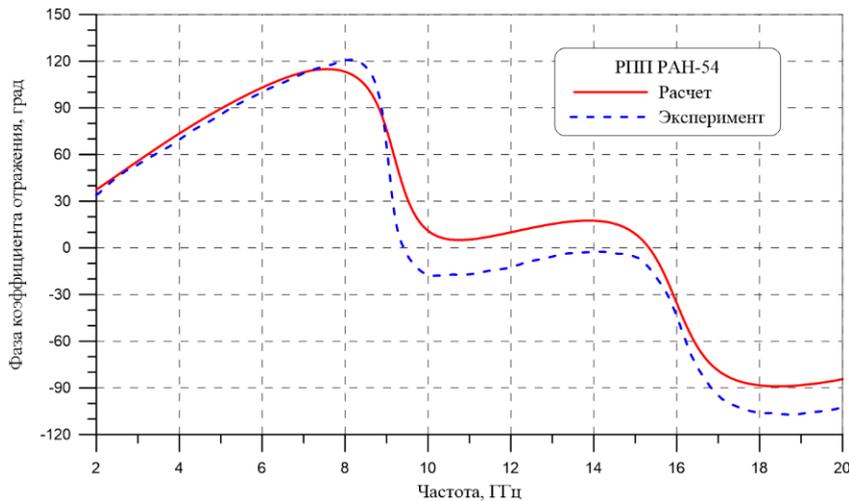


Рисунок 3.6 -
Оптимизированная частотная зависимость фазы КО РПП РАН-54 при нормальном падении ЭМВ (сплошная кривая – расчет, пунктирная – эксперимент)

Практически линейная зависимость фазы КО РПП РАН-54 в низкочастотной области рабочего диапазона частот (от 2 до 7 ГГц) (рисунок 3.6) со значениями, не превышающими значение $\pi/4$, обеспечивает синфазное сложение полей, отраженных от поверхностей, покрытых РПП РАН-54 и непокрытой зоны зеркала антенны.

СШП ЗА типа СШПА218 является многолучевой ЗА с пятью вынесенными рупорными облучателями с горизонтальной поляризацией волны. При этом каждый из рупоров облучает зеркало антенны преимущественно под определенным углом падения, отличным от нормального. Примерные значения углов облучения зеркала антенны для рупоров с первого (верхнего) до пятого (нижнего) составляют 18° , 24° , 29° , 35° и 42° , соответственно. Соответствующие расчетные частотные зависимости модуля КО РПП РАН-54 при этих фиксированных углах падения ЭМВ для параллельной (горизонтальной) поляризации представлены на рисунке 3.7, а фазы КО РПП РАН-54 - на рисунке 3.8.

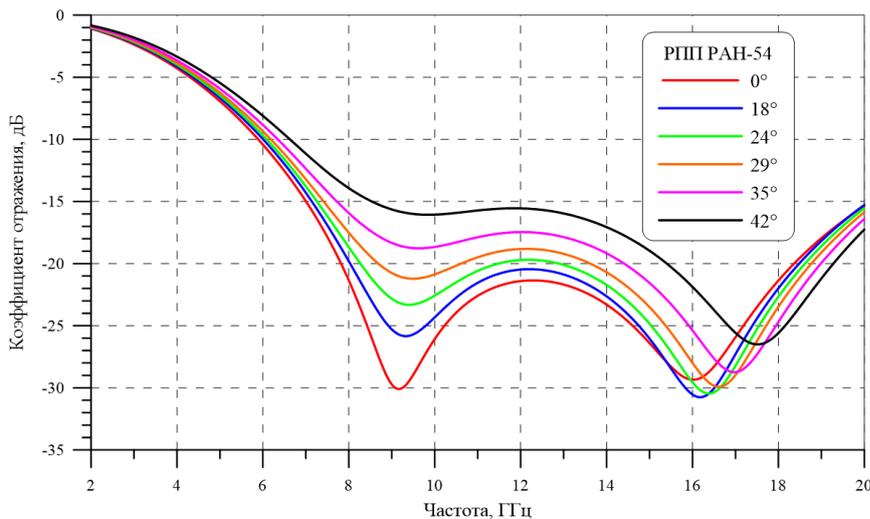


Рисунок 3.7 – Расчетные частотные зависимости модуля КО РПП РАН-54 при различных углах падения ЭМВ при параллельной (горизонтальной) поляризации

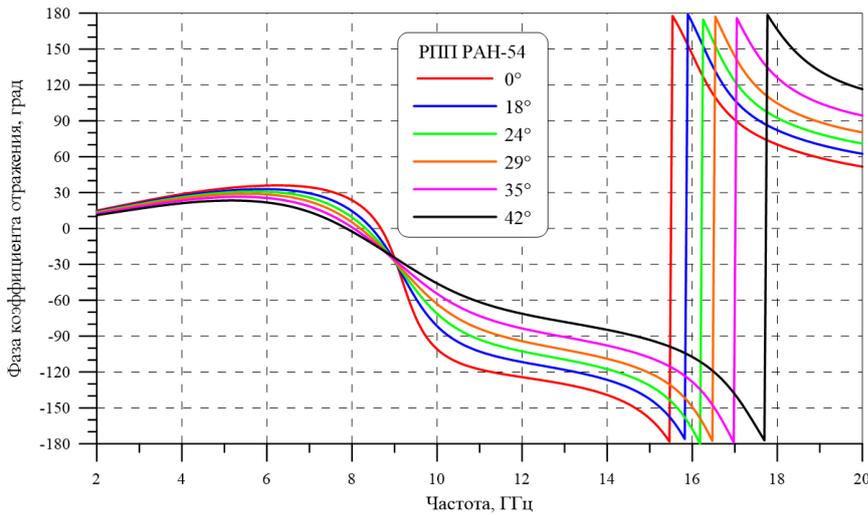


Рисунок 3.8 – Расчетные частотные зависимости фазы КО РПП РАН-54 при различных углах падения ЭМВ при параллельной (горизонтальной) поляризации

Представленные графики демонстрируют монотонное повышение КО РПП РАН-54 с увеличением угла падения ЭМВ в области низких частот (от 2 до 16 ГГц) рабочего диапазона частот ЗА, и слабую зависимость КО РПП РАН-54 от угла падения ЭМВ на верхнем краю частотного диапазона (17-18 ГГц). Значение фазы отраженной волны от покрытия в низкочастотном диапазоне (2-7 ГГц) не превышает значения $\pi/4$ для всех углов падения волны.

Разработанное широкополосное РПП РАН-54 удовлетворяет требованиям по частотной зависимости КО в рабочем диапазоне частот СШП ЗА типа СШПА218 при углах падения ЭМВ, не превышающих 42° .

3.1.1 Испытания РПП РАН-54 на стойкость к внешним воздействующим факторам

Предварительные испытания РПП РАН-54 показывают, что покрытие отвечает всем требованиям эксплуатации в составе объекта в открытых атмосферных условиях при различных внешних воздействующих факторах (ВВФ).

Испытания РПП РАН-54 на предельную повышенную температуру проводили в соответствии с ГОСТ 20.57.406-81 по методу 201-1.1. Образец помещали в термостат марки BINDER FP 240 и выдерживали непрерывно при температуре $+120^\circ\text{C}$ в течение 100, 250, 500, 750 и 1000 часов. На рисунке 3.9 приведены частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после проведения испытаний на предельную повышенную температуру ($+120^\circ\text{C}$) (кривые 2-6). КО РПП РАН-54 претерпел небольшие изменения в рабочем диапазоне частот, однако, после испытаний КО РПП РАН-54 по-прежнему не превышает значения минус 20 дБ, что свидетельствует о стабильности связующего и используемых магнитных наполнителей в структуре покрытия.

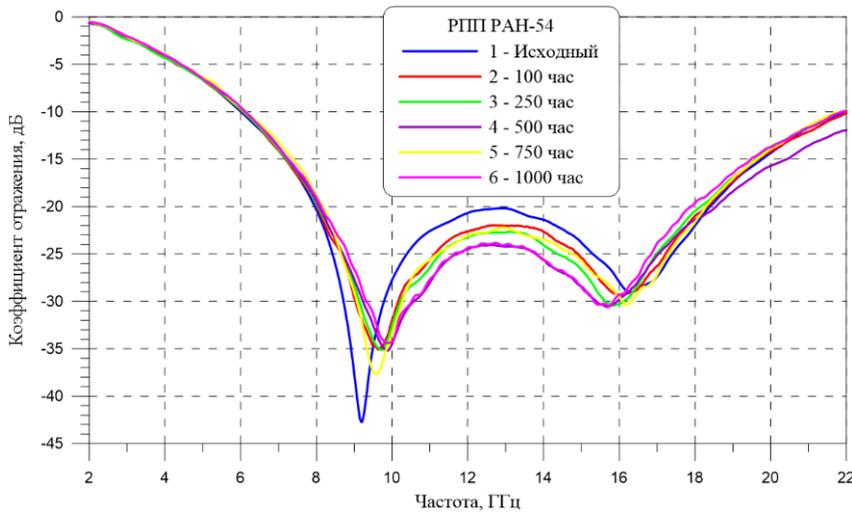


Рисунок 3.9 – Частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после циклов испытаний на предельную повышенную температуру (+120°C) в течение 100-1000 часов (кривые 2-6)

Испытания РПП РАН-54 на предельную пониженную температуру проводили в соответствии с ГОСТ 20.57.406-81 по методу 203-1.

Образец помещали в климатическую камеру марки INSTRON-SFL-3119-406 и выдерживали при температуре минус 60°C в течение не менее 5 часов, затем образец постепенно нагревали до температуры +(22±2) °С и выдерживали при этой температуре в течение 18-19 часов. Суммарная продолжительность выдержки при температуре минус 60°C составила 35 часов. Контроль радиотехнических параметров образца покрытия производили через 11 и 35 часов. В качестве охлаждающего агента использовали жидкий азот. Максимальное отклонение температуры от нормированного значения составляло не более ±2°C. На рисунке 3.10 приведены частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после проведения испытаний на предельную пониженную температуру (минус 60° С) (кривые 2-3).

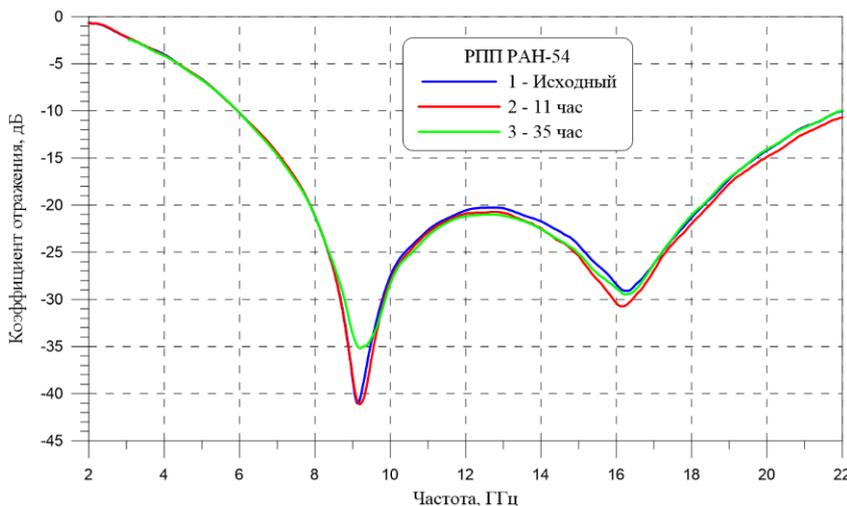


Рисунок 3.10 – Частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после циклов испытаний на предельную пониженную температуру (минус 60°C) в течение 11-35 часов (кривые 2-3)

Представленные на рисунке 3.10 графики демонстрируют очень слабую зависимость радиофизических свойств РПП РАН-54 после испытаний на воздействие предельной пониженной температуры.

Испытания РПП РАН-54 на термоциклирование (быстрое изменение температур) проводили в соответствии с ГОСТ 20.57.406-81, метод 205-1, с использованием двух камер.

Образец покрытия подвергали воздействию трех непрерывно следующих друг за другом циклов. Каждый цикл состоял из следующих этапов:

- а) сначала образец помещали в камеру холода, температура в которой заранее была доведена до температуры минус 60°C ;
- б) после выдержки в камере холода образец переносили в камеру тепла, предварительно нагретую до $+120^{\circ}\text{C}$.

Общее количество циклов: 33. Время перемещения образца из одной камеры в другую не превышало трех минут. Время достижения заданного температурного режима в камерах тепла и холода составляло от трех до пяти минут. Выдержка образцов при заданной температуре до достижения теплового равновесия – 30 мин. В качестве камеры холода использовали климатическую камеру марки INSTRON-SFL-3119-406, охлаждающий агент – жидкий азот. Отклонение температуры от нормированного значения составляло не более $\pm 2^{\circ}\text{C}$. В качестве камеры тепла использовали термостат марки BINDER FP 240, отклонение температуры от нормированного значения составляло не более $\pm 1^{\circ}\text{C}$.

На рисунке 3.11 приведены частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после проведения испытаний на термоциклирование от минус 60°C до $+120^{\circ}\text{C}$ в течение 10-33 циклов (кривые 2-4). Наблюдается также исключительно слабое изменение КО РПП РАН-54 относительно исходного после испытаний на термоциклирование.

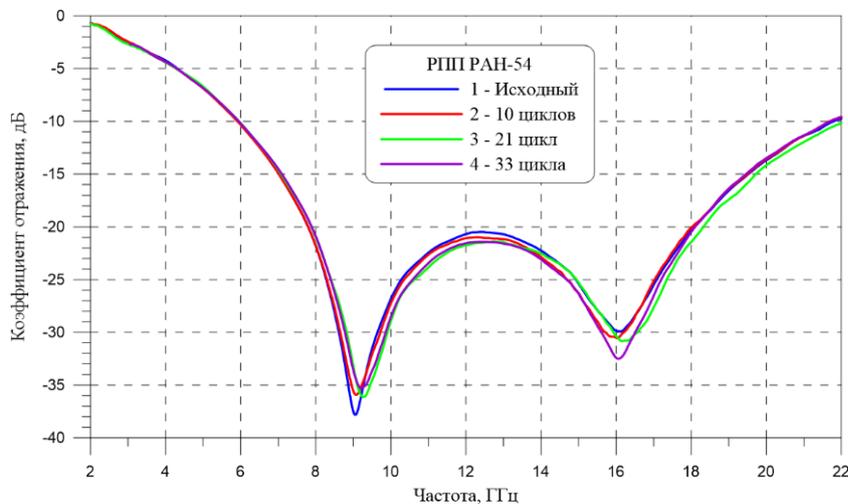


Рисунок 3.11 – Частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после 10-33 циклов термоциклирования от минус 60°C до $+120^{\circ}\text{C}$ (кривые 2-4)

Испытания РПП РАН-54 в камере влажности проводили в соответствии с ГОСТ 20.57.406-81 по методу 207-3. Образец выдерживали в камере влажности непрерывно по циклическому режиму. Каждый цикл включает в себя: 12 ч – выдержка при температуре $(40\pm 2)^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности воздуха $(93\pm 3)\%$, 12 ч – выдержка при температуре $(25\pm 3)^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности воздуха $(98\pm 2)\%$. Количество циклов – 40. Промежуточный контроль радиотехнических параметров покрытия производили через 17 циклов.

На рисунке 3.12 приведены частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после проведения циклических испытаний в камере влажности в течение 17-40 циклов (кривые 2-4). Наблюдается незначительное изменение КО РПП РАН-54 после испытаний в камере влажности в течение 40 суток.

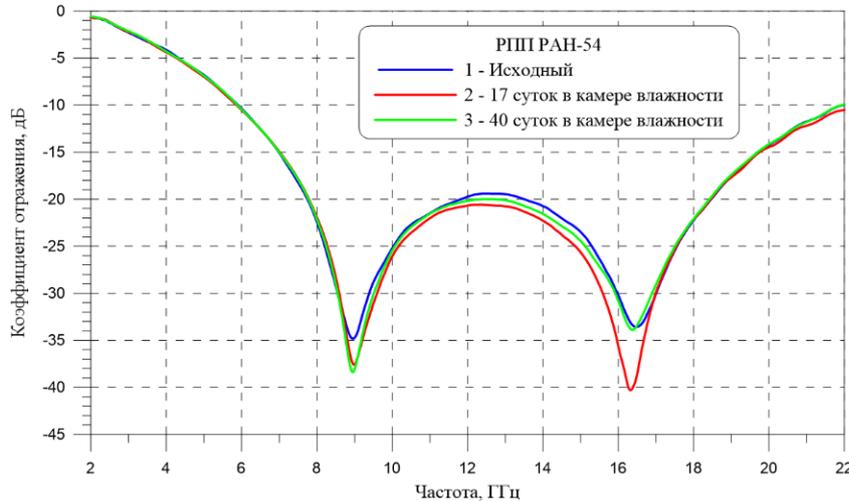


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и после 17-40 суток выдержки в камере влажности (кривые 2-3)

Испытания РПП РАН-54 проводили также с целью проверки влияния инея и росы на покрытие РАН-54 на его КО. Испытание проводили в соответствии с ГОСТ 20.57.406-81 по методу 206-1. Образец с покрытием помещали в камеру холода INSTRON-SFL-3119-406 и выдерживали при температуре минус (25 ± 3) °С в течение 2 часов. Затем образец извлекали из камеры холода и в нормальных климатических условиях снимали частотные характеристики КО покрытия в момент образования инея (при 0 °С) и росы (при +5 °С).

На рисунке 3.13 приведены частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и в момент образования инея (кривая 2) и росы (кривая 3). Наблюдается слабое изменение КО РПП РАН-54 в моменты образования инея и росы на поверхности покрытия.

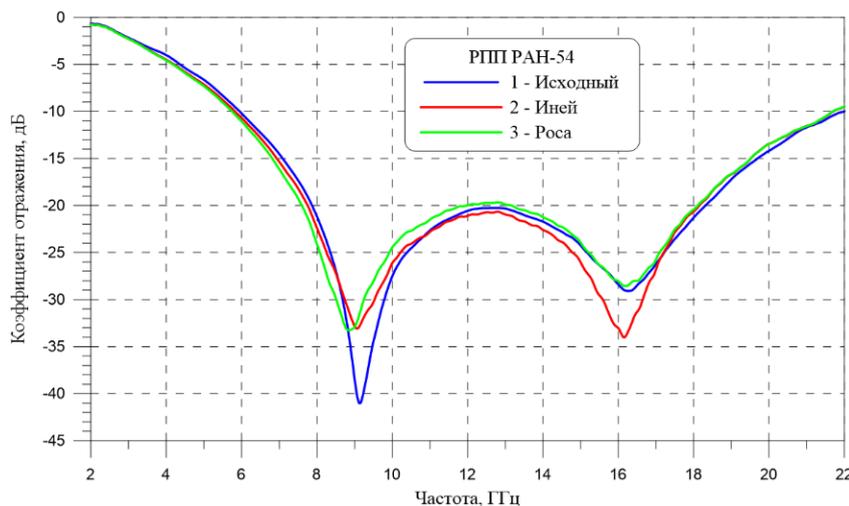


Рисунок 3.13 – Частотные зависимости КО образца РПП РАН-54 в исходном виде (кривая 1) и в момент образования инея (кривая 2) и росы (кривая 3)

Результаты проведенных испытаний РПП РАН-54 на стойкость к предельным пониженным температурам, предельным повышенным температурам, термоциклированию (быстрому изменению температур), к повышенной влажности среды, выпадению инея и росы,

механическому удару, а также адгезионной прочности РПП после всех внешних воздействий подтвердили исключительную стойкость РПП РАН-54 к ВВФ среды.

3.1.2 Применение широкополосного РПП РАН-54 для коррекции диаграмм направленности многолучевой сверхширокополосной зеркальной антенны

Актуальность создания СШП многолучевых ЗА связана с развитием СШП систем радиолокации, связи и средств контроля радиоэлектронной обстановки. При этом для осуществления одновременного широкоугольного обзора пространства в вертикальной плоскости парциальные ДН необходимо поддерживать стабилизированными по ширине в многооктавном диапазоне частот. В работах [56, 154-155] с соавторами предложен метод построения многолучевых СШП ЗА со стабилизированными по ширине парциальными ДН в диапазоне частот, основанный на применении частотно-зависимых РПП на рабочей поверхности отражателя. Схема построения такой ЗА приведена на рисунке 3.14.

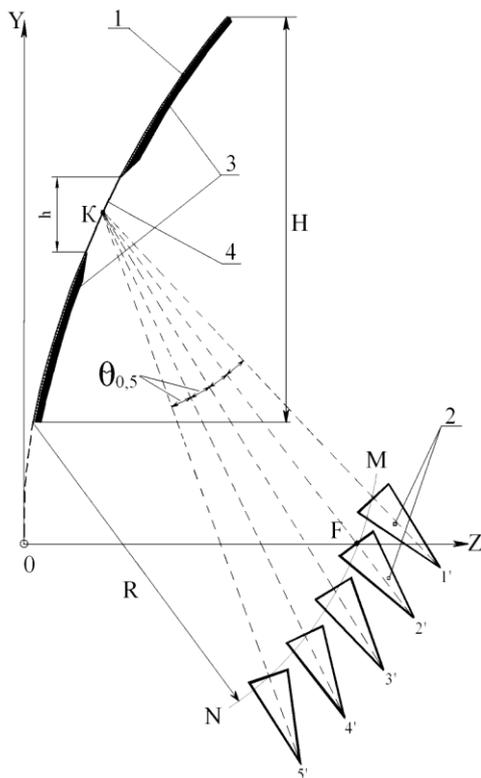


Рисунок 3.14 - Схема построения многолучевой СШП ЗА: 1 - отражатель, 2 - облучатели, 3 – РПП, 4 - область, свободная от покрытия

Антенна содержит несимметричный параболический отражатель (1) и группу облучателей (2). На верхнюю и нижнюю области рабочей поверхности отражателя нанесено частотно-селективное широкополосное РПП РАН-54 (3), а центральная область (4) отражателя свободна от покрытия.

Рупорные облучатели (2) расположены по фокальной дуге MN отражателя так, что формируемые ими парциальные ДН ЗА образуют пучок лучей, перекрывающих необходимый

сектор одновременного обзора в вертикальной плоскости. Размеры апертуры отражателя выбираются из условий необходимых значений коэффициента усиления (КУ) и ширины парциальных ДН ЗА в обеих плоскостях на нижней границе рабочего диапазона частот. Размер h центральной области отражателя выбирается из условия необходимой ширины парциальных ДН в вертикальной плоскости на крайней верхней частоте. Для поддержания постоянной ширины парциальных ДН ЗА модуль КО РПП должен монотонно убывать с частотой. Принцип работы антенны, предназначенной для работы в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц, проиллюстрирован на рисунке 3.15.

На нижней границе диапазона частот модуль КО РПП РАН-54 максимален и работает вся поверхность отражателя размером H , формируя необходимые по ширине парциальные ДН ЗА в вертикальной плоскости (рисунок 3.15, а).

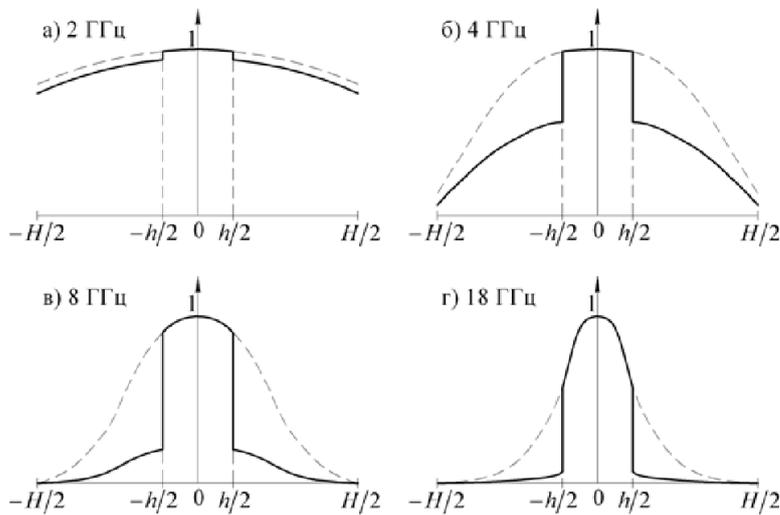


Рисунок 3.15 - Амплитудное распределение по апертуре ЗА при различных частотах: а – 2 ГГц, б – 4 ГГц, в – 8 ГГц, г – 18 ГГц

С ростом частоты значение модуля КО РПП РАН-54 снижается, в эквивалентной апертуре отражателя формируется спадающее амплитудное распределение, и эффективный размер этой апертуры уменьшается, благодаря чему ширина парциальных ДН ЗА в вертикальной плоскости поддерживается постоянной (рисунок 3.15б, в). При крайней верхней частоте модуль КО РПП РАН-54 минимален и в формировании парциальных ДН ЗА участвует фактически только центральная область отражателя, размер h которой и определяет их ширину (рисунок 3.15г). Распределение амплитуды, задаваемое облучателем при различных частотах, показано на рисунке 3.15 пунктирной линией. Несмотря на то, что с ростом частоты в апертуре ЗА формируется спадающее распределение за счет более узкого главного лепестка ДН облучателя, для необходимой стабилизации ширины парциальных ДН ЗА этого недостаточно. Дополнительное снижение амплитуды возбуждения периферийных областей с ростом частоты достигается применением частотно-селективного широкополосного РПП РАН-54 на рабочей поверхности отражателя.

В ходе работы была произведена отработка технологии нанесения РПП РАН-54 на технологическом макете зеркала СШПА-218, после чего произведено внедрение технологии нанесения РПП РАН-54 в серийное производство [акт внедрения см. в Приложении Д]. Отдельные операции по нанесению частотно-селективного РПП РАН-54 на отражатель антенны приведены на рисунках 3.16 – 3.20.

Исходный параболический отражатель из дюралюминия с размеченной центральной эллиптической зоной без покрытия в состоянии поставки представлен на рисунке 3.16, отражатель с маскировкой элементов конструкции после нанесения грунтовки и разложенными образцами-свидетелями покрытия – представлен на рисунке 3.17. Образцы-свидетели покрытия изготавливаются одновременно с нанесением покрытия на отражатель в одних и тех же внешних условиях из одних и тех же композиций компаундов и требуются как для радиофизического контроля параметров отдельных слоев покрытия, так и для изготовления образцов-свидетелей покрытия на образцах размерами 200×200 мм - для измерения частотной зависимости КО покрытия. Измерение частотных зависимостей материальных параметров съемных образцов слоев покрытия используется для корректировки толщин слоев на поверхности зеркала по программе для расчета частотной зависимости КО многослойного покрытия. Нанесение слоев покрытия производилось методом пневматического воздушного распыления, внешний вид отражателя после нанесения первого слоя РПП РАН-54 из композиции на основе компаунда С-1М представлен на рисунке 3.18.



Рисунок 3.16 – Параболический отражатель СШП ЗА в исходном виде с размеченной овальной центральной зоной (в состоянии поставки)



Рисунок 3.17 – Параболический отражатель СШП ЗА после маскировки и нанесения грунтовки с образцами-свидетелями покрытия



Рисунок 3.18 – Параболический отражатель СШП ЗА после нанесения первого функционального слоя РПП РАН-54 из композиции на основе компаунда С-1М

Радиофизический контроль съемных слоев покрытия РАН-54 производился по измерению частотных зависимостей диэлектрической и магнитной проницаемости материалов по методике измерений МИ 29012159-30008-2010 в свободном пространстве, контроль реальных значений КО покрытия на поверхности зеркала с локальной разметкой зон покрытия по оптимальной толщине – с помощью переносного ВАЦ *ANRITSU MS2028C* и прямоугольных рупорных антенн 2 и 3 сантиметрового диапазона длин волн (рисунок 3.19).



Рисунок 3.19 – Измерение КО РПП РАН-54 на поверхности отражателя с помощью портативного ВАЦ *ANRITSU MS2028C* и рупорной антенны

После нанесения пятого функционального слоя РПП РАН-54 на основе композиции из компаунда С-11 производится размаскирование отражателя и подрезка краев покрытия (рисунок 3.20).



Рисунок 3.20 – Параболический отражатель СШП ЗА после снятия маскировки и подрезки краев РПП РАН-54

В этом виде РПП РАН-54 готово для проведения механического вышкуривания края РПП в центральной эллиптической зоне на «ус» с плавным изменением толщины покрытия (рисунок 3.21). Как показали эксперименты - плавный переход толщины покрытия от нуля до нормальной толщины минимизирует увеличение уровня дальних боковых лепестков (БЛ) ДН ЗА в длинноволновой части рабочего диапазона за счет плавного изменения КО РПП РАН-54 в центральной зоне антенны.



Рисунок 3.21 – Сведение на «ус» толщины РПП РАН-54 в центральной зоне СШП ЗА

После вышкуривания края покрытия на «ус» производится грунтование центральной зоны отражателя и нанесение на все зеркало защитного шестого слоя покрытия из композиции на основе компаунда С-5 (рисунок 3.22).



Рисунок 3.22 – Итоговый вид СШП ЗА с РПП РАН-54 после нанесения защитного покрытия (шестого слоя из композиции на основе компаунда С-5)

В итоговом виде отражатель СШП ЗА с нанесенным РПП РАН-54 выглядит, как показано на рисунке 3.22. Типовая экспериментальная частотная зависимость КО СШП частотно-селективного РПП РАН-54 изображена на рисунке 3.23 сплошной линией, пунктирной линией представлена гипотетическая оптимальная расчетная зависимость КО РПП, которая трудно реализуема на практике.

Измерение ДН СШП ЗА с РПП РАН-54 производилось на антенной вышке радиополигона (рисунок 3.24). Измеренные угломестные ДН пяти каналов СШП ЗА с РПП РАН-54 на частотах 2, 6, 8, 10, 15 и 18 ГГц представлены на рисунке 3.25. Полученные ширины главного лепестка ДН СШП ЗА с РПП РАН-54 по уровню минус 3 дБ для пяти лучей представлены в таблице 3.2. Из таблицы следует, что ширины всех пяти лучей в угломестной плоскости незначительно варьируются в пределах от 3,6 до 8,4 град во всем рабочем диапазоне частот от 2 до 18 ГГц.

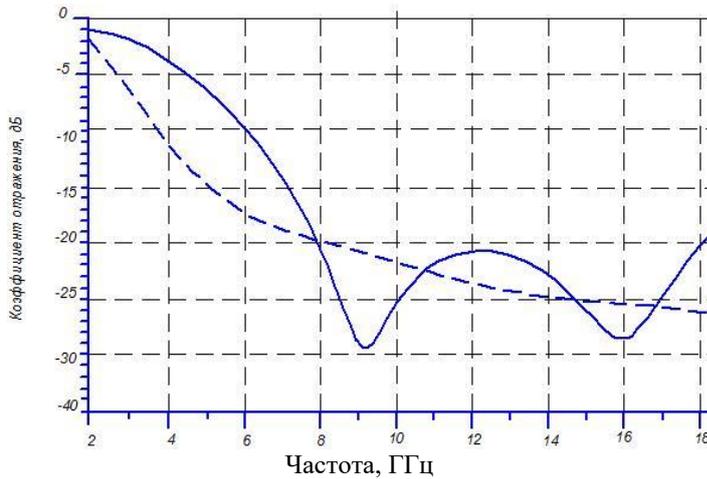


Рисунок 3.23 – Частотная зависимость КО РПП (пунктирная кривая – оптимальная функция, сплошная кривая – реализуемая с помощью РПП РАН-54)



Рисунок 3.24 – Полевые испытания экспериментального образца СШП ЗА с нанесенным РПП РАН-54 на радиополигоне

Таблица 3.2 – Ширина ДН СШП ЗА для пяти каналов при различных частотах в угломерной плоскости

Частота, ГГц	Ширина ДН в угломерной плоскости каналов №, град				
	канал 1	канал 2	канал 3	канал 4	канал 5
2	6,6	6,1	7,3	7,5	7,25
4	4,1	3,8	4	4,5	6,5
8	5,1	5,55	6,25	7,3	8,4
12	3,7	4,3	5,4	6	6,3
18	3,7	3,6	3,8	3,9	4,3
В диапазоне рабочих частот	5,15±1,45	4,85±1,25	5,55±1,75	5,7±1,8	6,35±2,05

Частотные зависимости ширины парциальных ДН пяти каналов СШП ЗА с РПП РАН-54 представлены в графическом виде на рисунке 3.26, частотные зависимости коэффициента

усиления (КУ) пяти каналов – на рисунке 3.27. Высокий запас по КУ СШП ЗА на высоких частотах демонстрирует потенциальную возможность расширения ДН СШП ЗА с РПП за счет более радикального снижения КО РПП на предельно высоких частотах. Типичные азимутальные ДН СШП ЗА с РПП РАН-54 представлены на рисунке 3.28 (*а* – для диапазона частот от 2 до 6 ГГц, *б* – для диапазона частот от 8 до 18 ГГц). Как следует из представленных графиков стабилизации ширины ДН СШП ЗА за счет нанесения РПП РАН-54 на ЗА в азимутальной плоскости практически не происходит, в отличие от угломестной плоскости.

Акт внедрения СШП ЗА с РПП РАН-54 см. в Приложении Д. Подробная информация по оптимизации зоны нанесения РПП РАН-54 на отражателе содержится в [120]. СШП ЗА с РПП РАН-54 защищена патентом [154].

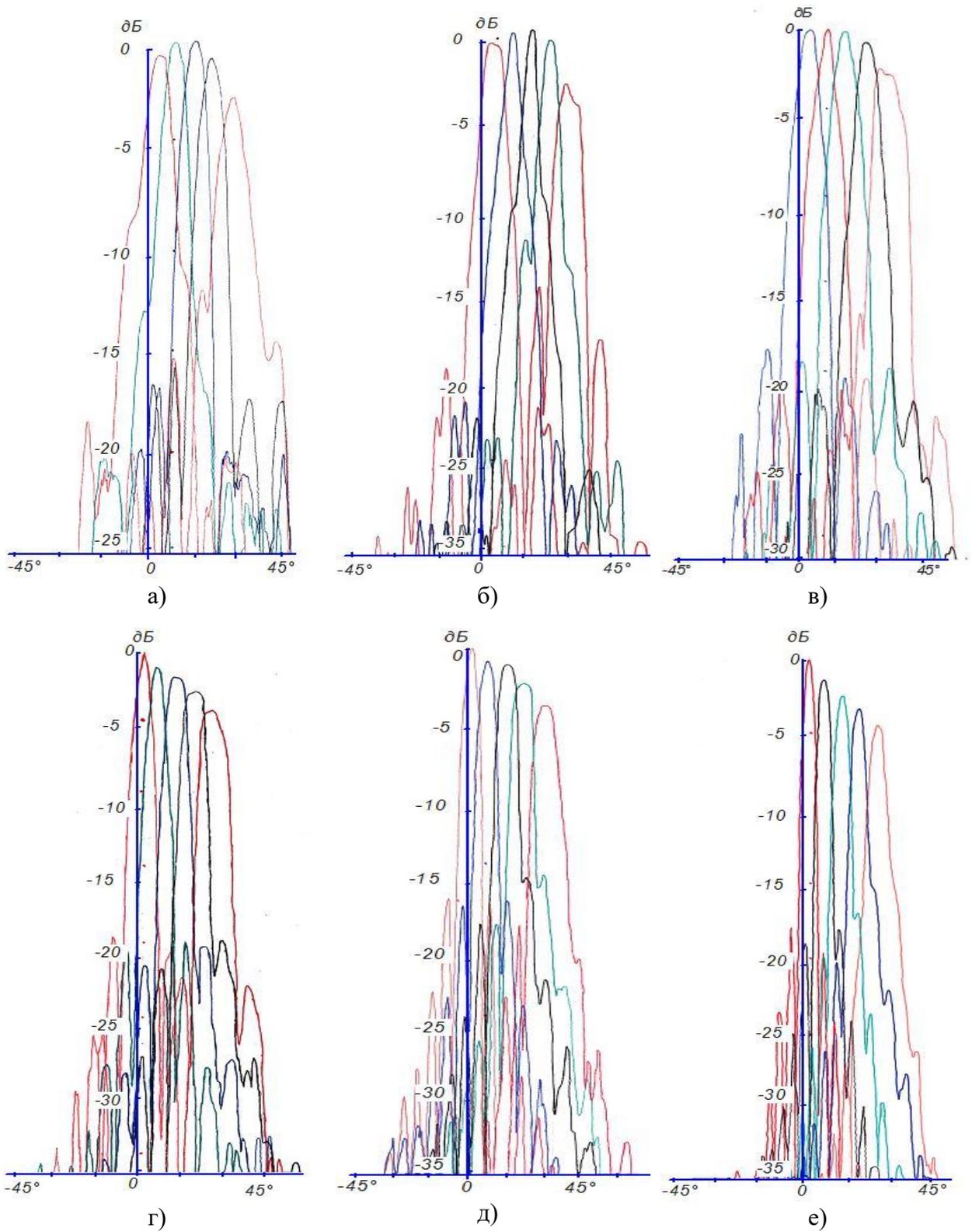


Рисунок 3.25 - Угломестные ДН СШП ЗА с РПП РАН-54 для пяти каналов при частотах 2 (а), 6 (б), 8 (в), 10 (г), 15 (д) и 18 ГГц (е)

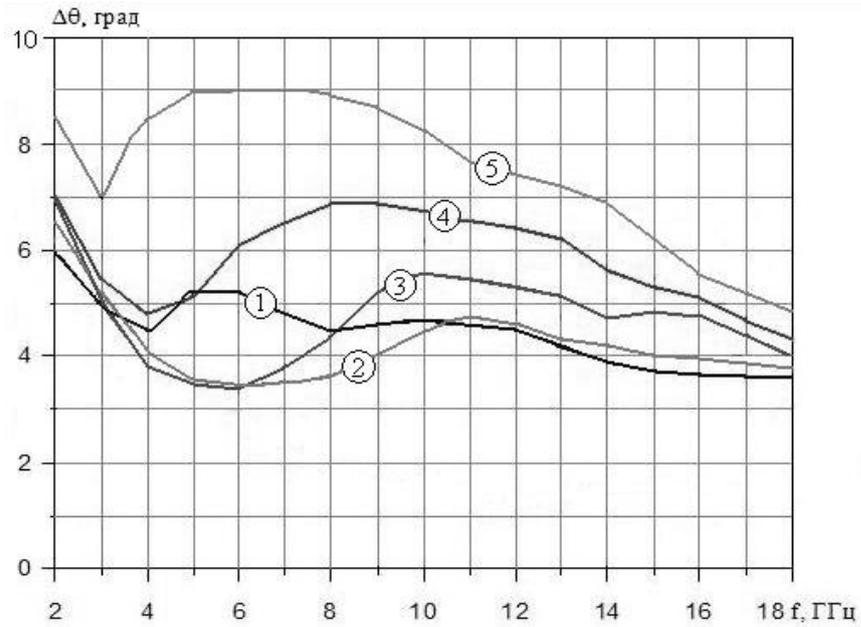


Рисунок 3.26 – Частотные зависимости ширины парциальных ДН пяти каналов СШП ЗА с РПП РАН-54 в угломестной плоскости

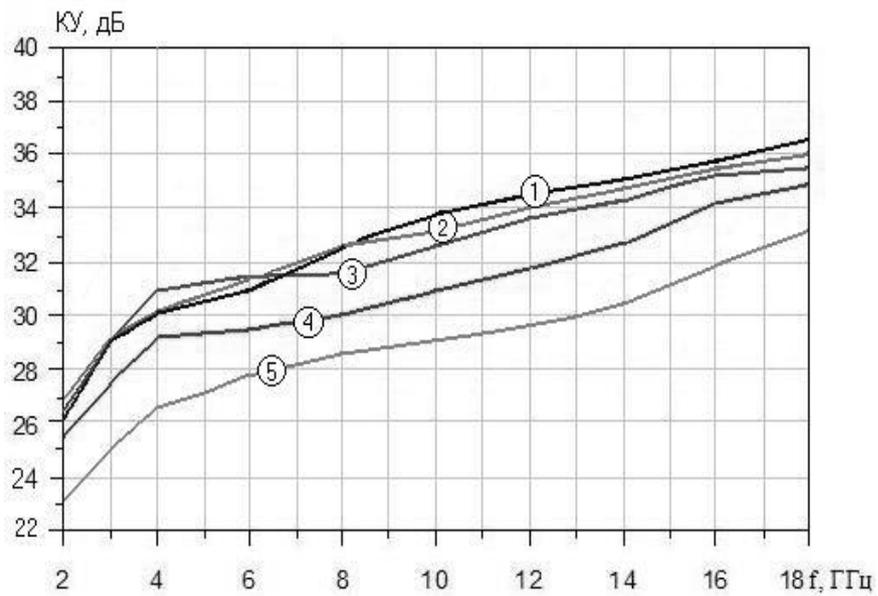


Рисунок 3.27 – Частотные зависимости КУ пяти каналов СШП ЗА с РПП РАН-54

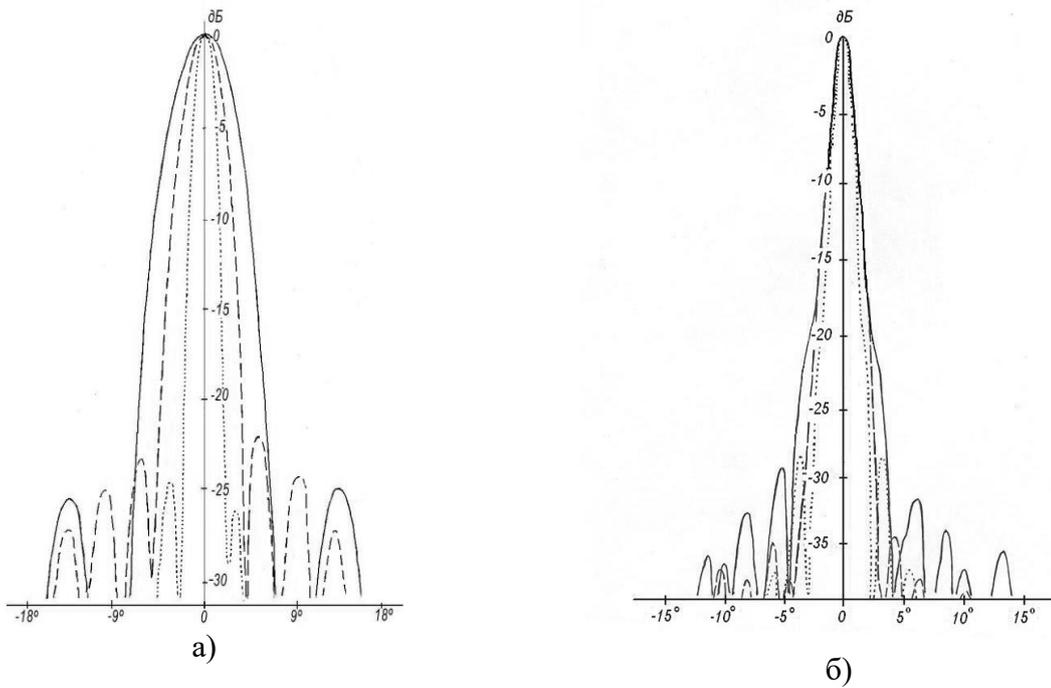


Рисунок 3.28 – Азимутальные ДН СШП ЗА с РПП РАН-54 в диапазоне частот – (а) 2-6 ГГц (сплошная кривая – 2 ГГц, пунктирная – 4 ГГц, точечная – 6 ГГц), (б) 8-18 ГГц (сплошная кривая – 8 ГГц, пунктирная – 12 ГГц, точечная – 18 ГГц)

3.2 Широкополосное радиопоглощающее покрытие РАН-67 для диапазона частот 8 – 18 ГГц

Для разработки СШП антенных систем является актуальным снижение КО ЭМВ от металлической платформы, на которой установлена СШП антенная система, а также минимизация обратного рассеяния ЭМВ на платформе. Последнее достигается применением на платформах РПП, существенно снижающих изрезанность ДН антенн и стабилизирующих их радиотехнические характеристики. Как правило, на практике такие РПП должны использоваться при воздействии сложного комплекса внешних воздействующих факторов.

В рамках решения данной задачи было разработано многослойное широкополосное РПП типа РАН-67. РПП РАН-67 предназначено для снижения КО ЭМВ от элементов конструкции объектов в диапазоне частот от 8 до 18 ГГц с КО на металлической подложке, не превышающим минус 15 дБ. РПП РАН-67 является более простым аналогом РПП РАН-54 с меньшей на 0,5 мм толщиной и меньшим количеством слоев по сравнению с РПП РАН-54.

РПП РАН-67 относится к группе силиконовых материалов и представляет собой многослойный композиционный материал на основе кремнийорганического связующего, наполненного мелкодисперсным порошком модифицированного КЖ. Нанесение покрытия

производят послойно методом лакокрасочного распыления. Разработанное покрытие не токсично, трудно горюче.

Структура РПП РАН-67 представлена в таблице 3.3. Покрытие РАН-67 представляет собой трехслойный композиционный материал на основе кремнийорганического полимерного связующего общей толщиной около 4,2 мм. Использование в покрытии РАН-67 этого типа связующего обусловлено необходимостью обеспечения высокой атмосферостойкости покрытия, низкого водопоглощения, высокой коррозионностойкости, стойкости к ультрафиолету, а также работоспособностью покрытия в широком диапазоне температур – от минус 65°С до +180°С. Покрытие построено строго по градиентной схеме с мягким входом, каждый последующий слой имеет более низкий импеданс по сравнению с предыдущим.

Первый (адгезионный) и **второй** функциональный слои покрытия полностью идентичны аналогичным слоям РПП РАН-54. **Третий** функциональный слой покрытия РАН-67 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-3М, представляющего собой раствор порошка модифицированного КЖ типа КЖ-3А в кремнийорганическом полимерном связующем с добавлением ряда реологических добавок для стабилизации технологических свойств компаунда. Концентрация магнитного наполнителя КЖ-3А в компаунде С-3М соответствует предельному объемному наполнению $C_v=42\%$, обеспечивающему приемлемые физико-механические характеристики материала (см. параграф 2.4.1). Частотные зависимости эффективной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости листового образца материала, изготовленного из компаунда С-3М, представлены на рисунке 3.29.

Таблица 3.3 - Структура РПП РАН-67 (суммарная толщина 4,2 мм)

№ слоя, n	Состав	Номер рисунка	Наполнитель
4	Компаунд С-2	-	Пигменты
3	Компаунд С-3М	3.29	КЖ-3А
2	Компаунд С-1М	3.1	КЖ-2
1	Грунтовка	2.25	Пигменты
0	Металлическая подложка		

Четвертый слой, объединяющий в себе функции согласующего и защитного слоев покрытия РАН-67, формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-2, представляющего собой раствор пигментов и реологических добавок в кремнийорганическом связующем. Защитный слой покрытия предназначен для защиты всего покрытия от неблагоприятных внешних атмосферных воздействий, выполняет функцию противокоррозионной, противоэрозионной и водоотталкивающей защиты покрытия. Диэлектрическая проницаемость листового образца защитного слоя, изготовленного из компаунда С-2 составляет величину около

3,0 с низкими диэлектрическими потерями.

Типичная частотная зависимость КО РПП РАН-67 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлена на рисунке 3.30. Сплошная кривая 1 соответствует теоретическому расчетному КО оптимизированного РПП РАН-67, полученному из типовых файлов частотных дисперсий диэлектрической и магнитной проницаемости основных компаундов покрытия, пунктирная кривая 2 - реализованному на практике КО образца РПП РАН-67. Незначительные расхождения в КО расчетного и экспериментального образцов покрытия на уровнях ниже минус 15 дБ связаны с технологическими допусками на электрофизические параметры материалов, изготовленных из разных партий компаундов. Тем не менее, КО образца РПП РАН-67 в диапазоне частот от 8 до 18 ГГц полностью соответствует предъявляемым требованиям (ниже минус 15 дБ).

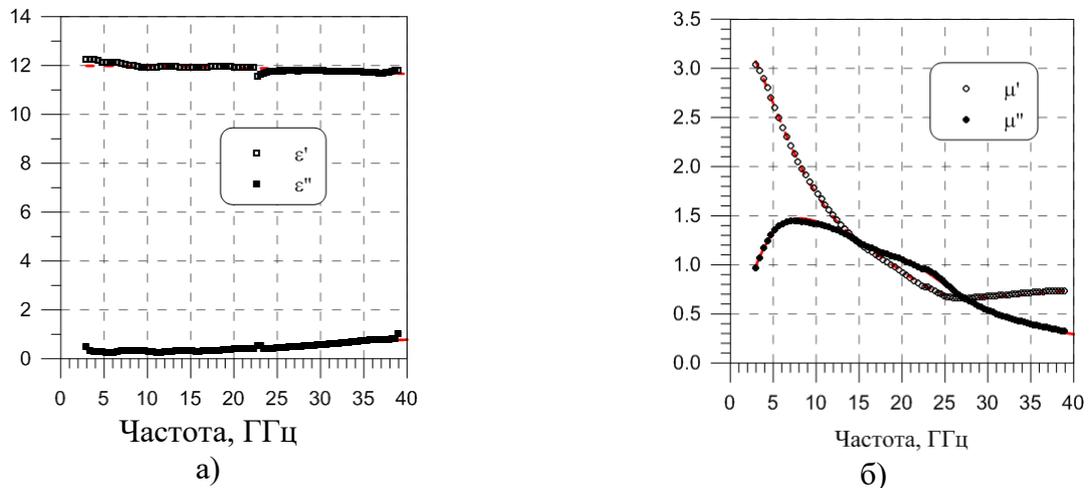


Рисунок 3.29 - Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца материала, изготовленного из компаунда С-3М (третьего слоя РПП РАН-67) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

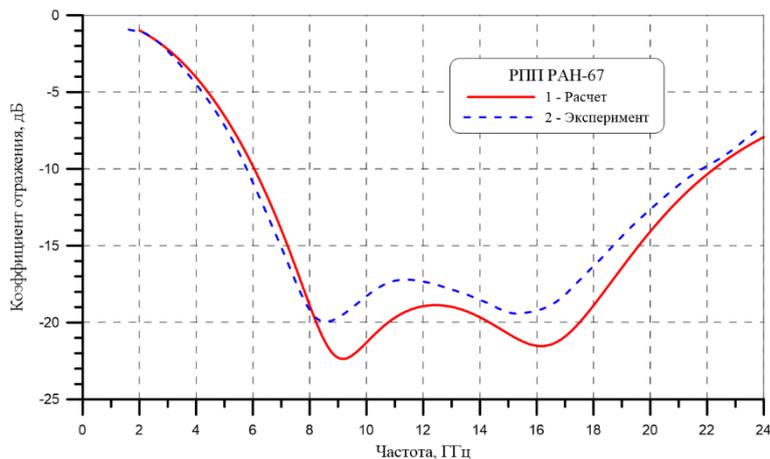


Рисунок 3.30 – Частотные зависимости КО РПП РАН-67 при нормальном падении ЭМВ (кривая 1 – теоретический расчет, кривая 2 – изготовленный образец РПП РАН-67)

Термические испытания радиопоглощающего покрытия РАН-67

РПП РАН-67, также как и рассмотренное в предыдущем параграфе РПП РАН-54 является стойким к воздействию повышенных (+180°C) и пониженных (минус 65°C) температур,

воздействию повышенной влажности, солевого (морского) тумана, термического старения покрытия при низких и высоких температурах, циклическому изменению температуры окружающей среды [94, 156-157].

Результаты проведенных термических испытаний образцов РПП РАН-67 свидетельствуют о том, что покрытие имеет значительные вариации значений КО покрытия при изменении температуры. Измерения температурной зависимости КО РПП РАН-67 производились в специальной теплоизолированной ячейке с плоским нагревателем. На рисунке 3.31 представлено несколько кривых частотной зависимости КО в диапазоне от 8 до 18 ГГц образца покрытия в интервале температур от минус 70 °С до +180 °С. Для удобства отображения на графике показаны кривые, записанные с шагом 10 °С. Выносными линиями изображены зависимости, полученные в исходном состоянии при комнатной температуре +20 °С, при минимальной температуре минус 70 °С и при максимальной +180 °С.

Охлаждение образца покрытия приводит к смещению частотной зависимости КО покрытия в область высоких частот с формированием одного выраженного локального минимума КО покрытия при частоте 17,3 ГГц. При термическом нагреве, наоборот, происходит смещение частотной зависимости КО покрытия в область более низких частот со снижением значения минимума КО до уровня минус 37 дБ. При этом точно также формируется единственный локальный минимум частотной зависимости КО покрытия в данном диапазоне при частоте 9,9 ГГц. Однако, и при нагреве до максимальной температуры, и при охлаждении до минимальной температуры РПП РАН-67 сохраняет свою работоспособность – значения КО покрытия удовлетворяют требованиям технических условий (не более минус 15 дБ в диапазоне частот от 8 до 18 ГГц) на данное покрытие независимо от его рабочей температуры. Такие смещения значений КО РПП РАН-67 обусловлены незначительными изменениями диэлектрической и магнитной проницаемости материала покрытия в данном диапазоне температур.

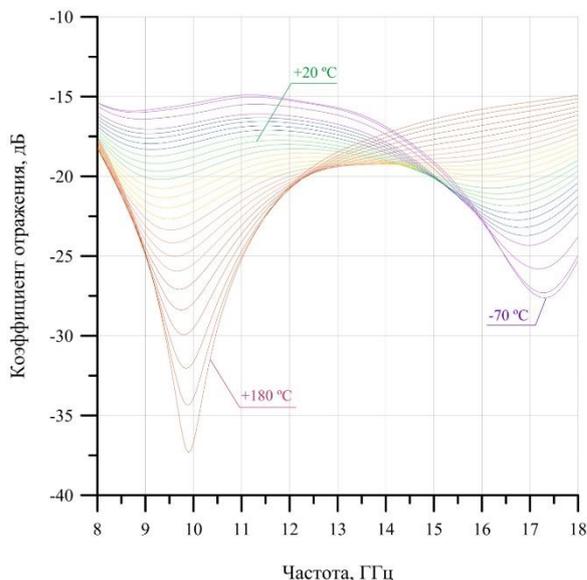


Рисунок 3.31 - Частотные зависимости КО РПП РАН-67 в диапазоне температур от минус 70 °С до +180 °С

На рисунке 3.32 приведены зависимости КО образца покрытия РАН-67 от температуры при фиксированных частотах 2, 7, 8, 10, 12, 16, 18, 19 и 23 ГГц. Анализ результатов показывает, что наибольшие изменения КО покрытия наблюдаются на частотах в окрестности формирования локальных минимумов частотной зависимости КО покрытия - 10 и 18 ГГц.

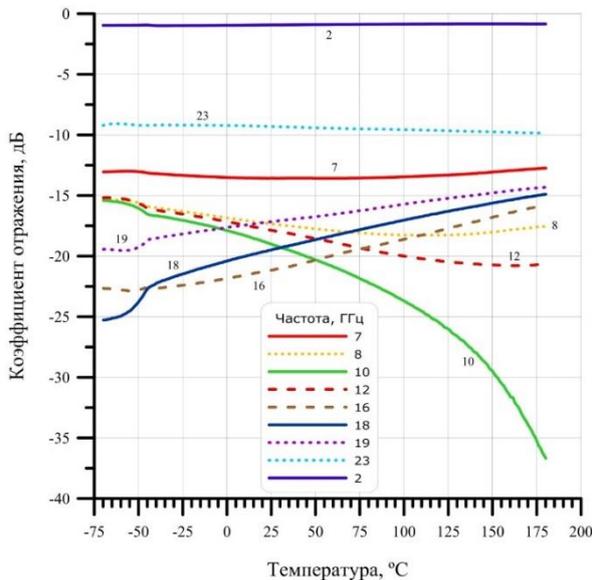


Рисунок 3.32 - Зависимости КО РПП РАН-67 от температуры при частотах 2, 7, 8, 10, 12, 16, 18, 19 и 23 ГГц при нормальном падении ЭМВ

Стоит отметить, что при температуре приблизительно минус 45°C у покрытия РАН-67 наблюдается фазовый переход. Такой вывод можно сделать по характерному излому кривых зависимости КО РПП РАН-67 от температуры на рисунке 3.32.

Угловые зависимости коэффициента отражения радиопоглощающего покрытия РАН-67

Широкополосные РПП на основе магнитных материалов обладают низким КО не только при нормальном падении ЭМВ, но и при больших углах падения ЭМВ, особенно, при параллельной поляризации волны. Рассмотрим подробнее угловые зависимости КО РПП РАН-67, полученные экспериментальным путем на двугранном металлическом уголковом отражателе (УО), а также результаты, полученные расчетным путем из частотных зависимостей проницаемостей материалов слоев покрытия.

Схема эксперимента по измерению угловых зависимостей КО РПП при вертикальной (перпендикулярной) поляризации представлена на рисунке 3.33. Двугранный металлический УО, состоящий из двух квадратных металлических пластин размерами 200×200 мм, сопряженных под углом 90° вдоль одного ребра, устанавливается горизонтально на малоотражающую пенопластовую тумбу, размещенную на ОПУ. Ось вращения ОПУ совпадает с гранью УО. ОПУ располагается на расстоянии около 8 м от передающей и приемной рупорной антенны (см. раздел 1.8) в квазидальней зоне БЭК.

Первоначально производится измерение ДОР (или угловой зависимости ЭПР) УО с металлическими гранями на фиксированных частотах. Затем на одну из граней УО помещается

образец РПП РАН-67 размерами 200×200 мм и также производится измерение ДОР УО с РПП РАН-67. Учитывая ход лучей ЭМВ внутри УО, разница ЭПР металлического УО и УО с РПП РАН-67 при фиксированных углах азимута дает угловую зависимость КО РПП при данной поляризации.

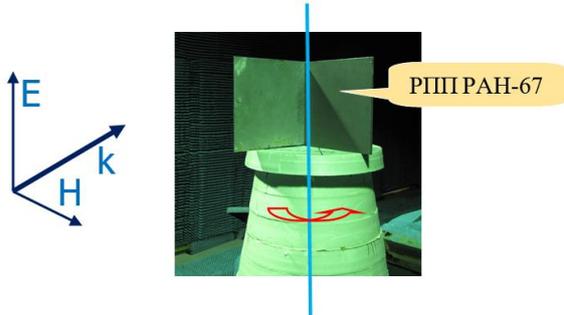


Рисунок 3.33 - Схема эксперимента по измерению ДОР двугранного УО с РПП РАН-67 на одной из граней при ВП (перпендикулярной поляризации)

На рисунках 3.34 (а), 3.35 (а) и 3.36 (а) приведены ДОР металлического двугранного УО размерами 200×200 мм в исходном виде (кривые 1) и УО с РПП РАН-67 на одной из граней УО (кривые 2) при частотах 8,08; 12,12 и 18,19 ГГц, соответственно, для перпендикулярной поляризации волны, когда вектор электрического поля лежит в плоскости, ортогональной плоскости падения ЭМВ (плоскость, в которой лежит волновой вектор). Нулевой угол азимута соответствует нормальному падению волны на плоскость образца РПП РАН-67. На рисунках 3.34 (б), 3.35 (б) и 3.36 (б) представлены экспериментальные угловые зависимости КО РПП РАН-67 при частотах 8,08; 12,12 и 18,19 ГГц для перпендикулярной поляризации волны, соответственно, полученные как относительная разница ЭПР УО в исходном виде и ЭПР УО с РПП РАН-67 на одной из граней (кривые 1), а также расчетные угловые зависимости КО РПП РАН-67 для перпендикулярной поляризации (кривые 2), полученные по формулам Френеля, исходя из известной информации о частотных дисперсиях диэлектрической и магнитной проницаемости многослойного РПП РАН-67. Последние графики демонстрируют хорошее соответствие расчетных и экспериментальных угловых зависимостей КО РПП РАН-67 при перпендикулярной поляризации волны. Из графиков видно, что КО РПП РАН-67 не превышает уровень минус 10 дБ при углах падения ЭМВ до 50° для перпендикулярной поляризации волны.

Схема эксперимента по измерению угловых зависимостей КО РПП при вертикальной (перпендикулярной) поляризации (вектор электрического поля лежит в плоскости падения) представлена на рисунке 3.37.

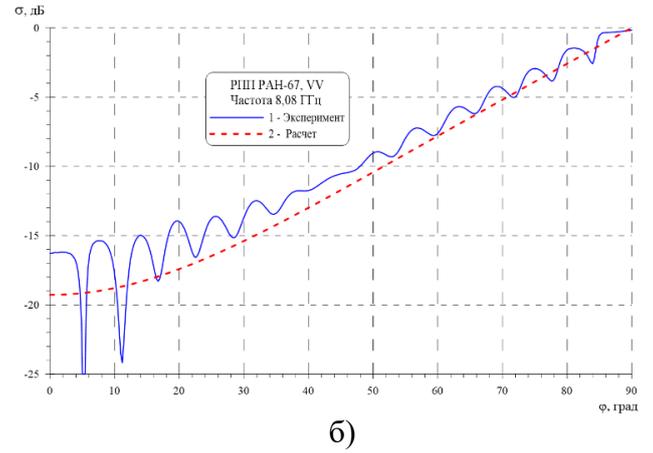
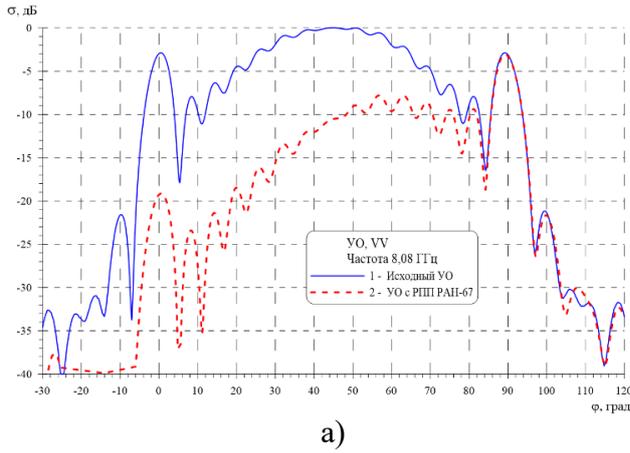


Рисунок 3.34 – (а) - Азимутальные ДОР двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 (кривая 2), (б) - Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (кривая 2) угловая зависимость КО РПП РАН-67 при частоте 8,08 ГГц для перпендикулярной поляризации волны

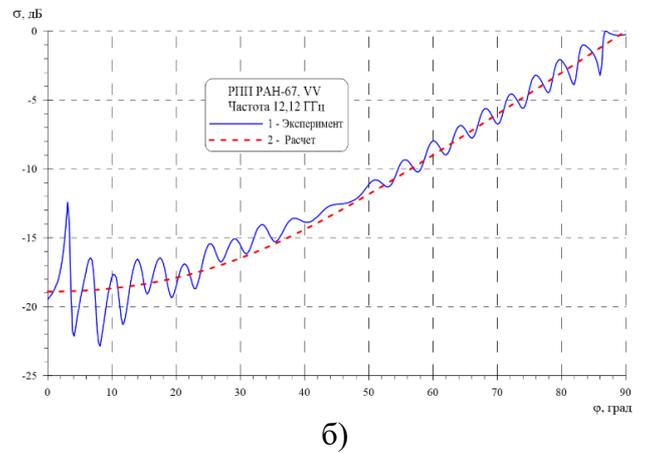
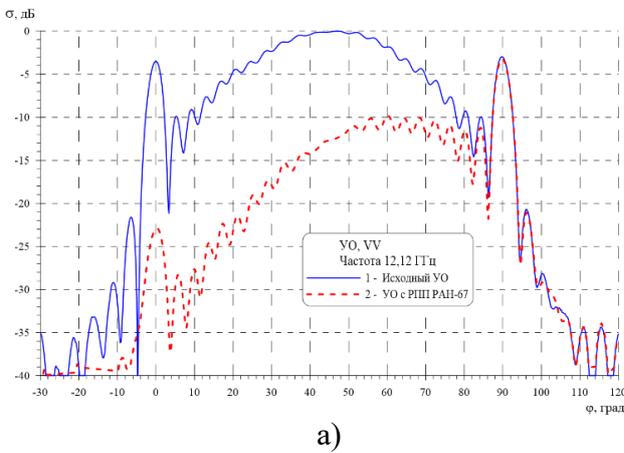


Рисунок 3.35 – (а) - Азимутальные ДОР двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 (кривая 2), (б) - Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (кривая 2) угловая зависимость КО РПП РАН-67 при частоте 12,12 ГГц для перпендикулярной поляризации волны

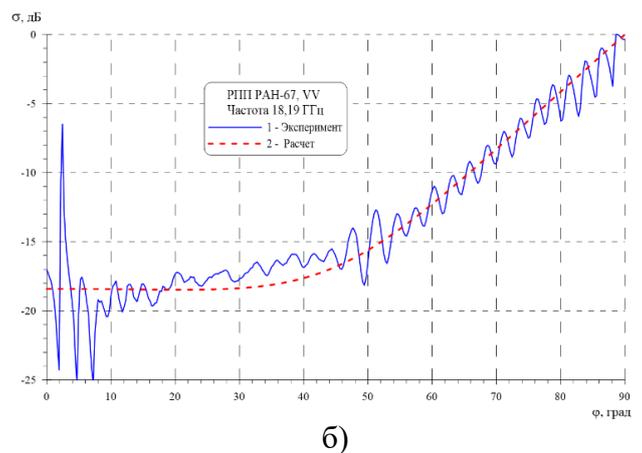
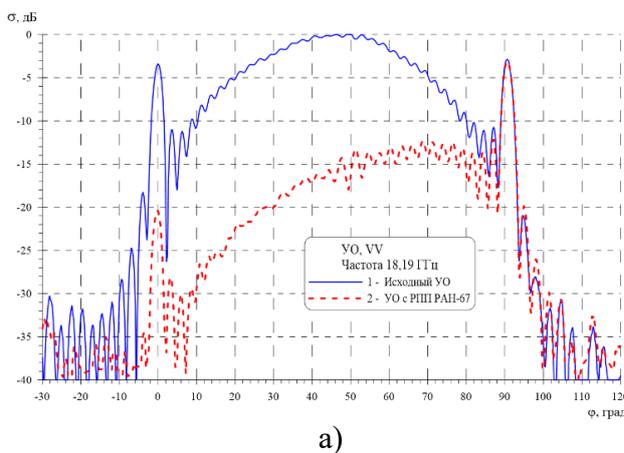


Рисунок 3.36 – (а) - Азимутальные ДОР двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 (кривая 2), (б) - Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (кривая 2) угловая зависимость КО РПП РАН-67 при частоте 18,19 ГГц для перпендикулярной поляризации волны

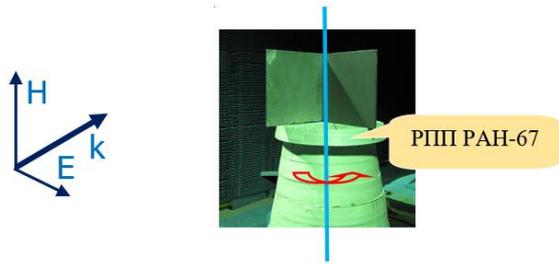


Рисунок 3.37 - Схема эксперимента по измерению ДОР двугранного УО с РПП РАН-67 на одной из граней при ГП (параллельной поляризации)

На рисунках 3.38 (а), 3.39 (а) и 3.40 (а) приведены ДОР металлического двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 на одной из граней УО (кривая 2) при частотах 8,08; 12,12 и 18,19 ГГц, соответственно, для параллельной поляризации волны. На рисунках 3.38 (б), 3.39 (б) и 3.40 (б) представлены экспериментальные угловые зависимости КО РПП РАН-67 при частотах 8,08; 12,12 и 18,19 ГГц для параллельной поляризации волны. Последние графики демонстрируют хорошее соответствие расчетных и экспериментальных угловых зависимостей КО РПП РАН-67 при параллельной поляризации волны. Из представленных графиков следует, что КО РПП РАН-67 имеет угол Брюстера порядка $40-50^\circ$ для параллельной поляризации волны в рабочем диапазоне частот покрытия, при котором значения КО РПП РАН-67 достигают величин около минус 30 дБ.

Кроме хороших угловых зависимостей КО РПП РАН-67 обладает высокой эффективностью для снижения ЭПР плоских металлических пластин не только при нормальном падении ЭМВ, но и при скользящих углах падения. Для оценки радиопоглощающих свойств РПП РАН-67 были произведены измерения ДОР квадратной металлической пластины размерами $200 \times 200 \times 2$ мм, установленной вертикально на ОПУ в БЭК и квадратной металлической пластины с образцом РПП РАН-67. Измерения ДОР пластин производились как для ГП (параллельной), так и ВП (перпендикулярной) ЭМВ. Схема эксперимента для измерений ДОР пластин при параллельной поляризации ЭМВ представлена на рисунке 3.41.

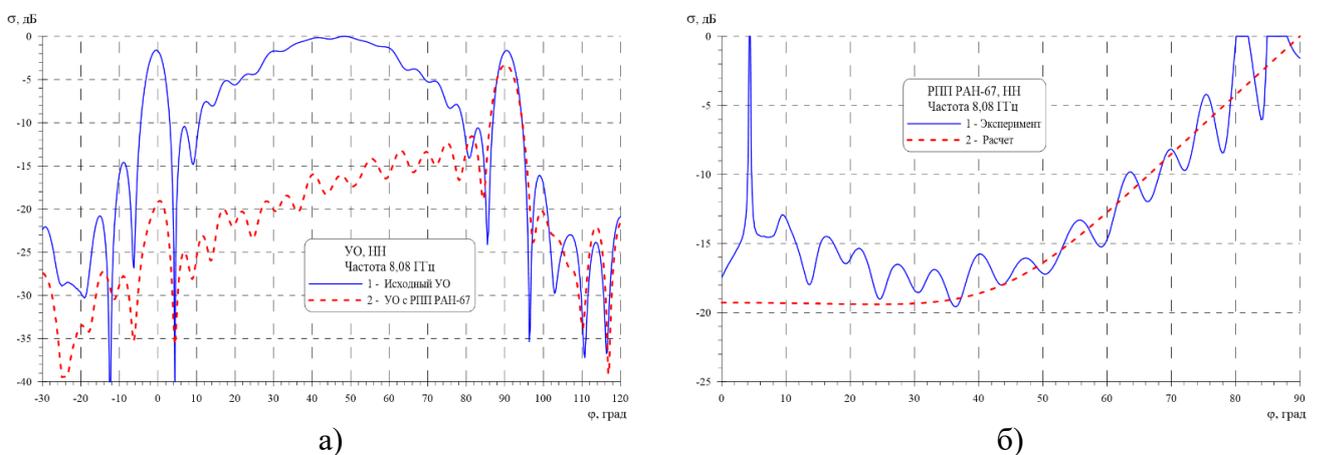


Рисунок 3.38 – (а) - Азимутальные ДОР двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 (кривая 2), (б) - Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (кривая 2) угловая зависимость КО РПП РАН-67 при частоте 8,08 ГГц для параллельной поляризации волны

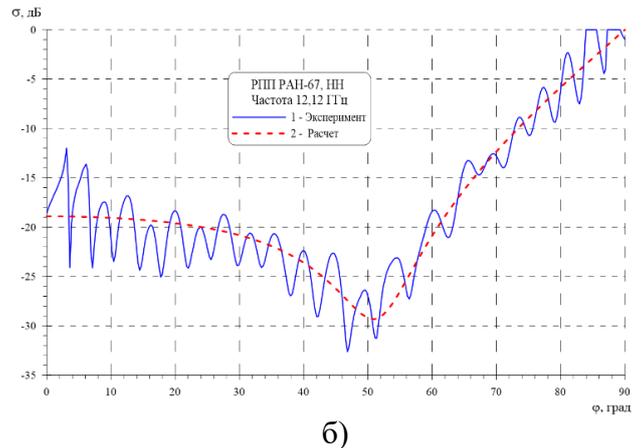
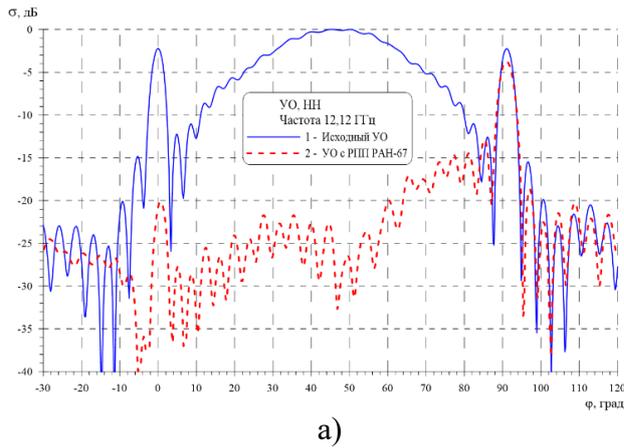


Рисунок 3.39 – (а) - Азимутальные ДОР двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 (кривая 2), (б) - Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (кривая 2) угловая зависимость КО РПП РАН-67 при частоте 12,12 ГГц для параллельной поляризации волны

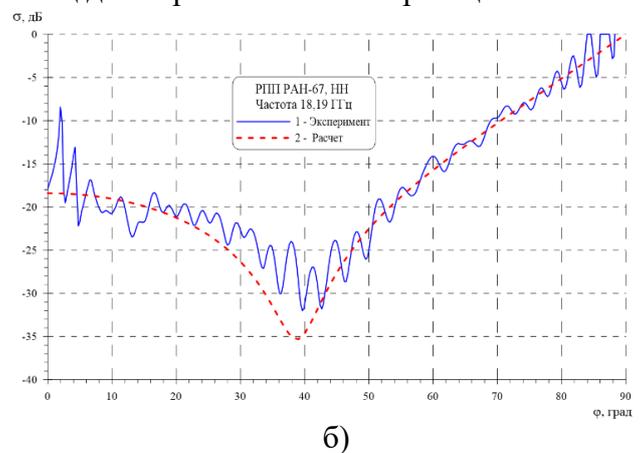
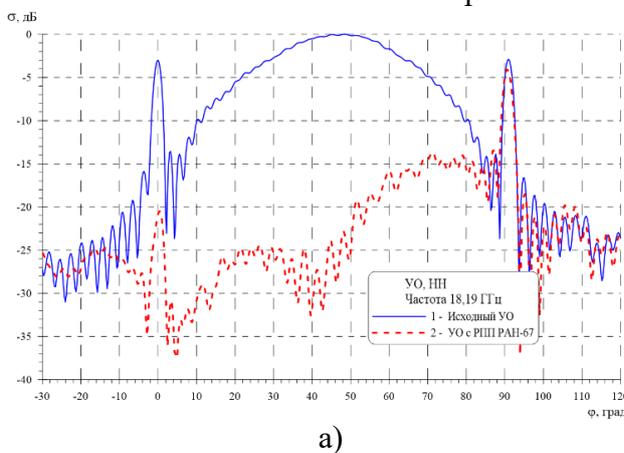


Рисунок 3.40 – (а) - Азимутальные ДОР двугранного УО в исходном виде (кривая 1) и УО с РПП РАН-67 (кривая 2), (б) - Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (кривая 2) угловая зависимость КО РПП РАН-67 при частоте 18,19 ГГц для параллельной поляризации волны

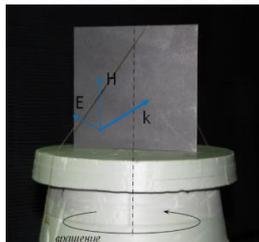


Рисунок 3.41 - Схема эксперимента по измерению ДОР металлической пластины с РПП РАН-67 для параллельной поляризации ЭМВ

На рисунках 3.42а, б и в представлены соответствующие ДОР металлической пластины размерами $200 \times 200 \times 2$ мм (сплошная кривая 1) и металлической пластины с РПП РАН-67 (пунктирная кривая 2) при частотах 8,08; 12,12 и 18,19 ГГц, соответственно, для параллельной поляризации ЭМВ и на рисунках 3.43а, б и в – перпендикулярной поляризации ЭМВ. Представленные графики наглядно демонстрируют эффективность снижения ЭПР плоской металлической пластины за счет нанесения РПП РАН-67 при углах падения ЭМВ от 0 до 60° для обеих поляризаций ЭМВ. Несколько меньшая эффективность РПП РАН-67 при скользких углах падения обусловлена превалярованием вклада в ЭПР пластины от утолщенной передней кромки пластины после нанесения РПП РАН-67.

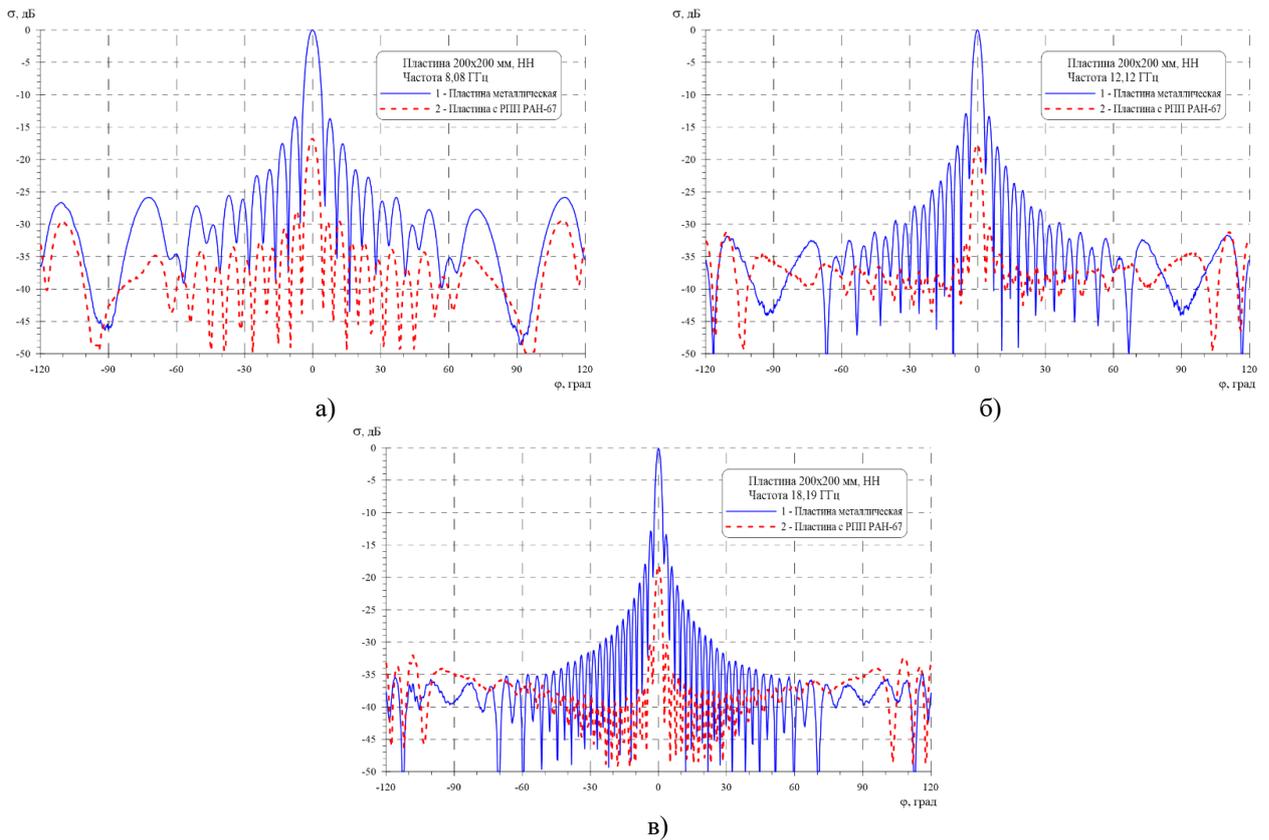


Рисунок 3.42 – ДОР металлической пластины размерами 200×200 мм (кривая 1) и пластины с РПП РАН-67 (кривая 2) для параллельной поляризации волны ЭМВ при частоте 8,08 ГГц (а), 12,12 ГГц (б) и 18,19 ГГц (в)

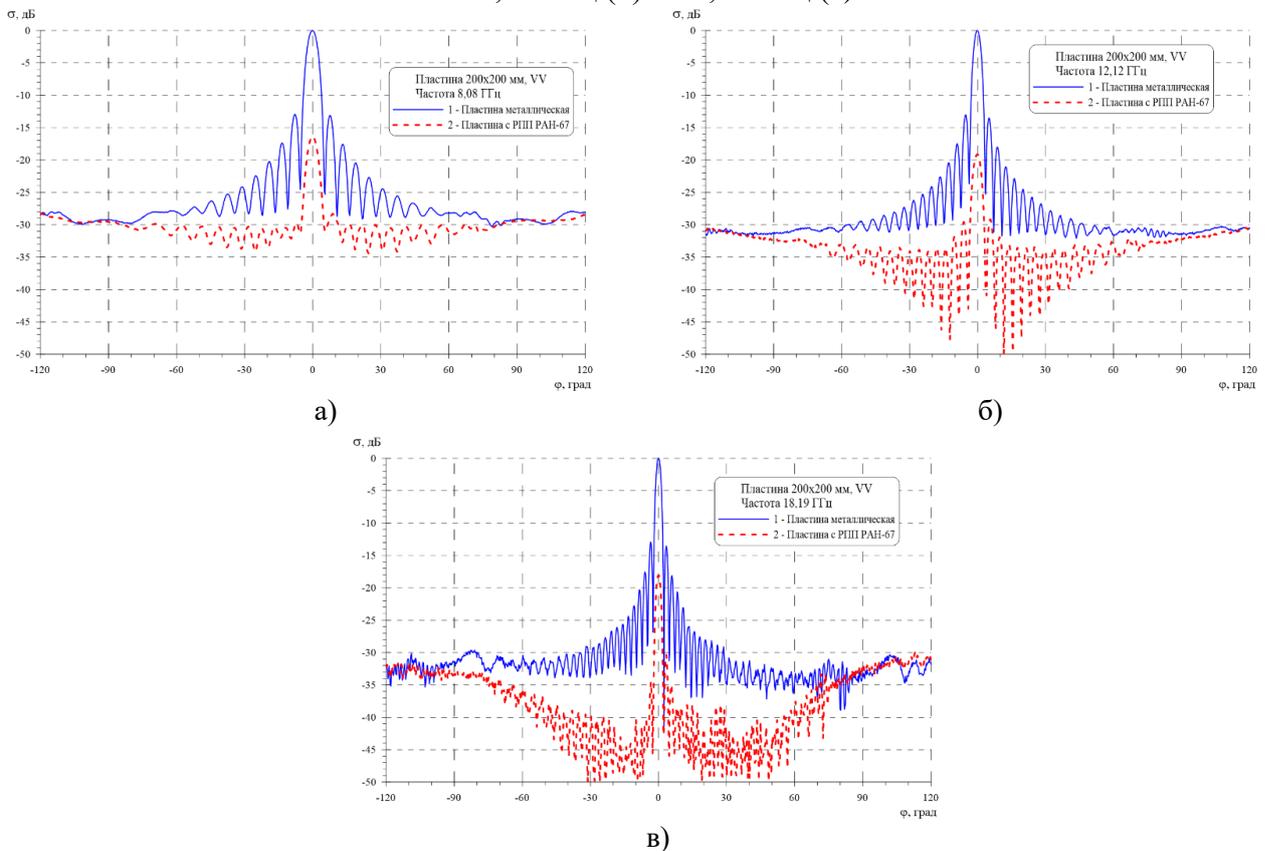


Рисунок 3.43 – ДОР металлической пластины размерами 200×200 мм (кривая 1) и пластины с РПП РАН-67 (кривая 2) для перпендикулярной поляризации волны ЭМВ при частоте 8,08 ГГц (а), 12,12 ГГц (б) и 18,19 ГГц (в)

3.2.2 Применение РПП РАН-67 для коррекции диаграмм направленности СШП антенных систем летательных аппаратов

Полученные эффективные поглощающие свойства РПП РАН-67, как при нормальном, так и наклонном падении ЭМВ, наряду с высокими физико-механическими и эксплуатационными свойствами покрытия, позволили это покрытие эффективно использовать для размещения широкополосных спиральных антенн на металлических платформах. В частности, РПП РАН-67 внедрено на законцовках крыла модернизированных летательных аппаратов (ЛА) и используется при серийном производстве самолетов (см. на рисунке 3.44 – покрытие красного цвета). Размещение РПП РАН-67 на металлической платформе антенны минимизирует интерференцию прямого сигнала, падающего на антенну и отраженного от металлической поверхности платформы, и, таким образом, снижает изрезанность ДН спиральной антенны.



Рисунок 3.44 - Внешний вид законцовок крыла ЛА с нанесенным РПП РАН-67 (красного цвета)

Применение РПП РАН-67 на серийных изделиях авиационной техники подтверждено актом внедрения (см. Приложение Е).

3.3 Широкополосное радиопоглощающее покрытие РАН-43 для диапазона частот 12 – 39 ГГц

Широкополосное РПП РАН-43 разработано для снижения КО ЭМВ от элементов конструкции объектов в диапазоне частот от 12 до 39 ГГц. КО РПП РАН-43 на металлической подложке в этом диапазоне частот не превышает минус 12 дБ. Покрытие РАН-43 относится к группе силиконовых материалов и представляет собой многослойный КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного мелкодисперсным порошком модифицированного КЖ типа КЖ-3А.

Структура РПП РАН-43 представлена в таблице 3.4. Покрытие РАН-43 представляет собой двухслойный КМ на основе кремнийорганического полимерного связующего общей толщиной около 2,5 мм. Использование в покрытии РАН-43 этого типа связующего обусловлено

необходимостью обеспечения высокой атмосферостойкости покрытия, низкого водопоглощения, высокой коррозионностойкости, стойкости к ультрафиолету, а также работоспособностью покрытия в широком диапазоне температур – от минус 65 °С до +180 °С. Покрытие построено по градиентной схеме с мягким входом, каждый последующий слой имеет более низкий импеданс по сравнению с предыдущим.

Второй функциональный слой покрытия РАН-43 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-3М (см. рисунок 3.29). **Третий** слой, объединяющий в себе функции согласующего и защитного слоя покрытия РАН-43, формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-2, представляющего собой раствор пигментов и реологических добавок в кремнийорганическом связующем.

Таблица 3.4 - Структура РПП РАН-43 (суммарная толщина 2,44 мм)

№ слоя, n	Состав	Номер рисунка	Наполнитель
3	Компаунд С-2	-	Реологические добавки, пигменты
2	Компаунд С-3М	3.29	КЖ-3А
1	Грунтовка	2.25	Пигменты
0	Металлическая подложка		

Типичная частотная зависимость КО РПП РАН-43 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлена на рисунке 3.45. Сплошная линия 1 соответствует теоретическому расчетному КО оптимизированного РПП РАН-43, полученному из типовых файлов частотных дисперсий диэлектрической и магнитной проницаемости основных компаундов покрытия, пунктирная линия 2 - реализованному на практике КО образца РПП РАН-43.

Незначительные расхождения в КО расчетного и экспериментального образцов покрытия РАН-43 на уровнях ниже минус 10 дБ связаны с технологическими допусками на электрофизические параметры материалов, изготовленных из разных партий компаундов. Тем не менее, КО образца РПП РАН-43 в диапазоне частот от 12 до 39 ГГц полностью соответствует техническим условиям (ниже минус 12 дБ).

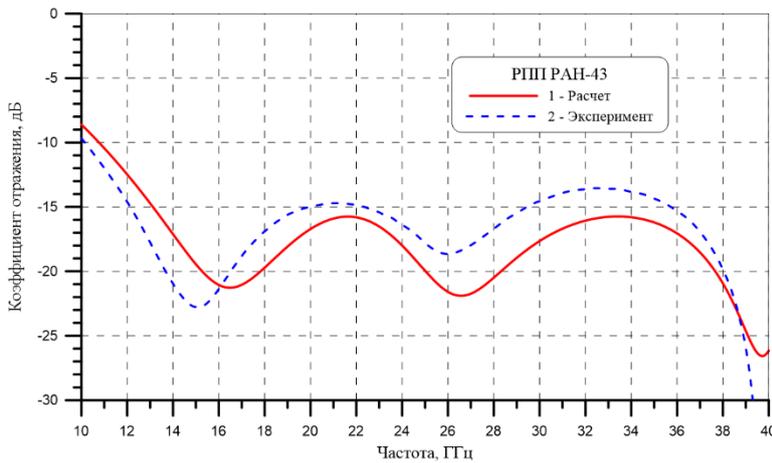


Рисунок 3.45 – Частотные зависимости КО РПП РАН-43 при нормальном падении ЭМВ (сплошная кривая 1 – теоретический расчет, пунктирная кривая 2 – экспериментальный образец РПП РАН-43)

3.3.1 Оптимизация размещения РПП РАН-43 на элементах СШП антенного блока на летательном аппарате

В ходе экспериментов была показана эффективность применения РПП РАН-43 на СШП антенных блоках (широкополосные спиральные антенны) в двух вариантах размещения: в задней полусфере (ЗПС) с элементом конструкции летательного аппарата (ЭКЛА) и радиопрозрачным обтекателем (РПО) и в передней полусфере (ППС) с РПО. Влияние ЭКЛА на формирование ДН СШП антенны в ЗПС является значительным из-за переотражений ЭМВ между ним и антеннами СШП антенного блока в ЗПС.

Целью экспериментальной отработки была оптимизация схемы размещения РПП РАН-43 на элементах отсека СШП антенного блока в ЗПС, включая РПО и ЭКЛА и элементах отсека СШП антенного блока в ППС с целью минимизации искажений ДН антенн СШП антенного блока и повышения точности пеленгации.

Измерения амплитудных ДН антенн СШП антенного блока проводились в азимутальной плоскости для вертикальной (ВП) и горизонтальной (ГП) поляризации падающей ЭМВ в дальней зоне рупорных антенн. Для измерений использовались антенны СШП антенного блока (1 – верхний диапазон, 2 – нижний диапазон). Амплитудные ДН антенн измерялись в секторе углов азимута $\pm 90^\circ$ при фиксированных частотах 18; 24,5; 26 и 31 ГГц для антенны 2 нижнего диапазона частот и при частотах 31; 34,5 и 38 ГГц для антенны 1 верхнего диапазона частот.

На рисунке 3.46 представлены некоторые нормированные амплитудные азимутальные ДН антенны 2 СШП антенного блока в ЗПС при частотах 18 и 26 ГГц для ВП и ГП ЭМВ.

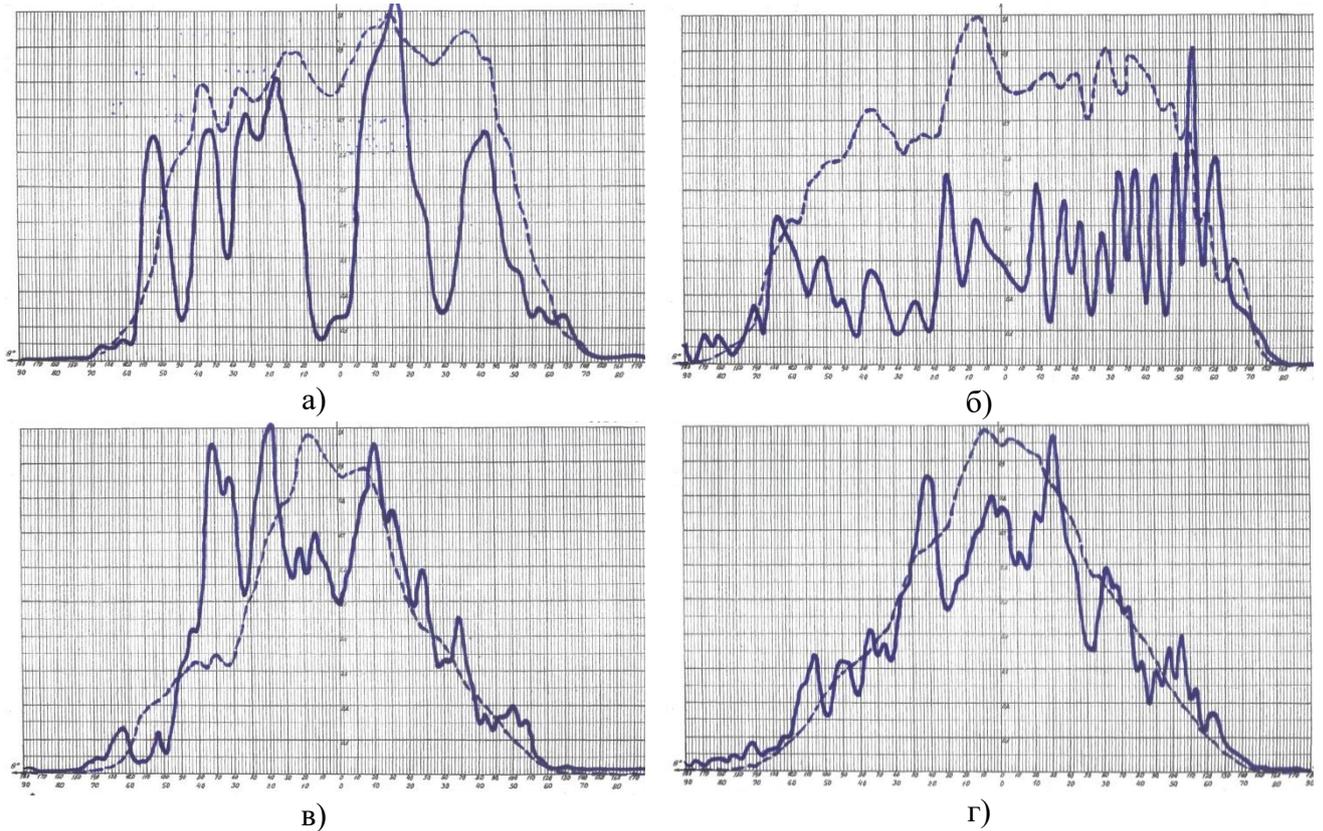


Рисунок 3.46 – ДН антенны 2 (ЗПС) с ЭКЛА при частоте 18 ГГц для ВП (а) и ГП (б), при частоте 26 ГГц для ВП (в) и ГП (г) (сплошная кривая - антенна и ЭКЛА в исходном виде, пунктирная кривая – антенна и ЭКЛА с РПП РАН-43)

На рисунке 3.47 представлены нормированные амплитудные азимутальные ДН антенны 1 СШП антенного блока в ЗПС при частоте 38 ГГц для ВП и ГП ЭМВ. ДН антенн представлены в линейном масштабе (по оси ординат отложена величина пропорциональная мощности ЭМВ). На всех рисунках сплошными линиями изображены ДН антенн СШП антенного блока в ЗПС в исходном виде (без применения РПП). Пунктирными линиями изображены ДН антенн СШП антенного блока в ЗПС с оптимальным размещением РПП РАН-43 на элементах конструкции СШП антенного блока и на внешней поверхности ЭКЛА.

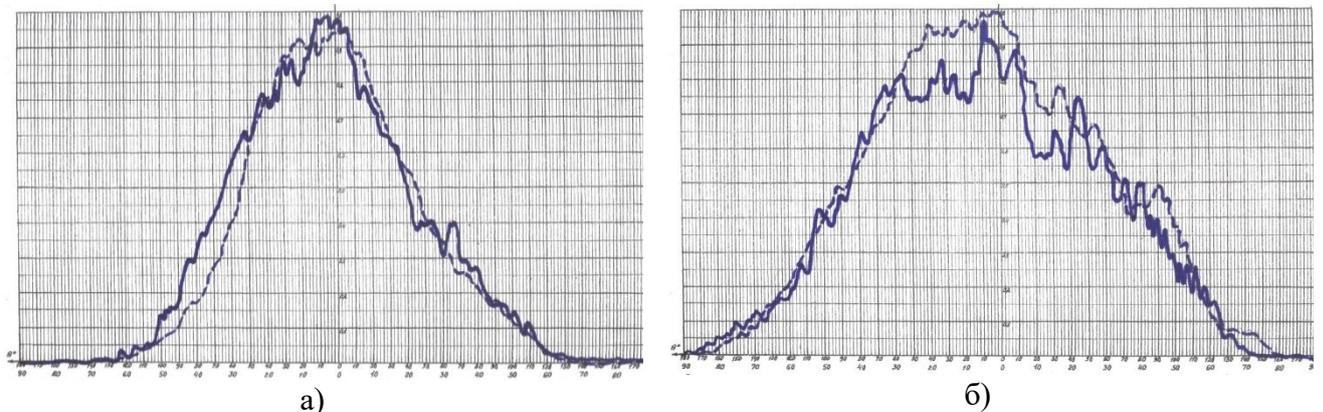


Рисунок 3.47 – ДН антенны 1 (ЗПС) с ЭКЛА при частоте 38 ГГц для ВП (а) и ГП (б) (сплошная кривая - антенна и ЭКЛА в исходном виде, пунктирная кривая – антенна и ЭКЛА с РПП РАН-43)

Представленные ДН антенн СШП антенного блока в ЗПС демонстрируют значительное снижение изрезанности ДН антенн при размещении РПП РАН-43 на элементах конструкции антенных блоков и на внешней поверхности ЭКЛА за счет снижения переотражений между антенных блоков и на внешней поверхности ЭКЛА за счет снижения переотражений между ЭКЛА и элементами конструкции антенного блока, а также снижения обратного рассеяния ЭМВ на самой антенной платформе.

На рисунке 3.48 представлены нормированные амплитудные азимутальные ДН антенны 1 СШП антенного блока в ППС при частотах 18 и 26 ГГц для ВП и ГП ЭМВ.

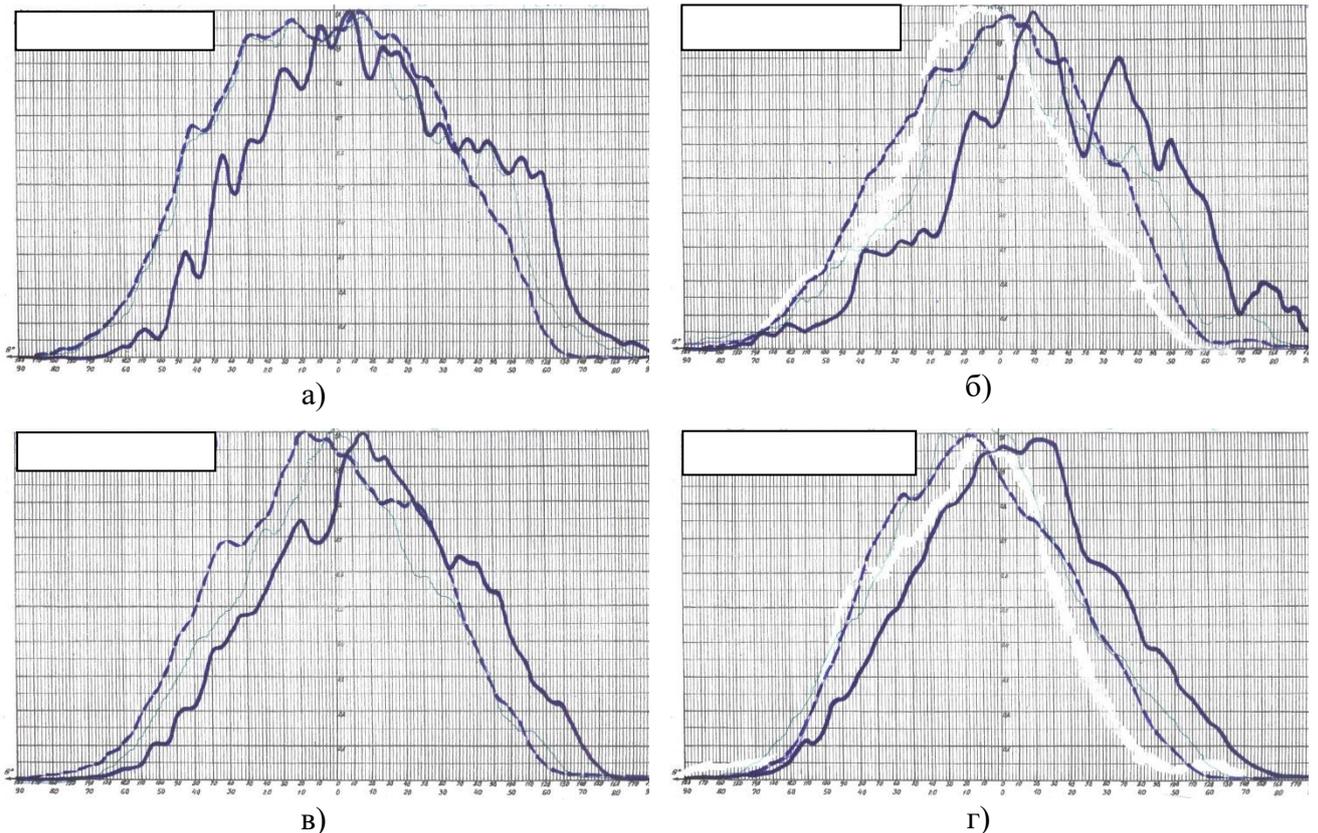


Рисунок 3.48 – ДН антенны 2 (ППС) при частоте 18 ГГц для ВП (а) и ГП (б), при частоте 26 ГГц для ВП (в) и ГП (г) (сплошная линия – исходная антенна, пунктирная линия – антенна с РПП РАН-43)

На рисунке 3.49 представлены нормированные амплитудные азимутальные ДН антенны 1 СШП антенного блока в ППС при частоте 38 ГГц для ВП и ГП ЭМВ. На всех рисунках сплошными линиями изображены ДН антенн блока в ППС в исходном виде. Пунктирными линиями изображены ДН антенн блока в ППС с оптимальным размещением РПП на элементах отсека в зоне расположения антенн 1 и 2.

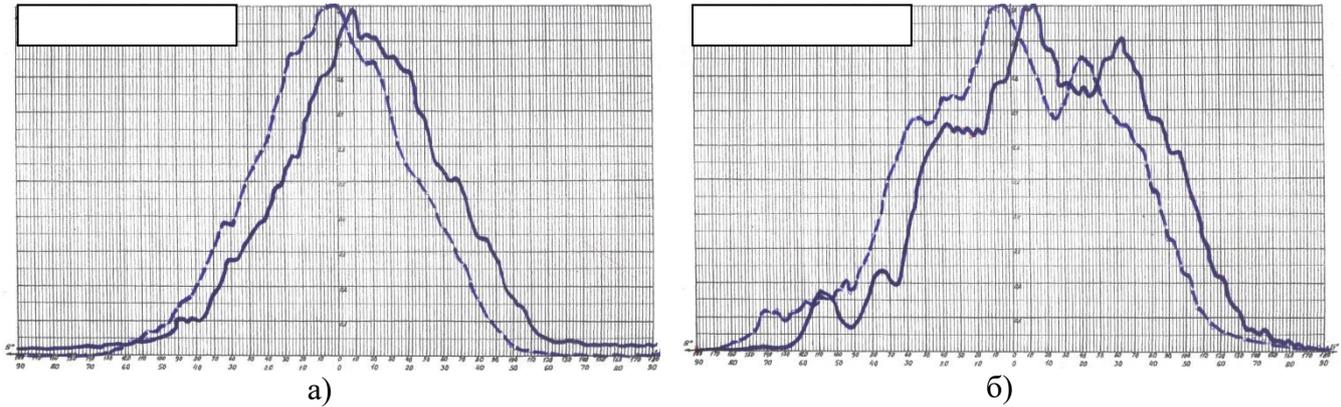


Рисунок 3.49 – ДН антенны 1 (ППС) при частоте 38 ГГц для ВП (а) и ГП (б) (сплошная линия – исходная антенна, пунктирная линия – антенна с РПП РАН-43)

Таким образом, нанесение РПП РАН-43 на элементы внутренних отсеков СШП антенного блока, на внутреннюю поверхность РПО, на внешнюю поверхность ЭКЛА приводит к существенной коррекции формы амплитудных ДН антенн СШП антенного блока, как в ЗПС, так и в ППС, особенно в НЧ части рабочего диапазона блоков.

По измеренным ДН обеих антенн определялась максимальная изрезанность ДН спиральной антенны в секторе углов $\pm 60^\circ$ от продольной оси антенны. Изрезанность N (дБ) ДН антенны определяется как

$$N = 10 \left| \lg(P / P_{cp}) \right|, \quad (3.3)$$

где P – амплитуда измеренной ДН антенны для угла, на котором определяется изрезанность ДН, P_{cp} – амплитуда усредненной (аппроксимирующей) ДН антенны для угла, на котором определяется изрезанность ДН. Параметры ДН антенн 1 и 2 СШП антенного блока в исходном виде и с РПП РАН-43 на отсеках блока в ППС и ЗПС приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 - Параметры ДН антенн 1 и 2 СШП антенного блока с РПП РАН-43

ППС							
Антенна	2				1		
Частота, ГГц	18	24,5	26	31	31	34,5	38
Максимальная изрезанность ДН исходной антенны, N , дБ	6,99	3,92	1,65	1,76	1,55	1,57	1,76
Максимальная изрезанность ДН антенны с РПП РАН-43, N , дБ	0,84	0,54	0,20	0,40	0,40	0,14	0,24
ЗПС							
Антенна	2				1		
Частота, ГГц	18	24,5	26	31	31	34,5	38
Максимальная изрезанность ДН исходной антенны, N , дБ	12,22	4,25	3,76	3,47	3,59	2,43	1,14
Максимальная изрезанность ДН антенны с РПП РАН-43, N , дБ	0,50	0,20	0,10	0,50	0,24	0,10	0,27

Таким образом, по итогам отработки схемы размещения РПП РАН-43 на элементах конструкции США антенных блоков можно сделать следующие выводы:

1. В результате проведенных сравнительных испытаний применения различных типов РПП (производства ООО «Гелиус» и РПП РАН-43) на отсеках СШП антенного блока в диапазоне частот от 18 до 38 ГГц установлено, что наилучшими характеристиками с точки зрения коррекции формы амплитудных ДН антенн обладает РПП РАН-43.

2. РПП РАН-43 может наноситься на внутренние элементы отсеков и внутреннюю поверхность РПО методом лакокрасочного распыления, либо наклеиваться из готовых листовых материалов РПП РАН-43 с металлической подложкой.

3. Влияние ЭКЛА на формирование ДН антенн СШП антенного блока (наличие паразитных переотражений сигнала) в ЗПС выявлено, в основном, в длинноволновом диапазоне частот от 18 до 31 ГГц. Нанесение РПП РАН-43 на внешние поверхности ЭКЛА приводит к существенному улучшению ДН антенн в азимутальной плоскости.

4. В диапазоне частот от 32 до 38 ГГц применение РПП РАН-43 на поверхностях ЭКЛА не оказывает заметного влияния на ДН антенн СШП антенного блока в ЗПС.

5. РПП РАН-43 использовано в нескольких антенных блоках СШП измерительной системы, размещаемых на ЛА и других видах техники (акт внедрения см. в Приложении Ж).

3.4 Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие РАН-79 для диапазона частот 1 – 18 ГГц

Возрастающие требования к эффективности антенных систем, а именно, необходимость расширения диапазона рабочих частот, повышение точности пеленгования, чувствительности приборных комплексов требуют разработки новых сверхширокополосных РПП с улучшенными радиотехническими характеристиками.

При разработке сверхширокополосных пассивных антенных систем, работающих в непрерывном диапазоне частот с коэффициентом перекрытия рабочего диапазона порядка десяти и более, возникает проблема стабилизации параметров антенн, размещенных на металлической платформе. За счет интерференции и дифракции ЭМВ на металлической платформе происходит существенное нарушение монотонности ДН антенн, появляется ее изрезанность, нарушение их поляризационных характеристик, что приводит к невыполнению технических требований к антенной системе. Использование на металлической платформе сверхширокополосного СШП РПП РАН-79 с низким КО в широкой полосе частот (порядка минус 10 дБ в полосе частот от 1,2

до 18 ГГц) позволяет значительно снизить вышеуказанные негативные явления и стабилизировать ДН антенн.

В реальных условиях требуется обеспечить минимальное отражение и максимальное поглощение энергии ЭМВ, имеющей различную длину волны, когда узкополосные интерференционные материалы и покрытия, даже при определенной оптимизации диэлектрической и магнитной проницаемости, будут малоэффективны.

СШП РПП РАН-79 относится к группе силоксановых материалов и представляет собой шестислойный композиционный материал на основе кремнийорганического связующего, наполненного мелкодисперсными порошками модифицированного железа типа ВЖ-1, КЖ-2 и КЖ-3А. Нанесение покрытия производят послойно методом лакокрасочного распыления. Покрытие не токсично, трудно горюче.

Структура РПП РАН-79 представлена в таблице 3.6. Покрытие РАН-79 представляет собой шестислойный композиционный материал на основе кремнийорганического полимерного связующего общей толщиной около 11,2 мм. Использование в покрытии этого типа связующего обусловлено необходимостью обеспечения высокой атмосферостойкости покрытия, низкого водопоглощения, высокой коррозионностойкости, стойкости к ультрафиолету, а также работоспособностью покрытия в широком диапазоне температур – от минус 60°С до +180°С. Покрытие построено строго по градиентной схеме с мягким входом, каждый последующий слой имеет более низкий импеданс по сравнению с предыдущим.

Таблица 3.6 - Структура СШП РПП РАН-79 (суммарная толщина 11,2 мм)

№ слоя, n	Состав	Номер рисунка	Наполнитель
7	Компаунд С-5	-	Реологические добавки
6	Компаунд С-10М	-	КЖ-3А
5	Компаунд С-8М	-	КЖ-3А
4	Компаунд С-3М	3.29	КЖ-3А
3	Компаунд С-1М	3.1	КЖ-2
2	Компаунд С-17	3.51	ВЖ-1
1	Грунтовка	2.25	Пигменты
0	Металлическая подложка		

Примечание: Нумерация слоев покрытия начинается от металлической подложки

Второй функциональный слой покрытия РАН-79 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-17, представляющего собой раствор порошка модифицированного железа типа ВЖ-1 в кремнийорганическом полимерном связующем с добавлением ряда реологических добавок для стабилизации технологических свойств компаунда. Магнитный наполнитель ВЖ-1 производят путем комбинации мокрого и сухого помолов металлургического восстановленного

(в водороде) железа марки ВМ. Более низкая твердость восстановленного порошка железа марки ВМ по сравнению с КЖ марки Р-20 позволяет получать более высокие значения диэлектрической проницаемости КМ, наполненных модифицированным железом ВЖ-1, за счет большей сплюснутости элементарных частиц наполнителя (рисунок 3.50).

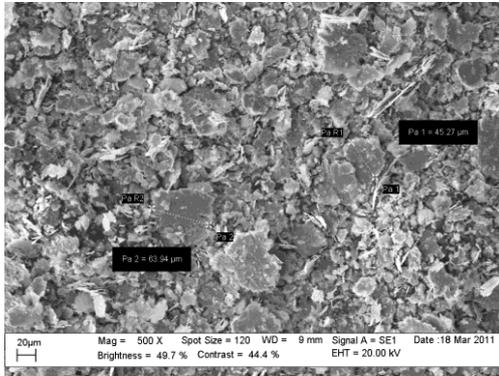


Рисунок 3.50 – Электронная фотография частиц магнитного наполнителя ВЖ-1 после мокрого помола в аттриторе восстановленного металлургического железа марки ВМ

Концентрация магнитного наполнителя ВЖ-1 в компаунде С-17 соответствует предельному объемному наполнению $C_v=17\%$, обеспечивающему приемлемые физико-механические характеристики материала и очень высокие значения диэлектрической проницаемости наряду со значительными магнитными свойствами. Частотные зависимости эффективной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости листового образца материала, изготовленного из компаунда С-17, представлены на рисунке 3.51.

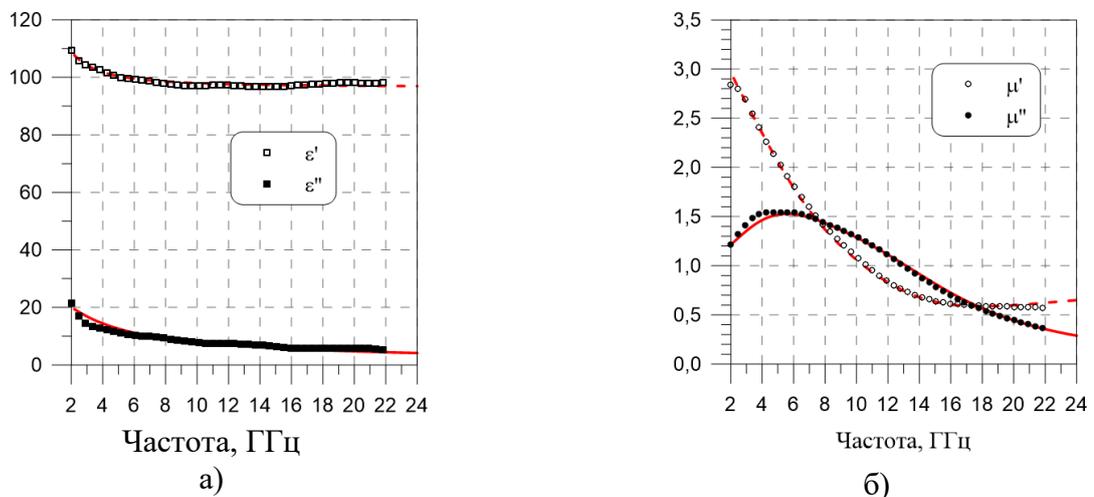


Рисунок 3.51 - Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца материала, изготовленного из компаунда С-17 (второй слой РПП РАН-79) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Третий и четвертый функциональные слои покрытия РАН-79 формируются из двухкомпонентных компаундов С-1М и С-3М и полностью аналогичны второму и третьему слоям рассмотренного ранее РПП РАН-67.

Пятый и шестой функциональные слои покрытия РАН-79 формируются из низконаполненных магнитным наполнителем КЖ-3А компаундов С-8М и С-10М на основе кремнийорганического связующего с добавлением стеклянных микросфер для повышения

технологичности напыления слоя и понижения эффективной диэлектрической проницаемости материала слоя, причем компаунд С-10М имеет меньшее наполнение модифицированного железа КЖ-3А по сравнению с компаундом С-8М. Добавление в настоящие компаунды стеклянных микросфер с большим содержанием воздуха приводит к улучшению входных импедансов слоев.

Седьмой защитный слой покрытия РАН-79 (аналогичный защитному слою покрытия РАН-67) формируется из компаунда С-5 и предназначен для защиты всего покрытия от неблагоприятных внешних атмосферных воздействий, выполняет функцию противокоррозионной, противоэрозионной и водоотталкивающей защиты покрытия. Типичная частотная зависимость КО РПП РАН-79 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлена на рисунке 3.52. Сплошная линия 1 соответствует теоретическому КО оптимизированного РПП РАН-79, полученному из типовых файлов частотных дисперсий диэлектрической и магнитной проницаемости основных компаундов покрытия, пунктирная линия 2 - реализованному на практике КО образца РПП РАН-79.

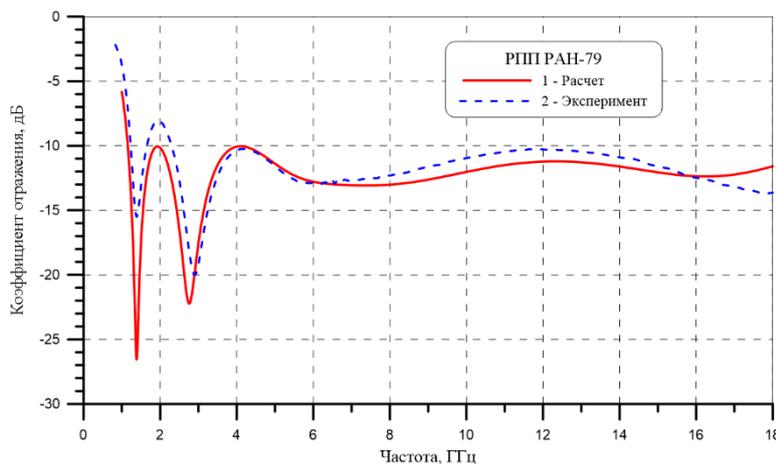


Рисунок 3.52 – Частотные зависимости КО СПП РПП РАН-79 при нормальном падении ЭМВ (кривая 1 – теоретический расчет, кривая 2 – КО экспериментального образца РПП РАН-79)

Незначительные расхождения в КО расчетного и экспериментального образцов РПП РАН-79 на уровнях ниже минус 8 дБ при частотах ниже 3 ГГц, как показали дальнейшие эксперименты, связаны с небольшими отклонениями параметров нижнего слоя материала на основе компаунда С-17, приформованного через грунт к металлической подложке (слой находится в небольшом растянутом положении) от параметров образца съемного слоя материала (усадка материала по линейным габаритным размерам после снятия с подложки составляет около 2,5%). После снятия РПП РАН-79 с металлической подложки, после набора толщин всех слоев, происходит частичная усадка первого слоя покрытия и КО РПП РАН-79 приближается к расчетным значениям КО покрытия и не превышает значения минус 10 дБ в диапазоне частот от 1,2 до 18 ГГц.

Каждый слой многослойного РПП РАН-79, имеющий различные концентрации различных ферромагнитных наполнителей, обладает разными значениями комплексной относительной

диэлектрической (ε' , ε'') и магнитной (μ' , μ'') проницаемости и КО комбинации слоев покрытия РАН-79, приведенными в таблице 3.7.

Таблица 3.7 – Параметры функциональных слоев РПП РАН-79 при частоте 2 ГГц

№ слоя, n	$\varepsilon' / \varepsilon''$	μ' / μ''	Суммарная толщина, мм	КО, дБ
2	107/20	2,9/1,2	2,19	-2,1
3	36/2	4,5/2,2	3,18	-4,6
4	14/0,5	3,7/0,8	4,88	-6,2
5	5,0/0,01	1,6/0,1	7,77	-8,9
6	3,3/0,007	1,3/0,05	10,99	-12,1

Значительное ступенчатое снижение диэлектрической проницаемости от второго к шестому функциональному слою покрытия почти в 30 раз при одновременном плавном снижении магнитной проницаемости слоев обеспечивают плавное снижение КО СШП РПП РАН-79 при оптимальном подборе толщин слоев покрытия. Сложная частотная дисперсия магнитной проницаемости слоев покрытия в совокупности с плавной дебаевской частотной зависимостью диэлектрической проницаемости слоев покрытия обеспечивает условия для ступенчатого уменьшения импеданса слоев покрытия при движении от верхнего слоя покрытия к металлической подложке, что позволяет получить низкие значения КО такого градиентного РПП в сверхшироком диапазоне частот. При толщине РПП РАН-79 не более 11,5 мм, обеспечивается работа сверхширокополосной антенной системы в сантиметровом диапазоне длин волн с перекрытием по частоте порядка 10 при КО СШП РПП РАН-79 на металлической подложке не более минус 10 дБ.

Для подтверждения годности и эффективности использования СШП РПП РАН-79 в антенных системах современных изделий была проведена в АО «ЦКБА» проверка влияния РПП РАН-79 на ДН сверхширокополосной спиральной антенны (рисунок 3.53), расположенной в центре металлической платформы размерами 420×420 мм [158].

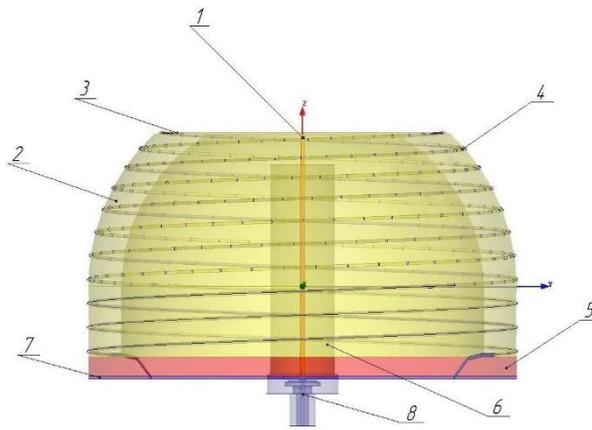


Рисунок 3.53 – Сверхширокополосная спиральная антенна разработки АО «ЦКБА»:

- 1 - согласующий симметрирующий трансформатор;
- 2 - полусферический корпус антенны;
- 3 - плоская спиральная плата;
- 4 - полусферическая спираль;
- 5 - радиопоглощающий материал;
- 6 - металлический экран трансформатора;
- 7 - металлическое основание антенны;
- 8 - СВЧ разъем

ДН антенны измерялись на металлической платформе в исходном виде (без покрытия) и с РПП РАН-79 на металлической платформе в диапазоне частот 1,2 - 18,0 ГГц. При измерениях ДН антенны с РПП РАН-79 антенна заглублялась внутрь РПП на его толщину.

Данные о величине изрезанности ДН спиральной антенны отдельно для ВП и ГП падающей ЭМВ приведены на рисунках 3.54 и 3.55 соответственно.

Анализ измеренных ДН спиральной антенны и данных о величине изрезанности N ДН СШП антенны показывает, что в большей части рабочего диапазона частот металлическая платформа с размерами 420×420 мм вызывает сильную изрезанность ДН антенны. Ниже 2 ГГц изрезанность ДН антенны почти незаметна (менее 0,8 дБ), с ростом частоты в диапазоне частот от 8 до 18 ГГц изрезанность ДН антенны в основном растет от 1 до 4 - 6 дБ; причем рост изрезанности ДН антенны более ярко выражен при ГП ЭМВ.

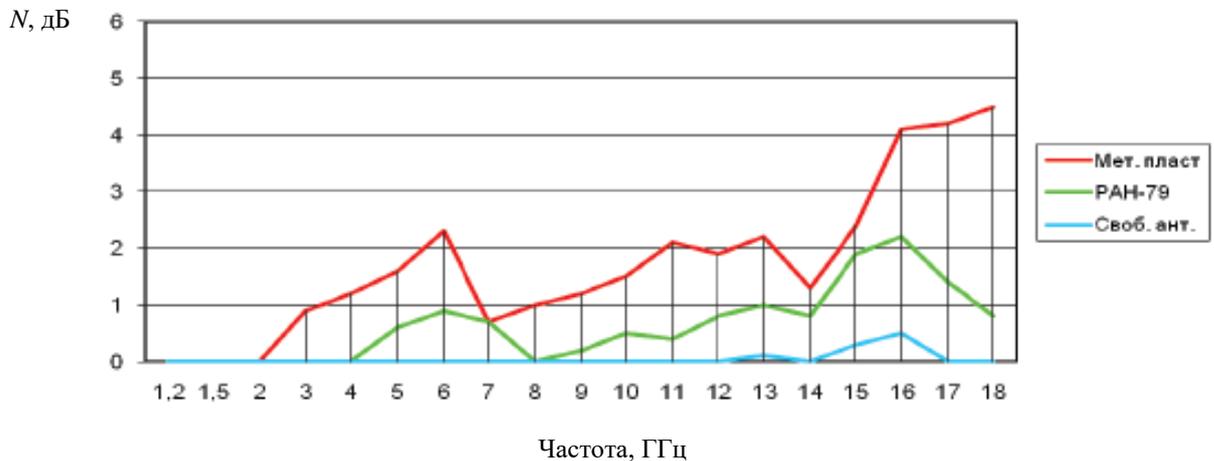


Рисунок 3.54 – Частотные зависимости изрезанности ДН СШП спиральной антенны в свободном пространстве (синяя кривая), на металлической пластине (красная кривая) и на металлической пластине с РПП РАН-79 (зеленая кривая) при ВП

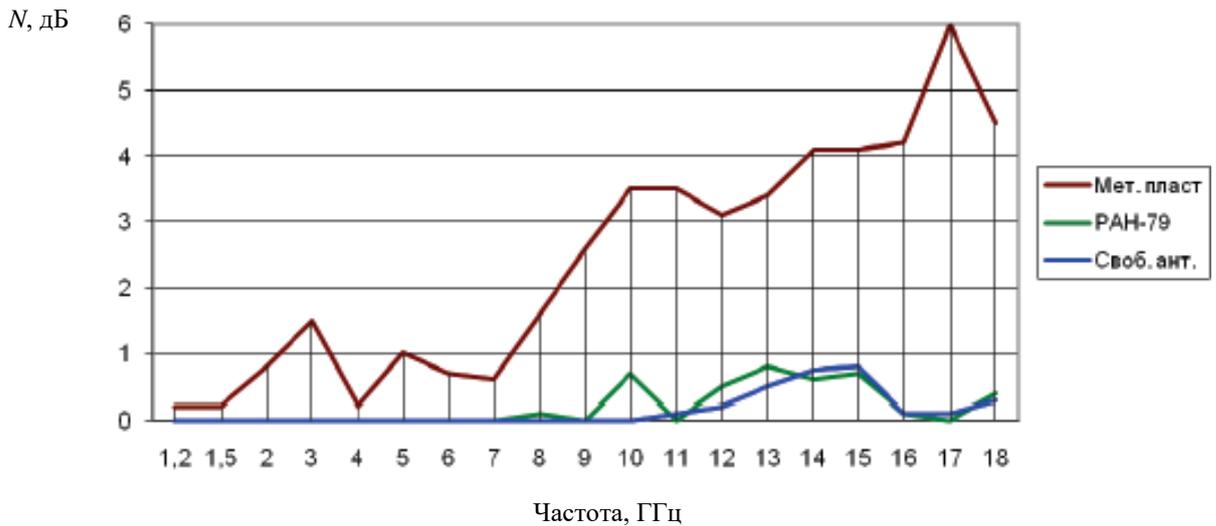


Рисунок 3.55 – Частотные зависимости изрезанности ДН СШП спиральной антенны в свободном пространстве (синяя кривая), на металлической пластине (коричневая кривая) и на металлической пластине с РПП РАН-79 (зеленая кривая) при ГП

Использование РПП РАН-79 на металлической платформе СШП спиральной антенны значительно уменьшает изрезанность ДН спиральной антенны. При ГП ЭМВ величина изрезанности ДН антенны во всем диапазоне частот от 1,2 до 18 ГГц составляет не более 0,8 дБ; при ВП ЭМВ величина изрезанности ДН антенны, в основном, не более 1 дБ, кроме участка диапазона частот выше 14 ГГц, где величина изрезанности ДН спиральной антенны близка к 2 дБ. Следует отметить, что в диапазоне частот 12 - 18 ГГц используемая СШП спиральная антенна в свободном пространстве имеет ДН с изрезанностью 0,1 - 0,8 дБ.

Наиболее контрастные ДН СШП антенны для двух поляризаций ЭМВ при частоте 18 ГГц, иллюстрирующие влияние РПП РАН-79, приведены на рисунке 3.56 (ДН СШП спиральной антенны на металлической платформе в исходном виде) и рисунке 3.57 (ДН СШП спиральной антенны на металлической платформе с РПП РАН-79).

Таким образом, применение сверхширокополосного многослойного РПП РАН-79 на металлической платформе СШП спиральной антенны значительно уменьшает изрезанность ДН СШП спиральной антенны и обеспечивает работоспособность системы СШП спиральных антенн в рамках технических требований.

СШП РПП РАН-79 применяется в антенных системах нескольких перспективных изделий, разрабатываемых АО «ЦКБА» [акт внедрения см. в Приложении Е]. Разработанное СШП РПП РАН-79 защищено патентом [159].

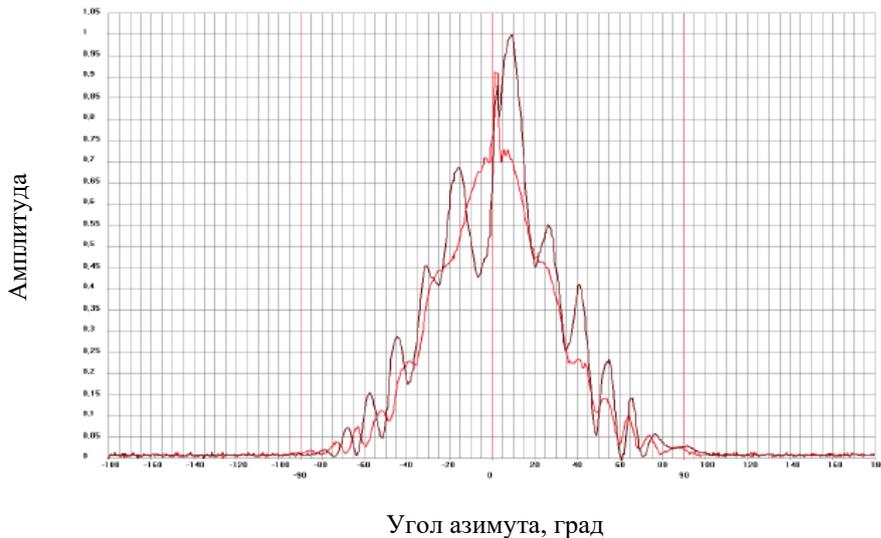


Рисунок 3.56 – ДН СШП спиральной антенны на металлической платформе размерами 420×420 мм при частоте 18 ГГц при ВП (коричневая кривая) и ГП (красная кривая) ($N=4,5$ дБ при ВП и ГП)

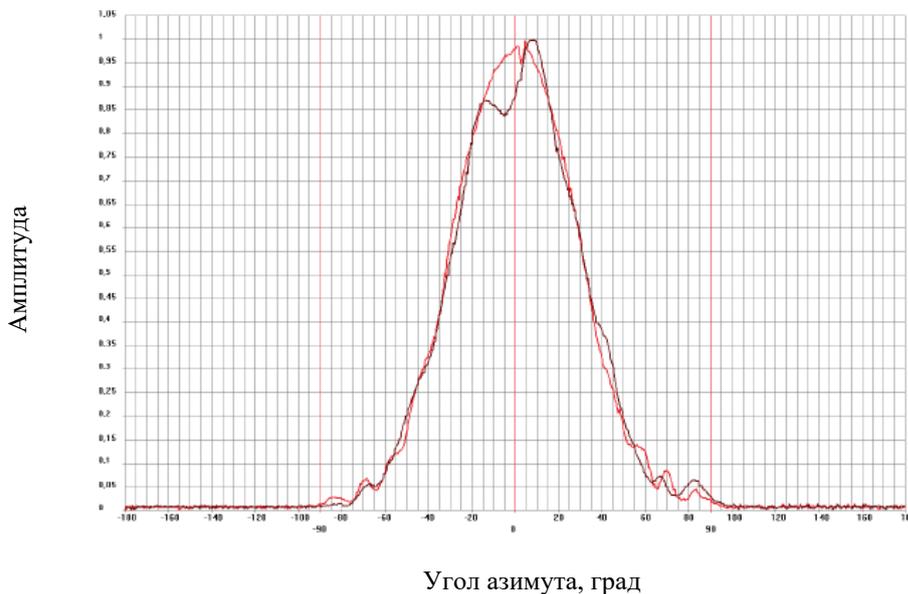


Рисунок 3.57 – ДН СШП спиральной антенны на металлической платформе размерами 420×420 мм с РПП РАН-79 при частоте 18 ГГц при ВП (коричневая кривая) и ГП (красная кривая) ($N=0,8$ дБ при ВП и $N=0,4$ дБ при ГП)

3.5 Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие РАН-85 для диапазона частот 1 - 40 ГГц

Применение на антенных платформах в качестве СШП РПП широкополосных материалов на основе полупроводящих пенополиуретанов плоской или пирамидальной геометрии не является приемлемым, как из-за значительных толщин таких материалов (сотни миллиметров для частот порядка 1 ГГц), так и из-за так называемого размерного эффекта (см. главу 4) - зависимости КО таких материалов от габаритных размеров материала [160], что является принципиальным ограничением для антенных платформ, соизмеримых с длиной волны. Поэтому за основу для разработки СШП РПП РАН-85 для диапазона частот от 1,2 до 40 ГГц была взята схема многослойного (в данном случае семислойного) РПП на основе ферромагнитных металл-полимерных композиционных материалов, имеющая значительно более низкие значения толщин

покрытия, а также позволяющая минимизировать дифракционные явления на металлических платформах, соизмеримых с длиной волны.

Для разработки СШП РПП РАН-85 были выбраны ферромагнитные КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного магнитными включениями различной формы и геометрии (от стандартной сферической формы диаметром несколько мкм до чешуйчатой с характерным размером десятки мкм и толщиной до сотен нм). Выбранное связующее обеспечивает высокие эксплуатационные характеристики РПП при воздействии высоких и низких температур, при термоциклировании, а также в условиях высокой влажности воздуха. Используемые магнитные наполнители ВЖ-1, КЖ-2 и КЖ-3А были получены из промышленно-выпускаемых порошков карбонильного и металлургического восстановленного железа путем комбинации процессов сложной механической переработки (сухого и мокрого помолов). Варьирование процессов обработки наполнителей позволяет значительно изменять частотные дисперсии эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости феррокомпозитов. Все наполнители имеют стабилизированные электрофизические характеристики благодаря сложной комбинации процессов переработки.

Предварительная проработка возможности использования в феррокомпозитах порошковых наноструктурированных магнитных наполнителей типа АМАГ-200 (производства ОАО «Прометей») различной степени дисперсности и магнитного наполнителя типа КЖ-4 (мокрый помол порошка КЖ типа Р-10) показала значительную нестабильность радиофизических свойств материалов, связанную, как с высокой электрической проводимостью композитов, так и с ее зависимостью от степени механической обработки покрытия и от привязки материала к загрунтованной металлической поверхности.

Структура разработанного оптимизированного СШП РПП РАН-85 представлена в таблице 3.8.

Таблица 3.8 - Структура РПП РАН-85 (суммарная толщина 12,05 мм)

№ слоя, n	Состав	Номер рисунка	Наполнитель
8	Компаунд С-5	-	Пигменты
7	Компаунд С-11	-	Стеклоферы
6	Компаунд С-10М	-	КЖ-3А, стеклоферы
5	Компаунд С-8М	-	КЖ-3А, стеклоферы
4	Компаунд С-3М	3.29	КЖ-3А
3	Компаунд С-1М	3.1	КЖ-2
2	Компаунд С-17	3.51	ВЖ-1
1	Грунтовка	2.25	Пигменты
0	Металлическая подложка		

Структурно СШП РПП РАН-85 отличается от РПП РАН-79 наличием седьмого диэлектрического слоя (перед защитным слоем, формируемым из компаунда С-5), формируемого из материала компаунда С-11, представляющего собой раствор стеклосфер в связующем с низкой диэлектрической проницаемостью, что обеспечивает более мягкий вход для миллиметрового диапазона длин волн.

Оптимизированная структура СШП РПП РАН-85 представляет собой семислойное градиентное покрытие (нумерация слоев начинается от металлической подложки) с «мягким» входом. Суммарная толщина покрытия РАН-85 составляет величину около 12,0 мм. Зависимость действительной части диэлектрической проницаемости СШП РПП РАН-85 от толщины покрытия на частоте 3 ГГц представлена на рисунке 3.58а, действительной части магнитной проницаемости на частоте 3 ГГц – на рисунке 3.58б [161-162].

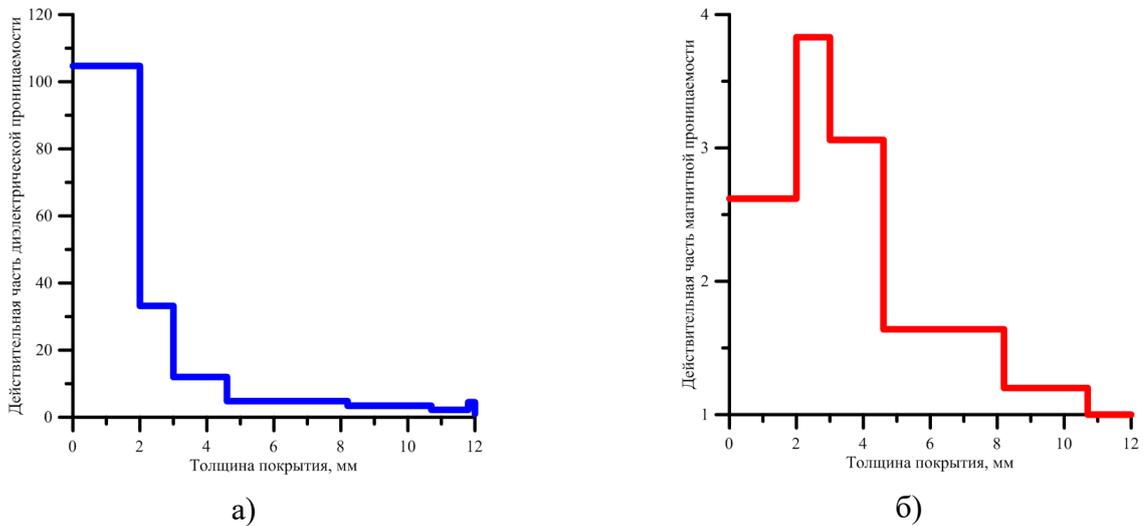


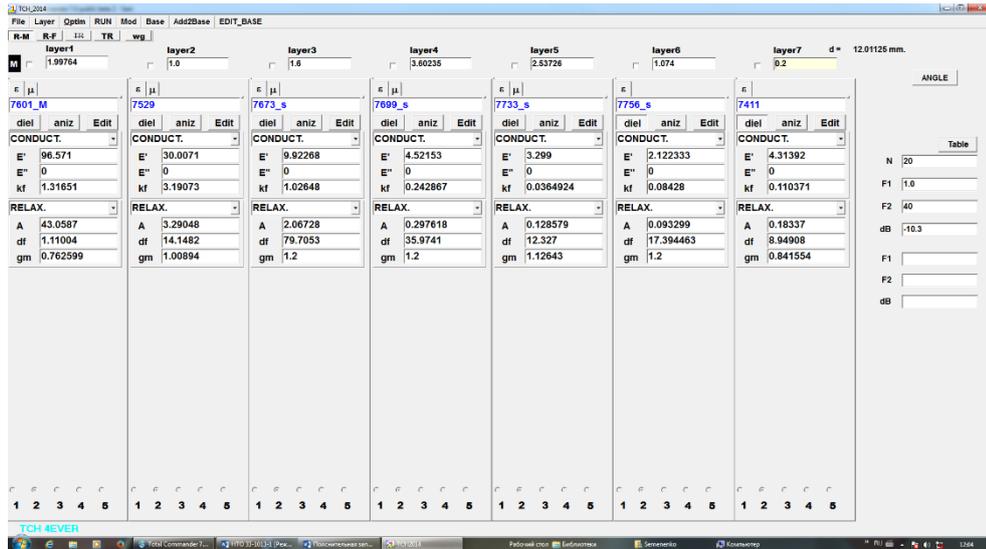
Рисунок 3.58 - Зависимости действительных частей диэлектрической проницаемости (а) и магнитной проницаемости (б) СШП РПП РАН-85 при частоте 3 ГГц от толщины покрытия

Внешний вид интерфейсов компьютерной программы **ТСН2014** (разработчик программного кода Чистяев В.А.) при проведении процедуры оптимизации толщин отдельных слоев СШП РПП РАН-85 представлен на рисунке 3.59. На рисунке 3.60 представлена расчетная оптимизированная частотная зависимость модуля КО СШП РПП РАН-85 в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц при нормальном падении ЭМВ. Частотные зависимости КО одного (первого), двух, трех, четырех, пяти, шести и семи слоев РПП РАН-85, используемых при изготовлении покрытия (настройка каждого слоя покрытия по толщине) представлена на рисунке 3.61.

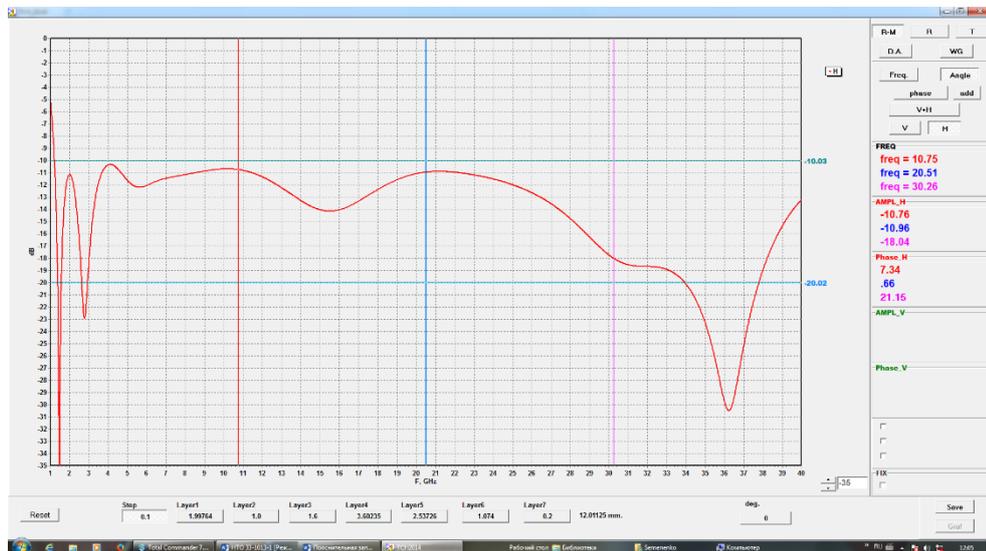
В диапазоне частот от 1,2 до 40 ГГц (более чем тридцатикратное превышение минимальной частоты по широкополосности) СШП РПП РАН-85 обеспечивает КО менее минус 10 дБ, что является вполне достаточным для применения его на СШП антенных платформах. Использование во всех слоях РПП РАН-85 ферромагнитных композитов должно обеспечить

работу РПП для случая дифракционного предела при частотах, соизмеримых с размером металлической антенной платформы.

При отработке технологии изготовления СШП РПП РАН-85 было изготовлено два пробных экспериментальных образца РПП РАН-85 размерами 400×400 мм на алюминиевой подложке толщиной 8 мм для минимизации деформации подложки из-за усадочных напряжений в покрытии при его отверждении. На рисунке 3.62 представлены в сравнении расчетные кривые частотной зависимости КО РПП РАН-85 и реальные экспериментальные кривые, полученные для изготовленных образцов № 1 и № 2 в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц.



а)



б)

Рисунок 3.59 - Внешний вид интерфейсов программы **ТЧН 2014** (разработчик программного кода Чистяев В.А.) с параметрами слоев РПП РАН-85 (а) и оптимизированной частотной зависимости КО покрытия в диапазоне частот 1 – 40 ГГц (б)

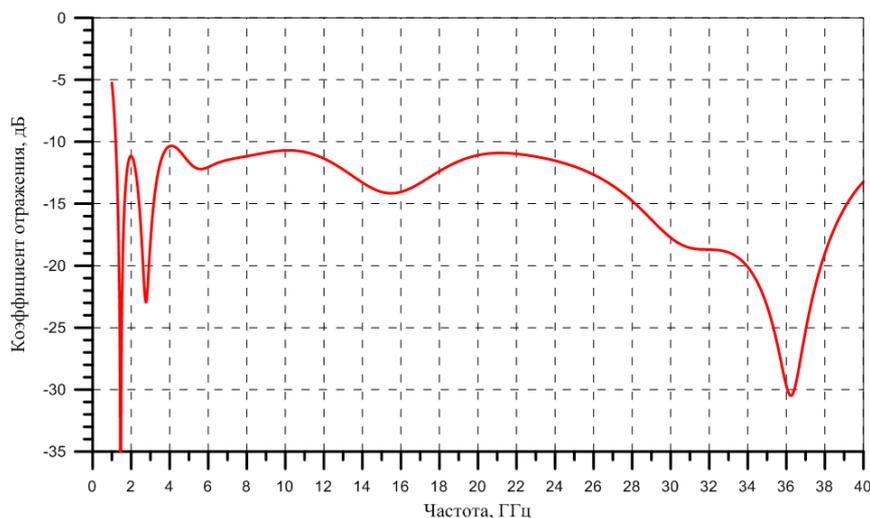


Рисунок 3.60 – Расчетная частотная зависимость КО СШП РПП РАН-85 при нормальном падении ЭМВ

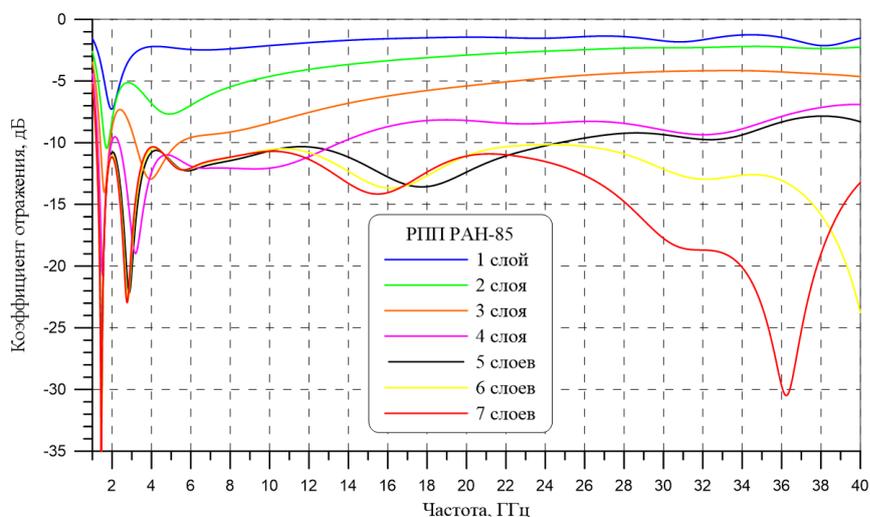


Рисунок 3.61 - Частотные зависимости КО СШП РПП РАН-85 на металлической подложке в зависимости от количества нанесенных слоев при нормальном падении ЭМВ

Экспериментальные кривые КО обоих образцов РПП РАН-85 демонстрируют незначительное расхождение значений КО от образца к образцу. На высоких частотах (выше 20 ГГц) на КО покрытия РАН-85 большое значение оказывает толщина защитного слоя – композиции на основе компаунда С-5. Частотные зависимости КО обоих образцов близки к расчетной кривой 2, соответствующей толщине защитного покрытия С-5 около 80 мкм (вместо заложенного исходного значения 200 мкм – расчетная кривая 1). Однако, вероятный технологический разброс толщины защитного покрытия не сказывается принципиально на КО РПП РАН-85 в 8 мм диапазоне длин волн, и позволяет получить заданные значения КО РПП (менее минус 10 дБ) при частотах от 20 до 40 ГГц.

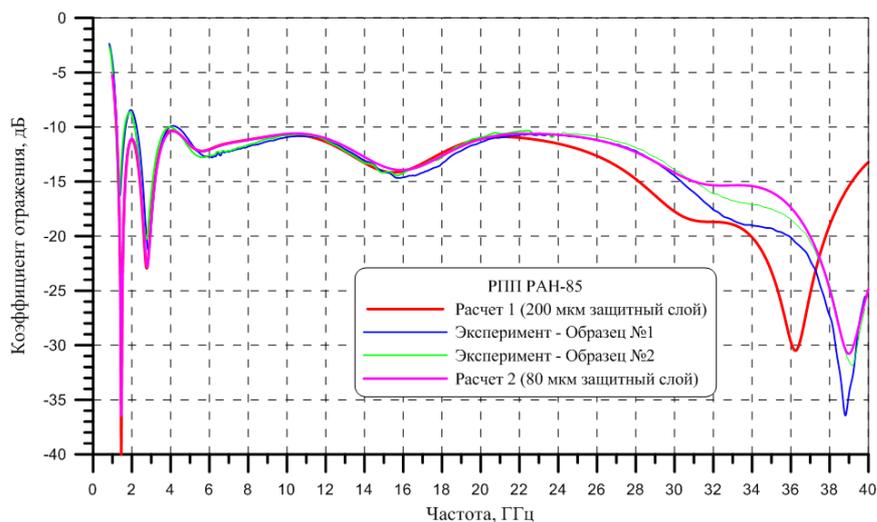


Рисунок 3.62 - Частотные зависимости КО СШП РПП РАН-85 на металлической подложке (расчетные и экспериментальные) при нормальном падении ЭМВ

Оба образца СШП РПП РАН-85 в узком диапазоне частот (от 1,7 до 2,2 ГГц) имеют значения КО больше 10 дБ в диапазоне частот от 1,2 до 40 ГГц с максимальным значением КО равным минус 8,5 дБ на частоте 1,95 ГГц. В диапазоне частот от 1,2 до 1,7 ГГц КО РПП РАН-85 не превышает минус 10 дБ. Как показали предварительные измерения, данное явление, вероятно, связано с погрешностями измерения эффективных значений параметров материалов компаундов в низкочастотном диапазоне частот от 1 до 3 ГГц для образцов материалов размерами 200×200 мм на малой диафрагме измерительного стенда с окном диаметром 180 мм в свободном пространстве [90, 91]. Диаметр окна диафрагмы в этом диапазоне частот соизмерим с длиной волны, что приводит к заметному искажению квазиплоского фронта ЭМВ. Следует отметить, что измерения частотной зависимости КО образцов СШП РПП РАН-85 проводились только на большой диафрагме стенда с окном диаметром 360 мм, что исключает заметное влияние дифракционных эффектов на точность измерения КО на частотах от 1,2 до 3 ГГц. Во всех расчетах использовались функции частотных дисперсий материальных параметров материалов, полученные по аппроксимации измеренных значений проницаемостей образцов размерами 200×200 мм на диафрагме стенда с окном диаметром 180 мм.

Для демонстрации влияния дифракционных эффектов на окне диафрагмы измерительного стенда на точность определения параметров материалов компаундов в низкочастотной области спектра (от 1 до 3 ГГц) на рисунке 3.63 представлены сравнительные кривые для диэлектрической и магнитной проницаемости пленки, формируемой из композиции из компаунда С-17, полученные для образца материала размерами 400×400 мм на диафрагме с окном диаметром 360 мм и того же образца, обрезанного до размеров 200×200 мм на диафрагме с окном диаметром 180 мм. Налицо занижение диэлектрических потерь и магнитной проницаемости образца материала в диапазоне частот от 1 до 3 ГГц для образца размерами 200×200 мм, соизмеримого с длиной волны. Использование в компьютерной программе ТСН2014 (разработчик программного кода Чистяев В.А.) скорректированных функций

аппроксимации проницаемостей материала компаунда С-17 приводит к увеличению КО РПП на частоте около 2 ГГц примерно на 0,7 дБ по сравнению с использованными ранее функциями и определяет тенденцию оптимизации значений КО покрытия, как снижение толщины первого слоя примерно на 0,1 мм. Аналогичная корректировка значений эффективных параметров материалов второго и третьего слоев покрытия (компаунды С-1М и С-3М), определяющих в значительной степени КО РПП РАН-85 в окрестности частоты 2 ГГц понижает локальный выброс КО до уровней выше минус 10 дБ, что будет полностью соответствовать требованиям к КО РПП РАН-85 – не более минус 10 дБ.

Кроме влияния точности измерений параметров материалов пленок компаундов в длинноволновой области спектра на точность расчетных значений КО РПП РАН-85, на параметры композитного материала, формируемого из композиции из компаунда С-17 оказывает влияние также и механическая деформация пленки композитного материала (усадка) при снятии образца с фторопластовой подложки (см. аналогичный эффект для РПП РАН-79).

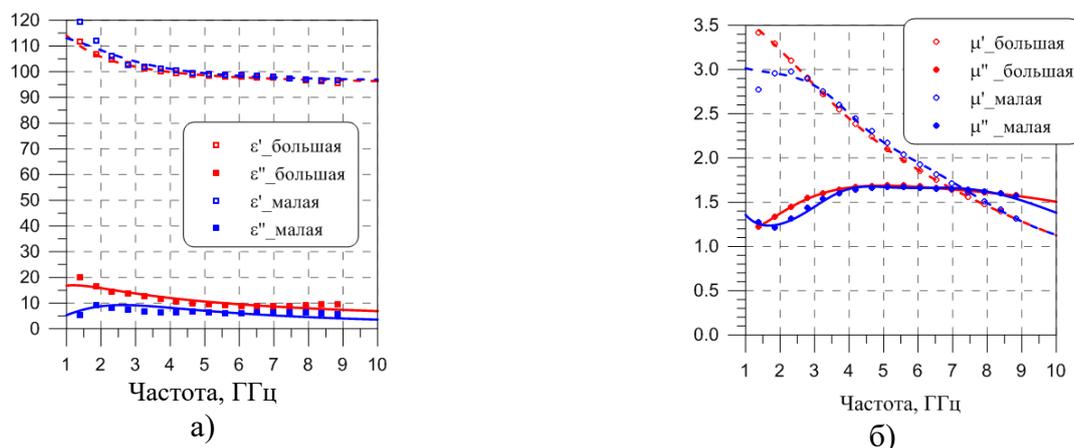


Рисунок 3.63 – Эффективные параметры КМ, изготовленного из композиции компаунда С-17, полученные при измерении образца размерами 400×400 мм на большой диафрагме стенда с окном диаметром 360 мм и образца размерами 200×200 мм на малой диафрагме стенда с окном диаметром 180 мм (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Разработанное СШП РПП РАН-85 практически полностью удовлетворяет требованиям по РТХ (за исключением узкого диапазона частот от 1,7 до 2,2 ГГц, где превышение КО над заданным значением минус 10 дБ не превышает 1,5 дБ) для образца на металлической подложке. Для съемного образца РПП РАН-85 частотная зависимость КО РПП РАН-85 полностью соответствует РТХ для покрытия РАН-85 (рисунок 3.64).

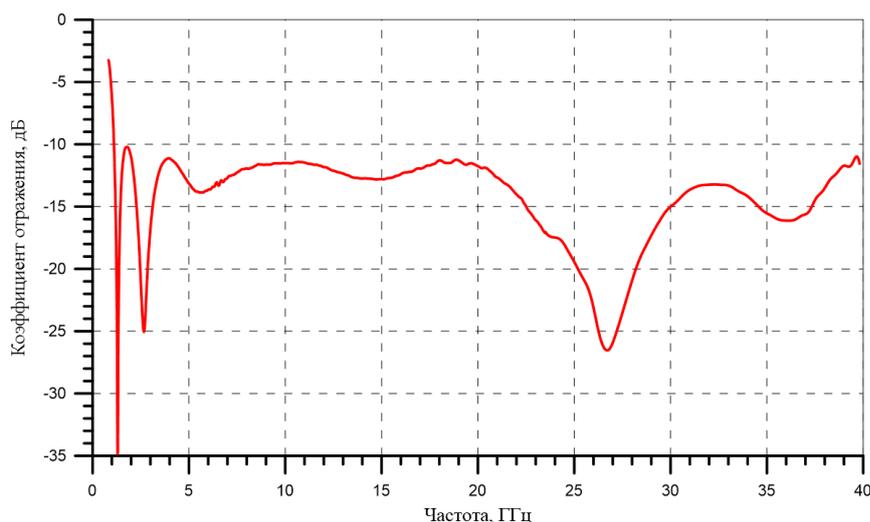


Рисунок 3.64 – Частотная зависимость КО съемного образца СШП РПП РАН-85 при нормальном падении ЭМВ

Полученные предварительные измерения частотной зависимости КО СШП РПП РАН-85 в высокочастотной области спектра (диапазон частот 75-110 ГГц) - демонстрируют сравнительно низкие значения КО (менее минус 10 дБ в диапазоне частот 75-110 ГГц для обоих образцов покрытия). Представленные на рисунке 3.65 результаты измерений частотной зависимости КО РПП РАН-85 получены на разработанном КВЧ сегменте СШП радиотехнического стенда (см. раздел 1.4).

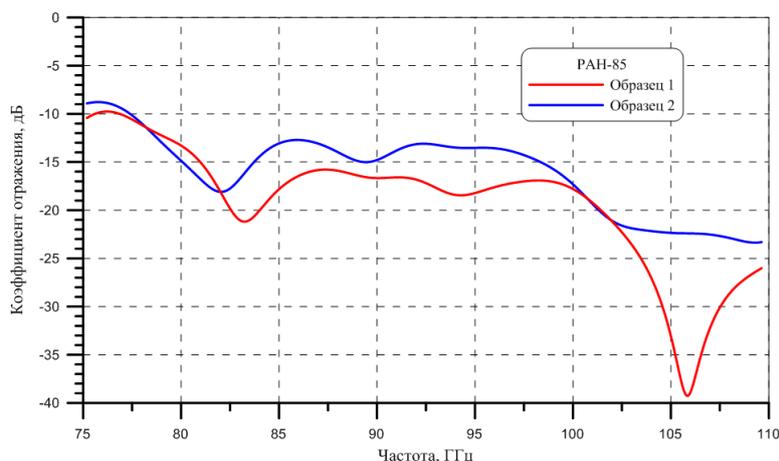


Рисунок 3.65 - Частотные зависимости КО образцов СШП РПП РАН-85 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ в диапазоне частот 75-110 ГГц

СШП РПП РАН-85 применяется в СШП антенных системах нескольких перспективных систем радиомониторинга (см. акт внедрения – Приложение Е). Разработанное СШП РПП РАН-85 защищено патентом [163].

3.6 Сверхширокополосный пирамидальный магнитный радиопоглощающий материал РАН-98 в спиральных антеннах систем радиомониторинга

При изготовлении антенных устройств радиопоглощающие материалы используются двояким образом: в качестве элемента конструкции излучателя и в качестве материала, размещаемого вокруг антенн с целью снижения влияния металлических элементов антенной

платформы на характеристики антенн, а также взаимного влияния близко расположенных антенных устройств.

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований магнитного пирамидального РПМ РАН-98 в конструкции спиральной антенны радиомониторинга.

РПМ РАН-98 представляет собой широкополосный многослойный РПМ с мягким входом на основе полиуретанового связующего с различными мелкодисперсными магнитными наполнителями в виде порошков магнитного наполнителя КЖ-2 и КЖ-3А. Верхний слой РПМ РАН-98 представляет собой двумерную периодическую решетку из магнитных конусов высотой 8 мм и с основанием диаметром 6 мм, расположенных на магнитной подложке толщиной 4 мм. Внешний вид РПМ РАН-98 представлен на рисунке 3.66.

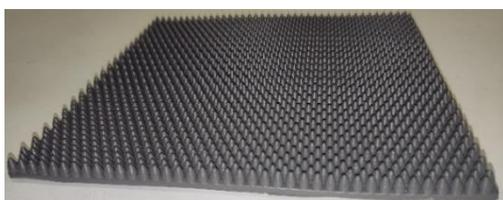


Рисунок 3.66 – Внешний вид пирамидального магнитного РПМ РАН-98

Магнитная и диэлектрическая проницаемости материала РПМ РАН-98 внутри конусов плавно увеличиваются в направлении от вершин к основанию. Частотная зависимость КО РПМ РАН-98 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлена на рисунке 3.67.

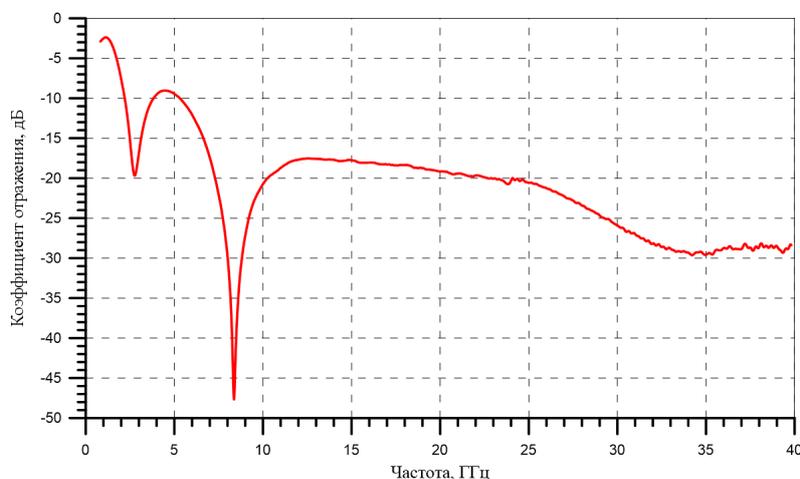


Рисунок 3.67 – Частотная зависимость КО РПМ РАН-98 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

РПМ используются в СШП антеннах, в частности, для расширения рабочего диапазона частот. В настоящем параграфе проведено сравнение характеристик излучения спиральных антенн, в которых использованы следующие типы РПМ: магнитный пирамидальный РПМ РАН-98 и листовой диэлектрический РПМ на основе полупроводящего пенополиуретана типа РАН-46М (см. главу 4), используемый в антеннах для серийно выпускаемых изделий.

На рисунке 3.68 показаны корпус антенны, вкладки из магнитного пирамидального РПМ РАН-98 (слева) и диэлектрического РПМ РАН-46М на основе полупроводящего пенополиуретана (справа) и антенна в сборе. На рисунке 3.69 изображены корпуса антенн с

вкладками из исследуемого магнитного РПМ РАН-98 и диэлектрического РПМ РАН-46М на основе пенополиуретана крупным планом.



Рисунок 3.68 – Детали конструкции спиральной антенны



Рисунок 3.69 – Внешний вид вставки из магнитного РПМ РАН-98 (а) и диэлектрического РПМ РАН-46М (б)

На рисунке 3.70 приведены результаты измерений частотной зависимости коэффициента передачи между антенной-имитатором и сравниваемыми спиральными антеннами. Коэффициент передачи спиральной антенны с диэлектрическим РПМ РАН-46М измерялся только в свободном пространстве. Коэффициент передачи спиральной антенны с магнитным РПМ РАН-98 был измерен для антенны в свободном пространстве, антенны на металлическом экране и для антенны на металлическом экране, покрытом магнитным РПМ РАН-98.

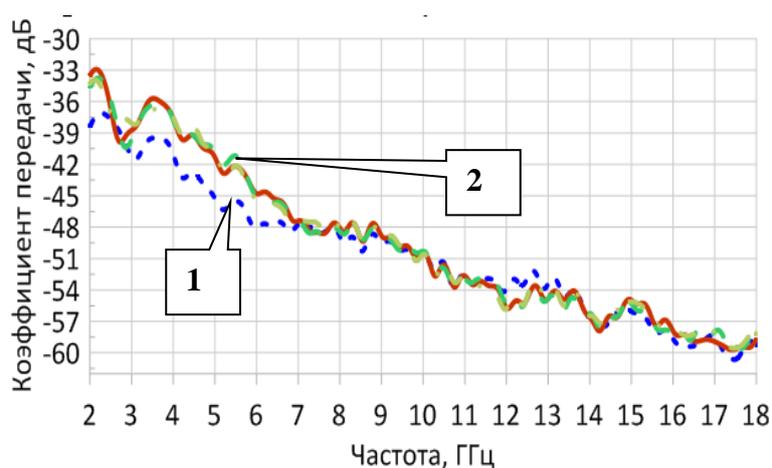


Рисунок 3.70 – Частотные зависимости коэффициента передачи спиральной антенны: 1 – антенна с диэлектрическим РПМ РАН-46М, 2 – антенна с магнитным РПМ РАН-98 (графики, соответствующие разным вариантам размещения почти неразличимы)

Как видно из рисунка 3.70, использование РПМ РАН-98 в конструкции спиральной антенны увеличивает коэффициент передачи между антеннами на 3—4 дБ в диапазоне частот ниже 6,5 ГГц независимо от способа размещения антенны. На частотах выше 7 ГГц коэффициенты

передачи макета спиральной антенны и серийной спиральной антенны с диэлектрическим РПМ РАН-46М отличаются незначительно.

На рисунке 3.71 представлены частотные зависимости КУ сравниваемых спиральных антенн с диэлектрическим РПМ РАН-46М и магнитным РПМ РАН-98.

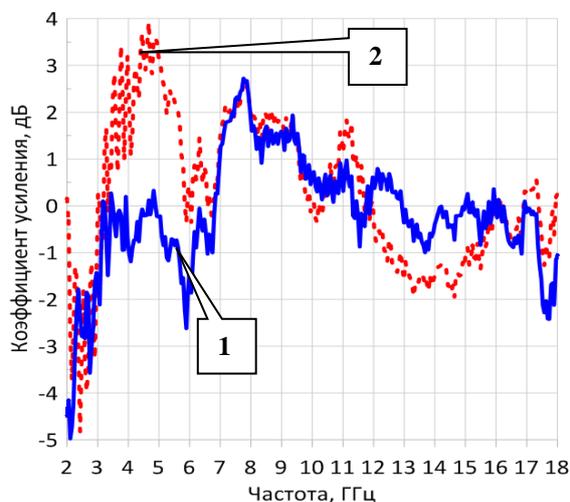


Рисунок 3.71 – Частотные зависимости КУ спиральной антенны: 1 – антенна с диэлектрическим РПМ РАН-46М, 2 – антенна с магнитным РПМ РАН-98

Измеренные значения КУ спиральной антенны согласуются с данными коэффициента передачи антенны, приведенными на рисунке 3.70.

Влияние металлической поверхности вокруг антенны может исказить ДН антенны, что приводит к росту погрешности пеленгования при использовании антенных устройств в системах радиомониторинга. Ниже приведены ДН испытуемого макета антенны с РПМ РАН-98 при разных условиях его размещения: в свободном пространстве, на металлическом экране и на металлическом экране, покрытом магнитным РПМ РАН-98 (см. рисунки 3.72 и 3.73).



Рисунок 3.72 – Макет спиральной антенны на металлическом экране



Рисунок 3.73 – Макет спиральной антенны на металлическом экране, покрытом магнитным РПМ РАН-98

Результаты экспериментов позволяют оценить влияние окружающего металла и изменение этого влияния после размещения на металлическом экране магнитного РПМ РАН-98 на ДН спиральной антенны.

На рисунке 3.74 приведены ДН макета спиральной антенны, измеренные при трех перечисленных выше условиях размещения на некоторых частотах рабочего диапазона: точечная линия – антенна в свободном пространстве; пунктирная линия с точками – антенна на

металлическом экране; сплошная линия – антенна на металлическом экране, покрытом магнитным РПМ РАН-98.

Приведенные ДН макета спиральной антенны были измерены при ГП ЭМВ. ДН макета спиральной антенны при ВП ЭМВ также были измерены, здесь не приводятся, они всегда не хуже ДН макета спиральной антенны, приведенных на рисунке 3.74. Нормировка ДН макета спиральной антенны не искажает результатов измерений, поскольку КУ антенны, как было показано раньше, не зависит от условий размещения.

Из приведенных ДН спиральной антенны видно, что в нижней части диапазона (ниже 3,0 ГГц) наблюдаются значительные колебания направления максимума ДН спиральной антенны в свободном пространстве и ее асимметрия. Размещение спиральной антенны на металлическом экране симметрирует ДН антенны относительно нормали к антенне, но искажает ее форму в диапазоне частот от 5 до 7 ГГц. Покрытие металлической платформы магнитным РПМ РАН-98 не только стабилизирует ДН спиральной антенны, но и ликвидирует искажения ее формы.

В диапазоне частот 3 - 5 ГГц ДН спиральной антенны имеют колоколообразную форму и наличие металлического экрана, как и нанесение на него РПМ, мало влияет на ДН спиральной антенны. В части диапазона частот от 5,0 до 6,8 ГГц влияние металлического экрана проявляется в некотором сужении ДН спиральной антенны и образовании «плечей» на ее скатах, что может нарушить линейность пеленгационных характеристик системы радиомониторинга.

Использование на металлическом экране разработанного магнитного РПМ РАН-98 ликвидирует этот недостаток. На частотах выше 7 ГГц, как показывают измерения, ДН спиральной антенны не зависят от условий ее размещения.

Полученные экспериментальные результаты по РТХ спиральной антенны с РПМ РАН-98 в конструкции спиральной антенны позволяют сделать следующие основные выводы:

1. Замена в конструкции спиральной антенны диэлектрического РПМ РАН-46М на основе полупроводящего пенополиуретана на магнитный РПМ РАН-98 приводит к увеличению КУ спиральной антенны в низкочастотном диапазоне 2—7 ГГц на 3-4 дБ.

2. Использование разработанного магнитного РПМ РАН-98 для покрытия металлических антенных платформ улучшает ДН широкополосных спиральных антенн.

Материалы данного параграфа опубликованы в работе [164].

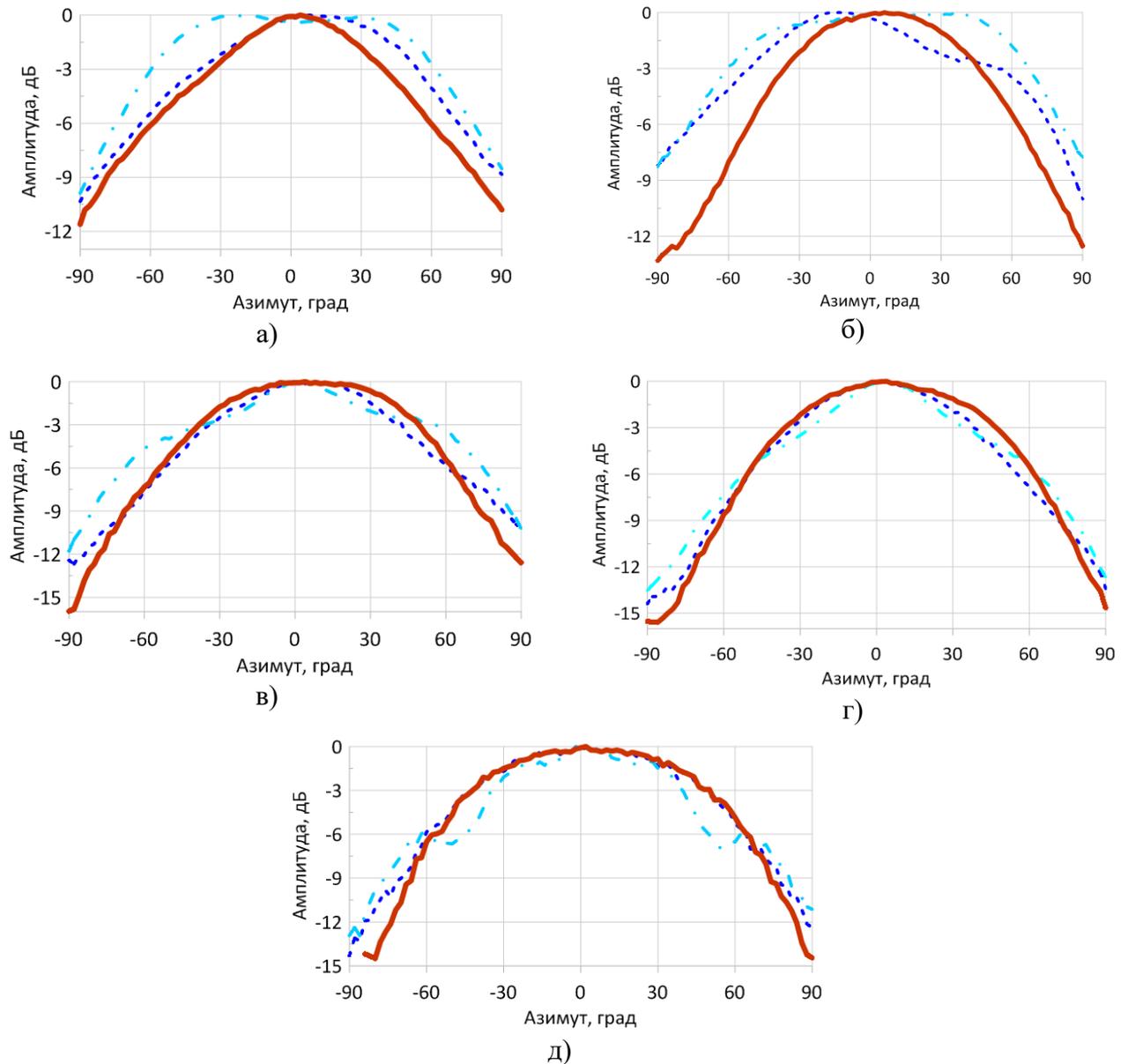


Рисунок 3.74 – ДН макета спиральной антенны при частоте 2,0 ГГц (а), 2,6 ГГц (б), 3,0 ГГц (в), 3,3 ГГц (г) и 6,5 ГГц (д) при ГП при различных комплектациях

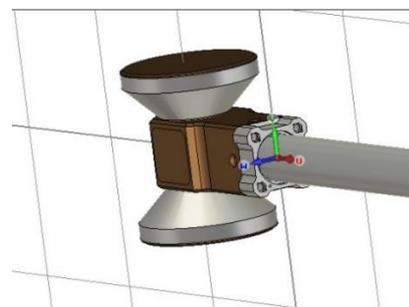
3.7 Поликонические вибраторные антенны с широкополосным РПП на основе магнитомягких сплавов

В настоящее время развитие широкополосных систем радиосвязи и мониторинга электромагнитного излучения в пространстве ставит актуальную задачу по разработке конструкции излучателей, имеющих ненаправленное излучение в вертикальной плоскости в сверхширокой полосе частот до нескольких октав. Биконическая вибраторная антенна с точкой питания в вершинах конусов вибратора [165-167] является типичной сверхширокополосной антенной.

Наиболее часто для установки биконических вибраторов в составе кольцевой антенной решетки средств радиомониторинга применяются кронштейны в виде радиальных металлических труб, как показано на рисунке 3.75а. Симметричный вибратор (рисунок 3.75б) подключается к несимметричному коаксиальному фидеру посредством ферритового симметрирующего устройства.



а)



б)

Рисунок 3.75 - Вибраторные излучатели в составе кольцевой антенной решетки на радиальных металлических кронштейнах (а) и биконический вибратор на кронштейне в диэлектрическом корпусе-держателе (б)

Такой способ установки антенны имеет ряд недостатков, из которых наиболее значимыми являются: 1) симметрирующее устройство, предназначенное для подключения биконического вибратора к коаксиальному фидеру, ограничивает полосу рабочих частот; 2) корпус-держатель из плотного диэлектрика с высоким значением диэлектрической проницаемости и горизонтальная металлическая труба искажают как амплитудные, так и фазовые ДН вибраторов.

Практическое применение может получить антенна, свободная от указанных недостатков в виде несимметричного поликонического вибратора, установленного на вертикальный металлический стержень, как показано на рисунке 3.76. Нижний конус вибратора установлен на вертикальный металлический стержень, а верхний конус удерживается легким осесимметричным пенопластовым обтекателем с низким значением диэлектрической проницаемости. Питание вибратора осуществляется путем непосредственного подключения верхнего конуса к центральному проводнику, а нижнего конуса – к внешнему проводнику коаксиального фидера, проложенного внутри металлического держателя.

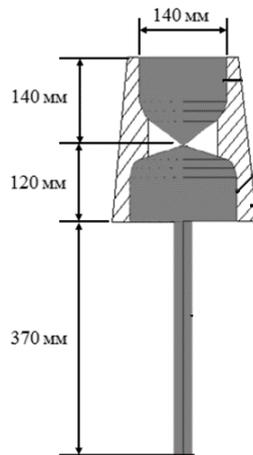


Рисунок 3.76 - Конструкция поликонической вибраторной антенны, в которой нижний конус установлен на вертикальный металлический стержень, а верхний конус удерживается легким осесимметричным пенопластовым обтекателем (заштрихован)

Различие в размерах и конфигурации верхнего и нижнего конусов обусловлено необходимостью подъема максимума ДН вибраторной антенны в вертикальной плоскости. Использование вибраторов поликонической формы, образующей которой является ломаная линия, позволяет не только уменьшить геометрические размеры вибратора [168], но и сохранить достаточно широкую его ДН в вертикальной плоскости при сохранении ее ширины не менее 30° в полосе рабочих частот от 250 до 1000 МГц [169].

Расчеты показали, что при таком способе установки антенны на держатель наблюдается сильная неравномерность её ДН в вертикальной плоскости особенно в области нижних частот. Это связано с высоким уровнем электрического тока, наводимого на стержне и возбуждающего поле, интерферирующее с полем излучения вибратора, искажая его ДН. Замена металлического стержня на диэлектрический не решает проблему по существу: ток наводится на внешний проводник коаксиального кабеля, что приводит к так называемому «антенному эффекту фидера». Применение на коаксиальном кабеле ферритовых колец для устранения этого эффекта зачастую невозможно.

Для улучшения РТХ антенны, а именно, для достижения более равномерных ДН в рабочей полосе частот целесообразно размещать РПМ на поверхности металлического стержня, наносимый пневматическим способом по лакокрасочной технологии. В данном параграфе представлены численные исследования РТХ несимметричной поликонической вибраторной антенны с современным магнитным РПМ на поверхности вертикального металлического держателя. Исследования РТХ антенны проведены для двух типов РПМ на металлическом держателе – однослойного и двухслойного. Исследования проведены с помощью пакета программ электродинамического моделирования ФЕКО в рабочей полосе частот антенны от 250 до 1000 МГц.

Исследования РТХ антенны в рабочей полосе частот проводились в комплектации, когда на металлический стержень наносился однослойный РПМ на основе порошка ферромагнитного

магнитомягкого сплава АМАГ-200, и в комплектации, когда этот порошок использовался в качестве первого слоя в составе двухслойного РПМ.

Для численного моделирования антенны использовались измеренные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости РПМ, наполненного крупнодисперсным магнитомягким порошком ферромагнитного сплава АМАГ-200 (Fe-Co-Ni-Cr-Mn-Cu-Nb-Si) с нанокристаллической структурой (рисунок 3.77). Следует отметить, что измерения диэлектрической и магнитной проницаемости данного РПМ проводились двумя независимыми методами: в коаксиальной измерительной ячейке в диапазоне частот от 0,1 до 3,0 ГГц и в свободном пространстве в диапазоне частот от 3,0 до 10 ГГц на диафрагме с окном диаметром 180 мм (см. главу 1). Особенностью используемого РПМ является то, что в рабочем диапазоне частот он обладает высокой диэлектрической проницаемостью наряду с низкими диэлектрическими и высокими магнитными потерями. Максимум магнитных потерь РПМ наблюдается при частоте 190 МГц. Такие материальные параметры РПМ достигаются специальной технологией производства магнитного наполнителя на основе сплава АМАГ-200, включающей размол тонких ферромагнитных лент и отжиг полученного крупнодисперсного порошка по оптимизированным режимам.

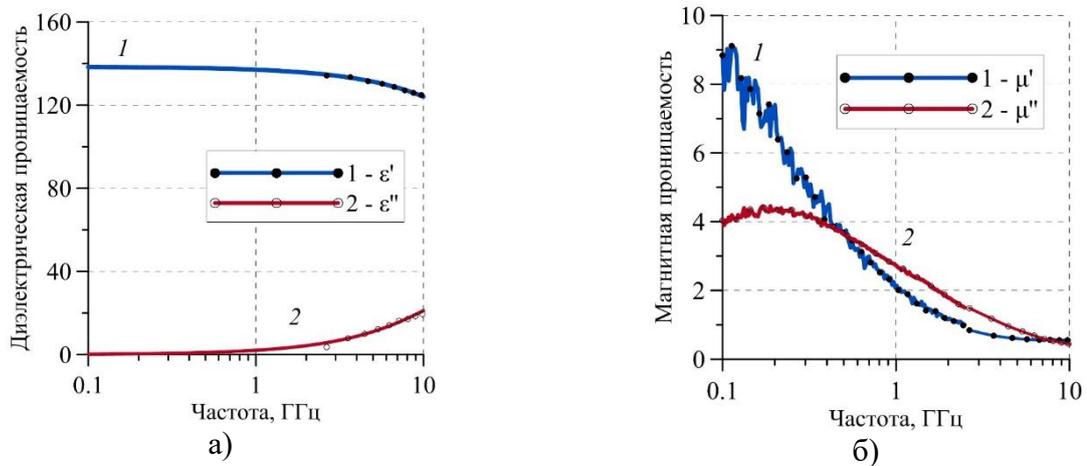


Рисунок 3.77 - Частотные зависимости комплексной диэлектрической (а) и комплексной магнитной (б) проницаемости РПМ, наполненного крупнодисперсным порошком ферромагнитного сплава АМАГ-200

В структуру двухслойного РПМ введен второй слой (наружный) КМ на основе композиции из компаунда С-1М с магнитным наполнителем КЖ-3А (рисунок 3.1).

На рисунке 3.78 представлено распределение электрического тока по поверхности поликонической вибраторной антенны в исходном виде и антенны с однослойным РПМ толщиной 5 мм на металлической трубе при частоте 250 МГц. Хорошо видно, что нанесение радиопоглощающего материала с такими электродинамическими характеристиками на металлический держатель (рисунок 3.78) позволяет существенно снизить уровень наводимого

электрического тока на металлическом держателе антенны, что приводит к значительному улучшению её диаграммы направленности и согласования.

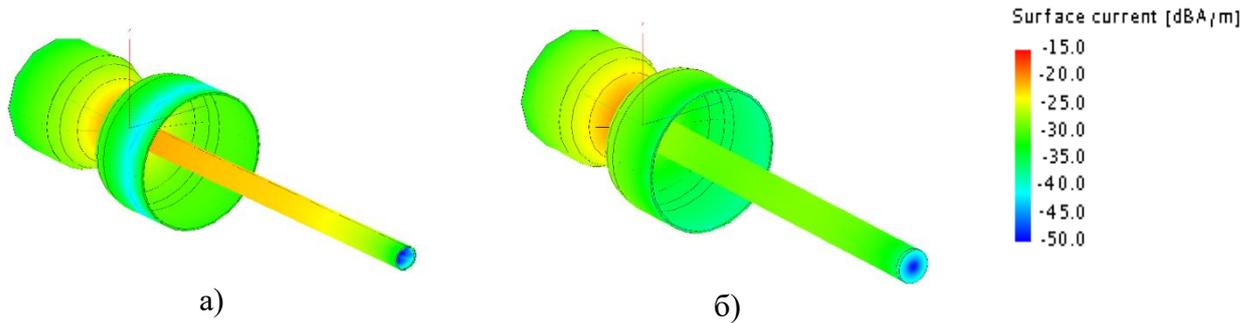


Рисунок 3.78 - Распределение поверхностной плотности электрического тока по поверхности поликонической вибраторной антенны в исходном виде (а) и с однослойным РПМ толщиной 5 мм на держателе (б) при частоте 250 МГц

Исследования показали, что оптимальные РТХ антенны достигаются после нанесения на металлический держатель однослойного РПМ толщиной 5 мм. При использовании двухслойного РПМ его оптимальная толщина составляет 10 мм, при этом толщина первого слоя на основе порошка ферромагнитного сплава АМАГ-200, нанесенного непосредственно на металлический держатель, составляет 4,5 мм (рисунок 3.77), а толщина второго слоя на основе композиции из компаунда С-1М с магнитным наполнителем КЖ-3А – 5,5 мм. Рассчитанные частотные зависимости КО однослойного и двухслойного РПМ с вышеуказанными параметрами при нормальном падении электромагнитной волны приведены на рисунке 3.79.

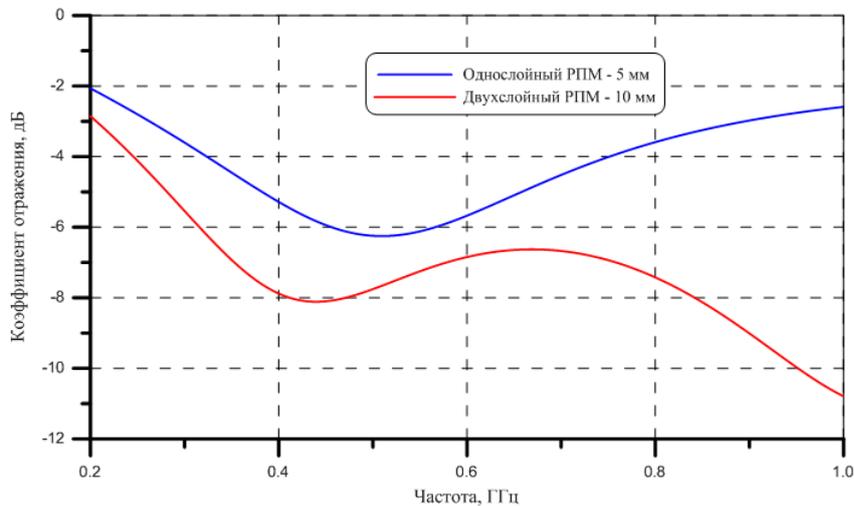


Рисунок 3.79 - Частотные зависимости КО однослойного (синяя кривая) и двухслойного (красная кривая) РПМ на основе сплава АМАГ-200 при нормальном падении ЭМВ

Рассчитанные ДН поликонической антенны в вертикальной плоскости при частотах 250, 400, 800 и 1000 МГц представлены на рисунке 3.80 (зависимости напряженности электрического поля в дальней зоне (ДЗ) от угла места). ДН поликонической антенны нормированы к максимуму ДН антенны в исходном виде. Из рисунка 3.80 следует, что применение однослойного РПМ позволяет сформировать более равномерные ДН антенны в области частот от 250 до 800 МГц, а применение двухслойного РПМ в конструкции вибраторной антенны позволяет сформировать

более равномерные ДН вибраторной антенны в вертикальной плоскости при всех частотах рабочего диапазона антенны.

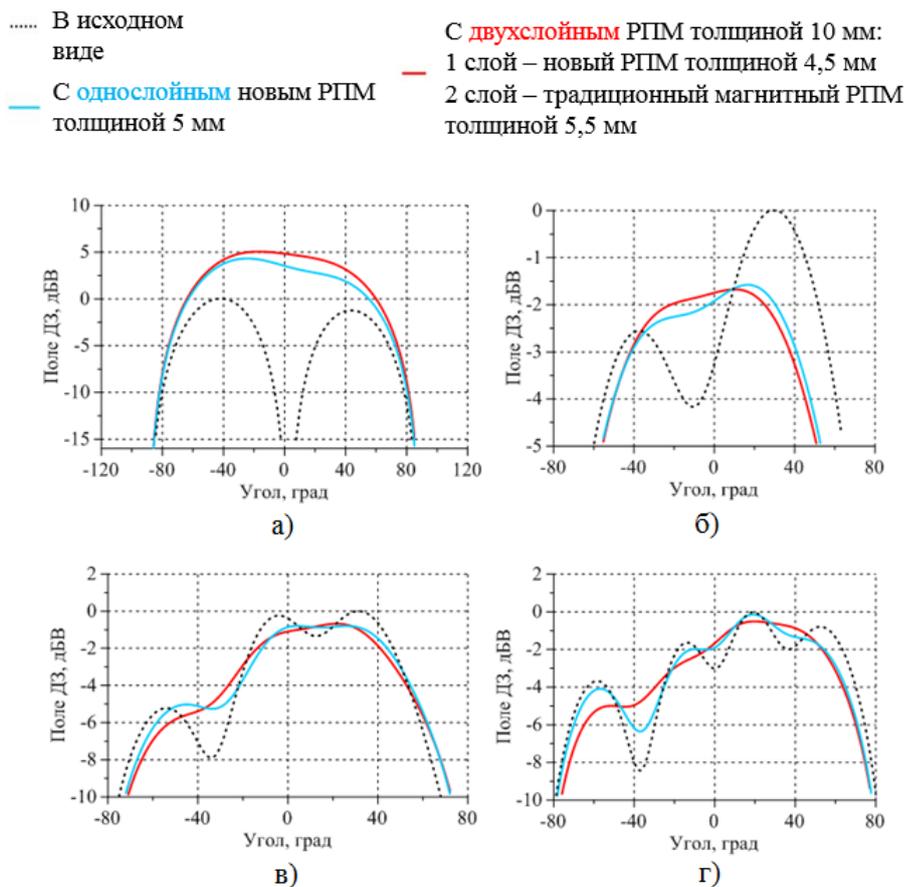


Рисунок 3.80 – Угломестные ДН несимметричной поликонической вибраторной антенны в исходном виде (черные точки) и с использованием однослойного (синие кривые) и двухслойного (красные кривые) РПМ на металлическом держателе при частотах 250 МГц (а), 400 МГц (б), 800 МГц (в) и 1000 МГц (г)

Кроме того, расчеты показали, что нанесение РПМ на металлический держатель антенны позволяет снизить коэффициент стоячей волны антенны (КСВН) в области нижних частот, тем самым существенно расширить рабочий диапазон частот антенны. На рисунке 3.81 представлены расчетные частотные зависимости КСВН антенны в исходном виде и антенны с РПМ на металлическом держателе.

Проведённые исследования показали, что для СШП антенных систем средств связи и радиомониторинга целесообразно применение несимметричных поликонических вибраторов, устанавливаемых вертикально на стержневых металлических держателях. Применение магнитного РПМ с высокими магнитными потерями в метровом и дециметровом диапазонах длин волн способствует эффективному подавлению тока, наводимого на металлическом держателе. Это позволяет как формировать более равномерные ДН антенны в рабочей полосе частот в вертикальной плоскости, так и снизить КСВН вибраторных антенн в области нижних частот, и тем самым существенно расширить диапазон рабочих частот.

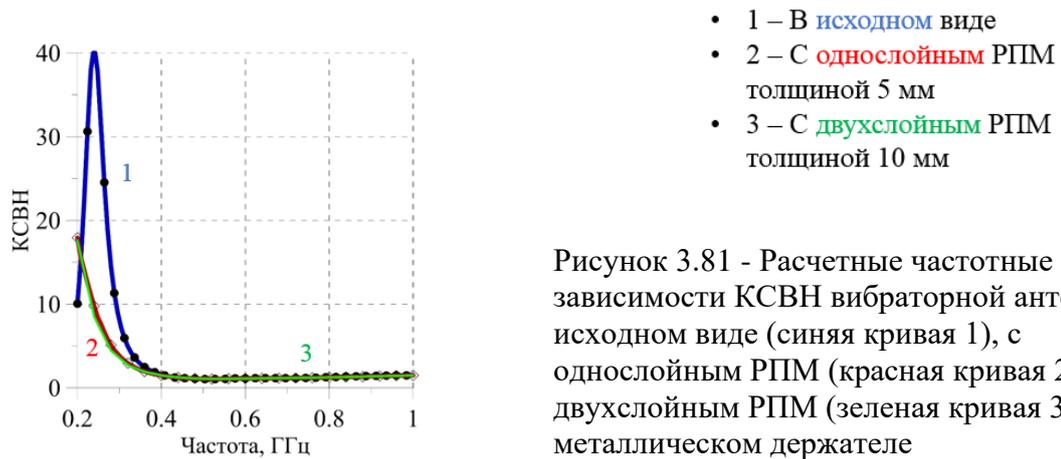


Рисунок 3.81 - Расчетные частотные зависимости КСВН вибраторной антенны в исходном виде (синяя кривая 1), с однослойным РПМ (красная кривая 2) и с двухслойным РПМ (зеленая кривая 3) на металлическом держателе

Материалы данного параграфа опубликованы в работах [170, 286].

3.8 Широкополосные волноводные согласованные нагрузки на основе ферроэпоксида с магнитным наполнителем КЖ-3А

Волноводные согласованные нагрузки (ВСН) широко используются в антенной технике и относятся к числу наиболее распространённых пассивных элементов СВЧ-трактов. Основными тенденциями развития современных ВСН являются снижение их массогабаритных характеристик, совершенствование технологии их производства и уменьшение коэффициента отражения в максимально широкой полосе частот [94]. Здесь рассматриваются ВСН в виде короткозамкнутого на одном конце отрезка волновода с расположенным внутри волновода объемным поглотителем из ферромагнитного РПМ. Одной из основных характеристик, позволяющей оценить эффективность ВСН, является КСВН. Малые значения КСВН этих нагрузок достигаются выбором широкополосного РПМ с оптимальными электрофизическими характеристиками, а также подбором оптимальных размеров и формы вставок из этого РПМ. Так, в [171] при конструировании ВСН X-диапазона частот с нагрузкой из поглотителя марки ECCOSORB FGM-40 были получены значения КСВН меньше 1,07 при длине нагрузки 50 мм и меньше 1,03 при длине 70 мм.

В работе представлены результаты расчётов КСВН ВСН с поглощающими вставками в форме клина, пирамиды и экспоненциального клина из РПМ на основе ферроэпоксида, состоящего из магнитного наполнителя КЖ-3А и эпоксидной смолы. Расчёты проводились в диапазонах частот трёх типов волноводов: WR-159, WR-112 и WR-90, что соответствует частотам от 4,8 до 12 ГГц. В работе представлены результаты верификации численного моделирования по результатам измерений КСВН ВСН для волновода типа WR-159.

Используемый в расчетах РПМ РАН-89 изготавливается из ферроэпоксида, основными компонентами которого являются порошок магнитного наполнителя КЖ-3А, эпоксидная смола ЭД-20 и реологические добавки. РПМ РАН-89 имеет низкую степень пористости, высокую однородность и воспроизводимость электрофизических свойств.

Образец материала для определения электрофизических параметров РПМ РАН-89 изготовлен в форме плоского диска толщиной около 10 и диаметром 190 мм. Измеренные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости материала ферроэпоксида РАН-89 представлены на рисунке 3.82.

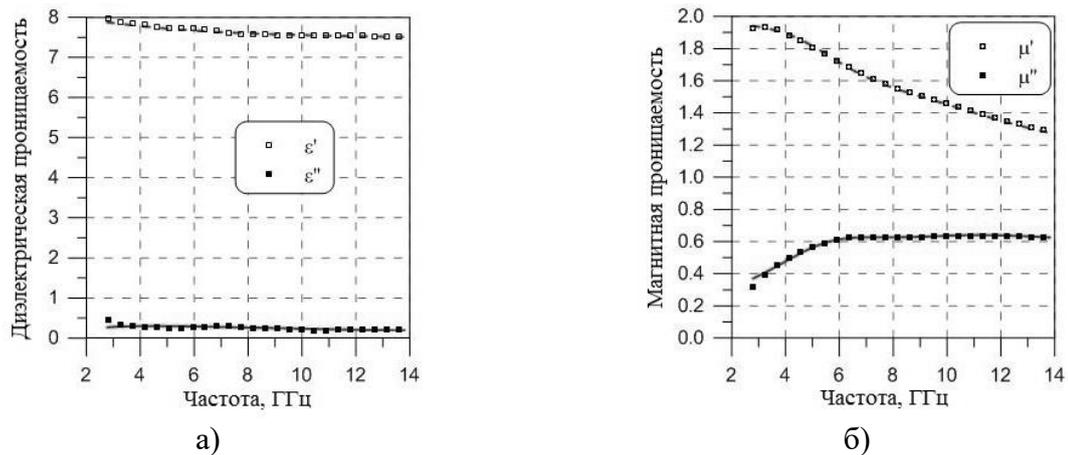


Рисунок 3.82 - Частотная зависимость диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости ферроэпоксида РАН-89 на основе магнитного наполнителя КЖ-3А (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функциями (2.1) и (2.2))

Основными электрофизическими свойствами ферроэпоксида РАН-89 являются низкая диэлектрическая проницаемость, малый тангенс диэлектрических потерь, относительно высокая магнитная проницаемость и значительные магнитные потери в диапазоне частот 5-12 ГГц.

Численное моделирование проводилось для трех типов волноводов – WR-159, WR-112 и WR-90. В таблице 3.9 представлены геометрические размеры и рабочий диапазон частот волноводов, используемых в расчетах.

Расчёт КСВН ВСН со вставками из магнитного РПМ проходил после определения оптимальных геометрических размеров этих вставок. Оптимизация геометрических размеров вставок из магнитного РПМ происходила численно с помощью пакета программ электродинамического моделирования FEKO [67]. Электродинамическая модель состояла из отрезка короткозамкнутого волновода. С одной стороны волновода через порт подключался источник электромагнитного возбуждения, а с короткозамкнутой стороны волновода устанавливалась вставка из РПМ различной формы. Расчёт параметра S_{11} порта в такой модели осуществлялся методом моментов. Для вычисления оптимальных геометрических размеров каждой из форм вставки из РПМ использовалась встроенная в программу FEKO процедура оптимизации. Оптимизация осуществлялась симплекс-методом, с помощью которого находился

минимум целевой функции в виде максимального значения модуля параметра S_{11} в рабочей полосе частот в зависимости от геометрических размеров вставки из РПМ.

Таблица 3.9 - Параметры волноводов, используемых в расчетах ВСН

Тип волновода	Сечение волновода ($a \times b$), мм	Рабочий диапазон частот, ГГц
WR-159	40,39 × 20,19	4,80 – 6,85
WR-112	28,50 × 12,62	6,85 – 9,93
WR-90	22,86 × 10,16	8,15 – 12,05

Результаты численного моделирования волноводных согласованных нагрузок со вставками разных форм

Для расчётов КСВН ВСН с различными формами вставок из РПМ были выбраны такие формы как клин, пирамида и экспоненциальный клин, внешний вид которых представлен на рисунке 3.83. Поглощающие вставки из РПМ в форме клина и экспоненциального клина на концах образовывали ступеньки высотой 0,05 мм (минимальная толщина вставки из РПМ для технологической воспроизводимости вставок), а вставка из РПМ в форме усеченной пирамиды обладала на краю размерами 0,05 × 0,05 мм. Вставки из РПМ в форме клина и экспоненциального клина устанавливались по центру относительно широкой стенки волновода, а вставка из РПМ в форме пирамиды своим основанием полностью заполняла короткозамкнутую стенку волновода. Длина вставок L принималась равной утроенной широкой стороне сечения волновода. При оптимизации геометрических размеров вставки из РПМ в форме клина происходил поиск оптимальных размеров сторон широкого основания H и K (см. рисунок 3.85а); оптимизация вставки из РПМ в форме пирамиды не проводилась, вместо этого значение L выбиралось равным утроенной длине широкой стенки волновода (см. рисунок 3.85б); для вставки из РПМ в форме экспоненциального клина оптимизировались размеры M , N и P (см. рисунок 3.85в). Экспоненциальный профиль клина вдоль волновода задавался функцией:

$$y(x) = P \left(e^{\frac{x}{L} \ln \left(\frac{N}{P} + 1 \right)} - 1 \right), \quad (3.4)$$

где x – координата вдоль волновода; $y(x)$ – высота вставки вдоль узкой стенки волновода в точке с координатой x ; P – некоторый параметр, который определяет крутизну экспоненциального профиля (большая крутизна соответствует меньшему значению параметра P).

На рисунке 3.84 представлены вычисленные частотные зависимости КСВН ВСН, содержащих вставки из РПМ разных форм, геометрические размеры которых, приведённые в таблице 3.10, получены в результате решения задачи оптимизации.

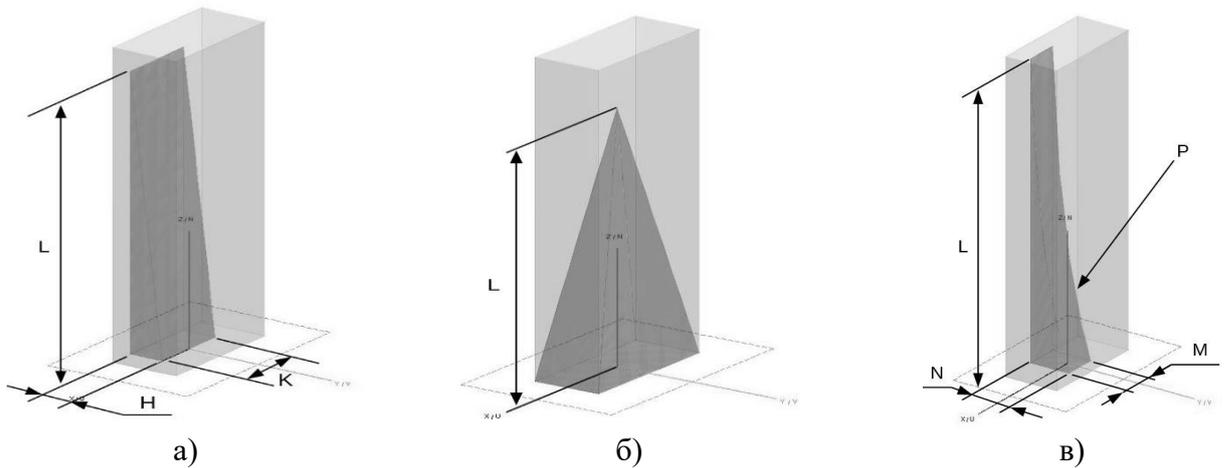


Рисунок 3.83 - Волноводы с поглощающими вставками в форме клина (а), пирамиды (б) и экспоненциального клина (в)

Таблица 3.10 - Геометрические параметры поглощающих вставок из РПМ трех форм

Тип волновода	Клин			Пирамида	Экспоненциальный клин			
	L, мм	H, мм	K, мм	L, мм	L, мм	M, мм	N, мм	P, мм
WR-159	115	15	12	115	115	16	20	1,60
WR-112	80	11	6	80	80	26	12	0,66
WR-90	65	8	4	65	65	10	10	1,55

Из результатов расчётов видно, что наибольшей эффективностью обладает вставка из РПМ, выполненная в форме экспоненциального клина. Максимальные значения КСВН таких согласованных нагрузок не превышают величину 1,02 для всех трёх типов волноводов в их рабочих диапазонах частот. Следует отметить, что решение задачи оптимизации геометрических размеров вставки в форме экспоненциального клина приводило к двум альтернативным решениям. В одном случае вставка обладала большим значением M и большей крутизной (меньший параметр P), а другая форма, наоборот – имела меньшее значение M и меньшую крутизну (большой параметр P). ВСН со вставками из РПМ в форме клина, которые являются наиболее простыми в изготовлении, обладают КСВН, не превышающими значения 1,04. КСВН согласованных нагрузок со вставками из РПМ в форме пирамиды не превышают 1,05 для всех трёх типов волноводов.

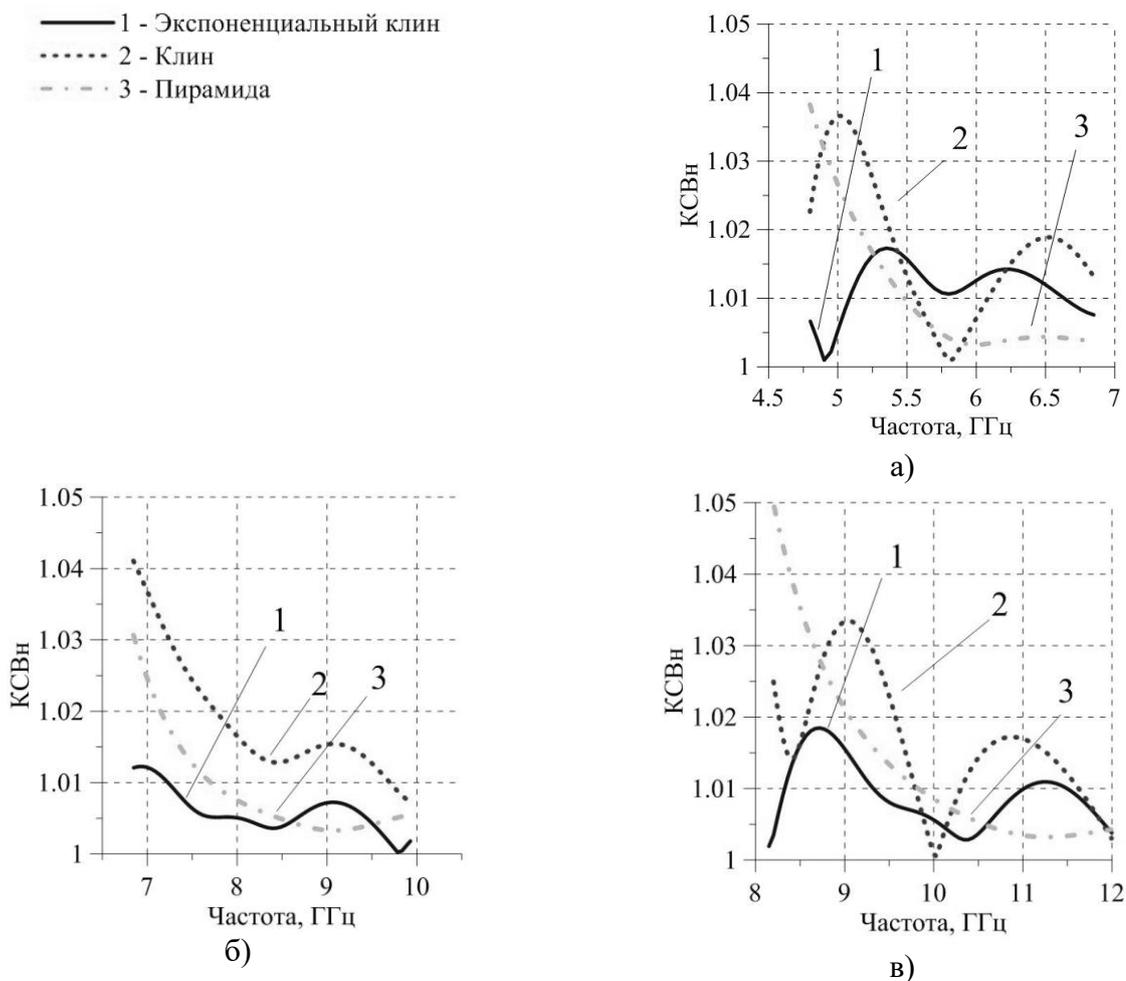


Рисунок 3.84 -Частотные зависимости КСВН согласованных нагрузок для волновода WR-159 (а), WR-112 (б) и WR-90 (в) с радиопоглощающими вставками в виде: экспоненциального клина (сплошные кривые), клина (точечные кривые) и пирамиды (штрихпунктирные кривые) с оптимальными геометрическими параметрами, указанными в таблице 3.10

Результаты численного моделирования волноводных согласованных нагрузок с клиновидными вставками разной длины для волновода типа WR-90

Для оценки радиопоглощающей способности материала ферроэпоксида проведены расчёты КСВН нагрузок со вставками различной длины. Расчёт проведён в рабочей полосе частот ВСН для волновода типа WR-90, размеры которого приведены в таблице 3.9. Вставка из РПМ имеет форму клина (см. рисунок 3.83а). Расчёты КСВН ВСН проводились со вставками длиной L равной 50, 100 и 150 мм. При каждой длине L предварительно были определены размеры сторон широкого основания клина (K и H на рисунке 3.83а), обеспечивающие наилучшие значения КСВН ВСН. Следует отметить, что вычисленные геометрические параметры K и H вставок из РПМ в форме клина, являются оптимальными для ВСН со вставками любой длины в волноводе типа WR-90 и близки к приведённым в таблице 3.10. Толщина РПМ на конце клина принималась равной 0,2 мм. Результаты расчётов КСВН ВСН со вставками из РПМ в форме клина с оптимальными геометрическими параметрами приведены на рисунке 3.85.

При уменьшении длины вставки из РПМ, начиная от 100 мм, у ВСН наблюдается резкое увеличение КСВН и при длине 50 мм он достигает уровня 1,06. При том, что значения КСВН ВСН со вставками из РПМ длиной 100 и 150 мм не превышают значений 1,02 и 1,01 соответственно, что превышает параметры лучших зарубежных аналогов.

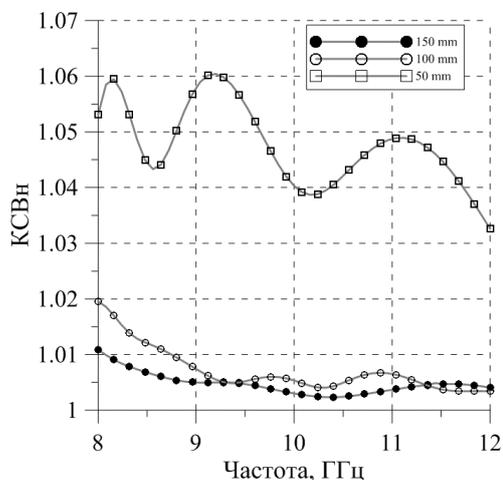


Рисунок 3.85 - Частотная зависимость КСВН ВСН типа WR-90 с клиновидными вставками из РПМ длиной 50 мм (кривая с пустыми квадратиками), 100 мм (кривая с пустыми кружочками) и 150 мм (кривая с полными кружочками)

Верификация результатов численного моделирования волноводных нагрузок

Для верификации результатов численного моделирования были изготовлены два образца вставки из РПМ на основе РПМ РАН-89 для изготовления ВСН для волновода типа WR-159. Внешний вид образцов вставки из РПМ РАН-89 представлен на рисунке 3.86. Образцы вставки выполнены в форме обычного клина с размерами в поперечном сечении $10,8 \times 11,8$ мм (К \times Н) и длинами L равными 118,1 и 123,2 мм, соответственно. Образцы вставки из РПМ устанавливались в отрезок волновода типа WR-159 по центру широкой стенки широкой стенкой к короткозамкнутой заглушке. Измерение отражательных характеристик полученных таким образом образцов ВСН выполнялось в частотном диапазоне 4,8 - 6,8 ГГц с помощью ВАЦ. Полученные измеренные и рассчитанные частотные зависимости КСВН образцов ВСН представлены в сравнении на рисунке 3.87б.



Рисунок 3.86 - Внешний вид двух образцов вставки из РПМ на основе РПМ РАН-89 для волновода WR-159

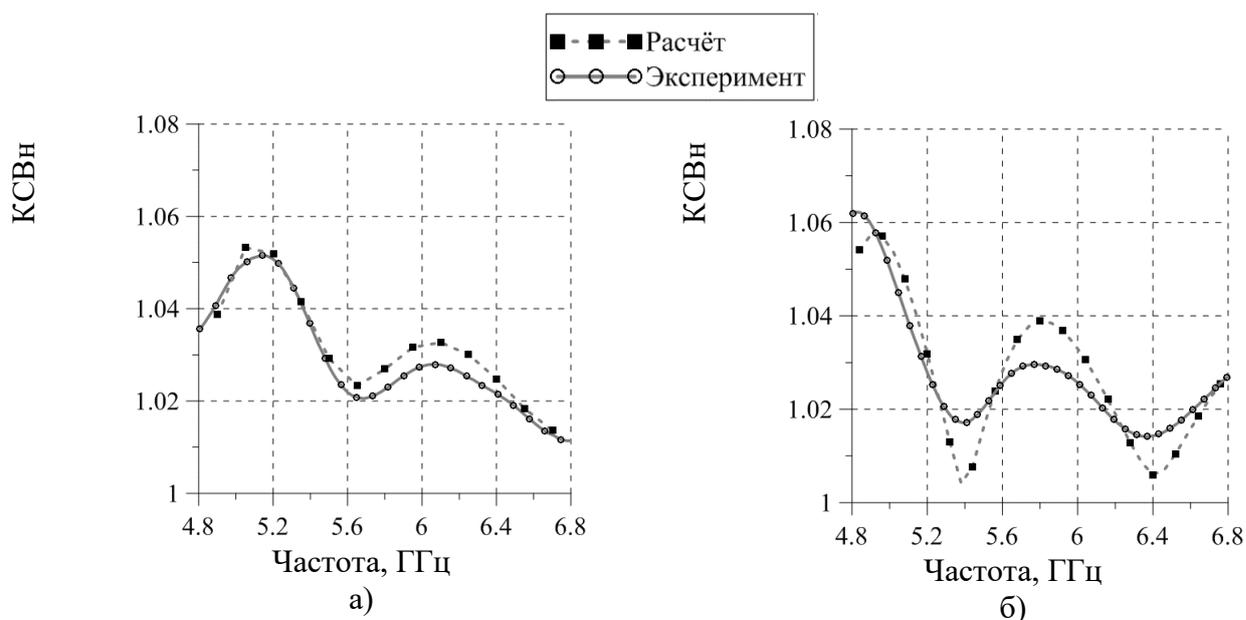


Рисунок 3.87 - Измеренные и рассчитанные частотные зависимости КСВН образцов ВСН для волновода WR-159 со вставкой из РПМ в форме клина с размерами в поперечном сечении $10,8 \times 11,8$ мм и длинами 118,1 мм (а) и 123,2 мм (б)

Следует отметить, что существующие небольшие расхождения теоретических и экспериментальных кривых КСВН связаны не с погрешностями численного моделирования, а с погрешностями позиционирования вставок из РПМ внутри волнопроводов, с некоторыми отклонениями их геометрии от идеальной клиновидной формы и с погрешностями измерений. Размеры вставок были выбраны для удобства изготовления, которые не должны были обеспечивать минимальный уровень КСВН ВСН.

Таким образом, проведены численные исследования электродинамических свойств ВСН со вставками трёх форм из РПМ на основе ферроэпоксида. Показано, что разработанный РПМ на основе ферроэпоксида типа РАН-89 обладает высокой эффективностью для изготовления радиопоглощающих вставок для ВСН. Разработанный РПМ РАН-89 позволяет обеспечить низкий КСВН ВСН в широком диапазоне частот. При этом, по предварительным оценкам, максимальная поглощаемая мощность ВСН со вставками из этого материала составляет порядка нескольких ватт.

Из полученных результатов расчётов КСВН ВСН со вставками трёх форм (клин, пирамида и экспоненциальный клин) видно, что наибольшей эффективностью обладают радиопоглощающие вставки из ферроэпоксида в форме экспоненциального клина. Однако, следует отметить, что клин с экспоненциальным профилем достаточно сложно изготовить с высокой степенью точности. Несмотря на это, на практике могут быть применены вставки из РПМ в форме обычного клина, которые при оптимально подобранных геометрических размерах также могут обеспечить достаточно низкие уровни КСВН ВСН. Существенных преимуществ

применение в ВСН вставок из РПМ в форме пирамиды по сравнению со вставками из РПМ в форме клина не обнаружено.

Расчётным путём определено, что вычисленные геометрические параметры (ширина и высота) вставок из РПМ в форме обычного клина являются оптимальными для ВСН со вставками любой длины в волноводе типа WR-90.

Материалы данного параграфа опубликованы в работах [172-174].

3.9 Малогабаритные волноводные согласованные нагрузки на основе радиопоглощающего покрытия РАН-87

В антенной технике и технике СВЧ существует необходимость применять ВСН, которые закрывают СВЧ-тракты, обеспечивая при этом в СВЧ-тракте низкое значение КСВН. Таких ВСН в конструкции СВЧ-устройств может быть очень большое количество, что существенно увеличивает их массогабаритные параметры. Для снижения массогабаритных параметров необходимо в СВЧ-устройствах применять компактные малогабаритные ВСН.

Разработанная малогабаритная ВСН для 8 мм диапазона длин волн содержит: отрезок прямоугольного волновода 8 мм диапазона длин волн, закрытый с одной стороны металлической стенкой. На всю поверхность металлической стенки, закрывающей с одной стороны отрезок волновода, нанесено трехслойное магнитное РПП типа РАН-87.

Структура РПП РАН-87 представлена в таблице 3.11. Покрытие РАН-87 представляет собой трехслойный композиционный материал на основе кремнийорганического полимерного связующего общей толщиной от 2,6 до 2,8 мм в зависимости от модификации покрытия. Принципиальным в данном случае является ограничение по толщине грунтовки – не более 20 мкм. Модификация А покрытия РАН-87 толщиной около 2,6 мм предназначена для использования в волноводах сечением 7,2×3,4 мм, модификация Б толщиной около 2,7 мм для волноводов сечением 6,2×2,0 мм и модификация В толщиной около 2,7 мм для волноводов сечением 5,4×2,5 мм диапазона частот 34-36 ГГц. Использование в покрытии РАН-87 этого типа связующего обусловлено необходимостью обеспечения высокой атмосферостойкости покрытия, низкого водопоглощения, высокой коррозионностойкости, а также работоспособностью покрытия в широком диапазоне температур – от минус 65 °С до +180 °С.

Второй рабочий слой покрытия РАН-87 формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-3М (см. рисунок 3.29). **Третий** слой, объединяющий в себе функции согласующего и защитного слоя покрытия РАН-87, формируется из двухкомпонентного компаунда типа С-11, представляющего собой раствор стеклянных микросфер в кремнийорганическом связующем, и имеет пониженную диэлектрическую проницаемость – около 2,1 с предельно низкими

диэлектрическими потерями.

Таблица 3.11 - Структура РПП РАН-87 (суммарная толщина около 2,6/2,7/2,8 мм для модификаций А/Б/В)

№ слоя, n	Состав	Номер рисунка	Наполнитель
3	Компаунд С-11	-	Стеглосферы
2	Компаунд С-3М	3.29	КЖ-3А
1	Грунтовка	2.25	Пигменты
0	Металлическая подложка		

Типичные частотные зависимости КО РПП РАН-87 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ, измеренные на образцах покрытия в свободном пространстве, для различных модификаций покрытия представлены на рисунке 3.88. Тонкая сплошная линия соответствует модификации А, толстая сплошная линия – модификации Б и пунктирная линия – модификации В покрытия РАН-87.

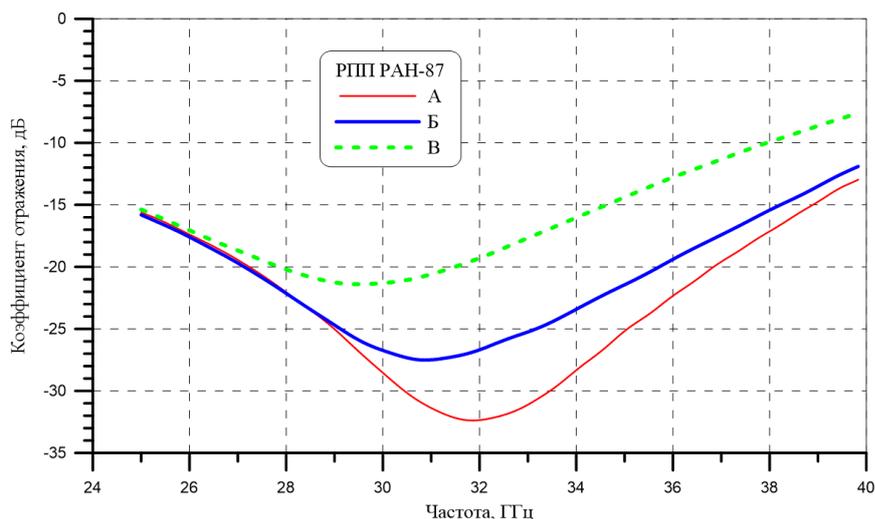


Рисунок 3.88 – Измеренные частотные зависимости КО РПП РАН-87(А, Б, В) в свободном пространстве: А – красная кривая, Б – синяя кривая, В – зеленая кривая

Наиболее близким к предлагаемому техническому решению является изобретение, описанное в [175]. Данное изобретение представляет собой ВСН, состоящую из закороченного с одной стороны отрезка прямоугольного волновода и резистивной плёнки, которая наносится на диэлектрическую пластину специальной формы. Диэлектрическую пластину с резистивной плёнкой устанавливают перпендикулярно широким стенкам отрезка прямоугольного волновода на равном расстоянии от его коротких стенок. Недостатком данного изобретения являются большие габаритные размеры предлагаемой ВСН.

Настоящее техническое решение устраняет вышеуказанный недостаток и решает задачу создания компактных ВСН, которые могут использоваться в СВЧ-устройствах с целью уменьшения их массогабаритных параметров. Техническим результатом предлагаемого

технического решения является существенное уменьшение длины ВСН по сравнению с существующими аналогами.

Сущность предлагаемого решения заключается в том, что в малогабаритной ВСН, которая состоит из отрезка прямоугольного волновода с металлической стенкой, закрывающей, с одной стороны, этот отрезок волновода, и радиопоглощающей среды, в качестве радиопоглощающей среды на всю поверхность металлической стенки нанесено трехслойное магнитное РПП РАН-87.

Применение в составе ВСН магнитного РПП РАН-87 с толщинами, при которых обеспечивается минимальный уровень отражения ЭМВ от металлической стенки в заданном диапазоне частот (34-36) ГГц с учетом сечения волновода, позволяет существенно снизить длину ВСН.

Малогабаритная ВСН (рисунок 3.89) состоит из отрезка прямоугольного волновода 1 с закрывающей, с одной стороны, этот отрезок волновода металлической стенкой 2. Длина широкой стенки волновода равна l_a , а узкой стенки – l_b . На всю поверхность закрывающей с одной стороны отрезок волновода металлической стенки 2 нанесено трехслойное магнитное РПП РАН-87, слои которого имеют различную толщину.

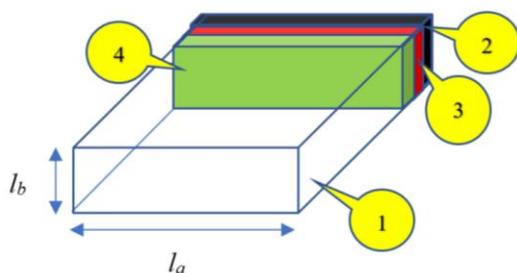


Рисунок 3.89 – Структура ВСН с магнитным РПП РАН-87

Толщины первого 3 и второго 4 рабочих слоёв магнитного РПП РАН-87 составляют t_1 и t_2 . Величины t_1 и t_2 выбираются таким образом, чтобы отражение ЭМВ от закрывающей с одной стороны отрезок волновода 1 металлической стенки 2 было минимальным. Для обеспечения минимального КО ЭМВ необходимо определить толщины t_1 и t_2 первого и второго рабочих слоёв РПП РАН-87 с помощью минимизации в заданном диапазоне частот (34-36) ГГц значений модуля КО R . КО ВСН с РПП РАН-87 вычисляется по формуле:

$$R = \frac{Z_{\text{РПП}} - Z_{0\text{в}}}{Z_{\text{РПП}} + Z_{0\text{в}}}, \quad (3.5)$$

где $Z_{\text{РПП}}$ – значение импеданса на поверхности РПП; $Z_{0\text{в}}$ – волновое сопротивление волновода.

Волновое сопротивление волновода определяется по формуле:

$$Z_{0\text{в}} = \omega\mu_0 / k_{0\text{в}}, \quad (3.6)$$

где $k_{0\text{в}} = k_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2}$ – постоянная распространения ЭМВ в волноводе; k_0 – постоянная распространения ЭМВ в свободном пространстве; λ_0 – длина ЭМВ в свободном пространстве;

$\lambda_{кр} = 2 l_a$ – критическая длина волны в волноводе; ω – круговая частота ЭМВ; μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость свободного пространства.

Значение импеданса на поверхности РПП вычисляется по формуле:

$$Z_{РПП} = \frac{a_2 b_1 + b_2 d_1}{c_2 b_1 + d_2 d_1}, \quad (3.7)$$

где $a_{1,2} = d_{1,2} = ch(jk_{1,2} t_{1,2})$; $b_{1,2} = Z_{1,2} sh(jk_{1,2} t_{1,2})$; $c_{1,2} = sh(jk_{1,2} t_{1,2}) / Z_{1,2}$ – элементы матриц передачи длинных линий, эквивалентных первому или второму рабочим слоям РПП; $k_{1,2} = k_0 / \sqrt{\varepsilon_{1,2} \mu_{1,2} - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$ – постоянная распространения волны в волноводе в области первого или второго слоёв РПП, $Z_{1,2} = \omega \mu_0 \mu_{1,2} / k_{1,2}$ – волновое сопротивление волновода в области первого или второго слоёв РПП, $\varepsilon_{1,2}$, $\mu_{1,2}$ – относительные диэлектрические и магнитные проницаемости первого или второго рабочих слоёв РПП.

Для проверки эффективности настоящей ВСН была изготовлена малогабаритная ВСН для диапазона частот 34—36 ГГц в виде отрезка волновода сечением 6,2×2,0 мм с нанесённым на металлическую стенку, закрывающую с одной стороны отрезок волновода, РПП РАН-87(Б). Выкройка прямоугольника размерами 6,2×2,0 мм из листа РПП размерами 200×200 мм производилась с помощью лазерной резки. Длина ВСН составила не более 0,3 длины волны в свободном пространстве на центральной частоте заданного диапазона частот. Результаты измерений частотной зависимости КО этой ВСН представлены на рисунке 3.90. Как видно из графика частотной зависимости КО ВСН не превышает величину минус 30 дБ в заданном диапазоне частот от 34 до 36 ГГц, что соответствует значению КСВН ВСН не более 1,065.

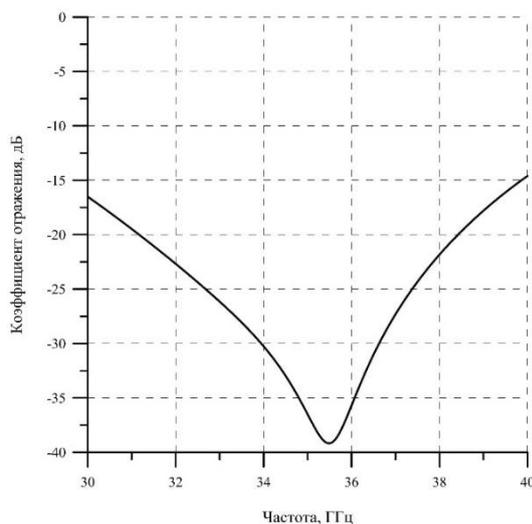


Рисунок 3.90 – Измеренная частотная зависимость КО ВСН с РПП РАН-87Б в волноводе сечением 6,2×2,0 мм

Таким образом, разработанное магнитное многослойное РПП РАН-87 позволяет создавать малогабаритные ВСН с низким уровнем КСВН в заданном диапазоне частот от 34 до 36 ГГц длиной не более одной трети от длины волны в свободном пространстве на центральной частоте

рабочего диапазона. Варьирование толщин слоев РПП РАН-87 с возможностью настройки частотной зависимости КО покрытия в свободном пространстве позволяет изготавливать различные эффективные ВСН в диапазоне частот 34-36 ГГц для волноводов с требуемым сечением с уровнем КСВН не более 1,1.

На данное техническое решение для малогабаритных ВСН оформлен патент на изобретение [120].

Выводы по главе 3

На основе разработанных магнитных КМ с высокими и стабильными магнитными свойствами в СВЧ диапазоне разработаны широкополосные многослойные градиентные РПП для различных диапазонов частот – частотно-селективное РПП РАН-54 (8 – 18 ГГц) со специальной фазо-частотной характеристикой в диапазоне частот 2– 8 ГГц, СШП РПП РАН-43 (12– 39 ГГц), СШП РПП РАН-67 (8 – 18 ГГц), СШП РПП РАН-79 (1 – 18 ГГц) и СШП РПП РАН-85 (1– 40 ГГц). Стабильность магнитно-диэлектрических характеристик КМ обеспечила высокую стойкость разработанных СШП РПП к внешним воздействующим факторам.

Частотно-селективное широкополосное РПП РАН-54 специально разработано для применения на зеркале СШП зеркальной антенны радиомониторинга с целью стабилизации ширины главного лепестка угломестных ДН антенны в широком диапазоне частот от 2 до 18 ГГц за счет нанесения РПП РАН-54 на зеркало отражателя по специальной схеме.

Разработанные СШП РПП РАН-43, РАН-67, РАН-79 и РАН-85 нашли практическое применение на металлических платформах спиральных антенн радиомониторинга с целью стабилизации ДН антенны (снижения изрезанности ДН антенн). Экспериментально показано, что СШП пирамидальный РПМ РАН-98 эффективен для применения на металлическом основании спиральной антенны, обеспечивает увеличение КУ антенны в НЧ части рабочего диапазона и стабилизирует форму ДН антенны во всем рабочем диапазоне частот.

Проведённые теоретические исследования показали, что для сверхширокополосных антенных систем средств связи и радиомониторинга целесообразно применение несимметричных поликонических вибраторов, устанавливаемых вертикально на стержневых металлических держателях. Применение магнитного РПМ с высокими магнитными потерями в метровом и дециметровом диапазонах длин волн (на основе ферромагнитного сплава АМАГ-200) способствует эффективному подавлению тока, наводимого на металлическом держателе. Это позволяет как формировать более равномерные ДН антенны в рабочей полосе частот в

вертикальной плоскости, так и снизить КСВН вибраторных антенн в области нижних частот, и тем самым существенно расширить диапазон рабочих частот.

Разработанный РПМ РАН-89 на основе ферроэпоксида с магнитным наполнителем КЖ-3А, успешно применяется при изготовлении волноводных согласованных нагрузок. Так, клиновидная вставка длиной 150 мм из РПМ РАН-89 обеспечивает в волноводе WR-90 в диапазоне частот от 8 до 12 ГГц КСВН не более 1,01, что превосходит лучшие зарубежные аналоги волноводных согласованных нагрузок.

Разработано многослойное магнитное РПП РАН-87, применяемое для создания малогабаритных волноводных согласованных нагрузок диапазона частот (34-36) ГГц, позволяющее создавать эффективные ВСН с уровнем КСВН не более 1,1 для различных сечений волновода путем варьирования толщин рабочих слоев покрытия. Эффективная длина малогабаритных волноводных нагрузок при этом составляет около одной трети центральной рабочей длины волны, что значительно меньше длины применяемых в промышленности ВСН.

4 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Кроме магнитных РПП широкое распространение в антенной технике получили радиопоглощающие материалы (РПМ) и системы покрытий на основе проводящих диэлектрических материалов различного типа и геометрии [176-179]. Используются также РПМ с мягким входом в виде объемных распушенных проводящих нитей [180].

На практике активно используются РПМ на основе проводящих вспененных материалов, например пенополиуретанов (ППУ) [181-182], имеющих низкие значения диэлектрической проницаемости и высокие диэлектрические потери, например, пирамидальной формы для облицовки стен, потолка и пола БЭЖ. Используются также листовые диэлектрические РПМ различного типа [183] с проводящими наполнителями. Основной особенностью этих материалов является использование водно-дисперсионных эмульсий с коллоидным графитом для пропитки ППУ. Основным недостатком таких материалов является низкая стойкость материалов к жестким внешним воздействиям.

В опубликованных ранее работах, как правило, отсутствует информация по КО малогабаритных образцов диэлектрических РПМ, рассматривается только приближение «бесконечного» образца, что далеко не всегда справедливо на практике, даже в БЭЖ габариты стен на метровых волнах соизмеримы с длиной волны.

Настоящая глава посвящена разработке диэлектрических РПМ с пониженной плотностью материала, обладающих повышенной стойкостью к ВВФ, а также способам минимизации так называемого размерного эффекта для диэлектрических РПМ, т.е. зависимости КО диэлектрического РПМ от его размера, а также развитию областей практического применения диэлектрических РПМ в антенной технике.

4.1 Диэлектрические радиопоглощающие материалы на основе проводящих композитов

В настоящей работе разработаны проводящие полимерные композиции на основе хлорсульфированного полиэтилена, наполненного нанодисперсными частицами углерода (высокопроводящей сажи типа PRINTEX XE-2B, с размерами частиц порядка 8-10 нм и огромной удельной поверхностью – более 1000 м²/г), которые использовались в однокомпонентном виде для пропитки ППУ. Отечественные аналоги, в том числе высокопроводящая сажа УМ-85, оказались на порядок более низкопроводящими по сравнению с сажой PRINTEX XE-2B.

На основе отечественных открытопористых ППУ с кажущейся плотностью 25-35 кг/м² типа ЭО-100 (размер ячеек 1,8-3,5 мм) и ЭО-130 (размер ячеек 0,5-1,2 мм), различающихся степенью пористости, были разработаны многослойные РПМ, в которых содержание сажи в электропроводящем пропиточном слое не превышало 30 массовых частей (м.ч.) на 100 м.ч. полимера. Это ограничение было связано с тем, что при изготовлении свободных пленок электропроводящих композиций при увеличении содержания сажи выше указанной концентрации, наблюдалось образование многочисленных трещин в пленках по мере их высыхания. Однако дальнейшие исследования показали, что в том случае, когда толщина пленок не превышает 20 мкм, максимально возможное содержание сажи в полимере, при котором образующаяся после высыхания пленка материала сохраняет сплошность, составляет 40 м.ч. на 100 м.ч. полимера. Поскольку толщина пленки, образующейся на тяжках ППУ в результате однократной пропитки, не превышает 8 - 12 мкм, было предположено и впоследствии подтверждено экспериментальным путем, что рабочий диапазон концентрации сажи составляет от 20 до 40 м.ч. на 100 м.ч. полимера.

Однако следует учитывать, что при сильных растяжениях и изгибах материалов, в состав которых включены слои, с содержанием сажи выше 25 м.ч. на 100 м.ч. полимера, возможно образование микротрещин в электропроводящем слое, что приведет к снижению электрофизических показателей материалов.

Типовая частотная зависимость диэлектрической проницаемости пленки компаунда Х-2, содержащего 25 м.ч. сажи на 100 м.ч. полимера (далее, концентрация 100/25) представлена на рисунке 4.1, пленки более проводящего компаунда Х-1, содержащего 30 м.ч. сажи на 100 м.ч. полимера (далее концентрация 100/30) представлена на рисунке 4.2. Технология производства компаундов типа Х-1 и Х-2 заключается в диспергировании порошка высокопроводящей сажи в растворе полимерного связующего в высокооборотном диссольтвере. Пленки компаундов Х-1 и Х-2 имели высокие показатели физико-механических характеристик – прочность на разрыв не менее 90 кг/см², относительное удлинение – не менее 15%.

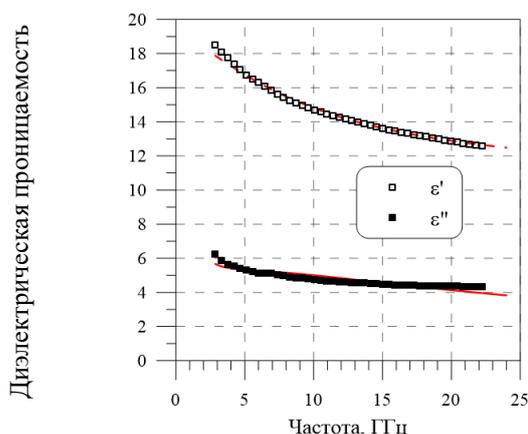


Рисунок 4.1 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости пленки компаунда Х-2 толщиной 200 мкм (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

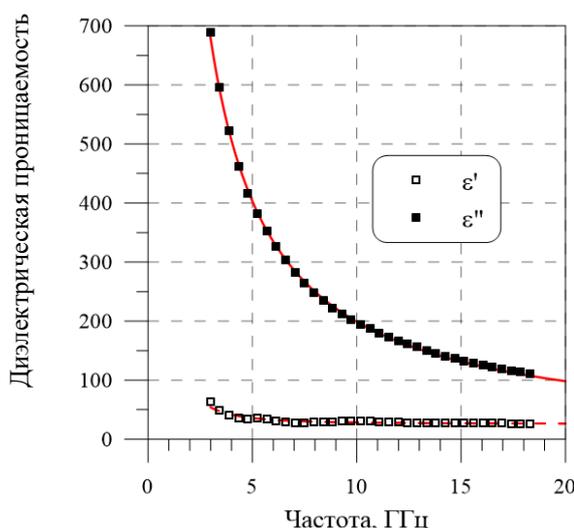


Рисунок 4.2 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости пленки компаунда X-1 толщиной 180 мкм (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

Измерение частотной зависимости диэлектрической проницаемости ε листовых композитных диэлектрических материалов производилось посредством измерения комплексного КП S_{12} ЭМВ через плоский образец материала в широкой полосе частот с дальнейшим численным решением трансцендентного уравнения относительно значения ε . Значение комплексной диэлектрической проницаемости образца ε получается путем численного решения следующей системы уравнений [63]:

$$S_{12} = (Z^2 - 1) / (1 + Z^2 + 2iZ \operatorname{ctg}(\varphi)), \quad (4.1)$$

$$Z = 1 / \sqrt{\varepsilon}, \quad \varphi = 2\pi d \sqrt{\varepsilon} / \lambda, \quad (4.2)$$

где λ - длина волны в свободном пространстве, d - толщина образца.

Для аппроксимации полученных из измерений S - параметров частотных зависимостей диэлектрической проницаемости листовых образцов материалов использовалась модифицированная функция дебаевской релаксации:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + A / (1 - i(f / F_0)^\gamma), \quad (4.3)$$

где ε_0 - начальная диэлектрическая проницаемость, F_0 - частота релаксации, A - амплитуда релаксации, γ - коэффициент, близкий к единице ($\gamma=1$ для обычной дебаевской релаксации), f - частота ЭМВ.

На рисунке 4.3 приведена частотная зависимость диэлектрической проницаемости для одного из образцов на основе ППУ ЭО-100, пропитанного компаундом X-1 (точки – измеренные значения, линии – функции аппроксимации (4.3)).

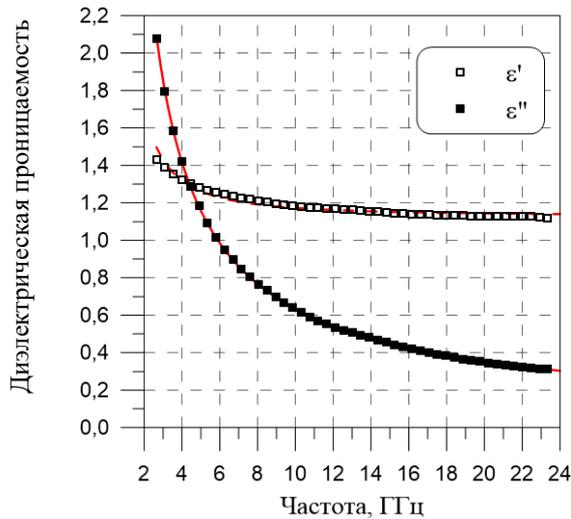


Рисунок 4.3 - Частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости материала на основе ППУ ЭО-100, пропитанного компаундом Х-1 (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

Для проводящих материалов на основе ППУ ЭО-130 из эксперимента получены (см. таблицу 4.1) параметры аппроксимации диэлектрической проницаемости в зависимости от концентрации сажи в пропиточном составе. Получить функциональную однозначную зависимость параметров аппроксимации для материалов на основе ППУ ЭО-130 не удалось из-за большого разброса параметров образцов, вызванного неоднородной пропиткой материалов.

Для материалов на основе ППУ ЭО-100 получена из измерений следующая функциональная аналитическая зависимость параметров аппроксимации диэлектрической проницаемости материалов:

$$A = 7.81 * \varepsilon''(3), \gamma = 0.95, \varepsilon_0 = 1.07, \quad (4.4)$$

где $\varepsilon''(3)$ - значение мнимой части диэлектрической проницаемости образца материала при частоте 3 ГГц.

Таблица 4.1 - Параметры аппроксимации диэлектрической проницаемости листовых диэлектрических материалов из ППУ ЭО-130 для различных концентраций пропиточного состава

Концентрация состава, Полимер:Сажа ХЕ-2В, м.ч.	ε_0	$F_0, ГГц$	γ	A
1:0,20	1,12	0,84	0,85	1,49
1:0,25	1,12	0,94	0,95	2,15
1:0,30	1,16	1,18	0,94	3,12
1:0,35	1,20	0,60	0,90	8,15
1:0,40	1,28	0,83	0,82	9,98

Изменение радиофизических свойств диэлектрических материалов на основе ППУ в процессе ресурсных испытаний

В процессе термостарения листовых образцов материалов на основе поролона ППУ ЭО-130 толщиной 10 мм, пропитанных компаундом Х-2 при температуре 100°С было обнаружено, что диэлектрические потери материала существенно возрастают в течение первого часа прогрева (идет процесс термостабилизации – см. рисунок 4.4), причем дальнейший прогрев образцов при

температуре 100°C длительностью до 500 часов существенного влияния на диэлектрические свойства материала не оказывает (рисунок 4.5). На рисунках 4.4 и 4.5 точками представлены результаты измерений, пунктирными и сплошными линиями – аналитические функции модифицированной дебаевской релаксации (4.3), полученные путем аппроксимации измеренных значений действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости, соответственно.

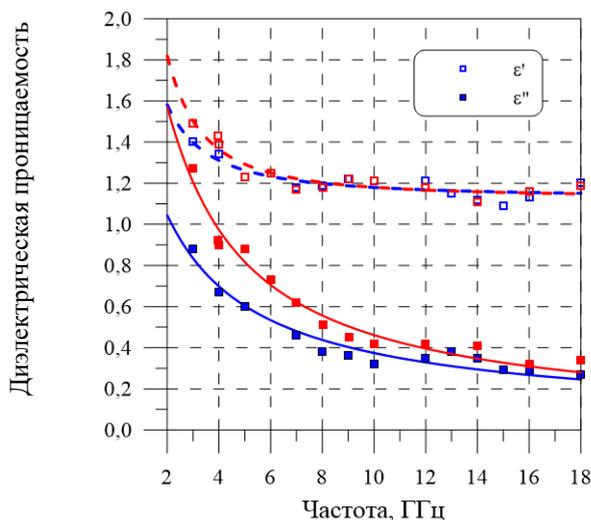


Рисунок 4.4 – Частотные зависимости диэлектрической проницаемости образца ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом Х-2, в исходном виде (синие точки и кривые) и после прогрева при температуре 100°C в течение 1 часа (красные точки и кривые) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

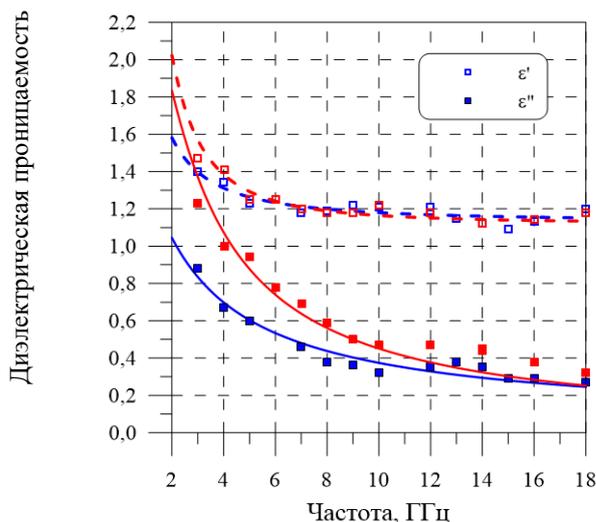


Рисунок 4.5 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости образца ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом Х-2, в исходном виде (синие точки и кривые) и после прогрева при температуре 100°C в течение 500 часов (красные точки и кривые) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

Аналогичная динамика роста диэлектрических потерь при прогреве наблюдается и для образца ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом Х-1 (рисунок 4.6). Характерным свойством процесса термостабилизации материала на основе ППУ ЭО-130, пропитанного электропроводящим компаундом Х-2, является рост проводимости материала при длительном прогреве до 50 час, и при дальнейшем увеличении времени прогрева – незначительный спад проводимости (рисунок 4.7). Последнее обстоятельство связано с испарением остаточных растворителей из полимерной композиции в процессе прогрева, что приводит к формированию более стабильных контактов между проводящими частицами сажи.

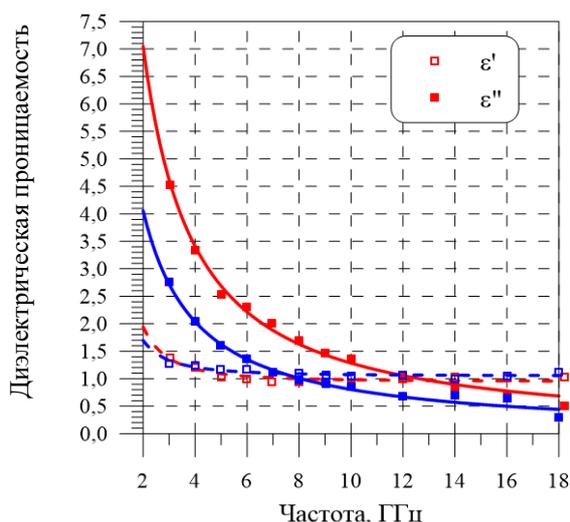


Рисунок 4.6 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости образца ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом X-1, в исходном виде (синие точки и кривые) и после прогрева при температуре 100°C в течение 500 часов (красные точки и кривые) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

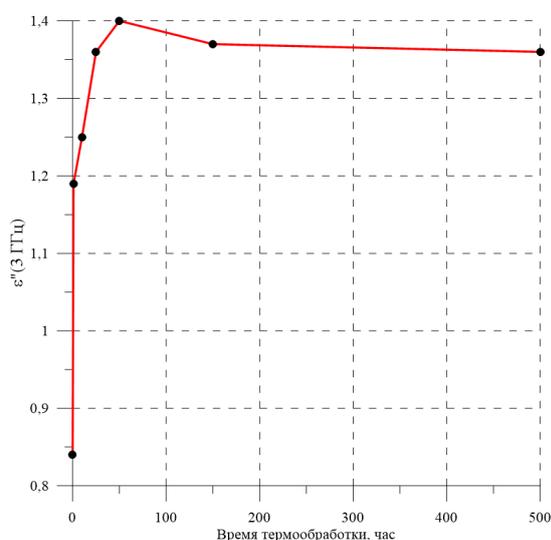


Рисунок 4.7 – Зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости образца ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом X-2, от времени термообработки при 100°C при частоте 3 ГГц

Следует особо заметить, что диэлектрические потери не подвергавшегося термообработке материала на основе ППУ ЭО-130 не претерпели изменения за два года выдержки при комнатной температуре. Прогрев этого образца при 100°C в течение 3 час после двух лет выдержки дал увеличение диэлектрических потерь материала приблизительно на 10%, в то время как прогрев свежеизготовленного аналогичного образца материала приводит к увеличению диэлектрических потерь на 40-60 %.

После выдержки образца материала на основе ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом X-1 в дистиллированной воде в течение 120 суток и последующей сушки было обнаружено незначительное увеличение диэлектрических потерь материала (рисунок 4.8).

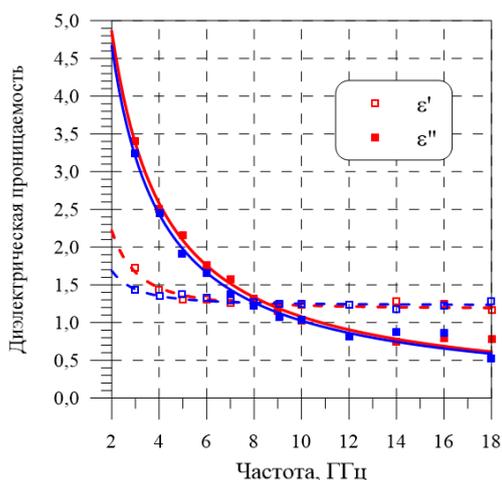


Рисунок 4.8 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости образца ППУ ЭО-130, пропитанного компаундом Х-1, в исходном виде (синие точки и кривые) и после выдержки его в дистиллированной воде в течение 120 суток и последующей сушки (красные точки и кривые) (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

Таким образом, из полученных экспериментальных результатов следует, что для листовых проводящих материалов на основе ППУ ЭО-100 и ЭО-130 характерна долговременная стабильность проводимости после длительного воздействия повышенных температур и повышенной влажности, что делает их перспективными для создания стабильных РПМ для различных антенных систем.

4.2 Радиопоглощающие материалы на основе пенополиуретанов различного типа

На основе ППУ ЭО-100 и ЭО-130, пропитанных разработанными проводящими компаундами Х-1 и Х-2, была разработана серия диэлектрических РПМ с различной толщиной и количеством слоев, а, следовательно, и КО РПМ. Все РПМ окрашивались снаружи защитным непроводящим компаундом Х-3 для придания РПМ голубого цвета, на основе полимера, содержащего пигменты соответствующего цвета и реологические добавки.

Диэлектрический РПМ РАН-29М

РПМ РАН-29М представляет собой однослойный листовый материал на основе ППУ ЭО-100 толщиной 10 мм, пропитанный проводящим компаундом Х-1 и окрашенный в голубой цвет компаундом Х-3. Внешний вид РПМ РАН-29М представлен на рисунке 4.9. Удельный вес РПМ РАН-29М составляет от 0,38 до 0,45 кг/м².



а)



б)

Рисунок 4.9 – Внешний вид листового РПМ РАН-29М: а – вид с торца, б – вид сверху

Частотная зависимость диэлектрической проницаемости листового материала РПМ РАН-29М, измеренная на радиотехническом стенде в свободном пространстве на диафрагме с окном диаметром 360 мм в диапазоне частот от 1 до 24 ГГц, представлена на рисунке 4.10.

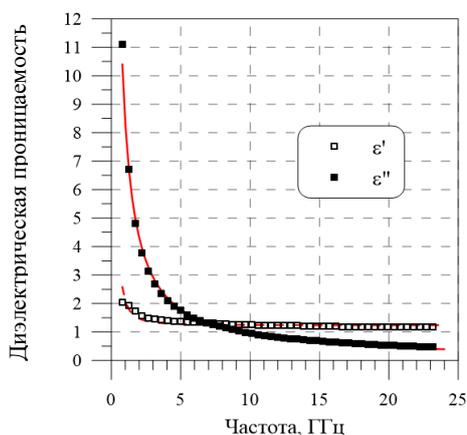


Рисунок 4.10 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости материала РПМ РАН-29М (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

Расчетная (сплошная красная кривая 1) и экспериментальная (пунктирная синяя кривая 2) частотные зависимости КО экспериментального образца РПМ РАН-29М на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлены на рисунке 4.11. Расчет КО РПМ РАН-29М проведен из функций аппроксимации диэлектрической проницаемости образца материала РПМ РАН-29М, представленных на рисунке 4.10. Незначительное расхождение в ходе расчетной и экспериментальной кривых связано с локальными неоднородностями проводимости материала после пропитки и процесса термостабилизации материала.

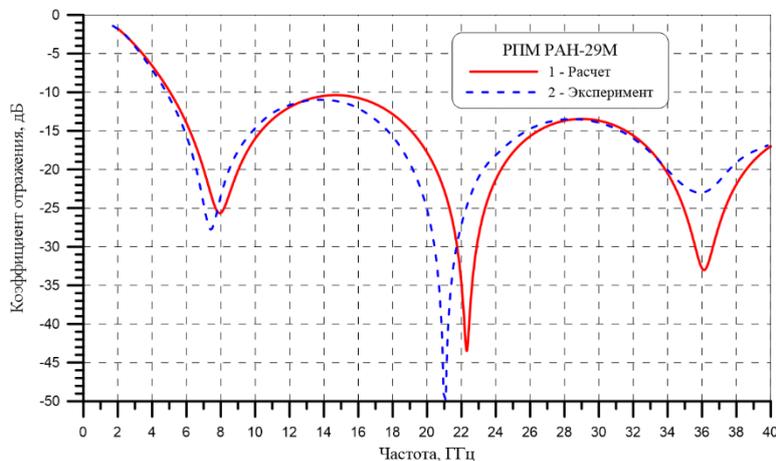


Рисунок 4.11 – Частотные зависимости КО РПМ РАН-29М на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ (сплошная кривая – расчет, пунктирная кривая – эксперимент)

Как будет показано ниже, малоразмерные (по сравнению с длиной волны) образцы диэлектрических РПМ применяются на практике для улучшения РТХ антенных систем только в системе с дополнительным покрытием в виде магнитного подслоя с большими магнитными потерями небольшой толщины, например, магнитное РПП РАН-1М, или с аналогом этого покрытия на полиуретановом связующем – РПП РАН-18М. Использование родственного РПМ РАН-29М полиуретанового связующего в РПП РАН-18М позволяет обеспечить надежную адгезионную склейку РПМ РАН-29М и РПП РАН-18М через защитное покрытие (ЗП) РАН-19,

представляющее собой раствор пигментов и реологических добавок в полиуретановом связующем.

Диэлектрический РПМ РАН-28М

Для повышения широкополосности и снижения КО РПМ (по сравнению с РПМ РАН-29М) разработан РПМ РАН-28М, представляющий собой двухслойный листовый материал на основе ППУ ЭО-100 толщиной 20 мм, состоящий из двух слоев с различной проводимостью толщиной по 10 мм каждый, первый слой (от металла) – поролон ЭО-100, пропитанный проводящим компаундом Х-1 (фактически РПМ РАН-29М), второй слой - поролон ЭО-100, пропитанный компаундом Х-2 с меньшей проводимостью. Слои материала склеиваются компаундом Х-3 черного цвета, внешний слой материала после склейки и термостабилизации окрашивается в голубой цвет компаундом Х-3. Внешний вид РПМ РАН-28М представлен на рисунке 4.12. Удельный вес материала РПМ РАН-28М составляет от 0,60 до 0,85 кг/м².



Рисунок 4.12 – Внешний вид листового РПМ РАН-28М: *а* – вид с торца, *б* – вид сверху

Частотная зависимость диэлектрической проницаемости первого слоя РПМ РАН-28М полностью соответствует диэлектрической проницаемости РПМ РАН-29М (рисунок 4.10). Частотная зависимость диэлектрической проницаемости второго слоя РПМ РАН-28М (с меньшими диэлектрическими потерями) представлена на рисунке 4.13.

Расчетная (сплошная кривая 1) и экспериментальная (пунктирная кривая 2) частотные зависимости КО экспериментального образца РПМ РАН-28М на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлены на рисунке 4.14. Расчет КО РПМ проведен из функций аппроксимации диэлектрической проницаемости слоев материала РПМ РАН-28М, представленных на рисунках 4.10 и 4.13. Незначительное расхождение в ходе расчетной и экспериментальной кривых КО связано с локальными неоднородностями проводимости материала после пропитки и процесса термостабилизации материала. По сравнению с однослойным РПМ РАН-29М, двухслойный РПМ РАН-28М за счет наличия второго слоя имеет меньшие значения КО РПМ с большим количеством локальных минимумов КО.

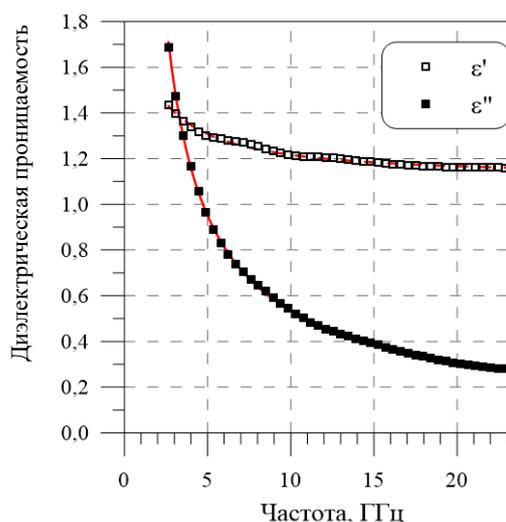


Рисунок 4.13 – Частотная зависимость диэлектрической проницаемости материала второго слоя РПМ РАН-28М (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

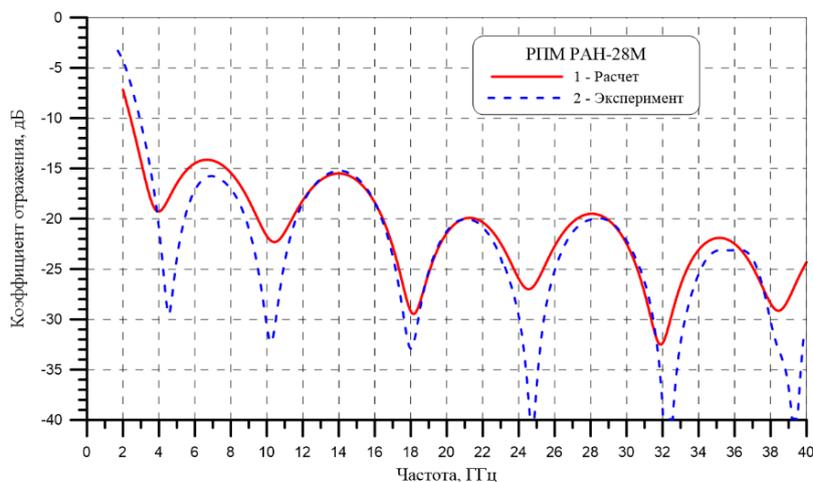


Рисунок 4.14 – Частотные зависимости КО РПМ РАН-28М на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ (сплошная кривая – расчет, пунктирная кривая – эксперимент)

РПМ РАН-28М, также как и РПМ РАН-29М, практически не используется на металлических поверхностях без магнитного подслоя РПП РАН-18М из-за так называемого **размерного** эффекта – зависимости КО диэлектрического РПМ от его габаритного размера (см. параграф 4.4) [160]. Наиболее распространенная структура системы материалов и покрытий (СМП) для улучшения РТХ антенных систем - <РПП РАН-18М/ЗП РАН-19/РПМ РАН-28М> (далее СМП №1). Рассмотрим температурную стабильность радиофизических свойств этой СМП. На рисунке 4.15 представлены частотные зависимости КО СМП №1 при нормальном падении ЭМВ при различных температурах среды.

Представленные на рисунке 4.15 кривые КО образца № 1 СМП № 1 указывают на незначительные изменения КО образца СМП № 1 при изменении температуры в диапазоне от предельной отрицательной (минус 60°C) до предельной положительной (+120°C). В диапазоне температур от минус 60°C до плюс 120°C КО образца СМП №1 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ в диапазоне частот от 4 до 24 ГГц не поднимается выше минус 20 дБ.

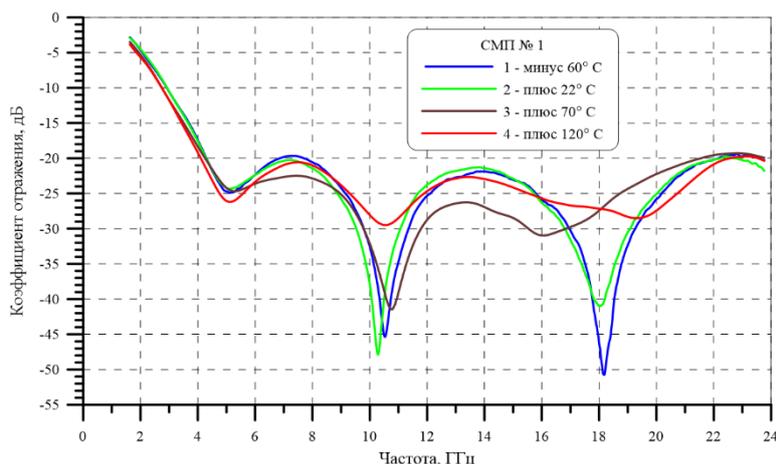


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости КО СМП № 1 (образец № 1) на металлической подложке при различных температурах среды при нормальном падении ЭМВ (кривая 1- минус 60°С, кривая 2 – 22°С, кривая 3 – 70°С, кривая 4 – 120°С)

Диэлектрический РПМ типа РАН-46М

Для повышения широкополосности и снижения КО РПМ (по сравнению с РПМ РАН-28М) разработан диэлектрический РПМ РАН-46М, представляющий собой двухслойный листовый материал на основе ППУ ЭО-100 суммарной толщиной 30 мм, состоящий из двух слоев с различной проводимостью, первый слой (от металла) – поролон ЭО-100, пропитанный проводящим компаундом Х-1 (фактически РПМ РАН-29М) толщиной 10 мм, второй слой – поролон ЭО-100, пропитанный компаундом Х-2 с меньшей проводимостью, толщиной 20 мм. Слои материала разной толщины склеиваются компаундом Х-3 черного цвета, внешний слой материала после склейки и термостабилизации окрашивается в голубой цвет компаундом Х-3. Внешний вид РПМ РАН-46М представлен на рисунке 4.16. Удельный вес материала РПМ РАН-46М составляет от 1,20 до 1,40 кг/м².



а)



б)

Рисунок 4.16 – Внешний вид листового РПМ РАН-46М: а – вид с торца, б – вид сверху

Частотная зависимость диэлектрической проницаемости первого слоя РПМ РАН-46М полностью соответствует проницаемости РПМ РАН-29М (рисунок 4.10). Частотная зависимость диэлектрической проницаемости второго слоя РПМ РАН-46М (с меньшими диэлектрическими потерями) полностью соответствует второму слою РПМ РАН-28М и представлена на рисунке 4.13.

Также, как и РПМ РАН-29М, РПМ РАН-46М практически не используется на металлических поверхностях без системы магнитных подслоев – (РПП РАН-18М + РПП РАН-20). Оба последних РПП изготовлены из КМ на основе полиуретанового каучука, РПП РАН-18М содержит максимально возможную концентрацию магнитного наполнителя КЖ-2, РПП РАН-20

– магнитного наполнителя КЖ-3А). Наиболее распространенная СМП для экранов зеркальных антенн и облучателей - <РПП РАН-18М/РПП РАН-20/ЗП РАН-19/РПМ РАН-46М> (далее СМП № 2).

Расчетная (сплошная кривая 1) и экспериментальная (пунктирная кривая 2) частотные зависимости КО экспериментального образца СМП № 2 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ представлены на рисунке 4.17. Расчет КО СМП № 2 проведен из функций аппроксимации диэлектрической и магнитной проницаемости слоев материала РПП РАН-18М и РАН-20 (см. аналогичные зависимости на рисунках 3.1 и 3.29), диэлектрической проницаемости слоев РПМ РАН-46М, представленных на рисунках 4.10 и 4.13. Незначительное расхождение в расчетной и экспериментальной кривых КО СМП № 2 связано с локальными неоднородностями проводимости материала после пропитки и процесса термостабилизации материала. По сравнению с СМП № 1, СМП № 2 за счет более толстых магнитных подслоев и наличия второго слоя РПМ РАН-46М большей толщины по сравнению с РПМ РАН-28М, обладает более мягким входом для ЭМВ и имеет меньшие значения КО СМП № 2 в низкочастотном (менее 3 ГГц) и высокочастотном (более 18 ГГц) диапазонах частот (см. графики на рисунке 4.17).

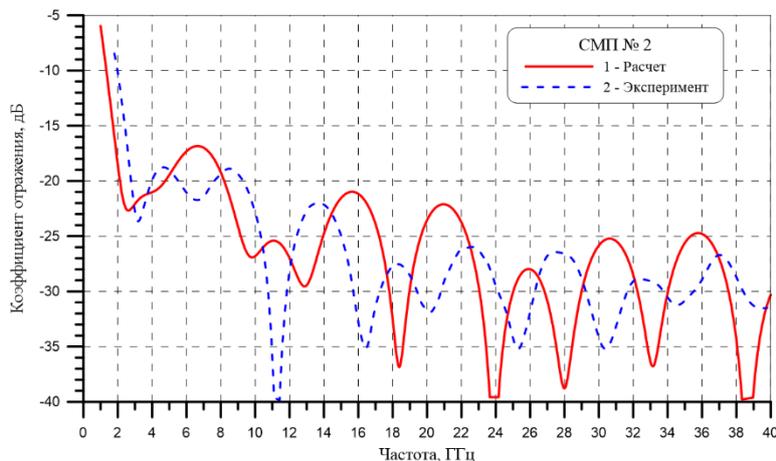


Рисунок 4.17 – Частотные зависимости КО СМП № 2 на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ (сплошная кривая – расчет, пунктирная кривая – эксперимент)

СМП № 2 нашла практическое применение внутри защитного укрытия для рупорных облучателей многолучевой зеркальной антенны СШП ЗА. СМП № 2 значительно снижает переотражения излучения между облучателями и стенками укрытия. СМП № 2 без внешнего защитного покрытия не может использоваться снаружи антенных систем из-за ее высокой уязвимости к ВВФ - атмосферным осадкам (снег, дождь).

Для применения СМП № 2 на наружных элементах конструкции антенных систем был разработан специальный РПМ РАН-55, являющийся по структуре СМП № 2 с защитным слоем из высокопрочной арамидной ткани со специальной гидрофобной пропиткой толщиной 0,45 мм. Несмотря на сравнительно низкую диэлектрическую проницаемость арамидной ткани (около двух единиц) и практически полное отсутствие диэлектрических потерь, значения КО РПМ

РАН-55 при высоких частотах значительно увеличиваются по сравнению с СМП № 2 (см. рисунок 4.18).

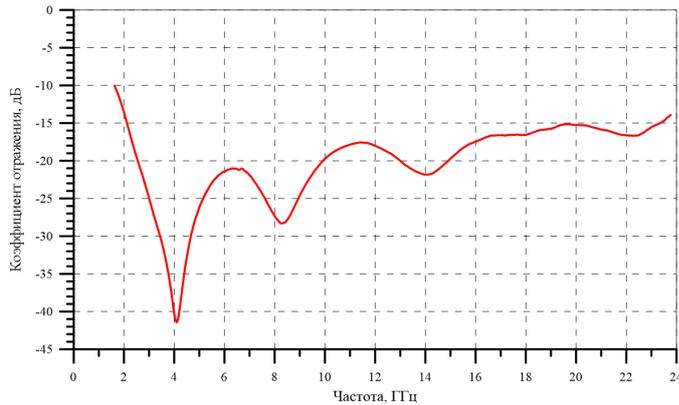
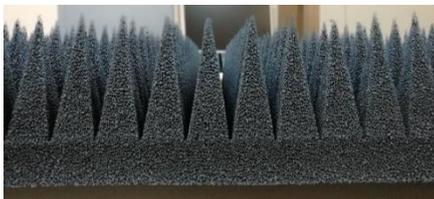


Рисунок 4.18 – Частотная зависимость КО РПМ РАН-55 (СМП № 2 с защитной тканью толщиной 0,45 мм)

Диэлектрический пирамидальный РПМ РАН-68М

Для существенного повышения широкополосности и кардинального снижения КО РПМ (по сравнению с листовыми многослойными РПМ типа РАН-28М и РАН-46М) был разработан структурированный пирамидальный РПМ РАН-68М, представляющий собой полупроводящий диэлектрический материал с мягким входом на основе ППУ ЭО-100 толщиной 130 мм, состоящий из сплошного основания толщиной 30 мм, пирамид с размерами основания 30×30 мм и высотой 100 мм, пропитанных компаундом Х-2. Внешний вид РПМ РАН-68М представлен на рисунке 4.19. Удельный вес материала РПМ РАН-68М составляет от 3,7 до 4,5 кг/м².



а)



б)

Рисунок 4.19 – Внешний вид пирамидального РПМ РАН-68М: а – вид с торца, б – вид сверху

Частотная зависимость КО пирамидального РПМ РАН-68М на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц представлена на рисунке 4.34.

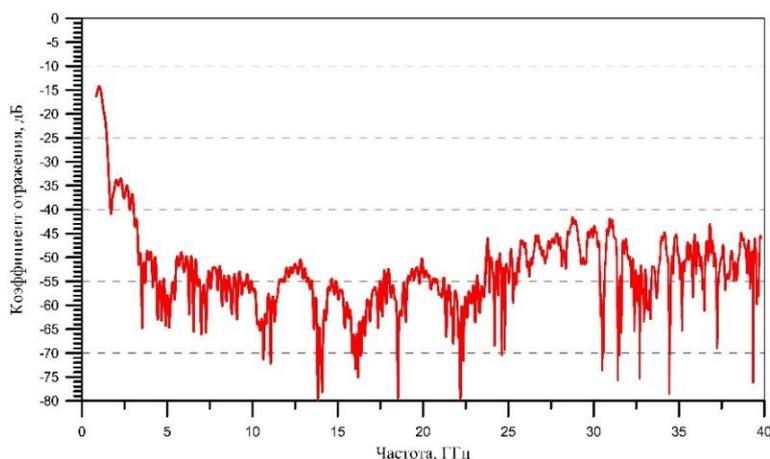


Рисунок 4.20 – Частотная зависимость КО РПМ РАН-68М на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

Разработанный пирамидальный РПМ РАН-68М обеспечивает низкие значения КО РПМ на металлической подложке (ниже минус 45 дБ) в диапазоне частот от 3 до 40 ГГц за счет плавного увеличения эффективной диэлектрической проницаемости по толщине материала (от вершин к основанию пирамид). Пирамидальный РПМ РАН-68М используется в конструкциях антенных диафрагм стендов для измерения параметров материалов в свободном пространстве.

4.3 Применение диэлектрических радиопоглощающих материалов в антенной технике

4.3.1 Применение радиопоглощающего материала РАН-29М для увеличения развязки между прямо-передающими рупорными антеннами

Одним из эффективных применений разработанного диэлектрического РПМ РАН-29М в антенной технике можно считать использование этого РПМ в качестве разделительного экрана для увеличения степени развязки близкорасположенных широкополосных рупорных прямо-передающих антенн. Рассмотрим широкополосные рупорные антенны с коньковым переходом типа SH-800 диапазона рабочих частот 2-18 ГГц, находящиеся в пространстве с зазором между сторонами широкой стенки апертуры $d=35$ мм. Увеличение развязки между антеннами необходимо, например, при проведении измерений ДОР объектов в БЭК (см. главу 1) – для увеличения стабильности компенсации фоновых отражений. Схема настоящего эксперимента приведена на рисунке 4.21.

Рупорные антенны SH-800 располагаются параллельно друг другу в пространстве с минимальным зазором d при одной и той же коллинеарной поляризации (ориентированы широкими стенками друг к другу). Такое расположение антенн обеспечивает максимальную «завязку» между рупорами (максимальное затекание ЭМВ между антеннами).

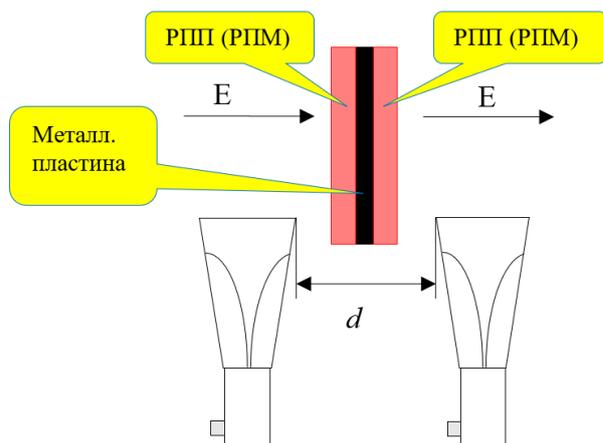


Рисунок 4.21 – Схема эксперимента по снижению степени развязки рупорных широкополосных антенн SH-800 с коньковым переходом

Частотные зависимости коэффициента передачи ЭМВ между двумя рупорными антеннами в исходном виде и с различными типами разделительных металлических экранов размерами 200×200 мм представлены на рисунке 4.22. Разделительный экран располагался симметрично в пространстве между рупорами, плоскость экрана параллельна оси рупоров. Черная кривая 1 описывает частотную зависимость коэффициента передачи ЭМВ между рупорами без экрана. Из рисунка 4.22 видно, что металлический экран незначительно снижает «завязку» между рупорами (от 2 до 5 дБ, голубая кривая 2, рисунок 4.22). Нанесение на обе стороны металлического экрана магнитного РПП РАН-18М толщиной 0,8 мм увеличивает степень развязки антенн на 10-15 дБ (синяя кривая 3, рисунок 4.22).

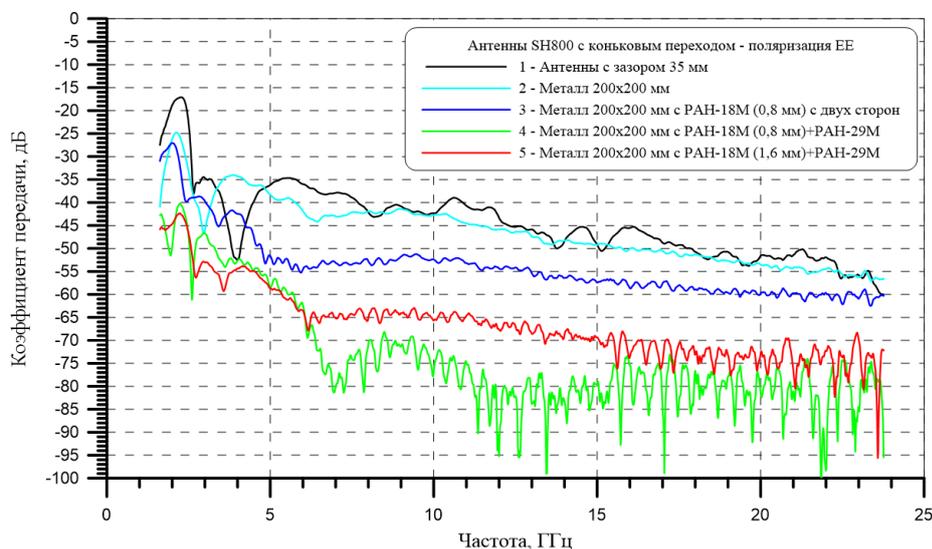


Рисунок 4.22 – Частотные зависимости коэффициента передачи (S_{12}) ЭМВ между двумя рупорными антеннами SH-800 с коньковым переходом с различными типами разделительных экранов

Нанесение сверху РПП РАН-18М слоя РПМ РАН-29М толщиной 10 мм с обеих сторон разделительного экрана кардинально увеличивает развязку между антеннами до 20-40 дБ (зеленая кривая 4, рисунок 4.22). Данная система покрытий РПП РАН-18М/РПМ РАН-29М на металлическом разделительном экране является оптимальной для улучшения развязки между широкополосными рупорными антеннами в широком диапазоне частот от 2 до 18 ГГц, за счет наилучшего подавления поверхностной волны, бегущей вдоль поверхности металлического экрана. Увеличение толщины магнитного подслоя приводит к незначительному увеличению

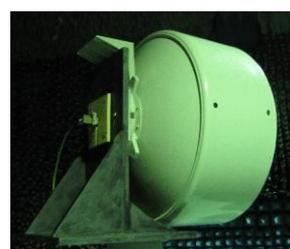
развязки в низкочастотном диапазоне от 2 до 6 ГГц и значительному ухудшению развязки (до 10 дБ) в высокочастотном диапазоне от 6 до 18 ГГц (красная кривая 5, рисунок 4.22).

4.3.2 Применение диэлектрических радиопоглощающих материалов для коррекции диаграмм направленности параболических антенн радиорелейной связи

Одним из эффективных применений диэлектрического РПМ РАН-28М является его размещение на внутренней поверхности металлической бленды параболической антенны радиорелейной связи с целью уменьшения бокового и заднего излучения антенны (повышение помехозащищенности антенны). Объектом испытаний в данном случае являлась однозеркальная параболическая антенна фирмы "HUAWEI" (Китай), модель A13S06HD диаметром 600 мм, рассчитанная на работу в диапазоне частот (12,75 – 13,25) ГГц. Антенна представляет собой зеркало в виде параболоида вращения диаметром 600 мм и облучатель в виде рупора, расположенного в фокусе параболоида. Антенна оснащена несъемной металлической блендой глубиной 260 мм. На бленду устанавливается радиопрозрачный обтекатель (РПО) с полуволновой стенкой. РПО в области апертуры антенны имеет вогнутую форму (рисунок 4.23).



а)



б)

Рисунок 4.23 – Внешний вид параболической антенны A13S06HD фирмы HUAWEI (а – вид спереди, б – вид сзади)

На рисунке 4.24 изображена модернизированная параболическая антенна A13S06HD без РПО с нанесенным на внутреннюю поверхность бленды РПМ РАН-28М и нанесенным на волновод облучателя РПМ РАН-29М.



Рисунок 4.24 – Внешний вид модернизированной параболической антенны A13S06HD без РПО с РПМ РАН-28М на внутренней поверхности бленды и РПМ РАН-29М на волноводе облучателя

На рисунках 4.25 - 4.26 приведены ДН параболической антенны A13S06HD в плоскостях Е и Н, соответственно, для исходной антенны (с РПО, без РПМ, пунктирные кривые 1) и модернизированной антенны (с РПО, с РПМ, сплошные кривые 2) при частоте 13 ГГц. На рисунках 4.27 – 4.28, аналогично, приведены крессовые ДН параболической антенны в

плоскостях Е и Н, соответственно, для исходной антенны (с РПО, без РПМ, пунктирные кривые 1) и модернизированной антенны (с РПО, с РПМ, сплошные кривые 2) при частоте 13 ГГц.

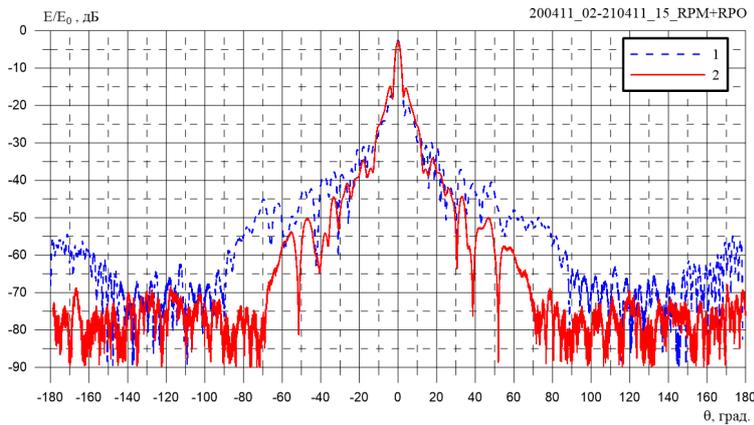


Рисунок 4.25 – ДН антенны A13S06HD с РПО в Е плоскости при частоте 13 ГГц (кривая 1 – исходная антенна, кривая 2 – модернизированная антенна)

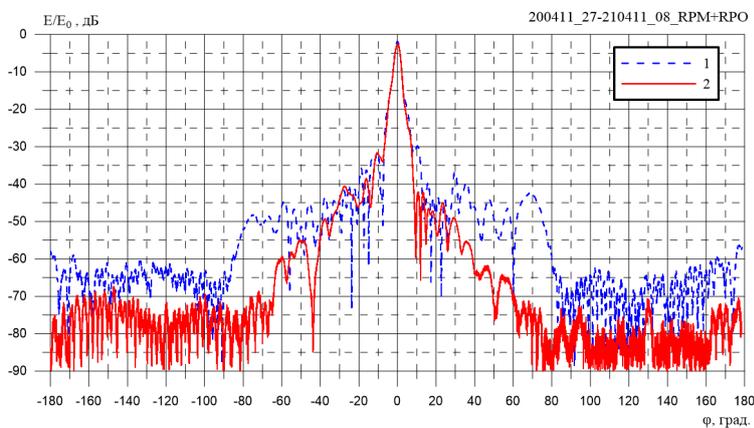


Рисунок 4.26 – ДН антенны A13S06HD с РПО в Н плоскости при частоте 13 ГГц (кривая 1 – исходная антенна, кривая 2 – модернизированная антенна)

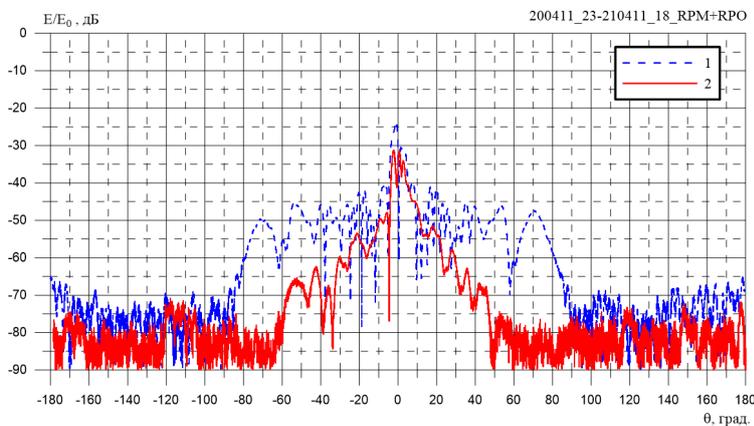


Рисунок 4.27 – Крассовые ДН антенны A13S06HD с РПО в Е плоскости при частоте 13 ГГц (кривая 1 – исходная антенна, кривая 2 – модернизированная антенна)

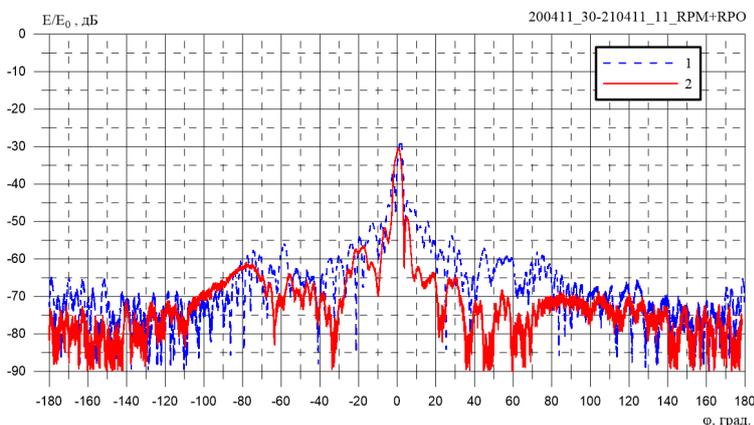


Рисунок 4.28 – Крассовые ДН антенны A13S06HD с РПО в Н плоскости при частоте 13 ГГц (кривая 1 – исходная антенна, кривая 2 – модернизированная антенна)

Существенное снижение бокового излучения параболической антенны после нанесения РПМ РАН-28М на внутреннюю поверхность металлической бленды объясняется тем, что при отсутствии РПМ паразитные гармоники в распределении поля по апертуре антенны, которые излучаются в сторону бленды, отражаются от нее в противоположном направлении, т.е. происходит перераспределение бокового излучения антенны. При наличии поглощающего материала поле от паразитных гармоник поглощается на поверхности бленды, что существенно снижает боковое излучение в области ППС. В ЗПС излучение антенны определяется дифракцией ЭМВ на краях бленды с учетом влияния РПО. РПМ уменьшает дифракцию волны на металлических краях бленды, что приводит к снижению уровня паразитного излучения. Размещение РПМ РАН-29М на поверхности волновода излучателя существенно снижает многократные переотражения ЭМВ между волноводом, зеркалом антенны и металлической блендой.

Из представленных на рисунках 4.25-4.26 ДН антенны для случая совпадающей поляризации можно заметить, что наличие РПМ РАН-28М и РАН-29М в составе модернизированной антенны существенно снижает уровень бокового излучения антенны в секторе углов места от $\pm 10^0$ до $\pm 90^0$ на 15-25 дБ, в секторе углов азимута от $\pm 20^0$ до $\pm 90^0$ на 10 – 20 дБ, в ЗПС уровень излучения модернизированной антенны с РПМ не превышает минус 70 дБ, уровень заднего лепестка ДН антенны – не выше минус 65 дБ. При этом наличие РПМ РАН-28М и РАН-29М в конструкции антенны уменьшает КУ антенны не более чем на 0,5 дБ.

При сравнении кросс-поляризационных ДН антенны на рисунках 4.27-4.28 видно, что наличие РПМ на антенне снижает уровень кросс-поляризационной составляющей излучения модернизированной антенны в секторе углов от $\pm 10^0$ до $\pm 90^0$ на 10-30 дБ. В ЗПС уровень кросс-поляризационной составляющей излучения модернизированной антенны не превышает минус 70 дБ. Наличие РПМ улучшает развязку антенны по кросс-поляризации на 2 – 7 дБ, не более, чем до уровней минус 30 дБ.

Использование РПМ РАН-28М на внутренней поверхности металлической бленды и на облучателе параболической антенны Правдинского радиозавода (ПРЗ) диапазона частот 7,9-8,5 ГГц, диаметром 600 мм (рисунок 4.29) совместно с угловым и поляризационным фильтром, трехслойным согласованным РПО (рисунок 4.30) позволило существенно улучшить ДН и кросс-поляризационную развязку модернизированной параболической антенны ПРЗ [184]. Угловой фильтр представляет собой два слоя полуволновых металлических диполей, поляризационный фильтр – сплошную тонкую металлическую однонаправленную сетку. В качестве дополнительного мероприятия для снижения заднего лепестка ДН антенны здесь использовался радиопоглощающий герметик (на основе полимерного связующего типа СКТН с магнитным наполнителем КЖ-2) для заполнения зазора между зеркалом и блендой (см. параграф 2.8). На

рисунке 4.31 представлены ДН исходной (кривая 1) и модернизированной (кривая 2) параболической антенны в Е-плоскости, на рисунке 4.32 – в Н-плоскости при частоте 8,5 ГГц. Налицо эффективное подавление БЛ ДН антенны в обеих плоскостях, начиная с угла азимута 15 град, в Е плоскости снижение бокового и заднего излучения антенны достигает минус 20-25 дБ. Снижение БЛ крессовых ДН параболической антенны достигает минус 10-15 дБ - практически для всех углов азимута (см. рисунки 4.34 и 4.34).

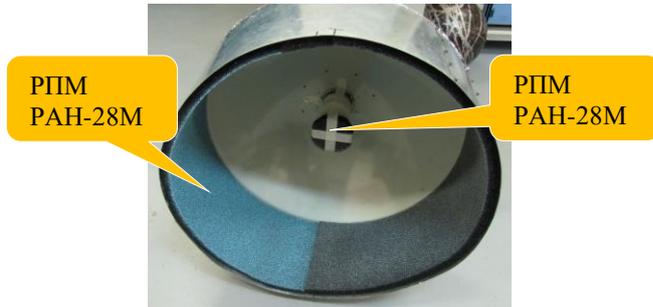


Рисунок 4.29 – Внешний вид модернизированной параболической антенны ПРЗ без РПО с РПМ РАН-28М на внутренней поверхности бленды и на облучателе

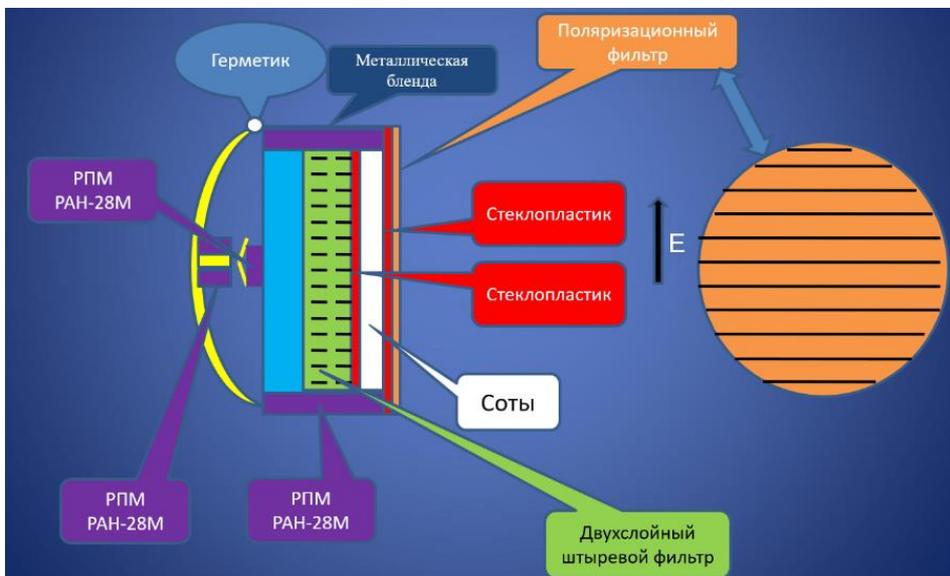


Рисунок 4.30 – Схема комплексного защитного радиопрозрачного укрытия параболической антенны на основе РПМ РАН-28М, радиопоглощающего герметика, двухслойного углового штыревого фильтра, трехслойного РПО и поляризационного фильтра

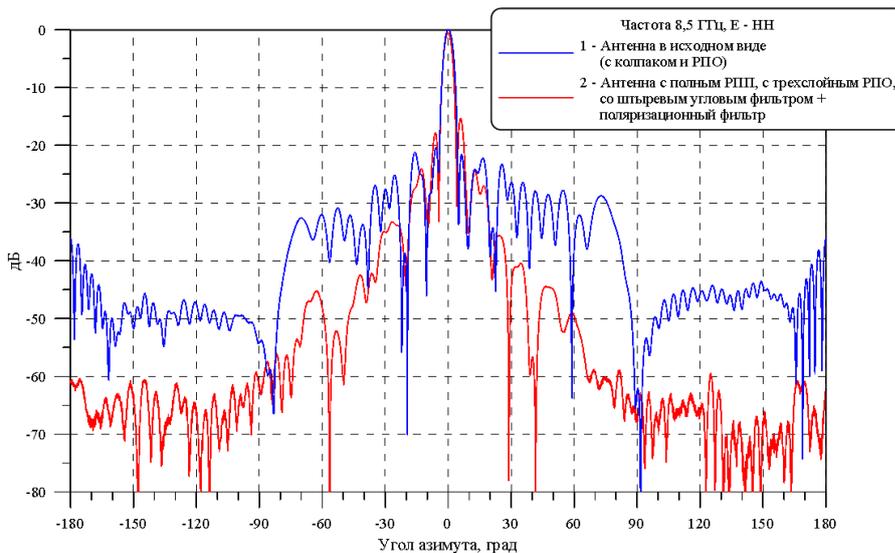


Рисунок 4.31 – ДН исходной (кривая 1) и модернизированной (кривая 2) параболической антенны ПРЗ при частоте 8,5 ГГц в Е - плоскости

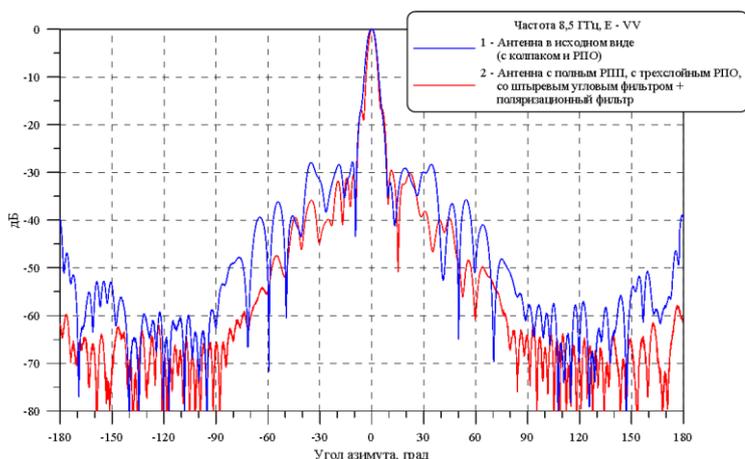


Рисунок 4.32 – ДН исходной (кривая 1) и модернизированной (кривая 2) параболической антенны ПРЗ при частоте 8,5 ГГц в Н - плоскости

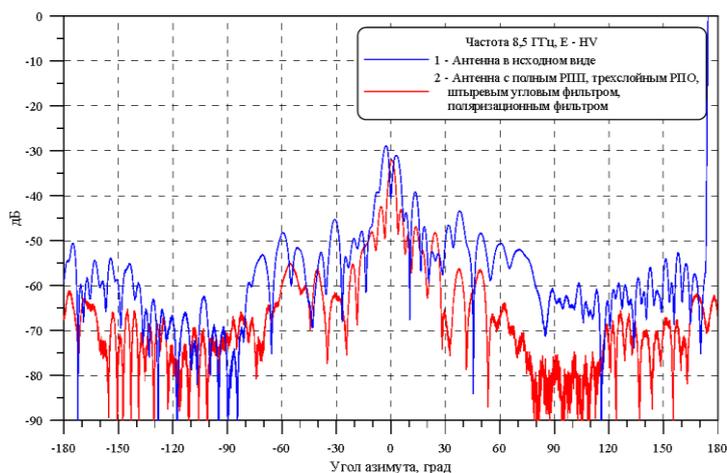


Рисунок 4.33 – Крессовые ДН исходной (кривая 1) и модернизированной (кривая 2) параболической антенны ПРЗ при частоте 8,5 ГГц в E - плоскости

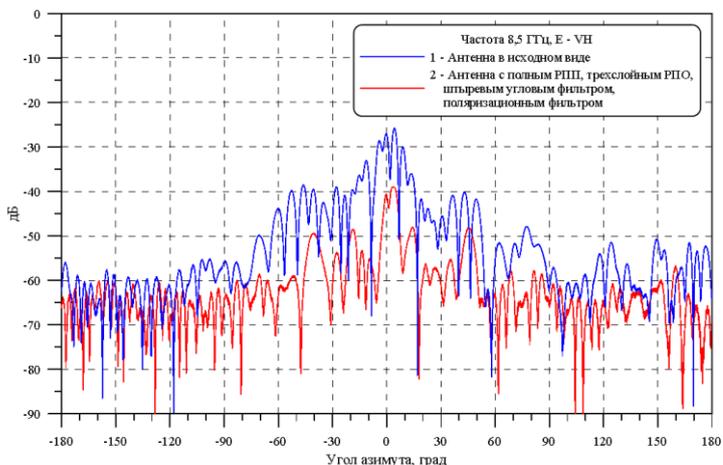


Рисунок 4.34 – Крессовые ДН исходной (кривая 1) и модернизированной (кривая 2) параболической антенны ПРЗ при частоте 8,5 ГГц в H - плоскости

4.4 Размерные эффекты для коэффициента отражения диэлектрических радиопоглощающих материалов

Рассмотрим зависимость снижения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) квадратной металлической пластины за счет нанесения на нее диэлектрического РПМ РАН-28 от геометрических размеров пластины при нормальном падении ЭМВ с частотой 3 ГГц. РПМ РАН-28 представляет собой двухслойный диэлектрический материал на основе ППУ с различной

проводимостью (аналог диэлектрического РПМ РАН-28М), толщина первого слоя 10 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,0 + i1,5$; толщина второго слоя 15 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 1,5 + i1,0$ при частоте 3 ГГц.

На рисунке 4.35 представлены азимутальные ДОР квадратной металлической пластины толщиной 2 мм размерами 50×50 мм (габаритные размеры = $\lambda/2$) (кривая 1) и ДОР металлической пластины с диэлектрическим РПМ РАН-28 на одной стороне пластины (кривая 3), полученные в БЭЖ при частоте 3 ГГц при ГП ЭМВ. ДОР пластины получены по методике измерений МИ 2012159-30009-2010 с использованием процедуры вычитания фона и временной селекции. Кроме этих ДОР пластин на рисунке 4.35 для сравнения представлена также ДОР исходной пластины с нанесенным магнитным РПП РАН-1М толщиной 0,7 мм (кривая 2) и ДОР исходной пластины с нанесенной СМП – магнитный РПП РАН-1М толщиной 0,7 мм и сверху диэлектрический РПМ РАН-28 толщиной 25 мм. Представленные ДОР пластин нормированы к уровню зеркального лепестка ДОР исходной металлической пластины (0 дБ).

На рисунке 4.36 приведены аналогичные ДОР для металлической пластины размерами 100×100×2 мм (габаритные размеры = λ) и металлической пластины с различными системами РПП и РПМ, на рисунке 4.37 – для металлической пластины размерами 200×200×2 мм (габаритные размеры = 2λ).

Из представленных на рисунках 4.35-4.37 ДОР пластины с РПМ РАН-28 наблюдается зависимость степени снижения ЭПР металлической пластины k за счет нанесения диэлектрического РПМ РАН-28 ($k = \sigma_0/\sigma_m$, где σ_0 – значение ЭПР металлической пластины, σ_m – значение ЭПР металлической пластины с РПМ РАН-28) от габаритных размеров пластины при нормальном падении ЭМВ. Степень снижения ЭПР пластины k за счет нанесения на пластину РПМ РАН-28 увеличивается с ростом габаритных размеров пластины.

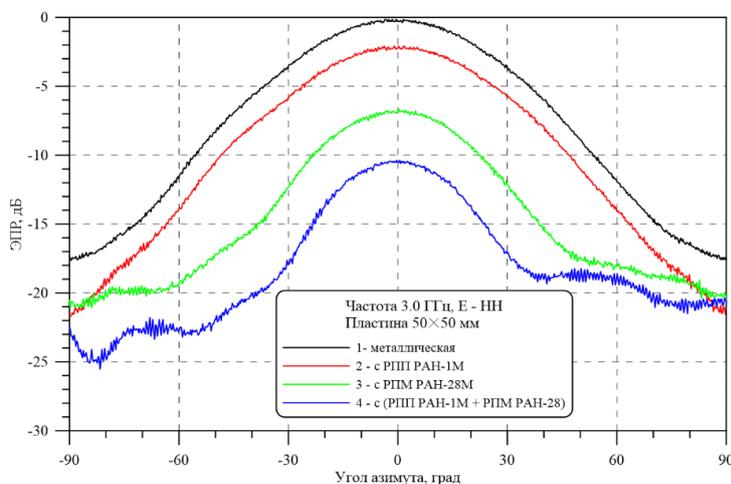


Рисунок 4.35 – Азимутальные ДОР металлической пластины размерами 50×50 мм (кривая 1), пластины с РПП РАН-1М (кривая 2), пластины с РПМ РАН-28 (кривая 3) и пластины с СМП (РПП РАН-1М + РПМ РАН-28) (кривая 4) при частоте 3 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

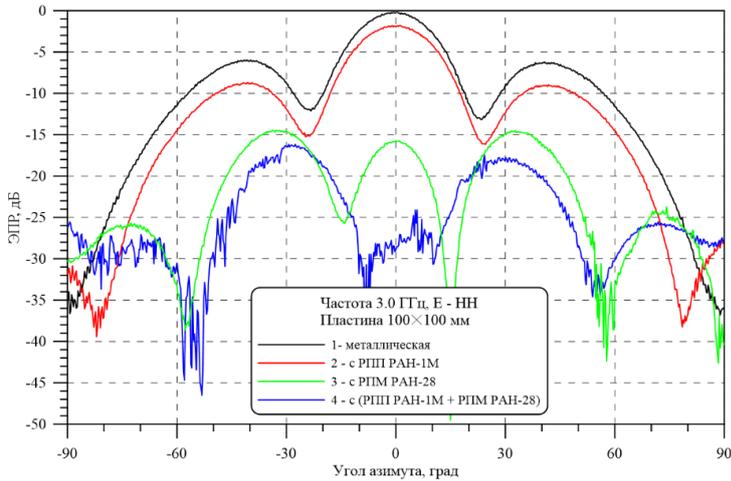


Рисунок 4.36 – Азимутальные ДОР металлической пластины размерами 100×100 мм (кривая 1), пластины с РПП РАН-1М (кривая 2), пластины с РПП РАН-28 (кривая 3) и пластины с СМП (РПП РАН-1М + РПП РАН-28) (кривая 4) при частоте 3 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

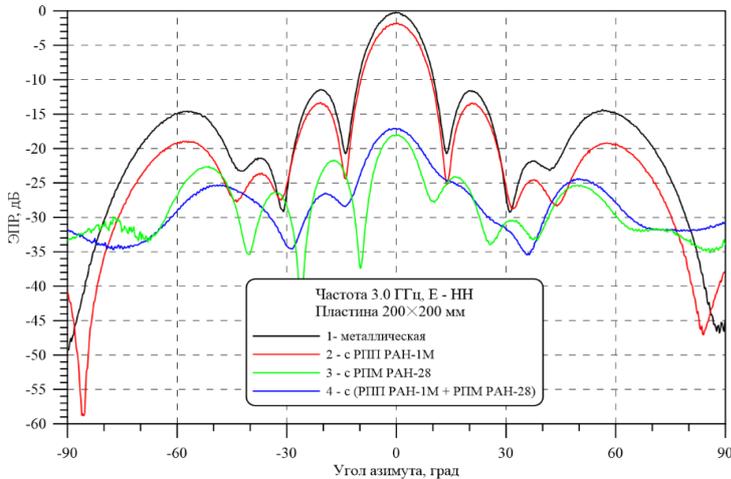


Рисунок 4.37 – Азимутальные ДОР металлической пластины размерами 200×200 мм (кривая 1), пластины с РПП РАН-1М (кривая 2), пластины с РПП РАН-28 (кривая 3) и пластины с СМП (РПП РАН-1М + РПП РАН-28) (кривая 4) при частоте 3 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

Проведенные теоретические расчеты ЭПР металлической пластины и металлической пластины с нанесенным РПП РАН-28 при частоте 3 ГГц в зависимости от относительного размера пластины a/λ (здесь a – длина стороны пластины) с использованием пакета электродинамического моделирования FEKO [67] методом моментов показывают, что ЭПР металлической пластины начинает снижаться за счет нанесения на пластину РПП РАН-28 только при габаритных размерах пластины $a > \lambda/3$ (рисунок 4.38).

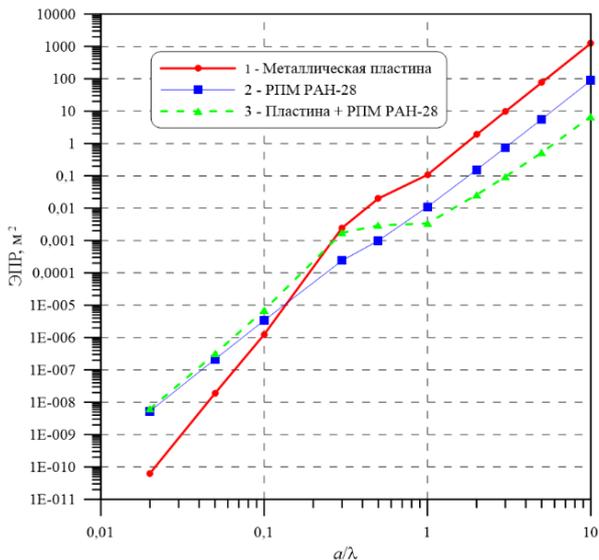


Рисунок 4.38 – Расчетные зависимости ЭПР квадратной металлической пластины нулевой толщины (кривая 1), РПП РАН-28 (кривая 2) и металлической пластины с РПП РАН-28 (кривая 3) в зависимости от относительного размера пластины при частоте 3 ГГц

ЭПР металлической пластины (кривая 1, рисунок 4.39) подчиняется классической формуле [142]

$$\sigma_0 = 4\pi S^2/\lambda^2, \quad (4.5)$$

только при $S^2/\lambda^2 = a^2/\lambda^2 > 1$. При размерах металлической пластины $a \leq \lambda/3$ ее ЭПР отклоняется от линейной функции (4.5) и начинает увеличиваться за счет нанесения на пластину РПМ РАН-28. При габаритных размерах пластины $a > 3\lambda$ степень снижения ЭПР пластины начинает приближаться к теоретическому пределу (минус 23,3 дБ) равному КО бесконечной металлической пластины с РПМ РАН-28 в свободном пространстве. На рисунке 4.39 приведены расчетная зависимость степени снижения ЭПР металлической пластины k за счет нанесения на нее РПМ РАН-28 при частоте 3 ГГц (кривая 1) и экспериментальная зависимость последней (кривая 2), полученная для трех типоразмеров пластины (см. рисунки 4.35-4.37) от относительного размера пластины. Из рисунка 4.39 следует, что даже при габаритных размерах пластины $a = 3\lambda$, степень снижения ЭПР металлической пластины не дотягивает почти на 3 дБ до КО бесконечной пластины с РПМ РАН-28. Рисунок 4.39 демонстрирует хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

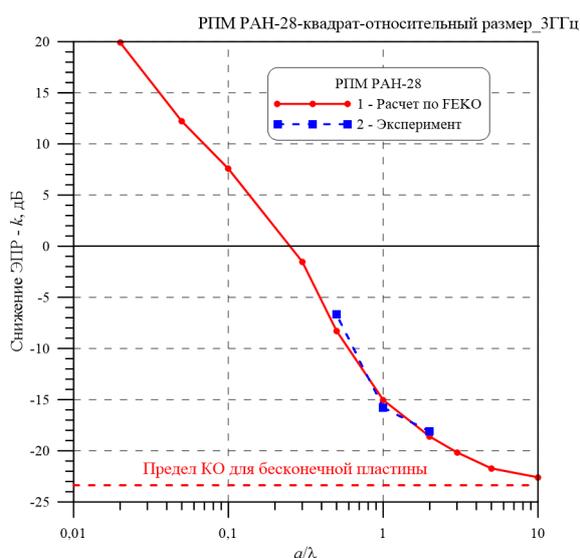


Рисунок 4.39 – Расчетная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) зависимости степени снижения k ЭПР квадратной металлической пластины за счет нанесения на нее РПМ РАН-28 в зависимости от относительного размера пластины при частоте 3 ГГц (красная пунктирная линия – теоретический предел КО для бесконечной пластины с РПМ РАН-28)

Полученную расчетным и экспериментальным путем зависимость степени снижения ЭПР металлической пластины с нанесенным диэлектрическим РПМ от габаритов пластины $k(a)$ будем в дальнейшем называть **размерным эффектом для КО диэлектрических РПМ** (зависимость КО диэлектрического РПМ от его габаритных размеров). Полученный размерный эффект для диэлектрических РПМ не зависит от формы образца материала, а определяется исключительно его площадью, что наглядно демонстрирует расчетная зависимость степени снижения ЭПР металлического диска за счет нанесения РПМ РАН-28 от относительного размера диска (рисунок 4.40, здесь a – диаметр диска), которая оказывается чрезвычайно близкой к аналогичной зависимости для квадратной металлической пластины (рисунок 4.40).

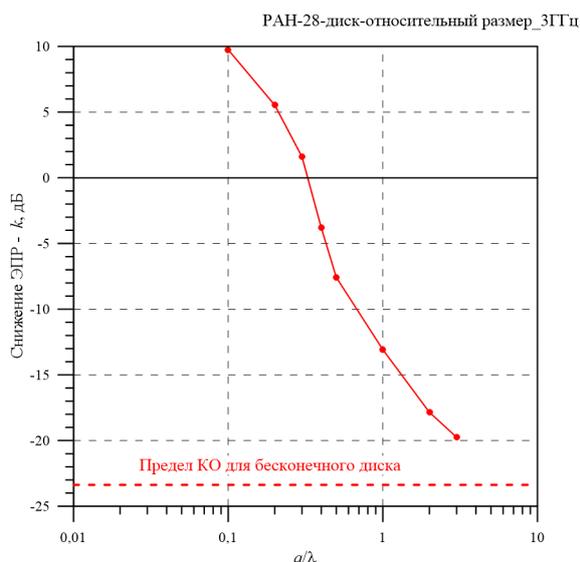


Рисунок 4.40 – Расчетная зависимость степени снижения k ЭПР металлического диска за счет нанесения на него РПМ РАН-28 в зависимости от относительного размера диска при частоте 3 ГГц (красная пунктирная линия – теоретический предел КО для бесконечного диска с РПМ РАН-28)

Размерный эффект имеет место не только для листовых многослойных диэлектрических РПМ, но также и для пирамидального РПМ РАН-68М с предельно низким значением КО материала. На рисунке 4.41 представлены расчетная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) зависимости степени снижения ЭПР квадратной металлической пластины за счет нанесения пирамидального РПМ РАН-68М в зависимости от относительного размера пластины при частоте 3 ГГц.

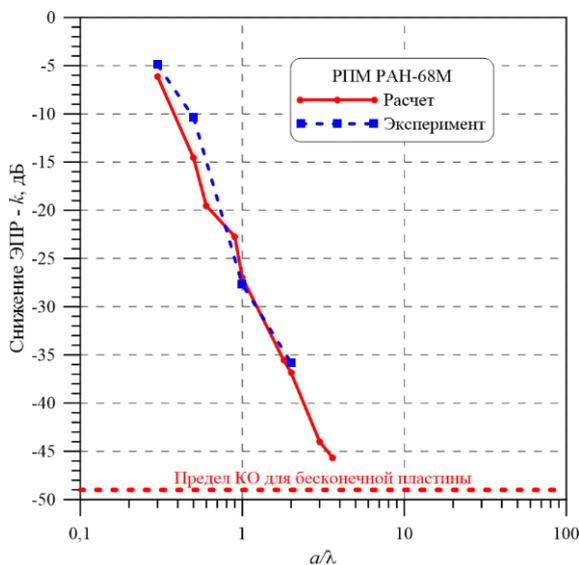


Рисунок 4.41 – Расчетная (красная кривая 1) и экспериментальная (синяя пунктирная кривая 2) зависимости степени снижения k ЭПР квадратной металлической пластины за счет нанесения на нее пирамидального РПМ РАН-68М в зависимости от относительного размера пластины при частоте 3 ГГц (красная пунктирная линия – теоретический предел КО для бесконечной пластины с РПМ РАН-68М)

Из рисунка 4.41 следует, что даже при габаритных размерах пластины $a \geq \lambda$, степень снижения ЭПР пластины меньше почти на 5 дБ КО бесконечной пластины с пирамидальным РПМ РАН-68М.

Для минимизации размерных эффектов для КО малогабаритных металлических пластин ($a < \lambda$) было предложено эффективное решение в виде применения магнитного подслоя небольшой толщины (не более 1 мм) под диэлектрическим РПМ РАН-28 (см. рисунки 4.35 – 4.37), который бы заметно снижал КО системы покрытий в длинноволновом диапазоне частот. Поэтому для практических приложений, где габариты диэлектрических РПМ соизмеримы с

рабочей длиной волны, необходимо использовать в СМП магнитный подслой в виде магнитного РПП РАН-18М толщиной порядка 0,7 мм.

Для оценки широкополосности предлагаемого технического решения на рисунках 4.42-4.44 представлены аналогичные ДОР металлических пластин различного типоразмера в исходном виде, металлических пластин с РПП РАН-28 и с СМП (магнитное РПП РАН-1М + диэлектрический РПП РАН-28М) на более высокой частоте 9,4 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ (ГП). Из представленных ДОР пластины на рисунках 4.42-4.44 следует, что применение магнитного РПП РАН-1М в системе покрытий с диэлектрическим РПП РАН-28М при частоте 9,4 ГГц эффективно также и при размерах металлической пластины менее 100×100 мм ($a \leq \lambda$), как при нормальном падении ЭМВ, так и при углах падения ЭМВ до 45° от нормали. При размерах металлической пластины 200×200 мм ($a \approx 7\lambda$) применение магнитного подслоя в системе покрытий малоэффективно для снижения ее КО.

Материалы данного раздела изложены частично в работе [160] для листовых диэлектрических РПП сантиметрового диапазона длин волн и в работах [185, 186] для пирамидальных диэлектрических РПП метрового диапазона длин волн.

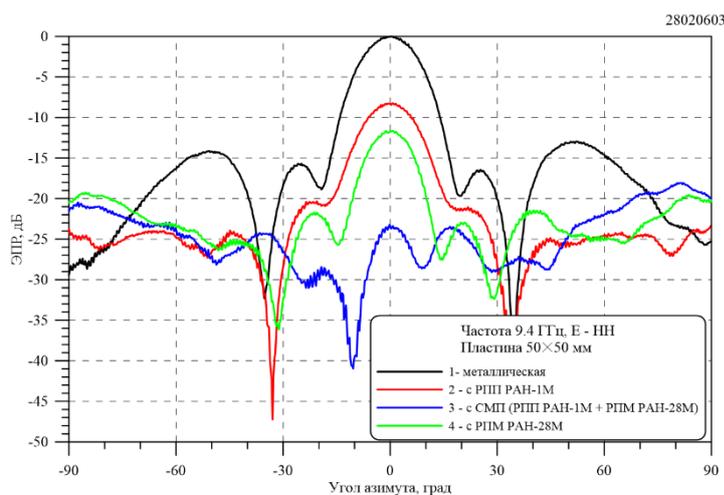


Рисунок 4.42 – Азимутальные ДОР металлической пластины размерами 50×50 мм (кривая 1), пластины с РПП РАН-1М (кривая 2), пластины с РПП РАН-28М (кривая 4) и пластины с СМП (РПП РАН-1М + РПП РАН-28М) (кривая 3) при частоте 9,4 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

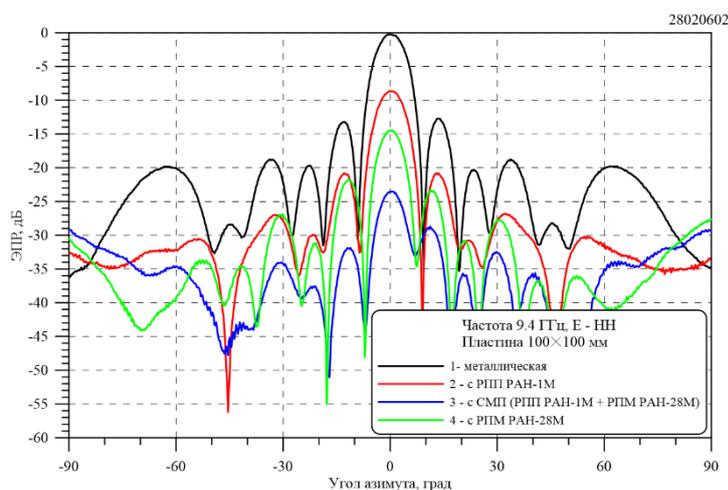


Рисунок 4.43 – Азимутальные ДОР металлической пластины размерами 100×100 мм (кривая 1), пластины с РПП РАН-1М (кривая 2), пластины с РПП РАН-28М (кривая 4), пластины с СМП (РПП РАН-1М + РПП РАН-28М) (кривая 3) при частоте 9,4 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

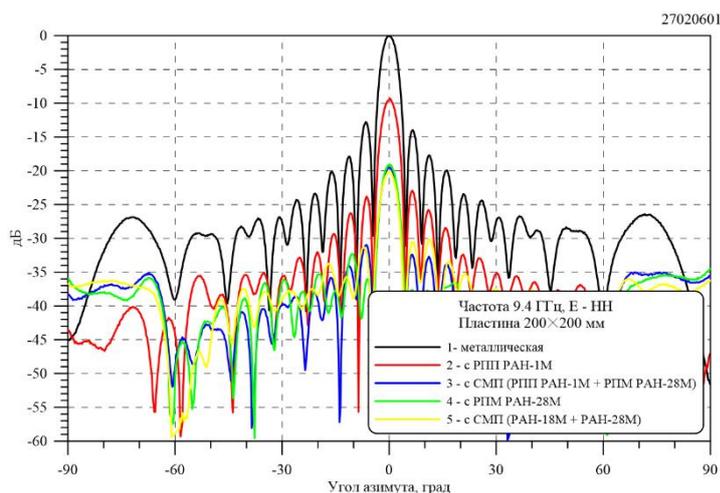


Рисунок 4.44 – Азимутальные ДОН металлической пластины размерами 200×200 мм (кривая 1), пластины с РПП РАН-1М (кривая 2), пластины с РПМ РАН-28М (кривая 4), пластины с СМП (РПП РАН-1М + РПМ РАН-28М) (кривая 3) и пластины с СМП (РПП РАН-18М + РПМ РАН-28М) (кривая 5) при частоте 9,4 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

4.5 Экранирующий кожух для проверки работоспособности радиостанции со штыревой антенной с диэлектрическим радиопоглощающим материалом

На практике частот существует необходимость оперативной проверки работоспособности радиостанции, установленной на подвижном объекте (например, автомобиле) совместно с антенно-фидерным устройством в сложной электромагнитной обстановке (наличие в непосредственной близости аналогичных объектов), либо когда радиоизлучение недопустимо. Задача конструирования состоит в разработке электромагнитного экрана, как отдельного элемента, предназначенного для защиты от внешних полей и локализации излучения (см., например [187]).

Из известных решений наиболее близким по технической сущности является устройство (экранирующая насадка для штыревой антенны с противовесом) [188], содержащее корпус (экран) с опорным фланцем, прокладку с отверстием, радиальные канавки с вкладышами из намагниченного материала. Однако близкое расположение антенны, подлежащей в составе радиостанции проверке работоспособности, к корпусу насадки оказывает существенное влияние на увеличение КСВН антенны, вплоть до срабатывания защиты и отключения передающего устройства радиостанции.

Задачей предлагаемого технического решения является создание конструкции экранирующего кожуха для устройства проверки работоспособности радиостанции со штыревой антенной типа РТ-7, размещённой на подвижном объекте, с уменьшенным влиянием устройства на КСВН антенны. Рабочий диапазон частот антенны РТ-7 составляет от 300 до 343 МГц.

На рисунке 4.45 показан общий вид предлагаемого устройства. ВЧ поглотитель представляет собой металлический полый цилиндр высотой 380 и диаметром 250 мм. В нижнем основании цилиндра вырезано круглое отверстие диаметром 100 мм для возможности установки

ВЧ поглотителя на антенну РТ-7. В центре верхнего основания цилиндра установлен зонд, который позволяет передавать излучаемый сигнал антенны на контрольную аппаратуру.

Для имитации наличия лакокрасочного покрытия (ЛКП) на объекте, на который устанавливается антенна РТ-7, между металлической пластиной и ВЧ поглотителем прокладывались плоские образцы защитного покрытия толщиной 0,4 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=3,8 + i0,2$. Для снижения влияния ВЧ поглотителя на КСВН антенны на внутреннюю цилиндрическую поверхность ВЧ поглотителя через слой обычного ППУ толщиной 20 мм наклеен 2 слоя диэлектрического РПМ РАН-90 толщиной 10 мм на основе полупроводящего ППУ. Схема нанесения РПМ РАН-90 на внутреннюю поверхность ВЧ поглотителя показана на рисунке 4.45.

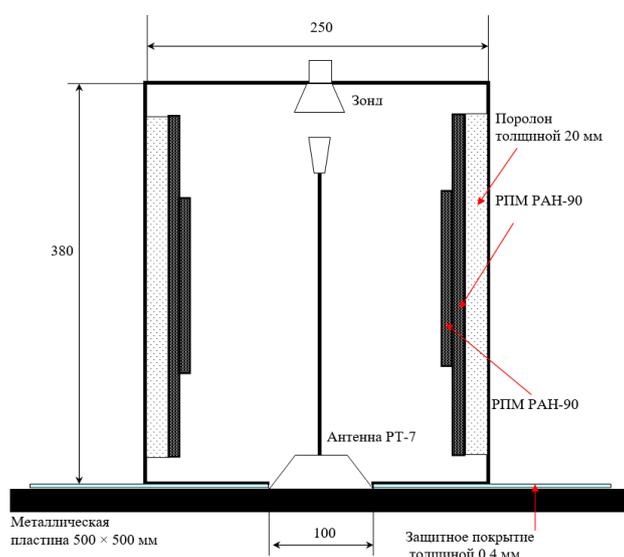


Рисунок 4.45 –
Модернизированный ВЧ
поглотитель с РПМ РАН-90 на
антенне РТ-7

В зависимости от параметров антенны, требований на допуск отклонения КСВН антенны от его значения в свободном пространстве, на поверхности ППУ может быть закреплено два слоя РПМ РАН-90. При этом оптимальная высота отдельных слоёв, расстояние нижнего края отдельного слоя РПМ от основания цилиндра, а также расстояние верхнего края упомянутого слоя от металлического диска, количество слоев, оптимальные параметры РПМ РАН-90 получены моделированием с помощью пакета программ электродинамического моделирования ФЕКО [67]. Под оптимальным параметром РПМ понимается значение диэлектрической проницаемости ε материала, при котором достигаются минимальные значения КСВН антенны в её рабочем диапазоне частот.

Экспериментальным путём также было определено, что наилучшими поглощающими свойствами внутри экранирующего колпака обладает диэлектрический материал с высокой удельной объёмной проводимостью по сравнению с рассмотренными ранее диэлектрическими РПМ. Удельная объёмная проводимость РПМ РАН-90 составляет от 2,5 до 5 См/м, что соответствует значению мнимой части относительной диэлектрической проницаемости этого

материала от 15 до 30 при частоте 3 ГГц. Частотная зависимость диэлектрической проницаемости экспериментального образца РПМ РАН-90 представлена на рисунке 4.46.

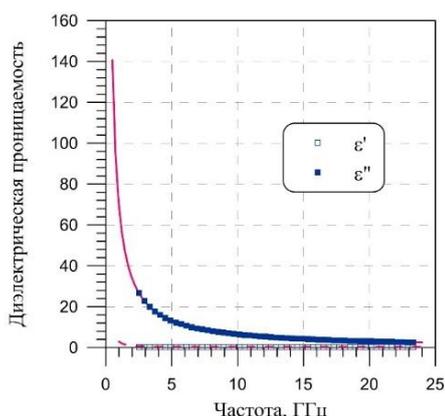


Рисунок 4.46 – Типичная частотная зависимость комплексной диэлектрической образца РПМ РАН-90 (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимации функцией (4.3))

В процессе моделирования рассчитывались частотные зависимости параметра S_{11} порта (КСВН антенны) при разной высоте отдельных слоев РПМ, разном количестве этих слоев и разных значениях удельной объемной проводимости диэлектрической среды, моделирующей РПМ.

Развязывающий слой ППУ необходим для того, чтобы снизить влияние металлических стенок цилиндра с нулевым импедансом на радиопоглощающие свойства РПМ РАН-90. Металлический цилиндр обеспечивает экранирование, а отражающееся от внутренних стенок цилиндра излучение поглощается РПМ РАН-90, тем самым снижая воздействие на КСВН антенны.

Для подтверждения эффективности разработанного модернизированного ВЧ-поглотителя проводились измерения РТХ антенны с ВЧ поглотителем в трёх комплектациях, описания которых представлены в таблице 4.2. Антенна РТ-7 представляет собой штыревую четвертьволновую антенну с системой согласования с коаксиальным трактом. Антенна устанавливалась на металлическую пластину размерами 500×500 мм.

Таблица 4.2 – Комплектации антенны РТ-7

Номер комплектации	Описание комплектации
1	Антенна РТ-7 в исходном виде
2	Антенна РТ-7 с установленным на неё ВЧ поглотителем в исходном виде
3	Антенна РТ-7 с установленным на неё модернизированным ВЧ поглотителем

Все измерения проводились с помощью двухпортового ВАЦ R&S ZVL6. Измерения проводились в помещении лаборатории на дистанции около 2 м от близлежащих предметов. Измерение КСВН антенны проводились путем измерения параметра S_{11} в полосе частот от 200

до 400 МГц. При этом калибровка порта проводилась с помощью стандартного калибровочного набора R&S ZV-Z21.

Коэффициент экранирования антенны ВЧ поглотителем определялся как разность между параметрами S_{12} при частоте 303 МГц для антенны в исходном виде (1 комплектация) и для антенны с установленным ВЧ поглотителем (2 и 3 комплектации). Для измерения коэффициента экранирования использовалась измерительная антенна Пб-62. Поляризация обеих антенн была вертикальной (согласованной). Дистанция между антеннами составляла приблизительно 3 м.

На рисунке 4.47 представлены графики частотных зависимостей измеренных значений КСВН для трёх вариантов комплектации антенны РТ-7 (таблица 4.2).

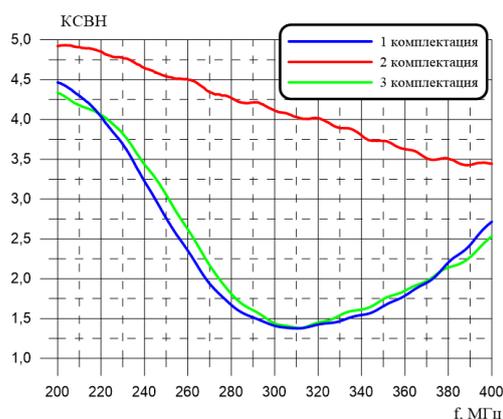


Рисунок 4.47 – Частотные зависимости КСВН антенны РТ-7 для трёх комплектаций (синяя кривая – 1 комплектация, красная кривая – 2 комплектация, зеленая кривая – 3 комплектация)

Максимальные значения КСВН антенны РТ-7 в рабочем диапазоне частот:

- комплектация 1 (исходная, без ВЧ поглотителя) – 1,26;
- комплектация 2 (с исходным ВЧ поглотителем) – 4,13;
- комплектация 3 (с модернизированным ВЧ поглотителем) – 1,39.

Из рисунка 4.47 видно, что применение РПМ РАН-90 в ВЧ поглотителе позволило почти полностью избавиться от влияния ВЧ поглотителя на увеличение уровня КСВН антенны РТ-7.

На рисунке 4.48 представлены графики частотных зависимостей параметра S_{21} – коэффициента передачи сигнала от антенны РТ-7 на измерительную антенну Пб-62. Измерения проводились для трёх комплектаций антенны РТ-7.

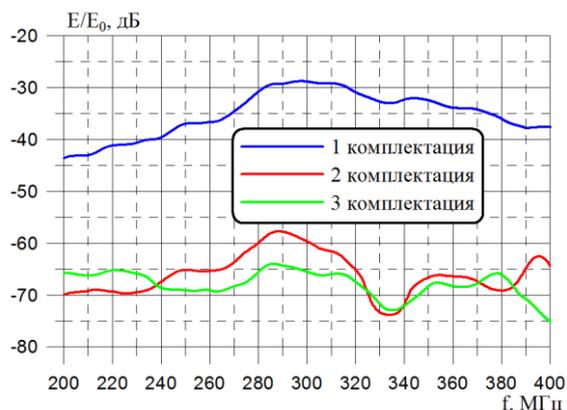


Рисунок 4.48 – Частотные зависимости коэффициента передачи S_{21} от антенны РТ-7 на измерительную антенну Пб-62 (степень экранирования антенны ВЧ поглотителем) (синяя кривая – 1 комплектация, красная кривая – 2 комплектация, зеленая кривая – 3 комплектация)

Коэффициент экранирования антенны РТ-7 с ВЧ поглотителем при частоте 303 МГц:

- комплектация 2 (с исходным ВЧ поглотителем) – минус 32 дБ;
- комплектация 3 (с модернизированным ВЧ поглотителем) – минус 37 дБ.

Из рисунка 4.48 следует, что модернизация ВЧ поглотителя путем размещения РПМ РАН-90 внутри кожуха позволила увеличить коэффициент экранирования антенны РТ-7 на 5 дБ по сравнению с исходным вариантом ВЧ поглотителя.

На рисунке 4.49 представлены графики частотных зависимостей параметра S_{21} – передачи сигнала от антенны РТ-7 на датчик ВЧ поглотителя. Измерения проводились для второй и третьей комплектаций антенны РТ-7.

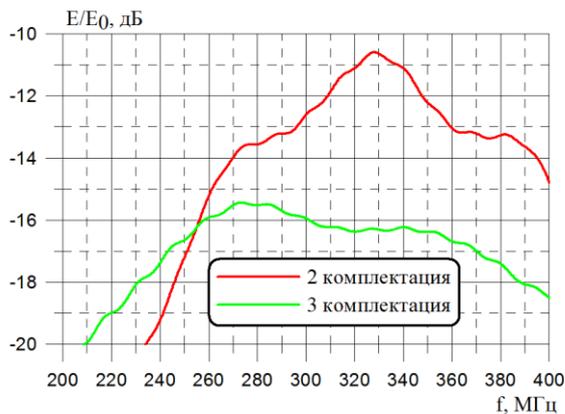


Рисунок 4.49 – Частотная зависимость коэффициента передачи от антенны РТ-7 на датчик ВЧ поглотителя (красная кривая – 2 комплектация, зеленая кривая – 3 комплектация)

Из рисунка 4.49 следует, что модернизация ВЧ поглотителя путем применения РПМ РАН-90 привела при частоте 303 МГц к снижению коэффициента передачи от антенны на датчик ВЧ поглотителя на 3,7 дБ по сравнению с исходным вариантом ВЧ поглотителя.

Из результатов представленных измерений можно сделать следующие выводы:

1) Максимальное значение КСВН антенны РТ-7 с установленным ВЧ поглотителем в исходном виде равно 4,13 и не удовлетворяет требуемому значению КСВН не более 2.

2) Модернизация ВЧ поглотителя, проведенная с применением РПМ РАН-90, позволяет почти полностью избавиться от влияния ВЧ поглотителя на увеличение КСВН антенны РТ-7. В рабочем диапазоне частот КСВН антенны при установке ВЧ поглотителя с РПМ РАН-90 увеличивается с 1,26 до 1,39.

3) Применение РПМ РАН-90 в ВЧ поглотителе позволило увеличить коэффициент экранирования ВЧ поглотителя на 5 дБ по сравнению с исходным состоянием.

4) Дополнительные измерения показали, что применение РПМ РАН-90 в ВЧ поглотителе приводит к снижению коэффициента передачи сигнала антенны на ВЧ зонд приблизительно на 4 дБ, что является незначительной величиной.

Таким образом, предлагаемая конструкция позволяет наряду с обеспечением необходимых экранирующих свойств снизить влияние экранирующего кожуха на КСВН антенны.

На разработанное техническое решение на экранирующий кожух с РПМ для проверки работоспособности штыревой антенны радиостанции оформлен патент на полезную модель [189].

Выводы по главе 4

Проведены исследования СВЧ свойств композитных полимерных пленок, наполненных высокопроводящей сажей PRINTEX XE-2B, определены оптимальные концентрации сажи, обеспечивающие приемлемые физико-механические характеристики пленок для практического применения. Исследована эффективная диэлектрическая проницаемость композитных материалов на основе пенополиуретановых носителей, пропитанных различными полупроводящими полимерными компаундами.

На основе композитных полупроводящих материалов различной толщины разработана серия листовых диэлектрических градиентных РПМ с различной толщиной и широкополосностью – РПМ РАН-29М, РАН-28М, РАН-46М, а также эффективный пирамидальный диэлектрический РПМ РАН-68М.

Экспериментальные и теоретические исследования зависимости степени снижения ЭПР металлической пластины за счет применения на ней диэлектрического РПМ от его размера привели к обоснованию существования так называемого размерного эффекта для КО диэлектрических РПМ – зависимости КО диэлектрического РПМ от его размера, который приближается к теоретическому пределу для бесконечного образца только при его размере, большем порядка десяти длин волн. Показано, что для малоразмерных образцов диэлектрических РПМ порядка длины волны минимизировать влияние размерного эффекта КО РПМ можно за счет дополнительного нанесения под РПМ тонкого слоя магнитного РПП.

Показано, что многослойные диэлектрические РПМ на основе пенополиуретанов могут быть эффективны для применения на внутренних поверхностях металлической бленды и волноводных облучателях зеркальных антенн радиорелейной связи с целью снижения бокового и заднего излучения антенны в комбинации с магнитными герметиками и штыревыми угловыми и поляризационными фильтрами.

Экспериментальные исследования показали высокую эффективность применения комбинации диэлектрических РПМ с магнитными подслоями на экранах для увеличения развязки приемо-передающих рупорных антенн, а также для изготовления заградительных экранов СШП зеркальной антенны радиомониторинга.

5 РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

5.1 Введение

Недавно разработанные материалы с отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости привели к появлению огромного количества публикаций, посвященных исследованию этих материалов в радиоволновой, СВЧ, инфракрасной и оптической области электромагнитного спектра, привели к разработке уникальных приборов с замечательными приложениями. Эти так называемые метаматериалы (ММ) характеризуются наличием включений, которые резонансным образом взаимодействуют с ЭМВ, распространяющейся в ММ. ММ, предназначенные для работы в акустическом диапазоне, стали предметом недавних исследований [190, 191]. ММ этого типа должны состоять из резонансных включений, и, таким образом, все ММ должны обладать сильной частотной дисперсией материальных параметров и резонансным поглощением энергии. Значительные потери, присущие ММ затрудняют реализацию многих привлекательных идей, относящихся к их приложениям. Реализация сверхразрешения [192], решение проблемы плаща-невидимки [193], создание открытых резонаторов [194], всенаправленных антенн [195], и т.д. сдерживается принципиальными ограничениями из-за неизбежных энергетических потерь в ММ [196-200]. Однако существуют приложения, которые предполагают определенный уровень потерь (т.е. создание РПМ). ММ с магнитными потерями может быть использован в так называемом поглощающем экране Солсбери [201], а комбинация определенных величин ϵ и μ может быть реализована в покрытиях Далленбаха [201].

Необходимо отметить, что композиты с отрицательными значениями ϵ и μ были созданы и использовались задолго до появления термина «метаматериал». Еще в 1952 году была опубликована глава в широко известной книге [202], связанная с разработкой композитов для улучшения работы антенн. Для создания искусственной магнитной проницаемости было предложено использовать разорванные кольца или подковообразные включения, а формулы, приведенные в [202] показывают типичное резонансное поведение с отрицательными значениями магнитной проницаемости на высоких частотах. Работа [199], опубликованная в России в 1990 г. суммировала некоторые исследования по композитным материалам. Частично результаты, содержащиеся в этой работе, были опубликованы в английских журналах [203-206]. В 1997 г. в работе [23] были опубликованы как теоретические, так и экспериментальные результаты для композитов с включениями в форме бифилярных спиралей, где были получены отрицательные значения ϵ и μ композитов, полученные формулы частотной дисперсии

параметров хорошо соответствовали экспериментальным данным. При нулевом шаге спирали и количестве витков равному одному эти формулы переходят в выражения для хорошо известных резонаторов с разорванными кольцами. Вышеупомянутые исследования не были направлены на изучение отрицательной рефракции, а скорее представляли собой систематическую работу по получению любых желаемых величин диэлектрической и магнитной проницаемости в пределах ограничений, налагаемых соотношениями Крамерса-Кронига. Одним из возможных практических применений ММ является создание на их основе РПМ, чему и будет посвящена настоящая глава.

5.2 Метаматериалы на основе диэлектрических резонаторов

Для создания КМ, обладающих искусственными магнитными свойствами в СВЧ диапазоне, в качестве наполнителя могут быть использованы включения различной формы, изготовленные из материала с высоким значением диэлектрической проницаемости. Такие включения, являясь диэлектрическими резонаторами (ДР) в СВЧ диапазоне, приобретают во внешнем переменном электромагнитном поле магнитный дипольный момент [207]. Таким образом, если включения в виде ДР поместить в диэлектрическую матрицу, то полученный КМ наряду с диэлектрическими свойствами может обладать эффективными магнитными свойствами в СВЧ диапазоне.

Собственные частоты сферического диэлектрического резонатора

ДР различной формы в настоящее время широко применяются во многих областях СВЧ-техники. Задача расчета собственных частот ДР численно решена для большого числа геометрических форм резонатора, однако точное аналитическое решение существует только для однородных изотропных ДР эллипсоидальной и тороидальной форм [208]. В случае ДР шарообразной формы задача о собственных частотах является наиболее простой.

Характеристическое уравнение для собственных частот TE -мод диэлектрического шара, выполненного из материала с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$, записывается следующим образом [209]:

$$\frac{J_{n-1/2}(\sqrt{\varepsilon}\alpha)}{J_{n+1/2}(\sqrt{\varepsilon}\alpha)} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \frac{H_{n-1/2}^{(2)}(\alpha)}{H_{n+1/2}^{(2)}(\alpha)}, \quad (5.1)$$

где J_ν, N_ν и $H_\nu^{(2)} = J_\nu - iN_\nu$ - функции Бесселя, Неймана и Ханкеля соответственно, $\alpha = ka, k = \omega\sqrt{\varepsilon}/c, \omega = \omega' + i\omega'', a$ - радиус шара, c - скорость света.

В случае $\varepsilon \gg 1$ функция Ханкеля преобразуется в функцию Неймана: $H_{n-1/2}^{(2)}(\alpha) \rightarrow N_{n-1/2}(\alpha)$. Таким образом, для $n = 1$ уравнение (5.1) можно записать в виде [210]

$$\frac{\omega}{2\pi} = \frac{pc}{2a\sqrt{\varepsilon}}, p = 1, 2, 3, \dots, \quad (5.2)$$

где p - индекс, соответствующий количеству полудлин волн, укладываемых на радиусе шара.

Характеристическое уравнение для собственных частот TM -мод диэлектрического шара записывается в виде [210]:

$$\frac{J_{n-1/2}(\sqrt{\varepsilon}\alpha)}{J_{n+1/2}(\sqrt{\varepsilon}\alpha)} = \sqrt{\varepsilon} \frac{H_{n-1/2}^{(2)}(\alpha)}{H_{n+1/2}^{(2)}(\alpha)}. \quad (5.3)$$

Используя тот же метод, что и в предыдущем случае для решения уравнения (5.3), получим собственные частоты TM - мод диэлектрического шара:

$$\frac{\omega}{2\pi} = \frac{(2l+1)c}{4a\sqrt{\varepsilon}}, l = 1, 2, 3, \dots \quad (5.4)$$

Основной модой собственных электромагнитных колебаний в диэлектрическом шаре является магнитная мода (TE_{11m}), а условие резонанса тривиально — длина волны в диэлектрике $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon}$ должна быть равна диаметру шара.

Дипольные моменты и поляризуемости диэлектрического резонатора

Вычисление электрического и магнитного дипольных моментов диэлектрического шара, изготовленного из материала с высокой диэлектрической проницаемостью, в переменном поле в предположении $\lambda \gg a$ было сделано в [207]. Электрический дипольный момент шара равен:

$$\vec{p} = \alpha_e V_0 \vec{E}, \quad (5.5)$$

где V_0 - объем шара. Электрическая поляризуемость α_e диэлектрического шара равна [211]:

$$\alpha_e = -\frac{3}{4\pi} \left[\frac{1 - \hat{\varepsilon}}{2 + \hat{\varepsilon}} \right], \quad (5.6)$$

где $\hat{\varepsilon} = \varepsilon F$, $F = 2F_1 / (1 - F_1)$, $F_1 = (1 - k \operatorname{actg}(ka)) / (ka)^2$. Следует отметить, что выражение (5.6) с точностью до перенормировки значений $\hat{\varepsilon}$ совпадает с квазистатическим случаем [207]. Электрическая поляризуемость шара, изготовленного из материала с высокой диэлектрической проницаемостью, в первом приближении по $1/\varepsilon$ вычисляется просто как поляризуемость

проводящего шара в постоянном однородном электрическом поле $\alpha_e = \frac{a^3}{V_0} = \frac{3}{4\pi}$.

Магнитный дипольный момент шара, изготовленного из материала с высоким ε , может быть записан следующим образом [207]:

$$\vec{m} = \alpha_m V_0 \vec{H}, \quad (5.7)$$

а магнитная поляризуемость:

$$\alpha_m = \frac{3}{4\pi} \gamma, \quad (5.8)$$

где $\gamma = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{3}{ka} \operatorname{ctg}(ka) - \frac{3}{(ka)^2} \right)$.

Частотную зависимость магнитной поляризуемости ДР произвольной формы можно описать следующей дисперсионной формулой [23]:

$$\alpha_m(\omega) = \sum_{k=1}^N A_k \frac{\beta_k}{\omega_k} \frac{\omega^2}{\omega_k^2 - \omega^2 - i\omega\beta_k}, \quad (5.9)$$

где ω_k - резонансные частоты, β_k - полуширины и $A_k = \alpha_m''(\omega_k)$ - амплитуды резонансных кривых, $k=1, 2, \dots$. Эта формула справедлива для любого резонатора, возбуждаемого магнитным полем.

На рисунке 5.1 представлены частотные зависимости электрической и магнитной поляризуемости ДР, рассчитанные по формулам (5.6) и (5.8) для диэлектрического шара радиусом $a = 1$ мм и $\varepsilon = 1000 + i 50$. Из рисунка 5.1 видно, что электрическая и магнитная поляризуемости ДР обладают частотной дисперсией резонансного вида. Сравнение мнимых частей поляризуемости данного ДР показывает, что отношение $\alpha_m^{\max} / \alpha_e^{\max} \approx 100$. Расчеты показывают, что с уменьшением $\operatorname{tg} \delta$ материала ДР это отношение увеличивается. Таким образом, для ДР с $\varepsilon' \gg 1$ диэлектрические потери оказываются пренебрежимо малыми по сравнению с магнитными потерями.

Как отмечалось ранее, для ДР кубической формы не существует аналитического выражения для расчета собственных частот. Однако, как известно, собственные частоты кубического и сферического ДР, изготовленных из материала с $\varepsilon' > 100$, близки [210]. Поэтому в случае кубического ДР для приближенных расчетов можно воспользоваться аналитическим выражением для собственных частот сферического ДР с эквивалентным радиусом $a = \sqrt[3]{3V_{\text{cub}} / 4\pi}$, где V_{cub} - объем резонатора.

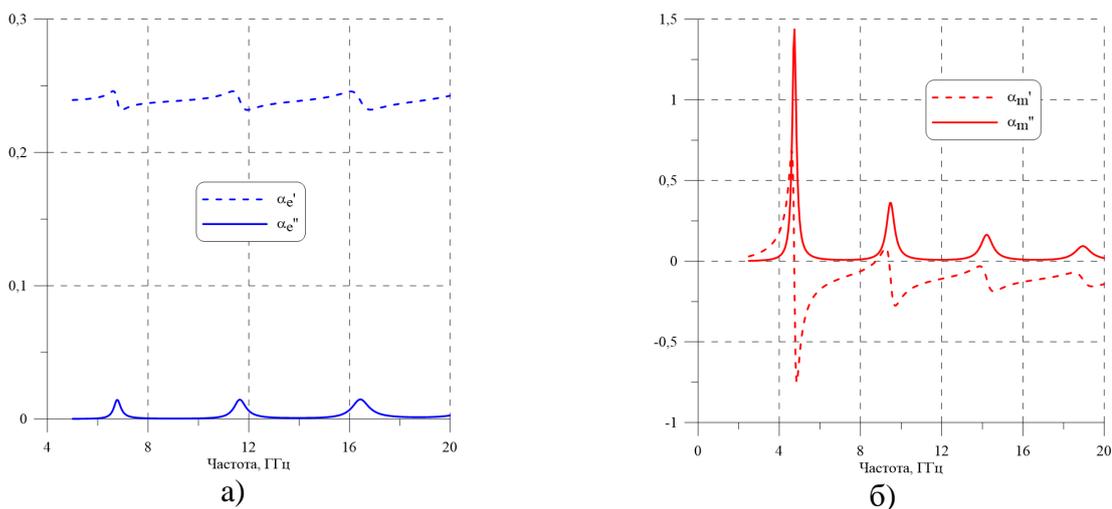


Рисунок 5.1 - Частотные зависимости электрической (а) и магнитной (б) поляризуемости для сферического ДР, вычисленные по формулам (5.6) и (5.8), соответственно

Исследуемые образцы диэлектрических резонаторов

В качестве материала для изготовления ДР использовались сегнетоэлектрические керамики $BaTiO_3$ и $BaSrTiO_3$, обладающие высоким значением диэлектрической проницаемости [208]. Титанат бария $BaTiO_3$ является материалом, который начал широко использоваться в 40-х годах XX века. Благодаря высоким значениям диэлектрической проницаемости (величины порядка нескольких тысяч в мегагерцовом диапазоне частот), этот материал стали использовать в конденсаторах. Данный материал обладает кристаллической структурой типа перовскита, которая обуславливает его сегнетоэлектрические, пьезоэлектрические, пироэлектрические и электрооптические свойства, которые сделали титанат бария перспективным материалом в широкой области применений.

С увеличением температуры титанат бария переходит из сегнетоэлектрической фазы в неполярную фазу и становится параэлектриком с низкими диэлектрическими потерями. Фазовый переход характеризуется температурой перехода T_c , при которой статическая диэлектрическая проницаемость достигает максимума. Эту характерную температуру называют температурой Кюри (примерно $130^\circ C$ для $BaTiO_3$). Температура Кюри T_c может быть изменена частичной заменой ионов Ba^{2+} изовалентными ионами сопоставимого радиуса типа Sr^{2+} . При замене части ионов бария ионами стронция температура Кюри уменьшается. Таким образом, составы типа $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$ позволяют сдвигать T_c ниже $130^\circ C$.

Сегнетокерамика состава $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$ ($x \approx 0,4$) имеет температуру Кюри $T_c = -8^\circ C$ и обладает высоким значением диэлектрической проницаемости ($\epsilon' \geq 400$). При температуре выше

температуры Кюри эта керамика имеет низкие диэлектрические потери на СВЧ ($tg \delta = \varepsilon'' / \varepsilon' \leq 0,05$) [208].

В экспериментах использовались два типа сегнетокерамики состава $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$, которые отличались технологией приготовления. Материал № 1 отжигался в процессе приготовления, его диэлектрическая проницаемость $\varepsilon' \approx 2700$; материал № 2 не отжигался и обладал значением $\varepsilon' \approx 500$. Из керамики $BaTiO_3$ (материал № 3) изготавливались сферические образцы в процессе синтеза керамики. Это сложный технологический метод, при котором используется органическая связка, в результате чего диэлектрическая проницаемость полученных сфероидов снижалась до уровня $\varepsilon' \approx 430$. Образцы ДР на основе $BaTiO_3$ имеют высокие диэлектрические потери, так как в эксперименте они используются при комнатной температуре $T < T_C$.

Действительная часть комплексной диэлектрической проницаемости различных материалов сегнетоэлектрической керамики определялась по резонансной частоте основной моды сферических ДР, выполненных из этих материалов: $\varepsilon' = (c\pi / a\omega_0)^2$, где ω_0 - резонансная частота. Сферические ДР изготавливались методом выкатывания куска керамики во вращающейся цилиндрической полости с абразивной боковой поверхностью. Для определения мнимой части диэлектрической проницаемости измерялась собственная добротность сферических ДР - Q . Так как теоретически и экспериментально доказано, что для ДР, изготовленных из материала с $\varepsilon' \geq 100$, потери на излучение и на скин-эффект в удаленных стенках волновода пренебрежимо малы [208], то справедливо следующее выражение: $\varepsilon'' = \varepsilon' / Q$. Собственная добротность и резонансная частота ДР измерялись с помощью метода малых возмущений в цилиндрическом перестраиваемом резонаторе [23], см. Главу 1. Использование этого метода в данном случае физически оправдано, так как коэффициент связи между ДР и полым цилиндрическим резонатором мал: $\beta = Q / Q_{ex} \ll 1$ (Q_{ex} — добротность цилиндрического резонатора) для всех исследуемых ДР [212].

Метод малых возмущений [213] оказался очень подходящим для изучения эффективных диэлектрических и магнитных свойств сегнетоэлектрических включений в СВЧ диапазоне. В S, C и X диапазонах частот использовались проходные цилиндрические резонаторы, резонирующие на TE_{011} модах. Цилиндрические резонаторы имели цилиндрические подвижные поршни, позволяющие изменять резонансную частоту в широком диапазоне. Внутренний диаметр цилиндрического резонатора для S - диапазона 150 мм, C – диапазона 125 мм и X - диапазона 100 мм.

Резонансная частота резонатора измерялась по максимуму проходящей мощности при свипировании частоты сигнала. Добротность резонанса измерялась по полуширине резонансной кривой, где уровень сигнала снижался на 3 дБ относительно максимального уровня сигнала.

Проведенные измерения показали, что диэлектрическая проницаемость керамики № 1 равнялась величине $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon'' = 2710 + i 90$, а керамики № 2 — $\varepsilon = 500 + i 33$ в сантиметровом диапазоне длин волн на частоте основной магнитной моды колебаний резонатора.

Измерение поляризуемостей диэлектрических резонаторов

Для измерения поляризуемостей $\alpha_e(\omega)$ и $\alpha_m(\omega)$ ДР применялся метод малых возмущений с использованием перестраиваемых цилиндрических резонаторов [23], подробно описанный в главе 1 (параграф 1.6).

Результаты измерений электрической и магнитной поляризуемости в зависимости от частоты для различных сегнетоэлектрических образцов представлены на рисунках 5.2 – 5.4. Все измерения выполнены при комнатной температуре $(20 \pm 0,5)^\circ \text{C}$ [214-219].

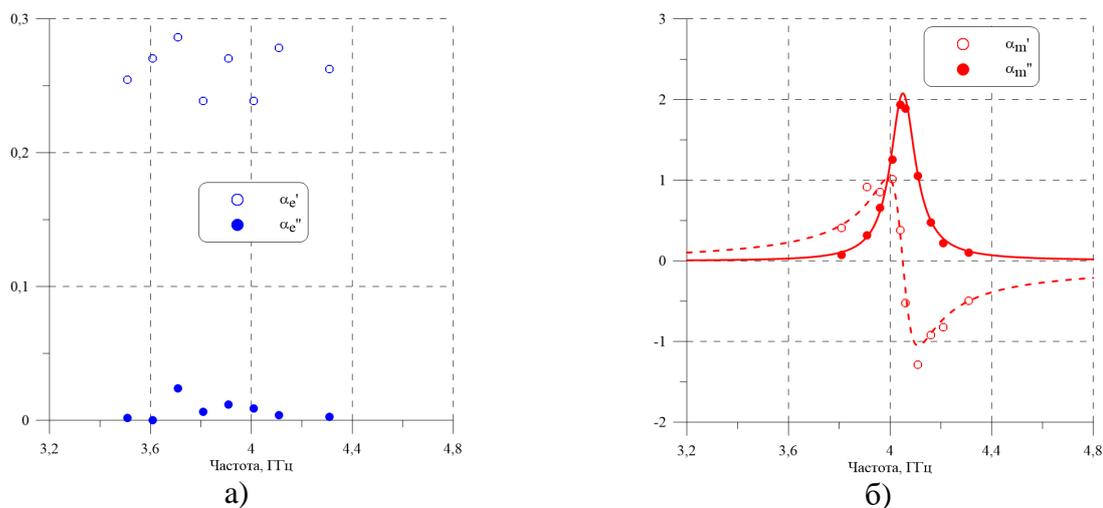


Рисунок 5.2 - Частотные зависимости электрической (а) и магнитной (б) поляризуемости сферического ДР с диаметром $2a = 1,42$ мм (керамика №1). Точки - экспериментально измеренные значения, линии - аппроксимация функций (5.9)

Представленные на рисунке 5.2б результаты соответствуют случаю, когда сферический ДР возбужден на основной моде, для которой выполняется условие $ka = \pi$. Из рисунка видно, что аналитическая кривая (5.9) хорошо приближает экспериментальные точки.

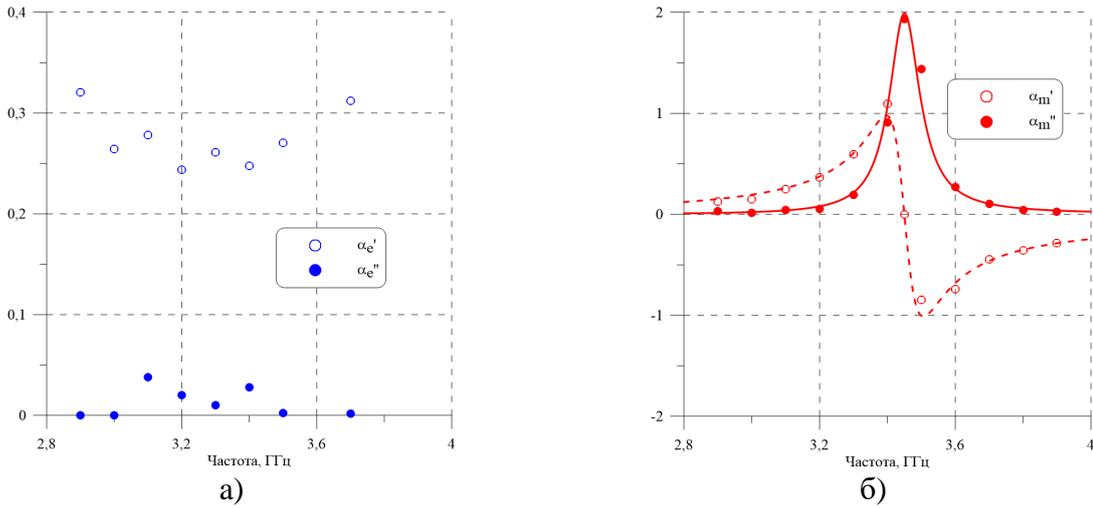


Рисунок 5.3 - Частотные зависимости электрической (а) и магнитной (б) поляризуемости кубического ДР (керамика № 1) с ребром равном 1,5 мм. Точки - экспериментально измеренные значения, линии - аппроксимация функцией (5.9)

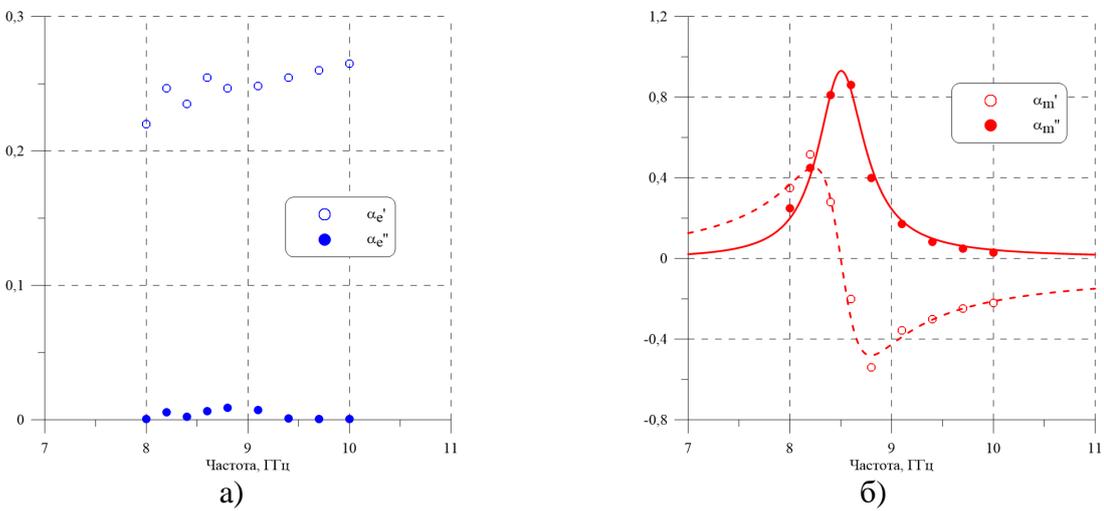


Рисунок 5.4 - Частотные зависимости электрической (а) и магнитной (б) поляризуемости кубического ДР (керамика № 2) с ребром равном 1,5 мм. Точки - экспериментально измеренные значения, линии - аппроксимация функцией (5.9)

В таблице 5.1 приведены параметры аппроксимирующих функций магнитной поляризуемости для образцов ДР, изготовленных из различных материалов сегнетокерамики, а также значения тангенса угла диэлектрических потерь исследуемых материалов керамики ($tg \delta_1 = \beta_1 / \omega_1$) на частоте основной магнитной моды колебаний. Здесь

$$\chi_{1(2)} = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\alpha_{mi}^{(m)} - \alpha_m^{(m)})^2 / N}$$

- среднеквадратичное отклонение, $\alpha_{mi}^{(m)}$ - экспериментальные

данные, $\alpha_m^{(m)}$ - точки аппроксимирующей кривой, N - количество экспериментальных точек. Данные параметры получены по методу наименьших квадратов с использованием симплекс-процедуры.

Таблица 5.1 - Параметры аппроксимирующих кривых для магнитной поляризуемости образцов ДР сферической и кубической форм

Образец	Керамика № 1, шар		Керамика № 3, шар		Керамика № 1, куб	Керамика № 2, куб
	(5.9)	(5.8)	(5.9)	(5.8)	(5.9)	(5.9)
$\omega_1 / 2\pi$, ГГц	4,05	4,05	7,48	7,61	3,45	8,5
$\beta_1 / 2\pi$, ГГц	0,11	0,13	1,18	1,27	0,11	0,56
A_1	2,1	2,14	0,42	0,37	2,0	0,93
χ_1	0,10	0,11	0,14	0,15	0,06	0,10
χ_2	0,09	0,09	0,11	0,13	0,10	0,05
$tg \delta_1$	0,027	0,032	0,158	0,167	0,032	0,066

Как известно из [208], ДР может быть возбужден и на высших магнитных модах. Экспериментально исследовалась магнитная поляризуемость кубического ДР, изготовленного из керамики № 1 на трех низших магнитных модах (рисунок 5.5).

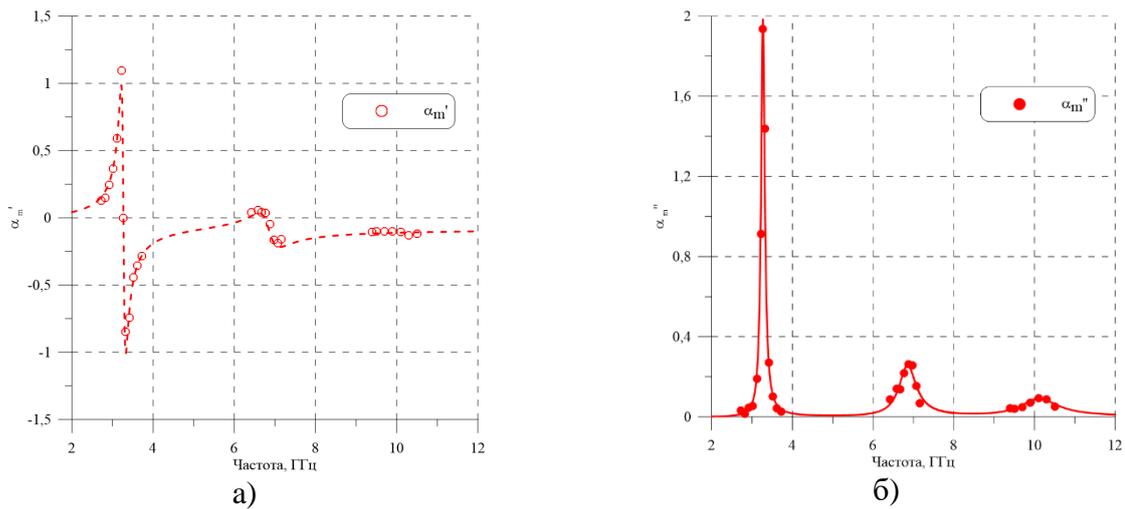


Рисунок 5.5 - Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей магнитной поляризуемости кубического ДР с ребром равном 1,5 мм (керамика № 1)

Экспериментальные точки, представленные на рисунке 5.5, аппроксимированы функцией (5.9) для случая $N = 3$. Параметры аппроксимирующих кривых для магнитной поляризуемости ДР представлены в таблице 5.2.

Как следует из таблицы 5.2 частоты второй и третьей магнитной моды сегнетоэлектрического кубического ДР примерно соответствуют удвоенной и утроенной частоте основной магнитной моды, соответственно. Монотонное снижение добротности $Q_i = \omega_i / \beta_i$ высших магнитных мод ДР связано с ростом тангенса диэлектрических потерь сегнетоэлектрика с увеличением частоты.

Таблица 5.2 - Параметры аппроксимирующих кривых (рисунок 5.5)

Номер моды, i	A_i	$\omega_i / 2\pi$, ГГц	$\beta_i / 2\pi$, ГГц	$\text{tg } \delta_i = \beta_i / \omega_i$	Добротность, $Q_i = \omega_i / \beta_i$
1	1,99	3,27	0,11	0,034	29,7
2	0,255	6,85	0,52	0,076	13,2
3	0,089	10,1	1,1	0,110	9,2

Таким образом, проведенные измерения показывают, что сегнетокерамические ДР имеют магнитный дипольный момент с сильной резонансной частотной дисперсией. Величина магнитного дипольного момента ДР зависит от диэлектрической проницаемости материала, из которого он изготовлен, тангенса угла диэлектрических потерь, его размеров и типа колебательной моды, на которой он возбужден. Это дает основание предполагать, что КМ с включениями в виде ДР может обладать эффективными магнитными свойствами резонансного типа на СВЧ.

5.2.1 Образцы композитных материалов с включениями из диэлектрических резонаторов

На основе кубических ДР с ребром 1,5 мм, изготовленных из керамики № 1 и № 2, были изготовлены плоские КМ (образцы) по следующей технологии. На тонкой диэлектрической подложке располагалось необходимое количество ДР, они фиксировались клеем, и сверху располагалась такая же подложка. Используемые подложки и клей не обладают магнитными свойствами и имеют низкое значение диэлектрической проницаемости на СВЧ, так что они слабо влияют на эффективные параметры КМ. На основе включений из ДР, изготовленных из керамики № 1 был изготовлен набор КМ с размерами (72 × 34 × 1,8) мм, (28,5 × 12,5 × 1,8) мм и (23 × 10 × 1,8) мм и различной объемной концентрацией включений. Эти образцы были приготовлены для измерений в волноводе по методу стоячей волны.

Размеры КМ с включениями из ДР, изготовленных из керамики № 2, составляли (100 × 100 × 1,8) мм — однослойный образец и (100 × 100 × 3,6) мм — двухслойный образец. Объемная концентрация включений для этих двух образцов составляла 12 %. Эти КМ были приготовлены для измерений в свободном пространстве.

Кроме того, на основе кубических образцов ДР из керамики № 2 были изготовлены КМ для измерений в волноводе с размерами (28,5 × 12,5 × 1,8) мм и различной объемной концентрацией включений. Поверхность этих ДР не подвергалась механической шлифовке, вследствие чего разброс резонансных частот отдельных ДР был достаточно велик. При изготовлении последних образцов производился отбор ДР по резонансным частотам (8,6 ± 0,1) ГГц.

Для изготовления плоских КМ из керамики № 3 использовались сферические ДР с диаметром $2a$ от 1,3 до 1,5 мм (средний диаметр ДР — $2a = 1,42$ мм). Размеры этих образцов — $(100 \times 100 \times 1,8)$ мм. Эти КМ были приготовлены для измерений параметров в свободном пространстве.

Физическое обоснование возможности описания композитных материалов на основе диэлектрических резонаторов эффективными параметрами

При исследовании КМ в СВЧ диапазоне, необходимо определить, какой использовать подход для описания их электродинамических свойств. Наиболее распространенный способ описания КМ — введение их эффективной комплексной диэлектрической ε и магнитной μ проницаемости. Однако исследуемые здесь КМ представляют собой монослой диполей, для которого в общем случае введение эффективных параметров физически неоправданно [220]. Поэтому в данном случае нам необходимо доказать, что введение эффективных параметров для КМ имеет физический смысл [220, 221].

С этой целью был проведен следующий эксперимент. В свободном пространстве была измерена комплексная S -матрица рассеяния одного из исследуемых КМ: S_{11} — КО ЭМВ от образца, S_{11}^{sc} — КО от образца, расположенного на металлической подложке, и S_{21} — КП ЭМВ через образец. Использовалась экспериментальная установка для измерений комплексных коэффициентов передачи КМ в свободном пространстве [23]. Комплексные параметры ε и μ КМ могут быть получены из любой пары S -параметров (S_{11}, S_{11}^{sc}) , (S_{11}, S_{21}) и (S_{11}^{sc}, S_{21}) [63].

На рисунке 5.6 представлены значения эффективных параметров КМ с включениями из керамики № 2 с объемной концентрацией включений $C_V = 12\%$ (КМ № 2), вычисленные по различным парам S -параметров. Из рисунка 5.6 следует, что эффективные параметры исследуемого КМ № 2, вычисленные по трем парам S -параметров, близки друг другу в пределах ошибки измерений, которая составляла 10-15 %.

Кроме того, были измерены эффективные параметры однослойных и двухслойных КМ, составленных из идентичных слоев. Оказалось, что эффективные параметры однослойного и двухслойного образцов КМ совпадают друг с другом в пределах ошибки измерений. Все это позволяет утверждать, что введение эффективных диэлектрической и магнитной проницаемостей для КМ с включениями в виде ДР является физически корректным.

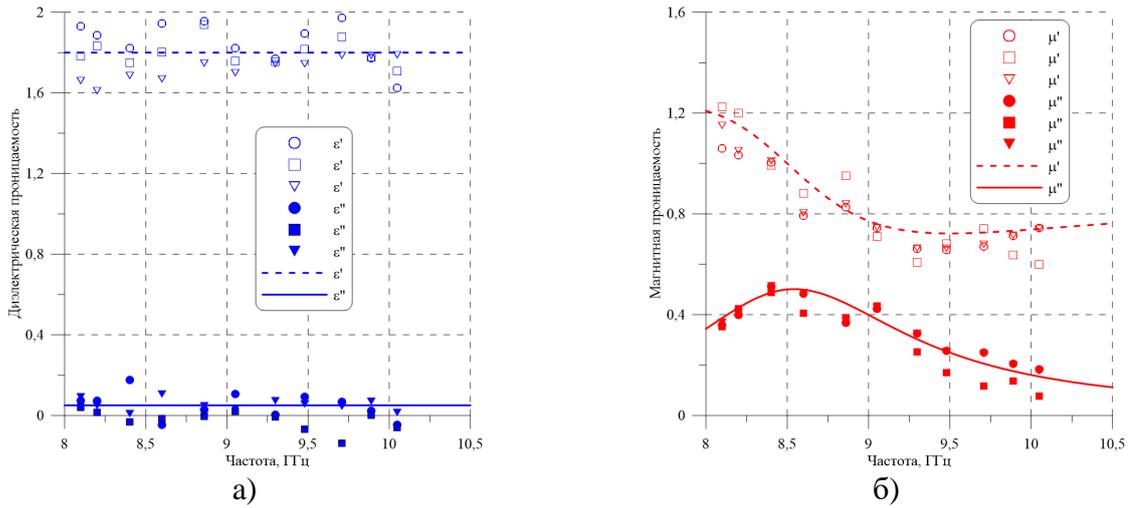


Рисунок 5.6 - Экспериментальные значения эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ № 2, вычисленные по трем парам S - параметров: $\circ \bullet$ — (S_{11}, S_{11}^{sc}) , $\square \blacksquare$ — (S_{11}, S_{21}) , $\nabla \blacktriangledown$ — (S_{11}^{sc}, S_{21}) . Экспериментальные значения магнитной проницаемости аппроксимированы функцией (5.10) для $N = 1$

Измерение эффективных параметров композитных материалов на основе диэлектрических резонаторов

Магнитная проницаемость $\mu = \mu' + i\mu''$ КМ с включениями резонансного типа может быть описана следующей дисперсионной функцией [23]:

$$\mu(\omega) = \mu'(\omega) + i\mu''(\omega) = 1 + \sum_{k=1}^N \frac{(B_k \beta_{0k} / \omega_{0k}) \omega^2}{\omega_{0k}^2 - \omega^2 - i\beta_{0k} \omega}, \tag{5.10}$$

где ω_{0k} — собственная частота, β_{0k} — полуширина и $B_k = \mu''(\omega_{0k})$ — амплитуда k -го магнитного резонанса, $k = 1, 2, \dots, N$. Из формулы (5.10) следует, что при высокой добротности резонанса (β_{0k} мало) действительная часть магнитной проницаемости вблизи резонансной частоты может принимать отрицательные значения.

Измерения эффективных параметров КМ, изготовленного на основе ДР из керамики № 1 с поверхностной концентрацией включений $C_s = 19\%$ (КМ № 1), в широком диапазоне частот (2,5 – 12) ГГц проводились по методу стоячей волны [222] с использованием набора волноводов различного сечения. Для проведения этих измерений изготавливались КМ с размерами, соответствующими сечению волноводов. Результаты измерений эффективных электродинамических параметров КМ № 1 приведены на рисунке 5.7.

Представленные экспериментальные результаты показывают, что исследуемый КМ обладает эффективной магнитной проницаемостью резонансного характера на частотах, близких к собственным частотам магнитных мод отдельного ДР. В рабочем частотном диапазоне наблюдаются три магнитных резонанса, которые соответствуют первым трем магнитным модам

включений (см. рисунок 5.5). Амплитуда и добротность резонансов магнитной проницаемости уменьшаются с ростом номера магнитной моды.

Эффективная диэлектрическая проницаемость этого КМ практически не зависит от частоты рабочего диапазона, что хорошо согласуется с соотношением Лоренц - Лорентца:

$$\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} = \frac{4}{3} \pi p \alpha_e(\omega), \quad (5.11)$$

где ε — эффективная диэлектрическая проницаемость КМ, p — объемная концентрация включений. Электрическая поляризуемость включения $\alpha_e(\omega)$ вычисляется для сферических частиц с учетом скин-слоя [211], причем ее действительная часть практически не зависит от частоты рабочего диапазона, а мнимая часть оказывается столь малой (см. рисунок 5.1), что ее вклад в диэлектрические потери КМ оказывается пренебрежимо мал (см. рисунок 5.6а и рисунок 5.7а).

Расчетная частотная зависимость КО КМ № 1 с концентрацией ДР $C_s = 19\%$ на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ при различных толщинах образца, кратных толщине одиночного слоя, представлены на рисунке 5.8 в области частот первой магнитной моды 3,27 ГГц. Максимальная широкополосность поглощающего материала по уровню КО минус 20 дБ достигается при толщине 5,4 мм и составляет всего 1,2 %, что значительно меньше традиционных ферромагнитных материалов, рассмотренных в главе 2.

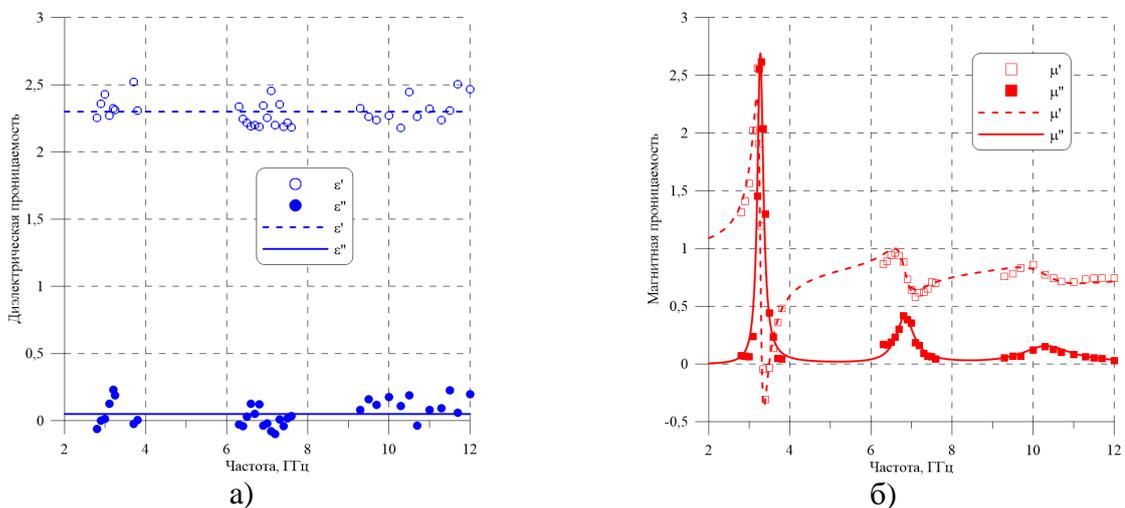


Рисунок 5.7 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости КМ № 1 с поверхностной концентрацией ДР $C_s = 19\%$. Экспериментальные значения магнитной проницаемости КМ аппроксимированы функцией (5.10) для $N = 3$

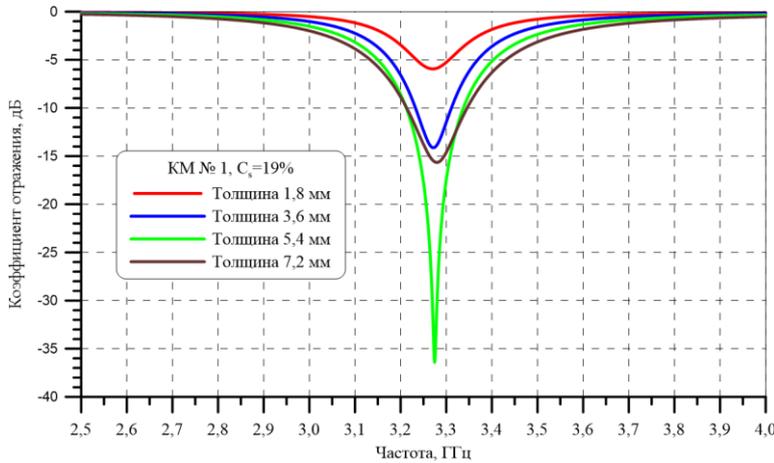


Рисунок 5.8 – Расчетные частотные зависимости КО КМ № 1 с концентрацией ДР $C_s = 19\%$ на металлической подложке при различных толщинах образца при нормальном падении ЭМВ

5.2.2 Зависимость эффективных параметров композитных материалов от концентрации диэлектрических резонаторов

Исследование эффективных параметров композитных материалов на основе ДР в зависимости от концентрации включений позволяет разобраться в природе взаимодействия включений между собой. Это дает возможность предсказывать характеристики КМ [217, 223]. На рисунке 5.9 представлены зависимости эффективной диэлектрической проницаемости КМ с включениями из различной керамики от концентрации включений.

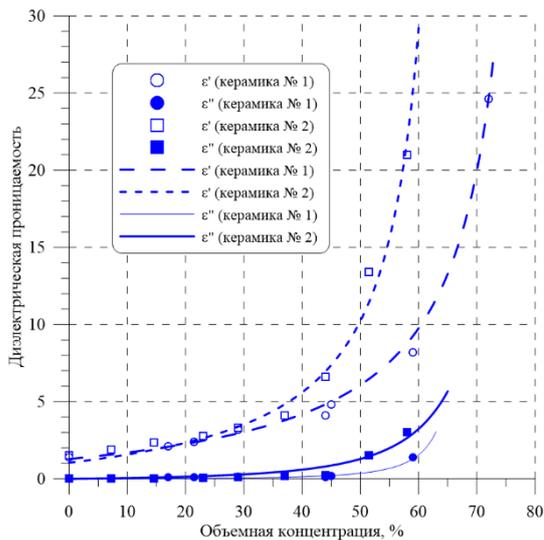


Рисунок 5.9 - Зависимости эффективной диэлектрической проницаемости КМ от концентрации ДР с различной проницаемостью. Экспериментальные значения проницаемости (точки) аппроксимированы соотношением Лоренц - Лорентца (5.11) (кривые)

Экспериментальные значения диэлектрической проницаемости КМ аппроксимировались соотношением Лоренц - Лорентца (5.11). Величина α_e выбиралась из условия наилучшей аппроксимации по методу наименьших квадратов. Теоретическая кривая хорошо приближает экспериментальные значения проницаемости. Этот факт дает основание утверждать, что отдельные включения в КМ электрически слабо взаимодействуют между собой.

На рисунке 5.10 представлены зависимости резонансных частот эффективной магнитной проницаемости $\omega_{01} / 2\pi$ от концентрации включений для различных КМ. Обе экспериментальные

кривые демонстрируют уменьшение резонансной частоты с ростом концентрации включений (вследствие взаимодействия включений).

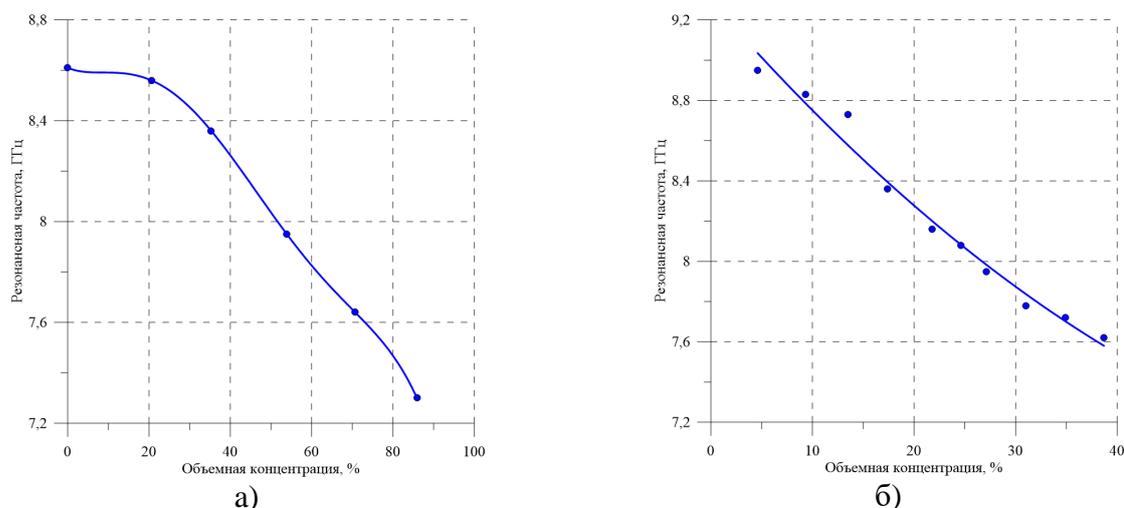


Рисунок 5.10 - Зависимость резонансной частоты эффективной магнитной проницаемости $\omega_{01} / 2\pi$ для КМ с кубическими включениями из керамики № 2 (а) и со сферическими включениями из керамики № 3 (б) от концентрации включений

На рисунке 5.11 представлены зависимости амплитуды магнитного резонанса $B_1 = \mu''(\omega_{01})$ от концентрации включений для КМ с кубическими включениями из керамики № 2 (а) и со сферическими включениями из керамики № 3 (б) от концентрации включений.

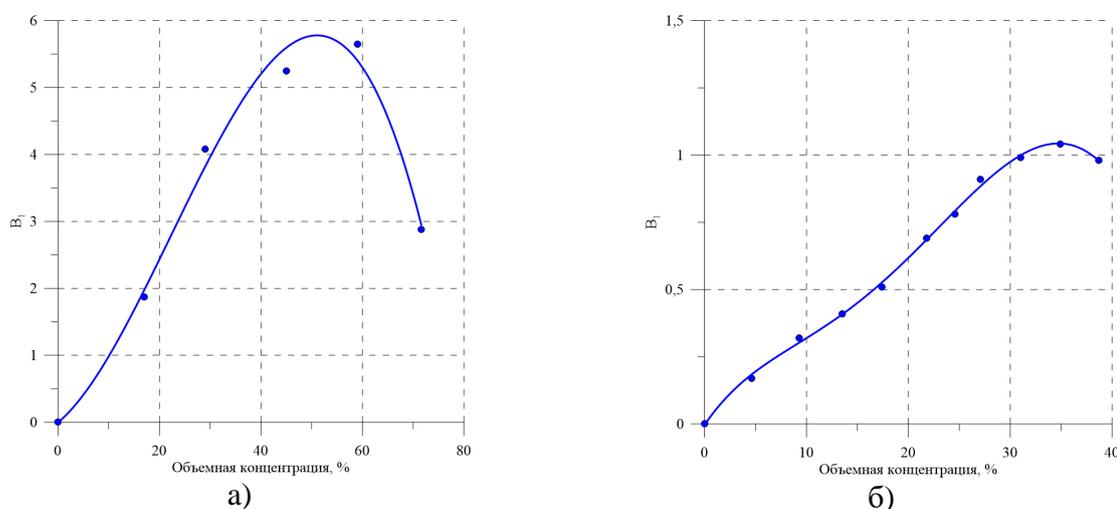


Рисунок 5.11 - Зависимость амплитуды магнитного резонанса $B_1 = \mu''(\omega_{01})$ для КМ с кубическими включениями из керамики № 2 (а) и со сферическими включениями из керамики № 3 (б) от концентрации включений

Результаты, представленные на рисунке 5.11, показывают, что зависимость амплитуды резонанса эффективной магнитной проницаемости КМ от концентрации включений ведет себя немонотонным образом. В области малых концентраций при ее увеличении магнитные потери КМ растут, достигают максимума и при дальнейшем росте концентрации резко падают.

На рисунке 5.12 представлены нормированные амплитуды основного магнитного резонанса $D = B_1 / B_{\max}$ для КМ с кубическими включениями из керамики № 2 и со сферическими включениями из керамики № 3, в зависимости от поверхностной концентрации включений C_s . Точками на этом рисунке изображены экспериментальные значения, линиями – функции их аппроксимации квадратичной функцией. Из данного рисунка видно, что для обоих КМ, изготовленных из включений с близкими значениями диэлектрической проницаемости («кубики» с $\varepsilon' = 500$ и «шарики» с $\varepsilon' = 430$), экстремум D (около единицы) достигается при близких поверхностных концентрациях включений.

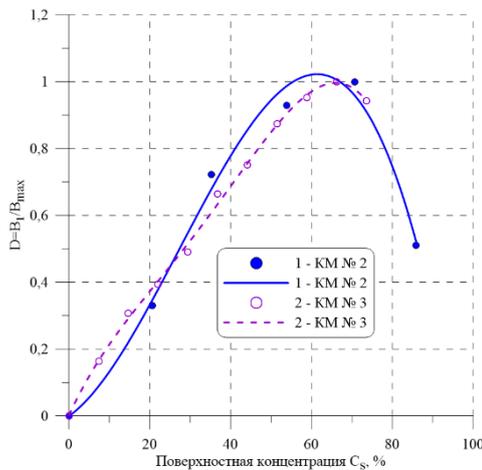


Рисунок 5.12 - Зависимость нормированной амплитуды основного магнитного резонанса КМ от поверхностной концентрации включений:

- 1 – КМ с кубическими включениями из керамики № 2,
- 2 – КМ со сферическими включениями из керамики № 3

На рисунке 5.13 представлена зависимость величины амплитуд трех резонансов магнитной проницаемости от поверхностной концентрации ДР для КМ № 1 с высоким значением проницаемости $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon'' = 2710 + i90$. Максимум амплитуды магнитной проницаемости наблюдается при поверхностной концентрации ДР около 80 %, при дальнейшем увеличении концентрации ДР магнитная проницаемость КМ резко снижается, т.к. КМ трансформируется в сплошной диэлектрический образец.

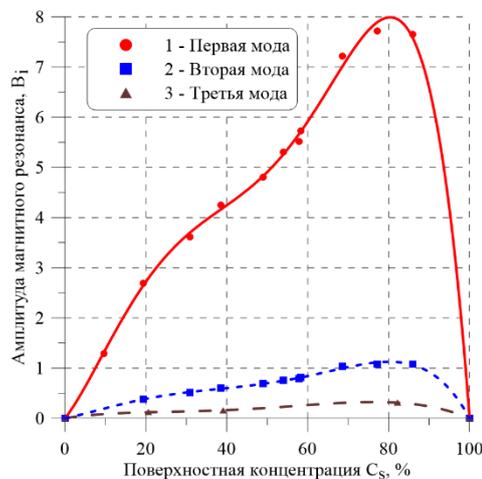


Рисунок 5.13 - Зависимость амплитуды резонансов магнитной проницаемости КМ № 1 от поверхностной концентрации включений:

- 1 – первой магнитной моды,
- 2 – второй магнитной моды,
- 3 – третьей магнитной моды

Измерения добротности резонансной кривой магнитной проницаемости β_{01} обоих КМ в зависимости от концентрации включений показали, что полуширина резонансной кривой

магнитной проницаемости практически не зависит от концентрации включений. Для КМ на основе кубических ДР из керамики № 2 полуширина резонанса - $\beta_{01} / 2\pi = (0,6 \pm 0,1)$ ГГц, для КМ на основе сферических ДР из керамики № 3 — $\beta_{01} / 2\pi = (2,7 \pm 0,3)$ ГГц.

Кроме того, дополнительные исследования КМ с диэлектрическими включениями из материалов с различными значениями диэлектрической проницаемости показали, что экстремум зависимости амплитуды основного магнитного резонанса от концентрации ДР $B_1 = B_1(C_s)$ достигается тем раньше, чем ниже значение действительной части диэлектрической проницаемости материала включений, величина амплитуды магнитного резонанса B_1 пропорционально растет с ростом величины действительной части диэлектрической проницаемости материала ДР (рисунок 5.14). На рисунке 5.14 приведены дополнительно результаты для не рассматриваемого ранее КМ № 4, состоящего из включений в виде параллелепипедов размерами $(4,0 \times 4,0 \times 2,6)$ мм, полученных раскроем КМ на основе кремнийорганического связующего, наполненного частицами алюминиевой пудры с весовой объемной концентрацией $C_m = 30\%$. Диэлектрическая проницаемость такого КМ на основе алюминиевой пудры на частоте основного магнитного резонанса ДР равной 15 ГГц составляет величину порядка $\varepsilon = 120 + i10$.

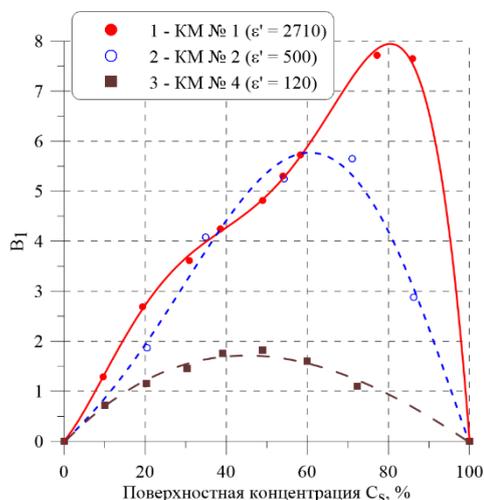


Рисунок 5.14 - Зависимость амплитуды основного магнитного резонанса для различных КМ от поверхностной концентрации ДР:
 1 - КМ с кубическими ДР из керамики № 1 (КМ № 1),
 2 - КМ с кубическими ДР из керамики № 2 (КМ № 2),
 3 - КМ с ДР из параллелепипедов композита на основе алюминиевой пудры (КМ № 4)

5.2.3 Магнитная эффективность композитных материалов на основе диэлектрических резонаторов

Из формулы (5.10) следует, что предел магнитной проницаемости КМ при бесконечной частоте должен быть выше нуля, что следует из условия достижения неотрицательной магнитной проницаемости для идеального диамагнетика (при бесконечной частоте)

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \mu(\omega) = 1 - \sum_{k=1}^N B_k \beta_{0k} / \omega_{0k} \geq 0, \quad (5.12)$$

Из (5.12) следует фундаментальное ограничение для искусственных магнитных материалов

$$\sum_{k=1}^N B_k \beta_{0k} / \omega_{0k} = \sum_{k=1}^N \chi_k \leq 1, \quad (5.13)$$

где величину $\chi_k = B_k \beta_{0k} / \omega_{0k}$ будем в дальнейшем называть **магнитной эффективностью** k -го магнитного резонанса искусственного магнетика. Таким образом, получаем **фундаментальное ограничение для искусственных магнетиков - сумма магнитных эффективностей всех магнитных резонансов КМ не может быть больше единицы.**

Убедимся в достоверности этого ограничения для исследованных КМ, наполненных ДР. На рисунке 5.15 представлены зависимости магнитной эффективности для первых трех магнитных мод КМ № 1 с ДР из керамики № 1 типа ВК-7 с высокой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon'' = 2710 + i90$ от поверхностной концентрации ДР. Очевидно, что магнитная эффективность КМ № 1 резко падает с номером магнитной моды и достигает максимального значения при $C_s \approx 80\%$. При этом максимальная сумма магнитных эффективностей трех магнитных мод при $C_s \approx 80\%$ не превышает значения 0,7; а с учетом вклада от высших магнитных мод (выше четвертой) предельная сумма магнитных эффективностей всех магнитных мод КМ № 1, вероятно не превысит значения 0,75, что хорошо согласуется с фундаментальным ограничением (5.13). Даже с учетом очевидного роста значений магнитной проницаемости, модифицированного КМ № 1 (без учета суммарной толщины двух подложек равной 0,5 мм) примерно на 30 %, итоговая магнитная эффективность модифицированного КМ № 1 не превысит значения 0,98.

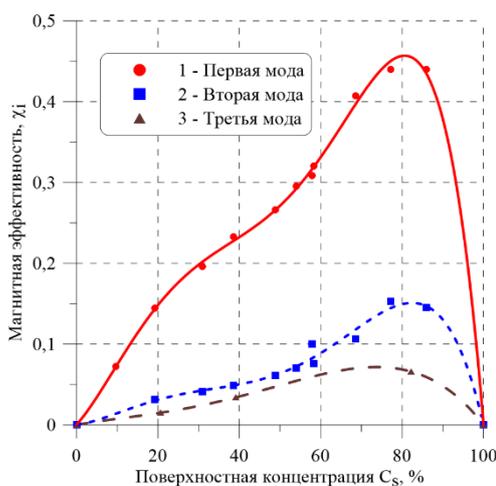


Рисунок 5.15 - Зависимость магнитной эффективности КМ № 1 от поверхностной концентрации ДР:

- 1 – первой магнитной моды,
- 2 – второй магнитной моды,
- 3 – третьей магнитной моды

Рассмотрим зависимость магнитной эффективности основной магнитной моды КМ от диэлектрической проницаемости материала ДР. На рисунке 5.16 представлены зависимости

величины $\chi_1 = \chi_1(C_s)$ для КМ № 1, КМ № 2 и КМ № 4. Из полученных зависимостей следует, что магнитная эффективность основной магнитной моды КМ тем быстрее насыщается с увеличением концентрации ДР, чем меньше значение диэлектрической проницаемости материала ДР и она тем больше, чем больше диэлектрическая проницаемость материала ДР. Для КМ № 4 максимум $\chi_1 = \chi_1(C_s)$ достигается при величине $\chi_{1\max} \approx 0,3$ при $C_s \approx 40\%$, для КМ № 2 - $\chi_{1\max} \approx 0,4$ при $C_s \approx 60\%$ и для КМ № 1 с наибольшей диэлектрической проницаемостью - $\chi_{1\max} \approx 0,45$ при $C_s \approx 80\%$.

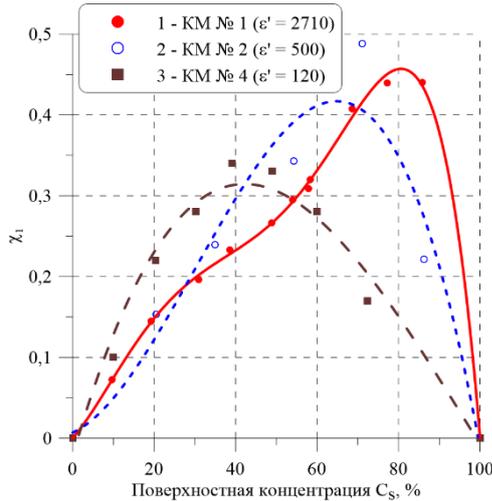


Рисунок 5.16 - Зависимости магнитной эффективности основного магнитного резонанса от поверхностной концентрации ДР для различных КМ:
 1 - КМ с кубическими ДР из керамики № 1 (КМ № 1),
 2 - КМ с кубическими ДР из керамики № 2 (КМ № 2),
 3 - КМ с ДР из параллелепипедов композита на основе алюминиевой пудры (КМ № 4)

Проведенные экспериментальные исследования КМ с включениями в виде ДР в СВЧ диапазоне показали, что данные КМ обладают эффективной магнитной проницаемостью резонансного типа на СВЧ, хотя они и не обладают статическими магнитными свойствами [218]. Из исследований зависимостей СВЧ свойств КМ от концентрации включений можно заключить, что отдельные включения слабо связаны между собой электрически, в то время как магнитное взаимодействие оказывается существенным при частотах вблизи частот магнитного резонанса. Это выражается в немонотонной зависимости амплитуды магнитного резонанса КМ от концентрации включений (амплитуда магнитного резонанса достигает максимума при определенной концентрации).

Материалы данного параграфа опубликованы автором в работах [218-219, 224-225].

5.3 Метаматериалы на основе проволочных би-спиралей

Интерес к новым искусственным ММ в последнее время значительно возрос, т.к. последние находят уникальные приложения в микроволновой технологии и радиоинженерии. В частности, в последние годы интенсивно изучались новые бианизотропные материалы (киральные и омега-частицы) [226-229]. Композитные среды со сложными включениями обладают необычными

СВЧ-свойствами, проявляют СВЧ-активность и др. В современной литературе основное внимание уделяется этим новым характеристикам композитных сред. Однако искусственные магнетики для микроволновых применений изучены не так тщательно. Насколько известно, исследовались только КМ с петлевидными включениями [230].

Здесь рассматривается новый класс искусственных магнетиков, которые представляют собой композиты, содержащие включения в виде проводящих би-спиралей. Идея включений нового типа возникла из недавних результатов в области электромагнетизма искусственных киральных сред: новое включение представляет собой комбинацию двух проводящих спиралей. Композит, содержащий включения в виде проволочных би-спиралей, является новым объектом исследования.

Проволочная би-спираль представляет собой суперпозицию двух проволочных спиралей, расположенных на одной общей оси (одна из них является левозакрученной, а другая - правозакрученной, все остальные параметры спиралей идентичны, см. рисунок 5.17).

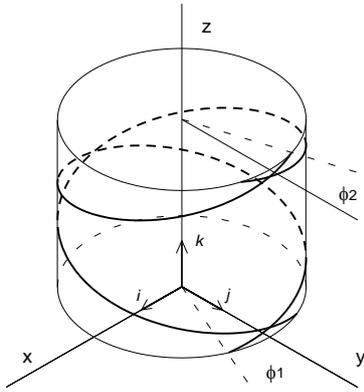


Рисунок 5.17 – Геометрия проволочной би-спирали

Углы ϕ_1 и ϕ_2 измеряются в плоскостях, которые перпендикулярны z - оси. Поскольку форма би-спирали не является киральной (существует центр симметрии), то в изотропных композитах с включениями из би-спиралей отсутствует вращение плоскости поляризации ЭМВ. Кроме того, би-спираль подходящего размера проявляет резонансные магнитные свойства на СВЧ. Представляется важным отметить, что величина магнитного момента некиральной системы из двух проволочных спиралей в два раза превышает магнитный момент одиночной проволочной спирали. Основное внимание будем уделять исследованию модовой структуры одиночного би-спирального включения и СВЧ-электромагнитных свойств КМ, содержащих такие включения. В дальнейшем будем предполагать, что би-спиральные включения малы по сравнению с длиной волны. Электромагнитные свойства этих включений могут быть описаны в виде тензоров электрической и магнитной поляризуемости. Измерение этих величин даст полную информацию об электромагнитных свойствах композитных материалов в СВЧ диапазоне.

5.3.1 Электродинамическая модель би-спирального проволочного включения

Рассмотрим систему из двух небольших проволочных спиралей (один-полтора оборота) навитых в двух противоположных направлениях вокруг общей оси (рисунок 5.17). В этом разделе установим и проанализируем приближенные аналитические выражения для электрической и магнитной поляризуемости би-спирального включения. Метод анализа основан на квазистатическом приближении, который позволяет ввести эквивалентные объемные параметры включения (индуктивности, емкости и др.). Спиральные формы заменяются проволочно-петлевыми структурами, и теория антенн применяется для оценки индуцированных токов и дипольных моментов. Аналогичный подход был применен ранее к одиночным киральным частицам [231], сравнение с экспериментом и численным моделированием показывает, что такая модель дает хорошие предсказания при частотах вблизи самого низкого резонанса и ниже [229, 232]. В настоящей модели предполагаем, что ось включения направлена вдоль внешних электрического или магнитного полей и концентрируемся на свойствах продольных поляризаций включения.

Параллельно с экспериментальными исследованиями была предпринята попытка строгого рассмотрения би-спиральных включений в СВЧ диапазоне [233-234].

Геометрия би-спирали и ее эквивалентная схема

Анализируемое здесь би-спиральное проволочное включение состоит, в основном, из двух резонансных объектов (спиралей), которые посредством электромагнитных полей сильно связаны между собой. Эквивалентная схема, моделирующая би-спираль, показана на рисунке 5.18, и состоит из двух резонансных контуров, связанных друг с другом посредством взаимной индуктивности и взаимной емкости (показаны как соответствующие взаимные импедансы Z_{II} и Z_{ww}). Две части каждой подсистемы представляют собой эквивалентные индуктивные и емкостные импедансы отдельных спиралей.

Амплитуды тока в центрах двух спиралей, обозначенные как I_1 и I_2 , соответственно, подчиняются следующим линейным соотношениям:

$$I_1(Z_{w1} + Z_{I1}) + I_2(Z_{ww} + Z_{II}) = \mathcal{E}_{E1} - \mathcal{E}_{H1}, \quad (5.14)$$

$$I_2(Z_{w2} + Z_{I2}) + I_1(Z_{ww} + Z_{II}) = \mathcal{E}_{E2} + \mathcal{E}_{H2}. \quad (5.15)$$

Здесь индексы 1 и 2 - номера спиралей, $\mathcal{E}_{E1,2}$ и $\mathcal{E}_{H1,2}$ являются электродвижущими силами, индуцируемыми в центре спиралей внешним электрическим и магнитным полем, соответственно. Знак минус в правой части первого уравнения отражает тот факт, что спирали

имеют противоположную намотку. Если спирали полностью идентичны друг другу, соответствующие импедансы спиралей равны:

$$Z_{w1} = Z_{w2} = Z_w, \quad Z_{l1} = Z_{l2} = Z_l. \quad (5.16)$$

Для того чтобы определить собственные частоты би-спирали, положим правые части уравнений (5.14) и (5.15) равными нулю, и приравняем определитель системы линейных уравнений нулю:

$$(Z_{ww} + Z_{ll})^2 - (Z_w + Z_l)^2 = 0. \quad (5.17)$$

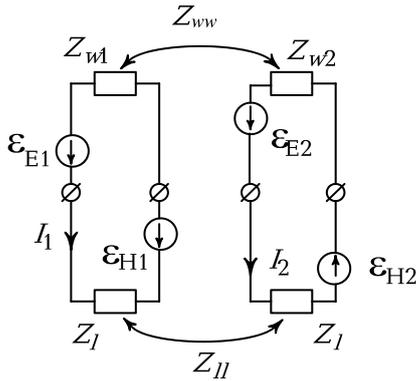


Рисунок 5.18 – Эквивалентная схема би-спирали

Здесь предполагаем, что спирали являются строго идентичными. Два решения уравнения (5.17)

$$Z_w + Z_l = Z_{ww} + Z_{ll} \quad (5.18)$$

и

$$Z_w + Z_l = -(Z_{ww} + Z_{ll}), \quad (5.19)$$

соответствуют двум низшим модам собственных колебаний би-спирали. Как следует из (5.14) и (5.15), в первом решении, токи в спиралях различаются знаком: $I_1 = -I_2$. В дальнейшем будем называть эту моду собственных колебаний би-спирали отрицательной модой. Второе решение (5.19) соответствует идентичным токам ($I_1 = I_2$), и будем называть его положительной модой колебаний би-спирали.

Очевидно, что отрицательная мода колебаний би-спирали на самом деле возбуждается внешним (аксиально направленным) магнитным полем и ее свойства определяют магнитную поляризуемость би-спирали. Если внешнее электрическое поле направлено вдоль оси спирали, то эффективно возбуждается положительная мода колебаний би-спирали.

Параметры включения в виде проволочной би-спирали

Здесь рассмотрим приближенные соотношения для эквивалентных импедансов, которые определяют электромагнитные свойства би-спирали. Далее используем аналогию между спиралью и проволочной петлей-частицей, которую (частицу) легче анализировать [231]. Простые аналитические выражения, полученные в результате такого моделирования, конечно

же, являются приближениями, пригодными для предварительных оценок параметров. Особенно параметры взаимной связи (взаимная индуктивность и емкость) зависят от начальных углов расположения спиралей и др. Тем не менее, модель дает хорошие прогнозы частотной дисперсии и правильно показывает, как СВЧ свойства зависят от геометрии би-спирали.

Индуктивная часть входного импеданса, связанная с проволочной петлей:

$$Z_l = i\omega L + R_l, \quad (5.20)$$

где индуктивность L может быть оценена как [235]:

$$L = \mu_0 a \left(\log \frac{8a}{r_0} - 2 \right), \quad (5.21)$$

где a - радиус петли и r_0 - радиус провода. Сопротивление излучения $R_l = 20(Sk^2)^2$, где $S = \pi a^2$ - площадь петли и $k = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ - волновое число.

Емкостная дипольная часть импеданса спирали аналогична дипольным проволочным антеннам,

$$Z_w = R_w - i / \omega C, \quad (5.22)$$

где емкость и сопротивление излучения аналогичны [235]:

$$C = \pi \varepsilon_0 l_c / \log(2l_c / r_0), \quad R_w = 20(kl_R)^2. \quad (5.23)$$

Здесь вводим две эффективные длины спирали: l_c , которая входит в соотношение для емкости, и l_R , которая необходима для моделирования сопротивления излучения. Для коротких проволочных диполей обе эффективные длины l_c и l_R приблизительно равны половине общей длины спирали [235]. В данном случае, предварительные оценки показывают, что l_R близка к общей высоте спирали. В соотношении для емкости l_c можно приблизительно заменить на общую длину одной из спиралей.

Можно отметить, что обычно $R_l \ll R_w$ при обычных частотах, когда a и l близки друг другу. С другой стороны, можно выразить импеданс Z_w , используя модель линии передач, как

$$Z_w = R_w - i\rho \cot kl_c, \quad (5.24)$$

где волновой импеданс

$$\rho = 120(\log(l_c / r_0) - 1). \quad (5.25)$$

Взаимный импеданс может быть аппроксимирован следующим образом. Для импеданса «провод-провод», по аналогии с хорошо известной формулой для взаимного импеданса двух проволочных антенн, можно записать

$$Z_{ww} = -i\rho^* \cot kl_R, \quad (5.26)$$

где волновой импеданс

$$\rho^* = 120(\log(l_r / d) - 1) \quad (5.27)$$

отличается от соотношения для импеданса (5.25) заменой радиуса провода средним расстоянием d между проводами, образующими две спирали. Оценка может быть произведена, если сделаем замену $d \approx \sqrt{2r_0 a}$. Взаимный импеданс между проволочными петлями является индуктивным:

$$Z_{11} = -i\omega M. \quad (5.28)$$

Взаимную индуктивность M можно оценить, используя соотношения для двух петель в параллельных плоскостях, разнесенных на эффективное расстояние h . Верхний предел M можно найти, предполагая, что магнитное поле является однородным внутри области петли, что дает

$$M = \mu_0 a \frac{\pi}{2} \frac{a^3}{(a^2 + h^2)^{3/2}}. \quad (5.29)$$

Более точное соотношение для взаимной индуктивности двух петель с пересекающимися осями, которое приблизительно соответствует форме анализируемого би-спирального включения, дано в [236]. Применяя эту формулу к случаю, когда $a = l$, получим $M = 0,27\mu_0 a \pi$. Эта индуктивная часть полного взаимного сопротивления довольно мала по сравнению с емкостной. На самом деле, из предыдущей формулы и (5.21) можно сделать вывод, что $M \ll L$.

Собственные частоты и поляризуемости би-спирали

Подставляя значения импедансов в (5.18) и (5.19), можно определить собственные частоты би-спирали. Пренебрегая влиянием потерь рассеяния на резонансные частоты, находим

$$\omega_{-}^2 = c \frac{1}{L + M} \left(\frac{\rho}{l_C} - \frac{\rho^*}{l_R} \right), \quad (5.30)$$

$$\omega_{+}^2 = c \frac{1}{L - M} \left(\frac{\rho}{l_C} + \frac{\rho^*}{l_R} \right), \quad (5.31)$$

где знак «+» и «-» соответствует положительной и отрицательной собственной моде, соответственно, $c = 1 / \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ есть скорость света.

Электрическая поляризуемость. Рассмотрим поляризуемость би-спирального включения во внешних электрических и магнитных полях. Определим поляризуемости как коэффициенты, связывающие амплитуды приложенного поля и индуцированные электрические и магнитные дипольные моменты: $\mathbf{p} = \alpha_{ee} \mathbf{E}$, $\mathbf{m} = \alpha_{mm} \mathbf{H}$.

Во внешнем электрическом поле, направленном вдоль оси спирали, в би-спирали возбуждается только положительная мода во включении, и индуцируется только электрический дипольный момент. Токи в отдельных спиралях равны, и их можно найти как

$$I_1 = I_2 = \frac{l_R E}{Z_w + Z_l + Z_{ww} + Z_{ll}}. \quad (5.32)$$

Простое вычисление приводит к следующему соотношению для электрической поляризуемости би-спирали, нормированному на цилиндрический объем $V_0 = \pi a^2 l_R$, занимаемый включением:

$$\alpha_{ee} = 2 \frac{l_R I_1}{i \omega E} \frac{1}{\pi a^2} = \frac{2 l_R}{\pi a^2 (L - M)} \frac{1}{\omega_+^2 - \omega^2 + i \omega R / (L - M)}. \quad (5.33)$$

В приведенной выше модели упрощенной геометрии (модель «провод-петля») невозможно оценить электрическую поляризуемость би-спирали для отрицательной моды. Для этой цели рассмотрим реальные спиральные формы проводов. Разместим включение, как показано на рисунке 5.17 (**i**, **j** и **k** - единичные орты векторов). Тогда можем записать параметрические уравнения спиралей следующим образом:

$$\mathbf{R}_L(t) = \mathbf{i} f_1(t) + \mathbf{j} f_2(t) + \mathbf{k} f_3(t), \quad (5.34)$$

$$\mathbf{R}_R(t) = -\mathbf{i} f_1(t) + \mathbf{j} f_2(t) + \mathbf{k} f_3(t), \quad (5.35)$$

где \mathbf{R}_L и \mathbf{R}_R - радиус-векторы лево- и правозакрученной спирали, соответственно, $f_1(t) = a \sin(2\pi n t / l_R + \phi_1)$, $f_2(t) = a \cos(2\pi n t / l_R + \phi_1)$, $f_3(t) = t$, t - параметр $0 \leq t \leq l_R$, a и l_R - радиус и высота би-спирального включения, соответственно, n - количество витков спирали.

Рассмотрим собственные колебания би-спирали, соответствующие отрицательной моде. Распределение электрического заряда в спирали на отрицательной моде может быть записано в виде

$$\rho_L(z) = g(z), \quad (5.36)$$

$$\rho_R(z) = -g(z), \quad (5.37)$$

где функция $g(z)$ пропорциональна $\cos(\pi z / l)$. Следовательно, электрический дипольный момент би-спирали можно определить как

$$\mathbf{p} = \int_0^l (\mathbf{R}_L(t) \rho_L(t) + \mathbf{R}_R(t) \rho_R(t)) dt. \quad (5.38)$$

Из уравнений (5.34) - (5.37) электрический дипольный момент би-спирали может быть вычислен как

$$\mathbf{p} = 2\mathbf{i} \int_0^l f_1(t) \cdot g(t) dt. \quad (5.39)$$

Произведя интегрирование (5.39) можно получить окончательное выражение для электрического дипольного момента би-спирального включения

$$\mathbf{p} = K(\cos(\phi_1) + \cos(\phi_2)) \left(\frac{1}{2n+1} + \frac{1}{2n-1} \right) \mathbf{i}, \quad (5.40)$$

где K есть скалярный коэффициент, зависящий от геометрии проволочных спиралей и $\phi_2 = \phi_1 + 2\pi n$ (см. рисунок 5.17).

Из (5.40) можно сделать вывод, что возбуждаемое на отрицательной моде би-спиральное включение обладает электрическим дипольным моментом и направление этого момента перпендикулярно оси спирали. Величина электрического дипольного момента равна нулю, если число витков спирали является полуцелым числом ($n = 1,5; 2,5, \dots$) или если n является целым числом и $\phi_1 = \pi/2$. Значение поперечного электрического дипольного момента включения уменьшается при увеличении числа витков спирали. Можно ожидать наибольшего значения поперечного электрического дипольного момента би-спирали при $n = 1$ и $\phi_1 = 0$.

Магнитная поляризуемость. Когда би-спиральное включение находится во внешнем магнитном поле, направленном вдоль оси спирали, возбуждается отрицательная мода собственных колебаний, токи в спиральных текут в противоположных направлениях, магнитные диполи двух спиралей равны и направлены в одну сторону. Электрическая поляризуемость би-спирали в магнитных полях незначительна. Индуцированные токи в спиральных во внешнем магнитном поле

$$I_1 = -I_2 = \frac{-i\omega\mu_0\pi a^2 H}{Z_w + Z_l - Z_{ww} - Z_{ll}}, \quad (5.41)$$

и магнитная поляризуемость би-спирали (нормированная на объем V_0) следует отсюда в виде соотношения

$$\alpha_{mn} = 2 \frac{I_1 \mu_0}{l_R H} = \frac{2\pi a^2 \omega^2 \mu_0^2}{l_R (L+M)} \frac{1}{\omega_-^2 - \omega^2 + i\omega R / (L+M)}. \quad (5.42)$$

Интересно сравнить полученные выше результаты с результатами для одиночных спиралей (киральных рассеивателей) с таким же размером. Соответствующие соотношения для киральных элементов можно найти в [237], а результаты более подробного исследования были опубликованы в [231]. Отсюда следует, что резонансное значение магнитной поляризуемости некиральной системы из двух спиралей (би-спирали) в два раза больше, чем у одиночной спирали. То же самое относится и к электрической поляризуемости. Однако наиболее важно, что для одиночных спиралей как «электрический», так и «магнитный» резонансы возникают при

одной и той же резонансной частоте. Два резонанса в некиральных системах двух взаимодействующих спиралей (би-спиралях) имеют разные частоты.

Обсуждение.

Для того, чтобы продемонстрировать влияние компенсированных би-спиральных включений на свойства композита рассмотрим следующее выражение

$$\Delta \mu = N \frac{\alpha_{mm}}{\mu_0}, \quad \Delta \varepsilon = N \frac{\alpha_{ee}}{\varepsilon_0}, \quad (5.43)$$

которое показывает различие между эффективными материальными параметрами композита и параметрами слабо наполненного композита. Здесь, N есть объемная концентрация включений. За объем отдельного включения принимаем объем V_0 цилиндра, который включает в себя отдельное включение (би-спираль). В частности, исследуем отношение

$$\frac{\Delta \mu'}{\Delta \varepsilon'} = \frac{1}{(120\pi)^2} \frac{\alpha'_{mm}}{\alpha'_{ee}}, \quad (5.44)$$

где штрихи обозначают действительную часть комплексных чисел.

Типичное частотное поведение этого соотношения показано на рисунке 5.19. Здесь сравниваем это соотношение (5.44) для компенсированных спиралей (красная кривая) с тем же соотношением для изотропных смесей киральных спиралей (одиночных лево и правозакрученных спиралей – синяя кривая) одинакового типоразмера. Из представленной зависимости можно заметить, что на частотах ниже резонанса отрицательной моды (магнитного резонанса, или *анти*-резонанса), некиральный композит из би-спиралей является искусственным магнетиком, относительная магнитная проницаемость которого превышает его диэлектрическую проницаемость (в предположении, что включения находятся в свободном пространстве). Между двумя резонансами композит из би-спиралей является диамагнетиком и его диэлектрическая проницаемость увеличивается с частотой. При резонансе положительной моды (электрический резонанс) диэлектрическая проницаемость приобретает большие значения.

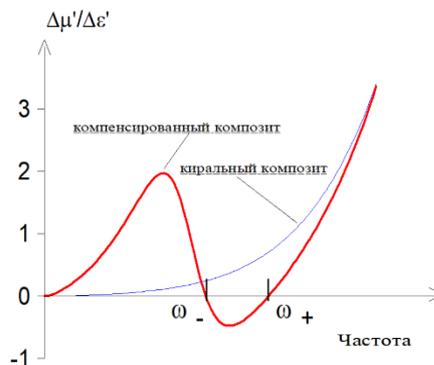


Рисунок 5.19 – Типовая частотная зависимость отношения $\Delta \mu' / \Delta \varepsilon'$ для различных композитов

Следует отметить, что для изотропных смесей одиночных спиралей, как магнитная, так и диэлектрическая проницаемость пропорциональны одинаковому резонансному фактору, а их отношение (при обычных частотах) следует простому квадратичному закону: $\Delta\mu'/\Delta\varepsilon' \approx k^2\pi^2 a^4/l^2$.

Индукированный магнитный дипольный момент би-спирали во внешних магнитных полях удваивается по сравнению с одиночной спиралью, а электрический дипольный момент мал при этих частотах, поскольку резонансы магнитной и диэлектрической проницаемости возникают на разных частотах. Это может помочь обеспечить более высокие значения эффективной магнитной проницаемости композита с би-спиралями без увеличения его эффективной диэлектрической проницаемости.

5.3.2 Отдельные би-спиральные включения: технология изготовления и исследование на СВЧ методом малых возмущений

Би-спиральные включения получают путем наклеивания металлической изолированной проволоки на поливинилхлоридную (ПВХ) трубку диаметром D с малой диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon' \approx 4$) и малыми диэлектрическими потерями ($tg\delta \approx 0,01$) на СВЧ. Материалом проволоки является сплав с высоким удельным сопротивлением (нихром, манганин), диаметр проволоки составляет 50 мкм. Параметры исследуемых би-спиральных включений представлены в таблице 5.3, где D - диаметр спирали, n - число витков, h - шаг спирали, ϕ_1 и ϕ_2 - начальные углы би-спиралей (рисунок 5.17).

Таблица 5.3 – Параметры би-спиральных включений

Номер образца	D , мм	n	h , мм	ϕ_1 , град	ϕ_2 , град
N1	2	2	1	0	0
N2	2	1,25	2	0	90

Очевидно, би-спиральное включение обладает анизотропными электромагнитными свойствами, электрическая и магнитная поляризуемость таких частиц являются тензорными величинами. В эксперименте измеряли диагональные компоненты электрической $\alpha_{ee}^{ii} = (\alpha_{ee}^{ii})' - i(\alpha_{ee}^{ii})''$ и магнитной $\alpha_{mm}^{ii} = (\alpha_{mm}^{ii})' - i(\alpha_{mm}^{ii})''$ поляризуемости би-спирали, где $\alpha_{ee}^{ii} = p_i / (E_i V_0)$, $\alpha_{mm}^{ii} = m_i / (H_i V_0)$, \mathbf{p} и \mathbf{m} – электрический и магнитный моменты включения во внешних электрических \mathbf{E} и магнитных \mathbf{H} полях, соответственно, $i = x, y, z$. Результаты измерений

отдельных компонент магнитной α_{mm}^{zz} и электрической α_{ee}^{xx} поляризуемостей би-спирального включения N1 в S-диапазоне частот показаны на рисунке 5.20.

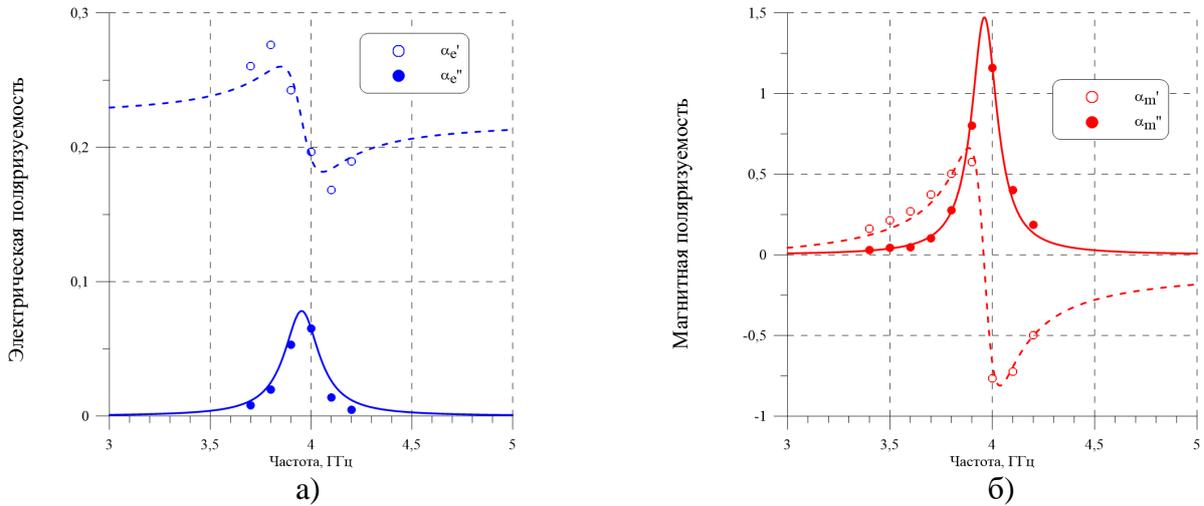


Рисунок 5.20 – Частотные зависимости электрической α_{ee}^{xx} (а) и магнитной α_{mm}^{zz} (б) поляризуемости би-спирального включения N1 (точки – экспериментальные значения, кривые – функции аппроксимации (5.46) (а) и (5.45) (б))

Обе измеренные диэлектрическая и магнитная поляризуемости би-спирального включения N1 имеют частотные дисперсии резонансного типа в окрестности резонансной частоты отрицательной моды собственных колебаний в соответствии с теоретическими предсказаниями. Включение N1 обладает незначительными величинами компонент магнитной поляризуемости α_{mm}^{xx} и α_{mm}^{yy} , которые не могут быть определены из-за существующих ошибок измерений. Малые значения компонент электрической поляризуемости $(\alpha_{ee}^{zz})' \approx 0,2$, $(\alpha_{ee}^{zz})'' \approx 0,005$ и $(\alpha_{ee}^{yy})' \approx 0,12$, $(\alpha_{ee}^{yy})'' \approx 0,003$ не обладают сколь-нибудь значимой частотной дисперсией в рабочем диапазоне частот.

К сожалению, не было возможности измерить поляризуемости исследуемого включения N1 вблизи резонансной частоты положительной моды собственных колебаний. Резонансная частота положительной моды включения N1 находится в X- диапазоне частот, где размер резонансной полости оказывается настолько малым, что невозможно применить метод малых возмущений для этого конкретного включения.

Экспериментальные результаты измерения магнитной α_{mm}^{zz} и электрической α_{ee}^{xx} поляризуемости би-спирального включения N1 могут быть аппроксимированы следующими дисперсионными функциями, используя симплекс-процедуру:

$$\alpha_{mm}^{zz}(f) = A \frac{V_{0m}}{f_{0m}} \frac{f^2}{f_{0m}^2 - f^2 + iV_{0m}f}, \quad (5.45)$$

$$(5.46)$$

$$\alpha_{ee}^{xx}(f) = \alpha_{ee}^{xx0} + B \frac{f_{0e} V_{0e}}{f_{0e}^2 - f^2 + iV_{0e}f},$$

где f_{0m} и f_{0e} - есть резонансные частоты магнитной и электрической моды, соответственно, A и B – амплитуды этих резонансов, V_{0m} и V_{0e} - полуширины резонансных кривых, α_{ee}^{xx0} - предельная электрическая поляризуемость включения на бесконечной частоте.

5.3.3 Планарные композитные материалы, содержащие би-спиральные включения

Би-спиральные включения могут быть перспективными объектами для создания КМ, обладающих искусственными магнитными свойствами на СВЧ. Для измерений параметров КМ были изготовлены два композитных плоских образца размерами 160×160 мм, содержащих би-спиральные включения типа N1 (образец N1) и типа N2 (образец N2) (параметры включений см. в таблице 5.3), проявляющие резонансные магнитные свойства в S - и X -диапазонах частот, соответственно. Толщина обоих образцов составляет $d = 2,7$ мм. Композитные образцы изготовлены путем относительно равномерного размещения включений на тонких бумажных подложках. Оси всех би-спиральных включений параллельны плоскости образца. Таким образом, исследуемые образцы изотропны в плоскости образца. Включения приклеены друг к другу клеем, который имеет минимальные потери на СВЧ. Объемная концентрация включений в обоих композитных образцах примерно равна 50%. Эта величина представляет собой отношение объема образца к общему объему всех включений, содержащихся в образце.

Для определения эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости исследуемых плоских образцов использовалась модернизированная квазиоптическая установка [238], см. главу 1. Эта установка позволяет измерять комплексные КО и КП плоских образцов с надлежащей точностью. Измеряя КП образца, КО образца и КО образца на металлической подложке и зная толщину образца, можно рассчитать эффективную диэлектрическую и магнитную проницаемость исследуемого материала. Возможность адекватного описания объемных композитов, содержащих различные случайно ориентированные включения эффективными параметрами, была исследована ранее в ряде работ [205, 237]. Достоверность описания однослойных плоских композитов эффективными параметрами диэлектрической и магнитной проницаемости является предметом настоящего исследования. Исследование этого вопроса проведем для композитного образца N2 в X -диапазоне (в этом случае ошибки измерения минимальны), используя пары различных измерений.

Экспериментальные значения измеренных комплексных параметров ε и μ композитного образца N2 представлены на рис. 5.21. Они рассчитываются на основе измеренных параметров

S -матрицы: КО образца S_{11} , КО образца на металлической подложке S_{11}^{sc} и КП S_{21} . Значения ε и μ могут быть извлечены из любой пары параметров S -матрицы рассеяния - (S_{11}, S_{11}^{sc}) , (S_{11}, S_{21}) или (S_{11}^{sc}, S_{21}) . Эти значения оказываются близкими друг к другу в пределах точности измерения. Используя симплексную процедуру, экспериментальные данные комплексной эффективной магнитной и диэлектрической проницаемости образца хорошо описываются дисперсионными функциями (которые аналогичны функциям (5.45) - (5.46)):

$$\mu(f) = 1 + \frac{A_1 f^2 \nu_{1m} / f_{1m}}{f_{1m}^2 - f^2 + i \nu_{1m} f}, \quad (5.47)$$

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_0 + \sum_{k=1}^N \frac{B_k f_{ke} \nu_{ke}}{f_{ke}^2 - f^2 + i \nu_{ke} f}, \quad (5.48)$$

где f_{1m} and f_{ke} - собственные частоты магнитной и электрической мод, A_1 and B_k - амплитуды соответствующих резонансов, ν_{1m} и ν_{ke} - полуширины резонансных кривых, ε_0 - высокочастотный предел диэлектрической проницаемости образца. В данном случае важен только один резонанс, поэтому положим $N=1$.

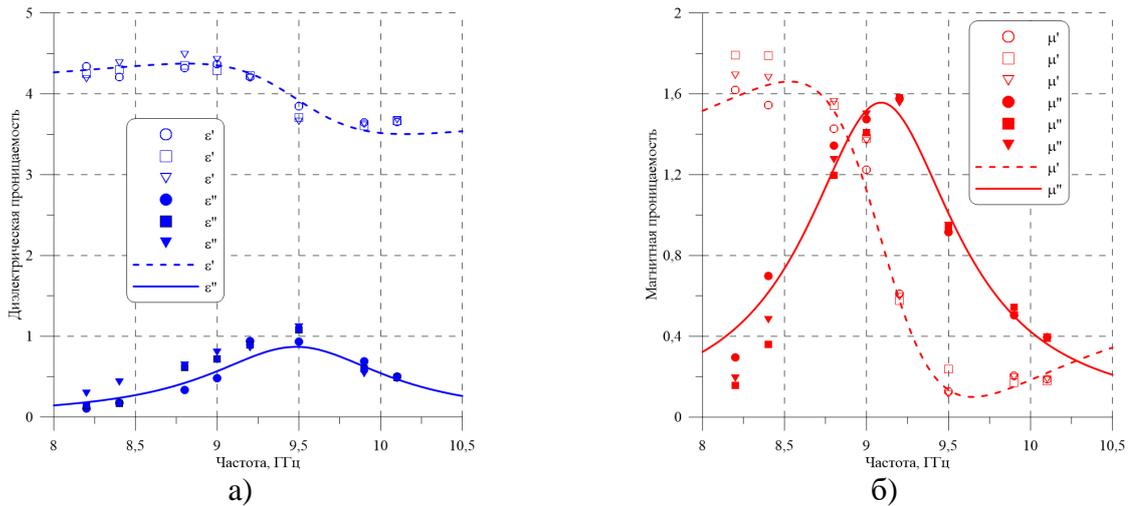


Рисунок 5.21 - Экспериментальные значения эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца N2, вычисленные по трем парам S -параметров: $\circ \bullet$ — (S_{11}, S_{11}^{sc}) , $\square \blacksquare$ — (S_{11}, S_{21}) , $\nabla \blacktriangledown$ — (S_{11}^{sc}, S_{21}) , кривые – функции аппроксимации (5.48) (а) и (5.47) (б)

Кроме измерений S -параметров использовался другой метод экспериментального исследования корректного описания листовых композитов комплексными эффективными параметрами ε и μ . Это метод основан на измерении комплексного КО R образца, за которым расположена металлическая пластина в свободном пространстве. Расстояние l между образцом и металлической пластиной изменялось в процессе измерения. Зависимость модуля и фазы КО R от расстояния l для композитного образца N2 показана на рисунке 5.22 (частота сигнала $f = 9,05$ ГГц).

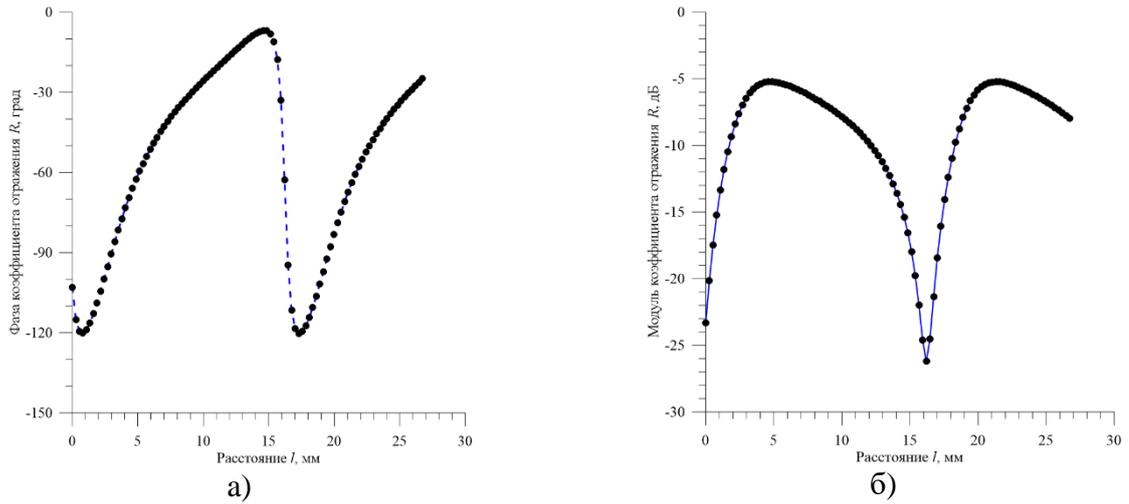


Рисунок 5.22 – Зависимость фазы (а) и модуля (б) КО R от расстояния l между образцом N2 и металлической пластиной

Экспериментальные значения КО R (точки на рисунке 5.22) при различных расстояниях l аппроксимированы следующим выражением [63]:

$$R = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1}, \quad (5.49)$$

$$Z_{in} = i \frac{\tan(k_1 l) + Z_2 \tan(k_2 d)}{Z_2 - \tan(k_1 l) \tan(k_2 d)}, \quad (5.50)$$

где $k_1 = 2\pi / \lambda$, $k_2 = 2\pi \sqrt{\varepsilon \mu} / \lambda$, и λ - длина волны в свободном пространстве. Аппроксимация зависимости КО произведена при следующих параметрах: $\varepsilon' = 4,15$, $\varepsilon'' = 0,66$, $\mu' = 1,31$, $\mu'' = 1,60$, которые согласуются с параметрами, определенными из измерений S -параметров (см. рисунок 5.21). Таким образом, можно сделать вывод, что описание КМ с включениями из проволочных би-спиралей параметрами ε и μ является физически обоснованным.

Модовая структура эффективных параметров планарных композитов с проволочными би-спиральями

Частотные зависимости эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости планарных композитных образцов N1 и N2 представлены на рисунках 5.23 и 5.24, соответственно. Точками на графиках представлены экспериментальные значения диэлектрической и магнитной проницаемости, линиями – функции аппроксимации экспериментальных данных. Экспериментальные данные ε аппроксимированы функцией (5.48) для случая $N=2$. Экспериментальные данные μ аппроксимированы функцией (5.47).

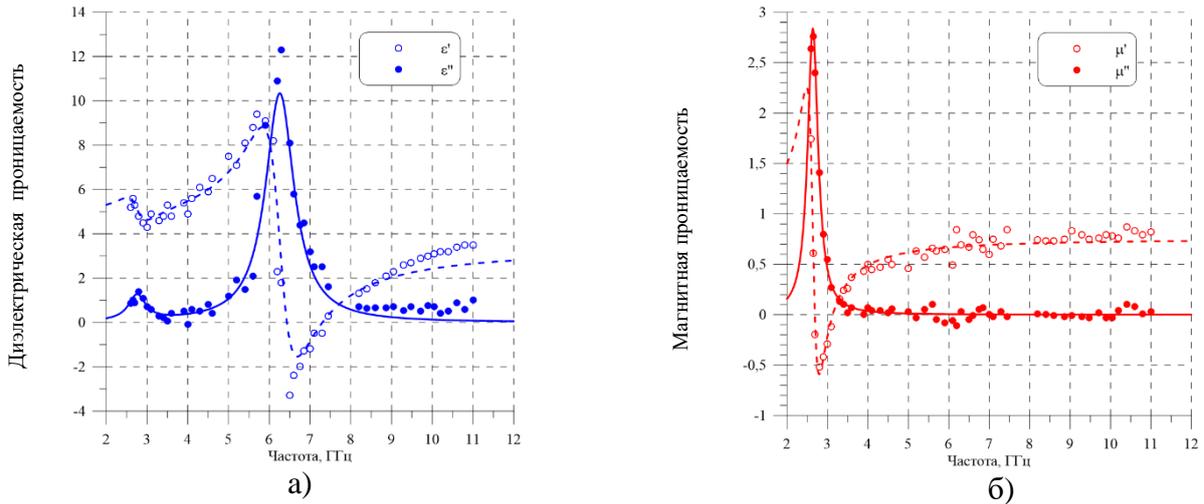


Рисунок 5.23 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической ε (а) и магнитной μ (б) проницаемости композитного образца N1

Эти дисперсионные функции демонстрируют, что оба композитных образца обладают одним магнитным и несколькими электрическими резонансами в рабочем диапазоне частот от 2 до 12 ГГц. Частота низкочастотного электрического резонанса близка к частоте магнитного резонанса. Эти резонансы связаны с возбуждением колебаний в отдельных би-спиралях на отрицательной моде. Экспериментальный факт, что частота отрицательной моды в плоском композитном образце отличается от той же частоты в отдельном включении связан с взаимодействием включений в композите. Отличие в значениях частот электрического и магнитного резонанса на отрицательной моде плоского образца вызвано той же причиной. Частота второго электрического резонанса в плоском образце выше, чем частота магнитного резонанса, который связан с возбуждением би-спиральных включений на положительной моде колебаний.

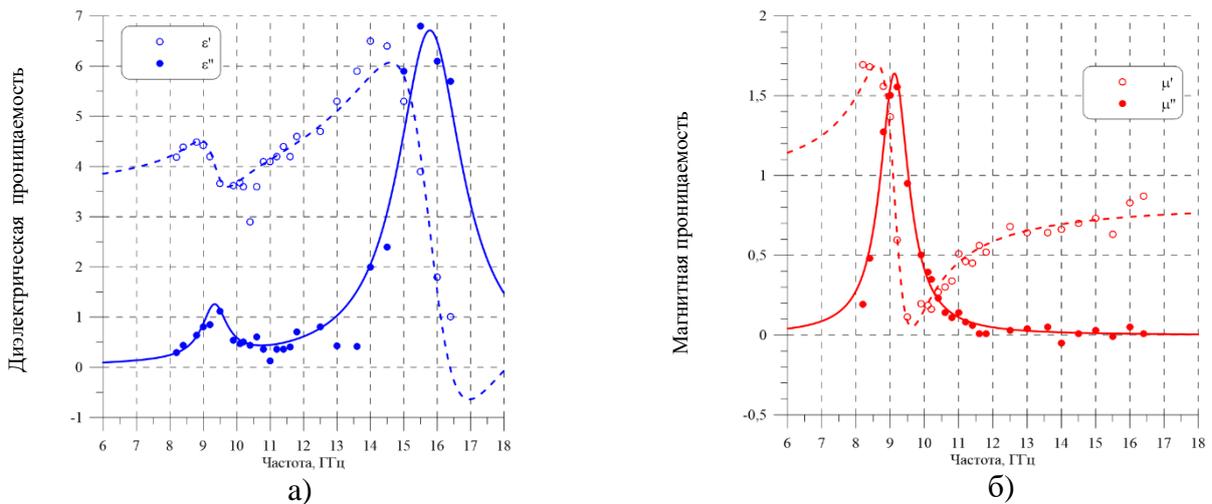


Рисунок 5.24 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической ε (а) и магнитной μ (б) проницаемости композитного образца N2 (точки – экспериментальные значения, кривые – функции (5.48) (а) и (5.47) (б))

Для того, чтобы исследовать вклады электрических и магнитных моментов отдельных включений, возбуждаемых на различных модах, в эффективные параметры композитного образца более детально, был изготовлен специальный модельный плоский образец N3. В этом образце би-спиральные включения расположены на тонкой диэлектрической подложке таким образом, что оси всех спиралей параллельны. Таким образом, модельный образец N3 является анизотропным в плоскости образца. Толщина модельного образца N3 составила 2,7 мм, объемная концентрация включений в образце N3 около 55%.

Эффективные значения диэлектрической ε и магнитной μ проницаемости плоского модельного образца N3 определялись из комплексных КО образца и КО образца, расположенного на металлической подложке в свободном пространстве. Т.к. композитный образец N3 анизотропен в плоскости образца, измерения эффективных параметров образца производились для двух ориентаций образца относительно вектора магнитного поля падающей ЭМВ. В первом случае, оси би-спиралей параллельны вектору магнитного поля \mathbf{H} (H -поляризация), во втором случае, они перпендикулярны вектору \mathbf{H} (E -поляризация). Результаты измерений эффективных комплексных проницаемостей в диапазоне частот от 2,5 до 18 ГГц для модельного образца N3 для H -поляризации представлены на рисунке 5.25, для случая E -поляризации – на рисунке 5.26. Экспериментальные данные ε аппроксимированы функцией (5.48) для случая $N=2$. Экспериментальные данные μ аппроксимированы функцией (5.47).

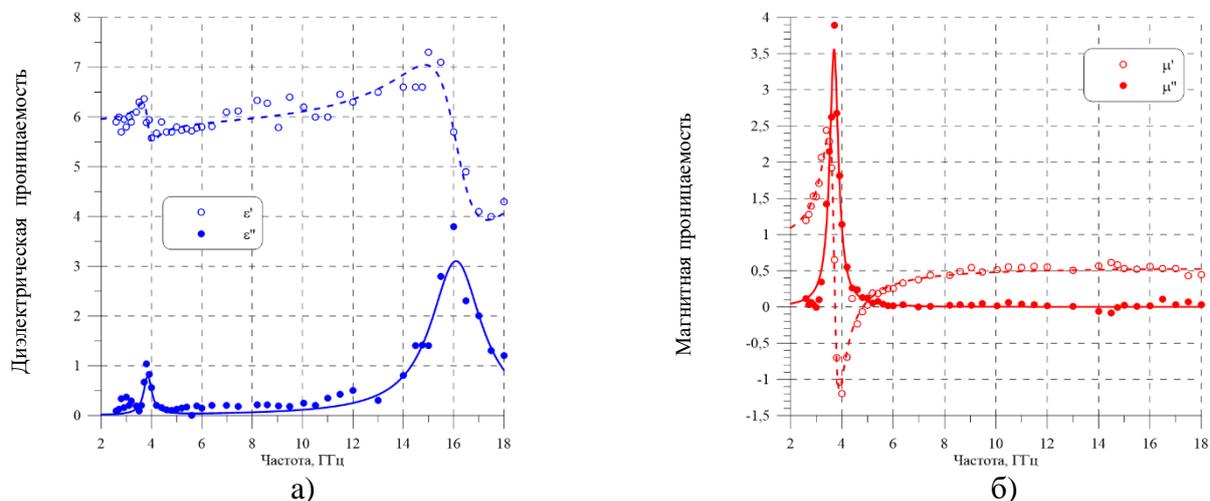


Рисунок 5.25 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической ε (а) и магнитной μ (б) проницаемости композитного модельного образца N3 для случая H -поляризации ЭМВ

Результаты, представленные на рисунке 5.25, показывают, что когда вектор магнитного поля ЭМВ направлен вдоль оси би-спиралей, то в образце N3 существуют оба резонанса частотной зависимости μ и ε с резонансными частотами близкими друг другу. Экспериментальные результаты показывают, что би-спираль, возбужденная на отрицательной моде, имеет как магнитный дипольный момент, направленный вдоль, так и электрический

дипольный момент, перпендикулярный оси спирали. Эти дипольные моменты вносят вклад в эффективную диэлектрическую и магнитную проницаемость образца N3. Таким образом, экспериментальные результаты находятся в хорошем согласии с теоретическими выкладками о существовании ненулевого поперечного электрического дипольного момента для би-спирали, имеющей два витка и начальные углы намотки $\phi_1 = \phi_2 = 0$, когда она возбуждена на отрицательной моде собственных колебаний. Резонанс частотной зависимости ε может быть связан с возбуждением одной из высших электрических мод би-спирали.

Экспериментальные результаты измеренных значений комплексной диэлектрической проницаемости ε композитного модельного образца N3 для E -поляризации (рисунок 5.26) аппроксимированы функцией (40) для случая $N = 1$. Значения эффективной магнитной проницаемости образца N3 в случае E -поляризации близки к $\mu = 1 - i0$ во всем рабочем диапазоне частот.

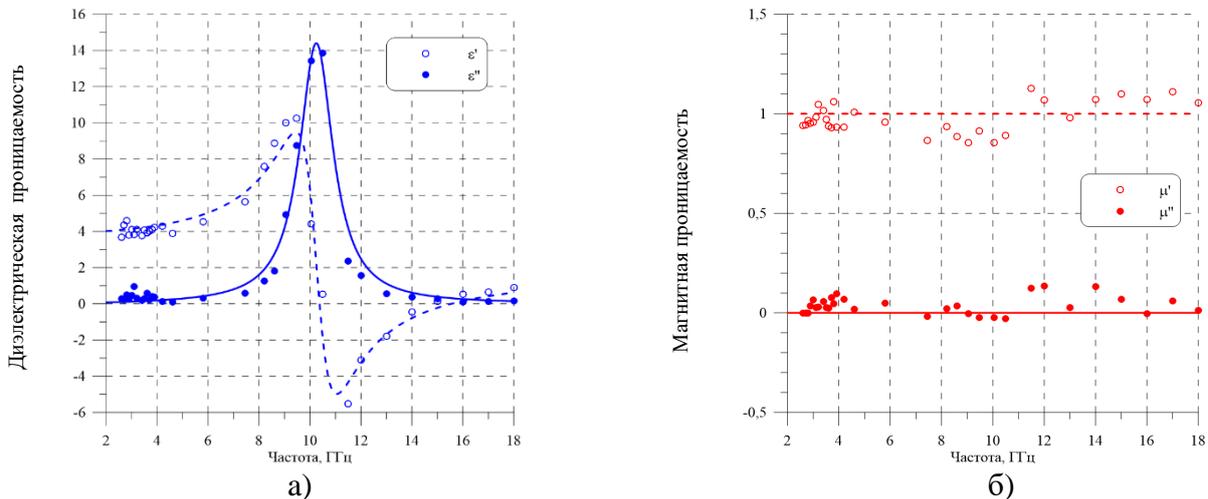


Рисунок 5.26 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической ε (а) и магнитной μ (б) проницаемости композитного модельного образца N3 для случая E -поляризации (точки – экспериментальные значения, кривые – функции (5.48) (а) и (5.47) (б))

Экспериментальные данные, представленные на рисунке 5.26, показывают, что в случае, когда вектор электрического поля параллелен оси би-спирали, то отдельные включения возбуждаются на положительной моде, вызванной только электрическими дипольными моментами. Этот электрический дипольный момент направлен вдоль оси би-спирали и вносит вклад в эффективную диэлектрическую проницаемость образца. В этом случае какие-либо эффективные магнитные свойства образца N3 обнаружены не были. Точность этого обнаружения была ограничена точностью измерений. Следовательно, отдельные би-спиральные включения в этом случае не обладают сколь-нибудь значимым поперечным магнитным дипольным моментом.

Заключение

Таким образом, суммируя вышесказанное, можно утверждать, что предложен новый тип включений для изготовления искусственных магнетиков для СВЧ приложений, который исследован с использованием резонаторных методов. Изготовлены и измерены новые планарные КМ с би-спиральными включениями. В особенности, частотная дисперсия диэлектрической и магнитной проницаемости ММ с би-спиралями, физически означающая гомогенизацию материальных параметров ММ, и анизотропия электромагнитного отклика ММ проанализированы в деталях. Для объяснения наблюдаемых эффектов в ММ была предложена подходящая аналитическая модель ММ. Эта модель помогла понять структуру возбуждаемых в ММ мод и частотное поведение микроволнового отклика.

Материалы данного параграфа опубликованы в работе [287].

5.4 Оптимизация параметров проволочных би-спиральных включений

Зависимость магнитной поляризуемости би-спирали от диаметра провода

Для исследования зависимости магнитной поляризуемости би-спирали от диаметра провода были изготовлены би-спиральные включения из медного провода различного диаметра (диаметр спирали составлял $D = 2$ мм, число витков $n = 2$ с шагом намотки $h = 1$ мм). На рисунке 5.27 представлены частотные зависимости магнитной поляризуемости би-спиралей с диаметром провода (а) - 70 мкм, (б) – 150 мкм и (в) - 200 мкм. Как следует из рисунка 5.27 с увеличением диаметра провода наблюдается значительное увеличение амплитуды магнитной поляризуемости – практически по линейному закону (рисунок 5.28а) и добротности магнитного резонанса би-спирали (рисунок 5.28б).

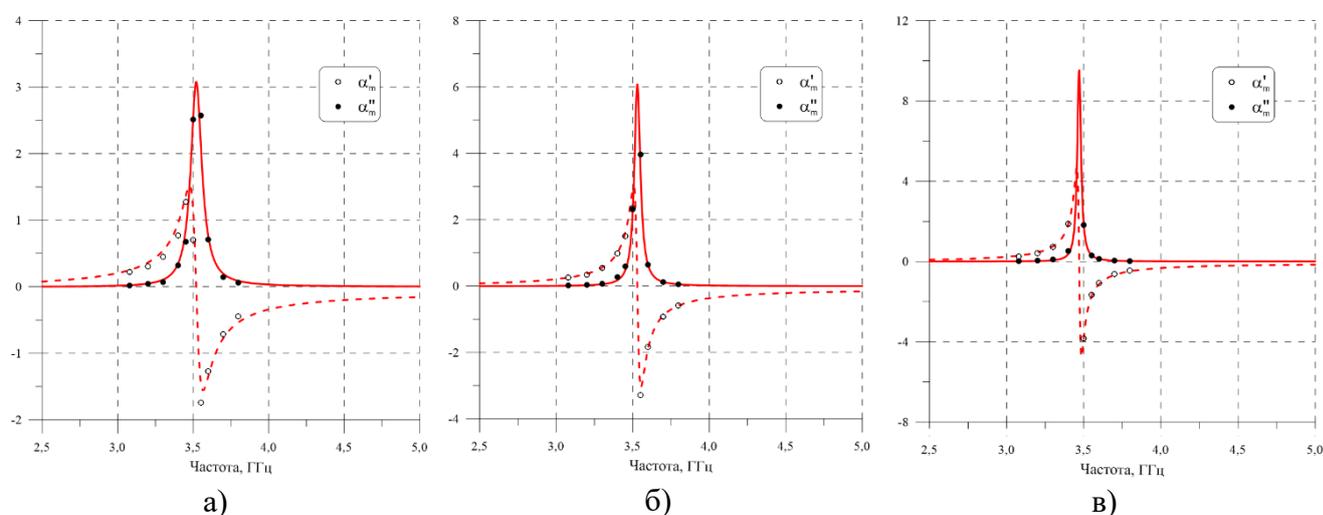


Рисунок 5.27 – Частотные зависимости магнитной поляризуемости медной би-спирали для различного диаметра провода: (а) - 70 мкм, (б) – 150 мкм и (в) – 200 мкм (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимация функцией (5.45))

Однако, при этом, магнитная эффективность медной би-спирали практически не зависит от диаметра провода спирали (рисунок 5.28б) при диаметре провода больше 0,07 мм и приближается к предельному значению (около единицы) для искусственного магнетика. Заметим, что магнитная эффективность для отдельного включения отличается от магнитной эффективности планарного композитного образца в 4π раз, т.к. $\mu = 1 + 4\pi\alpha_m$.

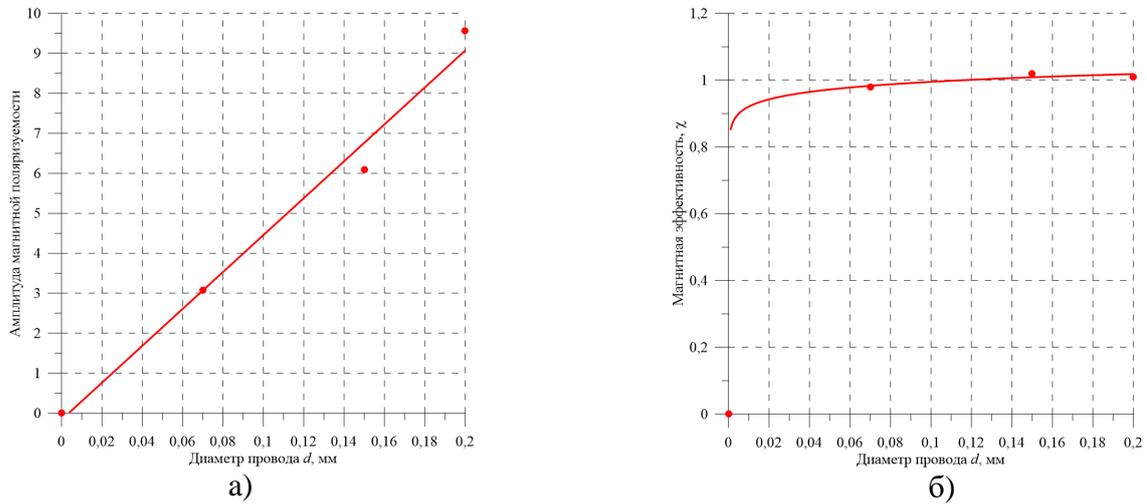


Рисунок 5.28 – Зависимости амплитуды магнитной поляризуемости (а) и магнитной эффективности (б) медной би-спирали от диаметра провода

Зависимость магнитной поляризуемости би-спирали от шага спирали

Для исследования зависимости магнитной поляризуемости би-спирали от шага спирали были изготовлены би-спиральные включения из нихромового провода диаметром $2r_0=50$ мкм, намотанного на ПВХ трубке диаметром $D=2$ мм [239]. Би-спирали имели $n=2$ витка провода с шагом намотки h от 0,05 мм (намотка виток к витку) до 2,0 мм. Частотные зависимости магнитной поляризуемости би-спиралей приведены на рисунке 5.29, для шага спирали (а) – 0,05 мм, (б) – 0,5 мм, (в) – 0,7 мм, (г) – 1,0 мм, (д) – 1,5 мм и (е) – 2,0 мм. Как следует из рисунка 5.29 амплитуда магнитной поляризуемости би-спирали увеличивается при уменьшении шага h спирали, при этом значение добротности магнитного резонанса практически не зависит от шага спирали.

На рисунке 5.30а представлена зависимость амплитуды магнитной поляризуемости би-спирали из нихромового провода от шага спирали, на рисунке 5.30б – зависимость магнитной эффективности χ би-спирали от шага h спирали. Обе последние зависимости от шага спирали имеют нелинейный (логарифмический) вид. Значительное превышение выше единицы магнитной эффективности би-спирали с минимальным шагом $h=0,05$ мм связано с тем фактом, что нормировка значений магнитной поляризуемости би-спирали производится на физический объем би-спирали, который может быть значительно меньше фактического объема, занимаемого

полями рассеяния би-спирали. С увеличением шага спирали при $h \rightarrow \infty$ амплитуда магнитной поляризуемости и магнитная эффективность би-спирали асимптотически стремятся к нулю, т.к. би-спираль вырождается в полуволновой электрический диполь, не обладающий магнитными свойствами.

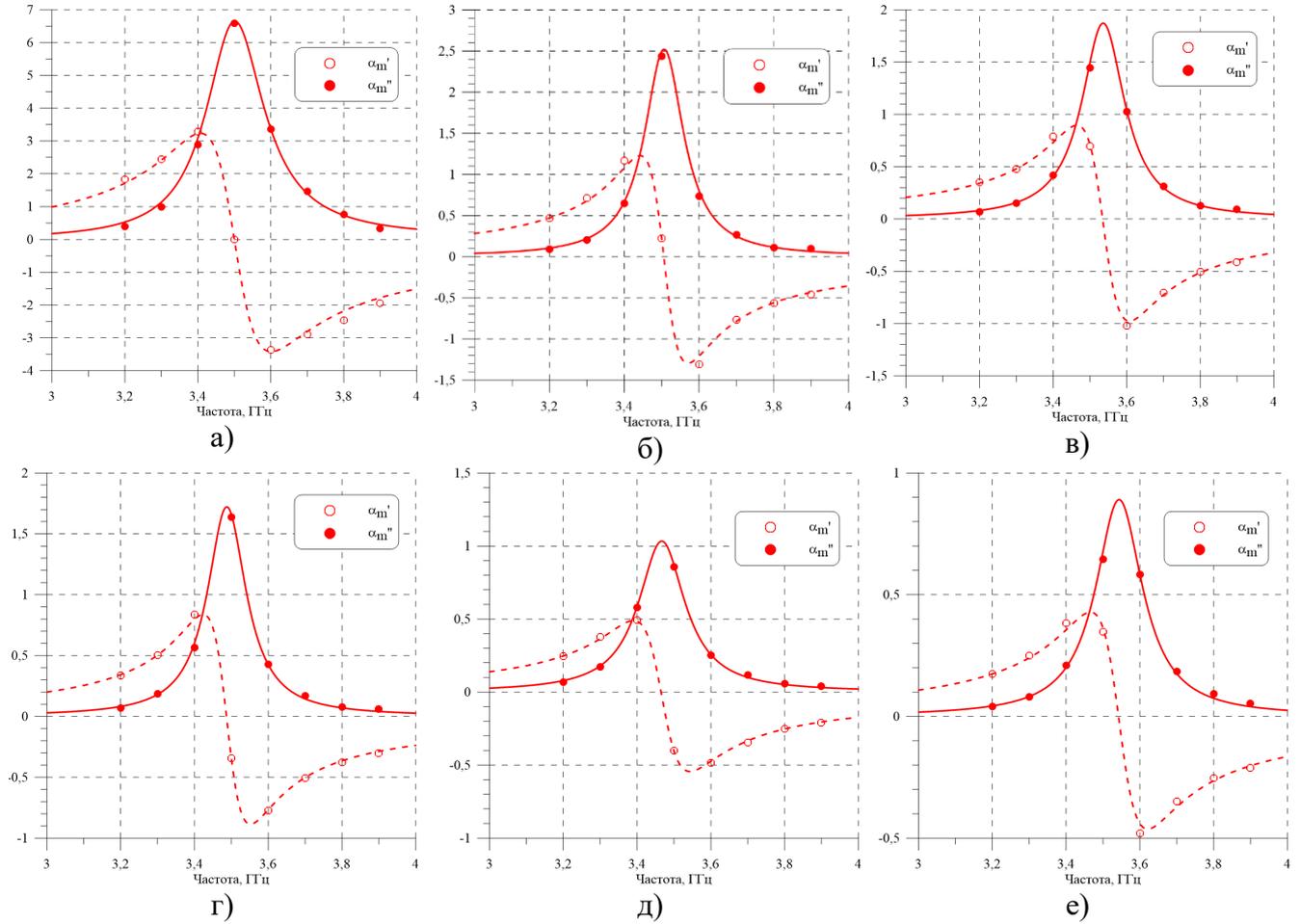


Рисунок 5.29 – Частотные зависимости магнитной поляризуемости би-спирали из нихромового провода для различного шага спирали: (а) – 0,05 мм, (б) – 0,5 мм, (в) – 0,7 мм, (г) – 1,0 мм, (д) – 1,5 мм и (е) – 2,0 мм (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимация функцией (5.45))

При стремлении шага намотки $h \rightarrow 0$ провода спиралей амплитуда магнитной поляризуемости и магнитная эффективность би-спирали стремятся к бесконечности из-за стремления физического объема би-спирали к нулю.

Для создания плоского изотропного композитного материала с максимальной плотностью би-спиралей, имеющего максимальные магнитные свойства, необходимым условием является требование равенства диаметра и длины би-спирали. Для используемых в настоящем эксперименте нихромовых би-спиралей, это условие соответствует шагу намотки $h=1,0$ мм, для которого магнитная эффективность би-спирали составляет величину $\chi = 0,75$, что не превышает предельного значения $\chi \approx 1,00$, наблюдаемого для медных би-спиралей с аналогичными

параметрами намотки спиралей, представленных в предыдущем разделе 5.3.3. Последнее обстоятельство отражает рост магнитной эффективности би-спирали с увеличением проводимости проводника.

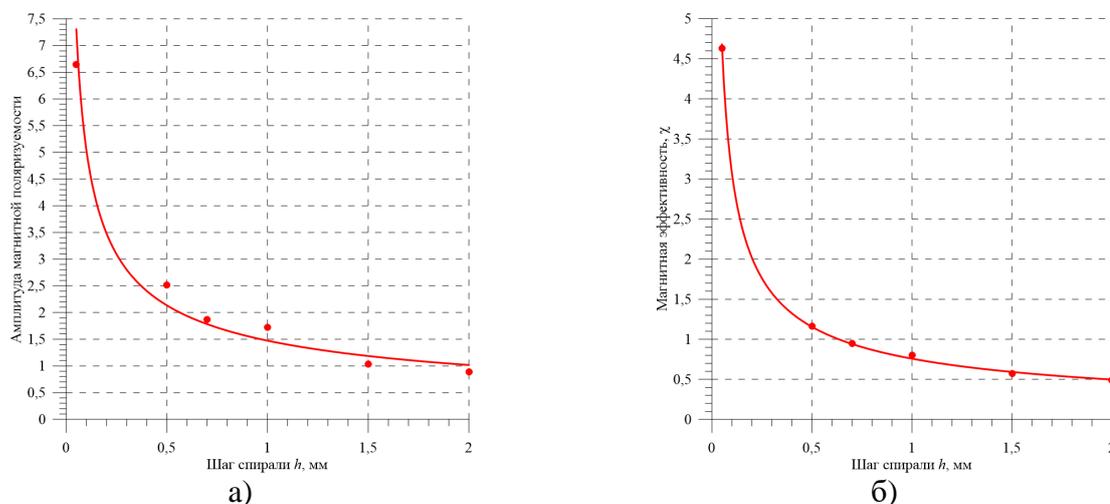


Рисунок 5.30 – Зависимости амплитуды магнитной поляризуемости (а) и магнитной эффективности (б) проволочной би-спирали из нихромового провода от шага спирали

Спиральные включения типа «улитка» и «рулет»

Как следует из предыдущего параграфа максимальной амплитудой магнитной поляризуемости и магнитной эффективности обладает би-спираль с нулевым шагом намотки. Исследуем параметры магнитной поляризуемости цилиндрического включения типа «улитка», состоящего из системы одиночных проволочных нихромовых спиралей, намотанных вокруг одной оси с зазором $t=0,5$ мм друг от друга (рисунок 5.31). Также как и в предыдущем параграфе здесь выбран диаметр намотки $D = 2$ мм с нихромовым проводом диаметром $2r_0 = 50$ мкм.

На рисунке 5.32 представлены частотные зависимости магнитной поляризуемости включения типа «улитка» от количества N одиночных спиралей, входящих в состав включения (рисунок 5.32, а – $N=2$, б – $N=3$, в – $N=5$, г – $N=10$, д – $N=15$, е – $N=20$). Как следует из представленных графиков максимальная магнитная поляризуемость включения типа «улитка» снижается с увеличением количества спиралей в «улитке» (рисунок 5.33).

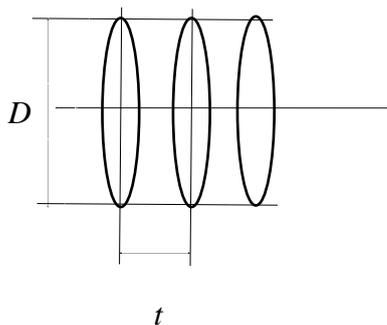


Рисунок 5.31 – Цилиндрическое проволочное включение типа «улитка», состоящее из трех спиралей с нулевым шагом с зазором t друг от друга

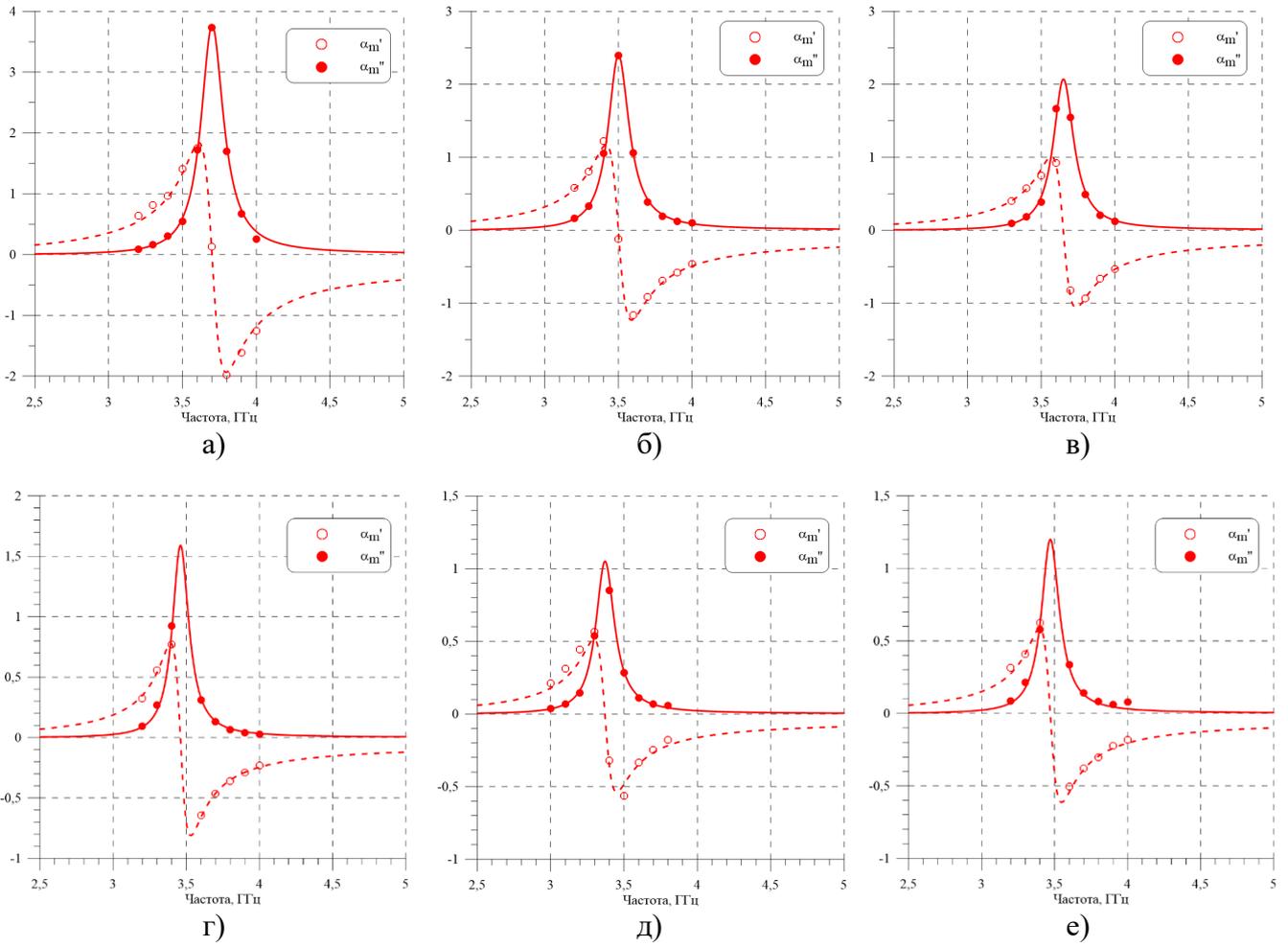


Рисунок 5.32 – Частотная зависимость магнитной поляризуемости включения типа «улитка» из нихромового провода с зазором 0,5 мм для различного количества N спиралей: (а) - $N=2$, (б) - $N=3$, (в) - $N=5$, (г) - $N=10$, (д) - $N=15$ и (е) - $N=20$ (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимация функций (5.45))

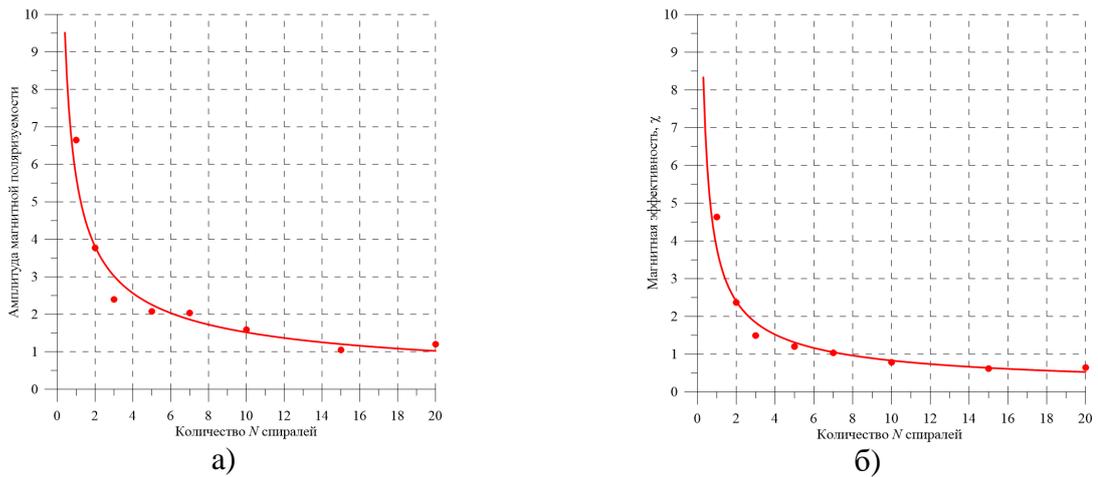


Рисунок 5.33 – Зависимость амплитуды магнитной поляризуемости (а) и магнитной эффективности (б) включения типа «улитка» от количества N спиралей

Как следует из графиков, представленных на рисунке 5.33 магнитная эффективность включения типа «улитка» достигает предельных значений $\chi \approx 1,00$ при количестве спиралей

$N=6-7$, что соответствует длине включения примерно равным диаметру спирали и соответствует максимально возможной плотной упаковке таких включений в изотропном КМ. При увеличении количества спиралей во включении $N>7$ магнитная эффективность включения типа «улитка» монотонно снижается.

Таким образом, для включения типа «улитка» оптимальным является выполнение условия соразмерности длины и диаметра включения, аналогично, как и для компенсированной би-спирали с различным шагом намотки (см. раздел 5.3.3). Можно считать, что для таких равновеликих включений процессы размагничивания в спиральном включении минимальны.

Основываясь на полученном экспериментальном опыте, рассмотрим еще один возможный вариант простых в изготовлении искусственных магнитных включений типа «рулет» (рисунок 5.34), представляющих собой скрутку из ламинированной изолированной алюминиевой фольги, диаметр внутренней скрутки «рулета» $2b=2$ мм, внешней скрутки $2a=2.3$ мм, ширина скрутки $s=2.5$ мм.

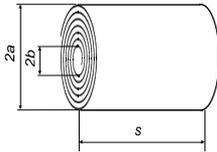


Рисунок 5.34 – «Рулет» из ламинированной алюминиевой фольги

Частотная зависимость магнитной поляризуемости включения из ламинированной алюминиевой фольги приведена на рисунке 5.35, магнитная эффективность одиночного включения составляет $\chi \approx 3,56$, что примерно в 3 раза превышает магнитную эффективность соразмерного спирального включения типа «улитка» из медного или нихромового провода. Последнее обстоятельство обусловлено как высокой добротностью, так и амплитудой резонанса, за счет более эффективного возбуждения включения магнитным полем.

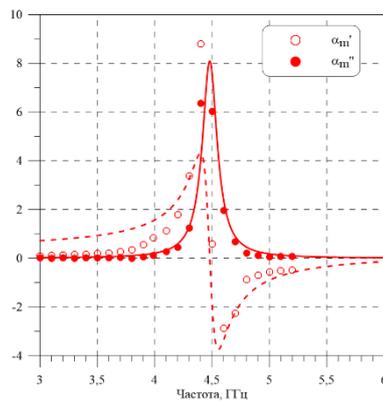


Рисунок 5.35 – Частотная зависимость магнитной поляризуемости одиночного «рулета» из ламинированной алюминиевой фольги (точки – экспериментальные значения, кривые – аппроксимация функцией (5.45))

Планарные КМ, изготовленные из таких «рулетов» из алюминиевой фольги, демонстрируют высокие резонансные магнитные потери, особенно для анизотропного варианта образца. На рисунке 5.36 представлены частотные зависимости эффективной диэлектрической (a) и магнитной (b) проницаемости для изотропного планарного КМ с плотной упаковкой

«рулетов» с осями ортогональными векторам электрического и магнитного поля (в равных концентрациях). Изотропный образец из рулетов обладает практически частотно независимыми низкими значениями диэлектрической проницаемости $\varepsilon < 8$, магнитная эффективность изотропного образца КМ составляет величину $\chi \approx 0,26$, которая не превосходит магнитную эффективность изотропных КМ, наполненных ДР, даже при невысоких значениях проницаемости материала ДР ($\varepsilon < 120$).

Анизотропный планарный КМ из «рулетов» с их осями параллельными вектору магнитного поля имеет несколько большие значения эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon \approx 13$ и значительно более высокую магнитную эффективность $\chi \approx 0,64$, которая с учетом степени объемного заполнения включениями образца КМ (примерно 0,79) приближается к предельному значению для искусственного магнетика (рисунок 5.37).

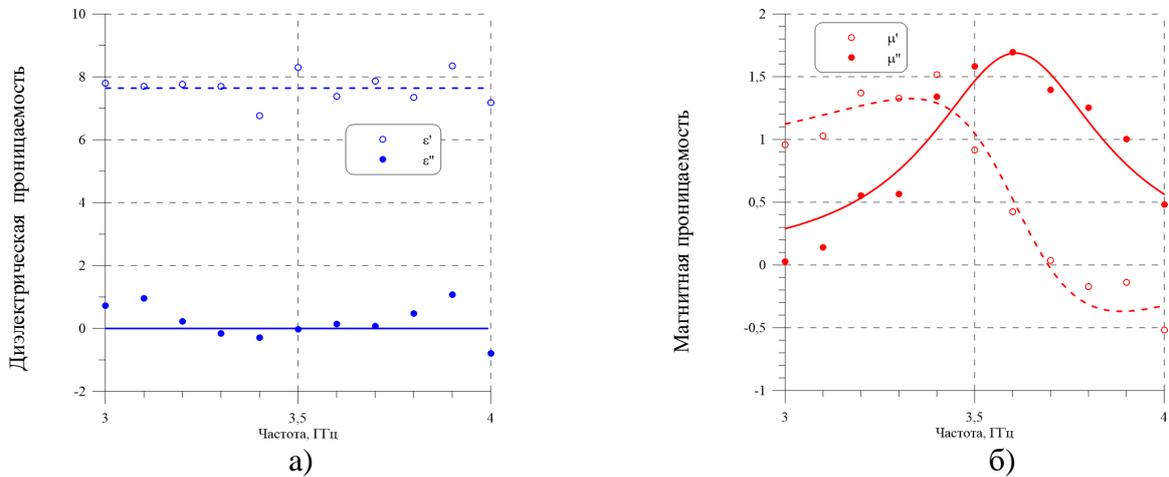


Рисунок 5.36 – Частотные зависимости комплексной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости изотропного композитного образца из алюминиевых «рулетов» (вектор магнитного поля ортогонален оси «рулетов»)

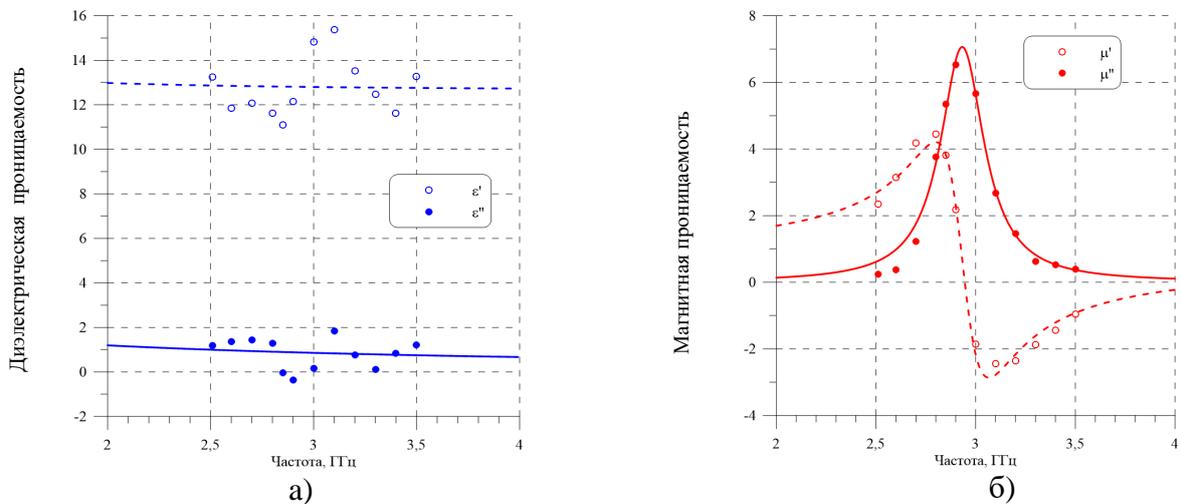


Рисунок 5.37 – Частотные зависимости комплексной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости анизотропного композитного образца из алюминиевых «рулетов» (вектор магнитного поля параллелен оси «рулетов»)

5.5 Практические приложения метаматериалов на основе кольцевых проволочных включений в антенной технике

5.5.1 Коррекция диаграмм направленности антенны базовой станции сотовой связи с помощью метаматериала

В качестве одного из перспективных практических приложений КМ с искусственными магнитными свойствами на СВЧ приведем результаты первых весьма обнадеживающих экспериментов по использованию их в качестве РПМ на передающей антенне сотовой связи для коррекции ДН антенны. Использование РПМ на передающих антеннах сотовой связи позволяет эффективно и недорого решать проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств стационарной радиотелефонной связи с бортовым оборудованием (БО) авиационной радиотехнической системы ближней навигации (РСБН), которые в настоящее время являются достаточно актуальными.

Диапазон частот, выделенный для радиопередающих устройств базовых станций (БС) сети сухопутной стационарной радиотелефонной связи (сотовой связи), совпадает с рабочим диапазоном частот радиоприемников БО РСБН. В силу этого может оказаться вероятным значительное влияние непреднамеренных радиопомех (НРП) от БС на БО РСБН, а также влияние наземных маяков РСБН на приемники абонентских станций.

Наиболее простым и рациональным путем повышения эквивалентной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ) БС является снижение уровней боковых лепестков (БЛ) ДН антенн в верхней полусфере с целью уменьшения мощности НРП на входе радиоприемника БО РСБН, т.е. уменьшение влияния по прямому лучу «БС - самолет». Для снижения влияния НРП по БЛ ДН передающих антенн БС предусматривается электрический или механический наклон ДН антенны в верхней полусфере, поэтому возникает необходимость учитывать отражения сигналов от подстилающей поверхности. В отдельных случаях уровень сигнала, отраженного, например, от влажной почвы может оказаться соизмеримым с уровнем сигнала от БЛ ДН антенны в верхней полусфере. В этом случае для снижения влияния НРП на БО РСБН является актуальным также снижение уровней БЛ ДН передающих антенн БС в нижней полусфере.

Целью настоящего исследования является снижение уровней БЛ ДН передающих секторных антенн сотовой связи типа АМРА065-18, серийно выпускаемой фирмой *COMSAT-RSI Wireless Antennas* путем нанесения РПМ на антенну. Данная антенна длиной 1,8 м представляет собой фазированную отражательную решетку из шести микрополосковых вибраторов (полуволновых диполей – (2)) с металлическим экраном (1) сзади (рисунок 5.38). Поляризация

антенны АМРА065-18 - вертикальная. Антенны этого типа использовались в 2000 г. компанией «Персональные коммуникации» («МТУ-Информ»), поддерживающей стандарт сотовой связи типа CDMA.

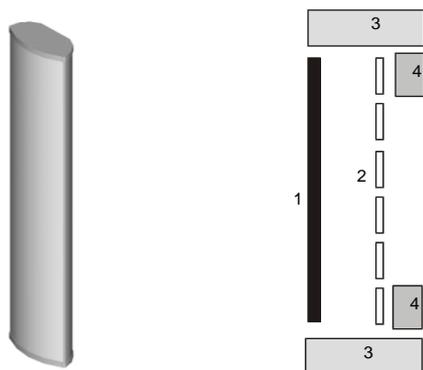


Рисунок 5.38 – Блок-схема антенны БС АМРА065-18: 1 – металлический экран, 2 – полуволновые вибраторы, 3 – блок РПМ на торцах антенны, 4 – блок РПМ на краях апертуры антенны

Антенна работает как приемная в диапазоне частот 828-837 МГц и как передающая в диапазоне частот 873-882 МГц. Таким образом, необходимо минимизировать уровень БЛ ДН антенны в диапазоне частот передачи и минимизировать подавление уровней БЛ ДН антенны в диапазоне частот приема.

Требуемый результат подавления уровней БЛ ДН антенны был получен с помощью размещения на антенне специального РПМ на основе композитного ММ. Предлагаемое расположение РПМ на антенне показано на рисунке 5.38. РПМ (4), расположенный на обтекателе антенны в области первого и последнего излучателей, служит для корректировки распределения поля по апертуре антенны и снижает уровни ближних БЛ ДН антенны. РПМ (3), расположенный на торцах антенны, снижает дифракцию ЭМВ на краях антенны и, следовательно, уменьшает уровни дальних БЛ ДН антенны.

Для корректного выбора РПМ, размещаемого на антенне, было проделано теоретическое моделирование ДН антенны в дальней зоне [240]. ДН антенны восстанавливалась из измеренного распределения электрического поля по апертуре антенны

$$E = E_{01} \cos(\pi x/l) E_{02} \cos^2(\pi x/L),$$

где l - длина отдельного излучателя, L - линейный размер апертуры антенны, E_{01}, E_{02} - амплитуды электрических полей. Типичное распределение электрического поля по апертуре антенны при частоте 880 МГц, измеренное в ближней зоне антенны, представлено на рисунке 5.39.

Рассматривалась упрощенная двумерная модель решетки полуволновых диполей с металлическим экраном сзади. Расчеты влияния РПМ на ДН антенны производились численно с использованием метода интегральных уравнений [240 - 241].

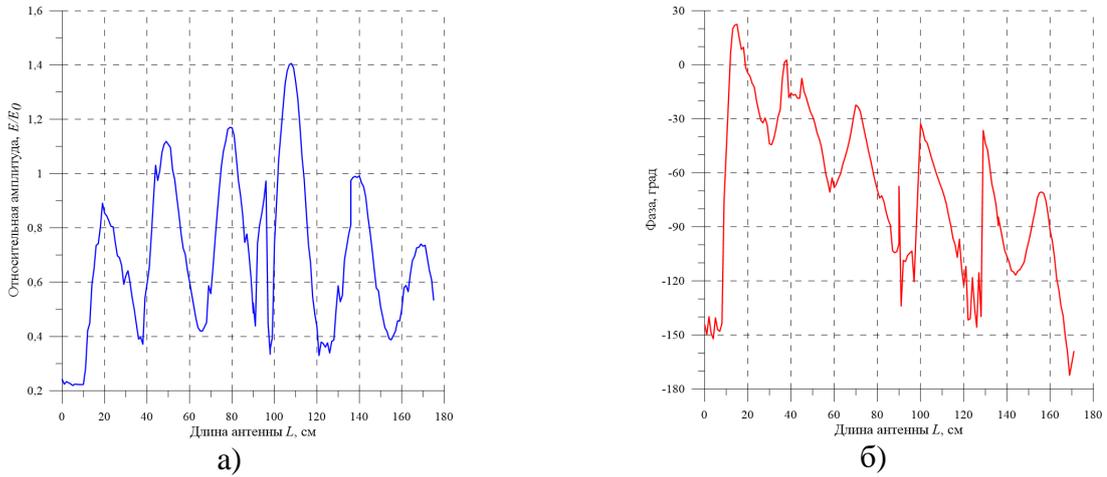


Рисунок 5.39 – Распределение амплитуды (а) и фазы (б) электрического поля при частоте 880 МГц по апертуре антенны АМРА065-18

Ряд экспериментов [242] показал, что РПМ, основанный на искусственном магнитном ММ, является наиболее подходящим для подавления уровней БЛ ДН антенны. Основной особенностью такого ММ является резонансная частотная дисперсия эффективной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной проницаемости $\mu = \mu' + i\mu''$ в одном частотном диапазоне (см. рисунок 5.40). Расчетные частотные зависимости КО и КП ММ толщиной 40 мм с резонансной частотной дисперсией диэлектрической и магнитной проницаемости, как показано на рисунке 5.40, представлены на рисунке 5.41. Отличительной особенностью такого ММ являются одновременно низкие значения КО и КП вблизи резонансной частоты.

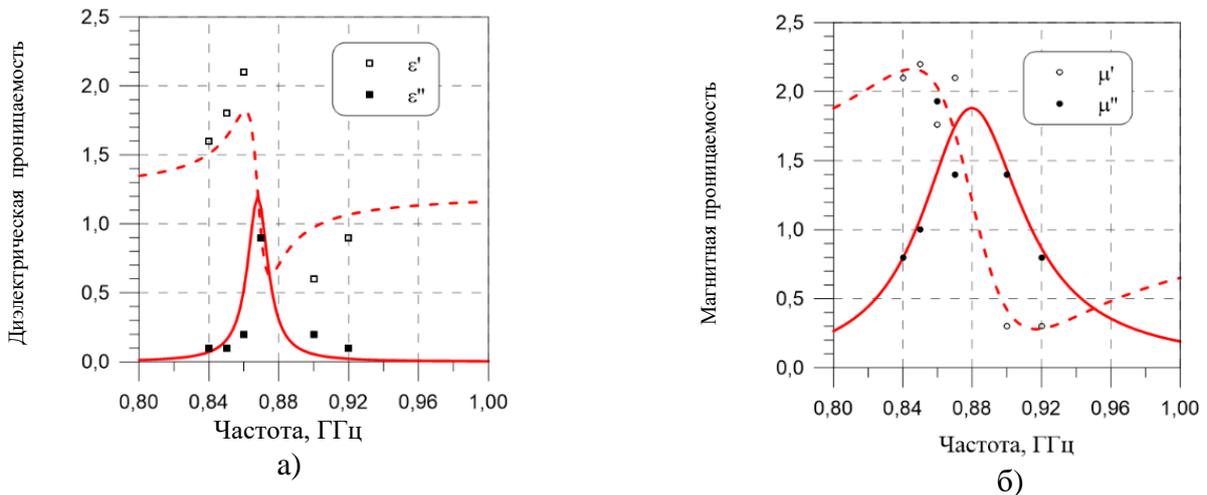


Рисунок 5.40 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости анизотропного композитного ММ на основе проволочных скруток толщиной 20 мм с зазором между включениями равном диаметру скрутки (точки – экспериментальные значения, линии – аппроксимации функциями лоренцевских резонансов)

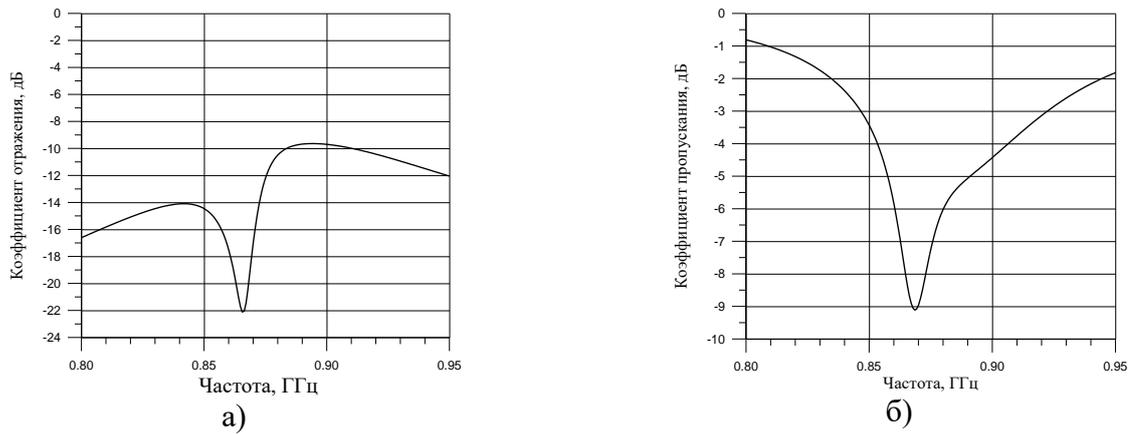


Рисунок 5.41 – Расчетные частотные зависимости КО (а) и КП (б) для анизотропного ММ толщиной 40 мм (материальные параметры ММ взяты из рисунка 5.40)

Экспериментальные данные указывают на то, что для эффективного подавления уровней БЛ ДН антенны наиболее подходящими значениями эффективных параметров ММ являются ($\varepsilon', \mu' < 1$). В этой связи для компьютерного моделирования ДН антенны на рабочей частоте передачи 874 МГц были выбраны следующие значения материальных параметров ММ: $\varepsilon = 0,3 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$ (РПМ-1, основной вариант 1), для сравнения рассматривался также ММ с параметрами: $\varepsilon = 2,0 + i0,1$, $\mu = 2,0 + i1,4$ (РПМ-2, дополнительный вариант 2).

Компьютерное моделирование ДН антенны установило, что размещение РПМ из ММ РПМ-1 толщиной 20 мм на обтекателе антенны (возле краев антенны) приводит к эффективному подавлению ближних БЛ ДН антенны и почти не изменяет дальние БЛ ДН (рисунок 5.42). ДН модернизированной антенны с РПМ-2 толщиной 20 мм имеет увеличенные ближние БЛ по сравнению с ДН исходной антенны в угломестной плоскости.

Таким образом, теоретические расчеты показывают, что применение ММ в парамагнитной области материальных параметров (левый склон резонанса магнитной проницаемости, рисунок 5.40) не приводит к эффекту подавления ближних БЛ ДН антенны по сравнению с диамагнитной областью параметров ММ (правый склон резонансной кривой).

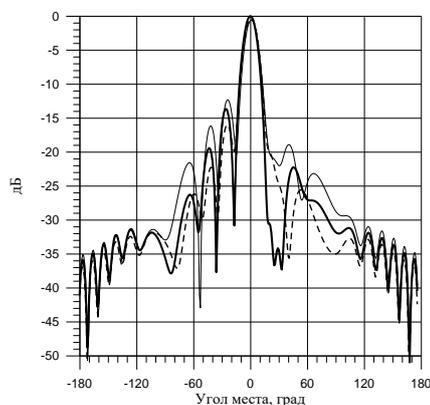


Рисунок 5.42 – Угломестные ДН антенны при частоте 860 МГц в исходном виде (сплошная толстая линия) и модернизированной антенны с РПМ-1 с параметрами ($\varepsilon = 0,3 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$) (пунктирная линия) и с РПМ-2 с параметрами ($\varepsilon = 2,0 + i0,1$, $\mu = 2,0 + i1,4$) (сплошная тонкая линия)

В тоже время размещение РПМ-1 из ММ с параметрами ($\varepsilon = 0,3 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$) на торцах антенны приводит к значительному подавлению дальних БЛ ДН антенны и слабо влияет на ближние БЛ ДН антенны в угломестной плоскости (рисунок 5.42). Увеличение толщины РПМ-1 на торце антенны с 30 до 90 мм приводит к значительному подавлению дальних БЛ ДН антенны в угломестной плоскости. Расчеты ДН антенны показывают также, что применение РПМ-1 на обоих торцах антенны приводит к более сильному подавлению дальних БЛ ДН антенны по сравнению со случаем размещения РПМ-1 только на одном торце антенны (рисунок 5.43).

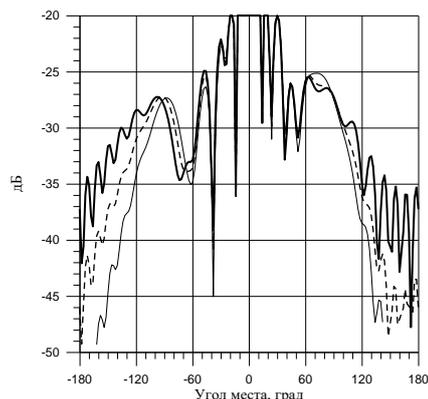


Рисунок 5.43 – Угломестные ДН антенны при частоте 860 МГц в исходном виде (сплошная толстая линия) и модернизированной антенны с РПМ-1 толщиной 30 мм (пунктирная линия) и 90 мм (сплошная тонкая линия)

Увеличение диэлектрической проницаемости РПМ на основе ММ с 0,3 до 2,0 (что может соответствовать применению физически более плотной матрицы композита) имеет негативный эффект в подавлении дальних БЛ ДН антенны в угломестной плоскости (рисунок 5.44). РПМ-3 толщиной 60 мм с параметрами более плотной матрицы с $\varepsilon = 2,0 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$ имеет меньшее подавление дальних БЛ ДН антенны в угломестной плоскости по сравнению с РПМ-1 толщиной 60 мм с параметрами менее плотной матрицы $\varepsilon = 0,3 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$.

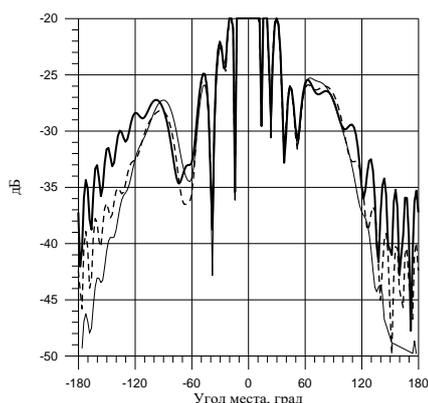


Рисунок 5.44 – Угломестные ДН антенны при частоте 860 МГц в исходном виде (сплошная толстая линия) и модернизированной антенны с РПМ-3 толщиной 60 мм с параметрами ($\varepsilon = 2,0 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$) (пунктирная линия) и с РПМ-1 толщиной 60 мм с параметрами ($\varepsilon = 0,3 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$) (сплошная тонкая линия)

Расчеты также показывают, что применение ММ в парамагнитной области параметров приводит к более слабому эффекту подавления дальних БЛ ДН антенны по сравнению с диамагнитной областью параметров ММ (правый склон резонансной кривой). Применение в качестве РПМ на торцах антенны РПМ-4 на основе обычного магнитодиэлектрика (кремнийорганическое связующее, наполненное КЖ марки Р-10, $C_v=40\%$) не имеет преимуществ

по сравнению с ММ типа РПМ-1 по степени подавления заднего излучения антенны (рисунок 5.45) при идентичных толщинах материала 60 мм.

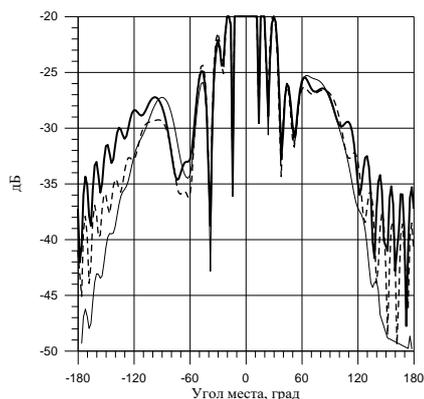


Рисунок 5.45 – Угломестные ДН антенны при частоте 860 МГц в исходном виде (сплошная толстая линия) и модернизированной антенны с РПМ-4 толщиной 60 мм с параметрами ($\varepsilon = 30 + i5$, $\mu = 3,5 + i2,2$) (пунктирная линия) и с РПМ-1 толщиной 60 мм с параметрами ($\varepsilon = 0,3 + i0,1$, $\mu = 0,3 + i1,4$) (сплошная тонкая линия)

Экспериментальные исследования эффективных материальных параметров композитов с искусственными магнитными свойствами (например, би-спиралей [23]) показали, что максимальными магнитными потерями обладают проволочные спирали с нулевым шагом намотки [239] (проволочные кольца). Поэтому для данной задачи в качестве включения ММ использовалась кольцевая проволочная скрутка из изолированного нихромового провода диаметром 400 мкм (рисунок 5.46).



Рисунок 5.46 – Кольцевая проволочная скрутка из нихромового провода

Диаметр разорванного проволочного кольца составлял 17 мм, кольцо имело скрутку из двух витков, которая позволяла изменять емкость элементарного включения в больших пределах, тем самым настраивать резонансную частоту включения на требуемую частоту.

Настройка отдельных кольцевых включений, изготовленных вручную, на фиксированную частоту производилась методом возмущений сигнала, принимаемого короткозамкнутой коаксиальной петлей связи от рупорной антенны П6-23А. Петля связи располагалась в раскрыве рупора, ось петли располагалась параллельно магнитному полю. Настраиваемое кольцевое включение помещалось параллельно петле связи с небольшим зазором (2-3 мм) и возмущало сигнал, принимаемый петлей связи. Изменение амплитуды и фазы сигнала, снимаемого с петли связи в присутствии кольцевого элемента в зависимости от частоты сигнала представлено на рисунке 5.47. Настройка колец производилась по максимуму возмущения сигнала на петле связи.

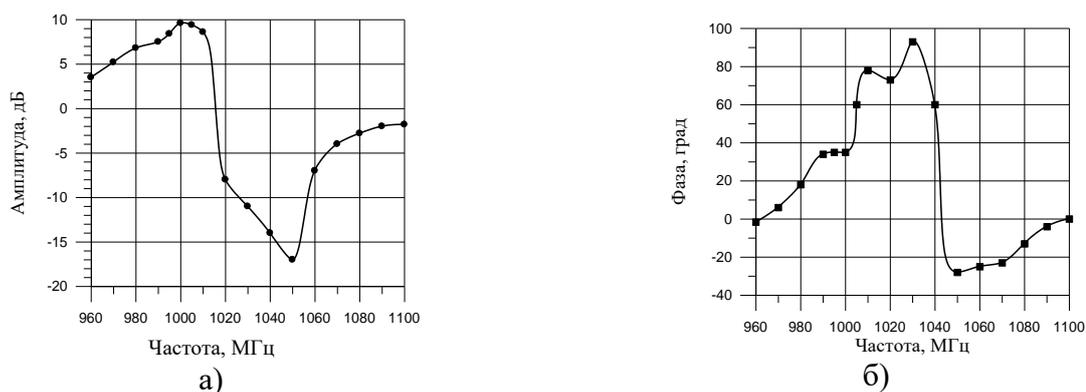


Рисунок 5.47 – Частотные зависимости амплитуды (а) и фазы (б) сигнала, принимаемого петлей связи с разорванной проволочной скруткой вблизи петли

Отметим, что частота настройки отдельных включений выбиралась около 1000 МГц, что заметно превышает требуемую резонансную частоту РПМ (около 875 МГц). Последнее обстоятельство связано с необходимостью дополнительной герметизации скрутки полимером, что вызывает рост емкости скрутки и понижает частоту резонанса отдельного включения примерно на 100 МГц. Герметизация скрутки необходима для обеспечения условий эксплуатации антенны в условиях 100 % влажности в открытых атмосферных условиях. Дополнительный сдвиг резонансной частоты РПМ (десятки МГц) происходит также из-за коллективного взаимодействия включений в композите при их высокой концентрации.

Матрицей композитного ММ является экструдированный пенополистирол (ЭППС) с проницаемостью $\varepsilon = 1.03$ и низкими диэлектрическими потерями $tg\delta \leq 10^{-4}$. Кольцевые проволочные включения помещались в прорези в ЭППС в двух взаимно перпендикулярных направлениях и фиксировались точно силиконовым герметиком (рисунок 5.48).

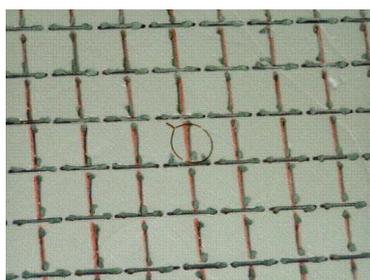


Рисунок 5.48 – Внешний вид ММ на основе ЭППС с проволочными скрутками внутри прорезей

На элементах конструкции антенны использовался плоский изотропный в плоскости РПМ, исходя из требования обеспечения эффективности РПМ для обеих поляризаций излучения антенны. Проволочные кольцевые скрутки вставлялись в лист ЭППС или пенополиэтилена (изолон) в двух ортогональных положениях. Удельная объемная концентрация включений являлась однородной и предельно возможной для РПМ (3) на торцах антенны (рисунок 5.49а), в то время как РПМ (4) для обтекателя антенны (рисунок 5.38) имел переменную удельную концентрацию включений, плавно снижающуюся к центру антенны (рисунок 5.49б). Закон

изменения концентрации включений в РПМ (4) по длине материала оптимизировался экспериментально.

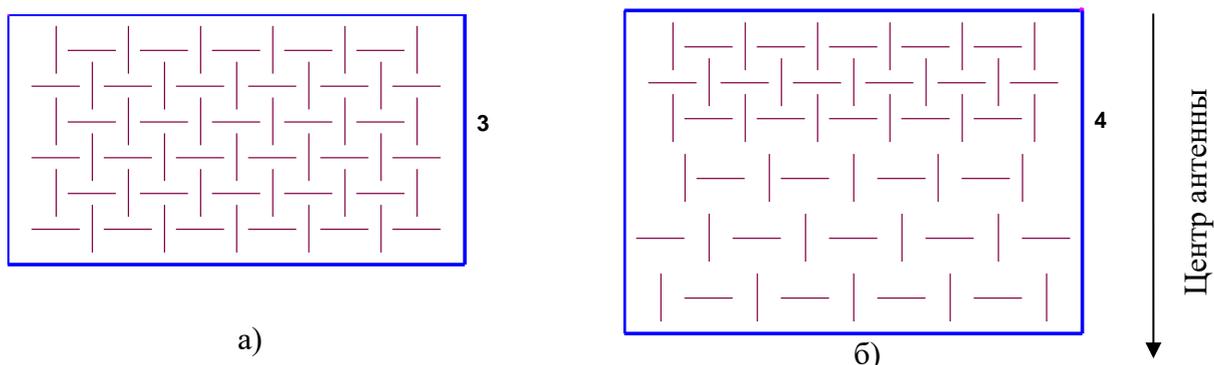


Рисунок 5.49 – Распределение проволочных включений в матрице ЭППС в РПМ для торцов антенны (3) (а) и в РПМ для обтекателя антенны (4) (б)

Подходящий выбор оптимального расположения, конфигурации и толщины РПМ на основе ММ производился с целью добиться максимально возможного подавления ближних и дальних БЛ ДН антенны. Оптимизация параметров РПМ производилась, как для основной кополяризационной ДН антенны, так и для кросс-поляризационной составляющей ДН. Окончательные измерения ДН антенны с РПМ производились на открытом антенном полигоне (антенной вышке) на удалении около 300 м от предающей антенны в основной вертикальной плоскости антенны (плоскости симметрии антенны – угломестной плоскости).

Предварительные измерения ДН передающей секторной антенны проводились при рабочей частоте 874 МГц в БЭК с уровнем безэховости не выше минус 40 дБ. Блок - схема измерительного комплекса представлена на рисунке 5.50.

Исследуемая секторная антенна АМРА065-18 (2) использовалась в качестве передающей и была удалена от приемной рупорной антенны П6-23А (4) на расстояние $L \approx 9,0$ м (рисунок 5.50). Это расстояние не позволяет производить точные измерения ДН антенны в дальней зоне ($L \geq 12$ м), однако для верхней оценки снижения уровня БЛ ДН антенны является достаточным.

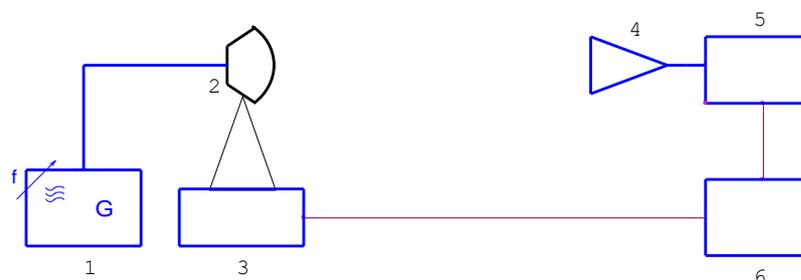


Рисунок 5.50 - Блок- схема измерительного комплекса: 1 - СВЧ - генератор Г4-76А, 2 - исследуемая передающая антенна АМРА065-18, 3 - поворотное устройство, 4 - приемная рупорная антенна П6-23А, 5 - анализатор спектра С4-60, 6 - компьютер

Разработанный РПМ резонансного типа обладает высоким коэффициентом поглощения в рабочем диапазоне частот для обеих поляризаций ЭМВ и обладает высокой стабильностью РТХ.

РПМ состоит из двух идентичных блоков покрытий, размещаемых и закрепляемых на верхнем и нижнем торцах антенны (рисунок 5.51).

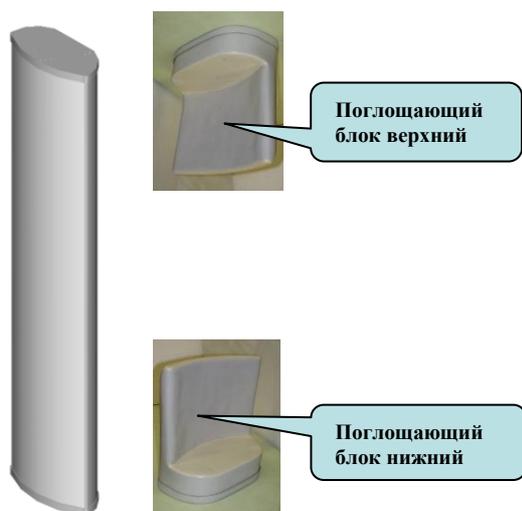


Рисунок 5.51 – Внешний вид поглощающих блоков для антенны АМРА065-18

Каждый поглощающий блок состоит из двух различных видов РПМ, изготовленных на одной основе — РПМ (3) устанавливается снаружи на торцевую часть антенны, имеет толщину 100 мм и конфигурацию торца антенны, РПМ (4) - устанавливается снаружи на РПО, имеет толщину 40 мм и габаритные размеры 320×420 мм (высота×ширина). Вес одного блока РПМ=РПМ (3) + РПМ (4) составляет 550 г, общий вес комплекта РПМ, размещаемого на антенне, составляет 1,1 кг. Характеристики РПМ приведены в таблице 5.4.

Таблица 5.4 – Основные характеристики РПМ (ММ из кольцевых проволочных скруток)

№	Характеристика	Значение
1	Матрица	Изолон ППЭ-Л или ЭПС
2	Удельный вес, г/см ³	0,05
3	Вес одного блока РПМ, г	550
4	Вес комплекта РПМ, кг	1,1
5	Водопоглощение (экспозиция в течение 24 час), см ³ /м ²	0,5
6	Температурный диапазон эксплуатации, °С	Мину 60°....+75°
7	КО РПМ толщиной 20 мм на металле на частоте 875 МГц, дБ, не более	Минус 15
8	Изменение КО РПМ при рабочей частоте при перепаде температур (-18°С....+25°С), дБ, не более	1

Измеренные в дальней зоне на антенном полигоне круговые угломестные ДН антенны при частоте 874 МГц для случая ко-поляризации в основной плоскости представлены на рисунке 5.52а и на рисунке 5.52б – для случая кросс-поляризации. Синие кривые соответствуют ДН исходной антенны, красные кривые – ДН модернизированной антенны с оптимизированным РПМ. ДН модернизированной антенны демонстрируют существенное подавление уровней БЛ

ДН (более 10 дБ для дальних БЛ ДН антенны). Нежелательное подавление главного лепестка антенны за счет применения РПМ на антенне не превосходит 0,5 дБ.

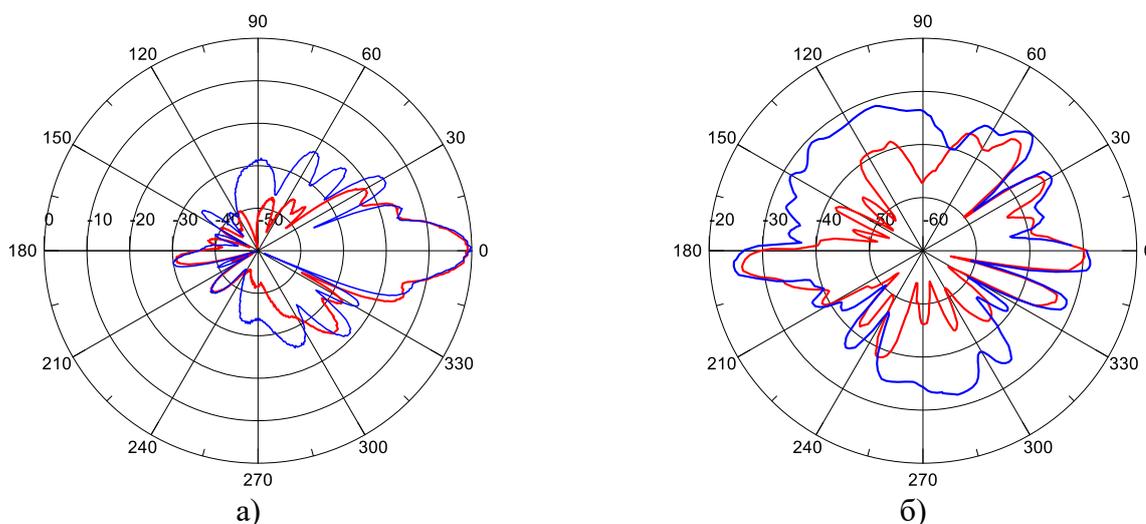


Рисунок 5.52 – Круговые ДН антенны АМРА065-18 в угломестной плоскости при частоте 874 МГц для случая ко-поляризации (а) и кросс-поляризации (б) (синие кривые – ДН исходной антенны, красные кривые – ДН модернизированной антенны)

Разработанный РПМ на основе ММ демонстрирует эффективное подавление БЛ ДН антенны АМРА065-18 в угломестной плоскости и для случая ко-поляризации в верхней и нижней полуплоскостях (до 10 дБ) (рисунок 5.52) [240].

Разработанный метод модернизации антенн базовых станций сотовой связи является эффективным и не требует разборки антенны. Новый тип РПМ на основе ММ имеет низкий вес и отвечает всем условиям эксплуатации в течение длительного времени.

Полученные результаты для модернизированных секторных антенн сотовой связи могут быть использованы телекоммуникационными компаниями для решения проблем ЭМС.

По оценкам экспертов уполномоченной организации достигнутый уровень подавления бокового излучения передающих антенн базовых станций позволяет поднять в 3 — 5 раз ЭИИМ передающих центров, повысив тем самым качество и устойчивость связи (увеличивается отношение сигнал/шум), а также решить проблему помехозащищенности простым и эффективным способом. Следует отметить, что последнее достигается без увеличения затрат на постройку и содержание дополнительных БС.

5.5.2 Экранирующий колпак для антенны с метаматериалом внутри

В настоящем разделе представлены численные и экспериментальные исследования в полосе частот 200...400 МГц ММ, состоящего из резонансных включений из нагруженных колец. Такие включения представляют собой разорванные кольца из изолированной нихромовой проволоки со скрученными концами. Скрутки концов проволок являются сосредоточенными

емкостными нагрузками колец (рисунки 5.53 - 5.54). В частности, здесь показано, что такие включения могут быть использованы для изготовления РПМ, работающего вблизи их резонансной частоты. Исследования проводились расчётным путём методом интегральных уравнений с помощью пакета программ электродинамического моделирования FEKO [67]. Также, в данном разделе представлена проверка экспериментальным путём поглощающих свойств ММ при использовании его вместо традиционного РПМ.

Как будет показано ниже, такой ММ может быть эффективен при использовании его в экранирующем металлическом колпаке с датчиком сигнала. Экранирующие колпаки широко применяются в антенной технике при диагностике антенно-фидерных систем (см. параграф 4.5). При установке экранирующего колпака на антенну сильно увеличивается КСВН в её фидерном тракте, что, в свою очередь, мешает проведению диагностики. Для снижения влияния экранирующего колпака на КСВН антенны традиционно используют РПМ, например РПМ РАН-90. В качестве альтернативы традиционному диэлектрическому РПМ, рассмотренному в параграфе 4.5, предлагается использовать ММ, который достаточно прост в изготовлении и дешев.

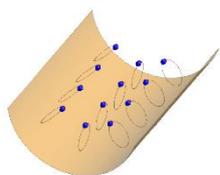


Рисунок 5.53 - Трехмерная модель ММ (место емкостной нагрузки обозначено синей точкой)



Рисунок 5.54 - Нагруженное разорванное кольцо – резонансное включение ММ

Компьютерное моделирование экранирующего колпака с метаматериалом

Модель ММ с резонансными включениями представляет собой слой двумерной периодической структуры из проволочных колец. Диаметр моделируемой проволоки был выбран 0,4 мм, а проводимость материала проволоки 1 МСм/м, что соответствует проводимости нихрома. Для моделирования скрутки концов проволоки в кольцо включалась емкостная нагрузка, как показано на рисунке 5.53 [243].

Настройка ММ на необходимую резонансную частоту достигалась выбором значения емкостных нагрузок и диаметра проволочных колец. Выбор указанных параметров осуществлялся по рассчитанным частотным зависимостям КП бесконечной двумерной периодической решётки из проволочных колец с периодами 75×75 мм. Расчет КП проводился в пакете программ FEKO методом моментов с использованием периодических граничных условий, с тонкопроволочным приближением и с применением граничных условий Леонтовича. Оптимизация значения емкостных нагрузок и диаметра проволочных колец по рассчитанным

значениям КП производилась с помощью инструментов, доступных в пакете программ FEKO. В результате вычислений было получено, что ММ, обладающий резонансом при частоте 300 МГц, должен состоять из колец с диаметром 46,8 мм и с емкостной нагрузкой 1,8 пФ.

Для проверки возможного использования ММ для поглощения энергии электромагнитного поля в экранирующем металлическом колпаке были проведены расчеты КСВН четвертьволновой вибраторной антенны, укрытой этим металлическим колпаком. В металлический цилиндр помещались элементы ММ, как показано на рисунке 5.55. Кольца в количестве 32 штук размещались таким образом, чтобы магнитное поле антенны было ортогонально плоскости колец. Антенна моделировалась штырём из идеального проводника длиной 243 и диаметром 4 мм, установленным на металлическом диске диаметром 600 мм. При таких параметрах антенна обладает минимальным значением КСВН на частоте 300 МГц.

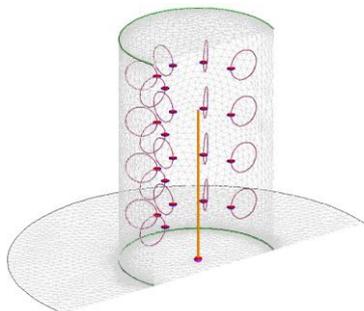


Рисунок 5.55 - Модель (разрез) в программе FEKO четвертьволновой вибраторной антенны, укрытой экранирующим металлическим колпаком с ММ из резонансных элементов в виде разорванных колец со скрутками

Для оценки влияния ММ на РТХ экранирующего колпака были проведены расчеты КСВН антенны, излучающей в свободное пространство, и КСВН антенны, укрытой металлическим цилиндром с ММ. Результаты расчетов приведены на рисунке 5.56, где видно, что значение КСВН антенны, укрытой цилиндром с ММ (зелёная линия), на частоте 300 МГц составляет 1,85. Следует отметить, что КСВН антенны, укрытой цилиндром без РПМ, стремится к бесконечности. Таким образом, благодаря резонансному поглощению энергии волны в ММ, обеспечивается существенное снижение КСВН антенны в экранирующем колпаке.

Результаты расчёта позволяют заключить, что ММ из резонансных элементов в виде разорванных колец с емкостной нагрузкой может быть использован в качестве эффективного РПМ в экранирующем колпаке. Это позволяет минимизировать влияние экранирующего колпака на аппаратуру при проведении её диагностики.

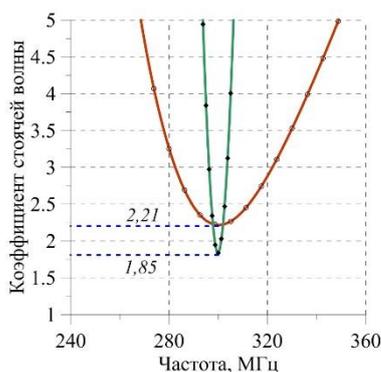


Рисунок 5.56 - Рассчитанные КСВН четвертьволновой антенны: в случае излучения в свободное пространство (красная кривая); в случае, когда на антенну установлен экранирующий колпак с ММ (зелёная кривая)

Далее был исследован характер взаимодействия проволочных элементов ММ с ЭМВ внутри экранирующего колпака. На рисунке 5.57 показано распределение электрического поля в продольном сечении колпака с ММ. На рисунке синий цвет соответствует минимальным значениям электрического поля, зелёный цвет соответствует средним значениям электрического поля, а красный – максимальным.

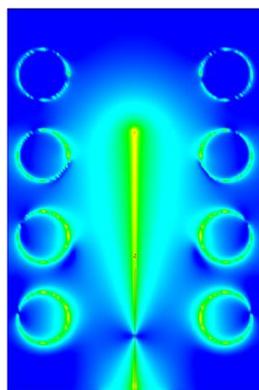


Рисунок 5.57 - Распределение электрического поля внутри экранирующего колпака с ММ

Наибольшие значения электрического поля наблюдаются в области нижнего ряда колец ММ. Следовательно, место установки нижнего ряда колец максимально влияет на радиотехническое качество экранирующего колпака с радиопоглощающим ММ. Это оказалось заметным, когда в расчётах и эксперименте определялся оптимальный вариант установки элементов ММ внутрь колпака.

Результаты измерений

Для проверки эффективности рассчитанного ММ был изготовлен опытный образец, в котором исследуемые резонансные элементы ММ представляли собой кольца диаметром приблизительно 50 мм из нихромовой проволоки диаметром 0,4 мм со скрученными концами, на которых сосредоточена емкостная нагрузка. Необходимое число витков на скрутке каждого резонансного элемента ММ подбиралось с помощью измерений КП между двумя петлевыми антеннами. При этом в процессе контроля элемент устанавливался в центре между этими антеннами. Изменяя число витков в скрутке, добивались минимума передаваемого сигнала при частоте 300 МГц. Изготовленные элементы крепились на радиопрозрачную основу и

располагались внутри экранирующего металлического колпака так же, как в электродинамической модели (рисунок 5.55). Важно отметить, что резонансные элементы устанавливались без электрического контакта со стенкой металлического колпака.

Исследование влияния экранирующего металлического колпака на КСВН антенны проводилось с помощью четвертьволновой вибраторной антенны РТ-7 (далее антенны) со встроенной системой согласования (см. параграф 4.5). Измерения КСВН антенны проводились с помощью ВАЦ R&S ZVL6. На рисунке 5.58 схематически изображен экранирующий металлический колпак с ММ, установленный на антенну.

Для того, чтобы оценить влияние экранирующего металлического колпака с изготовленным ММ на РТХ антенны, были измерены частотные зависимости КСВН антенны в случае излучения в свободное пространство, КСВН антенны укрытой экранирующим колпаком без ММ и КСВН антенны укрытой экранирующим колпаком с ММ (рисунок 5.59). Как видно из графиков, применение ММ позволило достичь значения КСВН антенны не выше двух в рабочей полосе частот 290...315 МГц.

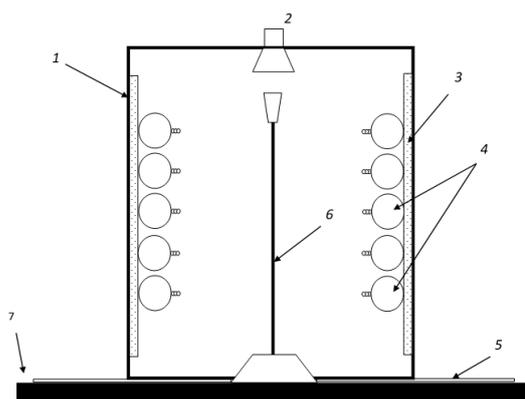


Рисунок 5.58 - Экранирующий металлический колпак с ММ, установленным на четвертьволновую вибраторную антенну РТ-7, где 1 - металлический цилиндрический колпак, 2 - датчик, 3 - радиопрозрачная основа, 4 - резонансные кольца, 5 - тонкий слой диэлектрика, 6 - антенна РТ-7, 7 - металлическая пластина

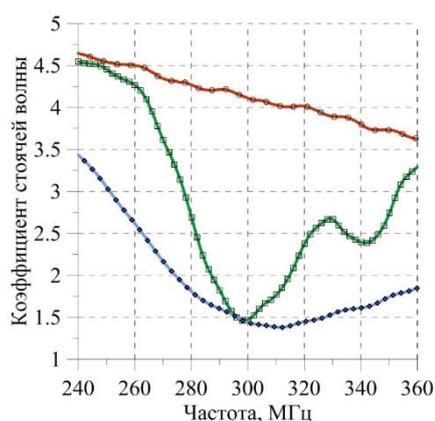


Рисунок 5.59 - Частотные зависимости КСВН четвертьволновой вибраторной антенны РТ-7 в случае излучения в свободное пространство (синяя кривая), КСВН антенны, укрытой экранирующим колпаком с ММ (зелёная кривая) и КСВН антенны, укрытой экранирующим металлическим колпаком без ММ (красная кривая)

Для оценки влияния экранирующего металлического колпака с ММ на другие РТХ антенны с помощью ВАЦ R&S ZVL6 были измерены частотные зависимости уровня экранирования антенны колпаком с ММ и уровня передачи сигнала на датчик сигнала.

На поверхности объектов, на которых устанавливается антенна РТ-7, может быть ЛКП, приводящее к существенному снижению уровня экранирования колпаком. Для имитирования

ЛКП между экранирующим колпаком и металлической пластиной, на которой была установлена антенна РТ-7, прокладывались диэлектрические слои (позиция 5 на рисунке 5.58). Для определения уровня экранирования антенны колпаком проводились измерения уровней передаваемого сигнала от четвертьволновой антенны РТ-7 на измерительную антенну П6-62. Измерения проводились в случае излучения антенны в свободном пространстве и в случае, когда на антенну РТ-7 установлен экранирующий колпак с ММ и без него. Результаты измерений частотных зависимостей уровней передаваемого сигнала представлены на рисунке 5.60. ММ в рабочей полосе частот на уровень экранирования антенны колпаком не повлиял. Коэффициент экранирования антенны колпаком в рабочей полосе частот составляет около минус 30 дБ.

Частотные зависимости уровня сигнала, передаваемого от антенны РТ-7 на датчик экранирующего колпака представлены на рисунке 5.61. Снижение уровня сигнала, передаваемого от антенны на датчик, при использовании ММ составило всего 4 дБ, что является незначительной величиной, которая может быть учтена при проведении диагностики.

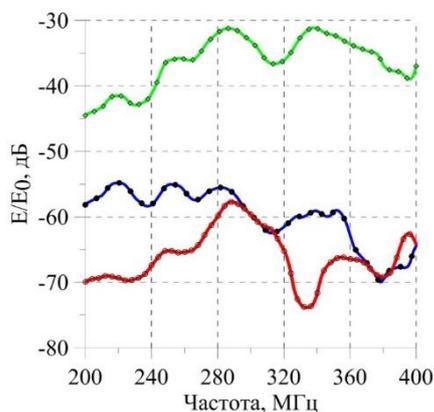


Рисунок 5.60 - Частотные зависимости уровня передаваемого сигнала от четвертьволновой вибраторной антенны РТ-7 на измерительную антенну П6-62: не укрытой экранирующим колпаком (зелёная кривая), укрытой экранирующим колпаком с ММ (синяя кривая), укрытой экранирующим колпаком без ММ (красная кривая)

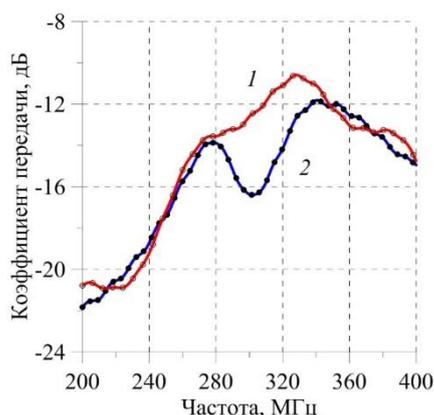


Рисунок 5.61 - Частотные зависимости уровня передаваемого сигнала от антенны РТ-7 на датчик в случае установки колпака с ММ (синяя кривая 2) и без ММ (красная кривая 1)

Таким образом, были проведены численные исследования электродинамических свойств ММ на основе резонансных колец из нихромового провода. В ходе исследований было установлено, что такой ММ может быть использован вместо традиционного РПМ, например РПМ РАН-90. Установка ММ в экранирующий металлический колпак, который используется для диагностики антенно-фидерных устройств, позволяет достигать низких значений КСВН антенны, укрытой этим колпаком. Численно и экспериментально показано, что при установке

экранирующего колпака с ММ на антенну в рабочей полосе частот 290...315 МГц наблюдается увеличение её КСВН не более, чем до двух. Это позволит проводить более качественную диагностику антенной системы.

Численно показано, что при установке экранирующего колпака с ММ на антенну наблюдается неравномерное распределение поля вблизи элементов ММ. Следовательно, положение элементов ММ относительно антенны оказывает существенное влияние экранирующего колпака с ММ на РТХ антенны.

Результаты экспериментов показали, что влияние ММ на уровень экранирования антенны металлическим колпаком и на уровень передаваемого сигнала от антенны на датчик колпака незначительное.

Следует отметить, что ММ из резонансных проволочных колец со скрученными концами обладает узкой полосой поглощения, поэтому использование такого ММ для задач, где требуется широкополосное поглощение не эффективно. С другой стороны, для задач, где требуется обеспечить поглощение в узкой полосе частот применение подобного ММ может оказаться более эффективным, чем применение традиционного РПМ РАН-90. Поглощения на разных частотах или расширение полосы поглощения можно добиться чередованием резонансных колец, обладающих резонансом на разных частотах. Основными преимуществами исследованного ММ являются простота изготовления, высокая термостойкость и стойкость к ВВФ.

Материал данного раздела опубликован в работах [243-244].

5.6 Метаматериалы на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей

5.6.1 Характеристики метаматериалов на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей X- диапазона частот

Рассмотрим основные свойства композитных ММ, наполненных однонаправленными проволочными спиральями (лево- или правозакрученными, рисунок 5.62*а, б*), подробно исследованными ранее компенсированными би-спиральями (рисунок 5.62*в*), а также гомогенной смеси лево- и правозакрученных спиралей, расположенных упорядоченно в двух взаимно перпендикулярных направлениях на тонкой диэлектрической подложке с осями спиралей параллельными подложке. Образцы указанных ММ были изготовлены из нихромовых спиралей, намотанных на ПВХ трубке диаметром 2 мм. Однонаправленные (лево- и правозакрученные)

спирали имели $n=1,6$ витка с шагом $h=1,0$ мм нихромового провода диаметром 50 мкм. Компенсированные би-спирали имели $n=1,2$ витка провода с шагом $h=2,0$ мм.

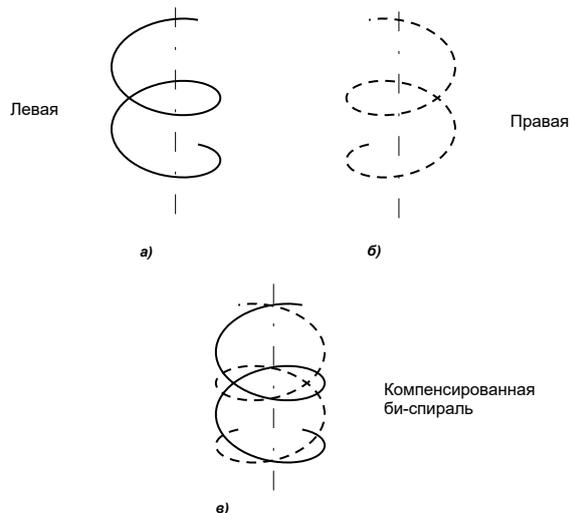


Рисунок 5.62 – Структуры проволочных однонаправленных (а и б) и компенсированных (в) би-спиралей

Изотропный образец ММ из однонаправленных левозакрученных спиралей в дальнейшем будем именовать ММ типа **L**, из компенсированных би-спиралей – **COMP2**, из гомогенной смеси лево- и правозакрученных спиралей – **LR2**. Параметры проволочных спиралей в этих трех образцах ММ были подобраны таким образом, чтобы резонансные частоты эффективных материальных параметров всех трех рассматриваемых образцов были близки. На рисунке 5.63 представлены частотные зависимости эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости ММ типа **COMP2**, на рисунке 5.64 – ММ типа **LR2**. Эффективные параметры образца ММ типа **L** здесь не рассматриваются, т.к. он обладает киральными свойствами (вращением плоскости поляризации), которые в данной работе не исследовались.

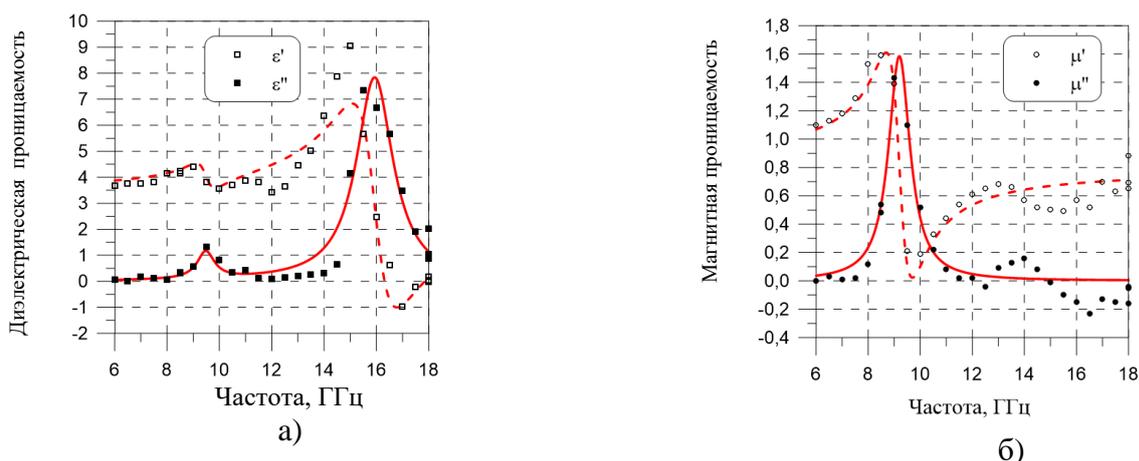


Рисунок 5.63 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца ММ типа **COMP2** (точки – экспериментальные значения, линии – аппроксимации функциями лоренцевских резонансов)

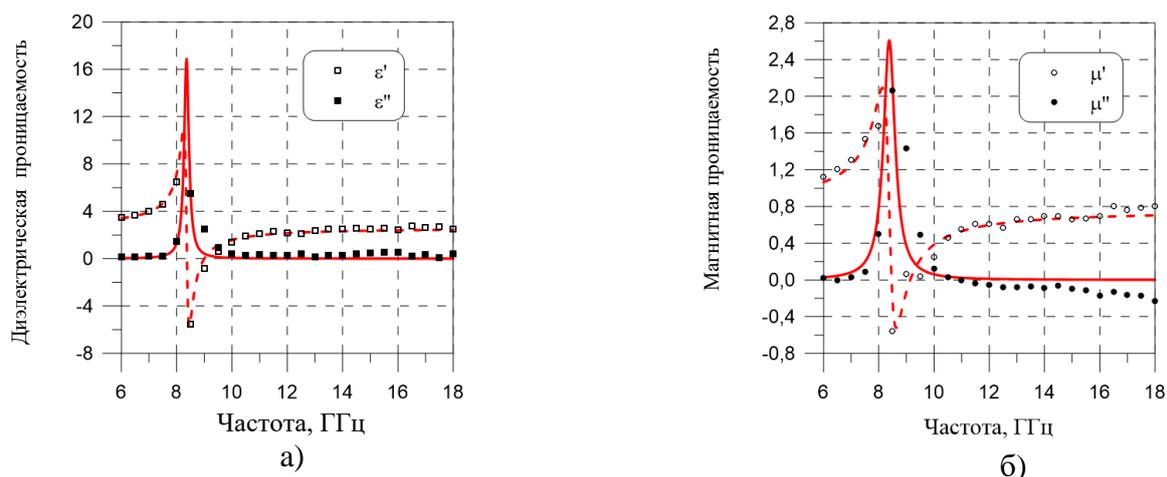


Рисунок 5.64 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца ММ типа LR2 (точки – экспериментальные значения, линии – аппроксимации функциями лоренцевских резонансов)

Эффективные параметры образца ММ COMP2 и его модовая структура близки к рассмотренным ранее в разделе 5.3.3 параметрам образца ММ N2 (рисунок 5.24). Отличительной особенностью материальных параметров образца ММ COMP2 является наличие резонанса магнитной проницаемости при частоте около 9,0 ГГц и незначительный неполностью скомпенсированный резонанс диэлектрической проницаемости при той же частоте. Характерными особенностями модовой структуры эффективных параметров образца ММ LR2 из гомогенной смеси лево- и правозакрученных спиралей являются резонансы эффективной магнитной и диэлектрической проницаемости на одной и той же частоте около 8,2 ГГц, с нулевыми и отрицательными значениями действительных частей проницаемостей вблизи резонанса.

Рассмотрим в сравнении частотные зависимости КП исследуемых образцов ММ типа L, LR2 и COMP2 (рисунок 5.65). Для ММ, состоящего из смеси левых и правых проволочных спиралей LR2, имеем самый глубокий резонансный минимум КП (рисунок 5.65а) и переход фазы КП через ноль при резонансной частоте вблизи 9 ГГц (рисунок 5.65б).

Аналогичные зависимости модуля и фазы КП с меньшей амплитудой резонанса имеем и для образца ММ типа L с левозакрученными спиральями, обладающего киральными свойствами (измерения КП выполнены только для совпадающей (ко-поляризационной) составляющей прошедшей ЭМВ). Образец ММ COMP2 из компенсированных проволочных спиралей имеет наибольший КП на резонансной частоте и строго положительную фазу КП в области резонанса.

Проведем оценку эффективности радиопоглощающих свойств ММ различного типа по зависимости КО образца ММ от толщины зазора l между образцом ММ и металлической подложкой (рисунок 5.66) при частоте 9,0 ГГц, близкой к резонансным частотам всех трех образцов ММ.

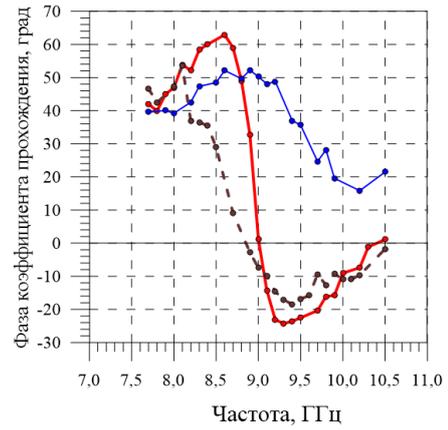
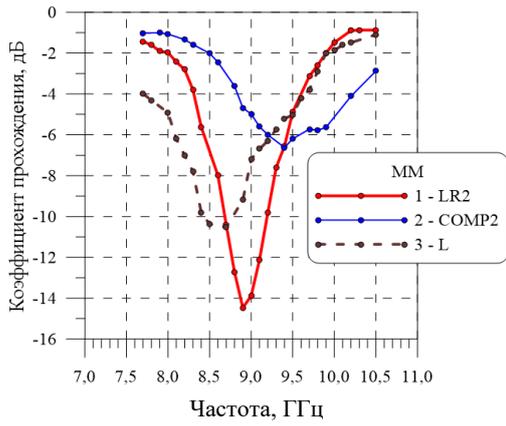


Рисунок 5.65 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КП образцов ММ типа LR2 (красная кривая 1), COMP2 (синяя кривая 2) и L (коричневая кривая 3)

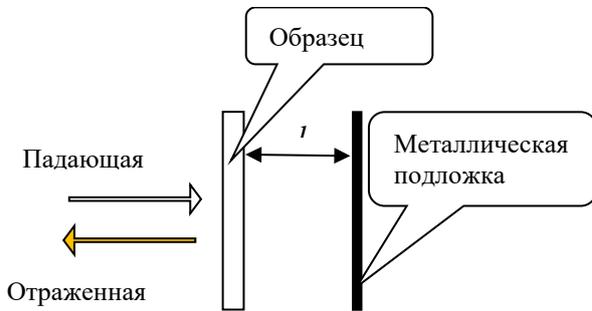


Рисунок 5.66 – Измерение КО образца ММ с зазором l от металлической подложки

На рисунке 5.67 приведена зависимость КО образцов ММ типа L, LR2 и COMP2 от толщины зазора l между образцом ММ и металлической подложкой при частоте 9,0 ГГц.

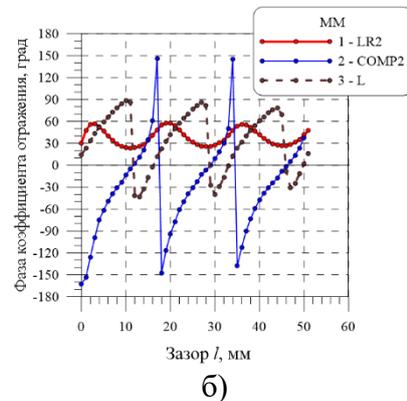
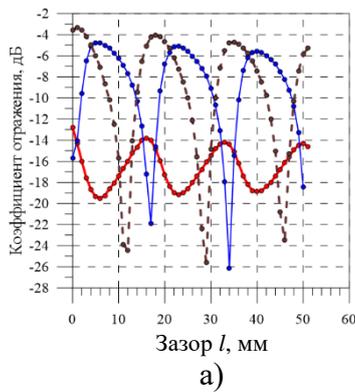


Рисунок 5.67 – Зависимости модуля (а) и фазы (б) КО образцов ММ типа LR2 (красная кривая 1), COMP2 (синяя кривая 2) и L (коричневая кривая 3) от толщины зазора l между образцом ММ и металлической подложкой при частоте 9,0 ГГц

Из анализа графиков на рисунке 5.67 следует слабая зависимость модуля и фазы КО при частоте 9 ГГц образца ММ типа LR2 от расстояния ММ до металлической пластины (модуль КО образца ММ LR2 варьируется на низком уровне от минус 14 до минус 19 дБ, фаза от 30 до 60° при значительном удалении от металлической подложки). Для двух других образцов ММ типа L и COMP2 модуль КО испытывает сильные вариации в пределах от минус 4-5 до минус 24-26 дБ, фаза КО испытывает сильные изменения от высоких положительных до предельных

отрицательных значений. Последнее обстоятельство вызвано тем, что образец ММ типа LR2 из смеси лево- и правозакрученных спиралей на правом склоне резонанса является «идеальным» самосогласованным поглощающим материалом с импедансом, близким к единице, благодаря наличию двух резонансов диэлектрической и магнитной проницаемости на одной и той же частоте. Действительные части диэлектрической и магнитной проницаемости образца ММ LR2 при частоте 9,0 ГГц близки к нулевым значениям, а мнимые части принимают примерно одинаковые значения около 0,4.

Практически совпадение значений диэлектрической и магнитной проницаемости, а также нулевые значения действительных частей проницаемостей на правом склоне резонансной кривой являются принципиальным отличительным свойством ММ на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей, обуславливающим оптимальный выбор такого ММ, по сравнению со всеми другими типами ММ. Практические приложения этого свойства ММ на основе смеси лево- и правозакрученных спиралей будут рассмотрены в дальнейшем более подробно.

Коэффициент отражения метаматериала LR2 на металлической подложке

Проанализируем теперь эффективность поглощающих свойств ММ LR2 по частотной зависимости КО на металлической подложке при разных толщинах ММ. На рисунке 5.68 приведены измеренные частотные зависимости КО однослойного и двухслойного ММ LR2 на металлической подложке. Двухслойный ММ LR2 толщиной 5 мм имеет гораздо более низкие значения КО (минус 20 дБ) в широкой полосе частот (от 8 до 12 ГГц) по сравнению с однослойным ММ LR2 толщиной 2,5 мм.

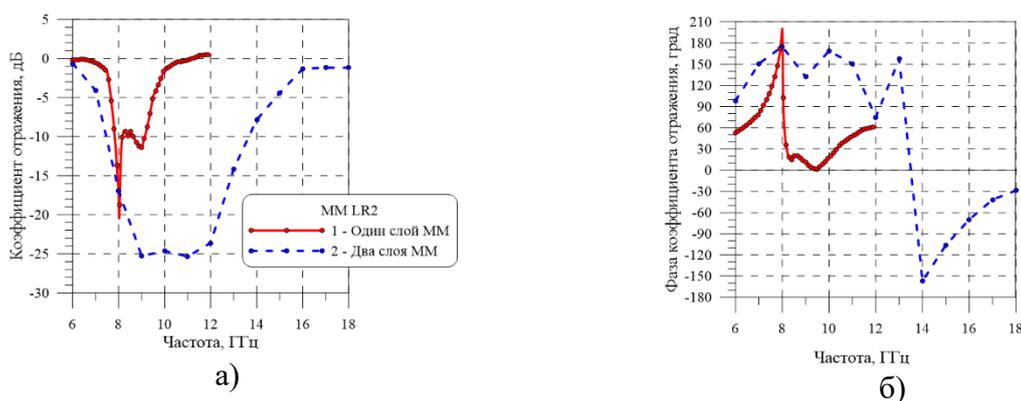


Рисунок 5.68 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КО образца ММ LR2 на металлической подложке для однослойного (кривая 1) и двухслойного (кривая 2) ММ при нормальном падении ЭМВ

Применение ММ для снижения ЭПР металлической пластины

Рассмотрим практическое использование образцов ММ типа LR2, COMP2 и L для снижения ЭПР металлической пластины размерами 130×100 мм. Сначала оценим собственную ЭПР образцов ММ по ДОР плоских образцов размерами 130×100 мм при частоте 9,4 ГГц при ВП ЭМВ (рисунок 5.69). Из представленных на рисунке 5.69 ДОР образцов ММ следует, что минимальной ЭПР при нормальном падении ЭМВ и минимальными БЛ ДОР обладает образец ММ LR2 (красная кривая 2), максимальными значениями ЭПР – образец из би-спиралей COMP2 (синяя кривая 1). Поэтому в дальнейшем для оценки эффективности ММ для снижения ЭПР металлической пластины приведем результаты для ее ДОР только с ММ типа LR2.

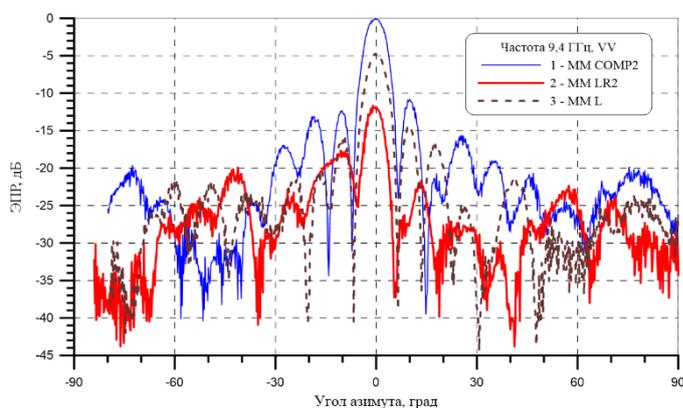


Рисунок 5.69 – Азимутальные ДОР образцов ММ типа COMP2 (синяя кривая 1), LR2 (красная кривая 2) и L (коричневая кривая 3) размерами 130×100 мм при частоте 9,4 ГГц при ВП ЭМВ

На рисунке 5.70 представлены ДОР металлической пластины размерами 130×100 мм и металлической пластины с ММ LR2 при частотах 8,5 (а, б); 9,0 (в, г) и 9,4 ГГц (д, е) при ВП и ГП ЭМВ, соответственно. Как следует из анализа представленных ДОР ММ LR2 эффективно подавляет как зеркальную составляющую ЭПР пластины, так и БЛ ДОР пластины (эффективно подавляет поверхностные токи). Эффективность снижения ЭПР металлической пластины за счет нанесения на металлическую пластину ММ LR2 при частоте 8,5 ГГц, соответствующей левому парамагнитному склону резонансной кривой магнитной проницаемости, значительно превосходит эффективность снижения ЭПР металлической пластины при частоте 9,4 ГГц, соответствующей правому диамагнитному склону резонансной кривой магнитной проницаемости. Однако, интегрально в целом, в широком диапазоне углов азимута эффективность ММ LR2 для снижения ЭПР металлической пластины максимальна при частоте самосогласования 9,0 ГГц с нулевыми значениями действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемостей.

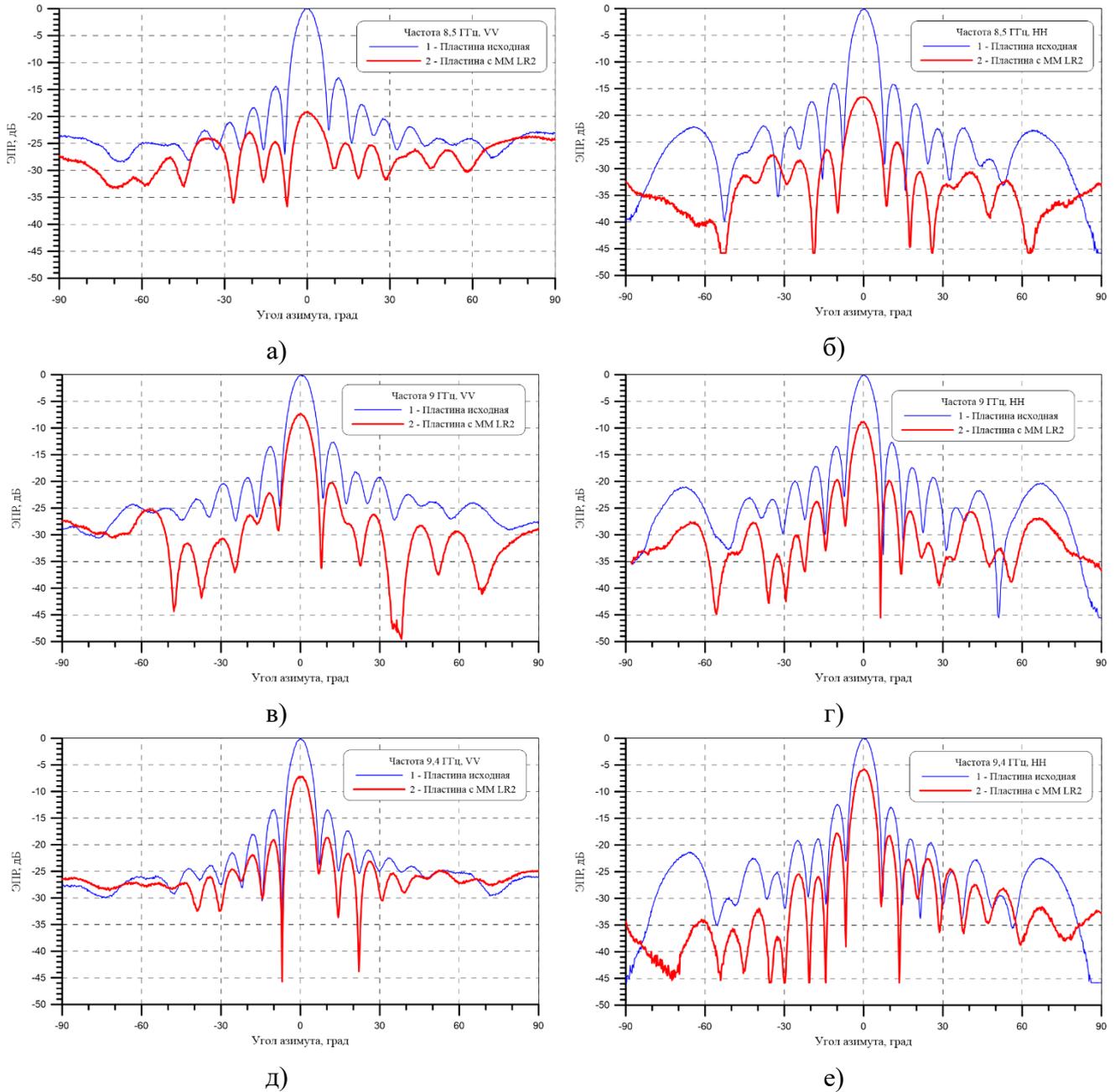


Рисунок 5.70 - Азимутальные ДОР металлической пластины размерами 130×100 мм (синяя кривая 1) и металлической пластины с MM LR2 (красная кривая 2) при частоте 8,5 ГГц при ВП (а) и ГП (б), при частоте 9,0 ГГц при ВП (в) и ГП (г) и при частоте 9,4 ГГц при ВП (д) и ГП (е)

5.6.2 Радиофизические характеристики метаматериалов на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей S-диапазона частот

Рассмотрим более детально свойства MM типа LR-5A, изготовленного из лево- и правозакрученных проволочных спиралей, расположенных в определенном порядке, исключающем появление киральных свойств и обеспечивающим изотропные свойства материала в плоскости однослойного образца (рисунки 5.71-5.72) [245].

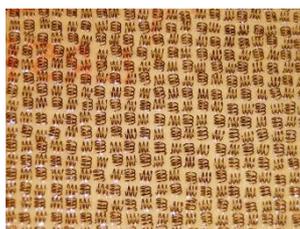


Рисунок 5.71 – Внешний вид ММ типа LR-5A

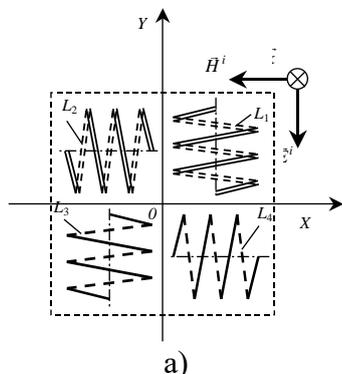


Рисунок 5.72 - Элементарная ячейка (а) и экспериментальный образец (б) ММ LR-5A, изготовленного из лево- и правозакрученных проволочных спиралей

Каждому спиральному включению могут быть сопоставлены векторы электрического и магнитного моментов. Компоненты этих моментов так взаимодействуют с внешним электромагнитным полем, что макроскопические свойства образца могут быть интерпретированы как появление эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости композита. Результаты измерений эффективных параметров такого ММ LR-5A показаны на рисунке 5.73, которые получены из измерений частотной зависимости комплексных КО и КП образца ММ LR-5A. Проволочные спирали ММ LR-5A изготовлены из высокоомного нихромового провода диаметром 0,4 мм (выбор высокоомного провода был обусловлен назначением материала как поглотителя ЭМВ), имели три витка диаметром 5 мм с шагом намотки 2 мм. Спирали приклеены на тонкую полиуретановую подложку толщиной 0,2 мм.

На рисунке 5.74 видно, насколько ярко выражены резонансные электромагнитные свойства этого ММ на металлической подложке. Особым свойством ММ LR-5A является то, что действительные части диэлектрической ϵ' и магнитной μ' проницаемости принимают отрицательные значения в одном и том же частотном диапазоне. При частотах вблизи резонансной частоты 2,7 ГГц ММ LR-5A имеет низкие значения КП и КО (рисунок 5.75). Фаза КП ММ LR-5A проходит через нулевое значение на резонансной частоте и принимает отрицательные значения справа по частоте от резонанса, что характерно для отрицательных значений действительных частей диэлектрической ϵ' и магнитной μ' проницаемости ММ (рисунок 5.76).

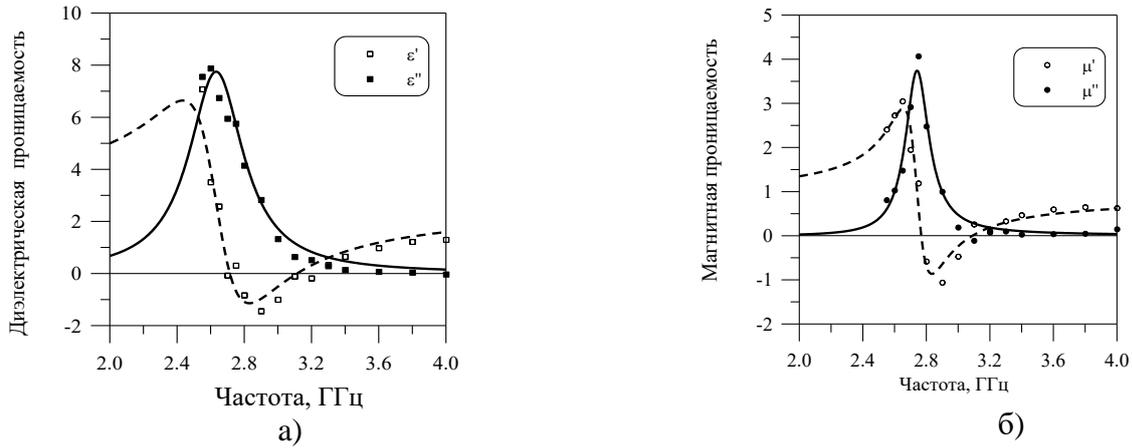


Рисунок 5.73 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца ММ LR-5А (точки – экспериментальные значения, линии – аппроксимации функциями лоренцевских резонансов)

Если разместить слой ММ LR-5А на металлической подложке, то получим РПМ с характеристиками КО, показанными на рисунке 5.74. Минимум КО на металлической подложке R_m при нормальном падении ЭМВ расположен вблизи максимума магнитных потерь композита. Полученный материал относительно узкополосный, хотя у него есть свойства, которые традиционные поглощающие материалы не имеют. А именно, при низких частотах диэлектрическая и магнитная проницаемость слоя малы, и он становится радиопрозрачным, что может оказаться важным для решения ряда задач ЭМС.

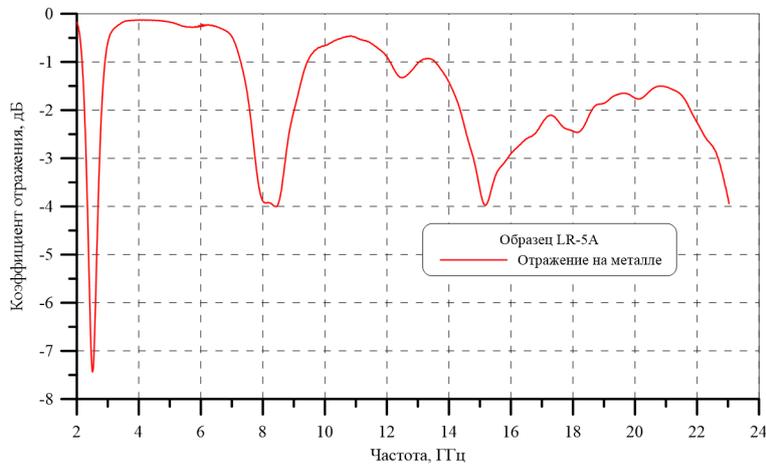


Рисунок 5.74 – Частотная зависимость КО ММ LR-5А на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ в свободном пространстве

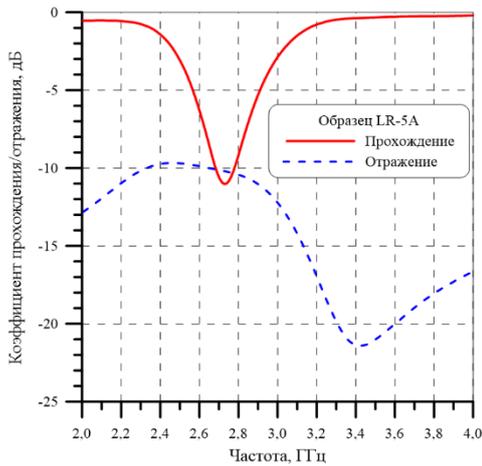
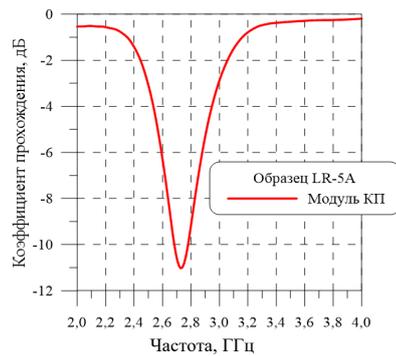
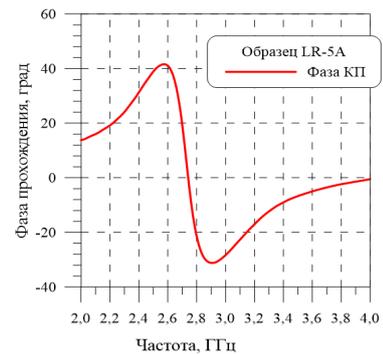


Рисунок 5.75 – Частотные зависимости КП (сплошная линия) и КО (пунктир) ММ LR-5A при нормальном падении ЭМВ в свободном пространстве



а)



б)

Рисунок 5.76 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КП ММ LR-5A при нормальном падении ЭМВ в свободном пространстве

Отметим, что конструирование РПМ путём компьютерного моделирования с использованием частотных зависимостей ε и μ ММ, полученных в результате измерений этих величин в свободном пространстве, достаточно сложно. Здесь проявляется эффект «ближкодействия», связанный с тем, что при приближении к металлической поверхности эффективные параметры ММ начинают изменяться, так как изменяется расстояние между включением и его изображением за металлической поверхностью. При малых расстояниях образца от металлической подложки могут возникнуть новые резонансы в частотных зависимостях ε и μ [286]. Это иллюстрирует рисунок 5.77, где показана частотная зависимость магнитной проницаемости образца, рассчитанная из результатов измерения амплитуды и фазы КО образца ММ LR-5A (см. рисунки 5.74-5.76) в свободном пространстве и образца ММ LR-5A, расположенного на металлической подложке в широком диапазоне частот. Хорошо видно появление высших магнитных резонансов (третья и пятая моды) и изменение структуры основного резонанса магнитной проницаемости ММ, полученного ранее из измерений КП и КО образца на металлической подложке.

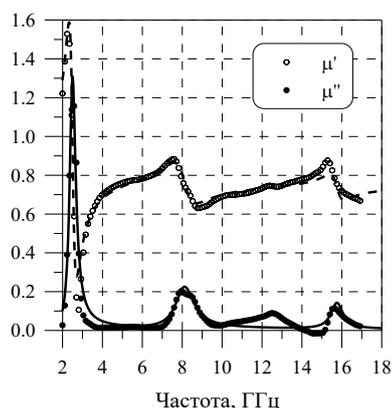


Рисунок 5.77 – Частотная зависимость эффективной магнитной проницаемости ММ LR-5A в широком диапазоне частот, полученная из комплексных КО ММ

Таким образом, материальные параметры исследуемых однослойных ММ являются довольно условными величинами. Здесь приведены значения эффективных параметров образцов ММ, рассчитанные по формулам Френеля на основе измеренных комплексных КО и КП плоских образцов, полученных в свободном пространстве. Известно, что плоская ЭМВ, падающая на поверхность измеряемого образца, возмущается на характерных масштабах, которые могут значительно превышать толщину слоя образца [246]. Поэтому, когда образец ММ помещают на металлическую подложку или на другой аналогичный образец ММ, это часто приводит к некоторым изменениям эффективных параметров результирующего образца материала.

5.6.2.1 Широкий угловой рабочий диапазон радиопоглощающих материалов на основе метаматериалов с отрицательной рефракцией

В предыдущих примерах конструкций РПМ не уделялось внимания частотной области, где реализуется отрицательная рефракция. Вместе с тем, именно в этой области с отрицательными ϵ и μ РПМ может обладать совершенно удивительными свойствами [247-250]. Рассмотрим рисунок 5.78a. Схема качественно объясняет работу обычного интерференционного покрытия с $\epsilon > 1$ и $\mu > 1$.

Толщина покрытия должна быть выбрана таким образом, чтобы обеспечить 180° разницу фаз волны, отраженной от внешней поверхности материала (сплошная линия) и волны, прошедшей через слой материала и отраженной от металла, при этом амплитуды волн должны быть близки друг другу, чтобы обеспечить минимум КО. Набег фазы зависит от частоты и толщины покрытия и является критическим параметром. Будем считать частоту падающей ЭМВ постоянной величиной. Если угол падения ЭМВ изменяется, то набег фазы зависит от угла падения волны при условии, что используется традиционное покрытие. Следовательно, угловая зависимость становится довольно узкополосной.

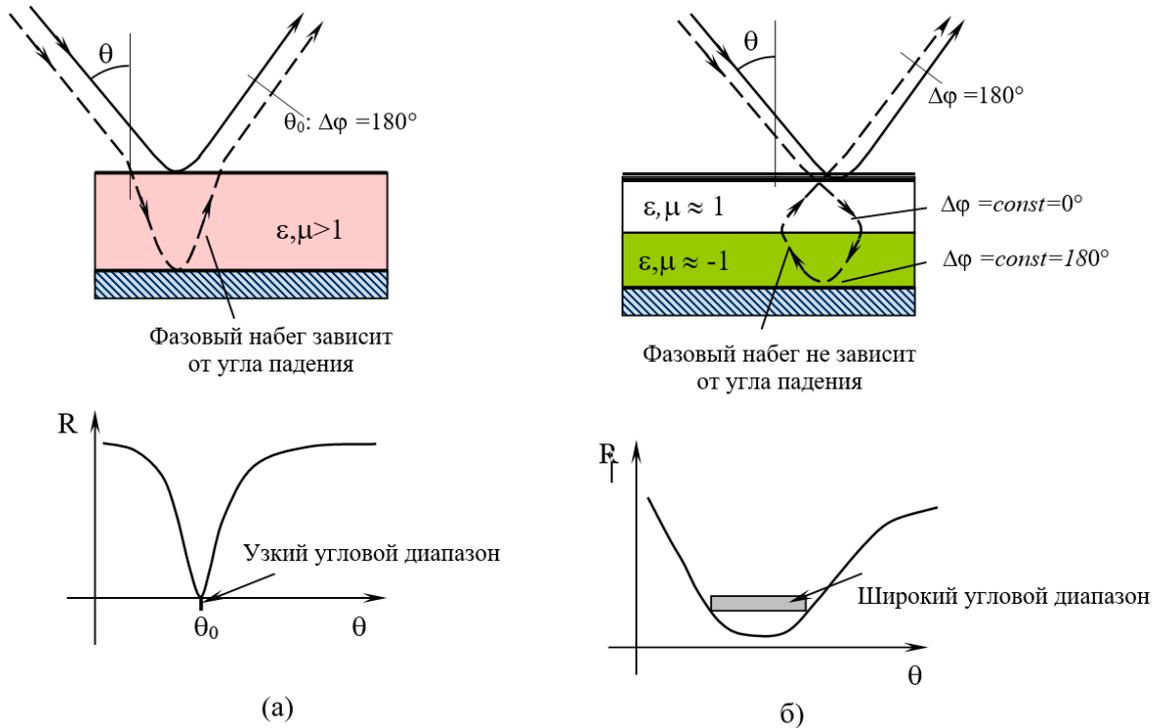


Рисунок 5.78 - Схематическое описание функционирования традиционных покрытий (а) и покрытий на основе ММ (б) на металлической подложке интерференционного типа

Рассмотрим теперь диаграмму, показанную на рисунок 5.78б. Покрытие состоит из тонкой полупрозрачной магнитной пленки и двух слоев одинаковой толщины с $\epsilon, \mu \approx 1$ и $\epsilon, \mu \approx -1$. В этом случае суммарный набег фазы в слое не зависит от угла падения ЭМВ благодаря взаимной фазовой компенсации, вызванной отрицательной фазовой скоростью обратной волны в слое ММ. Соответственно, КО покрытия слабо зависит от угла падения волны, по крайней мере, пока сохраняются амплитудные соотношения волн.

Экспериментальные исследования подтверждают эти теоретические предположения. Экспериментальная установка схематически представлена на рисунке 5.79а. Угловая зависимость КО покрытия может быть измерена путем регистрации амплитуды отраженной волны во время вращения двугранного уголкового отражателя (ДУО), на одну из граней которого нанесено исследуемое покрытие. Пример измеренной амплитуды отраженной волны (в дБ) представлен на рисунок 5.79б, где кривая 1 соответствует ДУО без покрытия, кривая 2: многослойное покрытие на основе ММ (метаструктура), размещенное, как предполагалось выше, кривая 3: только тонкая полупрозрачная магнитная пленка, расположенная параллельно грани ДУО, кривая 4: только один слой ММ на грани уголка. Образец ММ LR-5А был изготовлен из лево- и правозакрученных спиралей, как показано на рисунках 5.71-5.72. Превосходство сэндвичевой (многослойной) метаструктуры (кривая 2) ярко выражено, в этом случае можно наблюдать широкий угловой диапазон эффективного поглощения. Заметим, что величина рабочей частоты 2,88 ГГц была выбрана из соображений, чтобы надежно обеспечить

отрицательный фазовый набег внутри ММ LR-5А. Наблюдаемая эффективная работа покрытия сильно деградирует, когда рабочая частота изменяется к величинам (вблизи резонанса), где ММ проявляет свойства обычного материала, т.е. $\epsilon, \mu \geq 1$ [251-252].

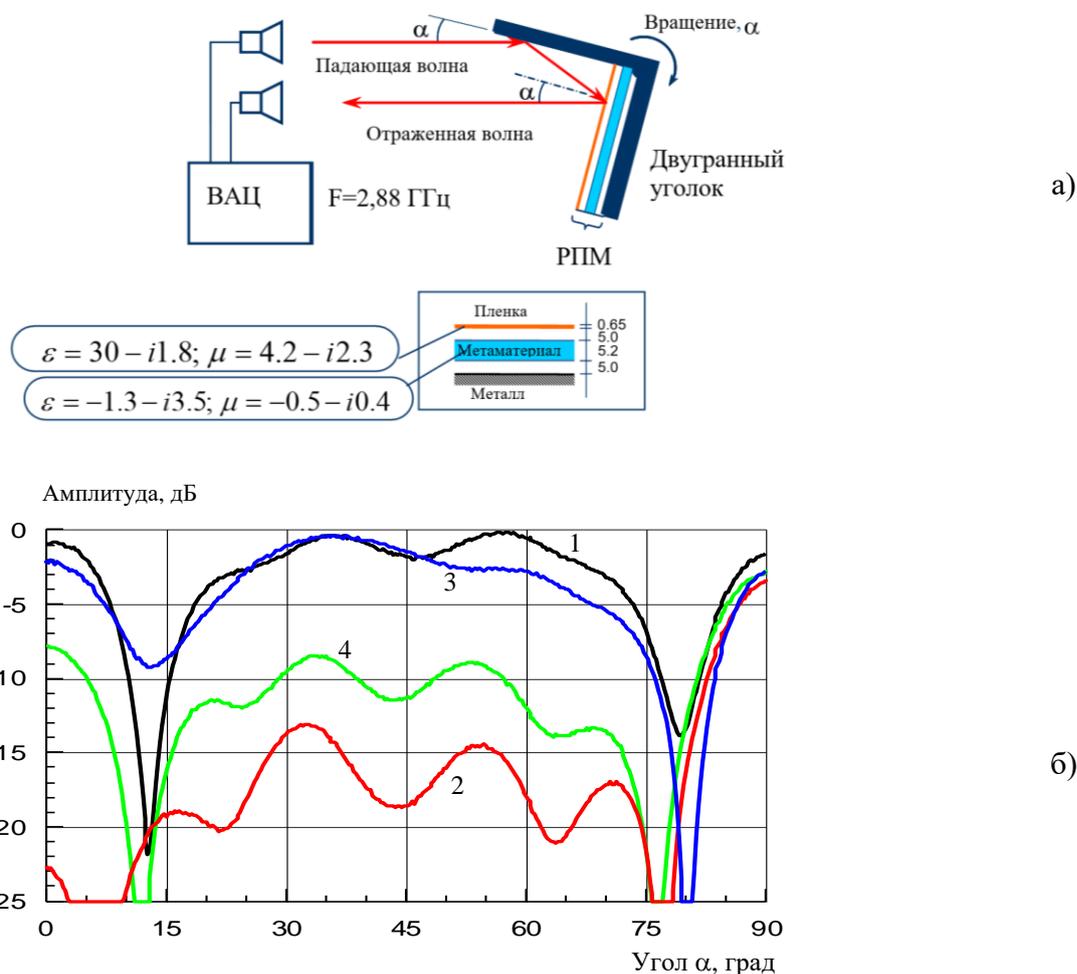


Рисунок 5.79 – Схема экспериментальной установки (а) и угловые зависимости амплитуды отраженного сигнала (б) для различных вариантов покрытий, размещенных на грани двугранного уголка (черная кривая 1 – ДУО без покрытия, красная кривая 2 – ДУО с метаструктурой на основе ММ, синяя кривая 3 – ДУО с магнитной пленкой на грани уголка, зеленая кривая 4 – ДУО с ММ на грани уголка)

На рисунке 5.80 представлены ДОР металлического ДУО размерами 200×200 мм при частоте 2,88 ГГц при ГП (рисунок 5.80а) и при ВП (рисунок 5.80б), как в исходном виде (кривые 1), так и с покрытием одной грани уголка материалом в виде сэндвичевой метаструктуры (схему метаструктуры см. на рисунке 5.79а), трехслойной - без верхнего слоя магнетодиэлектрика толщиной 15,2 мм (кривые 2), так и четырехслойной – с верхним согласующим слоем магнетодиэлектрика (типа пленки, формируемой из компаунда У-1 на основе магнитного наполнителя КЖ-2) толщиной 0,65 мм и общей толщиной 15,85 мм. Кривые, представленные на рисунке 5.80а аналогичны кривым, представленным на рисунке 5.79б, но имеют больший диапазон углов вращения уголка и динамический диапазон сигнала. Частота ЭМВ равная 2,88

ГГц соответствует области отрицательной рефракции, где метаструктура имеет $\epsilon, \mu \approx -1$, а КО метаструктуры при нормальном падении ЭМВ на этой частоте имеет минимальное значение, что подтверждает график расчетной частотной зависимости КО четырехслойной метаструктуры на основе ММ LR-5А на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ, представленный на рисунке 5.81. Углы азимута 0 и 90° соответствуют нормальному падению ЭМВ на грани уголка.

При ВП (параллельной) ЭМВ четырехслойная метаструктура имеет низкие значения КО на металлической подложке на уровне минус 15-20 дБ вплоть до углов падения ЭМВ около 75°, в то время как при ГП (перпендикулярной) ЭМВ низкие значения КО метаструктуры обеспечиваются только до углов падения ЭМВ порядка 45°, что подтверждают графики расчетной угловой зависимости КО метаструктуры на металлической подложке при частоте 2,88 ГГц для обеих поляризаций ЭМВ, представленные на рисунке 5.82.

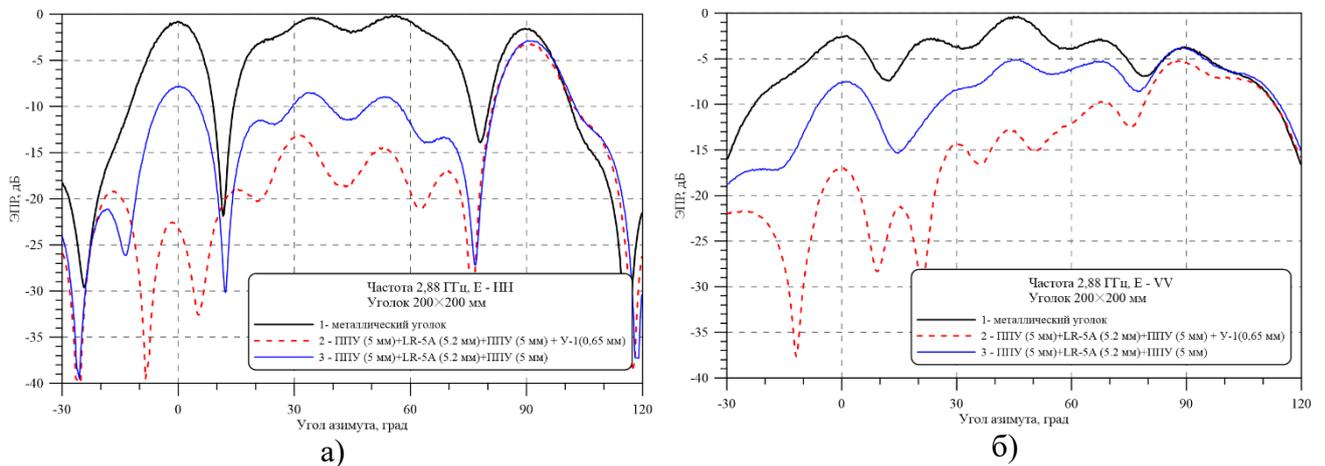


Рисунок 5.80 – ДОР ДУО размерами 200×200 мм при частоте 2,88 ГГц при ГП (а) и ВП (б): черная кривая 1 – ДУО в исходном виде, красная кривая 2 – четырехслойная метаструктура (см. рисунок 5.79а), синяя кривая 3 – трехслойная метаструктура без верхней согласующей пленки магнитоэлектрика

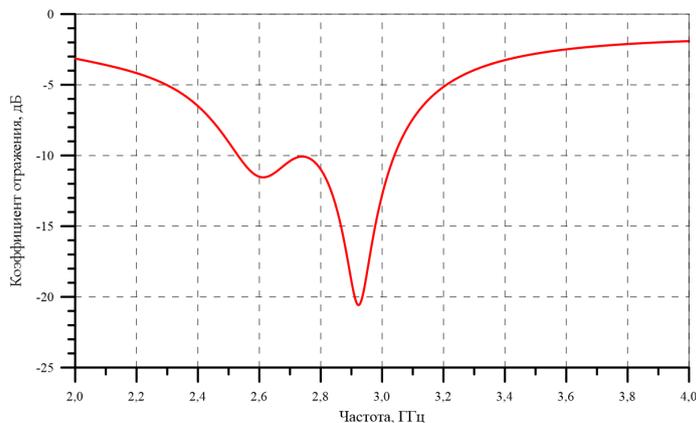


Рисунок 5.81 – Частотная зависимость КО четырехслойной метаструктуры на основе ММ LR-5А на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

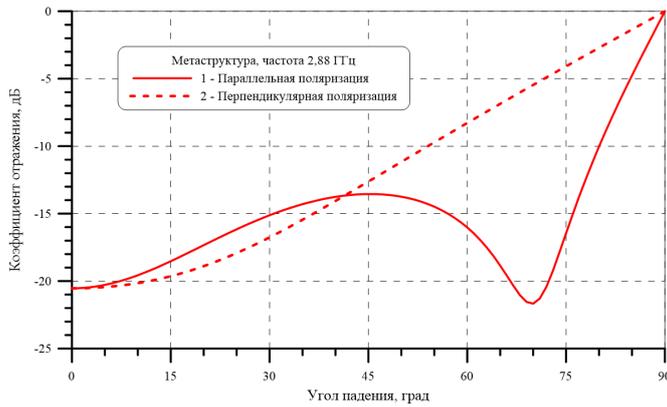


Рисунок 5.82 – Угловая зависимость КО четырехслойной метаструктуры на основе ММ LR-5A при частоте 2,88 ГГц при параллельной (кривая 1) и перпендикулярной (кривая 2) поляризации ЭМВ

Материалы данного раздела опубликованы в работах [245, 253].

5.6.2.2 Радиопоглощающие свойства метаматериалов на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей

Метаматериал LR-5A

Рассмотрим эффективность радиопоглощающих свойств ММ LR-5A на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей на примере снижения ЭПР металлической пластины за счет нанесения на нее ММ LR-5A. Частотная зависимость КО ММ LR-5A при нормальном падении ЭМВ представлена ранее на рисунке 5.74.

Рассмотрим ДОР квадратной металлической пластины размерами 200×200 мм с кромками, ориентированными под углом 45° к векторам электрического или магнитного поля ЭМВ (чтобы минимизировать значительный вклад передних и задних кромок пластины в ее ЭПР), для перпендикулярной поляризации излучения (вектор электрического поля перпендикулярен плоскости падения ЭМВ, рисунок 5.83).

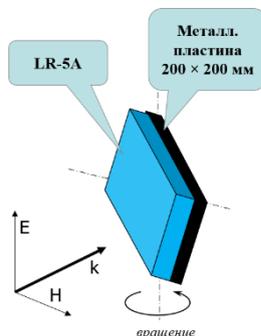


Рисунок 5.83 – Падение ЭМВ на металлическую квадратную пластину с креном 45° к векторам поля для случая перпендикулярной поляризации волны

ДОР металлической пластины при частоте 2,51 ГГц, соответствующей минимуму КО ММ LR-5A, при перпендикулярной поляризации волны представлена на рисунке 5.84 (кривая 1 – ДОР металлической пластины, кривая 2 – ДОР металлической пластины с ММ LR-5A). Налицо эффективное снижение ЭПР металлической пластины вблизи нормального падения ЭМВ и при

скользящем падении волны. Снижение ЭПР основного лепестка ДОР металлической пластины за счет нанесения MM LR-5A составляет около 5 дБ.

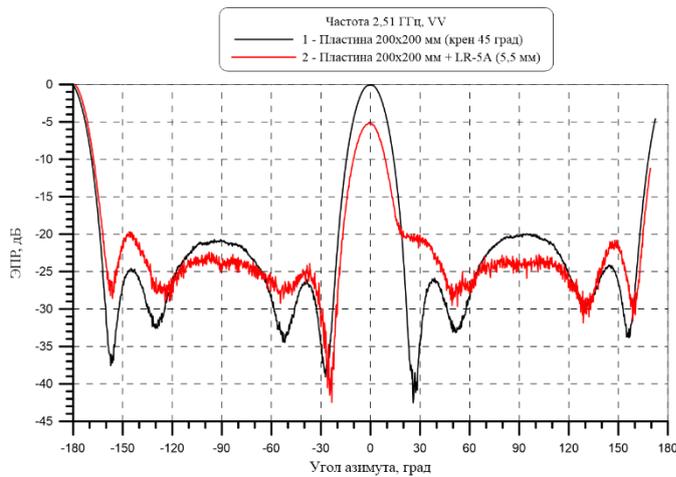


Рисунок 5.84 – ДОР квадратной металлической пластины размерами 200×200 мм в исходном виде (кривая 1) и пластины с MM LR-5A (кривая 2) при частоте 2,51 ГГц при перпендикулярной поляризации ЭМВ

Для параллельной поляризации волны (рисунок 5.85) ДОР металлической пластины и пластины с MM LR-5A представлены на рисунке 5.86. Для параллельной поляризации волны эффективность MM LR-5A проявляется, в основном, только при углах, близких к нормальному падению волны.

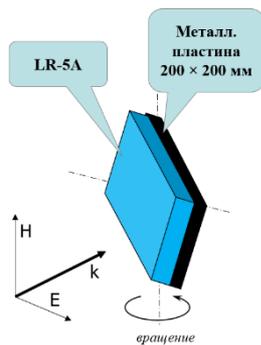


Рисунок 5.85 – Падение ЭМВ на металлическую квадратную пластину с креном 45° к векторам поля для случая параллельной поляризации волны

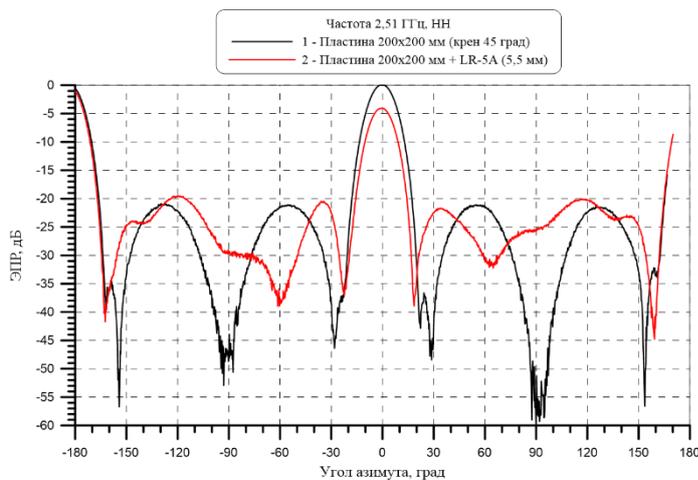


Рисунок 5.86 – ДОР квадратной металлической пластины размерами 200×200 мм в исходном виде (кривая 1) и пластины с MM LR-5A (кривая 2) при частоте 2,51 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

5.7 Эффективный радиопоглощающий материал на основе метаматериала LR-5A с магнитным подслоем

Как показывают предыдущие результаты измерений эффективности поглощающих свойств ММ LR-5A, последний обладает узкополосными поглощающими свойствами, обусловленными его резонансными диэлектрическими и магнитными потерями. Использование под ММ тонкой подложки из традиционного магнетодиэлектрика позволяет как значительно улучшить поглощающие свойства структуры вблизи основного магнитного резонанса ММ, так и расширить поглощающие свойства на частотах, соответствующих высшим магнитным модам ММ.

На рисунке 5.87 показаны типичные частотные зависимости КО ММ LR-5A толщиной 5 мм (кривая 1), магнитного РПП РАН-18М (на основе магнитного наполнителя КЖ-2) толщиной 1 мм (кривая 2) и ММ LR-5A с магнитной подложкой из РПП РАН-18М толщиной 1 мм (кривая 3) на металлической подложке, из которых следует, что наличие тонкого магнитного подслоя под ММ приводит к значительному согласованию структуры ММ LR-5A/РПП РАН-18М (далее эту структуру будем именовать как **РПМ**) и снижению его КО, как на основной магнитной моде, так и в области высших магнитных мод ММ.

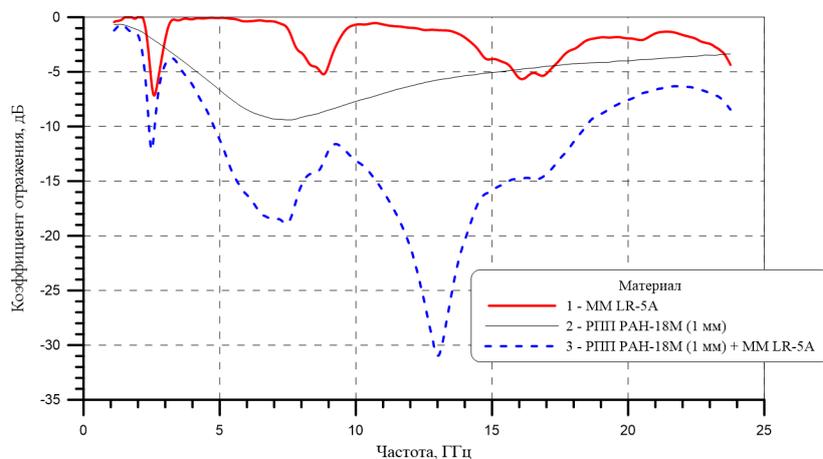


Рисунок 5.87 – Частотные зависимости КО ММ LR-5A (красная кривая 1), РПП РАН-18М толщиной 1 мм (черная кривая 2) и ММ LR-5A с магнитной подложкой РПП РАН-18М толщиной 1 мм (синяя кривая 3) на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

ДОР металлической пластины с РПМ на основе метаматериала LR-5A

Для оценки поглощающих свойств РПМ на основе ММ LR-5A с магнитным подслоем рассмотрим ДОР квадратной металлической пластины размерами 230×230 мм, расположенной с креном 45° к векторам поля для уменьшения вклада передних и задних кромок пластины в ДОР пластины. На рисунке 5.88 показано взаимное расположение квадратной металлической пластины с РПМ и векторов электромагнитного поля для случая перпендикулярной поляризации волны.

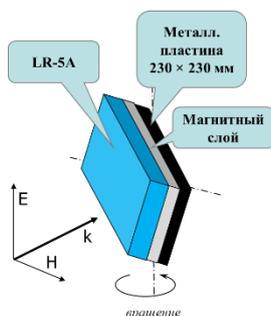


Рисунок 5.88 – Падение ЭМВ на металлическую квадратную пластину с РПМ размерами 230×230 мм с креном 45° к векторам поля для случая перпендикулярной поляризации волны

ДОР металлической пластины с РПМ для перпендикулярной поляризации волны, представленная на рисунке 5.89а при частоте 2,4 ГГц, соответствующей локальному минимуму КО РПМ (см. рисунок 5.87) демонстрирует эффективное снижение ЭПР пластины не только при нормальном падении ЭМВ, но и при углах падения волны вплоть до скользящего падения 90°. При частоте 2,77 ГГц (рисунок 5.89б) справа от локального минимума КО РПМ (рисунок 5.87) эффективность РПМ остается значительной вплоть до углов падения ЭМВ около 45°.

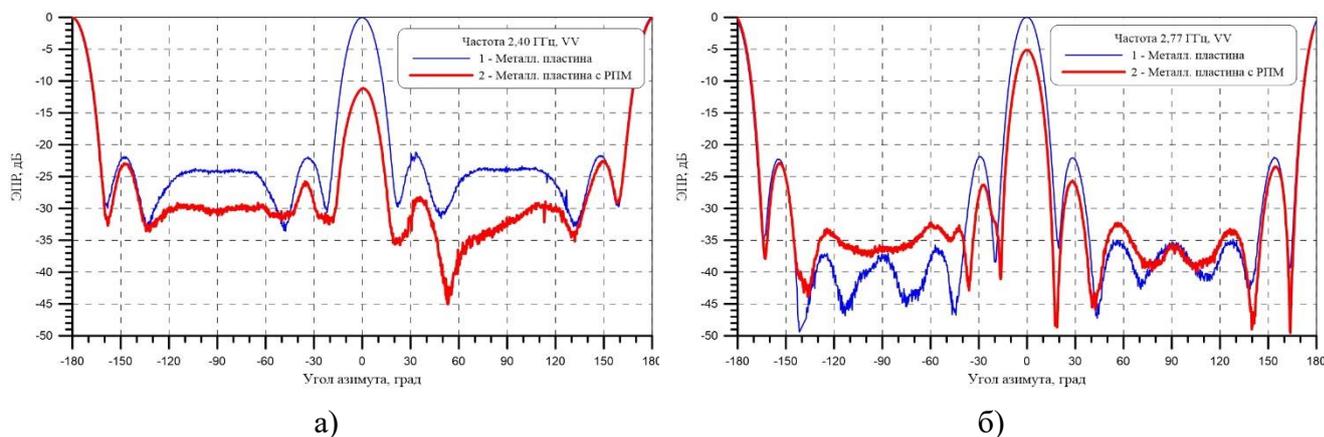


Рисунок 5.89 – ДОР квадратной металлической пластины размерами 230×230 мм в исходном виде (кривая 1) и пластины с РПМ (кривая 2) при частоте 2,40 ГГц (а) и 2,77 ГГц (б) при перпендикулярной поляризации ЭМВ

Другая серия экспериментов по измерению ДОР квадратной металлической пластины была выполнена для металлической пластины размерами 200×200 мм, покрытой с обеих сторон магнитным РПП РАН-18М. Эффективность применения РПМ на одной из сторон металлической пластины в этом случае при частоте 2,51 ГГц для перпендикулярной поляризации ЭМВ для снижения ЭПР пластины демонстрирует рисунок 5.90а (кривая 3). ЭПР квадратной пластины с РПМ в этом случае эффективно снижается (более чем на 10 дБ) до углов падения волны 130°, что примерно на порядок превосходит эффективность традиционного магнитного РПП РАН-18М для снижения ДОР квадратной металлической пластины (кривая 2). Наличие магнитного слоя под ММ LR-5А значительно увеличивает эффективность ММ LR-5А по сравнению с исходным ММ LR-5А без магнитного слоя (сравнить с рисунком 5.84) для снижения ДОР металлической пластины.

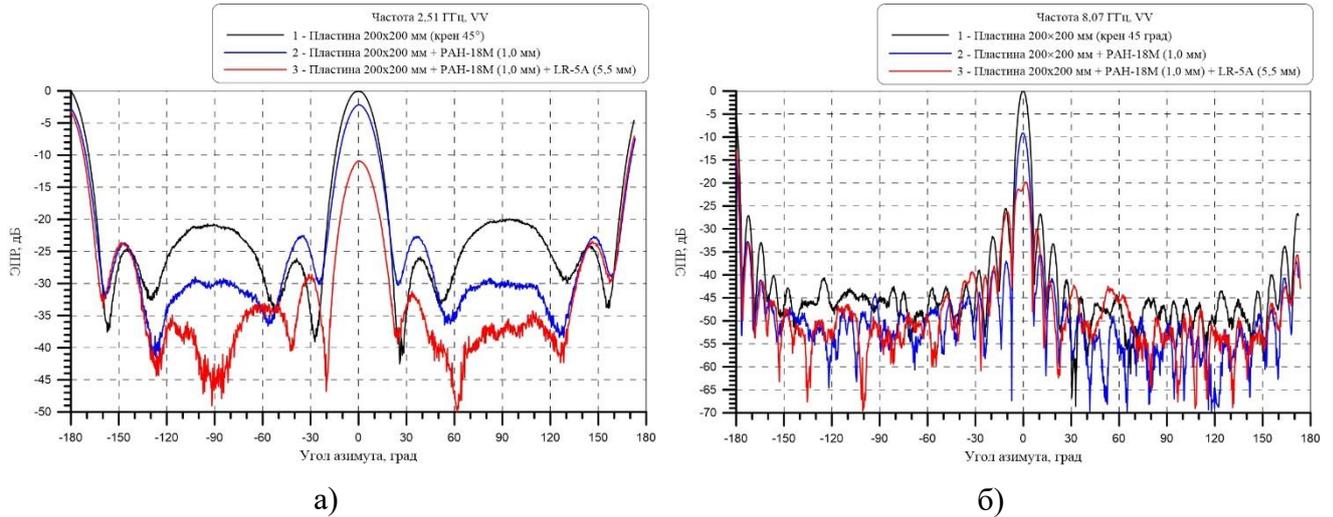


Рисунок 5.90 – ДОР квадратной металлической пластины размерами 200×200 мм в исходном виде (кривая 1) и пластины с двухсторонним РПП РАН-18М (кривая 2) и пластины с двухсторонним РПП РАН-18М и РПИ на одной стороне пластины (кривая 3) при частоте 2,51 ГГц (а) и 8,07 ГГц (б) при перпендикулярной поляризации ЭМВ

На рисунке 5.90б представлены ДОР квадратной металлической пластины с двухсторонним магнитным РПП РАН-18М и с двухсторонним РПП РАН-18М и РПИ (LR-5A + РПП РАН-18М) на одной стороне пластины при частоте 8,07 ГГц, соответствующей третьей магнитной моде ММ LR-5A, при перпендикулярной поляризации ЭМВ. Эффективность РПИ для снижения ЭПР металлической пластины высока при нормальном падении волны (около минус 20 дБ) и в отдельных угловых ракурсах от 60 до 160°, при малых углах падения волны снижение БЛ ДОР пластины за счет РПИ незначительно, что связано с дополнительными «паразитными» дифракционными эффектами на решетке из отдельных спиралей с шагом, соизмеримым с длиной волны.

Для качественного анализа влияния ММ LR-5A в структуре РПИ на ДОР металлической пластины на рисунке 5.91 представлены двумерные картины уровней ЭПР металлической пластины (зависимости от частоты и угла падения ЭМВ) размерами 200×200 мм (а), пластины с двухсторонним магнитным РПП РАН-18М толщиной 1 мм (б), пластины с ММ LR-5A толщиной 5,5 мм (в) и пластины с РПИ (ММ LR-5A+РПП РАН-18М) (г) в зависимости от частоты и угла падения ЭМВ для перпендикулярной поляризации волны.

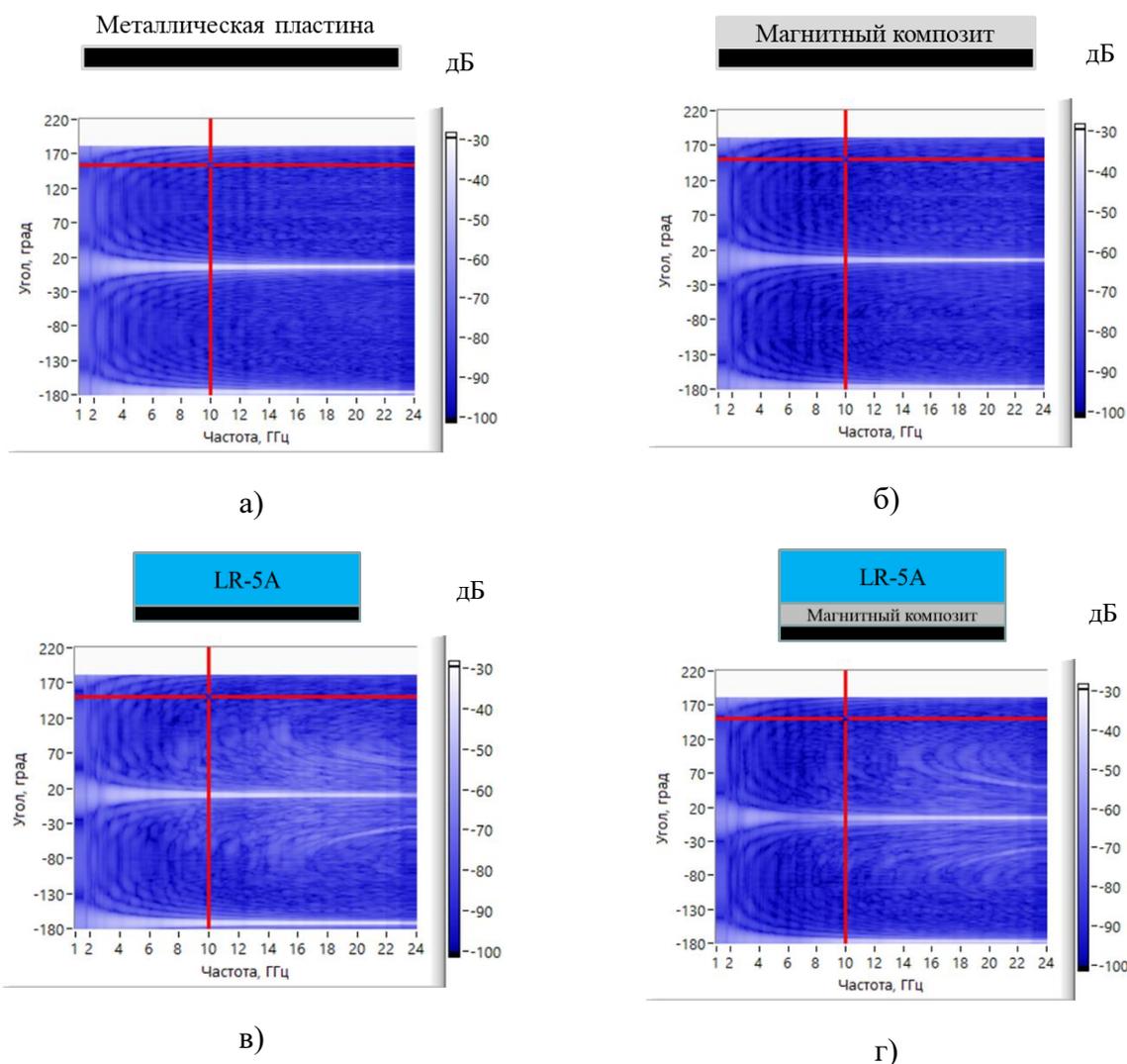


Рисунок 5.91 – Двумерные картины относительных уровней ЭПР металлической пластины размерами 200×200 мм (а), металлической пластины с двухсторонним РПП РАН-18М толщиной 1 мм (б), металлической пластины с ММ LR-5А (в) и металлической пластины с РПМ (г) при перпендикулярной поляризации волны

Из анализа ДОР металлических пластин на рисунке 5.91 четко прослеживается рост ближних БЛ ДОР пластины при наличии ММ LR-5А в диапазоне частот от третьей до пятой магнитной моды ММ, вызванный дополнительным вкладом в обратное рассеяние от дифракционной решетки спиралей, который заметно снижается при наличии магнитного подслоя. Из разницы ЭПР исходной металлической пластины с креном 45° и пластины с РПП РАН-18М и РПМ при нормальном облучении были получены частотные зависимости КО РПП РАН-18М и РПМ при нормальном падении ЭМВ, представленные на рисунке 5.92.

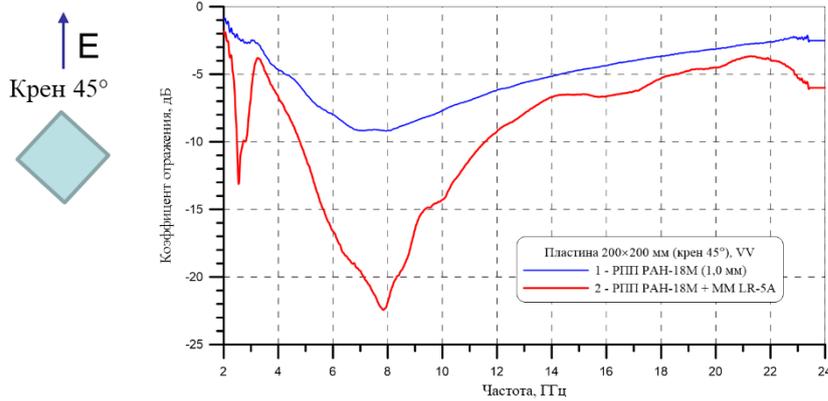


Рисунок 5.92 – Частотные зависимости КО РПП РАН-18М и РПМ (РПП РАН-18М + ММ LR-5А) на металлической пластине с креном 45° при нормальном падении ЭМВ

Глубокий минимум КО РПМ с креном 45° прослеживается при частоте первой магнитной моды 2,5 ГГц, при частоте третьей магнитной моды около 8,0 ГГц и незначительный минимум КО при частоте пятой магнитной моды около 15 ГГц. Из-за незначительной анизотропии эффективных параметров ММ LR-5А в плоскости образца, при крене металлической пластины 0° (без крена) третий локальный минимум КО РПМ проявляется более четко и частотная зависимость КО РПМ при нормальном падении ЭМВ, полученная на стенде измерения параметров материалов в свободном пространстве близка к расчетной зависимости КО РПМ, полученной из измеренных значений эффективных параметров РПП РАН-18М и ММ LR-5А (рисунок 5.93).

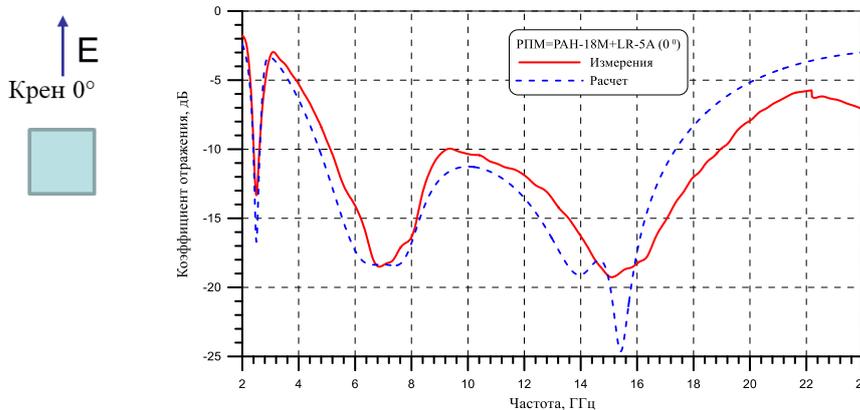


Рисунок 5.93 – Измеренные (сплошная линия) и расчетные (пунктирная линия) частотные зависимости КО РПМ (РПП РАН-18М + ММ LR-5А) для металлической пластины с креном 0° при нормальном падении ЭМВ

Эффективность применения РПМ на одной стороне металлической пластины при частоте 2.51 ГГц для параллельной поляризации ЭМВ (рисунок 5.94) для снижения ЭПР пластины демонстрирует рисунок 5.95а (кривая 3). ЭПР квадратной пластины с РПМ в этом случае эффективно снижается (более чем на 10 дБ) до углов падения волны $\pm 140^\circ$, что примерно на порядок превосходит эффективность традиционного магнитного покрытия РПП РАН-18М для снижения ДОР квадратной металлической пластины (кривая 2). Наличие магнитного слоя под ММ LR-5А значительно увеличивает эффективность ММ LR-5А по сравнению с исходным ММ LR-5А без магнитного подслоя (сравнить с рисунком 5.92) для снижения ДОР металлической пластины.

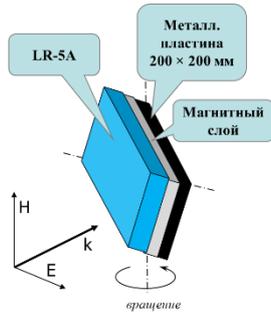


Рисунок 5.94 – Падение ЭМВ на металлическую квадратную пластину с РПМ размерами 200×200 мм с креном 45° к векторам поля для случая параллельной поляризации волны

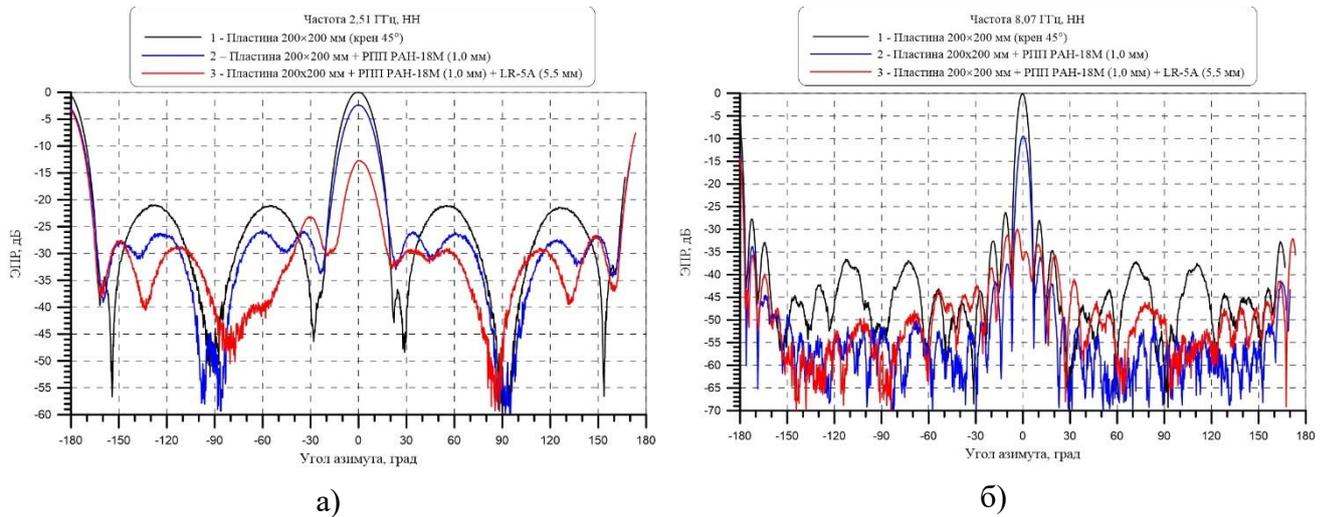


Рисунок 5.95 – ДОР квадратной металлической пластины размерами 200×200 мм с креном 45° в исходном виде (кривая 1), пластины с РПП РАН-18М (кривая 2) и пластины с РПМ (кривая 3) при частоте 2,51 ГГц (а) и 8,07 ГГц (б) при параллельной поляризации ЭМВ

На рисунке 5.95б представлены ДОР квадратной металлической пластины с магнитным слоем из РПП РАН-18М и с РПМ (РПП РАН-18М + ММ LR-5А) при частоте 8,07 ГГц, соответствующей третьей магнитной моде ММ LR-5А, при параллельной поляризации волны. Эффективность РПМ для снижения ЭПР металлической пластины высока при нормальном падении волны (около минус 30 дБ) и в отдельных угловых ракурсах от 60 до 150°, при малых углах падения волны снижение БЛ ДОР пластины за счет РПМ незначительно, что также связано с дополнительными «паразитными» дифракционными эффектами на решетке из отдельных спиралей с шагом, соизмеримым с длиной волны.

Для качественного анализа влияния ММ LR-5А в структуре РПМ на ДОР металлической пластины на рисунке 5.96 представлены двумерные картины уровней ЭПР металлической пластины размерами 200×200 мм (а), пластины с двухсторонним магнитным РПП РАН-18М толщиной 1 мм (б), пластины с ММ LR-5А толщиной 5,5 мм (в) и пластины с РПМ (РПП РАН-18М + ММ LR-5А) (г) в зависимости от частоты и угла падения ЭМВ для параллельной поляризации волны.

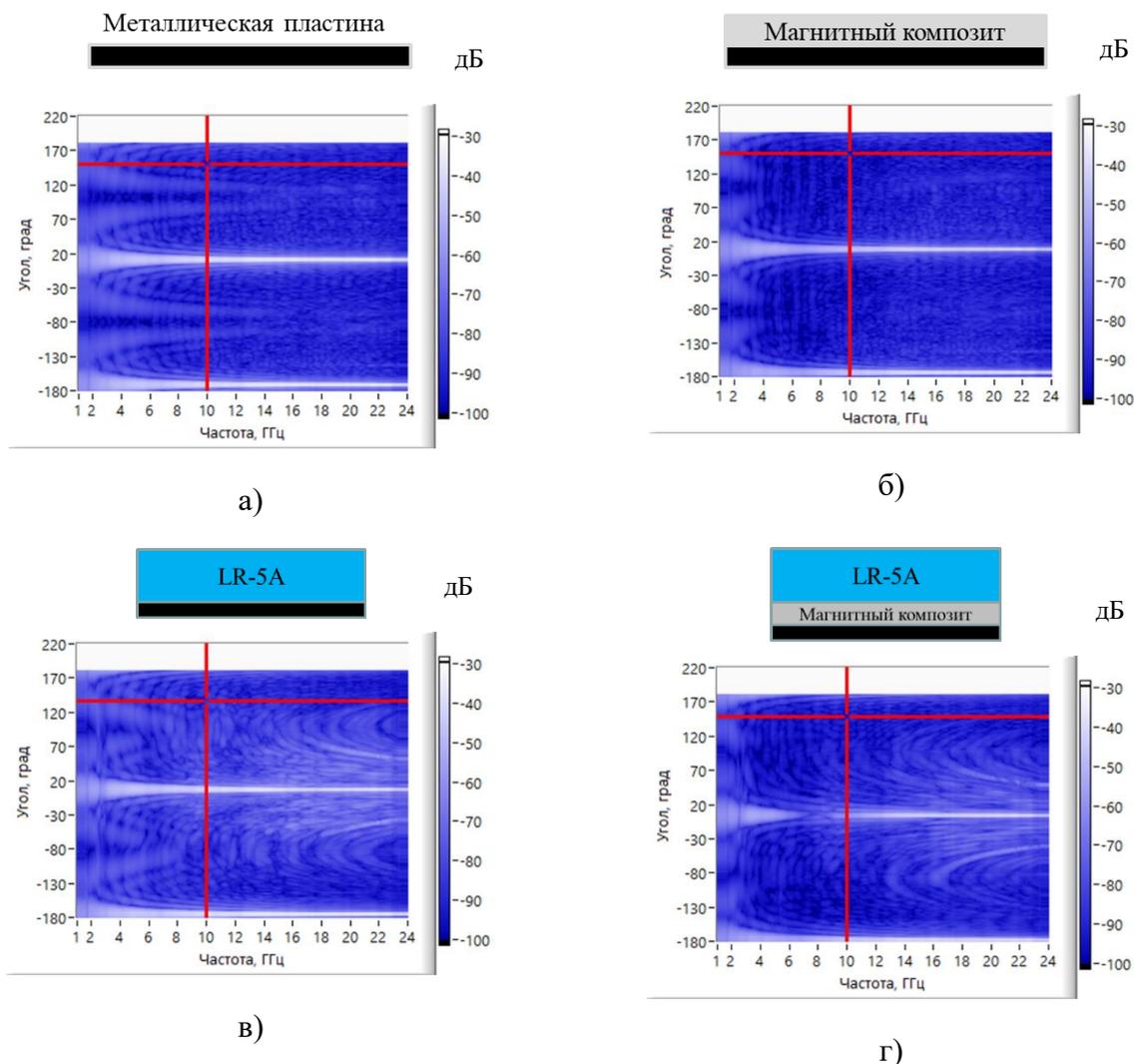


Рисунок 5.96 – Двумерные картины относительных уровней ЭПР металлической пластины размерами 200×200 мм (а), металлической пластины с РПП РАН-18М толщиной 1 мм (б), металлической пластины с ММ LR-5А (в) и металлической пластины с РПМ (г) для параллельной поляризации волны

Из анализа ДОР металлической пластины и металлической пластины с ММ LR-5А и РПМ на рисунке 5.96 следует заключение о росте ближних БЛ ДОР металлической пластины при наличии ММ LR-5А в диапазоне частот от третьей до пятой магнитной моды ММ, вызванный дополнительным вкладом в обратное рассеяние от дифракционной решетки спиралей, который заметно снижается при наличии магнитного подслоя под ММ.

Угловые зависимости КО РПМ на основе метаматериала

Для исследования угловых зависимостей КО РПМ на основе ММ LR-5А с магнитным подслоем из магнитного РПП РАН-18М толщиной 1 мм для перпендикулярной поляризации волны были исследованы ДОР металлического ДУО и ДУО с РПМ на одной из граней (рисунок 5.97).

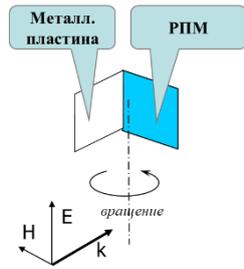


Рисунок 5.97 – Падение ЭМВ на ДУО с РПМ для случая перпендикулярной поляризации волны

ДОР исходного ДУО и ДУО с РПМ на одной из граней при частоте 2,51 ГГц, соответствующей основной первой магнитной моде ММ, при перпендикулярной поляризации волны представлены на рисунке 5.98а, угловая зависимость КО РПМ, полученная в виде разницы ДОР исходного ДУО и ДУО с РПМ представлена на рисунке 5.98б. При частоте 2,51 ГГц РПМ имеет низкие значения КО (менее минус 10 дБ) при углах падения ЭМВ до 30° при перпендикулярной поляризации волны. Аналогичные ДОР ДУО и ДУО с РПМ и графики частотной зависимости КО РПМ представлены на рисунке 5.99 при частоте 8,07 ГГц (третья магнитная мода ММ), из которых следует, что РПМ имеет низкие значения КО при частоте 8,07 ГГц в широком угловом секторе падения волны от 0 до 70° при перпендикулярной поляризации.

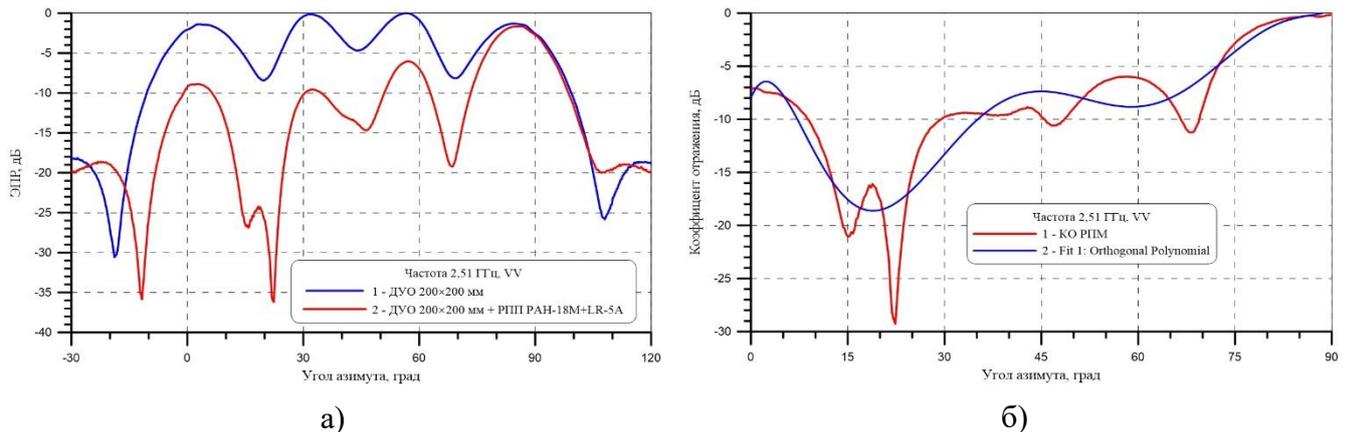


Рисунок 5.98 – ДОР ДУО в исходном виде (синяя кривая 1) и ДУО с РПМ (красная кривая 2) (а) и угловая зависимость КО РПМ (красная кривая 1 – эксперимент, синяя кривая 2 – аппроксимация) (б) при частоте 2,51 ГГц при перпендикулярной поляризации ЭМВ

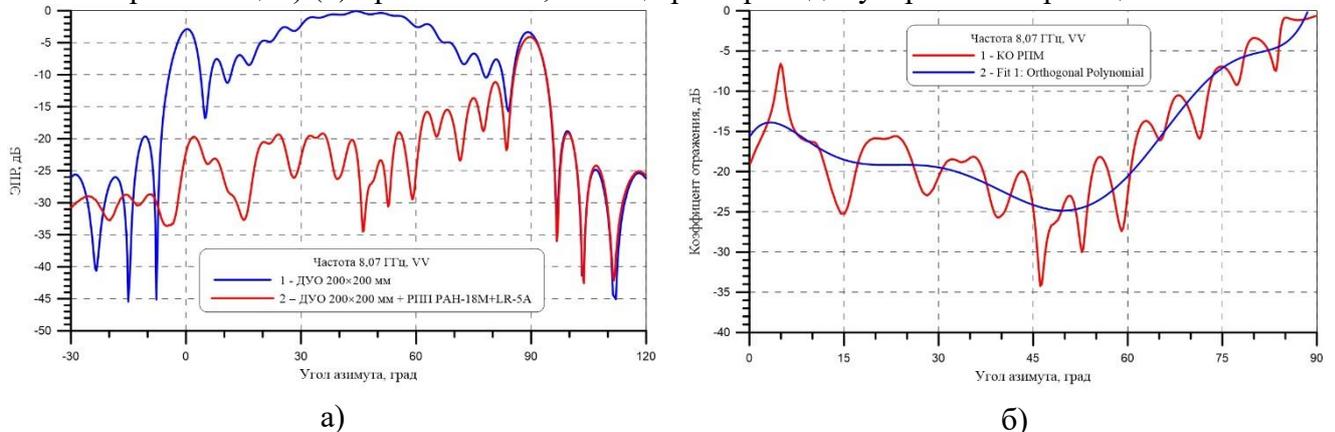


Рисунок 5.99 – ДОР ДУО в исходном виде (синяя кривая 1) и ДУО с РПМ (красная кривая 2) (а) и угловая зависимость КО РПМ (красная кривая 1 – эксперимент, синяя кривая 2 – аппроксимация) (б) при частоте 8,07 ГГц при перпендикулярной поляризации ЭМВ

На рисунке 5.100 представлена двумерная картина уровней КО РПМ при перпендикулярной поляризации ЭМВ в секторе углов падения волны от 0 до 90° и в широком частотном диапазоне от 2 до 18 ГГц. Из анализа картины уровней КО РПМ следует, что РПМ имеет низкие значения КО (менее минус 10 дБ) в узком диапазоне частот вблизи 2,5 ГГц (примерно 200 МГц) при углах падения волны до 45° и в широком диапазоне частот от 5 до 11 ГГц при углах падения волны до 75° с уровнями КО РПМ до минус 30 дБ.

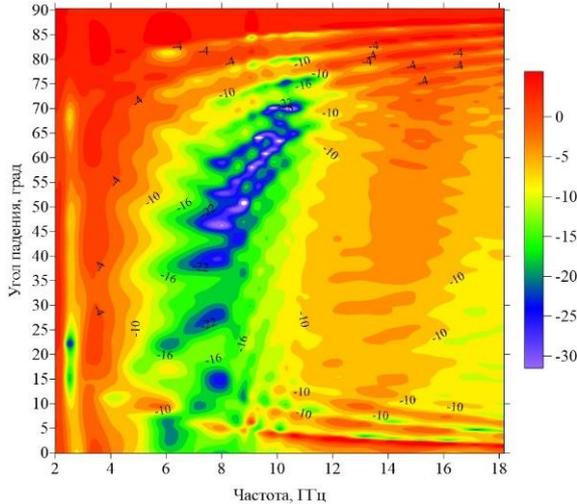


Рисунок 5.100 – Двумерная картина уровней КО РПМ при перпендикулярной поляризации ЭМВ

Таким образом, картина уровней КО РПМ при перпендикулярной поляризации волны указывает на чрезвычайно широкую частотную область поглощения РПМ в зоне третьей магнитной моды ММ с хорошими угловыми характеристиками КО РПМ, а также на существование частотной области от 15 до 18 ГГц низкого КО РПМ (менее минус 10 дБ) в зоне пятой магнитной моды ММ для углов падения ЭМВ до 40° при перпендикулярной поляризации волны.

Рассмотрим далее угловые зависимости КО РПМ для параллельной поляризации волны (рисунок 5.101).

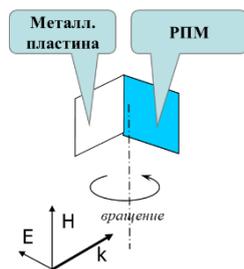


Рисунок 5.101 – Падение ЭМВ на ДУО с РПМ для случая параллельной поляризации волны

ДОР исходного ДУО и ДУО с РПМ на одной из граней при частоте 2,51 ГГц, соответствующей основной первой магнитной моде ММ, при параллельной поляризации волны представлены на рисунке 5.102а, угловая зависимость КО РПМ, полученная в виде разницы ДОР исходного ДУО и ДУО с РПМ представлена на рисунке 5.102б.

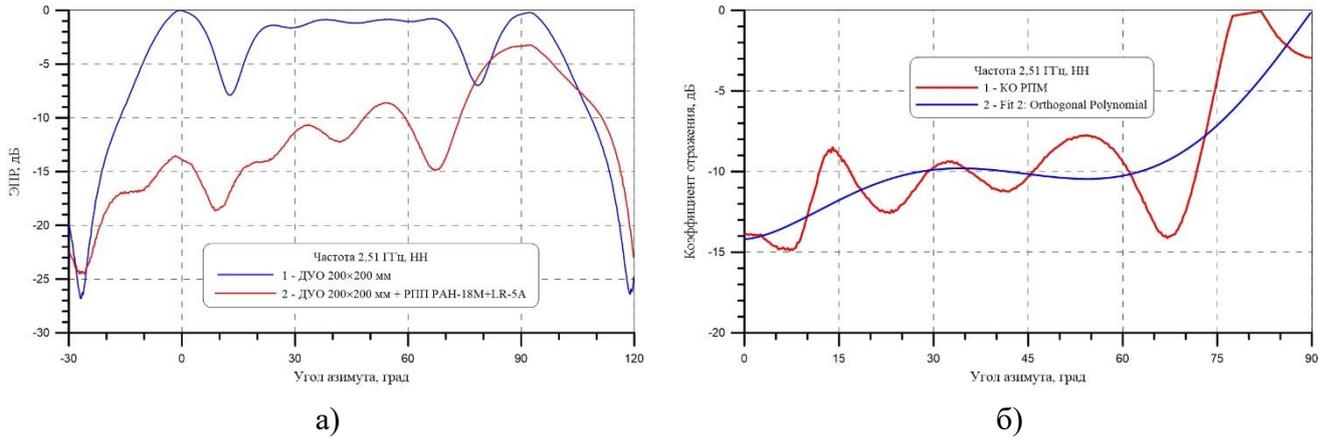


Рисунок 5.102 – ДОР ДУО в исходном виде (синяя кривая 1) и ДУО с РПИ (красная кривая 2) (а) и угловая зависимость КО РПИ (красная кривая 1 – эксперимент, синяя кривая 2 – аппроксимация) (б) при частоте 2,51 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

При частоте 2,51 ГГц РПИ имеет низкие значения КО (менее минус 10 дБ) при углах падения ЭМВ до 65° при параллельной поляризации волны. Аналогичные ДОР ДУО и ДУО с РПИ и графики угловой зависимости КО РПИ представлены на рисунке 5.103 при частоте 8,07 ГГц (третья магнитная мода ММ), из которого следует, что РПИ имеет низкие значения КО при частоте 8,07 ГГц в широком угловом секторе падения волны от 0 до 75° при параллельной поляризации волны.

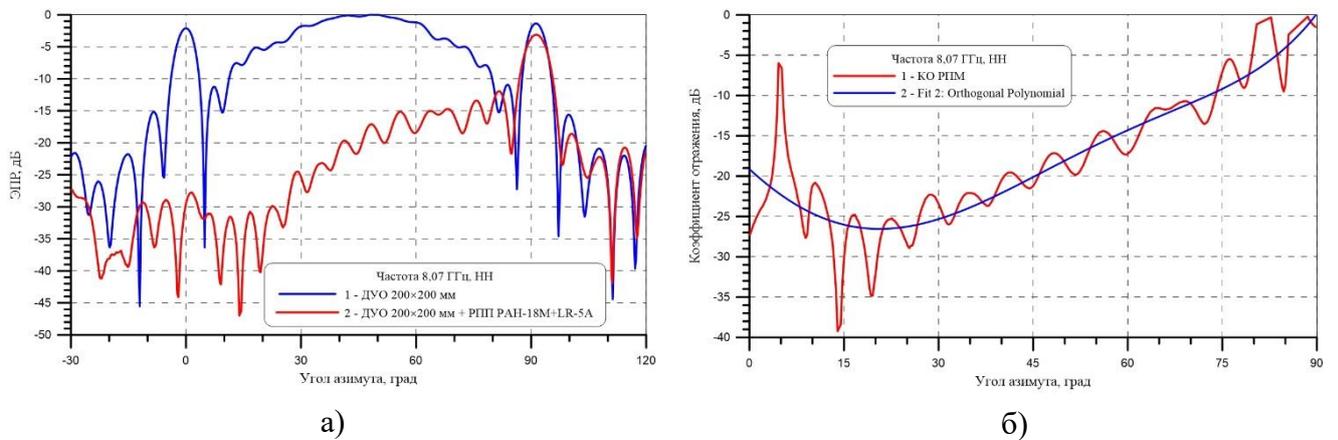


Рисунок 5.103 – ДОР ДУО в исходном виде (синяя кривая 1) и ДУО с РПИ (красная кривая 2) (а) и угловая зависимость КО РПИ (красная кривая 1 – эксперимент, синяя кривая 2 – аппроксимация) (б) при частоте 8,07 ГГц при параллельной поляризации ЭМВ

На рисунке 5.104 представлена двумерная картина уровней КО РПИ при параллельной поляризации ЭМВ в широком секторе углов падения волны от 0 до 90° и в широком частотном диапазоне от 2 до 18 ГГц. Из анализа картины уровней КО РПИ при параллельной поляризации следует, что РПИ имеет низкие значения КО (менее минус 10 дБ) в узком диапазоне частот вблизи частоты 2,5 ГГц (примерно 200 МГц) при углах падения волны до 75° и в широком диапазоне частот от 5 до 11 ГГц при углах падения волны до 75° с уровнями КО РПИ в отдельных частотных диапазонах до минус 30 дБ.

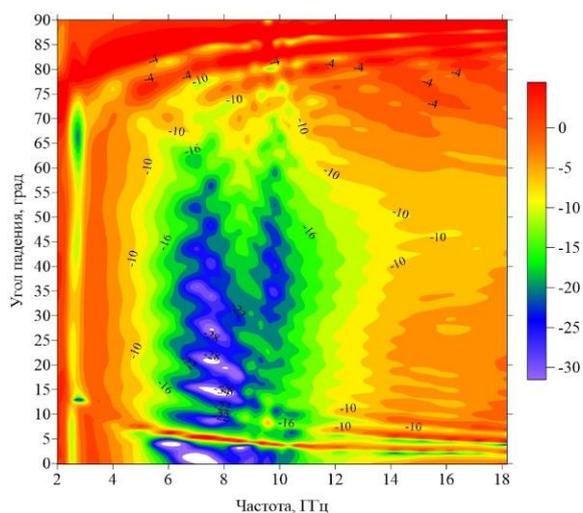


Рисунок 5.104 – Двумерная картина уровней КО РПМ при параллельной поляризации ЭМВ

Таким образом, картина уровней КО РПМ при параллельной поляризации волны указывает на чрезвычайно широкую частотную область поглощения РПМ в зоне третьей магнитной моды ММ с хорошими угловыми характеристиками КО РПМ при параллельной поляризации волны. При этом, ширины рабочей области РПМ в зоне третьей магнитной моды ММ LR-5A для обеих поляризаций волны являются близкими как по диапазону частот, так и по угловому сектору, что является уникальным свойством такого РПМ, связанного с низкой диэлектрической проницаемостью ММ в зоне третьей магнитной моды, а также с существованием низких магнитных потерь верхнего слоя ММ. ММ LR-5A является хорошим согласующим материалом для традиционного магнитного подслоя на основе модифицированного магнитного наполнителя КЖ-2.

В заключении раздела продемонстрируем хорошие согласующие свойства ММ LR-5A в частотных зонах высших нечетных магнитных мод на примере двухслойного магнитного подслоя, состоящего из первого слоя РПП РАН-1М толщиной 0,50 мм (на основе магнитного наполнителя КЖ-2), второго слоя РПП РАН-2 толщиной 0,45 мм (на основе магнитного наполнителя КЖ-3А) и третьего слоя из ММ LR-5A толщиной 5,5 мм. На рисунке 5.105 представлена частотная зависимость КО двухслойного магнитного РПП (синяя кривая 1) и трехслойного РПМ на основе ММ LR-5A с двухслойным магнитным подслоем суммарной толщиной РПМ 6,5 мм (красная кривая 2) на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ (кривая 2).

Представленный вариант трехслойного РПМ на основе ММ LR-5A с двухслойным согласующим покрытием из магнитных композитов является сверхширокополосным РПМ с низким удельным весом (не более $4,5 \text{ кг/м}^2$) по сравнению с рассмотренными в работе традиционными РПП на основе многослойных магнитных композитов (например, СШП РПП РАН-79 и РАН-85). КО данного РПМ не превышает уровень минус 10 дБ в полосе частот от 5 до 33 ГГц.

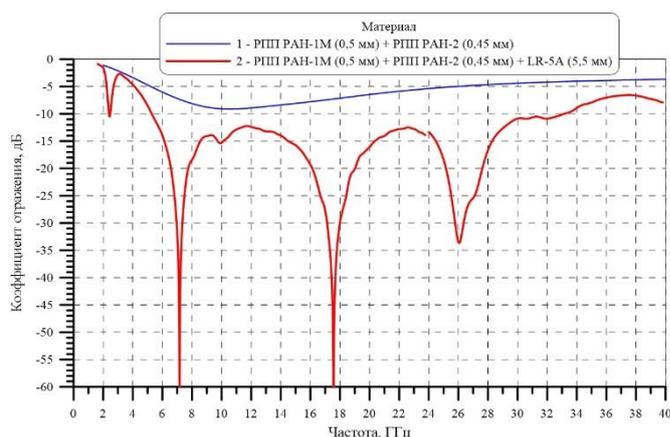


Рисунок 5.105 – Частотные зависимости КО двухслойного магнитного РПП (синяя кривая 1) и трехслойного РПП на основе ММ LR-5A с двухслойным магнитным подслоем (красная кривая 2) на металлической подложке при нормальном падении ЭМВ

Данный трехслойный РПП (кривая 2 на рисунке 5.105) имеет по сравнению двухслойным магнитным РПП (кривая 1 на рисунке 5.105) низкие значения КО РПП в зоне основной магнитной моды ММ LR-5A при частоте около 2,5 ГГц (менее минус 10 дБ), предельно низкие локальные значения КО РПП ниже минус 60 дБ в зонах третьей и пятой магнитных мод ММ при частотах около 7,0 и 17,5 ГГц, а также КО менее минус 30 дБ при частоте 26 ГГц в зоне седьмой магнитной моды ММ LR-5A.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что использование ММ на основе лево- и правозакрученных проволочных спиралей в качестве согласующего слоя в многослойных ферромагнитных покрытиях является одним из способов создания эффективных сверхширокополосных РПП с хорошими угловыми зависимостями КО и низким удельным весом РПП [254].

5.8 Практические приложения метаматериалов на основе лево- и правозакрученных проволочных спиралей в антенной технике

5.8.1 Конический рупор с метаматериалом как модернизированный облучатель коллиматора

Покажем, что композитные ММ, состоящие из гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей могут быть широко использованы для коррекции ДН слабонаправленных антенн различного типа. Рассмотрим пример использования ММ X-диапазона частот для коррекции ДН круглой рупорной антенны, используемой в облучателях зеркальных коллиматоров. Эскиз круглой рупорной антенны с насадкой из ММ представлен на рисунке 5.106. Насадка в виде трубки круглого сечения из ММ 2 диаметром 50 и длиной 100 мм возбуждается коническим металлическим рупором 1. Внешний вид конического рупора и листового образца ММ LR-2В представлен на рисунке 5.107.

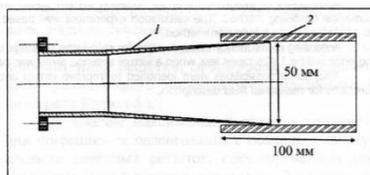


Рисунок 5.106 - Эскиз конической рупорной антенны (1) с насадкой из ММ (2)

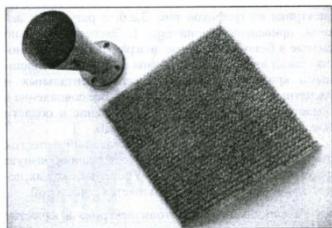


Рисунок 5.107 – Внешний вид конического рупора и листового образца ММ LR-2В

ММ LR-2В представляет собой гомогенную смесь лево- и правозакрученных проволочных спиралей, изготовленных из нихромового провода диаметром 0,05 мм, намотанных на трубку из радиационно-сшитого полиэтилена с внешним диаметром 1,8 мм и внутренним диаметром 0,5 мм. Спирали имеют 2 витка с шагом 0,9 мм, оси спиралей расположены параллельно подложке в двух взаимно-ортогональных направлениях, спирали приклеены к тонкой полиуретановой подложке толщиной 0,2 мм. Эффективные материальные параметры такого изотропного плоского композитного образца ММ измерены в свободном пространстве в диапазоне частот от 4 до 17 ГГц, имеют резонансный вид и представлены на рисунке 5.108.

ДН круглой рупорной антенны с насадкой из ММ рассчитывалась методом интегральных уравнений (ИУ) для двухслойного магнитоэлектрического волновода, принципиально ничем не отличалась от методики решения ИУ для однослойного магнитоэлектрического волновода [255].



Рисунок 5.108 – Частотные зависимости эффективной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца ММ LR-2В (точки – экспериментальные значения, линии – аппроксимации функциями лоренцевских резонансов)

Благодаря резонансной частотной дисперсии материальных параметров ММ LR-2В, небольшим соразмерным диэлектрическим и магнитным потерям ММ, можно обеспечить малое изменение фазовой скорости распространения ЭМВ в таком диэлектрическом волноводе с изменением частоты, и тем самым, обеспечить слабое изменение главного лепестка ДН

конического рупора с насадкой из ММ в некотором угловом секторе, а также формирование ДН рупора специальной «столообразной» формы.

На рисунке 5.109 представлены результаты расчетов азимутальных ДН круглой рупорной антенны с насадкой из ММ LR-2В, выходящего за апертуру рупора на 50 мм (пунктирная линия) и измерений (сплошная линия) ДН антенны в БЭК при частотах 8, 10 и 12 ГГц. Сравнение экспериментальных и расчетных данных показывает хорошее совпадение ДН в области главного лепестка, расхождение в области боковых лепестков ДН составляет порядка 5 дБ. В диапазоне частот 8-12 ГГц ДН круглой рупорной антенны имеет «столообразную» форму в секторе углов азимута $\pm 28^\circ$. Уровень первого БЛ ДН рупорной антенны с ММ не превышает уровень минус 20 дБ и понижается с ростом частоты.

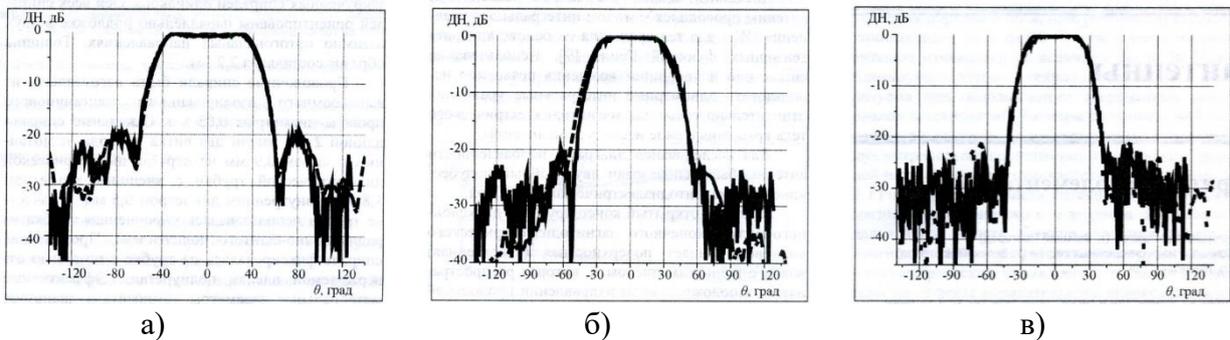


Рисунок 5.109 – ДН круглой рупорной антенны с насадкой из ММ LR-2В при частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

Таким образом, использование ММ LR-2В в качестве элемента круглой волноводной антенны позволяет получить ДН антенны «столообразной» формы, имеющие низкий уровень БЛ в широком диапазоне частот. Применение такой антенны, например, в качестве облучателя зеркального коллиматора позволяет расширить рабочую зону плоской волны коллиматора [256].

Материалы данного раздела опубликованы в работе [257].

5.8.2 Снижение боковых лепестков диаграммы направленности рупорных антенн с помощью метаматериала на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей

Рассмотрим подробнее применение ММ на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей с целью коррекции ДН прямоугольных рупорных антенн. Будем исследовать несколько прямоугольных рупорных антенн длиной L , имеющих апертуру с размерами $a \times b$ (рисунок 5.110). Будем рассматривать только самые широкие угломестные ДН (в E -плоскости) рупорных антенн с прямоугольными образцами ММ размерами

$b \times c$, расположенными на внешней поверхности широкой стенки рупора с различными выступами h за апертуру.

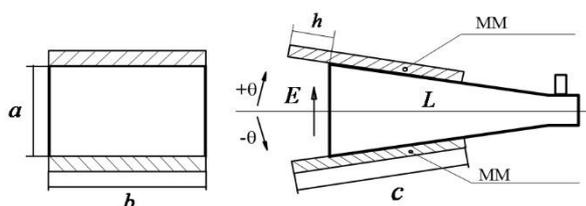


Рисунок 5.110 – Геометрия прямоугольной рупорной антенны с образцом ММ снаружи

Рассмотренные типы рупорных антенн, их размеры и типы используемых ММ, исследованных в работе, представлены в таблице 5.5.

Таблица 5.5 – Параметры прямоугольных рупорных антенн с ММ

Тип рупора	Диапазон частот	Апертура рупора, $a \times b$, мм	Длина рупора L , мм	Длина образца ММ c , мм	Выступ образца ММ h , мм	Тип ММ
1*	X	60×100	500	-	-	-
1A	X	60×100	500	130	0	LR2
1B	X	60×100	500	130	30	LR2
1C	X	60×100	500	130	60	LR2
1D	X	60×100	500	130	30	L
1E	X	60×100	500	130	30	COMP2
2*	X	50×50	150	-	-	-
2A	X	50×50	150	130	30	LR2
3*	S	150×150	600	-	-	-
3A	S	150×150	600	200	50	LR-5A
SH800*	S, C, X	250×150	200	200	50	-
SH800	S, C, X	250×150	200	200	50	LR-5A

*) Рупор в исходном состоянии (без ММ)

Эффективные значения материальных параметров ММ LR2 представлены на рисунке 5.64, LR-5A – на рисунке 5.73, COMP2 – на рисунке 5.63. Как уже упоминалось ранее в настоящей главе, отличительным свойством ММ на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей (LR2, LR-5A) является существование частоты, где эти ММ имеют близкие к нулю значения действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемости при небольших значениях диэлектрических и магнитных потерь. Разумно предположить о существовании уникальных свойств ММ и для снижения уровней БЛ угломестных ДН рупорных антенн на этой частоте. Последнее предположение подтверждается сравнительным анализом измеренных в БЭК угломестных ДН рупора 1 и рупора 1 с различными типами ММ – LR2 (рупор 1B), L (рупор 1D) и COMP2 (рупор 1E) при частоте 9,0 ГГц с выступом за апертуру рупора на $h=30$ мм, представленных на рисунке 5.111. Как следует из рисунка 5.111 размещение ММ LR2 на рупоре 1 имеет максимальную эффективность по снижению уровней боковых и задних

лепестков угломестной ДН рупора 1 (рупор 1В) по сравнению с применением ММ COMP2 (рупор 1Е) и L (рупор 1D) (см. сравнение ММ в разделе 5.6.1).

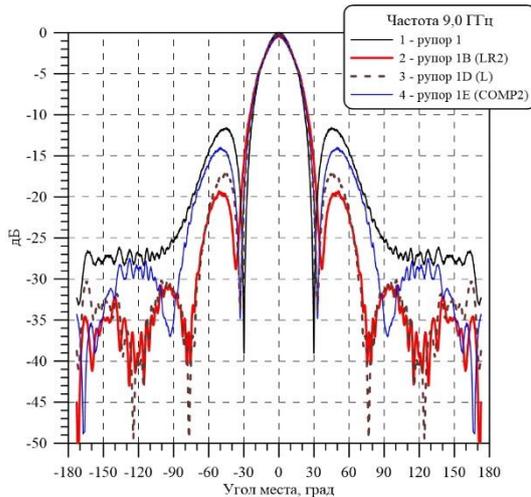


Рисунок 5.111 – Экспериментальные угломестные ДН рупора 1 (черная кривая 1), 1В (красная кривая 2), 1D (коричневая кривая 3) и 1Е (синяя кривая 4) с различными типами ММ с выступом $h = 30$ мм за апертуру антенны при частоте 9 ГГц

При увеличении выступа ММ LR2 за апертуру рупорной антенны 1 от 0 до 60 мм возрастает эффективность подавления бокового и заднего излучения антенны при частоте 9,0 ГГц, при этом следует особо отметить, что ширина главного лепестка ДН рупорной антенны практически не изменяется (рисунок 5.112).

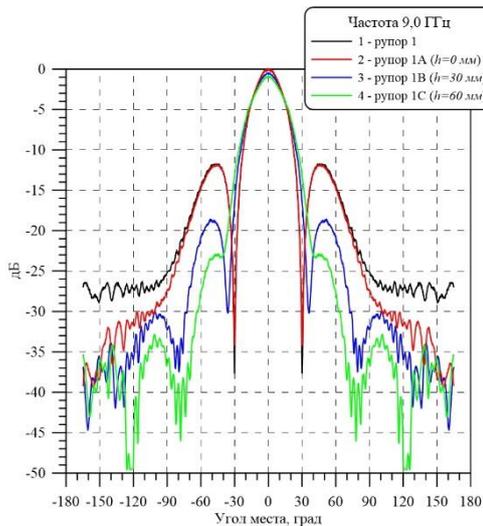


Рисунок 5.112 – Измеренные угломестные ДН рупора 1 с ММ LR2 с различными выступами h за апертуру антенны при частоте 9,0 ГГц (черная кривая 1 – исходный рупор, красная кривая 2 - $h = 0$ мм, синяя кривая 3 - $h = 30$ мм, зеленая кривая 4 - $h = 60$ мм)

Снижение КУ рупорной антенны 1 (главного лепестка ДН) при частоте 9,0 ГГц за счет применения ММ LR2 на широких стенках рупора снаружи антенны с выступом за апертуру $h = 0$ мм составляет около 0 дБ (отсутствует снижение КУ), при $h = 30$ мм – минус 0,47 дБ (минус 0,50 дБ расчетное значение) и при $h = 60$ мм – минус 0,87 дБ. Достоверность измеренных в БЭК угломестных ДН рупора 1 с ММ LR2 с выступом за апертуру $h = 30$ мм при частоте 9,0 ГГц подтверждается их хорошей сходимостью с рассчитанными ДН рупора 1 по программе FEKO [67] (ММ LR2 при этом моделировался анизотропным материалом с различными параметрами в плоскости образца (изотропные параметры в плоскости образца, см. рисунок 5.64) и в плоскости, ортогональной образцу (моделировался обычным диэлектриком без потерь с $\varepsilon' = 4,0$) (см. рисунок 5.113).

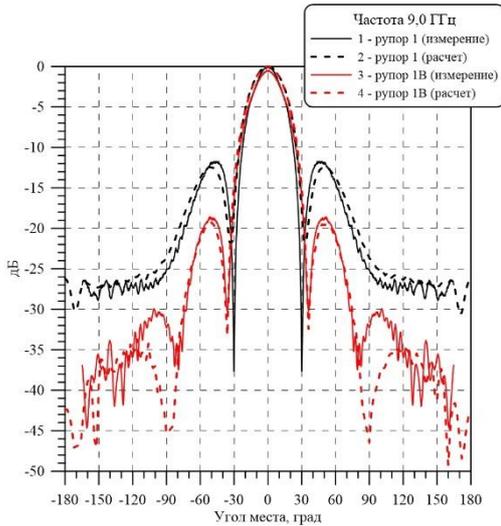
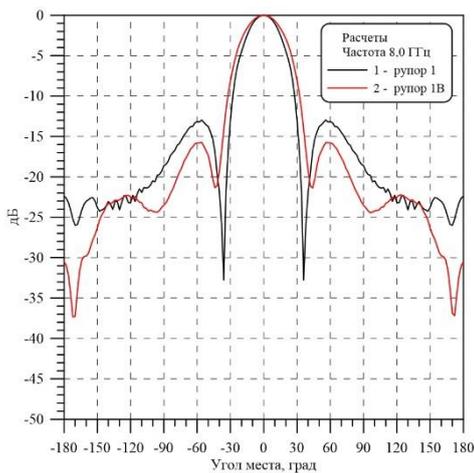
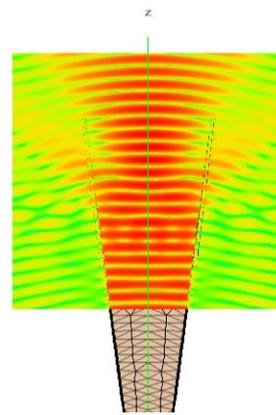


Рисунок 5.113 - Измеренные (сплошные кривые 1 и 3) и расчетные (пунктирные кривые 2 и 4) угломестные ДН рупора 1 (кривые 1 и 2) и рупора 1В с ММ LR2 (кривые 3 и 4) с выступом $h=30$ мм за апертуру антенны при частоте 9,0 ГГц

Эффективность применения ММ LR2 для снижения бокового и заднего излучения рупора 1 при различных частотах с выступом ММ за апертуру рупора $h=30$ мм показывают расчетные угломестные ДН рупора 1В при частоте 8,0 ГГц (рисунок 5.114, область положительных значений проницаемости: $\varepsilon' = 7,26$, $\varepsilon'' = 1,38$, $\mu' = 2,08$, $\mu'' = 0,84$); 8,5 ГГц (рисунок 5.115, область отрицательных значений проницаемости: $\varepsilon' = -5,03$, $\varepsilon'' = 4,87$, $\mu' = -0,3$, $\mu'' = 2,00$) и 9,0 ГГц (рисунок 5.116, область близких к нулю значений проницаемостей: $\varepsilon' = 0,04$, $\varepsilon'' = 0,46$, $\mu' = -0,08$, $\mu'' = 0,39$). Расчеты здесь, в отличие от результатов, представленных на рисунке 5.111, проводились для случая полностью изотропного ММ LR2. На рисунках 5.114а, 5.115а и 5.116а представлены угломестные ДН рупора 1 и 1В, на рисунках 5.114б, 5.115б и 5.116б – распределение электрического поля в Е-плоскости рупора 1В.



а)



б)

Рисунок 5.114 – Расчетные угломестные ДН прямоугольных рупоров 1 (черная кривая 1) и 1В (красная кривая 2) (а) и распределение электрического поля в Е-плоскости рупора 1В (б) при частоте 8,0 ГГц

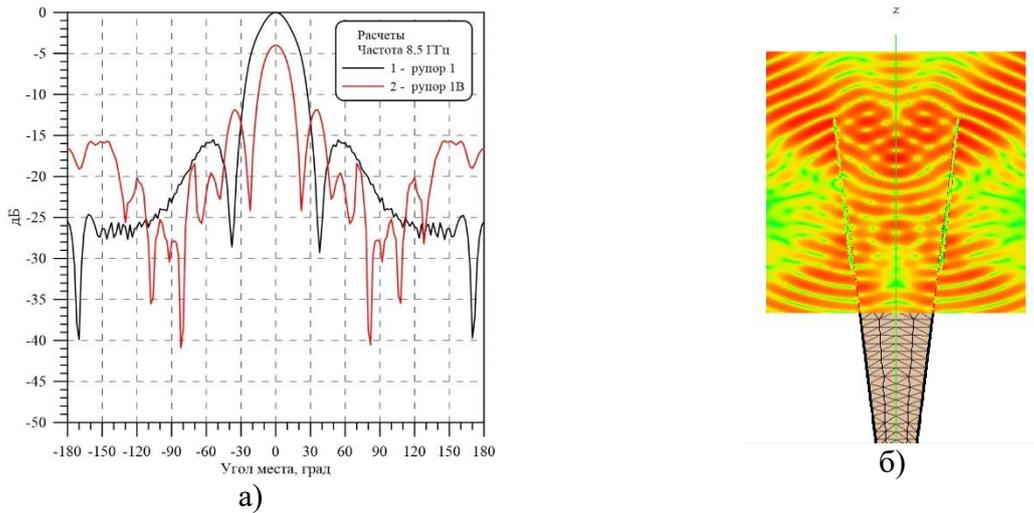


Рисунок 5.115 – Расчетные угломестные ДН прямоугольных рупоров 1 (черная кривая 1) и 1В (красная кривая 2) (а) и распределение электрического поля в Е-плоскости рупора 1В (б) при частоте 8,5 ГГц

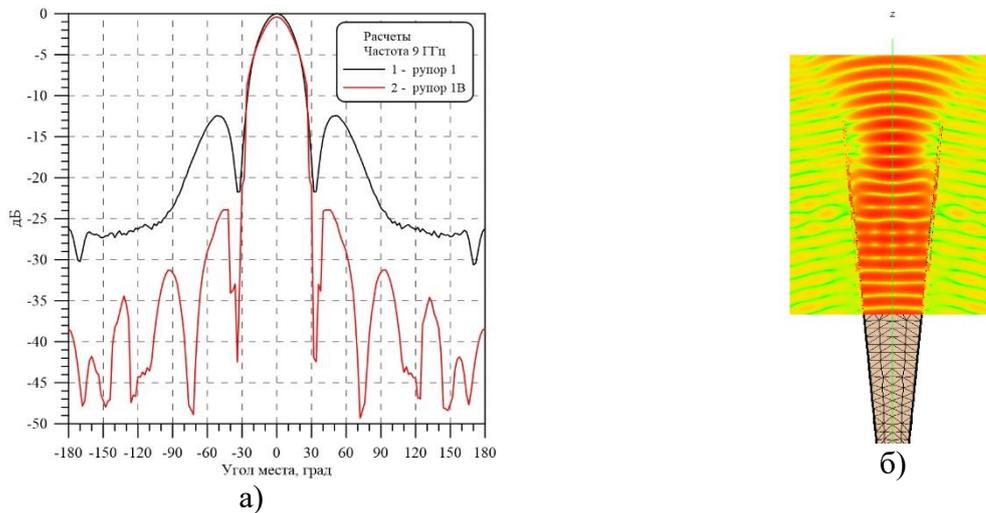


Рисунок 5.116 – Расчетные угломестные ДН прямоугольных рупоров 1 (черная кривая 1) и 1В (красная кривая 2) (а) и распределение электрического поля в Е-плоскости рупора 1В (б) при частоте 9,0 ГГц

При частоте 8,0 ГГц при положительных значениях действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемости ММ LR2 наблюдается незначительное снижение бокового и заднего излучения рупора 1В (порядка 5 дБ) с небольшим расширением главного лепестка ДН рупора 1В и практически без изменения КУ антенны (рисунок 5.114). При частоте 8,5 ГГц при отрицательных значениях проницаемости ММ LR2 наблюдается значительное снижение КУ рупора 1В примерно на минус 5 дБ, рост первых БЛ ДН и значительный рост заднего излучения антенны (ДН рупора 1В «рассыпается», рисунок 5.115). Явление роста заднего излучения антенны с ММ будет обсуждаться далее более подробно в разделе 5.8.3. При частоте 9,0 ГГц при соизмеримых значениях диэлектрической и магнитной проницаемости ММ LR2 наблюдается значительное снижение бокового и заднего излучения рупора 1В (порядка минус 10-15 дБ) с незначительным снижением КУ рупора всего на минус 0,5 дБ (рисунок 5.116). Особо

следует отметить, что при частоте 9,0 ГГц ширина главного лепестка ДН рупора 1В практически не изменяется [258].

Таким образом, экспериментально и теоретически показано, что размещение на рупоре ММ LR2 приводит к значительному снижению бокового и заднего излучения рупора при частотах с близкими к нулю значениями действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемости ММ, с незначительным снижением КУ рупора, при этом форма главного лепестка ДН антенны практически не изменяется.

Применение ММ LR2 снаружи рупора 2 с меньшим размером апертуры по сравнению с апертурой рупора 1 (сравнимым с длиной волны) при частоте 9,0 ГГц также приводит к значительному снижению бокового и заднего излучения рупора 2А по сравнению с рупором 2 (рисунок 5.117). Снижение КУ рупора 2А за счет применения ММ LR2 составило около минус 1 дБ, расширения главного лепестка ДН рупорной антенны практически не происходит.

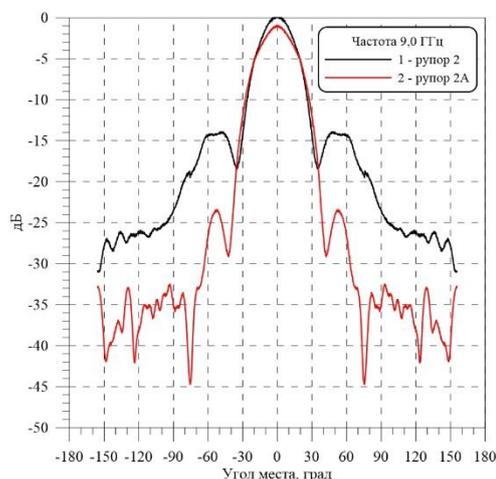


Рисунок 5.117 – Измеренные угломестные ДН рупора 2 (черная кривая 1) и рупора 2А с ММ LR2 с выступом $h=30$ мм за апертуру антенны (красная кривая 2) при частоте 9,0 ГГц

Аналогичные изменения ДН рупорной антенны 3 S-диапазона частот наблюдаются при размещении на внешней стороне широкой стенки ММ LR-5А. На рисунке 5.118а представлены ДН рупора 3 и 3А при частоте 2,7 ГГц, соответствующей положительным значениям ε' и μ' ММ LR-5А ($\varepsilon' = 0,21$, $\varepsilon'' = 6,70$, $\mu' = 2,25$, $\mu'' = 3,27$). На рисунке 5.118б приведены ДН рупора 3 и 3А при частоте 3,0 ГГц, соответствующей нулевым значениям ε' и μ' ММ LR-5А ($\varepsilon' = -0,50$, $\varepsilon'' = 1,70$, $\mu' = -0,22$, $\mu'' = 0,46$) [258].

За счет размещения ММ LR-5А на рупоре 3А при частоте 2,7 ГГц наблюдается заметное снижение только заднего излучения рупора, при частоте 3,0 ГГц – значительное снижение бокового излучения (до минус 15-20 дБ) и заметное снижение заднего излучения (минус 5-10 дБ), что свидетельствует об оптимальных параметрах ММ LR-5А при частоте 3,0 ГГц, близких к нулю значениям действительной части диэлектрической и магнитной проницаемости. Снижение КУ рупора 3А при обеих частотах не превышает минус 0,1 дБ.

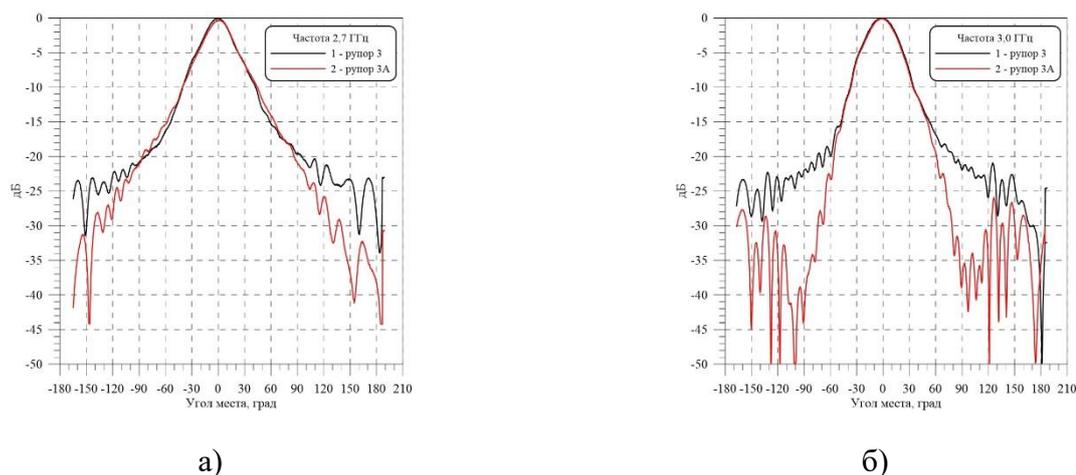


Рисунок 5.118 – Измеренные угломестные ДН рупора 3 (черные кривые 1) и рупора 3А с ММ LR-5А с выступом $h=50$ мм за апертуру антенны (красные кривые 2) при частоте 2,7 ГГц (а) и 3,0 ГГц (б)

Эффективность ММ LR-5А для коррекции ДН рупорных антенн была также подтверждена и для широкополосной рупорной антенны с коньковым переходом SH800 (рисунок 5.119).

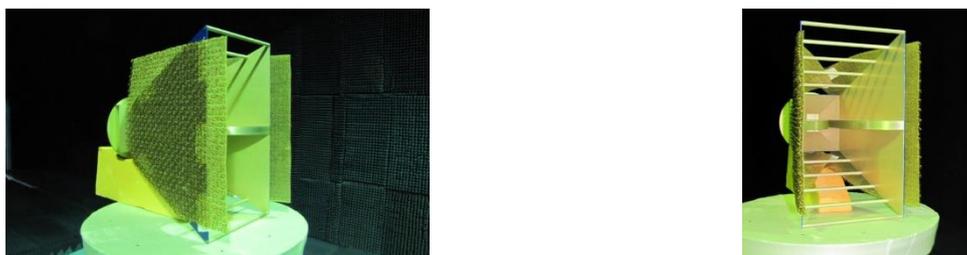


Рисунок 5.119 – Рупор SH800 с коньковым переходом с ММ LR-5А снаружи на широкой стенке

Угломестные ДН рупорной антенны SH800 в исходном виде (кривая 1) и модернизированной антенны SH800 с ММ LR-5А представлены на рисунке 5.120а – при частоте 2,5 ГГц (положительные значения ε' и μ' ММ LR-5А), на рисунке 5.120б – при частоте 2,8 ГГц (близкие к нулю значения ε' и μ' ММ LR-5А и высокие значения ε'' и μ'') и на рисунке 5.120в – при частоте 3,0 ГГц (близкие к нулю значения ε' и μ' ММ LR-5А и низкие значения ε'' и μ''). На рисунке 5.121 представлены частотные зависимости эффективных значений диэлектрической и магнитной проницаемости образца ММ LR-5А, полученные из измеренных значений КО и КП образца (без металлической подложки). Из графика видно отличие эффективных параметров ММ LR-5А от представленных ранее (см. рисунок 5.73), обусловленное заметным влиянием на магнитные потери ММ металлической подложки.

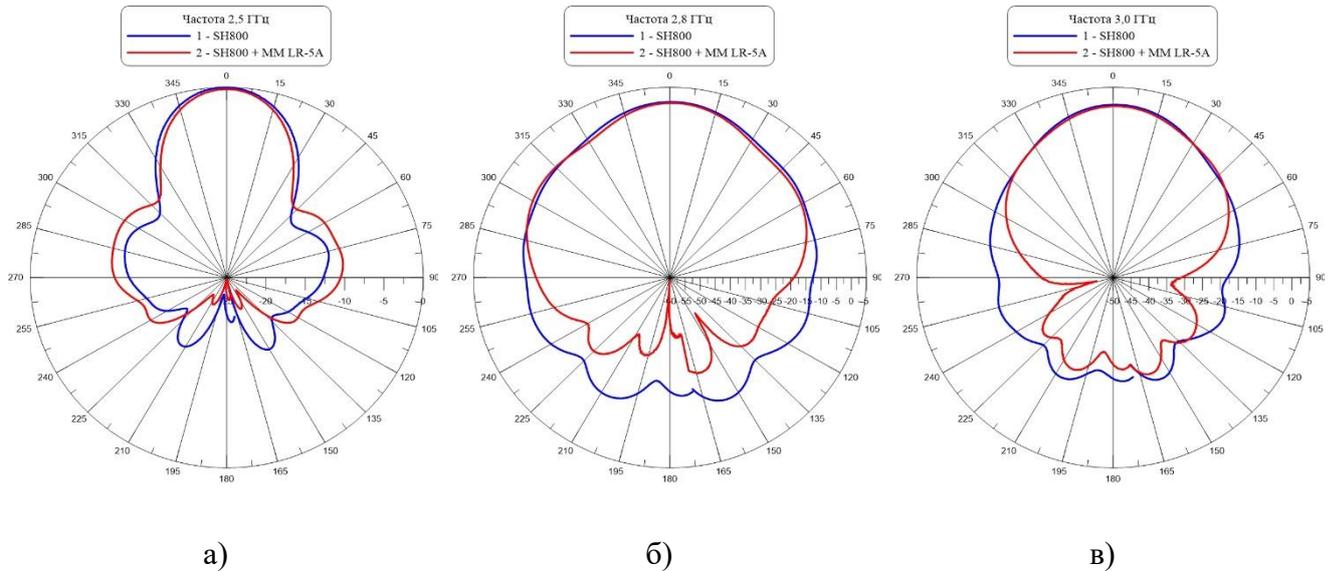


Рисунок 5.120 – Измеренные угломестные ДН рупорной антенны SH800 в исходном виде (синие кривые 1) и антенны SH800 с ММ LR-5А снаружи (красные кривые 2) при частоте 2,5 ГГц (а); 2,8 ГГц (б) и 3,0 ГГц (в)

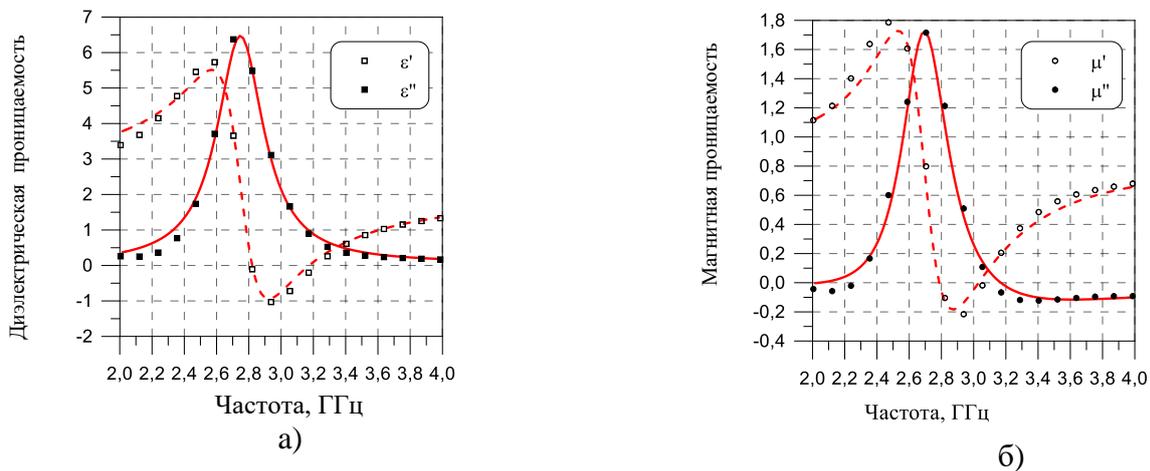


Рисунок 5.121 – Частотные зависимости эффективных значений диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости ММ LR-5А, полученные из измеренных КО и КП образца ММ LR-5А

Рисунок 5.121 демонстрирует принципиальное отличие эффективных параметров ММ LR-5А при выделенных частотах 2,5; 2,8 и 3,0 ГГц, для которых измерены ДН рупорной антенны SH800. Из частотных зависимостей модуля и фазы КП ММ LR-5А (рисунок 5.122) следует, что частота 2,5 ГГц соответствует максимальной положительной фазе КП ММ и небольшому затуханию ЭМВ в образце (около минус 3 дБ), частота 2,8 ГГц – слабой отрицательной, близкой к нулю фазе КП ММ и близкому к максимальному затуханию ЭМВ в образце (около минус 9,5 дБ), а частота 3,0 ГГц – минимальной отрицательной фазе КП ММ и небольшому затуханию ЭМВ в образце (около минус 3 дБ).

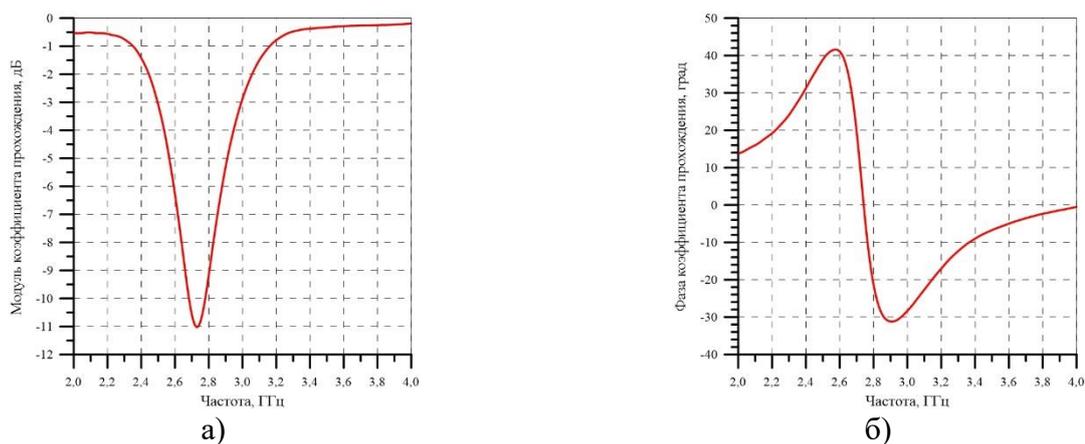


Рисунок 5.122 – Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) КП ММ LR-5А

5.9 Эффект обратного излучения электромагнитных волн волноводной антенной с метаматериалом

В данном разделе на примере диэлектрической волноводной структуры в виде трубки прямоугольного сечения, изготовленной из изотропного ММ LR-5D с отрицательными значениями действительных частей относительной диэлектрической и магнитной проницаемости, продемонстрированы аномальные свойства излучения ЭМВ такой антенной. ММ LR-5D представляет собой изотропную двумерную решетку проволочных лево- и правозакрученных спиралей, расположенных на тонкой полиуретановой подложке. По одной трети от общего количества проволочных спиралей образца расположены вдоль осей x , y и z соответственно. На основе численных расчетов методом моментов и измерений ДН антенны в БЭЖ, при частотах близких к резонансной частоте ММ 3 ГГц, показана возможность излучения такой структуры преимущественно в заднем направлении. Выявлены причины и условия существования этого эффекта.

Предсказание существования веществ с отрицательной относительной диэлектрической и магнитной проницаемостью [259] и получение первых опытных образцов ММ [23, 192], породило открытие необычных явлений в таких средах [260].

В частности, авторы работы [261] показали, что использование ММ вблизи источников электромагнитного излучения позволяет существенно повысить КУ антенны за счет уменьшения реактивной энергии вокруг излучателя. В [262] продемонстрирована возможность создания сканирующей антенны, состоящей из ММ, расположенного на металлической подложке, излучающей в двух разных направлениях. При отрицательном значении коэффициента преломления ММ антенна излучает в секторе углов от минус 90 до 0 градусов, при положительном – в секторе углов от 0 до +90 градусов. В [263] исследованы вытекающие моды волноводной антенны из ММ со значением относительной диэлектрической проницаемости

близкой к нулю и имеющей ДН с подавленным главным лепестком и острыми (шириной около 2-х градусов) БЛ ДН. В [264] исследован источник, помещенный в слой ММ, имеющего коэффициент преломления близкий к нулю. Лучи, формируемые источником, на границе раздела ММ-воздух, преломляясь, формируют плоскую волну и, следовательно, ДН такого источника имеет форму с очень узким главным лепестком. Применение метаплоскости [265], установленной перед дипольной антенной, позволяет улучшить ее направленные свойства и уменьшить заднее излучение. В работе [266] теоретически исследовано излучение антенны на основе планарного волновода из ММ. Показано, что такая антенна, в случае существования прямой волны в волноводе излучает в прямом направлении, в случае обратной волны – в заднем направлении, а в случае существования стоячей волны - одинаково в прямом и обратном направлениях. Таким образом, очевиден возрастающий интерес к вопросам излучения структур с ММ.

Целью данного исследования является экспериментальное подтверждение эффекта обратного излучения ЭМВ на примере антенны в виде прямоугольной трубки из ММ толщиной d с отрицательными значениями действительных частей относительной диэлектрической и магнитной проницаемости. Сущность эффекта заключается в излучении антенной структуры преимущественно в обратном направлении. На основе численного моделирования (метод моментов) и измерений ДН в дальней зоне в БЭЖ показано, что такое излучение возможно только при отрицательных значениях действительных частей относительной диэлектрической и магнитной проницаемости ММ. Однако при положительных значениях проницаемости такая антенна ведет себя как обычная диэлектрическая антенна и излучает в главном направлении.

Геометрия антенны на основе волновода в виде трубки из ММ LR-5D представлена на рисунке 5.123. Антенна возбуждалась стандартным КВП 10-см диапазона длин волн с поперечным сечением волновода 50×25 мм. Длина трубки ММ LR-5D равна $L=150$ мм. Центральный слой, занимающий все сечение волновода, выполнен из пенополистирола, относительная диэлектрическая проницаемость которого близка к единице. На фотографии (рисунок 5.124) представлена схема волноводной антенны с трубкой из ММ LR-5D.

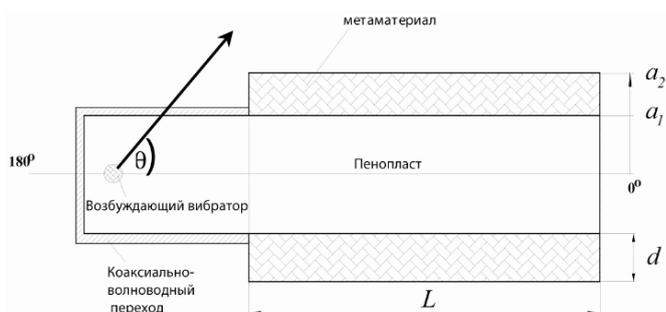


Рисунок 5.123 - Схема антенны на основе КВП с трубкой из ММ LR-5D



Рисунок 5.124 – Внешний вид волноводной антенны с трубкой из ММ LR-5D

В работе [267] описаны свойства анизотропного ММ LR-5A на основе проволочных спиралей. Отличительным свойством используемого в данной работе ММ являлись его изотропные в пространстве резонансные электрические и магнитные свойства в одном и том же частотном диапазоне. ММ представлял собой изотропную двумерную решетку проволочных нихромовых спиралей, расположенных на тонкой полиуретановой подложке толщиной 0,2 мм. Для исключения возникновения киральных свойств ММ использовалось одинаковое количество лево- и правозакрученных спиралей. Спирали имели по 3 витка нихромового провода диаметром 0,4 мм с шагом витка 1,5 мм. Внешний диаметр спирали равнялся 5 мм. Геометрия спирали (диаметр и шаг намотки) выбиралась таким образом, чтобы длина спирали была приблизительно равна ее диаметру, что необходимо для изготовления пространственно-однородного изотропного образца ММ. Ненулевой шаг спирали обеспечивал возбуждение в спирали заметного электрического дипольного момента при незначительном снижении дипольного магнитного момента, соответственно, во внешнем электрическом и магнитном поле параллельном оси спирали [239].

Спираль с ненулевым шагом является одновременно электрическим и магнитным диполем эффективно возбуждаемым, как электрическим, так и магнитным полем при условии поляризации поля вдоль оси спирали. При падении ЭМВ на образец ММ, электрическое поле возбуждает электрический дипольный момент в элементах (спиралях) ММ, ось которых параллельна вектору электрического поля E , а магнитное поле - магнитный момент в элементах, ось которых параллельна вектору магнитного поля H . На частотах, несколько больших резонансной частоты спиралей, фазовый сдвиг между полем падающей волны и полем наведенных токов в элементах ММ, становится отрицательным и как следствие приводит к отрицательным значениям действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемости [268].

В экспериментах использовался листовой ММ LR-5D толщиной 5,2 мм (рисунок 5.125 - по 1/3 от общего количества проволочных спиралей расположены вдоль осей x , y (параллельно подложке) и z (перпендикулярно подложке), соответственно). Параметры включений образца подобраны таким образом, чтобы обеспечить резонанс диэлектрической и магнитной

проницаемости при частоте близкой к 3 ГГц. Экспериментальные частотные зависимости эффективных материальных параметров образца, пересчитанные по формулам Френеля из измеренных значений S-параметров (комплексных КО и КП) плоского образца ММ, представлены на рисунке 5.126 (пунктирная кривая - действительная часть, сплошная кривая - мнимая часть). Как показывает опыт исследования листовых ММ [23, 242], результаты измерений эффективных параметров двух слоев и более (до четырех), от приведенных на рисунке 5.126 отличаются незначительно и здесь не приводятся. Полоса частот выше частоты 3 ГГц является областью отрицательных значений относительной диэлектрической и магнитной проницаемости ММ.



Рисунок 5.125 – Внешний вид листового ММ LR-5D

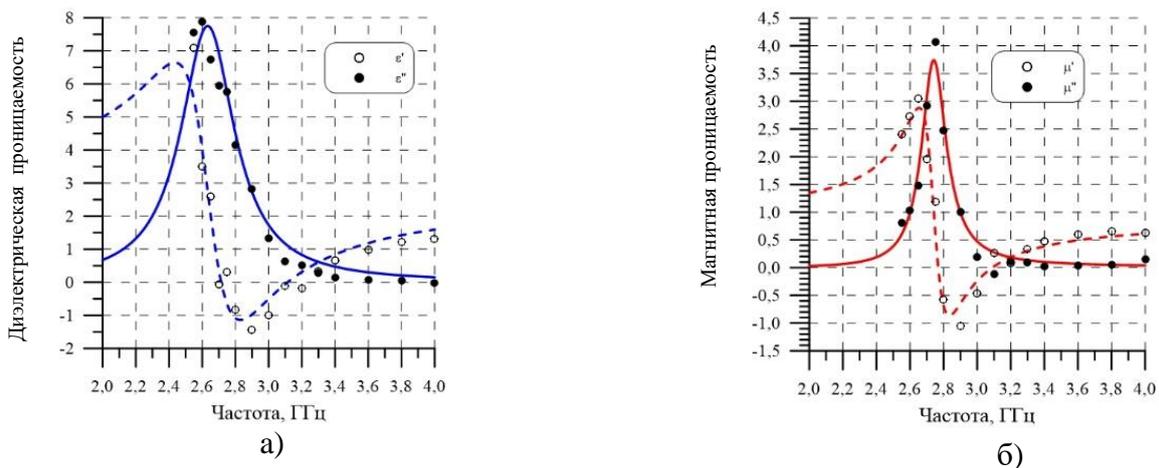


Рисунок 5.126 – Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости образца ММ LR-5D (точки – измеренные значения, кривые – функции аппроксимации лоренцевскими резонансами)

Рассмотрим поля, распространяющиеся в волноводной части антенны. Приближенно можно считать, что расчет характеристик прямоугольного волновода из ММ можно свести к расчету характеристик планарного волновода [269]. Поля в волноводной части антенны (в трубке прямоугольного сечения из ММ) представим с помощью продольных составляющих электрического вектора Герца.

Для четных *TM* волн:

$$\Pi_z^e = A_1 \sin(k_1 x) e^{ihz}, \quad \text{для } |x| < a_1 \quad (5.51);$$

$$\Pi_z^e = (B \sin(k_2 x) + C \cos(k_2 x)) e^{ihz},$$

Для нечетных *TM* волн:

$$\Pi_z^e = A_1 \cos(k_1 x) e^{ihz}, \quad \text{для } |x| < a_1 \quad (5.54);$$

$$\Pi_z^e = (B \sin(k_2 x) + C \cos(k_2 x)) e^{ihz},$$

$$\text{для } a_1 < |x| < a_2 \quad (5.52);$$

$$\text{для } a_1 < |x| < a_2 \quad (5.55);$$

$$\Pi_z^e = D e^{-k_3|x|} e^{ihz}, \quad \text{для } |x| > a_2 \quad (5.53);$$

$$\Pi_z^e = D e^{-k_3|x|} e^{ihz}, \quad \text{для } |x| > a_2 \quad (5.56),$$

где

$$k_1 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_0 \mu_0 - h^2}, \quad (5.57)$$

$$k_2 = \sqrt{k_0^2 \varepsilon \mu - h^2}, \quad (5.58)$$

$$k_3 = \sqrt{h^2 - k_0^2 \varepsilon_0 \mu_0}, \quad (5.59)$$

h -продольное волновое число, k_0 -волновое число в вакууме, ε_0, μ_0 - относительная диэлектрическая и магнитная проницаемость вакуума, ε, μ - относительная диэлектрическая и магнитная проницаемость ММ; A, B, C, D - коэффициенты.

Волны TE -типа записываются аналогичным образом. Здесь и далее временной множитель $e^{i\omega t}$ опущен. Составляющие полей выражаются через векторы Герца следующим образом:

$$\begin{aligned} E_x &= \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \Pi_z^e}{\partial z} \right) \\ E_z &= k_0^2 \varepsilon \mu \Pi_z^e + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial \Pi_z^e}{\partial z} \right) \\ H_y &= ik_0 \varepsilon \frac{\partial \Pi_z^e}{\partial z} \end{aligned} \quad (5.60)$$

Граничные условия непрерывности тангенциальных компонент E_z и H_y на границах раздела $x = a_1$ и $x = a_2$ позволяют получить характеристические уравнения для TM -волн. Также необходимо использовать условие непрерывности продольного волнового числа h . Характеристическое уравнение позволяет найти продольное волновое число h и типы волн, распространяющихся в волноводе из ММ.

Плотность потока энергии характеризуется продольной составляющей вектора Пойнтинга. Из уравнений (5.51)-(5.60) получим для четных TM -волн:

$$S_{z1} = A^2 \cos^2(k_1 x) h k_1^2 k_0 \varepsilon_0, \quad |x| < a_1 \quad (5.61)$$

$$S_{z2} = h k_2^2 k_0 \varepsilon_1 (B \cos(k_2 x) - C \sin(k_2 x))^2, \quad a_1 < |x| < a_2 \quad (5.62)$$

$$S_{z3} = D^2 e^{-2k_3 x} h k_3^2 k_0 \varepsilon_0, \quad |x| > a_2 \quad (5.63)$$

Для нахождения потока мощности в каждом слое, проинтегрируем (5.61), (5.62), (5.63) по поперечному сечению волновода. Нормированный график зависимости полного потока мощности S_Σ от толщины трубки ММ d при частоте 3 ГГц (область отрицательных значений относительной диэлектрической и магнитной проницаемости ММ LR-5D), показан на рисунке

5.127. Как следует из этого рисунка полный поток мощности S_{Σ} может быть положительным (при $d < 10$ мм), отрицательным (при $d > 10$ мм) и равным нулю (при $d \approx 10$ мм).

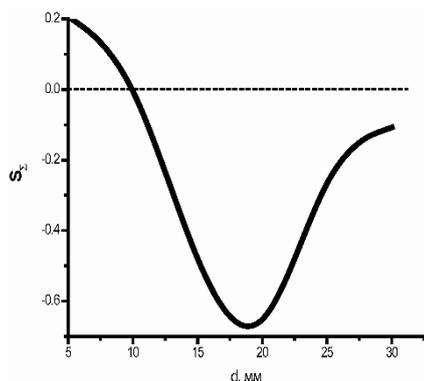


Рисунок 5.127 - Зависимость полного потока мощности S_{Σ} от толщины трубки d мм при частоте 3 ГГц

На основе численных расчетов ДН методом моментов [270] (пунктирные кривые) и измерений ДН в БЭК (сплошные кривые) антенны на основе волновода, в виде прямоугольной трубки из ММ LR-5D, возбуждаемой КВП, на частотах близких к резонансной частоте ММ 3 ГГц, продемонстрированы ДН излучения такой антенны (зависимость амплитуды напряженности поля от угловой координаты θ , обозначенной на рисунке 5.123). На рисунке 5.128 представлены нормированные на максимальное значение ДН исследуемой антенны в дБ. Расхождения между измеренными и расчетными ДН могут достигать до 5 дБ, что вызвано неидеальной изотропностью ММ LR-5D. Проследим эволюцию ДН антенны на основе такого волновода в зависимости от толщины трубки ММ d .

При толщине трубки d менее 10 мм полный поток мощности положителен (рисунок 5.127). В волноводе распространяется, согласно [271], прямая волна в главном направлении 0° . На рисунке 5.128а показана ДН антенны на основе трубки из ММ LR-5D толщиной $d=5$ мм при частоте 3 ГГц.

Значение толщины трубки волновода из ММ $d=10$ мм, соответствует нулевому значению полного потока мощности S_{Σ} (рисунок 5.127). В волноводе образуется стоячая волна, которая является результатом интерференции прямой и обратной волн в волноводе, имеющих продольные волновые числа h , равные по модулю и различные по знаку. Это соответствует ДН антенны, при которой главный лепесток приближенно равен заднему лепестку (рисунок 5.128б).

Толщина трубки из ММ $d > 10$ мм, соответствует отрицательному полному потоку мощности S_{Σ} , т.е. в отрицательном направлении (180°) распространяется обратная волна. Это соответствует росту амплитуды заднего лепестка и «вырождению» главного лепестка ДН антенны (рисунок 5.128в, г). При толщине трубки волновода из ММ $d=30$ мм (рисунок 5.128д) разница между задним и главным лепестками ДН составляет более 20 дБ, и антенна излучает в основном в заднем направлении 180° .

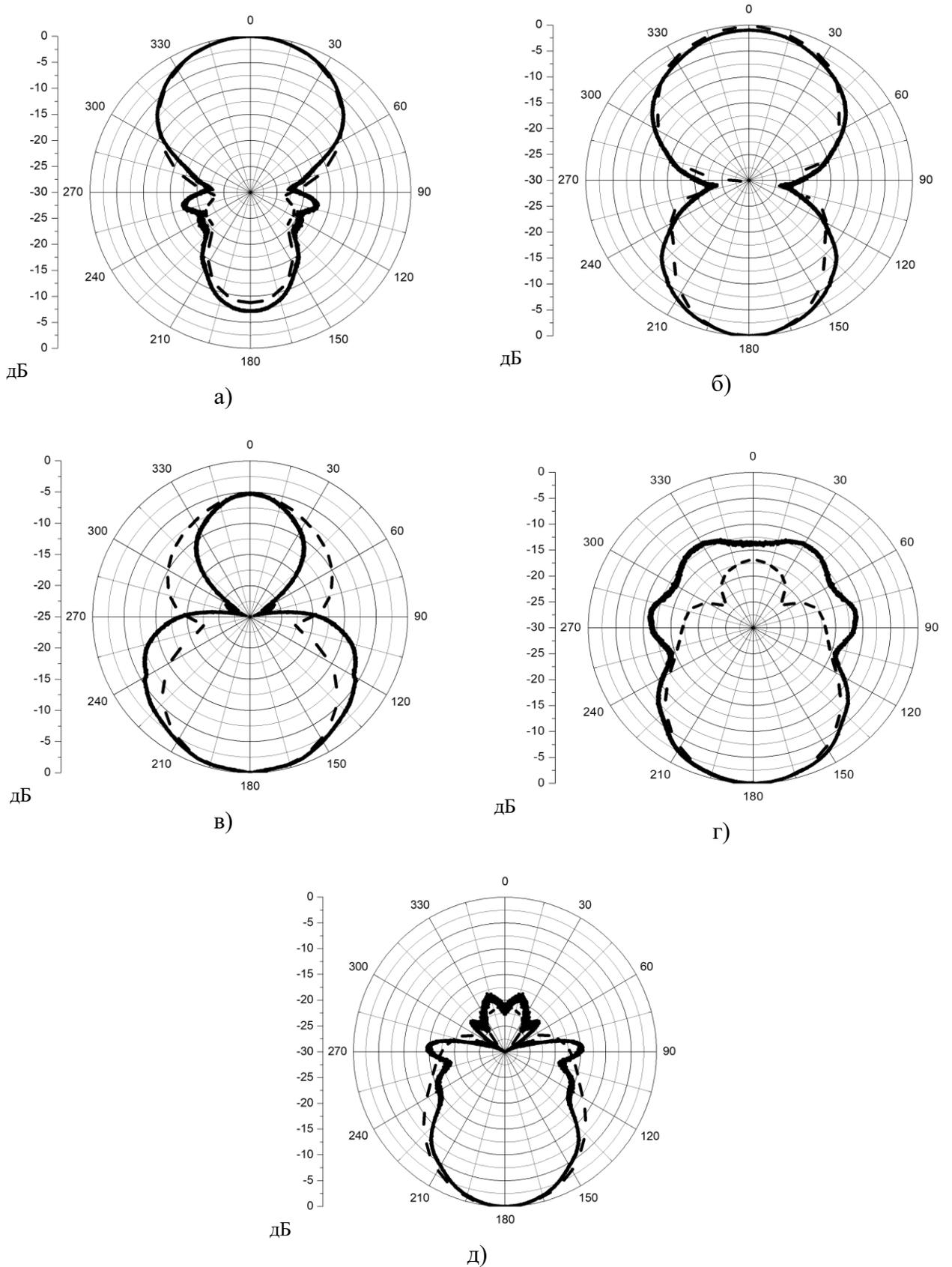


Рисунок 5.128 - ДН в полярной системе координат волноводной антенны в виде трубки из ММ LR-5D толщиной $d=5$ мм (а), $d=10$ мм (б), $d=15$ мм (в), $d=20$ мм (г), $d=30$ мм (д) при частоте 3 ГГц (пунктирная линия – расчет, сплошная линия – измерения)

Таким образом, в случае нулевого полного потока мощности в волноводе из ММ наблюдается излучение антенны с одинаковой интенсивностью в направлениях 0° и 180° . В случае существования поля обратной волны имеет место явление обратного излучения, т.е. излучение антенны в заднем направлении 180° , а в случае прямой волны – излучение в прямом направлении 0° .

Данный эффект наблюдается только в области частот, где ММ LR-5D имеет отрицательные значения действительных частей диэлектрической и магнитной проницаемости. На рисунке 5.129 приведена ДН волновода с трубкой из ММ LR-5D толщиной $d=20$ мм при частоте 3,5 ГГц, для которой относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости ММ, согласно рисунку 5.126, больше нуля. В этом случае ДН антенны имеет традиционный вид, при котором главный передний лепесток ДН антенны превышает задний лепесток, т.е. антенна излучает в основном в прямом направлении 0° .

Таким образом, экспериментально продемонстрирован эффект обратного излучения ЭМВ антенной на основе диэлектрического волновода в виде трубки из ММ. Показано, что данный эффект наблюдается при частотах ЭМВ, когда существует поле обратной волны, которое в свою очередь реализуется при одновременно отрицательных значениях диэлектрической и магнитной проницаемости ММ. В области частот, где диэлектрическая и магнитная проницаемость ММ положительна такого эффекта не наблюдается.

Материалы исследований данного параграфа опубликованы автором в работах [245, 272-285].

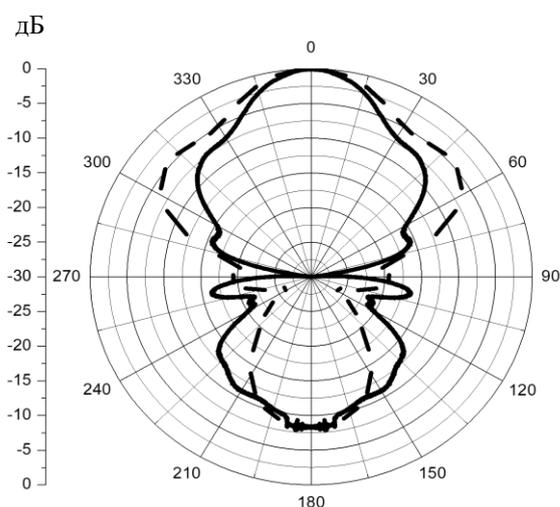


Рисунок 5.129 - ДН волноводной антенны в виде трубки из ММ LR-5D толщиной $d=20$ мм при частоте 3,5 ГГц (пунктирная кривая – расчет, сплошная кривая – измерения)

Выводы по главе 5

Таким образом, одним из возможных практических приложений ММ есть создание эффективных РПМ. Полученные в работе результаты показывают, что РПМ этого типа могут

иметь множество преимуществ по сравнению с традиционными поглощающими материалами, включая значительную конструктивную гибкость. В частности, можно создать искусственные КМ с высоким поглощением благодаря достаточно высоким диэлектрическим и магнитным потерям практически в любом частотном диапазоне, кроме того, материалы могут обеспечить низкое отражение при условии, что входной импеданс покрытия близок к импедансу свободного пространства, обязанному подходящему выбору ϵ и μ .

Предложен новый подход к разработке покрытий интерференционного типа. Показано, что использование ММ позволяет получить некоторые специфические особенности покрытий, а именно, широкий угловой рабочий диапазон при малой электрической толщине покрытия. Последнее обстоятельство становится возможным благодаря требуемым фазовым соотношениям для совместной компенсации волн, отраженных от поверхностей раздела слоев, получаемой применением среды с обратной волной, а не увеличением толщин слоев покрытия. Предложена и протестирована схема для получения широкой угловой зависимости с низким КО РПМ.

Предложен вариант сверхширокополосного РПМ на основе ММ из лево- и правозакрученных проволочных спиралей с использованием одного или нескольких магнитных подслоев, имеющего широкую полосу поглощения ЭМВ от 5 до 33 ГГц с КО на металлической подложке не более минус 10 дБ и приемлемые угловые характеристики поглощения, обладающий невысокими массогабаритными характеристиками.

ММ на основе проволочных кольцевых скруток нашел эффективное практическое применение для снижения боковых и задних лепестков ДН антенны базовой станции сотовой связи диапазона частот 870 МГц. ММ на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей в области частот с близкими к нулевым значениям эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости демонстрирует высокую эффективность для снижения бокового и заднего излучения рупорных антенн. Для частот, где ММ имеет отрицательные ϵ и μ продемонстрирован эффект обратного излучения для волноводной антенны с насадкой из ММ определенной толщины.

Узкополосные эффективные поглощающие свойства ММ нашли применение в конструкции экранирующего кожуха для проверки работоспособности штыревой дипольной связанной антенны РТ-7. ММ при частотах с околонулевыми значениями диэлектрической и магнитной проницаемости при их размещении на широкой стенке прямоугольных рупорных антенн с небольшим выступом за апертуру антенны оказались эффективны для коррекции ДН антенны в Е-плоскости (значительное снижение бокового и заднего излучения антенны).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена решению актуальных проблем, связанных с разработкой технологии создания композитных материалов, включая современные магнитные и диэлектрические материалы, метаматериалы, являющихся эффективными СВЧ радиопоглощающими материалами в метровом, дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн для применения в антенной технике и СВЧ-устройствах, в том числе экспериментальных методов исследования их СВЧ свойств, а также разработке технологии их создания.

Наиболее существенные научные результаты работы состоят в следующем.

1. Разработаны требования к построению методик измерений радиофизических параметров материалов в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот 0,2 ... 110 ГГц для малоразмерных образцов композитных материалов с использованием диафрагмированных линзовых рупорных антенн, а также к измерительным стендам на их основе. Разработанные методики измерений в свободном пространстве явились базовым инструментарием для разработки сверхширокополосных радиопоглощающих покрытий в СВЧ диапазоне. Высокая точность измерения параметров материалов подтверждена свидетельствами об аттестации методик измерения уполномоченными метрологическими организациями.

2. На основе огромного массива экспериментальных данных определены сложные функциональные зависимости, описывающие частотную дисперсию магнитной проницаемости композитов, наполненных порошками карбонильного железа различных типов с различными концентрациями, определяющие, в основном, достоверность моделирования многослойных структур магнитных радиопоглощающих покрытий.

3. В результате проведенных экспериментальных исследований предложен эффективный способ стабилизации электрофизических параметров промышленных порошков карбонильного железа путем совместного помола порошка карбонильного железа с двуокисью кремния в шаровых мельницах и вибромельницах. На основе разработанного квази-сферического магнитного наполнителя КЖ-3А разработана серия эффективных однослойных магнитных РПП с коэффициентом отражения не выше минус 50 дБ для диапазона частот от 8 до 46 ГГц.

4. Выявлены факторы, влияющие на модификацию свойств порошков карбонильного железа путем их мокрого помола в этиловом спирте в атриторе, позволяющие существенно увеличить магнитные потери композитов на основе модифицированного карбонильного железа в сантиметровом диапазоне длин волн.

5. Установлена взаимосвязь оптимального времени мокрого помола порошка карбонильного железа в аттриторе с износом силовых элементов конструкции аттритора, на основе которой разработан метод мониторинга процесса мокрого помола порошка карбонильного железа в аттриторе, позволяющий стабилизировать электрофизические параметры получаемого магнитного наполнителя.

6. На основе разработанного стабильного магнитного наполнителя КЖ-2, получаемого комбинацией методов сухого и мокрого помолов порошка карбонильного железа, разработаны однослойные высокоэффективные радиопоглощающие покрытия для диапазона частот от 2 до 8 ГГц.

7. Определена целесообразность увеличения энергии мокрого помола порошков карбонильного железа для увеличения их магнитных потерь в метровом диапазоне длин волн. На основе разработанного стабильного магнитного наполнителя КЖ-6, получаемого путем высокоэнергичного мокрого помола магнитного наполнителя КЖ-3А в аттриторе, разработана серия однослойных эффективных РПП для диапазона частот от 0,2 до 3 ГГц.

8. На основе многослойных структур магнитных покрытий, построенных по градиентным схемам, спроектирована серия широкополосных и сверхширокополосных магнитных РПП для диапазона частот от 0,2 до 40 ГГц. Разработанные покрытия нашли практическое применение на зеркале сверхширокополосной антенны для стабилизации ширины главного лепестка антенны в рабочем диапазоне частот антенны, на антенных платформах и элементах конструкции сверхширокополосных систем радиомониторинга для снижения изрезанности диаграмм направленности антенн.

9. В дополнение к разработанным магнитным РПП показана практическая значимость диэлектрических РПМ. Разработана серия диэлектрических РПМ для СВЧ диапазона, нашедшая практическое применение для снижения уровней боковых и задних лепестков диаграмм направленности антенн радиорелейной связи, в экранирующих кожухах дипольной антенны для диагностики работоспособности радиостанции метрового диапазона, в экранах для увеличения развязки рупорных антенн. Выявлен размерный эффект для коэффициента отражения малоразмерных диэлектрических РПМ, который удается минимизировать путем использования магнитных подслоев в системах РПМ.

10. Для расширения рабочего диапазона РПП и РПМ предложено использовать искусственные магнитные материалы (метаматериалы) на основе диэлектрических резонаторов и спиральных проволочных включений, не имеющие физических ограничений по рабочей частоте по сравнению с традиционными магнитными РПП и диэлектрическими РПМ. Метаматериалы на основе гомогенной смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей с близкими к нулевым значениями диэлектрической и магнитной проницаемости нашли

эффективное применение для снижения уровней боковых и задних лепестков диаграмм направленности рупорных антенн.

11. Установлено, что разработанные метаматериалы на основе смеси лево- и правозакрученных проволочных спиралей с магнитными подслоями демонстрируют широкополосные поглощающие свойства и приемлемые угловые зависимости коэффициента отражения в области магнитных мод метаматериала.

12. Доказана высокая эффективность разработанных РПП и РПМ на основе модифицированных магнитных наполнителей для решения проблем электромагнитной совместимости, создания высокоэффективных согласованных волноводных нагрузок, в том числе малогабаритных, увеличения развязки приемо-передающих антенн.

Таким образом, в работе изложены новые научно-обоснованные технические и технологические решения по созданию сверхширокополосных радиопоглощающих материалов и покрытий в СВЧ диапазоне, внедрение которых вносит значительный вклад в развитие антенной и СВЧ техники – позволяет значительно улучшить радиотехнические характеристики антенн и СВЧ-устройств различного назначения.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает глубокую признательность коллективу ИТПЭ РАН, в котором выполнялась настоящая работа, прежде всего академику РАН А.Н. Лагарькову, являющимся научным консультантом работы. Автор искренне благодарен д.т.н. А.И. Федоренко, д.ф.-м.н. В.Н. Киселю, д.ф.-м.н. Розанову К.Н., сотрудникам лаборатории № 6 к.ф.-м.н. В.А. Чистяеву, И.И. Краснолобову, к.т.н. К.М. Баскову, Т.А. Фурмановой, А.М. Лебедеву, заведующим технологических лабораторий к.т.н. С.Г. Кибецу и к.т.н. В.А. Гаранову, совместно с которыми автор работал над созданием современных композитных материалов, а также сотрудникам технологической лаборатории № 2 - А.Ю. Ларетину, С.В. Михалину, А.О. Сопову, В.И. Ивановой и к.т.н. А.Ю. Зарубиной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sohn J., Han S.H., Yamaguchi M., Lim S.H. Tunable electromagnetic noise suppressor integrated with a magnetic thin film // *Appl. Phys. Lett.* 2006. V.89. Art. no. 103501.
2. Алимин Б.Ф., Торгованов В.А. Методы расчета поглотителей электромагнитных волн // *Зарубежная радиоэлектроника.* 1976. № 3. С.29-57.
3. А.С. Мальцев. Исследование свойств радиопоглощающих материалов в конструкциях антенных насадок // *Инфокоммуникационные технологии.* 2022. Т.18. № 3. С.332-341.
4. Tennant A., Chambers B. Radar signature control of wind turbine generator // *Proc. 2005 IEEE APS Int. Symp. Washington, USA.* 2005. V.4a. P.489.
5. Abdelaziz A. A. Improving the Performance of an Antenna Array by Using Radar Absorbing Cover // *PIER Lett.* 2008. V.1. P.129.
6. J.B. Birks. Microwave Magnetic Dispersion in Carbonyl Iron Powder // *Phys. Rev.* 1948. P.843-844.
7. Omid Khani, Morteza Zargar Shoushtaru, Karl Ackland, Plamen Stamenov. The structural, magnetic and microwave properties of spherical and flake shaped carbonyl iron particles as thin multilayer microwave absorber // *J. Magn. Magn. Mater.* 2017. V.428. P.28-35.
8. Y.L. Cheng, J.M. Dai, D.J. Wu, Y.P. Sun. Electromagnetic and microwave absorption properties of carbonyl iron/La_{0.6}Sr_{0.4}MnO₃ composites // *J. Magn. Magn. Mater.* 2017. V.428. P.28-35.
9. Inyoung Kim, Seok Bae, Jongryoul Kim. Composition effect on high frequency properties of carbonyl iron composites // *Material Letters.* 2008. V.62. P.3043-3046.
10. Wang Meng, Duan Yuping, Liu Shunhua, Li Xiaogang, Ji Zhijiang. Absorption properties of carbonyl iron/carbon black double-layer microwave absorber // *J. Magn. Magn. Mater.* 2009. V.321. P.3442-3446.
11. Алексеев А.Г., Корнев А.Е. Магнитные эластомеры. М.: Химия. 1987. 240 с.
12. McFarlane G.G. Radar camouflage research and development by the Germans // *Tech. Report: T.1905. M/99. TRB.* 1945.
13. Yong Wang and Mohammed N. Afsar. Measurement of complex permittivity and permeability of carbonyl iron powders at microwave frequencies // *Microwave and Optical Technology Letters.* 2004. V.42. No.6. P.458-459.
14. R.B. Yang, W.F. Liang, C.H. Wu and C.C. Chen. Synthesis and microwave absorbing characteristics of functionally graded carbonyl iron/polyurethane composites // *AIP Advances.* 2016. V.6. P.055910.
15. А.С. Антонов, Л.В. Панина, А.К. Сарычев. Высокочастотная магнитная

проницаемость композитных материалов, содержащих карбонильное железо // ЖТФ. 1989. Вып.6. С.88-94.

16. D. K. Ghodgaonkar, V.V. Varadan, V.K. Varadan. Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies // IEEE Trans. Instrum. Meas. 1990. V.39. No. 2. P.387—394.

17. Baoshan Zhang *et al.* Microwave-Absorbing Properties of De-Aggregated Flake-Shaped Carbonyl-Iron Particle Composites at 2-18 GHz // IEEE Transactions on Magnetics. 2006. V.42. No.7. P.1778-1781.

18. K. Sugimura *et al.* Formation of high electrical-resistivity thin surface layer on carbonyl-iron powder (CIP) and thermal stability of nanocrystalline structure and vortex magnetic structure of CIP // AIP ADVANCES. 2016. V.6. P.055932.

19. Fusheng Wen *et al.* Microwave-absorbing properties of shape-optimized carbonyl iron particles with maximum microwave permeability // Physica B. 2009. V.404. P.3567-3570.

20. Sung-Soo Kim *et al.* Magnetic, dielectric, and microwave absorbing properties in iron particles dispersed in rubber matrix in gigahertz frequencies // J. Appl. Phys. 2005. V.97. No.10F905.

21. А.Н. Лагарьков, М.В. Глазачева, С.Г. Кибец, Е.А. Преображенский, К.Н. Розанов, В.Н. Семененко. Способ получения магнитных порошков материала на основе карбонильного железа // Патент РФ № 2236929, заявлен 17.07.2003, опубликован 27.09.2004, Б.И. № 27, классы В22F1/00, H01F1/20.et

22. Михайлин Ю.А. Специальные полимерные композиционные материалы. СПб.: Научные основы и технологии. 2014. С.171–450.

23. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, D.E. Ryabov, S.A. Tretyakov, C.R. Simovski. Resonance Properties of Bi-Helix Media at Microwaves // Electromagnetics. 1997. V.17. No. 3. P.213 – 237.

24. Любченков А. В. Анализ методов измерения электродинамических параметров материалов, поглощающих сверхвысокочастотное электромагнитное излучение // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2009. Т.5. № 9. С.17–19.

25. J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, R.F. Riddle, R.T. Johnk, P. Kabos, C. Holloway, R.G. Geyer, C.A. Grosvenor. Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials. NIST Technical Note, 15362005.

26. J.W. Schultz, James G. Maloney, K. Cumming-Maloney, R.B. Schultz, J.G. Calzada, B.C. Foos. Ruggedized Compact Microwave Probes for Mapping Materials Properties of Structures. // 14th Int. Symposium of Nondestructive Characterization of Materials. 2015. Marina Del Rey. CA. USA.

27. L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan. Microwave Electronics. Measurement and Materials Characterization, John Wiley and Sons: Hoboken, New Jersey,

2004. 552 p.

28. Janezic M. and Baker-Jarvis J. Full-wave Analysis of a Split-Cylinder Resonator for Nondestructive Permittivity Measurements // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 1999.V.47. No.10. P.2014-2020.
29. Jilani M.T., Rehman M.Z., Khan A.M., Khan M.T., Ali S.M. A Brief Review of Measuring Techniques for Characterization of Dielectric Materials // *Int. J. Inf. Technol. Electr. Eng.* 2012. V.1(1). P.1—5.
30. M.W. Hyde IV, M.J. Havrilla. A Nondestructive Technique for Determining Complex Permittivity and Permeability of Magnetic Sheet Materials Using Two Flanged Rectangular Waveguides // *Progress in Electromagnetic Research. PIER* 79. 367-368. 2008.
31. Kenneth E. Dudeck, Leonard J. Buckley. Dielectric Material Measurement of Thin Samples at Millimeter Wavelengths // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 1992.V.41. No.5.
32. D. K. Ghodgaonkar *et al.* A Free Space Method for Measurement of Dielectric Constants and Loss Tangents at Microwave Frequencies // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 1989. V.37. No.3. P.789—793.
33. Дьяконова О.А., Казанцев Ю.Н. Резонатор для измерения диэлектрической проницаемости тонких плёнок // *Журнал радиоэлектроники*. 2019. № 7.
34. О.А. Дьяконова, Ю.Н. Казанцев, Д.С. Каленов. Измерительный комплекс для определения электромагнитных характеристик материалов резонаторным методом с помощью скалярных анализаторов цепей // *Журнал радиоэлектроники*. 2017. № 7.
35. Keysight Technologies. Basics of measuring the dielectric properties of materials. Application Note. 5989-2589EN. 2017.
36. R. Zajicek, J. Verba, K. Novotny. Evaluation of a Reflection Method on an Open-Ended Coaxial Line and Its Use in Dielectric Measurements // *Acta Polytechnica*. 2006. V.46. No.5.
37. SPEAG, DAK V2.4 Application Note: DAK/DAKS Best Practices. November 2017.
38. Семенов В.Н., Репин А.В., Зарубина А.Ю., Чистяев В.А. Измерение диэлектрической проницаемости спиртов методами коаксиального пробника и свободного пространства // XIII Всероссийская научн.-техн. конф. «Метрология в радиоэлектронике», Менделеево, Московская обл. 20-22 июня 2023 г. С.235-239.
39. C.P. Gallaher, N. Cole, P.P. Savage, C. McKeever, J.R. Sambles, A.P. Hibbins. A Broadband Stripline Technique for Characterizing Relative Permittivity and Permeability // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2019. V.67. No.1. P.231—238.
40. E.J. Vanzura, J.R. Baker-Jarvis, J.H. Grosvenor, M.D. Janezic. Intercomparison of permittivity measurements using the transmission/reflection method in 7-mm coaxial transmission lines // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 1994. V.42. No.11. P.2063—2077.

41. D.A. Houtz, D. Gu, D.K. Walker. An Improved Two-Port Transmission Line Permittivity and Permeability Determination Method with Shorted Sample // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2016. V.64. No.11. P.3820—3827.
42. M. Degiorgi, F. Costa, A. Monorchio, G. Manara. Iterative non-ambiguous estimation of dielectric permittivity from broadband transmission/reflection measurements // *2017 Progress in Electromagnetic Research Symposium – Spring (PIERS), St. Petersburg.* 2017. P.817—821.
43. Rohde & Schwarz. Measurement of Material Dielectric Properties. Application Note. RAC0607-0019. 2006.
44. Nicolson A.M., Ross G.F. Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 1970. V.19. P.377—382.
45. W. B. Weir. Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and permeability at Microwave Frequencies // *Proc. of the IEEE.* 1974. V.62. No.1. P.33—36.
46. K.Y. You, Y.S. Lee, L. Zahid *et al.* Dielectric Measurements For Low-Loss Materials Using Transmission Phase-Shift Method // *Journal Teknologi (Science & Engineering).* 2015. V.77(10). P.69—77.
47. M. Schwing, Z. Chen, A. Scheuermann and N. Wagner. Non-destructive coaxial transmission line measurements for dielectric soil characterization // *2014 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), Queenstown, New Zealand.* 2014. P.248-252. (doi: 10.1109/SAS.2014.6798955)
48. R.A. Shelby, D.R. Smith, S.C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial // *Appl. Phys. Lett.* 2001. V.78. No. 4. P.489–491.
49. J. Schultz, J. Maloney, K. Cummings-Maloney, R. Schultz, J. Calzada, B. Foos. A Comparison of Material Measurement Accuracy of RF Spot Probes to a Lens-Based Focused Beam System // *Proc. of the 2014 AMTA, Tucson AZ.* 2014.
50. V.V. Varadan, R.D. Hollinger, D.K. Ghodgaonkar, V.K. Varadan. Free-space broadband measurements of high-temperature complex dielectric properties at microwave frequencies // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 1991. V.40. P.842—846.
51. R.K. Challa, D. Kajfez, J.R. Gladden, A.Z. Elsherbeni. Permittivity measurements with a non-standard waveguide by using TRL calibration and fractional linear data fitting // *Progress in Electromagnetic Research B.* 2008. V.2. P.1—13.
52. P.G. Bartley, S.B. Begley. A new free-space calibration technique for materials measurements // *Proc. of the Instrumentation and Measurement Technology Conference, Graz, Austria.* 13—16 May. 2012. P.47—51.
53. P.G. Bartley, S.B. Begley. Improved Free-Space S-Parameter Calibration // *Proc. of the 2005 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Ottawa, Canada.* 16—19 May.

2005.

54. Z. Akhter, M.J. Akhtar. Free-Space Time Domain Position Intensive Technique for Simultaneous Measurement of Complex Permittivity and Thickness of Lossy Dielectric Samples // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2016. V.65. P.2394—2405.

55. F. Goncalves, A. Pinto, R. Mesquita, E. Silva, A. Brancaccio. Free-Space Materials Characterization by Reflection and Transmission Measurements using Frequency-by-Frequency and Multi-Frequency Algorithms // Electronics. 2018. V.7(10). P.260.

56. Басков К.М., Бобков Н.И., Краснолобов И.И., Семенов В.Н. Математическое моделирование сверхширокополосной многолучевой зеркальной антенны // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 4. С.1-18.

57. Иванова Л.Н., Боровик И.А., Кохнюк Д.Д., Семенов В.Н., Политико А.А., Чистяев В.А. Радиопоглощающее покрытие с высокой механической прочностью для антенной платформы // VI Всероссийская научн.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург. 29 мая—1 июня 2017 г. С.55—62.

58. А.Н. Лагарьков, В.Н. Семенов, С.Г. Кибец, В.И. Иванова, В.А. Чистяев, Л.Н. Иванова, И.А. Боровик, Д.Д. Кохнюк, Г.В. Коробейников. Разработка и применение многослойного сверхширокополосного радиопоглощающего покрытия // VI Всероссийская научн.-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» («СВЧ-2016»). 2016. Омск. С.254—260.

59. D.D. Palmer, V.R. Ditton. Microwave Thickness Measurements of Magnetic Coatings // Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation. 1991. V.10B. P.2029—2036.

60. В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Методика измерения диэлектрической и магнитной проницаемости листовых материалов в ближней зоне рупорной антенны // Материалы 15-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 12-16. 2005. Севастополь. Украина. Т.2. С.719 - 720.

61. V.A. Chistyayev, K.N. Rozanov, D.E. Ryabov, V.N. Semenenko, N.A. Simonov. Measurement of Material Constants in Near Zone of Electromagnetic Horn // Proc. of the «PIERS '98» Progress in Electromagnetics Research Symposium. July 13-17. 1998. Nantes. France. V.1. P.154.

62. А.П. Бабичев, Н.А. Бабушкина, А.М. Братковский и др. / Под ред. И.С. Григорьева, Е.З. Мейлихова. Физические величины: Справочник. М. Энергоатомиздат. 1991. 1232 с.

63. Л.М. Бреховских. Волны в слоистых средах. М.: Изд-во АН СССР. 1957. 502 с.

64. В.Д. Кукуш. Электрорадиоизмерения. М.: Радио и связь, 1985. 368 с.

65. Семенов В.Н., Чистяев В.А., Политико А.А., Басков К.М. // Измерительная техника. 2019. № 2. С.55.

66. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства / М:

Советское радио. 1974. 536 с.

67. Feko, available at <https://www.altair.com>.
68. В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Методика измерения диэлектрической и магнитной проницаемости листовых материалов в ближней зоне рупорной антенны // Материалы 15-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 12-16. 2005. Севастополь. Украина. Т.2. С.719 - 720.
69. Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Стенд для измерения коэффициентов отражения и прохождения и электрофизических параметров материалов в свободном пространстве // 27-я Международная Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017), Севастополь. 10-16 сентября 2017 г. С.1267-1273.
70. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Недра, 1987. 221 с.
71. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х томах. - М.: Мир, 1983.
72. J. W. Gibbs, Nature, London. 59. 1899. P.606.
73. Басков К.М., Семенов В.Н., Фурманова Т.А., Чистяев В.А. Подавление эффекта Гиббса при цифровой обработке сигналов с целью повышения точности измерений электродинамических параметров образцов материалов // Современная электродинамика. 2022. Т. 1. № 1. С.26-34.
74. К.М. Басков, В.Н. Семенов, Т.А. Фурманова, В.А. Чистяев. Подавление эффекта Гиббса при цифровой обработке сигналов с целью повышения точности измерений электродинамических параметров образцов материалов // Девятая всероссийская науч.-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2022) - Омск: Изд-во ОмГТУ. 2022. С.22-34. (doi: 10.25206/978-5-8149-3074-3-177-186).
75. В.Н. Семенов, В.А. Чистяев, А.А. Политико, К.М. Басков. Стенд для измерений в свободном пространстве радиофизических параметров материалов в сверхширокой полосе сверхвысоких частот // Измерительная техника. 2019. № 2. С.55—59. (doi: 10.32446/0368-1025it.2019-2-55-59).
76. Semenenko V.N., Chistyayev V.A., Politiko A.A. and Baskov K.M. Test Stand for Measuring the Free-Space Electromagnetic Parameters of Materials over an Ultrawide Range of Microwave Frequencies // Measurement Techniques. 2019. V.62. No. 2. P.161—166. (doi: 10.1007/s11018-019-01601-5).
77. Alexey A. Politiko, Vladimir N. Semenenko, Vladimir A. Chistyayev, Konstantin M. Baskov. Bench for Measuring Electromagnetic Properties of Materials in Free Space in Ultrawide Microwave Range. 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW, Conference

Paper, IEEE publ. P.328—331. (doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792787).

78. В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Сверхширокополосная методика измерения электрофизических параметров листовых материалов в свободном пространстве // Материалы 20-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 13-17. 2010. Севастополь. Украина. С.1091-1092.

79. Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Стенд для измерения коэффициентов отражения и прохождения и электрофизических параметров материалов в свободном пространстве // Proc/ of the 27th Int. Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo' 2017). Sevastopol. Russian Federation. September 10 – 16. 2017. P.1267-1273.

80. Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Стенд для измерения электродинамических параметров материалов в свободном пространстве с использованием диафрагмы // XI Всероссийская научн.-техн. конф. «Метрология в радиоэлектронике», Менделеево, Московская обл. 19-21 июня 2018 г. С.56-64. (eLibrary ID: 35388692).

81. Alexey A. Politiko, Vladimir N. Semenenko, Vladimir A. Chistyayev, Konstantin M. Baskov. Bench for Measuring Electromagnetic Properties of Materials in Free Space in a Ultrawide Microwave Range // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). P.328-331. (doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792787).

82. Petrovskiy V.P., Pakhomov E.P., Politiko A.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A., Balakirev B.A., Pervov A.Yu., Kamalov A.D., Sotskova L.P. Radiophysical properties of radiotransparent thermal protection materials in ablation mode // J. Phys.: Conf. Ser. 946 (2018). (doi: 10.1088/1742 6596/946/1/012032).

83. К.М. Басков, А.А. Политико, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев, Д.И. Акимов, И.И. Краснолобов. Радиоволновой контроль параметров образцов многослойных стенок радиопрозрачных укрытий. Журнал радиоэлектроники. 2019. № 11. С.1-12 (doi: 10.30898/1684-1719.2019.11.12).

84. Bocharov A.N., Pakhomov E.P., Petrovskiy V.P., Politiko A.A., Balakirev B.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A. Optimization of the radiotransparent constructions in a mode of extreme heat loads // J. Phys.: Conf. Ser. 1556 (2020),012016 (doi: 10.1088/1742-6596/1556/1/012016).

85. К.М. Басков, С.А. Федоров, В.Н. Семенов, А.А. Политико, И.И. Краснолобов, В.А. Чистяев. Радиопрозрачный обтекатель с компенсационным слоем для снижения ошибок пеленга // Радиотехника и электроника. 2022. Т.67. № 3. С.244-248. (doi:10.31857/S0033849422030032).

86. Petrovskiy V.P., Politiko A.A., Balakirev B.A., Kamalov A.D., Pakhomov E.P., Petrov A. Yu., Semenenko V.N., Sotskova L.P. and Chistyayev V.A. Radiophysical properties of radiotransparent thermal protection materials in ablation mode //XXXII Int. Conf. on Interaction of Intense Energy Fluxes

with Matter/ Books of Abstracts. March 1-6. 2017. Elbrus. Russia. P.108.

87. Bocharov A.N., Pakhomov E.P., Petrovskiy V.P., Politiko A.A., Balakirev B.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A. Optimization of the radiotransparent constructions in a mode of extreme heat loads // XXXIV International Conference on Interaction of Intense Energy Fluxes with Matter («ELBRUS-2019»). March 1-6. 2019. Elbrus. Russia.

88. Политико А.А., Басков К.М., Семенов В.Н., Чистяев В.А., Петровский В.П., Пахомов Е.П. Измерение радиофизических характеристик и параметров материалов в широком диапазоне частот при разработке радиопрозрачных изделий // XXII Международная научн.-техн. конф. «Конструкции и технологии получения изделий из неметаллических материалов», г. Обнинск. 15—17 октября 2019. Тезисы докладов. С.523-526.

89. Bocharov A.N., Pakhomov E.P., Petrovskiy V.P., Politiko A.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A. Optimization of radio-transparent fairings in the ablation mode // 18th International Workshop on Magneto-Plasma Aerodynamics. Moscow. April 9—11. 2019. P.243.

90. Бочаров А.Н., Пахомов Е.П., Петровский В.П., Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Оптимизация состава радиопрозрачных обтекателей в режиме абляции // В сборнике: Восемнадцатое Международное совещание по Магнитоплазменной Аэродинамике. Программа и сборник материалов. 2019. С.243-244.

91. Konstantin M. Baskov, Alexey A. Politiko, Vladimir N. Semenenko, Igor I. Krasnolobov, Tatiana A. Furmanova. Increase in the Level of Antenna Side Radiation due to a Radome as a Radiotechnical Characteristic // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC). Conference Paper. 2021. 4 p. (doi: 10.1109/RMC50626.2020.9312317).

92. Бочаров А.Н., Пахомов Е.П., Петровский В.П., Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Оптимизация состава радиопрозрачных обтекателей в режиме абляции. // В сборнике: Восемнадцатое Международное совещание по Магнитоплазменной Аэродинамике. Программа и сборник материалов. 2019. С.243-244.

93. В.И. Иванова, С.Г. Кибец, И.И. Краснолобов, А.Н. Лагарьков, А.А. Политико, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Разработка широкополосного радиопоглощающего покрытия с высокими эксплуатационными свойствами // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 7. С.1-23.

94. Алексеенков В.И., Галдецкий А.В., Васильев В.И., Потапова В.И. Измерение параметров феррооксидной керамики на СВЧ // Сборник статей V Всероссийской конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». СПб.: Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2016. Т.1. С.51-55.

95. Семенов В.Н., Кибец С.Г., Чистяев В.А., Политико А.А. Измерение коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий в широком диапазоне температур // Труды II Всероссийской Микроволновой конференции – М.: Изд-во ИРЭ им. В.А. Котельникова

РАН. 2014. С.409-414.

96. A.A. Politiko, V.A. Dyakonov, V.S. Anshin, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev. Measurement of Radiophysical Properties of Materials and Coatings at Microwave Frequencies in a Wide Temperature Range // The 5th Int. Conf. «Terahertz and Microwave Radiation: Generation, Detection and Applications (TERA-2023)», Abstract Book. Moscow. 2023. P.17-18 (doi:10.59043/9785604953914_17).

97. С.Э. Григас, А.Г. Ржанов, В.Н. Семененко и В.А. Чистяев. Поляризационные характеристики аномального пропускания СВЧ-излучения проводящими пленками // Письма в ЖЭТФ. 2012. Т. 96. Вып.2. С.103-106.

98. Ю.Е. Терехов, Г.В. Белокопытов, Р.Ю. Ткаченко, А.В. Журавлев, В.А. Чистяев, В.Н. Семененко. Исследование влияния статистической вариации размеров частиц на свойства метапленки // Ученые записки физического факультета. 2014. Т.4. С.144332.

99. Belokopytov G.V., Terekhov Yu.E., Tkachenko R.Yu., Zhuravlev A.V., Chistyayev V.A., Semenenko V.N. The effect of statistical variance of particle sizes on the properties of a metafilm // Physics of Wave Phenomena. 2015. V.23. P.39-45.

100. Белокопытов Г.В., Журавлев А.В., Терехов Ю.Е., Ткаченко Р.Ю., Семененко В.Н., Чистяев В.А. Моделирование электродинамических характеристик метапленок с учетом статистического разброса размера включений // Труды V научн. конф.: «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации» Россия. Суздаль. 2012. 18-19 сентября. 3 с.

101. Белокопытов Г.В., Журавлев А.В., Терехов Ю.Е., Ткаченко Р.Ю., Семененко В.Н., Чистяев В.А. Моделирование электродинамических характеристик метапленок с учетом статистического разброса размеров включений // Сборник трудов РНТОРЭС им. А.С. Попова, Сер. Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации, М., 2012. Т.5. С.25-28.

102. Григас С.Э., Ржанов А.Г., Семененко В.Н., Чистяев В.А. Поляризационные характеристики аномального пропускания света проводящими пленками // Труды XIII Всероссийской школы-семинара «Волновые явления в неоднородных средах» (Волны-2012). секция 2. Физ. Факультет МГУ. М. 2012. С.19-22.

103. Г.В. Белокопытов, Ю.Е. Терехов, Р.Ю. Ткаченко, А.В. Журавлев, В.А. Чистяев, В.Н. Семененко. Влияние статистической вариации размеров частиц на свойства метапленки // Труды школы-семинара «Волны-2014». Секция 1. 2014. С.36-39.

104. V. Polozov, S.S. Maklakov, S.A. Maklakov, A. Mishin, D. Petrov, K. Baskov, V. Chistyayev, V. Semenenko, V. Kisel. Thermally tunable RF frequency-selective surface based on VO₂ thin film// Physica Status Solidi A. 2020. (doi: 10.1002/pssa.202000452).

105. V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, A.A. Politiko, S.G. Kibets, V.N. Kisel, C.P. Gallagher, C. McKeever, A.P. Hibbins, F.Y. Ogrin, and J.R. Sambles. Complex permittivity and permeability of composite materials based on carbonyl iron powder over an ultrawide frequency band // *Physical Review Applied* 16. 014062 (2021). (doi: 10.1103/PhysRevApplied.16.014062).
106. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev and I.T. Iakubov. High-frequency modes in magnetic spectra of carbonyl iron // *J. Magn. Magn. Mater.* 2012. V.324. P.3402-3405.
107. В.А. Гаранов, С.Г. Кибец, А.А. Политико, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Диэлектрическая и магнитная проницаемость композитов на основе карбонильного железа в сверхширокой полосе частот // XXIII Международная конференция «Новое в магнетизме и магнитных материалах», 30 июня – 5 июля 2018 г. Москва: Буки Веди. 2018. С.652-654.
108. Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А., Кибец С.Г., Гаранов В.А. СВЧ-спектры диэлектрической и магнитной проницаемости композитов на основе карбонильного железа в сверхширокой полосе частот // VI Всероссийская Микроволновая конференция, 26—30 ноября 2018 г., ИРЭ РАН. Москва. С.45—49.
109. Thomas A. Milligan. *Modern antenna design*, 2nd ed. John Wiley & Sons: Hoboken, New Jersey. 2005. 632 p.
110. С.А. Федоров, Н.Л. Меньших, А.А. Политико, В.Н. Семенов, Е.В. Булычев, К.М. Басков. Влияние фазокорректирующей линзы рупорной антенны на качество измерений материальных параметров образцов в свободном пространстве // Сборник тезисов VII Всероссийской Микроволновой конференции. 25-27 ноября 2020. С.381-385.
111. Sergey A. Fedorov, Nikolay L. Menshih, Alexey A. Politiko, Vladimir N. Semenenko, Egor V. Bulychev, Konstantin M. Baskov. The Impact of a Phase-correcting Lens of the Horn Antenna on the Quality of Material Parameters Measurements in Free Space // 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC). Conference Paper. 2021, 5 p. (doi: 10.1109/RMC50626.2020.9312287).
112. A.A. Politiko, S.E. Prosyppkin, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, K.M. Baskov, V.A. Dyakonov. Experimental Bench for Measuring Electromagnetic Properties of Materials in the Millimeter Frequency range 75 to 110 GHz // The 5th Int. Conf. «Terahertz and Microwave Radiation: Generation, Detection and Applications (TERA-2023)», Abstract Book. Moscow. 2023. P.109-110. (doi: 10.59043/9785604953914_109_1).
113. Евдокимов Ю.В., Бендеров О.В., Полозов В.И., Глущенков А.В., Гусев А.В., Алексеева Л.А., Быков И.В., Политико А.А., Маклаков С.С., Дорофеев А.В., Семенов В.Н., Рыжиков И.А., Мерзлякин А.М., Старцев В.Ю. Тепловые конвертеры субтерагерцового излучения на основе метаматериалов и резистивных слоев // В книге: XXVI Международная научно-техническая конференция по фотоэлектронике и приборам ночного видения. Тезисы докладов. Москва. Россия. 2022. С.280-281 (doi: 10.51368/978-5-7164-1173-9-2022-280).

114. Зарубина А.Ю., Семенов В.Н., Кибец С.Г., Басков К.М., Чистяев В.А. Измерение диэлектрической проницаемости органических растворителей в сверхшироком диапазоне частот // XIII Всероссийская научн.-техн. конф. «Метрология в радиоэлектронике», Менделеево, Московская обл. 20-22 июня 2023 г. С.248-251.
115. A.Yu. Zarubina, S.G. Kibets, A.A. Politiko, V.N. Semenenko, K.M. Baskov and V.A. Chistyayev. Complex permittivity of organic solvents at microwave frequencies // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering, 862 (2020) 062085. (doi: 10.1088/1757-899X/862/6/062085).
116. Possenti L., Pascual-García J., Degli-Esposti V., Lozano-Guerrero A., Barbiroli M., Martinez-Inglés M.T., *et al.* (2020). Improved Fabry-Pérot electromagnetic material characterization: Application and results // Radio Science. 55. e2020RS007164. [https://doi.org/ 10.1029/2020RS007164](https://doi.org/10.1029/2020RS007164).
117. Отчет об аттестации методики измерений МИ 29012159-30020-2020 «Методика измерений коэффициентов отражения и прохождения образцов материалов и покрытий, а также электродинамических параметров листовых образцов материалов в диапазоне частот от 0,2 до 40 ГГц» // р.п. Менделеево. 2022. 63 с.
118. К.М. Басков, А.А. Политико, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Коррекция S-параметров при измерении материальных параметров магнитоэлектрических композитов в свободном пространстве с применением диафрагмы // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 5. С.1-27.
119. Басков К.М., Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Коррекция S-параметров при измерении материальных параметров малоразмерных образцов в свободном пространстве // Proc. of the 27th Int. Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo' 2017), Sevastopol. September 10 – 16. 2017. P.1260-1266.
120. Басков К.М., Гузовский А.Б., Гузовский Б.А., Назаркин Д.И., Семенов В.Н., Чистяев В.А. Малогабаритная волноводная нагрузка // Патент РФ на изобретение № 2814585, заявлен 03.11.2023, опубликован 01.03.2024, Б.И. № 7.
121. Schultz J.W., Maloney J.G., Cummings-Maloney K. *et al.* // 14th Int. Symp. on Nondestructive Characterization of Materials (NDCM 2015). Marina Del Rey (CA, USA). 2015. P.116.
122. Schultz J.W. Microwave Material Measurements Without Cables // Microwave J. 2017. V.60. No. 8. P.66.
123. К.М. Басков, Д.Е. Данилов, А.А. Политико, С.Е. Просыпкин, А.А. Рогозин, В.Н. Семенов. Портативный измеритель коэффициента отражения покрытий СВЧ диапазона // Радиотехника и электроника. 2020. Т.65. № 10. С.939-950. (doi: 10.31857/S0033849420090028).
124. К. Басков, А. Политико, В. Семенов, В. Чистяев, С. Просыпкин. Мобильный комплекс для измерения коэффициента отражения радиопоглощающих материалов и покрытий // Компоненты и технологии. 2022. № 3. С.50-53. Код доступа: www.kit-e.ru.

125. K.M. Baskov, D.E. Danilov, A.A. Politiko, S.E. Prosyppkin, A.A. Rogozin, V.N. Semenenko, and V.A. Chistyayev. Portable Microwave Reflection Coefficient Meter of Coatings// Journal of Communications Technology and Electronics. 2020. V.65. No. 10. P.1105-1114. (doi: 10.1134/S1064226920090028).
126. К.М. Басков, Д.Е. Данилов, А.А. Политико, С.Е. Просыпкин, А.А. Рогозин, В.Н. Семененко, В.А. Чистяев. Портативный измеритель коэффициента отражения покрытий СВЧ-диапазона // XIII Ежегодная научн.-техн. конф. «Радиолокационные системы малой и сверхмалой дальности», 05 февраля 2020 г. МГТУ им. Н.Э. Баумана. г. Москва.
127. K.M. Baskov, Alexey Politiko, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, D.E. Danilov, Sergey Prosyppkin, A.A. Rogozin. Mobile complex for measuring reflection coefficient of radar absorbing materias // XIII conference «Exchange of experience in the field of creation of ultraband radio electronic systems», August 2020. (doi: 10.25206/978-5-8149-3074-3-177-186).
128. К.М. Басков, А.А. Политико, В.Н. Семененко, В.А. Чистяев, Д.Е. Данилов, С.Е. Просыпкин, А.А. Рогозин. Мобильный комплекс для измерения коэффициента отражения радиопоглощающих материалов и покрытий // Восьмая всероссийская научн.-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2020) - Омск: Изд-во ОмГТУ. 2020. С.177-186. (doi: 10.25206/978-5-8149-3074-3-177-186).
129. Levin L. Theory of Waveguides. London. Newnes-Butterworths. 1975.
130. Лагарьков А.Н., Панина Л.В., Сарычев А.К. Эффективная магнитная проницаемость композитных материалов вблизи порога протекания // ЖЭТФ. 1987. Т.93. Вып. 1(7). С.215-221.
131. Виноградов А.П., Панина Л.В., Сарычев А.К. Метод расчета диэлектрической и магнитной проницаемостей перколяционных систем // ДАН СССР. 1989. Т.36. № 4. С.847-851.
132. M. Sucher and J. Fox, Handbook of Microwave Measurements. Polytechnic Institute of Brooklyn. 1963. 1145 p.
133. K. S. Champlin and R. R. Krongard. The Measurement of Conductivity and Permittivity of Semiconductor Spheres by an Extension of the Cavity Perturbation Method // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1961. V. 9. No. 6. P.545-551. (doi: 10.1109/TMTT.1961.1125387).
134. V.N. Semenenko, D.E. Ryabov. Microwave Effective Permeability of Conductive Helixes // Proc. of the «Bianisotropics' 93». 1993. Gomel. Belarus. P.116 – 120.
135. Белокопытов Г.В., Рябов Д.Е., Семененко В.Н. СВЧ фотопроводимость поликристаллов CdS и CdSe // Физика твердого тела. 1993. Т. 35. № 7. С.1779 – 1784.
136. Белокопытов Г.В., Семененко В.Н., Рябов Д.Е. СВЧ-фотопроводимость в керамике CdS и CdSe и ее релаксация // Тезисы докладов школы-семинара «Релаксационные явления в твердых телах», 23-26 февраля 1993 г. Воронеж. С.70.

137. Валиев К.А., Дмитриев А.А., Исаев К.Ш., Орликовский А.А., Пащенко В.И., Семенов В.Н. Исследование процесса травления SiO_2 в плазме C_3F_8 методом СВЧ-резонатора // Микроэлектроника. 1993. Т.22. № 4. С.3 – 12.
138. Розанов К.Н., Симонов Н.А., Осипов А.В. Измерение магнитной проницаемости ферромагнитных пленок на сверхвысоких частотах // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47. № 2. С.229—338.
139. Розанов К.Н. Частотно-зависимые магнитные и диэлектрические свойства композитных материалов для широкополосных СВЧ применений // Диссертация на соискание ученой степени д.ф.-м.н. 2018. 326 с.
140. Зайцева Н.В., Коробейников Г.В., Кохнюк Д.Д., Иванова Л.Н., Славин В.В., Кузнецов П.А., Маренников Н.В., Семенов В.Н. Поглотитель электромагнитных волн // Патент РФ на изобретение № 2414029, заявлен 01.02.2010, опубликован 10.03.2011, Бюл. № 7, классы H01Q 17/00.
141. Е.Н. Майзельс, В.А. Торгованов. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей // М.: Сов. радио, 1972 / под ред. М.А. Колосова, 232 с.
142. В.О. Кобак. Радиолокационные отражатели / М.: Сов. радио, 1975. 248 с.
143. Патент (герм.) №533952. 1927.
144. Гуревич А.Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М: Наука, 1973. 592 с.
145. Neo C. P., Yang Y., Ding J. Calculation of complex permeability of magnetic composite materials using ferromagnetic resonance model // J. Appl. Phys. 2010. V.107. P.083906.
146. Zhang B.S., Lu G., Feng Y., *et al.* Electromagnetic and microwave absorption properties of Alnico powder composites // J. Magn. Magn. Mater. 2006. V.299. P.205.
147. Deng L.W., Jiang J.J., Fan S.C., *et al.* GHz microwave permeability of CoFeZr amorphous materials synthesized by two-step mechanical alloying // J. Magn. Magn. Mater. 2003. V.264. P.50.
148. Елсуков Е.П., Розанов К.Н., Ломаева С.Ф. и др. Структура, магнитостатические свойства и СВЧ-характеристики нанокристаллических механоактивированных порошков Fe и FeSi // Физика металлов и металловедение. 2007. Т.104. № 3. С.261.
149. В.Л. Волков, В.Г. Сыркин, И.С. Толмасский. Карбонильное железо. М.: Металлургия, 1969. 156 с.
150. R. Simpkin. Derivation of Lichtenecker's Logarithmic Mixture Formula from Maxwell's Equations // IEEE Trans/ on MTT. 2010. V.58. P.545-550.
151. E.F. Knott, J.F. Shaeffer, M.T. Tuley. Radar Cross Section, 2nd Edition, Artech House, Inc., Norwood, MA. USA. 1993. 611 p.

152. Konstantin N. Rozanov and Marina Y. Koledintseva. Matching conditions for a homogeneous absorbing layer // *Procedia Engineering*. 216 (2017). P.79-84.
153. Vinoy KJ., Jha K.M. Radar absorbing materials. – Boston–Dodrecht–London: Kluwer, 1996. 208 p.
154. Бобков Н.И., Габриэльян Д.Д., Пархоменко Н.Г., Семененко В.Н. Сверхширокополосная многолучевая зеркальная антенна // Патент РФ на изобретение № 2541871, заявка № 2013131605, приоритет изобретения 09 июля 2013 г., зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 16 января 2015 г., срок действия патента истекает 09 июля 2033 г.
155. Бобков Н.И., Зелененко А.Т., Стуров А.Г., Габриэльян Д.Д., Семененко В.Н. Многолучевая зеркальная антенна для систем сверхширокополосной радиолокации // Сборник докладов V Всероссийской науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», 21-25 ноября 2011 г., Москва. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. С.173-177.
156. В.И. Иванова, С.Г. Кибец, И.И. Краснолобов, А.Н. Лагарьков, А.А. Политико, В.Н. Семененко, В.А. Чистяев. Разработка широкополосного радиопоглощающего покрытия с высокими эксплуатационными свойствами // Шестая общероссийская научно-практическая конференция «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2016) - Омск: Изд-во ОмГТУ. 2016. С.180-195.
157. Иванова В.И., Кибец С.Г., Краснолобов И.И., Лагарьков А.Н., Политико А.А., Семененко В.Н., Чистяев В.А. Широкополосное радиопоглощающее покрытие с высокими эксплуатационными свойствами // Proc. of the 27th Int. Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo' 2017). Sevastopol. September 10 – 16. 2017. P.840-846.
158. Лагарьков А.Н., Семененко В.Н., Кибец С.Г., Иванова В.И., Чистяев В.А., Иванова Л.Н., Боровик И.А., Кохнюк Д.Д., Коробейников Г.В. Разработка и применение многослойного сверхширокополосного радиопоглощающего покрытия // Шестая общероссийская научно-практическая конференция «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2016) - Омск: Изд-во ОмГТУ. 2016. С.254-260.
159. Лагарьков А.Н., Семененко В.Н., Кибец С.Г., Иванова В.И., Сиберт С.Д., Иванова Л.Н., Коробейников Г.В., Кохнюк Д.Д. Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие // Патент РФ на изобретение № 2571906, заявка № 2014129366, приоритет изобретения 16 июля 2014 г., зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 27 ноября 2015 г., срок действия патента истекает 16 июля 2034 г.
160. Иванова В.И., Кибец С.Г., Краснолобов И.И., Семененко В.Н., Фурманова Т.А., Чистяев В.А. Эффективная поверхность рассеяния малоразмерных образцов диэлектрических радиопоглощающих материалов // Труды международной научн. конф. «Излучение и рассеяние

электромагнитных волн ИРЭМВ-2013» – Таганрог: Изд-во ЮФУ. 2013. С.334-338.

161. Иванова Л.Н., Боровик И.А., Кохнюк Д.Д., Семенов В.Н., Политико А.А., Чистяев В.А. Радиопоглощающее покрытие с высокой механической прочностью для антенной платформы // Материалы VI Всероссийской научн.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург. 29 мая-1 июня 2017 г. С.55-62.

162. Л.Н. Иванова, И.А. Боровик, Д.Д. Кохнюк, В.Н. Семенов, А.А. Политико, В.А. Чистяев. Радиопоглощающее покрытие с высокой механической прочностью для антенной платформы // Материалы XIX координационного научн.-техн. семинара по СВЧ-технике. Нижегородская обл. п. Хахалы. 5-7 сентября 2017 г. С.145-150.

163. Семенов В.Н., Кибец С.Г., Чистяев В.А., Иванова В.И., Тимкин А.В., Лило Г.Я., Иванова Л.Н., Боровик И.А., Кохнюк Д.Д. Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие // Патент РФ на изобретение № 2626073, заявка № 2016138947, приоритет изобретения 03 октября 2016 г., зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 21 июля 2017 г., срок действия патента истекает 03 октября 2036 г.

164. Дмитриев А.В., Ерофеев А.Г., Павлов Н.А., Семенов В.Н., Краснолобов И.И., Политико А.А., Кибец С.Г. Применение магнитного пирамидального радиопоглощающего материала в конструкции антенных устройств систем радиомониторинга // Всероссийская научн.-техн. конфэ «Антенны и распространение радиоволн 2019» (APP' 2019) 15-17 сентября 2019. ЛЭТИ (г. Санкт-Петербург)/ Антенны и распространение радиоволн: сб. науч. тр. Всероссийской научн.-техн. конф. Санкт-Петербург, 15-17 октября 2019 г. СПб.: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). 2019. С.127-130.

165. Baum C. E., Stone A.P., Tyo J.S. An Omnidirectional and Low-VSWR Ultra-Wideband Antenna for a Frequency Band of 6 to 40 GHz // 8th Conference on Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics (UWBSP8). 9 – 14 July 2006.

166. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Моделирование биконической антенны в широкой полосе частот // Труды III Всероссийской конф. «Радиолокация и радиосвязь», Москва. 2009. С.97–101.

167. Ott A.T., Eibert T.F. A 433 MHz – 22 GHz reconfigurable dielectric loaded biconical antenna // 4th European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain. 12–16 April. 2010.

168. Калошин В.А., Скородумова Е.А. Исследование симметричной поликонической антенны // Труды IV Всероссийской конф. «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 29 ноября – 3 декабря 2010. Т.1. С.531.

169. Бобков Н.И., Юханов Ю.В., Семенихин А.И., Семенихина Д.В. Широкополосные проходные вращатели поляризации и примеры их применения в апертурах антенн // Антенны.

2010. № 2. С.31-37.

170. В.Н. Семененко, К.М. Басков, И.И. Краснолобов, Д.И. Акимов, А.А. Политико, В.А. Чистяев, Н.И. Бобков. Применение магнитных радиопоглощающих материалов для коррекции радиотехнических характеристик поликонических вибраторных антенн. Журнал радиоэлектроники. 2018. № 9. С.1-11. (doi: 10.30898/1684-1719.2018.9.12).

171. T. Stander, P.W. van der Walt, P. Meyer. A comparison of simple low-power wedge-type X-band waveguide absorbing load implementations // AFRICON 2007, Windhoek, Namibia. - September 2007. P.1-4.

172. В.Н. Семененко, К.М. Басков, Д.И. Акимов, А.А. Политико, В.А. Чистяев, А.Ю. Зарубина. Широкополосные волноводные согласованные нагрузки на основе ферроэпоксида. Журнал радиоэлектроники. 2019. № 7. С.1-12. (doi: 10.30898/1684-1719.2019.7.9).

173. Семененко В.Н., Басков К.М., Акимов Д.И., Политико А.А., Чистяев В.А., Зарубина А.Ю. Широкополосные волноводные согласованные нагрузки на основе ферроэпоксида. // VI Всероссийская Микроволновая конф., 26—30 ноября 2018 г. ИРЭ РАН. Москва. С.228—232.

174. В.Н. Семененко, К.М. Басков, Д.И. Акимов, А.А. Политико, В.А. Чистяев, А.Ю. Зарубина. Широкополосные волноводные согласованные нагрузки на основе ферроэпоксида // Доклады двадцатой ежегодной научн. конф. ИТПЭ РАН. Москва. 13—18 мая 2019 г. С.48—49.

175. Митин В.А., Винярская Н.А., Крылов П.К., Алексеева Н.К. Волноводная нагрузка // Патент РФ на изобретение № 2267194, приоритет изобретения от 12.07.2004 г.

176. Бойправ О.В., Лобунов В.В., Лыньков Л.М., Аль-Машатт Е.А.А. Исследование взаимодействия электромагнитного излучения инфракрасного диапазона длин волн с радиопоглотителями на основе металлсодержащих элементов // Авиационные материалы и технологии. 2020. № 2 (59). С.89–94. (doi: 10.18577/2071-9140-2020-0-2-89-94).

177. Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучение. М.: Наука. 1982. 164 с.

178. Беляев А.А., Беспалова Е.Е., Романов А.М. Пожаробезопасные радиопоглощающие материалы для безэховых камер // Авиационные материалы и технологии. 2013. № 1. С.53–55.

179. Беляев А.А., Агафонова А.С., Антипова Е.А., Ботаногова Е.Д. Конструкционный радиопоглощающий материал трехслойной структуры с согласующим слоем // Труды ВИАМ. 2013. № 7. Ст. 02. URL: <http://www.viam-works.ru> (дата обращения: 22.11.2021).

180. Bibikov S.B., Kulikovskij Ed.I., Semenenko V.N. and Chistyayev V.A. Frequency and Angular Dependences of the Reflection a Radioabsorbing quasi-chaotic dipole material of the “Ternovnik” Type // Proc. of VIII Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT). September 20-23. 2011. Kyiv. Ukraine. P.1-4.

181. Бибииков С.Б., Смольникова О.Н., Прокофьев М.В. Диэлектрические свойства и

СВЧ проводимость пористых радиопоглощающих материалов // Радиотехника. 2011. № 3. С.62–76.

182. Беспалова Е.Е., Беляев А.А., Девин К.Л. Радиопоглощающие материалы пониженной плотности (обзор) // Труды ВИАМ. 2022. № 4 (110). Ст. 08. URL: <http://www.viam-works.ru> (doi: 10.18577/2307-6046-2022-0-4-75-83).

183. Лушина М.В., Паршин С.Г., Ржевский А.А. Современные экранирующие и радиопоглощающие материалы // Системы управления и обработка информации. 2011. № 22. С. 208–214.

184. В.Н. Семененко, К.М. Басков, И.И. Краснолобов, Т.А. Фурманова, Д.И. Акимов. Радиопрозрачные укрытия со свойствами угловой фильтрации для параболической зеркальной антенны // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 5. С.1-22. (doi: 10.30898/1684-1719.2018.5.7).

185. A.M. Lebedev, V.N. Semenenko, T.A. Furmanova, I.I. Krasnolobov. Dimensional Effect in Concealment with Pyramidal Absorber // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). Date Added to IEEE Xplore: March 2023. (doi: 10.1109/RMC55984.2022.10079306).

186. Лебедев А.М., Семененко В.Н., Фурманова Т.А., Краснолобов И.И. Размерный эффект в метровом диапазоне длин волн при маскировке поверхности пирамидальным поглотителем // Современная электродинамика. 2022. Т.1. № 2. С.32-37.

187. «Особенности конструирования электромагнитных экранов» 17 июля 2013 available at <http://alfapol.ru/osobennosti-konstruirovaniya-elektromagnitnyh-ekranov/>.

188. Авторское свидетельство № 1467617 Н01р 1/26 опубл. 23.03.1989.

189. Колосов С.В., Трубицын О.Б., Басков К.М., Политико А.А., Семененко В.Н., Чистяев В.А. Экранирующий кожух для устройства проверки работоспособности радиостанции с штыревой антенной // Патент РФ на полезную модель № 200478, заявка № 2019140688, приоритет полезной модели 09 декабря 2019 г., зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 27 октября 2020 г., срок действия исключительного права на полезную модель истекает 09 декабря 2029 г.

190. Z. Yang, J. Mei, M. Yang, *et al.* Membrane-type acoustic metamaterial with negative dynamic mass // Phys. Rev. Lett. 2008. V.101. P.20431.

191. Z. Yang, H.M. Dai, N.H. Chan, *et al.* Acoustic metamaterial panels for sound attenuation in the 50-1000 Hz regime // Appl. Phys. Lett. 2010. V. 96. P.041906.

192. J.B. Pendry. Negative Refraction Makes a Perfect Lens // Phys. Rev. Lett. 2000. V.85. P.3966-3969.

193. J.B. Pendry. Taking the wraps off cloaking // Physics. 2009. V.2. P.95.

194. V.N. Kisel and A.N. Lagarkov. Near-perfect absorption by a flat metamaterial plate // Phys. Rev. E. 2007. V.76. P.065601.

195. А.Н. Лагарьков и В.Н. Кисель. Электродинамические свойства простых тел из материалов с отрицательными диэлектрической и магнитной проницаемостями // ДАН. 2001. Т.377. № 1. С.40-43.
196. N. Fang and X. Zhang. Imaging properties of a metamaterial superlens // Appl. Phys. Lett. 2003. V.82. P.161.
197. D.R. Smith, D. Schurig, M. Rosenbluth, *et al.* Limitations on sub diffraction imaging with a negative refractive index slab // Appl. Phys. Lett. 2003. V.82. No. 10. P.1506-1508.
198. V.N. Kissel and A.N. Lagarkov // Proc. of the 2nd Int. Conf. on Materials for Advanced Technologies, Symposium F: Electromagnetic Materials, Singapore, 2003. World Scientific, Singapore, 2003. P.145.
199. А.Н. Лагарьков и В.Н. Кисель. Качество фокусировки электромагнитного излучения плоскопараллельной пластиной из вещества с отрицательным коэффициентом преломления // ДАН. 2004. Т.394. № 1. С.40-45.
200. M.I. Stockman. Criterion for negative refraction with low optical losses from a fundamental principle of causality // Phys. Rev. Lett. 2007. V.98. P.177404.
201. K.J. Vinoy and R.M. Jha. Radar absorbing materials. Boston: Kluwer. Academic. 1996.
202. S.A. Schelkunoff and H.T. Friis. Antennas: Theory and Practice. New York: Wiley. 1952.
203. A.N. Lagarkov, L.V. Panina, A.K. Sarychev, and Y.R. Smychkovich // MRS Spring Meeting. 1990. paper S 9.3.
204. A.I. Kolesnikov, A.N. Lagarkov, S.M. Matytsin, *et al.* // Optical and Electrical Properties of Polymers No. 214, J. A. Emerson and J. M. Torkelson, eds. (Materials Research Society) 1991. P.119.
205. A.N. Lagarkov, A.K. Sarychev, Y.R. Smychkovich, and A.P. Vinogradov. Effective medium theory for microwave dielectric constant and magnetic permeability of conducting stick composites // J. Electromagn. Waves Appl. 1992. V.6. P.1159.
206. A.N. Lagarkov and A.K. Sarychev. Electromagnetic properties of composites containing elongated conducting inclusions // Phys. Rev. B. 1996. V.53. P.6318-6336.
207. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. М.: Наука, 1982.
208. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ. Под ред. О.Г. Вендика, М: Советское радио, 1979. 272 с.
209. Gastine, L. Courtois, J. L. Dormann. Electromagnetic resonances of free dielectric spheres // IEEE Trans., MTT. 1967. V.15. P.694.
210. Бурсиан Е.В. Нелинейный кристалл (титанат бария). М.: Наука, 1974. 295 с.
211. А.С. Антонов, В.М. Батенин и др. Электрофизические свойства перколяционных систем / Под ред. д.ф.-м.н. Лагарькова А.Н. М: ИВТАН СССР, 1990. 118 с.

212. Sucher M. and Fox J. Handbook of microwave measurements. Eds., V.2, Brooklyn. NY. Polytechnic Press.1963.
213. Силин В.П., Рухадзе А.А. Электромагнитные свойства плазмы и плазмоподобных сред. М: Госатомиздат, 1961. 240 с.
214. G.V. Belokopytov, A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev. Two-dimensional lattice of resonance dipoles as an artificial magnetic // Proc. of the «Bianisotropics' 04» 10th International Conference on Complex Media and Metamaterials. September 22-24. 2004. Ghent. Belgium. P.94 – 96.
215. G.V. Belokopytov, A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, A.V. Zhuravlev. Effective permeability of 2D-lattice of dielectric resonators // Proc. of the Symposium R «Electromagnetic Materials», ICMAT-2005. July 3-8. 2005. Singapore. P.227 – 230.
216. Г.В. Белокопытов, А.Н. Лагарьков, В.Н. Семеновко, А.В. Ступаков, В.А. Чистяев. Экспериментальное определение поляризуемости дипольных резонаторов // Труды науч. конф.: X Всероссийской школы-семинара «Волновые явления в неоднородных средах». Секция: Метаматериалы, периодические и дискретные структуры. МГУ. Звенигород. 2006. С.15.
217. V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, D.E. Ryabov. Artificial Magnetism of Materials Composed of Dielectric Resonators // Proc. of the 7th Int. Crimean Conf. «Microwave and Telecommunication Technology», September 15-18. 1997. Crimea. P.113-116.
218. Семеновко В.Н., Чистяев В.А., Рябов Д.Е. Электрофизические свойства композитных материалов с включениями в виде диэлектрических резонаторов на СВЧ // Препринт ОИВТ РАН. № 4-430. - М., 1999. 24 с.
219. Белокопытов Г.В., Лагарьков А.Н., Семеновко В.Н., Ступаков А.В., Чистяев В.А. Экспериментальное определение поляризуемости дипольных резонаторов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т.12. № 10. С.44-50.
220. Розенберг Г.В. Оптика тонкослойных покрытий. Ленинград.: Физматгиз, 1958. 570 с.
221. A.P. Vinogradov, V.E. Romanenko, D.E. Ryabov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev. On the Problem of the Mossotti-Lorentz Field for Planar and Bulk System // Thesis of the 4th Int. Conf. on Electrical Transport and Optical Properties of Inhomogeneous Media (ЕТОПИМ 4). July 23-30. 1996. Moscow. P.62.
222. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз, 1963. 404 с.
223. V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, D.E. Ryabov. Electromagnetic properties of Composite Magnetic Material in Dependence on Inclusion Concentration // Proc. of the «Bianisotropics' 97» Int. Conf. and Workshop on Electromagnetics of Complex Media, June 5-7. 1997. Glasgow. Great

Britain. P.285 – 288.

224. Г.В. Белокопытов, А.Н. Лагарьков, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Модель искусственного магнетика. Двумерная решетка резонансных диполей // Радиотехника и электроника. 2005. Т.50. № 1. С.89-94.

225. Г.В. Белокопытов, А.Н. Лагарьков, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев. Модель искусственного магнетика. Двумерные решетки проводящих колец и сегнетоэлектрических резонаторов // Радиотехника и электроника. 2005. Т.50. № 4. С.447-455.

226. Saadoun M.M.I., and Engheta N. A reciprocal phase-shifter using novel pseudochiral or Ω medium // Microw. and Opt. Technol. Lett. 1992. V.5. P.184-188.

227. Tretyakov S.A. Thin pseudochiral layers: Approximate boundary conditions and potential applications // Microw. and Opt. Technol. Lett. 1993. V.6. P.112-115.

228. Tretyakov S.A., and Sochava A.A. Proposed composite material for nonreflecting shields and antenna radomes // Electron. Lett. 1993. V.29. P.1048-1049.

229. Mariotte F., Tretyakov S.A., Sauviac B. Modeling effective properties of chiral composites // IEEE Antennas and Propag. Magazine. 1996. V.38. No. 2. P.22-32.

230. Kostin M.V., Shevchenko V.V. Artificial magnetics based on circular film elements // Proc. of «Bianisotropics' 93», Gomel. Belarus. 1993. P.32-35.

231. Tretyakov S.A., Mariotte F., Simovski C.R., Kharina T.G., Heliot J.-P. Analytical antenna model for chiral scatterers: comparison with numerical and experimental data // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 1996. V.44. No.7. P.1006-1014.

232. Mariotte F., Tretyakov S.A., Sauviac B. Isotropic chiral composite modeling: Comparison between analytical, numerical, and experimental data // Microwave and Optical Technol. Lett., 1994. V.7. No.18. P.861-864.

233. Vinogradov A.P. and Romanenko V.E. The dependence of electromagnetic properties of bi-helix inclusions upon their structure // Book of Abstracts «Chiral' 96», St.-Petersburg-Moscow. 1996. P.46.

234. A.P. Vinogradov, A.N. Lagarkov and V.E. Romanenko. Some peculiarities in the resonant behavior of the bi-helix microstructure // Electromagnetics. 1997. V.17(3). P.239-249.

235. Schelkunoff S.A., and Friis H.T. Antennas: Theory and Practice. New York: John Wiley & Sons. 1952.

236. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей (справочная книга). Ленинград: Энергоатомиздат.1986. 488 с.

237. Lindell I.V., Sihvola A.H., Tretyakov S.A., Viitanen A.J. Electromagnetic Waves in Chiral and Bi-Isotropic Media, Artech House, Boston and London. 1994.

238. Afsar M.N., Birch J.R., Clarke R.N. The measurement of the properties of materials //

Proc. IEEE. 1986. V.74. P.183-199.

239. V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, D.E. Ryabov. Microwave Magnetic Properties of Bi-Helix Media in Dependence on Helix Pitch // Proc. of the «Bianisotropics' 98» 7th International Conference on Complex Media. June 3-6. 1998. Technische Univ. Braunschweig. Germany. 1998. P. 313 – 316.

240. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, A.I. Fedorenko, N.P. Balabuha, V.P. Moiseev. Sidelobe suppression of cellular base station antenna due to application of metamaterials // Proc. of the Symposium R «Electromagnetic Materials», ICMAT-2005, July 3–8. 2005. Singapore. July 3–8. 2005. Singapore. P.59 – 62.

241. А.Н. Лагарьков, В.Н. Семеновко, А.И. Федоренко, В.А. Чистяев, Н.П. Балабуха, В.П. Моисеев. Снижение бокового излучения антенны базовой станции сотовой связи за счет применения метаматериалов // Материалы 14-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 13-17. 2004. Севастополь. С.340-341.

242. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V. N. Kisel, V. A. Chistyayev. Development and Simulation of Microwave Artificial Magnetic Composites Utilizing Nonmagnetic Inclusions // J. Magn. Mater. 2003. V.258-259 (March 2003) P.161-166.

243. В.Н. Семеновко, К.М. Басков, А.А. Политико, Д.И. Акимов, Н.Н. Степанов. Экранирующий колпак с радиопоглощающим метаматериалом внутри // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 1. С.1-13. (doi: 10.30898/1684-1719-2018-1-6).

244. Семеновко В.Н., Басков К.М., Политико А.А., Акимов Д.И. Радиопоглощающий метаматериал в экранирующем колпаке // Пятая всероссийская микроволновая конференция, М: ИРЭ РАН. 2017. С.153-157.

245. А.Н. Лагарьков, В.Н. Кисель, В.Н. Семеновко. Радиопоглощающие материалы на основе метаматериалов // Радиотехника и электроника. 2012. Т.57. № 10. С.1119-1127.

246. Виноградов А.П., Махновский Д.П., Розанов К.Н. Роль микроструктуры в формировании эффективных электромагнитных свойств неоднородных сред // Радиотехника и электроника. 1999. Т.44. № 3. С.341.

247. R.A. Shelby, D.R. Smith, S. Schultz. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction // Science. 2001. V.292. P.77-79.

248. Lagarkov A.N., Kisel V.N., Semenenko V.N. Wide-Angle Absorption by the Use of a Metamaterial Plate // Progress in Electromagnetic Research Lett. 2008. V.1. P.35.

249. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.N. Kisel, V.A. Chistyayev. Creation and Modeling of Composites with Negative Permeability and Permittivity at Microwaves // Proc. of the Moscow International Symposium on Magnetism. June 20-24. 2002. P.127.

250. A.N. Lagarkov, K.N. Rozanov, A.P. Vinogradov, V.N. Semenenko, I.A. Ryzhikov, I.T.

Iakubov, and S.M. Matitsine. Microwave properties of composites and inhomogeneous structures // Book of Abstracts. ICMAT-2003. December 7-12. 2003. Singapore. P.271.

251. Lagarkov A.N., Kisel V.N., Semenenko V.N. Metamaterial-Based Microwave Absorber // Int. Symp. Dig.: PIERS'2008, Progress in Electromagnetic Research Symposium, March 24-28. 2008. Hangzhou. China. P.659.

252. Lagarkov A.N., Kisel V.N., Semenenko V.N. Wide-Angle Absorption by the Use of a Metamaterial Plate // PIERS Proceedings, March 24-28. 2008. Hangzhou. China. P.869-874.

253. Lagarkov A.N., Kisel V.N., Semenenko V.N. Wide-Angle Absorption by the Use of a Metamaterial Plate // Progress in Electromagnetic Research Letters. 2008. V.1. P.35-44.

254. А.Н. Лагарьков, В.Н. Семенов, В.Н. Кисель, В.А. Чистяев, И.И. Краснолобов, А.А. Политико, С.А. Федоров, Н.Л. Меньших. Широкополосный радиопоглощающий метаматериал на магнитной подложке // Доклады двадцатой ежегодной научн. конф. ИТПЭ РАН. Москва. 13—18 мая 2019. С.58—60.

255. Васильев Е.Н., Малов В.В., Солодухов В.В. Дифракция поверхностной волны на открытом конце круглого полубесконечного диэлектрического волновода // Радиотехника и электроника. 1985. Т.30. Вып.5.

256. Балабуха Н.П., Башарин А.А. Стержневой диэлектрический облучатель с расширенной полосой рабочих частот // Антенны. 2008. № 12. С.65.

257. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, В.Н. Семенов. Излучение из открытого конца полубесконечного круглого двухслойного магнитодиэлектрического волновода // Антенны. 2009. Вып. 8(147). С.46-49.

258. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev, I.I. Krasnolobov and A.A. Basharin. Mu and Epsilon-Near-Zero Metamaterial-Assisted Horn Antenna // Proc. of «EuCAP' 2010» – The 4th European Conference on Antennas and Propagation. Barcelona. Spain. April 12-16. 2010. A18. P.1-5.

259. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ε и μ // УФН. 1967. Т.92. Вып.3. С.517-526.

260. Lagarkov A. N. and V.N. Kissel. Near-Perfect Imaging in a Focusing System Based on a Left-Handed-Material Plate // Phys. Rev. Lett. 92. 077401. 2004.

261. Engheta N., Ziolkowski R.W. A positive future for double-negative metamaterials // IEEE Trans. 2005. V.292. No. 4. P.1535.

262. Caloz C. and T. Itoh. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications, A John Wiley & Sons, Inc. 2006.

263. Alu A., Bilotti F., Engheta N., Vegni L. Theory and simulations of a conformal omnidirectional sub-wavelength metamaterial leaky-wave antenna // Antennas and Propagation. IEEE. 2007. V.55. Issue 6. Part 2. P.1698 – 1708.

264. Enoch S., Tayeb G., Sabouroux P., Guerin N., Vincent P. A metamaterial for directive emission // *Phys. Rev. Lett.* 2002.V.89. P.213902.
265. Saenz E., Ederra I., Ikonen P., Tretyakov S., Gonzalo R. Power transmission enhancement by means of planar meta-surfaces // *J. Optics A-Pure and Applied Optics.* 2007.V. 9. S308-S314.
266. Балабуха Н.П., Башарин А.А., Семенов В.Н. Распространение электромагнитных волн в планарных волноводах из метаматериалов и излучение антенн на их основе // *Радиотехника и электроника.* 2009. Т.54. № 8. С.946-951.
267. A. N. Lagarkov, V. N. Semenenko, V. N. Kisel, V. A. Chistyayev. Development and Simulation of Microwave Artificial Magnetic Composites Utilizing Nonmagnetic Inclusions // *J. Magn. Mater.* 2003. V.258-259. P.161-166.
268. Ю.В. Гуляев, А.Н. Лагарьков, С.А. Никитов. Метаматериалы: Фундаментальные исследования и перспективы применения // *Вестник РАН.* 2008. Т.78. № 5. С.438-449.
269. Взятых В. Ф. Диэлектрические волноводы. М.: Сов. радио, 1970.
270. С.А. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley & Sons, 1997.
271. В.В. Шевченко // *Радиотехника и электроника.* 2005. Т.50. № 11. С.1363-1369.
272. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, В.Н. Семенов. Эффект обратного излучения электромагнитных волн волноводной структурой из метаматериала // *Письма в ЖЭТФ.* 2009. Т.89. Вып. 9-10. С.593-598.
273. N.P. Balabukha, A.A. Basharin, and V.N. Semenenko. Effect of Backward Radiation of Electromagnetic Waves by a Metamaterial Waveguide Structure // *JETP Letters.* 2009. V.89. No.10. P.500-505.
274. A.A. Basharin, N.P. Balabukha, and V.N. Semenenko. The radiation from a planar metamaterial waveguide // *J. Appl. Phys.* 2010. V.107. No.11. P.113301-1-5.
275. A.A. Basharin, N.P. Balabukha, V.N. Semenenko and N.L. Menshikh. *Metamaterial Waveguides and Antennas// Wave Propagation.* Published by InTech, March 2011. Croatia. 570 p. – ISBN 978-953-307-275-3/ Edited by: Andrey Petrin. Chapter 12. P.241-266.
276. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, A.A. Basharin, and N.P. Balabukha. Abnormal Radiation Pattern of Metamaterial Waveguide // *PIERS Online.* 2008. V.4. No. 6. P.641-644.
277. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, В.Н. Семенов. Распространение электромагнитных волн в планарных волноводах из метаматериалов и излучение антенн на их основе // *Радиотехника и электроника.* 2009. Т.54. № 8. С.946-951.
278. Balabukha N.P., Basharin A.A., Semenenko V.N. Propagation of electromagnetic waves in planar metamaterial waveguides and radiation of antennas based on such waveguides // *Journal of Communication Technology and Electronics.* 2009.V.54. No. 8. P.898-904.

279. А.Н. Лагарьков, В.Н. Кисель, А.К. Сарычев, В.Н. Семененко. Электрофизика и электродинамика метаматериалов // Теплофизика высоких температур. 2010. Т.48. Вып.6. С.1031-1048.
280. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, A.A. Basharin and N.P. Balabukha. Abnormal Radiation Pattern of Metamaterial Waveguide // PIERS Proceedings, Cambridge, July 2-6. 2008. USA. P.670-673.
281. В.Н. Семененко, А.А. Башарин, Н.П. Балабуха. Аномальное излучение волновода с нагрузкой из метаматериала с отрицательным преломлением // Сборник трудов конференции молодых ученых «Ломоносов-2008». М. 2008.
282. Н.П. Балабуха, А.А. Башарин, В.Н. Семененко. Излучение антенн на основе волноводов из метаматериалов // Материалы международной научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2009». 27 июня-01 июля 2009. Дивноморск. С.214-217.
283. A.N. Lagarkov, V.N. Kisel, V.N. Semenenko. Radar Absorbing Materials Based on Metamaterials // Books of Abstracts of «CIMTEC' 2010» – 5th Forum on New Materials, Montecatini Terme. Tuscany. Italy. June 13-18. 2010. P.105.
284. A.N. Lagarkov, V.N. Semenenko, A.A. Basharin and N.P. Balabukha. Abnormal Radiation Pattern of Metamaterial Waveguide // Progress in Electromagnetic Research Symposium Abstracts. July 2-6. 2008. USA. P.483.
285. A.N. Lagarkov, V.N. Kisel, V.N. Semenenko. Radar Absorbing Materials Based on Metamaterials // Advances in Science and Technology (5th Forum on New Materials, Part D). 2010. V.75. P.215-223.
286. В.Н. Семененко, К.М. Басков, Д.И. Акимов, А.А. Политико, В.А. Чистяев, Н.И. Бобков. Широкополосная поликоническая вибраторная антенна с магнитным радиопоглощающим материалом // Седьмая всероссийская научн.-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (СВЧ-2018) - Омск: Изд-во ОмГТУ. 2018. С.248-253.
287. А.Н. Лагарьков, В.Н. Семененко, В.А. Чистяев. Перспективные композитные материалы на основе спиральных проводящих включений // Материалы 15-й Международной Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь 12-16. 2005. Севастополь. С.635-636.
288. Басков К.М., Политико А.А., Семененко В.Н., Краснолобов И.И., Фурманова Т.А. Увеличение уровня бокового излучения антенны за счет обтекателя как радиотехническая характеристика // Сборник тезисов VII Всероссийской Микроволновой конф., 25-27 ноября 2020 г. С.144-148.

Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30002-2002



МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

32 ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ ИНСТИТУТ**СВИДЕТЕЛЬСТВО**
об аттестации методики выполнения измерений

№ 32/0061-2004

Методика выполнения измерений коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий и электрофизических параметров листовых образцов материалов в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц, разработанная ИТПЭ ОИВТ РАН и регламентированная в «Методике выполнения измерений коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий и электрофизических параметров листовых образцов материалов в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц» (№ МИ29012159-30002-2002), аттестована в соответствии с ГОСТ Р 8.563-96.

Аттестация осуществлена по результатам теоретических и экспериментальных исследований МВИ.

В результате аттестации установлено, что МВИ соответствует предъявляемым к ней метрологическим требованиям и обладает следующими основными метрологическими характеристиками:

границы допустимого значения относительной погрешности результатов измерений коэффициента отражения в диапазоне от 0 до минус 40 дБ составляют ± 3 дБ, при доверительной вероятности $P=0,95$;

границы допустимого значения относительной погрешности результатов измерений вещественной и мнимой частей комплексной диэлектрической и магнитной проницаемостей составляют ± 20 %, при доверительной вероятности $P=0,95$, при измерениях ϵ' в диапазоне от 1 до 100, ϵ'' в диапазоне от 0,1 до 100, μ' в диапазоне от 1 до 10, μ'' в диапазоне от 0,05 до 5.

НАЧАЛЬНИК 32 ГОСУДАРСТВЕННОГО
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО
ИСПЫТАТЕЛЬНОГО ИНСТИТУТА
МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



В.Н. ХРАМЕНКОВ

« _____ » сентября 2004 года

Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30008-2010

МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
32 ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ ИНСТИТУТ

СВИДЕТЕЛЬСТВО
об аттестации методики измерений
№ 32/0177-2010

Методика измерений коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны для образцов радиопоглощающих материалов и радиопоглощающих покрытий при нормальном облучении, угловой зависимости коэффициента прохождения материалов в диапазоне углов падения волны от 0 до 75 град, комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости плоских листовых образцов материалов в СВЧ диапазоне частот от 2 до 39 ГГц, принадлежащая «Учреждению Российской академии наук Институту теоретической и прикладной электродинамики РАН (ИТПЭ РАН)», разработанная «Учреждением Российской академии наук Институтом теоретической и прикладной электродинамики РАН (ИТПЭ РАН)» и регламентированная в «Методике измерений. МИ 29012159 – 30008 – 2010», аттестована в соответствии с ГОСТ Р 8.563-96.

Аттестация осуществлена по результатам теоретических и экспериментальных исследований методики измерений.

В результате аттестации установлено, что методика соответствует предъявляемым к ней метрологическим требованиям.

Основные метрологические характеристики методики приведены на оборотной стороне аттестата.

НАЧАЛЬНИК 32 ГОСУДАРСТВЕННОГО
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО
ИСПЫТАТЕЛЬНОГО ИНСТИТУТА МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

С.И. ДОНЧЕНКО

«30» марта 2010 года

ЗАО фирма "ЭПО", г. Москва, з. 746, 2009 г., уровень "В"

Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30020-2020

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО
ПО ТЕХНИЧЕСКОМУ РЕГУЛИРОВАНИЮ
И МЕТРОЛОГИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ
ВСЕРОССИЙСКИЙ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ
ФГУП ВНИИФТРИ

СВИДЕТЕЛЬСТВО
об аттестации методики измерений
№ 858-RA.RU.311243-2022

Методика измерений коэффициентов отражения электромагнитной волны для образцов материалов и покрытий при нормальном падении электромагнитной волны, коэффициентов прохождения электромагнитной волны для образцов материалов и покрытий при нормальном падении электромагнитной волны, а также электрофизических параметров (комплексных относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей) плоских листовых образцов материалов

разработана Федеральным государственным бюджетным учреждением науки Институтом теоретической и прикладной электродинамики Российской академии наук (ИТПЭ РАН), адрес: 125412, г. Москва, ул. Ижорская, д. 13

и изложена в документе «Методика измерений коэффициентов отражения и прохождения образцов материалов и покрытий и электрофизических параметров листовых образцов материалов в диапазоне частот от 0,2 до 40 ГГц» на 38 страницах, утверждённом в 2021 году.

Методика аттестована Федеральным государственным унитарным предприятием «Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений» (ФГУП «ВНИИФТРИ»), адрес: 141570, Московская область, г. Солнечногорск, рабочий посёлок Менделеево, промзона ФГУП ВНИИФТРИ, корпус 11 в соответствии с «Порядком аттестации первичных референтных методик (методов) измерений, референтных методик (методов) измерений и методик (методов) измерений и их применения», утвержденным приказом Минпромторга России от 15.12.2015 г. № 4091, по результатам теоретических и экспериментальных исследований.

В результате аттестации установлено, что методика измерений соответствует предъявляемым к ней требованиям и обеспечивает получение результатов измерений с показателями точности, приведенными в приложении к настоящему свидетельству.

Главный метролог
28 марта 2022 г.

Л.В. Юров

С N0001173

Копия свидетельства об аттестации методики измерений МИ 29012159-30009-2010

МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
32 ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ ИНСТИТУТ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

об аттестации методики выполнения измерений

№ 32/0171-2010

Методика измерений эффективной площади рассеяния и диаграмм обратного рассеяния малогабаритных объектов в безэховой камере № 04-2005-02, принадлежащей «Учреждению Российской академии наук Институту теоретической и прикладной электродинамики РАН (ИТПЭ РАН)», разработанная «Учреждением Российской академии наук Институтом теоретической и прикладной электродинамики РАН (ИТПЭ РАН)» и регламентированная в «Методике измерений. МИ 29012159 – 30009 - 2010», аттестована в соответствии с ГОСТ Р 8.563-96.

Аттестация осуществлена по результатам теоретических исследований методики выполнения измерений.

В результате аттестации установлено, что методика соответствует предъявляемым к ней метрологическим требованиям и обладает следующими основными метрологическими характеристиками:

границы допускаемой относительной погрешности измерений интегральной моностатической эффективной площади рассеяния объектов в диапазоне от 10^{-4} до 10^3 м² и диапазоне частот от 2 до 18 ГГц составляют:

- ± 2 дБ при отношении сигнал/фон 10 дБ;
- ± 1,5 дБ при отношении сигнал/фон 20 дБ;
- ± 1,2 дБ при отношении сигнал/фон 30 дБ,

при доверительной вероятности 0,95.

НАЧАЛЬНИК 32 ГОСУДАРСТВЕННОГО
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО
ИСПЫТАТЕЛЬНОГО ИНСТИТУТА МИНИСТЕРСТВА ОБОРОНЫ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

С.И. ДОНЧЕНКО

« 26 » 02 2010 года

ЗАО фирма "ЭИО", г. Москва, з. 746, 2009 г., уровень "В"...

Копия акта внедрения ВНИИ «Градиент»

УТВЕРЖДАЮ



Генеральный директор
АО «ВНИИ «Градиент»

А.Г. Кондрашов
А.Г. Кондрашов
2024 г.

АКТ

о реализации в АО «ВНИИ «Градиент» результатов
диссертационной работы
Семеновко Владимира Николаевича на тему:
«Композитные материалы для антенной техники
и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот»

Мы, нижеподписавшиеся – начальник департамента разработки систем и комплексов Шахов Д.В., главный конструктор изделия 1Л265 Половинкин П.А., главный научный сотрудник Бобков Н.И. составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Семеновко Владимира Николаевича на тему: «Композитные материалы для антенной техники и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот» использованы при разработке и серийном производстве сверхширокополосной зеркальной антенны изделия 1Л265.

Материалы, разработанные в ходе работы над диссертацией Семеновко В.Н., а именно:

- частотно-селективное радиопоглощающее покрытие РАН-54;
- широкополосный радиопоглощающий материал РАН-55;
- технология и схема нанесения покрытия РАН-54 на отражатель антенны, -

применяются при производстве сверхширокополосных зеркальных антенн. Внедрение указанных результатов, направленных на формирование стабильных по ширине диаграмм направленности в диапазоне рабочих частот, позволило снизить массу, упростить конструкцию и, в конечном итоге, создать сверхширокополосную антенную систему изделия 1Л265 в однолитерном исполнении. Новизна технического решения по построению многолучевой сверхширокополосной зеркальной антенны с радиопоглощающим покрытием подтверждена патентом на изобретение № 2541871, заявлен 09.07.2013.

Начальник департамента разработки систем и комплексов

Д.В. Шахов

Главный конструктор изделия 1Л265

П.А. Половинкин

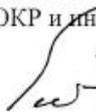
Главный научный сотрудник

Н.И. Бобков

Копия акта внедрения АО «ЦКБА»

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель генерального директора-
заместитель генерального директора
по НИОКР и инновациям АО «ЦКБА»

 С.Д. Сиберт
«__» _____ 2024 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Семененко Владимира Николаевича на тему:
«Композитные материалы для антенной техники
и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот»

Мы, нижеподписавшиеся – главный конструктор по направлению – начальник отдела 2 Фадеев С.А., главный конструктор по направлению – начальник отдела 15 Тимкин А.В., начальник отдела 7 Боровик И.А., составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Семененко Владимира Николаевича на тему: «Композитные материалы для антенной техники и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот» использованы при серийном и опытном производстве сверхширокополосных антенных систем радиомониторинга.

Материалы, вошедшие в диссертацию Семененко В.Н., а именно:

- Широкополосные радиопоглощающие покрытия (РПП) РПП РАН-43, РПП РАН-57, РПП РАН-67;
- Сверхширокополосные РПП РАН-79 и РПП РАН-85

используются в антенных блоках сверхширокополосных измерительных систем, для станции предупреждения экипажа об облучении и станции непосредственной радиотехнической разведки, размещаемых на летательных аппаратах и наземной технике. Внедрение указанных результатов в серийное производство позволило существенно стабилизировать диаграммы направленности сверхширокополосных антенных систем радиомониторинга и улучшить работу изделий. На ряд сверхширокополосных покрытий оформлены совместные патенты на изобретения № 2414029 (заявлен 01.02.2010), № 2571906 (заявлен 16.07.2014) и № 2626073 (заявлен 03.10.2016).

Главный конструктор по направлению –
начальник отдела 2



С.А. Фадеев

Главный конструктор по направлению –
начальник отдела 15



А.В. Тимкин

Начальник отдела 7



И.А. Боровик

Копия акта внедрения ОКБ Сухого

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель
управляющего директора-
директор ОКБ Сухого

М.Ю. Стрелец

2024 г.

Гербовая печать

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Семеновко Владимира Николаевича на тему:
«Композитные материалы для антенной техники и
СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот»

Мы, нижеподписавшиеся – заместитель начальника КБ Матвеев А.Н., начальник 75 отдела Балбеков В.А., заместитель начальника 75 отдела Чистяков Н.С., составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Семеновко Владимира Николаевича на тему: «Композитные материалы для антенной техники и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот» использованы в опытно-конструкторских работах по самолетостроению, а также в серийном производстве изделий авиационной техники.

Материалы, вошедшие в диссертацию Семеновко В.Н., а именно:

- Методика измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве в сверхшироком диапазоне частот, а также измерительный стенд на ее основе,
- Системы радиопоглощающих покрытий (РПП) РПП РАН-43, РПП РАН-85 и радиопоглощающих материалов (РПМ) РПМ РАН-29М, РПМ РАН-28М, РПМ РАН-46М

используются при серийном производстве изделий авиационной техники, при ее модернизации, а также при разработке перспективных образцов авиационной техники.

Внедрение результатов работы Семеновко В.Н. позволило повысить эффективность опытно-конструкторских работ, значительно улучшить радиотехнические характеристики антенных систем различного назначения с учетом их размещения на планере. Кроме того, использование широкополосного стенда для измерений параметров материалов позволило без особых трудностей наладить производство покрытий в условиях серийного производства изделий.

Заместитель начальника КБ

А.Н. Матвеев

Начальник отдела 75

В.К. Балбеков

Заместитель начальника отдела 75

Н.Б. Зайцев

Копия акта внедрения ПАО «Радиофизика»



УТВЕРЖДАЮ

Заместитель Генерального директора -
Генеральный конструктор предприятия

С.А. Топчиев

« 24 » 04 2024 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Семененко Владимира Николаевича на тему:
«Композитные материалы для антенной техники
и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот»

Мы, нижеподписавшиеся – начальник НИО-5 Доминюк Я.В., начальник НИО-6 Новокшенов А.В., начальник сектора Колушев А.В., составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Семененко Владимира Николаевича на тему: «Композитные материалы для антенной техники и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот» использованы в СЧ ОКР «Указчик-КВ/Радиофизика», а также используются при серийном производстве приемо-передающих модулей АФАР.

Материалы, вошедшие в диссертацию Семененко В.Н., а именно:

- Магнитное радиопоглощающее покрытие (РПП) РПП РАН-1М с повышенными магнитными потерями в СВЧ диапазоне частот

используется при серийном производстве приемо-передающих модулей АФАР дециметрового диапазона. Внедрение РПП РАН-1М в серийное производство позволило существенно уменьшить распространение электромагнитных волн внутри блоков, тем самым улучшить электрические параметры изделия – устранить самовозбуждение усилителей мощности СВЧ и улучшить КСВН по входу приемников.

Начальник НИО-5

Я.В. Доминюк

Начальник НИО-6

А.В. Новокшенов

Начальник сектора

А.В. Колушев

Копия акта внедрения АО «ГРПЗ»

УТВЕРЖДАЮ

Технический директор
АО «ГРПЗ»,
кандидат технических наук

Г.Н. Колодыко



» _____ 2024 г.

гербовая печать

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Семененко Владимира Николаевича на тему:
«Композитные материалы для антенной техники
и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот»

Мы, нижеподписавшиеся – заместитель директора НТЦ по организационно-производственной деятельности Фролов И.И., ученый секретарь научно-технического совета Кривченков Д.Н., начальник радиотехнического отдела № 152 антенно-фидерных устройств и приводов Назаркин Д.И., составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Семененко Владимира Николаевича на тему: «Композитные материалы для антенной техники и СВЧ-устройств в сверхшироком диапазоне частот» использованы при серийном производстве устройства антенного ВИАМ.464662.001.

Материалы, вошедшие в диссертацию Семененко В.Н., а именно:

- Малогабаритная волноводная согласованная нагрузка на основе магнитного радиопоглощающего покрытия (РПП) РАН-87 (А, Б и В)

используется для создания компактных волноводных согласованных нагрузок ВИАМ.741122.700 устройства антенного ВИАМ.464662.001 в Ka-диапазоне частот.

Внедрение результатов работы Семененко В.Н. позволило повысить эффективность опытно-конструкторских работ, значительно снизить массогабаритные характеристики волноводных нагрузок с сохранением их высокого радиотехнического качества в требуемом диапазоне частот в условиях серийного производства. На компактную волноводную нагрузку оформлен совместный патент на изобретение № 2814585, заявлен 03.11.2023, опубликован 01.03.2024, Б. И. № 7.

Заместитель директора НТЦ по организационно-производственной деятельности,
кандидат технических наук

И.И. Фролов

Ученый секретарь научно-технического совета,
кандидат технических наук

Д.Н. Кривченков

Начальник радиотехнического отдела № 152
антенно-фидерных устройств и приводов

Д.И. Назаркин