

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



Иванов Антон Андреевич

**Методы, программы и устройство для оценки эффективности экранирования
типовых экранирующих конструкций радиоэлектронных средств**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
канд. техн. наук, Комнатнов Максим Евгеньевич

Томск 2021

Содержание

Введение.....	5
1 Обзор устройств и методов оценки эффективности экранирования типовых экранирующих конструкций и материалов.....	13
1.1 Особенности проектирования экранирующих конструкций радиоэлектронных средств.....	13
1.1.1 Выбор материала экранирующей конструкции	14
1.1.2 Эффективность экранирования типовых экранирующих конструкций.....	16
1.2 Методы и устройства измерения эффективности экранирования	17
1.2.1 Измерения эффективности экранирования экранирующих материалов.....	17
1.2.2 Измерения эффективности экранирования экранирующих конструкций	20
1.2.3 Методы косвенного измерения экранирующих конструкций.....	22
1.3 Применение численных методов для оценки эффективности экранирования.....	24
1.3.1 Метод матрицы линий передачи	24
1.3.2 Другие численные методы	27
1.4 Аналитические методы вычисления эффективности экранирования.....	29
1.4.1 Методы для экранирующих материалов.....	29
1.4.2 Методы для анализа экранирующих конструкций	31
1.4.3 Метод эквивалентной схемы корпуса	31
1.5 Программное обеспечение для анализа экранирующих конструкций и материалов.....	43
1.6 Постановка цели и задач исследования	43
2 Разработка аналитических методов для оценки эффективности экранирования типовых экранирующих конструкций радиоэлектронных средств.....	46
2.1 Моделирование экранирующих конструкций с учетом их заполнения элементами радиоэлектронных средств.....	46
2.1.1 Корпус с диэлектрическими структурами	46
2.1.2 Корпус с радиопоглощающим материалом внутри	52
2.1.3 Корпус с печатными платами или проводящими пластинами	55
2.2 Моделирование апертур в типовых экранирующих конструкциях радиоэлектронных средств.....	62
2.2.1 Прямоугольная апертура с произвольным расположением на стенке корпуса	62
2.2.2 Стенка корпуса, перфорированная в шахматном порядке.....	64
2.2.3 Полуаналитический метод для анализа апертур с диэлектрическим или магнитным заполнением	66

2.3	Моделирование плоских экранов на основе многослойных полимерных композитных материалов	77
2.3.1	Метод для приближенной оценки эффективности экранирования плоского экрана из многослойного полимерного композитного материала.....	77
2.3.2	Аналитический метод для анализа многослойных композитных экранов с учетом потерь.....	79
2.3.3	Исследование эффективности экранирования многослойного полимерного композиционного экрана.....	80
2.4	Основные результаты раздела.....	82
3	Разработка вычислительных алгоритмов и программ для моделирования экранирующих конструкций радиоэлектронных средств	83
3.1	Моделирование произвольной экранирующей конструкции аналитическим методом эквивалентной схемы корпуса.....	83
3.1.1	Сравнение аналитических методов расчета эффективности экранирования	83
3.1.2	Разработка алгоритма расчета эффективности экранирования произвольной экранирующей конструкции аналитическим методом.....	90
3.1.3	Прототип программного обеспечения для моделирования типовых экранирующих конструкций	95
3.1.4	Разработка и анализ экранирующих конструкций элементов силовой шины электропитания космического аппарата и устройств, входящих в состав аппаратно-программного комплекса для её испытаний.....	98
3.2	Программное обеспечение для моделирования плоских экранов и планарных образцов экранирующих материалов	103
3.3	Моделирование многоуровневой экранирующей конструкции численным методом матрицы линий передачи	106
3.3.1	Алгоритм для анализа экранирующих конструкций методом матрицы линий передачи	106
3.3.2	Многовариантный анализ эффективности экранирования многоуровневой экранирующей конструкции	110
3.3.3	Моделирование электромагнитных эмиссий внутри многоуровневой экранирующей конструкции	115
3.3.4	Методика оптимизации многоуровневых экранирующих конструкций.....	119
3.4	Основные результаты раздела.....	121

4	Разработка устройства для косвенных измерений эффективности экранирования металлических корпусов радиоэлектронных средств	123
4.1	Программное обеспечение лабораторного макета устройства для измерений эффективности экранирования	123
4.1.1	Методика вычисления эффективности экранирования цилиндрического корпуса	123
4.1.2	Прототип программного обеспечения для расчета эффективности экранирования на основе модуля коэффициента отражения	124
4.2	Проработка вариантов оснастки для косвенных измерений эффективности экранирования	127
4.2.1	Подвешенная микрополосковая линия	127
4.2.2	Камера поперечных электромагнитных волн	131
4.2.3	Микрополосковая линия на основе двухсторонней печатной платы	134
4.2.4	Свёртываемая металлическая лента.....	136
4.3	Разработка аппаратной части устройства для косвенных измерений эффективности экранирования	138
4.3.1	Структурная схема устройства.....	138
4.3.2	Внешний облик устройства.....	139
4.4	Основные результаты раздела.....	140
	Заключение	142
	Список сокращений и условных обозначений	146
	Список литературы	147
	Приложение А (справочное). Внедрение результатов исследования	161
	Приложение Б (справочное). Основные индивидуальные достижения	165

Введение

Актуальность работы

Электромагнитное экранирование является одним из основных способов защиты радиоэлектронных средств (РЭС) и их элементов от воздействия излучаемых электромагнитных помех. Основным показателем качества электромагнитного экрана, характеризующим его способность снижать уровень воздействующей помехи, является эффективность экранирования (ЭЭ), которая зависит от множества факторов: материала экрана, формы и геометрических размеров экрана и его апертур, заполнения экрана структурами из проводников, диэлектриков, радиопоглощающего материала и т.д. Как правило, проектирование электромагнитного экрана РЭС сводится к поиску его оптимальной конструкции, при которой в заданном частотном диапазоне достигается наилучшая ЭЭ. Этот процесс требует многократной оценки ЭЭ, что вызывает рост временных и вычислительных затрат на проектирование электромагнитного экрана, а значит и самого РЭС. Таким образом, для снижения затрат на проектирование РЭС актуально совершенствование методов и программ для моделирования экранирующих конструкций.

На поздних этапах проектирования экранирующей конструкции РЭС обычно требуется проведение измерений её ЭЭ. Зачастую для этого используются две антенны (приемная и передающая), одна из которых размещается внутри экранирующей конструкции. Очевидно, что для экранирующих конструкций, имеющих небольшие габариты или внутреннее заполнение, проведение подобных измерений затруднительно. Таким образом, актуальна разработка методов и устройств, позволяющих выполнить косвенные измерения ЭЭ без необходимости внесения антенны внутрь экранирующей конструкции.

Степень разработанности темы

Исследованию экранирующих конструкций посвящено значительное число работ в ведущих зарубежных журналах, а также материалах научных конференций и симпозиумов по электромагнитной совместимости РЭС. Вопросы моделирования и измерений ЭЭ также рассматриваются во множестве инженерных пособий и книг, наиболее известными авторами которых являются R. Araneo, S. Celozzi, H.W. Ott, Л.Н. Кечиев, А.Д. Князев, Д.Н. Шапиро и др.

Большой вклад в исследование экранирующих конструкций, заполненных структурами из проводников, диэлектриков и радиопоглощающих материалов, внесли зарубежные исследователи J.F. Dawson, I.D. Flintoft, Y. Liu, A.C. Marvin, S.L. Parker, A. Rusiecki, D.W.P. Thomas и др. В большинстве работ, опубликованных в этой области, для определения ЭЭ используются численные методы, поскольку аналитические методы, более подходящие для

ранних этапов проектирования экранирующих конструкций, развиты в недостаточной степени. В основном, существующие аналитические методы, предложенные P. Dehkhoda, T. Konefal, B.L. Nie, M.P. Robinson, D. Shi, M.C. Yin и др., предназначены для оценки ЭЭ пустых экранирующих конструкций с различными количеством, формой и геометрическими размерами апертур. При этом, для некоторых типовых структур, таких как апертура с диэлектрическим заполнением или массив апертур с произвольным расположением на стенке экранирующей конструкции, аналитические методы пока не разработаны.

В последние годы, металлы и их сплавы, традиционно используемые для изготовления экранирующих конструкций РЭС, заменяются на полимерные композитные экранирующие материалы, обладающие значительно меньшим весом, но менее высокой ЭЭ и недостаточной физической прочностью. Одним из возможных вариантов преодоления этих недостатков является создание многослойных электромагнитных экранов на основе различных сочетаний полимерных композитов. Такие конструкции исследовали V. Gaoui, D. Han, M. Tahar, В.Н. Горшнев, В.И. Суляев и др., однако простые аналитические методы для оценки ЭЭ многослойных полимерных экранов, пригодные для использования разработчиками РЭС, пока не разработаны.

Моделирование экранирующих конструкций РЭС обычно выполняется в коммерческом программном обеспечении (ПО) на основе численных методов. Однако из-за высокой стоимости такое ПО недоступно широкому кругу разработчиков РЭС. Большая часть бесплатного ПО основана на аналитических методах и предназначена только для моделирования экранирующих материалов. При этом, несмотря на значительный вклад L. Sevgi, G. Zhang, Ю.Н. Кофанова, А.С. Шалумова и др., универсальное ПО для моделирования экранирующих конструкций на основе аналитических методов не было разработано.

В большинстве опубликованных исследований традиционные методы измерений по стандартам IEEE STD 299 и MIL-STD-285 применяются для определения ЭЭ средне- и крупногабаритных электромагнитных экранов, не имеющих внутреннего заполнения. Для экранирующих конструкций, имеющих небольшие геометрические размеры или заполнение, могут быть применены методы косвенного измерения ЭЭ из работ J.B. Hwang, M. Joodaki, M. Kuhn, A. Shourvarzi и др., не требующие размещения рецептора электромагнитного излучения внутри экранирующей конструкции. Однако устройство и оснастка для проведения подобных измерений еще не разработаны.

Цель и задачи работы

Цель работы – разработать методы, программы и устройство для оценки ЭЭ экранирующих конструкций РЭС. Для её достижения необходимо решить следующие задачи:

1. Выполнить обзор известных устройств и методов оценки ЭЭ экранирующих конструкций РЭС, а также материалов, применяющихся для их изготовления.

2. Разработать методы моделирования ЭЭ типовых экранирующих конструкций, заполненных структурами из проводников, диэлектриков и радиопоглощающих материалов.

3. Усовершенствовать методы для моделирования апертур в типовых экранирующих конструкциях РЭС.

4. Разработать метод для приближенной оценки ЭЭ многослойных экранов на основе полимерных композитных экранирующих материалов.

5. Создать алгоритмы и прототип ПО для моделирования типовых экранирующих конструкций РЭС.

6. Разработать измерительную оснастку и лабораторный макет устройства для косвенных измерений ЭЭ металлических экранирующих конструкций.

Научная новизна

1. Предложены усовершенствованные методы моделирования эффективности экранирования, отличающиеся учетом заполнения экранирующих конструкций проводящими пластинами и структурами из диэлектриков и радиопоглощающих материалов.

2. Предложена модификация аналитического метода расчета эффективности экранирования многослойного экрана, отличающаяся способом вычисления волнового сопротивления его материалов.

3. Разработано устройство для испытания экранирующих конструкций на эффективность экранирования, отличающееся использованием измерительной оснастки на основе микрополосковых линий или камеры поперечной электромагнитной волны, применимостью к цилиндрическим экранам и возможностью трехмерной визуализации результатов измерений.

Теоретическая значимость

1. Изложены теоретические основы усовершенствованных методов моделирования ЭЭ, предназначенных для экранирующих конструкций, заполненных проводящими пластинами, а также структурами из диэлектриков и радиопоглощающих материалов.

2. Произведена модернизация аналитических методов моделирования прямоугольной апертуры и массива круглых апертур при их произвольном расположении на стенке экранирующей конструкции.

3. Применительно к анализу ЭЭ многослойных электромагнитных экранов из полимерных композитных материалов результативно использованы разработанный аналитический метод и экспериментальная методика измерений с применением коаксиальной камеры.

4. Изучены частотные зависимости ЭЭ металлических экранирующих конструкций РЭС при расположении в них проводящих пластин, а также структур из диэлектриков и радиопоглощающих материалов.

Практическая значимость

1. Аналитические методы, основанные на них алгоритмы и ПО разработаны и внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «ТУСУР», а также в АО «ИСС» им. М.Ф. Решетнёва в рамках создания экранирующих конструкций элементов силовой шины электропитания космического аппарата и устройств, входящих в состав аппаратно-программного комплекса для её испытаний.

2. Алгоритм для моделирования экранирующих конструкций РЭС на основе метода матрицы линий передачи разработан и внедрен в ООО «НПК «ТЕСАРТ» в рамках создания программного модуля для электродинамического анализа антенных элементов.

3. Определены частотные зависимости ЭЭ многослойных экранов, выполненных на основе полимерных композитных материалов с наполнителями из частиц меди и углерода, в рамках выполнения работ по хоздоговору с ООО «ТехЭкра».

4. Созданы система практических рекомендаций по применению аналитических методов при проектировании электромагнитных экранов, а также методика оптимизации многоуровневых экранирующих конструкций РЭС.

5. Создан лабораторный макет устройства для косвенных измерений ЭЭ металлических экранирующих конструкций РЭС и определены преимущества и недостатки предложенных вариантов измерительной оснастки устройства.

Методология и методы исследования

В работе применены теория линий передачи, теория цепей, аналитические методы и выражения, электродинамическое моделирование на основе численных методов матрицы линий передачи, конечных элементов и конечных разностей во временной области, параметрическая оптимизация эвристическим поиском и методом доверительных интервалов, квазистатический анализ с применением методов моментов и конечных элементов, а также натурные эксперименты с использованием векторных и скалярных анализаторов цепей, безэховой и коаксиальной камер, штыревой и дипольной антенн.

Положения, выносимые на защиту

1. Эффективность экранирования прямоугольного корпуса, заполненного проводящими пластинами, диэлектрическими или радиопоглощающими материалами, может быть вычислена аналитическими методами: для стандартизированного корпуса среднее значение абсолютной погрешности результатов не превышает 5,7 дБ в диапазоне частот до 1 ГГц.

2. Предложенный аналитический метод позволяет выполнять оценку эффективности экранирования многослойных экранов из полимерных композитных материалов.

3. Разработанный лабораторный макет устройства для испытания цилиндрических и прямоугольных экранирующих конструкций позволяет без размещения внутри них рецептора электромагнитного излучения измерять эффективность экранирования до частоты 1 ГГц с трехмерной визуализацией результатов измерений.

Результаты работы, отраженные в положениях, выносимых на защиту, соответствуют паспорту специальности «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения» в рамках областей исследований: 8. Создание теории синтеза и анализа, а также методов моделирования радиоэлектронных устройств; 2. Исследование явлений прохождения электромагнитных волн различных диапазонов через среды, их рассеяния и отражения; 9. Разработка научных и технических основ проектирования, конструирования, технологии производства, испытания и сертификации радиотехнических устройств.

Достоверность результатов

Достоверность результатов, полученных в работе, подтверждена корректным использованием теории линий передачи и теории цепей, а также согласованностью результатов измерений и моделирования численными и аналитическими методами. Реализуемость предложенного устройства с оснасткой подтверждена моделированием и экспериментально.

Использование результатов исследований

1. ПНИ «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов» в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014–2020 годы», проект RFMEFI57417X0172, 2017–2020 гг.

2. НИР «Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов» в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности, проект № 8.9562.2017/БЧ, 2017–2019 гг.

3. НИР «Исследование эффективности экранирования композитных материалов для их применения в составе экранирующих конструкций бортовой радиоэлектронной аппаратуры современных космических аппаратов», грант РФФИ № 18-38-00619, 2018–2020 гг.

4. НИР «Влияние температуры и влажности на взаимодействие рецепторов и источников электромагнитного излучения вблизи произвольно расположенных и частично замкнутых электромагнитных барьеров», грант РФФИ № 19-79-10162, 2019–2022 гг.

5. НИР «Разработка портативного анализатора на основе измерителя S -параметров для оценки экранирующих свойств малогабаритных компонентов радиоэлектронных средств» в рамках программы «УМНИК» Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере, грант № 14878ГУ/2019, 2019–2022 гг.

6. НИР «Комплекс фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» в рамках конкурса научных проектов, выполняемых коллективами исследовательских центров и (или) научных лабораторий образовательных организаций высшего образования. Научно-исследовательская лаборатория фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости (НИЛ ФИЭМС), проект FEWM-2020-0041, 2020–2023 гг.

7. НИР «Измерение частотной зависимости эффективности электромагнитного экранирования полимерных композитов» в рамках хоздоговора № 50/20 от 19.10.2020 между ФГБОУ ВО «ТУСУР» и ООО «ТехЭкра», 2020 г.

8. НИР «Измерение эффективности электромагнитного экранирования слоистых композитных образцов с волнообразной поверхностью» в рамках хоздоговора № 3/21 от 10.02.2021 между ФГБОУ ВО «ТУСУР» и ООО «ТехЭкра», 2021 г.

9. НИР «Разработка математического обеспечения и программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенного элемента», договор № ДП2021-60 от 15.04.2021 г.

Апробация результатов

Результаты работы позволили победить в конкурсах грантов Российского научного фонда (проект № 19-79-10162, 2019–2022 гг.), Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (грант «УМНИК» № 14878ГУ/2019, 2019–2022 гг.), конкурсе на назначение стипендии Правительства РФ в 2021 г., а также во внутривузовских конкурсах ТУСУРа: на включение в состав научно-педагогического кадрового резерва (2019 г.); на лучшую выпускную квалификационную работу в категории магистерских диссертаций по техническим направлениям подготовки (2020 г.).

Результаты докладывались и представлялись в материалах следующих конференций:

1. Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2016, 2018, 2019 и 2020 гг.

2. Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2018 и 2020 гг.

3. Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», г. Томск, 2019 и 2020 гг.

4. Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодежь и современные информационные технологии», г. Томск, 2020 г.

5. Региональная научно-практическая конференция «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения», г. Томск, 2020 г.

6. Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем», г. Москва, 2020 г.

7. IEEE International conference of young professionals in electron devices and materials, Эрлагор, Республика Алтай, 2020 и 2021 гг.

Публикации

Результаты диссертационного исследования опубликованы в 27 работах (5 без соавторов):

Тип публикации	Количество
Статья в изданиях из перечня ВАК	4
Статья в журнале, индексируемом Web of Science/Scopus (Q1)	1
Статья в изданиях, индексируемых Web of Science/Scopus	5
Доклад в трудах международных конференций	10
Доклад в трудах региональных конференций	1
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	4
Патент на изобретение	2
ИТОГО:	27

Личный вклад

Все результаты работы получены автором лично или при его непосредственном участии. Основной вклад автора заключается в разработке методов и алгоритмов для математического моделирования экранирующих конструкций. Устройство для косвенных измерений разработано автором совместно с Комнатновым М.Е. Измерения ЭЭ и часть электродинамического моделирования выполнены совместно с Демаковым А.В. Программное обеспечение разработано совместно с Квасниковым А.А. и Онищенко И.А. Часть результатов получена при участии соавторов публикаций.

Структура и объем диссертации

В состав диссертации входят введение, 4 раздела, заключение, список сокращений и условных обозначений, список литературы из 227 наименований и 2 приложения. Объем диссертации с приложениями – 182 с., в т.ч. 148 рисунков и 10 таблиц.

Краткое содержание работы

Во введении представлена краткая характеристика работы. В разделе 1 выполнен обзор устройств и методов оценки эффективности экранирования типовых экранирующих конструкций радиоэлектронных средств, а также сформулированы цель и задачи работы. В разделе 2 представлены разработанные аналитические методы для расчета эффективности

экранирования металлических экранирующих конструкций и многослойных композитных экранов, а также выполнено их тестирование. В разделе 3 приведены результаты разработки вычислительных алгоритмов и программного обеспечения для моделирования типовых экранирующих конструкций радиоэлектронных средств. В разделе 4 описаны результаты разработки устройства для косвенных измерений эффективности экранирования. В заключении рассмотрены основные результаты работы, сформулированы рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы. В приложениях А и Б приведены копии документов, подтверждающих внедрение результатов исследования, а также основные индивидуальные достижения автора.

1 Обзор устройств и методов оценки эффективности экранирования типовых экранирующих конструкций и материалов

В данном разделе представлены результаты обзора устройств для измерения и методов оценки эффективности экранирования (ЭЭ) типовых экранирующих конструкций радиоэлектронных средств (РЭС), а также материалов, применяющихся для их изготовления. Рассмотрены особенности проектирования экранирующих конструкций РЭС, современные экранирующие материалы, а также основные факторы, влияющие на ЭЭ типовых экранирующих конструкций. Описаны устройства и методы измерения ЭЭ экранирующих материалов и конструкций. Рассмотрены основные численные и аналитические методы, применяемые для анализа ЭЭ экранирующих материалов и конструкций [1]. Представлено краткое описание существующего программного обеспечения (ПО) для оценки ЭЭ. На основе выполненного обзора сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

1.1 Особенности проектирования экранирующих конструкций радиоэлектронных средств

Электромагнитное экранирование представляет собой одно из основных конструкторских средств, применяемых для снижения восприимчивости чувствительных электрических цепей, узлов и блоков РЭС к излучаемым электромагнитным помехам, т.е. помехам, энергия которых передается в пространстве в виде электромагнитных волн (ЭМВ) [2]. Степень ослабления воздействующей ЭМВ с помощью электромагнитного экрана определяется рядом факторов, а именно: отражением ЭМВ от экрана, поглощением ЭМВ по мере её прохождения через экран, потерями энергии ЭМВ при её многократном переотражении внутри экрана, а также проникновением энергии воздействующей ЭМВ через отверстия (апертуры) в экране [3]. Основным показателем качества электромагнитных экранов, характеризующим их способность снижать уровень помех, является ЭЭ, значение которой определяется как отношение напряженностей электрического E (или магнитного H) поля в некоторой точке пространства до и после установки электромагнитного экрана.

В большинстве случаев проектирование экранирующей конструкции РЭС сводится к поиску оптимальной структуры, обладающей наилучшей ЭЭ в заданном частотном диапазоне. Однако анализ ЭЭ представляет собой сложную задачу, поскольку эта величина зависит от большого числа параметров: геометрических размеров и формы экрана; электрофизических параметров материала, из которого изготовлен экран; расположения рецептора электромагнитных помех; параметров источника воздействия и т.д.

1.1.1 Выбор материала экранирующей конструкции

Традиционно, выбор материала для изготовления экранирующих конструкций РЭС осуществляется на основании параметров предполагаемого источника электромагнитных помех. При этом в качестве материалов электромагнитных экранов широко используются металлы и их сплавы. При расположении экрана в ближней зоне источника помех для защиты от воздействия электрических и низкочастотных магнитных полей применяются металлы с высокой удельной проводимостью σ , например медь и алюминий. Для экранирования высокочастотных магнитных полей используются материалы с высокой относительной магнитной проницаемостью μ_r (ферромагнетики), такие как железо и электротехническая сталь [4]. При создании экранирующих конструкций РЭС нередко применяются универсальные экранирующие материалы, выполненные из нескольких слоёв металлов или сплавов, имеющих различные электрофизические параметры [5].

Для металлических материалов преобладающим механизмом экранирования является отражение воздействующей ЭМВ от поверхности экранирующей конструкции. ЭЭ металлов и их сплавов достаточно высока и может достигать сотен децибел на частотах свыше 1 МГц [6]. В тоже время экранирующие конструкции, изготовленные из металла, имеют значительную массу, что ограничивает возможность их использования при разработке РЭС для некоторых критичных отраслей промышленности, например ракетно-космической или авиационной. Значительно меньший вес имеют гибкие материалы на основе перфорированных металлических пленок [7] и экранирующие ткани из металлических нитей [8]. Такие материалы в основном применяются для экранирования кабелей и кабельных сборок [9], а их использование для создания экранирующих конструкций практически невозможно.

В последние годы широкое распространение получили композитные экранирующие материалы. Так, известны экранирующие композиты на основе вспененных или пористых материалов, отличающиеся минимальной массой. Например, в работе [10] предложен композитный материал на основе пористой меди, покрытой полиуретаном и порошком серебра, который имеет ЭЭ не менее чем 75 дБ в диапазоне частот 8–13 ГГц. Для экранирования также широко применяются полимерные композиты [11, 12], представляющие собой многокомпонентные материалы, состоящие из пластичной основы (называемой матрицей), которая смешивается с различными наполнителями, позволяющими добиться требуемых электрофизических параметров материала. При изготовлении полимерных композитов в качестве матрицы чаще всего используются синтетические смолы или термопластичные полимеры, в том числе ABS- и PLA-пластики, применяющиеся при 3D печати [13]. В качестве наполнителей для полимерных композитных материалов широко применяются ферритовые

порошки, которые позволяют достичь значения ЭЭ 30 дБ на частотах около 20 ГГц [14, 15]. Активно используются композиты с порошком графена в качестве наполнителя [16].

Для композитных электромагнитных экранов основным механизмом экранирования является затухание ЭМВ за счет её поглощения в материале. На высоких частотах (порядка нескольких десятков ГГц) композитные материалы могут иметь высокую ЭЭ, однако в области низких частот большинство экранов, выполненных из композитов, малоэффективно. Кроме того, многие композитные материалы, например полимерные композиты на основе эпоксидных смол, имеют низкую физическую прочность и не подходят для изготовления экранирующих конструкций.

Для улучшения механических свойств полимерных экранирующих материалов в матрицу добавляют армирующие волокна, например из стеклонити. Значительное число научных работ посвящено исследованиям полимерных материалов, армированных углеродным волокном. Такие материалы представляют особый интерес, поскольку в настоящее время они уже широко применяются при создании наружных частей (фюзеляжей, крыльев, стабилизаторов и т.п.) самолетов и других летательных аппаратов, подверженных влиянию излучаемых электромагнитных помех [17]. Известно, что полимерные экранирующие материалы, используемые в авиастроении, обладают ЭЭ не более 25 дБ в диапазоне 8–12 ГГц [18]. Однако их экранирующие характеристики в этом частотном диапазоне могут быть улучшены более чем на 20 дБ за счет добавления наполнителей в виде полигексаметиленадипинамида (нейлон-66) [19] или силиконовых каучуков [20].

Перспективным материалом для изготовления экранирующих конструкций являются многослойные композиты, обладающие одновременно хорошей физической прочностью и высокой ЭЭ даже на частотах менее 1 ГГц. Так, известны композиты на основе диэлектриков, которые покрываются слоями проводящего материала путем напыления или прессования [21]. Такие материалы обладают ЭЭ, сравнимой с тонкой медной пленкой. Например, ЭЭ композита на основе полипропилена с напылением слоя золота (20 нм) составляет 45 дБ на частоте 1 ГГц [22]. Схожими характеристиками (45 дБ на частоте 1,3 ГГц) обладает ламинированный материал из слоев стеклоткани и поликарбоната, покрытых порошком из железа, кобальта и никеля [23]. Известны многослойные композиты на основе полимерных материалов [24]. За счет чередования слоев полимера с различными наполнителями такие материалы могут обладать высокой ЭЭ, достигающей 45 дБ [25].

1.1.2 Эффективность экранирования типовых экранирующих конструкций

Для частично-замкнутых экранирующих конструкций, таких как металлические корпуса РЭС и электронных компонентов, экранирующие кожухи соединителей кабельных сборок, фюзеляжи летательных аппаратов и т.п., параметры материала и источника помех не являются единственными, влияющими на ЭЭ. Как правило, при воздействии широкополосных электромагнитных помех в подобных конструкциях образуются стоячие волны, что приводит к возникновению узлов и пучностей – точек минимальной и максимальной амплитуды напряженности поля. В результате, на частотных зависимостях ЭЭ возникает множество резонансных частот, на которых воздействующая помеха может быть не только не ослаблена, но и усилена в десятки раз [26].

Резонансные частоты типовых экранирующих конструкций могут быть вычислены при помощи простых аналитических выражений. Так, для прямоугольного экранирующего корпуса размерами $a \times b \times d$ (рисунок 1.1а) резонансные частоты определяются как

$$f_{рез} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{i}{d}\right)^2}, \quad (1.1)$$

где c – скорость света в свободном пространстве, m, n, i – целые неотрицательные числа, определяющие число вариаций поля (мод) внутри корпуса вдоль осей x, y, z на рисунке 1.1а.

Резонансные частоты цилиндрического корпуса радиуса r и длиной d (рисунок 1.1б) могут быть вычислены как

$$f_{рез} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{\chi_{mn}}{\pi r}\right)^2 + \left(\frac{i}{d}\right)^2}, \quad (1.2)$$

где χ_{mn} – n -й корень уравнений $J'_m(\alpha_{mn})=0$ (для TE_{mn} мод) и $J_m(\alpha_{mn})=0$ (для TM_{mn} мод), где $J_m(\alpha_{mn})$ – это функция Бесселя m -го порядка, а $J'_m(\alpha_{mn})$ – её производная. Значения корней χ_{mn} приведены в таблице 1.1.

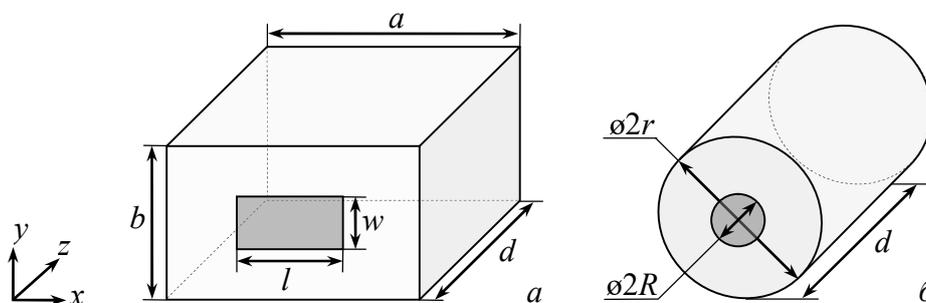


Рисунок 1.1 – Геометрические модели типовых прямоугольного (а) и цилиндрического (б) экранирующих корпусов [27]

Таблица 1.1 – Корни функции Бесселя m -го порядка

Мода	χ_{mn}	Мода	χ_{mn}	Мода	χ_{mn}	Мода	χ_{mn}
TE_{11}	1,841	TE_{22}	6,706	TM_{10}	2,405	TM_{12}	7,016
TE_{21}	3,054	TE_{02}	7,016	TM_{11}	3,832	TM_{22}	8,417
TE_{01}	3,832	TE_{32}	8,015	TM_{21}	5,135	TM_{03}	8,650
TE_{31}	4,201	TE_{13}	8,536	TM_{02}	5,520	TM_{32}	9,76
TE_{12}	5,331	TE_{23}	9,969	TM_{31}	6,380	TM_{13}	10,173

Выражения (1.1)–(1.2) позволяют определить резонансные частоты незаполненных экранирующих конструкций, однако в случае заполнения экрана элементами РЭС частотная зависимость его ЭЭ может значительно измениться [28–31]. Например, в результате переотражений ЭМВ от проводящих слоев печатной платы резонансы корпуса РЭС могут быть смещены в область низких частот, при этом из-за потерь в диэлектрических слоях платы воздействующая помеха может быть частично ослаблена [32]. Аналогичные изменения ЭЭ могут возникнуть при помещении в экранирующую конструкцию любых элементов РЭС, выполненных на основе металлов и радиопоглощающих композитов или электротехнических материалов с высоким значением тангенса угла диэлектрических потерь [33–40]. Помимо элементов РЭС, к неоднородностям, вызывающим изменения ЭЭ, могут быть отнесены элементы крепежа [41], соединительные кабели, устройства принудительного охлаждения, вложенные экранирующие конструкции [42] и даже антенны или датчики напряженности поля, применяющиеся при измерениях ЭЭ [43]. Значительное влияние на частотную зависимость ЭЭ может оказать заполнение апертуры экранирующей конструкции различными прокладками, уплотнителями, проводящими пастами и т.п. [44–46].

1.2 Методы и устройства измерения эффективности экранирования

1.2.1 Измерения эффективности экранирования экранирующих материалов

Традиционно ЭЭ материалов определяется с помощью экспериментальной установки из стандарта MIL-STD-285 [47], которая состоит из двух рамочных или штыревых антенн, между которыми закрепляется испытуемый образец материала (рисунок 1.2). ЭЭ определяется как отношение модулей коэффициентов передачи $|S_{21}|$ между антеннами до и после установки образца. Основными недостатками экспериментальной установки из стандарта [47] являются ограниченный частотный диапазон измерений и необходимость использования образцов материала с большими размерами (для снижения влияния краевых эффектов). Для преодоления этих недостатков, разрабатываются усовершенствованные конструкции антенн, например на основе спиральных структур [48], а также специальные металлические контейнеры [49, 50], позволяющие снизить требования к габаритам образца материала.

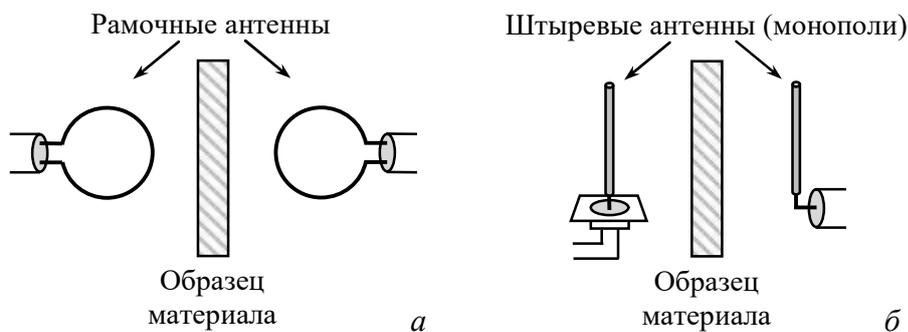


Рисунок 1.2 – Экспериментальные установки для измерения ЭЭ материала при воздействии на него магнитного (а) и электрического (б) полей [47]

Известен метод измерения экранирующих материалов из стандарта IEEE STD 299 [51], основанный на применении реверберационной камеры (рисунок 1.3). Образец экранирующего материала закрепляется в апертуре камеры, внутри которой размещается приемная антенна. Передающая антенна устанавливается снаружи камеры, напротив образца материала. Измерения выполняются на открытом испытательном полигоне или внутри безэховой камеры. Основным преимуществом данного метода является широкий диапазон частот измерений от 9 кГц до 18 ГГц (с возможностью расширения вплоть до 100 ГГц). Однако оборудование, применяемое при подобных измерениях, имеет высокую стоимость.

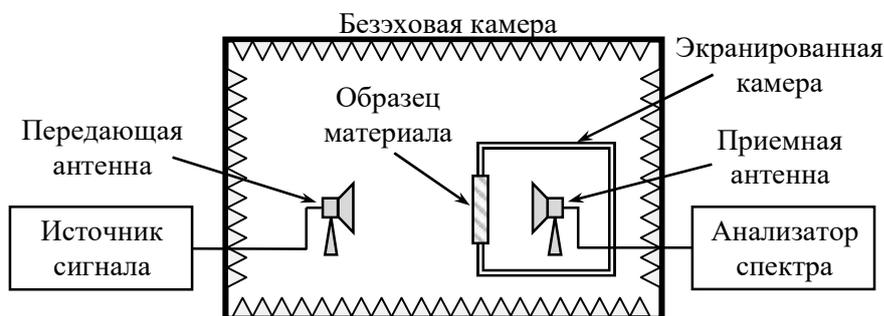


Рисунок 1.3 – Схема экспериментальной установки для измерения ЭЭ материалов при помощи экранированной камеры [52]

Менее дорогостоящим является метод измерения ЭЭ материалов с применением устройств на основе волноводов [53, 54]. Такие устройства обычно состоят из двух коаксиально-волноводных переходов и двух регулярных прямоугольных частей, скрепляемых болтовым соединением, между которыми размещается испытуемый образец материала (рисунок 1.4). Данный метод не подходит для измерения ЭЭ металлических экранов. Также измерения не могут быть выполнены ниже граничной частоты волновода, которая определяется его геометрическими размерами.

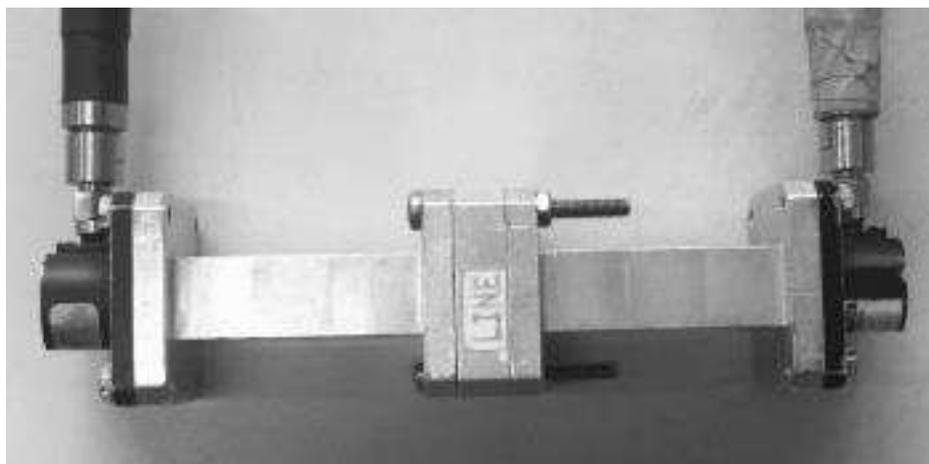


Рисунок 1.4 – Устройство для измерения ЭЭ материалов
на основе прямоугольного волновода

Известен метод измерения ЭЭ неметаллических материалов при помощи коаксиальной камеры (рисунок 1.5а) [55]. Стандартизированная конструкция камеры (по ASTM ES7 [56] и ASTM D4935 [57]) представляет собой два отрезка регулярной коаксиальной линии передачи (ЛП) с коническими сужениями на концах, служащими для согласования регулярной части с СВЧ-трактом. ЭЭ определяется на основе результатов измерения S -параметров камеры при наличии и в отсутствии в её регулярной части образца экранирующего материала, который выполняется в виде кольцевой шайбы. В отличие от волновода, коаксиальная камера не имеет нижней граничной частоты. Кроме того, измерения материалов могут выполняться даже при помощи скалярного анализатора цепей.

Помимо измерений ЭЭ, устройства на основе волноводов и коаксиальных ЛП могут быть использованы для определения электрофизических параметров (комплексных относительных диэлектрической ϵ_r и магнитной μ_r проницаемостей) неметаллических материалов [58]. Для этого могут быть применены различные расчетно-экспериментальные методы, такие как метод Николсона-Росса-Вейра (NRW) [59], NIST-метод [60] и др.

Известен метод двойной или dual TEM-камеры, предназначенный для измерения ЭЭ металлических и неметаллических экранирующих материалов [61], а также экранирующих тканей [62]. Измерительная установка состоит из двух камер поперечных электромагнитных волн с вырезами в регулярных частях, предназначенными для установки образца экранирующего материала. ЭЭ образца материала определяется из S -параметров двух камер, совмещенных вырезами (как показано на рисунке 1.5б). При этом используется векторный анализатор цепей с четырьмя и более портами.

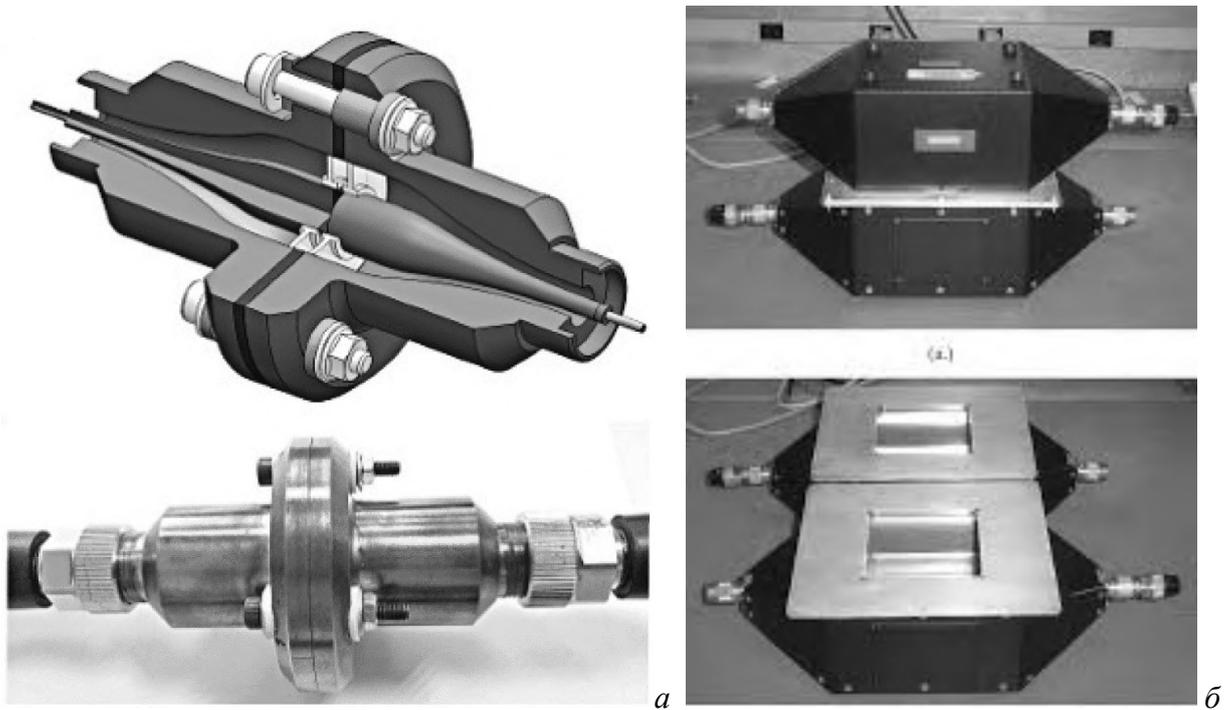


Рисунок 1.5 – Внешний вид коаксиальной ТЕМ-камеры (а) и Dual ТЕМ-камеры (б) для измерений ЭЭ образцов экранирующего материала

1.2.2 Измерения эффективности экранирования экранирующих конструкций

Измерения экранирующих конструкций зачастую выполняются на открытых испытательных полигонах или внутри безэховых камер. В исследовательских целях измерения иногда проводятся в полубезэховых камерах [63]. В большинстве случаев используются методика измерений и экспериментальная установка, регламентированные стандартом IEEE STD 299.1 [64]. Экранирующая конструкция устанавливается на испытательный стол, а внутри нее размещается приемная антенна или датчик напряженности поля (рисунок 1.6). Передающая антенна помещается напротив испытательного стола на одном уровне с испытуемой конструкцией. Значения ЭЭ определяются на основе двух измерений в присутствии и в отсутствии экранирующей конструкции [65]. Для электрической составляющей электромагнитного поля ЭЭ вычисляется из напряженности E как

$$\text{ЭЭ} = 20 \lg |E_0/E|, \quad (1.3)$$

где индексом 0 обозначено значение E , измеренное в отсутствии экранирующей конструкции. При этом для магнитной составляющей электромагнитного поля значения ЭЭ вычисляются аналогично (1.3), но из напряженности H .

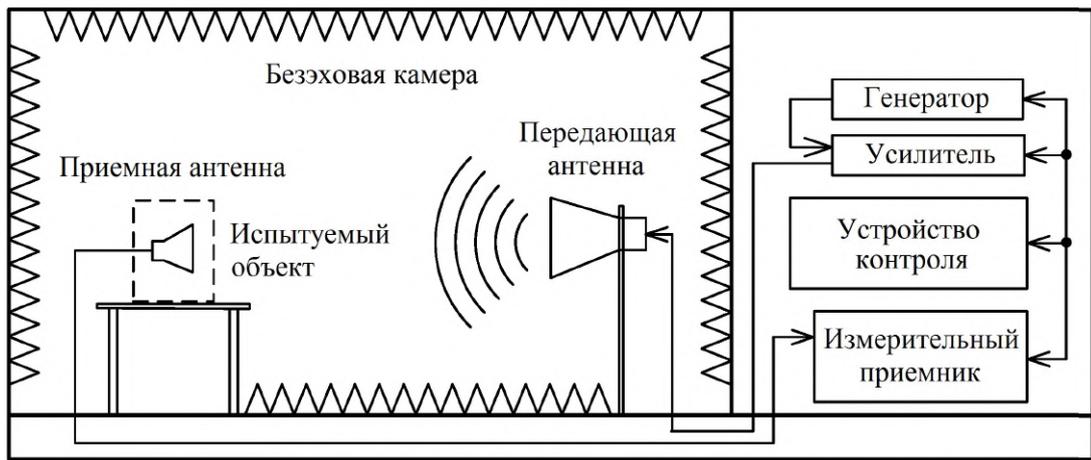


Рисунок 1.6 – Установка для измерений экранирующих конструкций по IEEE STD 299.1 [66]

Для измерений ЭЭ экранирующих конструкций широко применяются реверберационные камеры [67]. В большинстве случаев при измерениях ЭЭ применяют как минимум три антенны: передающую и две приемных, которые располагаются внутри экранирующей конструкции, а также в рабочей зоне реверберационной камеры (рисунок 1.7). При этом ЭЭ определяется как отношение мощностей, измеренных при помощи двух приемных антенн. Известен метод из [68] для определения ЭЭ во временной области на основе профиля задержки мощности, позволяющий использовать при измерениях только две антенны.

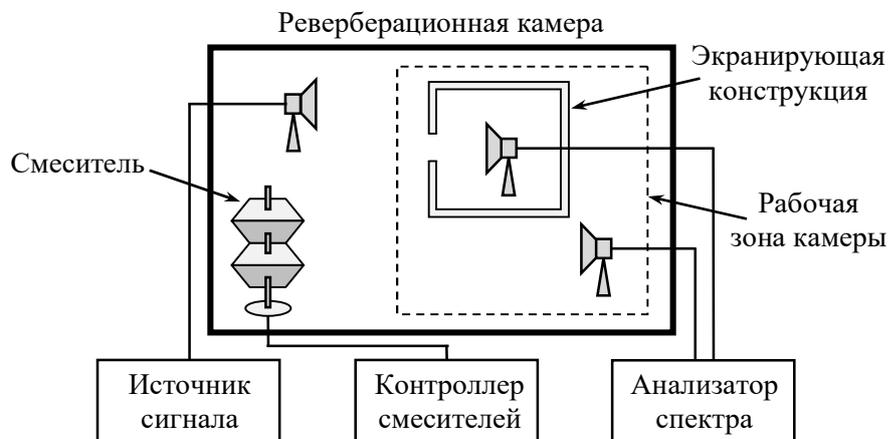


Рисунок 1.7 – Установка для измерений ЭЭ внутри реверберационной камеры

Основным недостатком рассмотренных методов является невозможность их применения для измерений ЭЭ малогабаритных экранирующих конструкций (в особенности на низких частотах), а также экранирующих конструкций, заполненных элементами РЭС [69]. Это связано с тем, что в большинстве случаев внутри таких конструкций нельзя разместить даже миниатюрные антенны [70]. Однако в последние годы разработан ряд новых методов, позволяющих выполнить косвенные измерения экранирующих конструкций без внесения в их полость антенн или датчиков напряженности поля.

1.2.3 Методы косвенного измерения экранирующих конструкций

Известен метод из [71] для косвенного измерения экранирующих конструкций с применением реверберационной камеры. Экранирующая конструкция размещается в рабочей зоне камеры, которая возбуждается импульсным сигналом. Выполняются измерения временного отклика исследуемой конструкции на заданное импульсное воздействие. После этого, на основе полученных результатов, при помощи аналитических выражений рассчитывается ЭЭ.

В работе [72] предложен метод для оценки экранирующих свойств металлического экранирующего корпуса на основе его импеданса Z_{enc} . Для измерений применяется двухпортовый анализатор цепей (рисунок 1.8а). Значения Z_{enc} измеряются на стыке двух соединяемых частей экранирующего корпуса при помощи типовой методики из [73]. В результате измерений может быть получена частотная зависимость Z_{enc} , обратно пропорциональная ЭЭ (рисунок 1.8б).

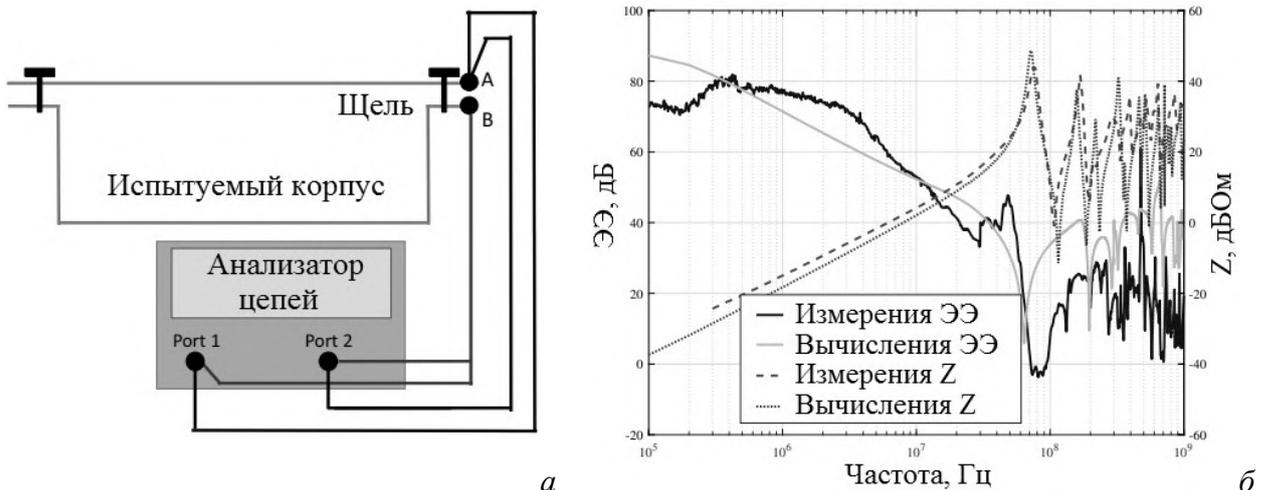


Рисунок 1.8 – Установка для измерения Z_{enc} (а); корреляция между Z_{enc} и ЭЭ (б)

Еще один метод для анализа экранирующих корпусов на основе импеданса Z_{enc} предложен в работах [74, 75]. Значение Z_{enc} определяется на основе измерений модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$. Измерения $|S_{11}|$ выполняются с помощью металлической пластины, которая устанавливается на стенку корпуса на такой высоте, чтобы пластина и поверхность стенки корпуса образовали ЛП с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом (рисунок 1.9). Для этого применяются изолирующие прокладки требуемой толщины, выполненные из материала со значением ϵ_r , близким к единице. К одному из концов полученной ЛП подключается согласованная нагрузка 50 Ом, а к другому – векторный или скалярный анализатор цепей. Из-за наличия апертуры в стенке корпуса регулярность полученной ЛП нарушается, что приводит к изменению путей протекания тока в ЛП и увеличению $|S_{11}|$. Измеренные значения $|S_{11}|$ используются для расчета импеданса корпуса в соответствии с выражением:

$$Z_{enc} = 2Z_{in} |S_{11}| / (1 - |S_{11}|), \quad (1.4)$$

где Z_{in} – входное сопротивление измерительного порта, равное 50 Ом.

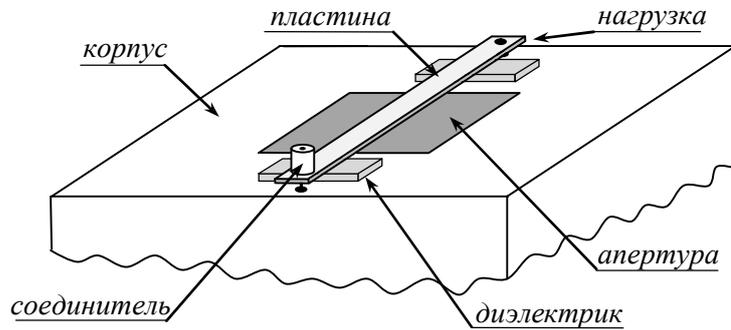


Рисунок 1.9 – Установка для измерения Z_{enc} с помощью металлической пластины

Метод из [74, 75] усовершенствован в работах [76–79]. Предложена методика вычисления ЭЭ корпуса на основе частотной зависимости $|S_{11}|$, измеренной в соответствии с рисунком 1.9. На первом шаге этой методики на основе измеренных значений $|S_{11}|$ выполняются вычисления импеданса стенки корпуса с апертурой как

$$Z_{ap} = \frac{2Z_{in}Z_{sc}|S_{11}|}{Z_{sc} - Z_{sc}|S_{11}| - 2Z_{in}|S_{11}|}, \quad (1.5)$$

где Z_{sc} – входное сопротивление короткозамкнутого отрезка волновода с геометрическими размерами, равными размерам корпуса. Полученные значения Z_{ap} используются при построении эквивалентной схемы (рисунок 1.10), которая используется для вычисления ЭЭ в точке наблюдения, располагающейся в корпусе, на расстоянии p от его стенки с апертурой. При этом используются выражения из аналитического метода [80], который будет рассмотрен ниже.

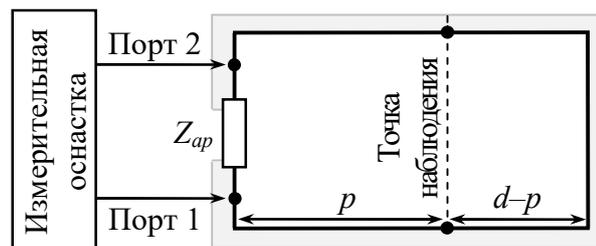


Рисунок 1.10 – Эквивалентная схема для вычисления ЭЭ корпуса на основе $|S_{11}|$

Таким образом, методы косвенного измерения хорошо подходят для определения ЭЭ малогабаритных экранирующих конструкций. Однако они не могут использоваться для анализа экранирующих конструкций, заполненных элементами РЭС, поскольку в большинстве своем основаны на применении аналитических выражений. В связи с этим, для оценки ЭЭ заполненных экранирующих конструкций, в особенности на ранних этапах их проектирования, целесообразно использовать методы математического моделирования.

1.3 Применение численных методов для оценки эффективности экранирования

1.3.1 Метод матрицы линий передачи

Одним из наиболее быстродействующих численных методов, применяющихся для анализа экранирующих конструкций РЭС, является метод матрицы линий передачи (ММЛП) [81, 82]. В основе ММЛП лежит дискретный аналог принципа Гюйгенса [83]. Область решаемой задачи делится на пространственно-временную прямоугольную сетку, состоящую из набора отрезков двухпроводных ЛП, в местах пересечения которых образуются соединения или узлы. При распространении единичного импульса от заданной точки в матрице ЛП (рисунок 1.11а) последующий узел рассматривается в виде вторичного источника (рисунок 1.11б). Поэтому, для анализа процесса распространения волны достаточно знать положение волнового фронта в заданный момент времени, а также параметры первичного источника. При этом необходимая величина может быть вычислена на основании соотношений между уравнениями Максвелла и уравнениями, описывающими токи и напряжения в дискретной сетке двухпроводных ЛП [84].

В итоге, процесс решения любой полевой задачи по ММЛП может быть представлен в виде нескольких этапов, включающих замену полевой задачи эквивалентной матрицей ЛП, получение соотношений между величинами, описывающими электромагнитное поле и матрицу ЛП, а также итерационное преобразование матрицы [85].

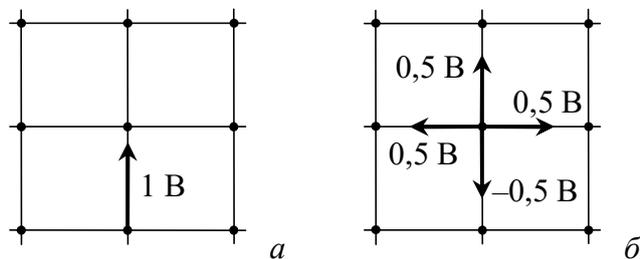


Рисунок 1.11 – Источник первичного импульса (а) и его распространение по матрице ЛП (б)

Для вычисления напряженности поля, характеризующей ЭЭ экранирующей конструкции, применяется гиперболическое дифференциальное уравнение (ДУ) в частных производных, называемое уравнением Гельмгольца или волновым уравнением [86]. Эквивалентная схема отрезка ЛП (для наиболее простого двумерного случая), использующегося при решении волнового уравнения по ММЛП, представлена на рисунке 1.12а, где L и C – это погонные индуктивность и ёмкость отрезка ЛП длиной Δl . Соединение двух эквивалентных схем из рисунка 1.12а позволяет получить узел двумерной сетки, называющийся параллельным (рисунок 1.12б). Для описания компонент электромагнитного поля в трехмерном пространстве используется расширенный узел, состоящий из трех параллельных и трех последовательных (рисунок 1.12в) узлов [83].

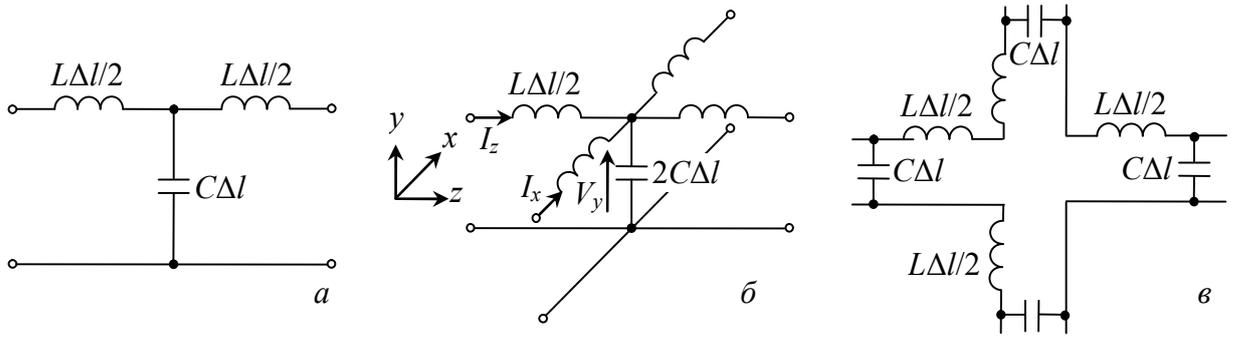


Рисунок 1.12 – Эквивалентная схема отрезка ЛП, применяющегося при решении волнового уравнения (а); параллельный (б) и последовательный (в) узлы [83, 87]

Применяя правила Кирхгофа к параллельному двумерному узлу матрицы ЛП, могут быть получены ДУ, описывающие токи и напряжения в этом узле [88]:

$$-\frac{\partial I_z}{\partial z} - \frac{\partial I_x}{\partial x} = 2C \frac{\partial V_y}{\partial t}, \quad (1.6)$$

$$\frac{\partial V_y}{\partial x} = -L \frac{\partial I_x}{\partial t}, \quad (1.7)$$

$$\frac{\partial V_y}{\partial z} = -L \frac{\partial I_z}{\partial t}, \quad (1.8)$$

$$\frac{\partial^2 V_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V_y}{\partial z^2} = 2LC \frac{\partial^2 V_y}{\partial t^2}, \quad (1.9)$$

где V_y , I_x и I_z – напряжения и токи в двумерном узле, показанные на рисунке 1.12б.

Относительно координатной системы на рисунке 1.12б уравнения Максвелла при условии, что $E_x = E_y = E_z = 0$ и $\partial/\partial y = 0$ (режим возбуждения поперечных электрических мод TE относительно оси z), могут быть записаны как [88]

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t}, \quad (1.10)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t}, \quad (1.11)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = \mu \frac{\partial H_x}{\partial t}, \quad (1.12)$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2}, \quad (1.13)$$

где E_y , H_x и H_z – напряженности электрического и магнитного полей в точке пространства, соответствующей узлу матрицы ЛП (рисунок 1.12б), ε и μ – абсолютные значения диэлектрической и магнитной проницаемостей среды, соответственно.

Сравнивая между собой уравнения (1.6)–(1.9) и (1.10)–(1.13), можно получить следующие соотношения между величинами, описывающими электромагнитное поле и матрицу ЛП [87]:

$$E_y = V_y; \quad H_x = -I_z; \quad H_z = I_x; \quad \varepsilon = 2C; \quad \mu = L. \quad (1.14)$$

Для получения требуемой величины из (1.14) выполняется итерационное преобразование матрицы ЛП, образованной набором узлов. В двухмерном случае напряжение импульса, отраженного от произвольного узла в n -ю ЛП в матрице, может быть вычислено как [87]

$$V_n^{(k+1)-} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 V_m^{k+} - V_n^{k+}. \quad (1.15)$$

где индексы $+$ и $-$ обозначают падающие и отраженные импульсы от данного узла, а индекс k обозначает произвольный момент времени $t_k = k\Delta l/c$.

При этом импульсы, отраженные от одних узлов, оказываются падающими для последующих, т.е. [87]:

$$\begin{aligned} V_1^{(k+1)+}(m, n) &= V_3^{(k+1)-}(m, n-1), \\ V_2^{(k+1)+}(m, n) &= V_4^{(k+1)-}(m+1, n), \\ V_3^{(k+1)+}(m, n) &= V_1^{(k+1)-}(m, n+1), \\ V_4^{(k+1)+}(m, n) &= V_2^{(k+1)-}(m-1, n), \end{aligned} \quad (1.16)$$

где индексы m и n обозначают номера узлов в матрице.

В результате, применяя (1.15) и (1.16) с последовательным изменением интервалов времени, можно получить импульсный отклик в произвольном узле матрицы ЛП при условии, что соответствующие значения амплитуды, положения и направления распространения импульса известны в начальный момент времени $t=0$.

Для задания граничных условий, к отрезкам ЛП (между двумя узлами) подключаются резистивные нагрузки. Любая резистивная нагрузка задается путем введения коэффициента отражения [87]

$$\Gamma = \frac{R_s - 1}{R_s + 1}, \quad (1.17)$$

где R_s – нормированное поверхностное сопротивление границы. В случае идеально проводящих границ сопротивление $R_s = 0$ (короткое замыкание), тогда импульсный отклик в произвольный момент времени в узле на границе определяется как [87]

$$V_m^{k+1}(m, n) = -V_n^k(m, n). \quad (1.18)$$

Для вычисления отклика в требуемой точке при синусоидальном воздействии в ММЛП используется преобразование Фурье. Поскольку отклик представляет собой набор импульсных

функций, интеграл в преобразовании Фурье заменяется суммированием, при этом реальная и мнимая части выходного спектра определяются как [88]

$$\begin{aligned}\operatorname{Re}\left[F(\Delta l/\lambda)\right] &= \sum_{k=1}^{IT} I_k \cos\left(\frac{2\pi k \Delta l}{\lambda}\right), \\ \operatorname{Im}\left[F(\Delta l/\lambda)\right] &= \sum_{k=1}^{IT} I_k \sin\left(\frac{2\pi k \Delta l}{\lambda}\right),\end{aligned}\tag{1.19}$$

где $F(\Delta l/\lambda)$ – частотный отклик, I_k – значение импульсной функции в момент времени $t = k\Delta l/\lambda$, IT – количество временных интервалов вычисления (число итераций).

Задача вычисления ЭЭ по ММЛП при воздействии на экранирующую конструкцию плоской ЭМВ может быть сведена к итерационному вычислению напряженности E в соответствующем узле дискретной сетки при условии, что амплитуда напряженности источника плоской волны будет задана равной 1 В/м. В этом случае, принимая во внимание (1.14), выражение (1.3) для вычисления ЭЭ может быть преобразовано следующим образом:

$$\text{ЭЭ} = -20 \lg |V_y|.\tag{1.20}$$

Преимуществом использования ММЛП для моделирования экранирующих конструкций является возможность одновременного вычисления компонент электромагнитного поля во всех узлах матрицы ЛП при её однократном преобразовании. Это позволяет определять частотные зависимости ЭЭ одновременно в нескольких точках наблюдения внутри экранирующей конструкции без увеличения вычислительных затрат.

1.3.2 Другие численные методы

Помимо ММЛП, для моделирования экранирующих конструкций РЭС широко применяются метод конечных разностей во временной области (МКРВО) [89, 90], метод конечных элементов (МКЭ) [91, 92], метод моментов (ММ) [93, 94], а также различные гибридные методы [95–97], созданные на их основе.

МКРВО является одним из самых популярных численных методов, применяемых для моделирования экранирующих конструкций РЭС. Метод основан на замене уравнений Максвелла в дифференциальной форме конечно-разностными уравнениями. Решение представляет собой итерационный процесс, в котором значения величин, описывающих электромагнитное поле в текущий момент времени, определяются на основании значений этих же величин, известных в предыдущий момент времени. Дискретизация в МКРВО обычно осуществляется с помощью эквидистантной кубической сетки, поэтому при моделировании экранирующих конструкций с острыми краями или отверстиями небольших размеров требуется её значительное учащение [98].

Основная идея МКЭ заключается в замене непрерывной физической величины её дискретным аналогом, представляющим собой набор кусочно-непрерывных функций, определенных на конечном числе подобластей или элементов, образующих сетку расчетной области. Определение физических величин, описывающих электромагнитное поле, сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений, записанной относительно узлов (или вершин) каждого элемента. Вычисления по МКЭ требуют значительных вычислительных и временных ресурсов, что компенсируется высокой точностью метода при моделировании высокодетализированных экранирующих конструкций, а также возможностью учета материалов с нелинейными частотно-зависимыми электрофизическими параметрами [99].

В отличие от численных методов, рассмотренных выше, в ММ используется поверхностная дискретизация анализируемой конструкции, что позволяет несколько уменьшить вычислительные затраты. В качестве неизвестной величины выступает распределение плотности тока на проводящих поверхностях конструкции, которое определяется в результате решения системы линейных алгебраических уравнений, полученной исходя из набора базисных функций, сопоставленных множеству элементов дискретной сетки. В свою очередь, токи на проводящих поверхностях рассматриваются в виде источников, возбуждающих электромагнитное поле во всей расчетной области. ММ не подходит для анализа неоднородных диэлектриков и радиопоглощающих материалов, поэтому его невозможно использовать при моделировании экранирующих конструкций РЭС с учетом их заполнения [27].

Рассмотренные численные методы также могут использоваться для оценки ЭЭ экранирующего материала в случае, когда его электрофизические параметры заранее известны. При этом требуется создание электродинамической модели одной из измерительных установок, рассмотренных в пункте 1.2.1. Например, при моделировании композитных радиопоглощающих материалов обычно применяется модель короткозамкнутого прямоугольного волновода, у задней стенки которого размещается образец материала [100]. Такая модель наиболее проста для дискретизации, поэтому вычисление ЭЭ занимает немного времени.

Таким образом, численные методы позволяют с высокой точностью определить ЭЭ экранирующего материала или произвольной экранирующей конструкции, в том числе, заполненной элементами РЭС и другими неоднородностями. Однако такие методы требуют значительных вычислительных затрат, затрудняющих выполнение многократных вычислений ЭЭ, необходимых на ранних этапах проектирования экранирующей конструкции, особенно в том случае, если расположение элементов РЭС внутри конструкции заранее не известно и требуется рассмотреть несколько возможных вариантов. В связи с этим, для оценки ЭЭ на

ранних этапах проектирования экранирующей конструкции целесообразно применение аналитических методов.

1.4 Аналитические методы вычисления эффективности экранирования

1.4.1 Методы для экранирующих материалов

Традиционно, аналитические методы для вычисления ЭЭ материалов основаны на частном решении уравнений Максвелла для гармонических колебаний [101–104]. Образец материала представляется в виде бесконечно-протяженного листа, что позволяет не учитывать влияние краевых эффектов. Вычисления выполняются при нормальном падении ЭМВ на образец материала, что соответствует наиболее неблагоприятному случаю для ЭЭ. Такие методы подходят для оценки ЭЭ твердых тел (например, листовых металлов [105] или полимерных композитов [106]), но не могут быть применены для перфорированных, сетчатых и тканевых экранирующих материалов, имеющих апертуры.

Известен аналитический метод для оценки ЭЭ плоского идеально-проводящего листа, перфорированного круглыми отверстиями [107]. Значение ЭЭ вычисляется из коэффициента передачи, который определяется на основе проводимости экрана. Также предложен метод для оценки ЭЭ проволочной металлической сетки [108]. ЭЭ рассчитывается на основе эквивалентного импеданса сетки, который определяется из индуктивности и входного сопротивления проволоки. В [109] разработан аналитический метод на основе эквивалентной схемы, позволяющей оценить ЭЭ перфорированного листа или металлической сетки. Экран заменяется двумя параллельно соединенными реактивными сопротивлениями, а воздействующая на него плоская ЭМВ – источником переменного напряжения с внутренним сопротивлением, равным волновому сопротивлению свободного пространства (120π Ом). К схеме подключается нагрузка, также имеющая номинал 120π Ом, из напряжения на которой вычисляется значение ЭЭ. На основе аналитических методов для сетчатых и тканевых экранирующих материалов также разработаны методы расчета ЭЭ композитов, армированных нитями металла [110] и углеродного волокна [111].

Для анализа экранирующих материалов, выполненных в виде набора слоёв различных металлов или их сплавов, предложен метод из работы [112], основанный на законе преломления Снеллиуса. Воздействующая плоская ЭМВ падает на материал под углом и преломляется при прохождении границы между слоями. Показатель преломления рассчитывается из электрофизических параметров каждого слоя материала, при этом удельная проводимость учитывается в комплексной части относительной диэлектрической проницаемости. В [113] предложена аналитический метод оценки ЭЭ многослойных экранирующих материалов,

основанный на теории ЛП. Слои материала заменяются набором каскадно-соединенных отрезков ЛП. Из токов и напряжений в этих отрезках вычисляется входной импеданс, который используется для расчета ЭЭ.

Еще один метод для оценки ЭЭ многослойных экранирующих материалов из металлов и их сплавов предложен в [114]. Материал с числом n слоев толщиной t_1, t_2, \dots, t_n заменяется эквивалентной схемой, состоящей из n отрезков ЛП длиной t_1, t_2, \dots, t_n (рисунок 1.13). Для каждого из n отрезков ЛП задаются характеристический импеданс Z и постоянная распространения k . Значения ЭЭ вычисляются из напряжений на входе V_{in} и выходе V_{out} эквивалентной схемы. Для расчета V_{in}, V_{out} используется A форма записи параметров четырехполюсников. В общем случае, для набора отрезков ЛП матрица A -параметров определяется как

$$[A] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \prod_n \begin{bmatrix} \cosh(kt) & Z \sinh(kt) \\ \frac{\sinh(kt)}{Z} & \cosh(kt) \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

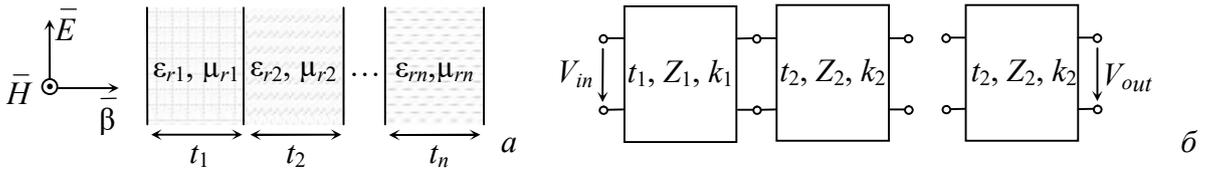


Рисунок 1.13 – Многослойный экранирующий материал, облучаемый плоской ЭМВ (а) и его эквивалентная схема для вычисления ЭЭ (б)

Характеристический импеданс и постоянная распространения для n -го слоя материала вычисляются как

$$Z = \sqrt{j2\pi f \mu_0 \mu_r / (\sigma + j2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r)}, \quad (1.22)$$

$$k = \sqrt{j2\pi f \mu_0 \mu_r (\sigma + j2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r)}, \quad (1.23)$$

где f – частота действующей ЭМВ, σ – удельная электрическая проводимость n -го слоя материала, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная и $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$ Гн/м – магнитная постоянная.

Используя рассчитанные A -параметры, ЭЭ многослойного экранирующего материала определяется как

$$\text{ЭЭ} = 20 \lg \left| \frac{V_{in}}{V_{out}} \right| = 20 \lg \left| \frac{a_{21} Z_0^2 + a_{22} Z_0 + a_{11} Z_0 + a_{12}}{2Z_0} \right|, \quad (1.24)$$

где $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

1.4.2 Методы для анализа экранирующих конструкций

Известен аналитический метод для оценки ЭЭ экранирующих конструкций, в основе которого лежит уравнение баланса мощностей [115]. Согласно этому методу мощность ЭМВ, проникающей в экранирующую конструкцию через её апертуру, полагается равной мощности, рассеиваемой внутри этой экранирующей конструкции за счет потерь, в качестве которых рассматриваются обратные утечки энергии ЭМВ через апертуру, рассеяние ЭМВ в стенках конструкции, поглотителях и нагрузке условной приемной антенны. При этом спектральная плотность мощности считается одинаковой во всей экранирующей конструкции, поэтому при вычислениях ЭЭ не могут быть учтены положение рецептора электромагнитного излучения, а также узлы и пучности (резонансы), возникающие при сложении когерентных волн [116]. Таким образом, аналитический метод из [115] хорошо подходит только для анализа электрически больших экранирующих конструкций, например реверберационных камер [117] или фюзеляжей летательных аппаратов [118].

В работах [119–121] предложен и развит аналитический метод, пригодный для оценки ЭЭ электрически малых прямоугольных экранирующих корпусов с апертурой. В нём ЭЭ определяется из уравнений, описывающих электрическую и магнитную компоненты поля в прямоугольном волноводе, а для аппроксимации апертуры используется теория дифракции на малых отверстиях Ханса Бете [122]. Вычисления ЭЭ по этому методу могут быть выполнены с учетом высших типов волн TE_{mn} и TM_{mn} , распространяющихся в корпусе, однако заполнение корпуса или его апертуры не может быть учтено.

Известны и другие аналитические методы для оценки ЭЭ экранирующих конструкций [123–130]. Однако наиболее простым, распространенным и универсальным аналитическим методом оценки ЭЭ стал метод эквивалентной схемы корпуса, предложенный в [80].

1.4.3 Метод эквивалентной схемы корпуса

Согласно [80], ЭЭ в точке p , расположенной внутри прямоугольного идеально-проводящего корпуса размерами $a \times b \times d$ с прямоугольной апертурой $w \times l$ на фронтальной стенке, на которую воздействует вертикально-поляризованная плоская ЭМВ, может быть вычислена из напряжения V_p или тока i_p в точке p эквивалентной схемы корпуса (рисунок 1.14). В этой эквивалентной схеме плоская ЭМВ заменяется источником напряжения V_0 с внутренним сопротивлением $Z_0 = 120\pi$ Ом, корпус – короткозамкнутым отрезком прямоугольного волновода с характеристическим импедансом Z_g и постоянной распространения k_g , а фронтальная стенка с апертурой – импедансом Z_{ap} . Вычисления ЭЭ корпуса сводятся к преобразованию эквивалентной схемы с помощью теоремы Тевенина и базовых основ теории ЛП.

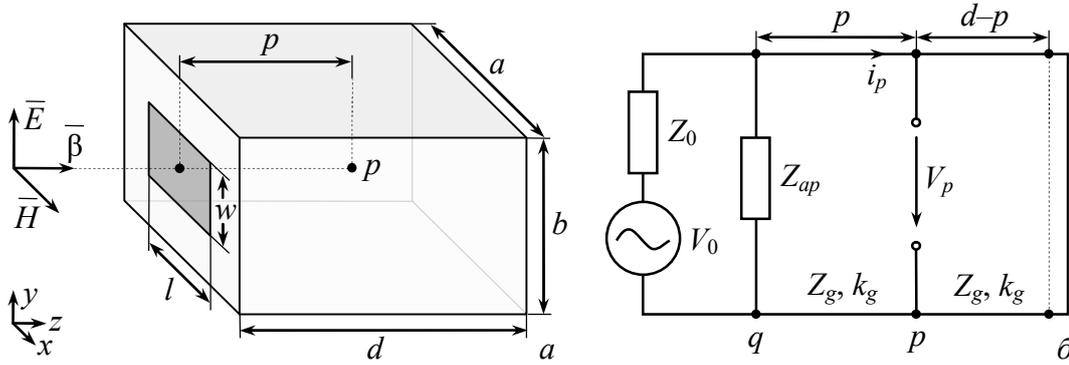


Рисунок 1.14 – Геометрическая модель (а) и эквивалентная схема (б) корпуса с апертурой

На первом шаге вычисления ЭЭ по методу эквивалентной схемы корпуса выполняется расчет частотной зависимости импеданса Z_{ap} фронтальной стенки, которая заменяется двумя параллельно-соединенными короткозамкнутыми отрезками подвешенной в воздухе копланарной полосковой линии передачи (КПЛ), имеющими характеристический импеданс Z_{0s} и длину $l/2$ (l – ширина апертуры). Значение Z_{ap} в каждой точке заданного частотного диапазона определяется как произведение входных сопротивлений отрезков КПЛ и корректирующего коэффициента l/a (a – ширина фронтальной стенки корпуса):

$$Z_{ap} = j \frac{1}{2} \frac{l}{a} Z_{0s} \operatorname{tg} \left(k_0 \frac{l}{2} \right), \quad (1.25)$$

где $k_0 = 2\pi f/c$ – волновое число свободном пространстве, а Z_{0s} определяется как [131]

$$Z_{0s} = 120\pi^2 \left[\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{1 - (w_e/b)^2}}{1 - \sqrt{1 - (w_e/b)^2}} \right) \right]^{-1}, \quad (1.26)$$

где b – высота фронтальной стенки корпуса, а w_e – эффективная высота апертуры, которая вычисляется как [131]

$$w_e = w - \frac{5t}{4\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right), \quad (1.27)$$

где w – высота апертуры корпуса и t – толщина его фронтальной стенки.

После вычисления Z_{ap} , используя теорему Тевенина, выполняются преобразования источника напряжения V_0 , заменяющего плоскую ЭМВ. При этом напряжение V_1 и импеданс Z_1 в точке q эквивалентной схемы (рисунок 1.14б) определяются как

$$V_1 = V_0 Z_{ap} / (Z_0 + Z_{ap}), \quad (1.28)$$

$$Z_1 = Z_0 Z_{ap} / (Z_0 + Z_{ap}). \quad (1.29)$$

Для дальнейшего преобразования источника воздействия в точку p предварительно рассчитываются значения Z_g и k_g при условии распространения в корпусе (или соответствующем ему короткозамкнутом волноводе) волны основного типа TE_{10} , т.е.:

$$Z_g = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}, \quad (1.30)$$

$$k_g = k_0 \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}, \quad (1.31)$$

где $\lambda = c/f$ – длина волны источника, воздействующего на корпус.

Далее источник воздействия преобразуется из точки q в точку p на эквивалентной схеме. При этом предполагается, что точка наблюдения располагается на оси, проходящей через центр корпуса перпендикулярно его фронтальной стенке, а напряжение и внутреннее сопротивление преобразованного источника определяются как

$$V_2 = \frac{V_1}{\cos(k_g p) + j(Z_1/Z_g) \sin(k_g p)}, \quad (1.32)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1 + jZ_g \operatorname{tg}(k_g p)}{1 + j(Z_1/Z_g) \operatorname{tg}(k_g p)}. \quad (1.33)$$

После этого рассчитывается сопротивление нагрузки Z_3 эквивалентной схемы. Физически, нагрузка представляет собой короткозамкнутую часть корпуса, расположенную за точкой наблюдения. Используя выражение для вычисления входного сопротивления ЛП, значение Z_3 вычисляется как

$$Z_3 = jZ_g \operatorname{tg}[k_g (d - p)]. \quad (1.34)$$

В результате выполнения (1.28)–(1.34) эквивалентная схема корпуса преобразуется к виду из рисунка 1.15, откуда легко определяются ток i_p и напряжение V_p в точке p . Так, значение V_p , применяющееся при вычислении ЭЭ для электрической составляющей электромагнитного поля, может быть вычислено как

$$V_p = \frac{V_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}. \quad (1.35)$$

Используя (1.35), ЭЭ корпуса в точке наблюдения p может быть вычислена как

$$\text{ЭЭ} = -20 \lg \left(\frac{2V_p}{V_0} \right). \quad (1.36)$$

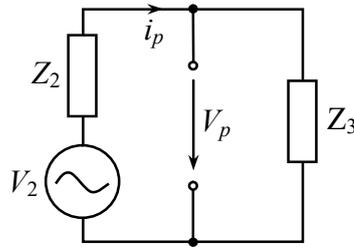


Рисунок 1.15 – Эквивалентная схема корпуса после преобразований

В первоначальном виде из [80] метод эквивалентной схемы корпуса обладает целым рядом ограничений. Так, корпус может содержать лишь одну апертуру, имеющую только прямоугольную форму и расположенную исключительно в центре фронтальной стенки. При расчетах ЭЭ по [80] не могут быть учтены моды высших порядков TE_{mn} и TM_{mn} , которые могут возбуждаться в электрически малых экранирующих корпусах или при достаточно высоких частотах воздействующей плоской ЭМВ. Эквивалентная схема из рисунка 1.14 не позволяет определить ЭЭ корпуса, заполненного элементами РЭС или другими неоднородностями. Имеются и другие ограничения, например, накладываемые на поляризацию и угол падения воздействующей плоской ЭМВ из-за её замены источником напряжения. Тем не менее, известен целый ряд модификаций этого метода, позволяющих преодолеть большинство его ограничений.

1.4.3.1 Методы для смещенных апертур, апертур произвольной формы и перфорированных стенок

В [132] предложен усовершенствованный метод эквивалентной схемы для вычисления ЭЭ корпуса с апертурой, смещенной вдоль оси x координатной системы (рисунок 1.16а). Для смещения апертуры отношение l/a в (1.25) заменяется на корректирующий коэффициент

$$C_m = \frac{\int_{x_0}^{x_0+l} \sin(\pi mx/a) \sin(\pi(x-x_0)/l) dx}{X}, \quad (1.37)$$

где m – целое неотрицательное число, определяющее номер моды TE_{m0} типа, x_0 и X – координаты начала и центра апертуры по оси x .

Метод из [132] модифицирован в работе [133]. Предложен корректирующий коэффициент C_{mn} , позволяющий учесть произвольное расположение апертуры на фронтальной стенке корпуса, определяющийся как

$$C_{mn} = \frac{\int_{x_0}^{x_0+l} \int_{y_0}^{y_0+w} \cos\left(\frac{\pi ny}{b}\right) \cos\left(\frac{n\pi(y-y_0)}{w}\right) \sin\left(\frac{\pi mx}{a}\right) \sin\left(\frac{\pi(x-x_0)}{l}\right) dx dy}{XY}, \quad (1.38)$$

где n – целое неотрицательное число, определяющее номер моды TE_{0n} типа, y_0 и Y – координаты начала и центра апертуры по оси y (рисунок 1.16а).

Для апертуры, расположенной произвольно на фронтальной стенке корпуса, предложен метод из [134]. В отличие от (1.38) в [134] не требуется численное интегрирование, а импеданс Z_{ap} определяется как произведение (1.25) и коэффициента

$$C_{ap\ mn} = \sin\left(\frac{m\pi X}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi Y}{b}\right). \quad (1.39)$$

Также известны методы из [135, 136], позволяющие оценить ЭЭ корпуса с произвольно расположенной апертурой, в которых стенка с апертурой рассматривается в виде комбинации ёмкостной и индуктивной волноводных диафрагм (рисунок 1.16б). При этом импеданс Z_{ap} вычисляется как

$$Z_{ap} = 1/(2Y_L + Y_C), \quad (1.40)$$

где Y_C, Y_L – полные проводимости горизонтальной (ёмкостной) и вертикальной (индуктивной) диафрагм, которые определяются как

$$Y_C = j \frac{2\gamma_{mn}^2 b}{\mu_0 \pi^2 f} \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi Y}{b} \right) \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi w}{2b} \right) \right],$$

$$Y_L = -\frac{j}{a \mu_0 f} \left[\operatorname{cosec}^2 \left(\frac{\pi X}{a} \right) \operatorname{cosec}^2 \left(\frac{\pi l}{2a} \right) - 1 \right],$$

где $\gamma_{mn} = (2\pi\mu_0\epsilon_0[f - f_{рез}])^{1/2}$, а значения $f_{рез}$ определяются по (1.1).

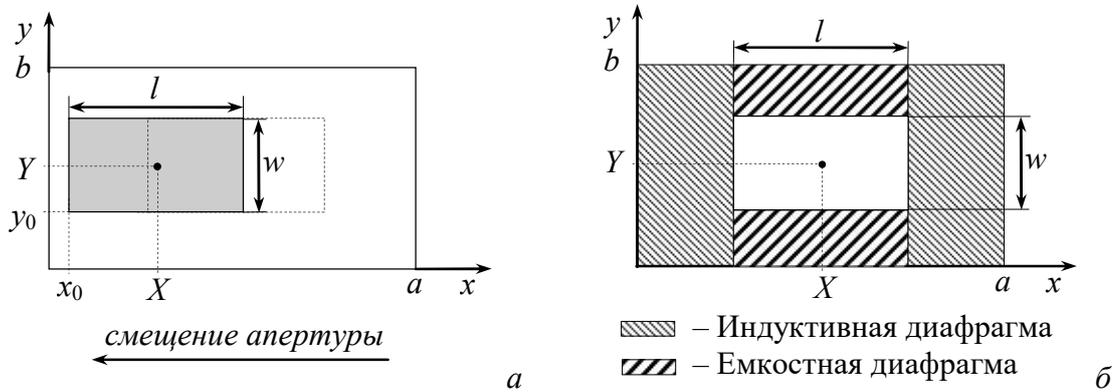


Рисунок 1.16 – Фронтальная стенка корпуса со смещенной апертурой (а);
стенка с апертурой в виде комбинации волноводных диафрагм (б)

Если фронтальная стенка корпуса содержит круглую апертуру радиусом R , то Z_{ap} может быть вычислено по (1.25) или любым другим представленным выше подходом. Для этого, согласно [137], необходимо предварительно рассчитать геометрические размеры эквивалентной прямоугольной апертуры как

$$l = w = R\sqrt{\pi}. \quad (1.41)$$

Согласно [138] для апертуры, выполненной в форме эллипса, импеданс Z_{ap} может быть вычислен как произведение (1.25) и (1.39), при этом (1.26) должно быть заменено на $Z_{0s} = Z_m Z_e / (Z_m + Z_e)$, где

$$Z_m = \frac{1}{2} \left(\frac{k_g^2 S}{3\pi Z_g} + \frac{S}{j2\pi f \mu_0 \chi_m} \right)^{-1},$$

$$Z_m = 2 \left(\frac{k_g^4 b^2 S}{3\pi Z_g} + \frac{j2\pi f \epsilon_0 b^2 S}{\chi_e} \right)^{-1},$$

где S – площадь апертуры, χ_e и χ_m – электрическая и магнитная восприимчивости эллиптической апертуры, рассчитываемые на основе её геометрических размеров и эллиптических интегралов первого и второго родов (подробнее см. [138]).

В работе [139] предложен усовершенствованный метод вычисления импеданса Z_{ap} фронтальной стенки прямоугольного корпуса с апертурой произвольной формы. В первую очередь выполняется разбиение апертуры на интервалы, начиная от её центра. Каждый из интервалов заменяется отрезком КПЛ длиной l_i и шириной w_i (рисунок 1.17). Два отрезка КПЛ, расположенных на краях апертуры, задаются короткозамкнутыми и выполняется расчет их входного импеданса Z_{ex} в зависимости от длины l_i аналогично (1.34). Далее рассчитанные значения рассматриваются как нагрузки для следующих отрезков КПЛ, для которых снова вычисляется входной импеданс как

$$Z_{ex} = Z_{0s i+1} \frac{Z_{ex i} + jZ_{0s i+1} \operatorname{tg}(k_0 l_i / 2)}{Z_{0s i+1} + jZ_{ex i} \operatorname{tg}(k_0 l_i / 2)}. \quad (1.42)$$

Вычисления по (1.42) продолжаются до того момента, пока не будут определены два входных импеданса слева и справа относительно центра апертуры. После этого значение Z_{ap} может быть вычислено из параллельного соединения этих двух входных импедансов.

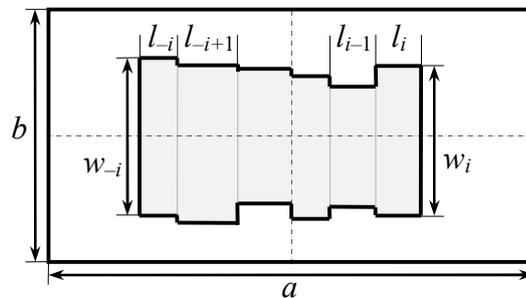


Рисунок 1.17 – Стенка с апертурой произвольной формы
в виде набора отрезков КПЛ

В работе [140] предложен полуаналитический метод для вычисления импеданса Z_{ap} стенки корпуса с апертурой произвольной формы. Значение Z_{ap} вычисляется на основе S -параметров плоского экрана с апертурой, которые определяются с помощью электродинамического моделирования, как $Z_{ap} = 2Z_0 S_{12} / [(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}]$. В [141] предложен упрощенный вариант этого метода, где для вычисления частотной зависимости Z_{ap} применяются только значения $|S_{21}|$: $Z_{ap} = j Z_0 |S_{21}| (1 - |S_{21}|)^{-1}$.

Методы вычисления импеданса стенки корпуса с одной апертурой являются достаточно ограниченными, поскольку в стенках реальных экранирующих конструкций РЭС может быть несколько апертур различных форм и размеров. В соответствии с [137], при вычислениях ЭЭ корпуса с группой из N апертур во фронтальной стенке, значения Z_{ap} должны быть рассчитаны для каждой апертуры отдельно, а затем просуммированы:

$$Z_{ap} = \sum_N Z_{apN} \cdot \quad (1.43)$$

Такой подход игнорирует взаимную связь между апертурами и не может использоваться для корпусов с перфорированной стенкой, где апертуры расположены достаточно близко друг к другу. Однако существуют методы, которые применимы в таких случаях. Так, для вычисления ЭЭ корпуса с фронтальной стенкой, перфорированной круглыми апертурами, предложен метод из [142, 143]. Стенка корпуса представлена в виде бесконечно-тонкой пластины с массивом круглых отверстий (рисунок 1.18а). В случае, когда диаметр одной апертуры $2R$ и расстояния между центрами апертур в массиве по вертикали d_v и горизонтали d_h много меньше длины волны источника λ , сопротивление Z_{ap} может быть найдено как

$$Z_{ap} = l_a w_a / (ab Y_{ah}), \quad (1.44)$$

где Y_{ah} – полная проводимость перфорированной стенки, которая может быть вычислена согласно [144, 145] как $Y_{ah} = -3j d_v d_h c (8\pi Z_0 R^3 f)^{-1}$, $l_a = h d_h$ – ширина массива апертур, $w_a = v d_v$ – высота массива апертур, h и v – число апертур в массиве по горизонтали и вертикали, соответственно.

Выражение (1.44) может быть применено для вычисления импеданса фронтальной стенки, перфорированной квадратными апертурами с $l = w$. Для этого необходимо вычислить радиус эквивалентной окружности как $R = l\sqrt{2}$ или $R = w\sqrt{2}$. Кроме того, вычисления Z_{ap} по (1.44) могут быть выполнены для стенки, перфорированной апертурами, смещенными в шахматном порядке на угол α (рисунок 1.18б). При этом расстояние между апертурами по вертикали должно вычисляться как

$$d_v = d_h \sin(\alpha).$$

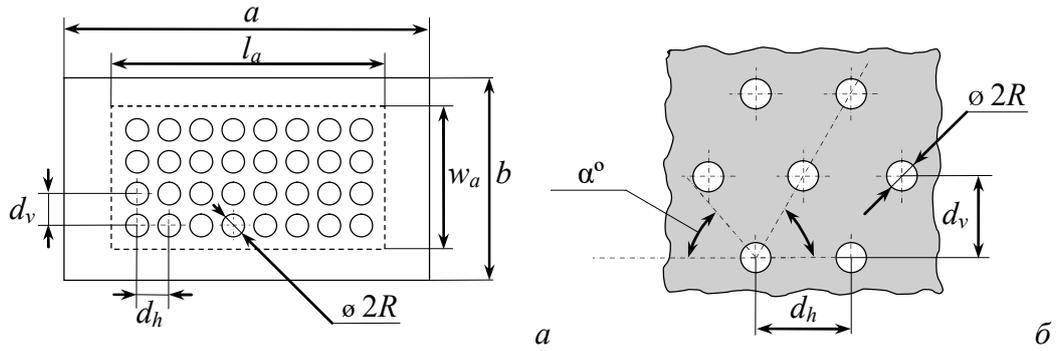


Рисунок 1.18 – Перфорированная стенка корпуса (а), массив апертур со смещением рядов (б)

Для вычисления импеданса фронтальной стенки, перфорированной круглыми апертурами, с учетом её толщины t предложен метод из [146]. Вычисления Z_{ap} выполняются при наклонном (под углом θ между плоскостью xz и вектором $\vec{\beta}$ на рисунке 1.14) падении плоской ЭМВ на стенку корпуса. Значение Z_{ap} определяется как

$$Z_{ap} = jZ_0 \frac{l_a w_a}{2ab} \left[1 + \left(\frac{3d_h d_v c}{16\pi R^3 f \cos(\theta)} \right) \right]^{-\frac{1}{2}} 10^{\frac{4t}{5R}}. \quad (1.45)$$

Метод вычисления ЭЭ корпуса со стенкой, перфорированной прямоугольными апертурами размером $x \times y$, предложен в [147]. Из результатов электродинамического моделирования выведены соотношения, позволяющие преобразовать массив в одну прямоугольную апертуру, имеющую такие геометрические размеры, при которых достигается согласование результатов вычисления ЭЭ. Для преобразования массива из N апертур задается коэффициент

$$C_s = 1,283N^{-0,1407} - 0,2829. \quad (1.46)$$

Длина и ширина эквивалентной прямоугольной апертуры вычисляются как $l = LC_s$ и $w = WC_s$, где $W = (xyN/\eta)^{0,5}$, $L = \eta W$, $\eta = x/y$. Полученные геометрические размеры используются при вычислении Z_{ap} по (1.25).

В работе [148] предложен метод вычисления ЭЭ корпуса с апертурой, в которую помещена прямоугольная металлическая сетка из проводов диаметром D_m (рисунок 1.19). Согласно [148], импеданс Z_{ap} фронтальной стенки с металлической решеткой вычисляется как

$$Z_{ap} = \frac{lw}{ab} \left[\frac{4q_m}{\pi D_m^2 \sigma} \frac{\psi I_0(\psi)}{2I_1(\psi)} + jq_m \mu_0 f \ln \left(\frac{1}{1 - \exp\left(-\frac{\pi D_m}{q_m}\right)} \right) \right]. \quad (1.47)$$

где q_m – расстояние между проводами в решетке, $\psi^2 = 0,5j\pi\mu\sigma(D_m)^2$, σ и μ – удельная электропроводность и абсолютная магнитная проницаемость проводов, $I_0(\psi)$ и $I_1(\psi)$ – модифицированные функции Бесселя первого рода.

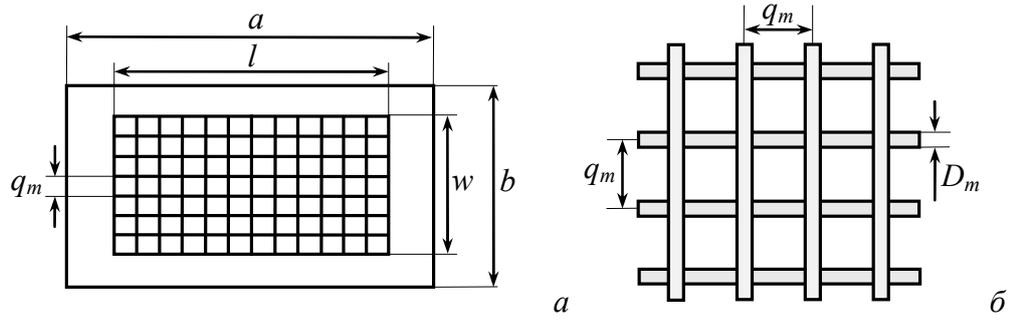


Рисунок 1.19 – Металлическая решетка в апертуре (а) и её геометрическая модель (б)

1.4.3.2 Методы, учитывающие волны высших типов

Для учета волн высших типов, распространяющихся внутри прямоугольного экранирующего корпуса, предложены методы из [149, 150]. Аналогично [80], ЭЭ вычисляется из тока i_p или напряжения V_p в эквивалентной схеме, однако значения i_p и V_p определяются итерационно. На первом шаге вычисляются характеристический импеданс Z_{gmn} и постоянная распространения k_{gmn} в зависимости от чисел m и n , задающих число вариаций поля (мод) внутри корпуса. В случае возбуждения в корпусе волн TE_{mn} типа они определяются как [150]

$$Z_{gmn} = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda m / 2a)^2 - (\lambda n / 2b)^2}, \quad (1.48)$$

$$k_{gmn} = k_0 \sqrt{1 - (\lambda m / 2a)^2 - (\lambda n / 2b)^2}. \quad (1.49)$$

Для мод TM_{mn} типа k_{gmn} вычисляется при помощи (1.49), а Z_{gmn} определяется как

$$Z_{gmn} = Z_0 \sqrt{1 - (\lambda m / 2a)^2 - (\lambda n / 2b)^2}. \quad (1.50)$$

При заданных Z_{gmn} и k_{gmn} , вычисленных для текущих m и n , выполняется преобразование эквивалентной схемы по (1.32)–(1.34). Из (1.35) вычисляется напряжение V_{pmn} для текущего типа и номера моды, которое записывается в счетчик. Затем значения m и n изменяются и вычисления повторяются заново. В результате, значение напряжения V_p с учетом высших типов волн, возбуждающихся в корпусе, определяется как

$$V_p = \sqrt{\left(\sum_{m,n} V_{pmn}^{TE} \right)^2 + \left(\sum_{m,n} V_{pmn}^{TM} \right)^2}, \quad (1.51)$$

где V_{pmn}^{TE} и V_{pmn}^{TM} – напряжения в точке наблюдения для мод TE_{mn} и TM_{mn} типов, соответственно.

В [134] предложен еще один метод расчета ЭЭ с учетом высших типов мод, возбуждающихся в корпусе. Z_{gmn} и k_{gmn} вычисляются по (1.48)–(1.50). Напряжение V_p рассчитывается для каждой компоненты электромагнитного поля относительно координатной системы на рисунке 1.14а. Для мод TE_{mn} типа x -, y - и z -компоненты V_p определяются как

$$V_{px}^{TE} = -\frac{an}{bm} V_{tp}^{TE} \cos(m\pi/2) \sin(n\pi/2), \quad (1.52)$$

$$V_{py}^{TE} = V_{tp}^{TE} \sin(m\pi/2) \cos(n\pi/2), \quad (1.53)$$

$$V_{pz}^{TE} = 0, \quad (1.54)$$

где

$$V_{tp}^{TE} = \frac{V_1 \sin(k_{gmn}(d-p))}{\sin(k_{gmn}d) - j(Z_1/Z_{gmn}) \cos(k_{gmn}d)}, \quad (1.55)$$

где Z_{gmn} определяется по (1.48). Для мод TM_{mn} y -компонента V_p определяется аналогично (1.53), а для x - и z -компоненты вычисляются как

$$V_{px}^{TM} = \frac{bm}{an} V_{tp}^{TE} \cos(m\pi/2) \sin(n\pi/2), \quad (1.56)$$

$$V_{py}^{TM} = -\frac{bk_c^2}{n\pi k_{gmn}} V_{tp}^{TM} \sin(m\pi/2) \cos(n\pi/2), \quad (1.57)$$

где $k_c = \sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$, а V_{tp}^{TM} определяется согласно (1.55), но с использованием Z_{gmn} , рассчитанного по (1.50). В итоге, напряжение V_p с учетом мод TE_{mn} и TM_{mn} вычисляется как

$$V_p = \sqrt{\left(\sum_{m,n} (V_{px}^{TE} + V_{px}^{TM}) \right)^2 + \left(\sum_{m,n} (V_{py}^{TE} + V_{py}^{TM}) \right)^2 + \left(\sum_{m,n} (V_{pz}^{TE} + V_{pz}^{TM}) \right)^2}. \quad (1.58)$$

1.4.3.3 Методы, учитывающие заполнение корпуса

Для вычисления ЭЭ прямоугольного корпуса с жидкокристаллическим дисплеем (ЖКД) в апертуре предложен метод из [151]. ЖКД заменяется слоем диэлектрика, покрывающим фронтальную стенку корпуса с апертурой изнутри, а задняя стенка ЖКД – бесконечно-тонкой металлической пластиной, образующей ёмкостную диафрагму (рисунок 1.20а). Вычисление Z_{ap} выполняется по (1.25), при этом фронтальная стенка корпуса рассматривается как щелевая ЛП, характеристический импеданс которой определяется как

$$Z_{0s} = Z_0 \frac{u_{ph}}{u_g} \frac{\pi}{\tau} \frac{\Delta\tau}{\Delta(Z_0 Y_t)}, \quad (1.59)$$

$$Z_0 Y_t = \frac{l}{2a} \left[-v + g \operatorname{tg} \left(\frac{\zeta\pi g}{l\tau} - \operatorname{ctg}(v/g) \right) \right] + \frac{1}{\tau} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} - \tau^2 \right) \ln \left(\frac{2}{\pi\delta} \right), \quad (1.60)$$

где $Z_0 Y_t$ – нормированная проводимость щелевой ЛП; u_g – групповая скорость; u_{ph} – фазовая скорость; $\tau = \lambda/2l$; $v^2 = \tau^2 - 1$; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки щелевой ЛП; $g^2 = \varepsilon_r - \tau^2$; $\delta = w/b$; ζ – толщина слоя, покрывающего апертуру.

В (1.59) приращение $\Delta(Z_0 Y_t)$ вычисляется из (1.60) при постоянных значениях ϵ_r , δ , ζ , a и минимальном приращении $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2$ ($\tau_2 < \tau < \tau_1$), при котором значение $Z_0 Y_t$ стремится к нулю, что соответствует вычислению Z_{0s} на резонансной частоте щелевой ЛП. Точное значение Z_{0s} может быть получено итерационным решением. Более подробно процедура вычисления Z_{0s} для щелевой ЛП и вывод выражений (1.59) и (1.60) рассмотрены в [152].

После вычисления импеданса Z_{ap} , напряжение V_1 и сопротивление Z_1 эквивалентного источника в апертуре (в точке q из рисунка 1.14б) определяются с учетом реактивной проводимости jB ёмкостной диафрагмы (рисунок 1.20б) как [151]

$$V_1 = jB Z_{ap} V_0 / (Z_0 Z_{ap} + jB(Z_0 + Z_{ap})), \quad (1.61)$$

$$Z_1 = jB / (1 + jB(Z_0 + Z_{ap}) / Z_{ap} Z_0). \quad (1.62)$$

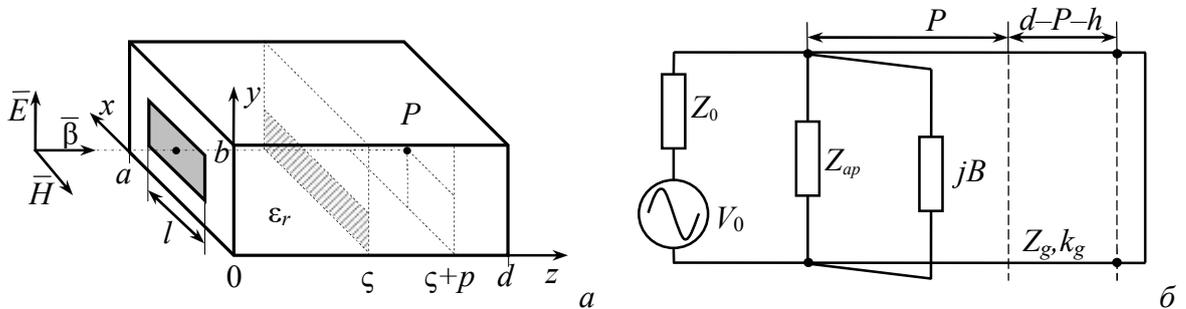


Рисунок 1.20 – Модель (а) и эквивалентная схема (б) корпуса с ЖКД в апертуре

В [153, 154] предложены методы вычисления ЭЭ корпуса, заполненного штырями (проводами) круглого сечения, которыми можно приближенно аппроксимировать электрические вибраторы, кабельные сборки и другие элементы РЭС. В эквивалентной схеме штырь заменяется на Т-образное звено из реактивных сопротивлений jx_1 и jx_2 (рисунок 1.21).

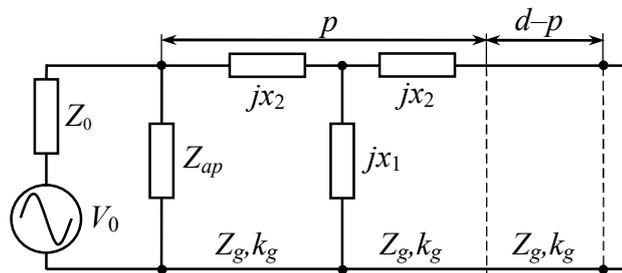


Рисунок 1.21 – Эквивалентная схема корпуса с Т-образным звеном, заменяющим штырь

Сопротивления x_2 и x_1 вычисляются как [153]

$$x_2 = -(a/\lambda_g)(2\pi r_0/a)^2(1+F_1)^{-1}, \quad (1.63)$$

$$x_1 = (a/2\lambda_g)(S' - F'_0 - F''_0) - x_2/2, \quad (1.64)$$

где r_0 – радиус штыря, $\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$, а формулы для вычисления F_1, S', F'_0 и F''_0 в целях экономии места, не приведены.

Метод для вычисления ЭЭ корпуса, заполненного печатными платами, предложен в [155]. В качестве эквивалента плат используются проводящие пластины. Рассеяние электромагнитного поля проводящей пластиной описывается путем введения дополнительного импеданса Z_{gp} в эквивалентную схему корпуса (рисунок 1.22). Импеданс Z_{gp} определяется как

$$Z_{gp} = -\frac{Z_{g1}}{2} \left(1 + \frac{1}{S_{11}} \right), \quad (1.65)$$

где S_{11} – коэффициент отражения от пластины, $Z_{g1} = j2\pi\mu_0 / \Gamma_1$, где Γ_1 – комплексная постоянная распространения для прямоугольной пластины. Последующие вычисления выполняются с использованием тензорных функций Грина и численного интегрирования. Метод включает в себя много громоздких выражений, поэтому в данном разделе полностью не приводится.

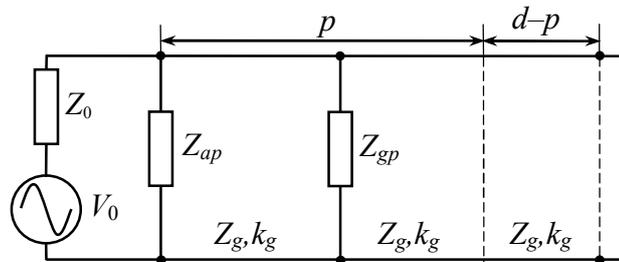


Рисунок 1.22 – Эквивалентная схема корпуса с печатной платой внутри

1.4.3.4 Метод для цилиндрического корпуса

В работе [156] предложен аналитический метод для оценки ЭЭ цилиндрического корпуса радиусом r с апертурой в торцевой стенке (рисунок 1.1б). При вычислениях ЭЭ используется эквивалентная схема, аналогичная схеме из [80] (рисунок 1.14б). При этом выражения для вычисления характеристического импеданса и постоянной распространения заменяются на

$$Z_{g\ mn} = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{c\ mn})^2}, \quad (1.66)$$

$$k_{g\ mn} = k_0 / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{c\ mn})^2}, \quad (1.67)$$

где критическая длина волны $\lambda_{c\ mn}$ определяется как

$$\lambda_{c\ mn} = \left[\left(\frac{\chi_{mn}}{2\pi r} \right) + \left(\frac{i}{2d} \right) \right]^{-1/2}, \quad (1.68)$$

где i – это целое неотрицательное число, определяющее число вариаций поля вдоль длины корпуса d , а χ_{mn} – n -й корень функции Бесселя m -го порядка (таблица 1.1).

1.4.3.5 Другие модификации метода эквивалентной схемы корпуса

Известны и другие модификации аналитического метода эквивалентной схемы корпуса. Например, в работах [157, 158] предложены методы для вычисления ЭЭ прямоугольного корпуса с апертурами, расположенными на разных стенках. Для вычисления ЭЭ в произвольной точке наблюдения внутри корпуса разработан метод из [159]. В работе [160] предложен улучшенный подход для учета толщины фронтальной стенки при вычислениях ЭЭ, а в [161] создан метод, позволяющий оценить ЭЭ с учетом потерь в металле или сплаве, из которого изготовлен корпус.

1.5 Программное обеспечение для анализа экранирующих конструкций и материалов

Чаще всего при анализе экранирующих конструкций РЭС используется коммерческое программное обеспечение (ПО) для электродинамического моделирования произвольных трехмерных структур на основе численных методов (см. подраздел 1.3). Среди такого ПО, наиболее широкое распространение получили зарубежные продукты: CST Studio Suite [162], Altair FEKO [163], Ansys HFSS [164], Keysight EMPro [165] и др. Известны отечественные системы электродинамического моделирования [166, 167], наиболее примечательной из которых является система Асоника-ЭМС [168], предназначенная непосредственно для расчетов ЭЭ и величин напряженности электрического и магнитного полей в типовых экранирующих конструкциях РЭС.

Программные продукты для электродинамического моделирования позволяют с высокой точностью определять ЭЭ произвольных и высокодетализированных экранирующих конструкций, однако большинство из них не доступно широкому кругу разработчиков РЭС из-за высокой стоимости самих продуктов, а также необходимых для работы с ними высокопроизводительных рабочих станций. Менее требовательным к вычислительным ресурсам является ПО на основе аналитических методов, например онлайн инструменты для расчета ЭЭ металлов [169, 170] и полимерных экранирующих материалов [171], а также плоских электромагнитных экранов с апертурами [172–174].

1.6 Постановка цели и задач исследования

Из обзора следует, что проектирование электромагнитного экрана РЭС, как правило, сводится к поиску его оптимальной конструкции, при которой достигается наилучшая ЭЭ в заданном частотном диапазоне. Этот процесс требует многократной оценки ЭЭ, что вызывает рост временных и вычислительных затрат на проектирование электромагнитного экрана, а значит и самого РЭС. Для снижения этих затрат требуется совершенствование методов и

средств моделирования экранирующих конструкций. Например, в большинстве случаев для оценки ЭЭ экранирующих конструкций, заполненных структурами из проводников, диэлектриков или радиопоглощающих материалов, применяется электродинамическое моделирование, поскольку аналитические методы развиты в недостаточной степени. Существующие аналитические методы, в основном, предназначены для оценки ЭЭ пустых экранирующих конструкций с различными количеством, формой и геометрическими размерами апертур. При этом для некоторых типовых структур, таких как апертура с диэлектрическим заполнением или массив апертур с произвольным расположением на стенке экранирующей конструкции, аналитические методы пока не разработаны.

Из пунктов 1.1.1 и 1.4.1 следует, что в последние годы для изготовления экранирующих конструкций широко применяются полимерные композитные материалы, которые, по сравнению с металлами и их сплавами, обладают меньшим весом, но менее высокой ЭЭ и недостаточной физической прочностью. Для преодоления этих недостатков, в частности, создаются и исследуются многослойные экраны на основе разных сочетаний полимерных композитов. Однако отсутствуют простые аналитические методы, подходящие для оценки ЭЭ таких экранов.

Для моделирования экранирующих конструкций РЭС обычно применяется коммерческое ПО на основе численных методов. Однако из-за высокой стоимости и требовательности к вычислительным ресурсам такое ПО недоступно широкому кругу разработчиков РЭС. Свободно распространяемое ПО на основе аналитических методов, в основном, предназначается только для оценки ЭЭ планарных экранирующих материалов или плоских экранов с апертурами. Таким образом, актуальна разработка алгоритмов и ПО для моделирования экранирующих корпусов РЭС на основе аналитических методов.

Из пунктов 1.2.2 и 1.2.3 следует, что традиционные методы измерения ЭЭ, регламентированные стандартами IEEE STD 299 и MIL-STD-285, в основном, применяются для средне- и крупногабаритных экранирующих конструкций, не имеющих внутреннего заполнения. При этом для натурных испытаний экранирующих конструкций, имеющих небольшие геометрические размеры или заполнение, могут быть применены методы косвенного измерения ЭЭ, не требующие размещения рецептора электромагнитного излучения внутри экранирующей конструкции. Однако подходящая измерительная оснастка и устройство для проведения подобных испытаний на данный момент еще не разработаны.

Цель работы – разработать методы, программы и устройство для оценки ЭЭ экранирующих конструкций РЭС. Для её достижения необходимо решить следующие задачи:

1. Выполнить обзор известных устройств и методов оценки ЭЭ экранирующих конструкций РЭС, а также материалов, применяющихся для их изготовления.
2. Разработать методы моделирования ЭЭ типовых экранирующих конструкций, заполненных структурами из проводников, диэлектриков и радиопоглощающих материалов.
3. Усовершенствовать методы для моделирования апертур в типовых экранирующих конструкциях РЭС.
4. Разработать метод для приближенной оценки ЭЭ многослойных экранов на основе полимерных композитных экранирующих материалов.
5. Создать алгоритмы и прототип ПО для моделирования типовых экранирующих конструкций РЭС.
6. Разработать измерительную оснастку и лабораторный макет устройства для косвенных измерений ЭЭ металлических экранирующих конструкций.

2 Разработка аналитических методов для оценки эффективности экранирования типовых экранирующих конструкций радиоэлектронных средств

В данном разделе представлены результаты разработки аналитических методов для оценки ЭЭ типовых экранирующих конструкций РЭС. Предложены методы оценки ЭЭ металлических корпусов РЭС с учетом их заполнения структурами, имитирующими элементы РЭС: диэлектриками [175–178]; радиопоглощающим материалом [179]; проводящими пластинами или печатными платами [180]. Разработаны новые подходы для расчета эквивалентного импеданса апертур типовых экранирующих конструкций: прямоугольной апертуры с произвольным положением в стенке корпуса [181]; массива апертур, расположенных в шахматном порядке [182]; прямоугольной апертуры, заполненной диэлектрическим или магнитным материалом [183, 184]. Предложены аналитические методы для приближенной оценки ЭЭ плоских экранов из многослойного полимерного композитного материала [185, 186]. С помощью математического моделирования и измерений в коаксиальной камере [187] исследованы многослойные экраны из полимерных композитов с частицами меди и углерода.

2.1 Моделирование экранирующих конструкций с учетом их заполнения элементами радиоэлектронных средств

2.1.1 Корпус с диэлектрическими структурами

2.1.1.1 Прямоугольный корпус

Разработан усовершенствованный аналитический метод для оценки ЭЭ корпуса с диэлектрическими структурами произвольной формы [177, 178]. Для учета диэлектриков в эквивалентной схеме, корпус заменяется набором из n регулярных отрезков прямоугольных волноводов, имеющих одинаковые размеры, но различающиеся электрофизические параметры заполняющей среды (рисунок 2.1). Для каждого из n отрезков отдельно вычисляются характеристический импеданс и постоянная распространения как [188, 189]

$$Z_{g(n)} = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff(n)}}} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda'_{(n)}/2a)^2}}, \quad (2.1)$$

$$k_{g(n)} = \frac{2\pi}{\lambda'_{(n)}} \sqrt{1 - (\lambda'_{(n)}/2a)^2}, \quad (2.2)$$

где $\epsilon_{eff(n)}$ – эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости в поперечном сечении n -ой регулярной части корпуса и $\lambda'_{(n)} = \lambda / \sqrt{\epsilon_{eff(n)}}$.

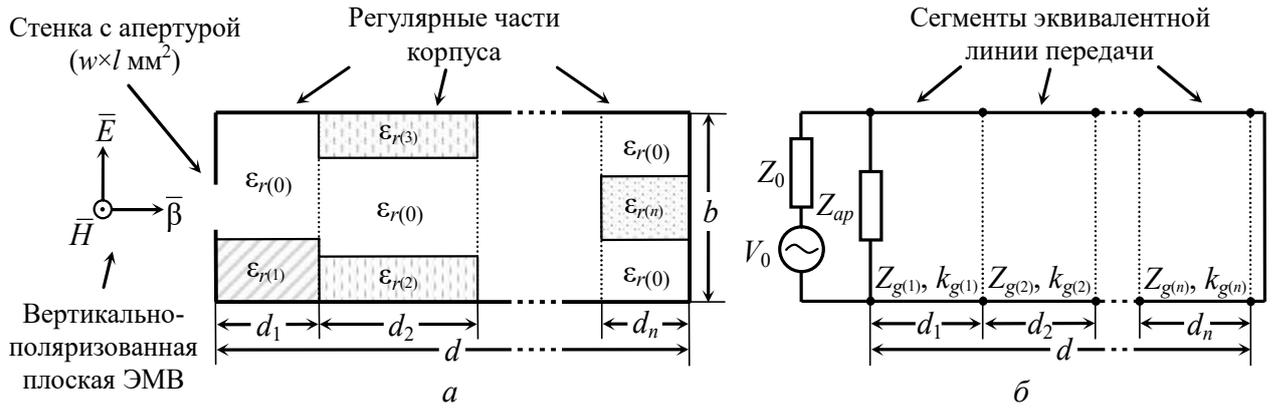


Рисунок 2.1 – Вид сбоку прямоугольного корпуса с диэлектрическими структурами (а) и его эквивалентная схема из n отрезков волновода (б)

Значение $\epsilon_{eff(n)}$ вычисляется приближенно, используя простое аналитическое выражение на основе процентного соотношения площадей диэлектриков в поперечном сечении каждой регулярной части корпуса [190]. Так, для n -ой регулярной части, заполненной набором из m диэлектриков (рисунок 2.2), $\epsilon_{eff(n)}$ определяется как

$$\epsilon_{eff(n)} = \left[\sum_0^m S_{(m)} / (ab\sqrt{\epsilon_{r(m)}}) \right]^{-2}, \quad (2.3)$$

где $S_{(m)}$ – площадь m -го диэлектрика в поперечном сечении n -й регулярной части корпуса, $\epsilon_{r(m)}$ – относительная диэлектрическая проницаемость m -го диэлектрика, а нижняя граница суммирования равна 0, поскольку при расчетах учитывается площадь, занимаемая воздухом.

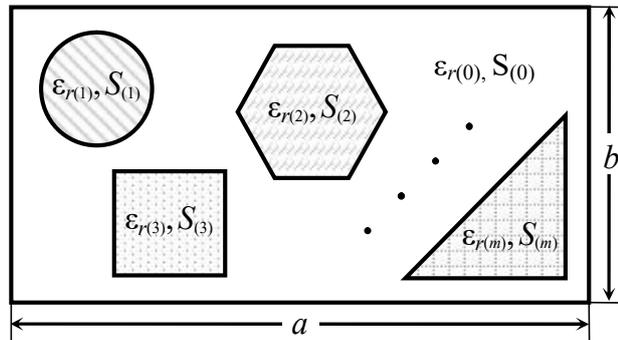


Рисунок 2.2 – Регулярная часть корпуса с набором из m диэлектрических структур

Используя (2.1)–(2.3), значения ЭЭ корпуса рассчитываются с помощью аналитических выражений из пункта 1.4.3. При этом, если точка наблюдения p располагается до n -й регулярной части корпуса, то сопротивление нагрузки для эквивалентной схемы определяется как

$$Z_{n-1} = \frac{Z_n + jZ_{g(n-1)} \operatorname{tg}(k_{g(n-1)} d_{n-1})}{1 + j(Z_n / Z_{g(n-1)}) \operatorname{tg}(k_{g(n-1)} d_{n-1})}, \quad (2.4)$$

где d_{n-1} – длина $(n-1)$ -й части корпуса, а входное сопротивление Z_n для n -й короткозамкнутой регулярной части корпуса вычисляется по (1.34).

Используя разработанный метод и МКЭ, в диапазоне частот 1–1000 МГц выполнены вычисления ЭЭ четырех корпусов с диэлектрическим заполнением. Во всех случаях применялся корпус размерами $a = d = 300$ мм и $b = 120$ мм с апертурой $w = l = 80$ мм [27], а точка наблюдения располагалась в его центре. При расчетах по МКЭ ЭЭ определялась из $|E|$, а в качестве материала корпуса применялся идеальный проводник. Дискретизация осуществлялась с использованием адаптивного уточнения сетки. Исходное число ячеек на длину волны составляло 40, а процент уточнения сетки не более 30% от общего числа элементов на каждом шаге. Во всех вычислениях ϵ_r оставалась постоянной во всем частотном диапазоне.

В первом случае вычислялась ЭЭ корпуса, однородно заполненного диэлектриком с $\epsilon_r = 4$ (рисунок 2.3а). Результаты вычислений ЭЭ для данной структуры представлены на рисунке 2.3б. Видно, что частотные зависимости, полученные МКЭ и предложенным методом, хорошо согласуются. При этом среднее значение абсолютной погрешности $\Delta = 4,5$ дБ.

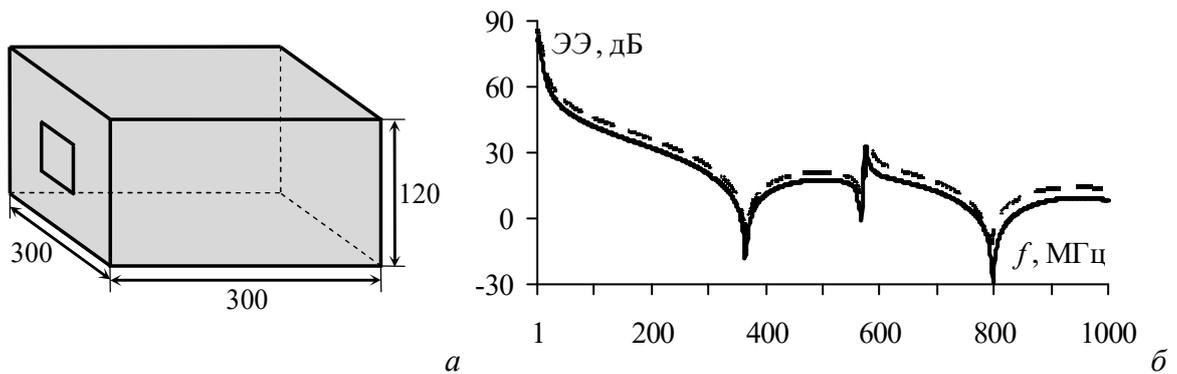


Рисунок 2.3 – Модель корпуса с однородным заполнением (а) и частотные зависимости его ЭЭ, рассчитанные предложенным методом (—) и по МКЭ (---) (б)

Далее частотные зависимости ЭЭ рассчитаны для корпуса, дно которого покрыто диэлектрическим материалом ($\epsilon_r = 3$) высотой 20 мм (рисунок 2.4а). Полученные частотные зависимости ЭЭ приведены на рисунке 2.4б. Видно, что они хорошо согласуются, а $\Delta = 4,4$ дБ.

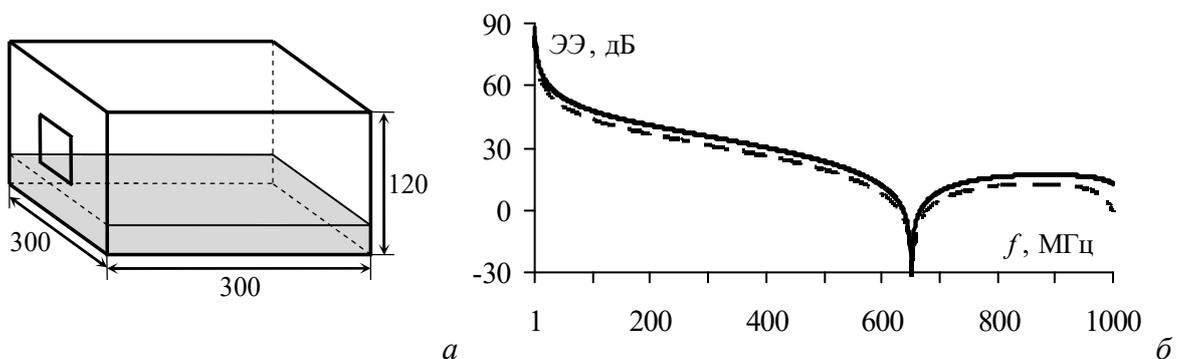


Рисунок 2.4 – Модель корпуса с покрытым дном (а) и частотные зависимости его ЭЭ, рассчитанные предложенным методом (—) и по МКЭ (---) (б)

Внутри третьего корпуса располагались две прямоугольных диэлектрических структуры ($\epsilon_{r(1)} = \epsilon_{r(2)} = 5$) длиной 100 мм и высотой 30 мм (рисунок 2.5а). Барьеры размещались у фронтальной и задней стенок корпуса так, что в нем было три регулярных части, т.е. эквивалентная схема состояла из трех отрезков линий передачи. Результаты вычислений ЭЭ для данного случая приведены на рисунке 2.5б. Видно, что на зависимостях, полученных по МКЭ и аналитическим методом, наблюдается небольшое различие в резонансных частотах корпуса (не более 25 МГц или 3%). Однако значение Δ меньше, чем для зависимостей на рисунках 2.3б и 2.4б и составляет всего 3,7 дБ.

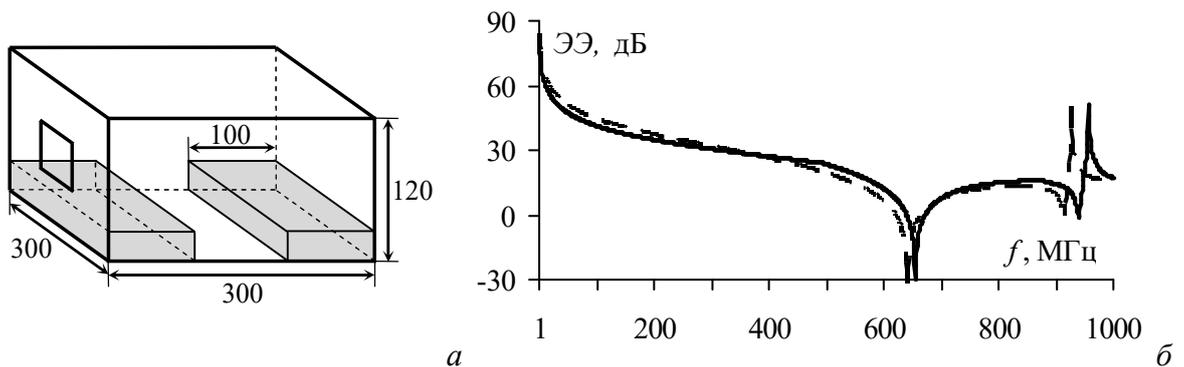


Рисунок 2.5 – Модель корпуса с двумя прямоугольными диэлектриками (а) и частотные зависимости его ЭЭ, рассчитанные предложенным методом (—) и по МКЭ (---) (б)

В четвертом случае ЭЭ рассчитывалась для корпуса, заполненного двумя цилиндрическими диэлектрическими структурами диаметром 50 мм, которые располагались вдоль корпуса на высоте 60 мм от его дна (рисунок 2.6а). Частотные зависимости ЭЭ корпуса, полученные при помощи предложенного метода и по МКЭ, приведены на рисунке 2.6б. Как видно, результаты согласуются, но наблюдается небольшое расхождение резонансных частот. При этом $\Delta = 2,6$ дБ.

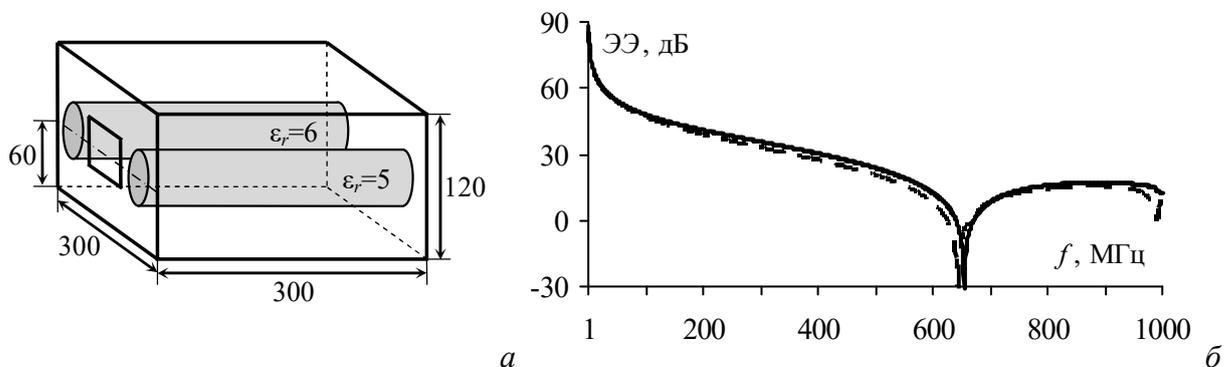


Рисунок 2.6 – Модель корпуса с двумя цилиндрическими диэлектриками (а) и частотные зависимости его ЭЭ, рассчитанные предложенным методом (—) и по МКЭ (---) (б)

Полученные результаты доказывают, что разработанная метод обладает приемлемой точностью и подходит для оценки ЭЭ корпуса с диэлектрическими структурами произвольной формы. При этом метод соответствует худшему случаю для ЭЭ, поскольку он не учитывает ослабление ЭМВ внутри корпуса за счет диэлектрических потерь.

2.1.1.2 Цилиндрический корпус

Разработан метод для оценки ЭЭ цилиндрического корпуса с диэлектрическим заполнением [175, 176]. В нём диэлектрик должен заполнять всё поперечное сечение корпуса, но при вычислениях ЭЭ можно учесть диэлектрические потери. Аналогично подпункту 2.1.1.1, эквивалентная схема разбивается на n регулярных отрезков волновода, для каждого из которых вычисляется характеристический импеданс и постоянная распространения как [188]

$$Z_{g(n)} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{r(n)}}} / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c \sqrt{\varepsilon_{r(n)}}} \right)^2}, \quad (2.5)$$

$$k_{g(n)} = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_{r(n)}}}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c \sqrt{\varepsilon_{r(n)}}} \right)^2}, \quad (2.6)$$

где критическая длина волны $\lambda_c = 2\pi r / \chi_{mn}$, а значение ε_r с учетом потерь задается как [191]

$$\varepsilon_r = \varepsilon' + j\varepsilon'' = \varepsilon'(1 + j \operatorname{tg} \delta), \quad (2.7)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

Для проверки предложенного метода вычислена ЭЭ цилиндрического корпуса радиусом $r = 150$ мм и длиной $d = 300$ мм. Рассматривалось два случая (рисунок 2.7): корпус с полным раскрытием торцевой стенки ($R = r$) и полным диэлектрическим заполнением ($\varepsilon' = 4$), а также корпус с апертурой $R = 40$ мм и частичным диэлектрическим заполнением (на 100 мм от апертуры). Во всех случаях ЭЭ вычислялась в центре корпуса в диапазоне частот 1–1000 МГц при условии возбуждения в корпусе волн основного типа (TE_{11}). Частотные зависимости ЭЭ также вычислены с помощью МКЭ. Результаты вычислений представлены на рисунке 2.8.

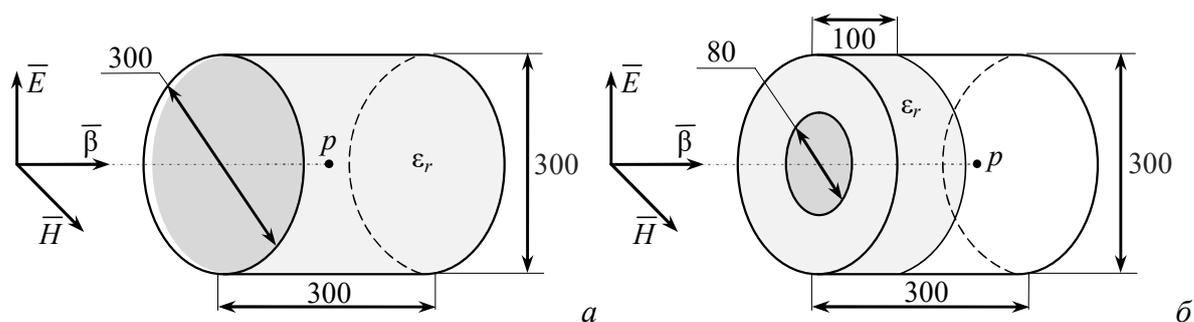


Рисунок 2.7 – Геометрические размеры корпусов с полным (а) и частичным (б) диэлектрическими заполнениями

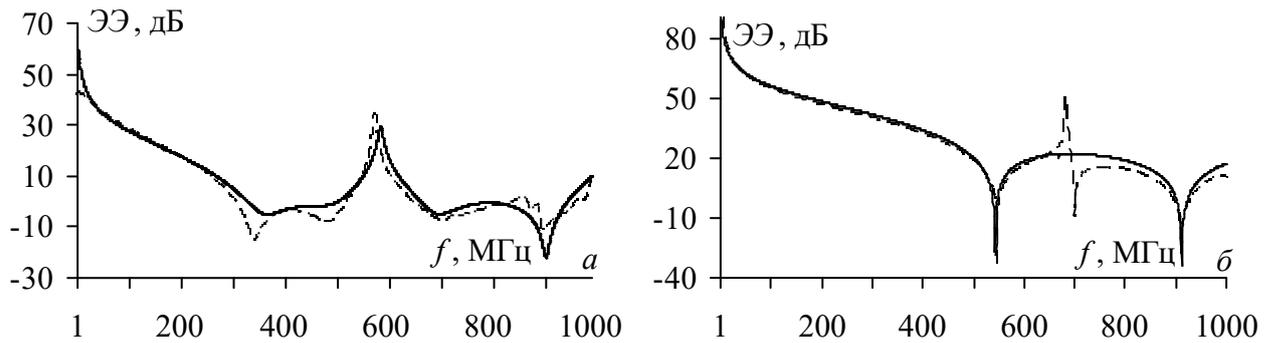


Рисунок 2.8 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с полным (а) и частичным (б) диэлектрическими заполнениями, вычисленные по МКЭ (---) и предложенным методом (—)

Из рисунка 2.8 видно, что частотные зависимости ЭЭ, полученные предложенным методом и по МКЭ, согласуются. Значения Δ составляют 3,12 дБ (рисунок 2.8а) и 2,88 дБ (рисунок 2.8б). На рисунке 2.8б частотная зависимость ЭЭ, вычисленная по МКЭ, имеет резонанс (700 МГц), соответствующий моде TE_{21} , который отсутствует на зависимости, полученной предложенным методом, поскольку при вычислениях с его помощью не учитывались высшие типы волн.

Используя разработанный метод, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц выполнены вычисления ЭЭ в центре цилиндрического корпуса ($r=150$ мм, $d=300$ мм и $R=40$ мм), заполненного диэлектриком с $\epsilon'=3$ и $\text{tg } \delta = 0; 0,05; 0,15$. Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 2.9.

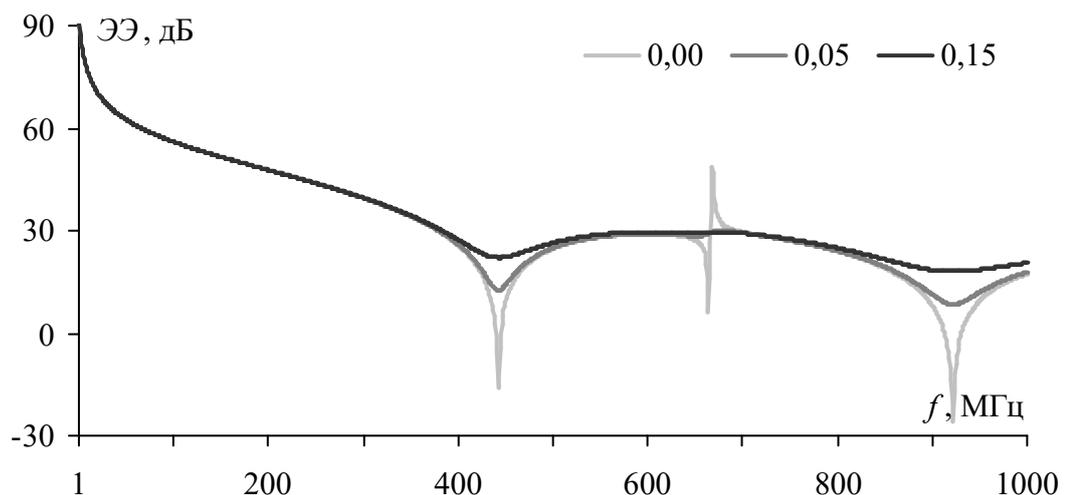


Рисунок 2.9 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса при изменении $\text{tg } \delta$

Из рисунка 2.9 видно, что при $\text{tg } \delta = 0$ амплитуда резонансов корпуса максимальна, что соответствует худшему случаю для ЭЭ. С ростом $\text{tg } \delta$ амплитуда резонансов уменьшается и ЭЭ оказывается положительной во всем исследуемом диапазоне частот.

2.1.2 Корпус с радиопоглощающим материалом внутри

Разработан усовершенствованный аналитический метод для вычисления ЭЭ корпуса, заполненного радиопоглощающим материалом [179]. Аналогично пункту 2.1.1, корпус заменяется набором из n регулярных отрезков волновода. Для каждого n -го отрезка характеристический импеданс и постоянная распространения определяются как

$$Z_{g(n)} = \frac{Z_0 \sqrt{\mu_{r(n)}/\epsilon_{r(n)}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a \sqrt{\epsilon_{r(n)} \mu_{r(n)}}} \right)^2}}, \quad (2.8)$$

$$k_{g(n)} = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{r(n)} \mu_{r(n)}}}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a \sqrt{\epsilon_{r(n)} \mu_{r(n)}}} \right)^2}, \quad (2.9)$$

где комплексная относительная магнитная проницаемость радиопоглощающего материала в n -м регулярном отрезке волновода вычисляется как [192]

$$\mu_r = \mu' + j\mu'' . \quad (2.10)$$

Используя разработанный метод и МКЭ, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц выполнены вычисления ЭЭ в центре прямоугольного корпуса размерами $300 \times 120 \times 300$ мм³ с апертурой 80×80 мм² при его заполнении листовым радиопоглощающим материалом, с электрофизическими параметрами, взятыми из [193]. Рассматривались два случая. В первом случае задняя стенка корпуса была покрыта листом радиопоглощающего материала толщиной 50 мм с $\epsilon_r \leq 9,2$ и $\mu_r \leq 1,5$ (рисунок 2.10а). Во втором случае лист материала толщиной 10 мм с $\epsilon_r \leq 7,7$ и $\mu_r \leq 1,2$ располагался у передней (со стороны апертуры) стенки корпуса (рисунок 2.10б). При вычислениях ЭЭ потери в материале не учитывались. Вычисленные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 2.11, где также приведены результаты вычислений ЭЭ для того же корпуса, но без заполнения, рассчитанные с помощью МКЭ.

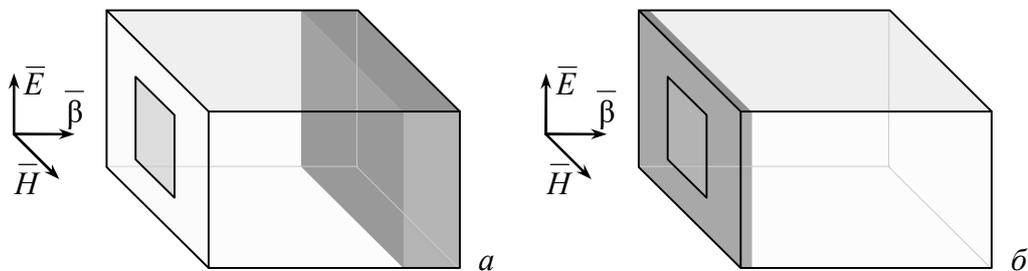


Рисунок 2.10 – Корпус с задней (а) и передней (б) стенками, покрытыми композитным материалом

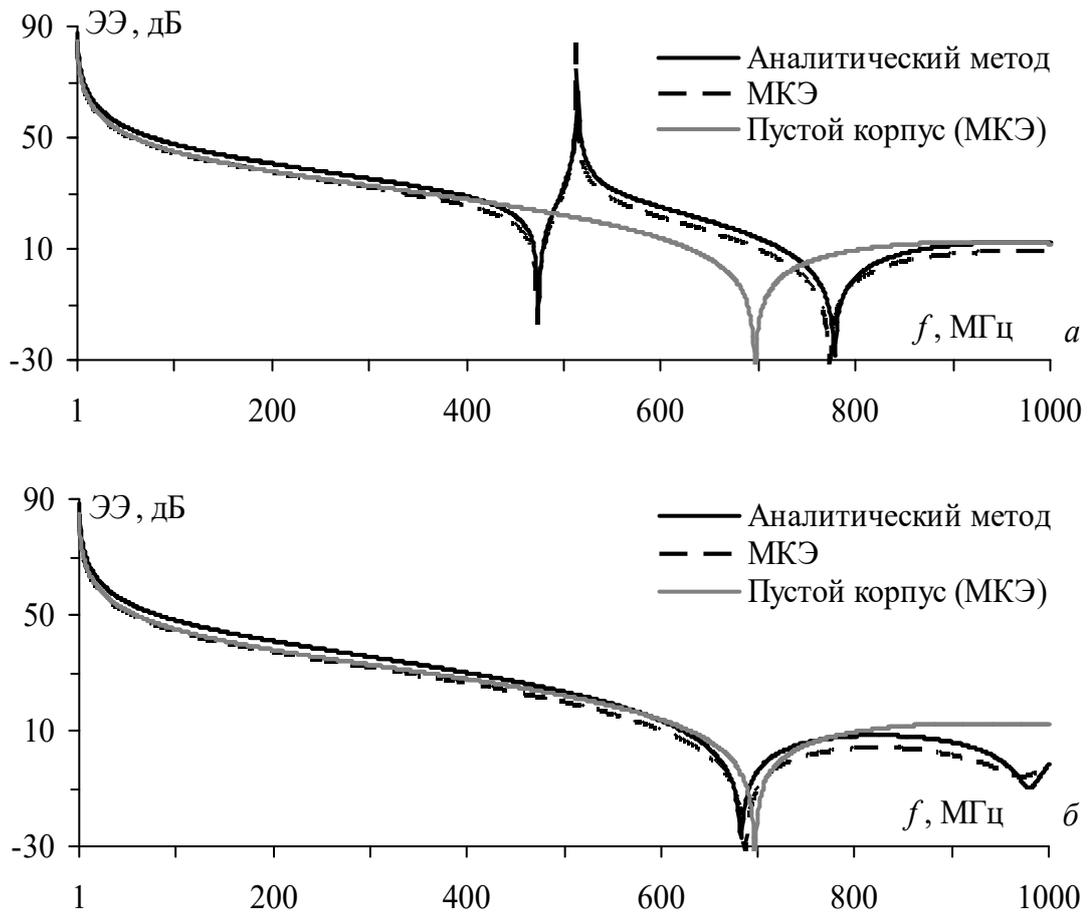


Рисунок 2.11 – Частотные зависимости ЭЭ корпусов с задней (а) и передней (б) стенками, покрытыми радиопоглощающим материалом

Из рисунка 2.11 видно, частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по МКЭ и аналитическим методом, хорошо согласуются. Значение Δ не превышает 3,8 дБ, что говорит о приемлемой точности предложенного метода. Видно, что заполнение корпуса приводит к смещению его резонансных частот, причем это смещение увеличивается с ростом толщины материала и значений ϵ_r и μ_r . Однако при внесении материала в корпус в заданном частотном диапазоне ЭЭ не увеличивается, поскольку при тестировании метода не учитывались потери в материале (ϵ'' и μ'').

Используя разработанный аналитический метод, в диапазоне от 1 МГц до 1 ГГц выполнены вычисления ЭЭ крупногабаритного корпуса $6 \times 3 \times 9 \text{ м}^3$ со щелью $20 \times 580 \text{ мм}^2$. Вычисления ЭЭ выполнялись в точках наблюдения $p = 1, 2, \dots, 8 \text{ м}$, расположенных на оси, проходящей через центр корпуса, перпендикулярно стенке с апертурой. Рассматривалось два варианта корпуса: без заполнения и с задней стенкой, покрытой радиопоглощающим материалом толщиной 0,1 м с $\epsilon_r = 1$ и $\mu_r = 60 + j20$ [40]. Для двух данных случаев рассчитаны частотные зависимости средних (по восьми точкам наблюдения) значений ЭЭ. Полученные результаты, обработанные методом скользящей средней, представлены на рисунке 2.12.

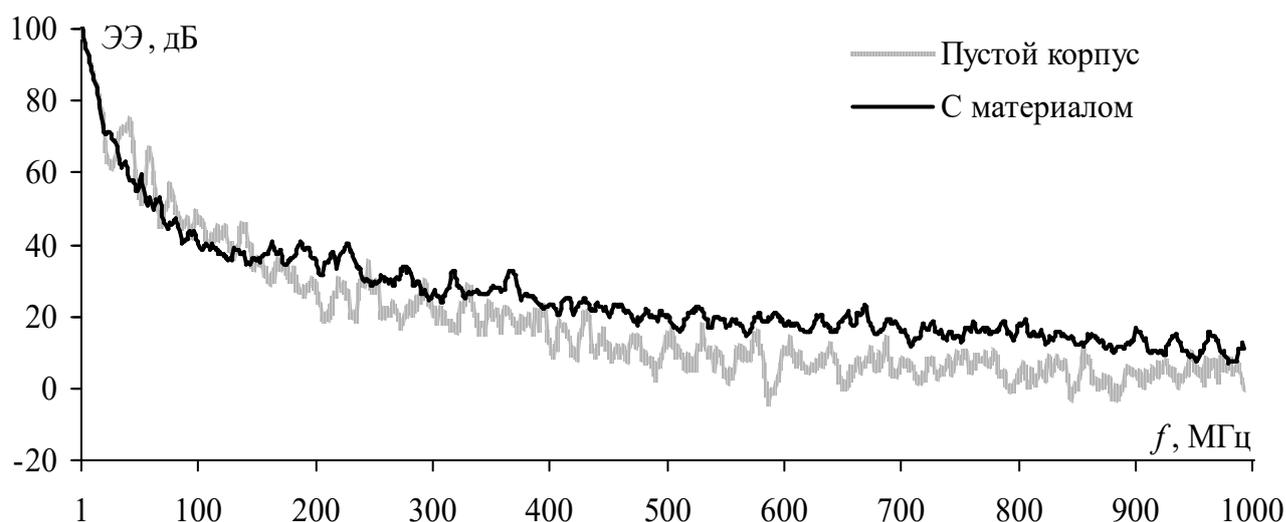


Рисунок 2.12 – Частотные зависимости средней ЭЭ (по восьми точкам наблюдения) для крупногабаритного корпуса $6 \times 3 \times 9 \text{ м}^3$ с заполнением и без

Из рисунка 2.12 видно, что до 200 МГц на некоторых резонансных частотах ЭЭ для пустого корпуса оказывается более высокой, чем для корпуса с радиопоглощающим материалом, однако, в целом, частотные зависимости отличаются незначительно. При этом при заполнении корпуса его ЭЭ существенно (на 10–20 дБ) увеличивается в диапазоне частот от 200 МГц до 1 ГГц.

Используя разработанный метод, также вычислена ЭЭ в центре корпуса $6 \times 3 \times 6 \text{ м}^3$ со щелью $30 \times 600 \text{ мм}^2$. Рассматривались три корпуса: пустой и с задней стенкой, покрытой слоями (50 мм) магнитного материала с $\mu_r = 10 + j10$ или диэлектрического материала с $\epsilon_r = 10 + j10$. Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 2.13.

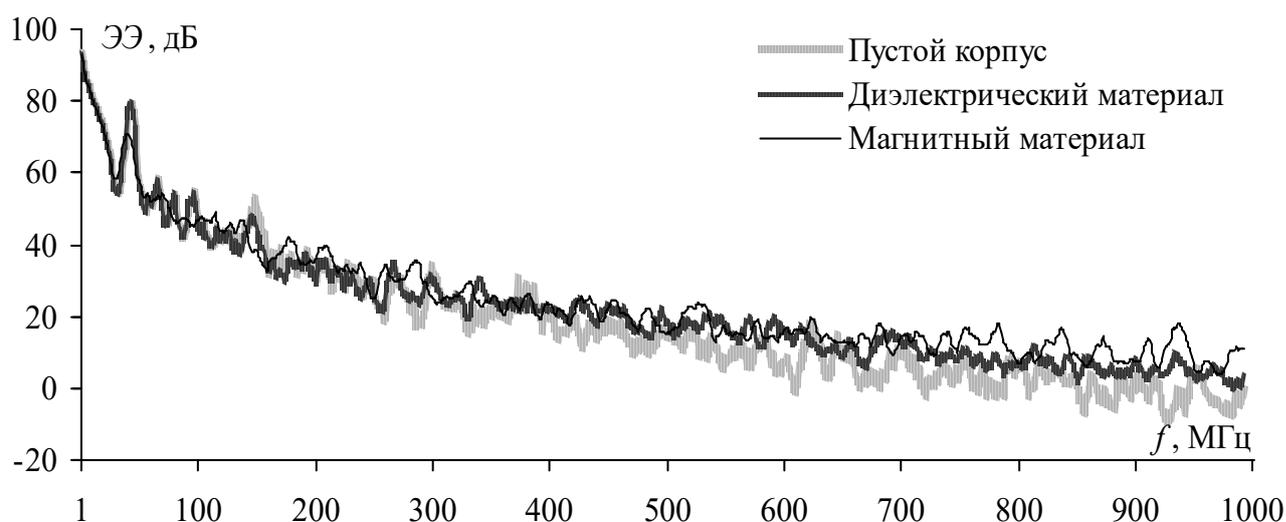


Рисунок 2.13 – Частотные зависимости ЭЭ крупногабаритного корпуса $6 \times 3 \times 6 \text{ м}^3$

Из рисунка 2.13 видно, что оба материала позволяют увеличить ЭЭ корпуса, однако магнитный материал оказывается более эффективным. Так, в исследуемом частотном диапазоне

среднее значение ЭЭ при заполнении корпуса диэлектрическим материалом увеличилось на 3,4 дБ, а при заполнении магнитным материалом – на 5,8 дБ. Таким образом, заполнение корпуса РЭС неоднородностями, выполненными на основе радиопоглощающих материалов, приводит к увеличению его ЭЭ. Однако если материал характеризуется высокими значениями ϵ' и μ' , то резонансные частоты корпуса могут значительно измениться.

2.1.3 Корпус с печатными платами или проводящими пластинами

2.1.3.1 Разработка аналитического метода

Разработан аналитический метод для вычисления ЭЭ прямоугольного корпуса с проводящими пластинами или печатными платами внутри [180]. В этом методе пластина рассматривается как бесконечно тонкая ёмкостная диафрагма высотой h , которая заполняет всю ширину корпуса (рисунок 2.14а). В эквивалентной схеме эта ёмкостная диафрагма задается в виде импеданса Z_{cp} , который располагается между отрезками волновода, заменяющего корпус (рисунок 2.14б).

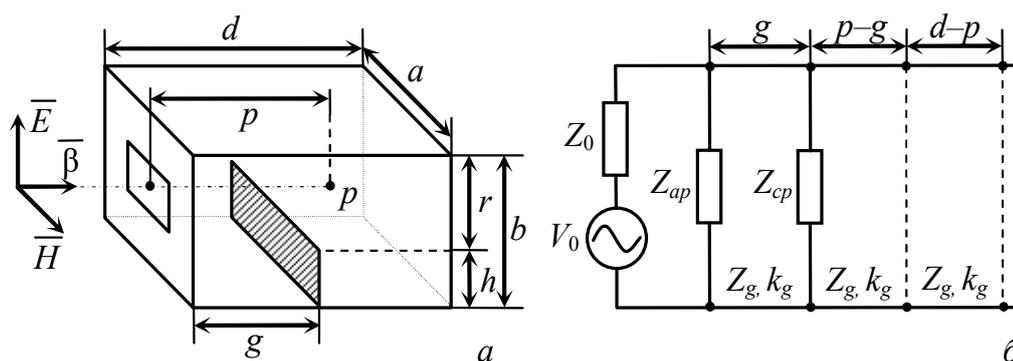


Рисунок 2.14 – Прямоугольный корпус с проводящей пластиной (а)

и эквивалентная схема для вычисления его ЭЭ (б)

Импеданс проводящей пластины определяется как $Z_{cp} = jB^{-1}$, где B – реактивная часть проводимости несимметричной ёмкостной волноводной диафрагмы. При распространении в корпусе волн TE_{10} для пластины небольшой высоты ($h/b \ll 1$) B определяется как [194]

$$B = \frac{8b}{\lambda_g Z_0} \left\{ \ln \left(\frac{2b}{\pi r} \right) + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi r}{2b} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\pi r}{2b} \right)^2 \right]^4 \right\}, \quad (2.11)$$

где $r = b - h$ (расстояние между диафрагмой и верхней стенкой корпуса).

Если пластина имеет большую высоту ($r/b \ll 1$), то [194]

$$B = \frac{4b}{\lambda_g Z_0} \left[\frac{\pi h}{2b} + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi h}{2b} \right)^2 + \frac{3}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{\pi h}{2b} \right)^4 \right]. \quad (2.12)$$

В случае, когда высота пластины близка к высоте апертуры ($h = r = b/2$) B вычисляется как [194]

$$B = \frac{8bY_0}{\lambda_g} \left\{ \ln \left[\operatorname{cosec} \left(\frac{\pi r}{2b} \right) \right] + \frac{Q \cos^4 \left(\frac{\pi r}{2b} \right)}{1 + Q \sin^4 \left(\frac{\pi r}{2b} \right)} + \frac{1}{4} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left[1 - 3 \sin^2 \left(\frac{\pi r}{2b} \right)^2 \cos^4 \left(\frac{\pi r}{2b} \right) \right] \right\}, \quad (2.13)$$

где $Q = [1 - (2b/\lambda_g)^2]^{-0.5} - 1$.

Если соотношения между h , b и r нарушаются, то это может привести к увеличению погрешности вычисления B [194]. Тем не менее, предложенный метод может применяться для оценки ЭЭ с приемлемой точностью, что будет показано ниже. Он может быть использован, если в корпусе располагается несколько проводящих пластин. В этом случае эквивалентная схема должна быть изменена так, чтобы каждой из пластин соответствовал свой импеданс Z_{cp} . Метод также может быть доработан, чтобы учесть конечную толщину пластины. Для этого сопротивление Z_{cp} в эквивалентной схеме на рисунке 2.14б должно быть заменено П-образным звеном из индуктивного и двух ёмкостных реактивных сопротивлений [194].

При оценке ЭЭ корпуса с печатной платой выражения (2.11)–(2.13) могут быть применены для аппроксимации её проводящих слоев. При этом ослабление ЭМВ в диэлектрических слоях печатной платы может быть учтено за счет покрытия проводящей пластины материалом с толщиной t , равной толщине платы. Для этого в эквивалентной схеме необходимо изменить характеристический импеданс и постоянную распространения корпуса в месте подключения Z_{cp} . При этом можно использовать выражения (2.8) и (2.9), которые также можно применить, если пластина покрыта радиопоглощающим или композитным материалом с $\mu_r > 1$.

2.1.3.2 Тестирование разработанного метода

Для проверки метода выполнены вычисления ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ с апертурой 80×80 мм² в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц. Сравнивались результаты, полученные аналитическим методом и по МКЭ. При расчетах по МКЭ применялось адаптивное утаивание сетки. Исходное число ячеек на длину волны составляло 40, а процент уточнения сетки не превышал 30% от общего числа элементов на каждом шаге. В качестве материала корпуса и пластин применялся идеальный проводник, а ЭЭ определялась из напряженности E .

Выполнена оценка абсолютной погрешности Δ предложенного метода. Для этого вычислены частотные зависимости ЭЭ в точке $p = 225$ мм внутри вышеописанного корпуса с проводящей пластиной, расположенной на расстоянии $g = 150$ мм от апертуры, при изменении высоты пластины h в диапазоне от 10 до 110 мм с шагом 10 мм. Выражения (2.11)–(2.13) использовались в диапазонах $h = 10 - 40$ мм, $h = 80 - 110$ мм и $h = 40 - 80$ мм, соответственно. На основе результатов вычисления ЭЭ рассчитана зависимость Δ от h , представленная на

рисунке 2.15а. Видно, что максимальное значение Δ составляет 3,7 дБ при $h=80$ мм. При этом основной вклад в погрешность Δ вносит отклонение (δ) между значениями резонансных частот, рассчитанными аналитическим методом и по МКЭ (рисунок 2.15б), что следует из схожего характера зависимостей Δ и δ от h .

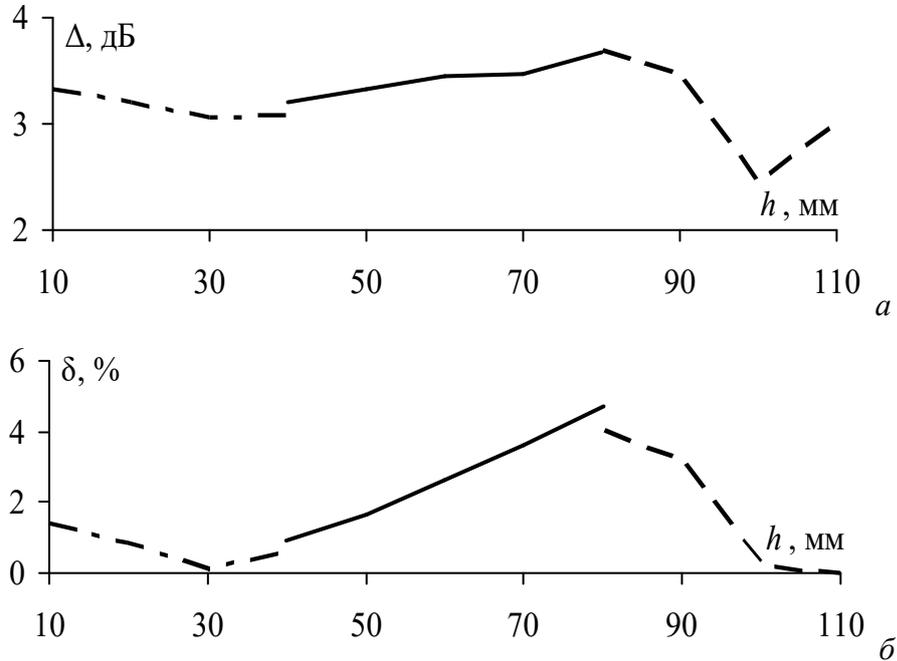


Рисунок 2.15 – Зависимости Δ (а) и δ (б) от h при вычислениях B с помощью (2.11) (---), (2.12) (- - -) и (2.13) (—)

На рисунке 2.16 показана разница между ЭЭ, вычисленной с помощью МКЭ, (2.12) и (2.13), для корпуса с пластиной $h=80$ мм, т.е. когда δ и Δ принимают максимальные значения. Отличие резонансных частот составляет 19 МГц и 34 МГц для частотных зависимостей ЭЭ, вычисленных с применением (2.12) и (2.13), соответственно, т.е. δ не превышает 5%. Таким образом, предложенный метод позволяет оценить ЭЭ корпуса с проводящей пластиной с приемлемой точностью.

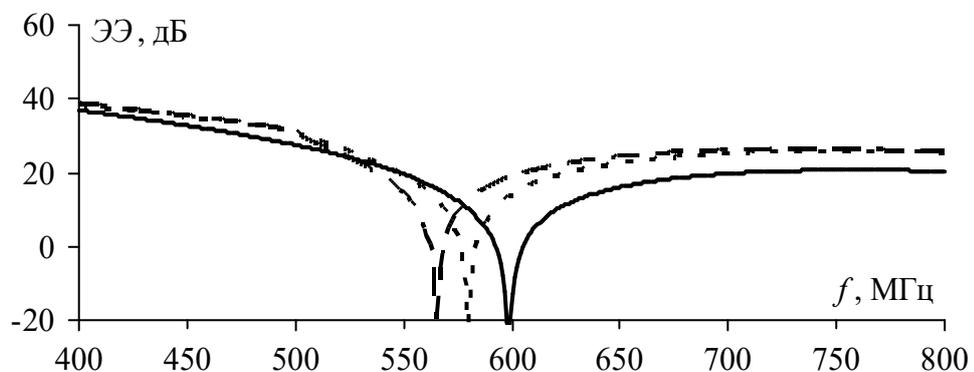


Рисунок 2.16 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с проводящей пластиной при $h=80$ мм, вычисленные с помощью (2.12) (---), (2.13) (- - -) и МКЭ (—)

Далее, используя предложенный метод и МКЭ, вычислена ЭЭ корпуса с набором из трех проводящих пластин при $p = 240$ мм. Геометрические размеры корпуса с пластинами указаны на рисунке 2.17а, а его эквивалентная схема приведена на рисунке 2.17б. Пластина высотой h_2 заменялась импедансом Z_{cp2} , рассчитанным с помощью (2.12). Импеданс Z_{cp1} для пластины высотой h_1 рассчитывался с помощью (2.11). Результаты вычисления ЭЭ для заполненного и пустого (по МКЭ) корпусов представлены на рисунке 2.18.

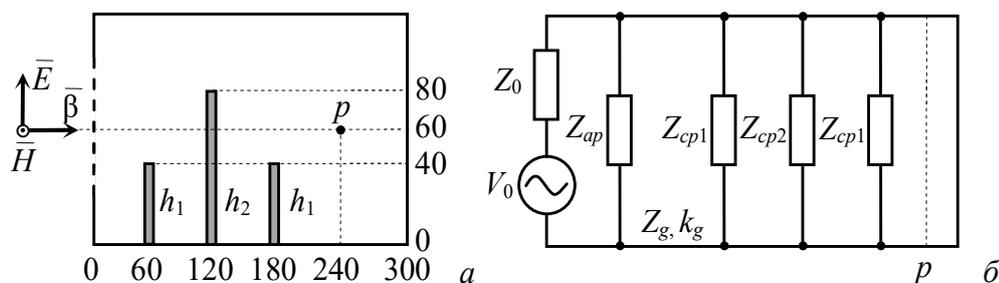


Рисунок 2.17 – Геометрические размеры корпуса с тремя проводящими пластинами (а) и его эквивалентная схема для вычисления ЭЭ (б)

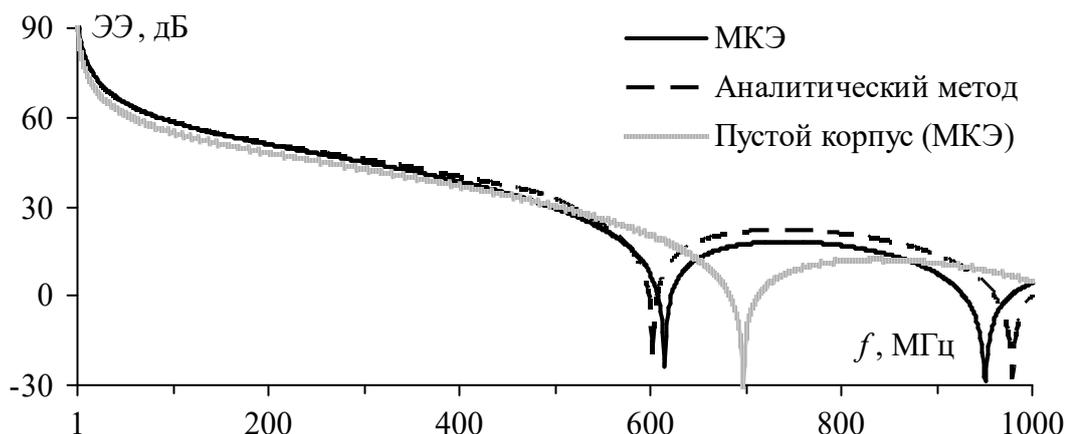


Рисунок 2.18 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с тремя проводящими пластинами

Из рисунка 2.18 видно, что в диапазоне частот до 550 МГц пустой корпус и корпус с пластинами имеют примерно одинаковую ЭЭ, отличающуюся не более чем на 3 дБ. Однако при заполнении корпуса пластинами его первая резонансная частота снижается более чем на 80 МГц. Частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по МКЭ и аналитическим методом, хорошо согласуются в диапазоне до 900 МГц ($\Delta = 2,6$ дБ). Выше этого диапазона наблюдается отклонение между значениями второй резонансной частоты, достигающее 3%.

Используя предложенный метод и МКЭ, вычислена ЭЭ в точке $p = 225$ мм внутри корпуса с двумя печатными платами. Геометрические размеры и эквивалентная схема корпуса приведены на рисунке 2.19. Первая печатная плата высотой $h_1 = 40$ мм располагалась на расстоянии $g_1 = 75$ мм, а вторая плата высотой $h_2 = 100$ мм – в $g_2 = 150$ мм. В качестве материала

плат использовался стеклотекстолит с $\epsilon_r=4,5$ и $\mu_r=1$ толщиной 1,5 мм. С помощью МКЭ также вычислена ЭЭ пустого корпуса. Результаты вычислений представлены на рисунке 2.20.

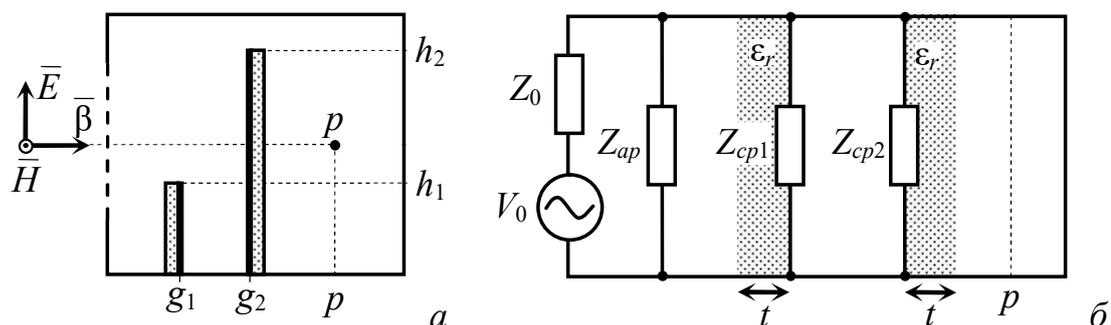


Рисунок 2.19 – Вид сбоку корпуса с двумя печатными платами (а) и его эквивалентная схема (б)

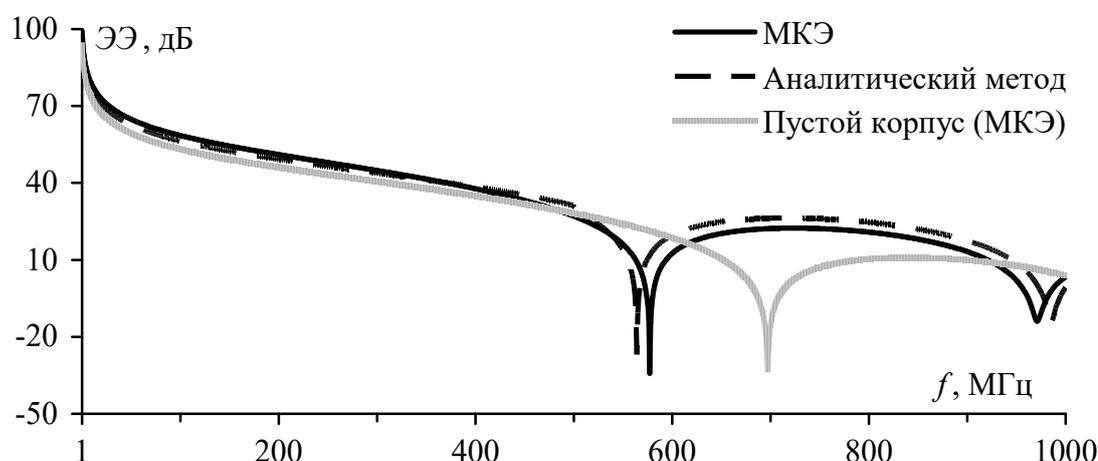


Рисунок 2.20 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с двумя печатными платами

Из рисунка 2.20 видно, что частотные зависимости ЭЭ, вычисленные аналитическим методом и по МКЭ, хорошо согласуются, а $\Delta=3,4$ дБ. В диапазоне частот до 500 МГц ЭЭ пустого и заполненного корпусов близки (отличие не более 5 дБ). При этом первая резонансная частота пустого корпуса больше на 135 МГц.

Используя предложенный метод и МКЭ, вычислена ЭЭ в точке $p=150$ мм внутри корпуса с проводящей пластиной высотой $h=100$ мм, расположенной на расстоянии $g=75$ мм, и покрытой слоем композитного материала ($t=2$ мм, $\epsilon_r=9,2$ и $\mu_r=1,5$) со стороны апертуры. Результаты вычислений ЭЭ для заполненного и пустого корпусов представлены на рисунке 2.21. Видно, что частотные зависимости, вычисленные по МКЭ и аналитическим методом, хорошо согласуются. Максимальное отличие результатов не превышает 9,2 дБ, а $\Delta=4,6$ дБ. В диапазоне частот до 550 МГц ЭЭ корпуса с заполнением на 10–14 дБ выше, чем пустого, что может быть связано с применением композитного материала.

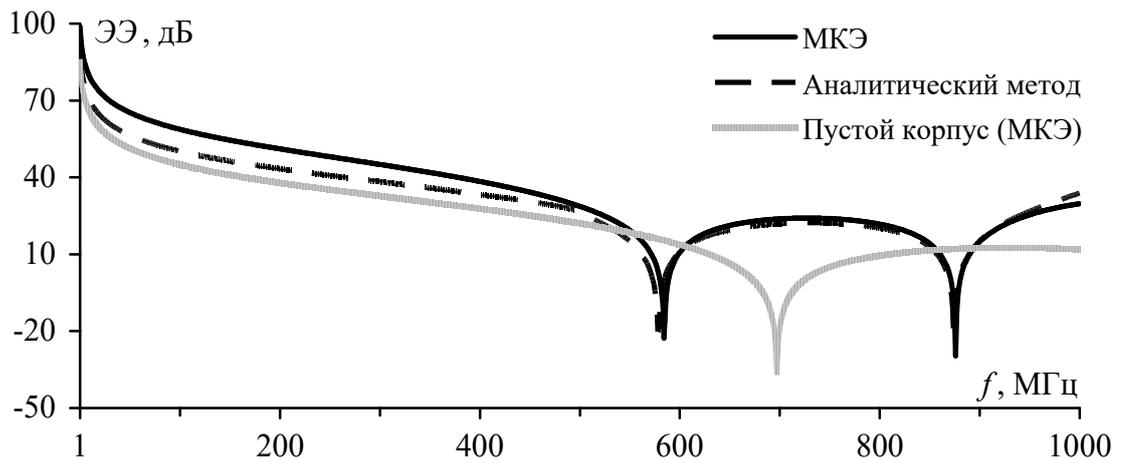


Рисунок 2.21 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с проводящей пластиной, покрытой композитным материалом

2.1.3.3 Измерения эффективности экранирования корпуса с проводящей пластиной

Изготовлен лабораторный макет экранирующего корпуса объемом $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$, состоящий из прямоугольного основания и съемной фронтальной стенки с апертурой $80 \times 80 \text{ мм}^2$ (рисунок 2.22). Макет выполнен из листового алюминия толщиной 1,5 мм. Задняя и боковые стенки основания соединены при помощи пайки. Крепление фронтальной стенки осуществляется винтовым соединением, обеспечивающим равномерное и плотное прилегание соединяемых частей корпуса, а также электрический контакт между ними, что необходимо для уменьшения влияния боковых щелей на ЭЭ корпуса.

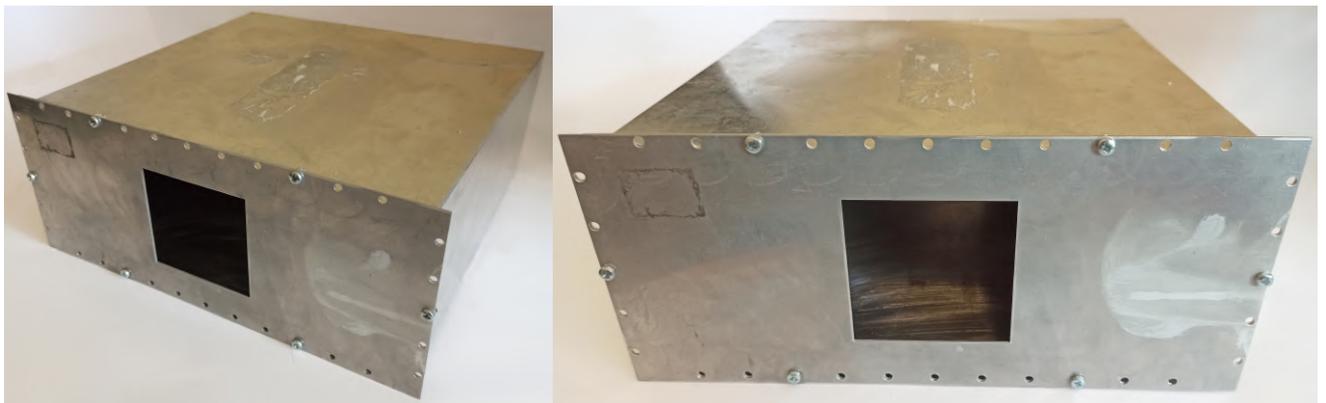


Рисунок 2.22 – Внешний вид лабораторного макета корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ со съемной фронтальной стенкой

Выполнены измерения ЭЭ изготовленного макета при размещении внутри него проводящей пластины высотой $h = 100 \text{ мм}$ и без неё. В качестве материала для изготовления пластины использовался листовый алюминий толщиной 2 мм. Для установки пластины в макете применялись диэлектрические упоры из оргстекла (рисунок 2.23а). С их помощью пластина размещалась на расстоянии $g = 75 \text{ мм}$ от съемной фронтальной стенки (рисунок 2.23б).

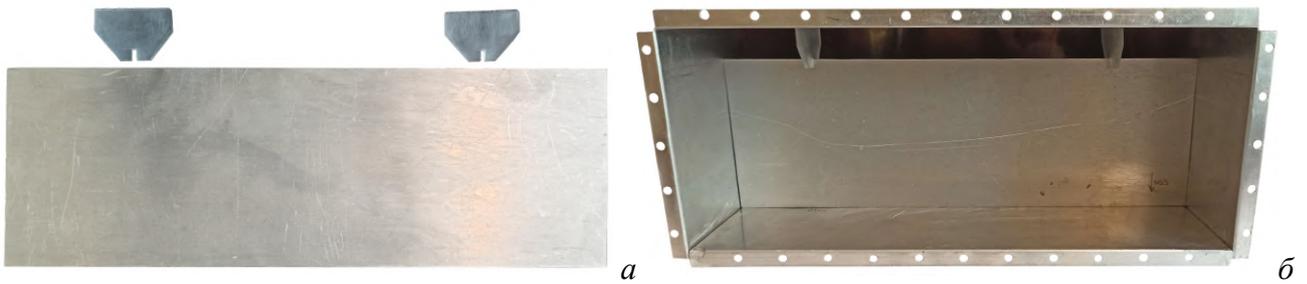


Рисунок 2.23 – Алюминиевая пластина и упоры для её установки внутри корпуса (а); пластина, закрепленная на расстоянии $g=75$ мм от съемной стенки макета (б)

Измерения ЭЭ макета выполнялись в диапазоне частот от 500 МГц до 1 ГГц в безэховой камере. Внешний вид и схема измерительной установки показаны на рисунке 2.24. В качестве приёмной антенны использовалась активная дипольная антенна РусИнтелл АИ 5-0 с рабочим диапазоном частот от 9 кГц до 2 ГГц. Макет корпуса устанавливался на испытательный стол на расстоянии 0,5 м от приёмной антенны. В качестве передающей антенны использовался несимметричный вибратор длиной 25 мм, который размещался в центре корпуса. ЭЭ определялась как отношение значений $|S_{21}|$ между приёмной и передающей антеннами в присутствии и отсутствии корпуса. При этом использовался скалярный анализатор цепей P2M-40 АО НПФ «Микран». Частотные зависимости ЭЭ для макета корпуса с проводящей пластиной внутри также вычислены с помощью предложенного аналитического метода и ММЛП. Результаты выполненных измерений и вычислений ЭЭ представлены на рисунке 2.25.

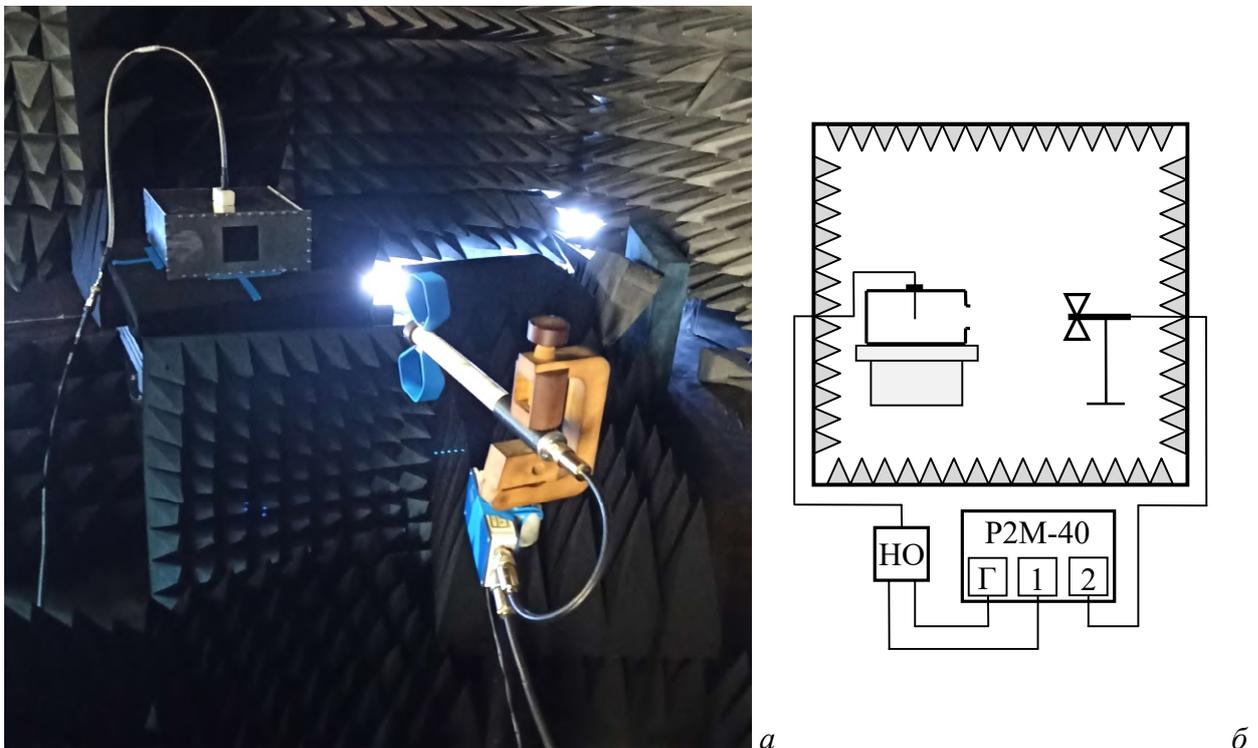


Рисунок 2.24 – Внешний вид (а) и схема (б) установка для измерения ЭЭ корпуса

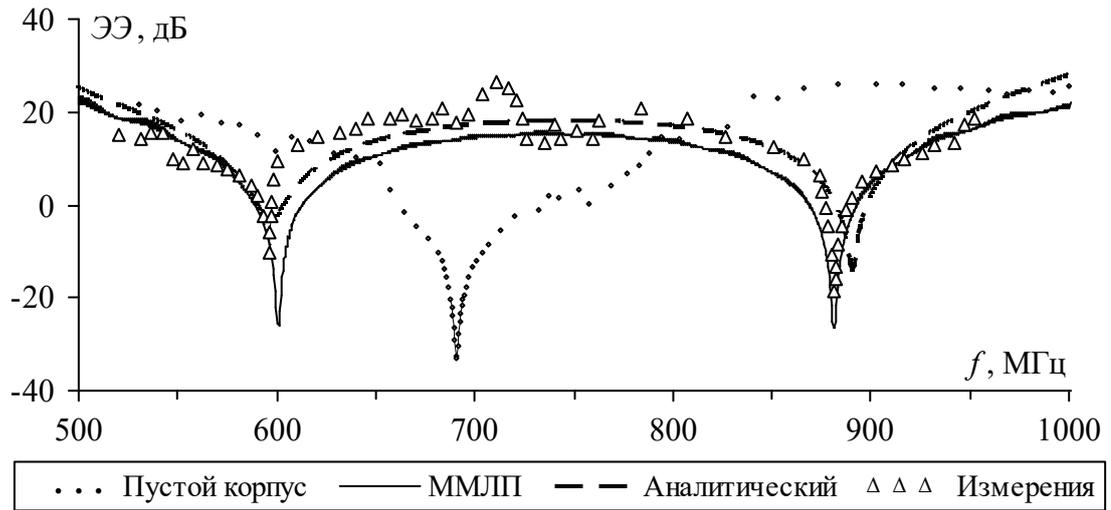


Рисунок 2.25 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ с проводящей пластиной и без неё

Из рисунка 2.25 видно, что вычисленные и измеренные частотные зависимости ЭЭ хорошо согласуются. Так, значение Δ для предложенного метода относительно результатов измерений не превышает 5,6 дБ, а относительно ММЛП – 3,9 дБ. Наблюдается небольшое расхождение между частотами резонанса корпуса в пределах 10–12 МГц. Из результатов измерений видно, что при установке проводящей пластины в корпус его ЭЭ значительно изменяется: вместо одной резонансной частоты ($f_p = 700 \text{ МГц}$) в исследуемом диапазоне появляется два резонанса: на частотах около 600 МГц и 880 МГц, на которых ЭЭ принимает отрицательные значения.

2.2 Моделирование апертур в типовых экранирующих конструкциях радиоэлектронных средств

2.2.1 Прямоугольная апертура с произвольным расположением на стенке корпуса

На основе [133] разработан метод вычисления импеданса Z_{ap} при произвольном расположении апертуры в стенке корпуса [181]. Аналогично [133], Z_{ap} определяется с помощью (1.25), но при этом отношение l/a в (1.25) заменяется коэффициентом C_{10} , полученным путем приведения (1.38) к аналитическому виду при условии возбуждения в корпусе мод TE_{10} :

$$C_{10} = \left(\frac{\cos \left[\pi \left(\frac{Y}{a} + \psi \right) \right]}{a-l} - \frac{\sqrt{\cos^2 \left[\pi \left(\frac{Y}{a} - \psi \right) \right]}}{a+l} \right) \frac{l^2 a}{\pi XY} \sqrt{\sin^2 \left[\frac{\pi w (a-l)}{2al} \right]}, \quad (2.14)$$

где $\psi = (X-Y)/l - 0,5$, координаты начала апертуры x_0 и y_0 выражены как $X-l/2$ и $Y-w/2$, соответственно.

Используя (2.14), (1.38) и МКЭ, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц вычислена ЭЭ в центре корпуса $a = d = 300$ мм, $b = 120$ мм с апертурой $w = l = 80$ мм в центре фронтальной стенки ($X = 150$ мм, $Y = 60$ мм). Полученные частотные зависимости представлены на рисунке 2.26.

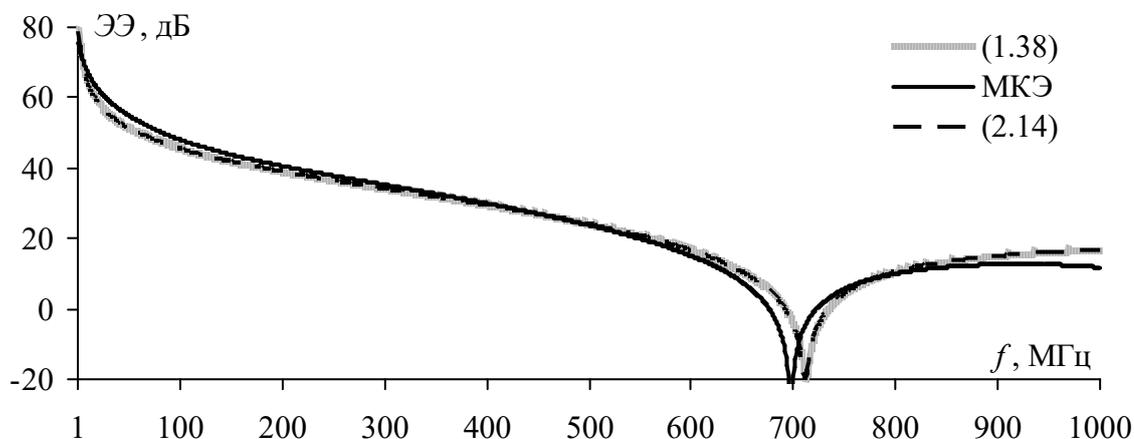


Рисунок 2.26 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса вычисленные по МКЭ, (2.14) и (1.38)

Из рисунка 2.26 видно, что частотные зависимости ЭЭ, полученные с помощью (2.14) и (1.38), полностью согласуются. При этом вычисления по (2.14) требуют в 77,8 раза меньше времени, чем по (1.38), что вызвано необходимостью численного интегрирования в (1.38). Значение Δ между зависимостями, вычисленными аналитическими методами и по МКЭ, составляет 2,2 дБ, однако между резонансными частотами корпуса видно отличие в 15 МГц.

В том же диапазоне частот с помощью (2.14) вычислена ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ с апертурой 5×100 мм² при её расположении в центре фронтальной стенки, сверху ($Y = 50$ мм) и в углу ($Y = 50$ мм, $X = 240$ мм). Результаты вычислений ЭЭ представлены на рисунке 2.27.

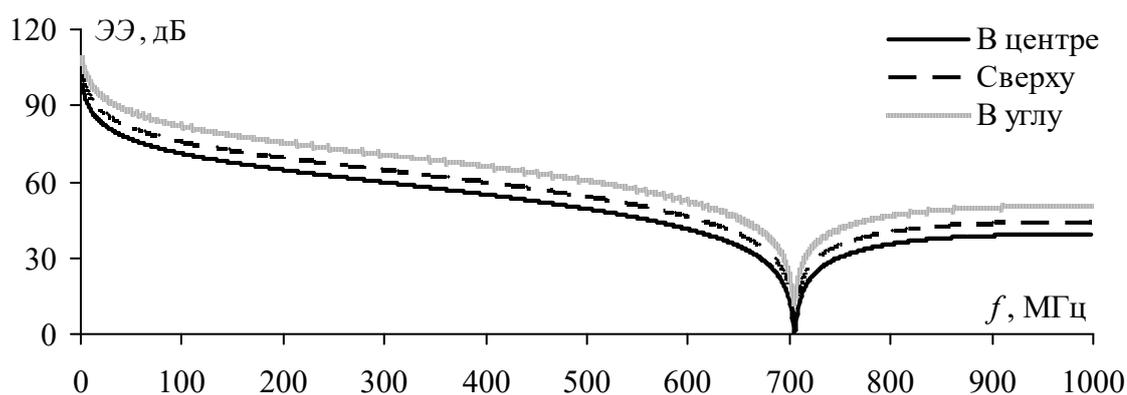


Рисунок 2.27 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса при разном расположении апертуры

Из рисунка 2.27 видно, что положение апертуры корпуса значительно влияет на его ЭЭ. Так, при смещении апертуры из центра фронтальной стенки в её угол, среднее значение ЭЭ возрастает на 10,8 дБ.

2.2.2 Стенка корпуса, перфорированная в шахматном порядке

Разработана аналитический метод расчета импеданса Z_{ap} фронтальной стенки корпуса, перфорированной в шахматном порядке. В отличие от [142–147] предложенный метод позволяет вычислить Z_{ap} при произвольном положении перфорации на стенке корпуса. Массив апертур, расположенных в шахматном порядке (рисунок 2.28), представляется в виде двух отдельных массивов с удвоенным расстоянием d_h между апертурами по горизонтали. При этом Z_{ap} вычисляется как сумма двух сопротивлений Z_{ar} этих массивов, соединенных последовательно: $Z_{ap} = Z_{ar(1)} + Z_{ar(2)}$.

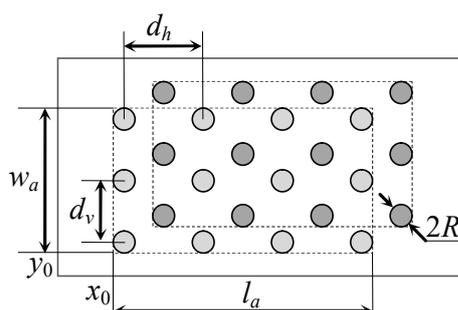


Рисунок 2.28 – Стенка корпуса, перфорированная в шахматном порядке

Сопротивление Z_{ar} каждого массива определяется как [195]

$$Z_{ap} = jC_{mn} \frac{Z_0 l_a w_a}{2 ab} \sqrt{\left[1 + \left(\frac{3d_h d_v c}{16\pi R^3 f}\right)\right]^{-1}} 10^{\frac{4t}{5R}}, \quad (2.15)$$

где C_{mn} – корректирующий коэффициент, который может быть вычислен по (1.38) или (2.14).

Для тестирования предложенного метода вычислена ЭЭ корпусов $300 \times 120 \times 300$ мм³ с тремя разными перфорированными стенками. В центре стенки первого корпуса (рисунок 2.29а) выполнен массив из 6×14 апертур радиусом $R = 4$ мм, расположенных в шахматном порядке при $d_h = 14$ мм и $d_v = 10$ мм. Второй корпус (рисунок 2.29б) содержит массив из 6×10 апертур с $R = 2$ мм и центром в точке $X = 50$ мм, $Y = 60$ мм, а $d_h = 2d_v = 12$ мм. Третий корпус (рисунок 2.29в) имеет параметры, аналогичные корпусу из рисунка 2.29а, но перфорация смещена влево ($X = 52$ мм, $Y = 60$ мм). Во всех случаях вычисления ЭЭ выполнялись при $p = 150$ мм в диапазоне частот от 1–1000 МГц. Частотные зависимости ЭЭ первого корпуса, полученные по МКЭ, предложенным методом, а также по методам из [142, 147], приведены на рисунке 2.30.

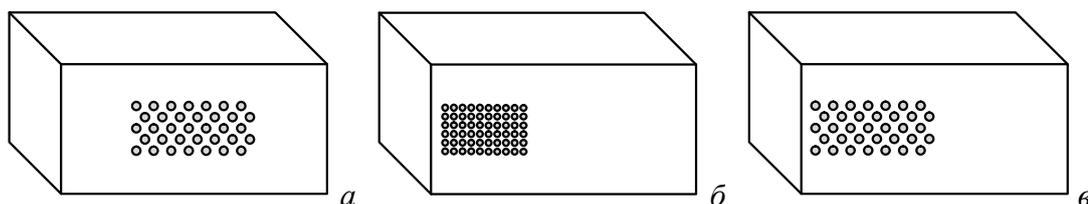


Рисунок 2.29 – Модели корпуса с различными перфорированными стенками

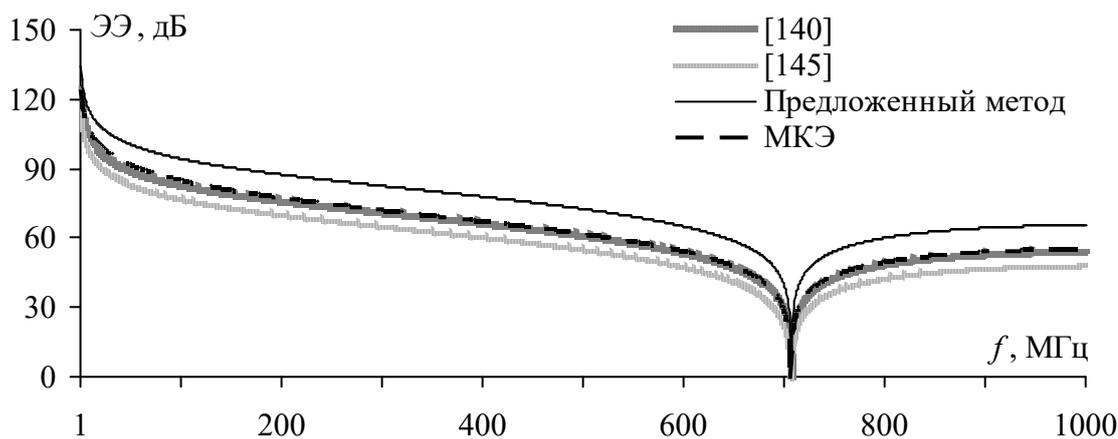


Рисунок 2.30 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса из рисунка 2.29а

Из рисунка 2.30 видно, что при расположении перфорации в центре с результатами, полученными по МКЭ, лучше всего согласуются результаты вычислений по [142]: отличие не превышает 1,5 дБ. Наибольшее отличие (до 12 дБ) получено при вычислениях предложенным методом, что может быть связано с тем, что C_{mn} обращается в единицу при $X=a/2$ и $Y=b/2$.

На рисунке 2.31 приведены частотные зависимости ЭЭ корпусов из рисунков 2.29б и 2.29в, вычисленные по МКЭ и предложенным методом. Видно, что зависимости хорошо согласуются. Для зависимостей на рисунках 2.31а и 2.31б значения Δ равны 6,3 дБ и 0,4 дБ, соответственно.

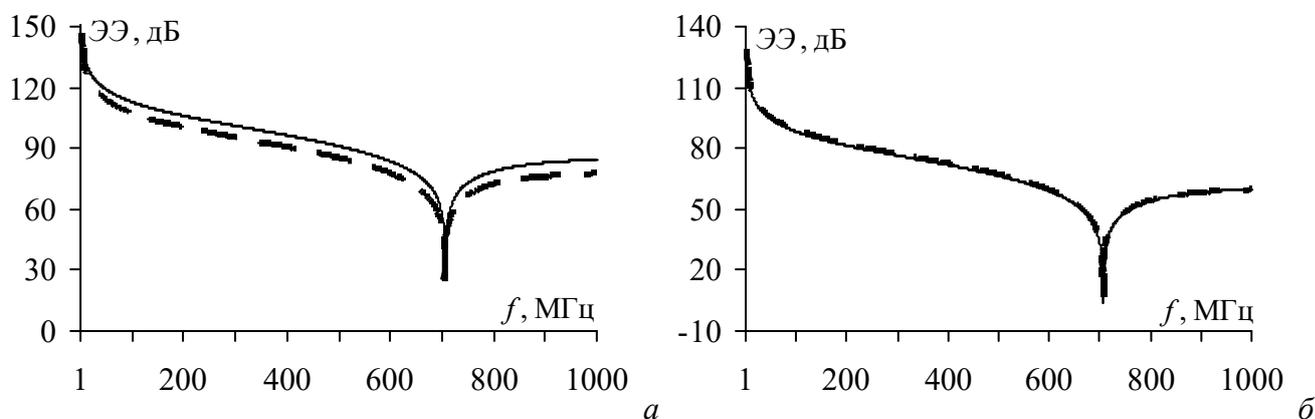


Рисунок 2.31 – Частотные зависимости ЭЭ корпусов из рисунков 2.29б (а) и 2.29в (б), вычисленные по МКЭ (---) и предложенным методом (—)

С помощью предложенного метода и МКЭ в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц выполнены вычисления ЭЭ в центре корпуса мультиплексора АВВ FOX 515 (рисунок 2.32а). Корпус имеет размеры $445 \times 270 \times 278$ мм³ и толщину стенок 1,5 мм, а верхняя часть его фронтальной стенки перфорирована массивом из 108×15 апертур радиусом 1,5 мм, расположенных в шахматном порядке под углом 30° (рисунок 2.32б). В верхней части фронтальной стенки выполнен скос под углом 45° (на расстоянии 4 мм до верхнего ряда апертур). Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 2.33.

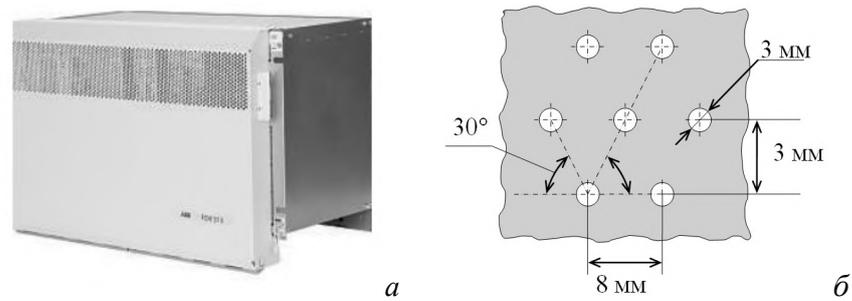


Рисунок 2.32 – Корпус ABB FOX515 [196] (а) и размеры его перфорации (б)

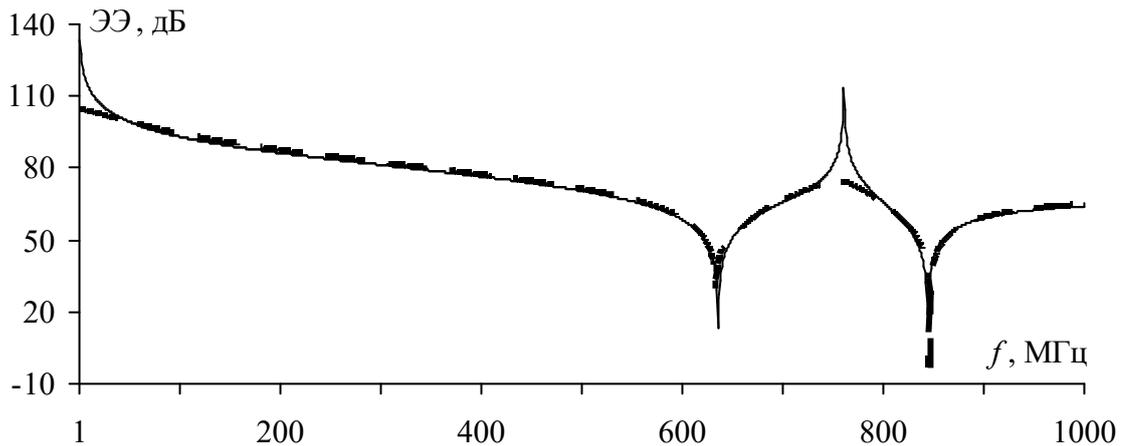


Рисунок 2.33 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса мультиплексора ABB FOX515, вычисленные по МКЭ (---) и разработанным методом (—)

Из рисунка 2.33 видно, что на зависимости, полученной по МКЭ, плохо выражен максимум ЭЭ на частоте 760 МГц. Кроме того, на частотах до 50 МГц значения ЭЭ ниже полученных по разработанному аналитическому методу. Это может объясняться тем, что при вычислениях с использованием этого метода, не учитывался скос на верхней части фронтальной стенки. При этом частотные зависимости ЭЭ, вычисленные аналитическим методом и с помощью МКЭ, хорошо согласуются, а $\Delta = 1,52$ дБ.

2.2.3 Полуаналитический метод для анализа апертур с диэлектрическим или магнитным заполнением

2.2.3.1 Разработка полуаналитического метода

Разработан полуаналитический метод для расчета импеданса Z_{ap} фронтальной стенки корпуса с апертурой, заполненной диэлектрическим или магнитным материалом. Метод основан на сочетании квазистатического моделирования и метода эквивалентной схемы корпуса [80]. Аналогично (1.25), стенка с апертурой рассматривается как два короткозамкнутых отрезка КПЛ. Для КПЛ с неоднородным заполнением (рисунок 2.34) k_0 из (1.25) заменяется на

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_{eff} \mu_{eff}}, \quad (2.16)$$

где ε_{eff} и μ_{eff} – эффективные значения относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей среды, заполняющей КПЛ, которые могут быть вычислены с помощью квазистатического моделирования как

$$\varepsilon_{eff} = C/C_0, \quad (2.17)$$

$$\mu_{eff} = L/L_0, \quad (2.18)$$

где C_0 и L_0 – погонные ёмкость и индуктивность КПЛ без заполнения, а C и L – с диэлектрическим или магнитным заполнением, соответственно.

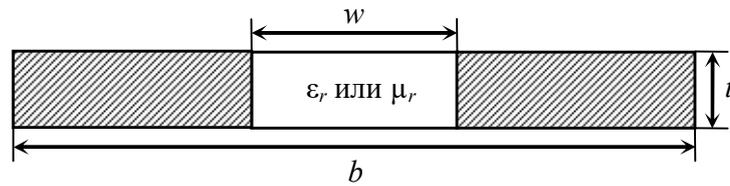


Рисунок 2.34 – Поперечное сечение КПЛ с заполнением между проводниками

При квазистатическом моделировании для определения L_0 и L можно использовать электростатическую аналогию из [197]. При этом значение μ_{eff} будет вычисляться как

$$\mu_{eff} = C_0/C', \quad (2.19)$$

где C' – дополнительная погонная ёмкость КПЛ, в которой пространство между проводниками заполнено материалом с $\varepsilon'_r = 1/\mu_r$.

Объединяя (2.16)–(2.19) и учитывая, что $L = \mu_0 \varepsilon_0 (C')^{-1}$ [197] и $Z_{0s} = (L/C)^{1/2}$, импеданс Z_{ap} может быть вычислен для нескольких случаев. Так, если апертура заполнена материалом с $\mu_r = 1$ и $\varepsilon_r > 1$, то

$$Z_{ap} = j \frac{1}{2} \frac{l}{a} \frac{1}{c \sqrt{C C_0}} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi l}{\lambda} \sqrt{\frac{C}{C_0}} \right). \quad (2.20)$$

Когда апертура заполнена материалом с $\mu_r > 1$ и $\varepsilon_r = 1$

$$Z_{ap} = j \frac{1}{2} \frac{l}{a} \frac{1}{c \sqrt{C' C_0}} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi l}{\lambda} \sqrt{\frac{C_0}{C'}} \right). \quad (2.21)$$

Объединив (2.20)–(2.21), импеданс Z_{ap} может быть вычислен при заполнении апертуры материалом с $\varepsilon_r > 1$ и $\mu_r > 1$, как

$$Z_{ap} = j \frac{1}{2} \frac{l}{a} \frac{1}{c \sqrt{C' C}} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi l}{\lambda} \sqrt{\frac{C}{C'}} \right). \quad (2.22)$$

2.2.3.2 Тестирование разработанного метода

В первую очередь, выполнена проверка электростатической аналогии из [197], использующейся в (2.19). Для этого выполнен расчет погонных индуктивностей трех двухпроводных структур, представленных на рисунке 2.35 [184]. Сравнивались результаты, полученные с помощью [197], аналитических выражений из [198] (для структур из рисунков 2.35*а, б*) и программы ELCUT [199] (для структуры из рисунка 2.35*в*). Вычисления погонных ёмкостей выполнялись в системе TALGAT [200] на основе ММ. Результаты приведены в таблице 2.1.

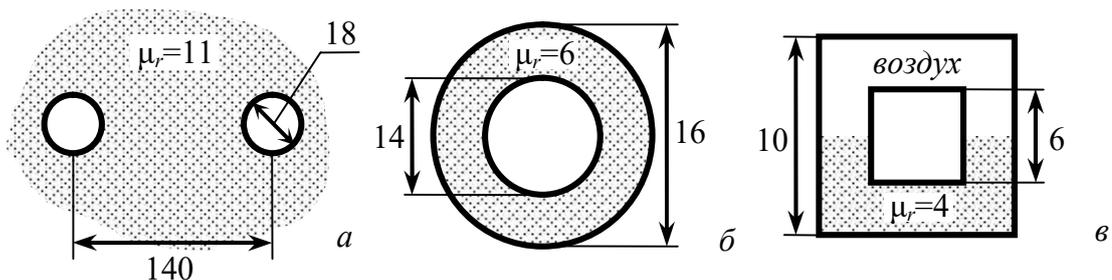


Рисунок 2.35 – Структуры, используемые для проверки [197] (размеры указаны в мм)

Таблица 2.1 – Результаты расчета погонной индуктивности структур из рисунка 2.35

Структура из рисунка 2.35	[197], нГн/м	[198, 199], нГн/м
<i>a</i>	12,058	12,069
<i>б</i>	0,1602	0,1601
<i>в</i>	0,1413	0,1432

Из таблицы 2.1 видно, что значения погонных индуктивностей, вычисленные с помощью системы TALGAT и [198, 199], хорошо согласуются между собой, т.е. электростатическая аналогия из [197] может быть применена для расчета (2.19) с приемлемой точностью.

Для проверки предложенного метода выполнена оценка влияния значений электрофизических параметров (ϵ_r и μ_r) материала, заполняющего апертуру, на её резонансные частоты. В качестве тестовой структуры применялась стенка корпуса $300 \times 120 \text{ мм}^2$ с $t = 1 \text{ мм}$ и апертурой $160 \times 4 \text{ мм}^2$, которая заполнялась материалом с $\epsilon_r = 1, 5, 10$ и $\mu_r = 1, 2, 5$ (значения ϵ_r и μ_r выбраны на основе [201, 202]). Расчет частотных зависимостей Z_{ap} выполнялся по (2.20) и (2.21) с применением квазистатического моделирования по ММ [203]. Изменение резонансных частот апертуры также оценивалось по МКРВО. Для этого вычислены частотные зависимости напряженности E за бесконечно-протяженным плоским экраном с вышеописанной апертурой (см. модель на рисунке 2.36). При моделировании по МКРВО число ячеек на длину волны составляло 60, а в качестве материала экрана использовался идеальный проводник. Частотные зависимости $|E|$ и мнимой части импеданса $\text{Im}(Z_{ap})$ при изменении ϵ_r в диапазоне 1 – 3000 МГц представлены на рисунке 2.37.

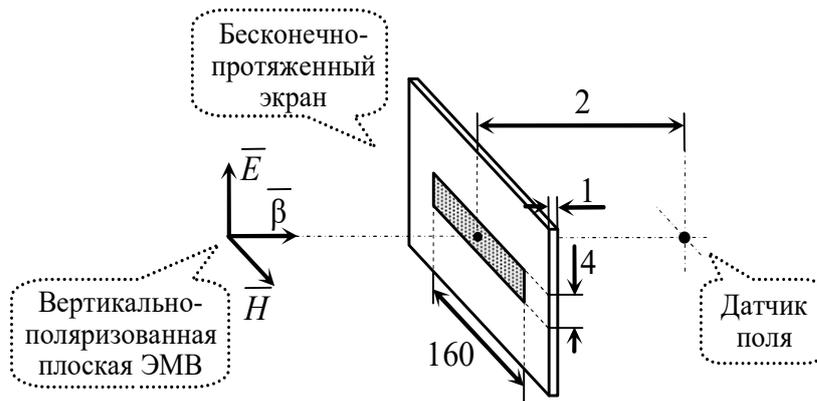


Рисунок 2.36 – Модель воздействия плоской ЭМВ на бесконечно-протяженный экран с апертурой (размеры указаны в мм)

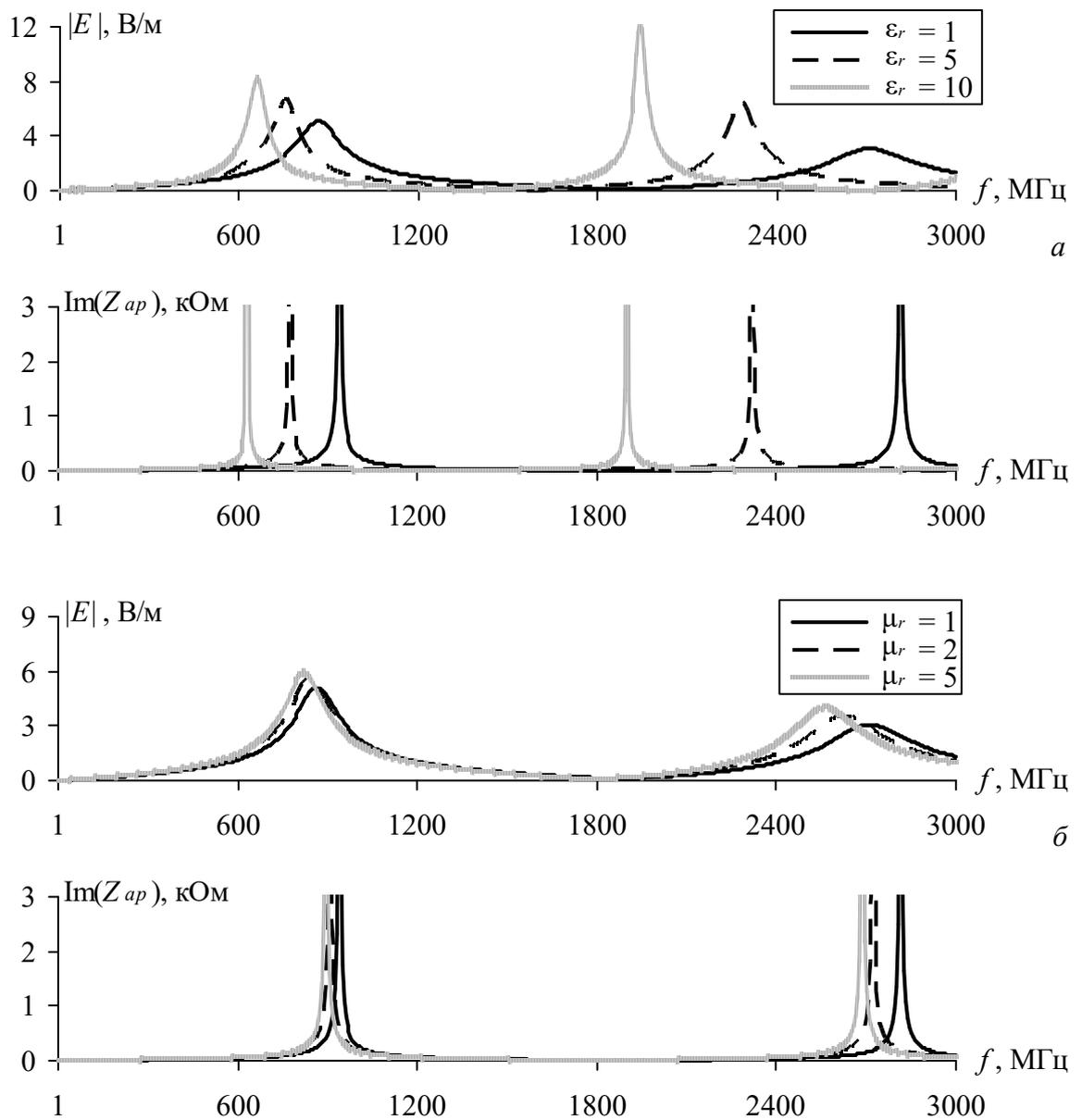


Рисунок 2.37 – Частотные зависимости $|E|$ и $\text{Im}(Z_{ap})$ при изменении значений ϵ_r (а) и μ_r (б) материала, заполняющего апертуру

Из рисунка 2.37 видно, размещение диэлектрического или магнитного материала в апертуре приводит к значительному изменению её резонансных частот, что доказывает важность учета заполнения апертуры при анализе ЭЭ экранирующих конструкций. Полученные результаты также подтверждают, что предложенный полуаналитический метод позволяет с приемлемой точностью определить изменение резонансных частот апертуры при её заполнении. Так, на частотных зависимостях из рисунка 2.37 отличие между резонансными частотами, вычисленными с помощью МКРВО и предложенным методом, не превышает 4%. Однако из-за использования в (2.20)–(2.22) функции tg , на резонансных частотах апертуры значения импеданса Z_{ap} обращаются в бесконечность, что ограничивает точность оценки ЭЭ на этих частотах.

Используя предложенный полуаналитический метод и МКЭ, в диапазоне частот от 1 МГц до 3 ГГц вычислена ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 240 \text{ мм}^3$ с апертурой $160 \times 4 \text{ мм}^2$ и толщиной фронтальной стенки $t = 1 \text{ мм}$. При вычислениях рассматривались 4 случая. В случае 1 апертура была незаполненной, т.е. $\epsilon_r = \mu_r = 1$ (или $C = C_0$), а значения Z_{ap} рассчитывались с помощью (2.20). В случаях 2 и 3 для проверки (2.20) и (2.21) использовались значения $\epsilon_r = 10$ и $\mu_r = 5$, давшие наибольшее отклонение резонансных частот апертуры на рисунке 2.37. В случае 4 проверялось (2.22), а в апертуру помещался композитный материал на основе ферритового порошка с $\epsilon_r = 12$ и $\mu_r = 5$. Во всех случаях воздействующая плоская ЭМВ была поляризована вертикально и ориентирована к стенке корпуса аналогично рисунку 2.36. Значения электрофизических параметров ϵ_r и μ_r оставались постоянными во всем частотном диапазоне. Значения погонных ёмкостей КПЛ для (2.20)–(2.22) рассчитывались в системе TALGAT на основе ММ, при этом использовалось поперечное сечение КПЛ с заполнением между проводниками из рисунка 2.34.

При вычислениях по полуаналитическому методу ЭЭ определялась на основе метода из [134], позволяющего учитывать высшие типы волн, распространяющиеся в корпусе (подробнее см. в подпункте 1.4.3.2). При расчетах по МКЭ значения ЭЭ вычислялись из напряженности E , а в качестве материала корпуса использовался идеальный проводник. Число ячеек на длину волны задавалось равным 70, при этом сетка локально учащалась в области апертуры корпуса. Частотные зависимости ЭЭ, вычисленные предложенным методом и по МКЭ, для четырех вышеописанных случаев представлены на рисунке 2.38.

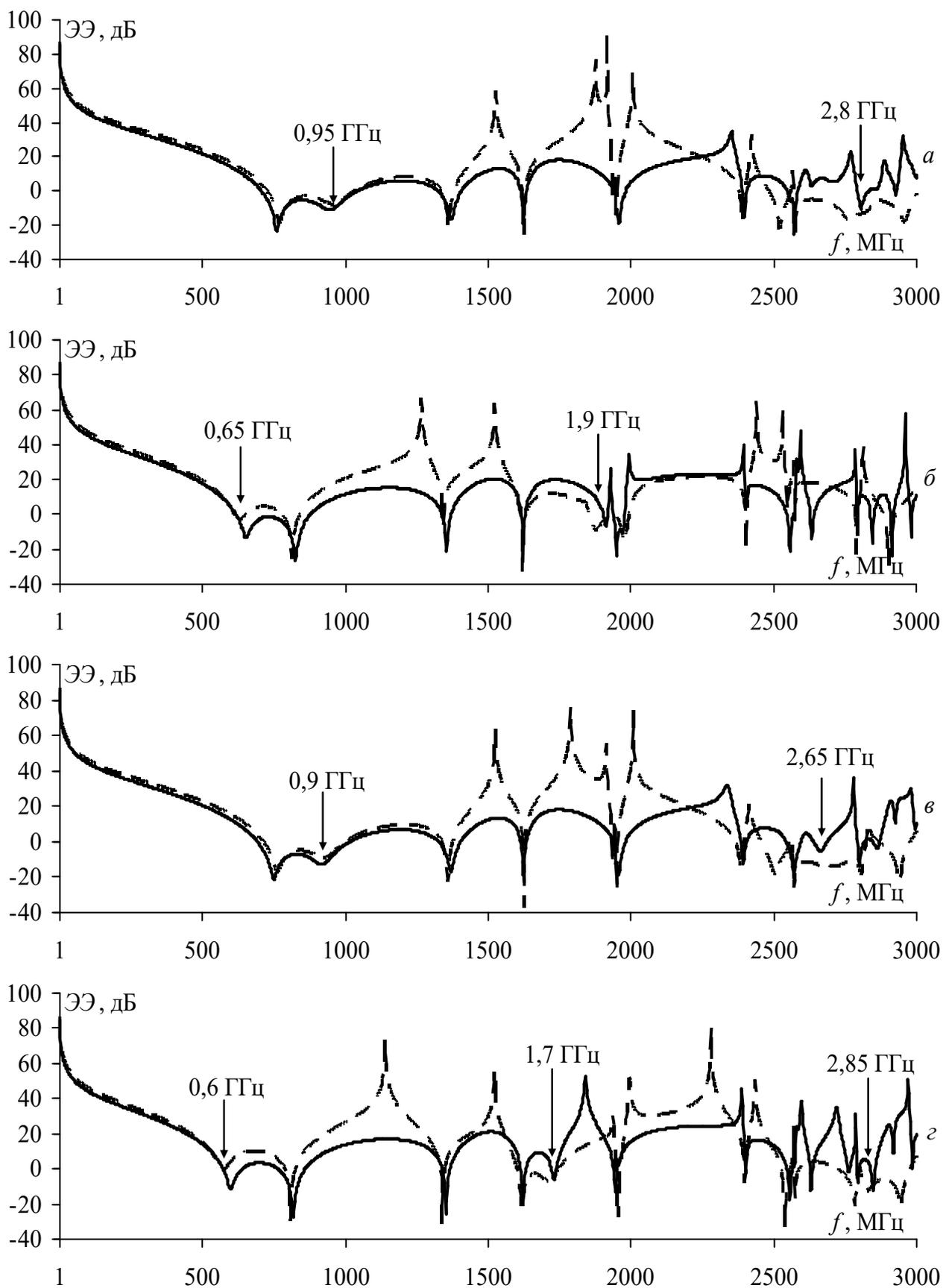


Рисунок 2.38 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с апертурой, заполненной материалом с $\epsilon_r = \mu_r = 1$ (а), $\epsilon_r = 10$ и $\mu_r = 1$ (б), $\epsilon_r = 1$ и $\mu_r = 5$ (в), $\epsilon_r = 12$ и $\mu_r = 5$ (г), вычисленные по МКЭ (—) и предложенным методом (---)

Из рисунка 2.38 видно, что результаты вычислений ЭЭ, полученные по МКЭ и предложенным методом схожи. Во всех случаях резонансные частоты апертуры отличаются не более чем на 4%, а значение Δ не превышает 9,4 дБ. При этом основной вклад в погрешность результатов вносит методика из [134], которая применялась для расчета ЭЭ. Среднее (для четырех представленных случаев) время вычисления частотных зависимостей ЭЭ из 1200 точек на ПК с Intel Core i9-7980XE и 128 Гб ОЗУ при помощи МКЭ и полуаналитического метода составило 48834 с и 5,58 с, соответственно. Таким образом, предложенный метод позволяет ускорить вычисления в 8751 раз.

При заполнении апертуры материалом с $\mu_r = 5$ (рисунок 2.38в) вблизи частоты её первого резонанса ЭЭ изменяется незначительно. При этом смещение второго резонанса апертуры приводит к ухудшению ЭЭ в области частоты 2,65 ГГц. Добавление диэлектрика с $\epsilon_r = 10$ в апертуру (рисунок 2.38б) влияет на частотную зависимость ЭЭ сильнее: вторая резонансная частота апертуры смещается, что приводит к появлению второго минимума ЭЭ в области частоты 1,9 ГГц, а изменение первого резонанса апертуры вызывает смещение первой резонансной частоты корпуса с 760 МГц на 825 МГц. Наибольшее влияние на частотную зависимость ЭЭ корпуса оказывает композитный материал на основе ферритового порошка (рисунок 2.38г). При $\epsilon_r = 12$ и $\mu_r = 5$ в выбранном диапазоне частот наблюдается 3 резонанса апертуры ($f_{рез1} = 0,6$ ГГц, $f_{рез2} = 1,7$ ГГц и $f_{рез3} = 2,85$ ГГц) на которых ЭЭ принимает отрицательные значения. Таким образом, рисунок 2.38 показывает, что заполнение апертуры корпуса может оказать значительное влияние на его ЭЭ.

Для демонстрации возможностей предложенного полуаналитического метода выполнены вычисления ЭЭ трех разных корпусов со сложной конструкцией стенки с апертурой. Как и ранее, для вычисления погонных ёмкостей КПЛ использован ММ. Для подтверждения результатов частотные зависимости ЭЭ также получены с помощью электродинамического моделирования.

В первую очередь выполнена оценка ЭЭ типового рэкового корпуса высотой $2U$ с геометрическими размерами $428 \times 176 \times 400$ мм³ (рисунок 2.39а). Во фронтальной стенке корпуса толщиной $t = 1,5$ мм выполнена апертура с размерами 100×100 мм². В апертуре расположена вентиляционная решетка из ПВХ с $\epsilon_r = 4$. Геометрические размеры КПЛ, эквивалентной апертуре с вентиляционной решеткой, приведены на рисунке 2.39б. Помимо предложенного метода, для вычисления ЭЭ применялись МКЭ и ММЛП. Полученные частотные зависимости ЭЭ в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц представлены на рисунке 2.40.

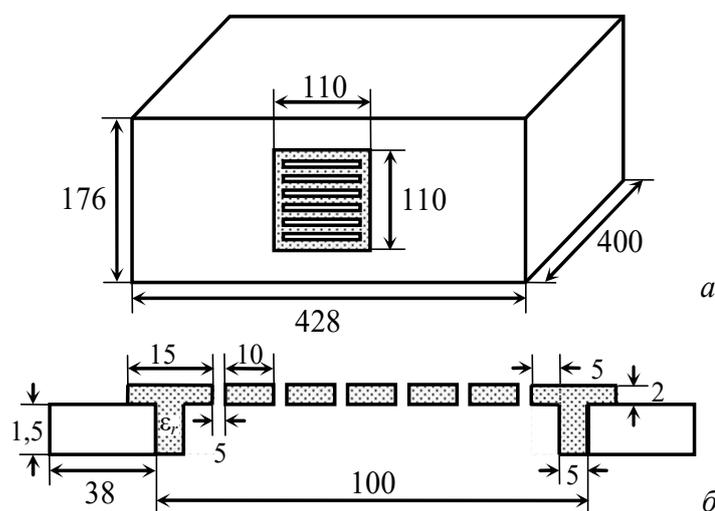


Рисунок 2.39 – Корпус с вентиляционной решеткой в апертуре (а) и КПЛ, эквивалентная его фронтальной стенке (б) (размеры указаны в мм)

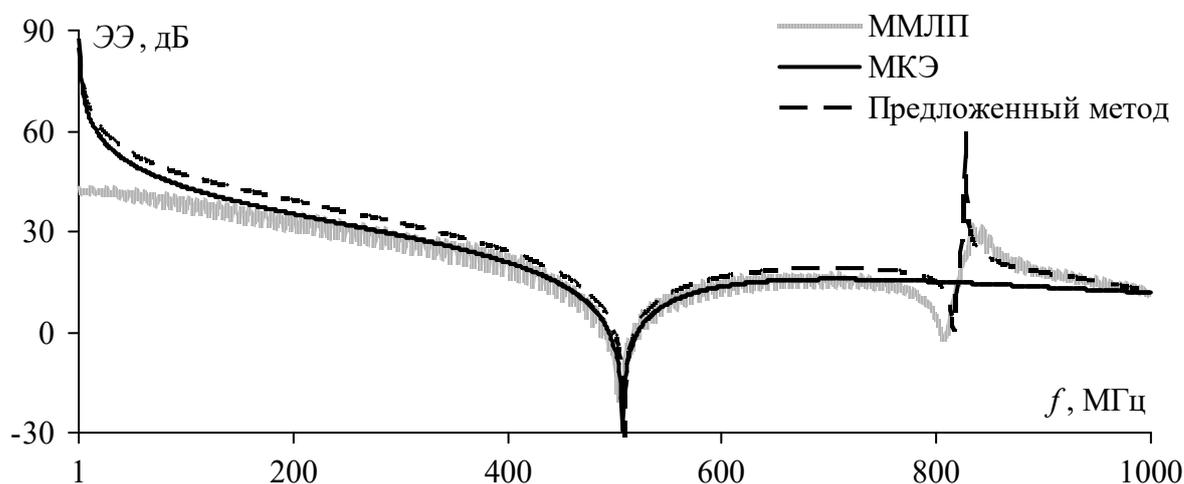


Рисунок 2.40 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с вентиляционной решеткой в апертуре

Из рисунка 2.40 видно, что частотные зависимости ЭЭ, полученные полуаналитическим методом и МКЭ, хорошо согласуются. При этом на зависимости, вычисленной по МКЭ, второй резонанс корпуса (828 МГц) отсутствует. Напротив, на зависимости, полученной по ММЛП, данный резонанс присутствует. Однако на низких частотах отличие между ММЛП и предложенным методом достигает 44 дБ.

Далее, используя полуаналитический метод и МКЭ, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц вычислена ЭЭ в центре корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ с апертурой $80 \times 120 \text{ мм}^2$ (рисунок 2.41а). В апертуру вставлено стекло ($\epsilon_r = 10$) толщиной 2 мм, которое удерживается с помощью креплений, выполненных на внешней стороне фронтальной стенки с толщиной 2 мм (рисунок 2.41б). Полученные частотные зависимости ЭЭ приведены на рисунке 2.42.

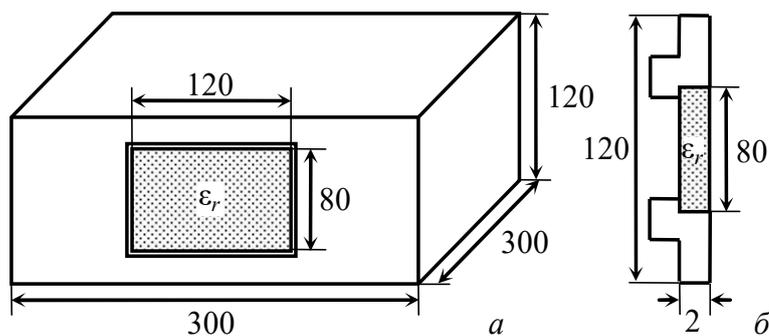


Рисунок 2.41 – Корпус со стеклом в апертуре (а) и КПЛ, эквивалентная его фронтальной стенке (б) (размеры указаны в мм)

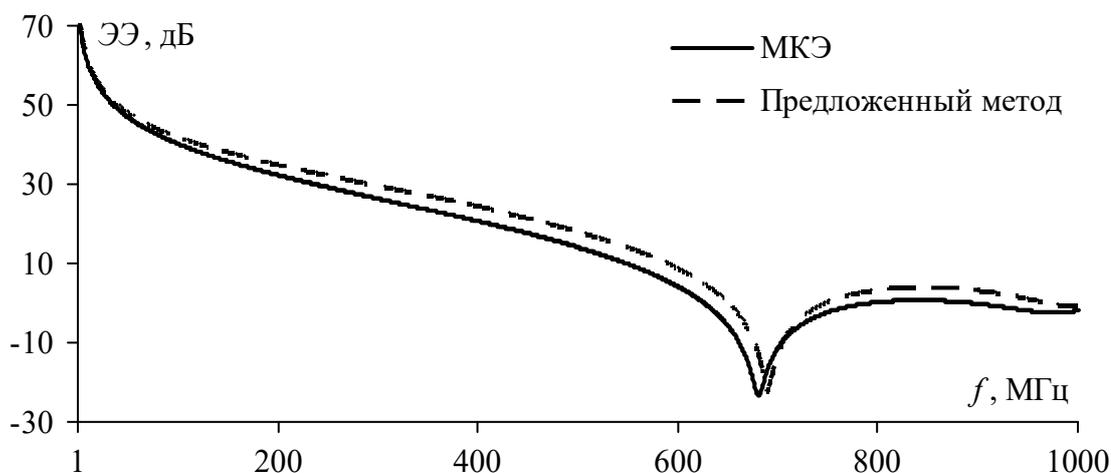


Рисунок 2.42 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса со стеклом в апертуре

Из рисунка 2.42 видно, что частотные зависимости, полученные предложенным методом и МКЭ, хорошо согласуются. Отличие результатов не превышает 6 дБ в выбранном частотном диапазоне. На частоте около 950 МГц виден резонанс апертуры, который при отсутствия стекла составляет около 1,25 ГГц.

Далее в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц вычислена ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ со смотровым окном в апертуре (30×150 мм²) и печатной платой внутри (рисунок 2.43а). Смотровое окно (рисунок 2.43б) выполнено из органического стекла с $\epsilon_{r1} = 3,5$, закрепленного на стенке корпуса при помощи Н-образного уплотнителя из ABS пластика с $\epsilon_{r2} = 5$. В качестве печатной платы рассматривалась бесконечно тонкая идеально проводящая пластина высотой 70 мм, перекрывающая всю ширину корпуса (ёмкостная диафрагма). Вычисления ЭЭ выполнялись в точке $p = 200$ мм. Преобразования эквивалентной схемы корпуса выполнялись на основе метода, предложенного в пункте 2.1.3, предназначенной для анализа ЭЭ корпусов с печатными платами или проводящими пластинами внутри. Частотные зависимости ЭЭ, полученные предложенным методом и с помощью МКЭ, представлены на рисунке 2.44.

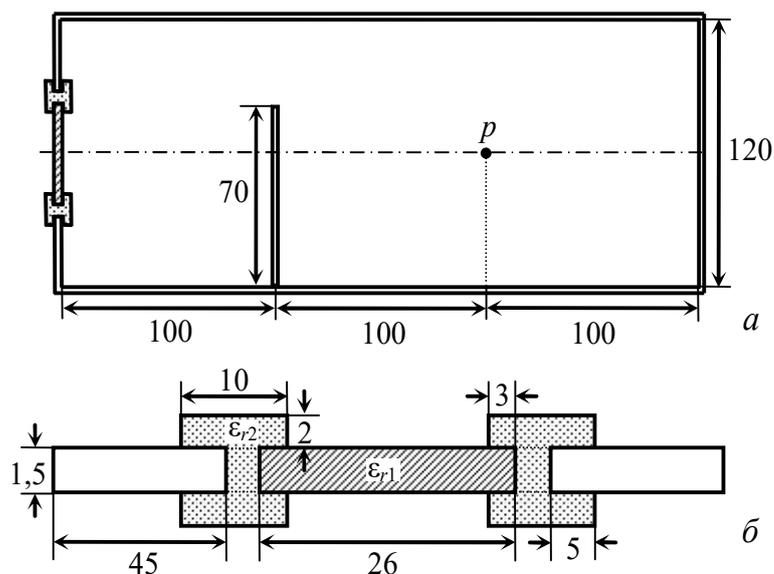


Рисунок 2.43 – Вид сбоку корпуса со смотровым окном и печатной платой (а), КПЛ, эквивалентная его фронтальной стенке (б) (размеры указаны в мм)

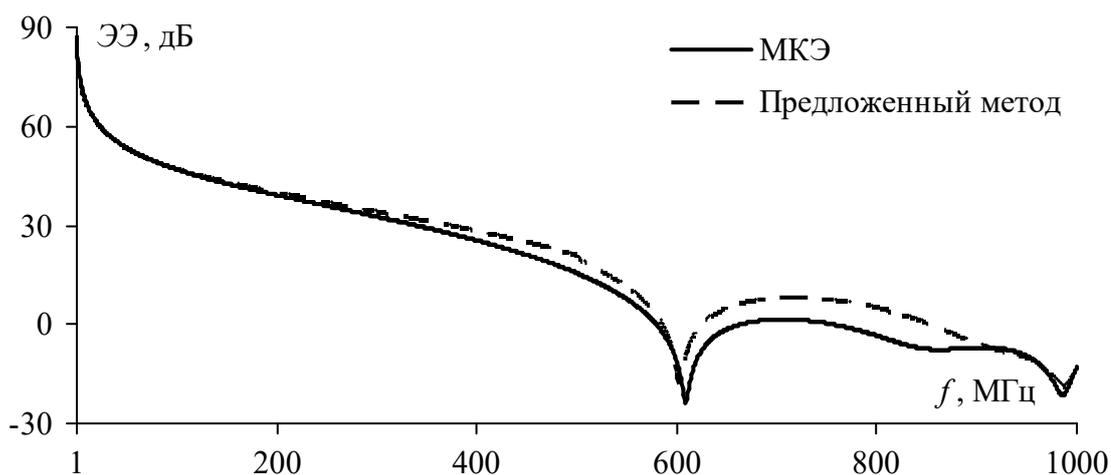


Рисунок 2.44 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса со смотровым окном и печатной платой

Из рисунка 2.44 видно, что частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по МКЭ и предложенным методом, имеют схожий характер, а $\Delta = 3,3$ дБ. Присутствие печатной платы и смотрового окна приводит к наложению резонансов корпуса и апертуры. Вследствие этого в довольно широком диапазоне частот (от 750 МГц до 1 ГГц для частотной зависимости, полученной при помощи МКЭ) ЭЭ корпуса оказывается отрицательной.

2.2.3.3 Измерения эффективности экранирования корпуса при диэлектрическом заполнении апертуры

В диапазоне частот от 500 МГц до 1 ГГц выполнены измерения ЭЭ лабораторного макета корпуса ($300 \times 120 \times 300$ мм³) из подпункта 2.1.3.3 со съемной стенкой с $t = 2$ мм и апертурой размерами 4×190 мм². При измерениях рассматривались два случая: в первом апертура была

пуста (рисунок 2.45а), а во втором – заполнена диэлектриком (рисунок 2.45б). При этом диэлектрик, заполняющий апертуру, был выполнен в виде Т-образного профиля (рисунок 2.46), изготовленного из лавсанового текстолита с $\epsilon_r \approx 3,3$ [204].

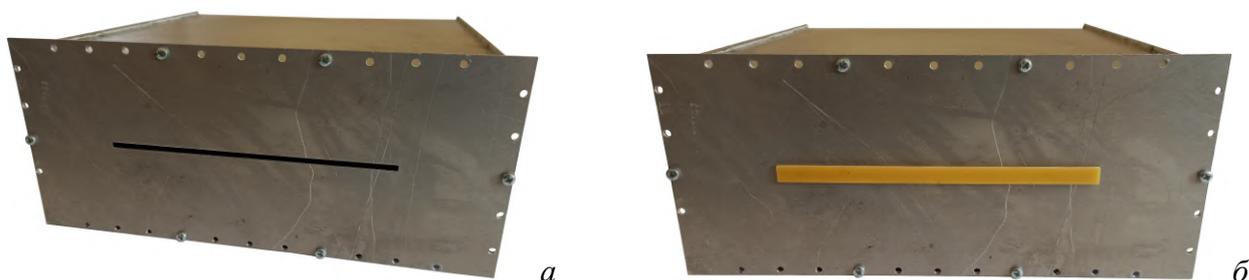


Рисунок 2.45 – Лабораторный макет корпуса с пустой (а) и заполненной (б) апертурами



Рисунок 2.46 – Геометрические размеры (а) и внешний вид (б) диэлектрика, заполняющего апертуру

При измерениях использовалась та же экспериментальная установка, что и в подпункте 2.1.3.3. Для оценки ЭЭ корпуса с заполненной апертурой также применялись ММЛП и предложенный полуаналитический метод. Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 2.47.

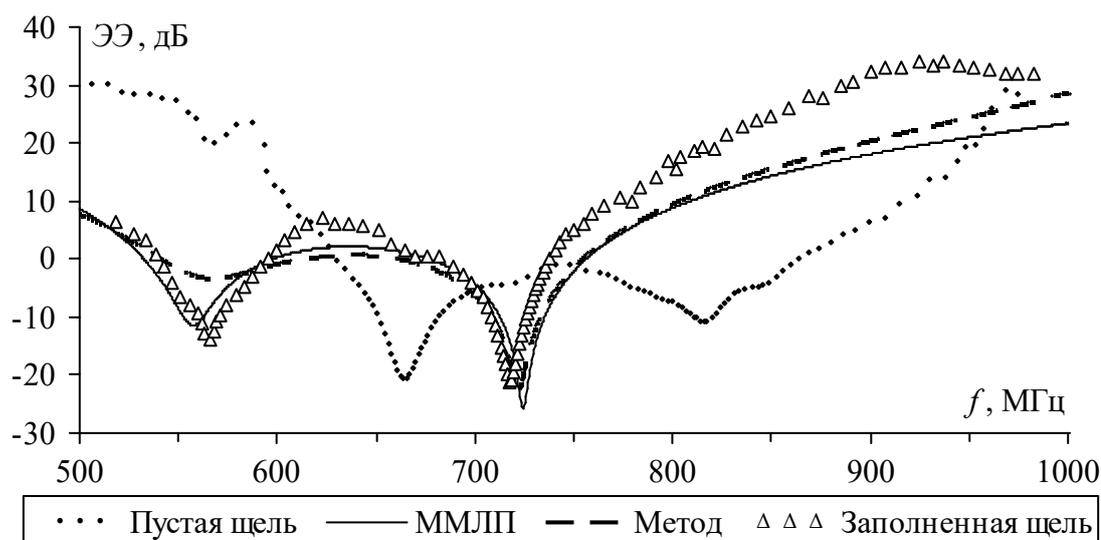


Рисунок 2.47 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ с пустой и заполненной апертурой

Из рисунка 2.47 видно, что частотные зависимости ЭЭ, измеренные в безэховой камере и вычисленные с помощью ММЛП и предложенного полуаналитического метода, согласуются. Значение Δ между результатами измерений и вычислений полуаналитическим методом составляет 5,7 дБ. Из результатов измерений видно, что при диэлектрическом заполнении апертуры частотная зависимость ЭЭ корпуса значительно изменяется. Так, резонансная частота апертуры смещается с 820 МГц на 570 МГц. При этом изменение резонансной частоты апертуры приводит к сдвигу первой резонансной частоты корпуса с 660 МГц до 720 МГц.

2.3 Моделирование плоских экранов на основе многослойных полимерных композитных материалов

2.3.1 Метод для приближенной оценки эффективности экранирования плоского экрана из многослойного полимерного композитного материала

На основе [114] разработан аналитический метод для приближенной оценки ЭЭ плоского электромагнитного экрана, выполненного на основе многослойного полимерного композитного материала [185, 186]. Аналогично [114], экран представлен в виде эквивалентной схемы из n отрезков ЛП, а ЭЭ определяется из напряжений на её входе и выходе. Эти напряжения вычисляются из A -параметров эквивалентной схемы, при этом для каждого из n слоев материала рассчитывается характеристический импеданс Z и постоянная распространения k . Для приближенной оценки ЭЭ без учета потерь (при некомплексных ϵ_r и μ_r) значения Z и k для n -го слоя полимерного композитного материала могут быть вычислены как

$$Z = Z_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r}, \quad (2.23)$$

$$k = j2\pi \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} \lambda^{-1}. \quad (2.24)$$

Используя предложенный аналитический метод и МКРВО, в диапазоне частот до 5 ГГц вычислена ЭЭ четырех электромагнитных экранов из однослойных и двухслойных полимерных композитных материалов. Экраны 1 и 2 выполнены из однослойных материалов толщиной 2 мм, имеющих следующие электрофизические параметры: 1) $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 20$; 2) $\epsilon_r = 15$, $\mu_r = 1$. Экран 3 выполнен на основе двухслойного композита с толщиной слоев 2 мм и $\mu_{r1} = 2$, $\epsilon_{r1} = 4$, $\mu_{r2} = 1$ и $\epsilon_{r2} = 8$. Экран 4 представляет собой соединение экранов 1 и 2. При вычислениях по МКРВО использовалась электродинамическая модель коаксиальной камеры из [205] с $|S_{11}|$ не более минус 18,7 дБ в диапазоне частот до 12,3 ГГц (рисунок 2.48). Число ячеек на длину волны составляло 40, а ЭЭ определялась на основе вычисленных значений $|S_{21}|$. Полученные частотные зависимости ЭЭ для электромагнитных экранов 1 и 2 представлены на рисунке 2.49.

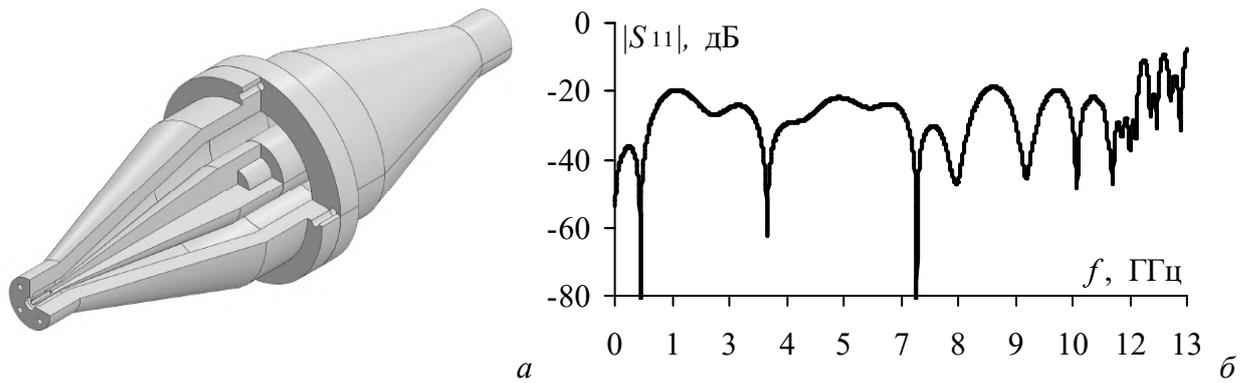


Рисунок 2.48 – Электродинамическая модель коаксиальной камеры (а) и её частотная зависимость $|S_{11}|$ (б)

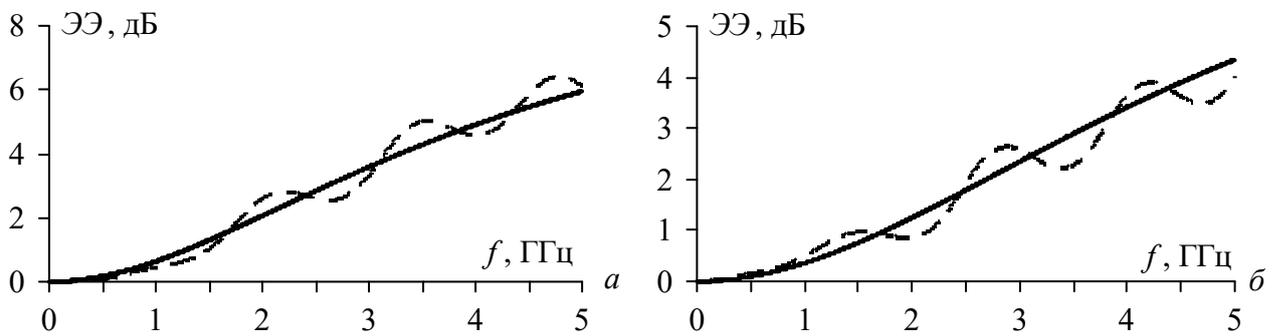


Рисунок 2.49 – Частотные зависимости ЭЭ электромагнитных экранов 1 (а) и 2 (б), вычисленные по МКРВО (---) и предложенным методом (—)

Из рисунка 2.49 видно, что частотные зависимости ЭЭ, рассчитанные с помощью аналитического метода и МКРВО, хорошо согласуются, а значение Δ не превышает 0,4 дБ. Основной вклад в Δ вносят осцилляции, возникающие на зависимостях, вычисленных по МКРВО. Их присутствие может быть связано с вычислительными погрешностями при сложении падающих и отраженных волн, распространяющихся в коаксиальной камере.

Результаты вычислений ЭЭ для экранов 3 и 4 представлены на рисунке 2.50.

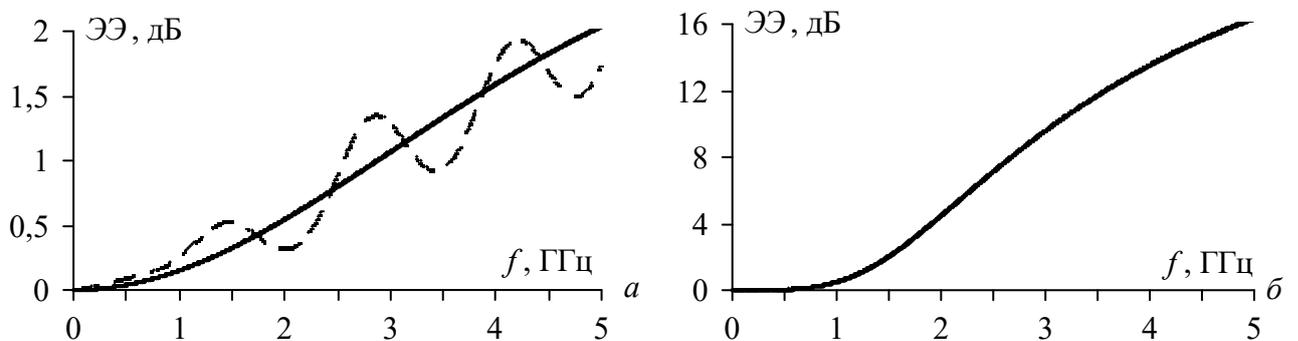


Рисунок 2.50 – Частотные зависимости ЭЭ электромагнитных экранов 3 (а) и 4 (б), вычисленные по МКРВО (---) и предложенным методом (—)

Из рисунка 2.50 видно, что частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по МКРВО и аналитическим методом, хорошо согласуются. Значение Δ не превышает 0,3 дБ. На частоте 5 ГГц ЭЭ многослойного экрана 4 достигает уровня 16 дБ, что значительно выше, чем у экрана 3. Более того, ЭЭ многослойного экрана 4, образованного соединением экранов 1 и 2, превышает сумму значений ЭЭ, рассчитанных для экранов 1 и 2 по отдельности (рисунок 2.49).

Таким образом, полученные результаты доказывают, что предложенный метод обладает приемлемой точностью. Однако он подходит только для приближенной оценки ЭЭ без учета потерь в материале экрана.

2.3.2 Аналитический метод для анализа многослойных композитных экранов с учетом потерь

Разработан усовершенствованный аналитический метод, позволяющий рассчитать ЭЭ электромагнитного экрана на основе многослойного композита с учетом потерь. В нем при известных комплексных ϵ_r и μ_r для n -го слоя материала k вычисляется по (1.23), а Z определяются как [206]

$$Z = (1 + j) \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0 \mu_r}{\sigma}}, \quad (2.25)$$

где удельная проводимость n -го слоя материала вычисляется как

$$\sigma = 2\pi f \epsilon_0 \epsilon'' . \quad (2.26)$$

Используя предложенный метод и МКРВО, в диапазоне частот 0–10 ГГц вычислена ЭЭ двух электромагнитных экранов из композитного материала на основе ферритового порошка ($\epsilon_r = 9,1 + j0,4$ и $\mu_r = 0,7 + j1$) с толщинами 1 мм и 2 мм. При вычислениях по МКРВО использовалась электродинамическая модель коаксиальной камеры, описанная в пункте 2.3.1. Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 2.51.

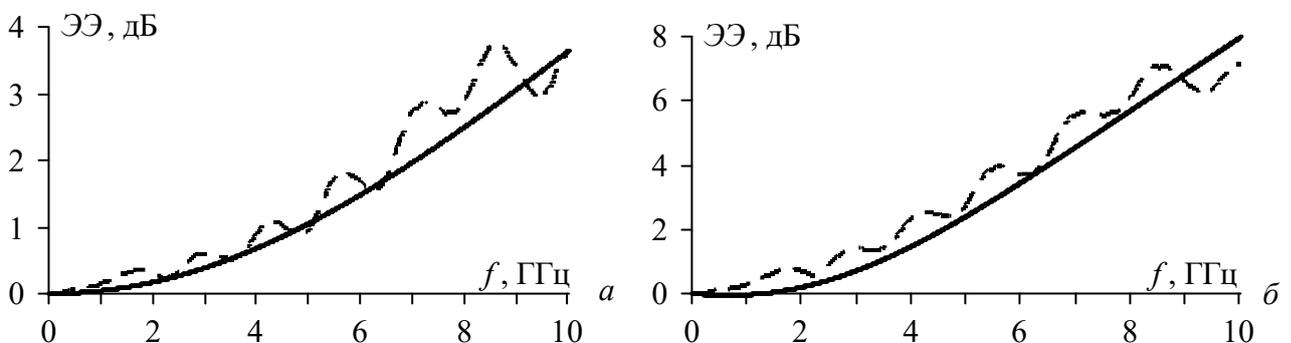


Рисунок 2.51 – Частотные зависимости ЭЭ композитных экранов толщиной 1 (а) и 2 (б) мм, вычисленные по МКРВО (---) и предложенным методом (—)

Из рисунка 2.51 видно, что частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по МКРВО и предложенным методом, хорошо согласуются. Для зависимостей из рисунка 2.51а значение Δ составило 0,26 дБ, а из рисунка 2.51б – 0,54 дБ, что говорит о приемлемой точности аналитического метода.

2.3.3 Исследование эффективности экранирования многослойного полимерного композиционного экрана

Используя разработанный аналитический метод из пункта 2.3.2, в диапазоне частот от 10 МГц до 12 ГГц вычислены частотные зависимости ЭЭ многослойного электромагнитного экрана при различном расположении его слоёв. В качестве материалов для слоёв экрана использовались полимерные композиты толщиной 1 мм и 3 мм, выполненные на основе полипропиленового компаунда с наполнителями в виде частиц углерода (У) и меди (М). При вычислениях рассматривались следующие варианты конструкции экрана: 1) М-3 мм – У-1 мм – У-3 мм – М-1 мм; 2) У-1 мм – М-3 мм – У-3 мм – М-1 мм; 3) У-3 мм – М-3 мм – М-1 мм – У-1 мм; 4) У-3 мм – М-3 мм – У-1 мм – М-1 мм. Полученные частотные зависимости ЭЭ для этих конструкций представлены на рисунке 2.52.

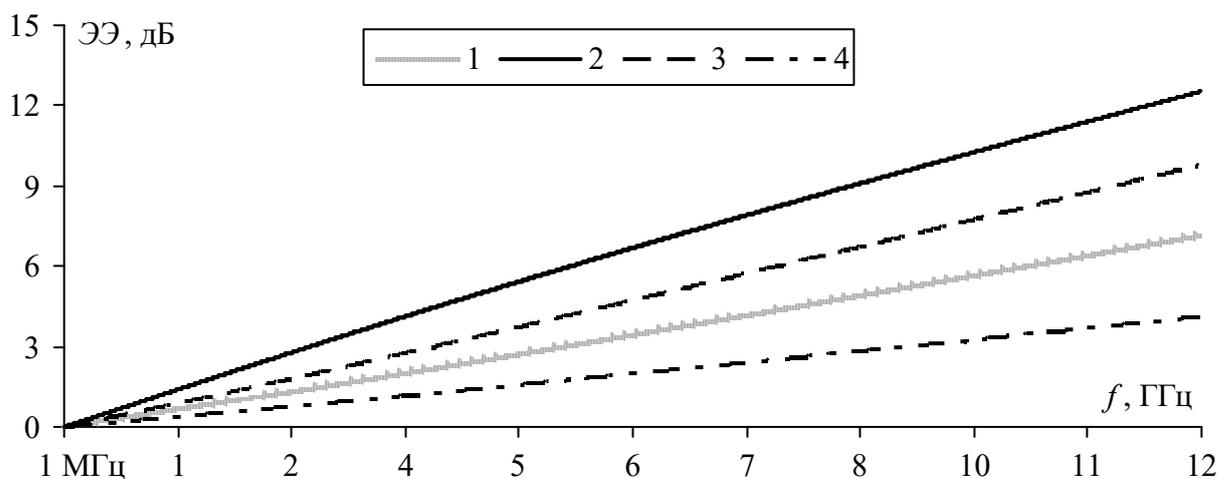


Рисунок 2.52 – Частотные зависимости ЭЭ многослойного электромагнитного экрана при различном расположении слоев композитных материалов

Из рисунка 2.52 видно, что для всех рассмотренных многослойных экранов с ростом частоты ЭЭ возрастает. При этом наилучшей ЭЭ (до 12,5 дБ на частоте 12 ГГц) обладает композитный экран с конструкцией 2.

Для подтверждения полученных результатов выполнены измерения частотных зависимостей ЭЭ вышеописанных многослойных экранов. Измерения ЭЭ выполнялись с помощью экспериментальной установки из рисунка 2.53а, состоящей из векторного анализатора цепей АО НПФ «Микран» Р4226 с пределами допускаемой абсолютной погрешности измерений

$|S_{21}|$ не более $\pm 20 \lg(1 - (0,02 + 0,014 \cdot |S_{11}| + 0,014 \cdot |S_{22}| + 195,3125 \cdot 10^{-6} |S_{21}|^{-1}))$ [207] и коаксиальной камеры [187] с $|S_{11}|$ не более минус 10 дБ в диапазоне частот до 12 ГГц (рисунок 2.53б). При проведении измерений образцы композитных материалов в виде шайб с наружным диаметром 45 мм и внутренним диаметром 20 мм размещались внутри коаксиальной камеры, как показано на рисунке 2.53в. ЭЭ определялась как отношение значений $|S_{21}|$ коаксиальной камеры с размещенным внутри экраном и без него. Измеренные частотные зависимости ЭЭ для многослойных композитных экранов с конструкциями 1–4, сглаженные полиномом третьей степени, приведены на рисунке 2.54.

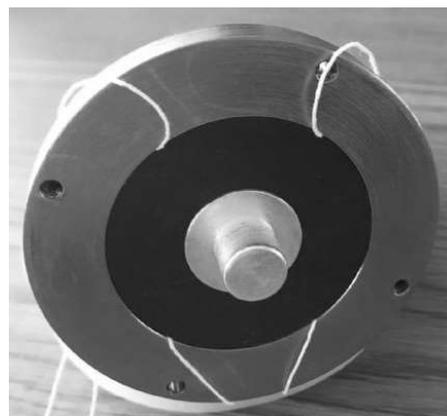
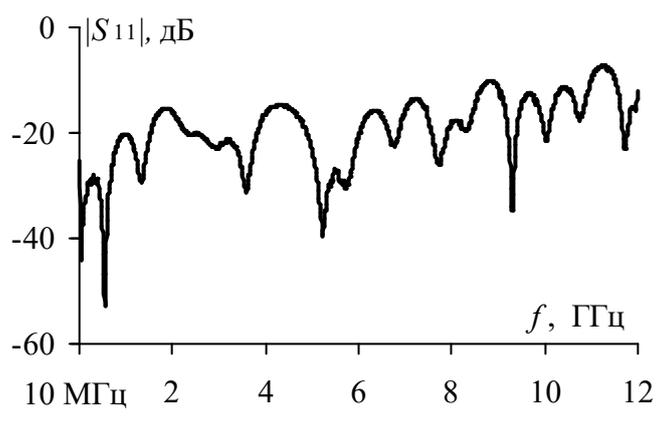
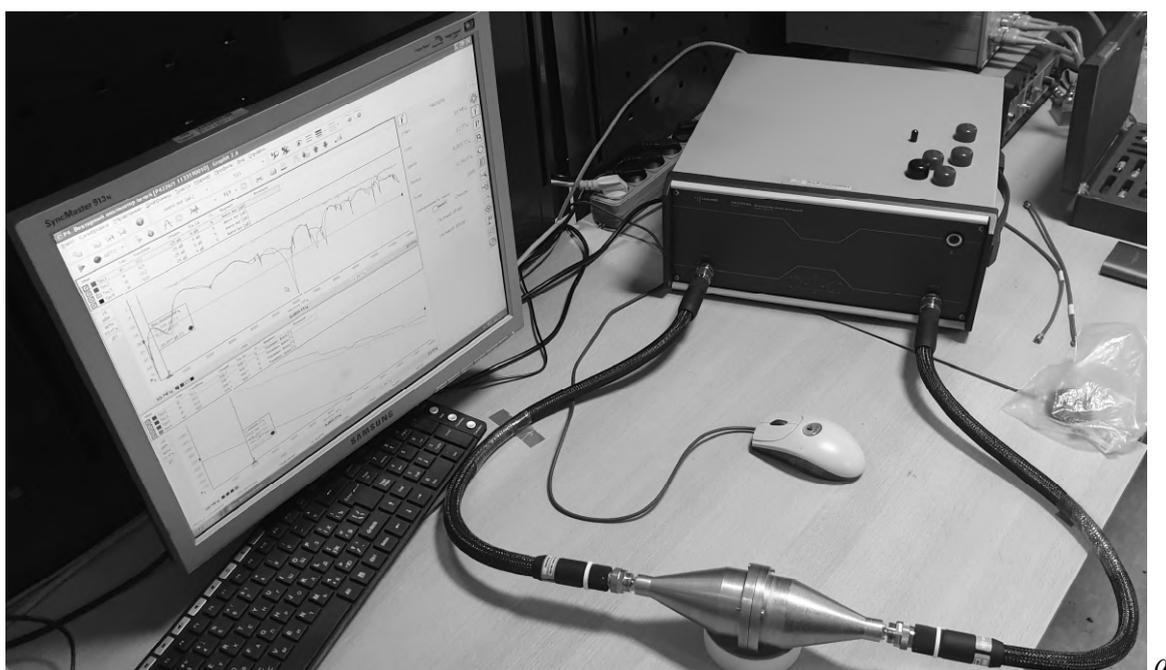


Рисунок 2.53 – Экспериментальная установка для измерений ЭЭ композитных экранов (а); частотная зависимость $|S_{11}|$ коаксиальной камеры; образец композитного материала, установленный в коаксиальной камере (в)

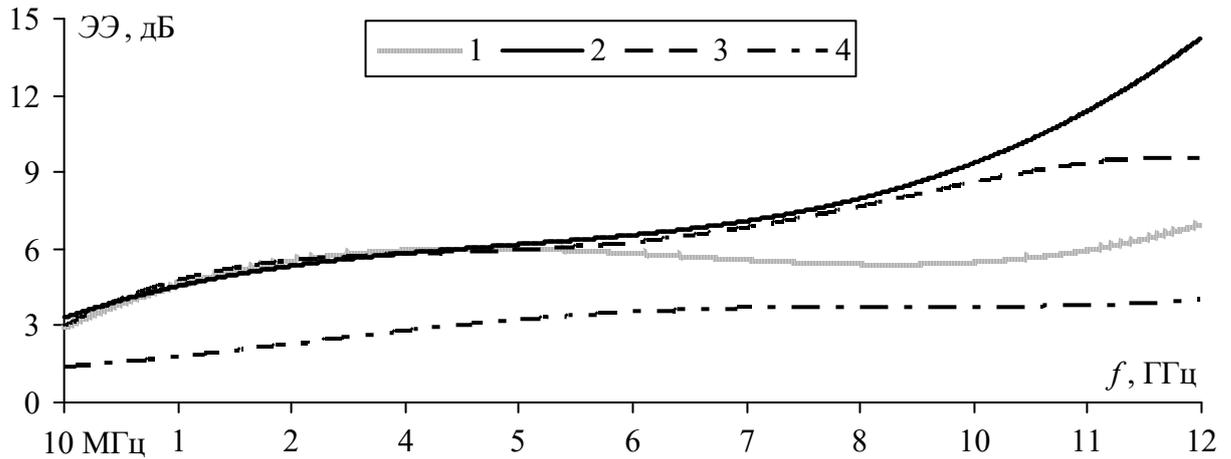


Рисунок 2.54 – Частотные зависимости ЭЭ многослойного экрана измеренные при различном расположении слоев композитных материала

Из рисунка 2.54 видно, что худшей ЭЭ из всех рассмотренных экранов обладает многослойный экран 4. В диапазоне частот до 5 ГГц экраны 1–3 имеют практически идентичную ЭЭ, но с дальнейшим ростом частоты (до 9,5 ГГц) ЭЭ многослойного экрана 2 оказывается незначительно (на 0,2–0,3 дБ) выше, чем у экрана 3. После 9,5 ГГц ЭЭ экрана 2 продолжает возрастать и достигает 14 дБ на частоте 12 ГГц. Таким образом, многослойный экран с конструкцией 2 обладает лучшей ЭЭ в исследуемом частотном диапазоне, что согласуется с результатами вычислений аналитическим методом (рисунок 2.52).

2.4 Основные результаты раздела

Предложены методы математического моделирования ЭЭ ряда типовых экранирующих конструкций РЭС. Созданы аналитические методы для оценки ЭЭ металлических корпусов РЭС с учетом их заполнения структурами, имитирующими элементы РЭС: диэлектрическими барьерами; радиопоглощающим материалом; проводящими пластинами или печатными платами. Разработаны новые подходы к расчету эквивалентного импеданса апертур типовых экранирующих конструкций: прямоугольной апертуры в произвольном положении на стенке корпуса; массива апертур, расположенных в шахматном порядке; прямоугольной апертуры, заполненной диэлектрическим или магнитным материалом. Предложены аналитические методы для приближенной оценки ЭЭ многослойных экранов, выполненных на основе полимерных композитных материалов. С помощью аналитических и численных методов, а также натурных экспериментов показана важность учета заполнения экранирующих конструкций РЭС (структурами из проводников, диэлектриков и радиопоглощающего материала) при оценке их ЭЭ. Показана зависимость ЭЭ многослойного композитного экрана от очередности его слоев.

3 Разработка вычислительных алгоритмов и программ для моделирования экранирующих конструкций радиоэлектронных средств

В данном разделе представлены результаты разработки вычислительных алгоритмов и ПО для моделирования типовых экранирующих конструкций РЭС. Выполнены программная реализация и сравнение существующих аналитических методов вычисления ЭЭ типовых экранирующих конструкций [1, 208–212]. На основе этих методов разработан алгоритм вычисления ЭЭ произвольной экранирующей конструкции РЭС, а также создан прототип ПО [212–215]. С его помощью разработаны экранирующие корпуса помехозащитного фильтра силовой шины электропитания (СШЭП) космического аппарата (КА), эквивалента сети СШЭП КА, а также блока питания и управления климатической экранированной камеры, входящей в состав аппаратно-программного комплекса (АПК) для синтеза и испытаний СШЭП КА [214]. Разработан прототип ПО для анализа ЭЭ типовых экранирующих материалов и плоских многослойных экранов, выполненных на их основе [186, 216]. Описаны основные особенности ПО и алгоритмы его работы. Разработан и программно реализован алгоритм для анализа произвольных экранирующих конструкций на основе ММЛП [217]. Используя этот алгоритм, выполнено моделирование многоуровневой экранирующей конструкции, состоящей из двух прямоугольных корпусов. Предложена методика оптимизации многоуровневых экранирующих конструкций РЭС.

3.1 Моделирование произвольной экранирующей конструкции аналитическим методом эквивалентной схемы корпуса

3.1.1 Сравнение аналитических методов расчета эффективности экранирования

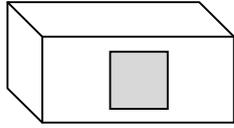
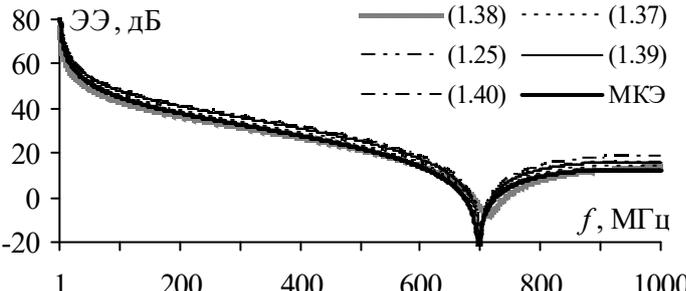
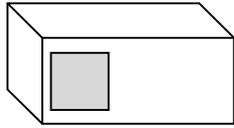
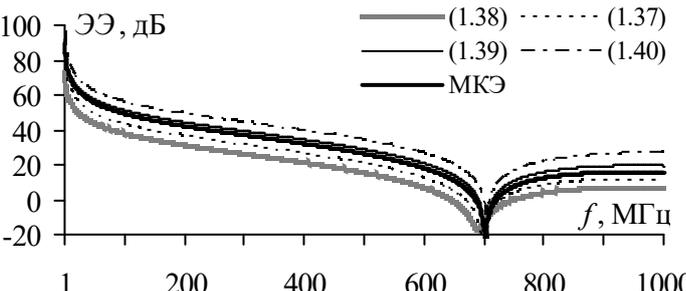
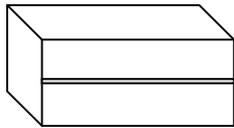
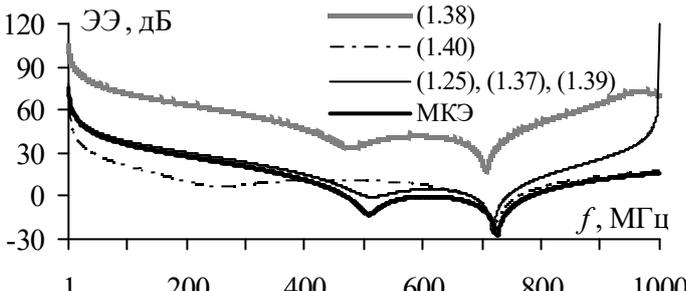
Из подпункта 1.4.3.1 следует, что некоторые аналитические выражения, применяемые при вычислениях импеданса Z_{ap} , обладают схожими возможностями, т.е. могут быть применены для оценки ЭЭ одной и той же экранирующей конструкции. В связи с этим целесообразно выполнить их сравнение на примере различных типовых экранирующих конструкций.

3.1.1.1 Анализ типовых экранирующих конструкций

В первую очередь, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц выполнены вычисления ЭЭ в центре прямоугольного корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ с одной апертурой. Рассматривались три типовых конструкции корпуса: с апертурой $80 \times 80 \text{ мм}^2$ в центре фронтальной стенки [181], с той же апертурой слева (с центром в $X=70$, $Y=60$), со щелью 1 мм вдоль фронтальной стенки. Во

всех случаях для вычисления Z_{ap} использовались аналитические выражения (1.25) и (1.37)–(1.40), а преобразование эквивалентной схемы корпуса и вычисления ЭЭ выполнялись по (1.28)–(1.36). При этом для программной реализации аналитических выражений использовалась среда GNU Octave [218]. Частотные зависимости ЭЭ для данных конструкций также вычислены с помощью МКЭ. Результаты вычислений представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Частотные зависимости ЭЭ для корпусов с одной апертурой

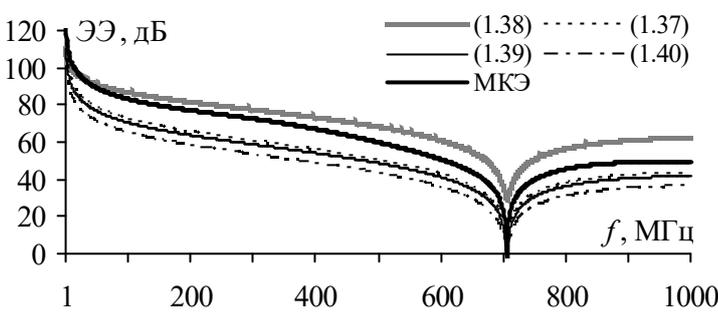
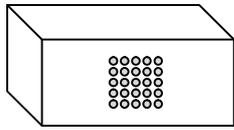
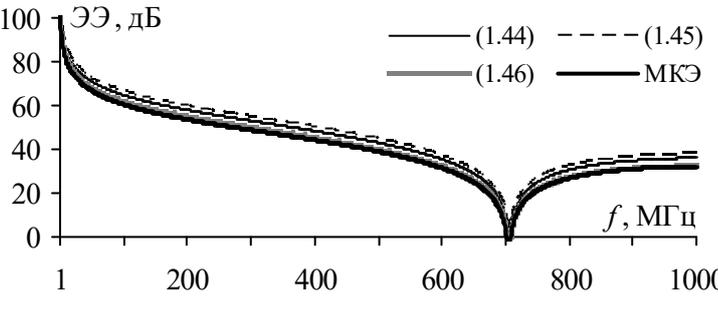
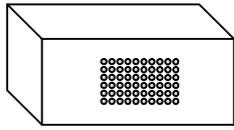
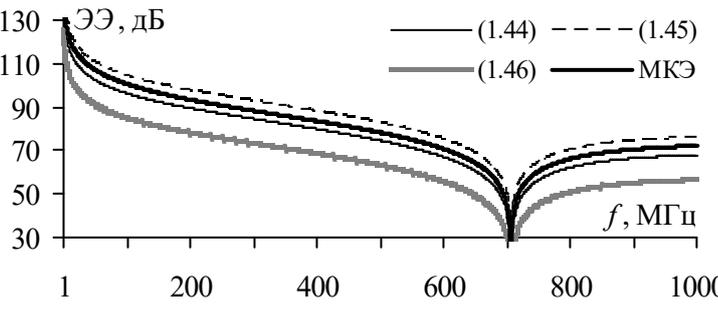
Модель корпуса	Размеры апертуры, мм	Частотные зависимости ЭЭ корпуса, дБ
 Апертура в центре	$X=150,$ $Y=60,$ $w=80,$ $l=80$	
 Апертура слева	$X=70,$ $Y=60,$ $w=80,$ $l=80$	
 Корпус со щелью	$X=150,$ $Y=60,$ $w=1,$ $l=300$	

Из таблицы 3.1 видно, что в случае расположения апертуры в центре фронтальной стенки частотные зависимости согласуются лучше всего. Отличие результатов, полученных аналитическими методами и МКЭ, не превышает 10 дБ. При смещении апертуры влево ($X=70$ мм, $Y=60$ мм) наблюдается большее расхождение частотных зависимостей. При этом наилучшим образом с МКЭ согласуются результаты, полученные с помощью (1.39): $\Delta=2,4$ дБ. Из результатов вычислений для корпуса со щелью видно, что частотные зависимости ЭЭ, вычисленные, используя (1.25), (1.37) и (1.39), полностью сходятся друг с другом и хорошо

согласуются с результатами вычислений по МКЭ до частоты 900 МГц. Однако на частоте 1 ГГц значение ЭЭ ошибочно обращается в бесконечность. Частотные зависимости, полученные по МКЭ и (1.38), имеют идентичное поведение, но разность значений достигает 60 дБ в диапазоне 950–980 МГц, а на частотной зависимости ЭЭ, полученной с помощью (1.40), первый резонанс щели сдвинут на частоту 250 МГц, вместо 500 МГц.

Далее, используя МКЭ и аналитические методы, в том же частотном диапазоне выполнены вычисления ЭЭ для корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ с группой и массивами апертур [209]. Полученные результаты представлены в таблице 3.2. Рассматривались три структуры (их геометрические размеры приведены в таблице 3.2): корпус с тремя апертурами, корпус с массивом из 5×5 апертур радиусом 18 мм, а также корпус с массивом из 6×10 апертур диаметром 4 мм. При вычислениях импеданса Z_{ap} для корпусов с массивами апертур использовались аналитические выражения (1.44)–(1.46), а для корпуса с группой апертур – (1.37)–(1.40) совместно с (1.43).

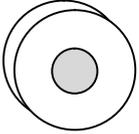
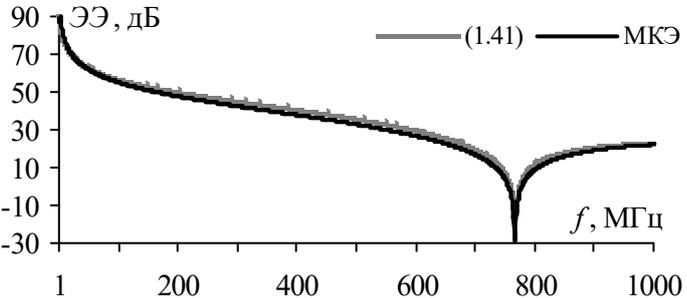
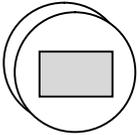
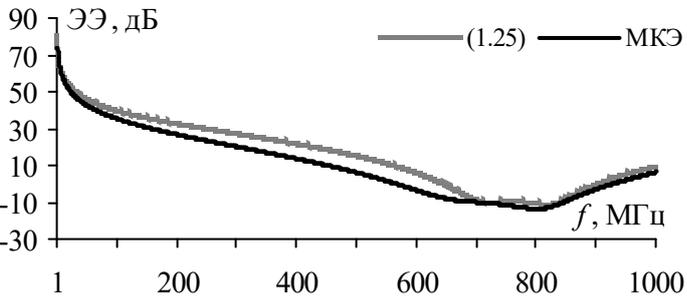
Таблица 3.2 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с группой и массивом апертур

Модель корпуса	Размеры апертур, мм	Частотные зависимости ЭЭ корпуса, дБ
 <p>Группа из трех апертур</p>	$Y = 60,$ $X_1 = 100,$ $X_2 = 150,$ $X_3 = 200,$ $w = 10,$ $l = 20$	
 <p>Массив апертур 5×5</p>	$R = 9,$ $d_v = 20,$ $d_h = 20$	
 <p>Массив апертур 6×10</p>	$d = 4,$ $d_v = 6,$ $d_h = 6$	

Из таблицы 3.2 видно, что для корпуса с группой апертур наилучшим образом с МКЭ согласуются результаты, полученные, используя (1.37) и (1.38): значения Δ составляют 7,8 дБ и 9,4 дБ, соответственно. Для корпуса с массивом из 5×5 апертур все полученные частотные зависимости хорошо согласуются, а отличие значений ЭЭ не превышает 8 дБ. При этом лучше всего с МКЭ согласуются результаты, вычисленные с помощью (1.46): $\Delta = 0,9$ дБ. Для корпуса с массивом из 6×10 апертур наблюдается большее расхождение результатов. Лучше всего с МКЭ согласуются частотные зависимости, полученные с помощью (1.44) и (1.45), при этом отличие не превышает 5 дБ.

Используя МКЭ и аналитические методы, в том же частотном диапазоне вычислена ЭЭ цилиндрического корпуса радиусом $r = 150$ мм и длиной $d = 300$ мм. При этом рассматривались два варианта корпуса: с круглой апертурой при $R = 40$ мм и с прямоугольной апертурой 80×200 мм². Импеданс Z_{ap} для корпуса с прямоугольной апертурой вычислялся по (1.25), а для корпуса с круглой апертурой – по (1.41). Результаты вычислений ЭЭ приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса с группой и массивом апертур

Модель корпуса	Размеры апертуры, мм	Частотные зависимости ЭЭ корпуса, дБ
 <p data-bbox="236 1301 480 1335">Круглая апертура</p>	$R = 40$	
 <p data-bbox="252 1621 464 1693">Прямоугольная апертура</p>	$w = 80,$ $l = 200$	

Из таблицы 3.3 видно, что частотные зависимости, вычисленные для корпуса с круглой апертурой, хорошо согласуются, при этом $\Delta = 2,2$ дБ. На частотной зависимости ЭЭ корпуса с прямоугольной апертурой видно наложение резонансов корпуса и апертуры, из-за которого в диапазоне частот 590–910 МГц ЭЭ принимает отрицательные значения. При этом частотные

зависимости, вычисленные по (1.25) и с помощью МКЭ, хорошо согласуются: максимальное расхождение ЭЭ составляет 9,5 дБ, а $\Delta = 5,1$ дБ.

3.1.1.2 Анализ реальных экранирующих конструкций

Используя МКЭ и аналитические методы, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц выполнена оценка ЭЭ трех реальных экранирующих конструкций: корпуса мультиплексора АВВ FOX515 (рисунок 2.32), корпуса фильтров для защиты оборудования сети Ethernet 100Base-T от воздействия сверхкоротких импульсов [219], а также цилиндрического экранирующего кожуха низкочастотного соединителя 2РМДТ33.

Геометрические размеры корпуса мультиплексора приведены в пункте 2.2.2. При оценке его ЭЭ аналитическими методами для вычисления Z_{ap} использовались выражения (1.44)–(1.46). Скос кромки и смещение перфорации относительно центра фронтальной стенки корпуса не учитывались. Частотные зависимости ЭЭ, вычисленные в центре корпуса с помощью МКЭ и аналитических методов, представлены на рисунке 3.1.

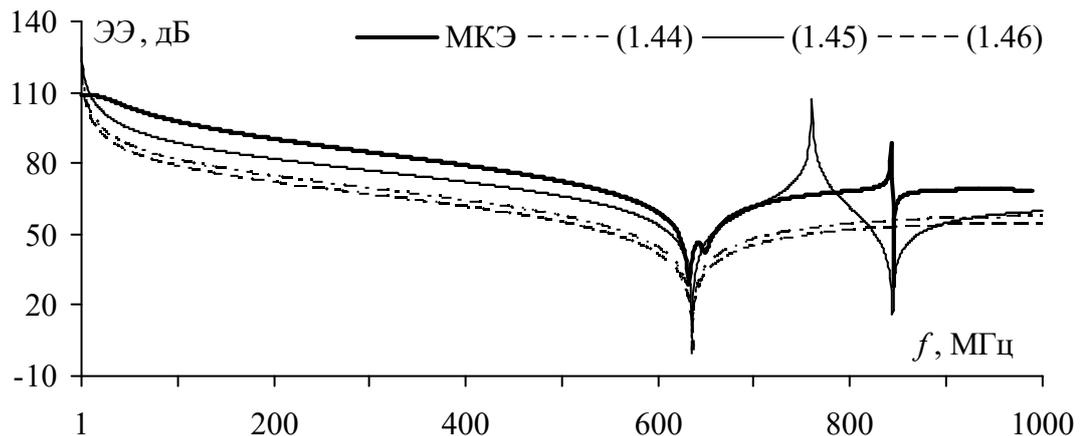


Рисунок 3.1 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса мультиплексора АВВ FOX515

Из рисунка 3.1 видно, что все частотные зависимости имеют схожее поведение до частоты первого резонанса корпуса (638 МГц), однако отличие достигает 18 дБ. При использовании (1.44) и (1.46) на частотных зависимостях отсутствует резонанс на частоте 845 МГц. Наилучшее совпадение результатов аналитических и численных расчетов наблюдается при использовании (1.45), при этом $\Delta = 8,53$ дБ.

Корпус фильтра сети Ethernet имеет геометрические размеры $440 \times 42 \times 197,5$ мм³ и толщину стенок $t = 1$ мм (рисунок 3.2а). На передней панели выполнено 12 апертур размером 16×16 мм² для подключения разъемов 8P8C. При оценке ЭЭ по аналитическим методам для вычисления Z_{ap} применялись выражения (1.44)–(1.46). Значения ЭЭ вычислялись в центре корпуса. Полученные частотные зависимости приведены на рисунке 3.2б.

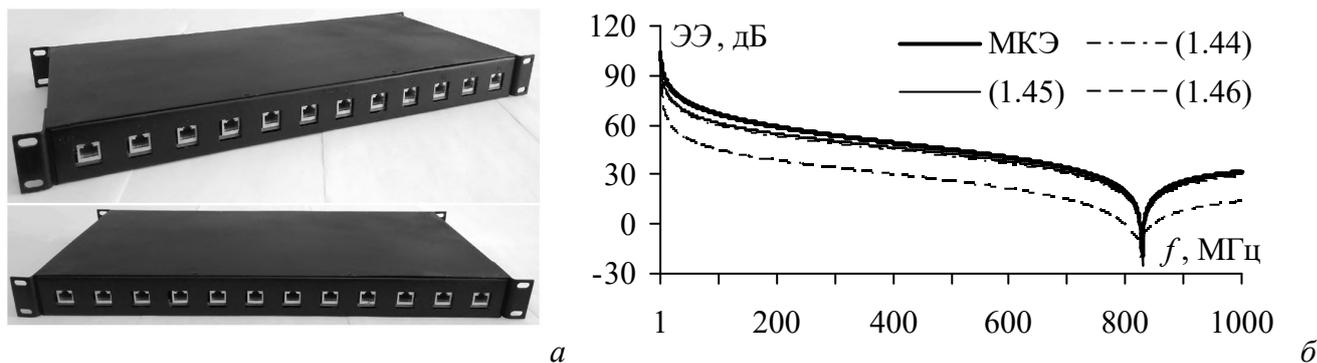


Рисунок 3.2 – Корпус фильтра сети Ethernet 100Base-T (а) и частотные зависимости его ЭЭ (б)

Из рисунка 3.2б видно, что частотные зависимости схожи. Максимальное отличие результатов наблюдается при вычислениях ЭЭ с применением (1.46): $\Delta = 19,7$ дБ. Наилучшим образом с МКЭ согласуются результаты вычислений по (1.45), при этом $\Delta = 2,93$ дБ.

Экранирующий кожух соединителя 2РМДТ33 (рисунок 3.3а) имеет толщину стенок 2,5 мм, длину 64 мм и внутренний диаметр 28 мм. Для расчета Z_{ap} при оценке ЭЭ по аналитическому методу применялось (1.41). Предполагалось, что торцевая стенка кожуха раскрыта полностью, т.е. его диаметр совпадает с диаметром апертуры. Частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по МКЭ и аналитическим методом представлены на рисунке 3.3б. Видно, что они согласуются, а максимальное отличие составляет 8,6 дБ, при этом $\Delta = 6,87$ дБ

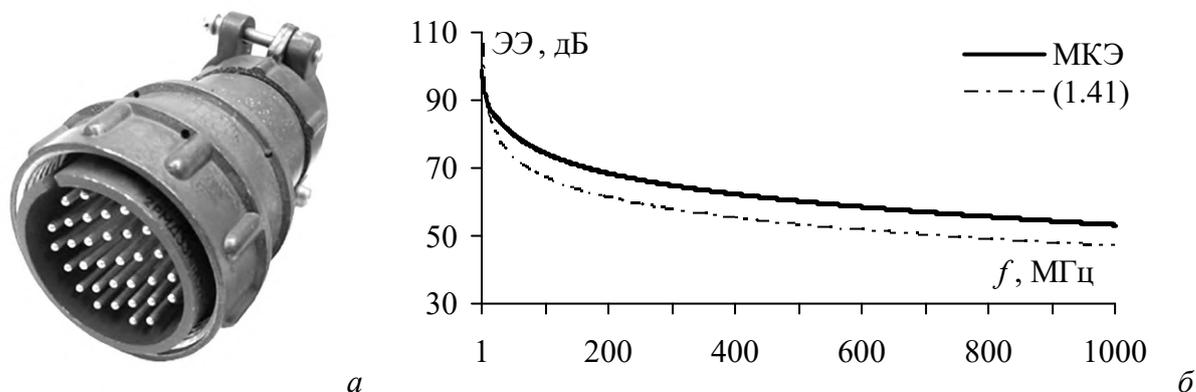


Рисунок 3.3 – Внешний вид соединителя 2РМДТ33 с экранирующим кожухом (а) и частотные зависимости ЭЭ кожуха (б)

В таблице 3.4 представлено сравнение времени вычисления частотных зависимостей ЭЭ (1000 точек) для трех рассмотренных конструкций с помощью МКЭ и аналитических методов (в GNU Octave). Видно, что вычисление ЭЭ с помощью аналитических методов требует на 6 порядков меньше времени, чем МКЭ. Используемые методы обладают приемлемой точностью, а максимальное значение Δ не превышает 19,7 дБ.

Таблица 3.4 – Время вычисления ЭЭ для рассмотренных экранирующих конструкций

Экранирующая конструкция	Аналитические методы, с	МКЭ, с	Δ , дБ
ABB FOX515	(1.44) – 0,024	2764	14,9
	(1.45) – 0,023		8,53
	(1.46) – 0,026		17,2
Фильтр сети Ethernet 100Base-T	(1.44) – 0,017	2063	4,72
	(1.45) – 0,017		2,93
	(1.46) – 0,021		19,7
Соединитель 2РМДТ	(1.41) – 0,011	3267	6,87

3.1.1.3 Результаты сравнения аналитических методов

По результатам сравнения частотных зависимостей ЭЭ для 11 различных экранирующих конструкций (подпункты 3.1.1.1–3.1.1.2) выявлено следующее:

1. Применение (1.39) при вычислениях Z_{ap} для корпуса с одной апертурой в произвольном положении на фронтальной стенке (при $w \approx l$) позволяет получить наиболее точные значения ЭЭ по сравнению с другими аналитическими методами, обладающими схожими возможностями (таблица 3.1).

2. Для объективной оценки ЭЭ корпуса со щелью при вычислении Z_{ap} необходимо использовать несколько аналитических методов. Наименьшее значение Δ может быть получено при использовании (1.25), (1.37) или (1.39), однако на частотах кратных удвоенному значению первой резонансной частоты щели ЭЭ может ошибочно обращаться в бесконечность. Поэтому для проверки вычислений по (1.25), (1.37) или (1.39) целесообразны повторные вычисления с применением (1.40) (таблица 3.1).

3. Оценка ЭЭ корпуса с круглой апертурой (с группой или массивом круглых апертур) может быть выполнена с помощью аналитического метода, предназначенного для квадратной (или прямоугольной) апертуры, при условии соблюдения равенства площадей этих апертур (рисунки 3.1–3.3, таблицы 3.2–3.3).

4. Если группа состоит из одинаковых апертур, расположенных в один ряд, то оценка ЭЭ корпуса может быть выполнена с помощью аналитических выражений (1.45) или (1.44), предназначенных для вычисления Z_{ap} для перфорированной фронтальной стенки корпуса (рисунок 3.2).

5. Если группа состоит из произвольно расположенных апертур различных форм и размеров, то для оценки ЭЭ конструкции целесообразно применение (1.38) (таблица 3.2).

6. Для оценки ЭЭ типовых экранирующих конструкций с перфорированной фронтальной стенкой наиболее целесообразно применение (1.45) (таблица 3.2, рисунки 3.1–3.2б).

3.1.2 Разработка алгоритма расчета эффективности экранирования произвольной экранирующей конструкции аналитическим методом

На основе выполненного анализа разработан алгоритм для вычисления ЭЭ произвольной типовой экранирующей конструкции, включающий аналитические выражения из пункта 1.4.3, а также усовершенствованные методы, предложенные в подразделах 2.1–2.2. Блок-схема разработанного алгоритма представлена на рисунке 3.4.

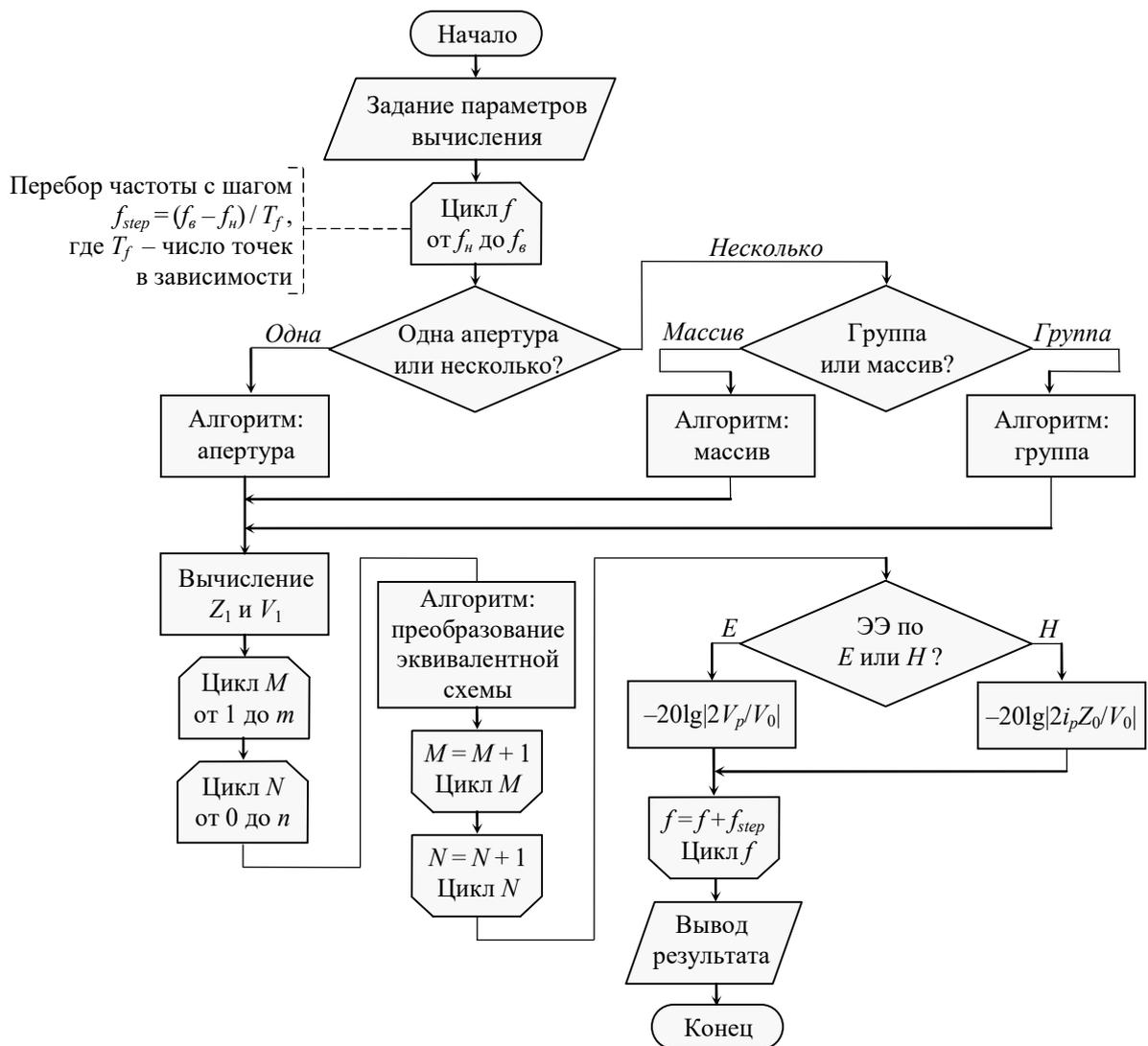


Рисунок 3.4 – Алгоритм оценки ЭЭ типовой экранирующей конструкции

Блок «Задание параметров вычисления» служит для введения параметров источника ЭМВ, положения точки наблюдения, а также параметров корпуса, его апертур и неоднородностей, заполняющих корпус или апертуры. Введенные параметры поступают внутрь цикла частоты f , осуществляющего перебор заданного числа T_f точек частоты в диапазоне от f_n до f_e . В теле цикла f в зависимости от параметров апертуры, заданных пользователем, автоматически выбирается выражение для вычисления импеданса Z_{ap} . На данном шаге допускается три возможных варианта выполнения алгоритма: для стенки, содержащей одну апертуру

(рисунок 3.5), массив (рисунок 3.6) или группу апертур (рисунок 3.7). Далее, используя вычисленное Z_{ap} , по теореме Тевенина определяются значения Z_1 и V_1 . Для учета высших типов волн, распространяющихся внутри экранирующей конструкции, последующие преобразования эквивалентной схемы и вычисления напряжения V_p или тока i_p в точке наблюдения p выполняются внутри внешнего M и вложенного N циклов. После выполнения этих циклов на текущей частоте вычисляется ЭЭ для электрической или магнитной составляющей электромагнитного поля. По окончании перебора точек в диапазоне от f_n до f_v частотная зависимость ЭЭ выводится в требуемой форме.

Вычисления Z_{ap} для стенки экранирующей конструкции с одной апертурой выполняются в соответствии с алгоритмом из рисунка 3.5. Выбор подходящего аналитического выражения осуществляется в зависимости от формы и геометрических размеров апертуры. В случае заполнения апертуры диэлектрическим, магнитным или магнитодиэлектрическим материалом для вычисления Z_{ap} применяются выражения (2.20)–(2.22). Для этого предварительно задаются значения погонных ёмкостей C' и C_0 .

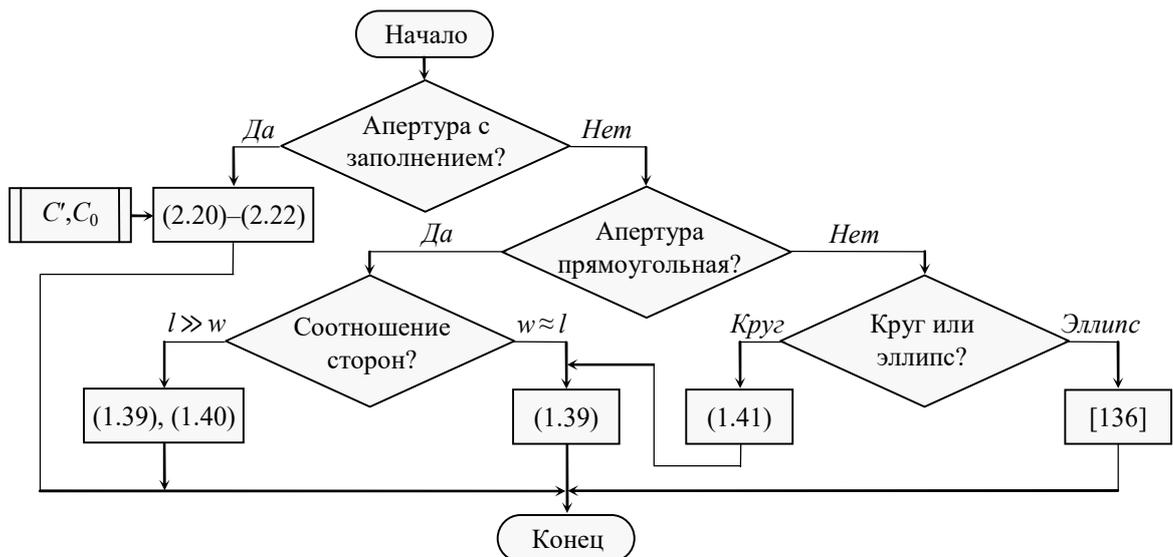


Рисунок 3.5 – Алгоритм выбора выражений для вычисления импеданса Z_{ap} для стенки с одной апертурой

Алгоритм на рисунке 3.6 применяется при моделировании экранирующих конструкций с массивом квадратных или круглых апертур во фронтальной стенке. Выбор выражения для вычисления Z_{ap} осуществляется на основе заданного положения массива. Если массив апертур располагается в центре фронтальной стенки, то Z_{ap} определяется с помощью (1.45), в остальных случаях – по (2.15). Вне зависимости от положения массива, вычисления Z_{ap} могут быть выполнены при расположении апертур в шахматном порядке.

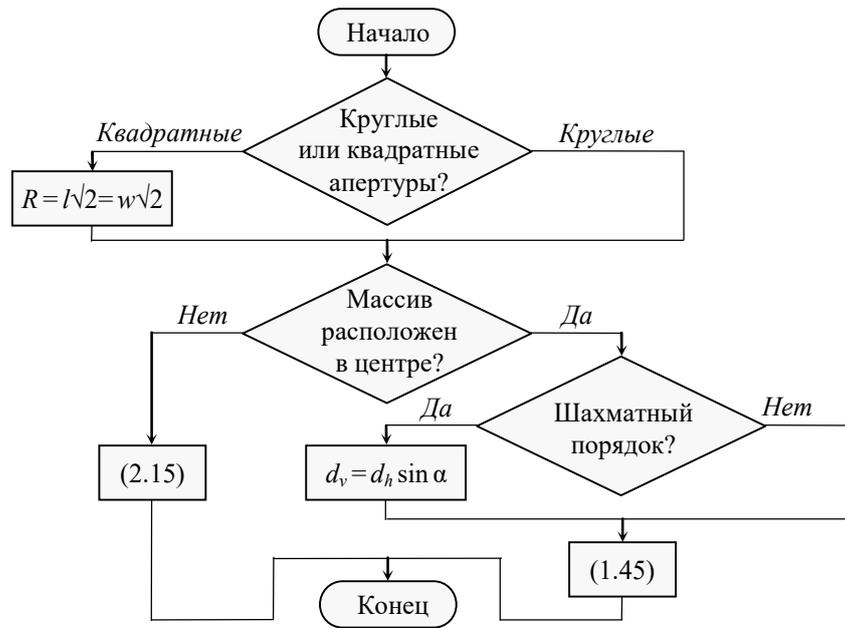


Рисунок 3.6 – Алгоритм выбора выражений для вычисления импеданса Z_{ap} для стенки с массивом апертур

Алгоритм на рисунке 3.7 предназначен для вычисления Z_{ap} фронтальной стенки с группой апертур. Если группа состоит из круглых или квадратных апертур одинаковых размеров, то Z_{ap} определяется по (1.45). В остальных случаях выполняется вызов алгоритма из рисунка 3.5, значения Z_{ap} рассчитываются отдельно для каждой апертуры, а затем суммируются согласно (1.43). Алгоритм на рисунке 3.7 также предусматривает вариант, при котором группа состоит как из одинаковых, так и разных апертур. При этом при вычислениях Z_{ap} используется функция переключательного типа «Добавить еще?».

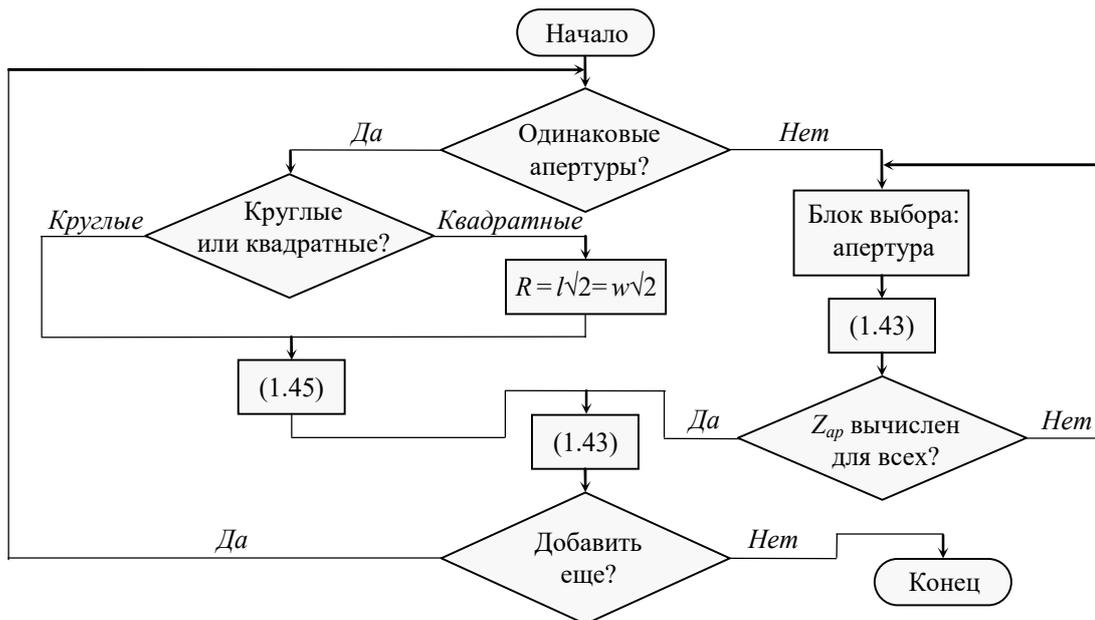


Рисунок 3.7 – Алгоритм выбора выражений для вычисления импеданса Z_{ap} для стенки с группой апертур

Алгоритм преобразования эквивалентной схемы для типовой экранирующей конструкции представлен на рисунке 3.8. Он предусматривает 4 различных варианта преобразования эквивалентной схемы в зависимости от формы и заполнения заданной пользователем экранирующей конструкции. Для экранирующих конструкций без заполнения на первом шаге выполнения алгоритма производятся вычисления k_g и Z_g . Последующие расчеты нагрузки эквивалентной схемы, а также импеданса и напряжения эквивалентного источника в точке наблюдения p выполняются согласно [80]. Для экранирующих конструкций с заполнением, преобразования эквивалентной схемы выполняются в соответствии с алгоритмами на рисунках 3.9–3.10.

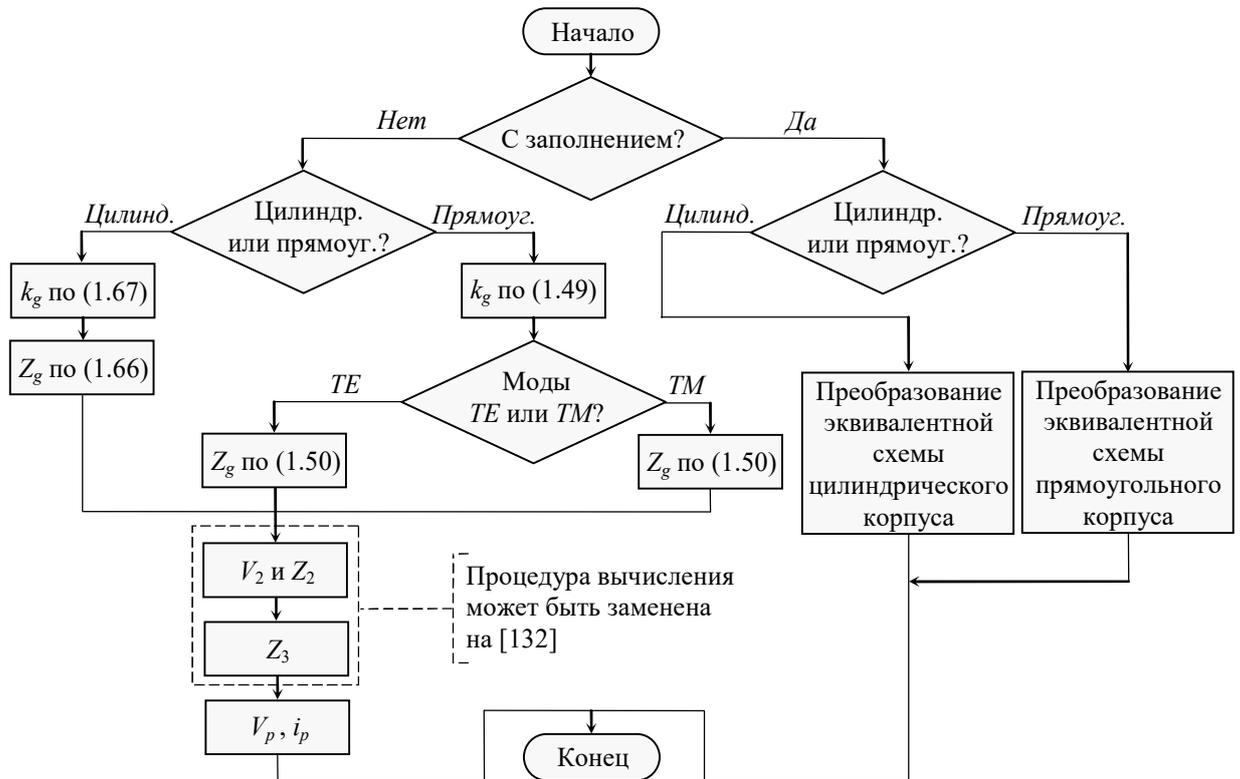


Рисунок 3.8 – Общий алгоритм преобразования эквивалентной схемы

Алгоритм преобразования эквивалентной схемы типового прямоугольного корпуса с произвольным заполнением представлен на рисунке 3.9. На первом шаге работы алгоритма выполняется обработка вектора D , содержащего все точки d_i , определяющие расположение структур из диэлектриков, проводников и радиопоглотителей, заполняющих корпус. С помощью блока «Sort (D)» выполняется сортировка всех точек d_i в порядке возрастания (от 0 до d), затем определяются размер (i_{max}) вектора D , а также номер элемента i_d , который соответствует точке наблюдения p . Далее для каждой точки d_i в диапазоне $i=1, 2, \dots, i_d-1$ последовательно вычисляются параметры заполнения, а также промежуточные значения V_i и Z_i . При $i=i_d$ преобразования левой части эквивалентной схемы завершаются, последние вычисленные

значения V_i и Z_i записываются в переменные V_L и Z_L , а алгоритм переходит к расчету реактивного сопротивления нагрузки. Преобразования правой части эквивалентной схемы выполняются в обратном порядке от i_{max} до $i_d + 1$. В каждом участке схемы от d до p определяются промежуточные значения Z_i . Результирующее сопротивление нагрузки Z_R определяется при $i = i_d + 1$. Затем полученные значения V_L , Z_L и Z_R используются для вычисления тока или напряжения в точке наблюдения p .

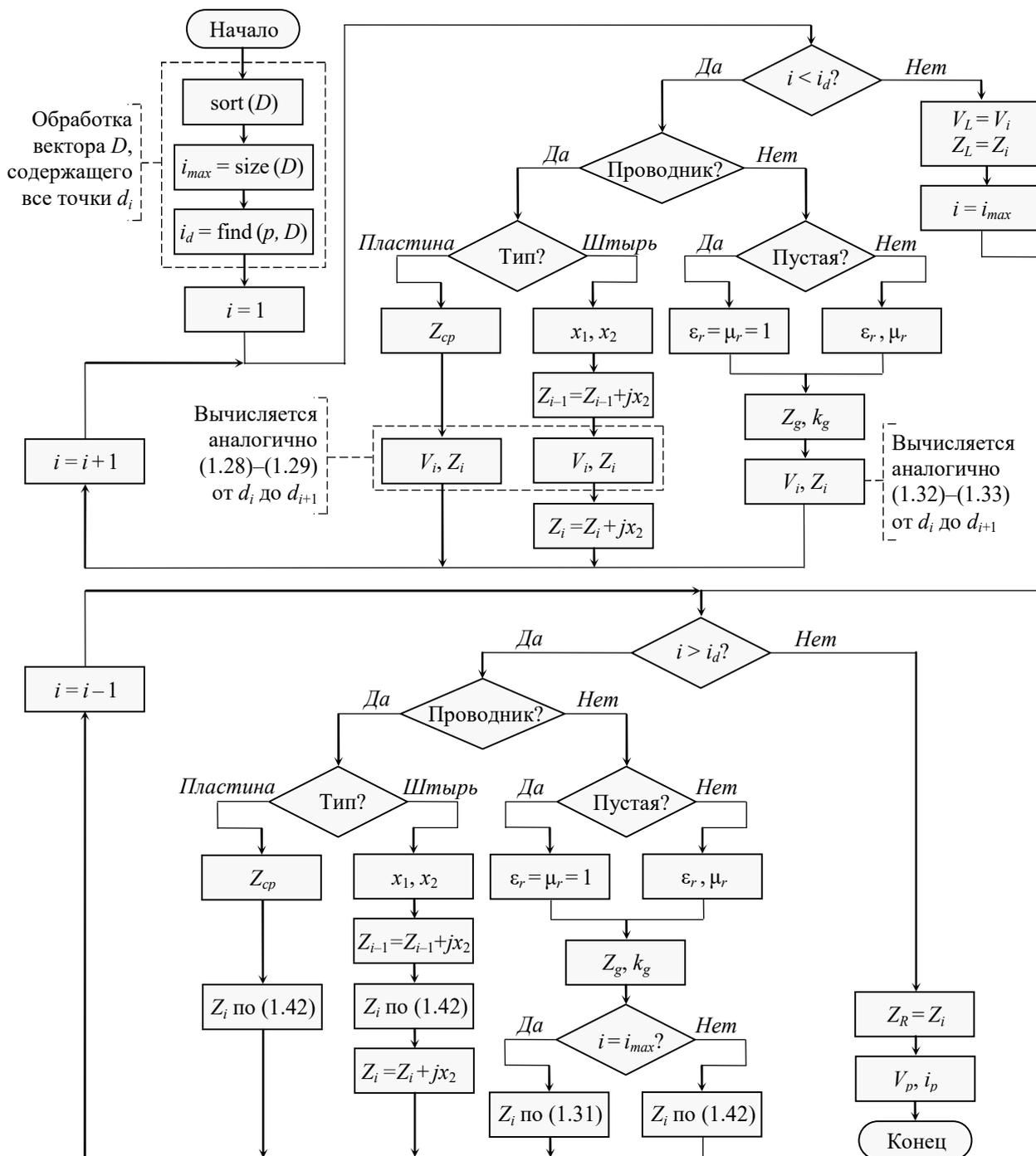


Рисунок 3.9 – Алгоритм преобразования эквивалентной схемы прямоугольного корпуса с заполнением

Алгоритм для преобразования эквивалентной схемы цилиндрического корпуса с заполнением представлен на рисунке 3.10. Его работа аналогична алгоритму из рисунка 3.9, однако при вычислениях не могут быть учтены проводящие структуры, заполняющие корпус.

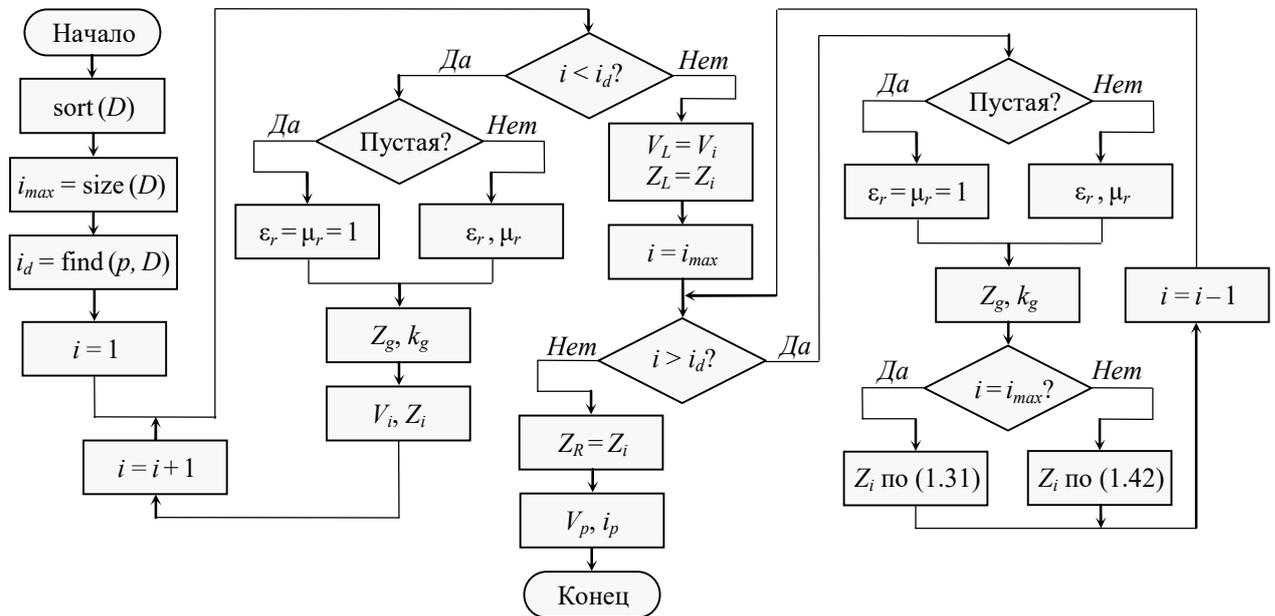


Рисунок 3.10 – Алгоритм преобразования эквивалентной схемы цилиндрического корпуса с заполнением

3.1.3 Прототип программного обеспечения для моделирования типовых экранирующих конструкций

Разработан прототип ПО для моделирования экранирующих конструкций РЭС [212, 214]. При этом использованы язык программирования C++, среда разработки Qt [220], а также входящие в её состав библиотеки для разработки графического интерфейса пользователя (ГИП). Для создания трехмерных моделей экранирующих конструкций и их визуализации на графической сцене в прототипе ПО использованы библиотеки csg.js и tree.js, работающие на базе языка JavaScript, но поддерживающие интеграцию в среду Qt.

ГИП разработанного прототипа ПО состоит из трех основных окон: «Моделирование», «Вычисление» и «Отображение». Внешний вид стартового окна «Моделирование» показан на рисунке 3.11. В верхней части окна располагаются следующие элементы управления:

-  – перемещение между окнами ПО;
-  – запуск настроек ПО;
-  – вызов окна сохранения данных;
-  – просмотр сведений о программе.

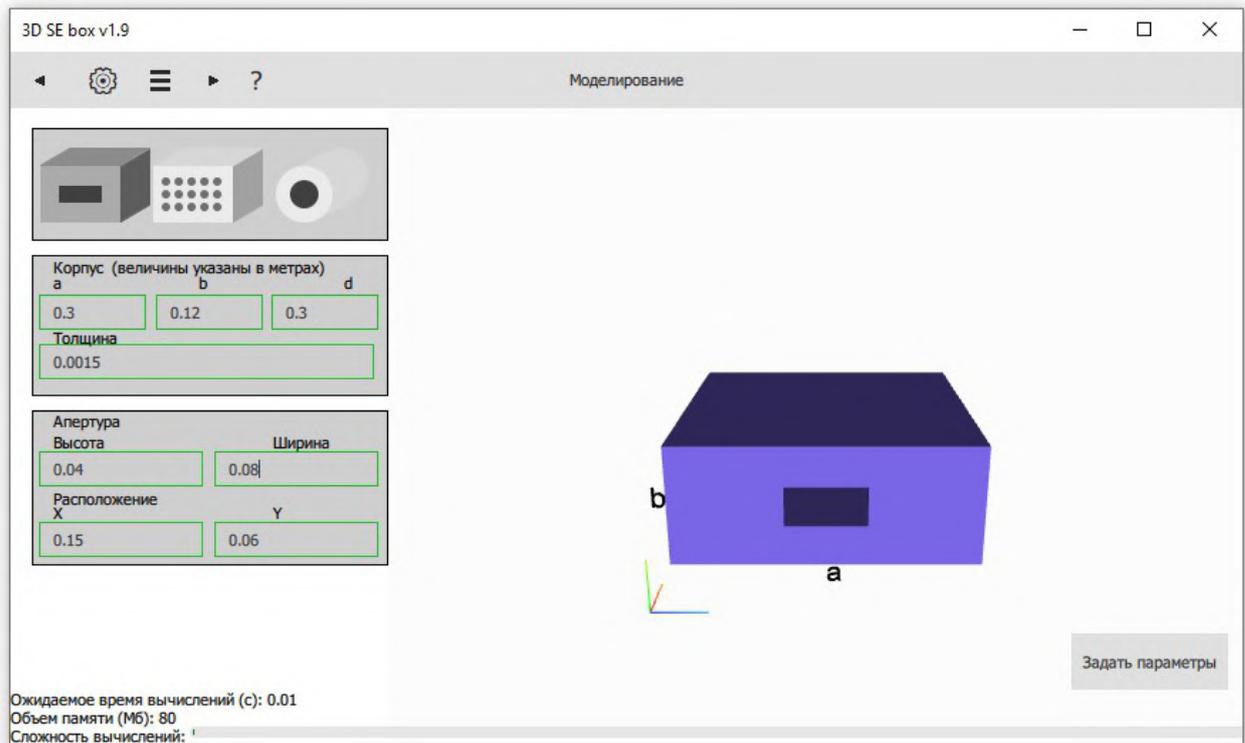


Рисунок 3.11 – Внешний вид окна «Моделирование»

В левом верхнем углу окна «Моделирование» пользователю доступен выбор нескольких типовых экранирующих конструкций: цилиндрического корпуса, прямоугольного корпуса с одной апертурой и массивом апертур. Выбор конструкции осуществляется путем нажатия соответствующей миниатюры в левой верхней части окна. Под миниатюрами располагаются элементы ГИП, служащие для задания параметров выбранной конструкции, а также её апертур. Для удобства в правой части экрана располагается динамическая трехмерная модель экранирующей конструкции, которая видоизменяется во время задания параметров.

Сохранение параметров анализируемой экранирующей конструкции для выполнения последующих расчетов ЭЭ осуществляется с помощью кнопки «Задать параметры», расположенной в правом нижнем углу главного окна. После её нажатия ПО автоматически переходит к окну «Вычисление» (рисунок 3.12), где задаются частотный диапазон, положение точки наблюдения, функция для вычисления импеданса Z_{ap} , и т.д. Для ускорения вычислений Z_{ap} с помощью методов, требующих численного интегрирования, в прототипе ПО реализован метод трапеций с применением правила оценки погрешности Рунге [221], настройка которого также осуществляется в окне «Вычисление». При изменении любого параметра в окне «Вычисление» производится оценка трудоемкости предполагаемых расчетов ЭЭ и объема требуемой памяти. Для оценки трудоемкости применяются системные значения оперативной памяти рабочей станции, что позволяет объективно оценить целесообразность вычислений в условиях ограниченных временных и вычислительных ресурсов.

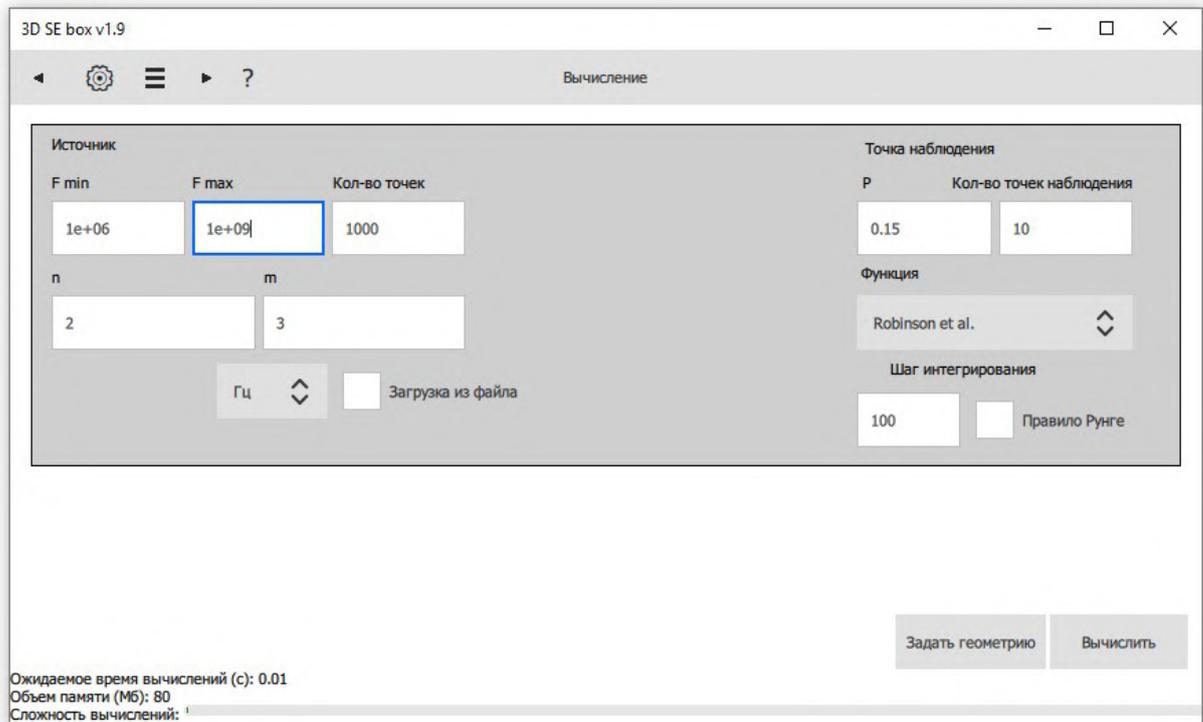


Рисунок 3.12 – Внешний вид окна «Вычисление»

Отличительной особенностью разработанного прототипа ПО является возможность трехмерного отображения результатов вычислений ЭЭ в зависимости от частоты воздействия и положения точек наблюдения внутри экранирующей конструкции. Данный функционал позволяет выявить и локализовать области, в которых ЭЭ принимает наихудшие значения, а также выполнить комплексную оценку ЭЭ в различных точках наблюдения, что может быть полезно для выбора оптимального расположения элементов и узлов РЭС внутри экранирующей конструкции на начальной стадии её проектирования. Пример трехмерного отображения ЭЭ корпуса с апертурой представлен на рисунке 3.13.

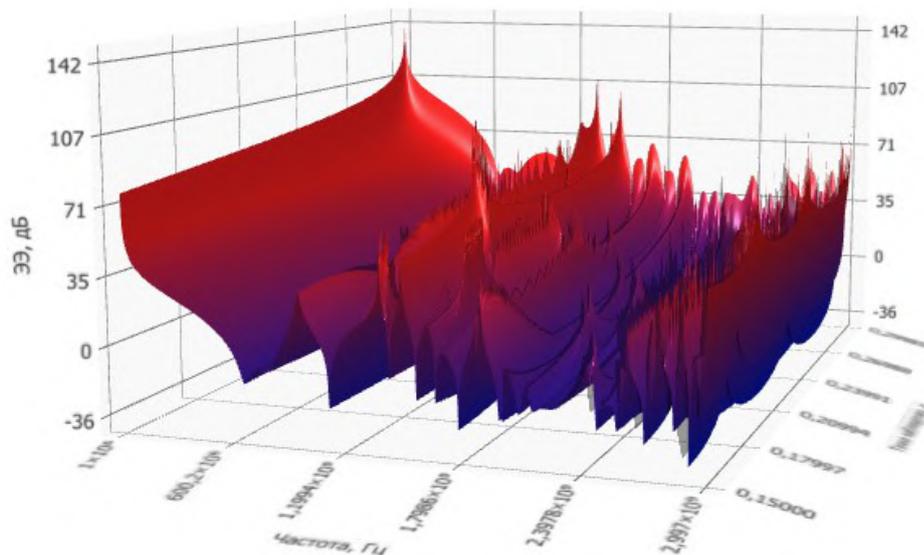


Рисунок 3.13 – Пример трехмерного отображения ЭЭ в прототипе ПО

При нажатии левой кнопкой мыши на полученную трехмерную зависимость в указанной точке на графической сцене отображается значение ЭЭ. После этого становится доступным запуск окна с двухмерной частотной зависимостью ЭЭ в выбранной точке наблюдения. Пример вывода двухмерной частотной зависимости ЭЭ в ГИП разработанного прототипа ПО представлен на рисунке 3.14.

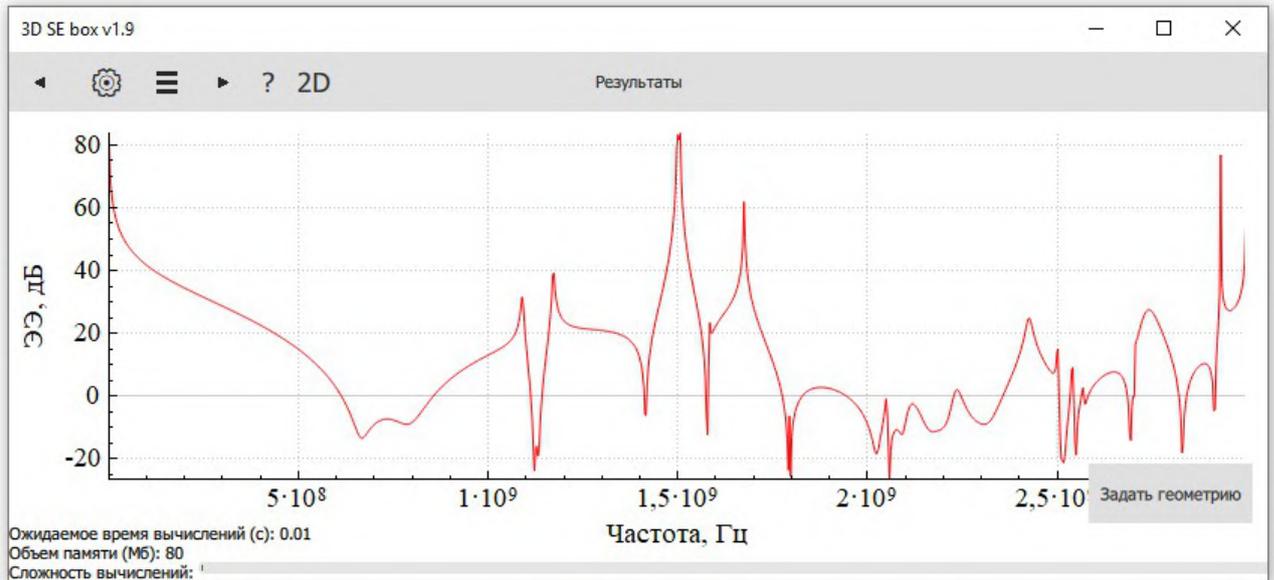


Рисунок 3.14 – Пример вывода двухмерной частотной зависимости ЭЭ в прототипе ПО

3.1.4 Разработка и анализ экранирующих конструкций элементов силовой шины электропитания космического аппарата и устройств, входящих в состав аппаратно-программного комплекса для её испытаний

Используя созданные вычислительные алгоритмы и прототип ПО, выполнены разработка, а также анализ ЭЭ экранирующих конструкций элементов СШЭП КА и устройств, входящих в состав АПК для испытаний СШЭП КА.

В первую очередь, в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц выполнены вычисления ЭЭ экранирующего кожуха соединителя 2РМДТ33 (рисунок 3.3а), использующегося для подключения СШЭП к системе электропитания и полезной нагрузке КА. При вычислениях использовалась модель экранирующего кожуха соединителя, представленная на рисунке 3.15. Как и в подразделе 3.1.1.2, предполагалось, что торцевая стенка кожуха раскрыта полностью, т.е. диаметры кожуха и апертуры совпадают. При этом часть экранирующего кожуха заполнялась электроизоляционным материалом с $\epsilon' \approx 6$. Частотные зависимости ЭЭ кожуха, вычисленные при смещении точки наблюдения r в диапазоне от 8 мм до 54 мм от апертуры, представлены на рисунке 3.16.

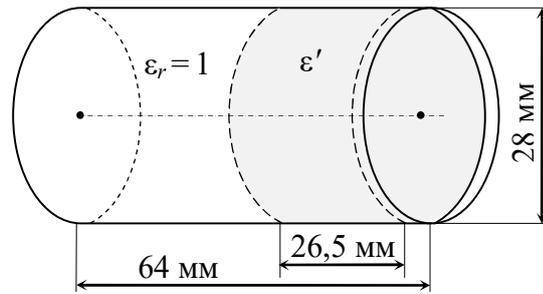


Рисунок 3.15 – Геометрическая модель кожуха соединителя 2PMDT33 с учетом диэлектрического заполнения

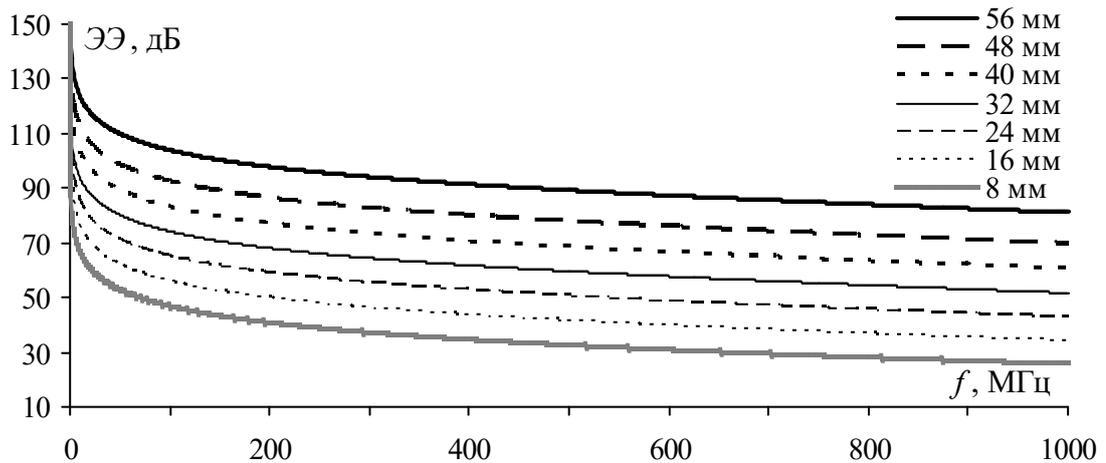


Рисунок 3.16 – Частотные зависимости ЭЭ кожуха соединителя 2PMDT33 с учетом его диэлектрического заполнения

Из рисунка 3.16 видно, что частотные зависимости ЭЭ монотонно убывают с ростом частоты. При смещении точки наблюдения от апертуры, ЭЭ увеличивается во всем частотном диапазоне приблизительно на 10 дБ для каждой последующей точки r . В точках наблюдения, находящихся внутри электроизоляционного материала, частотная зависимость ЭЭ не претерпевает видимых изменений. Наихудшее значение ЭЭ получено в точке $r = 8$ мм на частоте 1 ГГц и составило 26 дБ.

Разработан прототип экранирующего корпуса для помехозащитного фильтра СШЭП КА. Внешний вид корпуса и геометрические размеры его внутренней части приведены на рисунке 3.17. Корпус имеет толщину стенок $t = 2$ мм и состоит из съемной верхней крышки и основания высотой 5,5 мм, которое закрепляется на СШЭП. На стыке основания корпуса и его крышки имеется щель с $w \approx 0,01$ мм.

Используя разработанный прототип ПО и МКЭ, в диапазоне частот от 1 МГц до 4 ГГц выполнены вычисления ЭЭ в центре корпуса помехозащитного фильтра при падении вертикально-поляризованной плоской ЭМВ на его широкую (110 мм) стенку.

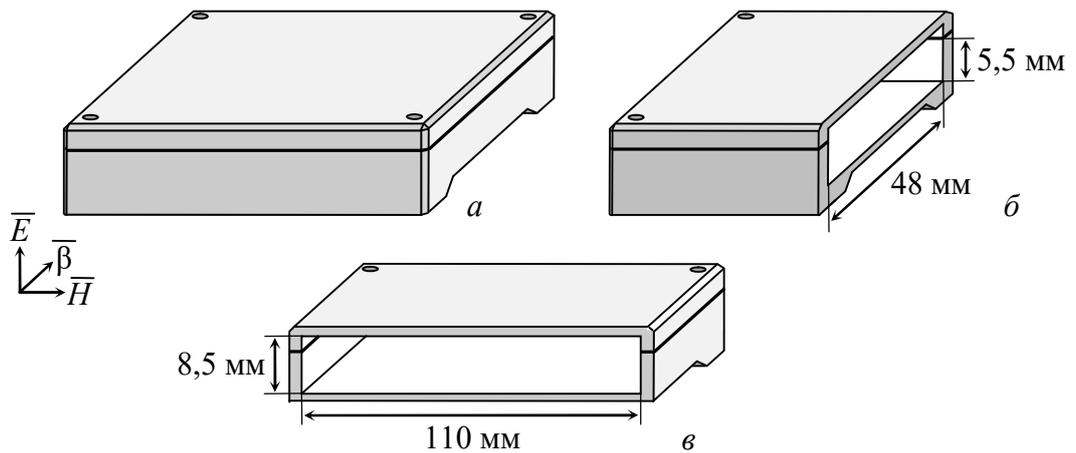


Рисунок 3.17 – Внешний вид (а) и геометрические размеры внутренней части (б, в) экранирующего корпуса помехозащитного фильтра СШЭП КА

При вычислениях ЭЭ в разработанном ПО, в соответствии с алгоритмом из рисунка 3.5, для вычисления Z_{ap} использовались выражения (1.39)–(1.40). Полученные частотные зависимости ЭЭ корпуса представлены на рисунке 3.18.

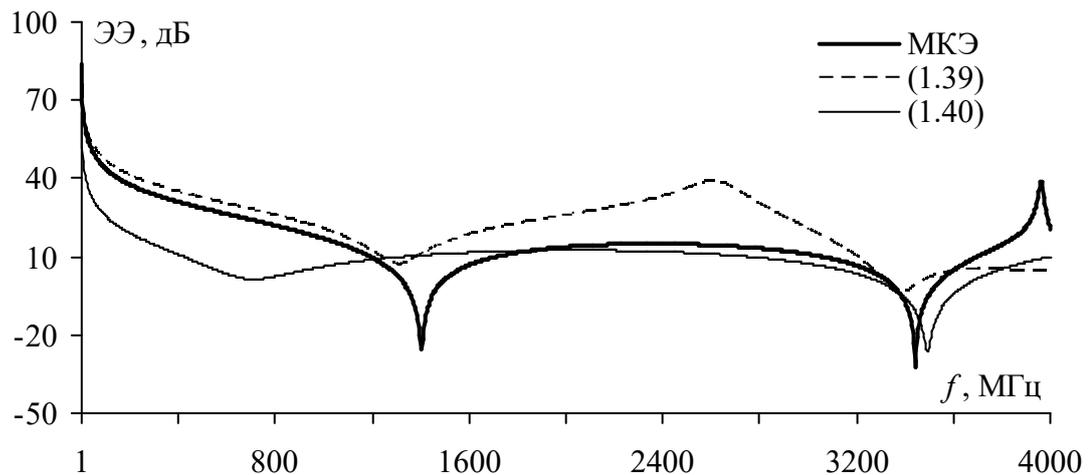


Рисунок 3.18 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса помехозащитного фильтра СШЭП при воздействии плоской ЭМВ со стороны его широкой (110 мм) стенки

Из рисунка 3.18 видно, что на частотной зависимости ЭЭ, полученной по (1.40), резонанс щели смещается на частоту 700 МГц. Из-за этого в диапазоне частот от 1 МГц до 1,5 ГГц результаты вычислений по МКЭ и (1.40) значительно отличаются (до 23,7 дБ разницы). На частотной зависимости, полученной по (1.39), резонансные частоты щели (1,4 ГГц) и корпуса (3,44 ГГц) согласуются с полученными по МКЭ, но на частоте 2,6 ГГц разность значений ЭЭ достигает 24,5 дБ. Минимальное значение ЭЭ для корпуса помехозащитного фильтра получено на частоте 3,44 ГГц и составляет минус 32 дБ.

Разработан корпус устройства эквивалента сети (LISN) для испытаний СШЭП КА. Корпус выполнен из листового металла толщиной 2 мм и имеет внутренние размеры $87 \times 50 \times 148 \text{ мм}^3$. В передней и задней стенках корпуса выполнены апертуры для установки соединителей (рисунок 3.19). Геометрические размеры апертур и координаты их расположения на задней и передней стенках корпуса приведены в таблице 3.5.

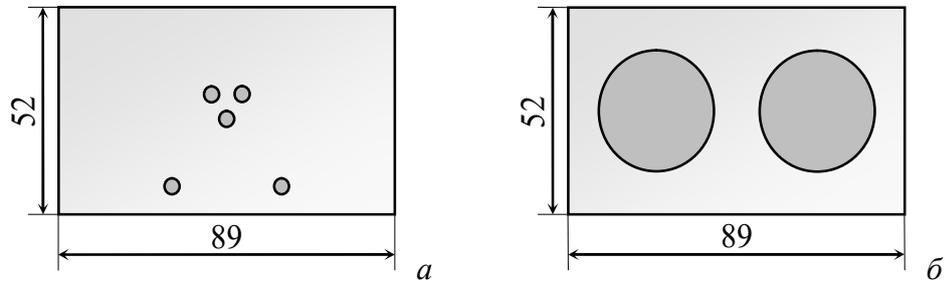


Рисунок 3.19 – Передняя (а) и задняя (б) стенки корпуса эквивалента сети

Таблица 3.5 – Размеры и положение апертур в стенках корпуса устройства эквивалента сети

Стенка		Передняя					Задняя	
Положение центра	X, мм	30	59	40,5	48,5	44,5	22,5	66,5
	Y, мм	7,5		30		24	26	
Диаметр апертуры, мм		4					33	

Используя созданный прототип ПО, в диапазоне частот до 1 ГГц вычислена ЭЭ корпуса устройства эквивалента сети при нормальном падении плоской ЭМВ на его переднюю и заднюю стенки. Следуя алгоритму из рисунка 3.5, при вычислениях Z_{ap} применялись выражения (1.39) и (1.41). Частотные зависимости ЭЭ, вычисленные в точках $p = 1, 25, 50, \dots, 125 \text{ мм}$ приведены на рисунке 3.20.

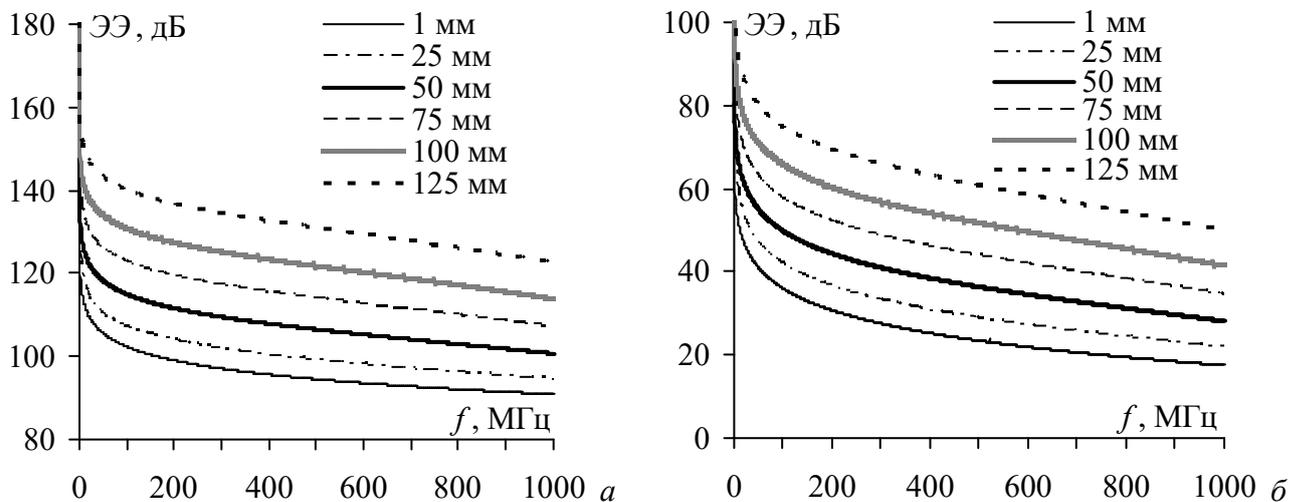


Рисунок 3.20 – Частотные зависимости ЭЭ в разных точках внутри корпуса устройства эквивалента сети при падении плоской ЭМВ на его переднюю (а) и заднюю (б) стенки

Из рисунка 3.20 видно, что частотные зависимости ЭЭ корпуса монотонно убывают с ростом частоты. При смещении точки наблюдения от стенки с апертурами ЭЭ увеличивается. Наименьшее значение ЭЭ 17,5 дБ на частоте 1 ГГц получено при падении плоской ЭМВ на заднюю стенку корпуса с апертурами для соединителей 2РМДТ33. Среднее значение ЭЭ при воздействии плоской ЭМВ на заднюю стенку корпуса составило 42,7 дБ, а на переднюю – 112,3 дБ.

Разработан экранирующий корпус блока питания и управления (БПУ) климатической экранированной камеры (КЭК) для совместных климатических и электромагнитных испытаний малогабаритных РЭС, а также элементов сети электропитания КА. Корпус БПУ КЭК (рисунок 3.21) имеет размеры $496 \times 90 \times 318$ мм³ и толщину стенок $t = 2$ мм. Фронтальная стенка корпуса содержит массив из 8×7 прямоугольных апертур размером 12×4 мм². Расстояния между центрами апертур по вертикали и горизонтали составляют 10 мм и 50 мм, соответственно.



Рисунок 3.21 – Внешний вид корпуса БПУ КЭК

Используя разработанный прототип ПО, вычислена ЭЭ корпуса БПУ КЭК в точках наблюдения 79,5 мм, 159 мм и 238,5 мм при падении плоской ЭМВ на его фронтальную стенку. Вычисления ЭЭ выполнялись в диапазоне частот от 1 МГц до 3 ГГц при условии возбуждения в корпусе только волн основного типа TE_{10} , а для расчета Z_{ap} использовался алгоритм из рисунка 3.6. Предварительно, с помощью (1.1), были рассчитаны резонансные частоты корпуса (таблица 3.6). Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 3.22.

Таблица 3.6 – Резонансные частоты корпуса БПУ КЭК

m, n, i	$f_{рез}, ГГц$	m, n, i	$f_{рез}, ГГц$	m, n, i	$f_{рез}, ГГц$
1, 0, 1	0,559	1, 0, 3	1,446	1, 0, 5	2,378
1, 0, 2	0,989	1, 0, 4	1,909	1, 0, 6	2,844

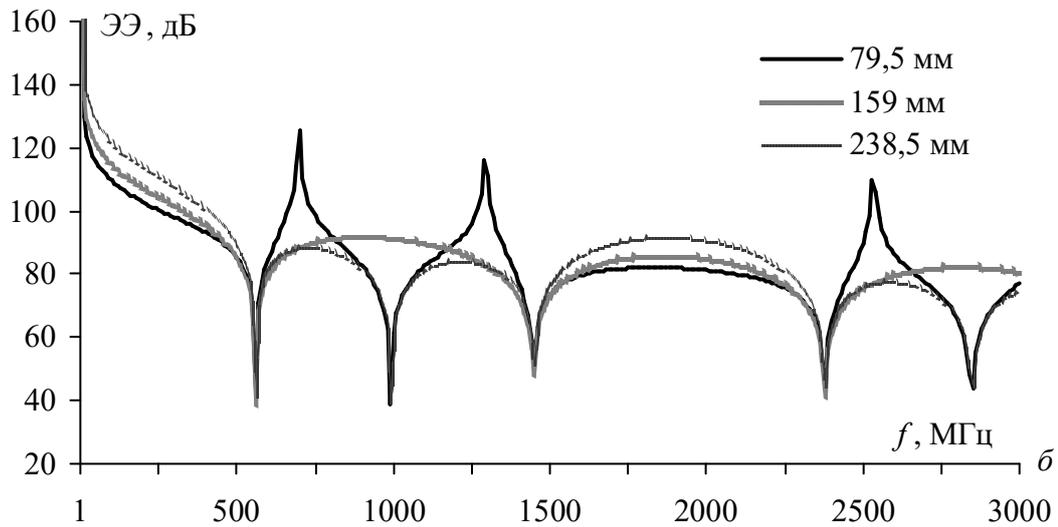


Рисунок 3.22 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса БПУ КЭК

Из рисунка 3.22 видно, что на частотных зависимостях ЭЭ, вычисленных в прототипе ПО, отсутствуют некоторые резонансные частоты, приведенные в таблице 3.6, что связано с положением выбранных точек наблюдения. В то же время значения имеющихся резонансных частот совпадают с вычисленными по (1.1). В исследуемом частотном диапазоне минимальное значение ЭЭ корпуса БПУ КЭК наблюдается на частоте 989 МГц и составляет 39 дБ.

3.2 Программное обеспечение для моделирования плоских экранов и планарных образцов экранирующих материалов

Разработан прототип ПО для моделирования ЭЭ экранирующих материалов и плоских электромагнитных экранов, выполненных на их основе [186, 216]. Прототип создан на базе языка программирования С++ с применением среды разработки Qt, а также модулей трехмерной визуализации, входящих в её состав [220]. Для анализа электромагнитных экранов из композитных материалов в прототипе ПО реализованы аналитические методы, предложенные в подразделе 2.3. Для оценки ЭЭ металлов и их сплавов в ближней зоне поля и при воздействии плоской ЭМВ в ПО предусмотрены методы из [103] и [114], соответственно.

ГИП прототипа ПО выполнен в виде комбинации вкладок-окон, которые соответствуют обобщенному алгоритму работы программы, представленному на 3.23. На первом шаге работы программы, в зависимости от типа материала (металл или композит) и зоны электромагнитного поля (ближней или дальней), которые заданы пользователем, производится выбор типа решаемой задачи и задание соответствующего ей аналитического метода. После чего, пользователем задаются свойства источника воздействия, а также геометрические и электрофизические параметры экрана или образца экранирующего материала. Для анализа многослойных экранирующих материалов в прототипе программы реализовано специальное выпадающее интерактивное окно. С его помощью могут быть заданы параметры материалов,

имеющих до четырех различных слоев. После задания требуемых параметров выполняется вычисление зависимостей ЭЭ и их последующее отображение в окне программы.

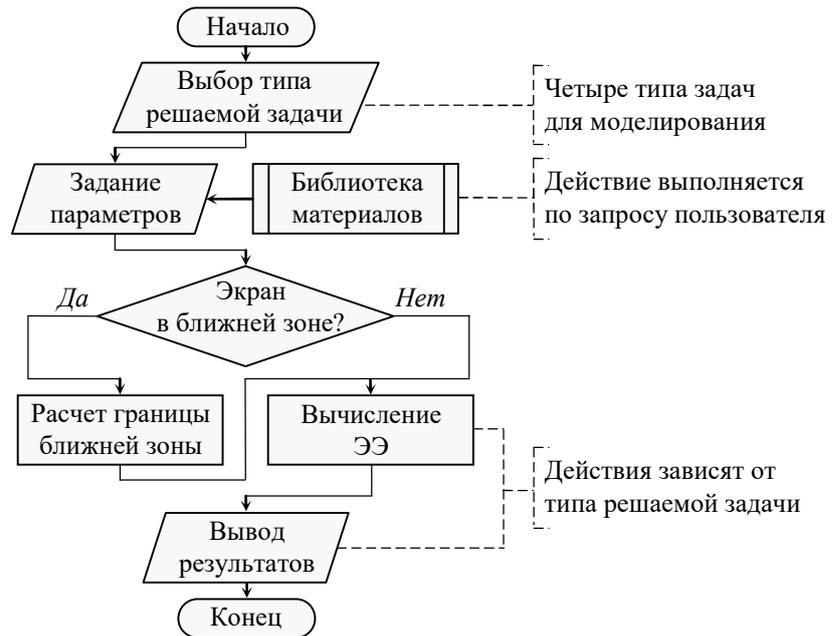


Рисунок 3.23 – Алгоритм работы прототипа ПО для моделирования плоских экранов и планарных экранирующих материалов

Для аналитических методов, реализующих воздействие в дальней зоне поля, результаты отображаются в виде двумерной зависимости ЭЭ от частоты. Отличительной чертой разработанного прототипа ПО при расчетах в ближней зоне является возможность трехмерного отображения ЭЭ от частоты и расстояния между источником воздействия и экраном. Для этого, в ПО реализован алгоритм автоматического расчета границ зоны Френеля [222] в зависимости от диапазона частот, заданного пользователем. Пример трехмерного отображения ЭЭ в интерфейсе разработанного прототипа ПО представлен на рисунке 3.24.

Переход между вкладками в ГИП разработанного ПО осуществляется с помощью стрелок, расположенных в нижней части окна. В прототипе ПО также предусмотрены следующие элементы управления:

-  – перемещение к стартовому окну;
-  – сохранение результатов вычислений;
-  – вызов окна настроек программы;
-  – печать результатов;
-  – запуск библиотеки материалов.

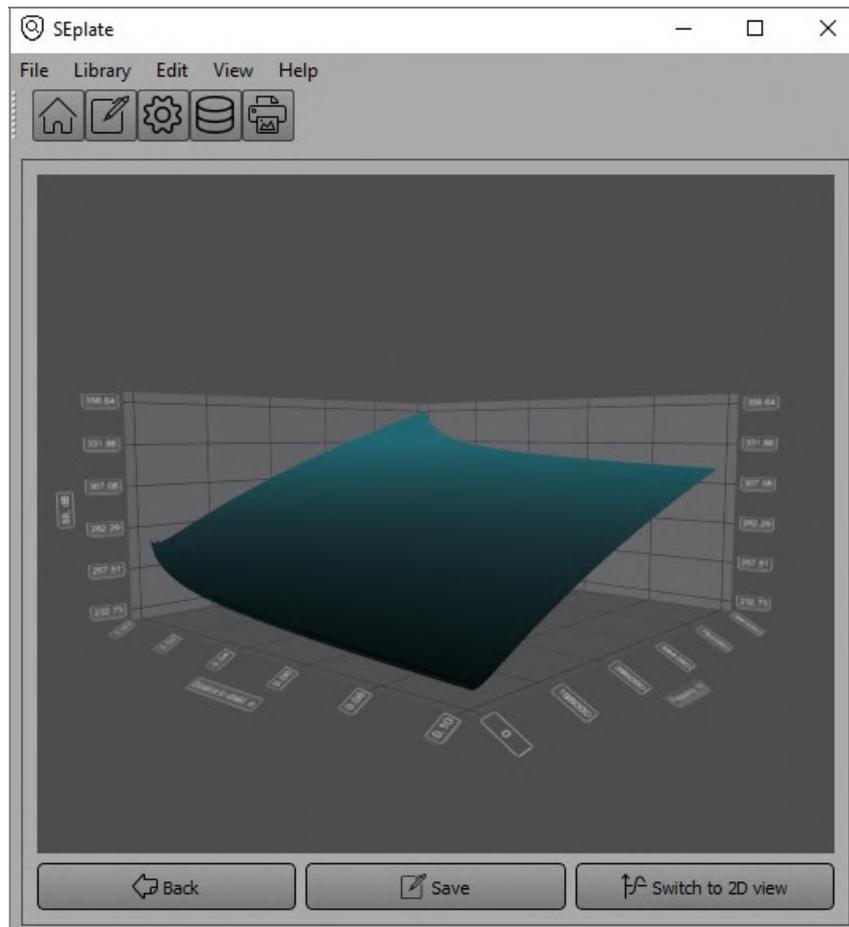


Рисунок 3.24 – Пример трехмерного отображения ЭЭ в ГИП прототипа ПО

Библиотека материалов, созданная в прототипе ПО, предназначена для облегчения работы с программой: в ней содержатся электрофизические параметры типовых материалов, применяющихся при изготовлении электромагнитных экранов, которые могут быть применены при расчетах ЭЭ. Внешний вид окна библиотеки материалов показан на рисунке 3.25.

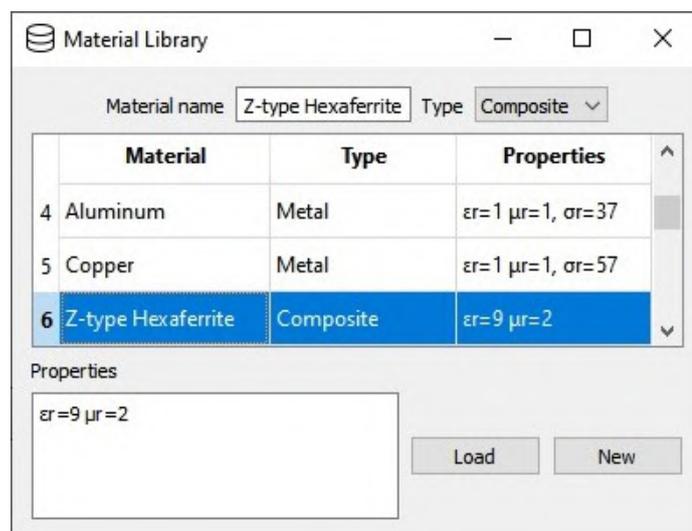


Рисунок 3.25 – Внешний вид окна библиотеки экранирующих материалов

Материалы, доступные для использования, отображаются в таблице, расположенной в центре окна. Загрузка параметров материала из библиотеки в основное окно ПО осуществляется нажатием кнопки «Load». Необходимый материал может быть выбран из таблицы вручную, либо найден при помощи поиска, реализованного в верхней части окна. По желанию пользователя, с помощью функционала, вызываемого по нажатию кнопки «New», в библиотеку может быть добавлен новый материал.

3.3 Моделирование многоуровневой экранирующей конструкции численным методом матрицы линий передачи

3.3.1 Алгоритм для анализа экранирующих конструкций методом матрицы линий передачи

На основе ММЛП (пункт 1.3.1) разработан алгоритм для моделирования произвольных экранирующих конструкций РЭС (рисунок 3.26). Для выполнения алгоритма задаются частотный диапазон, число узлов сетки, количество итераций IT , граничные условия, а также положения источника и рецептора (точки наблюдения) электромагнитного излучения. Итерационный процесс выполняется n раз в соответствии с заданным числом n точек в частотной зависимости ЭЭ. Внутри цикла итерационного решения, путем введения коэффициента отражения задаются границы экранирующей конструкции (для идеально проводящих стенок конструкции $\Gamma = -1$). Источник электромагнитного излучения задается в виде напряжений в узлах матрицы ЛП, а его характеристики определяются отношением (δ_n) размера ячейки Δl и длины волны λ , которое используется при вычислении компонент электромагнитного поля. Так как скорость распространения волны в двухмерном узле ММЛП составляет $1/\sqrt{2}$ скорости света (из-за параллельного соединения погонных ёмкостей, возникающего при перекрещивании отрезков ЛП), то δ_n определяется как

$$\delta_n(f) = \frac{f \Delta l}{c\sqrt{2}}. \quad (3.1)$$

Работа алгоритма осуществляется следующим образом. На первом шаге задаются начальные условия и число итераций IT . После этого, вычисляется набор значений δ_n для каждой точки заданного частотного диапазона. Используя введенные пользователем границы структуры, а также характеристики источника электромагнитного излучения, выполняется итерационное вычисление временного отклика в соответствии с дискретным аналогом принципа Гюйгенса. На основе полученного отклика с использованием прямого преобразования Фурье выполняется расчет частотных зависимостей искомых параметров (ЭЭ, напряженности E и т.п.) в точке наблюдения.

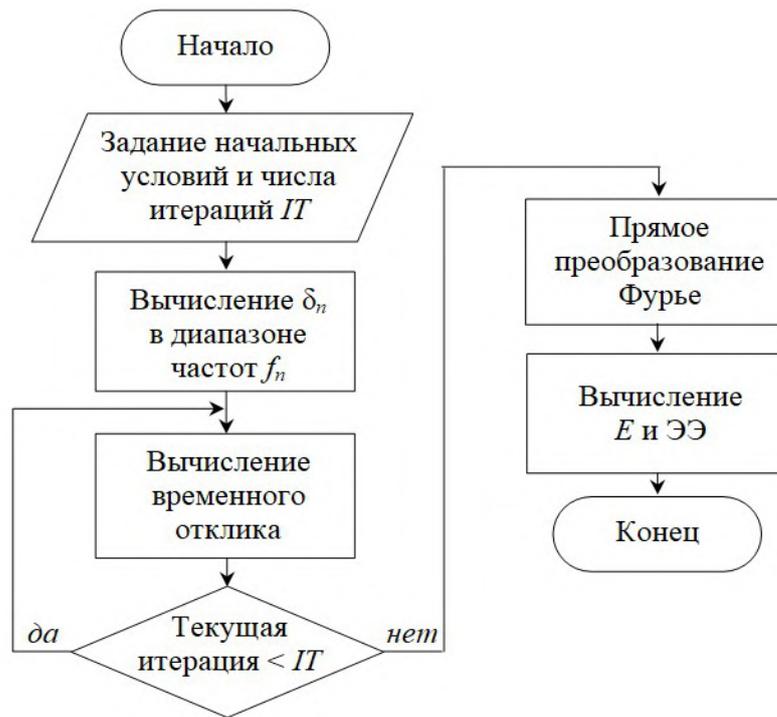


Рисунок 3.26 – Алгоритм моделирования произвольной экранирующей конструкции по ММЛП

Выполнена программная реализация предложенного алгоритма в среде GNU Octave и проведено его тестирование. В качестве тестовой структуры использовался прямоугольный корпус ($a=b=d=300$ мм) с апертурой (100×300 мм²) в центре фронтальной стенки (рисунок 3.27а). Все вычисления выполнялись при условии возбуждения в корпусе волн TE_{m0} типа. Учитывая это условие, для оценки ЭЭ применялась двухмерная модель корпуса из рисунка 3.27б, на которую накладывалась сетка, состоящая только из параллельных узлов ЛП.

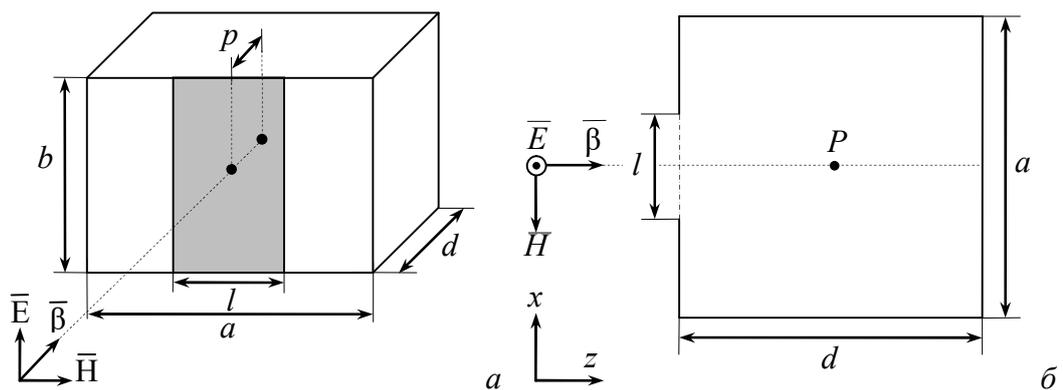


Рисунок 3.27 – Трехмерная (а) и двухмерная (б) модели корпуса с апертурой

В первую очередь, используя разработанный алгоритм и аналитический метод из [80], вычислены частотные зависимости ЭЭ в центре указанного выше корпуса в диапазоне частот от 1 МГц до 1,5 ГГц (рисунок 3.28). При вычислениях по ММЛП использовалась сетка из 60×61 узлов, а $IT=2000$.

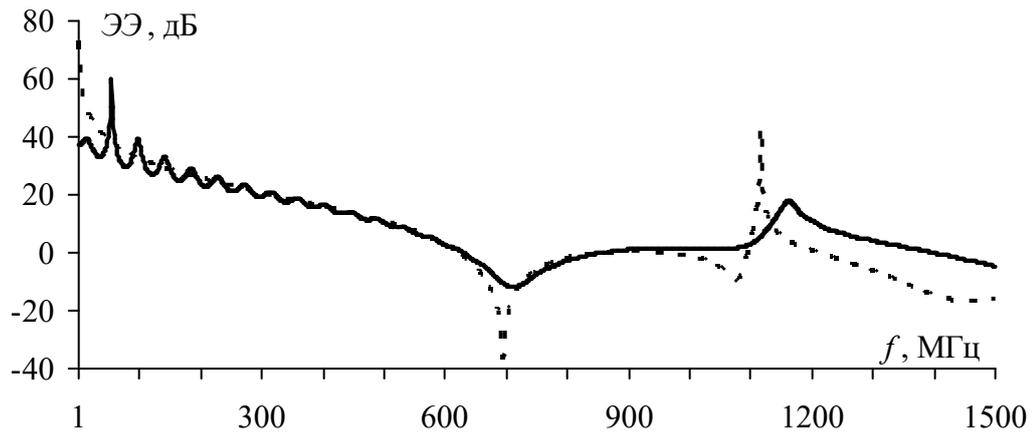


Рисунок 3.28 – Частотные зависимости ЭЭ тестового корпуса, вычисленные аналитическим методом из [80] (---) и разработанным алгоритмом (—)

Из рисунка 3.28 видно, что частотные зависимости ЭЭ, вычисленные по предложенному алгоритму и аналитическим методом, хорошо согласуются до частоты второго резонанса корпуса. Резонансные частоты корпуса незначительно расходятся, а в диапазоне 1,1–1,5 ГГц отличие между значениями ЭЭ достигает 20 дБ, что может быть связано с невысокой точностью аналитического метода. В диапазоне до 600 МГц на зависимости, вычисленной по ММЛП, проявляются нефизичные осцилляции, амплитуда которых уменьшается с ростом частоты. Их присутствие связано с погрешностью редукции [13], возникающей в ММЛП при использовании преобразования Фурье в результате наложения усеченных спектров сигналов, распространяющихся в матрице ЛП.

Выполнена оценка влияния погрешности редукции на частотную зависимость ЭЭ корпуса при изменении размерности сетки и числа итераций IT . При вычислениях использовался тот же тестовый корпус, а ЭЭ определялась в диапазоне частот от 1 МГц до 1 ГГц. В первую очередь ЭЭ вычислена в сетке из 60×61 узлов при $IT = 1000; 2000; 3660$ (60×61). Полученные частотные зависимости представлены на рисунке 3.29.

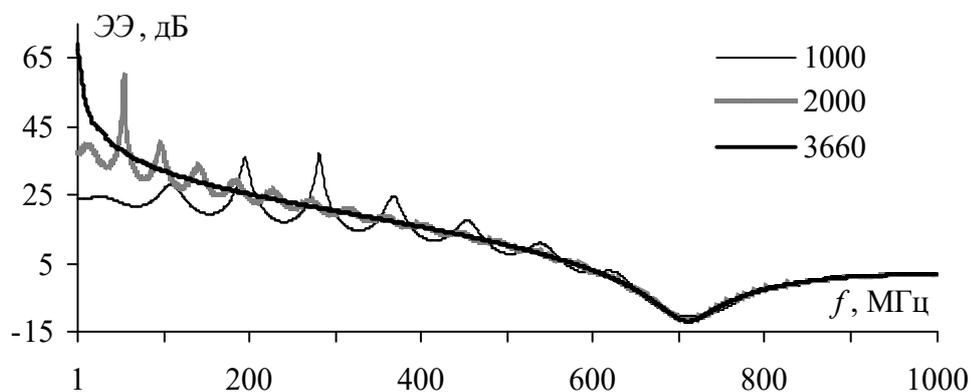


Рисунок 3.29 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса, вычисленные в сетке из 60×61 узлов

Из рисунка 3.29 видно, что с увеличением значения IT влияние погрешности редукции на частотную зависимость ЭЭ уменьшается. При увеличении IT до значения, сопоставимого с количеством узлов в сетке (3660), осцилляции полностью исчезают. Дальнейшее увеличение числа итераций не приводит к изменению частотной зависимости, однако, наблюдается существенное увеличение затрат времени на вычисления.

Далее выполнены аналогичные вычисления частотных зависимостей ЭЭ для тестового корпуса, но в сетке из 30×31 узлов и при $IT = 500; 930 (30 \times 31), 2000$ (рисунок 3.30).

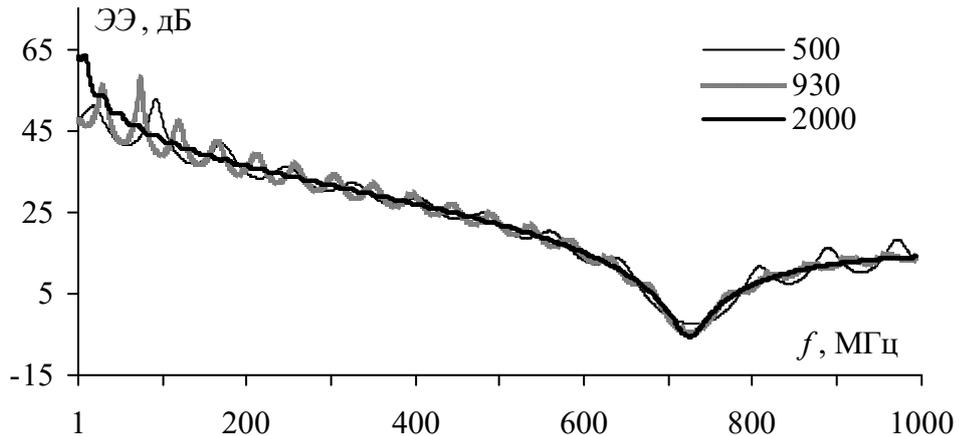


Рисунок 3.30 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса, вычисленные в сетке из 30×31 узлов

Из рисунка 3.30 видно, что при $IT = 500, 930$ на частотной зависимости ЭЭ имеются нефизичные осцилляции. При $IT = 2000$ амплитуда осцилляций уменьшается, однако влияние погрешности редукции все ещё присутствует. Частотные зависимости, полученные при разных сетках, однако для 30×31 узлов ЭЭ оказывается выше, чем для 60×61 узлов. Так, на рисунке 3.30 значение ЭЭ достигает уровня 25 дБ на частоте 500 МГц, тогда как на рисунке 3.29 – уже на 250 МГц.

Таким образом, при моделировании экранирующих конструкций по ММЛП влияние погрешности редукции на частотную зависимость ЭЭ возможно снизить путем увеличения числа итераций. Однако это может вызвать существенный рост вычислительных затрат, в особенности при большом числе узлов в сетке. Тем не менее, ММЛП можно использовать для приближенной оценки ЭЭ даже при наличии на частотной зависимости нефизичных осцилляций, поскольку их амплитуда имеет существенный размах только в области низких частот и уменьшается с ростом частоты воздействующей ЭМВ.

3.3.2 Многовариантный анализ эффективности экранирования многоуровневой экранирующей конструкции

Используя разработанный алгоритм на основе ММЛП выполнено моделирование многоуровневой экранирующей конструкции, состоящей из двух элементов: внешнего среднегабаритного корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ с апертурой $80 \times 80 \text{ мм}^2$ и вложенного в него малогабаритного корпуса $80 \times 40 \times 80 \text{ мм}^3$ с апертурой $20 \times 20 \text{ мм}^2$ (рисунок 3.31).

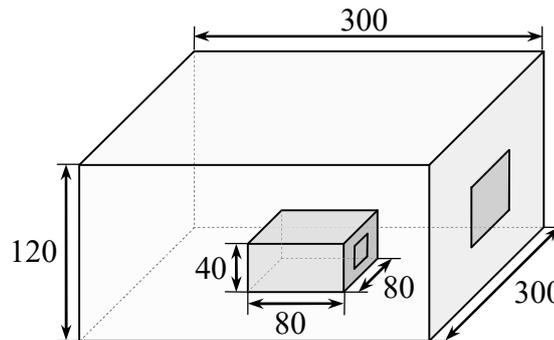


Рисунок 3.31 – Модель многоуровневой экранирующей конструкции из двух прямоугольных корпусов (размеры указаны в мм)

3.3.2.1 Анализ элементов многоуровневой экранирующей конструкции

В первую очередь, для каждого из корпусов, входящих в состав многоуровневой экранирующей конструкции, в диапазоне частот от 1 МГц до 3 ГГц вычислены частотные зависимости ЭЭ при воздействии плоской ЭМВ на стенку с апертурой (рисунок 3.32). В таблице 3.7 приведены участки исследуемого частотного диапазона, на которых ЭЭ принимает отрицательные значения, а также минимальные значения ЭЭ на частотах резонанса корпусов.

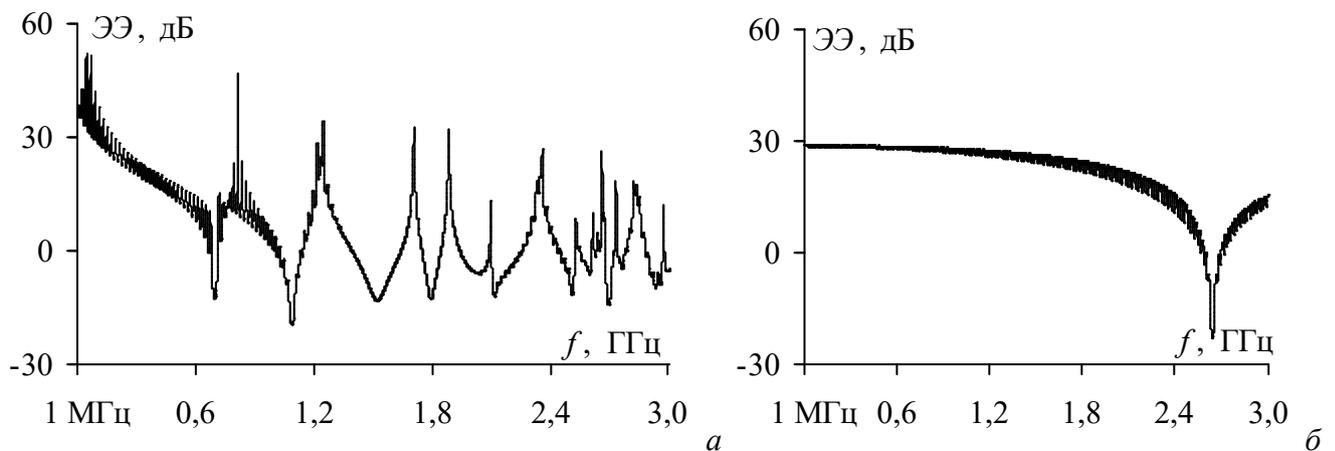


Рисунок 3.32 – Частотные зависимости ЭЭ, вычисленные в центрах среднегабаритного (а) и малогабаритного (б) корпусов

Таблица 3.7 – Минимальные значения ЭЭ среднегабаритного и малогабаритного корпусов

Δf при ЭЭ < 0 дБ, ГГц	$f_{рез}$, ГГц	ЭЭ, дБ
Среднегабаритный корпус		
0,69 – 0,71	0,70	минус 12,5
1,05 – 1,15	1,09	минус 20,0
1,40 – 1,65	1,52	минус 13,0
1,75 – 1,85	1,78	минус 12,8
1,94 – 2,08	2,03	минус 5,50
2,10 – 2,25	2,12	минус 12,0
2,45 – 2,53	2,51	минус 11,0
2,55 – 2,61	2,60	минус 5,50
2,67 – 2,73	2,69	минус 14,0
2,87 – 2,97	2,93	минус 10,0
Малогабаритный корпус		
2,60 – 2,70	2,63	минус 24,6

3.3.2.2 Анализ эффективности экранирования

при изменении положения апертуры вложенного корпуса

Далее вычислены частотные зависимости ЭЭ многоуровневой экранирующей конструкции при изменении расположения апертуры вложенного малогабаритного корпуса (рисунок 3.33). Во всех случаях вложенный корпус располагался в центре внешнего. Вычисления выполнялись при воздействии на многоуровневую конструкцию плоской ЭМВ в диапазоне частот от 1 МГц до 3 ГГц в точках наблюдения p_1 и p_2 , расположенных внутри внешнего (на расстоянии $q = 50$ мм) и в центре вложенного корпусов, соответственно. Результаты вычислений ЭЭ представлены на рисунке 3.34.

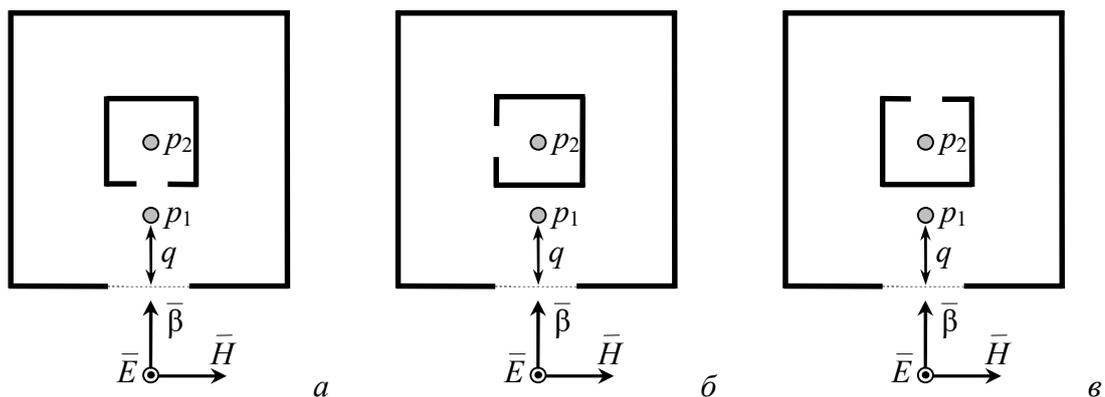


Рисунок 3.33 – Вид сверху многоуровневой экранирующей конструкции при расположении апертуры вложенного корпуса на его фронтальной (а), боковой (б) и задней (в) стенках

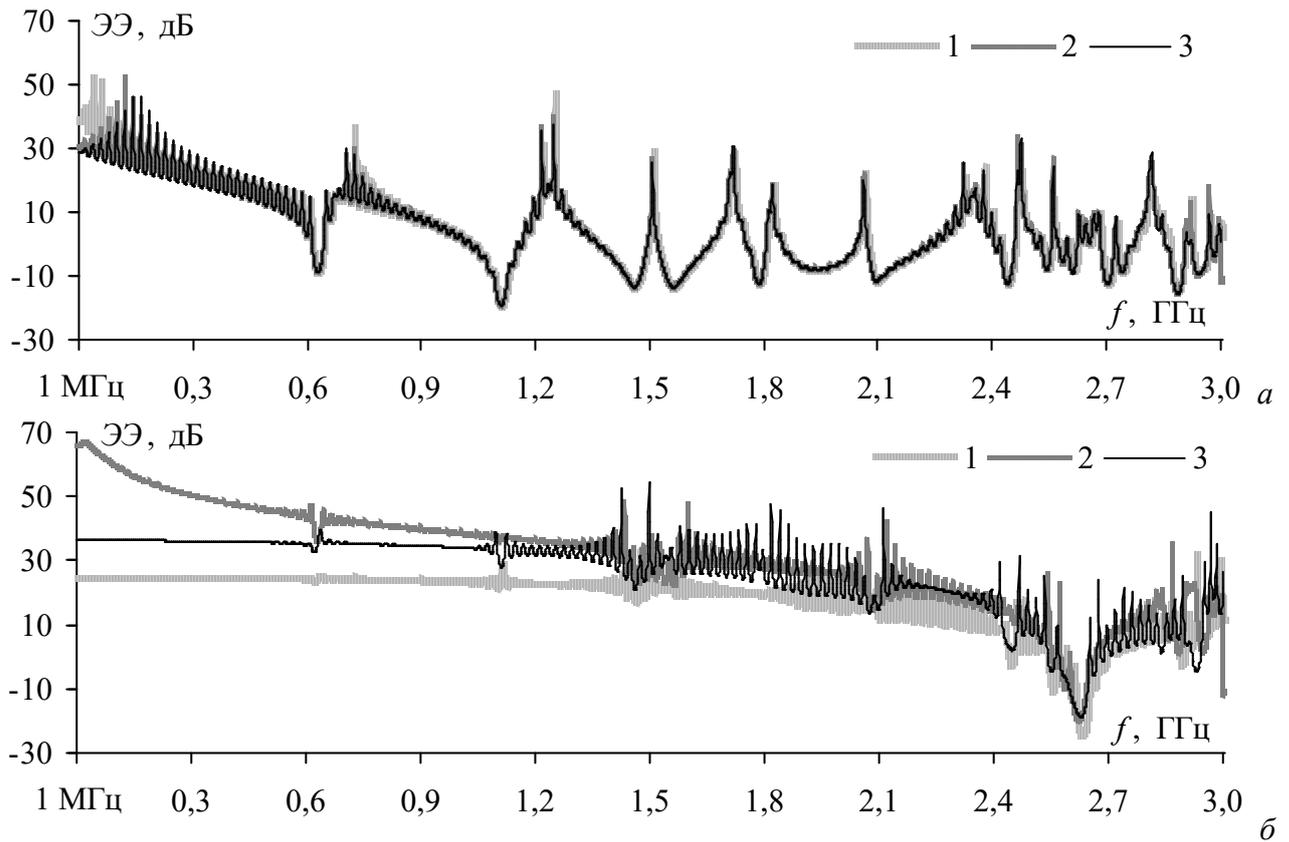


Рисунок 3.34 – Частотные зависимости ЭЭ в точках p_1 (а) и p_2 (б) при размещении апертуры вложенного корпуса на его фронтальной (1), боковой (2) и задней (3) стенках

Из рисунка 3.34 видно, что изменение положения апертуры вложенного корпуса практически не влияет на ЭЭ внешнего корпуса. Однако при внесении малогабаритного корпуса в среднегабаритный происходит смещение его первой резонансной частоты с 0,7 ГГц (таблица 3.7) до 0,63 ГГц. В то же время, изменение положения апертуры сильно влияет на ЭЭ вложенного корпуса. При встречном расположении апертур ЭЭ вложенного корпуса оказывается минимальной (приблизительно равной ЭЭ на рисунке 3.32), а при расположении апертуры сбоку – значительно увеличивается и достигает 67 дБ на частоте 1 МГц. На всех зависимостях в точке p_2 наблюдаются всплески на частотах резонанса внешнего среднегабаритного корпуса.

3.3.2.3 Влияние расположения вложенного корпуса на эффективность экранирования многоуровневой конструкции

Выполнено моделирование ЭЭ многоуровневой экранирующей конструкции при расположении вложенного корпуса в центре, сбоку и в углу среднегабаритного корпуса (рисунок 3.35). В двух последних случаях корпуса электрически соединялись друг с другом. ЭЭ определялась в диапазоне частот от 1 МГц до 3 ГГц в точках p_1 и p_2 внутри внешнего (на расстоянии $q = 50$ мм) и в центре вложенного корпусов, соответственно. Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 3.36.

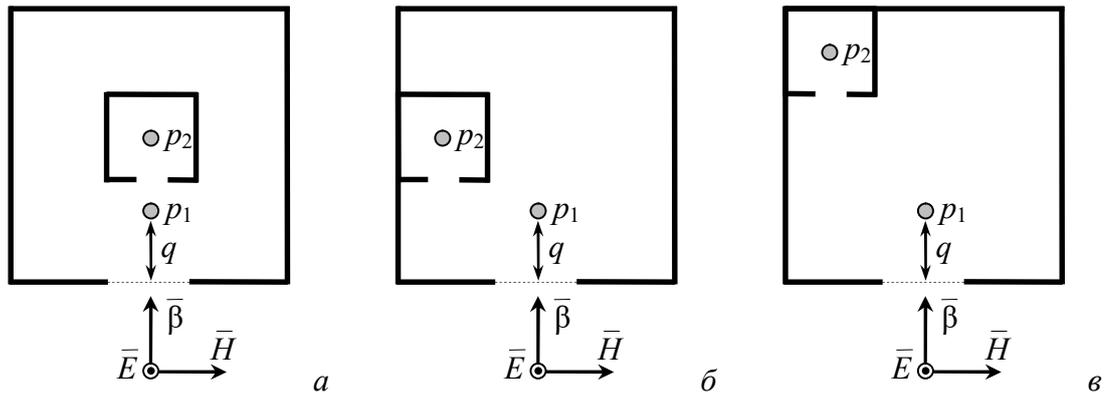


Рисунок 3.35 – Вид сверху многоуровневой экранирующей конструкции при расположении вложенного корпуса в центре (а), сбоку (б) и в углу (в) внешнего корпуса

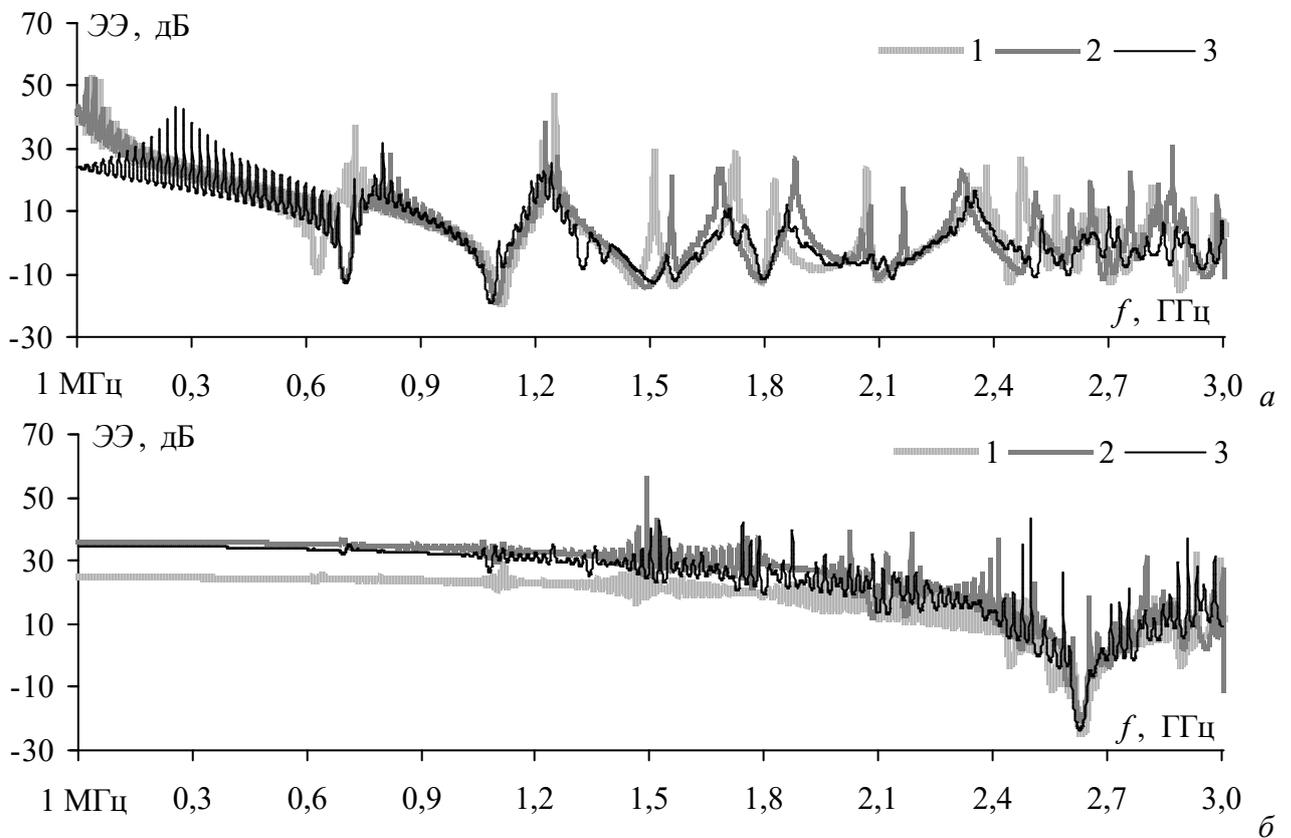


Рисунок 3.36 – Частотные зависимости ЭЭ в точках p_1 (а) и p_2 (б) при расположении вложенного корпуса в центре (1), сбоку (2) и в углу (3) внешнего

Из рисунка 3.36а видно, что при центральном расположении вложенного корпуса первая резонансная частота внешнего корпуса смещается на 100 МГц. Однако в двух других случаях этого не происходит. При смещении вложенного корпуса из центра экранирующей конструкции ЭЭ увеличивается (рисунок 3.36б). При этом наилучшая ЭЭ наблюдается при расположении вложенного корпуса сбоку. Аналогично рисунку 3.34б, на частотных зависимостях ЭЭ, вычисленных в точке p_2 , видны всплески на частотах резонанса внешнего корпуса.

3.3.2.4 Влияние электрического соединения корпусов на эффективность экранирования многоуровневой конструкции

Выполнена оценка влияния электрического соединения корпусов, входящих в состав многоуровневой экранирующей конструкции, на её ЭЭ. Как и ранее, ЭЭ определялась в диапазоне частот от 1 МГц до 3 ГГц в точках p_1 внутри внешнего корпуса (при $q = 50$ мм) и p_2 в центре вложенного корпуса. Вложенный корпус располагался двумя способами: в электрическом контакте с боковой стенкой внешнего корпуса и на расстоянии $g = 2$ мм от неё (рисунок 3.37). Вычисленные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 3.38.

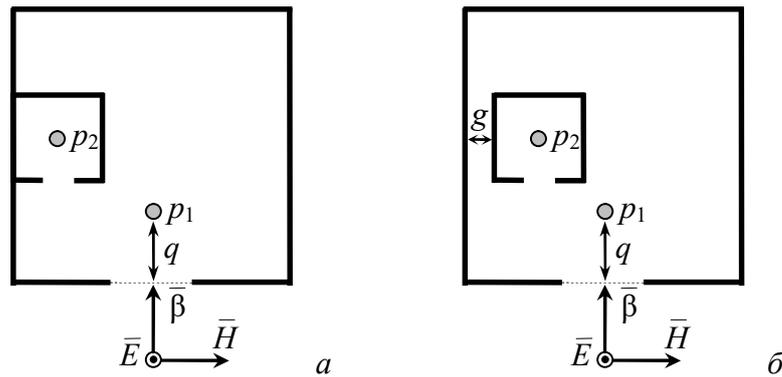


Рисунок 3.37 – Вид сверху многоуровневой экранирующей конструкции при электрическом соединении корпусов (а) и без него (б)

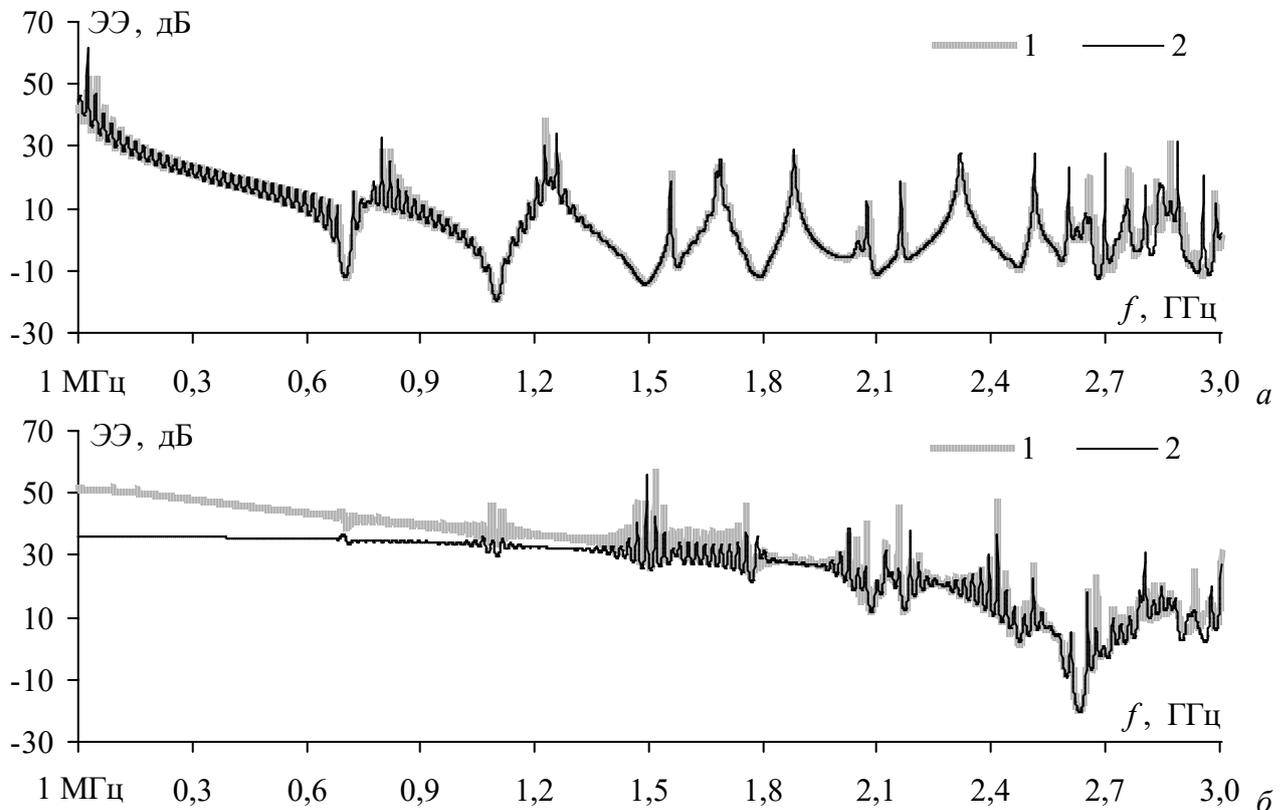


Рисунок 3.38 – Частотные зависимости ЭЭ в точках p_1 (а) и p_2 (б) при электрическом соединении вложенного и внешнего корпусов (1) и без него (2)

Из рисунка 3.38 видно, что электрический контакт двух корпусов не оказывает влияния на частотную зависимость ЭЭ внешнего корпуса. Однако при соединении корпусов ЭЭ вложенного корпуса оказывается на 10–15 дБ больше в диапазоне от 1 МГц до 0,9 ГГц.

3.3.3 Моделирование электромагнитных эмиссий внутри многоуровневой экранирующей конструкции

Используя разработанный алгоритм на основе ММЛП, выполнено моделирование электромагнитных эмиссий от источников заданного электромагнитного воздействия, расположенных внутри многоуровневой экранирующей конструкции. В качестве источников воздействия рассматривались симметричные электрические вибраторы с длинами $L = 51,4$ мм, $57,5$ мм и $75,0$ мм (рисунок 3.39а). Выбор длин $L = 51,4$ мм и $L = 75$ мм вибраторов обусловлен совпадением их резонансных частот с резонансами корпусов, входящих в состав многоуровневой экранирующей конструкции (таблица 3.7). Вибратор длиной $L = 57,5$ мм с частотой резонанса $2,34$ ГГц (рисунок 3.39б) использовался для моделирования эмиссий на частотах, отличных от резонансных частот исследуемых корпусов.

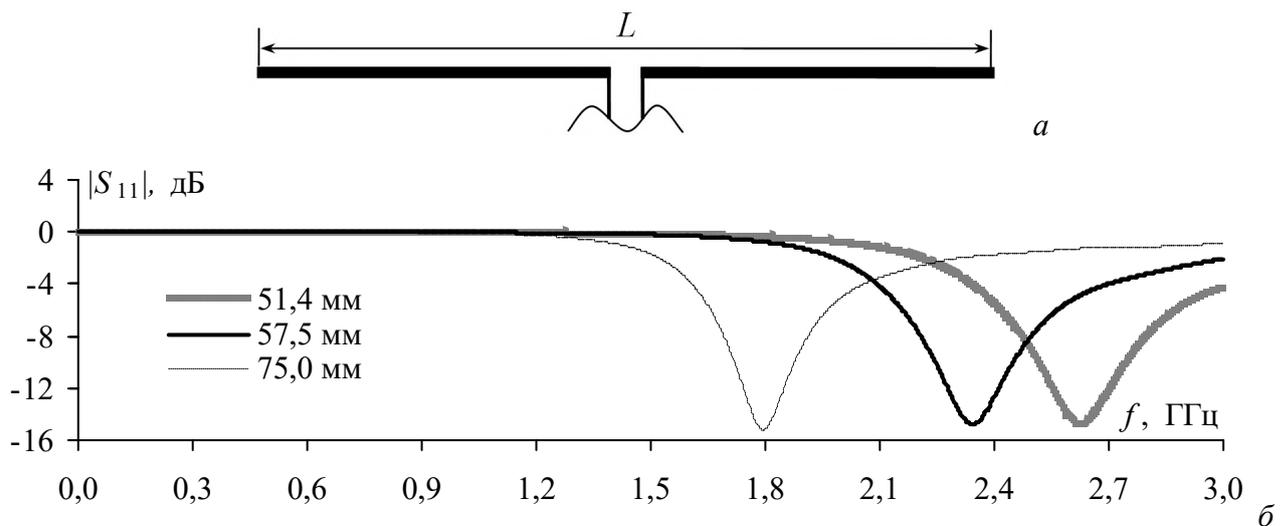


Рисунок 3.39 – Модель симметричного вибратора (а) и частотные зависимости $|S_{11}|$ (б) при изменении его длины L

3.3.3.1 Моделирование эмиссии от вибратора, расположенного внутри корпуса

Выполнены вычисления электромагнитных эмиссий от среднегабаритного и малогабаритного экранирующих корпусов из пункта 3.3.2 при расположении внутри них выбранных симметричных вибраторов. Уровень эмиссий определялся из модуля напряженности электрического поля $|E|$ в точке наблюдения p , расположенной снаружи экранирующего корпуса, на расстоянии $q = 50$ мм от его апертуры (рисунок 3.40). Результаты приведены на рисунке 3.41.

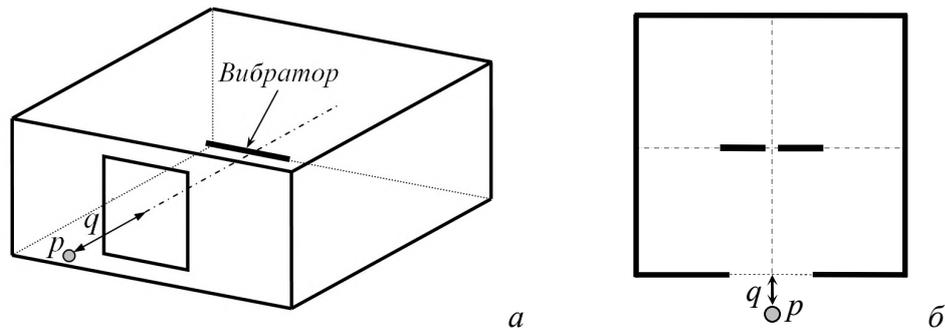


Рисунок 3.40 – Изометрический вид (а) и вид сверху (б) корпуса с симметричным вибратором

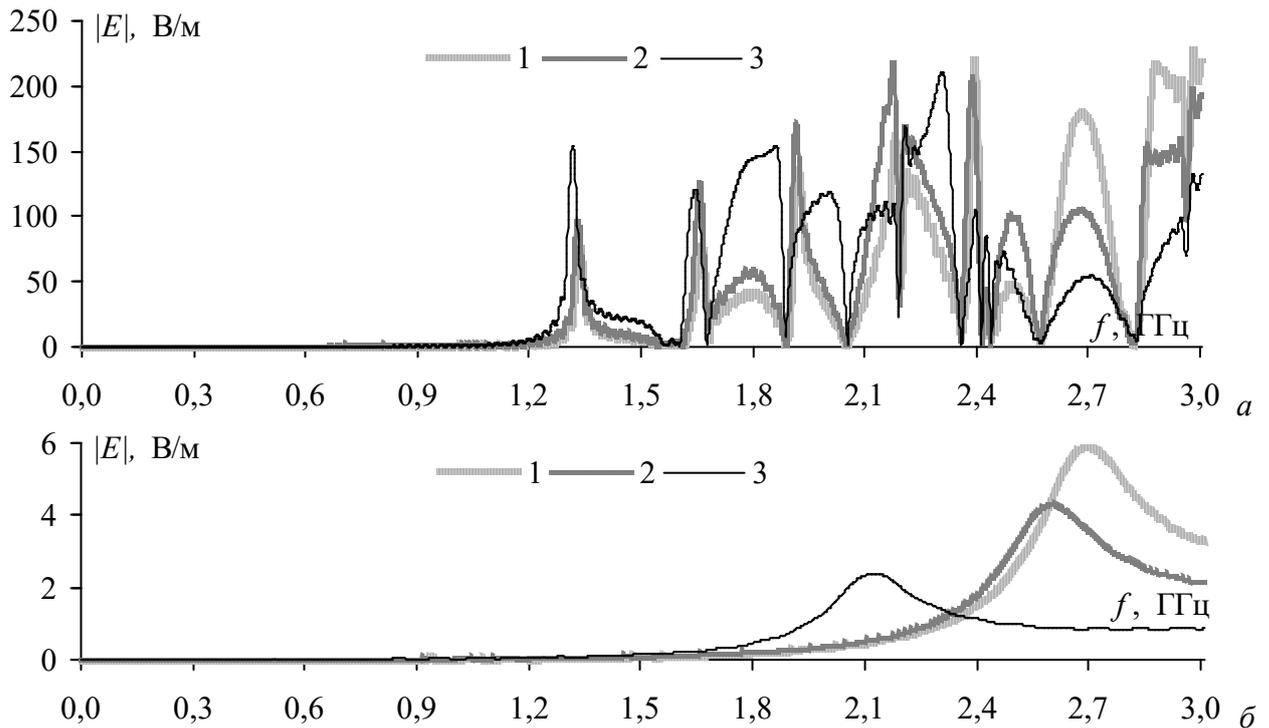


Рисунок 3.41 – Частотные зависимости $|E|$ снаружи среднегабаритного (а) и малогабаритного (б) корпусов с размещенными внутри вибраторами $L = 51,4$ (1), $57,5$ (2) и $75,0$ (3) мм

Из результатов вычисления эмиссий от среднегабаритного корпуса (рисунок 3.41а) видна связь амплитуды $|E|$ с частотными зависимостями $|S_{11}|$ вибраторов. Так, вблизи частоты 1,31 ГГц, соответствующей резонансу корпуса, максимальное значение $|E|$ для вибратора с $L = 75,0$ мм составило 153 В/м, а для $L = 51,4$ мм – 76,5 В/м. При этом в области частоты 2,7 ГГц частотные зависимости имеют обратный характер: для вибраторов с $L = 75,0$ мм и 51,4 мм максимальные значения $|E|$ составляют 54 В/м и 180 В/м, соответственно. При моделировании эмиссий от малогабаритного корпуса (рисунок 3.41б) получены схожие результаты. При совпадении рабочей частоты вибратора с $L = 51,4$ мм с частотой резонанса корпуса наблюдается максимальное значение $|E| = 6$ В/м вблизи частоты 2,7 ГГц. При моделировании вибраторов с $L = 57,5$ мм и $L = 75,0$ мм максимальные значения $|E| = 4,2$ В/м на частоте $f = 2,59$ ГГц и $|E| = 2,5$ В/м на частоте $f = 2,12$ ГГц, соответственно.

3.3.3.2 Моделирование эмиссий от вибратора, расположенного в многоуровневой экранирующей конструкции

Выполнены вычисления $|E|$ от выбранных симметричных вибраторов, находящихся внутри многоуровневой экранирующей конструкции, состоящей из среднегабаритного корпуса и расположенного в его углу малогабаритного корпуса. Рассматривалось два случая. В случае 1 (рисунок 3.42а) вибратор располагался в центре вложенного корпуса. Значения $|E|$ вычислялись в точках p_1 и p_2 , расположенных снаружи и внутри внешнего корпуса на расстоянии $q = 50$ мм от его апертуры. Во случае 2 (рисунок 3.42б) вибратор помещался в центр внешнего корпуса. Точка p_1 располагалась снаружи многоуровневой конструкции, а p_2 – в центре вложенного корпуса. Частотные зависимости $|E|$ диапазоне до 3 ГГц для случая 1 приведены на рисунке 3.43.

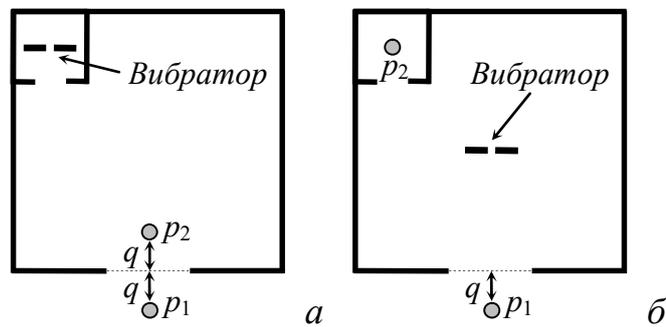


Рисунок 3.42 – Вид сверху многоуровневой экранирующей конструкции при расположении вибратора в малогабаритном (а) и среднегабаритном (б) корпусах

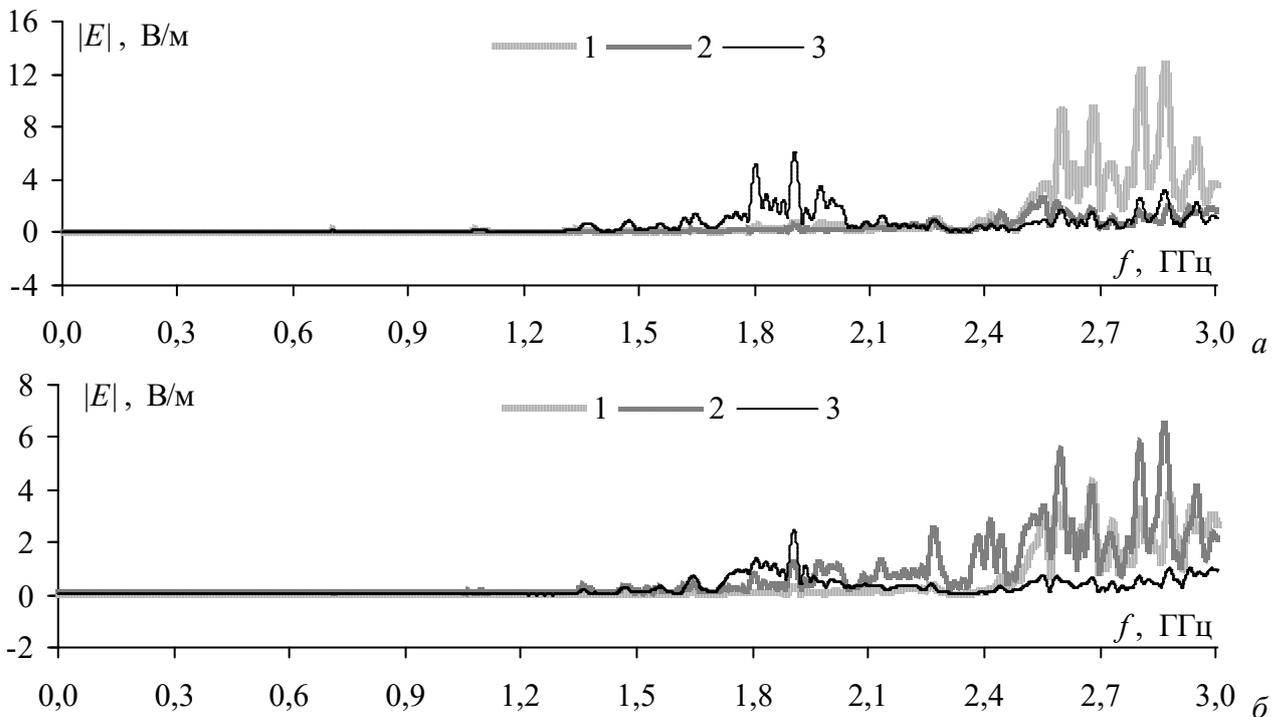


Рисунок 3.43 – Частотные зависимости $|E|$ в точках p_1 и p_2 при размещении внутри малогабаритного корпуса вибраторов с $L = 51,4$ (1), $57,5$ (2) и $75,0$ (3) мм

Из рисунка 3.43 видно, что в диапазоне частот 2,5–3,0 ГГц при $L = 51,4$ мм значение $|E|$ увеличивается до 13 В/м из-за совпадения резонансных частот корпуса с резонансом на частотной зависимости $|S_{11}|$ для вибратора этой длины. По этой же причине при моделировании вибратора с $L = 75,0$ мм $|E|$ возрастает до 6 В/м в диапазоне частот 1,7–2,1 ГГц. Однако при моделировании вибратора с $L = 57,5$ мм, рабочая частота которого не совпадает с резонансными частотами корпуса, уровень эмиссий значительно снижается и $|E|$ не превышает 2 В/м. В точке наблюдения p_2 , расположенной снаружи многоуровневой экранирующей конструкции, уровень эмиссий от вибраторов с $L = 51,4$ мм и 75,0 мм существенно ниже, чем в точке p_1 . При этом для вибратора с $L = 57,5$ мм значения $|E|$ достигают 6,5 В/м в диапазоне частот 2,5–3 ГГц.

Частотные зависимости $|E|$ в точках p_1 и p_2 для второго случая (при расположении вибратора в центре среднегабаритного корпуса) представлены на рисунке 3.44.

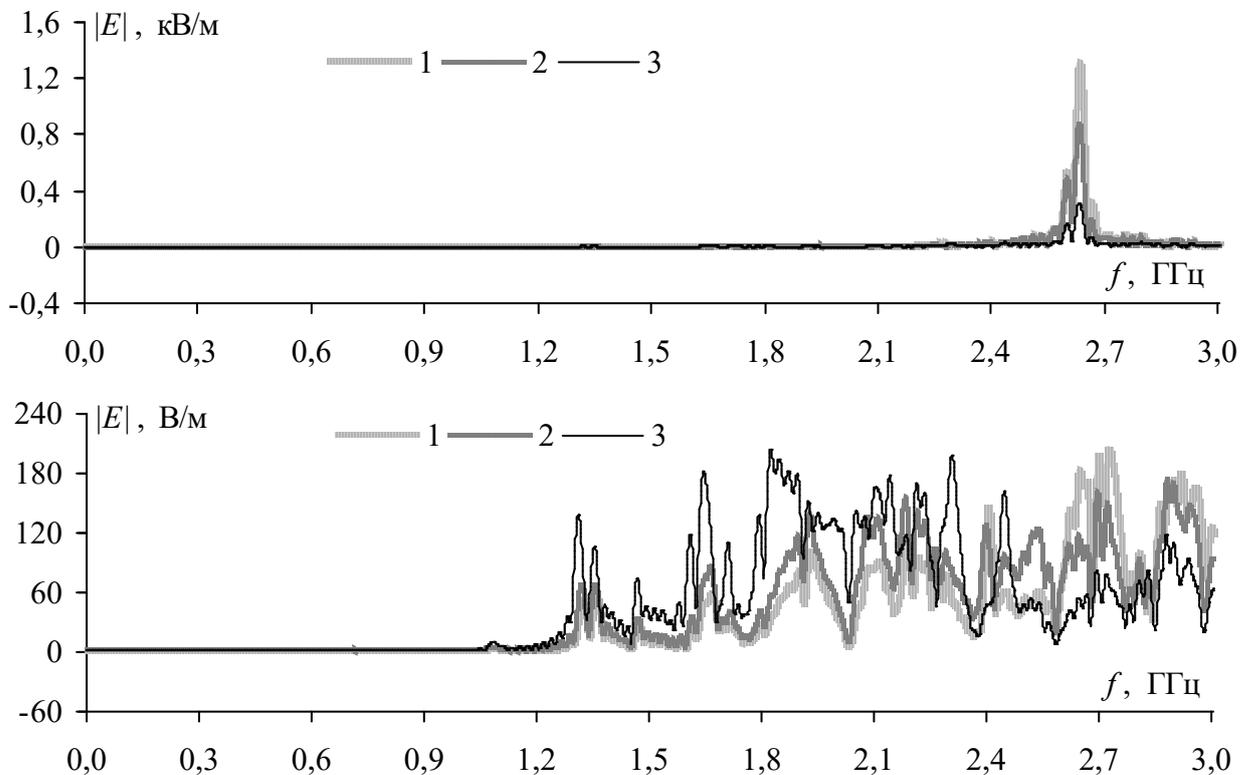


Рисунок 3.44 – Частотные зависимости $|E|$ в точках p_1 и p_2 при размещении внутри среднегабаритного корпуса вибраторов с $L = 51,4$ (1), 57,5 (2) и 75,0 (3) мм

Из рисунка 3.44 видно, что в точке наблюдения p_1 во вложенном корпусе на частоте его первого резонанса (2,62 ГГц) наблюдается максимальный уровень эмиссии для всех трёх вибраторов. Причем для вибратора с $L = 51,4$ мм, рабочая частота которого совпадает с резонансной частотой корпуса, $|E|$ достигает 1,3 кВ/м. В то же время в точке p_2 значение $|E|$ не превышает уровень в 204 В/м в диапазоне частот выше 1,2 ГГц. В данном диапазоне эмиссии в большей степени определяются резонансами элементов многоуровневой экранирующей конструкции, чем рабочей частотой электрического вибратора.

3.3.4 Методика оптимизации многоуровневых экранирующих конструкций

Исходя из результатов выполненного моделирования выявлены следующие основные закономерности:

1. Уровень эмиссий от заданного источника излучения, расположенного внутри многоуровневой экранирующей конструкции, определяется не только рабочими частотами источника, но и, в значительной степени, резонансными частотами элементов экранирующей конструкции.

2. При совпадении рабочего диапазона источника электромагнитных эмиссий с резонансными частотами элементов многоуровневой экранирующей конструкции эмиссия может быть усилена (в области пучностей) или ослаблена (в области узлов).

3. Внесение в экранирующий корпус неоднородности (в виде вложенного малогабаритного корпуса) приводит к изменению его резонансных частот и появлению новых резонансов за счет изменения структуры поля.

4. Изменение положения корпуса, вложенного в многоуровневую экранирующую конструкцию, приводит к изменению уровня электромагнитных эмиссий, воздействующих на комплексную систему экранов или исходящих от неё.

5. Электрическое соединение внешнего и вложенного корпусов многоуровневой экранирующей конструкции позволяет снизить уровень электромагнитных эмиссий, воздействующих на вложенный корпус или исходящих от него.

6. Расположение апертуры вложенного корпуса многоуровневой экранирующей конструкции напротив апертуры внешнего корпуса этой конструкции приводит к росту электромагнитных эмиссий, воздействующих на вложенный корпус или исходящих от него.

На основе этих закономерностей разработана методика оптимизации ЭЭ многоуровневых экранирующих конструкций (рисунок 3.45). На первом шаге этой методики выполняется анализ эмиссий от источника электромагнитного воздействия без учета экранирующей конструкции. В спектре помехового сигнала фиксируются диапазоны частот с наибольшими амплитудами помех. Далее выполняется задание начальных геометрических размеров экранирующей конструкции с учетом всех неоднородностей, расположенных внутри неё. После этого выполняется расчет ЭЭ в точке предполагаемого расположения рецептора электромагнитных эмиссий. Если частоты помехового сигнала совпадают с частотами минимумов ЭЭ заданной экранирующей конструкции, то она может усилить эмиссии от источника излучения. В этом случае параметры экрана изменяются, а расчеты ЭЭ повторяются до тех пор, пока не будет обеспечена максимальная ЭЭ в диапазоне частот помехового сигнала.



Рисунок 3.45 – Методика оптимизации многоуровневой экранирующей конструкции

Используя разработанную методику, посредством эвристического поиска, выполнена оптимизация многоуровневой экранирующей конструкции, состоящей из двух прямоугольных корпусов (пункт 3.3.2). Модели исходной экранирующей конструкции, а также конструкции, полученной по результатам оптимизации, представлены на рисунке 3.46. На рисунке 3.47 приведено сравнение частотных зависимостей ЭЭ исходной и оптимизированной экранирующих конструкций в диапазоне от 1 МГц до 3 ГГц.

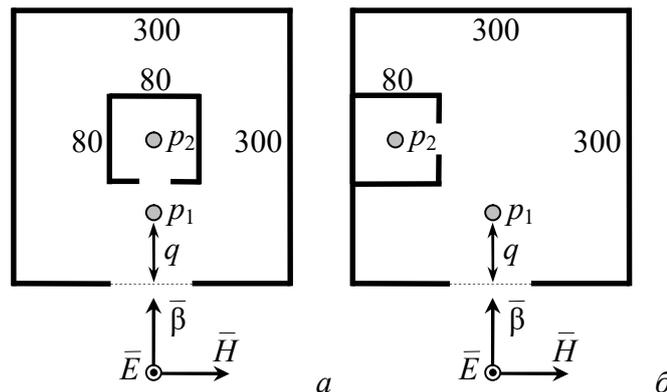


Рисунок 3.46 – Вид сверху многоуровневых экранирующих конструкций: исходной (а) и после оптимизации (б)

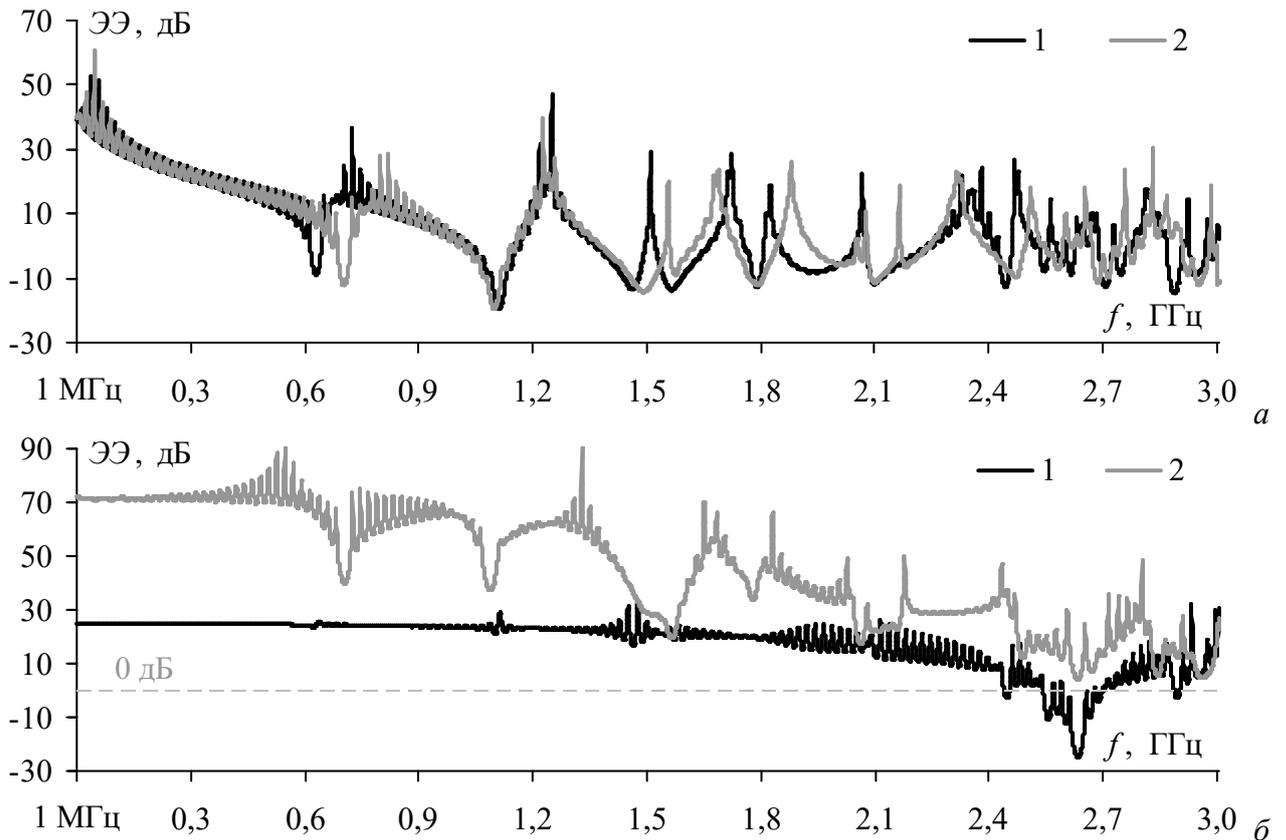


Рисунок 3.47 – Частотные зависимости ЭЭ в точках p_1 (а) и p_2 (б) для исходной (1) и оптимизированной (2) экранирующих конструкций

Из рисунка 3.47 видно, что для точки p_1 в диапазоне частот 2,4–3 ГГц минимальные значения ЭЭ для двух вариантов конструкции различаются на 3–5 дБ. Из-за изменения положения вложенного корпуса в точке p_1 наблюдается смещение резонансных частот внешнего корпуса. В оптимизированной конструкции ЭЭ вложенного корпуса существенно выше, чем в исходной, и не опускается ниже уровня 8 дБ.

3.4 Основные результаты раздела

Выполнены программная реализация и сравнение аналитических методов вычисления ЭЭ типовых экранирующих конструкций РЭС. На основе выполненного сравнения предложен алгоритм для моделирования произвольной экранирующей конструкции, а также создан прототип ПО, отличающийся возможностью трехмерного отображения ЭЭ в зависимости от частоты и положения точки наблюдения внутри экранирующей конструкции. Используя созданный прототип ПО, выполнена оценка ЭЭ экранирующего кожуха соединителя 2РМДТ33, используемого в СШЭП КА, а также разработаны экранирующие конструкции для помехозащитного фильтра СШЭП КА, а также устройства эквивалента сети и КЭК, применяемых для испытаний СШЭП КА и её элементов. Создан прототип ПО для анализа ЭЭ типовых экранирующих материалов и плоских экранов, выполненных на их основе. Описаны

основные особенности прототипа ПО, алгоритм его работы, а также созданная библиотека экранирующих материалов. Разработан, программно реализован и протестирован алгоритм для моделирования произвольных экранирующих конструкций по ММЛП. Выполнена оценка влияния размерности сетки и числа итераций на частотную зависимость ЭЭ прямоугольного корпуса при вычислениях по ММЛП. Вычислены частотные зависимости ЭЭ различных вариантов многоуровневой экранирующей конструкции, состоящей из двух прямоугольных корпусов, а также выполнено моделирование электромагнитных эмиссий от симметричных вибраторов различной длины, расположенных внутри этой конструкции. Разработана методика для оптимизации произвольных экранирующих конструкций и выполнена её проверка.

4 Разработка устройства для косвенных измерений эффективности экранирования металлических корпусов радиоэлектронных средств

В данном разделе представлены результаты разработки лабораторного макета устройства для косвенных измерений ЭЭ типовых металлических корпусов РЭС без внесения в них рецептора электромагнитного излучения. Предложена модифицированная методика вычисления ЭЭ на основе измеренных значений $|S_{11}|$, подходящая для цилиндрических экранирующих корпусов. Создано ПО лабораторного макета устройства для расчетов ЭЭ [223, 224]. Предложены варианты оснастки для косвенного измерения ЭЭ в виде подвешенной микрополосковой ЛП, камеры поперечных электромагнитных волн (ТЕМ-камеры), двухсторонней печатной платы, свёртывающейся металлической ленты. С помощью разработанных ПО и оснастки выполнены измерения ЭЭ типовых цилиндрических и прямоугольных корпусов РЭС. Разработана структурная схема устройства для косвенных измерений ЭЭ и создан его внешний облик.

4.1 Программное обеспечение лабораторного макета устройства для измерений эффективности экранирования

4.1.1 Методика вычисления эффективности экранирования цилиндрического корпуса

На основе [74–79] разработана модифицированная методика вычисления ЭЭ по измеренным значениям $|S_{11}|$, подходящая для цилиндрических экранирующих корпусов с апертурой в торцевой стенке. На первом шаге этой методики, используя (1.5), выполняется расчет импеданса Z_{ap} стенки корпуса с апертурой. Далее для преобразования эквивалентной схемы корпуса и вычисления ЭЭ используются аналитические выражения из [74–79]. При этом характеристический импеданс и постоянная распространения определяются как

$$Z_g = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}, \quad (4.1)$$

$$k_g = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}, \quad (4.2)$$

где $\lambda_c = 2\pi r/\chi_{mn}$ (см. пункты 1.1.2, 1.4.3).

Используя разработанную методику, ЭЭ цилиндрического корпуса может быть вычислена на основе заданной частотной зависимости $|S_{11}|$. Причем, учитывая значения корней χ_{mn} из таблицы 1.1, вычисления могут быть выполнены с учетом высших типов волн, распространяющихся внутри корпуса.

мод, возбуждающихся в корпусе в данном диапазоне. При этом используются аналитические выражения (1.1)–(1.2) для вычисления резонансных частот корпуса, а значение индекса n полагается равным нулю. На следующих шагах производится запуск внешнего p и вложенного f циклов, служащих для вычисления трехмерных зависимостей ЭЭ от частоты и положения точки наблюдения внутри корпуса. Внутри циклов по текущему значению $|S_{11}|$ на заданной частоте выполняется расчет эквивалентного импеданса Z_{ap} стенки корпуса с апертурой. Далее производится запуск цикла M , который выполняется в диапазоне от 1 до максимального значения индекса m , определенного ранее. При фиксированном значении M внутри цикла с условием, зависящим от значения индекса n , производятся вычисления характеристического импеданса Z_g и постоянной распространения k_g , а также преобразование эквивалентной схемы корпуса, расчет напряжения V_p и запись его значения в переменную $V_{p\ mn}$, служащую для учета мод высших порядков, распространяющихся в корпусе. После завершения цикла M на основе значения, записанного в счетчике $V_{p\ mn}$, производится расчет ЭЭ корпуса. После выполнения вычислений во всем диапазоне частот и точек наблюдения производится вывод полученной трехмерной зависимости ЭЭ на экран.

На основе предложенного алгоритма создан прототип ПО лабораторного макета устройства для косвенных измерений ЭЭ. Прототип ПО создан на базе операционной системы Windows 10 в среде разработки Qt Creator с использованием языка C++. Графическая оболочка прототипа ПО разработана на языке XML с применением инструмента проектирования ГИП Qt Designer и модуля визуализации данных в виде трехмерных графиков Qt Data Visualization.

Разработанная программа представляет собой многостраничное окно с элементами управления «*Previous*» и «*Next*», служащими для осуществления навигации (рисунок 4.2). Работа с программой осуществляется путем последовательного перемещения между окнами. В стартовом окне (рисунок 4.2а) пользователем задается форма корпуса (цилиндрический или прямоугольный) для последующих вычислений ЭЭ. Следующее окно (рисунок 4.2б) служит для загрузки измеренной частотной зависимости $|S_{11}|$. Для ввода геометрических размеров корпуса реализованы два варианта ГИП (рисунки 4.2в–г), которые активируются автоматически в зависимости от формы корпуса, выбранной в стартовом окне программы. После задания размеров, в окне на рисунке 4.2д, пользователем вводятся параметры точек наблюдения (положения начальной P_{min} и конечной P_{max} точек, числа точек N между ними), которые служат для построения трехмерной зависимости ЭЭ. В последнем окне ГИП по нажатию кнопки «*Calculate*» производится расчет зависимости ЭЭ и её отображение в виде трехмерной поверхности (рисунок 4.3). Для удобной работы в прототипе ПО также реализованы функции очистки графика (кнопка «*Clear*») и сохранения результатов вычислений (кнопка «*Save*»).

Rectangular Enclosure Cylindrical Enclosure

Next >

Select the data to upload

Select

Frequency multiplier: Hz

< Previous Next >

Set the enclosure geometry

a = mm
b = mm
d = mm

a b d

< Previous Next >

Set the enclosure geometry

l = mm
d = mm

d 1

< Previous Next >

Observation points

Pmin = mm
Pmax = mm
Number of points

*Observation points are located on the axis perpendicular to the enclosure front wall

< Previous Next >

Рисунок 4.2 – Графический интерфейс ПО: выбор формы корпуса (а); загрузка $|S_{11}|$ (б); ввод геометрических размеров корпуса (в, г); задание точек наблюдения (д)

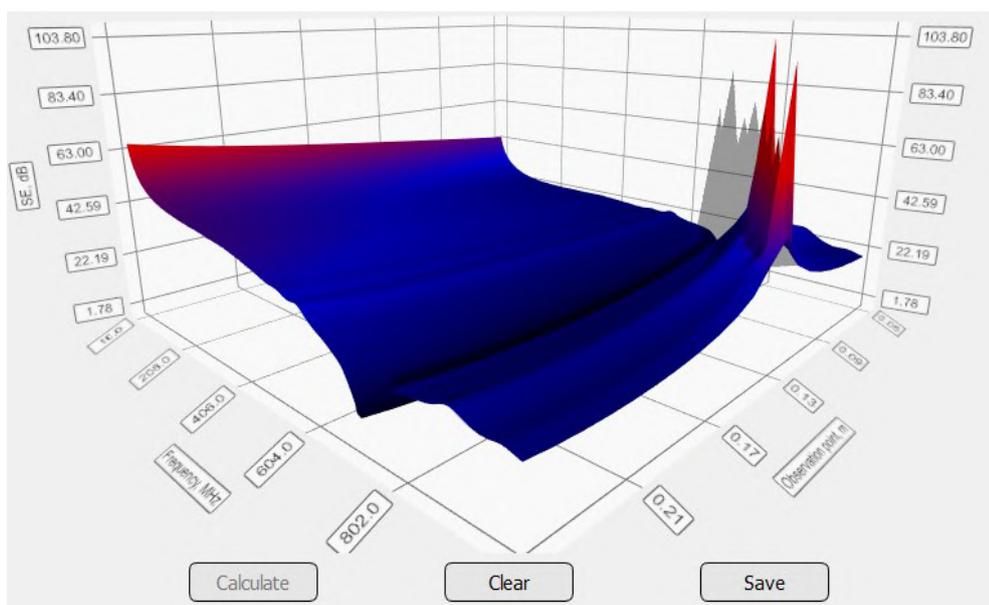


Рисунок 4.3 – Пример трехмерного отображения ЭЭ, вычисленной по измеренным значениям $|S_{11}|$

4.2 Проработка вариантов оснастки для косвенных измерений эффективности экранирования

4.2.1 Подвешенная микрополосковая линия

При создании измерительной оснастки для лабораторного макета устройства в качестве исходной структуры выбрана подвешенная в воздухе регулярная микрополосковая ЛПП длиной $l_s = 152$ мм с геометрическими размерами $w_s = 9$ мм, $t_s = 0,5$ мм и $h_s = 3,5$ мм (рисунок 4.4) и волновым сопротивлением $Z_\theta \approx 50$ Ом.

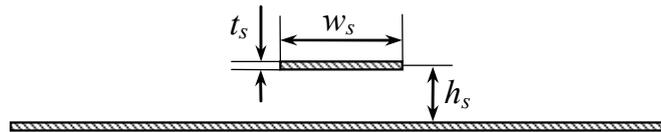


Рисунок 4.4 – Поперечное сечение подвешенной микрополосковой ЛПП

При помощи метода доверительных интервалов выполнена параметрическая оптимизация исходной структуры по критерию минимизации значений $|S_{11}|$ в диапазоне частот до 1 ГГц. Основным параметром оптимизации являлась ширина проводника w_s . По результатам оптимизации получена модель измерительной оснастки на основе нерегулярной линии с четырьмя линейными сужениями (рисунок 4.5).

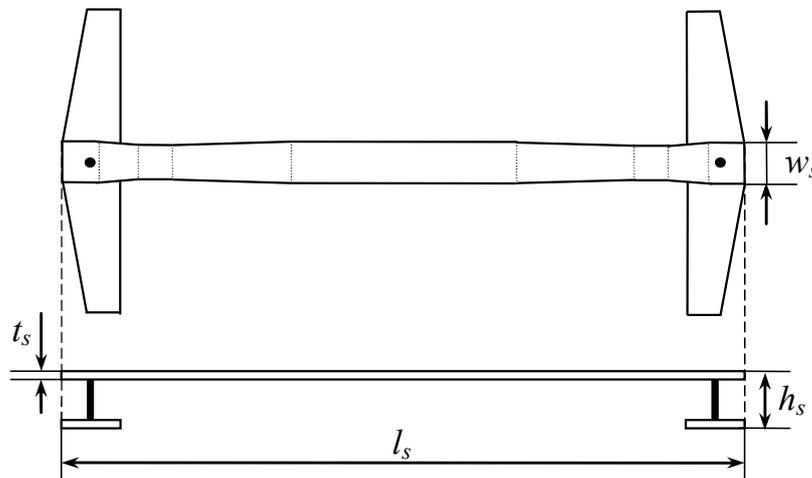


Рисунок 4.5 – Модель измерительной оснастки на основе нерегулярной ЛПП

На основе полученной модели изготовлен лабораторный макет измерительной оснастки для разрабатываемого устройства косвенных измерений ЭЭ (рисунок 4.6). В качестве материала для макета использовалась медная фольга толщиной 0,5 мм. Для измерения $|S_{11}|$ и подключения согласованной нагрузки на краях макета установлены СВЧ-соединители, которые также служат для фиксации нижней и верхней частей макета на заданном расстоянии $h_s = 3,5$ мм.



Рисунок 4.6 – Внешний вид макета измерительной оснастки

Для проверки изготовленной оснастки в диапазоне от 10 МГц до 1 ГГц выполнены измерения частотной зависимости $|S_{11}|$ при её установке на корпус без апертуры. Для измерений применялись: скалярный анализатор цепей P2M-40 АО НПФ «Микран», датчик КСВ ДК4-50-05P-05P и коаксиальная согласованная нагрузка НС3-20-13 (пределы допускаемой абсолютной погрешности измерений $|S_{11}|$ анализатором P2M-40 с помощью датчика ДК4-50-05P-05P составляют $\pm(0,14 \cdot |S_{11}|^2 + 0,04)$ дБ [225]). Внешний вид экспериментальной установки представлен на рисунке 4.7, а измеренная частотная зависимость $|S_{11}|$ – на рисунке 4.8.



Рисунок 4.7 – Установка для измерения $|S_{11}|$ измерительной оснастки

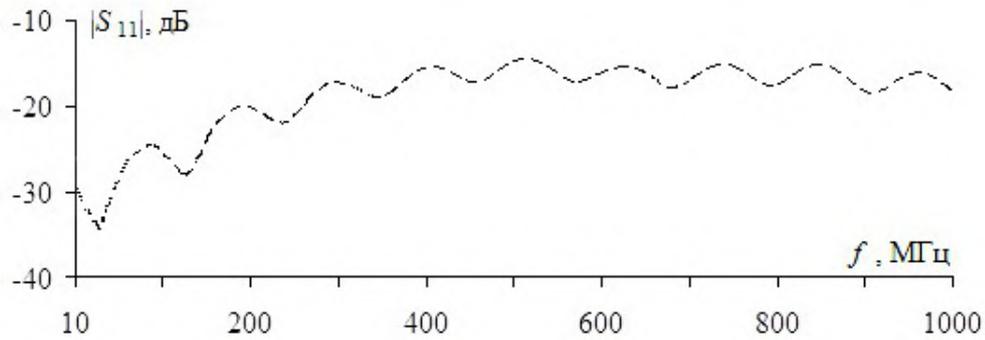


Рисунок 4.8 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ лабораторного макета детектора

Из рисунка 4.8 видно, что максимальное значение $|S_{11}|$ достигает минус 15 дБ, что, согласно [75], является приемлемым для проведения косвенных измерений ЭЭ.

Используя анализатор P2M-40, разработанные оснастку и ПО, выполнены косвенные измерения ЭЭ лабораторного макета корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³, описанного в подпункте 2.1.3.3, имеющего апертуру 80×80 мм² в центре фронтальной стенки (рисунок 4.9). Измерения $|S_{11}|$ выполнялись дважды, изменяя подключение согласованной нагрузки и измерительного тракта к оснастке. Результирующее значение $|S_{11}|$ определялось как среднее арифметическое двух результатов измерений. Полученная частотная зависимость $|S_{11}|$ в диапазоне от 10 МГц до 1 ГГц, для оснастки, установленной на корпус с апертурой, представлена на рисунке 4.10.

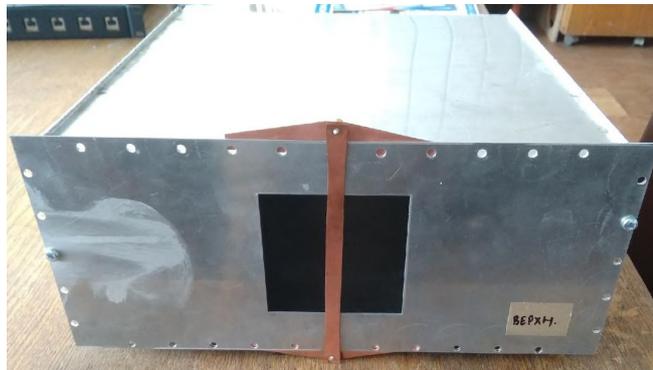


Рисунок 4.9 – Лабораторный макет корпуса с закрепленной оснасткой

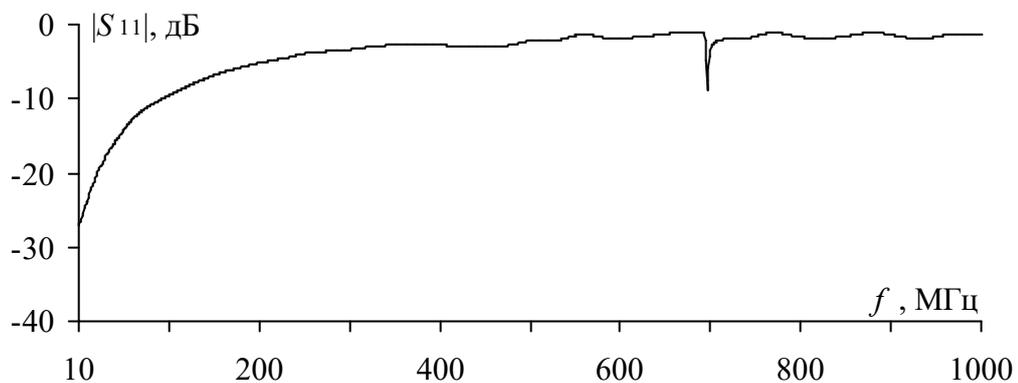


Рисунок 4.10 – Частотная зависимость $|S_{11}|$ оснастки, установленной на корпус

Из рисунка 4.10 видно, что значения $|S_{11}|$ монотонно возрастают вплоть до уровня минус 3 дБ. При этом на частоте около 700 МГц, наблюдается провал, соответствующий первой резонансной частоте корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$, на котором значение $|S_{11}|$ скачкообразно уменьшается до минус 18 дБ.

На основе полученной частотной зависимости $|S_{11}|$ в разработанном прототипе ПО выполнены вычисления ЭЭ вышеописанного корпуса с апертурой. Для проверки полученных результатов, частотные зависимости ЭЭ также получены при помощи аналитической модели из [80] и двух численных методов: МКЭ и ММЛП (рисунок 4.11).

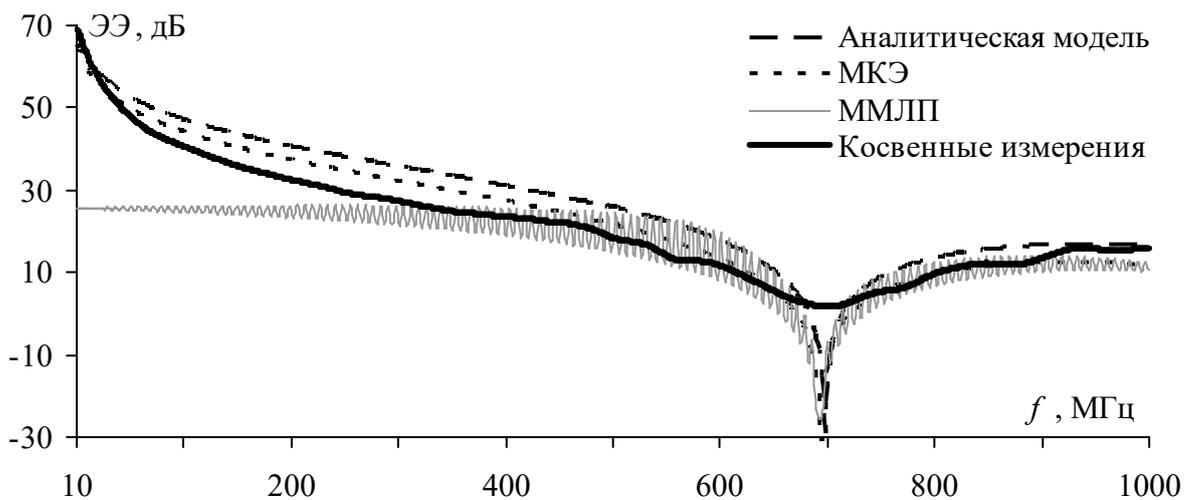


Рисунок 4.11 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$ с апертурой $80 \times 80 \text{ мм}^2$

Из рисунка 4.11 видно, что в диапазоне частот 10–300 МГц, зависимости ЭЭ, полученные из $|S_{11}|$, по МКЭ и аналитической моделью, значительно отличаются от зависимости, вычисленной по ММЛП (до 30 дБ разницы на частоте 10 МГц). Однако в диапазоне частот 0,3–1 ГГц все частотные зависимости хорошо согласуются: резонансные частоты отличаются не более чем на 1%, а $\Delta = 3,5$ дБ. Лучше всего результаты косвенных измерений согласуются с результатами вычисления по МКЭ: $\Delta = 3,36$ дБ.

Полученные результаты подтверждают корректность косвенного подхода к измерению ЭЭ и работоспособность созданного макета оснастки на основе подвешенной полосковой ЛП. Однако в процессе использования этого макета были выявлены его существенные недостатки: 1) «нестабильность» S -параметров из-за небольшой толщины проводников, которые изгибаются при установке оснастки на корпус; 2) отсутствие возможности унификации оснастки для её использования при экспериментальных исследованиях корпусов РЭС разного размера. При этом к преимуществам созданного варианта измерительной оснастки можно отнести простоту разработки и низкую стоимость изготовления.

4.2.2 Камера поперечных электромагнитных волн

В качестве оснастки для косвенных измерений ЭЭ предложено использовать камеру поперечных электромагнитных волн или ТЕМ-камеру, представляющую собой устройство для испытания элементов РЭС на электромагнитную совместимость, выполненное на основе экранированной полосковой ЛП с пирамидальными переходами, необходимыми для согласования с коаксиальным трактом. Для этого выбрана конструкция ТЕМ-камеры, разработанная в [226], имеющая $Z_e \approx 50$ Ом, КСВ $< 1,25$ и вырез 100×100 мм² в верхней части, служащий для помещения в камеру испытуемого объекта. Геометрические размеры использованной ТЕМ-камеры в продольном и поперечном (в регулярной части) сечениях представлены на рисунке 4.12.

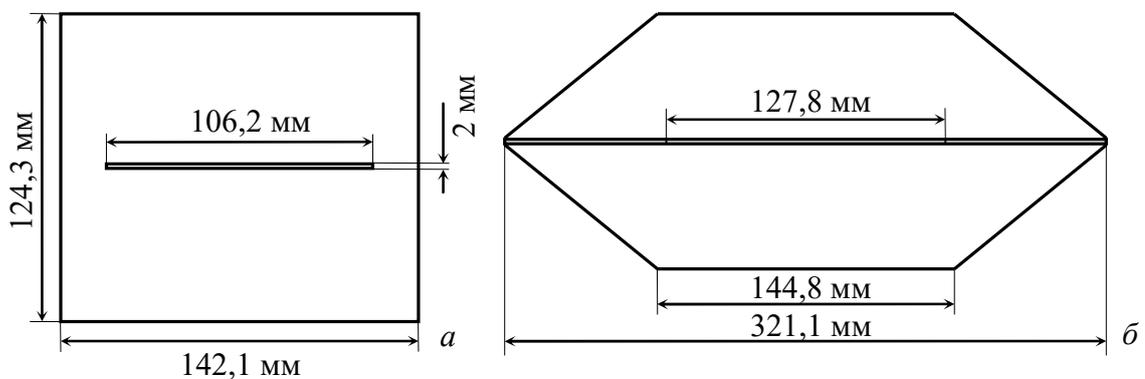
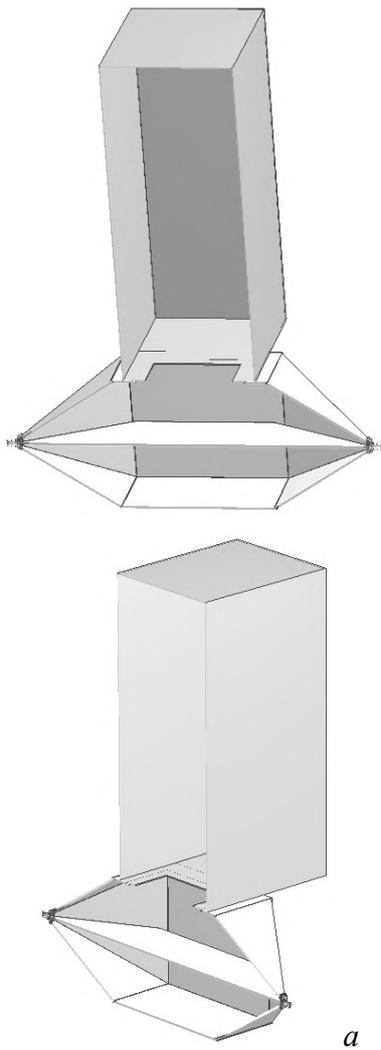
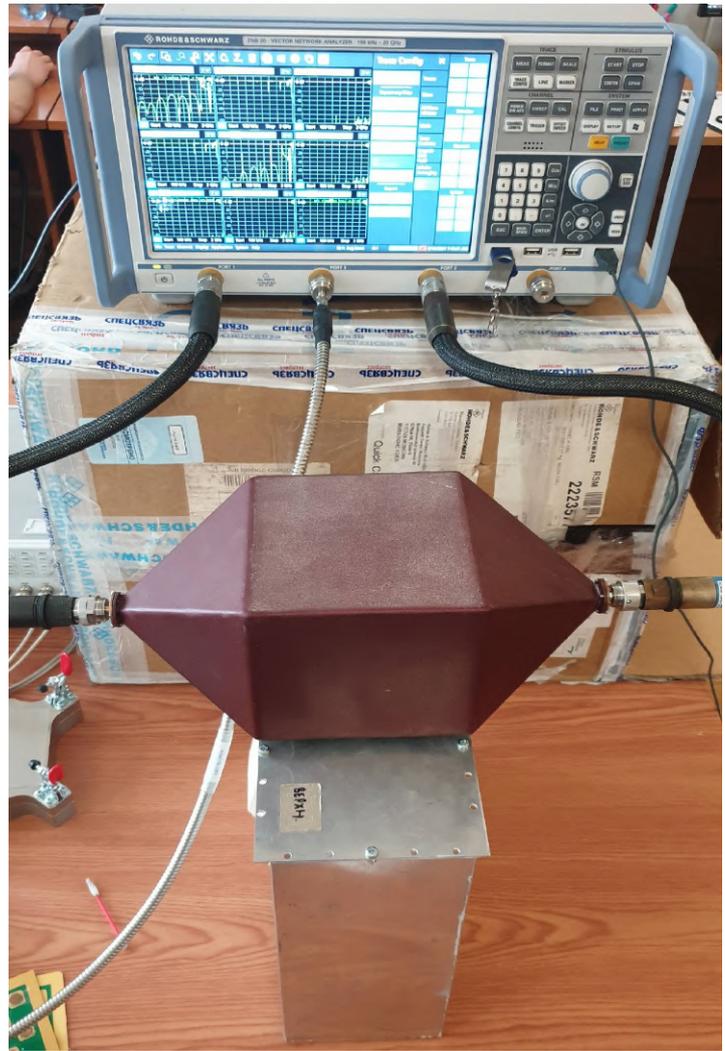


Рисунок 4.12 – Поперечное (а) и продольное (б) сечения ТЕМ-камеры [226]

Используя выбранную ТЕМ-камеру, выполнены косвенные измерения ЭЭ стандартизированного корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ с апертурой 80×80 мм². Для получения частотной зависимости $|S_{11}|$ ТЕМ-камера устанавливалась на фронтальную стенку корпуса так, что её вырез совмещался с апертурой корпуса, а широкая стенка корпуса располагалась перпендикулярно продольной оси камеры. Значения $|S_{11}|$ определялись в диапазоне от 1 МГц до 3 ГГц с помощью электродинамического моделирования по ММЛП и посредством измерения векторным анализатором цепей Rohde & Schwarz ZNB 20 (рисунок 4.13). Для используемого векторного анализатора ZNB 20 в диапазоне частот от 100 кГц до 10 ГГц погрешность измерений $|S_{11}|$ не превышает 1 дБ [227]. Полученные частотные зависимости $|S_{11}|$ ТЕМ-камеры, установленной на корпус, представлены на рисунке 4.14.



а



б

Рисунок 4.13 – Электродинамическая модель (а) и экспериментальная установка (б) для оценки ЭЭ с применением ТЕМ-камеры

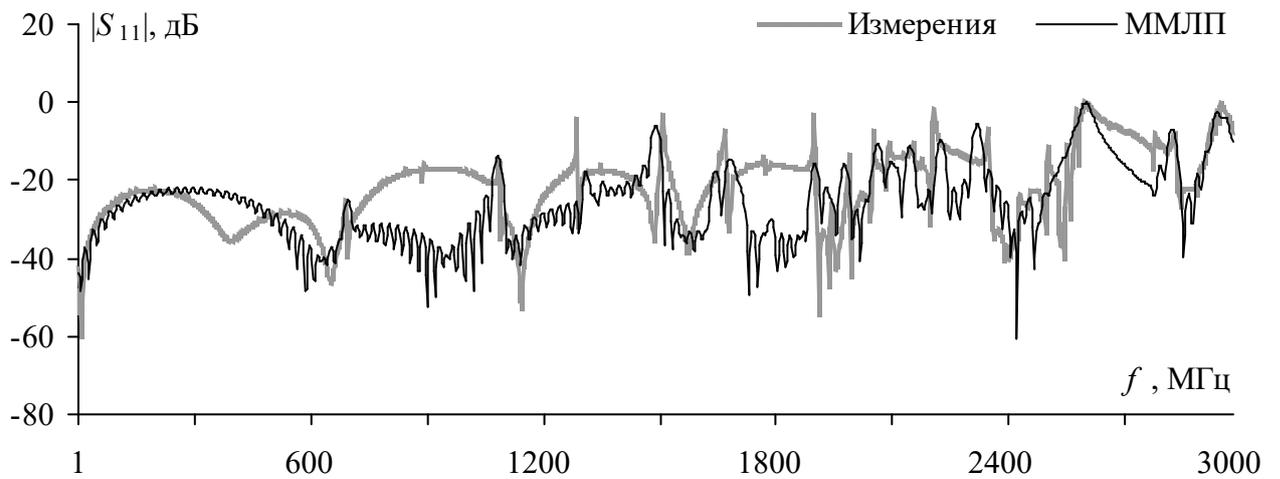


Рисунок 4.14 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ ТЕМ-камеры, установленной на корпус $300 \times 120 \times 300 \text{ мм}^3$

Из рисунка 4.14 видно, что частотные зависимости $|S_{11}|$, полученные по ММЛП и из измерений, схожи. Наблюдается небольшое расхождение частот минимумов и максимумов $|S_{11}|$, при этом $\Delta = 7,8$ дБ.

Используя разработанный прототип ПО, на основе полученных значений $|S_{11}|$ выполнены вычисления ЭЭ в центре исследуемого корпуса. В диапазоне от 1 МГц до 3 ГГц также рассчитаны резонансные частоты корпуса (таблица 4.1) и его ЭЭ по аналитической модели из [134]. Полученные частотные зависимости ЭЭ представлены на рисунке 4.15.

Таблица 4.1 – Резонансы корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ в диапазоне частот до 3 ГГц

m,n,i	$f_{рез}, ГГц$								
1,0,1	0,707	1,1,2	1,676	2,1,3	2,192	2,1,4	2,560	1,1,4	2,837
1,0,2	1,117	2,0,3	1,802	2,0,4	2,235	1,2,1	2,596	2,2,2	2,870
2,0,2	1,413	2,1,2	1,886	1,1,4	2,409	2,0,5	2,691	3,0,5	2,913
1,1,1	1,435	1,1,3	2,014	3,0,4	2,498	1,2,2	2,737	1,2,3	2,956
1,0,3	1,580	1,0,4	2,060	1,0,5	2,548	3,1,4	2,793	2,1,5	2,967

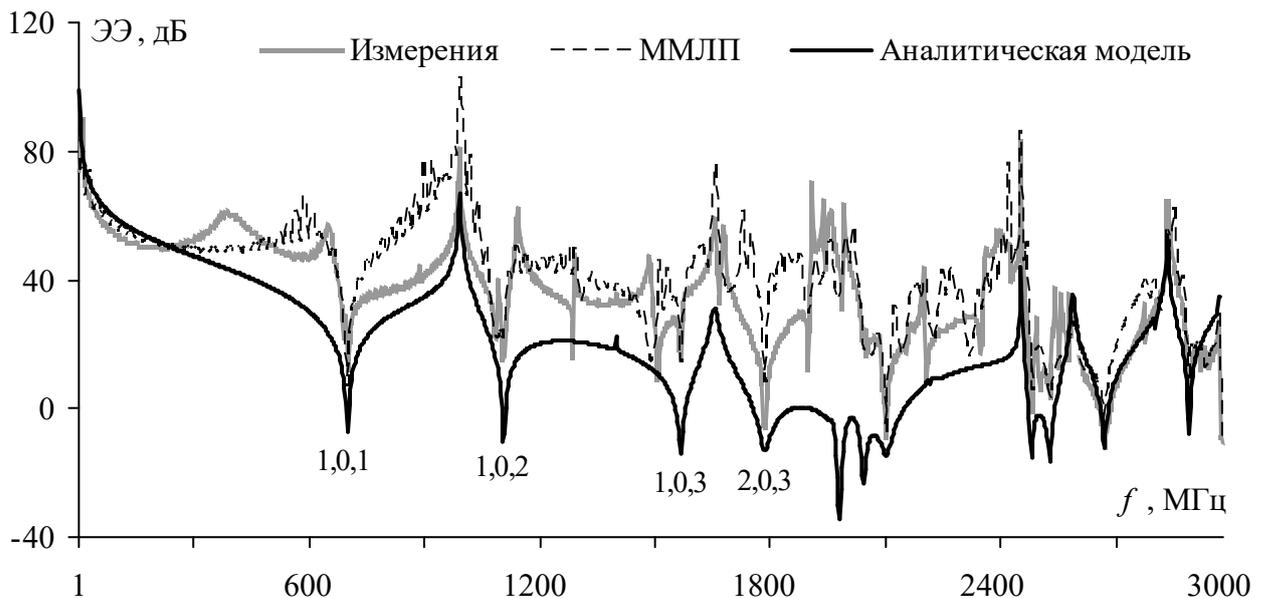


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости ЭЭ корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³

Из рисунка 4.15 видно, что частотные зависимости ЭЭ, полученные на основе $|S_{11}|$ из измерений и моделирования, схожи. Однако на некоторых участках зависимостей наблюдаются скачки ЭЭ, соответствующие узлам и пучностям ТЕМ-камеры, которые, вероятно, могут быть устранены путем вычитания значений $|S_{11}|$ для ТЕМ-камеры с корпусом и без него. Резонансные частоты корпуса, полученные по результатам косвенных измерений, соответствуют значениям из таблицы 4.1. Тем не менее часть из этих частот отсутствует, что может быть связано с выбором точки наблюдения внутри исследуемого корпуса. Частотные зависимости ЭЭ,

полученные на основе $|S_{11}|$ и с помощью аналитической модели схожи, однако на резонансных частотах корпуса отличие достигает 50 дБ.

Основным преимуществом использования ТЕМ-камеры в качестве оснастки для косвенных измерений ЭЭ является низкий уровень $|S_{11}|$ в широком частотном диапазоне. Кроме того, по сравнению с измерительной оснасткой на основе подвешенной микрополосковой линии, ТЕМ-камера обладает более высокой надежностью, а также устойчивостью к внешним физическим и электромагнитным воздействиям. К недостаткам ТЕМ-камеры можно отнести сложность её проектирования и изготовления, а также наличие ограничения, накладывающегося на максимально допустимый размер апертуры корпуса из-за размеров выреза для размещения испытуемого объекта в камере.

4.2.3 Микрополосковая линия на основе двухсторонней печатной платы

Предложен усовершенствованный вариант оснастки для косвенных измерений ЭЭ в виде микрополосковой ЛП, выполненной на основе печатной платы. Для создания макета оснастки выбран лист $100 \times 100 \text{ мм}^2$ двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Используя стандартизированные (по ГОСТ 10316-78) параметры стеклотекстолита, создана квазистатическая модель микрополосковой ЛП и выполнена её параметрическая оптимизация с целью достижения $Z_e = 50 \text{ Ом}$. Полученные геометрические размеры в поперечном сечении микрополосковой линии представлены на рисунке 4.16.

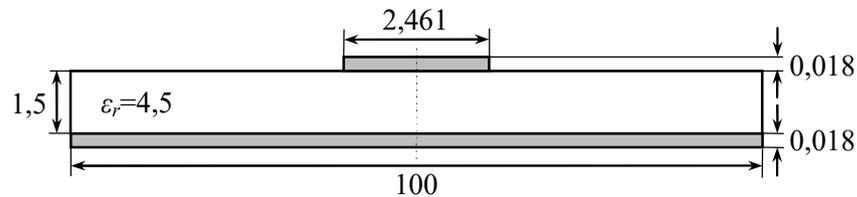


Рисунок 4.16 – Поперечное сечение микрополоской ЛП на основе стеклотекстолита
(размеры указаны в мм)

На основе полученных геометрических размеров разработан макет оснастки для косвенных измерений ЭЭ в виде печатной платы (рисунок 4.17). На лицевой стороне платы расположен проводник шириной 2,46 мм. Через переходные металлизированные отверстия 1 на краях проводника установлены соединитель 2 для подключения СВЧ-кабеля, а также нагрузочное сопротивление 3 в виде чип-резистора (50 Ом) с диапазоном рабочих частот не менее 3 ГГц. На тыльной стороне платы в сплошном слое медной фольги выполнен прямоугольный вырез $83 \times 83 \text{ мм}^2$ для размещения измерительной оснастки над апертурой измеряемого корпуса.

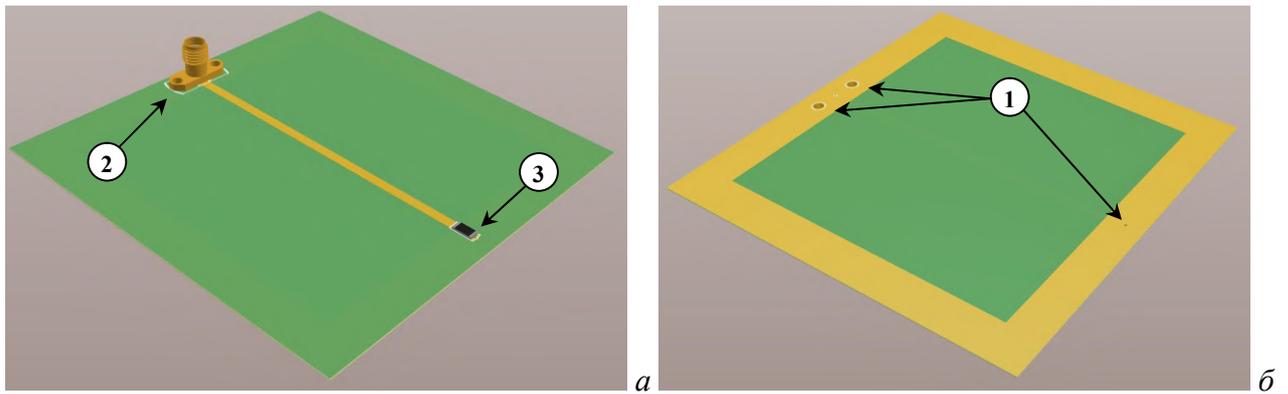


Рисунок 4.17 – Оснастка для косвенных измерений ЭЭ на основе печатной платы:
виды сверху (а) и снизу (б)

Используя электродинамическую модель разработанной оснастки, выполнена косвенная оценка ЭЭ цилиндрического корпуса ($r=150$ мм, $d=300$ мм) с круглой апертурой диаметром 60 мм, расположенной в его торцевой стенке (рисунок 4.18а). Значения $|S_{11}|$ для оснастки, установленной на корпус, определялись в диапазоне от 1 МГц до 1 ГГц с помощью МКРВО. Вычисленная частотная зависимость $|S_{11}|$ представлена на рисунке 4.18б.

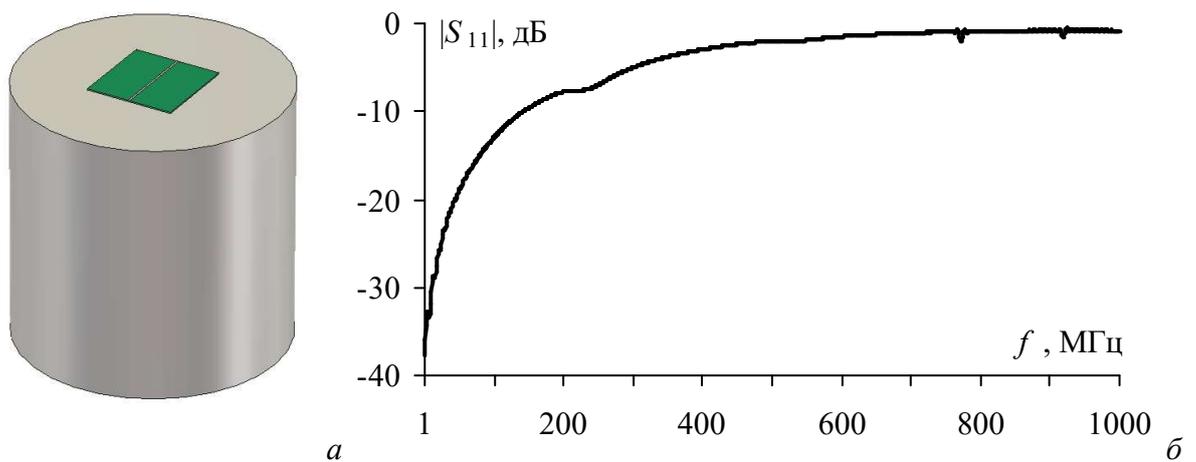


Рисунок 4.18 – Измерительная оснастка, установленная на цилиндрический корпус (а)
и его частотная зависимость $|S_{11}|$, полученная по МКРВО (б)

Из рисунка 4.18б видно, что частотная зависимость $|S_{11}|$ монотонно возрастает вплоть до первой резонансной частоты корпуса (770 МГц), на которой наблюдается незначительный провал $|S_{11}|$.

Используя полученные значения $|S_{11}|$, на основе предложенной методики (пункт 4.1.1) выполнены вычисления ЭЭ в центре вышеописанного цилиндрического корпуса. Частотные зависимости ЭЭ также рассчитаны с помощью ММЛП и по МКЭ. Результаты вычислений представлены на рисунке 4.19.

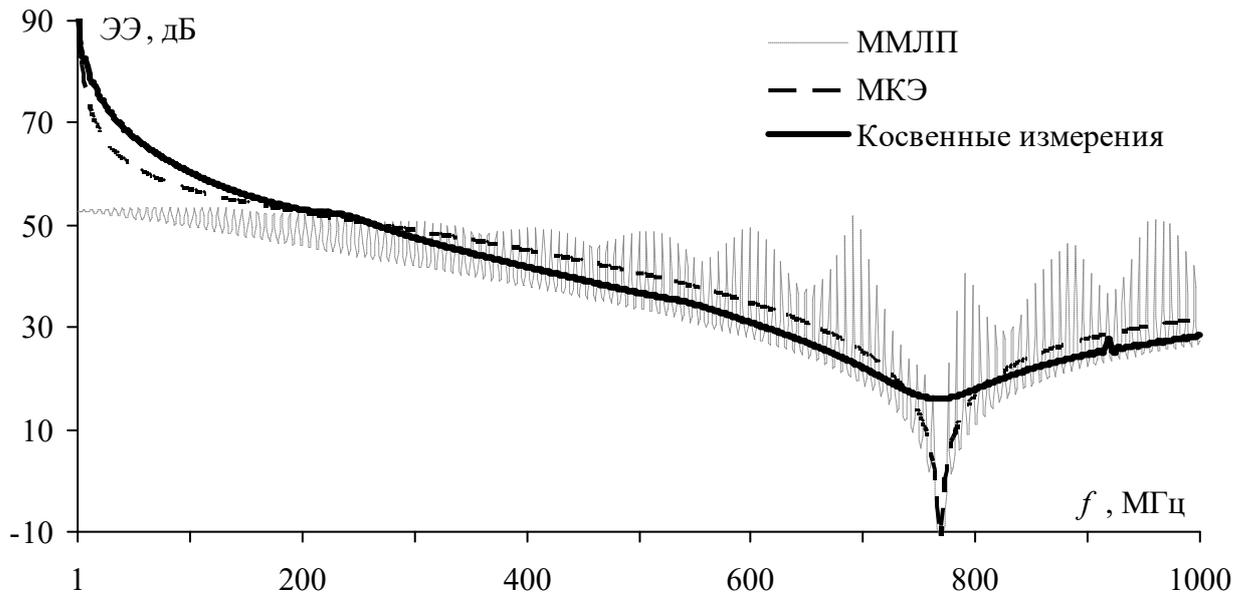


Рисунок 4.19 – Частотные зависимости ЭЭ цилиндрического корпуса с апертурой

Из рисунка 4.19 видно, что на частотной зависимости ЭЭ, полученной по ММЛП, наблюдается множество нефизичных всплесков, связанных с влиянием погрешности редукции (см. подраздел 3.3). Тем не менее, частотные зависимости ЭЭ, полученные разными методами, согласуются. Так, среднее значение абсолютной погрешности для результатов косвенной оценки ЭЭ составляет 3,3 дБ (относительно МКЭ) и 6,1 дБ (относительно ММЛП). Имеющиеся отличия между частотными зависимостями ЭЭ могут быть связаны с довольно высоким значением $|S_{11}|$ использованной оснастки, достигающим минус 11 дБ в исследуемом частотном диапазоне.

Преимуществами предложенной конструкции измерительной оснастки являются низкая стоимость, простота изготовления и приемлемая стабильность частотной зависимости $|S_{11}|$ при проведении измерений. К недостаткам такой оснастки можно отнести ограниченные размеры выреза на тыльной стороне платы и наличие диэлектрика (из-за его возможного влияния на резонансные частоты апертуры).

4.2.4 Свёртывающаяся металлическая лента

Предложена конструкция измерительной оснастки для косвенных измерений ЭЭ на основе свёртывающейся металлической ленты (рисунок 4.20). Данная конструкция включает три основные части: металлическую ленту 1; устройство 2 для её свёртки и соединения с СВЧ-кабелем; прижимной контакт 3 с согласованной нагрузкой.

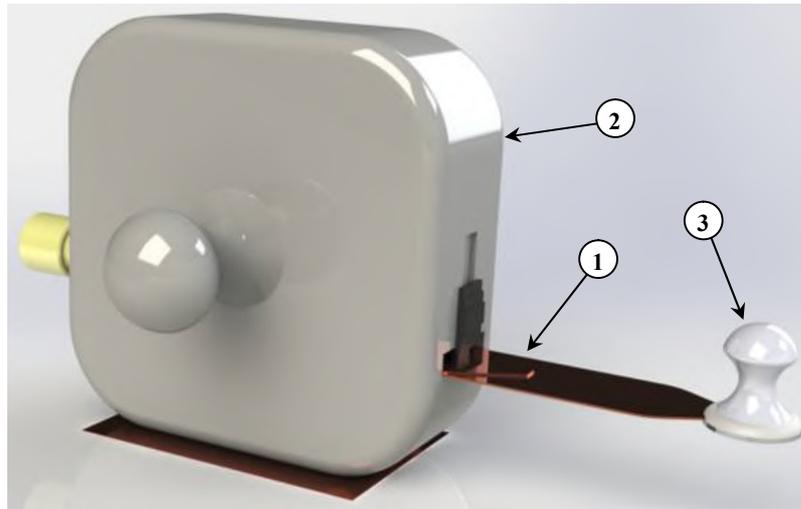


Рисунок 4.20 – Внешний вид измерительной оснастки на основе металлической ленты

Функциональная схема разработанной оснастки на основе свёртывающейся ленты представлена на рисунке 4.21. Внутри устройства для свёртки расположен механизм 4 для натяжения металлической ленты. Лента электрически соединяется с отрезком нерегулярной микрополосковой линии 5 с помощью скользящего контакта 6. В конце отрезка нерегулярной линии располагается коаксиально-полосковый переход 7, к которому припаивается соединитель 8 для подключения СВЧ-кабеля. При этом опорный проводник 9 отрезка нерегулярной линии используется для электрического контакта со стенкой металлического корпуса. На другом конце металлическая лента припаивается к еще одному отрезку нерегулярной микрополосковой линии 10. Этот отрезок соединяется с прижимным контактом через согласованную нагрузку 11 в виде СВЧ-резистора. Для измерения $|S_{11}|$ устройство для свертки и прижимной контакт, входящие в состав детектора, устанавливаются на поверхность стенки анализируемого корпуса 12 таким образом, что развернутая металлическая лента располагается над апертурой.

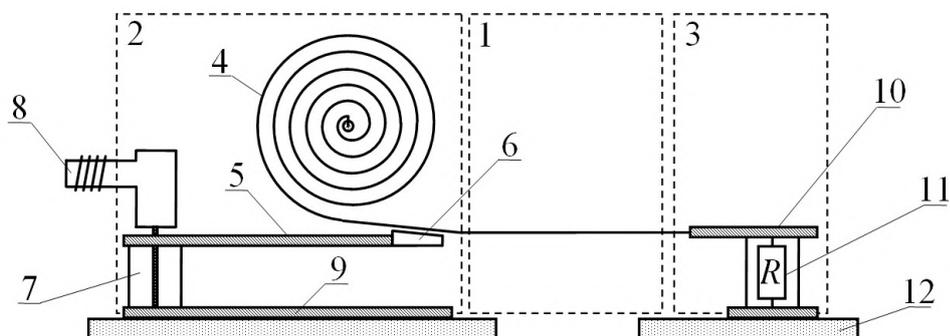


Рисунок 4.21 – Функциональная схема детектора на основе свёртывающейся металлической ленты

Для проверки предложенной конструкции выполнены вычисления частотных зависимостей $|S_{11}|$ оснастки при её установке на сплошной металлический лист. Вычисления выполнялись в диапазоне частот 0–3 ГГц при помощи ММПП, а металлическая лента растягивалась на длину 500 мм и 3000 мм (без учета её провисания). Полученные частотные зависимости $|S_{11}|$ представлены на рисунке 4.22.

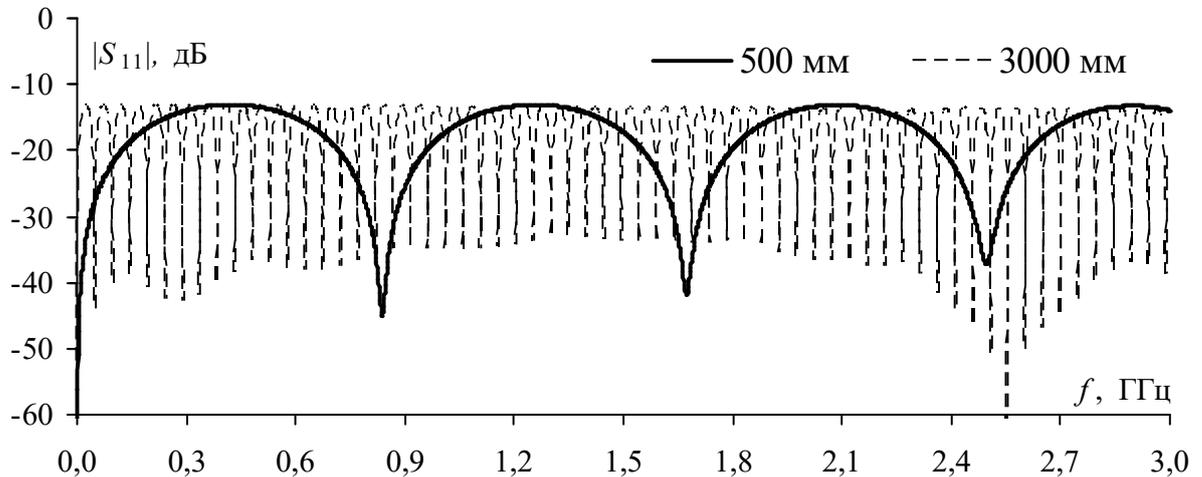


Рисунок 4.22 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ измерительной оснастки при растяжении ленты

Из рисунка 4.22 видно, что в исследуемом диапазоне частот значение $|S_{11}|$ для предложенной оснастки не превышает минус 13 дБ. При дальнейшей тщательной проработке оснастки значение $|S_{11}|$ может быть снижено, а диапазон рабочих частот – расширен. В результате такая оснастка сможет применяться для косвенных измерений ЭЭ крупногабаритных металлических корпусов, а также экранированных камер и помещений.

Таким образом, из рассмотренных вариантов оснастки для косвенных измерений ЭЭ, наилучшей универсальностью обладает конструкция на основе свёртывающейся металлической ленты. Однако эта конструкция обладает рядом недостатков: 1) низкой надежностью из-за необходимости использования скользящих контактов; 2) «нестабильностью» S -параметров при измерении крупногабаритных экранирующих конструкций из-за возможного провисания металлической ленты; 3) высокой стоимостью и сложностью изготовления.

4.3 Разработка аппаратной части устройства для косвенных измерений эффективности экранирования

4.3.1 Структурная схема устройства

Разработана структурная схема устройства для косвенных измерений ЭЭ прямоугольных и цилиндрических экранирующих конструкций (рисунок 4.23).

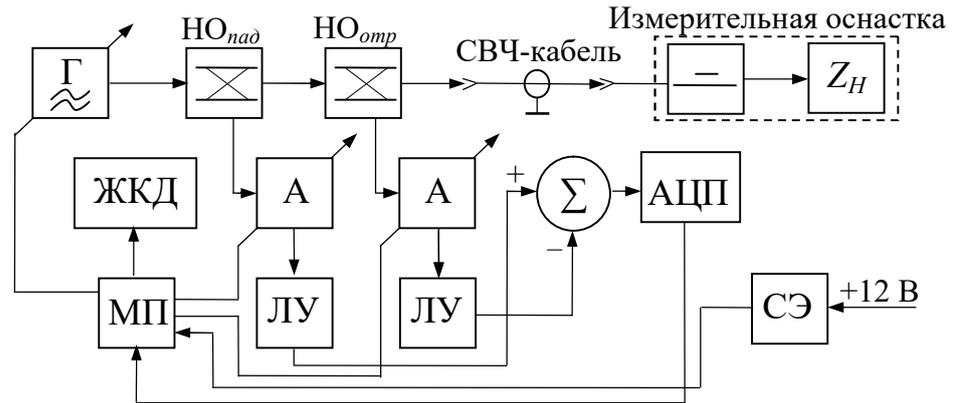


Рисунок 4.23 – Структурная схема устройства для косвенного измерения ЭЭ

Принцип работы устройства, согласно разработанной структурной схеме, заключается в следующем. Для измерения значений $|S_{11}|$ используется измерительная оснастка на основе ЛП с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом, на концах которой устанавливаются согласованная нагрузка и соединитель для подключения СВЧ-кабеля. ЛП возбуждает экранирующий корпус сигналом от генератора (Г) на основе синтезатора частот, управляемого микропроцессором (МП). Ослабление амплитуд падающих и отраженных волн от микрополосковых направленных ответвителей (НО) регулируется при помощи аттенуаторов (А) напряжением от МП. Ослабленные сигналы поступают на входы логарифмических усилителей (ЛУ). Затем при помощи сумматора (Σ) выполняются вычисления значений $|S_{11}|$, которые оцифровываются аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и поступают на вход МП. Используя аналитические выражения, МП выполняет пересчет измеренных значений $|S_{11}|$ в ЭЭ корпуса, а также вывод полученной частотной зависимости ЭЭ на жидкокристаллический дисплей (ЖКД). Электропитание всех блоков осуществляется от линейных стабилизаторов напряжения, расположенных в системе электропитания (СЭ), работающей от постоянного напряжения питания +12 В.

4.3.2 Внешний облик устройства

Создана трехмерная модель устройства для косвенных измерений ЭЭ, отражающая его предполагаемый внешний облик (рисунок 4.24). Модель состоит из корпуса с ручками 1, служащими для удержания устройства. В верхней части модели располагается сенсорный ЖКД 2, а в нижней – элементы управления устройством. Начало и завершение измерений выполняются при помощи нажатия кнопок 3, расположенных в нижней части устройства. Выбор формы корпуса (цилиндрического или прямоугольного) осуществляется с помощью кнопок 4, а задание геометрических размеров выполняется на панели 5. Для вызова настроек

частотного диапазона, точек наблюдения внутри корпуса, шага свипирования синтезатора частот, а также маркера и полосы обзора полученной зависимости ЭЭ используются кнопки 6. Перемещение маркера по осям выполняется с помощью элементов 7, осуществляющих плавную и жесткую регулировку. Доступны пять функциональных клавиш 8 для запоминания режима работы устройства. В задней части устройства расположен соединитель для подключения СВЧ-кабеля.

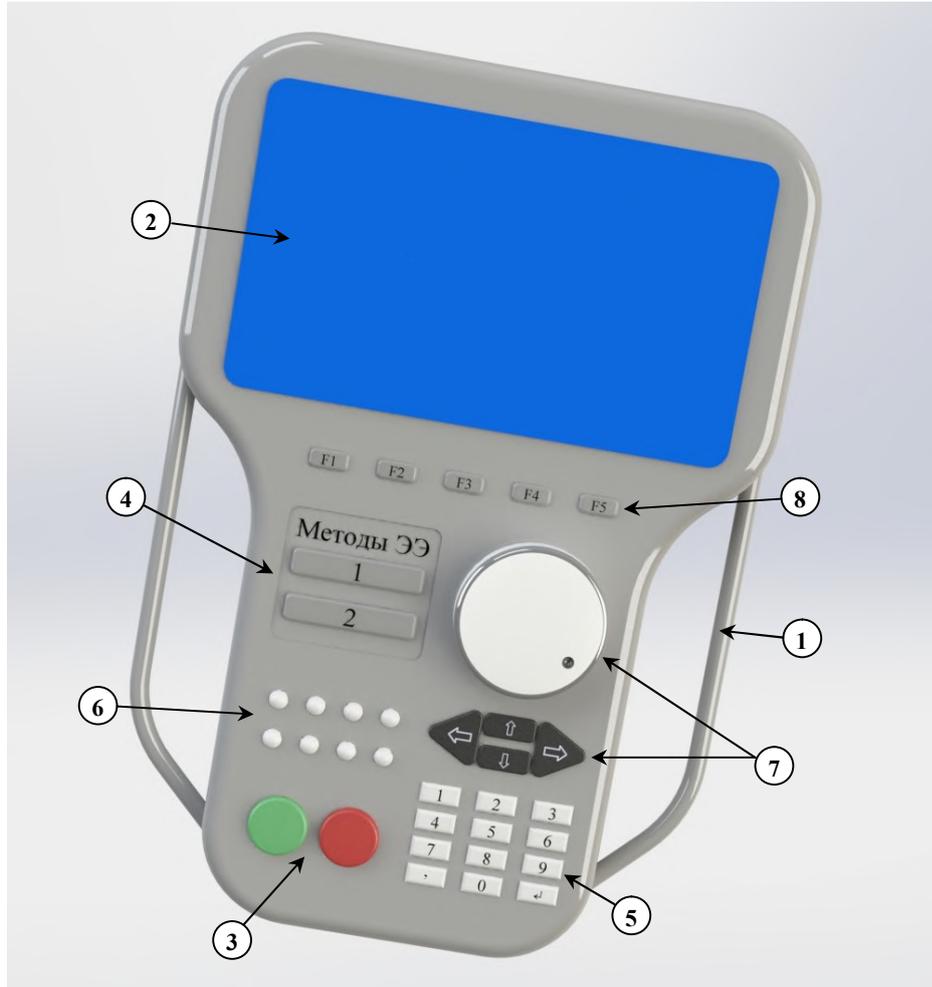


Рисунок 4.24 – Внешний облик устройства
для косвенных измерений ЭЭ

4.4 Основные результаты раздела

Представлены результаты разработки устройства для косвенных измерений ЭЭ типовых металлических корпусов РЭС без внесения в их полость рецептора электромагнитного излучения. Предложена усовершенствованная методика для вычисления ЭЭ цилиндрического корпуса на основе измеренных значений $|S_{11}|$. Создан прототип программной части устройства, выполняющей функцию расчета ЭЭ. Предложено четыре конструкции измерительной оснастки для косвенных измерений ЭЭ на основе подвешенной микрополосковой ЛП, камеры

поперечных электромагнитных волн, двухсторонней печатной платы, свёртывающейся металлической ленты. Описаны основные преимущества и недостатки предложенных конструкций измерительной оснастки. Разработана структурная схема аппаратной части устройства и описан принцип её работы. Создан и описан внешний облик устройства.

Заключение

Итоги выполненного исследования

При выполнении диссертационной работы получены следующие результаты:

1. Выполнен обзор устройств и методов оценки ЭЭ экранирующих конструкций РЭС, а также материалов, применяющихся для их изготовления. Рассмотрены особенности проектирования экранирующих конструкций РЭС, современные экранирующие материалы, а также основные факторы, влияющие на ЭЭ типовых экранирующих конструкций. Описаны устройства и методы измерения ЭЭ экранирующих материалов и конструкций. Рассмотрены основные численные и аналитические методы, применяемые при анализе ЭЭ. Представлено краткое описание ПО, использующегося для оценки ЭЭ.

2. Разработаны аналитические методы для оценки ЭЭ типовых экранирующих конструкций РЭС, отличающиеся учетом их заполнения диэлектрическими структурами, радиопоглощающим материалом, проводящими пластинами или печатными платами. Выполнено обширное тестирование этих методов. Показано, что разработанные аналитические методы обладают приемлемой точностью, а среднее значение абсолютной погрешности (Δ) результатов вычислений ЭЭ этими методами не превышает 4,6 дБ относительно результатов моделирования МКЭ, 3,9 дБ относительно вычислений по ММЛП, 5,6 дБ относительно измерений в безэховой камере.

3. Предложены усовершенствованные методы моделирования апертур в типовых экранирующих конструкциях. Разработан подход к вычислению импеданса Z_{ap} для стенки корпуса с произвольно расположенной апертурой, позволяющий в 77 раз быстрее рассчитать частотную зависимость ЭЭ по сравнению с уже существующим аналитическим методом, требующим численного интегрирования. Предложены методы расчета импеданса Z_{ap} для типовых конфигураций стенки корпуса: с произвольно расположенным массивом апертур, ориентированных в шахматном порядке, и с апертурой, заполненной диэлектрическими, магнитными или магнитодиэлектрическими материалами. По результатам сравнения частотных зависимостей ЭЭ, полученных предложенными методами, а также с помощью измерений, МКЭ и ММЛП, показано, что Δ не превышает 9 дБ. При этом предложенные методы позволяют вычислить частотную зависимость ЭЭ на 3–5 порядков быстрее, чем численные.

4. Предложены модификации аналитического метода расчета ЭЭ плоских многослойных экранов, позволившие применить его для экранов, выполненных из полимерных композитных материалов. Показано, что для частотных зависимостей ЭЭ, вычисленных модифицированными методами и по МКРВО, значение Δ не превышает 0,54 дБ. На основе предложенных

модификаций метода разработан прототип ПО для оценки ЭЭ типовых экранирующих материалов. С помощью моделирования и измерений в коаксиальной камере исследованы многослойные экраны из полимерных композитов на основе полипропиленового компаунда с наполнителями в виде частиц углерода и меди. Определена конструкция многослойного экрана, обладающая наилучшей ЭЭ (до 14 дБ) в диапазоне частот от 10 МГц до 12 ГГц.

5. Выполнены программная реализация и тестирование найденных в ходе обзора аналитических методов расчета ЭЭ. По результатам тестирования созданы алгоритмы и ПО для моделирования произвольных экранирующих конструкций РЭС. Используя созданные алгоритмы и ПО, разработаны экранирующие конструкции для помехозащитного фильтра СШЭП КА, а также устройства эквивалента сети и КЭК, применяемых для испытаний СШЭП КА и её элементов. Разработан, программно реализован и протестирован алгоритм для моделирования произвольных экранирующих конструкций РЭС по ММЛП. Выполнена оценка влияния размерности сетки и числа итераций на частотную зависимость ЭЭ прямоугольного корпуса при вычислениях по ММЛП. Вычислены частотные зависимости ЭЭ различных вариантов многоуровневой экранирующей конструкции, состоящей из двух прямоугольных корпусов, а также выполнено моделирование электромагнитных эмиссий от симметричных вибраторов различной длины, расположенных внутри этой конструкции. Предложена методика для оптимизации произвольных экранирующих конструкций РЭС и выполнена её проверка.

6. Разработана усовершенствованная методика для вычисления ЭЭ на основе измеренных значений $|S_{11}|$, пригодная для цилиндрических экранирующих корпусов с апертурой в торцевой стенке. Создан прототип ПО устройства для косвенного измерения ЭЭ металлических экранирующих конструкций РЭС. Предложено четыре варианта измерительной оснастки для косвенных измерений ЭЭ на основе подвешенной микрополосковой ЛП, камеры поперечных электромагнитных волн, двухсторонней печатной платы и свёртывающейся металлической ленты. Используя разработанные оснастку и ПО, выполнены косвенные измерения ЭЭ типовых цилиндрических и прямоугольных корпусов РЭС. Описаны основные преимущества и недостатки предложенных вариантов измерительной оснастки. Разработана структурная схема аппаратной части устройства и создан его внешний облик.

По результатам выполненных исследований опубликовано 4 статьи в изданиях из перечня ВАК, 5 статей в изданиях, индексируемых международными базами Web of Science и Scopus, 1 статья в журнале IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (Q1) и 10 докладов в трудах международных конференций. Также получено 3 свидетельства о регистрации программ для ЭВМ и 2 патента на изобретение. Результаты исследований использованы при выполнении ряда НИР, в учебном процессе радиотехнического факультета ФГБОУ ВО ТУСУР, а также на

предприятиях АО «ИСС» (г. Железногорск) и ООО «НПК «ТЕСАРТ» (г. Томск) что подтверждает их практическую значимость.

Таким образом, поставленная цель диссертационной работы достигнута. При этом решена задача совершенствования моделирования и измерений экранирующих конструкций РЭС, имеющая важное значение для развития технических наук в рамках областей исследований, соответствующих п. 2 (исследование явлений прохождения электромагнитных волн различных диапазонов через среды, их рассеяния и отражения), п. 8 (создание теории синтеза и анализа, а также методов моделирования радиоэлектронных устройств) и п. 9 (разработка научных и технических основ проектирования, конструирования, технологии производства, испытания и сертификации радиотехнических устройств) паспорта специальности «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Рекомендации по использованию результатов исследования

Предложенные методы, а также разработанные на их основе вычислительные алгоритмы и ПО целесообразно применять для предварительной оценки ЭЭ на ранних этапах проектирования экранирующих конструкций РЭС. При этом для подтверждения результатов этой оценки, а также для детального исследования ЭЭ разработанной экранирующей конструкции, перед её изготовлением и проведением натурных испытаний можно использовать разработанный алгоритм на основе ММЛП. Созданное устройство для косвенных измерений ЭЭ и измерительную оснастку целесообразно использовать на завершающих этапах проектирования экранирующих конструкций РЭС: для экспериментальных исследований разработанной конструкции в лабораторных условиях (до проведения измерений ЭЭ с помощью сертифицированной экспериментальной установки) или при корректировке прототипа экранирующей конструкции (когда её параметры определены, но можно изменить расположение элементов РЭС внутри неё, добавить экранирующие прокладки, уплотнители, радиопоглощающий материал и т.д.). Описанные в работе подходы к моделированию и измерениям экранирующих конструкций РЭС также могут использоваться в рамках образовательного процесса высших учебных заведений, в программах переподготовки инженеров-разработчиков РЭС, а также в качестве основы для дальнейших исследований.

Перспективы дальнейшей разработки темы

В перспективе целесообразна разработка методов моделирования ЭЭ для ряда широко распространенных экранирующих конструкций РЭС, которые не были рассмотрены в данной работе: корпус, заполненный произвольно ориентированными печатными платами; корпус с прямоугольной апертурой, покрытой проводящей пластиной и др. Кроме того, перспективны исследования влияния компоновки элементов РЭС на ЭЭ типовых экранирующих конструкций,

а также исследования, направленные на повышение ЭЭ этих конструкций за счет использования в их составе частотно-селективных структур. В перспективе целесообразным также видится создание системы автоматизированного проектирования экранирующих конструкций РЭС с возможностью моделирования ЭЭ аналитическими и численными методами. Наконец, в части дальнейшего совершенствования разработанного устройства для косвенных измерений ЭЭ, целесообразно рассмотреть другие возможные варианты измерительной оснастки, например на основе экранированной полосковой линии или КПЛ.

Список сокращений и условных обозначений

TE	Transverse electric
TEM	Transverse electromagnetic modes
TM	Transverse magnetic
АПК	Аппаратно-программный комплекс
АЦП	Аналогово-цифровой преобразователь
БПУ	Блок питания и управления
ГИП	Графический интерфейс пользователя
ДУ	Дифференциальное уравнение
ЖКД	Жидкокристаллический дисплей
КА	Космический аппарат
КПЛ	Копланарная полосковая линия
КСВ	Коэффициент стоячей волны
ЛП	Линия передачи
ЛУ	Логарифмический усилитель
МКРВО	Метод конечных разностей во временной области
МКЭ	Метод конечных элементов
ММ	Метод моментов
ММЛП	Метод матрицы линий передачи
МП	Микропроцессор
НО	Направленный ответвитель
ПО	Программное обеспечение
РЭС	Радиоэлектронное средство
СВЧ	Сверхвысокочастотный
СШЭП	Силовая шина электропитания
ЭМВ	Электромагнитная волна
ЭЭ	Эффективность экранирования

Список литературы

1. Иванов А.А. Обзор аналитических моделей для оценки эффективности экранирования металлических корпусов на основе метода эквивалентной цепи / А.А. Иванов, М.Е. Комнатнов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 2. – С. 110–142.
2. ГОСТ 30372 – 2017. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2018. – 64 с.
3. Кечиев Л.Н. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры. Инженерное пособие / Л.Н. Кечиев. – М.: Грифон, 2019. – 720 с.
4. Research on magnetic shielding effectiveness of different materials hollow cylinder with slits / W. Zhang, W. Zhu, T. Luo et al. // Proceedings of IEEE International electrical and energy conference (CIEEC). – Beijing, China, 4–6 Nov. 2018. – P. 365–370.
5. Shielding effectiveness of shields and their combined double-layer shields for low frequency pulsed magnetic field / Z. Pan, Y. Li, J. Zhao et al. // Proceedings of IEEE International conference on computational electromagnetic. – Shanghai, China, 20–22 March 2019. – P. 1–5.
6. Комнатнов М.Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24). – Ч. 1. – С. 133–136.
7. Film coatings that are transparent in the visible spectral region with shielding properties in the microwave range / В. Babych, А. Borisova, А. Machulyansky et al. // Proceedings of IEEE International conference on electronics and nanotechnology. – Kiev, Ukraine, 18–20 April 2017. – P. 52–56.
8. Shielding effectiveness evaluation using a non-standardized method / V. Voicu, I. Patru, L. A. Dina et al // Proceedings of International conference on electromechanical and power systems. – Iasi, Romania, 11–13 Oct. 2017. – P. 208–2011.
9. Haddad F. Low-frequency relation between transfer impedance and shielding effectiveness of braided cables and grid shields / F. Haddad, B. Bayard, B. Sauviac // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, no. 6 – P. 2423–2430.
10. Three dimensional copper foam-filled elastic conductive composites with simultaneously enhanced mechanical, electrical, thermal and electromagnetic interference (EMI) shielding properties / T. Lu, H. Gu, Y. Hu et al. // Proceedings of IEEE Electronic components and technology conference. – Las Vegas, USA, 28–31 May 2019. – P. 1916–1920.
11. Subwavelength periodic shielding materials: toward enhanced shielding of the incomplete enclosure / D. Yi, B. Shen, X.C. Wei et al. // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2019. – Vol. 29, no. 2. – P. 113–115.
12. Stretchable electromagnetic - interference shielding materials made of a long single - walled carbon - nanotube - elastomer composite / Y. Kato, M. Horibe, S. Ata, et. al. // The royal society of chemistry. – 2017. – P. 1–7.
13. Manzoor Z. Microwave characterization of 3D printed conductive composite materials / Z. Manzoor, M.T. Ghasr, K.M. Donnell // Proceedings of IEEE International instrumentation and measurement technology conference. – Houston, USA, 14–17 May 2018. – P. 1–5.
14. Badu Naidu K.C. Microwave processed NiMgZn ferrites for electromagnetic interference shielding applications / K.C. Badu Naidu, K.S. Roopas, W. Madhuri // IEEE Transactions on magnetics. – 2017. – Vol. 43. no. 2. – P. 1–15.
15. Nanomaterials for filtering electromagnetic noise / M. Dakshayani, B. Sijatha, P. Manjappa et al. // Proceedings of IEEE International conference on recent trends in electronics, information & communication technology. – Bangalore, India, 19–20 May 2017. – P. 213–216.

16. A study of EMI shielding effectiveness of graphene based structures / M. Altun, I. Karteri, M. Gunes et al. // Proceedings of International artificial intelligence and data processing symposium. – Malatya, Turkey, 16–17 Sept. 2017. – P. 1–5.
17. Wang K. Oblique plane-wave scattering and shielding analyses of cylindrical shell made of carbon fiber composites / K. Wang, J.J. Lauri, K. Wu // Proceedings of IEEE International symposium on antennas and USNC/URSI Propagation and national radio science meeting. – Boston, USA, 8–13 July 2018. – P. 151–152.
18. Lightning direct effect and electromagnetic shielding analysis of conductive aircraft composite / X.R. Gao, H.M. Lee, Z. Yang et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Barcelona, Spain, 2–6 Sept. 2019. – P. 355–359.
19. Electromagnetic shielding effectiveness of nylon-66 nanofiber interleaved carbon epoxy composites / M. Umashankar, N.M. Renukappa, K. Shivakumar et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2019. – Vol. 64, no. 4. – P. 1025–1032.
20. Vimal J.V. Electromagnetic shielding effectiveness of layered polymer nanocomposites / J.V. Vimal, M.J. Thomas // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2018. – Vol. 60, no. 2. – P. 376–384.
21. Comparison electromagnetic shielding effectiveness between smart multilayer arrangement shields / T. Merizgui, A. Hadjadj, M. Kiouss et al. // Proceedings of IEEE International conference on applied smart systems. – Medea, Algeria, 24–25 Nov. 2018 – P. 1–5.
22. Recyclable materials as a means of electromagnetic shielding / S. Kovar, T. Martinek, J. Valouch et al. // Proceedings of IEEE International symposium on antenna technology and applied electromagnetics. – Waterloo, Canada, 19–22 Aug. 2018. – P. 1–2.
23. FeCoNi-coated glass fabric/polycarbonate sheets for electromagnetic absorption and shielding / J. Lee, B.M. Jung, S.B Lee et al. // IEEE Transactions on magnetics. – 2017. – Vol. 43, no. 11. – P. 1–4.
24. Nanocarbon-polymer multilayer structures for electromagnetic shielding / L. Matzui, O. Lazarenko, Yu. Perets et al. // Proceedings of International young scientists forum on applied physics. – Dnipropetrovsk, Ukraine, 29 Sept. – 2 Oct. 2015. – P. 1–4.
25. Multilayer WPU conductive composites with controllable electro-magnetic gradient for absorption-dominated electromagnetic interference shielding / A. Sheng, W. Ren, Y. Yang et al. // Composites part A: applied science and manufacturing. – 2020. – Vol. 129. – P. 1–12.
26. Solin J.R. Shielding effectiveness of satellite faraday cages with EMI taped seams and closeouts / J.R. Solin // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. – 2018. – Vol. 7, no. 2. – P. 40–46.
27. IEEE STD 1597.2 – 2010 IEEE recommended practice for validation of computational electromagnetics, computer modeling and simulations. – New York, USA: IEEE, inc., 2011. – 124 p.
28. Rusiecki A. Evaluation of shielding effectiveness of slotted enclosures by internal stirring / A. Rusiecki, K. Aniserowicz // Proceedings of International conference on microwaves, radar and wireless communications. – Gdansk, Poland, 16–18 June 2014. – P. 1–4
29. Improving shielding effectiveness of a metallic enclosure at resonant frequencies / N.J. Nestic, B.G. Milovanovic, N.S. Doncov et al. // Proceedings of International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications. – Nis, Serbia, 18–20 Oct. 2017. – P. 42–45.
30. Internal stirring: An approach to approximate evaluation of shielding effectiveness of small slotted enclosures / A. Rusiecki, K. Aniserowicz, A. Duffy et al. // IET Science, measurement and technology. – Vol. 10, no. 6 – P. 659–664.
31. Representative contents design for shielding enclosure qualification from 2 to 20 GHz / I.D. Flintoft, S.J. Bale, A.C. Marvin et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2018. – Vol. 60, no. 1. – P. 173–181.

32. Measurement of transmission through printed circuit boards: application to enclosure shielding / S.L. Parker, A.C. Marvin, J.F. Dawson et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Angers, France, 4–8 Sept. 2017. – P. 1–6.
33. Shielding effectiveness of board level shields with absorbing materials / Y. Liu, R. He, V. Khilkevich et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility, signal and power integrity. – New Orleans, LA, USA, 22–26 July 2019.
34. Perturbation theory to model shielding effectiveness of cavities loaded with electromagnetic dampeners / S. Campione, I.C. Reines, L.K. Warne et al. // Electronics Letters. – 2019. – Vol. 55, no. 11. – P. 644–646.
35. Shielding effectiveness – when to stop blocking and start absorbing / P.G. Bremner, G. Vazquez, D.H. Trout et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility, signal and power integrity. – New Orleans, USA, 22–26 July 2019. – P. 284–291.
36. La Valle R.L. Analysis and compensation of the effect of the enclosure in a multichannel RF front-end / R.L. La Valle, J.G. Gracia, P.A. Roncagliolo // Proceedings of IEEE 3rd global electromagnetic compatibility conference. – Sao Paulo, Brazil, 8–10 Nov. 2017. – P. 1–4.
37. Modeling and experiments of high-quality factor cavity shielding effectiveness / S. Campione, L.K. Warne, I.C. Reines et al. // Proceedings of IEEE International applied computational electromagnetics society symposium. – Miami, USA, 14–19 April 2019. – P. 1–5.
38. Гизатуллин З.М. Исследование эффективности экранирования корпуса персонального компьютера при преднамеренных электромагнитных воздействиях / З.М. Гизатуллин // Вестник КГУ им. А.Н. Туполева. – 2008. – №1. – С. 28–31.
39. Гизатуллин З.М. Повышение эффективности экранирования металлических корпусов электронных средств / З.М. Гизатуллин // Технологии ЭМС. – 2010. – № 3. – С. 37–43.
40. Improving shielding effectiveness of enclosure with apertures using absorbers / J.H. Kwon, H.J. Hwang, H.H. Park // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility, signal and power integrity. – New Orleans, USA, 22–26 July 2019. – P. 356–359.
41. Hussain T. Improved shielding effectiveness of enclosures using symmetrically placed metallic posts / T. Hussain, I. Majid, Q. Cao // Proceedings of 17th International Bhurban conference on applied sciences and technology (IBCAST). – Islamabad, Pakistan, 14–18 Jan. 2020. – P. 1–7.
42. Rajawat R.K. Measurements and analysis of transient electromagnetic shielding effectiveness for nested shield configurations / R.K. Rajawat, R.S. Kalghatgi, P.H. Ron // Proceedings of international conference on electromagnetic interference and compatibility. – Madras, India, 6–8 December 1995. – P. 1–8.
43. On the meaning of enclosure shielding effectiveness / J.F. Dawson, A.C. Marvin, M.P. Robinson et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Amsterdam, Netherlands, 27–30 Aug. 2018. – P. 746–751.
44. Automated selection of solutions for protection of on-board system from external electromagnetic disturbances / I. Shakinka, D. Tsyankenka, E. Arlou et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Barcelona, Spain, 2–6 Sept. 2019. – P. 1–6.
45. Choo J. Shielding effectiveness of open cabinet containing digital modules using ferrite sheet / J. Choo, J. Choo, Y.H. Kim // IEEE Transactions on magnetics. – 2017. – Vol. 53, no. 12. – P. 99–108.
46. Sakamoto T. Sprayable silver paste with good shielding characteristics in high frequency band / T. Sakamoto, D. Hashimoto // Proceedings of IEEE International conference on electronics packaging and iMAPS all Asia conference. – Mie, Japan, 17–21 April 2018. – P. 108–111.
47. MIL-STD-285 – 1956. Attenuation measurements for enclosures, electromagnetic shielding, for electronic test purposes, method of. – USA, Washington: Government printing office, 1956. – 15 p.
48. Song K. Measurement, Simulation and Mathematical Estimation of Magnetic Field Shielding Effectiveness of Sputtered Shielding Materials using Spiral Coils / K. Song, S. Kim, S. Jeong //

- Proceeding of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility, signal and power integrity. – Long Beach, USA, 30 July – 3 Aug. 2018. – P. 47–51.
49. Low-frequency analysis of shielding effectiveness using pulse waveform / M. Ohno, S. Numamoto, M. Shinagawa et al. // Proceedings of IEEE Global conference on consumer electronics (GCCE). – Nara, Japan, 9–12 Oct. 2018. – P. 96–100.
 50. Yu-sang The development of magnetic shielding effectiveness measurement tester in near field / Yu-sang, C. Chen, Yi-mao // Proceedings of IEEE International symposium on microwave, antenna, propagation, and EMC technologies. – Xian, China, 24–27 Oct. 2017. – P. 341–346.
 51. IEEE STD 299 – 2006. Standard method for measuring the effectiveness of electromagnetic shielding enclosures. – USA, New York: IEEE, Inc., 2006. – 50 p.
 52. Shielding effectiveness measurement of materials using nested reverberation chambers / C.L. Holloway, D.A. Hill, J. Ladbury et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2003. – Vol. 45, no. 2. – P. 350–356.
 53. Influence of planar material size and position on shielding effectiveness measurements using the dual waveguide method // E. Tourounoglou, V. Gkatsi, A. Roc'h et al. // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility (EMC EUROPE). – Barcelona, Spain, 2–6 Sept. 2019. – P. 707–711.
 54. Rudd M. Determining high-frequency conductivity based on shielding effectiveness measurement using rectangular waveguides / M. Rudd, T.C. Baum, K. Ghorbani // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 2019. – Vol. 69, no. 1. – P. 1–8.
 55. Setup for EMI shielding effectiveness tests of electrically conductive polymer composites at frequencies up to 3.0 GHz / R. Valente, C. Ruijter, D. Vlasveld et al. // IEEE Access – 2017. – Vol. 5. – P. 16665–16675.
 56. ASTM ES7 – 1983. Test method for electromagnetic shielding effectiveness of planar materials. – USA, Philadelphia: ASTM International, 1982.
 57. ASTM D4935–2018. Standard test method for measuring the electromagnetic shielding effectiveness of planar materials. – USA, Philadelphia: ASTM International, 2018.
 58. Afsar M.N. The measurement of the properties of materials. / M.N. Afsar, J.R. Birch, R.N. Clarke // Proceedings of the IEEE. – 1986. – Vol. 74, no. 1. – P. 183–199.
 59. Analysis of the Nicolson-Ross-Weir method for characterizing the electromagnetic properties of engineered materials / E.J. Rothwell, J.L. Frasc, Sean M. Ellison et al. // Progress in electromagnetic research. – 2016. – Vol. 157. – P. 31–47.
 60. Baker-Jarvis J. Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements. / J. Baker-Jarvis // NIST Technical note. – 1990. – Vol. 1341. – P. 1–160.
 61. Analyzing the attenuation of electromagnetic shielding materials for frequencies under 1 GHz / V. Voicu, I. Patru, P.M. Nicolae et al. // Proceedings of International symposium on advanced topics in electrical engineering (ATEE). – Bucharest, Romania, 23–25 March 2017. – P. 336–340.
 62. Shielding effectiveness evaluation of metalized and polypyrrole-coated fabrics / J. Avloni, M. Ouyang, L. Florio et al. // Journal of thermoplastic composite materials. – 2007. – Vol. 20. – P. 241–254.
 63. The shielding effectiveness measurements of a rectangular enclosure perforated with slot aperture / V.M. Radivojevic, S. Rupcic, V. Alinovic et al. // Proceedings of International conference on smart systems and technologies. – Osijek, Croatia, 18–20 Oct. 2017. – P. 121–126.
 64. IEEE STD 299.1 – 2013. Standard method for measuring shielding effectiveness of enclosures and boxes having all dimensions between 0.1 m and 2 m. – USA, New York: IEEE, Inc., 2013. – 96 p.
 65. Uncertainty of shielding effectiveness measurement using selective measurement receiver and signal generator / L. Nowosielski, J. Michalak, J. Kelner et al. // Proceedings of IEEE International conference electronics. – Palanga, Lithuania, 17–19 June 2019. – P. 1–4.

66. Kubik Z. Shielding effectiveness simulation of small perforated shielding enclosures using FEM / Z. Kubik, J. Skala // *Energies*. – 2016. – Vol. 9, no. 3. – P. 1–12.
67. Tonus S. Shielding effectiveness measurements on satellite microwave passive elements using reverberation chamber test method / S. Tonus, M. Rispal // *Proceedings of IEEE ESA workshop on aerospace EMC*. – Budapest, Hungary, 20–22 May 2019. – P. 1–6.
68. Tian Z. Efficient methods of measuring shielding effectiveness of electrically large enclosures using nested reverberation chambers with only two antennas / Z. Tian, Y. Huang, Q. Xu // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. 2017. – Vol. 59, no. 6. – P. 1872–1879.
69. Simulation and measurement for shielding effectiveness of small size metal enclosure / C. Zhou, L. Gui, D. Liu et al. // *IET Science, measurement and technology*. – 2017. – Vol. 11, no. 1. – P. 25–29.
70. Design of a miniaturized printed multi-turn loop antenna for shielding effectiveness measurement / E. Kang, T.H. Lim, S. Youn et al. // *IEEE Access* – 2020. – Vol. 8. – P. 54872–54878.
71. Quality factor and shielding effectiveness measurement of an antenna-free enclosure in a nested reverberation chamber / J.H. Hwang, H.H. Park, C.H. Hyoung et al. // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2020. – Vol. 62, no. 6. – P. 2358–2367.
72. Kühn M. Correlation of impedance and Shielding Effectiveness Measurements on Enclosure Level / M. Kühn, M. Messer, R. Weigel // *Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility*. – Amsterdam, Netherlands, 27–30 Aug. 2018. – P. 730–734.
73. Agilent technologies. Ultra-low impedance measurements using 2-port measurements. Application Note [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.atnjapan.com/Ultimetrix/5989-5935EN.pdf> (дата обращения 10.06.2021)..
74. Shourvarzi A. A fast method for estimating shielding effectiveness of an enclosure with apertures / A. Shourvarzi, M. Joodaki // *Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility*. – Gothenburg, Sweden, 1–4 September 2014. – P. 464–467.
75. Shourvarzi A. A network of ports to estimate shielding effectiveness of an enclosure with apertures / A. Shourvarzi, M. Joodaki // *Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility* – Wroclaw, Poland, 5–9 September 2016. – P. 626–630.
76. Shourvarzi A. Shielding effectiveness estimation of a metallic enclosure with an aperture using S-parameter analysis: analytic validation and experiment / A. Shourvarzi, M. Joodaki // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2016. – Vol. 59, no. 2. – P. 537–540.
77. Shourvarzi A. Shielding effectiveness estimation of an enclosure with an arbitrary shape aperture / A. Shourvarzi, M. Joodaki // *Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility* – Angers, France, 4–7 September 2017. – P. 1–4.
78. Shourvarzi A. Using aperture impedance for shielding effectiveness estimation of a metallic enclosure with multiple apertures on different walls considering higher order modes / A. Shourvarzi, M. Joodaki // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2018. – Vol. 60, no. 3. – P. 629–637.
79. Shourvarzi A. Shielding effectiveness measurement for extremely small dimensions enclosures / A. Shourvarzi, M. Joodaki // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 2019. – Vol. 61, no. 6. – P. 1740–1745.
80. Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture / M.P. Robinson, J.D. Turner, D.W.P. Thomas et al. // *Electronics Letters*. – 1996. – Vol. 32, no. 17. – P. 1559–1560.
81. Johns P.B. Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix / P.B. Johns, R.L. Beurle // *Proceedings of the Institution of electrical engineers*. – 1971. – Vol. 118, no. 9. – P. 370–377.
82. Johns P.B. New frequency-domain TLM method for the numerical solution of steady-state electromagnetic problems / P.B. Johns, C. Christopoulos // *IEE Proceedings - science, measurement and technology*. – 1994. – Vol. 141, no. 4. – P. 310–316.

83. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – М.: Физматлит, 2013. – 432 с.
84. Hoefler W.J.R. The transmission-line matrix method – theory and applications // IEEE Trans. on microwave theory and tech. – 1985. – Vol. MTT-33, no. 10. – P. 882–893.
85. Sadiku M.N.O. A simple introduction to the transmission-line modeling / M.N.O. Sadiku, L.C. Agba // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1990. – Vol. 37, no. 8. – P. 991–999.
86. Suresh Kumar T.R. Shielding Effectiveness comparison of rectangular and cylindrical enclosures with rectangular and circular apertures using TLM modeling / T.R. Suresh Kumar, C. Venkatesh // Proceedings of applied electromagnetics conference. – India, Kolkata, 14–16 December 2009. – P. 1–4.
87. Sadiku M.N.O. Numerical techniques in electromagnetics with MATLAB: 3rd Edition / M.N.O. Sadiku. – CRC Press, 2009. – 710 p.
88. Christopoulos C. The Transmission-Line Modeling Method: TLM / C. Christopoulos. – New York: IEEE Press, 1995. – 232 p.
89. Subcell FDTD analysis of shielding effectiveness of a thin-walled enclosure with an aperture / C. Jiao, L. Li, X. Cui et al. // IEEE Transactions on magnetics. – 2006. – Vol. 42, no. 4. – P. 1075–1078.
90. Evaluation of equipment-level enclosure shielding properties in a reverberation chamber: numerical and experimental analysis / D. Fedeli, G. Gradoni, F. Maglie et al. // Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility. – Detroit, USA, 18–22 August 2008. – P. 1–6.
91. Gravelle L.B. Finite element method applied to shielding performance of enclosures / L.B. Gravelle, G.I. Costache // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Seattle, USA, 1988. – P. 69–72.
92. Kubik Z. Shielding effectiveness measurement and simulation of small perforated shielding enclosure using FEM / Z. Kubik, J. Skala // Proceedings of IEEE International conference on environment and electrical engineering. – Rome, Italy, 10–13 June 2015. – P. 1–6.
93. Audone B. Shielding effectiveness of apertures in rectangular cavities / B. Audone, M. Balma // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1989. – Vol. 31, no. 1. – P. 102–106.
94. Araneo R. Fast MoM analysis of the shielding effectiveness of rectangular enclosures with apertures, metal plates, and conducting objects / R. Araneo, G. Lovat // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2009. – Vol. 51, no. 2. – P. 274–283.
95. Feng C. A hybrid FD-MoM technique for predicting shielding effectiveness of metallic enclosures with apertures / C. Feng, Z. Shen // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2005. – Vol. 47, no. 3. P. 456–462.
96. Yanikaya S. Hybrid MoM/FEM modeling of shielding effectiveness of loaded rectangular enclosures with apertures / S. Yanikaya // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Austin, USA, 17–21 Aug. 2009. – P. 61–65.
97. A hybrid method based on FDTD for simulation of far field from opening in shielding enclosure / Z. Leilei, W. Quandi, Y. Jihui, G. Qingwen // IEEE Transactions on magnetics. – 2006. – Vol. 42, no. 4. – P. 859–862.
98. Celozzi S. Electromagnetic shielding / S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat. – Hoboken, USA: John Wiley and Sons, Inc., 2008. – 361 p.
99. Куксенко С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости: дис. ... док. тех. наук: 05.12.07. / Куксенко Сергей Петрович. – Томск, 2019. – 436 с.
100. Single layer microwave absorber based on rice husk-mwcnts composites / L.Y. Seng, F. Malek, C.E. Meng et al. // ARPN Journal of engineering and applied sciences. – 2016. – Vol. 11, no. 14. – P. 8932–8937.

101. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
102. Ott H. Electromagnetic compatibility engineering / H. Ott. – New York, USA: John Wiley and Sons Inc., 2009. – 880 p.
103. MIL HDBK 1195 – 1988. Military handbook. Radio frequency shielded enclosures. – USA: Department of defense, 1988. – 86 p.
104. Paul C.R. Introduction to electromagnetic compatibility. Second edition / C.R. Paul. – New York, USA: John Wiley and Sons Inc., 2005. – 989 p.
105. McDowell A. Analysis and comparison of plane wave shielding effectiveness decompositions / A. McDowell, T. Hubing // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2014. – Vol. 56, no. 6. – P. 1711–1714.
106. Modeling for the electromagnetic properties and EMI shielding of Cf/mullite composites in the gigahertz range / X. Xia, Y. Li, L. Long et al. // Journal of the European ceramic society. – 2020. – Vol. 40, no. 9. – P. 3423–3430.
107. Otoshi T.Y. A study of microwave leakage through perforated flat plates / T.Y. Otoshi // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1972. – Vol. 20, no. 3. – P. 235–236.
108. Casey K.F. Electromagnetic shielding behavior of wire-mesh screens / K.F. Casey // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1988. – Vol. 30, no. 3. – P. 298–306.
109. A multi-stage model for electromagnetic shielding effectiveness prediction of an infinite conductor plane with periodic apertures / W. Bai, A. Guo, T. Li et al. // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 61896–61903.
110. Kizilcay A.O. Equivalent analytical model of plain weave composite fabric for electromagnetic shielding applications / A.O. Kizilcay, Y. Akinay // Journal of microwave power and electromagnetic energy. – 2020. – Vol. 54, no. 3. – P. 245–253.
111. Modeling and measuring the shielding effectiveness of carbon fiber composites / L.M.D. Angulo, P.G. Francisco, B.P. Gallardo et al. // IEEE Journal on multiscale and multiphysics computational techniques. – 2019. – Vol. 4, no. 1. P. 207–213.
112. Mowete I. An analytical model for the shielding effectiveness of a planar multi-layered shield / I. Mowete, A. Ogunsola // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Barcelona, Spain, 4–8 Sept. 2006. – P. 244–248.
113. Schulz B. Shielding theory and practice / B. Schulz, V.C. Plantz, D.R. Brush // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1988. – Vol. 30, no. 3. – P. 187–201.
114. Shi D. Determination of shielding effectiveness of multilayer shield by making use of transmission line theory / D. Shi, Y. Gao, Y. Shen // Proceedings of International symposium on electromagnetic compatibility and electromagnetic ecology. – Saint-Petersburg, Russia, 2007. – P. 1–3.
115. Aperture excitation of electrically large lossy cavities / D.A. Hill, M.T. Ma, A.R. Ondrejka, et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1994. – Vol. 36, no. 3. – P. 169–178.
116. Measurement and power balance calculations of the shielding effectiveness of partitioned equipment enclosures / A.C. Marvin, S. Parker, J.F. Dawson et al. // Proceedings of International symposium on electromagnetic compatibility. – Barcelona, Spain, 2–6 Sept. 2019. – P. 1–5.
117. Shielding effectiveness estimation in an electrically large cavity using power balance method and BLT equation / I.H. Jeong, J.W. Lee, Y.S. Lee et al. // Proceedings of International symposium on electromagnetic compatibility. – Gothenburg, Sweden, 1–4 Sept. 2014. – P. 1–4.
118. Cordill B.D. Shielding effectiveness of carbon-fiber composite aircraft using large cavity theory / B.D. Cordill, S.A. Seguin, M.S. Ewing // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 2013. – Vol. 62, no. 4. – P. 743–751.

119. Solin J.R. Formula for the field excited in a rectangular cavity with a small aperture / J.R. Solin // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2011. – Vol. 53, no. 1. – P. 82–90.
120. Solin J.R. Formula for the field excited in a rectangular cavity with an electrically large aperture / J.R. Solin // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2012. – Vol. 54, no. 1. – P. 188–192.
121. Solin J.R. Formula for the field excited in a rectangular cavity with an aperture and lossy walls / J.R. Solin // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2015. – Vol. 57, no. 2. – P. 203–209.
122. Bethe H.A. Theory of diffraction by small holes / H.A. Bathe // The physical review. – 1944. – Vol. 66, no. 7. – P. 163–182.
123. Evaluation of the diffusion equation for modeling reverberant electromagnetic fields / I.D. Flintoft, A.C. Marvin, F.I. Funn et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 59, no. 3. – P. 760–769.
124. Yan J. Estimating reverberant electromagnetic fields in populated enclosures by using the diffusion model / J. Yan, J. Dawson, A. Marvin // Proceedings of IEEE Symposium on electromagnetic compatibility, signal integrity and power integrity. – Long Beach, USA, 30 July–3 Aug. 2018. – P. 363–367.
125. A fast and accurate intermediate level modeling approach for electromagnetic compatibility analysis of enclosures / I.D. Flintoft, N.J. Whyman, J.D. Dawson et al. // IEEE Proceedings – Science, measurement and technology. – 2002. – Vol. 149, no. 5. – P. 281–285.
126. Rashid A. A mathematical method of calculating and measuring the shielding effectiveness of cylindrical enclosures // Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility. – Seattle, USA, 2–4 August 1977. – P. 1–5.
127. Oktem M.H. Design of multilayered cylindrical shields using a genetic algorithm / M.H. Oktem, B. Saka // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2001. – Vol. 43, no. 2. – P. 170–176.
128. Wu T.K. Shielding properties of thick conducting cylindrical shells with an obliquely incident plane wave / T.K. Wu, L.L. Tsai // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1975. – Vol. EMC-17, no. 3. – P. 189–191.
129. Elkamchouchi H. Shielding effectiveness of multi-layered cylindrical and spherical magnetic shells for static fields / H. Elkamchouchi, M. Ismaeil // Proceedings of the 26th national radio science conference. Vol. 2. – New Cairo, Egypt, 17–19 March 2009. – P. 1–22.
130. A fast multiple mode intermediate level circuit model for the prediction of shielding effectiveness of a rectangular box containing a rectangular aperture / T. Konefal, J.D. Dawson, A.C. Marvin et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2005. – Vol. 47, no. 4. – P. 678–691.
131. Gupta K.C. Microstrip Lines and Slot Lines. Second edition / K.C. Gupta, R. Grag, I.J. Bahl. – Norwood, USA: Artech House, Inc., 1979. – 547 p.
132. Analytical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure with off-centered apertures / F.A. Po'ad, M.Z. J'enu, C. Christopoulos et al. // Proceedings of International Zurich symposium on electromagnetic compatibility. – Singapore, 1–3 Mar. 2006. – P. 618–621.
133. Shi D. 3 high-order mode transmission line model of enclosure with off-center aperture / D. Shi, Y. Shen, Y. Gao // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Qingdao, China, 23–26 October 2007. – P. 361–364.
134. Yin M.C. Improved circuit model for the prediction of the shielding effectiveness and resonances of an enclosure with apertures / M.C. Yin, E. Liu, P.A. Du // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2016. – Vol. 58, no. 2. – P. 448–456.

135. Konefal T. Improved aperture model for shielding prediction / T. Konefal, J.F. Dawson, A.C. Marvin // Proceedings of IEEE Symposium on electromagnetic compatibility. – Boston, USA, 18–22 Aug. 2003. – P. 187–192.
136. Nie B.L. An efficient and reliable circuit model for the shielding effectiveness prediction of an enclosure with an aperture / B.L. Nie, P.A. Du // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2015. – Vol. 57, no. 3. – P. 357–364.
137. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures / M.P. Robinson, T.M. Benson, C. Christopoulos et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1998. – Vol. 40, no. 3. – P. 240–248.
138. Novel analytical formulation for shielding effectiveness calculation of lossy enclosures containing elliptical apertures / A. Rabat, P. Bonnet, K.K. Drissi et al. // Proceedings of International symposium on electromagnetic compatibility. – Amsterdam, Netherlands, 27–30 Aug. 2018. – P. 735–739.
139. Analytically calculate shielding effectiveness of enclosure with horizontal curved edges aperture / L. HongYi, D.L. Su, C. Yao, Z. ZiHua // Electronics letters. – 2017. – Vol. 53, no. 25. – P. 1638–1640.
140. Inbavalli V.P. Calculation of shielding effectiveness of an enclosure with arbitrary shaped apertures using hybrid approach / V.P. Inbavalli, C. Venkatesh, T.R. Suresh Kumar // Proceedings of International conference on electromagnetic interference & compatibility. – Bengaluru, India, 13-16 Nov. 2018. – P. 1–4.
141. Hu P.Y. Hybrid model for estimating the shielding effectiveness of metallic enclosures with arbitrary apertures / P.Y. Hu, X.Y. Sun, J. Chen // IET Science, measurement & technology. – 2020. – Vol. 14, no. 4. – P. 462–470.
142. Dehkhoda P. An efficient shielding effectiveness calculation (A rectangular enclosure with numerous square apertures) / P. Dehkhoda, A. Tavakoli, R. Moini // Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility. – Honolulu, USA, 9–13 July 2007. – P. 1–4.
143. Dehkhoda P. An efficient and reliable shielding effectiveness evaluation of a rectangular enclosure with numerous apertures / P. Dehkhoda, A. Tavakoli, R. Moini // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2008. – Vol. 50, no. 1. – P. 208–212.
144. Culshaw W. Reflectors for a microwave fabry-perot interferometer // IRE Transactions on microwave theory and techniques. – 1959. – Vol. 7, no. 2. – P. 221–228.
145. Otsoshi T.Y. A Study of Microwave Leakage Through Perforated Flat Plates // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1972. – Vol. 20, no. 3. – P. 235–236.
146. Nie B.L. An improved circuit method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave / B.L. Nie, P.A. Du, P. Xiao // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2018. – Vol. 60, no. 5. – P. 1376–1383.
147. A fast calculation approach for the shielding effectiveness of an enclosure with numerous small apertures / D. Ren, P.A. Du, Y. He // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2016. – Vol. 58, no. 4. – P. 1033–1041.
148. Shielding effectiveness analysis of a rectangular enclosure with wire mesh covering / L. Chen, R. He, C. Jiao, Y. Hu // IOP Conference series: material science and engineering. – 2019. – Vol. 569. – P. 1–7.
149. Belokour I. A Higher-order mode transmission line model of the shielding effectiveness of enclosures with apertures / I. Belokour, J. LoVetri, S. Kashhyap // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Monreal, Canada, 13–17 Aug. 2001. – P. 702–707.
150. Shielding analysis of enclosure with aperture irradiated by plane wave with arbitrary incident angle and polarization direction / D. Shi, Y. Shen, F. Ruan et al. // Proceedings of IEEE international symposium on electromagnetic compatibility. – Detroit, USA, 18–22 August 2008. – P. 1–5.

151. Kim S. Shielding effectiveness of an enclosure with a dielectric-backed aperture using slotline method / S. Kim, D. Park, J. Lee // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Qingdao, China, 23–26 October 2007. – P. 432–435.
152. Cohn S.B. Slot line on a dielectric substrate / S.B. Cohn // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1969. – Vol. 17, no. 10. – P. 768–778.
153. Characterization of the shielding effectiveness of loaded equipment enclosures / D.W.P. Thomas, A. Denton, T. Konefal et al. // Proceedings of International conference and exhibition on electromagnetic compatibility. – York, UK, 12–13 July 1999. – P. 89–94.
154. Hussain T. Improved shielding effectiveness of enclosures using symmetrically placed metallic posts / T. Hussain, I. Majid, Q. Cao // Proceedings of International Bhurban conference on applied science and technology. – Islamabad, Pakistan, 14–18 Jan. 2020. – P. 679–685.
155. Model of the electromagnetic fields inside a cuboidal enclosure populated with conducting planes or printed circuit boards / D.W.P. Thomas, A.C. Denton, T. Konefal et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2001. – Vol. 43, no. 2. – P. 161–169.
156. Wang Y. The analysis of multi-mode cylindrical enclosure shielding effectiveness with apertures / Y. Wang, X. Zhao, J. Chen // Proceedings of 2010 international conference on computer, mechatronics, control and electronic engineering – Changchun, China, 24–26 August 2010. – P. 527–530.
157. Circuitual modeling and measurement of shielding effectiveness against oblique incident plane wave on apertures in multiple sides of rectangular enclosure / J. Shim, D.G. Kam, J. H. Kwon et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2010. – Vol. 52, no. 3. – P. 566–577.
158. Hao C. Simplified model of shielding effectiveness of a cavity with apertures on different sides / C. Hao, D. Li // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2010. – Vol. 52, no. 2. – P. 335–342.
159. Liu E. An extended analytical formulation for fast prediction of shielding effectiveness of an enclosure at different observation points with an off-axis aperture / E. Liu, M.C. Yin, P.A. Du // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2014. – Vol. 56, no. 3. – P. 589–598.
160. Nie B.L. An improved thickness correction method of analytical formulations for shielding effectiveness prediction / B.L. Nie, Q.S. Liu, P.A. Du // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2016. – Vol. 58, no. 3. – P. 907–910.
161. Analytical formulation for shielding effectiveness of a lossy enclosure containing apertures / A. Rabat, P. Bonnet, K.K. Drissi et al. // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2017. – Vol. 60, no. 5. – P. 1384–1392.
162. Программное обеспечение для электромагнитной симуляции и анализа CST Studio Suite [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.3ds.com/ru/produkty-i-uslugi/simulia/produkty/cst-studio-suite>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
163. Simulation for connectivity, compatibility, and radar. Altair Feko [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.altair.com/feko>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
164. Ansys HFSS. 3D high frequency simulation software [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
165. Программное обеспечение PathWave EM Design (EMPro). Keysight [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
166. EDEM3D программа для расчета электромагнитных полей и исследования электродинамических свойств структур из проводящих элементов [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.edem3d.ru>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
167. Григорьев А.Д. Моделирование антенн сотовых телефонов методом векторных конечных элементов / А.Д. Григорьев, Р.В. Салимов, Р.И. Тихонов // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57, № 3. – С. 261–270.

168. АСОНИКА-ЭМС: стойкость РЭС к электромагнитным воздействиям, эффективность экранирования. АСОНИКА [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://asonika-online.ru/products/asonika-ems>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
169. Clemson vehicular electronics laboratory: plane wave shielding effectiveness calculator [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://cecas.clemson.edu/cvel/emc/calculators/SE_Calculator/index.html, свободный (дата обращения 30.05.2021).
170. Sevgi L. Electromagnetic screening and shielding-effectiveness (SE) modeling / L. Sevgi // IEEE Antennas and propagation magazine. – 2009. – Vol. 51, no. 1. – P. 211–216.
171. Clemson vehicular electronics laboratory: precise plane wave shielding effectiveness calculator [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://cecas.clemson.edu/cvel/emc/calculators/SE3_Calculator, свободный (дата обращения 30.05.2021).
172. Демский Д.В. Метод расчета эффективности экранирования для неоднородных электромагнитных экранов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. / Демский Дмитрий Викторович. – Москва, 2014. – 114 с.
173. MAJR products EMI shielding calculator [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.majr.com/technical-information/emi-shielding-calculator>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
174. Analyse on shielding effectiveness of board level shielding with apertures [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/laird-emi-903/pdf/laird-emi-analyse-on-shielding.pdf>, свободный (дата обращения 29.06.2021).
175. Иванов А.А. Модель для оценки эффективности экранирования цилиндрического корпуса с диэлектрическим заполнением // Материалы XVI Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». – Томск, Россия, 23–26 апреля 2019 г. – Ч. 7. – С. 59–61.
176. Ivanov A.A. Analytical model for estimating the shielding effectiveness of cylindrical connectors / A.A. Ivanov, M.E. Komnatnov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560. – P. 1–6.
177. Ivanov A.A. Analytical model for evaluating shielding effectiveness of an enclosure with a partial dielectric cross-section filling / A.A. Ivanov // Proceedings of International scientific conference on electronic devices and control systems. – Tomsk, Russia, 18–20 Nov. 2020. – no. 2 – P. 222–224.
178. Ivanov A.A. Analytical model of a shielding enclosure populated with arbitrary dielectric obstacles / A.A. Ivanov, M.E. Komnatnov // Journal of physics: conference series. – 2021. – Vol. 1889. – P. 1–6.
179. Иванов А.А. Моделирование эффективности экранирования корпуса с покрытием из композитного материала / А.А. Иванов, А.В. Демаков // Материалы XVII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодежь и современные информационные технологии». – Томск, Россия, 17–20 февраля 2020 г. – С. 87–88.
180. Ivanov A.A. Analytical model for evaluating shielding effectiveness of an enclosure populated with conducting plates / A.A. Ivanov, M.E. Komnatnov, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2020. – Vol. 62, no. 5. – P. 2307–2310.
181. Комнатнов М.Е. Эффективность экранирования металлическим корпусом с апертурами / М.Е. Комнатнов, А.А. Иванов, Р.В. Рубченков // Материалы международной научно-технической конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск, Россия. – 2016. – С. 306–309.
182. Ivanov A.A. Model for estimating the shielding effectiveness of an enclosure with a perforated wall / A.A. Ivanov, M.E. Komnatnov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Vol. 734. – P. 1–6.

183. Иванов А.А. Полуаналитический метод для оценки эффективности экранирования корпуса с апертурой / Иванов А.А., Комнатнов М.Е. // Доклады ТУСУР. – 2021. – Т. 24, № 1. – С. 16–23.
184. Chernikova E.B. Using composite insulating materials to improve modal filter performance / E.B. Chernikova, A.A. Ivanov // International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electronic devices (EDM 2020). – Russia, 29 June–3 July 2020. – P. 1–4.
185. Иванов А.А. Аналитическая модель для оценки эффективности экранирования многослойных композиционных материалов / А.А. Иванов, А.В. Демаков // Материалы XVII Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». – Томск, Россия, 21–24 апреля 2020 г. – Т. 7. – С. 47–49.
186. Analytical model and software for evaluating the shielding materials properties / A.A. Ivanov, A.A. Kvasnikov, I.A. Onishchenko et al. // International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electronic devices (EDM 2021). – Russia, 30 June–4 July 2021. – P. 1–4.
187. Заявка 2020131978 РФ. Коаксиальная камера для измерения эффективности электромагнитного экранирования радиопоглощающих материалов. / А.В. Демаков, М.Е. Комнатнов, А.А. Иванов, И.И. Николаев, Т.Р. Газизов (РФ). – № 2020131978; заявл. 29.09.2020.
188. Collin R.E. Field theory of guided waves. Second edition / R.E. Collin – New York: Wiley–IEEE Press, 1990. – 864 p.
189. Замотринский Л.И. Устройства СВЧ и антенны. Часть 1. Устройства СВЧ: Учебное пособие / В.А. Замотринский, Л.И. Шангина. – Томск: Томский университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 222 с.
190. Осинкина М.Е. Об учете технологических покрытий при разработке печатных плат / М.Е. Осинкина, В.П. Кисмерешкин // Омский научный вестник. – 2016. – № 5(149). – С. 118–120.
191. Microwave electronics: measurement and materials characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo et al. – Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2004. – 552 p.
192. Getzlaff M. Fundamentals of magnetism / M. Getzlaff – Berlin: Springer, 2008. – 384 p.
193. Использование материалов для изготовления радиопоглощающих покрытий выпуклых тел / А.М. Мусин, А.И. Малкин, С.Т. Князев и др. // Материалы I международной конференции «Компьютерный анализ изображений: интеллектуальные решения в промышленных сетях». – Россия, Екатеринбург, 5–6 мая 2016 г. – С. 148–150.
194. Marcuvitz N. Waveguide Handbook / N. Marcuvitz. – NY: McGraw-Hill, 1951. – 446 p.
195. Otoshi T.Y. Further studies of microwave transmission through perforated flat plates / T.Y. Otoshi, K. Woo // JPL Technical report. – 1972. – Vol. 32-1526, no. 6. – P. 125–129.
196. Utility Communications. Multi-service multiplexer ABB FOX515. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://new.abb.com/network-management/ru/sistemy-svyazi/volokonno-opticheskiye-seti/multiservisnaya-sistema-dostupa-fox515> (дата обращения: 12.02.2019).
197. Mautz J.R. The inductance matrix of multiconductor transmission line in multiple magnetic media / J.R. Mautz, R.F. Harrington, G.G. Hsu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1988. – Vol. 52, no. 3. – P. 566–577.
198. Grover W. Inductance calculations, working formulas and tables / Grover W. – D. Van Nostrand, 1946. – 286 p.
199. ELCUT – Программа моделирования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://elcut.ru>, свободный (дата обращения 18.07.2021).
200. TALGAT – Система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://talgat.org/talgat-software>, свободный (дата обращения 18.07.2021).

201. Suslyayev V.I. Effective magnetic permeability of a composite material based on nanoscale haxaferrite particles / V.I. Suslyayev, E.Y. Korovin, V.A. Zhuravlev // International journal of nanotechnology. – 2015. – Vol. 59, no. 2. – P. 448–456.
202. Microwave ferrite, Skyworks solutions, inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/2601-2700/Microwave Ferrites_203765D.pdf](https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/2601-2700/MicrowaveFerrites_203765D.pdf), свободный (дата обращения 23.07.2021).
203. Gazizov T.R. Analytic expressions for MOM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrarily oriented boundaries / T.R. Gazizov // Proceedings of IEEE International symposium on electromagnetic compatibility. – Monreal, Canada, 2001. – P. 151–155.
204. ГОСТ 2910-74 Текстолит электротехнический листовой. Технические условия. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1976. – 11 с.
205. Demakov A.V. Development of an improved coaxial cell for measuring the shielding effectiveness of materials / A.V. Demakov, M.E. Komnatnov // IOP Conference series: Materials science and engineering. – 2020. – Vol. 734. – P. 1–7.
206. Celozzi S. Electromagnetic shielding / S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat. – USA, NJ, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2008. – 375 p.
207. Анализаторы цепей векторные P4213/P4226. Руководство по эксплуатации. Часть 1. Общие сведения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.micran.ru/upload/iblock/844/468166032_1.1_РЭ_часть_I.pdf (дата обращения 21.05.2021).
208. Иванов А.А. Реализация метода оценки эффективности экранирования корпусом с апертурой // Сборник избранных статей по материалам международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск, Россия, 16–18 мая, 2018. – Ч. 2. – С. 254–257.
209. Иванов А.А. Анализ и сравнение аналитических методов оценки эффективности экранирования корпусов с перфорированной стенкой // Материалы XIV международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия, 28–30 ноября, 2018. – С. 328–333.
210. Ivanov A.A. Shielding properties of an enclosure filled with ice / A.A. Ivanov, K.A. Bokova. // Proceeding of TUSUR Scientific Session. – Tomsk, Russia, 25–27 May 2020. – Vol. 2. – P. 312–314.
211. Бокова К.А. Оценка эффективности экранирования корпуса мультиплексора FOX-515 / К.А. Бокова, А.А. Иванов // Сборник избранных статей по материалам международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2019». – Томск, Россия, 22–24 мая 2019 г. – Ч. 1. – С. 259–262.
212. Иванов А.А. Прототип программного модуля для оценки эффективности экранирования корпусов радиоэлектронных средств / А.А. Иванов, А.А. Квасников, С.П. Куксенко, М.Е. Комнатнов // Технологии электромагнитной совместимости. – 2019. – № 4 (71). – С. 5–15.
213. Квасников А.А. Программное обеспечение для проектирования оптимальной сети высоковольтного электропитания космического аппарата / А.А. Квасников, С.П. Куксенко, А.А. Иванов // Сборник трудов Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем». – 2020. – Т. 3. – С. 100–107.
214. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020615414 РФ. 3D SE BOX 2020 / А.А. Квасников, А.А. Иванов, С.П. Куксенко, М.Е. Комнатнов – Заявка № 2020614561. Дата поступления 21.05.2020. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22.05.20.
215. Пат. № 2728325 РФ. Аппаратно-программный комплекс для синтеза и испытаний оптимальной сети высоковольтного электропитания. / М.Е. Комнатнов, С.П. Куксенко,

- Т.Р. Газизов, А.В. Демаков, А.В. Осинцев, А.А. Собко, А.А. Иванов, А.А. Квасников (РФ). – № 2019140938; заявл. 09.12.2019. опубл. 29.07.2020, Бюл. № 22.
216. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021660961 РФ. Вычисление эффективности экранирования металлов, сплавов и композиционных материалов / А.А. Иванов, И.А. Онищенко, А.А. Квасников, М.Е. Комнатнов. – Заявка № 2021619699. Дата поступления 23.06.2021. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05.07.2021.
217. Иванов А.А. Разработка алгоритма для оценки эффективности экранирования прямоугольного корпуса методом матрицы линий передачи // Сборник избранных статей по материалам международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2019». – Томск, Россия, 22–24 мая 2019 г. – Ч. 1. – С. 255–258.
218. GNU Octave [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.gnu.org/software/octave/index> (дата обращения 06.08.2021).
219. Куксенко С.П. Оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии семикаскадного модального фильтра для сети Ethernet 100Base-T / С.П. Куксенко, Р.Р. Хажобеков, Т.Т. Газизов. // Технологии электромагнитной совместимости. – 2017. – № 1, Т. 60. – С. 13–20.
220. Qt | Cross-platform software development for embedded & desktop [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qt.io> (дата обращения 11.08.2021).
221. Бахвалов Н.С. Численные методы / Н.С. Бахвалов, Н.П. Жидков, Г.М. Кобельков. – М.: Бином, 2004. – 636 с.
222. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed. / C.A. Balanic. – New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 2005. – 1121 p.
223. Онищенко И.А. Разработка программы для вычисления эффективности экранирования корпуса с апертурой на основе модуля коэффициента отражения / И.А. Онищенко, А.А. Иванов // Материалы IX региональной научно-практической конференции «Наука и практика: проектная деятельность – от идеи до внедрения». – Томск, Россия, 2020 г. – С. 283–285.
224. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021611772 РФ. Вычисление эффективности экранирования металлических конструкций на основе частотной зависимости модуля коэффициента отражения / А.А. Иванов, И.А. Онищенко. – Заявка № 2020663411. Дата поступления 02.11.2020. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 05.02.2021.
225. Анализаторы цепей скалярные R2M-40. Руководство по эксплуатации. Общие сведения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://download.micran.ru/kia/Manual/Library/R2M/User_Manual/R2M-40-UM-001_part1.pdf (дата обращения 21.05.2021).
226. Комнатнов М.Е. ТЕМ-камера для оценки уровней помехоэмиссии и помехоустойчивости радиоэлектронных средств с возможностью исследования биологических объектов в диапазоне частот до 2 ГГц / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, О.А. Матвеев // Технологии электромагнитной совместимости. – 2018. – № 4(67). – С. 46–56.
227. R&S ZNB. Vector network analyzer. Specifications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZNB_dat-sw_en_5214-5384-22_v1300.pdf (дата обращения 22.05.2021).

Приложение А

(справочное).

Внедрение результатов исследования



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железнодорожный, ЗАТО Железнодорожный, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http://www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора
по электрическому проектированию и
системам управления КА акционерного
общества «Информационные
спутниковые системы» имени академика
М.Ф. Решетнева (АО «ИСС»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н.
доцент



С.Г. Кочура

2021 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Иванова Антона Андреевича

Комиссия в составе:

- главного конструктора - начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС», к.т.н. В.Н. Школьного;
- начальника отдела АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова;
- начальника сектора АО «ИСС», М.М. Иванова

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы А.А. Иванова:

разработка аналитической математической модели для оценки эффективности экранирования цилиндрических экранирующих конструкций с диэлектрическим заполнением;

создание вычислительных алгоритмов и программного обеспечения для оценки эффективности экранирования типовых экранирующих конструкций бортовой РЭА и устройств, входящих в состав аппаратно-программного комплекса для синтеза и испытаний оптимальной сети высоковольтного электропитания космических аппаратов;

разработка и анализ эффективности экранирования экранирующих конструкций помехозащитного фильтра силовой шины электропитания КА и устройств, входящих в состав аппаратно-программного комплекса для синтеза и испытаний оптимальной сети высоковольтного электропитания космических аппаратов.

Данные результаты отражены в отчетах по этапам 1, 2 и 3 о прикладных научных исследованиях по проекту «Теоретические и экспериментальные исследования по синтезу оптимальной сети высоковольтного электропитания для космических аппаратов», выполненному в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение о предоставлении субсидии от 26.09.2017 г. №14.574.21.0172.

Указанные результаты позволили разработать прототип аппаратно-программного комплекса для синтеза и испытаний оптимальной сети высоковольтного электропитания космических аппаратов, а также подготовить новый проект «Разработка математических моделей, технологий, методик и аппаратно-программных средств для обеспечения электромагнитной совместимости цепей электропитания перспективных космических аппаратов», включенный в Комплексный план исследований КНТП «Глобальные информационные спутниковые системы».

Главный конструктор - начальник
отделения проектирования и испытаний
РЭА АО «ИСС», к.т.н.


В.Н. Школьный

Начальник отдела АО «ИСС», к.т.н.


С.Б. Сунцов

Начальник сектора АО «ИСС»


М.М. Иванов

УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО «НПК «ТЕСАРТ», к.ф.-м.н
 А.О. Семкин

_____ сентября 2021 г.



АКТ
 о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
 Иванова Антона Андреевича

Настоящим актом подтверждается факт использования в рамках выполнения составной части научно-исследовательской работы «Разработка математического обеспечения и программного модуля для моделирования радиотехнических характеристик антенного элемента» по договору № ДП2021-60 от 15 апреля 2021 г. между ООО «НПК «ТЕСАРТ» и ФГБОУ ВО «ГУСУР» результатов диссертационной работы А.А. Иванова:

1. обзор и сравнительный анализ численных методов решения задач электродинамики;
2. использование численного метода матрицы линий передачи применительно к задаче вычисления электромагнитных эмиссий от симметричных вибраторов, расположенных внутри многоуровневой экранирующей конструкции из двух прямоугольных металлических корпусов;
3. применение численного метода конечных разностей во временной области для расчета напряженности электрического поля за бесконечно-протяженным плоским экраном с апертурой при её заполнении магнитным или диэлектрическим материалом.

Начальник отдела антенных измерений
 ООО «НПК «ТЕСАРТ», к.т.н.


 _____ А.В. Фатеев



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе ТУСУРа

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.

«16» сентября 2021 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Иванова Антона Андреевича

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по научной работе, д.т.н. Куксенко С.П. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе Бусыгина А.В. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ ТУСУРа следующих результатов диссертационной работы Иванова А.А.:

1. Разработанные алгоритмы и программное обеспечение для оценки эффективности экранирования металлических экранирующих конструкций использованы в 2018–2019 и 2019–2020 учебных годах при проведении лабораторных работ по дисциплине «Электромагнитная совместимость и управление радиочастотным спектром» для студентов бакалавриата радиотехнического факультета ТУСУРа, обучающихся по направлениям подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и «Радиотехника».

2. Разработанные аналитические модели и программное обеспечение для оценки эффективности экранирования многослойных электромагнитных экранов на основе полимерных композитных материалов использованы в 2020–2021 учебном году при проведении лабораторных работ по дисциплине «Материалы и компоненты электронных средств» для студентов бакалавриата радиотехнического факультета ТУСУРа, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника».

Заместитель заведующего каф. ТУ по научной работе, д.т.н.


 С.П. Куксенко

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе


 / А.В. Бусыгина

Приложение Б
(справочное).

Основные индивидуальные достижения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2728325

**АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ
СИНТЕЗА И ИСПЫТАНИЙ ОПТИМАЛЬНОЙ СЕТИ
ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2019140938

Приоритет изобретения 09 декабря 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 29 июля 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 09 декабря 2039 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



Авторы: *Комнатнов Максим Евгеньевич (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Демаков Александр Витальевич (RU), Осинцев Артём Викторович (RU), Собко Александр Александрович (RU), Иванов Антон Андреевич (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU)*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19)

RU⁽¹¹⁾**2020 131 978**⁽¹³⁾

A



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) **ЗАЯВКА НА ИЗОБРЕТЕНИЕ**

Состояние делопроизводства: Экспертиза по существу завершена. Учтена пошлина за регистрацию и
Пошлина: выдачу патента (последнее изменение статуса: 08.09.2021)
Учтена пошлина за регистрацию и выдачу патента

(21) Заявка: [2020131978](#)

Делопроизводство

Исходящая корреспонденция		Входящая корреспонденция	
		Письмо для сведения	08.09.2021
		Письмо для сведения	07.07.2021
		Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	07.07.2021
		Ходатайство о выдаче патента	07.07.2021
		Платежный документ	07.07.2021
Решение о выдаче патента	23.06.2021		
Отчет об информационном поиске	23.06.2021		
Уведомление об удовлетворении ходатайства	02.02.2021	Ходатайство о проведении экспертизы заявки по существу	26.01.2021
Уведомление об удовлетворении ходатайства	02.02.2021	Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	26.01.2021
		Письмо для сведения	26.01.2021
Уведомление о положительном результате формальной экспертизы	16.11.2020		
Уведомление об удовлетворении ходатайства	16.11.2020	Ходатайство об освобождении от уплаты пошлин или уменьшении размера	08.10.2020
Уведомление о зачете пошлины	16.11.2020	Платежный документ	08.10.2020
		Письмо для сведения	08.10.2020
Уведомление о поступлении документов заявки	29.09.2020		

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020615414

«3D SE BOX 2020»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Квасников Алексей Андреевич (RU), Иванов Антон Андреевич (RU), Комнатнов Максим Евгеньевич (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU)*

Заявка № 2020614561

Дата поступления 21 мая 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 22 мая 2020 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021611772

**Вычисление эффективности экранирования
металлических конструкций на основе частотной
зависимости модуля коэффициента отражения**

Правообладатель: *Иванов Антон Андреевич (RU)*

Авторы: *Иванов Антон Андреевич (RU), Онищенко Иван
Андреевич (RU)*

Заявка № **2020663411**

Дата поступления **02 ноября 2020 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **05 февраля 2021 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021660961

Вычисление эффективности экранирования металлов,
сплавов и композиционных материалов

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Иванов Антон Андреевич (RU), Онищенко Иван Андреевич (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU), Комнатнов Максим Евгеньевич (RU)*

Заявка № 2021619699

Дата поступления 23 июня 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 05 июля 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021660469

«FEM2D 2021»

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Клюкин Дмитрий Владимирович (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Иванов Антон Андреевич (RU), Комнатнов Максим Евгеньевич (RU)*



Заявка № 2021619672

Дата поступления 23 июня 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 25 июня 2021 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Иелиев

ФОНД СОДЕЙСТВИЯ
ИННОВАЦИЯМ

ДИПЛОМ

победителя программы «УМНИК»

Антонна Андреевича

Иванова

2019



Генеральный директор
С.Г. Поляков

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'S.G. Polyakov', is written over a horizontal line.



TUSUR | TUSUR
UNIVERSITY

Диплом I степени

награждается

А.А. Иванов

за лучший доклад на
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»

секция 2 «Электроника и приборостроение»
подсекция 2.6 «Электромагнитная совместимость»

Председатель конференции



А.А. Шелупанов
А.А. Шелупанов
Ректор ТУСУРа

22 – 24 мая 2019 г.

г. Томск



Международная
научно-практическая
конференция
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

ДИПЛОМ I СТЕПЕНИ

награждается

Антон Андреевич Иванов

за лучший доклад на
Международной научно-практической
конференции **«Электронные средства
и системы управления»**

18 - 20 ноября 2020 г., г. Томск

Секция 21. Results of Postgraduate and Master
Students' Research in the Sphere of Electronics and
Control Systems

Председатель конференций

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский



ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

ИВАНОВ
АНТОН Андреевич

Аспирант кафедры ТУ,
за высокие достижения в научно-исследовательской деятельности
включен в состав научно-педагогического кадрового резерва ТУСУРа

Ректор



В.М. Рулевский

Проректор по НРиИ



А.Г. Лоцилов

18 декабря 2019 г.



**Научная
сессия
ТУСУР**

16.18 | МАЯ | 2018

Сертификат участника
 XXIII Международной научно-технической конференции студентов,
 аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР»,
 и 16.18 мая 2018 г.

Маанов А.А.

Председатель Программного Комитета,
 ректор ТУСУР, д.т.н., профессор А.А. Шелупанов



Томск



**Научная
сессия
ТУСУР**

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА КОНФЕРЕНЦИИ

XXI
 Международная
 научно-техническая
 конференция студентов,
 аспирантов и молодых ученых
 «НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»
 25 – 27 мая 2016 г.





**Научная
сессия
ТУСУР**

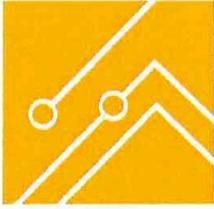
Сертификат участника
XXIV Международной научно-технической конференции студентов,
аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР»
20-24 мая 2019 г.

Председатель Программы,
ректор ТУСУР, д.т.н. Профессор А.А. Шелупанов



Томск

**МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ**



**«ЭЛЕКТРОННЫЕ
СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ»**

Сертификат участника
XIV Международной научно-практической конференции
«Электронные средства и системы управления»
28 – 30 ноября 2018 г.

А. А. Уваров

Председатель конференции,
ректор ТУСУР



Томск



XVI Международная конференция
студентов, аспирантов и молодых ученых
"ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ НАУК"
Россия, Томск, **23-26 апреля 2019**

СЕРТИФИКАТ

ВЫДАН

Иванову Антону Андреевичу

магистранту Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники за участие в XVI Международной конференции студентов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» с докладом «МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО КОРПУСА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ»

Научный руководитель: к.т.н., доцент Комнатнов М.Е.

Председатель программного комитета секции 7,
проректор по НИИ ТУСУР

Председатель организационного
комитета секции 7, председатель СМУ ТУСУР

Председатель программного комитета



[Handwritten signature]

В. М. Рулевский

[Handwritten signature]

А.В. Медовник

[Handwritten signature]

И.А. Курзина



СЕРТИФИКАТ

№ 23

Настоящий сертификат выдан

Иванову Антону Андреевичу

за участие в

**XVII Международной научно-практической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Молодёжь и современные информационные технологии»**

с докладом

**«Моделирование эффективности экранирования корпуса с
покрытием из композитного материала»**

**17-20 февраля 2020 г.
г. Томск**

Председатель Организационного комитета МСИТ-2020



Д.М. Сонькин



**XVII Международная конференция
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Перспективы развития фундаментальных наук»
Россия, Томск, 21–24 апреля 2020 г.**

СЕРТИФИКАТ №10631

удостоверяет, что

Иванов Антон Андреевич

аспирант группы 051204-9,

Кафедра телевидения и управления,

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,

принял(а) участие с докладом

**«Аналитическая модель для оценки эффективности экранирования
многослойных композиционных материалов»**

Научный руководитель – к.т.н. Комнатов Максим Евгеньевич

Соавторы: Демаков Алексей Михайлович

**Председатель программного
комитета секции 7,
Проректор по НИИ ТУСУР**



А.Г. Лоцилов

**Председатель программного
комитета**

И.А. Курзина



ТУСУР | TUSUR UNIVERSITY

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

**Иванов Антон Андреевич,
Бокова Ксения Андреевна**

представили доклад на секции
8 «Postgraduate and Master Students Research in
Electronics and Control Systems»
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»
25-27 мая 2020г., Томск

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский



Международная
научно-практическая
конференция
**«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

СЕРТИФИКАТ УЧАСТНИКА

Антон Андреевич Иванов

представил доклад на секции
21 «Results of Postgraduate and Master Students'
Research in the Sphere of Electronics and Control
Systems»

Международной научно-практической
конференции **«Электронные средства
и системы управления»**

18 – 20 ноября 2020 г., г. Томск

Председатель конференции

Ректор ТУСУРа



В.М. Рулевский