

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



Данг Туан Фыонг

**РАЗРЕЖЕННЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РАССЕЙВАТЕЛИ
ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ И АЛГОРИТМЫ ДЛЯ ИХ МОДЕЛИРОВАНИЯ**

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
д-р техн. наук, профессор
Газизов Тальгат Рашитович

Томск 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ОБЗОР ПО ТЕМЕ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	8
1.1 Метод моментов.....	8
1.2 Теория характеристических мод	14
1.3 Угловые отражатели.....	18
1.3.1 Конструкции	18
1.3.2 Применения.....	23
1.3.3 Перфорация.....	28
1.3.4 Способы уменьшения объема и площади	31
1.4 Цель и задачи работы	39
2. РАЗРАБОТКА РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ	41
2.1 Аппроксимация поверхности рассеивателей и верификация	41
2.1.1 Верификация анализа проводного рассеивателя методом моментов со ступенчатыми базисными функциями.....	41
2.1.2 Анализ крестообразных проводных рассеивателей.....	49
2.1.3 Анализ рассеяния от прямоугольной проводной сетки методом моментов со ступенчатыми базисными функциями и его верификация.....	54
2.1.4 Сравнение различных типов ячеек	64
2.1.5 Двухгранный угловой отражатель	69
2.1.6 Треугольный трехгранный угловой отражатель.....	72
2.1.7 Квадратный трехгранный угловой отражатель	77
2.2 Методика синтеза разреженного рассеивателя	80
2.2.1 Возбуждение с заданного направления.....	80
2.2.2 Возбуждение в неизвестной области.....	86
2.2.3 Возбуждение в заданной области	90
2.2.4 Синтез разреженного двухгранного углового отражателя.....	95
2.2.5 Синтез разреженного трёхгранного углового отражателя	98
2.3 Модификация аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой	101
2.3.1 Недостатки максимально-токовой аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой.....	101
2.3.2 Алгоритмы максимально-токовой аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой	104
2.3.3 Верификация эффективности и точности алгоритмов	107

2.4 Основные результаты раздела.....	112
3. СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ.....	114
3.1 Квадратная сетка и двухгранный уголкоый отражатель	114
3.1.1 Квадратная сетка	116
3.1.2 Двухгранный уголкоый отражатель	118
3.2 Трёхгранные уголкоые отражатели	120
3.2.1 Квадратный трёхгранный уголкоый отражатель	120
3.2.2 Треугольный трёхгранный уголкоый отражатель.....	123
3.3 Основные результаты раздела.....	126
4. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕОРИИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ МОД	128
4.1 Повышение точности и уменьшение вычислительных затрат приложения теории характеристических мод к проводным структурам	128
4.1.1 Верификация приложения к диполю.....	128
4.1.2 Алгоритм определения значимых мод	130
4.1.3 Верификация алгоритма для антенн.....	131
4.1.4 Верификация алгоритма для рассеивателей	139
4.1.5 Сокращение вычислительных затрат при анализе рассеивателей.....	149
4.2 Ускорение отслеживания мод	155
4.2.1 Разработка алгоритма для ускорения отслеживания мод.....	155
4.2.2 Верификация алгоритма	159
4.3 Основные результаты раздела.....	163
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	164
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	169
Приложение А.....	183

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Радиотехнические устройства широко распространены в повседневной жизни. Для их функционирования и испытания используются рассеиватели. Растёт потребность в создании лёгких, компактных, недорогих и эффективных рассеивателей. Их типичными примерами являются уголковые отражатели (УО). Они используются в радиолокационных системах, совершенствовании антенн, навигационном оборудовании и др. УО легко изготавливаются и обладают значительными рассеивающими способностями в широком диапазоне углов падения волн, но часто имеют большие размеры и массу. Между тем снижение массы и габаритов рассеивателей уменьшает затраты на транспортировку, упрощает техническое обслуживание и снижает негативное воздействие на них факторов окружающей среды. Для этого есть способы, но они, как правило, трудно реализуемы и могут ухудшать рассеяние. В этой связи актуальна разработка новых подходов к снижению массы рассеивателей.

Для проектирования недорогих рассеивателей с требуемыми характеристиками необходимы системы автоматизированного проектирования (САПР), позволяющие оценить и оптимизировать характеристики конструкций до их изготовления, а также минимизировать технические ошибки в процессе производства. Однако точное моделирование, особенно сложных структур, может требовать значительных вычислительных затрат. В настоящее время привлекает особое внимание теория характеристических мод (ТХМ), дающая глубокое понимание физической природы электромагнитного взаимодействия в структуре и тем самым способствующая её эффективной оптимизации. Между тем в приложениях ТХМ важны определение значимых мод для влияния на токи, сокращение вычислительных затрат при анализе и корректное отслеживание мод. В этой связи актуальна разработка алгоритмов для ускорения анализа по ТХМ и отслеживания мод.

Степень разработанности темы

Уменьшению массы и размеров рассеивателей и затрат для их моделирования и изготовления посвящено много публикаций. Известными зарубежными исследователями в этой области являются Balanis A., Chai S.R., Harrington R.F., Richmond J.H., Rubinstein A., Тора Т., Trueman C.W., Wulf D. и др. УО исследовали зарубежные и российские учёные Dai F., Garthwaite M. C., Gu J., Iizuka T., Kai-Daniel J., Гусеница Я.Н., Булатова Л. И. и др. Активно использовали ТХМ для оптимизации конструкции антенн российские учёные Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Дымов Г.А., Мироньчев А.С., Уваров А.В., Фаняев И.А. и др.

В 2023 г. Алхадж Хасан А.Ф. и Газизов Т.Р. запатентовали (RU 2814795) способ создания разреженных антенн посредством аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС). Её идея – исключить из сетки провода с малыми токами, так как их вклад в

излучение мал. Благодаря активным исследованиям Нгуена М.Т. и авторов патента показано, что это уменьшает массу, парусность и габариты антенны при контроле её характеристик допуском удаления элемента сетки (ДУЭС), а также затраты на её последующее моделирование. Между тем для создания разреженных рассеивателей АОТС не применялась.

Цель работы – разработать методику создания разреженных рассеивателей из проводной сетки (ПС) на основе АОТС и алгоритмы снижения вычислительных затрат при применении ТХМ. Для её достижения надо решить следующие **задачи**: разработать разреженные рассеиватели на основе АОТС, создать их из ПС, усовершенствовать определение значимых мод в ТХМ, ускорить отслеживание мод в ТХМ.

Научная новизна

1. Впервые предложено создание разреженных рассеивателей на основе аппроксимации оптимальной токовой сеткой.
2. Разработан алгоритм уменьшения вычислительных затрат при анализе проводных антенн и рассеивателей по теории характеристических мод, отличающийся выделением значимых мод на основе произведения модальной значимости, вектора возбуждения и характеристических токов.
3. Предложено ускорение отслеживания характеристических мод, отличающееся совместным использованием собственных значений, собственных векторов и адаптивной подстройки частоты.

Теоретическая значимость

1. Результативно применены к проблематике диссертации метод моментов и теория характеристических мод.
2. Модернизирована максимально-токовая аппроксимация оптимальной токовой сеткой для создания разреженных рассеивателей.
3. Изучено влияние допуска удаления элемента сетки и порога выбора результирующей разреженной структуры на характеристики разреженных рассеивателей.
4. Исследовано влияние параметров возбуждения, модальной значимости и характеристических токов на характеристики ряда антенн и рассеивателей.

Практическая значимость

1. Разработаны программные модули для проектирования проводных рассеивателей с помощью метода моментов и теории характеристических мод.
2. Впервые созданы разреженные двухгранные и трёхгранные уголкового отражатели, используя аппроксимацию оптимальной проводной сеткой.
3. Аппроксимация рассеивателей оптимальной токовой сеткой уменьшает вычислительные затраты при их последующем моделировании.

4. Результаты использованы в учебном процессе ТУСУРа и двух научно-исследовательских работах госзадания (3 акта и письмо поддержки).

Методы исследования: компьютерное моделирование, АОТС, МоМ, тонкопроводная аппроксимация, ТХМ, лабораторный эксперимент.

Положения, выносимые на защиту

1. Аппроксимация оптимальной токовой сеткой позволяет создание разреженных рассеивателей из проводной сетки: для двухгранных и трёхгранных уголкового отражателей – со снижением массы до 1,5 и 7,2 раза по сравнению с исходными проводными и сплошными структурами, при отклонении моностатической эффективной площади рассеяния до 0,7 дБм².

2. Выделение значимых мод на основе произведения модальной значимости, вектора возбуждения и характеристических токов ускоряет моделирование рассеяния прямоугольной проводной сетки до 33 раз, двухгранного уголкового отражателя до 38 раз и трёхгранного уголкового отражателя до 26 раз, с уменьшением объёма памяти до 2,5, 6,5 и 1,7 раза соответственно.

3. Совместное использование собственных значений, собственных векторов и адаптивной подстройки частоты ускоряет отслеживание характеристических мод диполя до 31 раза, креста до 3 раз, патч-антенны до 10 раз и рупорной антенны до 9 раз.

Достоверность результатов подтверждена сравнением результатов моделирования с результатами других программных продуктов, эксперимента и других авторов.

Использование результатов

1. Проект «Исследование путей создания пространственно-распределенных многоцелевых информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, включающих оптические каналы, их ключевых компонент на основе численных и экспериментальных методов анализа СВЧ и оптических сигналов в процессе их формирования, преобразования и обработки в радиочастотных устройствах, приемных и передающих фотонных интегральных модулях и при распространении в неоднородных средах», госзадание FEWM-2023-0014, 2023–2025 гг.

2. Проект «Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий», госзадание FEWM-2024-0005, 2024–2026 гг.

3. Учебный процесс по дисциплинам, связанным с электромагнитной совместимостью, для студентов ТУСУРа.

Апробация результатов. Результаты позволили подготовить заявки и победить в конкурсах по госзаданию (проекты FEWM-2023-0014, FEWM-2024-0005) и назначению стипендии Президента ТУСУРа в 2024 г.

Результаты докладывались на Всерос. молодёжной научно-практ. конф. «Нанотехнологии. Информация. Радиотехника» (Омск, 2024), Межд. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» (Томск, 2024), Межд. научно-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР» (Томск, 2024), Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2024), Всерос. научно-тех. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» (Омск, 2024), Межд. научно-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (Томск, 2024), IEEE Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering (Saratov, 2024), IEEE Int. Ural Conf. on Electrical Power Engineering (Magnitogorsk, 2024), IEEE Int. Russian Automation Conf. (Sochi, 2024), IEEE Int. Conf. on Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (St. Petersburg, 2024), IEEE Int. Conf. on Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (Vyborg, 2024), IEEE Int. Conf. on Information, Control, and Communication Technologies (Vladikavkaz, 2024), IEEE Int. Conf. on Antenna Design and Measurement (St. Petersburg, 2024), IEEE Int. Conf. «Engineering Management of Communication and Technology» (Vienna, Austria, 2024).

Публикации. Опубликовано 31 работа (6 без соавторов): 2 статьи в журналах из перечня ВАК; 1 статья в журнале из Q2, 2 статьи в других журналах и 12 докладов в трудах конференций, индексируемых WoS/Scopus; 9 докладов в трудах других конференций; 5 свидетельств о регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем диссертации: введение, 4 раздела, заключение, список сокращений, список литературы из 204 наименований и приложение; объём с приложением – 193 с., в т.ч. 171 рисунок и 45 таблиц.

Личный вклад. Участие в постановке задач исследования и получении результатов, составляющих научную новизну работы. Часть данных по моделированию получена совместно с *Алхаджем Хасаном А.Ф.* Вклад автора состоит в моделировании, изготовлении разреженных рассеивателей, обработке и интерпретации результатов.

Краткое содержание работы. Во введении дана общая характеристика работы. В разделе 1 представлены методы моделирования рассеивателей, особенности УО, АОТС и её модификации для создания разреженных антенн. В разделе 2 изложен подход к созданию разреженных рассеивателей на основе АОТС. В разделе 3 приведены результаты эксперимента УО из ПС. В разделе 4 разработаны алгоритмы сокращения вычислительных затрат при применении ТХМ к анализу антенн и рассеивателей, а также при отслеживании мод. В приложении А собраны копии актов внедрения, свидетельств о регистрации программы для ЭВМ и документов, подтверждающих достижения.

1. ОБЗОР ПО ТЕМЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Здесь представлены обоснование выбора метода моментов и теории характеристических мод, аппроксимация рассеивателей проводной сеткой, особенности проектирования и приложения УО, способы уменьшения массы рассеивателей, а также АОТС и её модификации для создания разреженных антенн [1, 2]. На основе этого сформулированы цель и задачи работы.

1.1 Метод моментов

При анализе рассеивателей наибольшее внимание уделяется характеристикам эффективной площади рассеяния (ЭПР), включим бистатическую (БЭПР) и моностатическую (МЭПР), а также матрице поляризационного рассеяния [3–5]. Разработано много численных методов для анализа рассеяния различных структур. Выбор метода анализа зависит от размера объекта относительно длины волны (λ), необходимой точности и требуемых вычислительных ресурсов [6].

В работе Харрингтона [7], разработан МоМ для тонких прямых структур, используя тонкопроводную аппроксимацию. Путем преобразования интегрального уравнения электрического поля в систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида $\mathbf{Z}\mathbf{i}=\mathbf{v}$, где \mathbf{Z} – матрица импеданса, а \mathbf{v} – вектор возбуждения, можно определить вектор распределения тока \mathbf{i} и характеристики излучения или рассеяния структуры. При этом, решение электромагнитной задачи с N неизвестными прямым методом (например, методом Гаусса) имеет вычислительную сложность $O(N^3)$ и требует памяти $O(N^2)$ [8].

Последующие усилия, в основном, были сосредоточены на разработке МоМ для более сложных проводных структур [9, 10]. В то же время использованы различные базисные функции, влияние которых на результаты анализа показано в [11, 12]. Базисные функции можно разделить на два типа: функции подобласти (включая ступенчатые, треугольные, синусоидальные) и функции всей области. Функции подобласти могут использоваться без предварительного знания природы функции, которую они должны представлять. Функции всей области определяются и не равны нулю на всей длине рассматриваемой структуры [12].

Для моделирования 3D-структур по МоМ использовались различные схемы сетки, такие как импульс, крышка [13] или треугольник [14, 15]. Эти виды сеток имеют преимущества в точности анализа распределения тока и ближнего и дальнего поля. Однако программная реализация кода с использованием этих сеток довольно сложна, а его исполнение требует значительных вычислительных затрат. Развитие технологии 3D-печати позволило получать файлы координат сетки в формате .stl, что значительно облегчило создание треугольных сеток. Комбинация этой сетки с базисными функциями Рао–Уилтона–

Глиссона (Rao–Wilton–Glisson – RWG) сделала МоМ гораздо более гибким и эффективным. В настоящее время анализ рассеяния поверхности с использованием МоМ и RWG-функций широко применяется в современных САПР, таких как FEKO [16], MATLAB Antennas Designer [17], CST Studio Suite [18] и т.д.

Для моделирования проводящей поверхности проще использовать проводную сетку (ПС), применяя ячейки различной формы (рисунок 1.1). Чаще используются прямоугольные или квадратные ячейки, но и треугольные пригодны для моделирования некоторых типов сложных антенн (рефлекторных, апертурных и др.), хотя и имеют недостатки по сравнению с прямоугольными (более сложные, требование большего вычислительного ресурса и др.) [19].

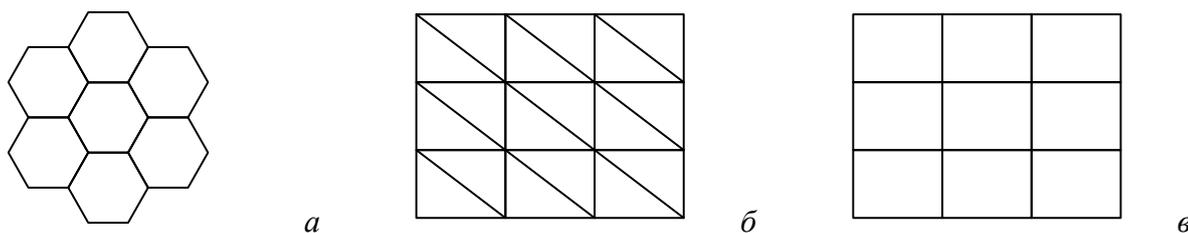


Рисунок 1.1 – ПС с шестиугольными (а), треугольными (б) и прямоугольными (в) ячейками

Моделирование поверхности с использованием ПС требует выбора длин (Δ) и радиусов (a) сегментов. В [20] даны рекомендации по применению ПС для моделирования поверхности. Недавно в [21, 22] были добавлены дополнительные требования, которые помогают дополнить рекомендации для моделирования структуры с использованием модели ПС. Важные замечания относительно Δ и a представлены в таблице 1.1, где Δ_1 – это длина длинного, а Δ_2 – короткого сегментов прямоугольной ячейки, в то время как таблица 1.2 представляет некоторые случаи, возникающие при соединении сегментов.

Таблица 1.1 – Некоторые примечания о длине и радиусе сегментов

		Условия	Статус	
			Предупреждение	Ошибка
4NEC2	Отдельные сегменты	Длина сегмента	$\lambda/10 < \Delta < \lambda/5$	$\Delta > \lambda/5$
		Радиус	$30 < \lambda/a < 100$	$\lambda/a < 30$
		Отношение длины сегмента к радиусу	$0,5 < \Delta/a < 2$	$\Delta/a < 0,5$
	На точке соединения	Отношение длины сегмента	–	$\Delta_{\max}/\Delta_{\min} > 5$
		Отношение радиусов	$5 < a_{\max}/a_{\min} < 10$	$a_{\max}/a_{\min} > 10$
		Отношение длины сегмента к радиусу	$2 < \Delta/a < 6$	$\Delta/a < 2$
[21]	Длина сегмента для сложной структуры	$\Delta < \lambda/20$		
	Для более длинных проводов	$\Delta > \lambda/5$		
	Длина сегмента в диапазоне частот	$\Delta \approx \lambda/10$ (на $f_{\text{центр}}$)		
	Отношение длин соединенных сегментов	$\Delta_1/\Delta_2 = 10-15$		
	Отношение длины сегмента к радиусу для прямоугольной ячейки	$\Delta_2/a = 2\pi$		
	Параллельные провода	Провода должны иметь одинаковое число сегментов		

Таблица 1.2 – Некоторые относительные положения проводов

Случай	Иллюстрация	Случай	Иллюстрация
Корректно: середина оси двух пересекающихся сегментов находятся вне их объема.		Ошибка точки совпадения: два провода пересекаются, но точка пересечения не находится на конце сегмента.	
Ошибка точки совпадения: середина оси двух пересекающихся сегментов находится внутри их объема, когда угол между проводами мал.		Несоединенные провода: расстояние между осями проводов на концах сегментов меньше суммы радиусов проводов. То есть, физически провода перекрывают друг друга, но не соединены.	
Ошибка точки совпадения: середина оси короткого сегмента находится внутри объема длинного сегмента, несмотря на большой угол между проводами.		Близкие провода: провода расположены слишком близко друг к другу. Оси двух проводов, расположенные параллельно, должны быть на расстоянии не менее $\Delta/4$ [23] или хотя бы больше $4a$ [21].	

В целом, $\lambda/6 > \Delta > \lambda/20$ считается оптимальным по точности и вычислительным ресурсам [24], тогда как a не влияет на вычислительные затраты, но может значительно повлиять на точность результатов. При квадратных ячейках периметр поперечного сечения сегмента должен быть равен длине сегмента (правило равной площади EAR – equal area rule): $a = \Delta/2\pi$. Для сетки произвольной формы a определяется на основе площади поверхности (A_1 , A_2) двух смежных ячеек как $a = (A_1 + A_2)/4\pi\Delta$.

В тонкопроводной аппроксимации предположение, что ток в проводе можно представить, как нить вдоль его оси, справедливо только в случае, когда поперечное сечение провода стремится к нулю. Вместо использования тонкопроводного ядра, как в (1.1), в точном ядре, как в (1.2), предполагается, что ток протекает по поверхности провода. В [23] разработан конформный МоМ (Conformal MoM – CMoM), основанный на точном ядре и изогнутых сегментах, что дает больше возможностей, чем традиционный МоМ (таблица 1.3).

$$K(s, s') \cong \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (1.1)$$

$$K(s, s') = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} d\phi' d\phi. \quad (1.2)$$

Таблица 1.3 – Сравнение МоМ и СМоМ

Объект	Традиционный МоМ	СМоМ
Изогнутая структура	Изогнутая структура аппроксимируется прямыми сегментами, что приводит к ошибкам моделирования.	Сегменты имеют форму изогнутых цилиндров, что позволяет точно анализировать изогнутые провода.
Параллельные провода	Низкая точность при анализе проводов, расположенных близко друг к другу.	Дает точные результаты при анализе проводов, расположенных близко друг к другу.
Длина сегмента	Неэффективен на очень низких частотах из-за ограничений Δ и λ .	Эффективен как на низких частотах (до 60 МГц), так и на других частотах.
Толстый провод	Ток ограничен осью провода, а не его поверхностью, что снижает точность результатов.	Используется предположение о том, что ток течет по поверхности провода, что дает более точные результаты.
Резкое изменение радиуса провода	Изменение радиуса между смежными сегментами вызывает физически некорректные разрывы.	Может моделировать цилиндры с резким изменением радиуса.

4NEC2 [25] – одна из известных программ для моделирования проводных структур, использующая МоМ с треугольными базисными функциями (ТБФ), которая продемонстрировала высокую точность в различных исследованиях (рисунок 1.2а). Однако она имеет некоторые ограничения, связанные с максимальным числом сегментов для моделирования: 11000 [26], что ограничивает возможность моделирования сложных структур с большими размерами. Другая версия, NEC4, позволяет моделировать до 32000 сегментов. Недавно [23] разработана программа AN-SOF (рисунок 1.2б) на основе СМоМ. Однако у этих программ есть общие недостатки: они требуют ручного построения (ввода координат и радиусов) каждого сегмента, что затрудняет процесс построения структур.

В российской программе TUSUR.EMC (рисунок 1.2в) используется МоМ со ступенчатыми базисными функциями (СБФ) и дельта-функцией Дирака как тестовой, применявшихся в многочисленных исследованиях по антеннам и рассеивателям. Несмотря на то, что использование МоМ со СБФ ограничивает точность результатов, оно имеет значительные преимущества благодаря независимости отдельных сегментов при формировании матрицы импеданса. Это означает, что при удалении одного сегмента соответствующие строка и столбец в матрице импеданса также удаляются, а другие не меняются. Это преимущество использовано для создания разреженных антенн на основе

АОТС [27]. Кроме того, другое преимущество TUSUR.EMC над другими программами заключается в том, что построение структур полностью основано на написании кода. Это ускоряет создание модели структуры, даже сложной. С другой стороны, также можно использовать файлы .stl для создания ПС в TUSUR.EMC, что позволяет моделировать поверхности сложных структур.

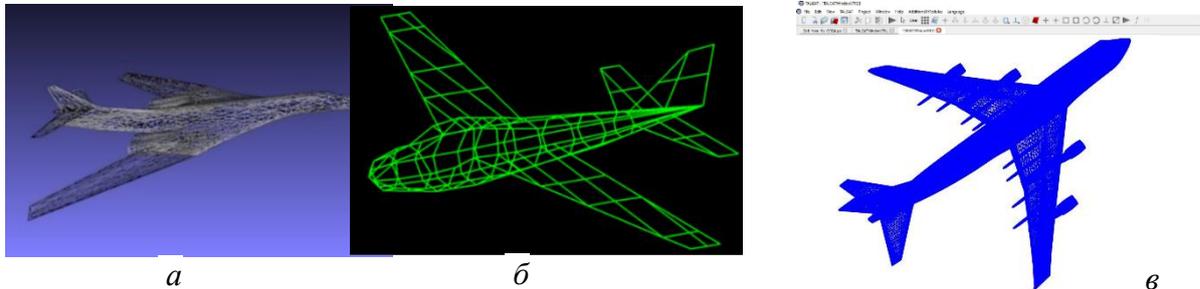


Рисунок 1.2 – ПС-модели самолетов в программах 4NEC2 [28] (а), AN-SOF [29] (б) и TUSUR.EMC [30] (в)

МоМ пригоден для анализа рассеяния не только от хорошо проводящих структур, но и диэлектрических [31–33]. Для неоднородных диэлектрических структур МоМ использует объемное интегральное уравнение [34], в то время как для тонких пластин или однородных диэлектрических структур – поверхностное [35]. Во многих случаях эти подходы могут быть объединены [36, 37].

МоМ является стандартным методом для определения ЭПР, часто применяемым в области низких и средних частот [6] (размер цели не большее 10λ). Однако для больших структур МоМ используется реже, так как требует огромных вычислительных ресурсов. Чтобы ускорить его, предложено много методов, включая прямое разреживание матрицы МоМ.

Два популярных метода, используемых для ускорения классического МоМ – это быстрый метод мультиполей (FMM – fast multipole method) и многоуровневый быстрый метод мультиполей (MLFMM – multilevel fast multipole method). FMM работает, разделяя область задачи на подобласти и аппроксимируя взаимодействия между ними с помощью разложения мультиполей. Это значительно снижает затраты по сравнению с традиционным МоМ при анализе больших структур. MLFMM разработан на основе FMM и выполняется делением подобластей на еще меньшие подобласти, создавая иерархическую структуру в виде октодеревя [38]. Это дополнительно снижает сложность вычислений взаимодействий и увеличивает эффективность при решении больших задач, сохраняя при этом высокую точность. Более того, MLFMM идеально подходит для параллельных вычислений благодаря своей иерархической структуре, позволяющей эффективно распределять работу на несколько процессоров и сократить время анализа.

FMM и MLFMM – это распространенные методы ускорения МоМ. Однако они еще ускоряются в различных работах с помощью сочетания с другими методами, например с адаптивной перекрестной аппроксимацией (ACA – adaptive cross approximation), когда ACA-МоМ используется для анализа рассеивателей, состоящих из множества целей [39]. Эти цели делятся на две области: ближнего поля (где взаимодействия между элементами рассчитываются напрямую с помощью МоМ) и дальнего поля (где используется ACA для ускорения вычисления матрицы импеданса, что значительно снижает вычислительные затраты).

Однако при использовании ACA-МоМ для анализа движущихся структур, \mathbf{v} и \mathbf{Z} должны быть рассчитаны несколько раз, и СЛАУ нужно решать на каждой точке траектории движения. Это увеличивает время вычислений, особенно когда цель имеет сложное движение. Для решения этой проблемы в [40] представлен многократный ACA-МоМ (M-ACA-МоМ), который использует инвариантность к вращению и сдвигу функции Грина. Независимо от того, как цель вращается или перемещается, \mathbf{Z} остается неизменной. Поэтому необходимо вычислить и сохранить только одну \mathbf{Z} для всей траектории движения, что значительно снижает время вычислений. Одновременно ACA используется для сжатия как \mathbf{Z} , так и \mathbf{v} . Доказано, что M-ACA-МоМ может ускорить вычисления более чем в 700 раз по сравнению с ACA-МоМ.

Задача крупномасштабных электромагнитных вычислений является важной в области электромагнитного моделирования. При использовании MLFMM для решения этой задачи некоторые области поверхности объекта требуют слишком большого числа ячеек сетки для описания мелких геометрических деталей, что приводит к очень большим матрицам импеданса. Для решения этой проблемы предложено несколько исследований, которые комбинируют MLFMM с низкочастотным быстрым неоднородным плоскотоволновым алгоритмом (LF-FIPWA – low-frequency fast inhomogeneous plane-wave algorithm) [41]. Хотя комбинация MLFMM-LF-FIPWA достигает высокой точности, эффективность, всё же, не оптимальна [42]. Предложены и другие методы, такие как MLFMM-ACA или интерполяционное разложение (interpolative decomposition ID-MLFMM). В [43] ID-MLFMM ячейки на наиболее детализированном уровне в MLFMM делятся на более мелкие, подматрицы взаимодействий ближнего поля эффективно аппроксимируются с помощью ID, а взаимодействия дальнего поля анализируются по MLFMM [44].

Помимо разработки алгоритмов для ускорения классического МоМ, также используется развитие компьютерных технологий для ускорения МоМ путем рационального распределения вычислительных шагов между центральным (ЦП) и графическим процессорами (ГП) (45–51).

1.2 Теория характеристических мод

Собственный вектор (характеристический ток) \mathbf{I}_n и собственное значение λ_n n -й моды могут быть получены с помощью уравнения собственных значений [52] в виде

$$\mathbf{X}\mathbf{I}_n = \lambda_n \mathbf{R}\mathbf{I}_n, \quad (1.3)$$

где \mathbf{R} и \mathbf{X} – действительная и мнимая части матрицы импеданса \mathbf{Z} . После определения λ_n и \mathbf{I}_n , вектор распределения тока \mathbf{i} по поверхности структуры может быть определен как

$$\mathbf{i} = \sum_{n=1}^N \frac{\langle \mathbf{I}_n, \mathbf{v} \rangle \mathbf{I}_n}{(1 + j\lambda_n)}, \quad (1.4)$$

где \mathbf{v} – вектор воздействия, а N – число сегментов структуры. Величина $\langle \mathbf{I}_n, \mathbf{v} \rangle$ называется коэффициентом модального возбуждения. Из (1.4) видно, что есть два важных фактора, определяющих вклад \mathbf{I}_n в распределение поверхностного тока \mathbf{i} : характеристики источника (амплитуда, положение источника в случае антенн; амплитуда, направление, поляризация падающей волны в случае рассеивателей) и λ_n . Характеристический угол α_n отражает разность фаз между \mathbf{I}_n и соответствующим характеристическим полем \mathbf{E}_n [53] как

$$\alpha_n = 180^\circ - \arctg(\lambda_n). \quad (1.5)$$

Конкретный тип энергии, аккумулируемой структурой, зависит от угла α : если он от 90 до 180° , то система накапливает магнитную энергию в индуктивном режиме, 180 до 270° – электрическую в емкостном, а если $\alpha = 180^\circ$, то мода называется внешнерезонансной. Помимо λ_n (или α_n) для оценки вклада каждой моды в \mathbf{i} можно использовать модальные значения:

$$MЗ_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right|. \quad (1.6)$$

Из (1.6) видно, что изменение λ_n в диапазоне $(-\infty; +\infty)$ изменяет $MЗ_n$ в диапазоне $(0; 1)$. При этом $MЗ_n$ зависит только от λ_n и не зависит от \mathbf{v} . Более того, когда λ_n очень мало или велико, $MЗ_n$ приближается к нулю, а при резонансе ($\lambda_n = 0$) $MЗ_n = 1$. Тогда, чем ближе $MЗ_n$ к единице, тем больше напряжённость поля излучения или рассеяния.

При анализе антенн и рассеивателей на основе ТХМ определение того, какие моды оказывают большое влияние на поверхностный ток и дальнейшее поле при излучении и рассеянии, необходимо для получения корректных результатов анализа. Ранее исследователи часто полагались и указывали, что для анализа структуры достаточно использовать только несколько мод с наибольшими значениями $MЗ$ [52]. Однако в [54] показано, что учета только $MЗ$ недостаточно, а надо учитывать собственные токи и вектор возбуждения. Кроме того, в [52] также отмечено, что для анализа свойств структур необходимо использовать лишь несколько значимых мод. Однако при этом число мод для точного анализа свойств структур, чтобы не увеличивать вычислительные ресурсы, не определено. Поэтому определение того, какие и сколько мод влияют на результаты анализа (поверхностный ток и распределение дальнего поля), явно необходимо.

С ростом использования антенн и рассеивателей [55, 56], оптимизация их структуры давно привлекает внимание исследователей. В последние годы особое внимание уделяется использованию ТХМ в задачах расширения диапазона частот, проектирования антенн с круговой поляризацией и разработки многопортовых антенн.

Расширение диапазона частот

Диапазон частот давно является предметом исследований в области антенной техники [57, 58]. ТХМ предоставляет численный подход к расширению полосы согласования. Основная идея представлена на рисунке 1.3. Анализ частотной зависимости МЗ для узкополосных антенн показывает, что моды с высокой МЗ ($MZ > 0,7$) обычно распределены на значительном интервале в пределах заданного диапазона частот. Для обеспечения работы в широком диапазоне частот структура или размеры антенны модифицируются так, чтобы сблизить эти моды в пределах одного частотного диапазона. Затем проводится анализ характеристических токов для определения оптимальных точек возбуждения, что позволяет эффективно возбуждать требуемые моды и достигать заданной полосы согласования.



Рисунок 1.3 – Схема расширения диапазона частот антенны с помощью ТХМ

Использование высших мод для расширения диапазона частот требует глубокого понимания характеристик различных мод. Изменение формы антенны [59, 60] является базовым подходом к управлению характеристическими модами. Так, [59] предложена широкополосная щелевая антенна, объединяющая две характеристические моды Н-образного щелевого элемента путём смещения их резонансных частот, что позволило увеличить полосу согласования с 13,6% у исходной антенны до 48%. Другим подходом является создание новых мод за счёт добавления дополнительных элементов или нагрузок [61–64]. Так, [62] диполь объединён с дополнительным кольцом для формирования всенаправленного излучения. Диполь функционировал на частоте 2 ГГц, а кольцо было настроено на 2,75 ГГц, обеспечивая широкую полосу согласования от 1,85 до 2,9 ГГц (44,2%).

Проектирование антенн с круговой поляризацией

Угол α_n непосредственно связан с фазовым сдвигом между E_n и I_n [65]. Это свойство учитывается при проектировании антенн с круговой поляризацией на основе ТХМ (рисунок 1.4). Исходная антенна с линейной поляризацией модифицируется так, чтобы

обеспечить круговую поляризацию на заданной частоте f . В частности, на частоте f должны возбуждаться две моды с высокой и равной МЗ, а также $\Delta\alpha=90^\circ$. Эти моды должны возбуждаться в таких точках структуры, где амплитуды их характеристических токов равны.

В работе [66] показано, что регулировка щелей на E-образной и прорезанной U-образной патч-антеннах позволяет создать антенну с улучшенной круговой поляризацией по сравнению с исходной антенной. Прорезание и нагрузка представляют собой другие методы управления модами. Так, в [67] длинная щель была прорезана на патч-антенне, что обеспечило круговую поляризацию в компактной конструкции.

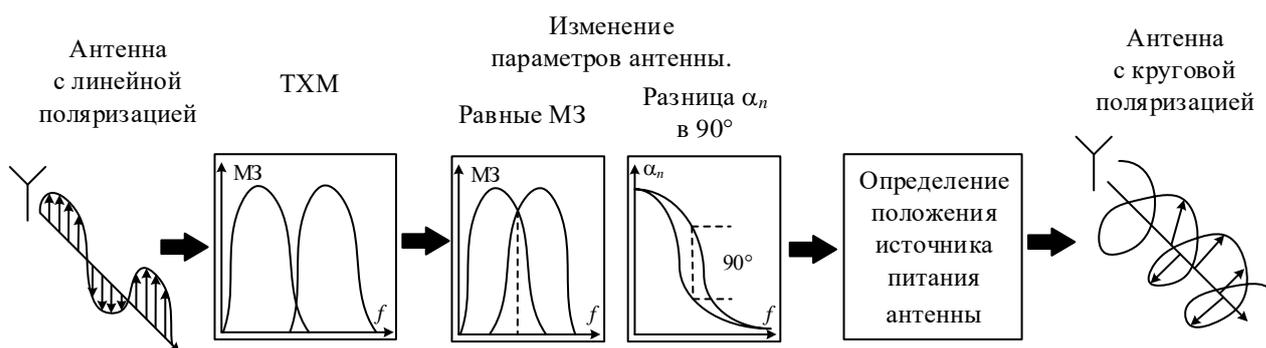


Рисунок 1.4 – Схема создания антенны с круговой поляризацией с использованием ТХМ

Разработка многопортовых антенн

Системы ММО требуют наличия нескольких входов и выходов с низкой взаимной корреляцией для повышения общей эффективности работы [68]. В таких системах рост числа антенн в ограниченном пространстве приводит к усилению межэлементных взаимных влияний между антеннами и как следствие, снижению эффективности ММО. Одним из решений этой проблемы является использование многопортовых антенн, которые реализуются в пределах одного физического элемента и позволяют увеличить общее число портов в ограниченном объёме.

ТХМ способствует проектированию многопортовых антенн, как показано на рисунке 1.5. Наличие множества характеристических мод в одной антенной структуре позволяет независимо возбуждать каждую моду, обеспечивая тем самым работу многопортовой антенны, где каждый порт отвечает за возбуждение отдельной моды. Ортогональность характеристических мод обеспечивает хорошую развязку между портами. Это свойство делает ТХМ эффективным инструментом для проектирования многопортовых антенн с низкой взаимной корреляцией.

Примеры проектирования ММО-антенн с использованием ТХМ приведены в [69–71]. В [72] предложена концепция компактной широкополосной (6–8,5 ГГц) многоэлементной антенны для базовых станций, основанной на одновременном возбуждении мод в каждом

элементе. Это позволило реализовать 484 антенных порта, используя всего 121 физический антенный элемент. При этом взаимное влияние между элементами не превышает минус 20 дБ.

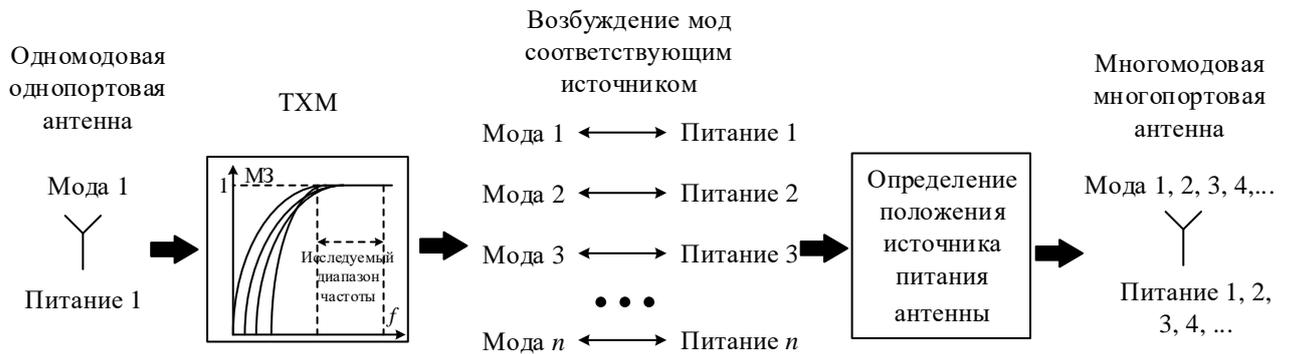


Рисунок 1.5 – Схема создания многомодовой многопортовой антенны с использованием ТХМ

При применении ТХМ в широком частотном диапазоне, моды (собственные значения и собственные векторы) могут быть упорядочены некорректно, что приводит к физически неверным решениям [73]. Для решения этой проблемы разработаны алгоритмы отслеживания мод, обеспечивающие корректную сортировку мод на каждой частоте. Такие алгоритмы были предложены в ряде исследований и реализованы в программных средствах моделирования, использующих ТХМ, например, FEKO [74] и АТоМ [75]. Среди популярных методов отслеживания мод, основанных на коэффициентах корреляции, таких как корреляция собственных векторов, корреляция в дальней зоне и корреляция поверхностных токов [76], наибольшее внимание традиционно уделяется подходу на основе собственных векторов на разных частотах [77].

Алгоритмы отслеживания мод постоянно совершенствовались [78–80]. В [81] предложен метод двойного отслеживания мод, основанный на корреляции мод и их стабильности, тогда как в [82] использовалась экстраполяция кривых собственных значений (или характеристических углов) в сочетании с корреляцией собственных векторов для более точного предсказания следующего собственного значения. Однако для сложных структур, где любые методы прогнозирования собственных значений могут вызывать неоднозначности, такие подходы могут приводить к ошибочным результатам. В работе [73] была повышена скорость отслеживания путём ограничения числа мод, необходимых для построения матрицы корреляции, но его точность зависит от числа учитываемых мод, что не очень подходит, когда требуется отслеживать все моды структуры.

Хотя алгоритмы отслеживания, основанные на корреляции собственных векторов, получили широкое распространение благодаря своей простоте и относительно высокой точности, они обладают рядом ограничений. Одно из них заключается в необходимости

использования малого шага по частоте Δf (например, в [83] $\Delta f=0,01$ МГц) для точного отслеживания. На каждой частоте требуется вычислять матрицу импеданса, собственные значения и собственные векторы для каждой моды, что приводит к значительным затратам времени при анализе в широком диапазоне частот, особенно для сложных структур. В [77] предложено использовать адаптивное управление частотой, при котором Δf уменьшается до достижения заданного порога коэффициента корреляции. Однако даже этот алгоритм остаётся ресурсоёмким и может давать неточные результаты отслеживания для некоторых структур. Очевидно, что методы адаптивного управления шагом по частоте требуют дальнейшей доработки для повышения точности и скорости отслеживания мод.

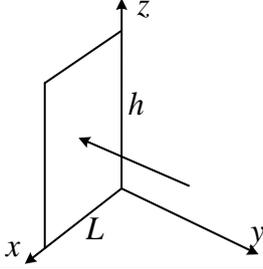
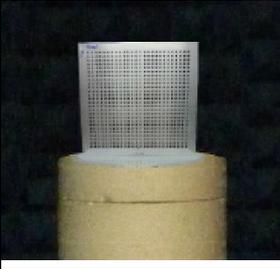
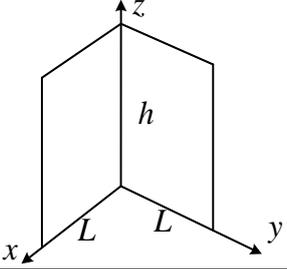
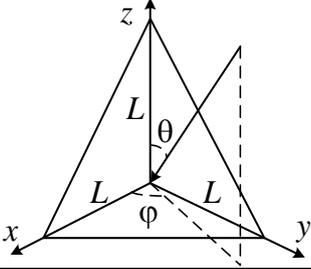
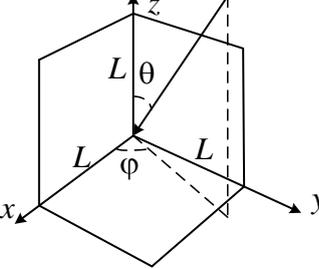
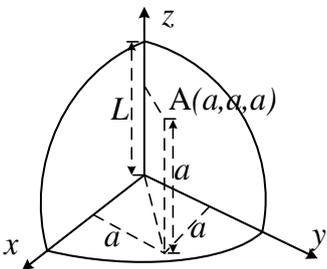
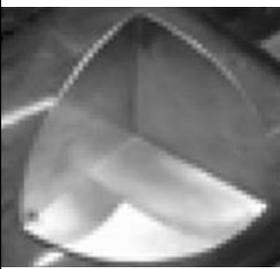
1.3 Уголкивые отражатели

1.3.1 Конструкции

Среди распространенных рассеивателей, уголкивые отражатели (УО) высоко оцениваются благодаря своей способности создавать большое обратное рассеяние в широкой полосе частот, простоте структуры, легкости в производстве, быстрой установке, низким затратам и легкости обслуживания. УО создаются из отражающих пластин различных форм. С геометрической точки зрения, когда падающая волна возбуждает открытые поверхности структуры, она рассеивается обратно в соответствии с механизмом одно-, двух или трехкратного отражения от граней. Структура и характеристики рассеяния таких отражающих поверхностей, а также распространенных типов УО, представлены в таблице 1.4.

При анализе ТУО оптическими методами механизм трехкратного отражения от всех граней ТУО был определен как основной фактор, способствующий росту ширины диаграммы МЭПР. Однако на вершинах ТТУО происходит только двухкратное отражение. Эта область занимает примерно 1/3 общей площади ТТУО и может оказывать негативное влияние на рассеянное поле, особенно когда двухкратные отражения взаимодействуют с землей. В то же время, ПТУО не сталкивается с этой проблемой. По этой причине в работах [84, 85] исключили эти негативные области. Удаление их не только улучшает эффективность рассеяния, но и значительно снижает массу и площадь поверхности ТТУО по сравнению с исходной структурой. На рисунке 1.6 представлены реальные конструкции ТТУО с разными вариантами срезов. Видно, что варианты и размеры оставшейся площади раскрытия ТТУО влияют на поле рассеяния. Интересно отметить, что разрезание ТТУО перпендикулярно ортогональной оси между гранями (ТТУО 3, ТТУО 4) приведет к большей деформации МЭПР, чем резка кромок и ортогональных линий равномерно (ТТУО 2).

Таблица 1.4 – Характеристики рассеивающих пластин и УО

Ссылка	Структура	Модель	Максимальная МЭПР	Ширина диаграммы МЭПР в θ -плоскости [86]	Реальная структура
[87]	Плоская пластина		$\frac{4\pi L^2 h^2}{\lambda^2}$	6°	
[88]	Двухгранный УО (ДУО)		$\frac{8\pi L^2 h^2}{\lambda^2}$	6°	
[87]	Треугольный трехгранный УО (ТТУО)		$\frac{4\pi L^4}{3\lambda^2}$	37°	
[89]	Прямоугольный трехгранный УО (ПТУО)		$\frac{12\pi L^4}{\lambda^2}$	28°	
[90, 86]	Круглый трехгранный УО (КрТТУО)		$\frac{0,507\pi^3 L^4}{\lambda^2}$	32°	

Традиционные ТУО способны создавать широкую МЭПР только на их открытой поверхности. В то же время, идеальный радиолокационный отражатель должен обладать двумя важными характеристиками: способностью отражать волну с большой мощностью и равномерно из всех направлений. Для достижения покрытия всех угловых диапазонов и

азимутальных углов необходимо использовать более сложные ТУО [86]. На рисунке 1.7 представлены различные формы усовершенствованных ТУО и диаграммы МЭПР этих структур на частоте 9 ГГц для вертикальной поляризации. Видно, что эти усовершенствованные структуры не только расширяют область рассеяния, но и увеличивают уровень МЭПР: ширина МЭПР увеличена в 4 раза, особенно в области $\theta=30-90^\circ$, и уровень МЭПР увеличен в некоторых точках падающей волны, возбуждающей края отдельных ТУО [86], благодаря росту площади поверхности усовершенствованного УО.

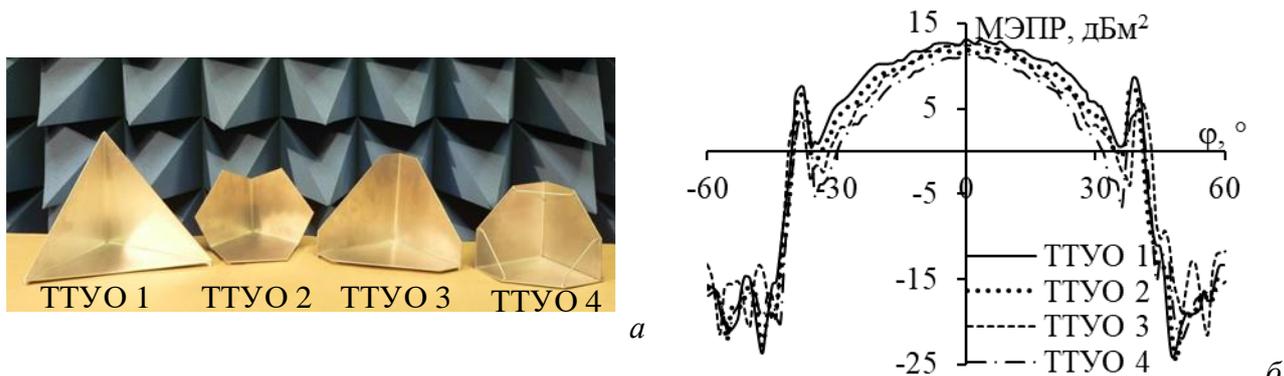


Рисунок 1.6 – Формы урезанных ТТУО с различными размерами краев [84] (а) и их МЭПР [85] (б)

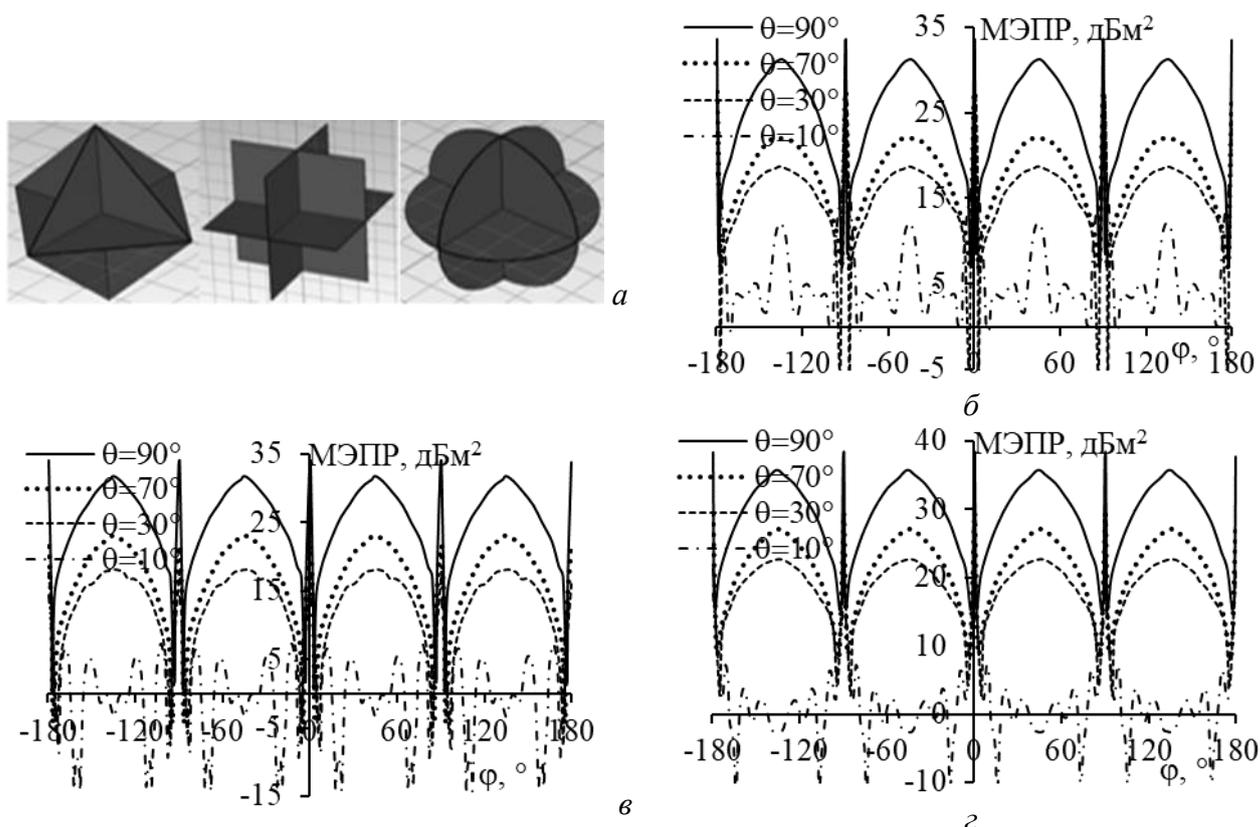
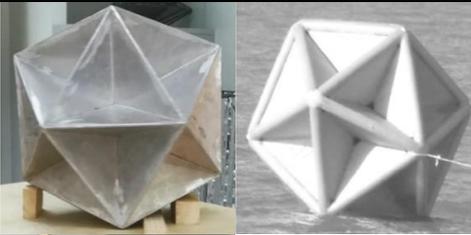
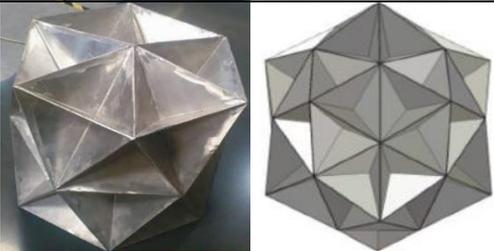
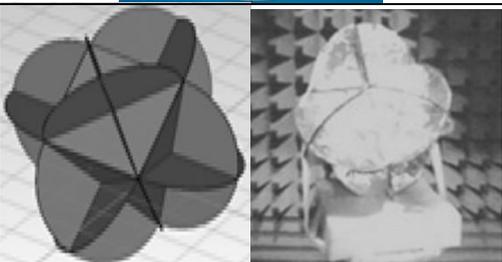


Рисунок 1.7 – Октаэдрические ТУО (а) и МЭПР для треугольных (б), квадратных (в) и круглых (г) октаэдрических ТУО

Кроме того, есть много способов рациональной компоновки отдельных структур УО для увеличения покрытия области обратного рассеяния ТУО [86]. Некоторые из них показаны в таблице 1.5.

Таблица 1.5 – Усовершенствованные конструкции на базе УО

Ссылка	Название	Структура	Приложение
[91]	Четырехугольник ТУО		Радар интерферометрической синтезированной апертуры (InSAR – interferometric synthetic aperture radar)
[92, 93]	Октаэдрический ТТУО		Морские приложения, InSAR
[94]	УО с шаровым отражателем Lombo		Целевое моделирование
[91]	Урезанный ТТУО		Калибровка радиолокационного синтезирования апертуры (SAR – synthetic aperture radar)
[95, 96]	Икосаэдрическая ТТУО		Морские приложения, ложная цель
[95, 97]	30-элементная модель УО		Морские и военные приложения
[91]	Октаэдрическая КрТУО		Морские приложения, выявление опасностей на реке и море
[86]	Икосаэдрические УО		Морские приложения

Для высоких радарных частот, таких как X-диапазон, ТТУО является подходящим выбором благодаря своей жесткой конструкции и компактным размерам [98]. Однако на низких частотах (L-диапазон и ниже), размеры ТТУО становятся слишком большими, и они могут деформироваться под собственным весом, что значительно снижает МЭПР. Например, лаборатория реактивного движения НАСА разработала ТТУО размером до 4,8 м для калибровки радаров в Р и L-диапазонах [99], но практика показала, что его основание будет прогибаться на 12 мм из-за веса конструкции (238 кг) [99]. Другие структуры, такие как ПТУО, лучше ТТУО [109], так как имеют большие поля рассеяния и меньшие размеры на этих частотах [98]. Кроме того, перфорированные конструкции УО представляют собой практическое решение для снижения массы и уменьшения ветрового сопротивления, особенно при использовании на низких частотах [99].

Для определения подходящих размеров ТТУО для различных диапазонов частот, сначала вычисляют зависимость максимальной МЭПР от длины ребра ТТУО для каждого диапазона. Рисунок 1.8 показывает это для X, C, L-диапазонов. В [100] определено, что для измерения деформаций земной поверхности необходимо предусмотреть УО, обеспечивающие уровни МЭПР до 38–46 дБм² для X и 47–54 дБм² для C-диапазонов. Исходя из этого, размеры ТТУО, соответствующие МЭПР в этих диапазонах, оцениваются как примерно 1,1–1,7 м для X и 2,5–3,7 м для C-диапазона. Из рисунка 1.8 видно, что эти области размеров не перекрываются, что означает, что один ТТУО не может удовлетворить требованиям обоих диапазонов (X и C) при развертывании в упомянутых условиях, обеспечивающих МЭПР. Однако на практике при развертывании УО часто выбираются места с низким уровнем помех (требуемые уровни МЭПР не велики), что дает возможность использовать одну структуру ТТУО, которая может эффективно работать в обоих диапазонах. При этом один ТТУО может удовлетворить требованиям работы в обоих (X и C) диапазонах.

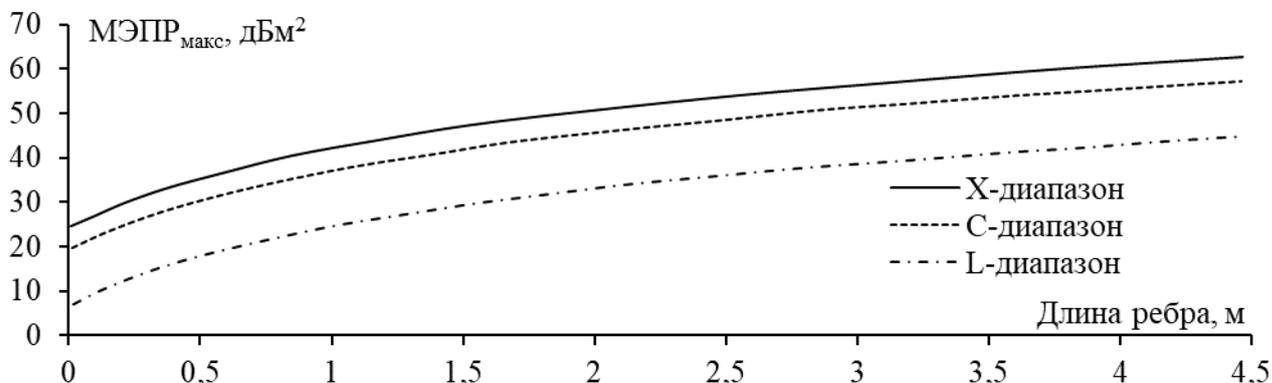


Рисунок 1.8 – Зависимость максимальных уровней МЭПР от длины ребра ТТУО на разных частотных диапазонах

В [98] представлены основные требования для проектирования УО с целью использования в SAR: высокая и широкая МЭПР, низкое влияние окружающей среды на УО, стабильность МЭПР, а также малые размеры УО. Для механической стабильности в различных условиях перемещения важно ограничение размеров и массы УО. Для этого используют легкие материалы, сохраняющие прочность и эффективность отражения волн. В этом случае предпочтение отдается металлизированным покрытиям, особенно алюминию, благодаря его отличным характеристикам радиолокационного отражения. Несмотря на то, что алюминий стоит немного дороже других материалов, таких как сталь [99], он имеет много преимуществ. Алюминий имеет низкую плотность (около $2,6\text{--}2,9\text{ г/см}^3$), в то время как сталь значительно тяжелее ($7,75\text{--}8,05\text{ г/см}^3$). Это означает, что при одинаковых размерах УО из алюминия значительно легче, чем из стали. Например, ТУО из алюминия с размерами $0,5\times 0,5\times 0,75\text{ см}$ и толщиной $0,002\text{ м}$, будет весить около $5,6\text{ кг}$ (при плотности алюминия $2,8\text{ г/см}^3$). Однако если этот УО из стали весит около 16 кг (при плотности стали 8 г/см^3), это приведет к значительному росту массы. Кроме того, тонкое покрытие из термопластичной порошковой краски может быть использовано для защиты УО от процесса окисления в окружающей среде, что поможет продлить срок службы УО. Однако покрытие краски может привести к потерям МЭПР [101], снижая эффективность отражения УО в некоторых условиях.

1.3.2 Применения

Воздушные УО (ВУО) широко используются в ситуациях, когда требуется точное измерение скорости ветра в районах моря, которые ещё не были изучены, где дистанционные измерения недостаточно точны или невозможны при непосредственном перемещении авианосца с оборудованием для измерения ветра. После запуска ВУО в желаемую точку на море он может стабильно двигаться в направлении ветра [102]. Тогда скорость ВУО измеряется радаром на основе принципа Доплера. Кроме того, в традиционных морских приложениях УО также помогают обеспечивать безопасные условия для транспортировки на реках и морских акваториях. Они часто устанавливаются с помощью стационарных креплений на бакен [103, 104].

УО широко применяются для интерферометрического радара с синтезированной апертурой (InSAR) в дистанционном зондировании. В этой области УО предпочтительны благодаря их мощному полю рассеяния, которое может подавлять все остальные отражённые сигналы в ближайшем окружении. Установка УО в целевых точках превращает эти места на Земле в постоянные рассеивающие точки, что позволяет проводить измерения с высокой точностью [105]. Используя ТУО, технология InSAR может предоставлять точные измерения до миллиметров [105]. Например, в [106] УО использованы для целей дистанционного

зондирования со спутниками, как Sentinel-6 MF, Sentinel-3B и CryoSat-2, и получены результаты измерения с Sentinel-6 MF с отличной точностью. Кроме того, УО также использовался в сочетании с другими спутниками для целей дистанционного зондирования, такими как Radarsat-1, Radarsat-2, Terra SAR X и Cosmo-Skymed [107].



Рисунок 1.9 – ВУО, используемый для измерения скорости ветра [108] (а), и УО, устанавливаемые на бакен [103, 104] (б, в) в морских приложениях

УО особенно предпочтительны в дистанционном зондировании в тех районах, где использование природных поверхностей затруднено или невозможно. Ярким примером является таяние льда на ледниках, что вызывает быстрые изменения в отражающей способности ландшафта. Многие области, связанные с движением больших айсбергов, которые влияют на высоту ледяных гор, могут быть источником снижения установленной характеристики рассеяния [109]. Таким образом, использование технологии InSAR, основанной на отражении с природных поверхностей в таких районах, может столкнуться с определёнными ограничениями. В этом случае разумное применение УО рассматривается как полезное решение. В [109] было развернуто 10 УО на леднике Аржантьер, а также на его склонах для оценки возможности отслеживания перемещений местности по изображениям спутника Sentinel-1. Исследована возможность идентификации этих УО и выявлено, что можно измерить перемещение ледника с достаточной точностью.

Помимо использования в качестве цели в приложениях дистанционного зондирования, УО также могут быть использованы для калибровки этих устройств. Одним из ярких примеров является использование УО для калибровки поляризационных спутников [110], что помогает устранить искажения в данных SAR с поляризацией C-SAR/02 с помощью метода активной калибровки радара. Кроме того, УО также применяются для калибровки альтиметра Poseidon-4 на спутнике Sentinel-6A [111]. Для систем радара обнаружения с частотной модуляцией непрерывной волны в аэропортах [112], ТУО, основанные на материале с электромагнитной запрещенной зоной, обладают низкой стоимостью, широким диапазоном частот и простотой в производстве и помогают вращать поляризацию линейных волн, чтобы калибровать поляризационные радары [113].

При комбинировании с кодированием информации, УО могут быть использованы для самостоятельной навигации автономных транспортных средств [114]. Однако широкая МЭПР УО может ограничивать требования по выбору угла при навигации транспортных средств. Для решения этой проблемы в [115] предложен метод устранения отражения в нежелательных направлениях, сохраняя уровни МЭПР в нужных направлениях. Предложены технологии резки апертуры УО, когда необходимо отражать волны в определённом направлении. Конкретно, 6 УО были обрезаны (рисунок 1.10а) и затем объединены в решетку, которая может генерировать три различных идентификационных кода по трём направлениям $\varphi=0, 120, 240^\circ$. Эта решетка затем использовалась для навигации автономных транспортных средств. Принцип её работы объясняется на рисунке 1.10б. Например, когда возбуждающий сигнал направлен на $\varphi=0^\circ$ (направление снизу вверх), все ТУО в первом ряду будут сильно отражать сигнал обратно в направлении $\varphi=0^\circ$, все ТУО во втором ряду не будут отражать сигнал обратно. Та же логика применяется к остальным рядам, и полученный код, когда возбуждающий сигнал на $\varphi=0^\circ$, будет “1011”. Автономные транспортные средства затем могут анализировать этот код, чтобы определить необходимое направление движения.

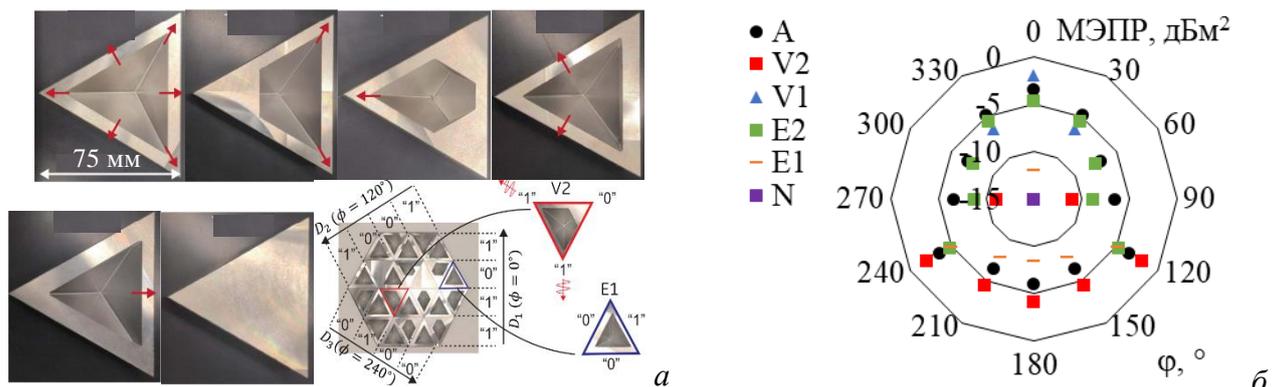


Рисунок 1.10 – Урезанные и решетка УО (а) и МЭПР отдельных урезанных УО (б)

Благодаря эффективному электромагнитному рассеянию, использование УО в проектировании и оптимизации современных антенн приносит значительные преимущества: улучшение усиления [116], снижение коэффициента отражения ($|S_{11}|$) и расширение рабочей полосы антенны. Это особенно важно для приложений, требующих высокого усиления, таких как спутниковая связь, радиолокация [117] и др.

Практические применения УО в антеннах весьма разнообразны и эффективны. Например, антенная решетка с 8 прорезями в К-диапазоне, расположенная в ДУО, не только улучшает усиление (до 21,6 дБи), но и снижает уровень боковых лепестков (до 14,2 дБ) [118]. УО также применяются в системах радиолокации миллиметровых волн, где помогают одновременно откалибровать расстояние и фазу каналов в решетке ММО [119]. Размещение ДУО 45° за компактной трехмерной антенной со сферической диэлектрической линзой [117] способствует росту усиления на частоте 9 ГГц. Кроме того, предлагаются конструкции

антенн с двойным диапазоном, интегрированные с УО [116] (рисунок 1.11а), которые обеспечивают значительные преимущества в приложениях LTE, с высоким усилением и стабильной рабочей полосой на двух рабочих диапазонах: 1,61–1,86 ГГц и 2,25–2,45 ГГц (рисунок 1.11б). Основные характеристики этой антенны включают стабильную диаграмму направленности, компактные размеры, экономичное производство и высокое усиление на обоих рабочих диапазонах.

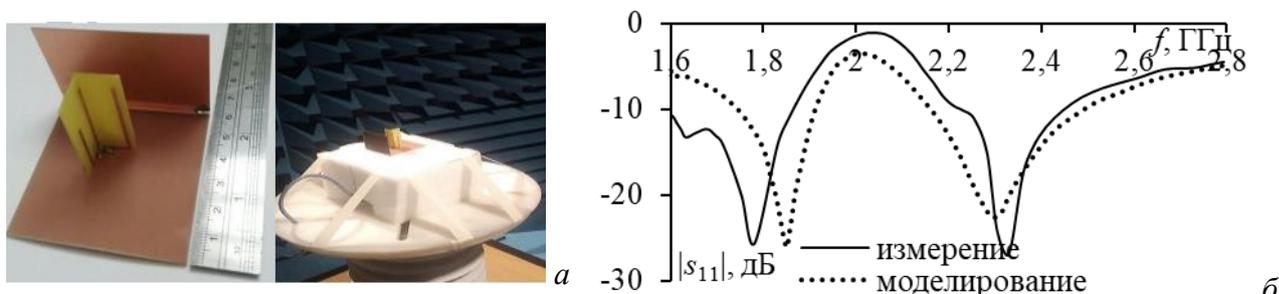


Рисунок 1.11 – Двухдиапазонная антенна в сочетании с УО (а) и частотная зависимость её $|s_{11}|$ (б)

Есть проблема отклонения узкого луча антенны в дальнедействующих беспроводных системах с соединениями точка-точка. При этом одним из решений является использование антенн с УО и возможностью управления лучом, компенсирующим электронным отклонением физическое выравнивание антенны, особенно на больших расстояниях [120]. В [121] представлена новая конструкция УОА, обладающая возможностью управления лучом и усилением. Она использует диполь в качестве источника и три слоя активной ЧИП (АЧИП) в виде УО, расположенных на одной стороне диполя (рисунок 1.12). Слои АЧИП могут регулировать характеристики передачи/отражения посредством включения/выключения диодов, что позволяет контролировать направление и усиление луча. Аналогично, в [120] предложены две конструкции УОА, способные электронно изменять направление луча с небольшим шагом по углу. Управление рin-диодами, подключенными к нескольким проводам, помогает регулировать характеристики отражения структуры. Результаты этих разработок показывают возможность смещения луча менее, чем на 5° , при минимальном усилении 9,3 дБи, что подходит для дальнедействующих WiFi-соединений на частоте 2,4 ГГц, обеспечивая стабильность и эффективность в беспроводных соединениях точка-точка.

В [122] рост эффективности антенны на 3 и 5,5 ГГц достигнут с использованием УО на основе ЧИП (рисунок 1.13а). Этот ЧИП-отражатель дает рост рабочей полосы с 20% до 44%, а усиления антенны – на 8–10 дБи для 4,5–6,5 ГГц. Это не только улучшает усиление в этом диапазоне частот, но и сохраняет широкий диапазон излучения на частотах около 3 ГГц. Для дальнейшей оптимизации в [123] антенна усовершенствована с помощью выпуклой ЧИП (рисунок 1.13б) для достижения разнообразных углов излучения в многочастотных антеннах.

Эта антенная система имеет углы излучения 190° и 58° , а максимальное усиление – 6,8 и 8,3 дБи на частотах 3,5 и 5,8 ГГц соответственно. Затем два ЧИП-отражателя (плоской и УО-форм, рисунок 1.13с) применены для получения узконаправленного луча, а также широкого луча с различными уровнями усиления в диапазоне от 8 до 14 дБи [124]. Это не только повышает гибкость антенны, но и уменьшает её размеры, создавая более компактную и эффективную антенну по сравнению с предыдущими конструкциями. Излучение на 3 ГГц может быть использовано в приложениях, требующих широкого покрытия, в то время как на частоте 5,5 ГГц эта антенна будет подходить для приложений, требующих меньшей ширины луча, что расширяет область её применения.

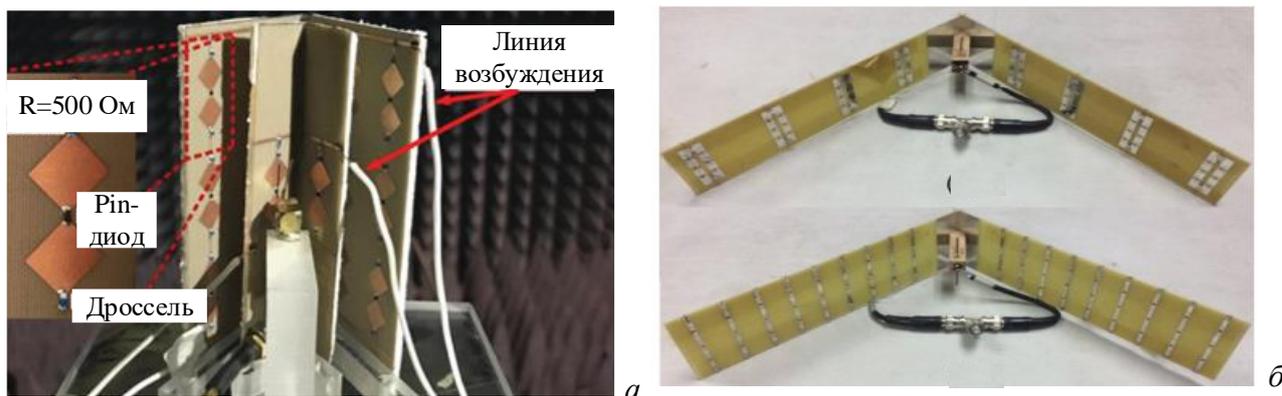


Рисунок 1.12 – УОА с возможностью управления лучом с помощью АЧИП [121] (а) и pin-диода [120] (б)

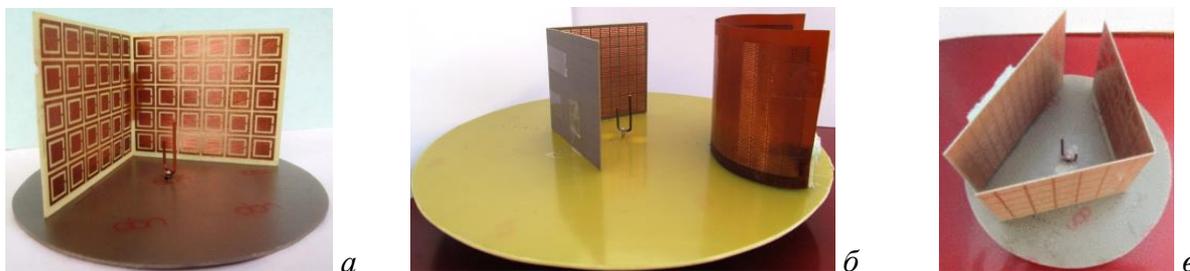


Рисунок 1.13 – Двухдиапазонный УОА (а) с выпуклой изогнутой (б) или плоской (в) ЧИП

Факторы, влияющие на рассеяние УО, рассмотрены в [87] и включают отклонение линии визирования, ортогональность поверхностей, кривизну поверхности и неровности на поверхности пластин. Отклонение линии визирования УО требует, чтобы структура была установлена так, что направление максимального уровня МЭПР ориентировано в сторону источника излучения, чтобы оптимизировать рассеяние поля, принимаемого приемником.

В [125] подробно анализировались искажения МЭПР из-за отклонений граней УО от ортогонального положения. На рисунке 1.14 показаны МЭПР для крупных УО, таких как КТУО и ТТУО, при изменении УО. Когда углы отклонения граней УО превышают $0,5^\circ$ от ортогональности, МЭПР значительно искажается. Это значит, что МЭПР больших УО чувствителен к небольшим отклонениям углов, в то время как МЭПР меньших УО (размер в

λ) менее подвержены этим отклонениям. Другими словами, с ростом частоты и электрических размеров УО, даже малые отклонения будут сильно влиять на МЭПР.

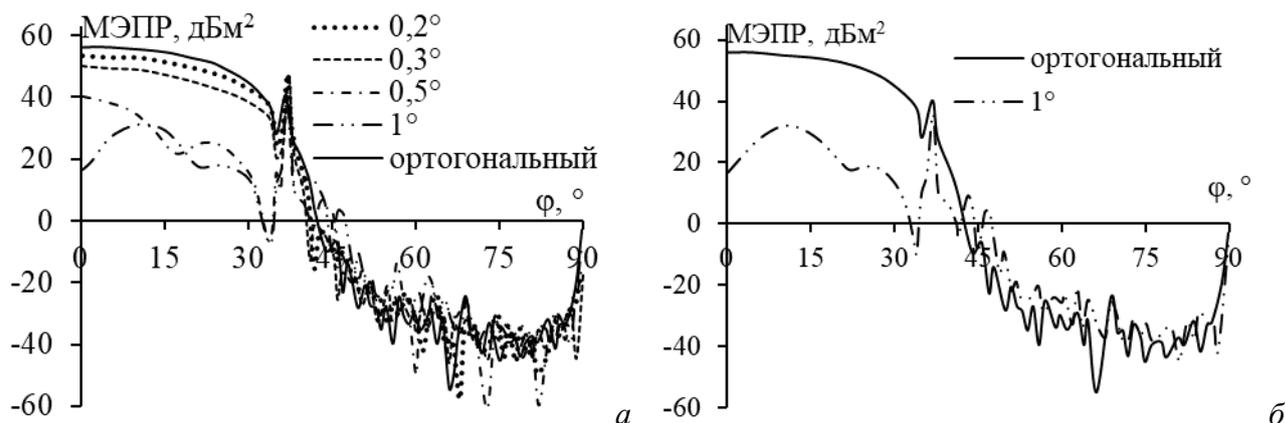


Рисунок 1.14 – МЭПР для КТУО ($L=4$ м) (а) и ТТУО ($L=3,5$ м) (б) на 9 ГГц

Кривизна пластин (деформация пластин от плоского состояния) также влияет на МЭПР, в зависимости от λ и размера УО. Например, в [87] показано, что кривизна поверхности 5 мм у ТТУО с длиной стороны 1 м может уменьшить МЭПР более чем на 10 дБ. Наконец, выпуклости на поверхности пластин, такие как появление винтов или заклепок в процессе производства, также снижают МЭПР. Степень этого зависит от λ , но не зависит от размера УО [87].

В [126] указано, что при проектировании и развертывании УО соблюдение строгих требований имеет решающее значение для обеспечения оптимальных характеристик рассеяния. В частности, угол отклонения между пластинами не должен превышать $0,2^\circ$, кривизна поверхности не должна превышать 0,75 мм, а вогнутость – 0,5 мм. Если эти требования соблюдаются, то отклонение МЭПР не более 1 дБм² от теоретического значения, что обеспечивает стабильность и эффективность системы. Однако достижение этих требований на практике, по-прежнему, вызывает большие трудности, особенно на этапе установки и обслуживания. Для решения этих проблем в [87] предложено несколько практических решений. Одним из них является использование плоских алюминиевых пластин толщиной 6 мм (или 4 мм для перфорированной конструкции) в качестве поверхностей конструкции, что повышает жесткость и снижает влияние изгиба поверхности. Также используются металлические L-образные профили для укрепления жесткости поверхностей или для соединения панелей с целью поддержания ортогональности. Аккуратная установка шпилек или винтов помогает обеспечить плоскостность поверхности.

1.3.3 Перфорация

Одна из проблем, которую необходимо учитывать при использовании УО в системах SAR или других приложениях, заключается в том, что УО часто устанавливается направленным вверх, что подвергает его затоплению в случае сильного дождя [101]. Это

может привести к потере МЭПР. Например, в [101] описано, что накопившаяся пыль заблокировала единственное сливное отверстие УО, что затопило УО после сильного дождя. В результате уровень МЭПР был значительно снижен. Для решения этой проблемы изучены различные методы защиты. Один из них – это установка пластикового покрытия на ТТУО для защиты от дождевой воды (рисунок 1.15). Однако этот метод имеет свои ограничения. Во-первых, если структура УО имеет большие размеры, то и пластиковое покрытие должно быть большим, что увеличивает общий вес системы. Во-вторых, пластиковая защита от осадков может отрицательно повлиять на эффективность рассеяния.



Рисунок 1.15 – ТУО с пластиковой защитой от осадков [127]

Рассматривалось использование перфорированных структур для стока воды с ТТУО. Даже без них, создание нескольких отверстий в пластинах ТТУО, через которые может уходить вода, также является разумным выбором [101]. Перфорированная структура не только способствует быстрому оттоку воды, но и имеет другие преимущества, такие как снижение воздействия ветра, ускорение процесса самоочистки от пыли и снижение массы конструкции [87]. Перфорированная структура была исследована и протестирована в С и Х диапазонах частот. Она изготовлена из алюминиевых пластин толщиной 4 мм, имеет длину ребра 1,5 м, перфорирована отверстиями диаметром 5 мм и расстоянием между отверстиями 12 мм, обеспечивая открытую площадь 15,7% [87]. Также была исследована сплошная структура аналогичного размера, покрытая порошковой краской для повышения долговечности УО при эксплуатации в экстремальных климатических условиях [87]. Зависимости МЭПР этих конструкций от угла падения волны показаны на рисунке 1.16. Видно, что различия в МЭПР между структурами незначительны в обоих частотных диапазонах при $\varphi = -40^\circ - 40^\circ$.

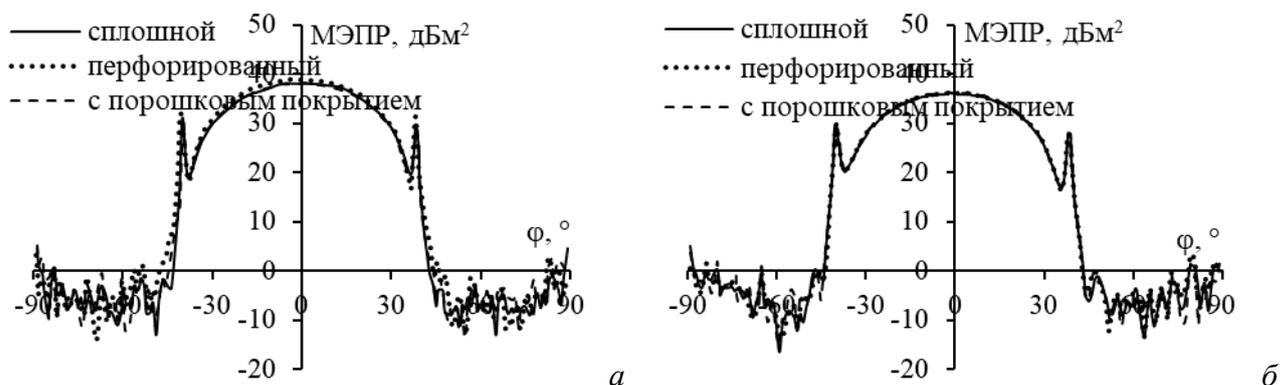


Рисунок 1.16 – МЭПР для ТТУО в X ($f=9,65$ ГГц) (а) и С ($f=5,4$ ГГц) (б) диапазонах [87]

В [98] подтверждено, что чем меньше расстояние между отверстиями, тем сильнее снижается МЭПР. Однако уменьшение расстояния между отверстиями также снижает вес и воздействие ветра. Два оптимальных размера отверстий – это $\lambda/10$ и $\lambda/6$, поскольку снижение максимальной МЭПР для них очень мало.

Несмотря на то, что конструкция перфорированных УО имеет много преимуществ, при снижении частоты размер УО надо увеличивать, как уже упоминалось. При этом отражающие панели с отверстиями могут легко деформироваться, когда их размеры становятся слишком большими (рисунок 1.17) [87]. В настоящее время не существует исследований, которые полностью решают эту проблему. Однако теоретически можно использовать металлические уголки (L-образные элементы), чтобы усилить жесткость пластин, что поможет им поддерживать прямолинейность и стабильность с ростом размеров УО.

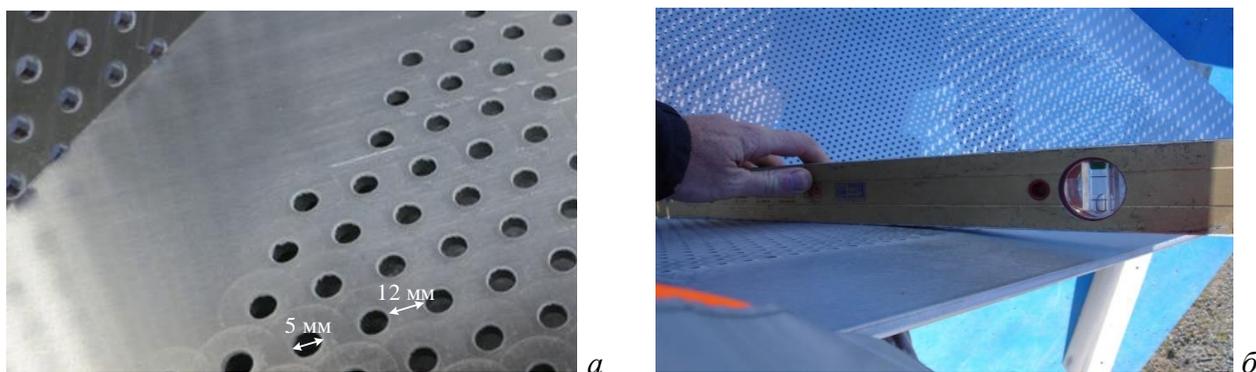


Рисунок 1.17 – Перфорированная поверхность (а) и деформация перфорированной поверхности ТТУО с $L=1,5$ м [109] (б)

Согласно [109], с ростом размеров УО, сопротивление ветру становится сильнее, что требует более надежного закрепления конструкции, что, в свою очередь, увеличивает затраты, особенно в горных районах, где ветер может быть очень сильным. Одна из важных проблем, которую необходимо учитывать при разворачивании УО в регионах с умеренным климатом зимой, заключается в возможности покрытия их снегом, что может значительно ухудшать характеристики УО. Снег, оседающий на поверхности УО, может полностью изменить их характеристики и снизит эффективность рассеяния. Это особенно важно в

сложных местах, как гора или ледники, где регулярное обслуживание и техническое обслуживание крайне затруднены и иногда вообще невозможны [128]. Рисунок 1.18 иллюстрирует несколько конструкций УО, покрытых снегом, что подчеркивает влияние этой проблемы на работу УО в реальных погодных условиях.

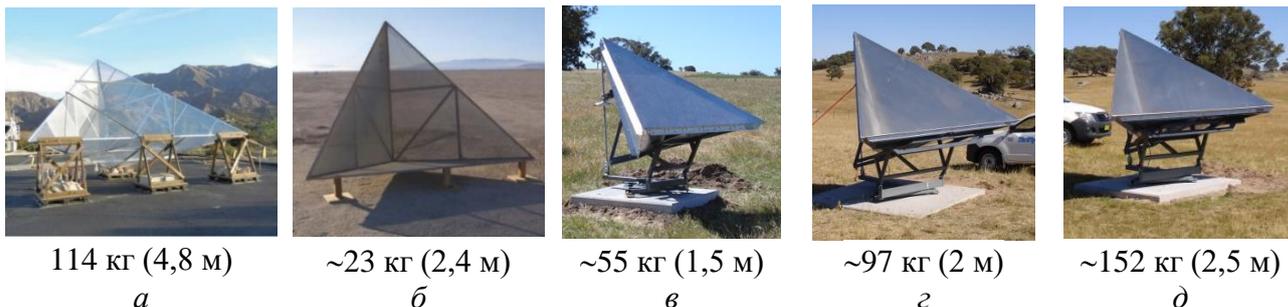


Рисунок 1.18 – ДУО (а) и ТТУО (б), засыпанные снегом зимой [129]

Использование перфорированных УО в местах, подверженных воздействию ветра и снега, может помочь сохранить видимость УО в реальных условиях. Однако, если снегопад интенсивный, а слои снега толстые и содержат мокрый снег, даже перфорированные УО будут подвергаться значительному воздействию, что приведет к снижению их МЭПР [128]. Это особенно плохо для УО с большой поверхностью. Толстый слой снега, покрывающий УО, не только снижает МЭПР, но также может деформировать и повредить конструкцию [128]. Минимизация воздействия толстых слоев снега на характеристики МЭПР является сложной задачей, и в настоящее время нет удовлетворительного метода решения этой проблемы, даже если конструкция перфорирована.

1.3.4 Способы уменьшения объема и площади

Как уже упоминалось, УО в низкочастотном диапазоне часто имеют большие размеры, и поскольку они обычно изготавливаются из металла, их масса также очень велика (рисунок 1.19). Поэтому установка, развертывание и техническое обслуживание УО в реальных условиях обычно длительны и трудны. Например, для сборки и развертывания УО, как показано на рисунке 1.19а, необходимо, чтобы 9 человек работали непрерывно в течение 4 ч [99]. Кроме того, ВУО должны быть легкими, чтобы подниматься на большую высоту и иметь длительный полет. Поэтому важны снижение массы, размеров и проектирование конструкций УО, которые легко развертываются.



114 кг (4,8 м)

а

~23 кг (2,4 м)

б

~55 кг (1,5 м)

в

~97 кг (2 м)

г

~152 кг (2,5 м)

д

Рисунок 1.19 – Массы и размеры ТТУО из [99] (а), [99] (б), [87] (в), [87] (г), [87] (д)

Чтобы уменьшить размеры большого ТТУО в приложениях SAR, в [130] рассматривался вариант замены его массивом из 4 малых урезанных ТТУО (рисунок 1.20). Результаты показали, что необходимо очень внимательно располагать УО в пределах одной ячейки разрешения InSAR. Такая конструкция позволяет каждому варианту горизонтальной или вертикальной ориентации обеспечить требуемую амплитуду и стабильность фазы. Несмотря на то, что этот метод оказался эффективным, использование нескольких малых УО может увеличивать массу конструкции и повышать сложность её установки и развертывания в реальных условиях [130].



Рисунок 1.20 – Урезанные УО (а) и размещение 4 урезанных УО по горизонтали (б) и вертикали (в) для замены больших УО на практике

Перфорация УО помогает снизить массу, но мало: например, конструкция на рисунке 1.19а всё ещё весит 114 кг. Некоторые исследования были проведены с целью изучения возможностей именно уменьшения массы и площади УО [86, 131].

1.3.4.1 Использование новых материалов

Первое исследование по созданию ложных целей для имитации кораблей (с использованием ТУО и их разновидностей) с целью уменьшения массы и получения подходящих конфигураций представлено в [86]. Для достижения этой цели, УО необходимо иметь большую и широкую МЭПР, превышающую МЭПР кораблей в диапазоне X – одном из популярных радиочастотных диапазонов в морских приложениях. В то же время конструкция должна быть спроектирована так, чтобы её можно было плотно сжать, когда она не используется, и легко развернуть при необходимости. Для этого надо учитывать [86] вес, способность плавать на поверхности моря, устойчивость к воздействию ветра и волн, а также способность к легкому развертыванию в любых условиях.

Из приведённого следует, что при проектировании УО необходимо использовать легкие материалы с высокой проводимостью и гибкостью, чтобы заменить алюминий. С учетом недавних достижений в области материаловедения, можно применить некоторые новые материалы, такие как серебряные ткани, которые обладают высокой проводимостью. Однако эти материалы ограничены в использовании из-за высокой стоимости массового производства. В [86] рассматривалось использование слоя углеродного волокна (СУВ) с низкой стоимостью. СУВ является обычным материалом с ограниченной проводимостью

($\sigma=6,2 \times 10^3$) и малым весом. Плотность СУВ составляет примерно $1,75-2 \text{ г/см}^3$, что меньше, чем у алюминия ($2,7 \text{ г/см}^3$) и помогает уменьшить массу структуры примерно в 1,35-1,54 раза по сравнению с конструкцией того же размера из алюминия. Результаты измерений нормированной МЭПР пластины из алюминия и СУВ ткани ($32 \times 32 \text{ см}$) на частоте 9 ГГц показаны на рисунке 1.21. Видно, что формы МЭПР пластины из алюминия и СУВ ткани достаточно схожи, но уровень МЭПР для алюминия чуть больше. Кроме того, в [86] также отмечается, что уровни МЭПР для алюминия и серебряной ткани аналогичны.

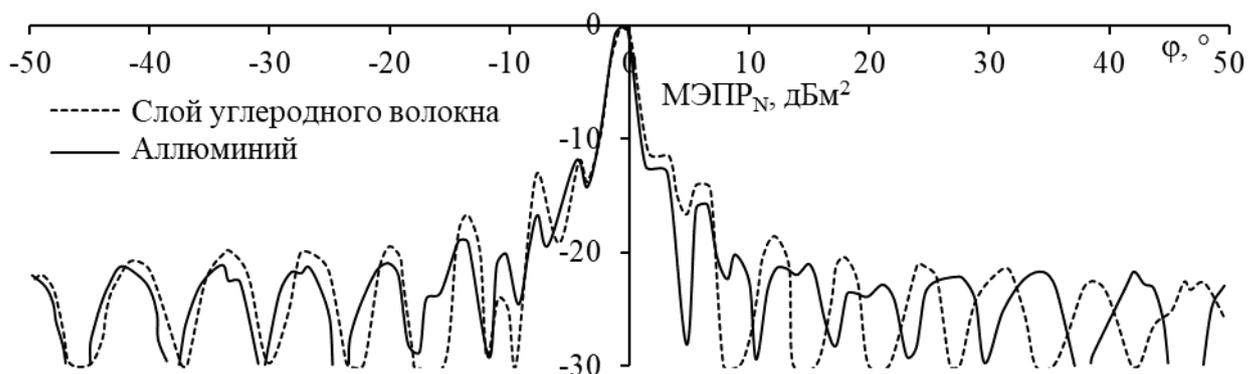


Рисунок 1.21 – Нормированная МЭПР для рассеивающей пластины из алюминия и СУВ

Ручная модель октаэдрического КТУО с диаметром 40 см, использующая СУВ, и её МЭПР на 9 ГГц при использовании разных материалов представлены на рисунке 1.22. Фактические результаты показывают, что МЭПР УО из СУВ значительно снижены в диапазоне $0-90^\circ$, в то время как при $90-180^\circ$ хорошо совпадает с результатами моделирования. Это отклонение можно объяснить несовершенствами структуры, возникшими в процессе производства. Этот метод также может быть расширен для применения на других частотных диапазонах.

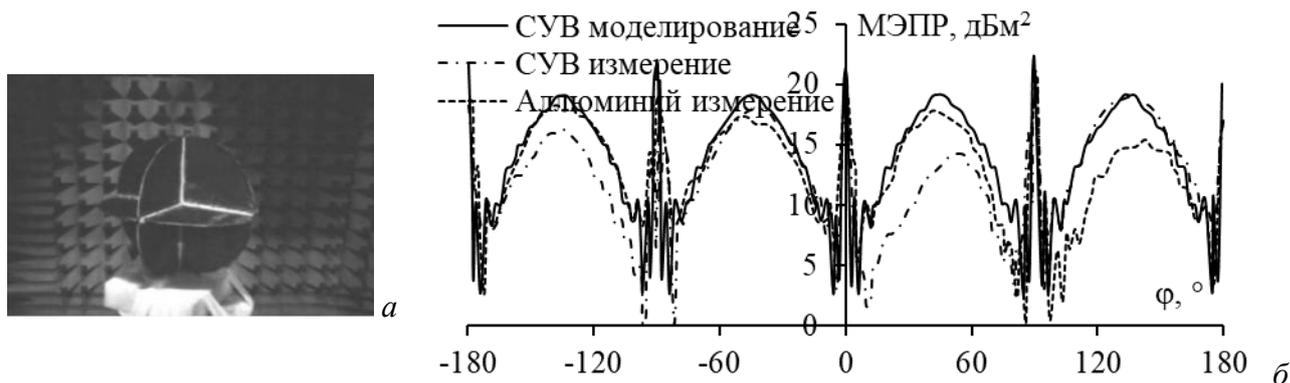


Рисунок 1.22 – Октаэдрический КТУО с использованием СУВ (а) и МЭПР октаэдрических КТУО с использованием различных материалов (б)

Однако этот метод также имеет несколько недостатков. Использование СУВ в качестве основного материала приведет к снижению МЭПР по сравнению с использованием алюминия. Эту проблему можно решить с помощью серебряного покрытия, но это дорого и в настоящее время не подходит для массового производства.

1.3.4.2 Вырезание и сверление отверстий

Уменьшение массы УО вырезанием и сверлением отверстий перспективно [131]. Как уже упоминалось, отверстия диаметром около $\lambda/6$ мало снижают МЭПР УО. Однако если размер отверстий меньше, снижение массы мало. Кроме того, рассматривались различные формы отверстий, такие как круглая, квадратная и треугольная. Из них круглое отверстие лучше, поскольку эффективно снижает массу, не уменьшая слишком сильно характеристики рассеяния. Два этапа создания перфорированных УО включали изменение диаметра отверстий в диапазоне от $\lambda/8$ до $\lambda/6$ и расчет уменьшения площади и МЭПР перфорированных УО. После сравнения МЭПР перфорированных и сплошных УО в моделировании и измерениях, наилучшими полагались те, у которых площадь сокращена больше всего, а МЭПР рассеяния ближе к исходной. Например, в [131] ПТУО размером 0,3 м на $f=10$ GHz ($\lambda=0,03$ м) уменьшен по массе и площади на 35% при отверстиях диаметром 4 мм. МЭПР перфорированного и сплошного УО при этом были близки. Однако снижение массы еще не было оптимальным. Отверстия диаметром 4,5 мм уменьшили массу на 44,2%, а МЭПР перфорированной структуры оставалась как у сплошной (рисунок 1.23).

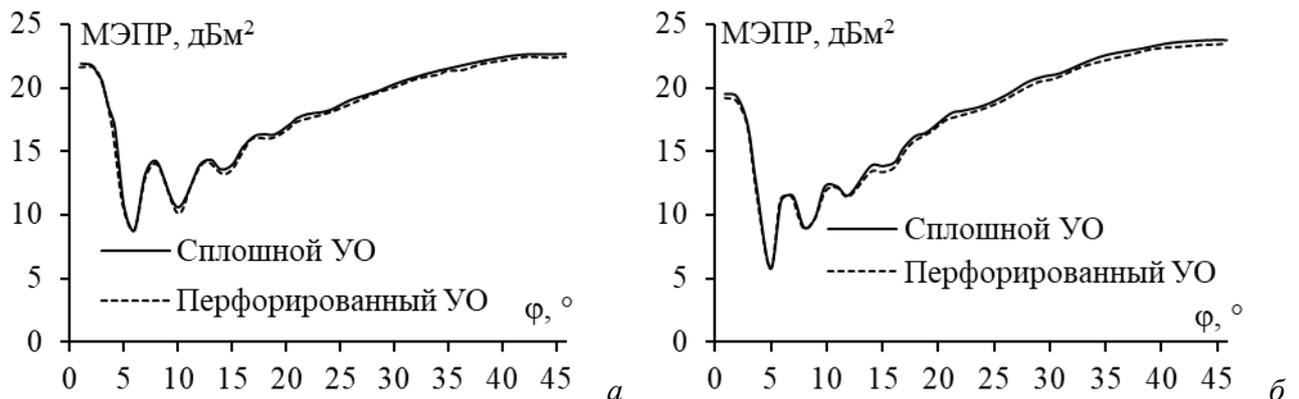


Рисунок 1.23 – МЭПР УО в $\theta=45$ (а), 60 (б) ° плоскостях (диаметр отверстия 4,5 мм)

Вырезание для снижения массы УО испытано на ДУО размером 0,3 м [131]. Он имеет верхнюю, нижнюю, левую и правую кромки толщиной 0,015 м, а канавки (вырезы) имеют ширину 0,003 м и длину 0,27 м (рисунок 1.24а). В общей сложности на каждой панели создано 45 канавок. Это помогло уменьшить площадь ДУО примерно на 41%, что снизило массу на 41%. При сравнении МЭПР ДУО с канавками и сплошных в плоскости $\theta=90^\circ$ среднее снижение МЭПР составило около 4,9 дБ (рисунок 1.24б). Это доказывает, что вырезание канавок существенно влияет на МЭПР структуры. Поэтому необходимо осторожно подходить к использованию этого метода [131]. Кроме того, вырезание эффективно только для структур, возбуждаемых с линейной поляризацией, как в случае с поляризацией φ , и не применимо для волн с другими типами поляризации, такими как θ -поляризация (рисунок 1.24а). Это снижает гибкость метода и ограничивает возможности использования структуры в различных ситуациях.

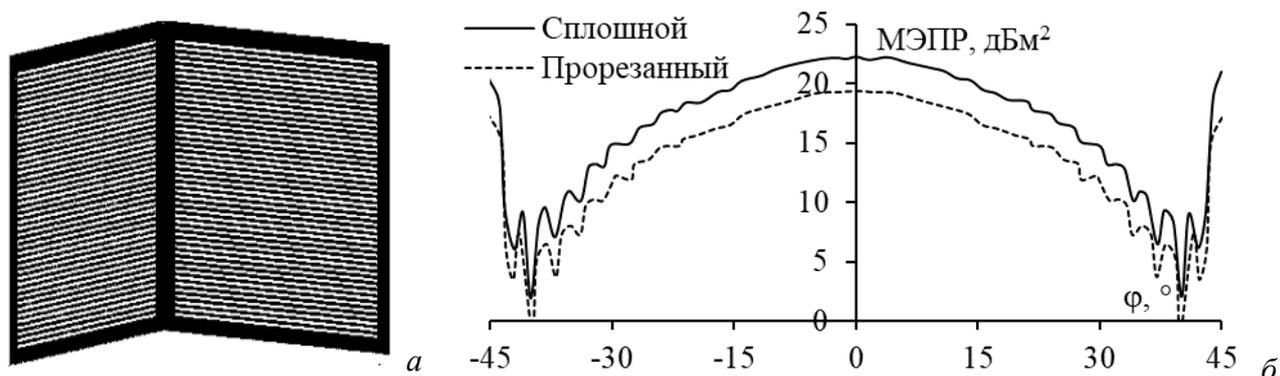


Рисунок 1.24 – ДУО с прорезями (а) и МЭПР для него и сплошного ДУО (б)

1.3.4.3 Апроксимация оптимальной токовой сеткой

Для снижения массы антенны, площади и вычислительных затрат в [27] впервые предложено использовать АОТС для разреживания структуры антенны из ПС. АОТС основывается на определении распределения тока в ПС. После этого модули токов в проводах нормализуются к среднему или максимальному значению. Затем все провода с нормированными модулями тока ниже ДУЭС удаляются. Этот порог может быть отрегулирован в зависимости от конкретных требований к конструкции. В результате разреженная ПС включает только провода с большими токами. По сравнению с исходной, разреженная ПС имеет меньшую массу и площадь антенны, а также меньшие затраты на моделирование.

Для создания разреженных структур из ПС по АОТС необходимо точно аппроксимировать сплошную поверхность антенны с помощью ПС. Предложено много рекомендаций по аппроксимации металлических поверхностей с помощью ПС. Однако они не являются полными и не подходят для создания оригинальной структуры ПС, к которой можно применить АОТС для создания разреженной структуры. Поэтому в [132] предложены новые рекомендации по аппроксимации твердой поверхности структур с помощью ПС, которые можно использовать в качестве исходной для применения АОТС. Аппроксимация поверхности антенны с использованием ПС и АОТС для создания разреженных структур выполнена в различных САПР, таких как TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2. Кроме того, в [133] предложен метод оптимизации на основе АОТС для создания разреженных структур из ПС, отвечающих заданным критериям.

Однако разреженная ПС после АОТС трудна для изготовления, поскольку в ней имеются провода, не соединенные со структурой (свободные). Для преодоления этого в [27] предложена «соединяющая» АОТС (САОТС), основная идея которой заключается в восстановлении проводов, соединяющих свободные. Подробности АОТС и САОТС представлены в [27]. АОТС и САОТС применены к разным антеннам: рефлекторной (5,1–5,9 ГГц), рупорной (8 ГГц), перфорированной рупорной X-диапазона (8–12 ГГц) и

конической рупорной (8 ГГц). Разреженные ПС после АОТС и САОТС сравнены в [134], где показано, что САОТС дает характеристики, более близкие к исходным, а АОТС больше уменьшает массу и поверхность антенны, а также время и память для последующего моделирования. Кроме того, в [135] предложено использовать разреженные ПС для создания скрытых антенн, отвечающих конкретным требованиям.

Поскольку распределение тока на полученной структуре ПС различается при разных частотах рабочего диапазона, в [136] проанализировано влияние выбора частоты на полученную разреженную структуру после применения АОТС и САОТС к рупорной антенне X-диапазона (8–12 ГГц). Анализ показал, что структуры, разреженные на основе распределения тока на самой низкой частоте рабочего диапазона, обеспечивают радиотехнические характеристики, более близкие к исходным и менее зависимые от ДУЭС. Кроме того, на самой высокой частоте рабочего диапазона разреженные структуры после САОТС, дают результаты с минимальными отличиями от исходных.

Разреженная структура после САОТС имеет характеристики близкие исходным, но восстанавливает большое число радиальных проводов структуры, неоптимально снижая массу и затраты на моделирование. Поэтому в [137] предложены модификации АОТС для создания разреженной структуры из ПС со всеми соединенными между собой проводами: «устраняющая» АОТС (УАОТС) и «соединяющая ближашие» АОТС (СБАОТС). УАОТС устраняет все свободные провода в разреженной структуре из ПС, полученной после АОТС, а СБАОТС восстанавливает только провода для соединения этих свободных проводов со структурой. Модификации подробно обсуждены, а их эффективность проверена на различных типах антенн.

Между тем эти модификации основаны на геометрическом положении проводов в сетке, что ограничивает их точность. Кроме того, они применимы только к радиальным конструкциям ПС, таким как рефлекторы и конические рупорные антенны. Поэтому в [138] предложены новые алгоритмы для улучшения АОТС и её модификаций. Они используют начальные и конечные координаты проводов в сочетании с алгоритмом для поиска свободных проводов и определения кратчайшего пути для их соединения. Результаты применения модернизированных алгоритмов сравнены с результатами предыдущего и показали, что эти алгоритмы обладают более высокой точностью, эффективностью, гибкостью и могут быть применены к различным типам конструкций из ПС.

АОТС, УАОТС и СБАОТС с модернизированными алгоритмами показали эффективность при создании разреженных антенн для различных частотных диапазонов. Прототипы, исходные и разреженные структуры из ПС после применения различных подходов, представлены в таблице 1.6. Улучшения в массе и площади антенны, памяти и

временных затратах при последующем моделировании различных разреженных структур, которые были получены после применения различных подходов к различным типам антенн, собранных из разных работ, представленных в таблице 1.7. Кроме того, в таблице 1.7 также приведены максимальные различия в характеристиках этих разреженных антенн по сравнению с исходной в рабочем диапазоне частот.

Таблица 1.6 – Прототип, исходная ПС и разреженные структуры, полученные после применения различных подходов к разным типам антенн

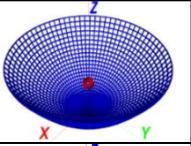
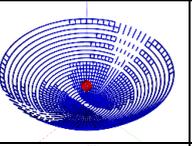
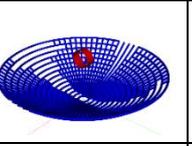
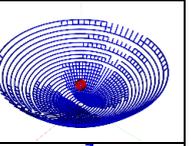
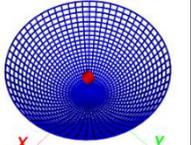
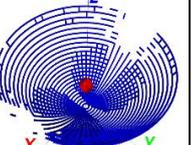
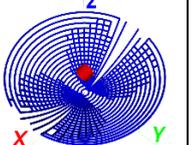
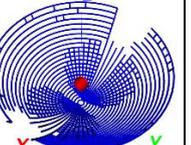
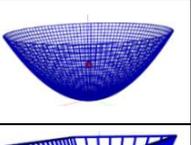
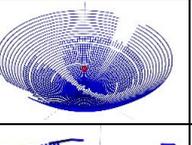
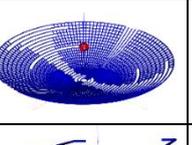
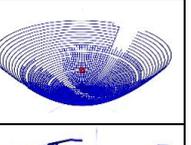
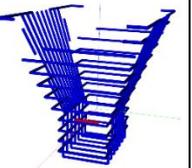
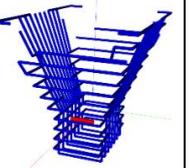
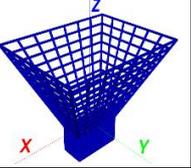
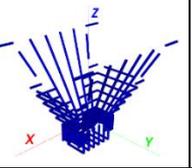
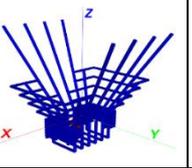
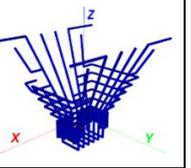
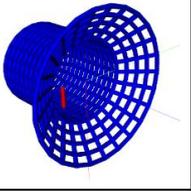
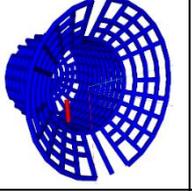
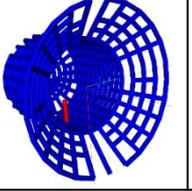
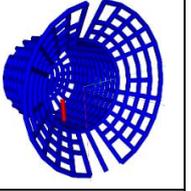
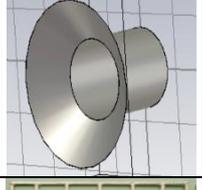
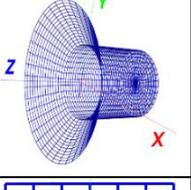
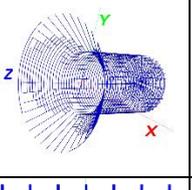
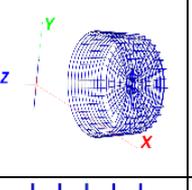
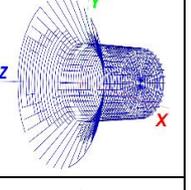
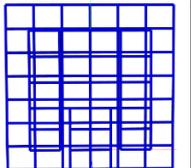
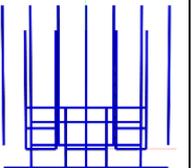
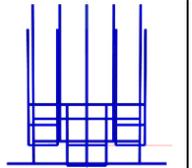
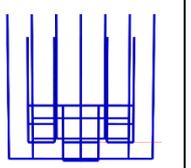
Антенна	f , ГГц	ДУЭС, %	Прототип	Исходная ПС	Разреженная после АОТС	Разреженная после УАОТС	Разреженная после СБАОТС
Рефлектор	3,4-3,7	30					
	5,1-5,9	10					
	10-12	20					
Рупор	0,7-1,3	75					
	18-38	80					
Конический рупор	5,3-6,3	20					
	8	6					
Патч	2-3	30					

Таблица 1.7 – Улучшения и максимальные отклонения для разреженной структуры от исходной после применения различных подходов к разным типам антенн

Антенна	f , ГГц	ДУЭС, %	Подход	Уменьшение, раз			Максимальное отклонение характеристик			
				Масса и поверхность	Память	Время	KU^{\max} , дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
Рефлектор	3,4–3,7	30	АОТС	1,39	1,94	2,71	0,14	0,007	2,83	0,34
			УАОТС	1,99	3,97	7,91	3,91	0,018	8,78	0,72
			СБАОТС	1,37	1,88	2,58	0,09	0,006	3,30	0,29
	5,1–5,9	10	АОТС	1,51	2,28	3,44	0,12	0,01	0,26	0,08
			УАОТС	1,80	3,24	5,84	2,20	0,01	0,13	0,46
			СБАОТС	1,49	2,21	3,27	0,10	0,01	0,25	0,09
	10–12	20	АОТС	1,37	1,87	2,57	0,30	0,014	0,63	0,54
			УАОТС	1,78	3,17	5,64	3,47	0,032	0,85	1,48
			СБАОТС	1,36	1,86	2,53	0,28	0,016	0,61	0,70
Рупор	0,7–1,3	75	АОТС	1,86	3,45	6,40	2,38	1,20	14,64	30,45
			УАОТС	2,03	4,11	8,32	3,14	1,11	12,51	31,02
			СБАОТС	1,83	3,35	6,14	2,33	1,22	13,00	28,14
	8–12	60	АОТС	1,58	2,50	3,94	2,75	3,62	0,19	7,28
			САОТС	1,56	2,44	3,82	2,04	3,17	0,16	7,33
	18–38	80	АОТС	2,36	5,56	13,11	2,22	0,51	3,24	6,51
			УАОТС	2,46	6,05	14,89	2,41	0,48	3,22	6,74
			СБАОТС	2,32	5,38	12,48	2,20	0,46	3,14	6,15
	Конический рупор	5,3–6,3	20	АОТС	1,19	1,42	1,69	1,67	0,53	2,32
УАОТС				1,19	1,42	1,69	1,67	0,53	2,32	22,98
СБАОТС				1,19	1,42	1,69	1,67	0,53	2,32	22,98
8		6	АОТС	1,26	1,60	2,02	0,55	0,03	0,21	0,24
			УАОТС	2,75	7,55	20,75	3,91	0,22	1,44	29,28
			СБАОТС	1,25	1,56	1,96	0,57	0,03	0,22	0,20
Патч	2–3	30	АОТС	1,52	2,31	3,51	0,22	2,79	6,04	41,49
			УАОТС	1,72	2,95	5,07	1,54	11,52	15,88	66,63
			СБАОТС	1,49	2,22	3,31	0,88	3,08	15,81	136,12

Разреженные ПС из таблицы 1.6, демонстрируют точность различных подходов. АОТС исключила провода с нормированными модулями тока меньше заданного ДУЭС и дала разреженные ПС. Однако в разреженных структурах после АОТС появляются свободные провода. У разреженных структур после УАОТС и СБАОТС нет свободных проводов. Результаты таблицы 1.7 показывают, что максимум уменьшения массы и площади антенны, а также затрат на моделирование обычно получается после АОТС и УАОТС, а минимум максимальной разницы радиотехнических характеристик по сравнению с полученными для исходной структуры, обычно получается для разреженной структуры после СБАОТС.

Также разработана максисально-токовая АОТС (МАОТС) для восстановления соединений свободных проводников с структурой. После определения свободных проводов в

разреженной ПС после АОТС, выполняется их соединение с основной ПС, приоритетное для проводов с максимальным током. Эта модификация существенно улучшает характеристики разреженных антенн по сравнению с предыдущими модификациями АОТС за счёт восстановления проводников с наибольшими токами.

1.4 Цель и задачи работы

Создание новых рассеивателей, отвечающих целому ряду строгих требований, включая низкую стоимость, удовлетворительные эксплуатационные характеристики, простоту изготовления, компактность, удобство обслуживания и высокую устойчивость к воздействию внешней среды представляет значительный научный и практический интерес. Широко известны такие рассеиватели как УО, являющиеся важным компонентом многих радиолокационных систем и современных электромагнитных устройств. С ростом потребности в оптимизации УО с целью снижения массы, повышения жёсткости и удовлетворения строгих эксплуатационных требований проведено много исследований. В частности, ряд работ сосредоточен на уменьшении массы посредством применения лёгких материалов, перфораций или прорезей. Однако обзор литературы показывает, что эти способы не имеют целостного теоретического обоснования. Несмотря на снижение массы, они часто снижают механическую прочность или ухудшают характеристики рассеивателей.

АОТС была всесторонне разработана для антенн. Однако антенны и рассеиватели принципиально отличаются возбуждением: в антеннах возбуждающий источник, как правило, фиксирован, тогда как в рассеивателях определяется множеством параметров падающей волны. Это существенно затрудняет применение АОТС при анализе рассеивателей.

Применение АОТС для создания разреженных структур может приводить к появлению свободных проводников, не соединённых с остальной частью конфигурации. Для их устранения в случае антенн разработан ряд модификаций АОТС. Логично применить их и к разреженным рассеивателям, что позволило сблизить характеристики разреженных и исходных структур из ПС.

Развитие рассеивателей стало невозможным без САПР, позволяющих экономить вычислительные затраты и оценивать характеристики структур до их изготовления, что снижает затраты на производство. В таких САПР применяются как строгие методы электродинамического анализа, так и приближённые. МоМ широко используется благодаря высокой точности в электромагнитном анализе. На основе МоМ разработана ТХМ, широко применяемая для оптимизации антенн и рассеивателей, поскольку даёт глубокое понимание физических процессов при анализе мод. При этом определение мод, оказывающих

наибольшее влияние на распределение поверхностных токов и дальное поле при излучении и рассеянии, а также ускорение анализа по ТХМ необходимы для корректного анализа.

Для правильного упорядочивания мод на каждой частоте были разработаны алгоритмы отслеживания. Основное внимание уделяется методам, использующим корреляцию собственных векторов на различных частотах. Хотя такие алгоритмы широко применяются благодаря простоте реализации и высокой точности, они имеют и определённые недостатки. Одним из них является использование малого шага по частоте Δf . Очевидно, что управление шагом по частоте требует дальнейшего развития для повышения точности и скорости отслеживания.

Цель работы – разработать методику создания разреженных рассеивателей из проводной сетки (ПС) на основе АОТС и алгоритмы снижения вычислительных затрат при применении ТХМ. Для её достижения надо решить следующие **задачи**: разработать разреженные рассеиватели на основе АОТС, создать их из ПС, усовершенствовать определение значимых мод в ТХМ, ускорить отслеживание мод в ТХМ.

2. РАЗРАБОТКА РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

Здесь представлен подход к созданию разреженных рассеивателей на основе АОТС. Рассмотрены ключевые этапы построения и верификации разреженных структур из ПС. Представлены результаты верификации моделирования рассеивателей по МоМ со СБФ. Описана методика создания разреженных структур на основе АОТС при известном и неизвестном направлениях падающей волны. Рассмотрена МТАОТС как модификация АОТС для рассеивателей. Для верификации эффективности АОТС и её модификаций, здесь АОТС применяются к различным рассеивателям, работающим на разных частотах.

Методика создания разреженных рассеивателей на основе АОТС и МТАОТС представлена в работах [2, 139]. Результаты применения и верификации этой методики представлены в работах [2, 139–151]. Разработанные программы представлены в работах [152–154].

2.1 Аппроксимация поверхности рассеивателей и верификация

2.1.1 Верификация анализа проводного рассеивателя методом моментов со ступенчатыми базисными функциями

Рассмотрен рассеивающий провод с длиной L и радиусом a (где $L \gg a$) (рисунок 2.1). Сначала провод необходимо разделить на N сегментов. Следует отметить, что N зависит от λ падающей волны. В большинстве случаев длина сегмента (Δl_i , где $i=1, \dots, N$) меньше $\lambda/10$, а в случае сложных структур $\Delta l_i < \lambda/20$. Рост N (или уменьшение Δl_i) повысит точность расчетов, но это справедливо при $\Delta l_i/a > 5$. Кроме того, рост N приведет к росту вычислительных затрат на решение задачи.

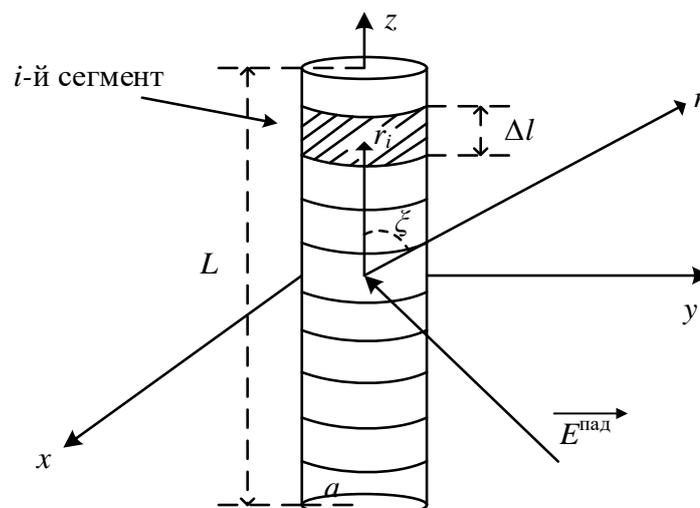


Рисунок 2.1 – Структура прямого провода

Ступенчатая функция (рисунок 2.2) имеет постоянное значение в сегменте и равна нулю за его пределами. Рассматриваемую область можно разбить на N сегментов (импульсов) с $N+1$ точками. Тогда ступенчатая функция определяется как

$$f_j(x) = \begin{cases} 1, & x_j \leq x \leq x_{j+1} \\ 0, & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad \text{где } j=1, \dots, N, \quad (2.1)$$

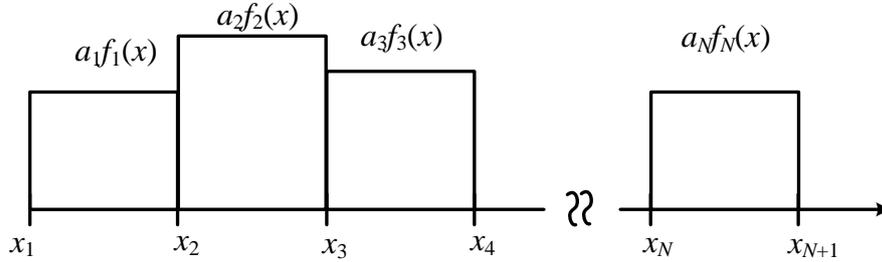


Рисунок 2.2 – Ступенчатые базисные функции

При анализе задачи рассеяния провод возбуждается внешним падающим электрическим полем $E^{\text{пад}}(i)$, где $i=1, \dots, N$ – индекс сегмента. Согласно [7] вектор возбуждающего напряжения \mathbf{v} может быть вычислен как

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E^{\text{пад}}(1)\Delta l_1 \\ E^{\text{пад}}(2)\Delta l_2 \\ \dots \\ E^{\text{пад}}(N)\Delta l_N \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

При использовании МоМ со СБФ значение Δl_i в (2.2) будет равно длине i -го сегмента. Тогда плоская волна с единичной амплитудой будет иметь вид [7]

$$E^{\text{пад}} = u_{\text{пад}} e^{-jk\vec{r}_i}, \quad (2.3)$$

где k – вектор волнового числа, направленный в сторону движения волны, \vec{r}_i – радиус-вектор направленный в i -й сегмент, $u^{\text{пад}}$ – единичный вектор, задающий поляризацию волны.

Единичная плоская волна в сферических координатах для каждого элемента матрицы возбуждения напряжения может быть записана как:

$$E^{\text{пад}}(i) = (\vec{n}_{\text{сег}}^{\theta} E_{\theta}^{\text{пад}} + \vec{n}_{\text{сег}}^{\varphi} E_{\varphi}^{\text{пад}}) e^{-jk\vec{r}_i}, \quad (2.4)$$

где $E_{\theta}^{\text{пад}}$ и $E_{\varphi}^{\text{пад}}$ – компоненты падающей электромагнитной волны в соответствии с азимутальным $\theta^{\text{пад}}$ и зенитным $\varphi^{\text{пад}}$ углами, определяющими направление волны. Как известно, при переводе из декартовой в сферическую систему координат используют локальные ортогональные единичные векторы в направлениях приращения r , θ и φ :

$$\hat{r} = x \sin(\theta) \cos(\varphi) + y \sin(\theta) \sin(\varphi) + \hat{z} \cos(\theta), \quad (2.5)$$

$$\hat{\theta} = \hat{x} \cos(\theta) \cos(\varphi) + \hat{y} \cos(\theta) \sin(\varphi) - \hat{z} \sin(\theta), \quad (2.6)$$

$$\hat{\varphi} = -\hat{x} \sin(\varphi) + \hat{y} \cos(\varphi), \quad (2.7)$$

где φ, θ – азимутальный и зенитный углы в сферической системе координат, а $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$ – единичные векторы в декартовой системе координат. Тогда единичные векторы рассматриваемого сегмента $\vec{n}_{\text{сег}}^{\theta}$ и $\vec{n}_{\text{сег}}^{\varphi}$ при $\theta^{\text{пад}}$ и $\varphi^{\text{пад}}$ в сферической системе координат можно записать как

$$\vec{n}_{\text{сег}}^{\theta} = \vec{n}_{\text{сег}X} \cos(\theta^{\text{пад}}) \cos(\varphi^{\text{пад}}) + \vec{n}_{\text{сег}Y} \cos(\theta^{\text{пад}}) \sin(\varphi^{\text{пад}}) - \vec{n}_{\text{сег}Z} \sin(\theta^{\text{пад}}), \quad (2.8)$$

$$\vec{n}_{\text{сег}}^{\varphi} = -\vec{n}_{\text{сег}X} \sin(\varphi^{\text{пад}}) + \vec{n}_{\text{сег}Y} \cos(\varphi^{\text{пад}}), \quad (2.9)$$

где $\vec{n}_{\text{сег}(X,Y,Z)}$ являются проекциями единичного вектора в декартовой системе координат и имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \vec{n}_{\text{сег}X} &= \Delta l_X / \Delta l, \\ \vec{n}_{\text{сег}Y} &= \Delta l_Y / \Delta l, \\ \vec{n}_{\text{сег}Z} &= \Delta l_Z / \Delta l, \end{aligned} \quad (2.10)$$

где $\Delta l_X, \Delta l_Y, \Delta l_Z$ являются векторными проекциями вектора $\vec{\Delta l}$ (направление от начальной до конечной точек сегмента) на оси декартовой системы координат.

Фазу падающей волны возбуждения можно представить как

$$k\vec{r}_i = k \left(x_{\text{сег}}^{\text{середина}} \sin(\theta^{\text{пад}}) \cos(\varphi^{\text{пад}}) + y_{\text{сег}}^{\text{середина}} \sin(\theta^{\text{пад}}) \sin(\varphi^{\text{пад}}) + z_{\text{сег}}^{\text{середина}} \cos(\theta^{\text{пад}}) \right), \quad (2.11)$$

где $(x, y, z)_{\text{сег}}^{\text{середина}}$ – координаты центра рассматриваемого сегмента.

Согласно [7], элементы матрицы импеданса \mathbf{Z} могут быть получены путем вычисления импедансов (Z_{mn}) между каждыми двумя сегментами (m и n), что требует оценки следующей скалярной функции (более подробную информацию можно найти в [7])

$$\psi(n, m) = \frac{1}{\Delta l_n \Delta l_m} \int \frac{e^{-jkR_{mn}}}{4\pi R_{mn}} dl_n, \quad (2.12)$$

где Δl_n длина n -го отрезка, R_{mn} – расстояние между двумя точками на рассматриваемых сегментах (рисунок 2.3), которое задается как

$$R_{mn} = \begin{cases} \sqrt{\rho^2 + (z - z')^2}, & m \neq n, \\ \sqrt{a^2 + (z')^2}, & m = n, \end{cases} \quad (2.13)$$

где значение z определяется как проекция вектора \vec{z} между двумя точками на каждом из n и m отрезков на вектор \vec{n} (или \vec{m}) отрезка, через их скалярное произведение

$$z = \frac{\vec{z} \cdot \vec{n}}{|\vec{n}|}. \quad (2.14)$$

Значение ρ получается как

$$\rho = \sqrt{r^2 - z^2}. \quad (2.15)$$

При $\rho < a, \rho = a$. Расстояние r между двумя точками отрезков n и m вычисляется как

$$r = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2 + (z_m - z_n)^2}, \quad (2.16)$$

где $(x, y, z)_{mn}$ – координаты точек отрезков m и n , соответственно.

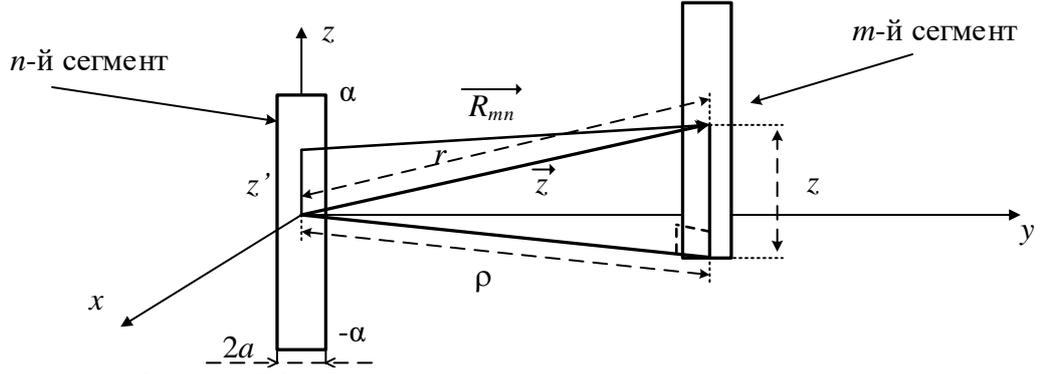


Рисунок 2.3 – Геометрическая схема для вычисления ψ_{mn}

Тогда элемент матрицы импеданса можно определять как

$$Z_{mn} = j\omega\mu\Delta l_n\Delta l_m\psi(n,m) + \frac{\psi(n^+, m^+) - \psi(n^-, m^+) - \psi(n^+, m^-) + \psi(n^-, m^-)}{j\epsilon\omega}, \quad (2.17)$$

где μ и ϵ – абсолютные магнитная и диэлектрическая проницаемости среды, а символы $+$ и $-$ используются над номерами отрезков m и n для определения их начальной и конечной точек.

Произведение $\Delta l_n\Delta l_m$ можно получить как

$$\Delta l_n\Delta l_m = \Delta l_n^x\Delta l_m^x + \Delta l_n^y\Delta l_m^y + \Delta l_n^z\Delta l_m^z, \quad (2.18)$$

где $\Delta l_{n,m}^{(x,y,z)}$ – проекции векторов $\vec{\Delta l}_n$ и $\vec{\Delta l}_m$ (имеющих направление от начальной до конечной точек сегментов n и m соответственно) на оси декартовой системы координат.

После заполнения матриц импеданса \mathbf{Z} и вектора напряжения \mathbf{v} можно найти элементы вектора тока \mathbf{i} , решив СЛАУ $\mathbf{Z}\mathbf{i}=\mathbf{v}$ с помощью умножения обратной матрицы \mathbf{Z}^{-1} на \mathbf{v} , в виде

$$\mathbf{i}=\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{v}. \quad (2.19)$$

Получив \mathbf{i} , можно определить напряженность рассеянного электрического поля в дальней зоне как

$$E^{\text{рас}} = \frac{\mu\omega e^{-jkr}}{j4\pi r} \sum_0^N i_i \Delta l_i e^{jkr_i \cos(\xi_i)}. \quad (2.20)$$

Для вычисления можно рассматривать две части (2.20): фазовую и амплитудную. Сначала необходимо найти фазовую часть γ как:

$$\gamma_i = kr_i \cos(\xi_i) + \varphi_i, \quad (2.21)$$

где φ_i – фаза тока i -го сегмента, ξ_i – угол между вектором \vec{r}_i и \vec{r} (вектором от начала системы координат до точки, где рассчитывается $E^{\text{рас}}$). Неизвестное в (2.21) может вычислять с помощью скалярного произведения \vec{r}_i и \vec{r} как

$$r_i \cos(\xi_i) = \frac{\vec{r} \cdot \vec{r}_i}{|\vec{r}|}. \quad (2.22)$$

Затем можно вычислить амплитудную часть как

$$A_{i(x,y,z)} = |I_i| \Delta l_{i(x,y,z)}, \quad (2.23)$$

где $\Delta l_{i(x,y,z)}$ – проекции вектора $\overline{\Delta l}_i$ на оси декартовой системы координат.

Тогда компонента поля на дальней зоне действия вдоль оси декартовой системы координат из (2.20) может быть записана как:

$$E_{(x,y,z)}^{\text{pac}} = \frac{\mu \omega e^{-jkr}}{j4\pi r} \sum_0^N A_{i(x,y,z)} e^{j\gamma_i}. \quad (2.24)$$

Компоненты поля в сферической системе координат могут быть получены как

$$E_{\theta}^{\text{pac}} = E_x^{\text{pac}} \cos(\theta) \cos(\varphi) + E_y^{\text{pac}} \cos(\theta) \sin(\varphi) - E_z^{\text{pac}} \sin(\theta), \quad (2.25)$$

$$E_{\varphi}^{\text{pac}} = -E_x^{\text{pac}} \sin(\varphi) + E_y^{\text{pac}} \cos(\varphi). \quad (2.26)$$

Наконец, полное поле в дальней зоне определяется как

$$E^{\text{pac}} = \sqrt{|E_{\theta}^{\text{pac}}|^2 + |E_{\varphi}^{\text{pac}}|^2}. \quad (2.27)$$

Бистатическая ЭПР (σ) может быть рассчитана как

$$\sigma_{(x,y,z)} = \frac{\eta^2 k^2}{4\pi} \left| \sum_0^N A_{i(x,y,z)} e^{j\gamma_i} \right|^2, \quad (2.28)$$

где $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ – импеданс свободного пространства. Компоненты σ (в сферической системе координат) и полное значение σ могут быть получены как

$$\sigma_{\theta} = \sigma_x \cos(\theta) \cos(\varphi) + \sigma_y \cos(\theta) \sin(\varphi) - \sigma_z \sin(\theta), \quad (2.29)$$

$$\sigma_{\varphi} = -\sigma_x \sin(\varphi) + \sigma_y \cos(\varphi), \quad (2.30)$$

$$\sigma = \sqrt{|\sigma_{\theta}|^2 + |\sigma_{\varphi}|^2}. \quad (2.31)$$

На основе математической модели разработан алгоритм анализа проводного рассеивателя с помощью МоМ со СБФ и расчета его ЭПР:

Создание геометрической модели рассеивателя

1. Задание параметров рассеивающего провода: его радиус, координаты начальной и конечной точек.
2. Задание количеств сегментов, на которые будет разделен провод.
3. Определение координат начальной, конечной и центральной точек каждого сегмента вдоль провода.
4. Вычисление длины каждого сегмента Δl_i .

Вычисление вектора воздействующего напряжения

5. Задание параметров падающей плоской волны: частоты, амплитуд компонент $E_{\theta}^{\text{пад}}$ и $E_{\varphi}^{\text{пад}}$ и углов $\theta^{\text{пад}}$ и $\varphi^{\text{пад}}$, определяющих направление волны.

6. Вычисление волнового числа, а затем плоской волны $E^{\text{пад}}(i)$ в сферических координатах для каждого элемента вектора воздействующего напряжения, используя последовательно формулы (2.10), (2.8), (2.9), (2.11), а затем (2.4).

7. Заполнение вектора воздействующего напряжения \mathbf{v} , как в (2.2), с помощью полученных результатов пунктов 4 и 6.

Вычисление матрицы импеданса

8. Задание значения параметров среды μ и ϵ .

9. Вычисление вектора \vec{z} между двумя точками на каждом из двух сегментов и его проекции z на каждый из рассматриваемых сегментов по (2.14).

10. Вычисление расстояния r между двумя точками на каждом из двух сегментов по (2.16).

11. Вычисление ρ по (2.15), используя полученные результаты пунктов 9 и 10.

12. Вычисление значения α как половины длины каждого сегмента.

13. Вычисление скалярных функций ψ^{++} , ψ^{+-} , ψ^{-+} , ψ^{--} , ψ для каждого из двух сегментов, как в [7], используя полученные результаты из 9–12.

14. Вычисление скалярного произведения векторов $\vec{\Delta l}_n$ и $\vec{\Delta l}_m$ для каждого из двух n и m сегментов, используя (2.18).

15. Вычисление элементов матриц импеданса \mathbf{Z} по (2.17), используя результаты пунктов 13 и 14.

Расчет вектора тока

16. Определение элементов вектора тока \mathbf{i} через матричное умножение \mathbf{Z}^{-1} на \mathbf{v} (2.19).

Расчет рассеянного поля в дальней зоне

17. Задание компонентов сферических координат (азимутальных (ϕ) и зенитных (θ) углов и r), необходимых для определения точек в дальней зоне, в которых будет вычисляться напряженность поля.

18. Вычисление фазовой части γ_i , используя (2.22), а затем (2.21), и амплитудной части $A_{i(x,y,z)}$, используя (2.23).

19. Вычисление коэффициента $\frac{\mu\omega e^{-jkr}}{j4\pi r}$ в (2.20).

20. Вычисление компонентов рассеянного поля в декартовой системе координат, используя (2.24).

21. Преобразование компонентов рассеянного поля из декартовой в сферическую систему координат с помощью (2.25)–(2.27).

22. Вычисление η и бистатических компонентов ЭПР в декартовой системе координат, используя (2.28).

23. Преобразование бистатических компонентов ЭПР из декартовой в сферическую систему координат (2.29)–(2.31).

Сравнены результаты МоМ со СБФ с полученными в [155] при использовании МоМ с ТБФ и 32 сегментами. Рассмотрены два провода: $L=1,5\lambda$ и 2λ , где $L/2a=74,2$. Они моделировались с 32, 64 и 90 сегментами. Зависимости модуля ($|I|$) и фазы (φ_I) тока от координат вдоль проводов, полученные по МоМ со СБФ и в [155], представлены на рисунках 2.4, 2.5.

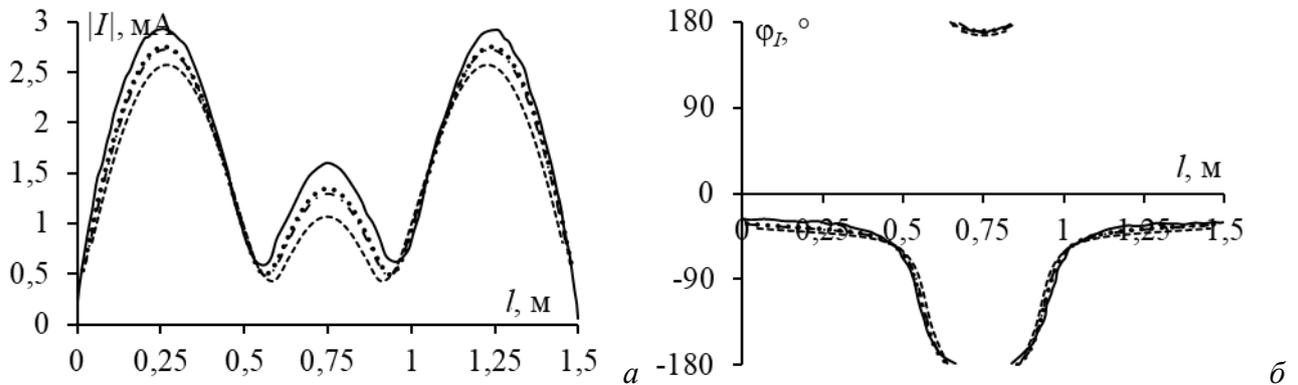


Рисунок 2.4 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от координат вдоль провода при $L=1,5\lambda$ и $\theta^{\text{пад}}=90^\circ$: [155] (—), МоМ с 32 (---), 64 (-.-) и 90 (···) СБФ

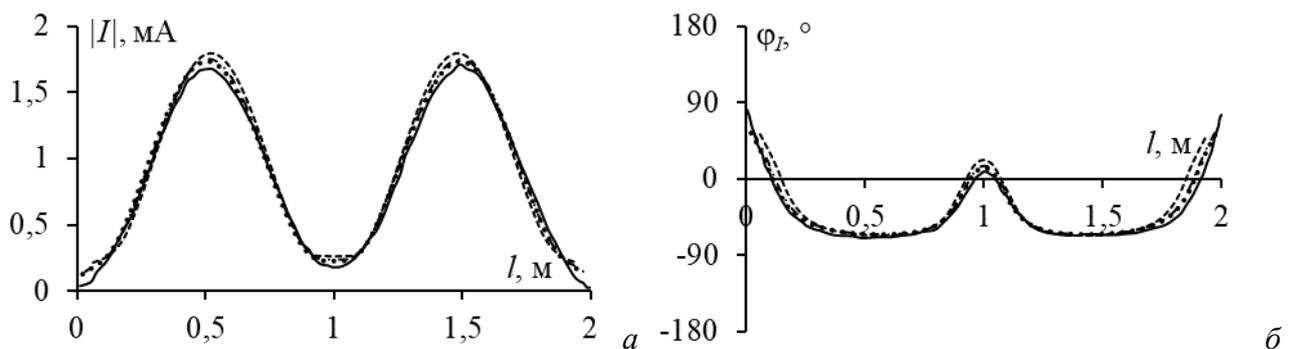


Рисунок 2.5 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от координат вдоль провода при $L=2\lambda$ и $\theta^{\text{пад}}=90^\circ$: [155] (—), МоМ с 32 (---), 64 (-.-) и 90 (···) СБФ

Анализируя результаты на рисунках 2.4, 2.5, можно заметить, что при использовании МоМ со СБФ максимальное отклонение $|I|$ от данных в [155] составляет около 6,9%. Максимальное отклонение φ_I в сегментах, соответствующих рассматриваемым $|I_{\text{макс}}|$, составляет около 3%.

На рисунках 2.6, 2.7 показаны расчетные ЭПР для двух проводов при $\theta^{\text{пад}}=45, 60, 90^\circ$, полученные по МоМ со СБФ, и из [155]. ЭПР находятся в хорошем согласии: с максимальным отклонением 9% (рисунок 2.6а). Направления главных лепестков поля рассеяния симметричны направлению падающей волны относительно плоскости, перпендикулярной плоскости, в которой находится провод.

Рассмотрен провод рассеивателя из [156] при $L/\lambda=0,75$ с $L/a=150$ и $L/\lambda=4,065$ с $L/a=2856$. ЭПР полученные аналитически в [156] и по МоМ с 64 СБФ, сравнены на рисунке 2.8. Видно, что результаты хорошо согласуются. В целом, ЭПР больше и её ширина луча меньше при большей длине провода относительно λ .

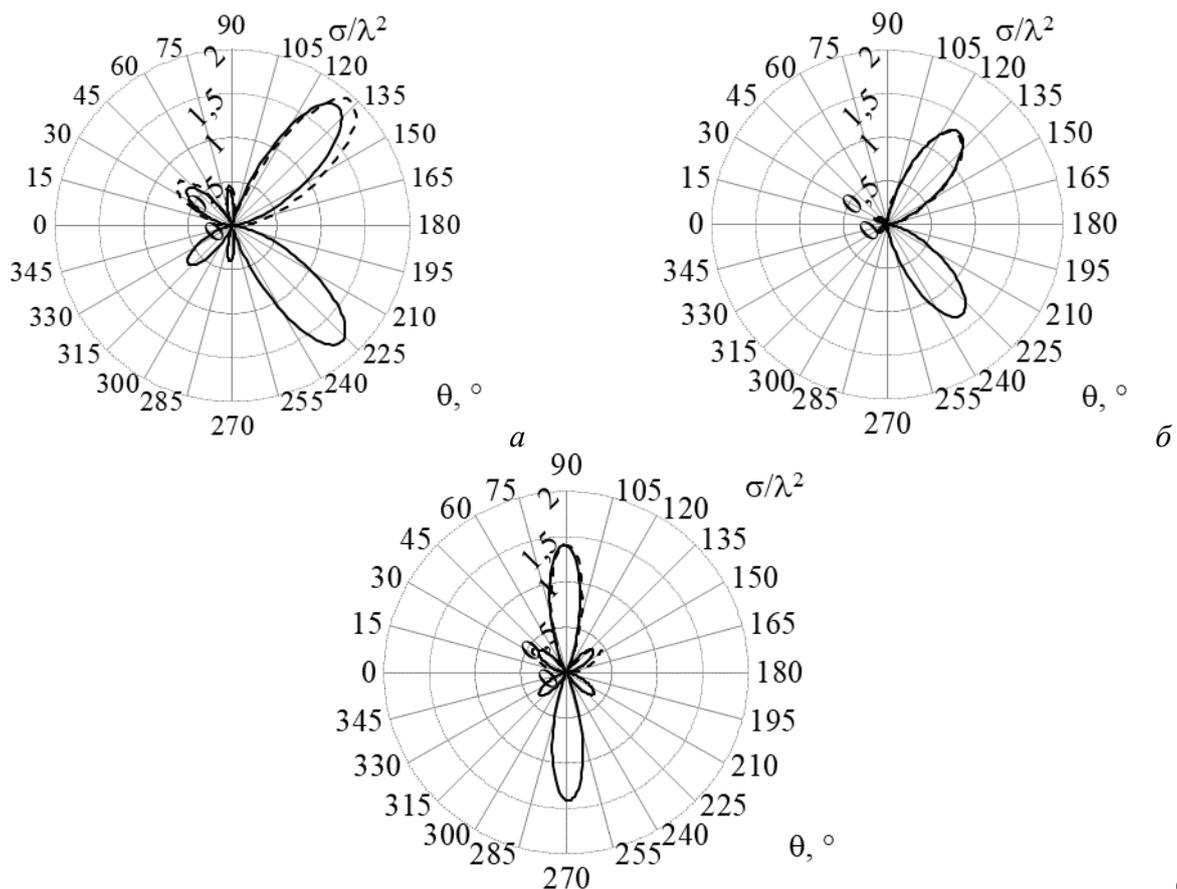


Рисунок 2.6 – ЭПР проводного рассеивателя при $L=1,5\lambda$ и $\theta^{\text{пад}}=45^\circ$ (а), 60° (б) и 90° (в), полученная в [155] (--) и МоМ с 60 СБФ (—)

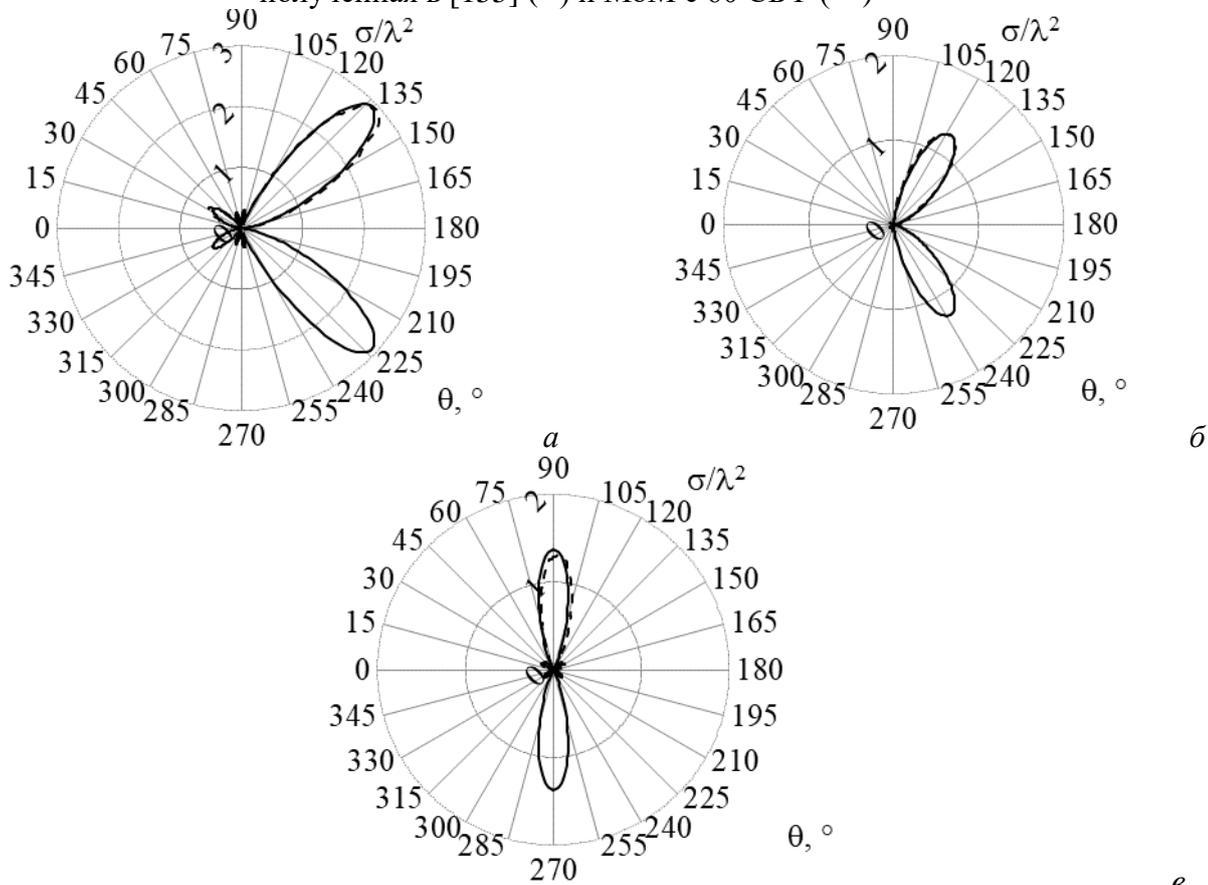


Рисунок 2.7 – ЭПР проводного рассеивателя при $L=2\lambda$ и $\theta^{\text{пад}}=45^\circ$ (а), 60° (б) и 90° (в), полученная в [155] (--) и МоМ с 60 СБФ (—)

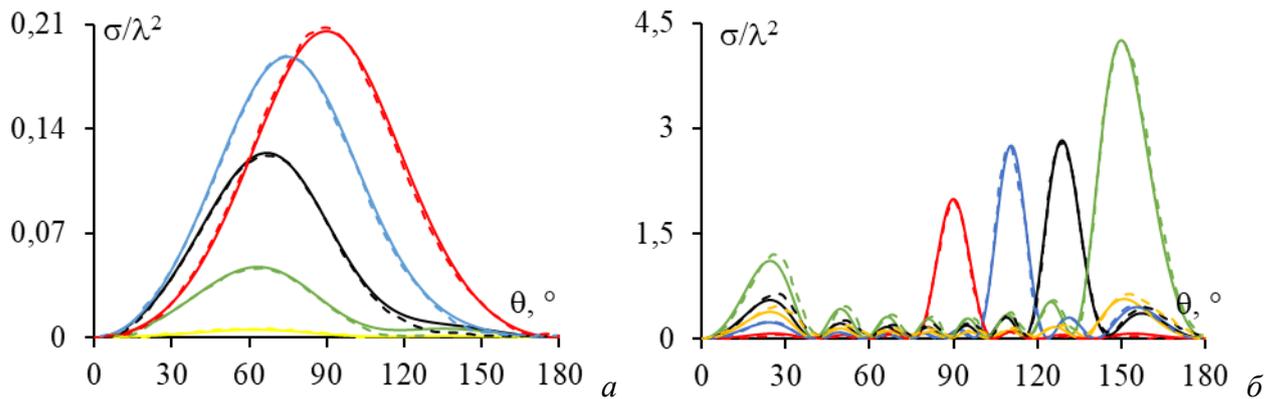


Рисунок 2.8 – ЭПР для проводов при $L/\lambda=0,75$ (а) и $L/\lambda=4,065$ (б), полученные при $\theta^{\text{пад}}=90^\circ$ (красный), 70° (синий), 50° (черный), 30° (зеленый), 10° (желтый), с использованием МоМ с 64 СБФ (—) и аналитически в [156] (---)

Рассмотрен рассеивающий провод из [157], где экспериментально получены зависимости МЭПР от отношения L/λ (при $a/\lambda=0,00627$). На рисунке 2.9 сравнены результаты, полученные в [157] и по МоМ со СБФ. В целом они хорошо согласуются, особенно когда $L < 4,5\lambda$ (максимальное отклонение составляет около 8%). Однако при длине провода больше $4,5\lambda$ отклонение возрастает до 20%.

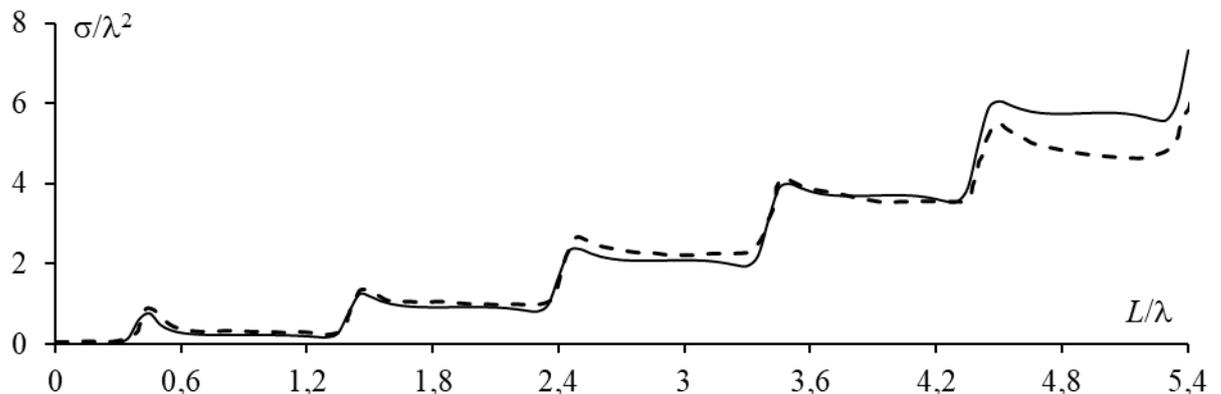


Рисунок 2.9 – Зависимости МЭПР проводного рассеивателя [157] от отношения L/λ : измеренная (---) и МоМ со СБФ (—)

2.1.2 Анализ крестообразных проводных рассеивателей

Пример структуры крестообразного провода с пересечением из четырех электрически связанных проводов показан на рисунке 2.10, где l_i – длина i -го провода ($i=1, \dots, 4$), a – радиус проводов, α – угол между проводами 2 и 4. Результаты анализа сравниваются с полученными численно по МоМ с ТБФ [158], аналитически [159, 160], численно с помощью CST и экспериментально [161]. Структуры возбуждаются на $f=300$ МГц с помощью падающей плоской волны с амплитудой 1 В/м, $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$. Параметры 6 рассеивателей (S_1 – S_6) приведены в таблице 2.1, а число сегментов для каждого провода – в таблице 2.2.

Поверхностный ток должен удовлетворять условию, что в точке пересечения проводов не накапливается заряд, а значит, общий ток, входящий в

пересечение, должен быть равен общему току, выходящему из него (закон Кирхгофа): $I_1 - I_2 + I_3 - I_4 = 0$, где I_i – ток i -го провода в сегменте у пересечения.

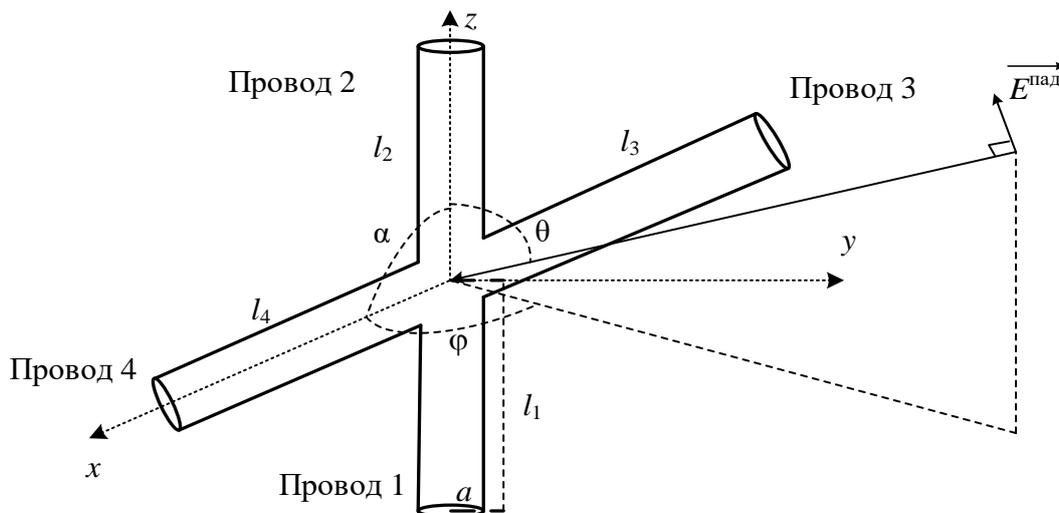


Рисунок 2.10 – Структура крестообразных проводов

Таблица 2.1 – Геометрические параметры рассматриваемых рассеивателей

Структура	l_1 , м	l_2 , м	l_3 , м	l_4 , м	a , мм	α , °
S ₁ [158, 159]	0,22	0,11	0,11	0,11	2,22	30, 60, 90
S ₂ [158]	0,165	0,165	0,11	0,11	2,22	90
S ₃	0,11	0,11	0,11	0,11	2,22	90
S ₄	0,22	0	0,11	0,11	2,22	90
S ₅ [161]	0,021	0,021	0,021	0,021	0,495	90
S ₆ [160]	0,0065	0,0065	0,0065	0,0065	0,189	90

Таблица 2.2 – Используемое число сегментов для каждого провода в МоМ

Источник	Провода	S ₁ [158, 159]	S ₂ [158]	S ₃	S ₄	S ₅ [161]	S ₆ [160]
Литература	l_1	28	21	—*	—	—	—
	l_2	14	21	—	—	—	—
	l_3	14	14	—	—	—	—
	l_4	12	12	—	—	—	—
МоМ со СБФ	l_1	80	60	40	80	30	30
	l_2	40	60	40	—	30	30
	l_3	40	40	40	40	30	30
	l_4	40	40	40	40	30	30
Сумма сегментов		200	200	160	160	120	120

*— означает, что данные отсутствуют

Рассмотрены распределения тока вдоль S₁ и S₂. Они моделировались в [158] по МоМ с ТБФ. Реальная (I_p) и мнимая (I_m) компоненты тока вдоль проводов (l), рассчитанные по МоМ со СБФ, сравнены с данными из [158]. На рисунках 2.11, 2.12 они сравнены для S₁ и S₂ соответственно. Из рисунка 2.11 видно, что распределение тока для S₁ не является непрерывным при прохождении через пересечение, в то время как для S₂ (где пересечение расположено в середине вертикальных и горизонтальных проводов) ток не течет по горизонтальным проводам и непрерывно течет через пересечение по вертикальным (рисунок 2.12). В целом, результаты S₁ и S₂ по МоМ со СБФ и ТБФ хорошо согласуются.

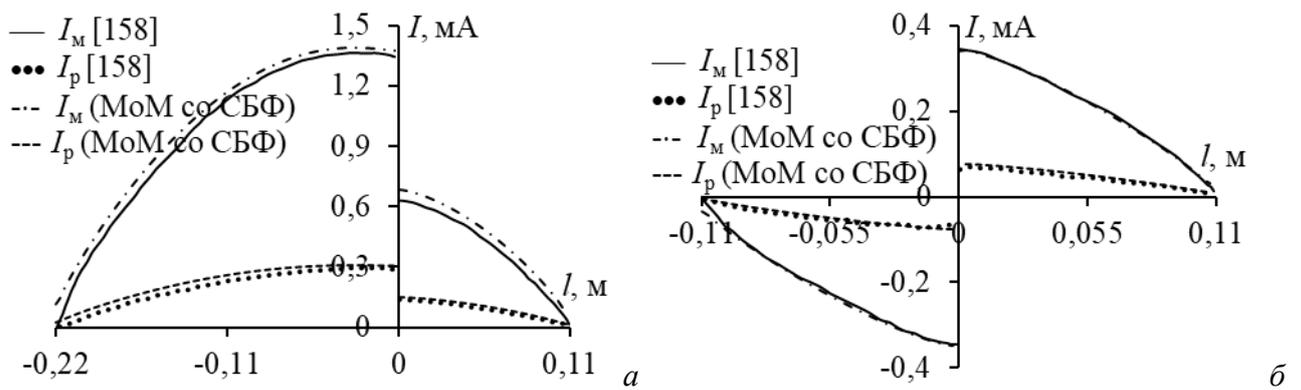


Рисунок 2.11 – Зависимости I от l для вертикальных (а) и горизонтальных проводов (б) S_1

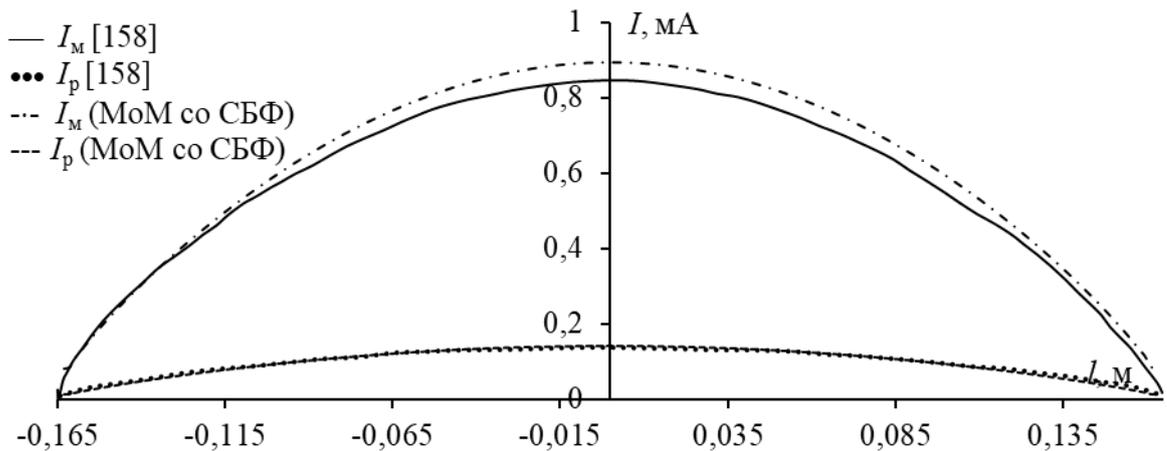


Рисунок 2.12 – Зависимости I от l для вертикальных проводов S_2 .

Рассмотрено распределение тока по S_1 при $\alpha=30, 60$ и 90° . Компоненты тока по МоМ со СБФ на пересечении для каждого случая сведены в таблице 2.3. Видно, что суммарный ток, входящий в пересечение ($T_{вх}$), равен суммарному току, выходящему из него ($T_{вых}$). Это соответствует закону Кирхгофа. Кроме того, с уменьшением α увеличивается воздействие падающей волны на горизонтальные провода, что приводит к увеличению тока в них.

Таблица 2.3 – МоМ со СБФ: компоненты тока (мА) в перекрестье S_1

$\alpha, ^\circ$	Провод 1		Провод 3		$T_{вх}$		Провод 2		Провод 4		$T_{вых}$	
	$I_{реал}$	$I_{мним}$										
30	0,29	1,27	-0,02	-0,01	0,27	1,26	0,14	0,64	0,13	0,58	0,27	1,22
60	0,29	1,33	-0,03	-0,17	0,26	1,16	0,15	0,66	0,12	0,50	0,27	1,16
90	0,30	1,38	-0,08	-0,34	0,22	1,04	0,15	0,68	0,08	0,34	0,23	1,02

Рассчитанные по МоМ со СБФ компоненты тока вдоль проводов сравнены с аналитическими из [159] для вертикальных (рисунок 2.13) и горизонтальных (рисунок 2.14) проводов S_1 . Эти рисунки демонстрируют хорошее согласие сравниваемых результатов.

На рисунках 2.15–2.17 показаны ЭПР по МоМ со СБФ и CST для S_2, S_3, S_4 . Сравнение показывает хорошее совпадение. Можно заметить, что сравниваемые ЭПР отличаются только в рассеянии на обратной стороне. Значения ЭПР для передней стороны, обращенной к падающей волне, отличаются максимум на 1,55%, а для задней – 11%.

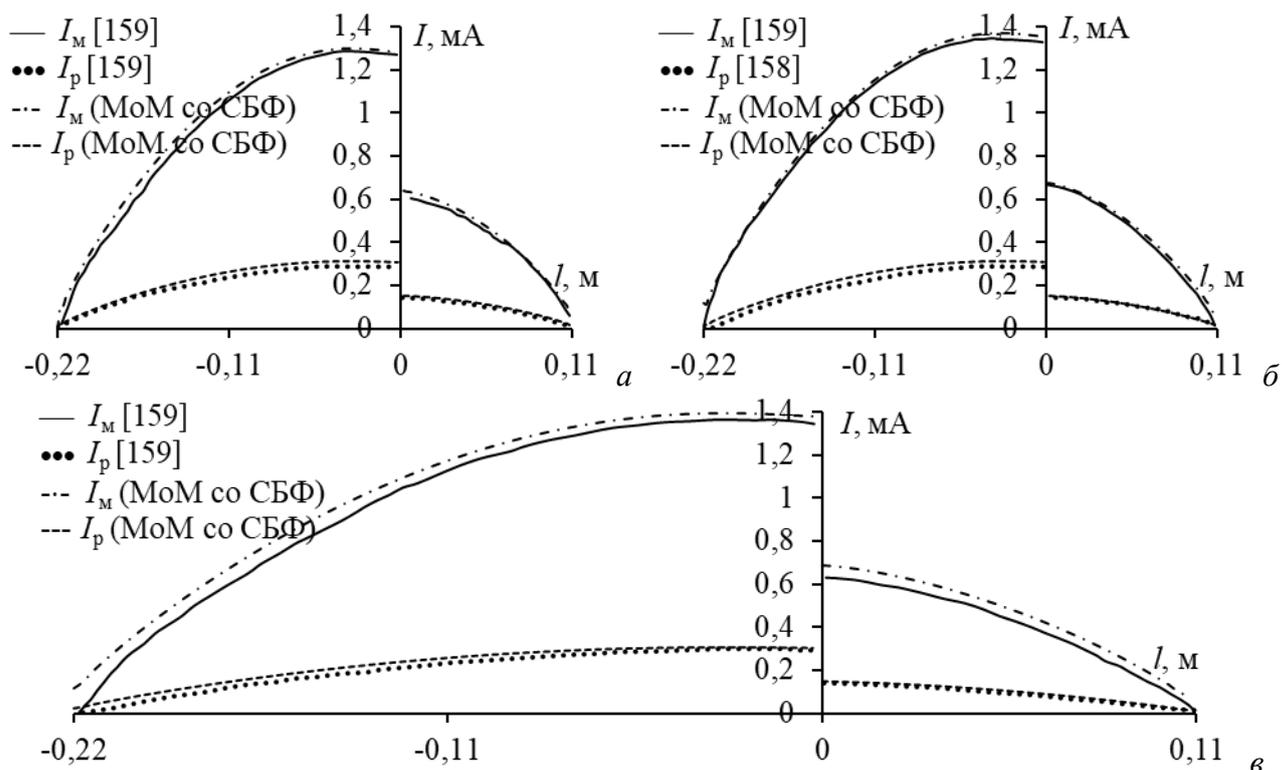


Рисунок 2.13 – Зависимости I от l для вертикальных проводов S_1 при $\alpha=30^\circ$ (*a*), 60° (*б*), 90° (*в*)

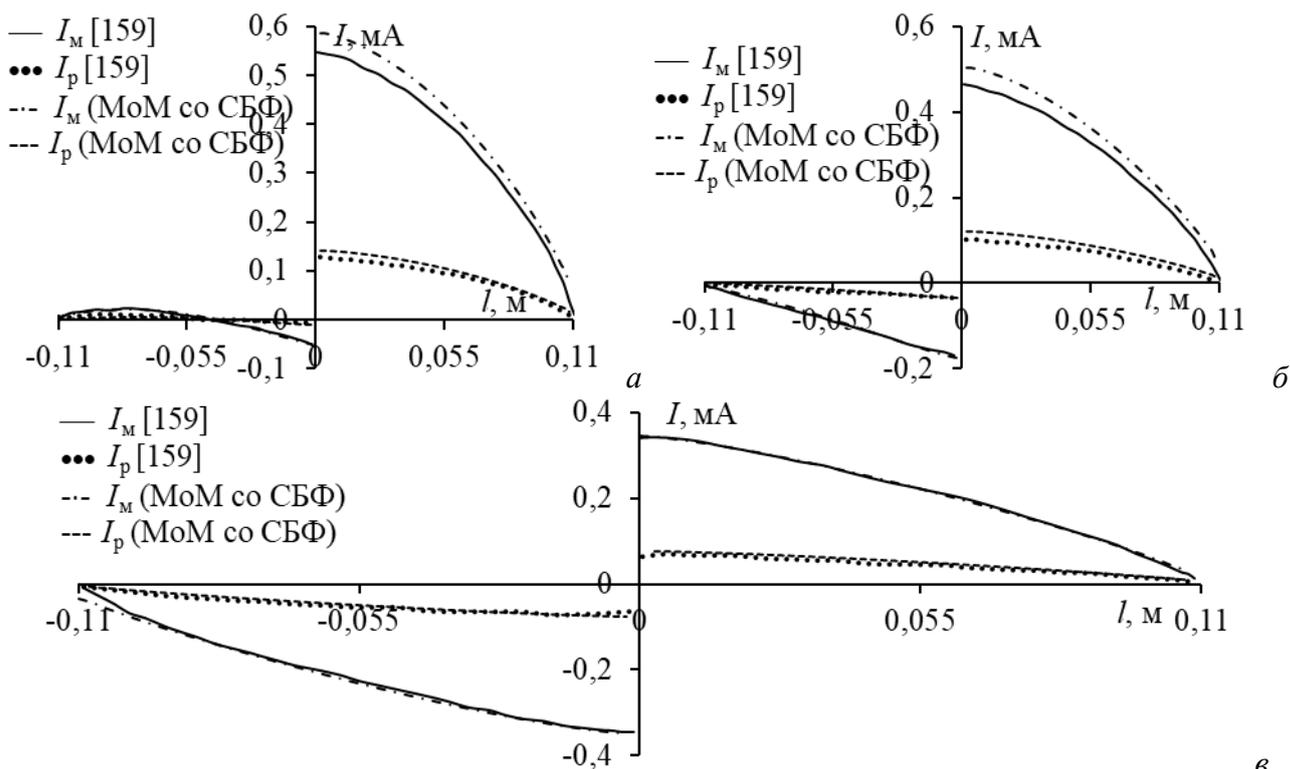


Рисунок 2.14 – Зависимости I от l для горизонтальных проводов S_1 при $\alpha=30^\circ$ (*a*), 60° (*б*), 90° (*в*)

Сравнение вычислительных затрат для расчета ЭПР по МоМ со СБФ и CST приведено в таблице 2.4. Видно, что МоМ со СБФ значительно снижает вычислительные затраты для получения тех же результатов с приемлемой точностью. Для рассматриваемых структур это выигрыш может достигать 82 раз по времени и 196 раз по памяти.

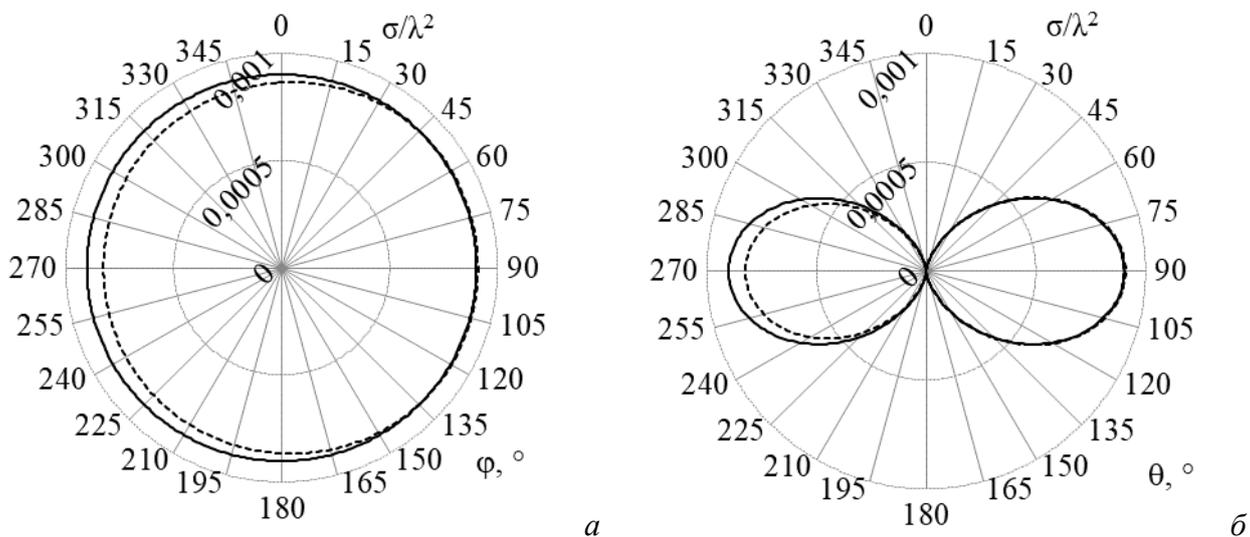


Рисунок 2.15 – ЭПР для S_2 в плоскостях $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=90^\circ$ (б): МоМ со СБФ (—); CST(---)

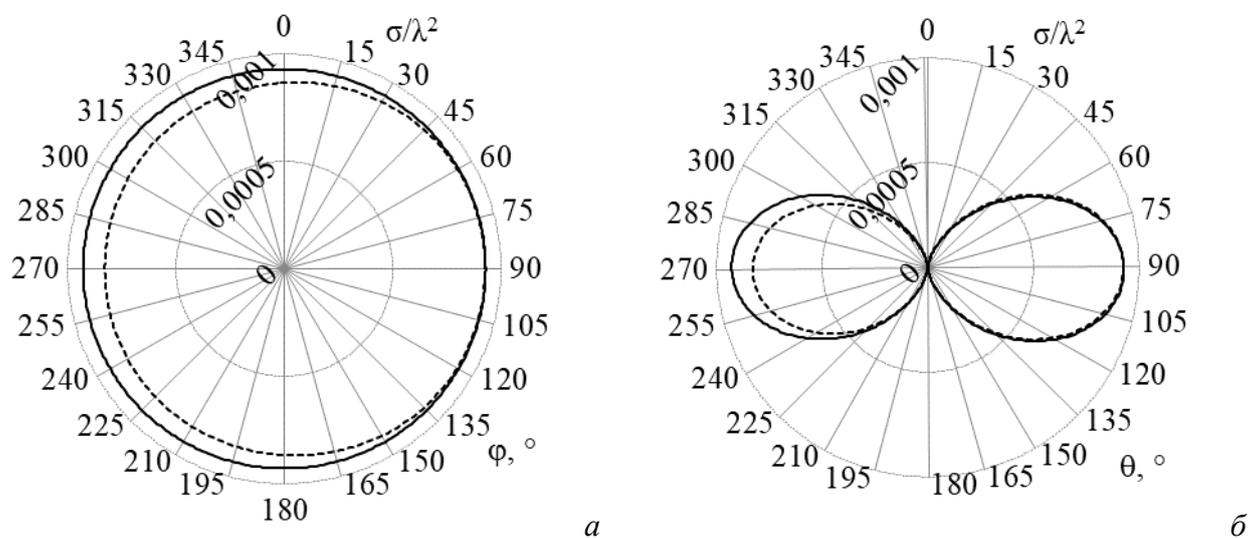


Рисунок 2.16 – ЭПР для S_3 в плоскостях $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=90^\circ$ (б): МоМ со СБФ (—); CST(---)

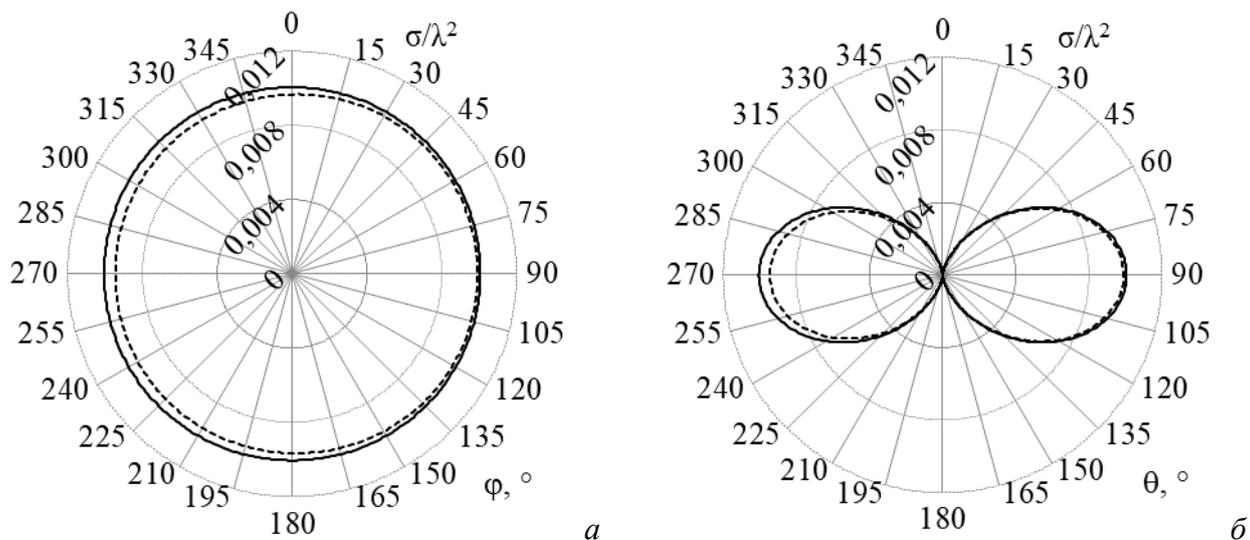
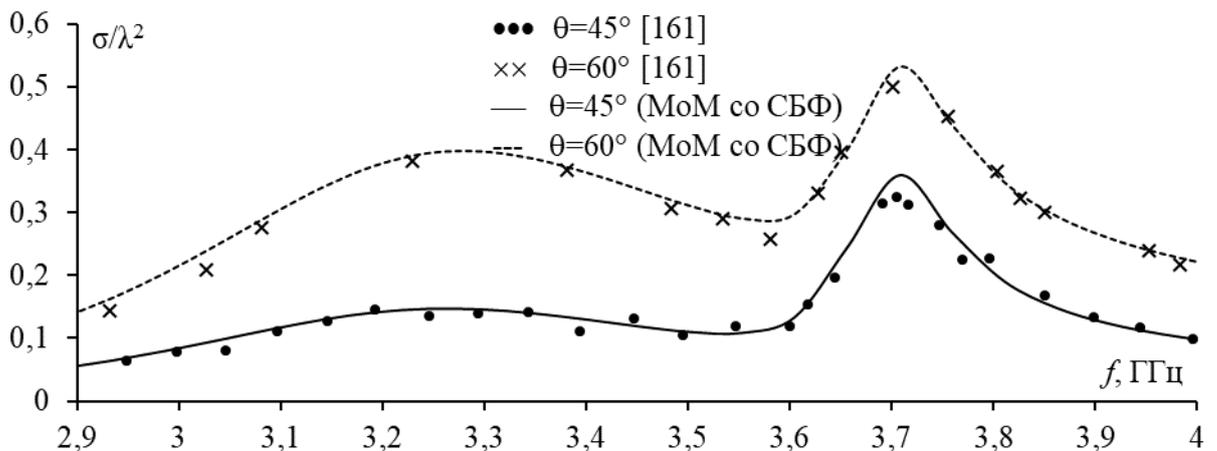


Рисунок 2.17 – ЭПР для S_4 в плоскостях $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=90^\circ$ (б): МоМ со СБФ (—); CST(---)

Таблица 2.4 – Необходимые вычислительные затраты и их соотношение

Структура	МоМ со СБФ			CST			Отношение, раз	
	№ сегмента	Время (с)	Память (МБ)	Элементы сетки	Время (с)	Память (МБ)	Время	Память
S ₂	200	2,84	4	74699	155	666	55	167
S ₃	160	2,69	3	64013	134	587	50	196
S ₄	160	1,82	4	64328	149	620	82	155

Расчитанные частотные зависимости МЭПР для S₅ сравнены с измеренными из [161] при $\theta^{\text{пад}}=45, 60^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ для $\theta^{\text{рас}}=135, 120^\circ$ и $\varphi^{\text{рас}}=90^\circ$ (рисунок 2.18). Видна согласованность результатов.

Рисунок 2.18 – Частотные зависимости МЭПР для S₅

2.1.3 Анализ рассеяния от прямоугольной проводной сетки

методом моментов со ступенчатыми базисными функциями и его верификация

Исходная плоская прямоугольная пластина изображена на рисунке 2.19а. Она расположена в плоскости xOy, ось z – ортогональна к поверхности пластины. Начало системы координат совпадает с её центром. На рисунке 2.19б показан рассеиватель, аппроксимирующий её с помощью ПС. Пластина имеет длины сторон L и W, а Δ – длина стороны у всех ячеек ПС. Каждый из 4 проводов, образующих ячейки ПС, представлен одним сегментом. Это не только упрощает процесс сегментации структуры, но и согласуется с условиями и ограничениями из [144] (особенно с тем, что ни одна базисная функция не должна проходить через область пересечения).

При моделировании таких структур с помощью ПС важен размер ячейки. Длина стороны ячейки ПС определяется через λ как

$$\frac{\lambda}{6} \geq \Delta \geq \frac{\lambda}{20}. \quad (2.32)$$

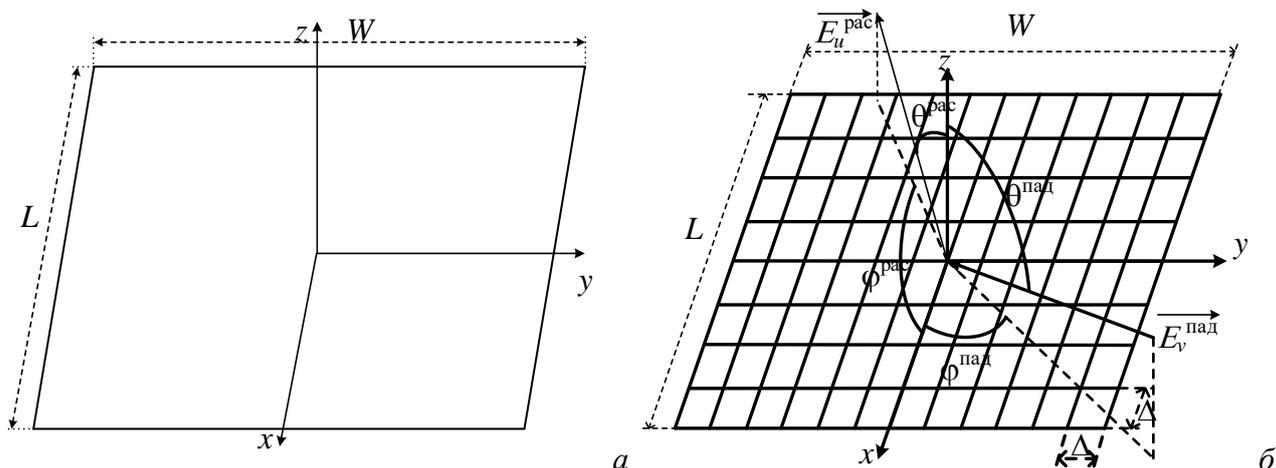


Рисунок 2.19 – Прямоугольная рассеивающая пластина (а) и ее эквивалентная ПС-структура (б)

Кроме того, выбор радиуса провода a также влияет на результаты моделирования ПС [162]. Здесь применяем известное правило для определения радиуса провода: EAR. Согласно ему, площадь поверхности цилиндрического провода, являющегося ребром ПС с квадратными ячейками, должна быть равна площади ячейки, как показано на рисунке 2.20.

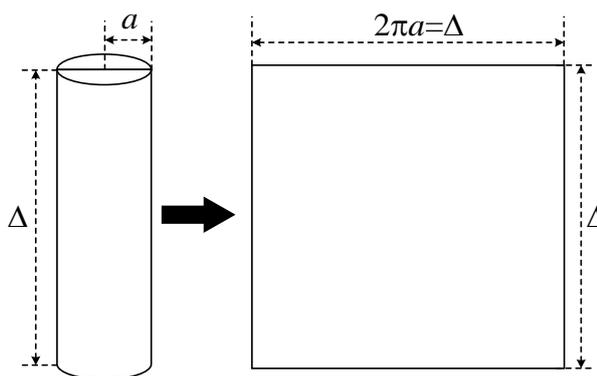


Рисунок 2.20 – Пояснение EAR

Исходя из этого, радиус провода может быть определен как

$$a = \frac{\Delta}{2\pi}. \quad (2.33)$$

ЭПР может быть рассчитана как

$$\sigma_{uv} = 4\pi R^2 \frac{|E_u^{\text{рас}}|^2}{|E_v^{\text{пад}}|^2}, \quad (2.34)$$

где R – расстояние от начала системы координат до точки, в которой рассчитывается напряженность электрического поля, $E_v^{\text{пад}}$ – падающая плоская волна с v -поляризацией, а $E_u^{\text{рас}}$ – значение u -компоненты рассеянного дальнего поля. Когда падающая плоская волна имеет поляризацию $v=\{\theta; \phi\}$, а рассеянное поле имеет компоненту $u=\{\theta; \phi\}$, ЭПР может быть определена, как представлено в таблице 2.5.

Далее верифицированы результаты анализа прямоугольной ПС по МоМ с СБФ путем сравнения ее результатов с полученными с помощью МоМ с другими схемами и базисными

функциями (PEPM – basic pulse expansion point-matching function [13], RTLTL – roof-top function expansion-line testing [13], ТБФ [163], кусочно-синусоидальная (КС) [164]), а также экспериментально [164]. Параметры рассматриваемых рассеивающих пластин представлены в таблице 2.6. Кроме того, в таблице приведены типы схем и базисных функций, которые использовались для анализа тех же структур в других работах.

Таблица 2.5 – Индексные обозначения полученных ЭПР

		ν	
		φ	θ
u	φ	$\sigma_{\varphi\varphi}$	$\sigma_{\varphi\theta}$
	θ	$\sigma_{\theta\varphi}$	$\sigma_{\theta\theta}$

Таблица 2.6 – Параметры анализа структур

Структура	L , м	W , м	a , м	Δ , м	Число ячеек	Тип базисных функций
S_1 [13]	1	1	0,01	0,067	15×15	PEPM/RTLTL
S_2 [13]	0,5	0,5	0,01	0,0625	8×8	PEPM
S_3 [13]	1,5	1,5	0,01	0,068	22×22	PEPM
S_4 [13]	2	2	0,01	0,067	30×30	PEPM
S_5 [163]	1,1	1,1	0,01	0,069	16×16	ТБФ
S_6 [163]	2,1	2,1	0,01	0,069	32×32	ТБФ
S_7 [164]	2	3	0,016	0,1	20×30	КС
S_7 [164]	2	3	0,016	0,1	–	Эксперимент

Для всех рассеивателей используемая линейно поляризованная падающая плоская волна имеет частоту $f=300$ МГц. Сравниваются ЭПР для S_1 , полученные по МоМ со СБФ с RTLTL и PEPM в [13] (рисунки 2.21 и 2.22). Из рисунка 2.21 видно, что хорошо совпадают максимальные уровни главного лепестка $\sigma_{\varphi\theta}$, а для бокового по МоМ с RTLTL он самый высокий ($0,25 \text{ м}^2$), ниже его значение со СБФ ($0,21 \text{ м}^2$), а затем с PEPM ($0,17 \text{ м}^2$). Из рисунка 2.22 видно, что для S_1 максимальные уровни главного лепестка для $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\varphi=0^\circ$ и для $\sigma_{\theta\theta}$ в плоскости $\varphi=90^\circ$ наиболее высоки при использовании МоМ со СБФ ($11,9 \text{ м}^2$), ниже его значение с RTLTL ($11,3 \text{ м}^2$), а затем с PEPM ($10,6 \text{ м}^2$). Такое различие можно объяснить использованием разных БФ и моделей пластин (ПС и сплошные пластины). В целом полученные результаты хорошо согласуются. При этом примечательно, что результаты для СБФ находятся между двумя другими, подтверждая свою корректность.

Далее сравниваются ЭПР для S_1 – S_4 , полученные по МоМ со СБФ и с PEPM в [13] (рисунки 2.23–2.25). В плоскости $\theta=90^\circ$ для S_3 и S_4 разница $\sigma_{\varphi\theta}$ больше, чем для других структур, но максимумы и ширины основных лепестков все еще хорошо совпадают (рисунок 2.23). Для $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\varphi=0^\circ$ (рисунок 2.24) и для $\sigma_{\theta\theta}$ в плоскости $\varphi=90^\circ$ (рисунок 2.25) совпадение хорошее для всех структур. Кроме того, видно, что с ростом

размера пластины ширина главного лепестка уменьшается, а амплитуда рассеянного поля увеличивается, что согласуется с теорией рассеяния.

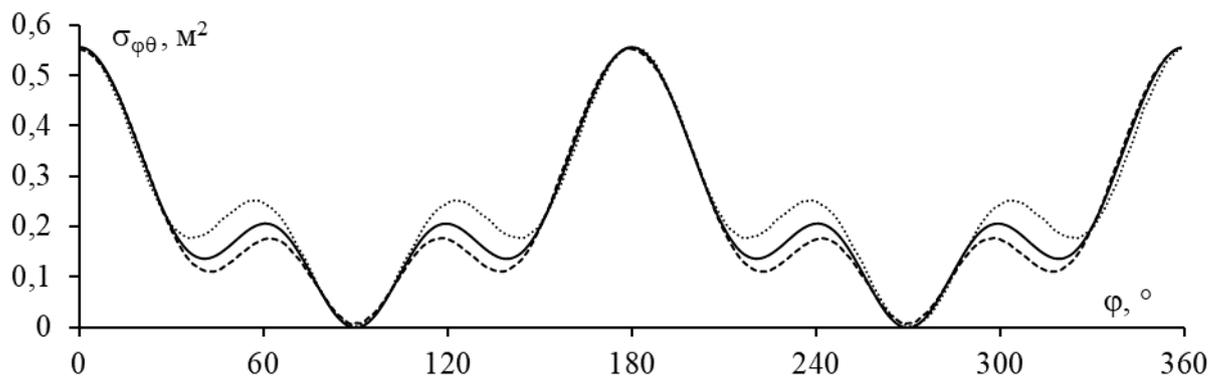


Рисунок 2.21 – Рассчитанный $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\theta=90^\circ$ для S_1 с использованием МоМ со СБФ (—), PERM (--) и RTLTL (…)

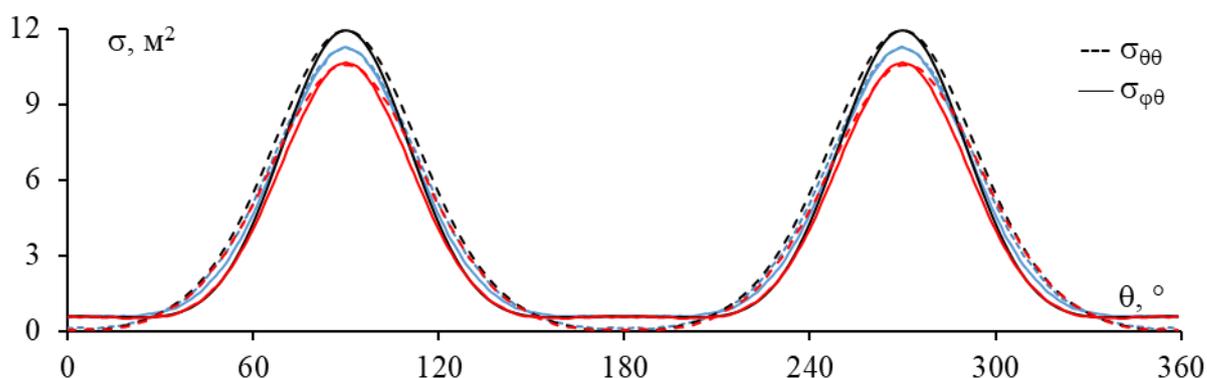


Рисунок 2.22 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\varphi=0^\circ$ (—) и $\sigma_{\theta\theta}$ в плоскости $\varphi=90^\circ$ (---) для S_1 с использованием МоМ со СБФ (черные), PERM (красные) и RTLTL (синие)

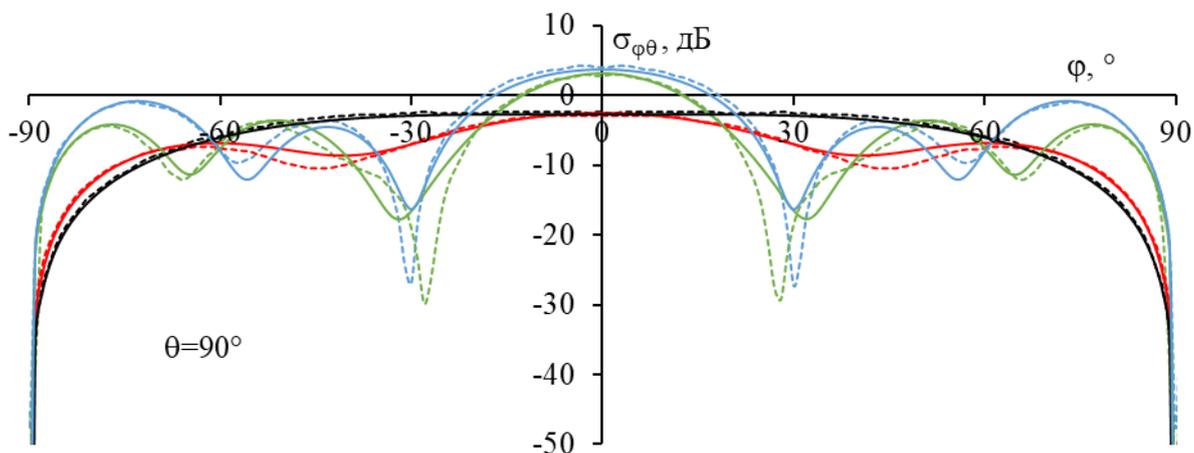


Рисунок 2.23 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ для S_1 (красный), S_2 (черный), S_3 (синий), S_4 (зеленый) в плоскости $\theta=90^\circ$ по МоМ со СБФ (—) и PERM (---)

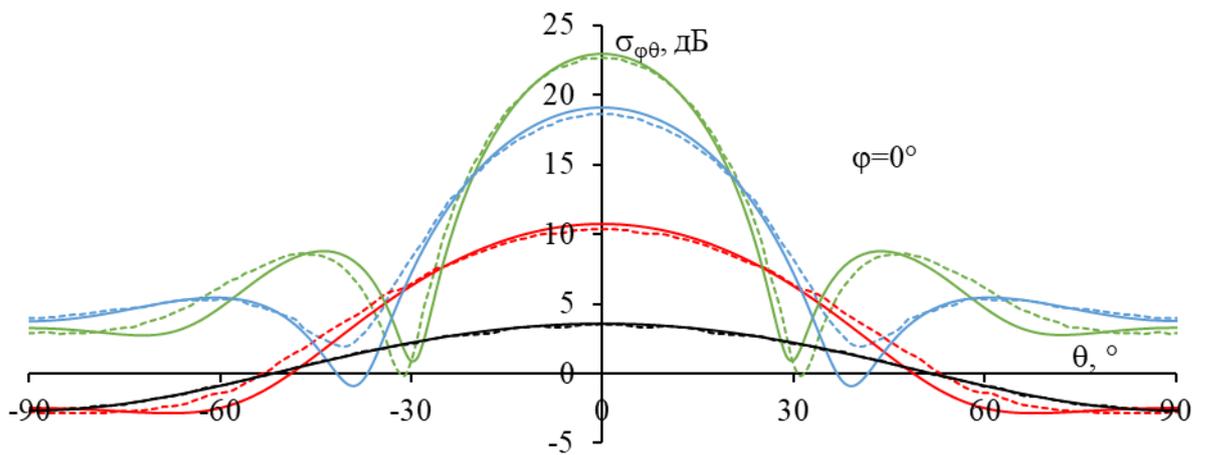


Рисунок 2.24 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ для S_1 (красный), S_2 (черный), S_3 (синий), S_4 (зеленый) в плоскости $\theta=0^\circ$ по МоМ со СБФ (—) и РЕРМ (--)

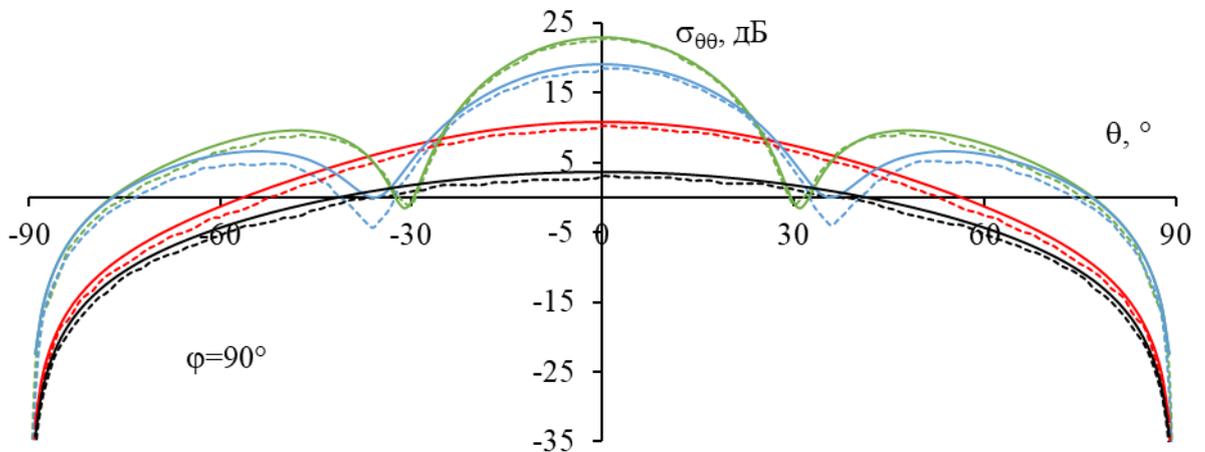


Рисунок 2.25 – Рассчитанные $\sigma_{\theta\theta}$ для S_1 (красный), S_2 (черный), S_3 (синий), S_4 (зеленый) в плоскости $\theta=90^\circ$ по МоМ со СБФ (—) и РЕРМ (--)

Максимумы отклонений ЭПР, полученных по МоМ со СБФ и в [13], сведены в таблице 2.7. Максимальное отклонение для $\sigma_{\varphi\theta}$ 12 дБ, $\sigma_{\varphi\theta}$ – 2,8 дБ, а $\sigma_{\theta\theta}$ – 3,8 дБ.

Таблица 2.7 – Максимальные отклонения ЭПР для S_1 – S_4

Структура	Отклонение, дБ			
	S_1	S_2	S_3	S_4
$\sigma_{\varphi\theta}$ ($\theta=90^\circ$)	2	0,3	11	12
$\sigma_{\varphi\theta}$ ($\varphi=0^\circ$)	0,6	0,1	2,8	1
$\sigma_{\theta\theta}$ ($\varphi=90^\circ$)	1	0,3	3,8	2

Далее ЭПР по МоМ со СБФ сравниваются с полученными по МоМ с ТБФ в [163]: на рисунке 2.26 для S_5 и на рисунке 2.27 для S_6 . Из рисунка 2.26 видно, что максимум главного лепестка, полученный по МоМ со СБФ, больше, чем с ТБФ, примерно на 0,82 дБ, а из рисунка 2.27 – примерно на 0,6 дБ.

Далее для вычисления МЭПР S_5 используется θ -поляризованная плоская волна с $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=0-90^\circ$, следовательно, поле рассеяния имеет направления $\varphi_s=90^\circ$ и $\theta_s=0-90^\circ$, соответственно. МЭПР для S_5 сравнены на рисунке 2.28.

Для определения БЭПР для S_6 также используется θ -поляризованная плоская волна с $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=0-90^\circ$, а поле рассеяния имеет направление $\varphi_s=90^\circ$ и $\theta_s=90^\circ$. БЭПР для S_6 сравнены на рисунке 2.29. В целом, сравниваемые результаты хорошо согласуются.

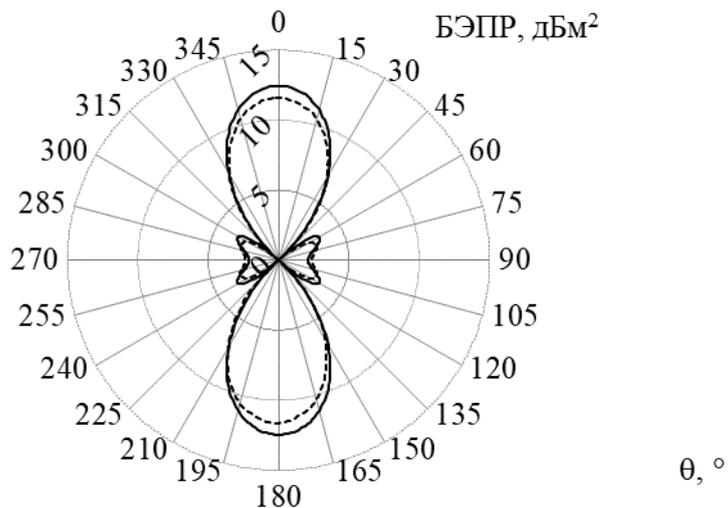


Рисунок 2.26 – ЭПР для S_5 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

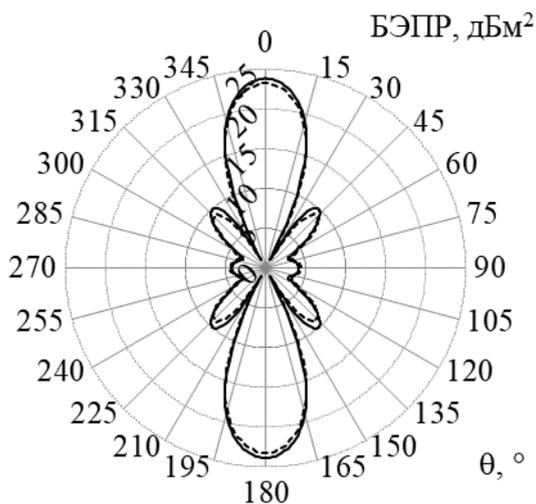


Рисунок 2.27 – ЭПР для S_6 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

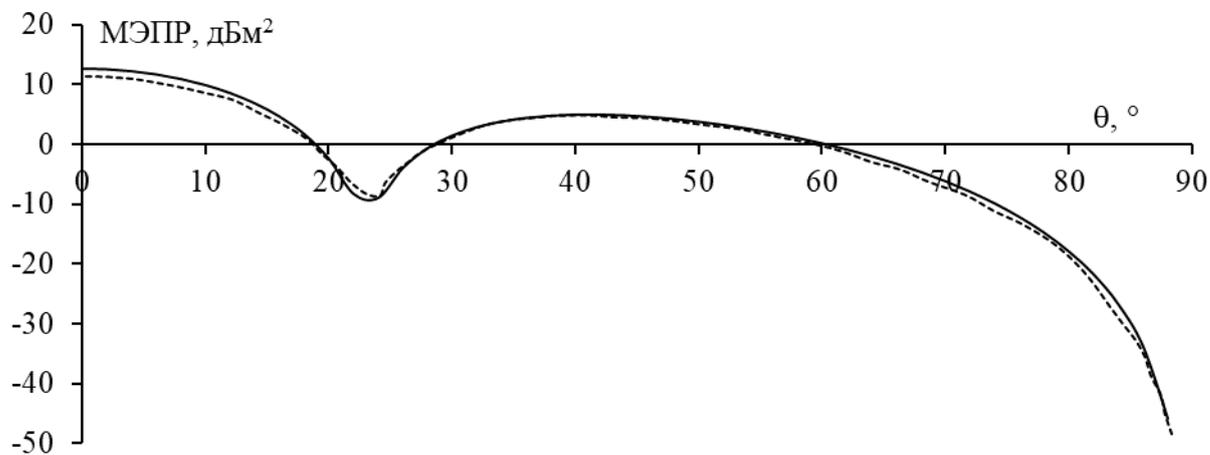


Рисунок 2.28 – Моностатическая ЭПР для S_5 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

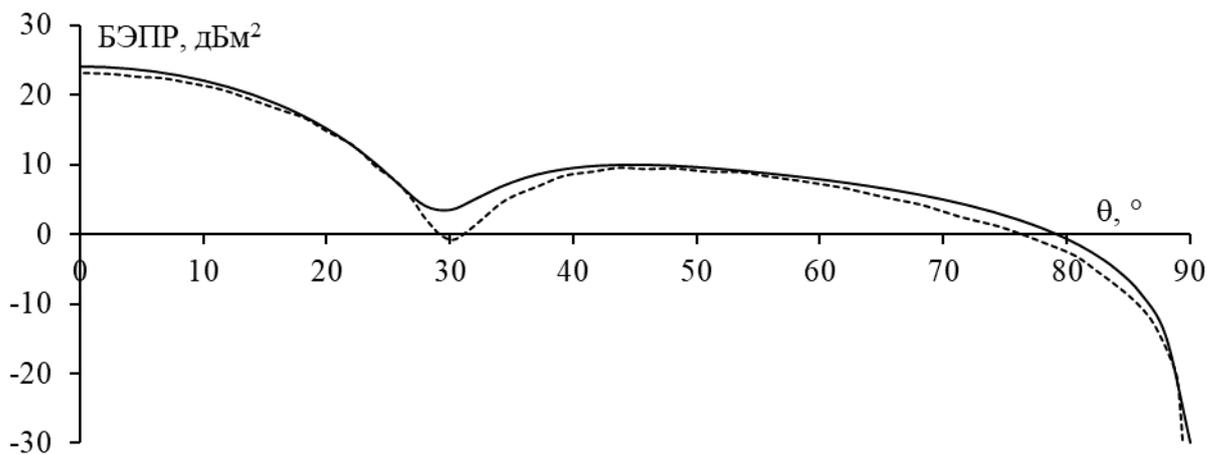


Рисунок 2.29 – Бистатическая ЭПР для S_6 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

ЭПР S_7 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравниваются с полученными по МоМ с КС и экспериментально в [164]. Они получены для плоской волны в плоскостях $\varphi=0^\circ$ (рисунок 2.30) и $\varphi=90^\circ$ (рисунок 2.31). Как видно, результаты по МоМ со СБФ и измеренные совпадают. Более того, на рисунке 2.30 результаты по МоМ со СБФ даже ближе к измеренным, чем рассчитанные по МоМ с КС. Все это доказывает точность использования МоМ со СБФ для анализа рассеивающих пластин.

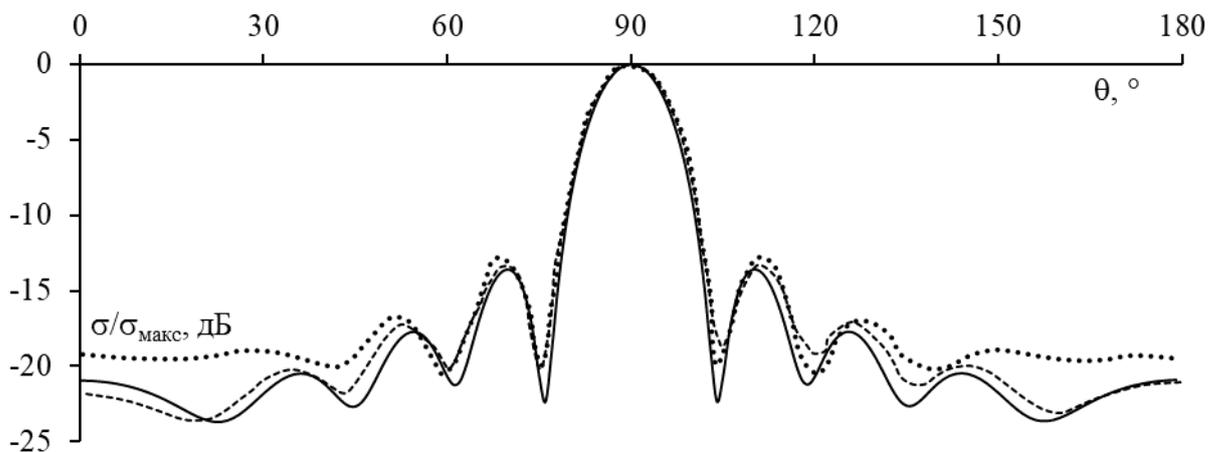


Рисунок 2.30 – Измеренные (---) и рассчитанные $\sigma_{\theta\theta}$ для S_7 в плоскости $\varphi=0^\circ$ с использованием МоМ со СБФ (—) и КС (···)

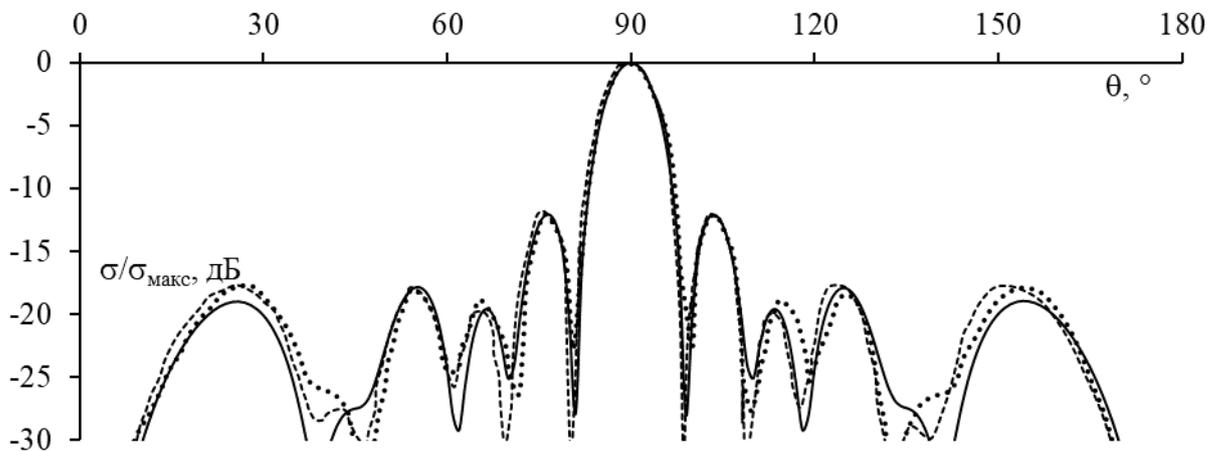


Рисунок 2.31 – Измеренные (---) и рассчитанные $\sigma_{\theta\theta}$ для S_7 в плоскости $\varphi=90^\circ$ с использованием МоМ со СБФ (—) и КС (···)

Далее результаты МоМ со СБФ сравниваются с результатами, полученными экспериментально и численно для модели ПС с квадратной пластиной с использованием согласования в конечном числе точек (СКЧТ) [165], метода конечных разностей во временной области (FDTD – finite-difference time-domain method) [166], численно с использованием CST [167], физической оптики (PO – physical optics) и МоМ в FEKO [168].

Таблица 2.8 – Параметры анализа рассмотренных структур

Структура	$L=W$, м	a , мм	Δ , мм	Число ячеек	f , ГГц	$\theta_{\text{пад}}$, °	$\varphi_{\text{пад}}$, °	ν	Метод	Характеристики
S_1 [165]	0,3–1,1	3–11	37,5–137,5	8×8	0,3	0	0	θ	СКЧТ / измерение	МЭПР
S_2 [166]	0,1	0,5	3,3	30×30	6	0	0	θ	FDTD / PO	БЭПР
S_3 [167]	0,01	0,04	0,25	40×40	100	–40–+40	90	θ	CST / измерение	МЭПР
S_4 [167]	0,015	0,04	0,25	60×60	100	–40–+40	90	θ	CST / измерение	МЭПР
S_5 [167]	0,02	0,04	0,25	80×80	100	–40–+40	90	θ	CST / измерение	МЭПР
S_6 [168]	0,3	0,6	3,75	80×80	10	–60–+60	90	θ, φ	PO / МоМ / измерение	МЭПР

МЭПР для S_1 по МоМ со СБФ сравниваются с экспериментальными и численными по СКЧТ, полученными в [165] (рисунок 2.32). Видно, что чем больше размер пластины, тем больше рассеянное поле. Кроме того, рисунок 2.32 показывает, что результаты МоМ со СБФ хорошо согласуются с результатами СКЧТ с L/λ в диапазоне 0,3–1,1. Однако они несколько отклоняются от измеренных, особенно при L/λ в диапазоне 0,6–1. В целом, МоМ дал МЭПР максимально отличающиеся примерно на 5% от полученных СКЧТ и примерно на 9% от измеренных.

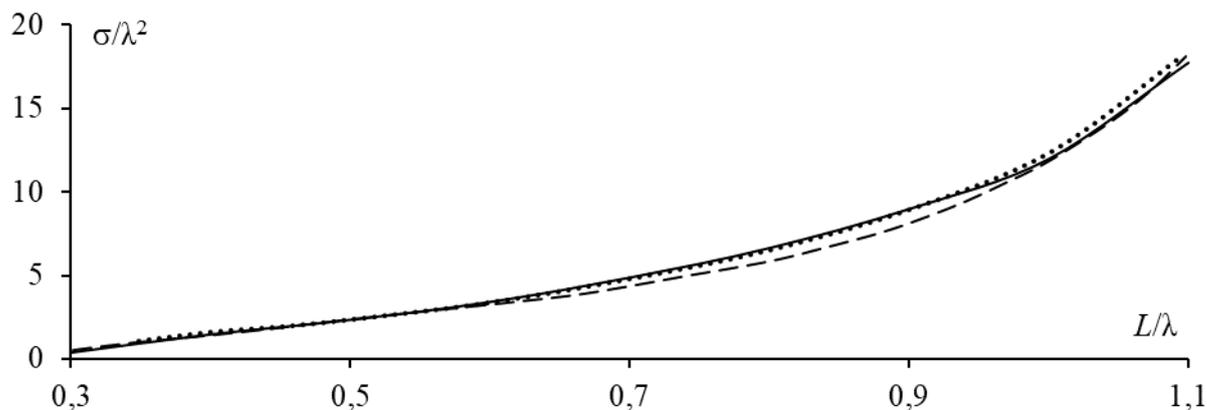


Рисунок 2.32 – МЭПР для S_1 , полученные по МоМ со СБФ (—), СКЧТ (.....) и измеренные (---)

Сравнены $\sigma_{\theta\theta}$ для S_2 , полученные по МоМ со СБФ, по FDTD и PO из [166] (рисунок 2.33). Видно, что ширина главного лепестка поля рассеяния, полученная по МоМ со СБФ, равна рассчитанному по FDTD, а максимальный уровень бокового лепестка по МоМ со

СБФ больше примерно на 2,5 дБ, чем по FDTD. У результатов РО главный лепесток немного шире, чем по МоМ со СБФ, а максимумы боковых лепестков совпадают. Различия можно объяснить использованием разных методов анализа и моделей структуры (ПС и сплошной).

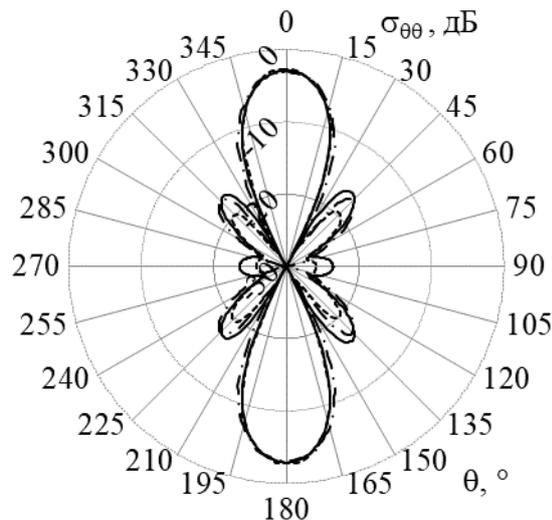


Рисунок 2.33 – $\sigma_{\theta\theta}$ для S_2 , полученные по МоМ со СБФ (—), РО (---) и FDTD (-.-)

МЭПР для S_3 , S_4 и S_5 , рассчитанные по МоМ со СБФ сравниваются с полученными по CST и экспериментально в [167] (рисунок 2.34). Видно, что они хорошо согласуются, а результаты по МоМ со СБФ ближе к измеренным (максимальное отклонение менее 11 дБ), чем по CST. Отклонения МЭПР, рассчитанной по МоМ со СБФ, от полученных в [167] по CST, достигают 48,5 дБ. Также видно, что с ростом размера пластины ширина главного лепестка уменьшается, его максимум увеличивается, и число боковых лепестков также возрастает. Отклонения результатов обобщены в таблице 2.9. Видно, что отличия результатов по МоМ со СБФ от измеренных и рассчитанных по CST малы при $\varphi^{\text{рас}}=0^\circ$, $\theta^{\text{рас}}=0^\circ$ и заметнее на боковых лепестках МЭПР.

Таблица 2.9 – Отклонения МЭПР для S_5 , S_6 и S_7

Структура	Отклонение при $\varphi^{\text{рас}}=0^\circ$, $\theta^{\text{рас}}=0^\circ$, дБ		Максимальное отклонение, дБ	
	Измерение	CST	Измерение	CST
S_5 [167]	4	0,5	11	38
S_6 [167]	0,2	0,7	6	48,5
S_7 [167]	1,7	0,1	2,8	39,5

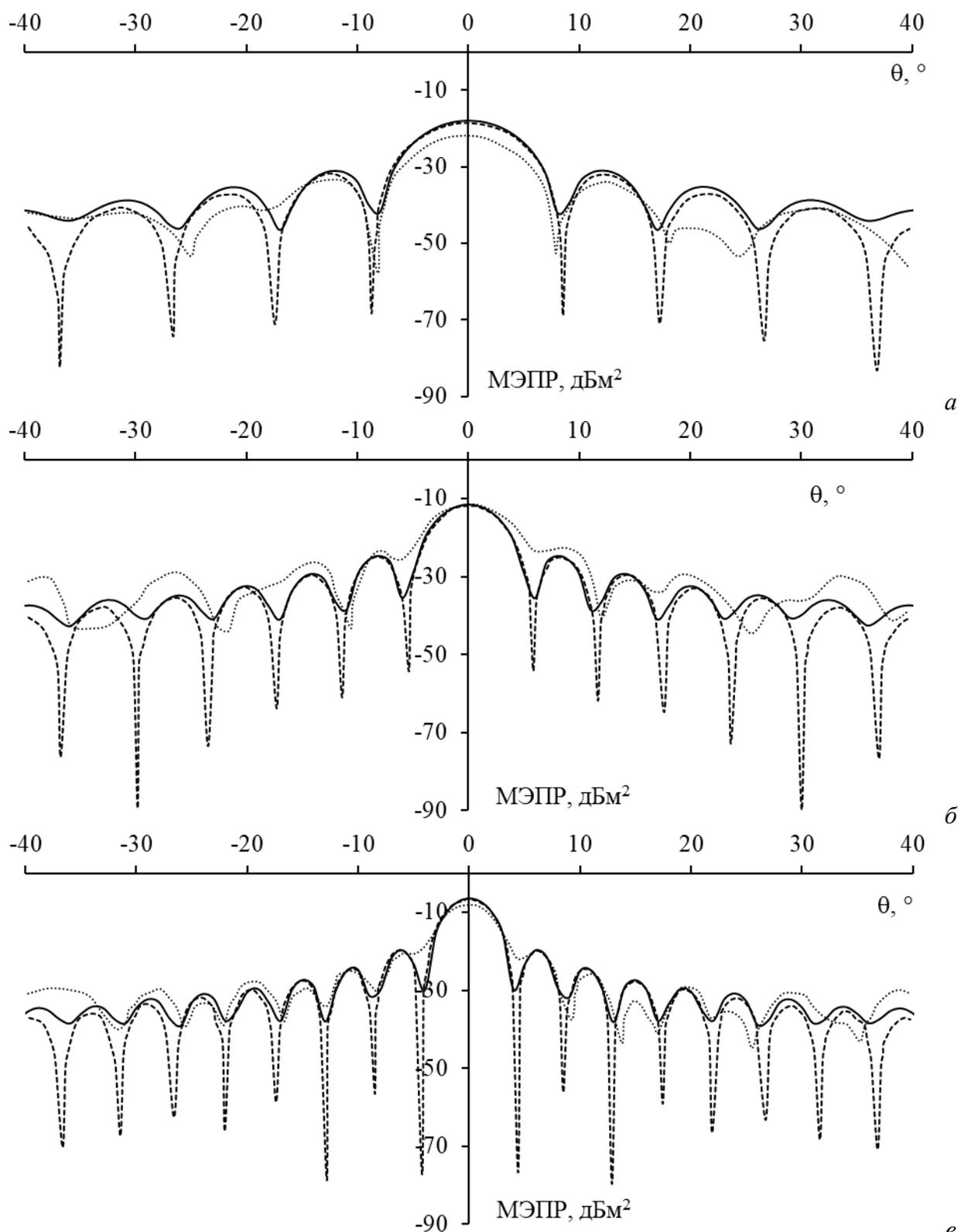


Рисунок 2.34 – МЭПР для S_3 (а), S_4 (б), и S_5 (в), полученные с помощью МоМ на основе ПС (—), CST (---) и экспериментально (…)

МЭПР для S_6 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравниваются с полученными экспериментально, численно по РО и МоМ в FEKO в [168] (рисунок 2.35). Видно, что результаты хорошо согласуются (особенно для $\sigma_{\theta\theta}$), за исключением результатов для РО, которые значительно отличаются от остальных.

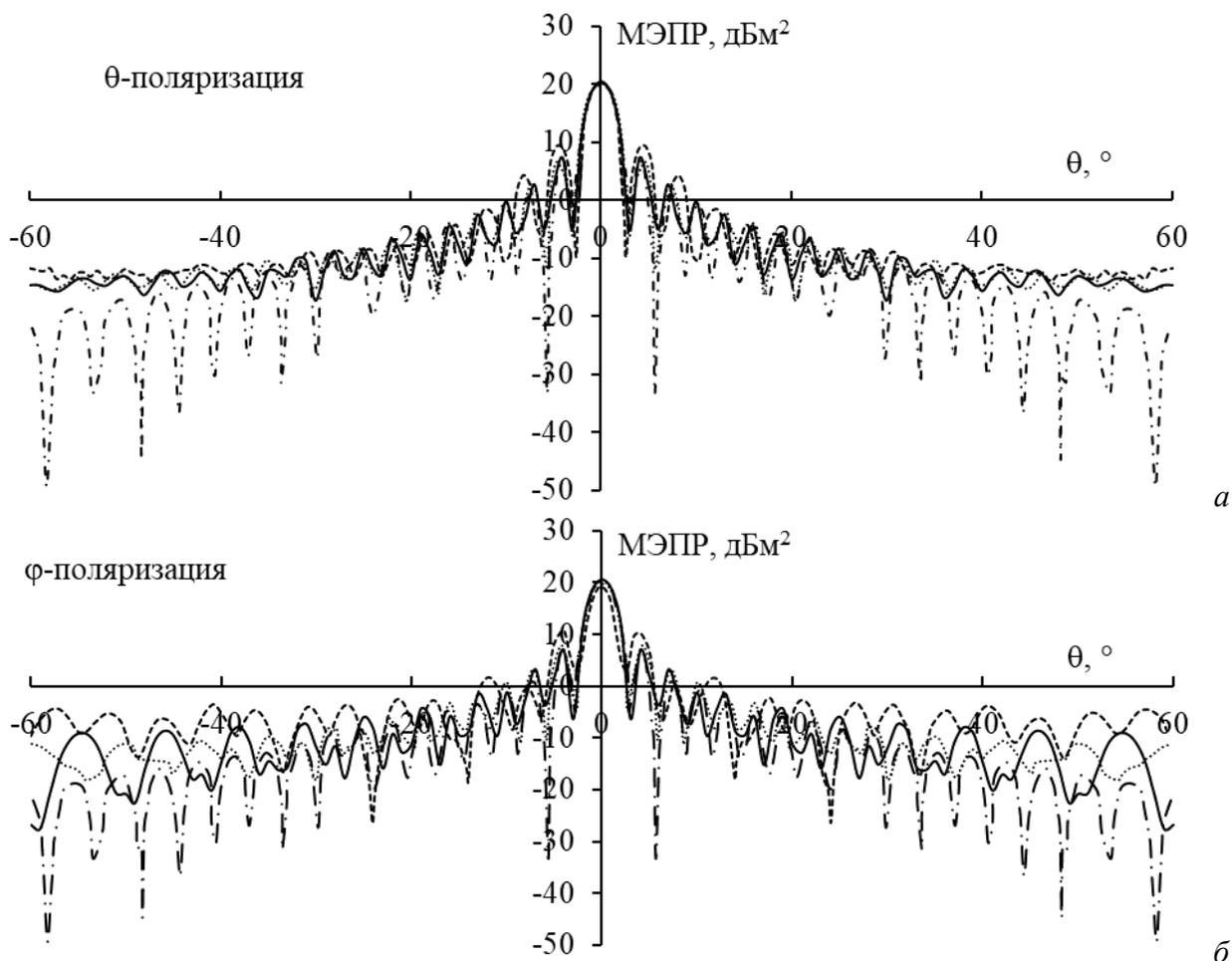


Рисунок 2.35 – $\sigma_{\theta\theta}$ (а) и $\sigma_{\phi\phi}$ (б) для S_6 , полученные по МоМ со СБФ (—), РО (---), МоМ в FEKO (···) и экспериментально (---)

2.1.4 Сравнение различных типов ячеек

Рассмотрен выбор различных ячеек при анализе рассеяния от прямоугольной ПС сравнением полученных результатов с аналитическими [169] и экспериментальными [164]. Изометрический вид сплошной пластины и все ПС показаны на рисунке 2.36.

Проанализированы две пластины: S_1 [169] и S_2 [169]. Их геометрические параметры и падающих волн приведены в таблице 2.10.

Таблица 2.10 – Параметры анализа рассматриваемых структур

Структура	$L, м$	$W, м$	N для каждой формы ячейки					$\theta_{пад}, ^\circ$	$\varphi_{пад}, ^\circ$	ν	Методы	Характеристики
			Квадрат	Ромб	Прямоугольной треугольник	Шестиугольник	Треугольник RWG					
S_1 [169]	1,12	1,6	462	458	456	461	483	0	0	θ, φ	Аналитически	ЭПР
								30	0			
								30	30			
S_2 [169]	2	3	1250	1246	1290	1299	1220	-90	90	θ	Измерение	МЭПР
								-				
								+90				
								-90	0			
								-				
+90												

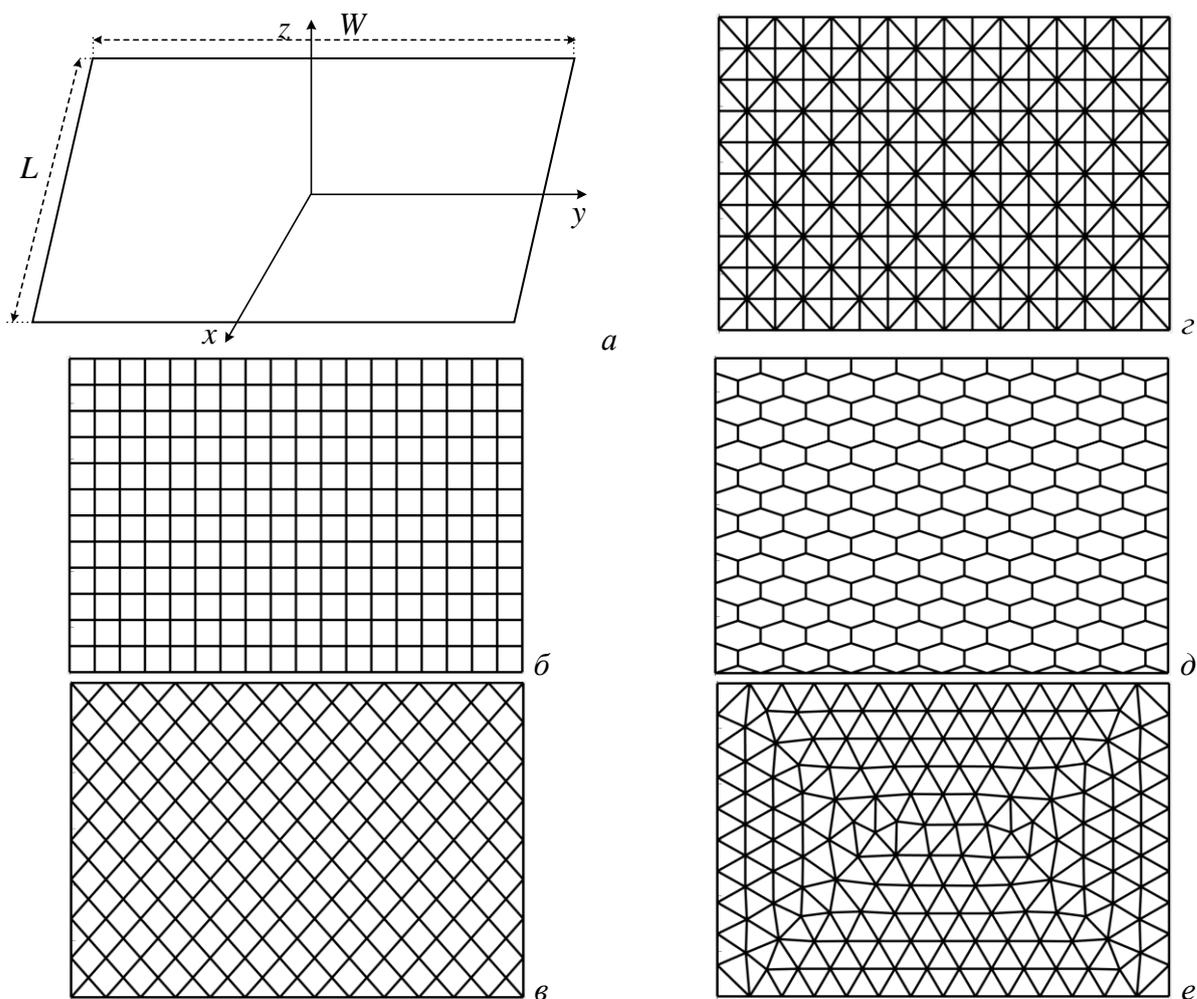


Рисунок 2.36 – Прямоугольная рассеивающая пластина (а) и эквивалентные ей ПС-структуры с формами ячеек: квадрат (б), ромб (в), прямоугольный треугольник (г), шестиугольник (д) и треугольник RWG (е)

Во-первых, ЭПР для S_1 рассчитана по МоМ с различными формами ячеек ПС и сравнена с аналитическими из [169]. Падающая плоская волна направлена перпендикулярно пластине ($\theta^{\text{пад}}=0^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$). ЭПР получены в $\varphi=90^\circ$ и $\varphi=0^\circ$ плоскостях (рисунок 2.37). Максимальные отклонения ЭПР, рассчитанных по МоМ с различными формами ячеек, от аналитических при $\theta^{\text{пад}}=0^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$ представлены в таблице 2.11.

Таблица 2.11 – Максимальные отклонения ЭПР (в дБ) для S_1 и различных ячеек ПС при $\theta^{\text{пад}}=0^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$

ЭПР	Квадрат	Ромб	Прямоугольный треугольник	Шестиугольник	Треугольник RWG
$\sigma_{\varphi\varphi}$	0,296	0,277	0,293	0,392	0,274
$\sigma_{\theta\varphi}$	0,101	0,127	0,165	0,047	0,158
$\sigma_{\theta\theta}$	0,537	0,665	0,72	0,694	0,716
$\sigma_{\varphi\theta}$	0,099	0,165	0,158	0,143	0,161

В целом видно, что использование квадратных ячеек приводит к минимуму отклонения от аналитических результатов (за исключением $\sigma_{\varphi\varphi}$, где наименьшее отклонение

демонстрирует ромб). Кроме того, при анализе $\sigma_{\theta\phi}$ и $\sigma_{\theta\theta}$ результаты прямоугольного треугольника имеют максимум отклонения от аналитических. За ними следуют результаты RWG-треугольника. Ромб и шестиугольник находятся между квадратом и треугольником.

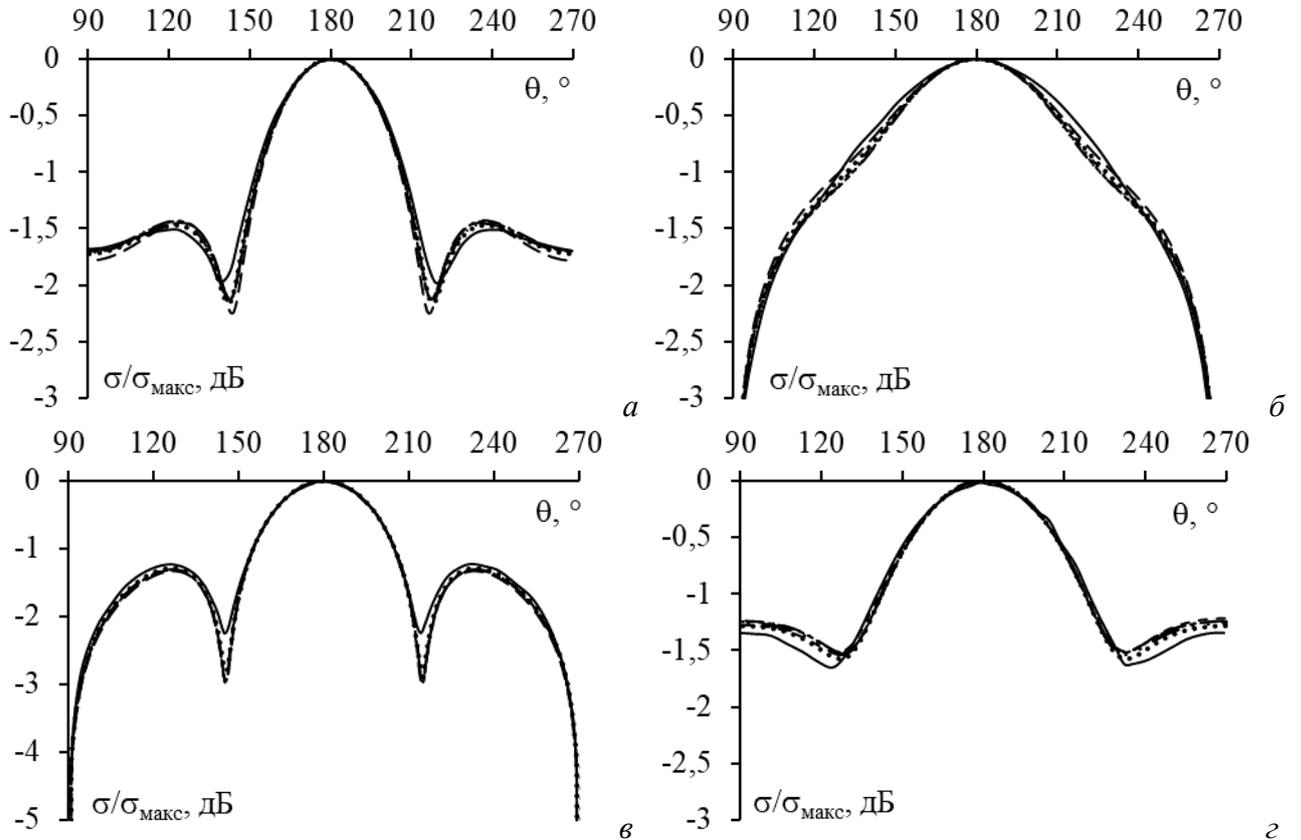


Рисунок 2.37 – ЭПР для S_1 при $\nu - \theta$ (а, б) или ϕ (в, г) в $\phi=0^\circ$ (а, в) и 90° (б, г) плоскостях, полученные аналитически (—) и по МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••), ромб (---), прямоугольный треугольник (---), шестиугольник (---), RWG-треугольник (---)

Расчетные ЭПР для S_1 по МоМ со СБФ для различных форм ячеек ПС сравнивались с аналитическими результатами из [169] при $\theta_{\text{пад}}=30^\circ$ и $\phi_{\text{пад}}=0^\circ$. ЭПР получены в плоскости $\phi=0^\circ$ (рисунок 2.38). Видно, что основной лепесток рассеянного поля симметричен направлению падающей волны через плоскость $\theta_s=-30^\circ$, $\phi_s=0^\circ$.

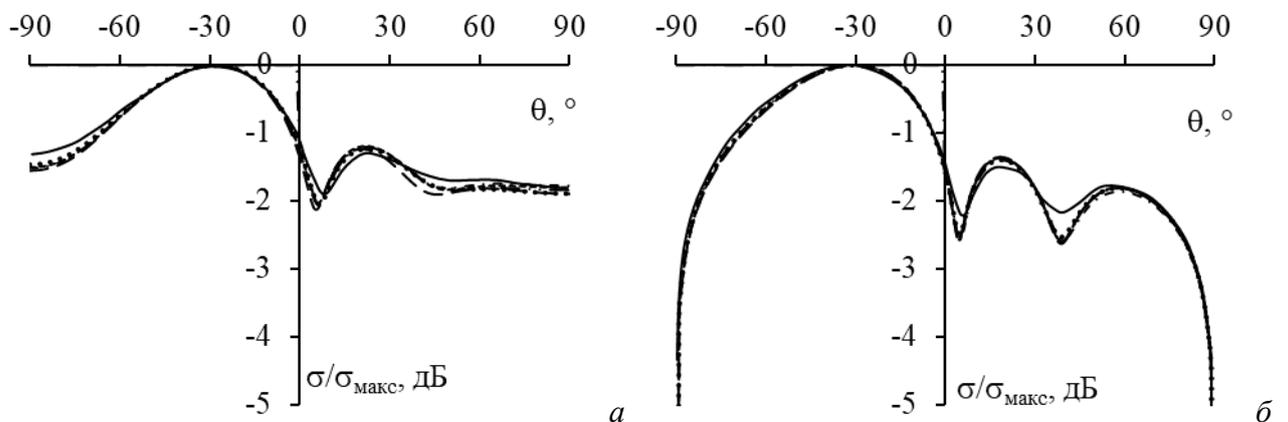


Рисунок 2.38 – ЭПР для S_1 при $\nu - \theta$ (а) или ϕ (б) в плоскости $\phi=0^\circ$, полученные аналитически (—) и по МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••), ромб (---), прямоугольный треугольник (---), шестиугольник (---), RWG-треугольник (---)

Максимальные отклонения ЭПР, рассчитанных по МоМ со СБФ для различных форм ячеек ПС, от аналитических результатов при $\theta^{\text{пад}}=30^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$, приведены в таблице 2.12.

Таблица 2.12 – Максимальные отклонения ЭПР (дБ) для S_1 и различных форм ячеек ПС, при $\theta^{\text{пад}}=30^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$

ЭПР	Квадрат	Ромб	Прямоугольный треугольник	Шестиугольник	Треугольник RWG
$\sigma_{\varphi\varphi}$	0,116	0,122	0,15	0,249	0,132
$\sigma_{\varphi\theta}$	0,334	0,325	0,39	0,4077	0,376

Из таблицы 2.12 видно, что результаты для шестиугольника имеют наибольшее отклонение от аналитических, за ними следуют полученные для прямоугольного треугольника. Результаты для квадрата и ромба минимально отклоняются от аналитических.

Далее, ЭПР получены в плоскости $\varphi=30^\circ$ при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=30^\circ$ (рисунок 2.39). При этом отклонения больше прежних ($\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$ или $\theta^{\text{пад}}=30^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$), но их можно считать приемлемыми.

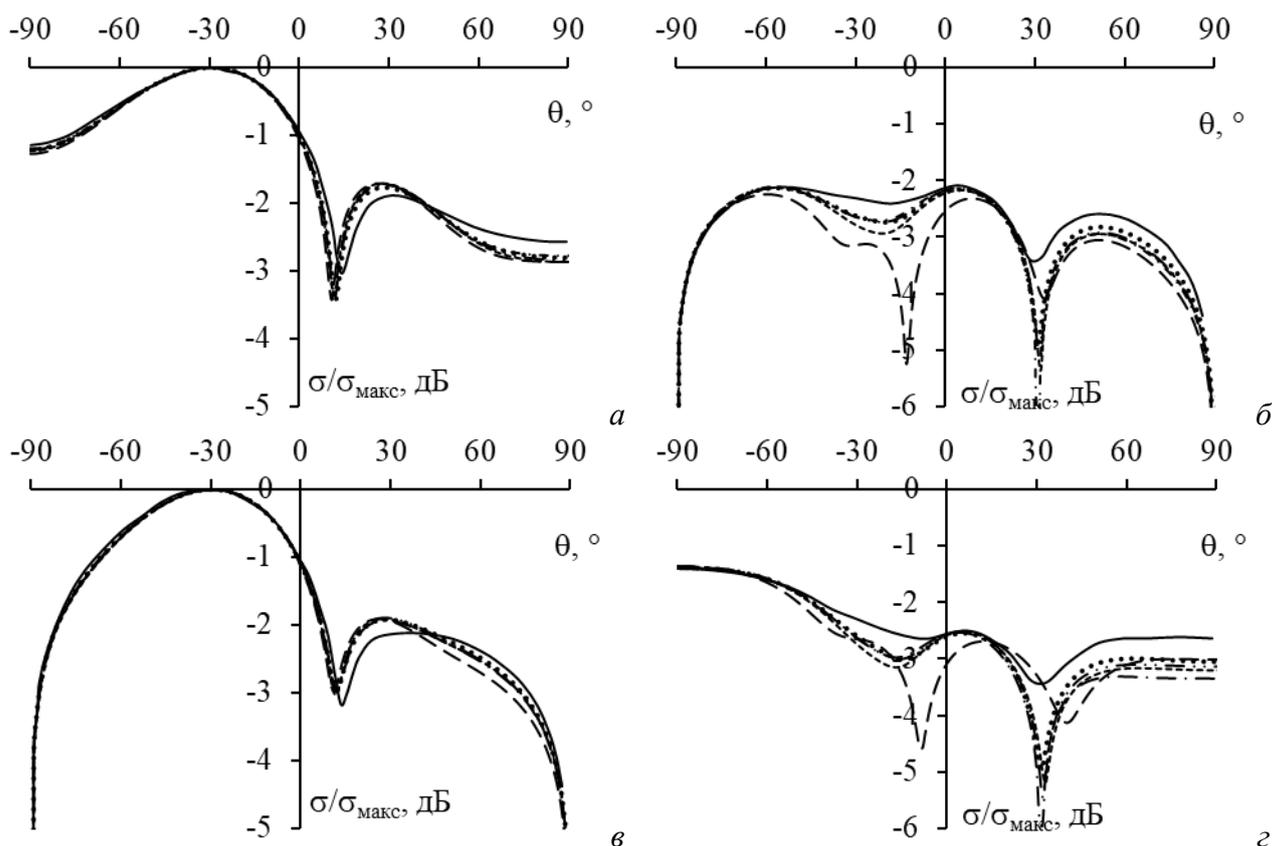


Рисунок 2.39 – ЭПР для S_1 при $\nu - \varphi$ (а, б) или θ (в, г), а и б – φ (а, в) или θ (б, г) в плоскости $\varphi=30^\circ$, полученные аналитически (—) и по МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••), ромб (—•—), прямоугольный треугольник (—••—), шестиугольник (— — —), RWG-треугольник (---)

Максимальные отклонения ЭПР, рассчитанных по МоМ со СБФ для различных ПС ячеек, по сравнению с аналитическими при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=30^\circ$ приведены в таблице 2.13.

Таблица 2.13 – Максимальные отклонения ЭПР (в дБ) для S_1 и различных форм ячеек ПС, когда $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 30^\circ$

ЭПР	Квадрат	Ромб	Прямоугольной треугольник	Шестиугольник	Треугольник RWG
$\sigma_{\varphi\varphi}$	0,592	0,72	0,67	0,98	0,77
$\sigma_{\theta\varphi}$	1,4	1,55	1,5	2,64	1,7
$\sigma_{\theta\theta}$	0,26	0,27	0,325	0,317	0,3
$\sigma_{\varphi\theta}$	1,56	2,52	1,96	2,05	1,65

ЭПР, полученные по МоМ со СБФ для квадрата, имеют наименьшее отклонение по сравнению с аналитическими результатами. Шестиугольник даёт наибольшее отклонение (таблица 2.13). Ромб и треугольники дают отклонение между отклонениями для квадратов и шестиугольников.

Анализ всех сравнений результатов ЭПР для S_1 , рассчитанных по МоМ со СБФ с различными формами ячеек ПС, с аналитическими показал, что в большинстве случаев квадрат дал наименьшие отклонения по сравнению с другими типами ячеек. Ромб или треугольник RWG давали средние отклонения между квадратом и шестиугольником.

Наконец, МЭПР для S_2 , рассчитанные по МоМ со СБФ для различных ПС ячеек, сравнены с измеренными из [164] (рисунок 2.40). Эти МЭПР получены для плоской волны с θ -поляризацией. Видно, что результаты МоМ и измеренные согласуются. Они отличаются в боковых лепестках, но хорошо совпадают в главном. При $\theta=0^\circ$ измеренная МЭПР составляет 26,25 дБ и около 26,82 дБ по МоМ со СБФ для квадрата. Из рисунка 2.40 видно, что результаты для квадрата в целом лучше согласуются с измеренными в диапазонах θ от -90° до -54° (при $\varphi=90^\circ$) и от -90° до -58° (при $\varphi=0^\circ$), чем для других ячеек. В целом, сравнение отклонений МЭПР для S_2 с различными формами ячеек ПС от измеренных показывает, что при $\theta^{\text{пад}}=0^\circ$, результаты хорошо согласуются с максимальным отклонением около 0,6 дБ. Однако это отклонение расчет по мере того, как направление падающей волны отклоняется от перпендикулярного к пластине. Среди различных форм ячеек ромб дает наименьшее максимальное отклонение от результатов измерений, в то время как треугольник и шестиугольник показывают большие отклонения. Квадраты дают результаты лишь немного лучше других, но не лучше ромба.

Для ЭПР и МЭПР установлено, что анализ структуры рассеяния по МоМ со СБФ и квадратными и ромбовидными ячейками ПС дает более точные результаты, чем с треугольными и шестиугольными. Это свидетельствует о том, что более простые формы ячеек, такие как квадраты, обычно дают более надежные результаты моделирования, чем более сложные. Кроме того, квадратные ячейки имеют практическое преимущество в виде

более простой реализации при построении ПС структур в коде, что еще больше обосновывает их использование в моделировании рассеивателей.

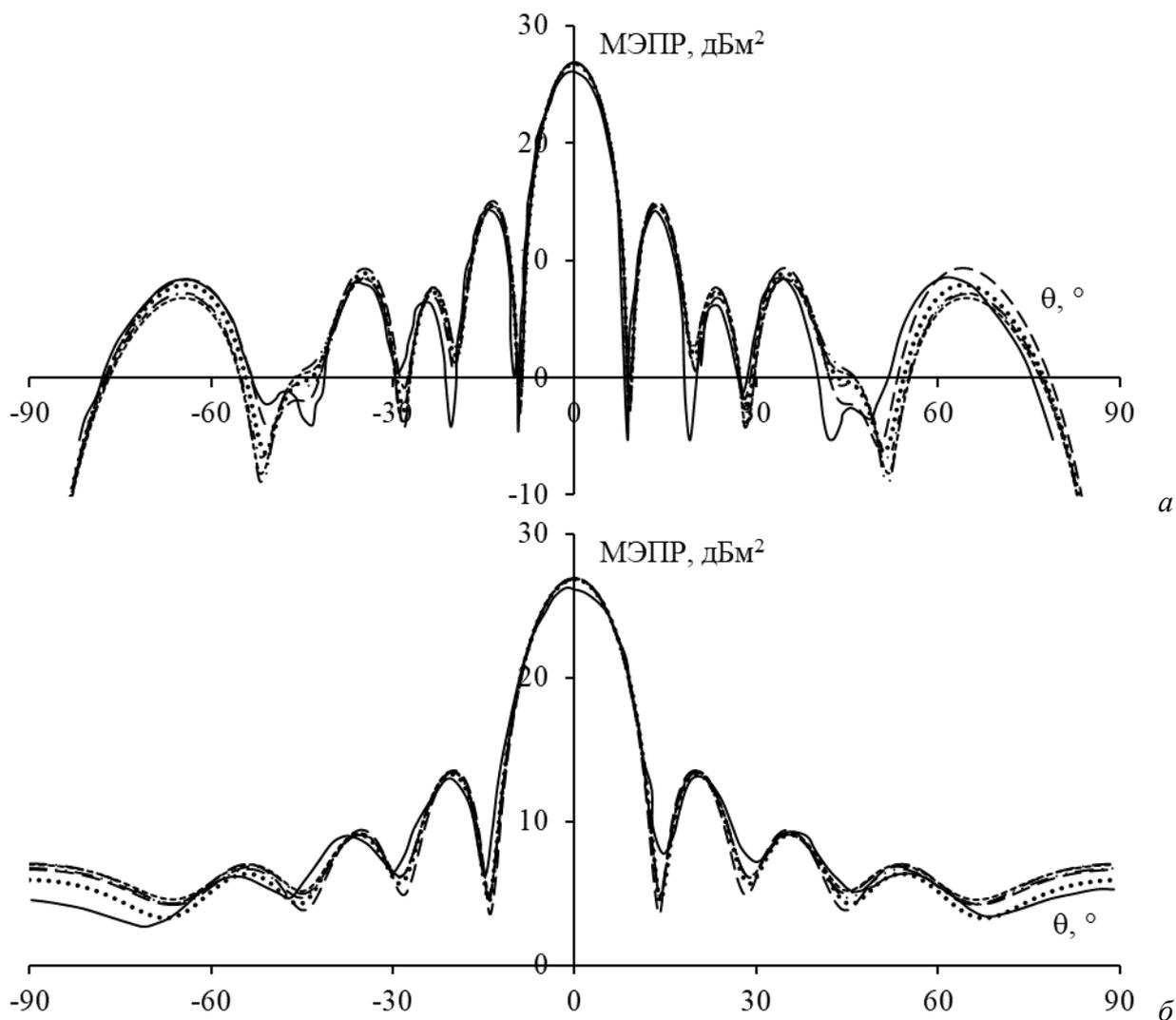


Рисунок 2.40 – МЭПР для S_2 в плоскостях $\varphi=90^\circ(a)$ и $\varphi=0^\circ(b)$, полученных экспериментально (—) и с помощью МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••), ромб (---), прямоугольный треугольник (— · —), шестиугольник (— — —), RWG-треугольник (---) ячейками

2.1.5 Двухгранный уголкоый отражатель

Здесь проверены результаты моделирования ДУО по МоМ со СБФ. Эти результаты сравниваются с полученными численно с использованием физической теории дифракции (PTD – physical theory of diffraction) [170], физической и геометрической оптики PO_GO [171], МоМ с кусочно-синусоидальными (КС) базисными функциями [172] и экспериментально [170, 172].

Изометрический вид ДУО показан на рисунке 2.41а, а эквивалентная ей ПС – рисунке 2.41б. ДУО образован двумя прямоугольными пластинами (А и В), пересечение которых совпадает с осью Oz. Они имеют длину h , ширину w_1 и w_2 соответственно. Они также симметричны относительно плоскости xOz, а угол между ними составляет 2γ .

Рассмотрены 3 ДУО, различающихся по размеру и углу 2γ . Их параметры и направления падающей плоской волны, используемой для их возбуждения, приведены в таблице 2.14.

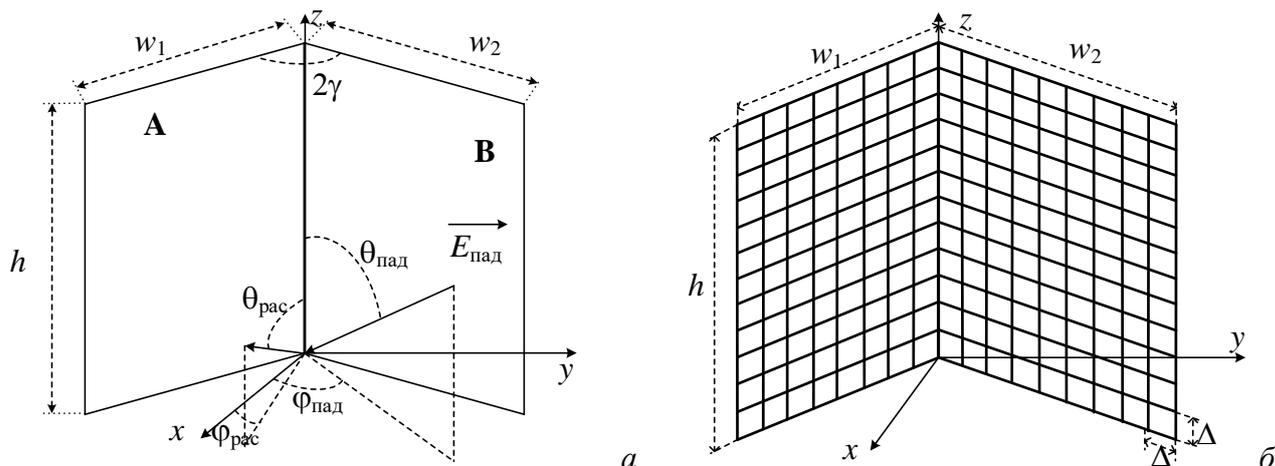


Рисунок 2.41 – Изометрический вид ДУО (а) и его эквивалент из ПС (б)

Таблица 2.14 – Аналитические параметры рассматриваемых структур

Структура	w_1 , м	w_2 , м	h , м	a , мм	Число ячеек	$\varphi^{\text{пад}}$, °	$\theta^{\text{пад}}$, °	f , ГГц	2γ , °	Анализ
S1 [170]	0,18	0,18	0,18	0,9	33×33×33	0–360	90	9,4	90	РТД/измерение
									98	
									77	
S2 [171]	7,16	4,77	4,77	26	43×29×29	0–360	90	0,3	90	РО_GO
S3 [172]	0,5	0,5	1	8	10×10×20	0–360	90	0,3	130	МоМ-КС/ измерение
						0	0–360			

Рассмотрены МЭПР для S_1 с различными углами 2γ . Их значения, полученные по МоМ со СБФ, сравниваются с экспериментальными и численными значениями, полученными по РТД в [170] (рисунок 2.42). Результаты по МоМ со СБФ приемлемо согласуются с результатами по РТД в главном лепестке, но разница между ними увеличивается в боковом лепестке, особенно когда $2\gamma=98$ и 77° . Эти отклонения приведены в таблице 2.15. Из рисунка 2.42а видно, что МЭПР для ДУО с $2\gamma=90^\circ$ максимальны при $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$. Они незначительно изменяются в диапазоне азимутов (-15° ; 15°), но быстро уменьшаются за его пределами. Это связано с тем, что в этом диапазоне большая часть рассеянной энергии возвращается в направлении, противоположном падению волны. С другой стороны, при $2\gamma=98^\circ$ или 77° рассеянная энергия возвращается в направлении, отличном от направления падающей волны в области главного лепестка (рисунок 2.42б и 2.42в), поэтому МЭПР не максимальна при $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$. Кроме того, МЭПР резко возрастают в диапазонах (-50° ; -40°) и (40° ; 50°). Это можно объяснить тем, что плоская волна имела направление, перпендикулярное одной из пластин ДУО.

Таблица 2.15 – Отклонения МЭПР, вычисленных по МоМ с СБФ, от полученных в [170] для S_1

$2\gamma, ^\circ$	Отклонение в $\varphi^{\text{рас}}=0^\circ, \theta^{\text{рас}}=90^\circ$, дБ		Максимальное отклонение, дБ	
	РТД	Измерение	РТД	Измерение
90	1,3	0	10	9
98	0,2	4,8	8	6
77	0,8	1,1	8	3,8

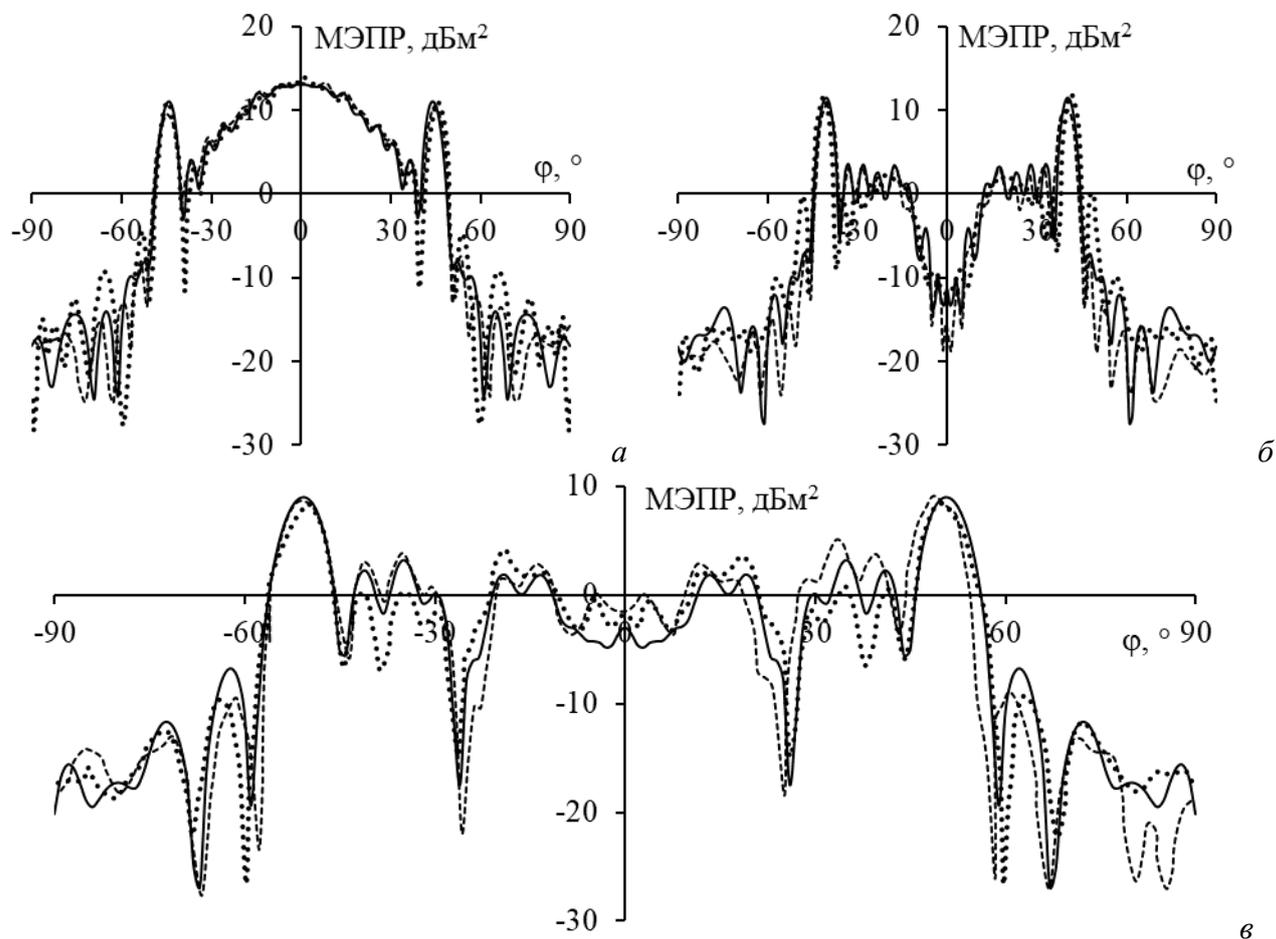


Рисунок 2.42 – МЭПР для S_1 при $2\gamma=90^\circ$ (а), 98° (б), 77° (в), полученные с помощью МоМ на основе ПС (—), РТД (•••) и измерения (----) [170]

Далее МЭПР для S_2 , полученные по МоМ со СБФ, сравнены с рассчитанными по РО_GO в [171] (рисунок 2.43). Видно, что результаты по МоМ со СБФ также хорошо согласуются с результатами по РО_GO (их максимумы отличаются до 2 дБ). На рисунке 2.43 также видно, что максимумы рассеянного поля смещены примерно на 10° в сторону пластины ДУО с большей шириной. Боковой лепесток в диапазоне $\varphi^{\text{пад}}=(40^\circ; 50^\circ)$ имеет максимум МЭПР (27,5 дБ) больше, чем в диапазоне $(-50^\circ; -40^\circ)$ (24,5 дБ). Это можно объяснить тем, что для S_2 пластина А больше В.

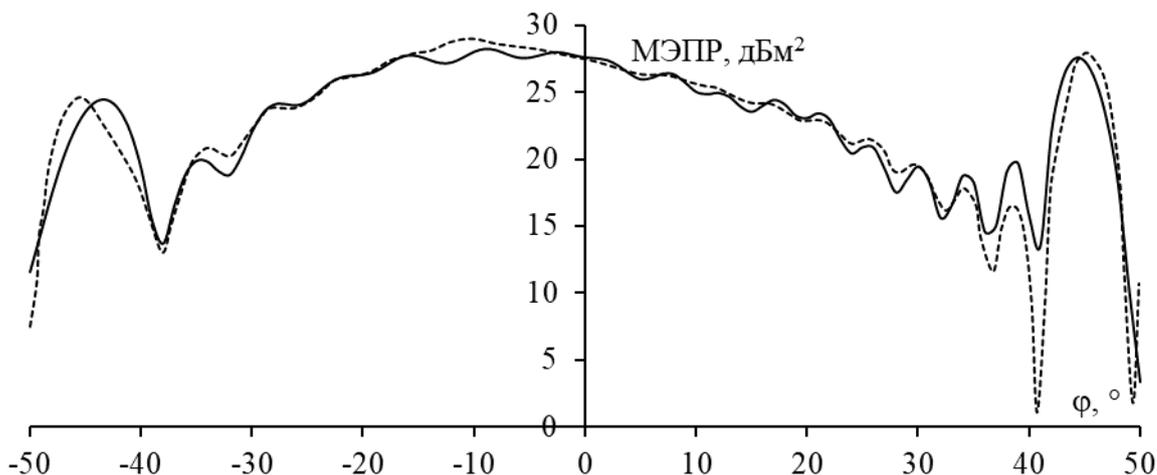


Рисунок 2.43 – МЭПР для S_2 , полученные с помощью МоМ на основе ПС (—) и PO_GO (----) [171]

МЭПР для S_3 в плоскостях $\theta=90^\circ$ и $\varphi=0^\circ$ по МоМ со СБФ сравнены с полученными экспериментально и численно по МоМ с КС в [172] (рисунок 2.44). Видно, что результаты МоМ со СБФ хорошо согласуются с экспериментальными (максимальное отклонение менее 1,5 дБ в плоскости $\theta=90^\circ$ и менее 0,25 дБ в плоскости $\varphi=0^\circ$). Результаты МоМ со СБФ ближе к измеренным, чем с КС. Максимальные отклонения составляют около 9 дБ в плоскости $\theta=90^\circ$ и 3,5 дБ – в плоскости $\varphi=0^\circ$.

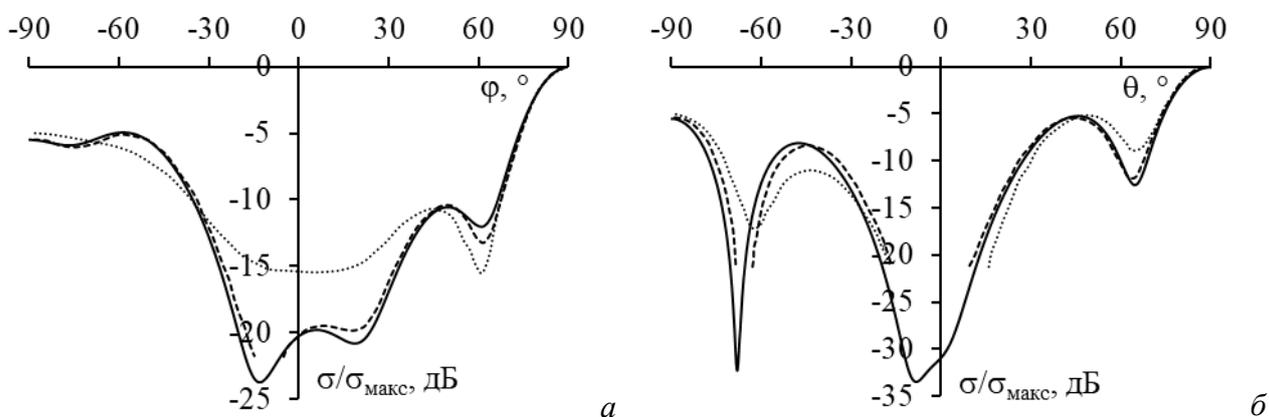


Рисунок 2.44 – МЭПР для S_3 в плоскостях $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=0^\circ$ (б), полученные по МоМ со СБФ (—), МоМ с КС (···) и измерению (---) [172]

2.1.6 Треугольный трехгранный уголкоый отражатель

Верифицированы результаты моделирования ТТУО по МоМ со СБФ сравнением его результатов с полученными численно с помощью CST [167, 173], PO с методом эквивалентных токов (MEC – method of equivalent currents) (PO_MEC) [174], MLFMM и метод трассировки лучей (SBR – shooting and bouncing rays) [175], а также измерений [167, 173, 174].

Исследуемый ТТУО изображен на рисунке 2.45. Он состоит из 3 равнобедренных прямоугольных треугольников одинакового размера с длиной оснований l . На рисунке 2.45б показан ТТУО из ПС. Поверхности ПС разбиты на ячейки с длиной ребра Δ (рисунок 2.45б).

Взяты 7 ТТУО (S_{1-7}) с разными размерами. Их параметры и направления падающих плоских волн для их возбуждения приведены в таблице 2.16.

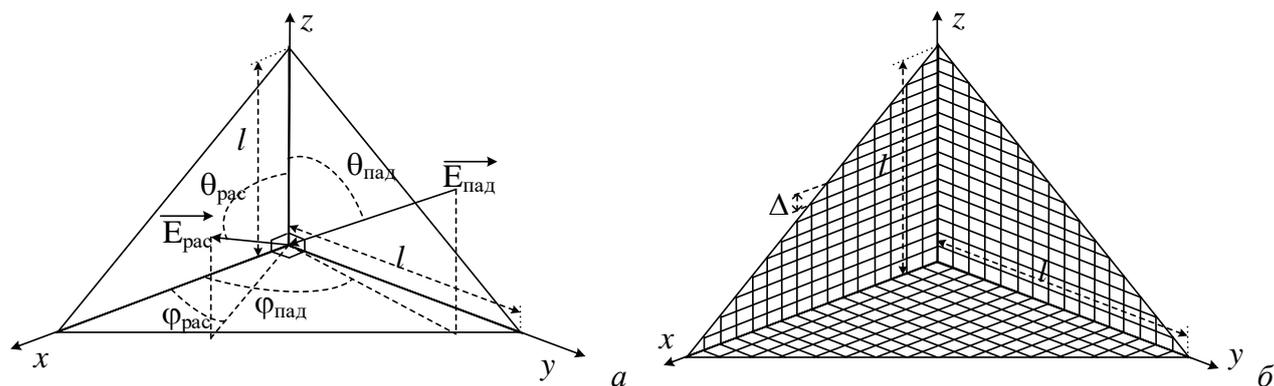


Рисунок 2.45 – Изометрический вид сплошного ТТУО (а) и эквивалентной ПС (б)

Таблица 2.16 – Параметры рассмотренных ТТУО

ТТУО	l , м	a , м	Δ , мм	Число ячеек	$\varphi_{\text{пад}}$, °	$\theta_{\text{пад}}$, °	f , ГГц	Методы анализа
S_1 [167]	0,01	0,053	0,33	30×30×30	0–90	90	100	CST/измерение
S_2 [167]	0,015	0,053	0,33	45×45×45	0–90	90	100	CST/измерение
S_3 [167]	0,02	0,053	0,33	60×60×60	0–90	90	100	CST/измерение
S_4 [173]	0,043	0,1	0,66	70×70×70	–30–+120	55	76,5	CST/измерение
S_5 [174]	5	16	100	50×50×50	35	0–90	0,003	PO_MEC/измерение
S_6 [174]	10	16	100	100×100×100	0–90	80	0,003	PO_MEC/измерение
					0–90	70		
					35	0–90		
S_7 [175]	0,3	0,68	4,3	70×70×70	45	0–90	10	MLFMM/SBR

Полученные МЭПР для S_{1-3} по МоМ со СБФ сравнены с полученными по CST и экспериментально в [167] (рисунок 2.46). Видно, что результаты по МоМ со СБФ и CST хорошо совпадают (при $\varphi=45^\circ$ разница для S_1 составляет около 0,48 дБ, S_2 – 1,6 дБ, S_3 – 1,65 дБ). Разница между рассчитанными по МоМ со СБФ и измеренными результатами уменьшается с ростом размера структуры (максимальное отклонение для S_1 составляет около 13 дБ, для S_2 – 5,7 дБ, для S_3 – 4,1 дБ). МЭПР изменяется симметрично относительно азимутального угла $\varphi=45^\circ$, что объясняется симметрией структуры. Чем больше размер структуры, тем выше МЭПР. При перпендикулярном падении волны к любым двум поверхностям ТТУО возникают два пика МЭПР. С ростом размера структуры эти пики также растут, а их ширина уменьшается.

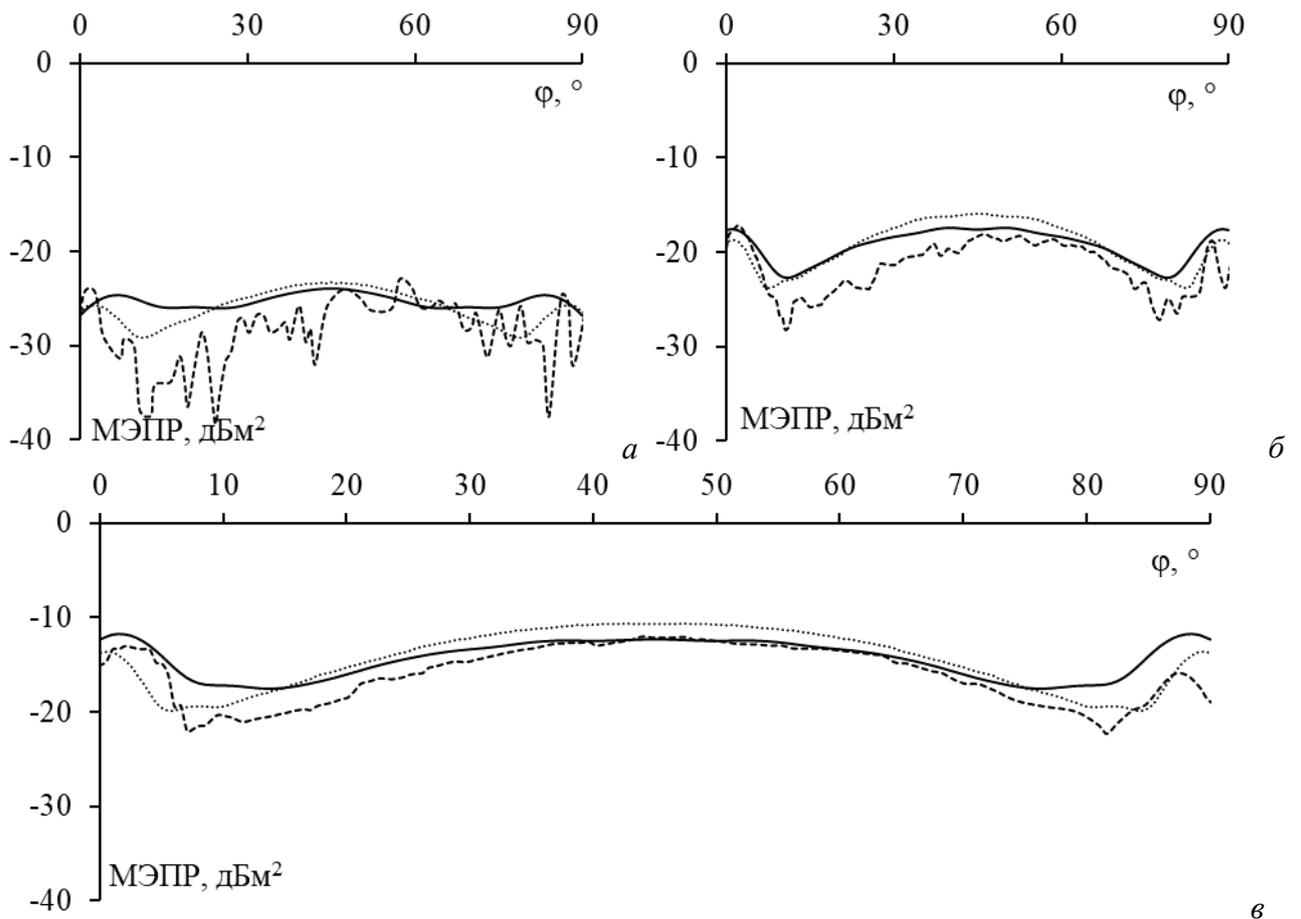


Рисунок 2.46 – МЭПР для S_1 (а), S_2 (б), S_3 (в), полученные измерением (---) и численно по МоМ со СБФ (—) и CST (…)

Отклонения МЭПР, рассчитанных по МоМ со СБФ, от рассчитанных с помощью CST и измеренных в [167] сведены в таблице 2.17. Согласие сравниваемых результатов и их малая разница доказывают эффективность использования МоМ со СБФ для такого анализа.

Таблица 2.17 – Отклонения МЭПР, вычисленных по МоМ с СБФ, от полученных в [167] для $S_{1,2,3}$

Структура	Отклонение в $\varphi^{\text{рас}}=45^\circ, \theta^{\text{рас}}=90^\circ$, дБ		Максимальное отклонение, дБ	
	CST	Измерение	CST	Измерение
S_1	0,48	1,6	13,45	13
S_2	1,6	0,8	3,6	5,7
S_3	1,63	0,3	4,6	4,1

Далее полученные МЭПР для S_4 по МоМ со СБФ сравнивались с полученными численно по CST и измеренными из [173] (рисунок 2.47). Видно, что в области главного лепестка МЭПР ($\varphi=15-75^\circ$) результаты МоМ со СБФ совпадают с результатами CST и измерений, но отклонение увеличивается в боковых лепестках. Для S_4 отклонения МЭПР по МоМ со СБФ при $\varphi=45^\circ$ от полученной по CST составляет 0,25 дБ, а от измеренной – 0,12 дБ. Максимальное отклонение МЭПР по МоМ со СБФ от полученной в CST составляет 26,8 дБ, а измеренной – 13 дБ.

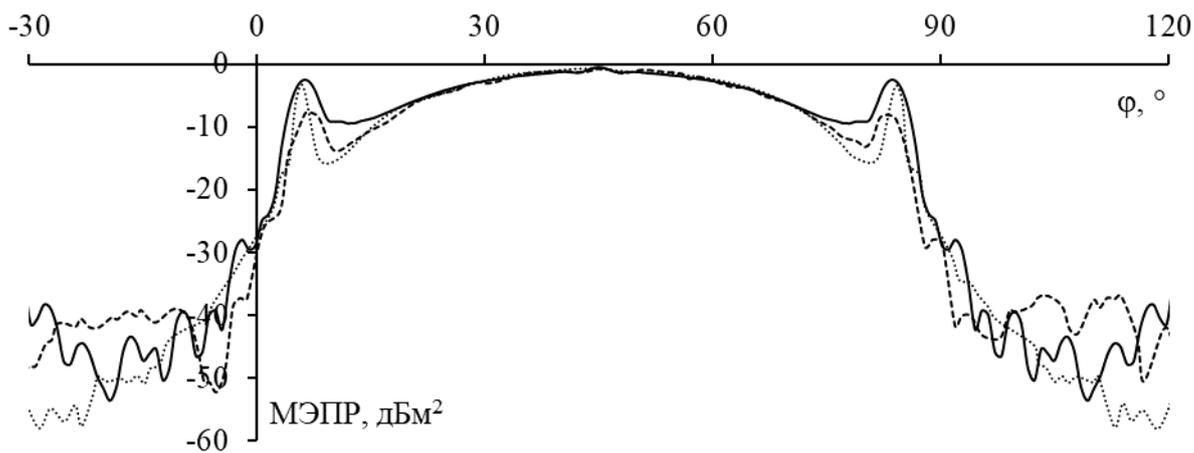


Рисунок 2.47 – МЭПР для S_4 , полученные измерением (---), численно по МоМ со СБФ (—) и CST (…)

Далее МЭПР для S_5 по МоМ со СБФ сравнивались с полученными численно по РО_МЕС и измеренными из [174] (рисунок 2.48). Они хорошо согласуются, особенно в области $\theta=20-75^\circ$. Разница между этими результатами при $\theta=10^\circ$ более заметна. Максимальное отличие результатов МЭПР по МоМ от РО_МЕС составляет около 1,2 дБ, а от измеренных – около 4,3 дБ.

На рисунке 2.48 при изменении направления падающей волны в диапазоне $\theta=35-75^\circ$ в плоскости $\varphi=35^\circ$ МЭПР изменяются незначительно. Максимальная МЭПР, полученная при $\theta \approx 55^\circ$, также согласуется с практикой, по которой ТТУО обычно направлен под углом $\theta=56^\circ$ [173]. При падении волны в плоскости $\varphi=35^\circ$ появляются два пика МЭПР при $\theta=0^\circ$ (падающая волна перпендикулярна нижней поверхности ТТУО) и $\theta=90^\circ$ (падающая волна лежит в плоскости, перпендикулярной вертикальной оси ТТУО).

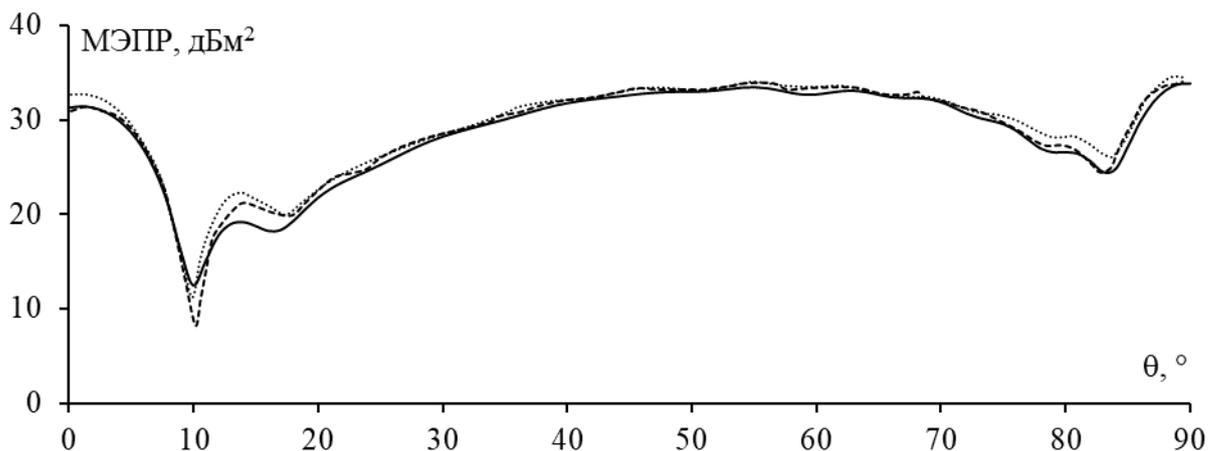


Рисунок 2.48 – МЭПР для S_5 , полученные экспериментально (---), численно по МоМ со СБФ (—) и РО_МЕС (…)

МЭПР для S_6 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравнены с полученными численно по РО_МЕС и измерением из [174] (рисунок 2.49). Видно, что результаты несколько отличаются, а отклонения МЭПР по МоМ от измеренных следующие: 1,1 дБ при $\theta=80^\circ$ и $\varphi=45^\circ$; 1 дБ при $\theta=70^\circ$ и $\varphi=45^\circ$ и 0,2 дБ при $\theta=55^\circ$ и $\varphi=35^\circ$. Когда волна падает в плоскости $\varphi=35^\circ$, ширина

главного лепестка МЭПР для S_6 составляет около 32° ($\theta=37-69^\circ$), что меньше, чем у S_5 (40°). Однако максимум МЭПР для S_6 (46 дБ) выше, чем для S_5 (34 дБ). Это объясняется тем, что S_6 больше чем S_5 . Отклонения МЭПР, полученных по МоМ со СБФ от полученных измерением и численно по РО_МЕС в [174], сведены в таблице 2.18. Видно, что хотя разница между результатами расчет при отклонении падающей волны от угла, при котором МЭПР достигает максимума, МЭПР для главного лепестка остаются согласованными друг с другом.

Таблица 2.18 – Отклонения МЭПР, вычисленных по МоМ с СБФ, от полученных в [174] для S_5 и S_6

Структура	Плоскости	Отклонение, дБ			Максимальное отклонение, дБ	
		Угол, °	РО_МЕС	Измерение	РО_МЕС	Измерение
S_5	$\varphi=35^\circ$	$\theta=55$	0,5	0,4	1,2	4,3
S_6	$\theta=80^\circ$	$\varphi=45$	1,1	1,1	8	8
	$\theta=70^\circ$	$\varphi=45$	1,05	1	1,7	1,1
	$\varphi=35^\circ$	$\theta=55$	0,25	0,2	4,6	8,6

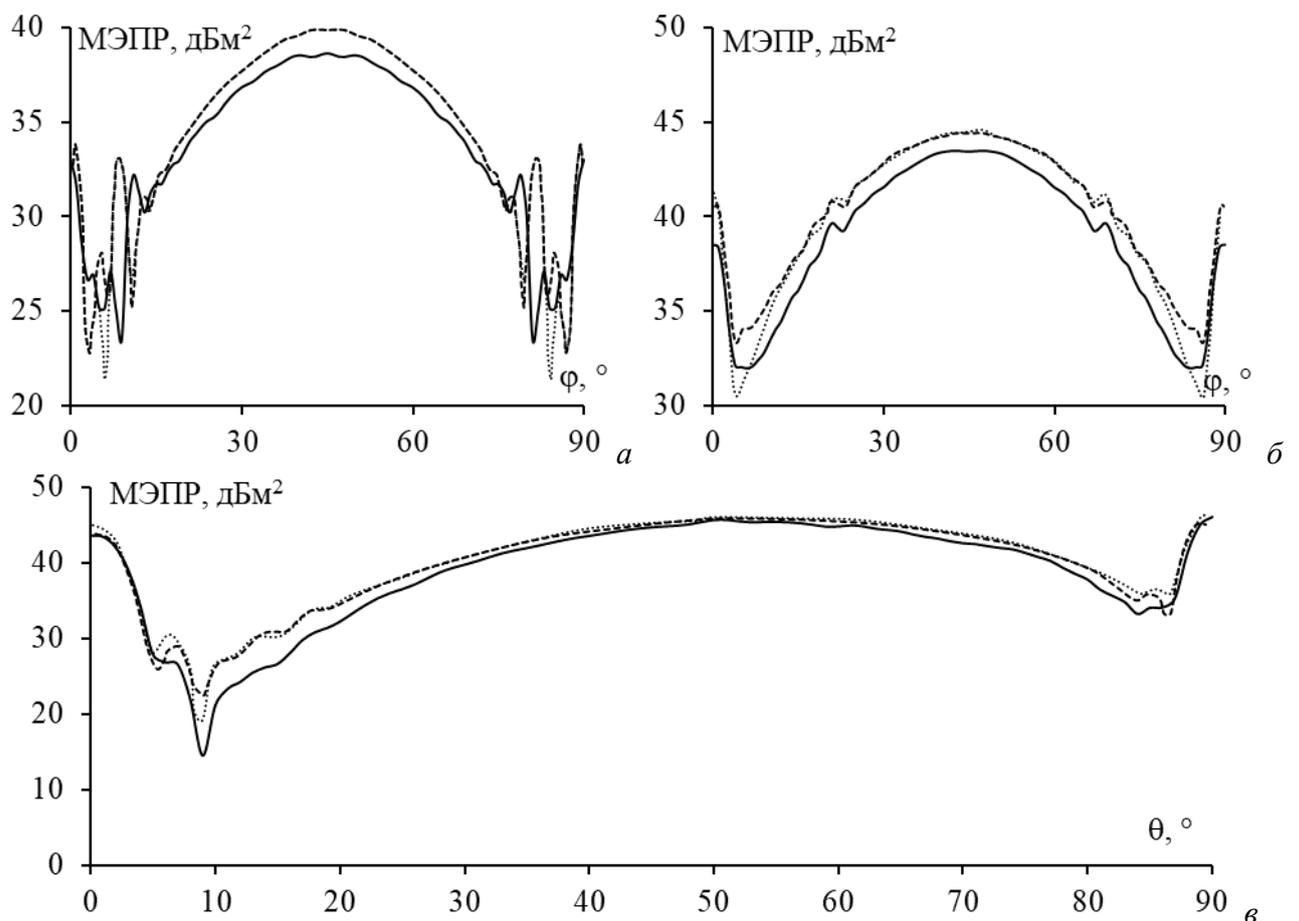


Рисунок 2.49 – МЭПР для S_6 в плоскостях $\theta=80^\circ$ (а), $\theta=70^\circ$ (б), $\varphi=35^\circ$ (в), полученные экспериментально (---) и численно по МоМ со СБФ (—) и РО_МЕС (···)

Наконец, МЭПР для S_7 , полученные по МоМ со СБФ, сравнены с полученными по MLFMM и SBR в [175] (рисунок 2.50). Видно, что результаты МоМ со СБФ согласуются с результатами SBR (максимальное отклонение МЭПР около 3 дБ), но сильнее отклоняются от

полученных по MLFMM (максимум на 9,86 дБ). Максимальные МЭПР достаточно хорошо совпадают для всех методов (15,55 дБ для МоМ, 15,51 дБ для MLFMM и 14,9 дБ для SBR).

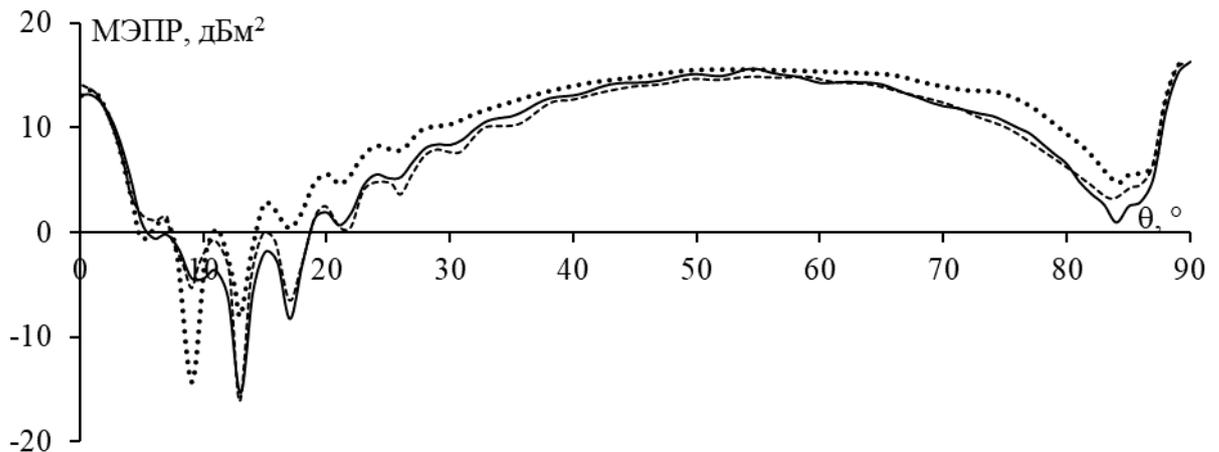


Рисунок 2.50 – МЭПР для S_7 , полученные численно по МоМ со СБФ (—), MLFMM (···) и SBR (---)

2.1.7 Квадратный трехгранный уголкового отражатель

Здесь верифицированы результаты анализа КТУО по МоМ со СБФ сравнением с результатами CST [167], FDTD [176], PO_MEC [176], PO [177] и экспериментальными [167]. КТУО исходный и аппроксимированный ПС с параметрами показаны на рисунке 2.51.

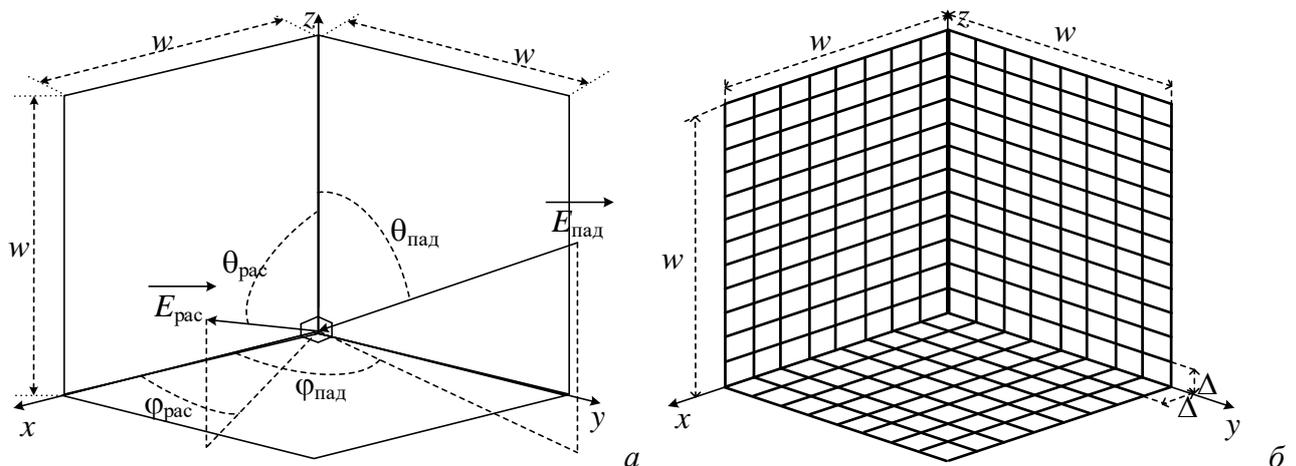


Рисунок 2.51 – Сплошной квадратный ТУО (а) и его эквивалентная ПС (б)

Для возбуждения рассеивателей используются падающие плоские волны с θ -поляризацией. Параметры КТУО с направлениями падения волн приведены в таблице 2.19.

Анализировались МЭПР для S_{1-3} по МоМ со СБФ. Эти результаты сравнивались с полученными по CST и измеренными из [167] (рисунок 2.52). Видно, что результаты МЭПР, полученные численно, хорошо согласуются, и разница между ними для максимума главного лепестка уменьшается с ростом размера структуры (для S_1 разница 2,3 дБ, S_2 – 1,1 дБ, S_3 – 0,8 дБ). Однако эти результаты довольно сильно отклоняются от измеренных. Наблюдаемые два пика (при $\varphi^{\text{рас}}=0$ и 90°) возникли из-за того, что падающая волна перпендикулярна

поверхности ТУО. С ростом размера КТУО уровень этих пиков возрастает, а ширина уменьшается.

Таблица 2.19 – Параметры для анализа рассматриваемых КТУО

КТУО	w , м	a , мм	Δ , мм	Число ячеек	$\varphi^{\text{пад}}$, °	$\theta^{\text{пад}}$, °	f , ГГц	Метод анализа
S_1 [167]	0,01	0,047	0,3	33×33×33	0–90	90	100	CST/измерение
S_2 [167]	0,015	0,052	0,33	45×45×45	0–90	90	100	CST/измерение
S_3 [167]	0,02	0,052	0,33	60×60×60	0–90	90	100	CST/измерение
S_4 [176]	5	16	100	50×50×50	0–90	66	0,003	FDTD/PO_МЕС
					45	0–90		
S_5 [176]	7	0,016	0,1	70×70×70	0–90	70	0,003	FDTD/PO_МЕС
					50	0–90		
S_6 [177]	0,2	0,032	0,0036	55×55×55	0–90	45	9,4	PO
					45	0–90		

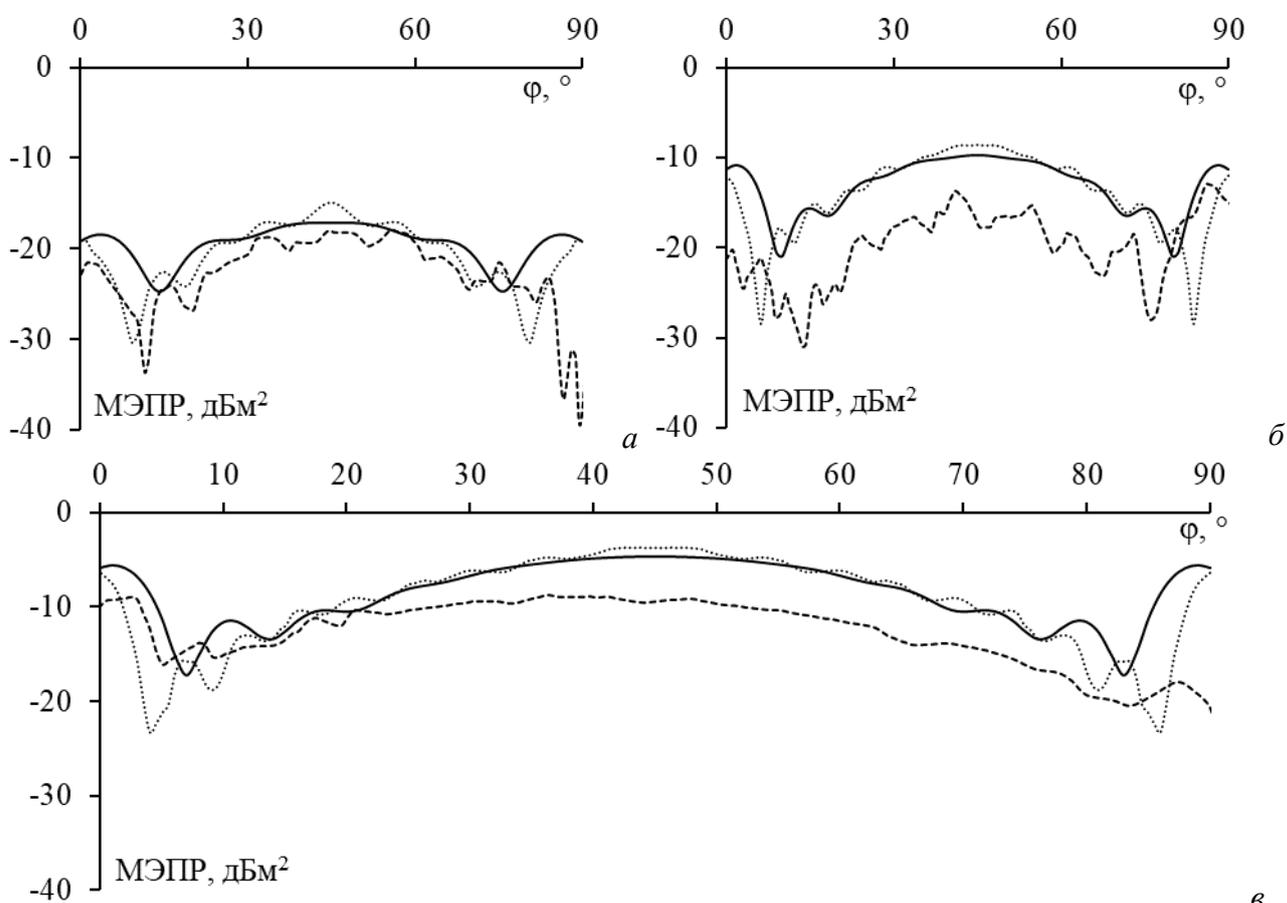


Рисунок 2.52 – МЭПР для S_1 (а), S_2 (б), S_3 (в), измеренные (---) и вычисленные по МоМ со СБФ (—) и CST (···)

Далее сравниваются МЭПР для S_4 , вычисленные по МоМ со СБФ, FDTD и PO_МЕС в [176] (рисунок 2.53). Видно, что они хорошо согласуются. Когда падающая волна направлена в плоскости $\theta=66^\circ$, МЭПР симметричны относительно плоскости $\varphi=45^\circ$. С другой стороны, когда $\varphi=45^\circ$, МЭПР несимметричны, и их максимумы достигаются при $\theta \approx 56^\circ$. Если падающая волна направлена в плоскости θ , МЭПР при $\theta < 20^\circ$ меньше, чем при $\theta > 80^\circ$. Аналогичные наблюдения, отмеченные для S_4 , применимы и к S_5 (рисунок 2.54).

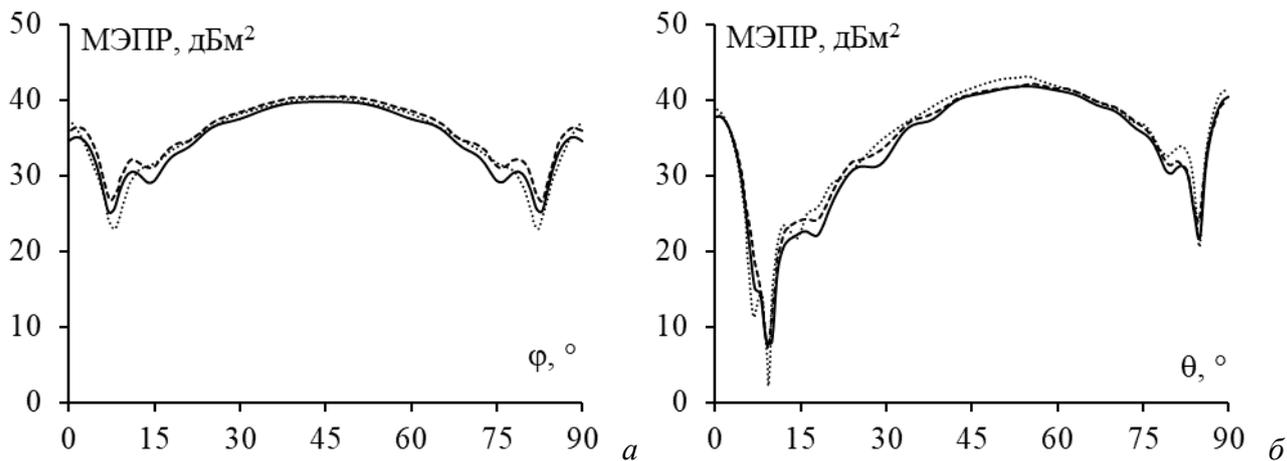


Рисунок 2.53 – МЭПР для S_4 , полученные по МоМ со СБФ (—), РО_МЕС (···) и FDTD (---) в плоскостях $\theta=66^\circ$ (а) и $\varphi=45^\circ$ (б)

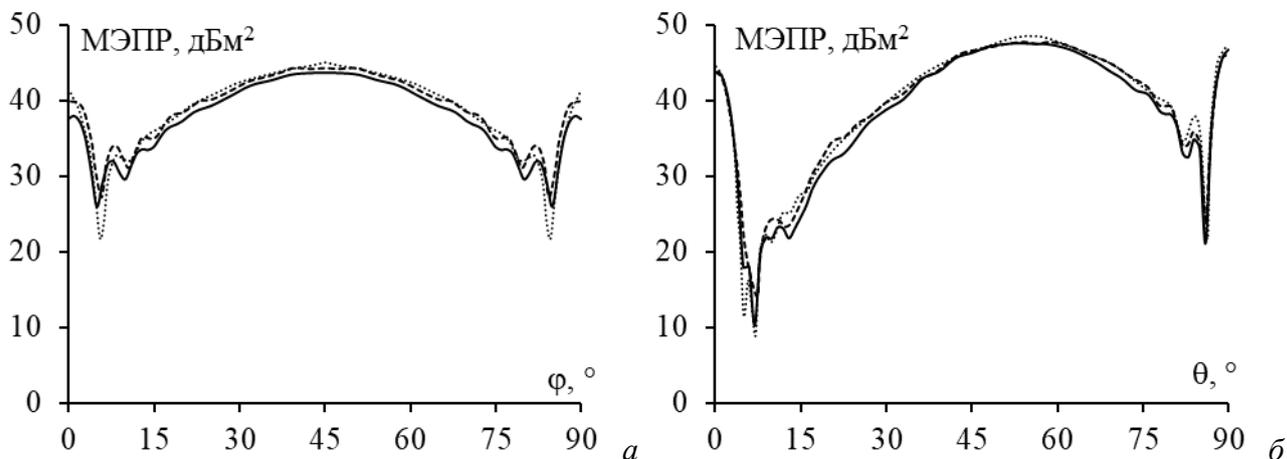


Рисунок 2.54 – МЭПР для S_5 , измеренные (---) и вычисленные по МоМ со СБФ (—) и РО_МЕС (···) в плоскостях $\theta=70^\circ$ (а) и $\varphi=50^\circ$ (б)

Затем сравниваются МЭПР для S_6 , вычисленные по МоМ со СБФ и РО из [177] (рисунок 2.55). Результаты МоМ со СБФ и РО значительно отличаются. Однако, когда волна падает в плоскости $\varphi=45^\circ$, МЭПР по МоМ со СБФ достигает максимума при $\theta^{pac}=55^\circ$, что совпадает с результатами РО. Отклонения максимумов МЭПР по МоМ со СБФ и РО составляют около 0,6 дБ, когда волна падает в плоскости $\theta=45^\circ$, и 2,6 дБ – в плоскости $\varphi=45^\circ$.

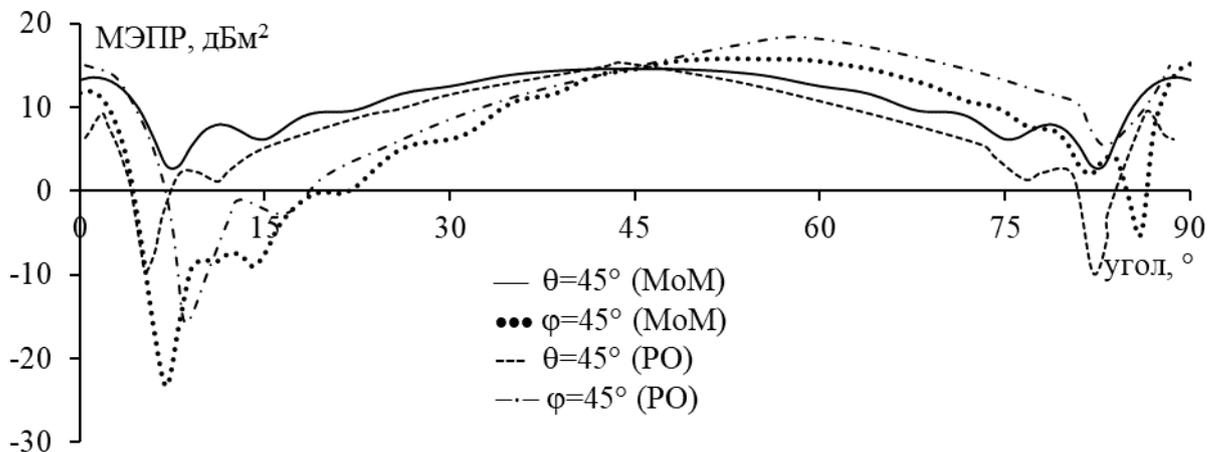


Рисунок 2.55 – МЭПР для S_6

2.2 Методика синтеза разреженного рассеивателя

Для пояснения подхода к синтезу разреженных рассеивателей на основе АОТС взята прямоугольная ПС размерами 3×2 м, расположенная в плоскости xOz и ортогональная оси Oy . Начало системы координат совпадает с центром ПС. Для возбуждения использовалась плоская волна с $f=300$ МГц. ПС состоит из одинаковых квадратных ячеек: 30 ячеек вдоль вертикальной и 20 ячеек вдоль горизонтальной сторон.

2.2.1 Возбуждение с заданного направления.

Поскольку АОТС основывается на оценке поверхностного тока, важно проанализировать распределение тока в структуре при её возбуждении плоской волной. Здесь предположено, что падающая волна имеет θ -поляризацию, перпендикулярную пластине. Следовательно, ток, возникающий на горизонтальных проводах, значительно меньше, чем вертикальные. На рисунке 2.56 показано распределение модуля тока ($|I|$) на левом вертикальном крае (AB) и вдоль центральной вертикальной линии (EF) пластины. Примечательно, что $|I|$ вдоль края пластины достигает большего значения (1,23 мА), чем центральной линии (0,68 мА).

Согласно электромагнитной теории, тангенциальная компонента электрического поля должна быть непрерывной на границе раздела двух сред (в данном случае, на поверхности пластины). Однако резкие изменения геометрической формы по краям пластины вызывают значительные вариации электромагнитного поля. В частности, в центральной области пластины электромагнитное поле распределено равномерно по поверхности. Это явление приводит к высокому накоплению электрического заряда по краям, что в свою очередь вызывает высокие токи в этих местах. В отличие от этого, в центральной области пластины ток ниже.

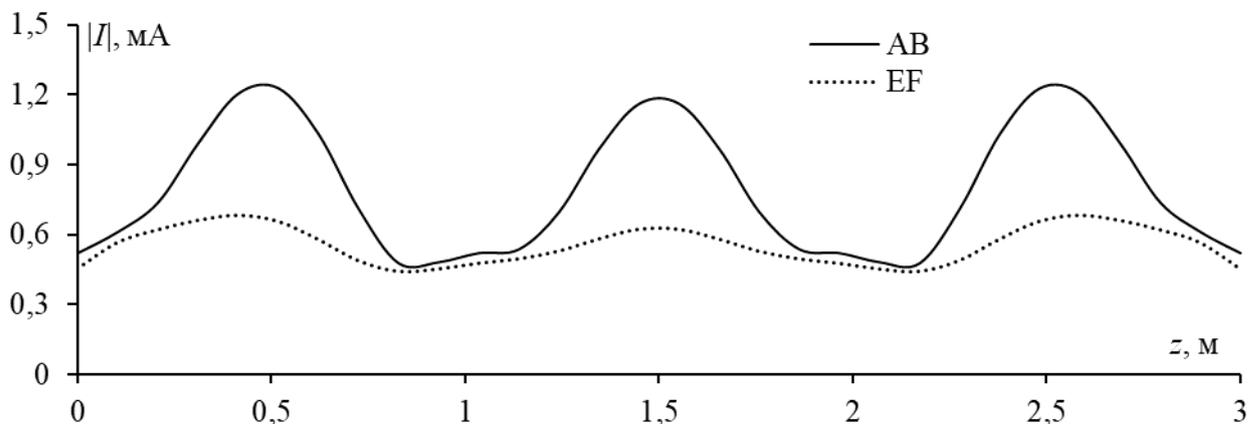


Рисунок 2.56 – Зависимости $|I|$ от координат вдоль AB и EF прямоугольной ПС 3×2 м при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$

Разработана АОТС для создания разреженного рассеивателя (рисунок 2.58). После применения МоМ со СБФ к ПС, получен $|I|$ для всех её сегментов. $|I|$ затем нормирован

относительно его максимума ($|I|^{\text{макс}}$), а результаты $|I_{\text{норм}}|$ сопоставлены с ДУЭС. Сегменты, для которых $|I_{\text{норм}}|$ меньше ДУЭС, удалены из исходной ПС. В результате полученная разреженная структура состоит только из сегментов со значениями $|I_{\text{норм}}|$ больше ДУЭС. Индексы сегментов в разреженной структуре сохранены в векторе \mathbf{m} размером N_s , где N_s – общее число сегментов в разреженной структуре.

Далее рассчитали матрицу импеданса (\mathbf{Z}_s) и вектор возбуждения (\mathbf{v}_s) для разреженного рассеивателя, чтобы определить характеристики рассеяния разреженной структуры. Существуют два подхода для достижения этой цели. Первый – пересчет элементов \mathbf{Z}_s и \mathbf{v}_s по МоМ со СБФ для разреженной структуры. Его реализация в коде проста. Однако, реальные рассеиватели являются электрически большими (значительно больше λ), что означает, что их моделирование по МоМ со СБФ требует значительного числа сегментов (N) до десятков тысяч. Даже после разреживания остается достаточно много сегментов. Следовательно, пересчет \mathbf{Z}_s и \mathbf{v}_s по этому способу значительно увеличивает вычислительные затраты.

Второй использует преимущество формирования исходной матрицы импеданса (\mathbf{Z}) по МоМ именно со СБФ. Когда i -й сегмент удаляется из структуры, достаточно просто удалить i -ю строку и i -й столбец в матрице \mathbf{Z} . Иными словами, любой сегмент независим от других, что отличает этот подход от использующих другие базисные функции (например, треугольные). Более того, он не только ускоряет вычисление \mathbf{Z}_s , но и ускоряет определение элементов \mathbf{v}_s : удалением i -х элементов (по индексу i удалённого сегмента) из \mathbf{v} (вектора возбуждения исходной ПС). В результате, вычислительные затраты для анализа разреженного рассеивателя значительно ниже, чем исходного.

Далее проанализированы результаты применения АОТС для разреживания рассматриваемой ПС. Характеристики рассеяния прямоугольной пластины, представленные БЭПР, обычно исследуются при падении волны ортогонально пластине ($\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$). Таким образом, в первую очередь исследовано изменение максимальной БЭПР ($\text{БЭПР}_{\text{макс}}$) (при $\theta^{\text{рас}} = \varphi^{\text{рас}} = 90^\circ$) при изменении ДУЭС (рисунок 2.57).

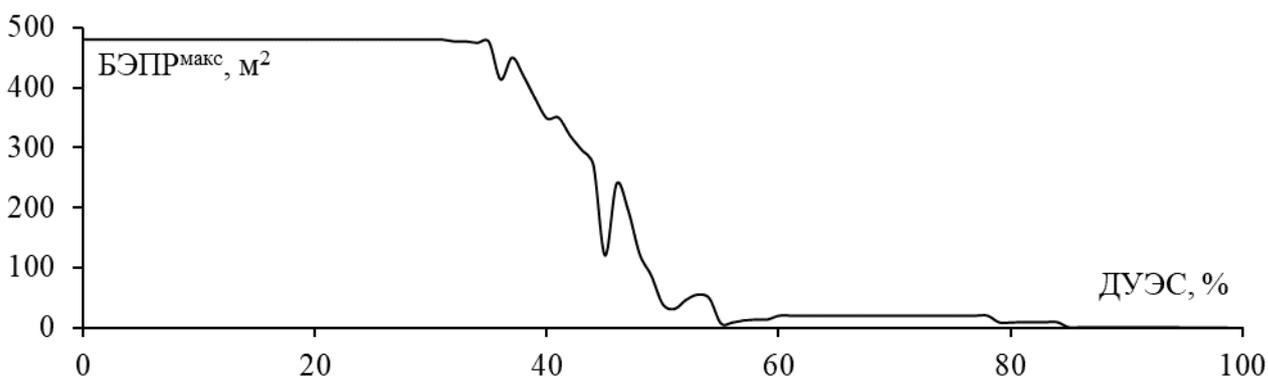


Рисунок 2.57 – Зависимость $\text{БЭПР}_{\text{макс}}$ от ДУЭС при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$

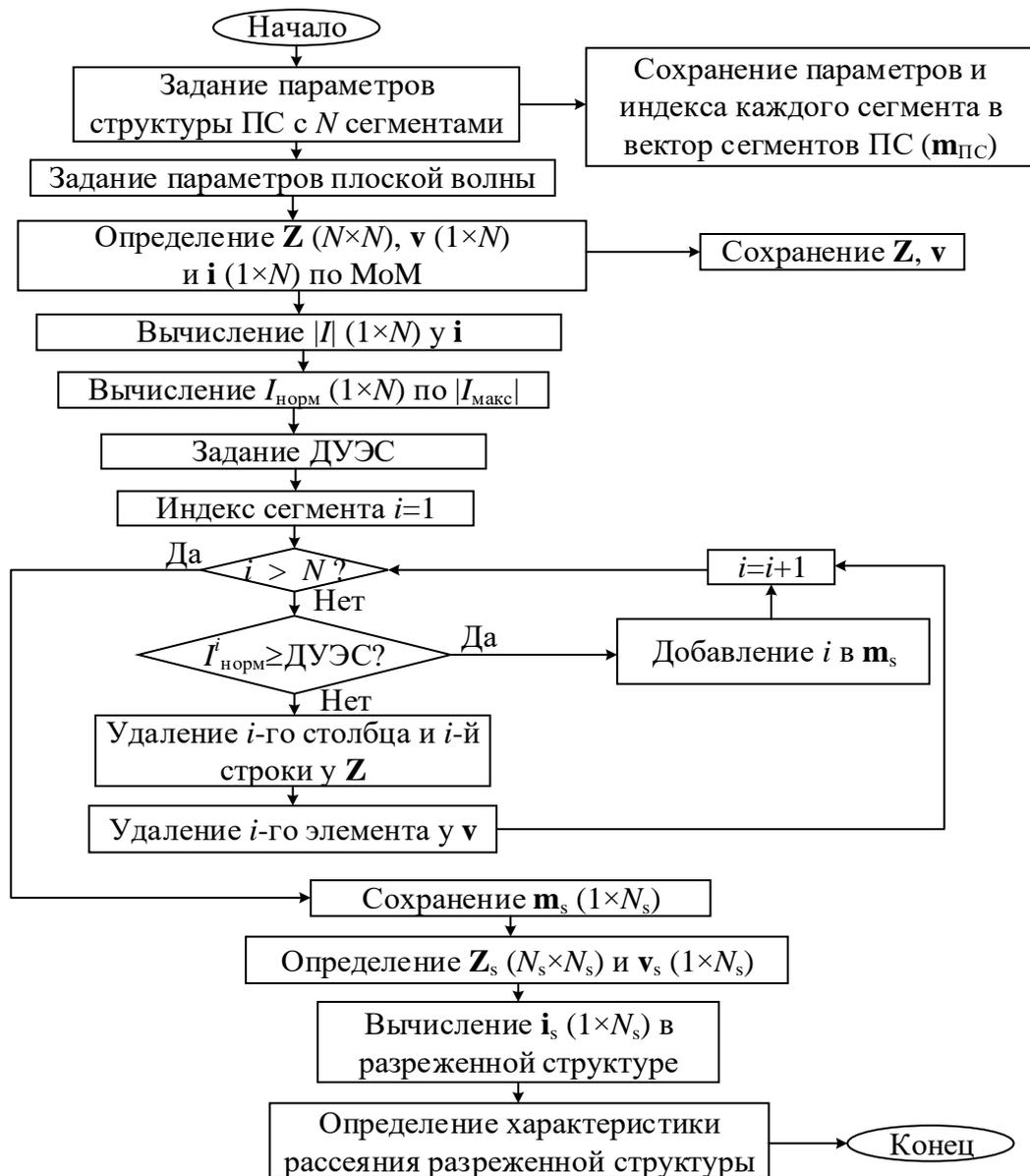


Рисунок 2.58 – Алгоритм АОТС для создания разреженных рассеивателей при возбуждении с заданного направления

Из рисунка 2.57 видно, что при ДУЭС=0–34% БЭПР^{макс} неменяется. Это связано с тем, что, помимо горизонтальных сегментов, которые не вносят вклад в поле рассеяния, $|I|$ вертикальных сегментов в целом превышает 34% от $|I|_{\text{макс}}$. В частности, как показано на рисунке 2.57, $|I|_{\text{мин}}$ на проводе EF составляет 0,44 мА, что по-прежнему, больше примерно 34% от $|I|_{\text{макс}}$ на проводе АВ ($1,23 \times 0,34 = 0,41$ мА).

В диапазоне ДУЭС 34–55% БЭПР^{макс} резко снижается. Это объясняется тем, что $|I|$ на вертикальных проводах в середине пластины становится меньше ДУЭС, что приводит к их удалению. Более того, как видно из рисунка 2.57, $|I|$ вертикальных проводов в середине пластины приблизительно равны. Поэтому даже незначительное увеличение ДУЭС в диапазоне 34–55% приводит к удалению значительного числа вертикальных сегментов в этой области. В отличие от случая, когда ДУЭС составляет 0–34%, удаление большого числа

горизонтальных проводов не влияет на рассеивающие свойства. Однако резкое сокращение числа сегментов в средней части пластины (где $|l|$ не мал) резко уменьшает поле рассеяния, вызывая быстрое снижение $BЭПР^{макс}$ в этом диапазоне (рисунок 2.57).

При $ДУЭС=45\%$ $BЭПР^{макс}$ снижается до 120 м^2 , а затем возрастает при $ДУЭС=46\%$ до 240 м^2 . Это явление может зависеть от фазы тока в удалённых проводах. Амплитуда тока характеризует интенсивность рассеянного поля, создаваемого данным проводом, а фаза определяет, как рассеянные поля, создаваемые проводами, комбинируются друг с другом, и, таким образом, также влияет на $BЭПР^{макс}$. Когда $ДУЭС=56-100\%$, $BЭПР^{макс}$ сильно падает, поскольку большая часть сегментов в середине пластины удалена, и осталось лишь мало сегментов по краям. Хотя $|l|$ в оставшихся сегментах по краям велик, их числа недостаточно для создания такого существенного поля рассеяния, как от сегментов в середине пластины.

Очевидно, что число удаляемых проводов из ПС зависит от $ДУЭС$: с ростом $ДУЭС$ число удаляемых проводов увеличивается. Это напрямую влияет на массу и площадь поверхности рассеивателя, а также вычислительные затраты для его моделирования.

Зависимости уменьшения массы и поверхности рассеивателя, а также времени и памяти для его моделирования, от $ДУЭС$ изображены на рисунке 2.59. При очень малом $ДУЭС$ (1%) из структуры удаляются горизонтальные провода. При этом количества горизонтальных и вертикальных проводов почти одинаковы. Таким образом, удаление горизонтальных проводов приводит примерно к 2-кратному уменьшению массы и площади поверхности пластины, что соответствует 4-кратному уменьшению используемой памяти и 8-кратному снижению времени. Рост $ДУЭС$ до 34% не меняет эти значения.

При $ДУЭС=34-55\%$, уменьшения растут из-за удаления множества вертикальных сегментов в середине пластины. При $ДУЭС>55\%$ уменьшения продолжают расти, но уже не так стремительно, поскольку рост $ДУЭС$ удаляет лишь определённое число вертикальных сегментов по краям пластины. Однако, как упоминалось ранее, изменения числа проводов в структуре ПС напрямую влияют на её рассеивающие характеристики. Следовательно, этот фактор должен быть тщательно проанализирован перед внедрением разреженных рассеивателей в производство.

$ДУЭС$ можно задавать в соответствии с конкретными условиями и требованиями производителя. При этом надо учитывать как рассеивающие свойства, так и массу и поверхность модели. Более высокий $ДУЭС$ поможет уменьшить массу структуры, но может и снизить ЭПР. Напротив, при низком $ДУЭС$ характеристики рассеяния разреженной структуры будут, как у исходной ПС, но это снизит уменьшение массы и поверхности. Поэтому, $ДУЭС$ следует тщательно подбирать в зависимости от конкретных применений.

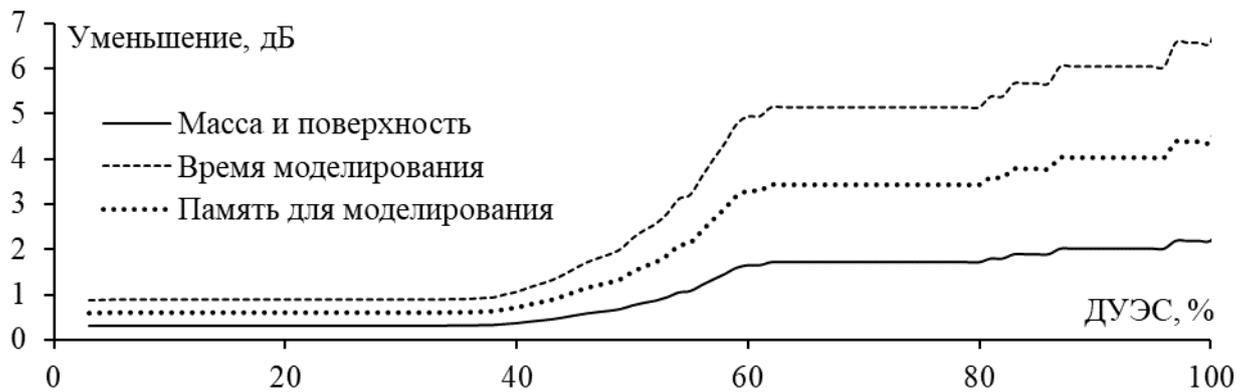


Рисунок 2.59 – Зависимости уменьшения массы и поверхности рассеивателя, времени и памяти для его моделирования от ДУЭС после АОТС

Проанализированы БЭПР и МЭПР разреженной ПС при разных ДУЭС. В частности, выбрали ДУЭС=35% (начало снижения БЭПР^{макс}), 40% (значение в диапазоне уменьшения БЭПР^{макс}) и 50% (значение со значительным снижением БЭПР^{макс}). Модели разреженной структуры ПС, полученные после АОТС с ДУЭС=35% (S35), 40% (S40), 50% (S50), представлены на рисунке 2.60.

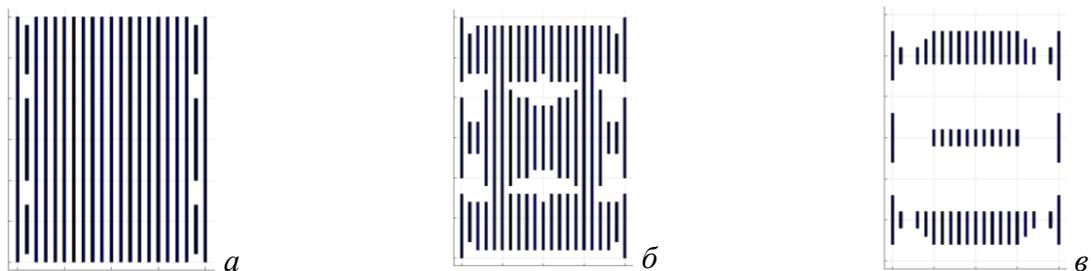


Рисунок 2.60 – Модели S35 (а), S40 (б) и S50 (в)

В разреженной структуре ПС после АОТС с ДУЭС=35, 40 и 50% осталось 614, 484 и 174 проводников, а в исходной ПС их было 1250. В результате, масса и поверхность рассеивателя уменьшены в 2,035, 2,583 и 7,183 раза, потребление памяти сократилось в 4,14, 6,67 и 51,6 раза, а время вычислений уменьшилось в 8,427, 17,23 и 370,6 раза. Отметим, что уменьшения при ДУЭС=50% больше, чем при ДУЭС=40%, а при ДУЭС=35% минимальны.

Характеристики исходного и разреженных рассеивателей надо сравнить. БЭПР и МЭПР в плоскостях xOy и xOz для S35, S40, S50 и исходной ПС приведены на рисунке 2.61. Отклонения характеристик рассеяния разреженных ПС от характеристик исходной сведены в таблице 2.20.

Таблица 2.20 – Отклонение БЭПР, МЭПР и ширины лучи для S35, S40 и S50.

Структура	Плоскость				Максимальное отклонение, дБм ²			
	xOy		yOz		xOy		yOz	
	БЭПР ^{макс} , дБм ²	ШЛ, °	БЭПР ^{макс} , дБм ²	ШЛ, °	БЭПР	МЭПР	БЭПР	МЭПР
S35	0,032	0	0,032	0	0,5	1,7	0,52	3,14
S40	1,388	0	1,388	0	1,54	2,45	6,82	17,14
S50	10,89	30	10,89	2	10,89	10,89	19,77	22,89

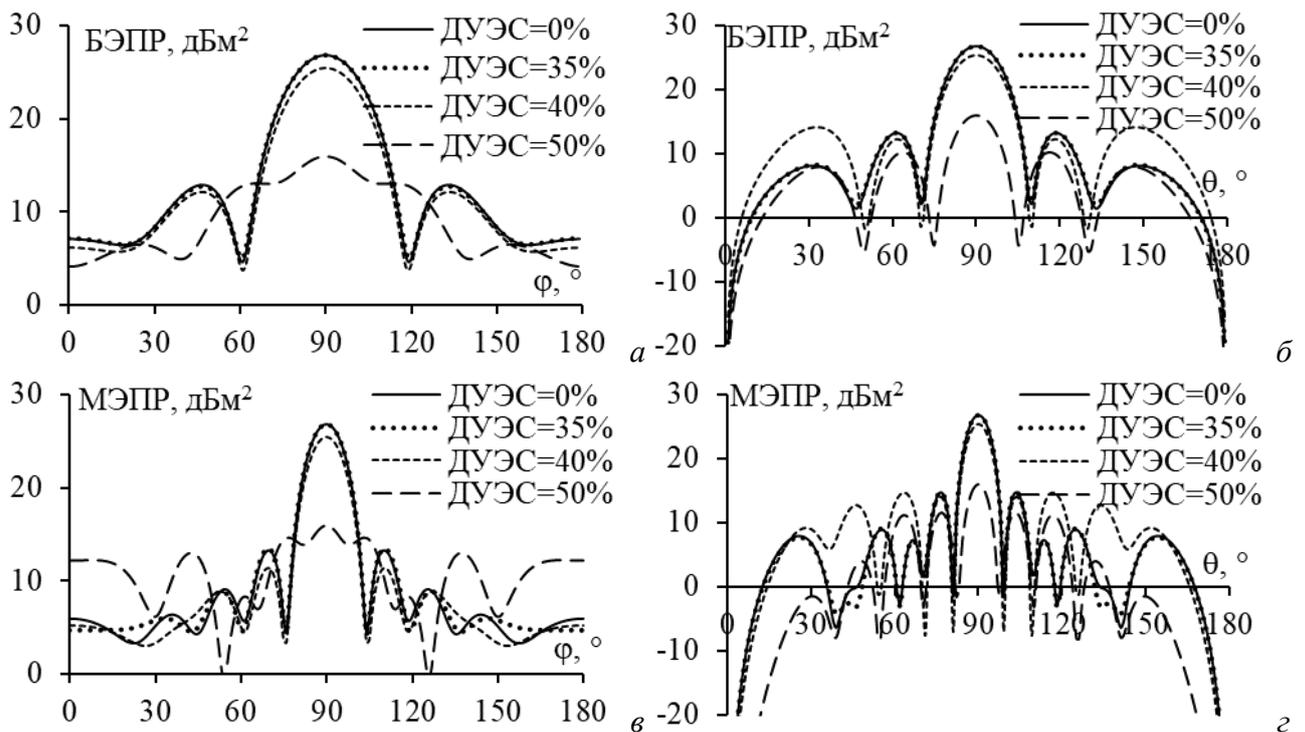


Рисунок 2.61 – БЭПР (а, б) и МЭПР (в, з) для исходных и разреженных ПС в xOy (а, в) и yOz (б, з) плоскостях

Данные из рисунка 2.61 демонстрируют, что полученные характеристики рассеяния S50 максимально отклонены от характеристик исходной ПС, за ней следует S40, характеристики S35 минимально отклонены. Рассеянное поле в направлении главного лепестка на рисунке 2.61 указывает на то, что результаты S35 и S40 хорошо совпадают с результатами исходной ПС. Боковые лепестки БЭПР показывают, что S35 снова даёт результаты, как у исходной ПС, тогда как рассеянное поле от S40 показывает большее отклонение. Для S50 как главный лепесток, так и боковые демонстрируют большие различия от исходной ПС.

Аналогичные выводы можно сделать и на основе данных таблицы 2.20. В целом, S40 обеспечивает рассеивающие характеристики хуже, чем S35, но они приемлемы, учитывая уменьшения массы, поверхности рассеивателя и вычислительных затрат.

На рисунках 2.61 а, б видно, что при возбуждении падающей волны с $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$, БЭПР S35 и исходной ПС очень близки. Однако, из графиков МЭПР (рисунки 2.61 в, з) очевидно, что с отклонением падающей волны от $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$, боковые лепестки МЭПР для S35 также отклоняются больше по сравнению с исходной ПС. Это можно объяснить тем, что разреженная структура оценивалась лишь при воздействии падающей волны с одного направления ($\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$), а другие направления ещё не рассматривались. Кроме того, заметно, что различия в боковых лепестках МЭПР для разреженных ПС по сравнению с исходной ПС также увеличиваются с ростом ДУЭС.

2.2.2 Возбуждение в неизвестной области

Когда волна падает на исходную ПС с разных направлений, \mathbf{v} меняется, а \mathbf{Z} неизменна. Тогда и \mathbf{i} будет различаться. Поэтому нужно рассматривать разреженную рассеивающую структуру для каждого направления падающей плоской волны.

Когда конкретная область возбуждения падающей волны не известна, необходимо учитывать влияние всех углов падения ($\theta^{\text{пад}}=0-359^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0-359^\circ$) на исходную ПС, после чего создается разреженная ПС. И наоборот, если конкретная область возбуждения определена, достаточно создать разреженную ПС на основе углов в диапазоне падения волны. Алгоритм получения такой структуры приведен на рисунке 2.62, а ниже пояснены основные шаги разработки разреженной рассеивающей структуры, когда конкретная область возбуждения падающей волной не определена заранее. Когда область возбуждения задана, получение разреженного рассеивателя аналогично.

После задания формы исходной ПС выявляется направление падающей волны, при котором МЭПР структуры максимальна (для рассмотренной пластины $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$). Исходя из графика зависимости БЭПР^{макс} от ДУЭС (например, рисунок 2.57), выбирается значение ДУЭС для создания конечной разреженной структуры (КРС) (здесь ДУЭС=40%). Далее, исходная ПС разреживается при последовательном изменении направления возбуждения по θ и φ с шагами $\Delta\theta$, $\Delta\varphi$ согласно АОТС и ДУЭС, как описано в алгоритме на рисунке 2.58.

При рассмотрении всех направлений волны ($\theta^{\text{пад}}=0-359^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0-359^\circ$) с шагом $\Delta\theta=\Delta\varphi=1^\circ$, было бы получено $360\times 360=129600$ разреженных структур. Однако, поскольку рассматриваемая структура симметрична (в частности, характеристики рассеяния при возбуждении спереди и сзади идентичны), здесь взяты только $\theta^{\text{пад}}=0-180^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0-180^\circ$ (возбуждение передней стороны пластины). Это дало $181\times 181=32761$ разреженную структуру. Такой подход значительно сокращает время вычислений и объём памяти для получения рассеивателей (примерно в 4 раза).

Однако в процессе моделирования стало очевидно, что число структур (32761) всё ещё достаточно велико, что приводит к значительным вычислительным затратам. Это обусловлено стремлением не только создать разреженные структуры для каждого направления падающей волны, но и определить характеристики рассеяния каждой такой структуры.

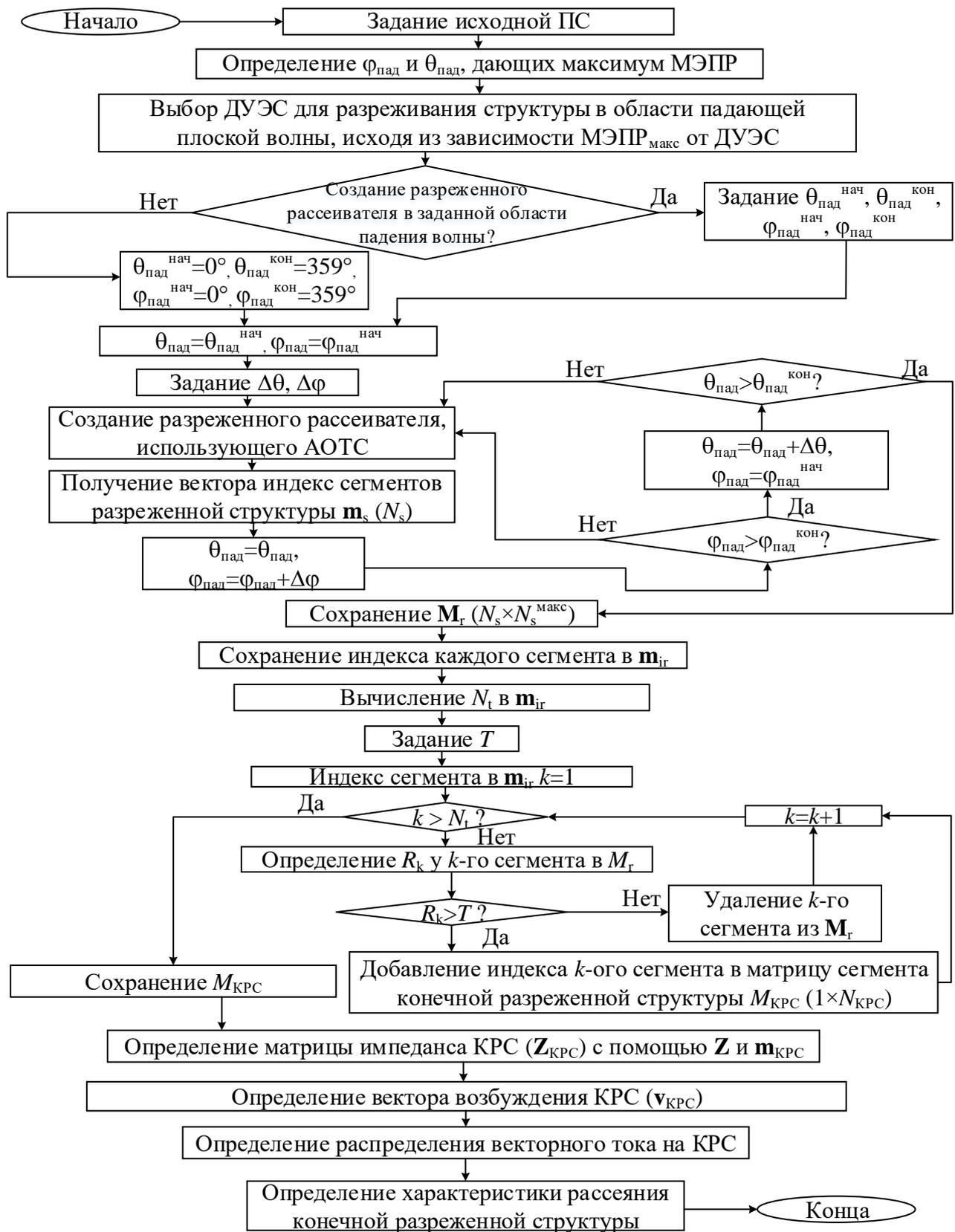


Рисунок 2.62 – Алгоритм АОТС для создания конечных разреженных рассеивателей, когда падающая волна возбуждается в области

Важно отметить, что при незначительном изменении направления падающей волны её воздействие на ПС практически идентично (т.е. \mathbf{v} схож), что приводит к похожим значениям \mathbf{i} . Следовательно, результирующая разреженная структура также имеет сравнимую форму. Отсюда можно сделать вывод, что нет необходимости создавать и анализировать все 32761 структур для поиска оптимальной разреженной структуры. Поэтому можно рассматривать разреживание исходной ПС с увеличенными шагами по углу падения волны ($\Delta\theta=1^\circ$, $\Delta\varphi=1^\circ$). Однако также важно учесть, что если шаг будет слишком большим, формы разреженных структур для соседних направлений могут сильно отличаться, что приведёт к неточностям при создании конечной разреженной структуры. Здесь исследовали направления падающей волны при $\theta^{\text{пад}}=0, 2, 4, \dots, 178, 180^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=0, 2, 4, \dots, 178, 180^\circ$ (т.е. $\Delta\theta=2^\circ$, $\Delta\varphi=2^\circ$). В результате число разреженных структур сократилось до $91 \times 91 = 8281$ (в 4 раза по сравнению с 32761 структурой).

Для каждой разреженной структуры, полученной для конкретного направления падающей волны, определялись оставшиеся и исключенные сегменты. Параметры оставшихся сегментов сохранялись в матрице \mathbf{M}_r , имеющей размерность $N_a \times N_s^{\text{макс}}$ (где N_a – число направлений возбуждения, а $N_s^{\text{макс}}$ – число сегментов разреженной структуры с максимальным числом оставшихся сегментов в области направления). Впоследствии индексы сегментов для каждой разреженной структуры сохранялись в векторе \mathbf{m}_{ir} .

Далее рассчитывалось общее число различных сегментов (N_t) в векторе \mathbf{m}_{ir} . Затем определялось число повторений каждого сегмента (R_k) в векторе \mathbf{m}_{ir} и сравнивалось с заданным порогом выбора результирующей разреженной структуры (T). Любой сегмент, для которого R_k меньше T , исключался. Индексы сегментов, число повторений которых больше T , сохранялись в векторе \mathbf{m}_{KPC} с размером N_{KPC} , где N_{KPC} – число сегментов в КРС.

Используя индексы этих сегментов, строилась конечная разреженная структура. Затем, основываясь на них, определяли матрицу импеданса (\mathbf{Z}_{KPC}) и вектор возбуждения для конечной структуры (\mathbf{v}_{KPC}). Характеристики рассеяния структуры затем можно определить, решив СЛАУ для нахождения I_{KPC} .

При создании окончательной структуры важно учитывать пороговое значение T . Если используются малые $\Delta\theta$ and $\Delta\varphi$, число повторяющихся сегментов будет значительно выше, чем при больших $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$. Следовательно, для генерации окончательной структуры с меньшими $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$ T будет выше, чем при использовании больших $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$.

Используя этот алгоритм, получены КРС при $T=50$ (KPC50), 100 (KPC100), 200 (KPC200) и 300 (KPC300), показанные на рисунке 2.63. Кроме того, рассматривались характеристики рассеяния структуры, сохранившей максимум сегментов после разреживания исходной ПС при изменении направления возбуждения волны. Причина исследования этой

структуры заключается в том, что она может демонстрировать характеристики рассеяния, схожие с исходной. После расчётов обнаружено, что максимум сегментов после изменения направления возбуждения сохранила S40.

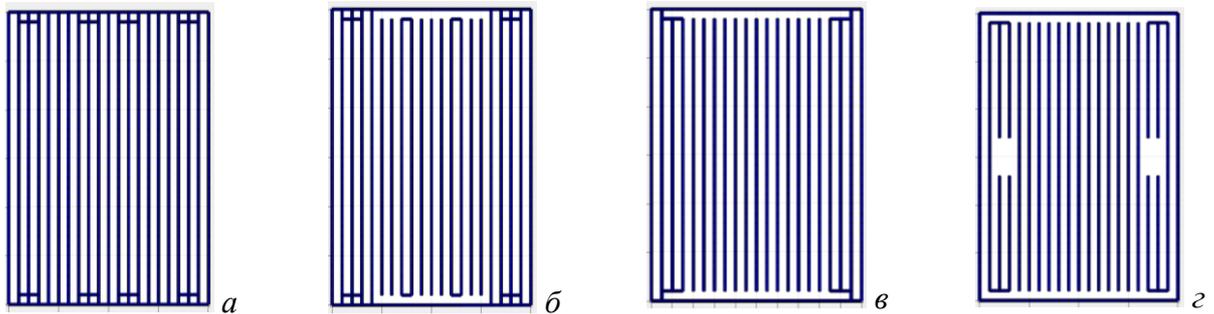


Рисунок 2.63 – Модели КРС50 (а), КРС100 (б), КРС200 (в) и КРС300 (г)

Полученные МЭПР для КРС и S40 в плоскостях xOy и yOz затем сравнивались с МЭПР исходной ПС (рисунок 2.64). Кроме того, отклонения в максимальной МЭПР и максимум отклонения МЭПР между результатами сведены в таблице 2.21.

Таблица 2.21 – Отклонение МЭПР (дБм²) для S40, КРС50, КРС100, КРС200 и КРС300

Структура	МЭПР ^{макс}	Максимальное отклонение МЭПР	
	xOy и yOz	xOy	yOz
S40	1,39	2,45	17,1
КРС50	0,000187	3,11	0,25
КРС100	0,194	4,77	6,46
КРС200	0,479	1,554	8,89
КРС300	0,479	1,554	13,7

Как видно из рисунка 2.64 и таблицы 2.21, МЭПР для КРС50 в плоскостях xOy и yOz очень хорошо согласуется с МЭПР для исходной ПС. В частности, в плоскости xOy МЭПР демонстрирует хорошее совпадение в диапазоне $\varphi=20-160^\circ$, при этом в плоскости yOz отклонений между полученными результатами почти нет. Структуры КРС100, КРС200 и КРС300 также достигают хорошего сходства со структурой ПС, хотя не как КРС50.

S40 демонстрирует наибольшее отклонение МЭПР по сравнению со исходной ПС, с очевидной разницей, наблюдаемой в плоскости yOz . Однако в диапазоне $\varphi=0-20^\circ$ в плоскости xOy МЭПР S40 лучше совпадает с МЭПР исходной ПС, чем КРС50. В целом, рассеивающие характеристики КРС хорошо согласуются с характеристиками исходной ПС, и это соответствие уменьшается с ростом T .

Таким образом, показана эффективность АОТС в создании разреженных структур, когда конкретное направление падающих волн неизвестно.

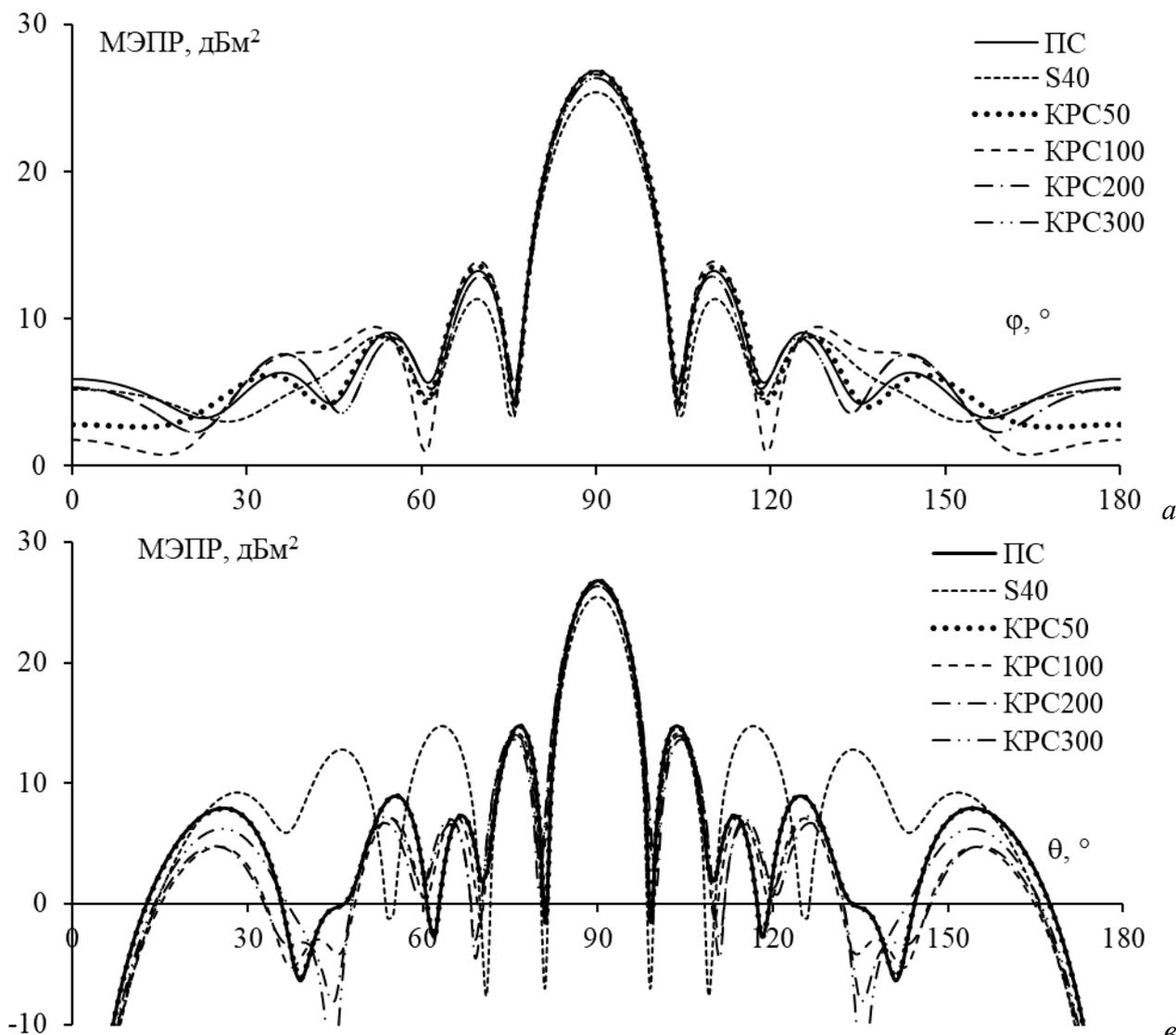


Рисунок 2.64 – Полученные МЭПР для исходных и разреженных структур в плоскостях xOy (а) и yOz (б)

2.2.3 Возбуждение в заданной области

На практике рассеиватели часто используются при возбуждении падающими волнами, направленными на определенную область. Поэтому здесь обсуждается создание разреженных структур именно в таком случае. Так, используя ДУЭС=40%, созданы разреженные рассеиватели для $\theta^{\text{пад}}=60\text{--}120^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=60\text{--}120^\circ$. Шаги анализа выполнялись по алгоритму на рисунке 2.62, с $\Delta\theta=\Delta\varphi=1^\circ$. МЭПР определены по всей области углов падающей волны (включает $61 \times 61 = 3721$ значение).

Здесь также обсуждается влияние T на рассеивающие характеристики КРС. Для этого сначала получена матрица \mathbf{M}_T для $61 \times 61 = 3721$ структуры, а затем изменялось T для создания различных КРС. Логично, что при разных T КРС различны, и, следовательно, их характеристики рассеяния также отличаются. Поскольку МЭПР содержит много значений (3721), сравнение МЭПР всех разреженных структур и исходной ПС невозможно. Поэтому,

для анализа сходства МЭПР для КРС и исходной ПС при изменении T , рассчитаны различные коэффициенты корреляции МЭПР каждой КРС и исходной ПС.

Коэффициент корреляции Пирсона отражает линейную взаимосвязь между двумя векторами (в данном случае, между МЭПР для каждой КРС и ПС):

$$\text{corr}(a,b) = \frac{\sum_{i=1}^n (X_{a,i} - \bar{X}_a)(Y_{b,i} - \bar{Y}_b)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (X_{a,i} - \bar{X}_a)^2 \sum_{i=1}^n (Y_{b,i} - \bar{Y}_b)^2}}. \quad (2.35)$$

В этом уравнении a и b – рассматриваемые векторы (МЭПР для каждой КРС и ПС соответственно), n – общее число элементов в каждом векторе, $X_{a,i}$ и $Y_{b,i}$ – i -е элементы X , Y векторов a и b , а \bar{X}_a , \bar{Y}_b – средние значения векторов a и b .

Коэффициент ранговой корреляции Спирмена аналогичен коэффициенту Пирсона в оценке степени корреляции между двумя векторами. Если значение близко к +1, это указывает на сильную положительную корреляцию. И наоборот, если значение близко к -1, это означает сильную отрицательную корреляцию [178]. Однако одним из главных преимуществ коэффициента Спирмена является то, что он не требует предположения о линейной зависимости между переменными [179, 180]. Кроме того, коэффициент корреляции Спирмена менее чувствителен к сильным выбросам по сравнению с коэффициентом корреляции Пирсона [181]. Он вычисляет как

$$\text{corr}(a,b) = 1 - \frac{6\sum d^2}{n(n^2 - 1)}, \quad (2.36)$$

где d – разность между рангами двух векторов a и b .

Такой коэффициент корреляции как косинус угла измеряет сходство между двумя векторами путём вычисления угла между ними [182, 183]. Значение этого коэффициента также варьируется от -1 до +1 [183]. Коэффициенты со значениями в этом диапазоне будут совокупно называться коэффициентами 1-й группы.

$$\text{corr}(a,b) = \frac{a \cdot b}{|a||b|}, \quad (2.37)$$

где

$$|a| = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2}, \quad |b| = \sqrt{Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_n^2}. \quad (2.38)$$

Евклидово расстояние как коэффициент корреляции [184, 185] обычно используется для сравнения различий между значениями элементов векторов. Этот коэффициент прост для понимания и интуитивно понятен, отражая фактическое расстояние между точками в многомерном пространстве:

$$\text{corr}(a,b) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (X_i - Y_i)^2}. \quad (2.39)$$

Среднеквадратическое отклонение разности между двумя векторами указывает на степень разброса значений в векторе разности двух векторов МЭПР:

$$\text{corr}(a,b) = \text{std}(A_i - B_i). \quad (2.40)$$

Низкое отклонение указывает на то, что элементы в двух векторах относительно близки друг к другу, что означает высокую степень их сходства. И наоборот, высокое отклонение свидетельствует о значительном различии между элементами и означает, что два вектора не схожи. Значения Евклидова расстояния и среднеквадратического отклонения варьируются от 0 до $+\infty$, при этом близость к 0 указывает на большую степень сходства между двумя векторами. Эти коэффициенты отнесены к 2-й группе.

На рисунке 2.65 показана зависимость коэффициентов корреляции от T с шагом изменения $\Delta T=10$. Можно заметить, что коэффициенты Пирсона и косинуса демонстрируют хорошее совпадение друг с другом. Зависимости Евклидова расстояния и среднеквадратического отклонения имеют схожую форму, но различаются по значениям.

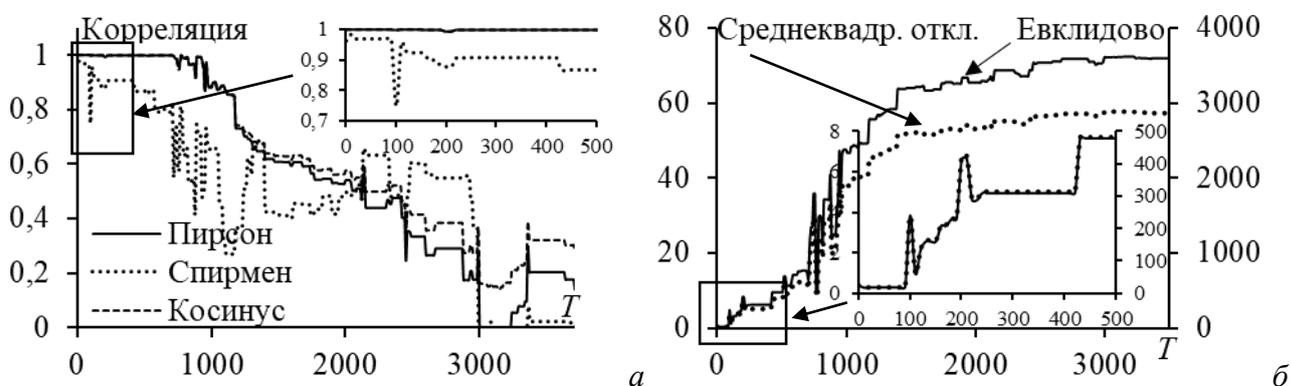


Рисунок 2.65 – Зависимость коэффициента корреляции 1-й (а) и 2-й (б) групп от T

В целом, рисунок 2.65 показывает, что при $T < 400$ коэффициенты корреляции демонстрируют сходство МЭП КРС с МЭП ПС в области $\theta=60-120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$. Однако при $T=100$ (или 200) коэффициент Спирмена значительно падает (или Евклидово расстояние и среднеквадратическое отклонение быстро возрастают), что указывает на большее отличие МЭП КРС при $T=100$ (или $T=200$) от МЭП ПС, чем при других значениях T в этом диапазоне. Это, возможно, снова объясняется тем, что фаза тока i на удалённых проводах не учитывалась. В целом, можно заключить, что когда падающая волна возбуждает структуру в области $\theta=60-120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$, для создания КРС со схожими с исходной ПС рассеивающими характеристиками следует рассматривать $T < 400$ (исключая $T=100, 200$).

На рисунке 2.66 проиллюстрирована зависимость уменьшения массы и вычислительных затрат от T . Аналогично зависимости от ДУЭС, с ростом T число сегментов уменьшается, что уменьшает массу, поверхность и вычислительные затраты. При $T=0$ масса и поверхность структуры уменьшаются почти вдвое, что указывает на то, что в рассматриваемой области многие горизонтальные сегменты проводов не учитывались при создании разреженной структуры. Более того, на рисунке 2.66 видно, что при $T < 400$

уменьшение массы и поверхности почти постоянно, что говорит о схожем числе удаляемых сегментов при различных значениях T в этом диапазоне.

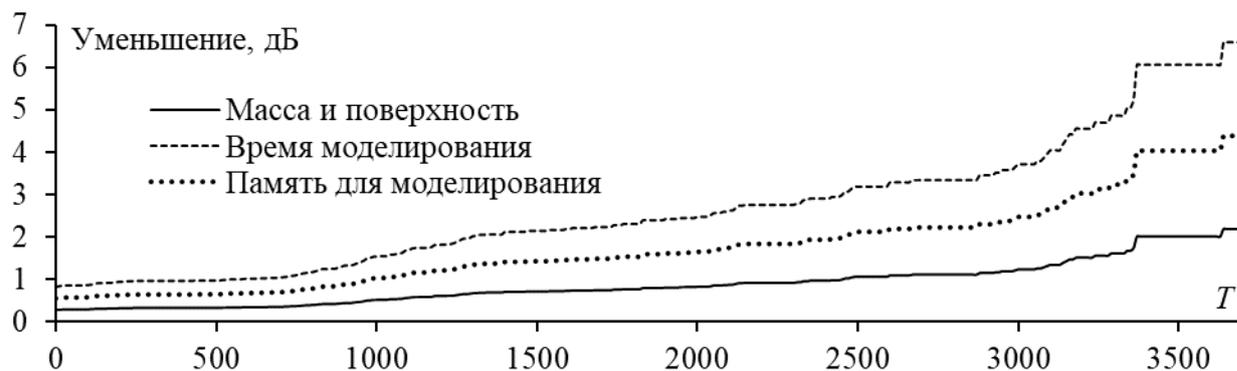


Рисунок 2.66 – Зависимость уменьшения массы и поверхности разреженных рассеивателей, и времени и памяти для их моделирования от T после АОТС

Чтобы подтвердить наблюдения о характеристиках рассеяния КРС, основанные на корреляции, исследованы МЭПР КРС при $T=50$ (КРС_{Co50}), 100 (КРС_{Co100}), 200 (КРС_{Co200}) и 300 (КРС_{Co300}). Формы КРС представлены на рисунке 2.67.

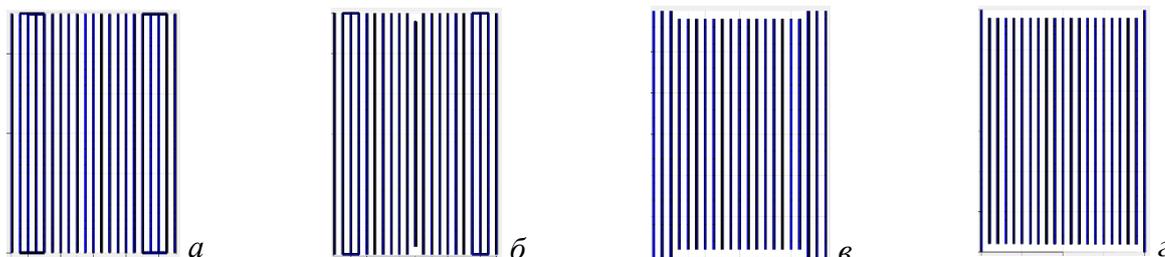


Рисунок 2.67 – Модели КРС_{Co50} (а), КРС_{Co100} (б) КРС_{Co200} (в) и КРС_{Co300} (г)

Полученные МЭПР для S40, КРС_{Co50}, КРС_{Co100}, КРС_{Co200} и КРС_{Co300} сравнены с МЭПР ПС в области $\theta=60-120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$, а также в плоскостях xOy и yOz . В области $\theta=60-120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$ сравнение 3D-графиков (представляющих полученные МЭПР) для этих структур затруднительно. Поэтому они преобразованы в 2D-графики для упрощения сравнения. На них вертикальная ось представляет МЭПР в дБм², а горизонтальная ось объединяет значения θ и φ (в общей сложности 3721 значение). Конкретно, $0-61^\circ$ соответствует $\theta=0^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$; $62-123^\circ$ соответствует $\theta=1^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$; ...; $3660-3721^\circ$ соответствует $\theta=120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$. Однако точное сравнение МЭПР довольно сложно из-за резких изменений на графике. Поэтому использована функция *smooth* в MATLAB для сглаживания зависимостей МЭПР, что упрощает наблюдение (рисунок 2.68). Кроме того, расхождения в МЭПР для S40, КРС_{Co50}, КРС_{Co100}, КРС_{Co200} и КРС_{Co300} в области $\theta=60-120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$ (актуальные, несглаженные значения) и в плоскостях xOy и yOz , по сравнению со структурой ПС, представлены в таблице 2.22.

Из рисунка 2.68а видно, что МЭПР КРС_{Co50} лучше всего соответствует МЭПР исходной ПС, за ним следуют КРС_{Co300} и КРС_{Co200}. МЭПР КРС_{Co100} отклоняется больше других, что указывает на то, что использование коэффициентов Спирмена, Евклидова

расстояния и среднеквадратического отклонения правильно предсказало сходство МЭПР разреженной и исходной ПС. Это также объясняет, почему МЭПР КРС_{Co300} немного лучше, чем МЭПР КРС_{Co200}. Максимальные МЭПР КРС отклоняются сильнее с ростом T . Кроме того, наблюдается, что S40 имеет гораздо большее отклонение МЭПР по сравнению с другими разреженными ПС.

Таблица 2.22 – Отклонение МЭПР (дБм²) для S40, S50, S100, S200 и S300

Структура	МЭПР _{макс}	Максимальное отклонение МЭПР		
		$\theta=60-120^\circ, \varphi=60-120^\circ$	хОу плоскость	уOz плоскость
S40	1,388	31,17	2,45	17,14
КРС _{Co50}	0,0003	18,15	1,98	0,37
КРС _{Co100}	0,014	28,51	2,1	19,58
КРС _{Co200}	0,33	23,45	2,2	12,84
КРС _{Co300}	0,42	18,55	1,8	8,15

Из рисунка 2.68а видно, что когда θ приближается к 60° или 120° (границам области возбуждения, представленным на графике приблизительно как 0–700 и 3000–3721), МЭПР полученных КРС и исходной ПС значительно расходятся. Это можно объяснить тем, что по мере приближения θ к границам области возбуждения, волна с θ -поляризацией существенно влияет на горизонтальные провода, приводя к возникновению более высоких токов на них. Следовательно, разреженные структуры в этих положениях, как правило, включают горизонтальные провода, хотя их число может быть незначительным (то есть, эти горизонтальные провода не часто повторяются в разреженных структурах). Поэтому при использовании порога T эти горизонтальные провода непреднамеренно исключаются, что препятствует их вкладу в характеристики рассеяния КРС.

На рисунке 2.68б показано, что МЭПР всех КРС хорошо согласуются друг с другом и с МЭПР исходной ПС, в то время как S40 демонстрирует значительно большие отклонения не только в основном направлении, но и в первом боковом лепестке, а также по всей области $\varphi=0-45^\circ$. Аналогичные наблюдения можно сделать и из рисунка 2.68в; однако, по мере изменения T , отклонения МЭПР КРС и исходной ПС также изменяются.

Аналогичные результаты отражены в таблице 2.22. Очевидно, что среди всех структур МЭПР КРС_{Co50} наиболее близко соответствует МЭПР исходной ПС. Более того, как упоминалось ранее, при $T < 400$ уменьшение массы для КРС изменяется мало. Поэтому, КРС_{Co50} может быть выбрана для производства при $\theta^{\text{пад}}=60-120^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=60-120^\circ$.

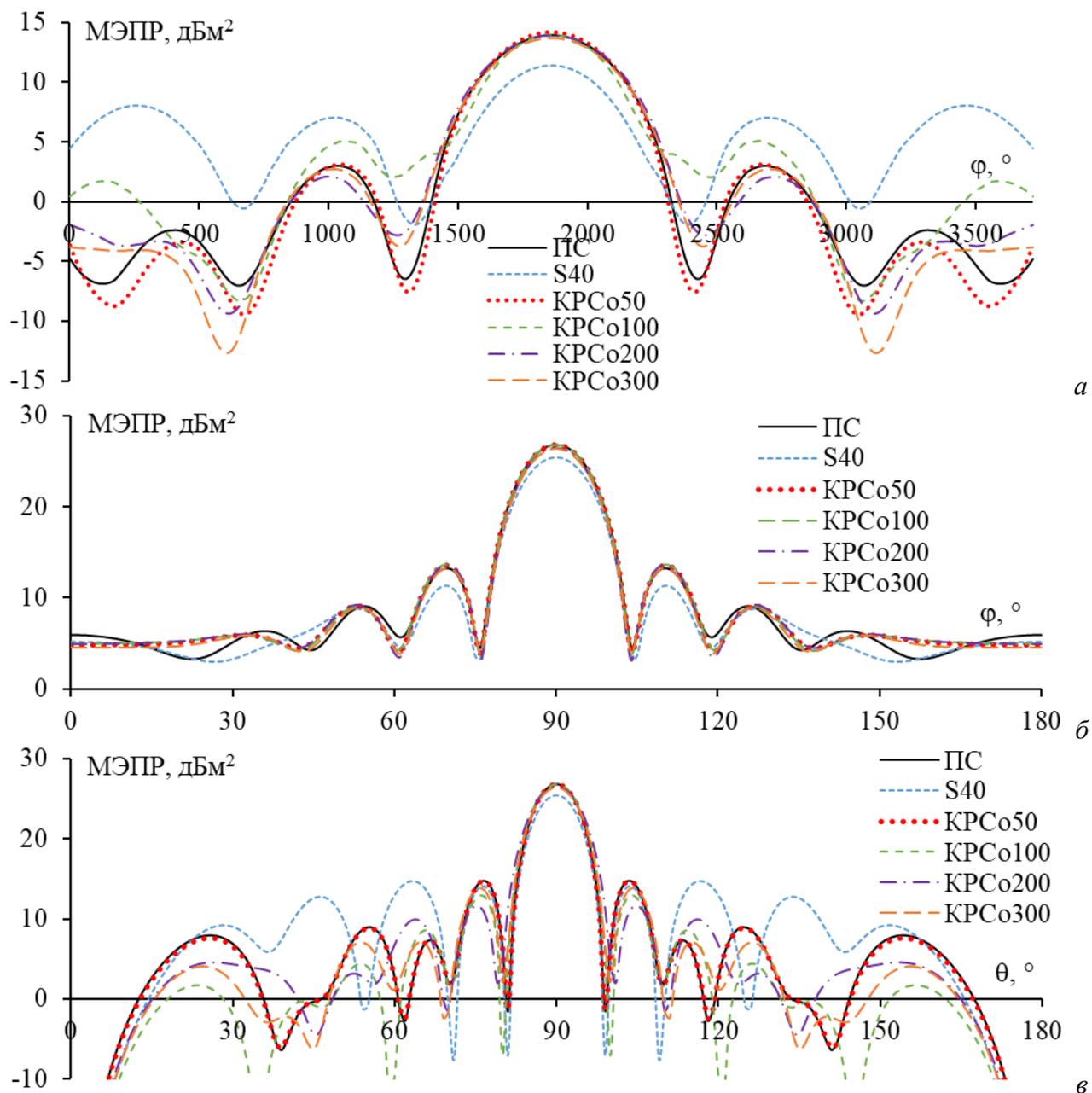


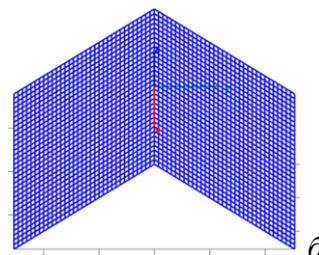
Рисунок 2.68 – Полученные МЭПР для исходных (сглаженные значения) и разреженных структур в области $\theta=60-120^\circ$, $\varphi=60-120^\circ$ (а), xOy (б), и yOz (в) плоскостях

2.2.4 Синтез разреженного двухгранного уголкового отражателя

ДУО состоит из двух ортогональных квадратных пластин со сторонами $5,6088\lambda$ и работает на частоте 9,4 ГГц (рисунок 2.69) [170]. В структуре из ПС ДУО разделён на 2178 квадратных ячеек с длиной стороны, равной длине сегмента $0,16\lambda$.



а



б

Рисунок 2.69 – Реальной ДУО [88] (а) и его эквивалентная модель ПС (б)

Для ДУО из рисунка 2.69, МЭПР достигает максимума при $\theta=90^\circ$, $\varphi=0^\circ$. Зависимости БЭПР^{макс}, а также уменьшения массы, поверхности и требуемых вычислительных затрат от ДУЭС показаны на рисунке 2.70. Видно, что при ДУЭС=20% БЭПР^{макс} почти как у исходной ПС, при этом масса уменьшается примерно в 1,9 раза. Поэтому выбираем ДУЭС=20% для создания разреженного ДУО при изменении направления падающей волны.

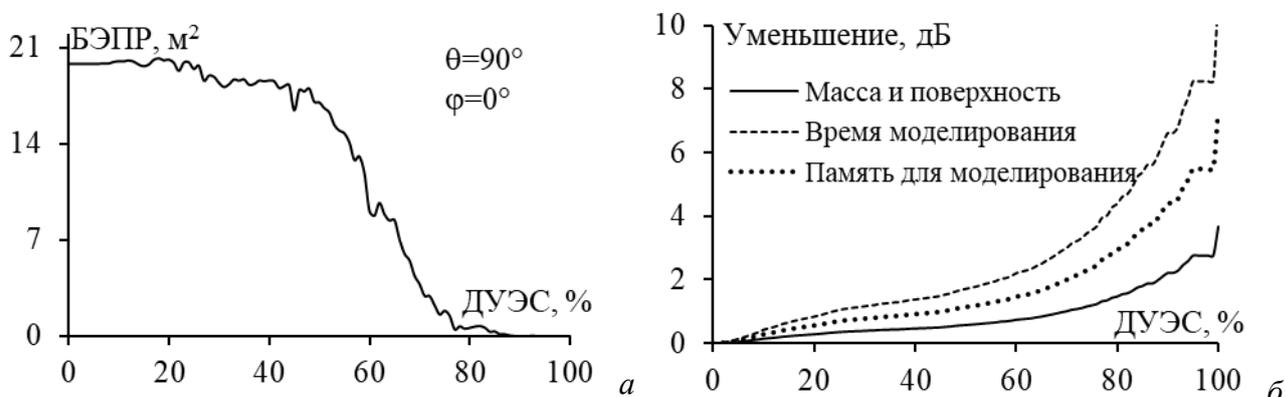


Рисунок 2.70 – Зависимость от ДУЭС БЭПР^{макс} при $\theta^{\text{пад}}=90^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$ (a) и снижения массы, площади и вычислительных затрат разреженных ДУО (б)

Сначала ДУО разреживается при $\varphi^{\text{пад}}=0-360^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=0-360^\circ$. Зависимость снижения массы, поверхности и вычислительных затрат от T для разреженного ДУО показана на рисунке 2.71. Как упоминалось, с ростом T число оставшихся проводов разреженной структуры уменьшается, поэтому масса, поверхность и вычислительные затраты также снижаются. Из рисунка 2.71 видно, что при $T \leq 600$ масса и поверхность структуры уменьшаются менее чем в 2,1 раза, при $T > 600$ масса и поверхность уменьшаются быстрее. Для анализа влияния снижения массы и площади поверхности на характеристики рассеяния ДУО, рассмотрены МЭПР разреженного ДУО при $T=0, 500, 600$ и 700 (снижение массы и поверхности по сравнению с исходным ПС составляет 1,16, 1,9, 2,1 и 6,18 соответственно). Формы разреженных ДУО представлены на рисунке 2.72.

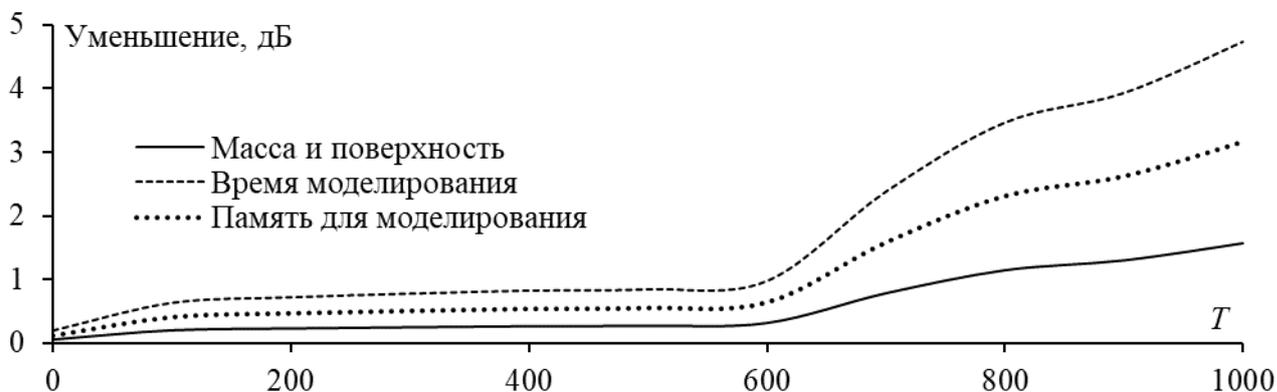


Рисунок 2.71 – Зависимости уменьшения массы и поверхности разреженных ДУО, времени и памяти для их моделирования от T после АОТС

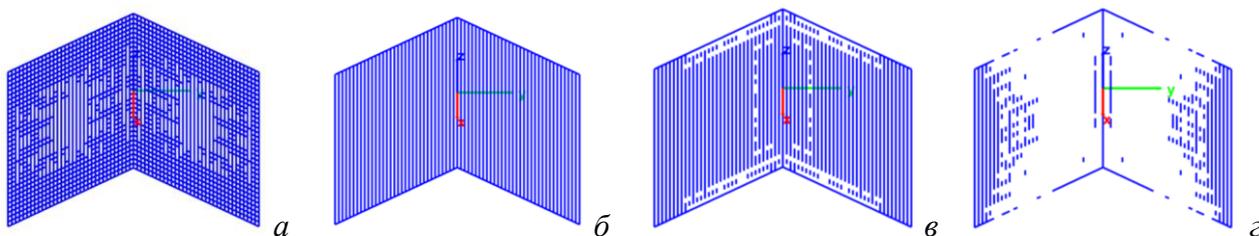


Рисунок 2.72 – Модели разреженного ДУО для $\varphi^{\text{пад}}=0-360^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=0-360^\circ$ при $T=0$ (а), 500 (б), 600 (в), 700 (г)

Характеристики разреженных ДУО представлены на рисунке 2.73. В области $\theta=90^\circ$ и $\varphi=0-55^\circ$ МЭПР для исходной ПС и разреженных структур практически не отличаются от измеренных. В области $\theta=90^\circ$ и $\varphi=55-90^\circ$ отклонение возрастает, составляя в среднем около 0,2 дБ. Видно, что при $T=0$ МЭПР разреженного ДУО очень хорошо согласуется с ПС ДУО и сплошным ДУО в обеих плоскостях ($\theta=90^\circ$ и $\varphi=0^\circ$). При $T=500, 600$ МЭПР разреженного ДУО в плоскости $\theta=90^\circ$, по-прежнему, хорошо согласуется с ПС, однако в плоскости $\varphi=0^\circ$ боковые лепестки МЭПР разреженного ДУО отклоняются сильнее, чем у ПС. Это отклонение увеличивается с ростом T . При $T=700$ МЭПР разреженного ДУО полностью несовместима с МЭПР исходной ПС. Таким образом, при $\varphi^{\text{пад}}=0-360^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=0-360^\circ$ можно выбрать $T=500$, чтобы сбалансировать снижение массы и поверхности сохранением характеристик рассеяния разреженной структуры.

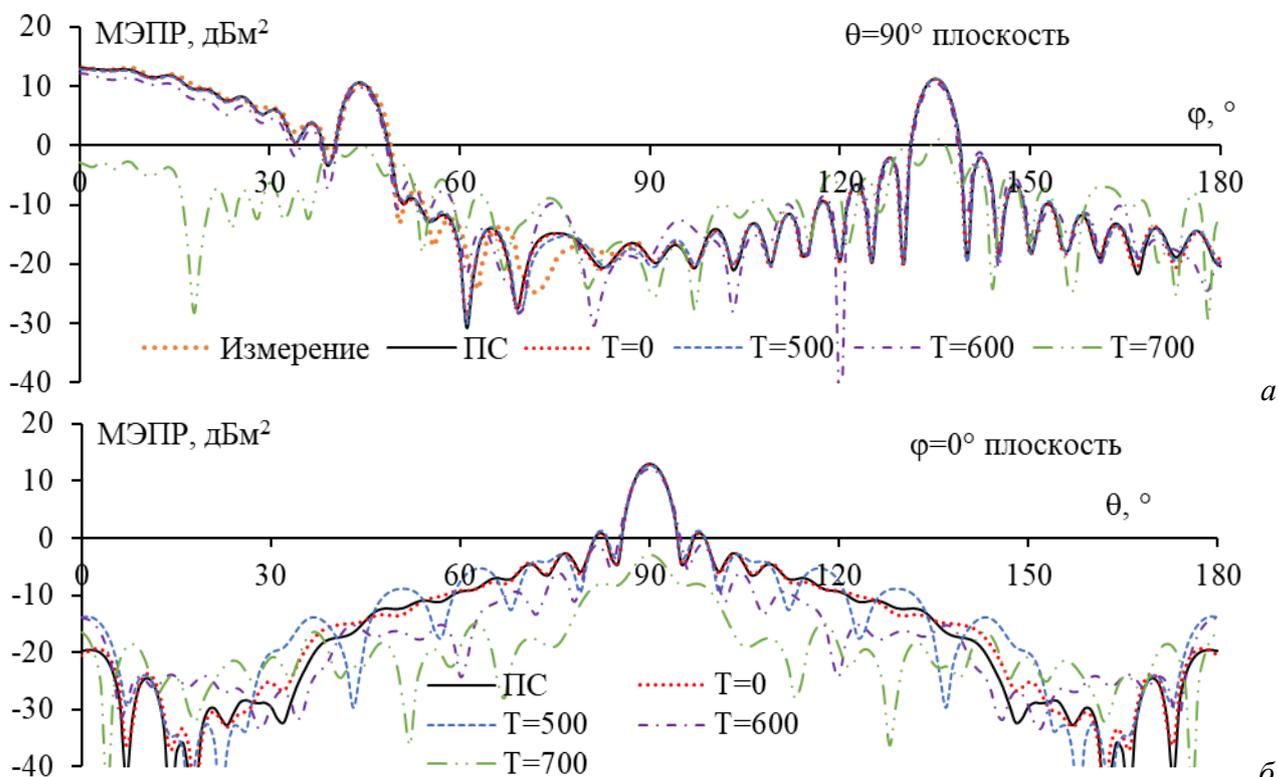


Рисунок 2.73 – МЭПР для исходного [170] и разреженных ДУО в плоскостях $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=0^\circ$ (б) при $\varphi^{\text{пад}}=0-360^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=0-360^\circ$

Далее получен разреженный ДУО для $\theta^{\text{пад}}=84-96^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=40-40^\circ$ (область главного лепестка МЭПР ДУО). Зависимости уменьшения массы, поверхности, вычислительных

зажат и коэффициента корреляции МЭПР для разреженных и исходного ДУО от T показаны на рисунке 2.74. Видно, что при $T=600, 700$ МЭПР для разреженных структур всё ещё довольно хорошо согласуются с исходной ПС, при этом снижение массы составляет 1,92 и 2,27 раза соответственно. При $T=800$, хотя снижение массы велико (в 5,44 раза), МЭПР для разреженного ДУО значительно отклоняется от МЭПР исходной ПС.

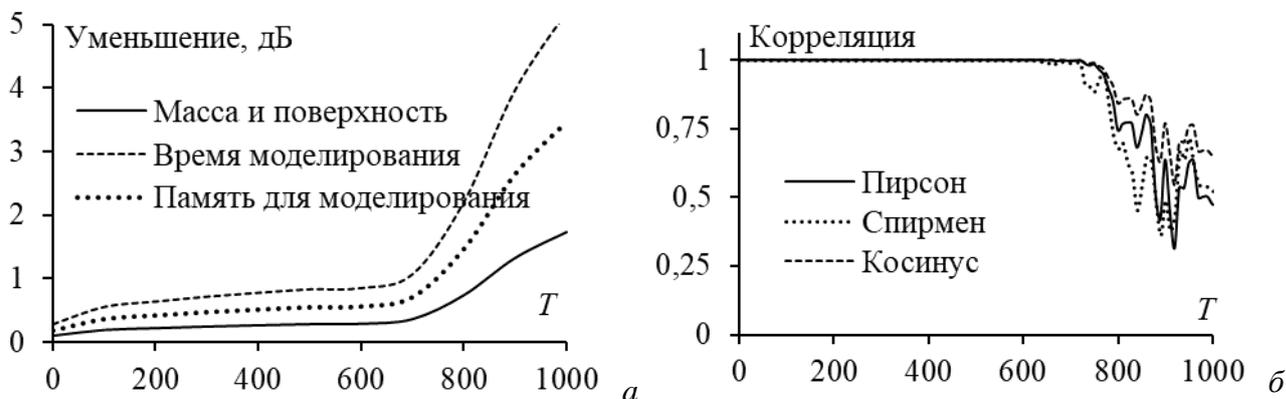


Рисунок 2.74 – Зависимости уменьшения массы и поверхности ДУО, времени и памяти моделирования (а) и коэффициента корреляции 1-й группы (б) от ДУЭС

На рисунке 2.75 показаны формы разреженных структур и их МЭПР при $T=600, 700, 800$. В соответствии со значениями коэффициентов корреляции, при $T=600, 700$ МЭПР разреженного ДУО достаточно хорошо согласуется с МЭПР исходной ПС. При $T=800$ МЭПР значительно отклоняется от МЭПР исходной ПС.

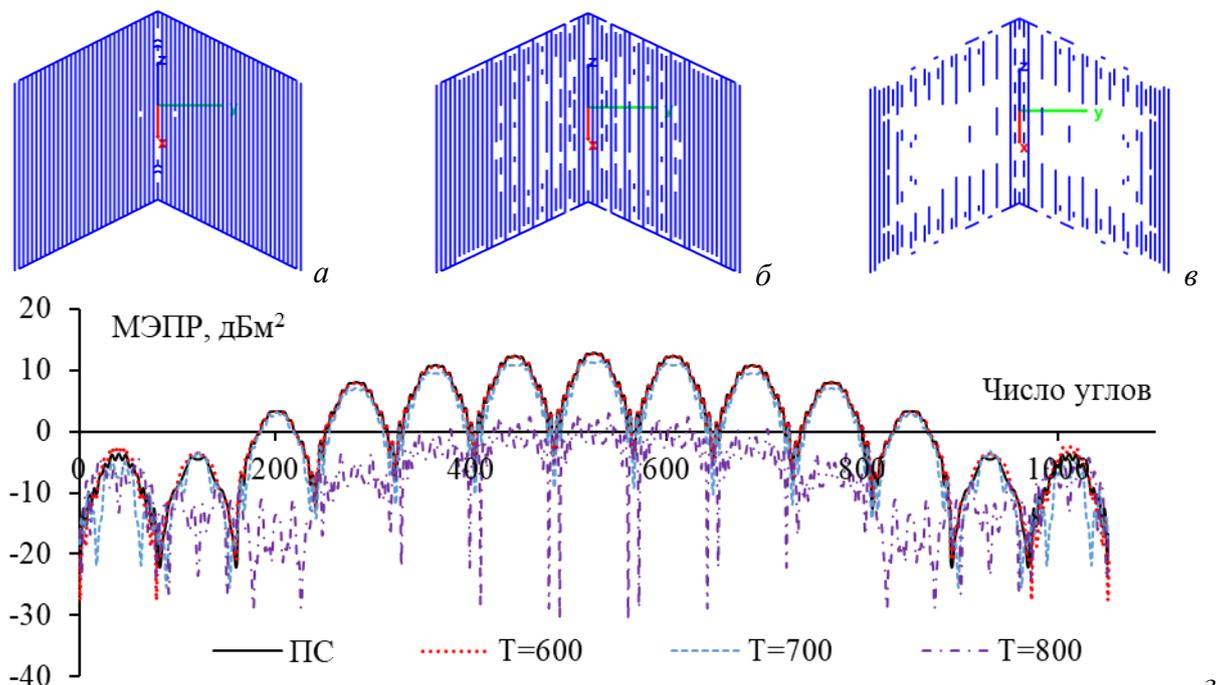


Рисунок 2.75 – Модели разреженных ДУО для $\varphi^{\text{пад}}=-40-40^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=84-96^\circ$ при $T=600$ (а), 700 (б), 800 (в) и МЭПР для исходного и разреженных ДУО (з)

2.2.5 Синтез разреженного трёхгранного уголкового отражателя

Для дальнейшей оценки эффективности предложенного алгоритма, АОТС применена к круглым ТУО (КрТУО) с длинами ортогональных кромок по 0,2 м при $f=9$ ГГц [86]. МЭПР

в плоскости $\theta=90^\circ$ по МоМ, сравниваются с полученными в CST и измеренными из [86] (рисунок 2.76). В исходной ПС КрТУО разделён на 2178 ячеек со стороной $0,17\lambda$. МЭПР показывают хорошее совпадение. На рисунке 2.76 следует, что среднее отклонение между МЭПР, полученной с помощью ПС-модели, и измеренной составляет 0,3 дБ, а между результатами CST и измерений составляет 1,5 дБ.

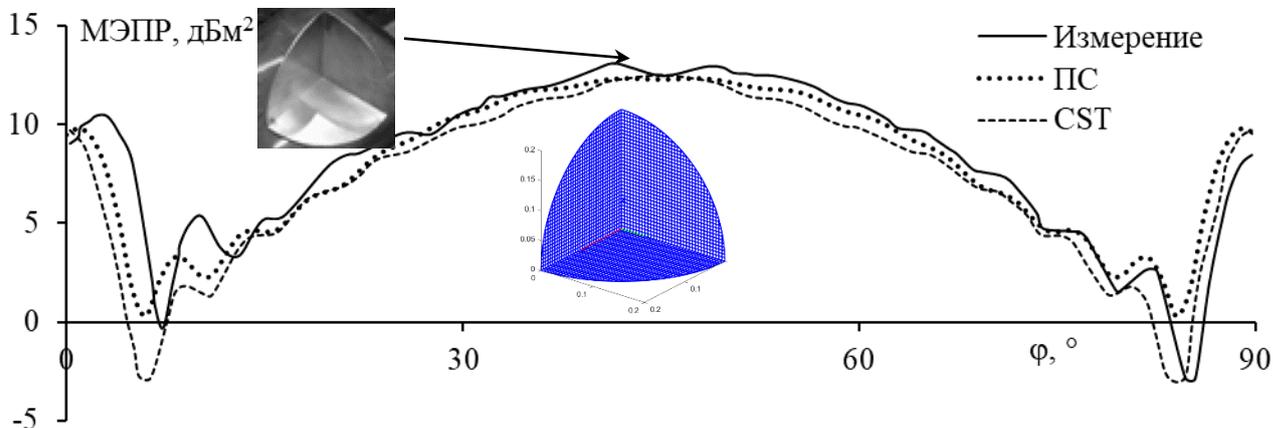


Рисунок 2.76 – МЭПР для КрТУО в $\theta=90^\circ$ плоскости

Для ТУО максимум МЭПР достигается при $\theta=55^\circ$, $\varphi=45^\circ$. МЭПР показаны на рисунке 2.77. Уменьшение массы для ДУЭС=15, 25, 35% составляет 1,06, 1,15 и 1,3 раза соответственно. При ДУЭС=15% МЭПР разреженного КрТУО и ПС довольно хорошо совпадают. С ростом ДУЭС МЭПР разреженного КрТУО и ПС отклоняются сильнее. Однако, сбалансировав уменьшение массы и отклонение МЭПР разреженной структуры по сравнению с исходной ПС, выбран ДУЭС=25% для создания разреженной структуры при изменении направления возбуждения падающей волны.

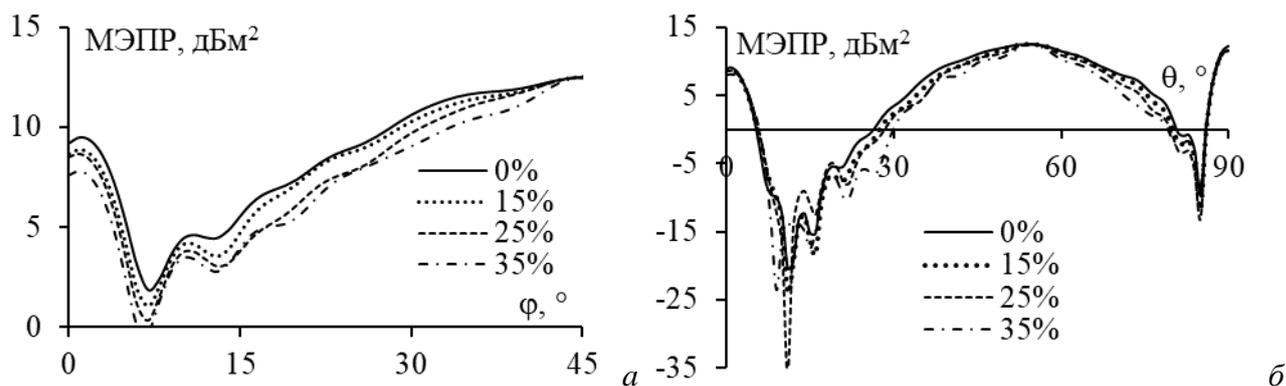


Рисунок 2.77 – МЭПР исходного и разреженного КрТУО в плоскостях $\theta=55^\circ$ (а) и $\varphi=45^\circ$ (б)

При $\theta_{\text{пад}}=0-360^\circ$ и $\varphi_{\text{пад}}=0-360^\circ$ зависимости уменьшения массы и поверхности, вычислительных затрат и коэффициента корреляции от T показаны на рисунке 2.78. На основе коэффициента корреляции полагается, что при $T=800$ МЭПР разреженного КрТУО всё ещё соответствует МЭПР исходного. Формы и МЭПР разреженных структур в плоскостях $\theta=55^\circ$, $\varphi=45^\circ$ показаны на рисунке 2.79. Видно, что при $T=800$ характеристики разреженного КрТУО и исходной ПС хорошо согласуются (рисунок 2.79в) с уменьшением

массы 1,45 раза. При $T=900$ уменьшение массы составляет около 1,5 раза, но МЭПР разреженного КрГУО при $\theta=55^\circ$, $\varphi=45^\circ$ немного уменьшается по сравнению с исходным ПС (рисунок 2.79г). Следовательно, в данном случае вполне обоснован выбор разреженного КрГУО с $T=800$.

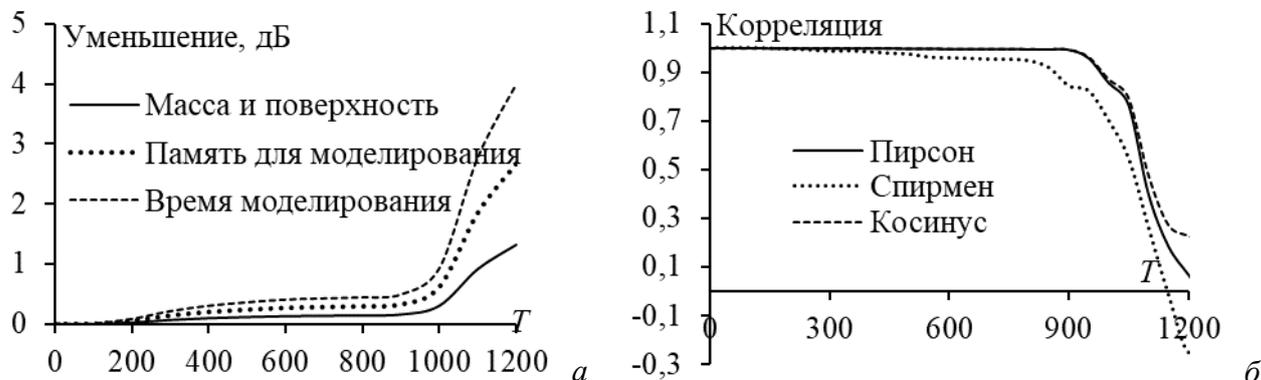


Рисунок 2.78 – Зависимости уменьшения массы, площади, вычислительных затрат для разреженного КрГУО (а) и коэффициента корреляции группы 1 (б) от T при $\theta^{\text{пад}}=0-360^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=0-360^\circ$

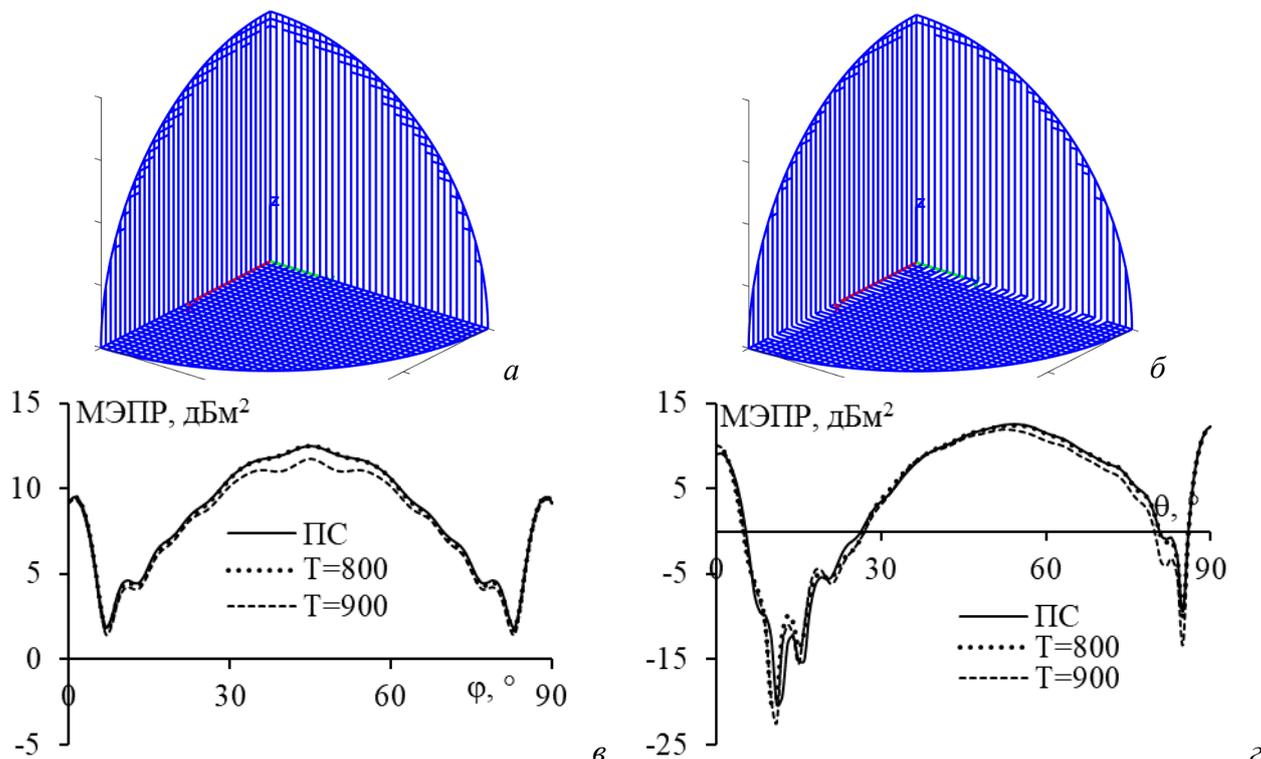


Рисунок 2.79 – Модели разреженного КрГУО при $\varphi^{\text{пад}}=0-360^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=0-360^\circ$ при $T=800$ (а), 900 (б) и МЭПР для исходного и разреженных КрГУО в плоскостях $\theta=55^\circ$ (в) и $\varphi=45^\circ$ (г)

Далее получен разреженный КрГУО для возбуждения плоской волн в области главного лепестка ($\theta^{\text{пад}}=40-67^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=27-63^\circ$). Зависимости снижения массы, поверхности, вычислительных затрат и коэффициента корреляции МЭПР для разреженных и исходного КрГУО от T показаны на рисунке 2.80. Формы разреженных структур и их МЭПР при $T=600$, 700, 800 показаны на рисунке 2.81. Можно заметить, что при $T=600$, 700 МЭПР разреженных КрГУО всё ещё достаточно хорошо согласуются с МЭПР исходного, со уменьшением массы

1,44 и 1,51 раза соответственно. При $T=800$ масса меньше в 1,6 раза, но МЭПР для разреженного ДУО значительно отклоняется от МЭПР исходной ПС. Следовательно, можно выбрать $T=700$ для создания разреженного КрТУО с разумным снижением массы и хорошими рассеивающими свойствами.

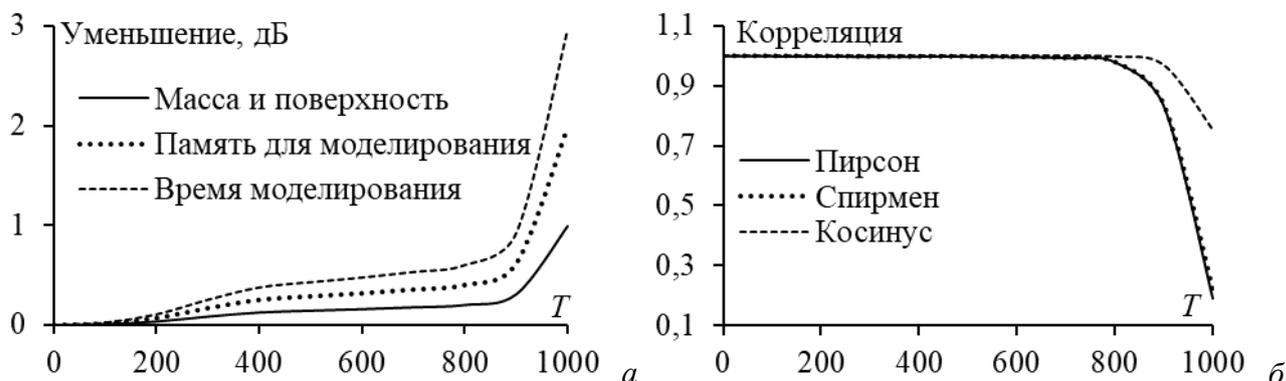


Рисунок 2.80 – Зависимости уменьшения массы и поверхности КрТУО, времени и памяти для моделирования (а) и коэффициента корреляции 1-й группы (б) от ДУЭС при $\theta^{\text{пад}}=40\text{--}67^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=27\text{--}63^\circ$

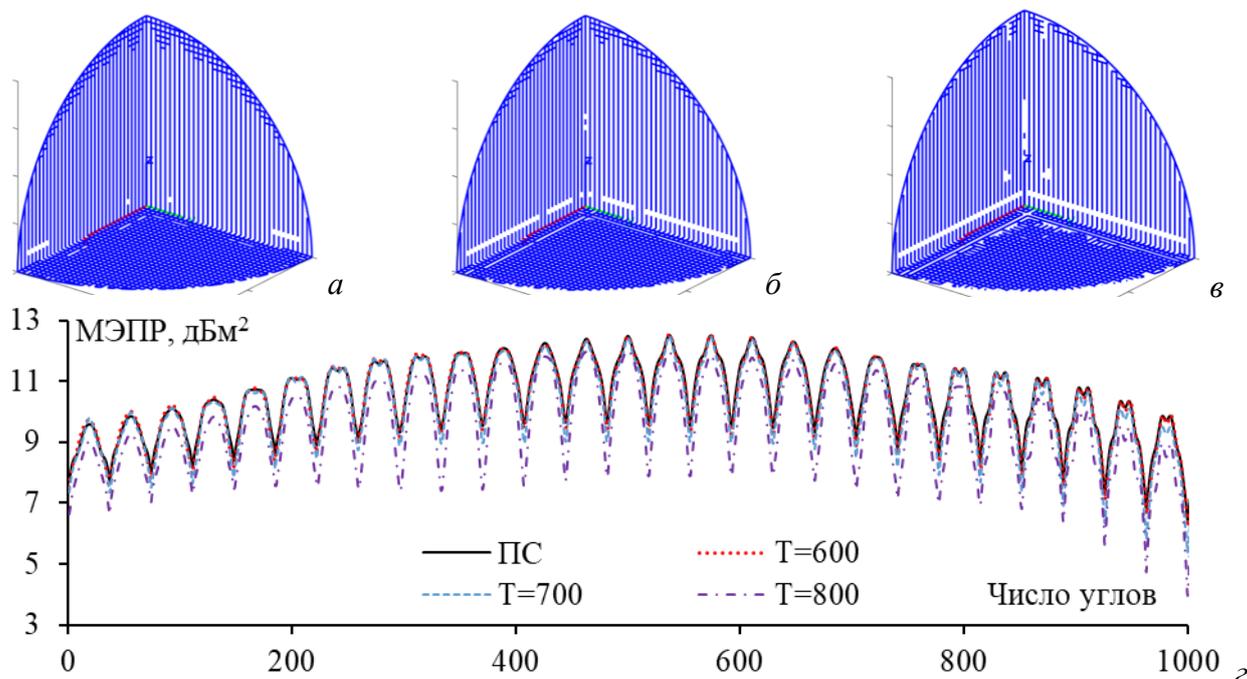


Рисунок 2.81 – Модели разреженных КрТУО при $\theta^{\text{пад}}=40\text{--}67^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=27\text{--}63^\circ$ при $T=600$ (а), 700 (б) и 800 (в) и полученные МЭПР для исходного и разреженного КрУО (г)

2.3 Модификация аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой

2.3.1 Недостатки максимально-токовой аппроксимации рассеивателей

оптимальной токовой сеткой

Рассмотрены основные недостатки максимально токовой АОТС (МТАОТС) в применении к разреженным антеннам. Эти недостатки представлены на рисунке 2.82 и рассмотрены ниже.

1. При соединении одного свободного провода (например, состоящего из сегментов 1–6) с другим проводом (например, состоящего из сегментов 8–11), соединения выполняются последовательно для каждого сегмента 1–6 с каким-либо сегментом 8–11 (рисунок 2.82а). Например, сначала сегмент 1 соединяется с сегментом 8 через путь 2–7, затем сегмент 2 соединяется с сегментом 8 через путь 3–7, сегмент 3 соединяется с сегментом 8 через путь 4–7 и т.д. Аналогично соединяются все сегменты 1–6. Очевидно, что при соединении сегмента 1 с сегментом 8 путь уже проходит через оставшиеся сегменты 1–6. Следовательно, последующее соединение остальных сегментов 1–6 с сегментом 8 не нужно.

2. При соединении одного провода с другим могут образовываться замкнутые контуры, что приводит к возникновению дополнительных ненужных соединений. На рисунке 2.82б показан данный случай: провод 2 соединяется с проводом 1. Для этого требуется использовать один сегмент. Сначала путь проходит снизу-вверх вдоль 2-го провода до точки А. В точке А ток в ответвляющихся проводах таков, что $|I_2| > |I_1|$, поэтому дальнейшее движение происходит через сегмент с током $|I_2|$, соединяющий провод 2 с проводом 3. Затем провод 3 соединяется с проводом 2 через сегмент с током $|I_3|$, и только после этого провода 2 и 3 соединяются с проводом 1 через сегмент с током $|I_4|$. Такое соединение приводит к образованию замкнутого контура и увеличивает массу разреженной структуры.

3. В некоторых случаях процесс образования замкнутого контура может привести к невозможности соединения свободных проводов с основной структурой. Как показано на рисунке 2.82в, при попытке соединить свободный провод 3 со структурой из проводов 1 и 2 провод 3 сначала соединяется с проводом 4 через сегмент с током $|I_2|$. Затем провод 4 соединяется с проводом 5 через сегмент с током $|I_4|$. Потом провод 5 соединяется обратно с проводом 4 через сегмент с током $|I_3|$, формируя замкнутый контур. В результате провод 3 остаётся несоединённым с основной структурой, содержащей провода 1 и 2.

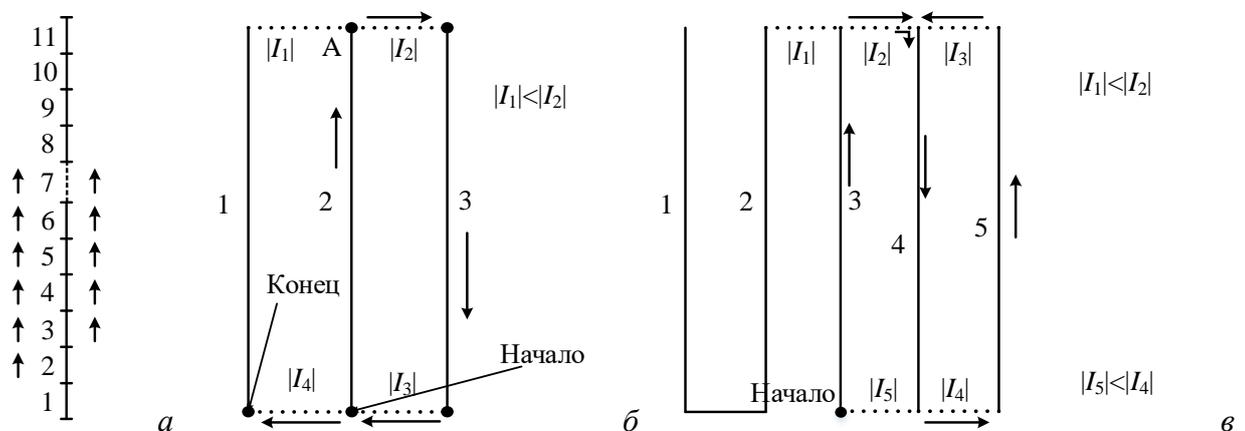


Рисунок 2.82 – Иллюстрация недостатков 1 (а), 2 (б) и 3 (в) МТАОТС

Для наглядной иллюстрации проанализированных ограничений, МТАОТС применена к прямоугольной ПС, а результаты представлены на рисунке 2.83. Рассеиватель в виде ПС

расположен в плоскости xOz и состоит из 24 ячеек по высоте и 16 ячеек по ширине (рисунок 2.83а). Разреженная ПС сформирована с ДУЭС=30% (рисунок 2.83б) и возбуждается плоской волной, падающей под углами $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ с частотой $f=300$ МГц при θ -поляризации. После МТАОТС (рисунок 2.83в) видны замкнутые контуры из-за соединений и сверху, и снизу, которые увеличивают массу структуры (рамки 1) и свободный провод, несоединённый с остальной частью структуры (рамка 2).

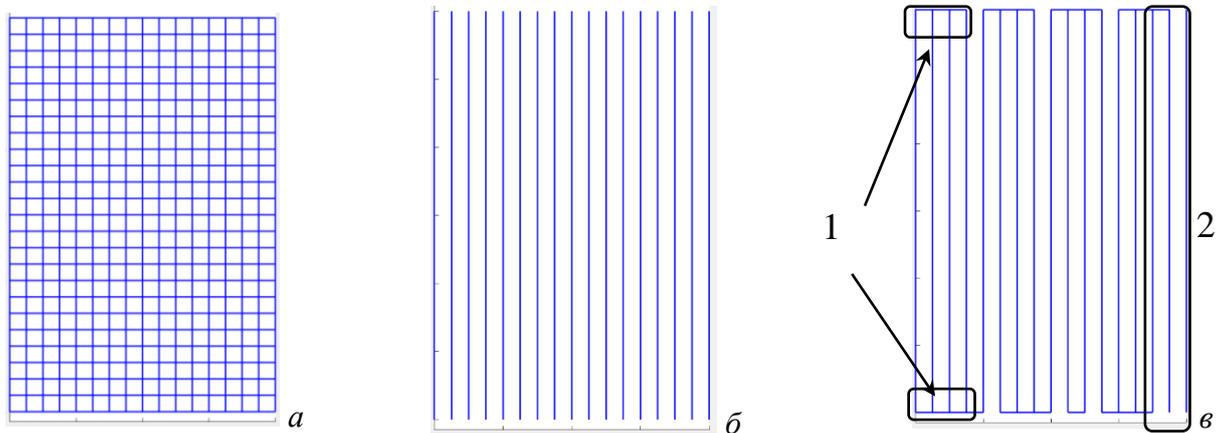


Рисунок 2.83 – Рассеиватели в виде прямоугольной ПС (а), разреженной ПС после АОТС (б) и МТАОТС (в) при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$

Для разреженных рассеивателей распределение поверхностного тока различается в зависимости от направления падающей волны. Следовательно, можно соединить свободные провода разреженного рассеивателя для каждого направления возбуждения, и окончательная разреженная структура будет определяться на основе порога выбора результирующей разреженной структуры (T), который определяется числом появлений каждого провода в различных структурах. Однако этот подход имеет два основных недостатка. Во-первых, соединение проводов для каждой разреженной структуры, соответствующей каждому направлению возбуждения, увеличивает время получения окончательного разреженного рассеивателя, особенно для сложных структур из множества сегментов. Во-вторых, после применения порога T для получения окончательной структуры могут оставаться свободные провода, которые не были соединены.

Основным этапом при создании результирующего разреженного рассеивателя по АОТС является учет оставшихся сегментов во всех разреженных структурах, полученных для каждого направления падающей волны. Для этого сегменты, имеющие наибольшее число появлений в разреженных структурах при каждом угле возбуждения, сохраняются, а сегменты с меньшим числом появлений удаляются. Тогда, использование суммарного или среднего (по количеству углов возбуждения) тока одних и тех же сегментов рассеивателей может быть критерием для соединения свободных проводов. (Здесь используется сумма токов). Это сократит время соединения проводов, поскольку нет необходимости

обрабатывать каждую структуру для каждого направления возбуждения. Кроме того, это обеспечит соединение всех свободных проводов в окончательной разреженной структуре.

2.3.2 Алгоритмы максимально-токовой аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой

Предложены два новых алгоритма, направленных на совершенствование МТАОТС. Они основаны на приоритетном соединении более коротких (с меньшим числом сегментов) свободных проводов с более крупными (с большим числом сегментов).

Алгоритм 1. После определения всех свободных проводов в разреженной структуре, ищутся все возможные пути от каждого сегмента n -го свободного провода ко всем сегментам оставшейся части разреженной структуры, не принадлежащим n -му проводу. Далее, для каждого сегмента n -го провода определяется путь соединения с наибольшим током среди всех возможных соединений с сегментами остальной структуры. Затем в качестве оптимального пути соединения для n -го провода выбирается путь с максимальным током. Однако это требует значительных вычислительных затрат, поскольку необходимо рассмотреть все возможные соединения от каждого сегмента n -го провода к остальным сегментам структуры. Алгоритм 1 приведён на рисунке 2.84.

Алгоритм 2. Несмотря на недостатки МТАОТС, его основным преимуществом является высокая скорость обработки. В этой связи предлагается использовать МТАОТС в качестве основы для разработки усовершенствованного алгоритма.

Устранение 1-го недостатка МТАОТС: Определяется путь соединения от i -го сегмента n -го свободного провода к остальной части разреженной структуры. Если этот путь проходит через j -й сегмент того же n -го провода, то соединение j -го сегмента с остальной структурой больше не рассматривается.

Устранение 2-го недостатка МТАОТС: В уже соединённой разреженной структуре определяются сегменты, добавленные в результате соединения. Они сортируются по возрастанию тока. Затем каждый провод, содержащий добавленные сегменты, поочерёдно исключается (в соответствии с порядком сортировки). При этом проверяется целостность структуры: появляются ли свободные провода после удаления данного сегмента. Если появляются – сегмент сохраняется, если нет – удаляется. Алгоритм устранения второго недостатка представлен на рисунке 2.85.

Устранение 3-го недостатка МТАОТС: Если i -й сегмент, используемый для соединения, имеет соседний сегмент с наибольшим током, но включение этого сегмента приведёт к образованию замкнутого контура в разреженной структуре, то данный соседний сегмент не рассматривается, а его номер сохраняется в черном списке. Вместо него в следующем шаге рассматривается соседний сегмент с меньшим током. Если все соседние

сегменты i -го сегмента уже входят в соединяющий путь или приводят к образованию контура, то номер этого сегмента тоже сохраняется в черном списке. Затем алгоритм возвращается к предыдущему сегменту в пути и продолжает поиск по альтернативному направлению.

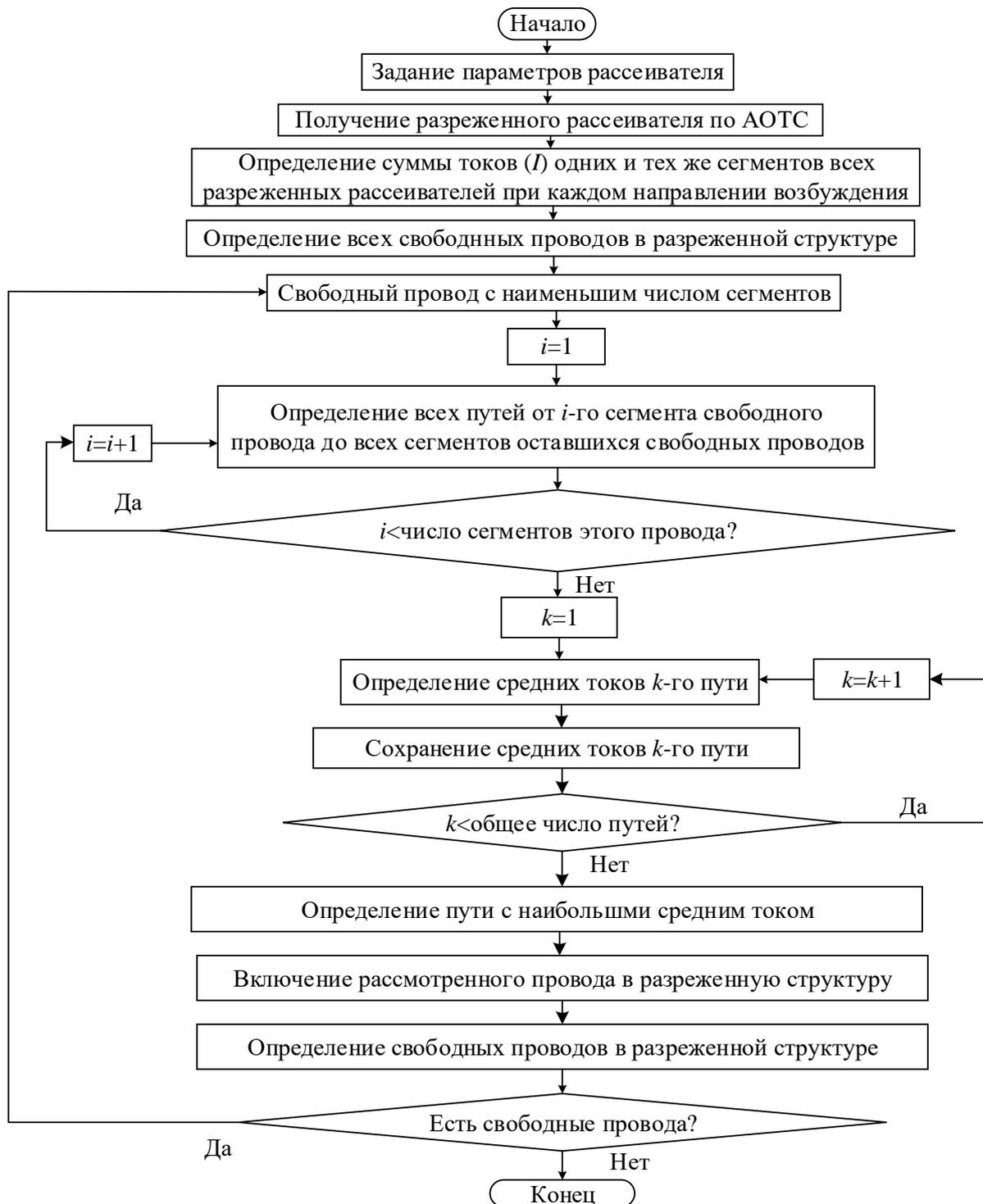


Рисунок 2.84 – Алгоритм 1



Рисунок 2.85 – Алгоритм удаления лишних соединяющих сегментов

Алгоритм 2 быстрее алгоритма 1 и соединяет все свободные провода. Однако, по-прежнему, требуется значительное время для перебора всех возможных соединений от каждого сегмента n -го свободного провода к остальной структуре, особенно в случае крупных структур. Для ускорения предлагается рассматривать только соединения, начинающиеся от сегментов с наибольшим током на n -м свободном проводе, к остальным проводам разреженной структуры. Число сегментов с наибольшим током на каждом свободном проводе определяется путем деления общего числа сегментов на этом проводе на коэффициент D , заданный изначально. Алгоритм 2 представлен на рисунке 2.86.

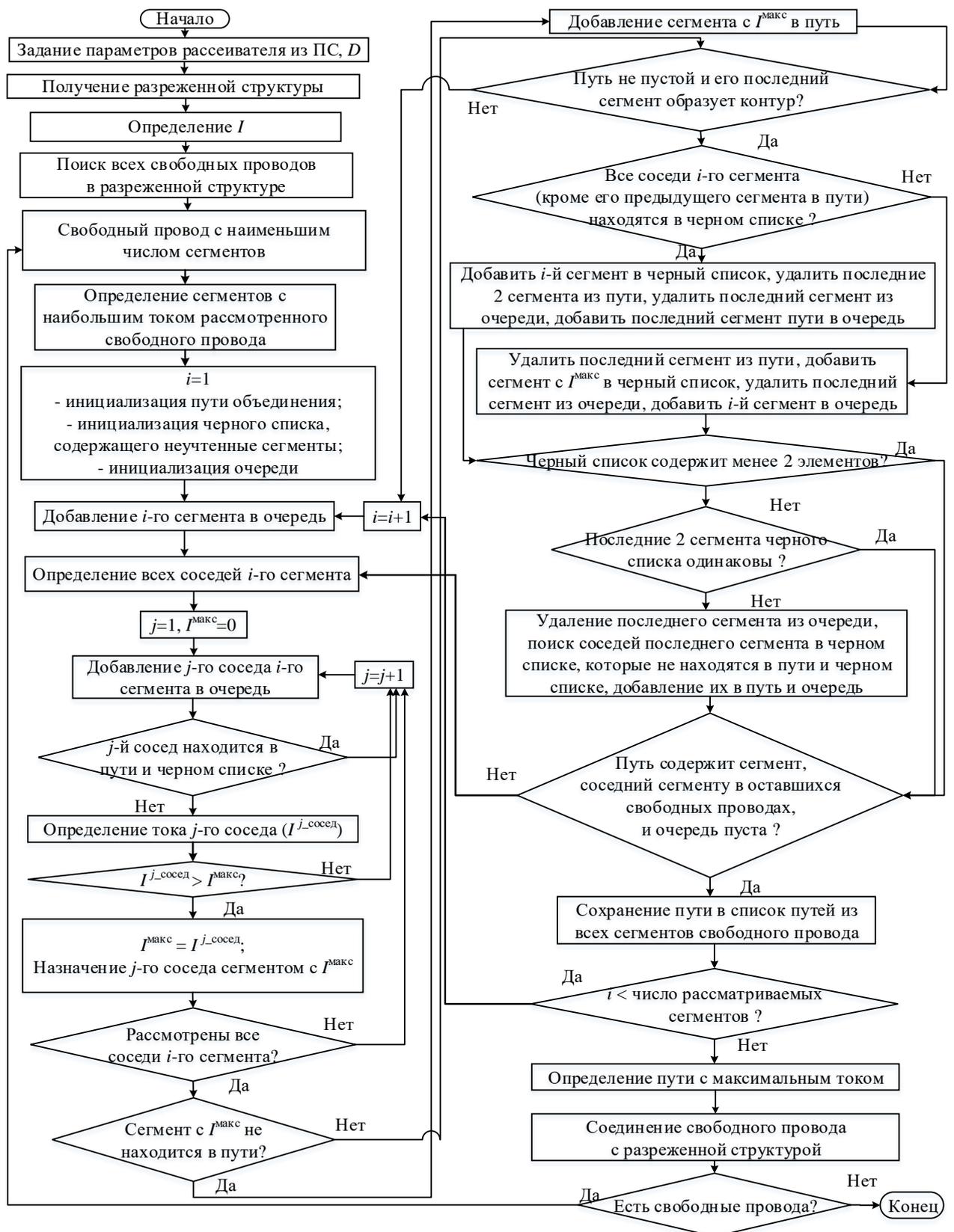


Рисунок 2.86 – Алгоритм 2

2.3.3 Верификация эффективности и точности алгоритмов

Геометрические параметры рассматриваемых структур приведены в таблице 2.23.

Таблица 2.23 – Параметры рассматриваемых рассеивающих структур и падающей волны

Структура	Название	$\varphi^{\text{пад}}, ^\circ$	$\theta^{\text{пад}}, ^\circ$	Размеры, м	Число сегментов	$f, \text{ГГц}$	ДУЭС, %	T
S1	Пластина	90	90	3×2	24×16	0,3	30	–
		60–120	60–120				40	50
S2	ДУО	–40–40	84–96	0,18×0,18×0,18	33×33×33	9,4	20	650
S3	КТУО	27–63	40–67	0,18×0,18×0,18	35×35×35	9,4	20	300

Сначала соединялись свободные провода у S1 при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ (рисунок 2.87). Результаты показали, что оба предложенных алгоритма 1 и 2 успешно обеспечивают соединение всех свободных проводов в разреженной пластине. Кроме того, применение алгоритма 1 позволило полностью избежать лишних соединений в результирующей структуре. В то же время при использовании алгоритма 2 наблюдаются отдельные лишние соединения. Тем не менее, они могут быть устранены с помощью дополнительного алгоритма, представленного на рисунке 2.85.

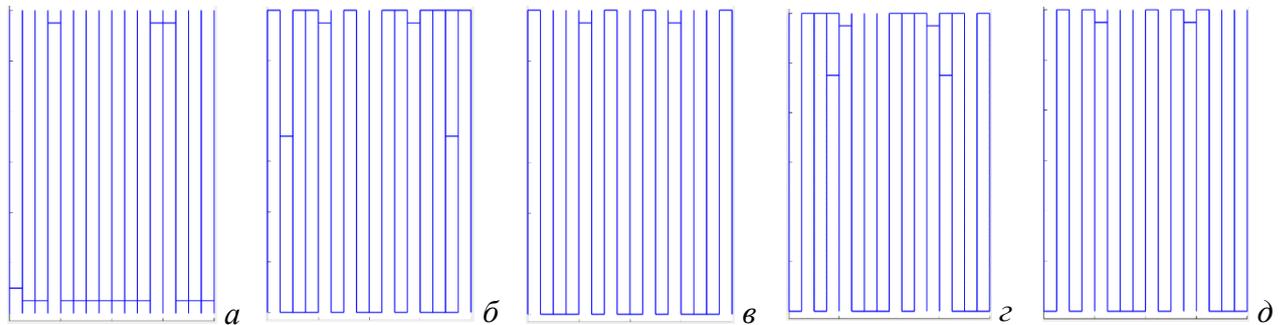


Рисунок 2.87 – Разреженные пластины, соединённые с использованием алгоритма 1 (а) и 2 при $D=2$ (б, в), 5 (г, д) без удаления лишних сегментов (б, г) и с их удалением (в, д) при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$

МЭПР разреженной структуры до и после соединения проводов сравнивается с МЭПР исходной ПС и экспериментальными результатами для сплошной пластины (рисунок 2.88). Видно, что разреженные соединённые пластины имеют характеристики, соответствующие исходной ПС, особенно в главном лепестке. Использование обоих упомянутых алгоритмов обеспечивает эффективное соединение всех свободных проводов, при этом рост массы структуры мал (примерно 3% по сравнению с разреженной после АОТС). Восстановление соединений между свободными проводами с использованием горизонтальных сегментов не даёт значительного улучшения характеристик рассеяния разреженного рассеивателя. Это объясняется тем, что для прямоугольной ПС, возбуждаемой волной с θ -поляризацией, ток в вертикальных проводах значительно больше, чем в горизонтальных, и поэтому влияние вертикальных проводов на поле рассеяния существенно сильнее, чем горизонтальных.

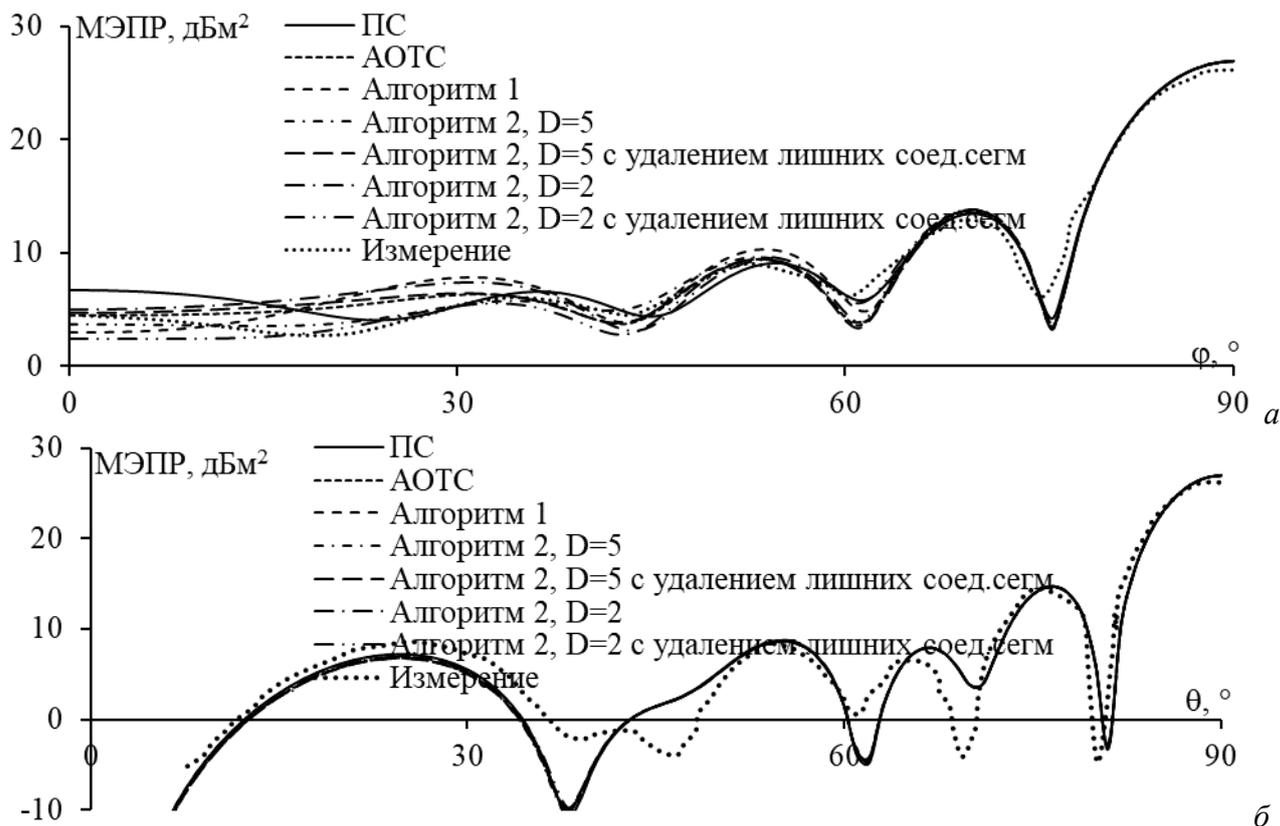


Рисунок 2.88 – МЭПР сплошной и разреженной пластин при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ в $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=90^\circ$ (б) плоскостях

Далее соединялись свободные провода для S1 при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=60\text{--}120^\circ$ (рисунок 2.89). Установлено, что МТАОТС не соединяет несколько свободных проводов, а алгоритмы 1 и 2 соединяют все. Алгоритм 2 без удаления лишних соединений увеличивает массу разреженной структуры по сравнению с её вариантом после удаления таких соединений, но лишние соединения повышают прочность и надёжность рассеивателя. Следовательно, при проектировании и реальном изготовлении следует обеспечивать баланс между минимизацией массы и поддержкой механической прочности.

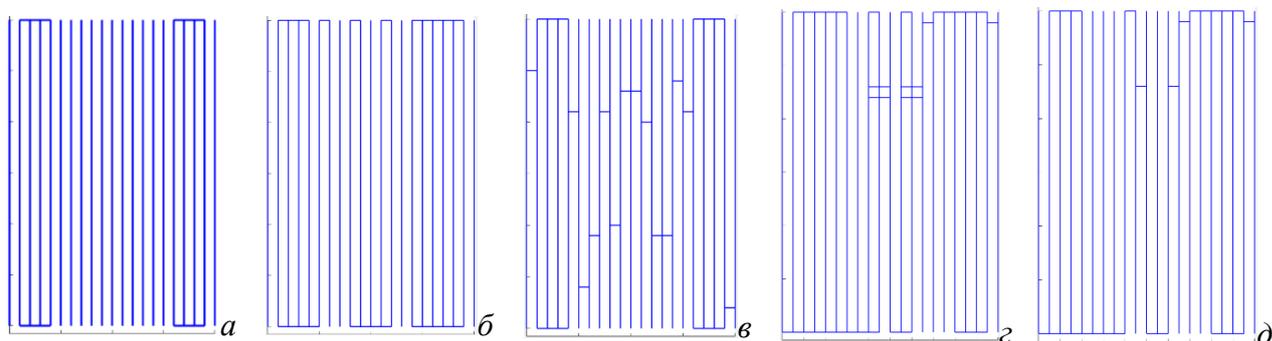


Рисунок 2.89 – Разреженная пластина без соединения (а) и с соединением (б) по МТАОТС, алгоритму 1 (в) и алгоритму 2 без удаления лишних сегментов (г) и с их удалением (д) при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=60\text{--}120^\circ$

В области $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=60\text{--}120^\circ$ для наглядности МЭПР представлены в виде 2D-графика (рисунок 2.90), где вертикальная ось отображает МЭПР в дБм^2 , а горизонтальная – число углов θ и φ ($61 \times 61 = 3721$). Так, диапазон 0–61 соответствует $\theta=0^\circ$ и $\varphi=60\text{--}120^\circ$; 62–123 – $\theta=1^\circ$

и $\varphi=60-120^\circ$; ...; 3660–3721 – $\theta=120^\circ$ и $\varphi=60-120^\circ$. Из-за колебаний МЭПР визуальное сравнение графиков МЭПР затруднено, поэтому использована функция «smooth» в MATLAB для сглаживания данных. Как видно из рисунка 2.90, МЭПР разреженной структуры с соединением и без, в целом, совпадают, а МЭПР разреженной пластины, соединённой по алгоритму 1, ближе всего к МЭПР для ПС. При анализе несглаженных данных МЭПР установлено, что максимальные и средние отклонения между МЭПР исходной и разреженных ПС составляют после АОТС 18,2 и 1,5 дБм², алгоритма 1 – 18 и 1,34 дБм², алгоритма 2 – 18,2 и 1,7 дБм² и алгоритма 2 без лишних сегментов – 17,5 и 1,6 дБм². Выявлено что, отклонение до 18 дБм² характерно для определенных углов с минимальным МЭПР. При этом результаты всех предложенных алгоритмов до 18 дБм² выше, чем у АОТС, что является их достоинством.

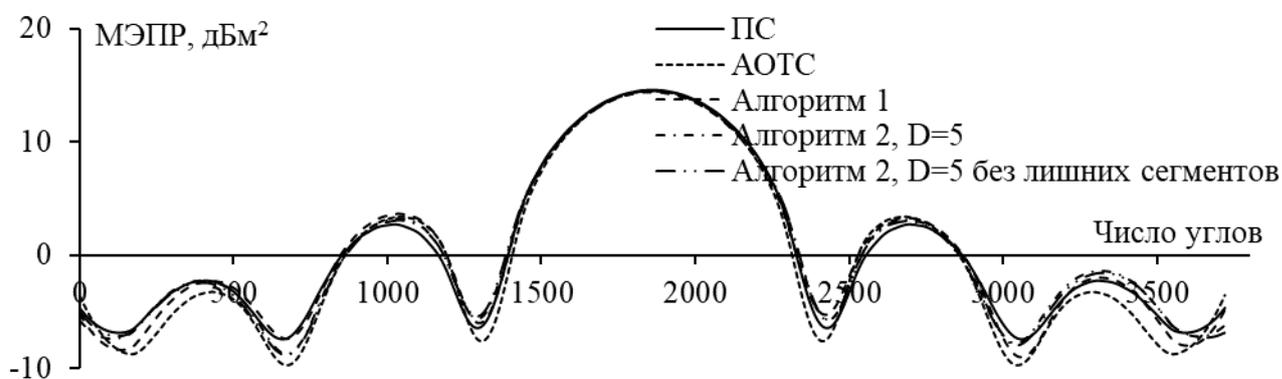


Рисунок 2.90 – МЭПР ПС и разреженных пластин при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=60-120^\circ$

Затем соединялись свободные провода S2 при $\varphi^{\text{пад}}=40-40^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=84-96^\circ$, с использованием различных алгоритмов (рисунок 2.91). Для S2 все алгоритмы, включая МТАОТС, обеспечили соединение всех свободных проводов. МЭПР разреженного соединённого ДУО сравнивается с МЭПР несоединённого и исходной ПС ДУО (рисунок 2.92). В рассматриваемой области возбуждения число углов для определения обратного рассеяния составляет $81 \times 13 = 1053$. Установлено, что все алгоритмы соединения обеспечивают большее совпадение МЭПР разреженного соединённого ДУО с МЭПР исходной ПС, чем АОТС. Несмотря на то, что после применения алгоритма 1 для S2 её МЭПР и ПС хорошо совпадают, предпочтителен алгоритм 2 (как с удалением лишних сегментов, так и без него), поскольку он дает баланс между точностью и скоростью обработки.

Верифицированы алгоритмы и для S3 при $\varphi^{\text{пад}}=27-63^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=40-67^\circ$. Виды несоединённого и соединённого разреженных КТУО представлены на рисунке 2.93. Использование алгоритма 1 для разреженных ДУО и КТУО может приводить к лишним соединениям, как и других алгоритмов. Для устранения лишних соединений может быть применён алгоритм из рисунка 2.85.

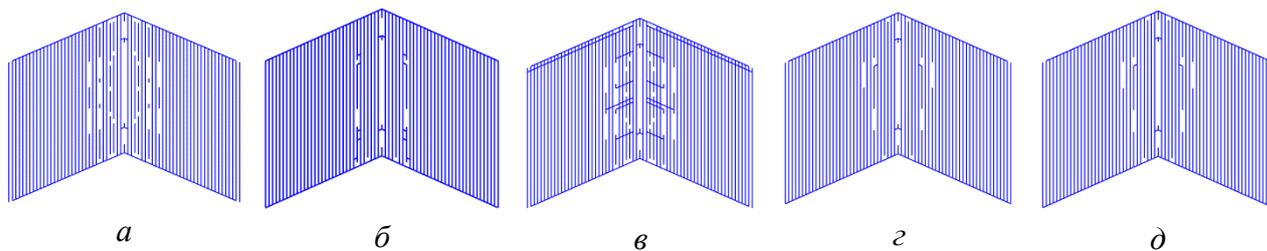


Рисунок 2.91 – Разреженные ДУО без соединения (а) и с соединением по МТАОТС (б), алгоритму 1 (в), алгоритму 2 без удаления лишних сегментов (г) и с их удалением (д) при $\varphi^{\text{пад}}=-40+40^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=84-96^\circ$

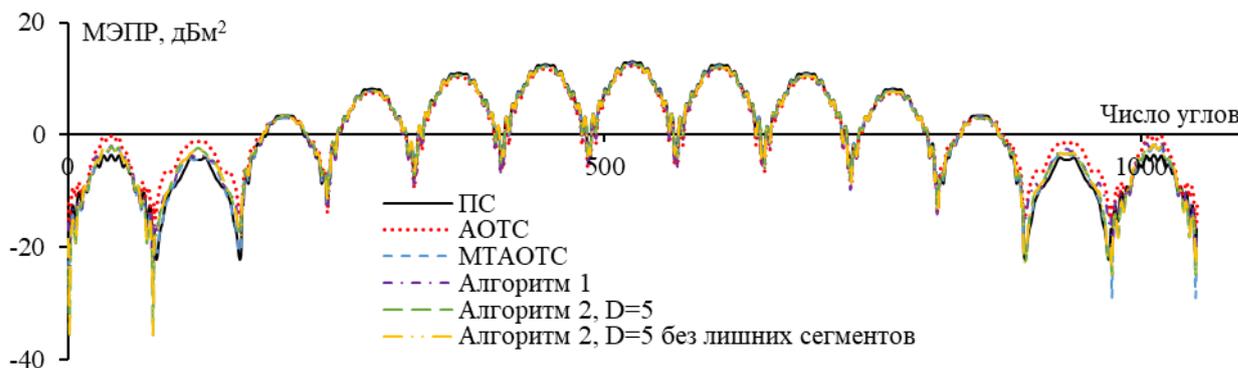


Рисунок 2.92 – МЭПР ПС и разреженных ДУО при $\varphi^{\text{пад}}=-40+40^\circ$ и $\theta^{\text{пад}}=84-96^\circ$

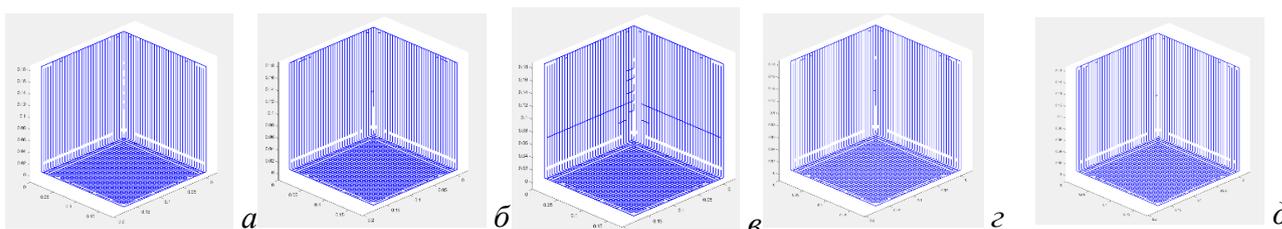


Рисунок 2.93 – Разреженные КТУО без соединения (а) и с соединением по МТАОТС (б), алгоритму 1 (в), алгоритму 2 без удаления лишних сегментов (г) и с удалением лишних сегментов (д) при $\varphi^{\text{пад}}=27-63^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=40-67^\circ$

На рисунке 2.94 представлены МЭПР разреженных соединённого и несоединённого КТУО S3, сравниваемые с МЭПР исходного ПС. Снова видно, что МЭПР разреженных структур и исходной ПС хорошо совпадают, особенно в плоскости $\theta=55^\circ$. Это подтверждает корректность предложенных алгоритмов.

Наконец, время для выполнения соединения и число сегментов в разреженных структурах после соединения представлены в таблице 2.24. Все алгоритмы реализованы на компьютере с процессором AMD Ryzen 5 4600H с Radeon Graphics (12 ядер, 3 ГГц) и оперативной памятью 16 Гб. Видно, что МТАОТС обеспечивает более высокую скорость, однако иногда не соединяет все свободные провода. Этот факт следует учитывать при выборе метода соединения. Если требуется соединение всех свободных проводов, то рекомендуются предложенные алгоритмы. Кроме того, из таблицы 2.24 видно, что время не только поиска путей соединения, но также определения и удаления лишних сегментов, увеличивается с ростом сложности и электрического размера структуры.

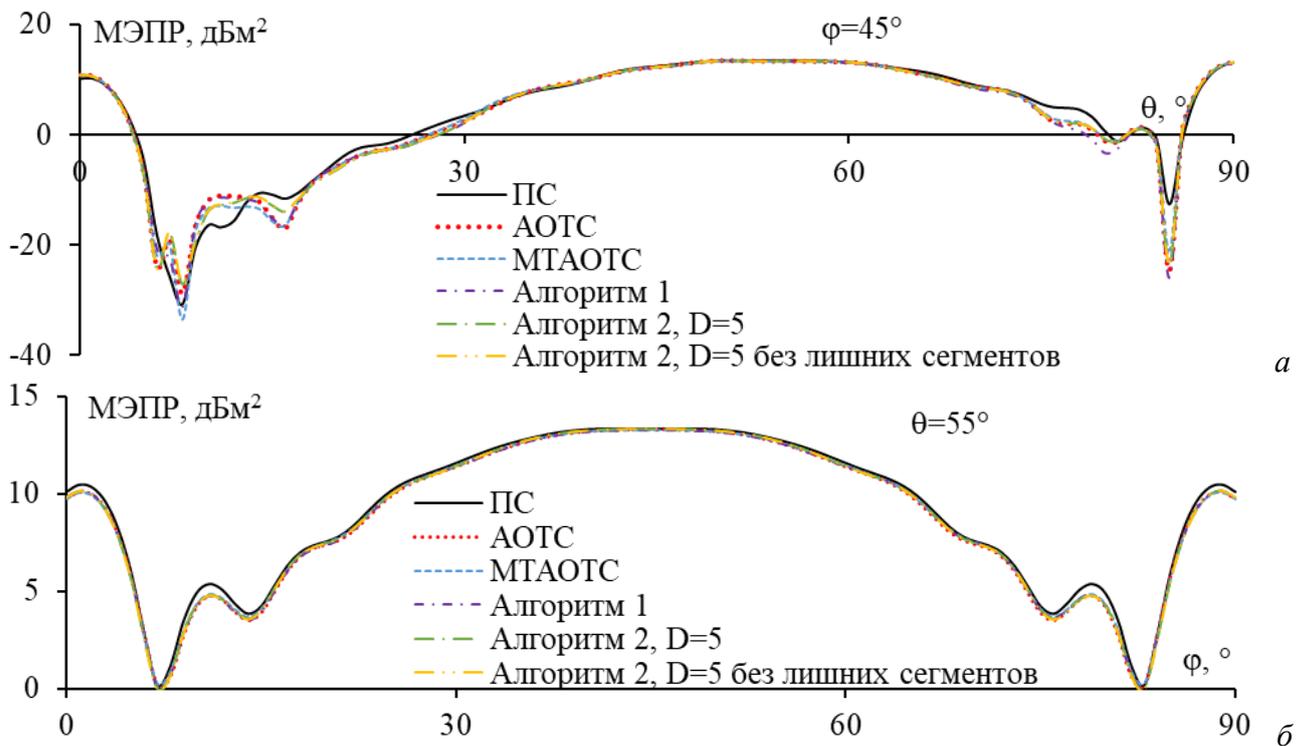


Рисунок 2.94 – МЭПР ПС и разреженных КТУО в плоскостях $\varphi=45^\circ$ (а) и $\theta=55^\circ$ (б)

Таблица 2.24 – Время на соединения и число сегментов в S1, S2, S3 после них

Структура	$\varphi_{\text{пад}}, ^\circ$	$\theta_{\text{пад}}, ^\circ$	Время на соединения, с				Число сегментов				
			МТАОТС	Алгоритм 1	Алгоритм 2, D=5	Алгоритм 2 с удалением лишних сегментов	АОТС	МТАОТС	Алгоритм 1	Алгоритм 2, D=5	Алгоритм 2 с удалением лишних сегментов
S1	60–120	60–120	5,2	116,7	23,5	40,2	420	432	434	444	434
S2	40–40	84–96	77,2	1106	260	617	2240	2316	2358	2290	2290
S3	27–63	40–67	234	4082	686	1593	4796	4821	4880	4816	4814

2.4 Основные результаты раздела

Верифицированы результаты анализа рассеивателей на примере прямоугольной ПС, двухгранного и трёхгранного угловых отражателей с использованием МоМ со СБФ. Показано хорошее совпадение полученных результатов с полученными другими методами, а также измеренными. Представлены алгоритмы на основе АОТС для синтеза разреженных рассеивателей как в случае известной, так и неизвестной области возбуждения падающей волной. Показано, что с помощью АОТС можно получить разреженный рассеиватель, позволяющий не только снизить массу и площадь поверхности, но и вычислительные затраты в последующем моделировании при приемлемом сохранении характеристик рассеяния по сравнению с исходными.

Усовершенствована ранее предложенная МТАОТС, предназначенная для разреженных антенн, с целью устранения недостатков АОТС и обеспечения целостности разреженных рассеивателей. При этом сохраняются сопоставимые с АОТС уменьшения массы, площади поверхности и вычислительных затрат, необходимых для моделирования. Разработанный алгоритм отличается повышенной эффективностью и универсальностью, что обеспечивает возможность его применения к различным разреженным структурам из ПС.

3. СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ

Здесь представлена апробация методики на основе АОТС и её модификации для создания реальных разреженных рассеивателей из ПС: квадратной, ДУО, ТТУО, КТУО. Описаны преобразование сплошных рассеивателей в ПС, процесс их изготовления и сравнение их характеристик. Показаны результаты применения АОТС и её модификаций (с разными порогами выбора результирующей разреженной структуры) к исходной ПС для создания реальных разреженных ПС. Их эффективность проверяется путем сравнения экспериментальных результатов с полученными для исходной ПС. Материал раздела описан в [186].

3.1 Квадратная сетка и двухгранный уголкового отражатель

Измерены характеристики рассеяния квадратной ПС с стороной L и ДУО из ПС размером $L \times L \times H$, где L – ширина, а H – высота структур. Геометрические параметры и условия падения волн приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Геометрические параметры исследуемой структуры

Структура	L , м	H , м	Число проводов	$\theta^{\text{пад}}$, °	$\varphi^{\text{пад}}$, °
Квадратная ПС	0,197	–	1740	60–120	60–120
ДУО	0,195	0,197	3451	84–96	–50–+50

Измерение проводилось в безэховой камере в диапазоне частот 5–8 ГГц с использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) серии Р4М и двух рупорных антенн: передающей и приёмной (рисунок 3.1). Расстояние между антеннами и рассеивающим объектом $r=3$ м, что удовлетворяет условию дальней зоны [168] $r \geq (2D^2)/\lambda$, где D – максимальный размер объекта, λ – длина волны.

Измерение МЭПР выполнялось по методике из [187]. Для автоматизации управления векторным анализатором и поворотным прибором, на котором размещался рассеиватель, разработана специализированная программа.

Измерения выполнялись по следующей методике. ВАЦ подключён к двум рупорным антеннам. Обе антенны имели вертикальную поляризацию. Перед началом измерений обеспечено отсутствие посторонних объектов в зоне измерения, чтобы избежать нежелательных отражений. В качестве калибровочного объекта использовалась квадратная медная пластина (рисунок 3.1б), которая размещалась в главном лепестке диаграммы направленности антенны для максимума $|s_{21}|$. Полученный $|s_{21к}|$ в дБ (для калибровочного объекта) сохранялся в памяти.

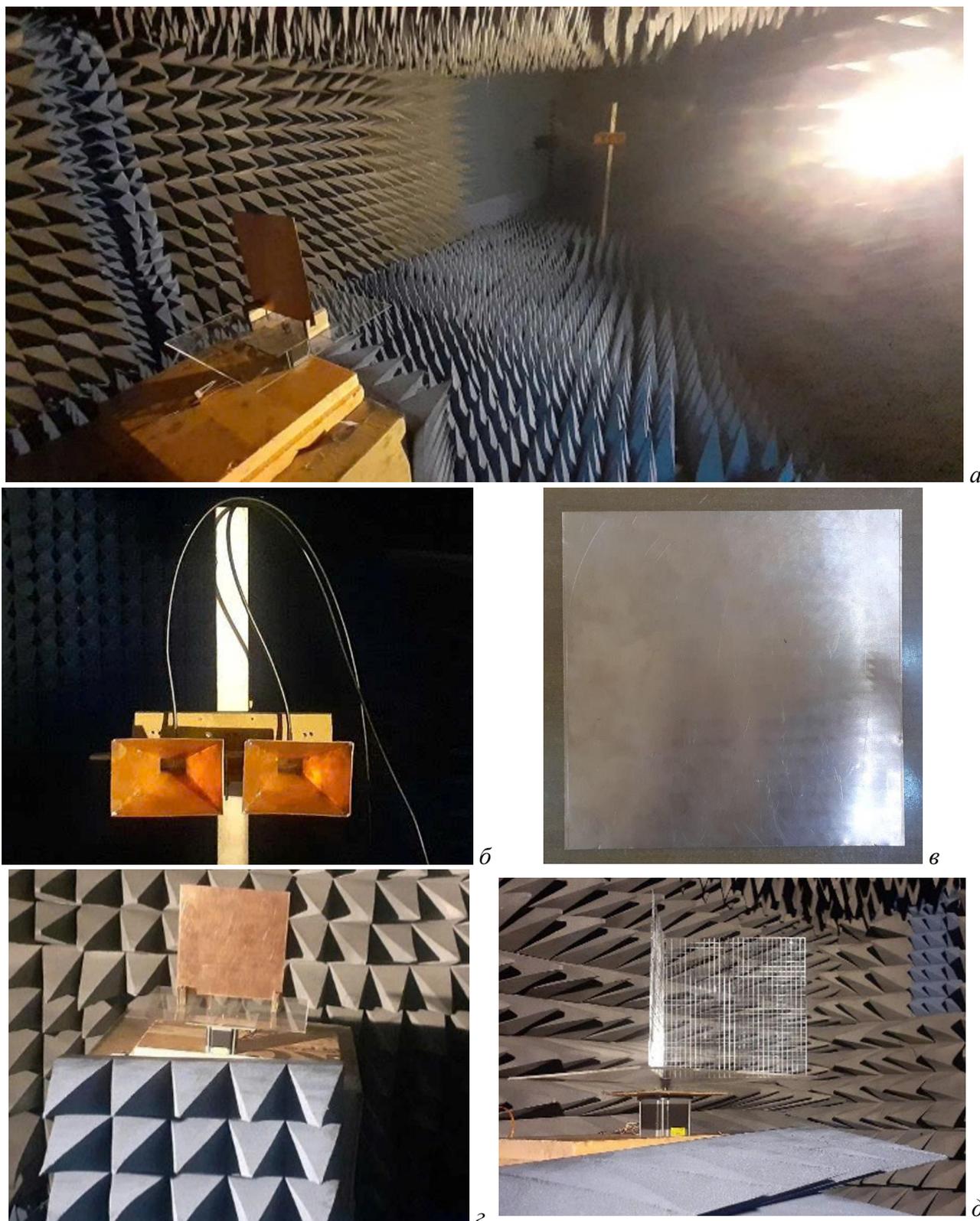


Рисунок 3.1 – Измерительная установка (а), измерительные рупорные антенны (б), калибровочная пластина (в), установка сплошной пластины (г) и ДУО из ПС (д) для измерения

Затем калибровочная пластина заменялась измеряемым рассеивателем, и процедура повторялась с целью получения $|S_{21p}|$. МЭПР (m^2) для измеряемого объекта рассчитывалась согласно формуле [187]

$$\delta_p = \delta_k * 10^{\frac{|s_{21p}| - |s_{21k}|}{10}}, \quad (3.1)$$

где индексы p и k обозначают соответственно исследуемый рассеиватель и калибровочный объект, $\delta_k = 4\pi h^4 / \lambda^2$ где h – высота (размер стороны) пластины, λ – длина волны. Для используемой калибровочной пластины с размерами $0,197 \times 0,197$ м МЭПР = $7,57$ м² ($8,8$ дБм²). Измерения повторяются во всём диапазоне углов.

Использовалась готовая сварная ПС: доступная и дешевая. Размеры ячейки ПС 7×7 мм. При исследуемой частоте 6 ГГц $\lambda = 5$ см, и, соответственно, $\lambda/\Delta = 7,1$, где Δ – шаг сетки. Радиус провода $a = 0,45$ мм, что даёт $\Delta/a = 15$. Хотя Δ/a не соответствует правилу равной площади, использование такой сетки сокращает затраты.

3.1.1 Квадратная сетка

На рисунке 3.2 представлены модель разреженной квадратной ПС, а также реальные исходная ПС и её разреженный вариант, полученный при ДУЭС = 20% и возбуждении при $\varphi^{\text{пад}} = \theta^{\text{пад}} = 60 - 120^\circ$. При θ -поляризации токи в вертикальных проводах значительно больше, чем в горизонтальных. Поэтому в конечной разреженной структуре сохраняются все вертикальные элементы. При $T = 150$ в рассеивателе остаются и горизонтальные провода по краям квадратной ПС, что обеспечивает электрическое соединение между вертикальными проводами. При изготовлении макета разреженной структуры вручную путём вырезания проводов из исходной сетки замечено, что несколько вертикальных проводов изгибаются, отклоняясь от идеальной прямой до $0,5$ см. Это связано с малым радиусом проводов, которые легко деформируются при механической нагрузке. Для повышения жесткости разреженных конструкций, в центральной части квадратной ПС могут сохраняться некоторые горизонтальные провода. Но их включение увеличивает массу конструкции. Кроме того, в реальных конструкциях, как правило, используются провода с большим диаметром, менее подверженные изгибам, что позволяет значительно снизить геометрические искажения при производстве.

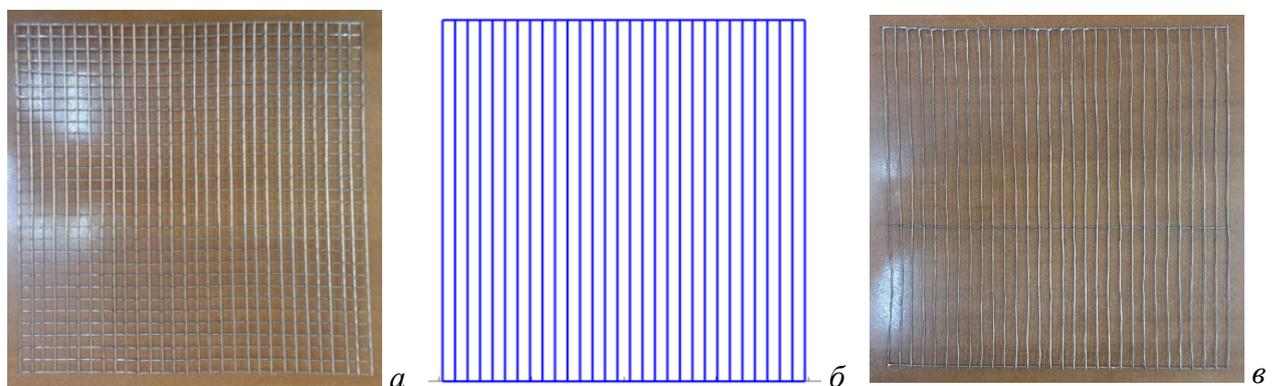


Рисунок 3.2 – Квадратная ПС (а), модель разреженной квадратной ПС (б) и разреженная квадратная ПС (в)

На рисунке 3.3 представлены МЭПР для сплошной пластины, исходной и разреженной ПС. Видно хорошее совпадение МЭПР в направлении главного лепестка, что свидетельствует о возможности использования исходной и разреженной ПС для замены сплошной пластины в некоторых приложениях. Различия между вычисленными и измеренными МЭПР могут быть обусловлены ошибками, возникающими при изготовлении образцов, включая неровные поверхности, особенности применённых материалов, а также условия измерений. При этом сравнение экспериментальных данных для исходной и разреженной ПС демонстрирует высокую степень совпадения характеристик рассеяния. В некоторых направлениях боковых лепестков наблюдается превышение уровня рассеяния для исходной и разреженной ПС по сравнению со сплошной пластиной. В частности, в плоскости $\theta=90^\circ$, МЭПР исходной ПС превосходит МЭПР сплошной пластины на 15,3 дБм², а МЭПР разреженной структуры превосходит МЭПР сплошной пластины на 5,5 дБм² при $\varphi=43^\circ$. Более того, при $\varphi=22^\circ$ МЭПР разреженной ПС выше МЭПР исходной на 10 дБм². Эти результаты подчёркивают потенциальные преимущества ПС и разреженных структур в некоторых приложениях.

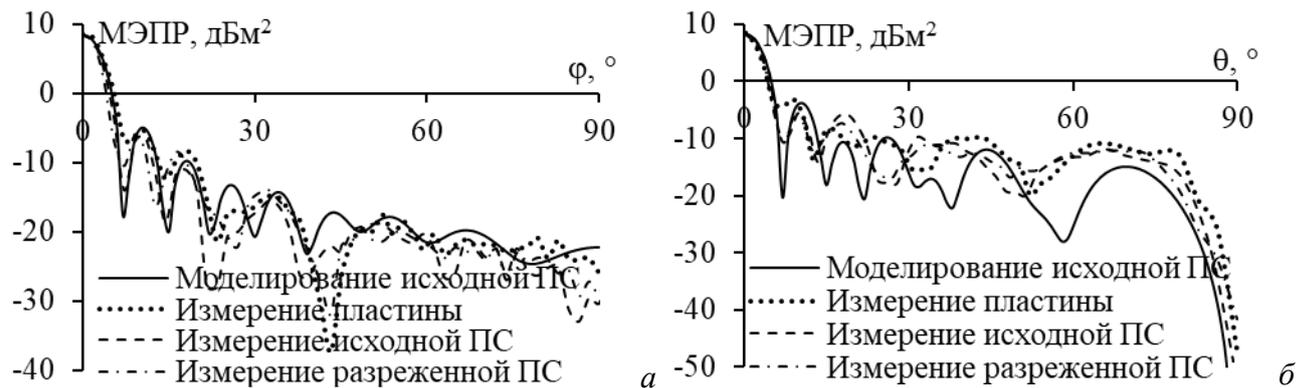


Рисунок 3.3 – МЭПР квадратных рассеивателей в плоскостях $\theta=90^\circ$ (а) и $\varphi=0^\circ$ (б)

На рисунке 3.4 представлены частотные зависимости максимальной МЭПР для исходной и разреженной ПС. В диапазоне 5–6 ГГц данные моделирования и эксперимента хорошо совпадают, но для 6,5–8 ГГц расхождения более заметны. Это может быть связано с тем, что при меньшей длине волны погрешности в изготовлении больше влияют на характеристики рассеяния. Кроме того, в диапазоне 7,5–8 ГГц наблюдается снижение измеренной МЭПР по сравнению с вычисленной. Такое поведение может объясняться малым отношением $\lambda/\Delta \approx 5,7$.

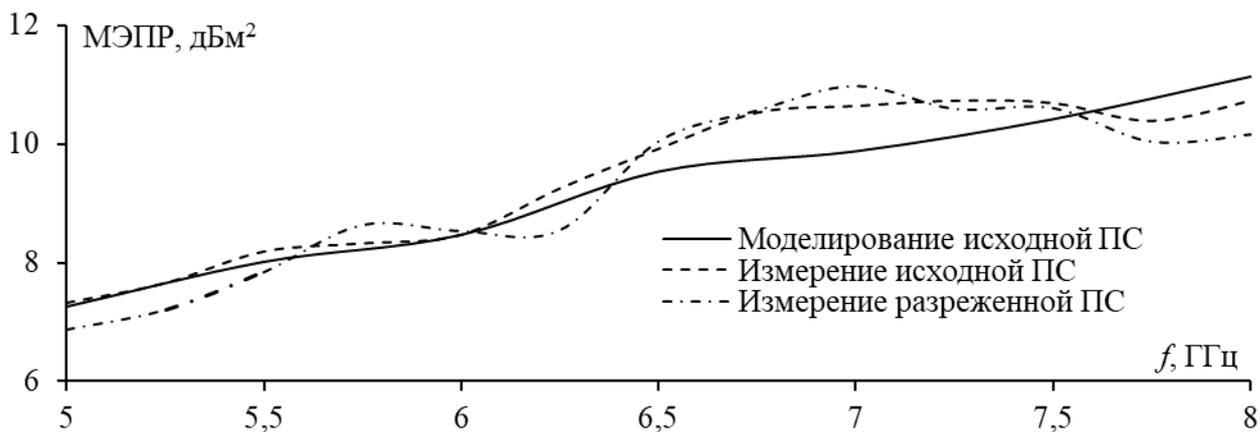


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости максимальной МЭПР для квадратных ПС

3.1.2 Двухгранный уголкового отражателя

Разреживание ДУО выполнялось для падающей волны при $\theta=84-96^\circ$ и $\varphi=-50+50^\circ$ на частоте 6 ГГц при ДУЭС=20% и $T=0, 50, 100, 300$ и 500. Разреженные структуры ДУО представлены на рисунке 3.5. С ростом T число проводов в структуре уменьшается, что снижает её массу. Однако при этом оставшиеся вертикальные провода изгибаются относительно идеальной прямой до 0,35 см.

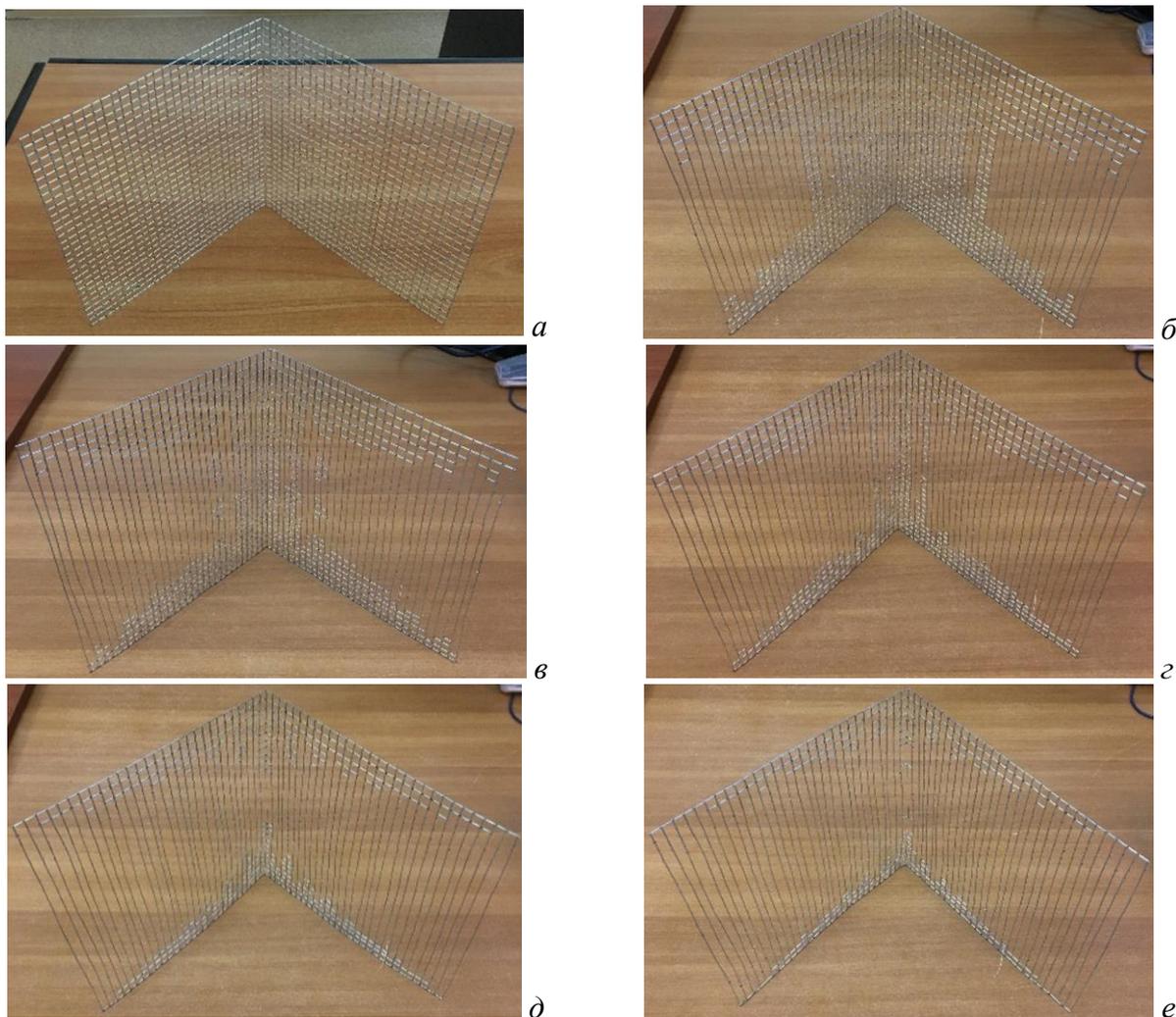


Рисунок 3.5 – ДУО в виде исходной (а) и разреженной ПС при $T=0$ (б), 50 (в), 100 (г), 300 (д), 500 (е)

На рисунке 3.6 представлены МЭПР для ДУО в виде исходной ПС и разреженных ПС при разных T . При $\varphi=45^\circ$ и 135° наблюдается повышение уровня рассеянного поля при измерениях по сравнению с моделированием. Это может быть обусловлена ошибками при изготовлении, в частности, неровностью поверхности сетки, что приводит к увеличению фактической отражающей площади по сравнению с идеализированной моделью. В области основного лепестка ($\varphi=0-50^\circ$) измеренные МЭПР для разреженных структур хорошо согласуются с МЭПР исходной ПС. Незначительные расхождения между результатами моделирования и измерений могут быть связаны с тем, что при обработке ДУО имела небольшие отклонения от взаимной ортогональности двух составляющих пластин.

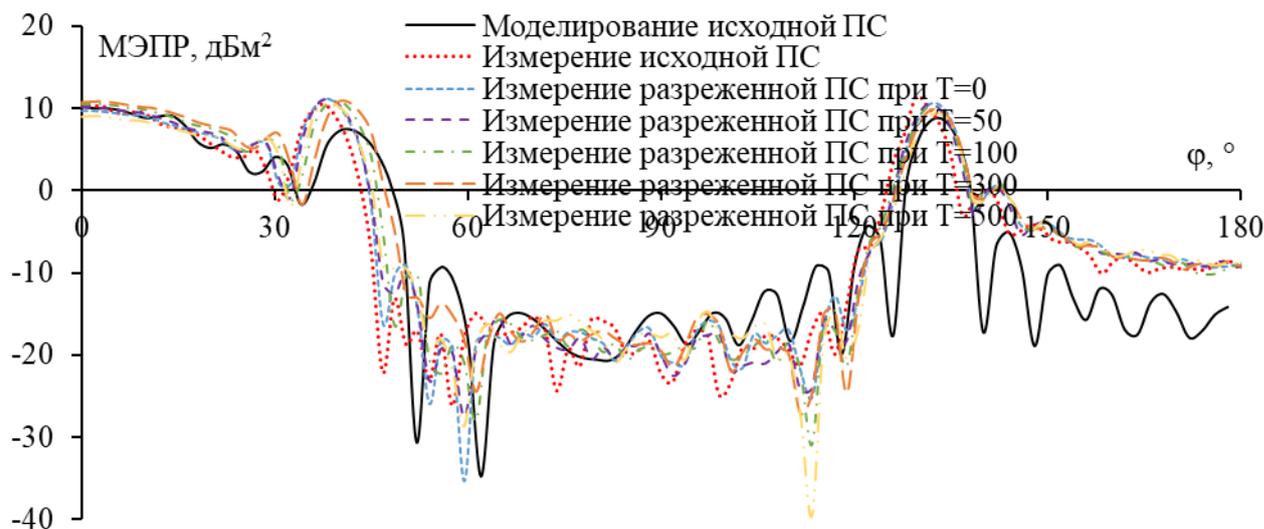


Рисунок 3.6 – МЭПР ДУО из ПС в плоскости $\theta=90^\circ$

Уменьшение массы разреженных структур приведено в таблице 3.2. Для квадратной ПС за счёт удаления большинства горизонтальных проводов (за исключением двух крайних и центрального) масса в 1,82 раза меньше, чем исходной ПС. Для ДУО рост T уменьшает массу до 1,7 раза. Примечательно, что несмотря на существенное уменьшение массы, характеристики рассеяния разреженных ДУО сохраняют хорошее совпадение с характеристиками ПС в области основного лепестка. Таким образом, выбор ДУЭС=20% и $T=500$ приемлем для построения разреженного ДУО.

Таблица 3.2 – Снижение массы рассеивателей

Структура	ДУЭС, %	T	Уменьшение массы, раз
Квадратная ПС	20	150	1,82
ДУО	20	0	1,19
		50	1,36
		100	1,47
		300	1,61
		500	1,7

3.2 Трехгранные уголкового отражатели

Верифицированы результаты, полученные с помощью АОТС, измерением МЭПР разреженных ПС КТУО и ТТУО с длинами кромок $L \times L \times L$, где L – размер внутренней кромки. Структуры разрежены в пределах определенной области возбуждения падающей волны, характеризующейся $\theta^{\text{пад}}$ и $\varphi^{\text{пад}}$. Геометрические параметры и условия падения волны представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Геометрические параметры исследуемых ТУО

Структура	L , м	Число сегментов	$\theta^{\text{пад}}$, °	$\varphi^{\text{пад}}$, °
КТУО	0,2	5133	40–67	–18–+18
ТТУО	0,2	2610	30–80	–30–+30

Использовалась готовая сварная ПС. Конструкции ПС ТУО до 4,8 раза легче сплошных конструкций того же размера. На основе разреженных ПС, полученных в результате моделирования, соответствующие провода в исходной ПС обрезаны с помощью простых инструментов.

3.2.1 Квадратный трёхгранный уголкового отражатель

На рисунке 3.7 показана модель исходной ПС КТУО и разреженные с ДУЭС=20% и $T=0, 100, 200$ при возбуждении при $\theta^{\text{пад}}=40-67^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=-18-+18^\circ$. Как видно из рисунка 3.7, в разреженной структуре сохраняется большая часть вертикальных проводов на двух боковых гранях КТУО, тогда как большинство горизонтальных проводов удаляется. Это объясняется тем, что при возбуждении структуры падающей волной с θ -поляризацией токи в вертикальных проводах значительно сильнее, чем в горизонтальных. При изготовлении разреженной структуры путем ручного вырезания проводов из исходной сетки некоторые вертикальные провода изгибались, отклоняясь от идеально прямой до 0,4 см. Это связано с малым радиусом проводов, что делает их легко деформируемыми при ручной обработке. Для жесткости разреженных структур некоторые горизонтальные провода в центральной части пластин ПС могут сохранить. Однако их включение увеличивает общую массу структуры. Кроме того, в практических реализациях обычно используются провода с большим диаметром, которые менее подвержены изгибу и позволяют значительно уменьшить геометрические искажения при изготовлении.

На рисунке 3.8 представлены МЭПР для исходной ПС и разреженных ПС КТУО. В направлении главного лепестка наблюдается хорошее согласие как по напряженности, так и по ширине рассеянного поля, что указывает на потенциальную применимость разреженных ПС в определенных областях. Расхождения между расчетными и измеренными МЭПР могут быть связаны с погрешностями изготовления, включая изгибы проводов, свойства

используемых материалов и условия измерения. Кроме того, более низкая отражательная способность в плоскости $\theta=60^\circ$ в направлении $\varphi=\pm 45^\circ$, чем рассчитанная, может быть связана с неидеальной плоскостностью и неидеальной ортогональностью между гранями при изготовлении.

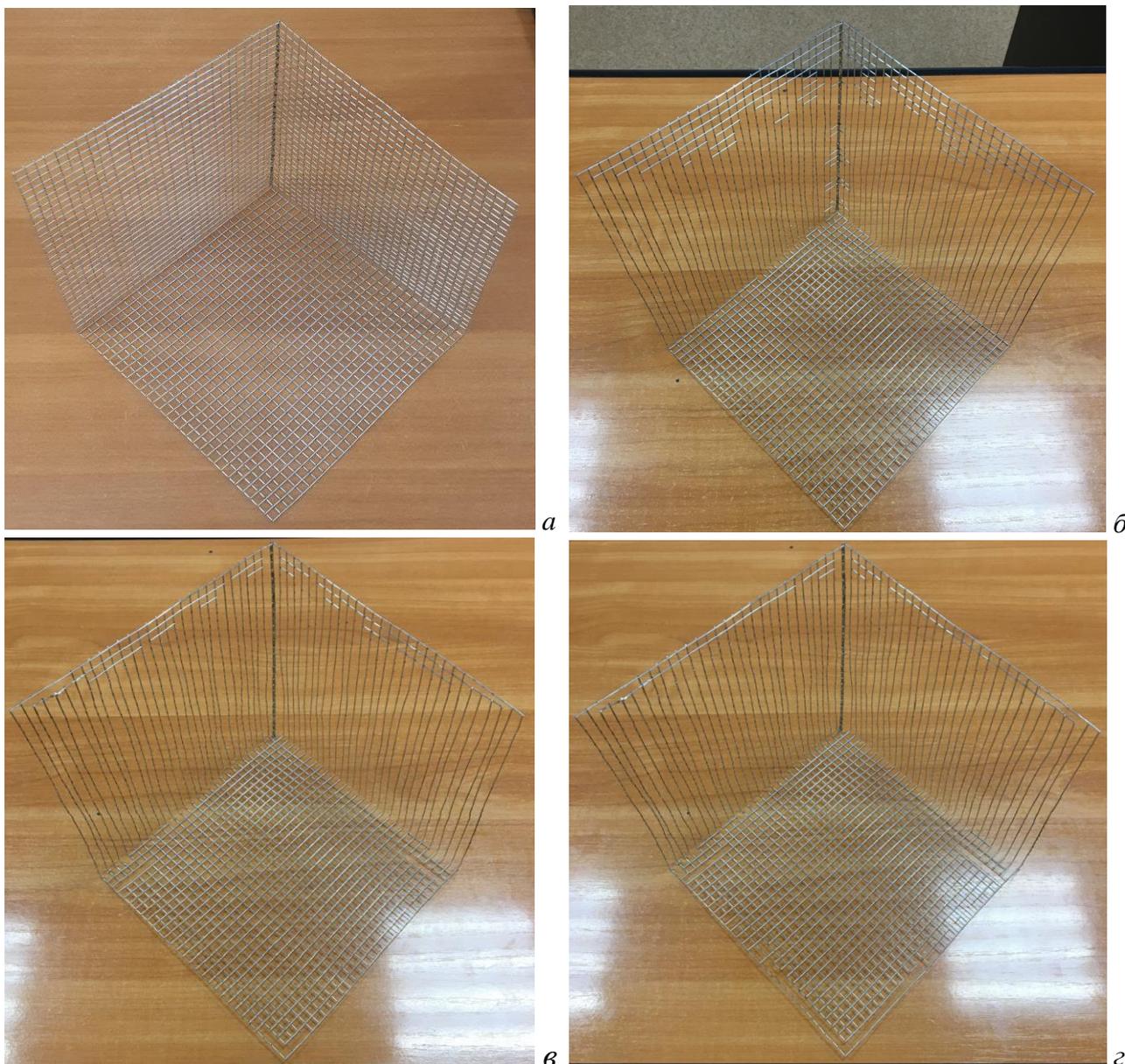


Рисунок 3.7 – ПС КТУО (а) и разреженная ПС КТУО при $T=0$ (б), 100 (в), 200 (г)

В некоторых направлениях МЭПР разреженной ПС больше, чем у исходной: примерно на $6,5 \text{ дБм}^2$ в плоскости $\varphi=45^\circ$ при $\theta=10-15^\circ$. Сравнение экспериментальных результатов подтверждает эффективность разработанных разреженных ПС КТУО с использованием АОТС. Они могут служить заменой как оригинальным ПС КТУО, так и сплошным металлическим конструкциям, при этом значительно снижая их массу и сохраняя значимые характеристики рассеяния.

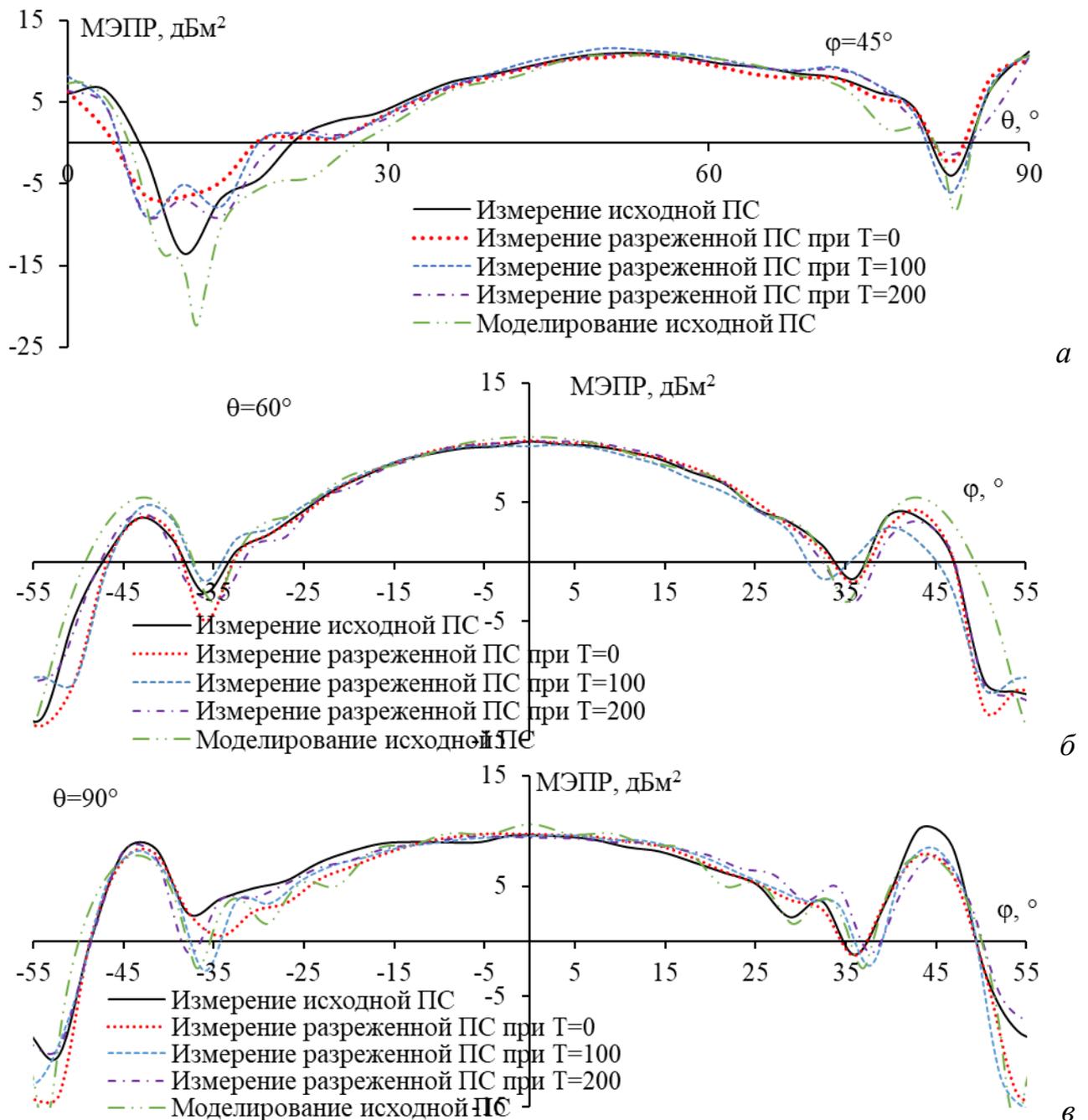


Рисунок 3.8 – МЭПР для ПС КТУО в плоскостях $\varphi=45^\circ$ (а), $\theta=60^\circ$ (б) и $\theta=90^\circ$ (в)

На рисунке 3.9 показаны частотные зависимости МЭПР при $\varphi^{\text{пад}}=45^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=60^\circ$ для исходного и разреженных КТУО из ПС. В диапазоне 5–6 ГГц данные моделирования и эксперимента хорошо согласуются, но в диапазоне 6,5–8 ГГц расхождения больше. Это может быть связано с меньшей длиной волны при более высоких частотах, где даже малые неточности изготовления могут влиять на рассеяние. В целом, во всем рассматриваемом диапазоне частот измеренные МЭПР разреженного и исходного КТУО хорошо согласуются с расчетными, с максимальным отклонением примерно $0,5 \text{ дБм}^2$. Поэтому использование ДУЭС=20% и $T=200$ приемлемо для изготовления разреженных КТУО.

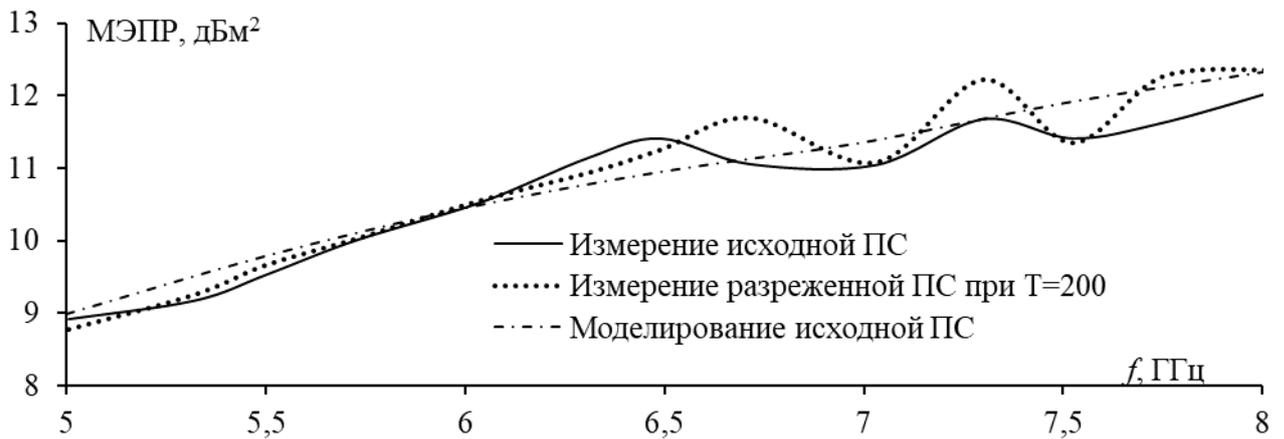


Рисунок 3.9 – Частотные зависимости МЭПР для КТУО при $\varphi^{\text{пад}}=45^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=60^\circ$

3.2.2 Треугольный трёхгранный уголкового отражатель

Разреживался ТТУО для $\theta^{\text{пад}}=30-80^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=-30+30^\circ$ при ДУЭС=20% и $T=0, 100, 200, 300, 400$ (рисунок 3.10). С ростом T число проводов уменьшается, что уменьшает массу. Однако оставшиеся вертикальные провода могут отклоняться от прямой до 0,3 см.

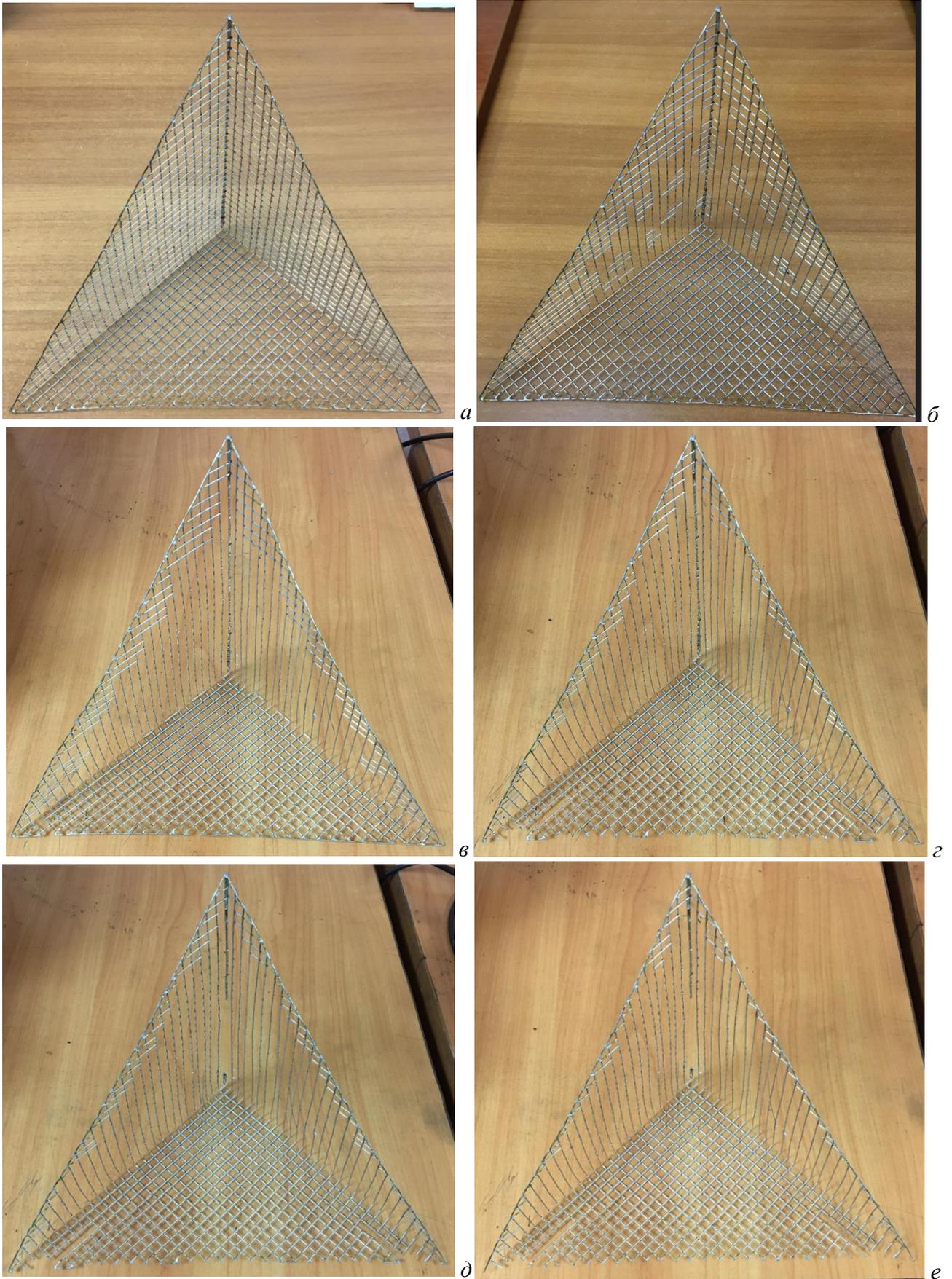


Рисунок 3.10 – Исходная (а) и разрезанные ПС ТТУО при $T=0$ (б), 100 (в), 200 (г), 300 (д), 400 (е)

На рисунке 3.11 представлены МЭПР для исходной и разреженных ПС ТТУО. В области главного лепестка измеренные МЭПР исходной и разреженных ПС хорошо согласуются. Как и для КТУО, отклонения между измеренными и моделируемыми МЭПР для ТТУО объясняются несовершенством изготовленных структур.

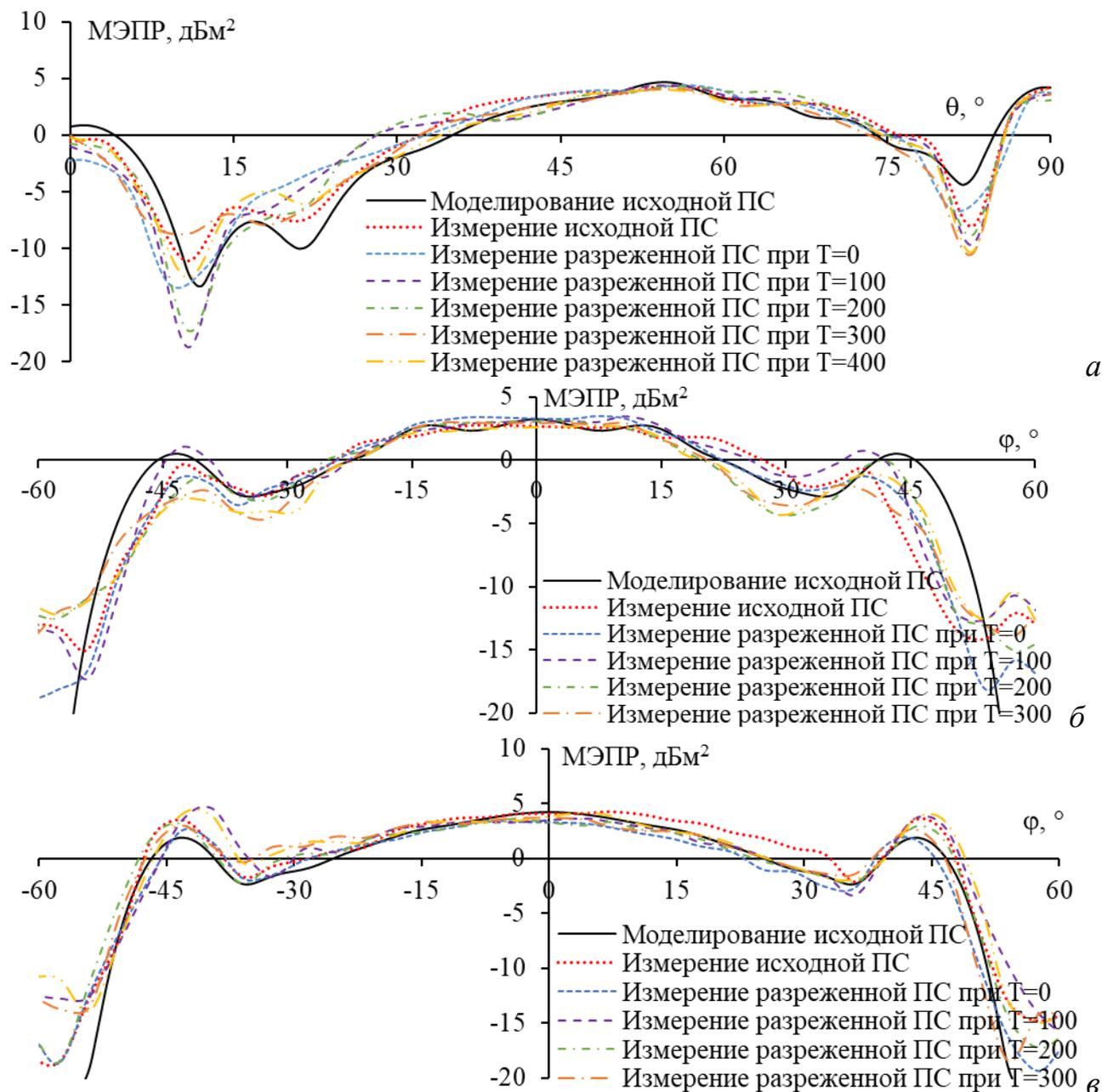


Рисунок 3.11 – МЭПР для ПС ТТУО в $\varphi=45^\circ$ (а), $\theta=55^\circ$ (б), $\theta=90^\circ$ (в) плоскостях

На рисунке 3.12 показаны частотные зависимости МЭПР при $\varphi_{\text{пад}}=45^\circ$ и $\theta_{\text{пад}}=55^\circ$ для исходной и разреженной ПС ТТУО. В целом, во всем рассматриваемом диапазоне частот измеренные МЭПР хорошо согласуются с вычисленной, с максимальным отклонением примерно $0,7 \text{ дБм}^2$. Поэтому ДУЭС=20% и $T=400$ приемлемо для изготовления разреженного ТТУО.

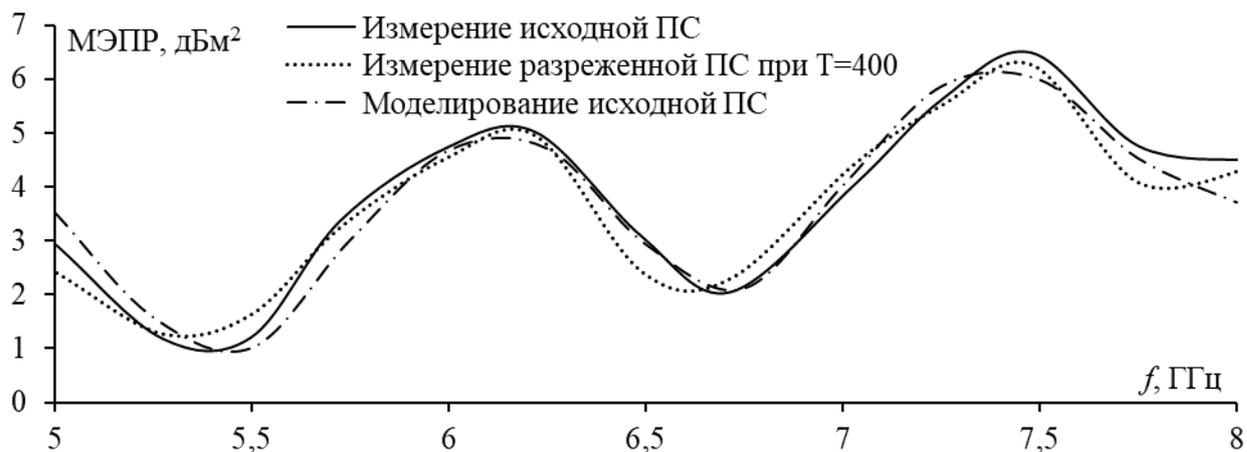


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости МЭПР для КТУО при $\varphi^{\text{пад}}=45^\circ$, $\theta^{\text{пад}}=55^\circ$

Уменьшение массы разреженных ТУО представлено в таблице 3.4. С ростом T масса уменьшается до 1,51 раза. Примечательно, что, несмотря на значительное уменьшение массы, характеристики рассеяния разреженных отражателей остаются в хорошем согласии с характеристиками исходных в области главного лепестка.

Таблица 3.4 – Уменьшение массы рассеивателей

Структура	ДУЭС, %	T	Уменьшение массы, раз	МЭПР ^{макс} (дБм ²) (разреженная ПС/ исходная ПС)	Ширина луча в плоскости $\varphi=45^\circ$ (разреженная ПС/ исходная ПС)
КТУО	20	0	1,38	10,87/11,01	33/33
		100	1,46	11,56/11,01	35/33
		200	1,51	10,78/11,01	34/33
ТТУО	20	0	1,16	4,49/4,27	39/40
		100	1,34	4,4/4,27	39,6/40
		200	1,41	4,19/4,27	39,6/40
		300	1,46	4,05/4,27	37,8/40
		400	1,51	4,07/4,27	40/40

3.3 Основные результаты раздела

Представлены результаты экспериментальной проверки эффективности АОТС при создании различных разреженных рассеивателей из ПС. Показано, что АОТС применима к широкому классу рассеивателей для получения разреженных структур из ПС. Экспериментально установлено, что характеристики разреженных ПС хорошо согласуются с характеристиками исходных ПС, а также сплошных структур для случая пластины. Разреженные ПС обладают меньшей массой, чем у исходной ПС, и значительно меньшей, чем у сплошного рассеивателя. При этом их характеристики рассеяния сохраняются на приемлемом уровне. С ростом T характеристики разреженных ПС несколько ухудшаются, но это приемлемо с учётом уменьшения массы. Результаты могут быть дополнительно

улучшены за счёт применения промышленных технологий изготовления, современных материалов и оборудования.

Результаты измерений подтверждают эффективность АОТС и её модификаций в практических приложениях. Созданные макеты являются примерами применения АОТС к различным типам рассеивателей для синтеза разреженных ПС, удовлетворяющих заданным требованиям. Полученные результаты могут быть использованы в промышленном производстве разреженных рассеивателей из ПС с улучшенными характеристиками для соответствия современным реальным требованиям.

4. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕОРИИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ МОД

Здесь модернизирована методика расчета характеристик антенн и рассеивателей на основе ТХМ с целью уменьшения вычислительных затрат. Представлены результаты тестирования и апробации предложенной методики на различных примерах. Кроме того, представлен алгоритм ускорения отлеживания мод при ТХМ. Показаны результаты применения алгоритмов к различным антеннам и рассеивателям из ПС. Разработанные программы на основе методики представлены в работах [188, 189]. Результаты применения и верификации этой методики представлены в работах [190–197].

4.1 Повышение точности и уменьшение вычислительных затрат приложения теории характеристических мод к проводным структурам

4.1.1 Верификация приложения к диполю

Здесь приведено определение собственных характеристик проводного диполя и их тестирование сравнением с данными из [198]. Рассмотрен прямой провод длиной 0,5 м и радиусом 0,5 мм. Частотные зависимости λ_n , $MЗ_n$, и α_n для первых 4 мод в диапазоне 100–1000 МГц для него приведены на рисунке 4.1.

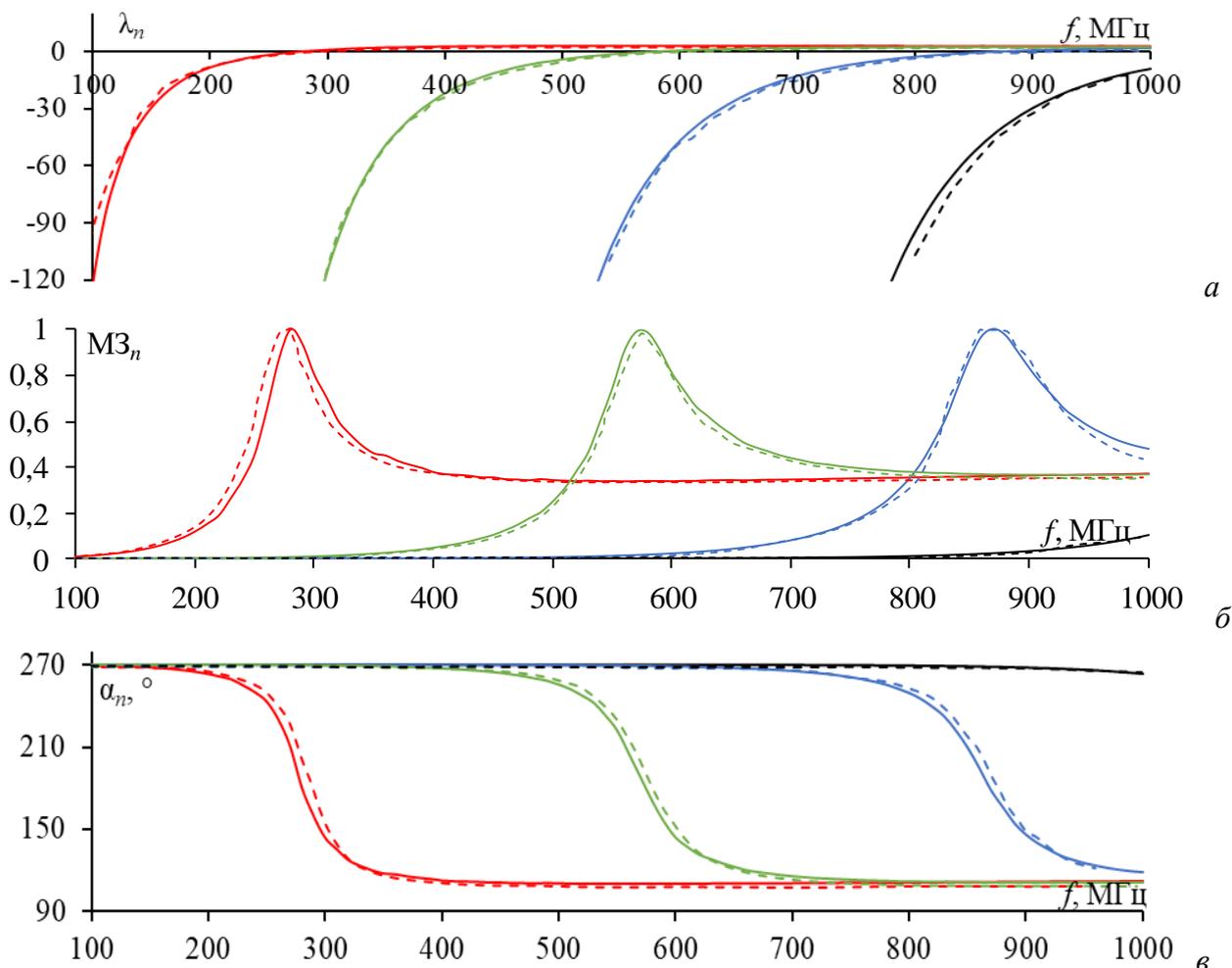


Рисунок 4.1 – Частотные зависимости λ (а), $MЗ$ (б) и α (в) для мод 1 (красный), 2 (зеленый), 3 (синий) и 4 (черный), полученные в [198] (---) и разработанной программой (—)

Из рисунка 4.1 видно, что результаты расчета λ_n , MZ_n , и α_n в исследуемом диапазоне частот совпадают с полученными в [198]. По данным из рисунка 4.1 частотные резонансы мод: $f_{r1}=280$ МГц, $f_{r2}=580$ МГц и $f_{r3}=875$ МГц (при $MZ_n=1$).

Рисунок 4.2 показывает зависимости нормированных I_n относительно их максимального значения для первых 4 мод от номера сегмента вдоль провода на $f_{r1}=280$ МГц, а рисунок 4.3 показывает эти зависимости на разных частотах.

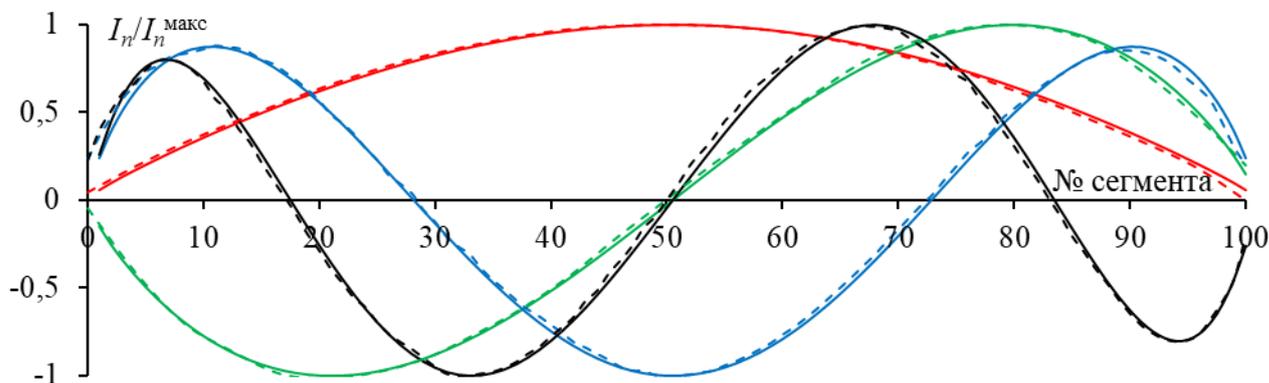


Рисунок 4.2 – Зависимости нормированных I_n от номера сегмента вдоль рассеивателя на частоте f_{r1} для мод 1 (красный), 2 (зеленый), 3 (синий) и 4 (черный), полученные в [198] (---) и разработанной программой (—)

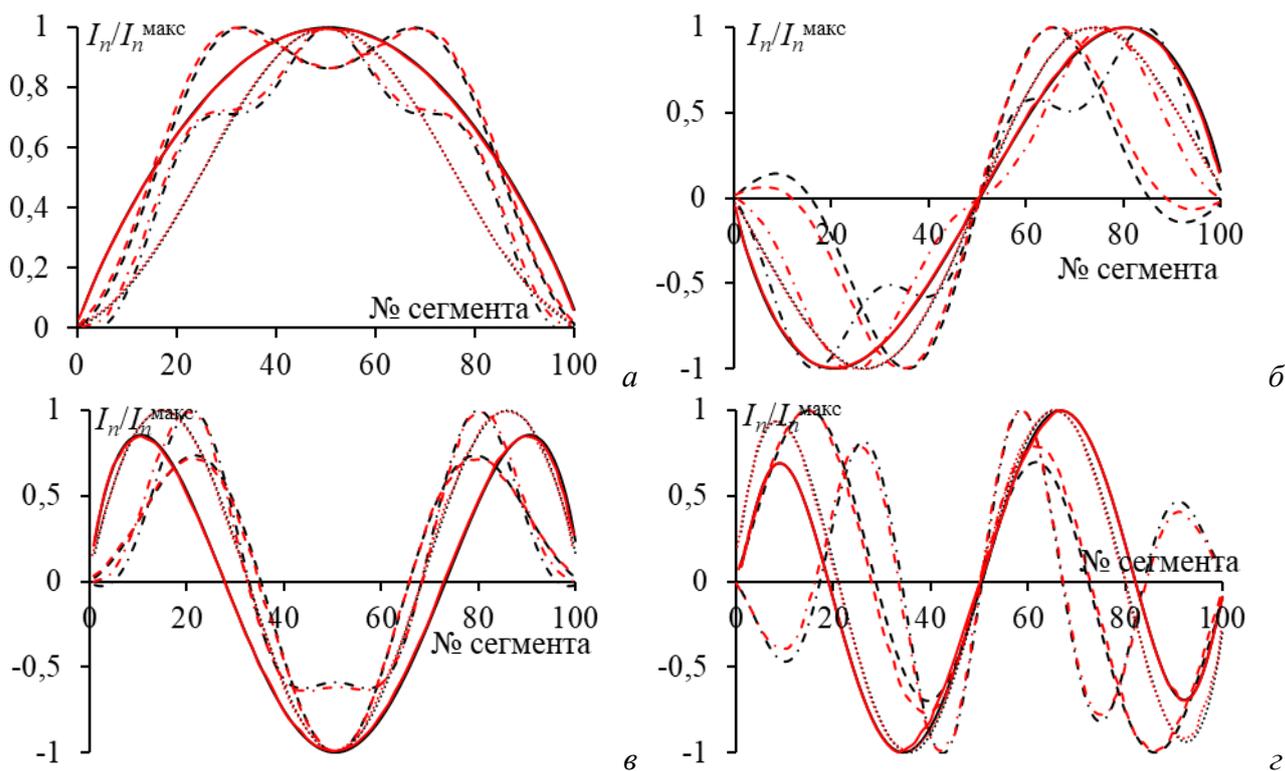


Рисунок 4.3 – Зависимости нормированных I_n от номера сегмента вдоль рассеивателя, полученные в [198] (красный) и разработанной программой (черный) для мод 1 (а), 2 (б), 3 (в) и 4 (г) на частотах 200 (—), 800 (···), 1400 (---) и 2200 (— —) МГц

Нормированные E_n относительно их максимумов для первых 4 мод на f_{r1} , полученные разработанной программой и в [198], показаны на рисунке 4.4.

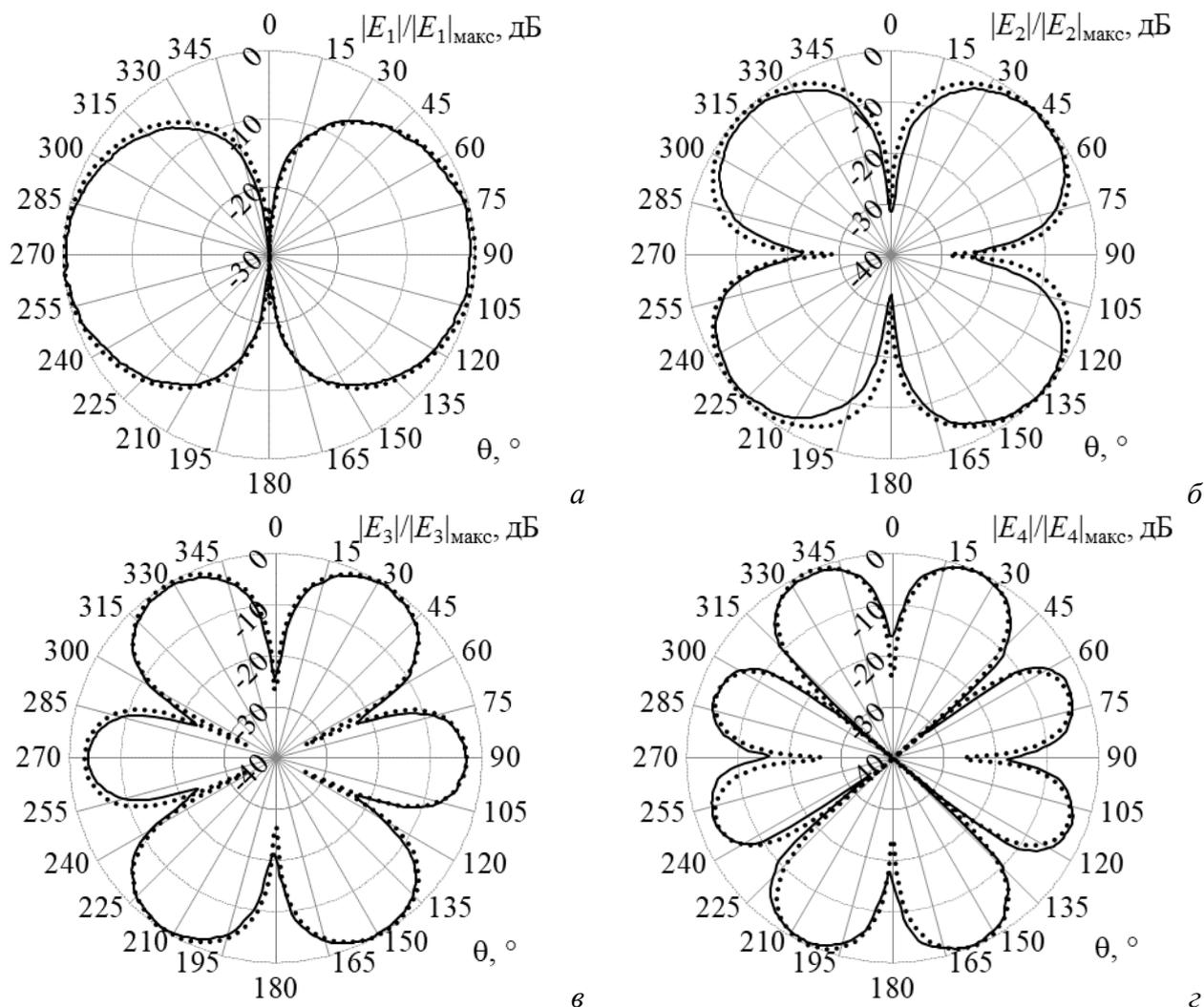


Рисунок 4.4 – Нормированные $|E_n|$ для мод 1 (а), 2 (б), 3 (в) и 4 (з) на частоте $f_{г1}$, полученные разработанной программой (•••) и в [198] (—)

Как видно из рисунков 4.2 и 4.3, для различных рассмотренных частот результаты расчета I_n с помощью ТХМ на основе МоМ со 100 СВФ (по разработанной программе) хорошо согласуются с данными из [198]. На рисунке 4.3б наблюдается небольшое расхождение сравниваемых результатов, полученных для моды 2 только на частоте 1400 МГц. В целом проверка собственных характеристик в ТХМ показывает, что результаты из [198] и наши хорошо согласуются.

4.1.2 Алгоритм определения значимых мод

Здесь представлен алгоритм для определения мод, которые оказывают значительное влияние на ток и поле излучения или рассеяния, а также для определения характеристик рассеяния или излучения на основе этих мод. Предположено, что для определения значимых мод нужно учитывать $\langle \mathbf{I}_n, \mathbf{v} \rangle$, \mathbf{I}_n , $MЗ_n$ как

$$\mathbf{p}_n = \langle \mathbf{I}_n, \mathbf{v} \rangle \mathbf{I}_n MЗ_n. \quad (4.1)$$

В случае антенн, согласно [7], \mathbf{v} имеет вид $[0, \dots, V_i, \dots, 0]$, где i – индекс i -го сегмента, в котором возбуждается антенна. При этом $\langle \mathbf{I}_n, \mathbf{v} \rangle$ определяется произведением i -го значения в векторе \mathbf{I}_n на $V_i=1$ В (амплитуда возбуждающего напряжения).

Полученное значение \mathbf{p}_n – это вектор для моды n . Чем сумма модулей элементов \mathbf{p}_n больше, тем большее влияние n -я мода оказывает на \mathbf{i} , и наоборот. Сравнение между \mathbf{p}_n производится путем усреднения модулей их элементов ($\mathbf{p}_n^{\text{сред}}$). Считается, что \mathbf{p}_n с большим средним значением оказывает большее влияние на \mathbf{i} .

На рисунке 4.5 представлен алгоритм определения значимых мод в данной работе.

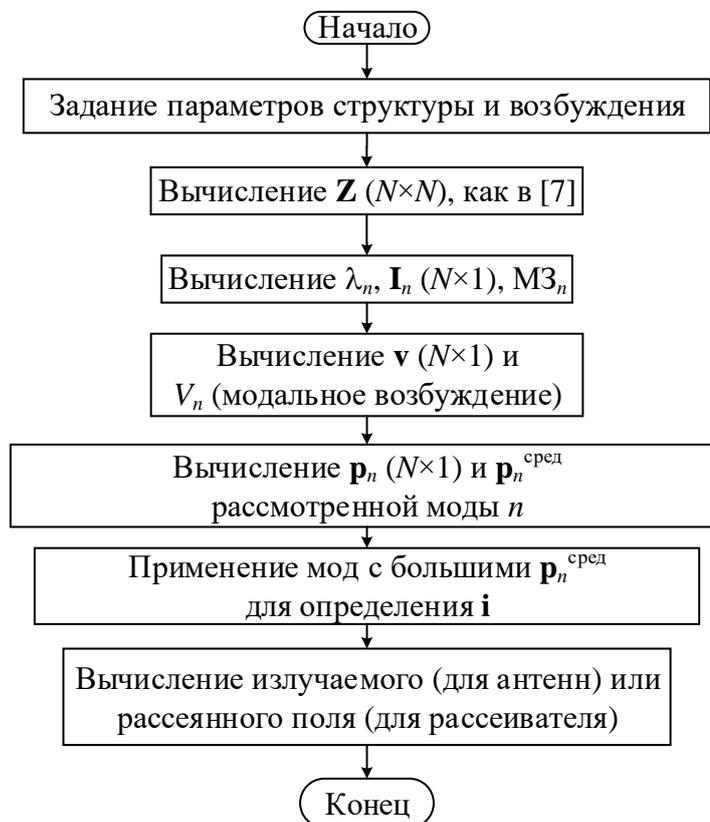


Рисунок 4.5 – Алгоритм определения значимых мод

4.1.3 Верификация алгоритма для антенн

4.1.3.1 Анализ дипольной антенны

При использовании ТХМ на заданной частоте моды обычно располагаются по возрастанию $|\lambda_n|$ (по убыванию $M3_n$) [199]. Поэтому, согласно теории в [199] моды с меньшими индексами будут рассматриваться как значимые. Определены моды, наиболее влияющие на поверхностный ток, для двух диполей с длиной l и радиусом a , на частоте 300 МГц. Их параметры приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Параметры диполей

Диполь	l , м	a , мм	Количество сегментов	Сегмент расположения источника
D1	1,5	4,7	51	26
D2	2	4,2	75	38

Для D1 после использования ТХМ для первых 7 мод получено $M3_1=0,78$, $M3_2=0,39$, $M3_3=0,39$, $M3_4=0,041$, $M3_5=0,002$, $M3_6=8,3e-5$ и $M3_7=2,6e-6$. Зависимости \mathbf{I}_{1-7} от номера сегментов (x) вдоль D1 показаны на рисунке 4.6а, а для \mathbf{p}_{1-7} – на рисунке 4.6б. Из

рисунка 4.6а видно, что хотя I_1 мало ($I_1^{\text{макс}}=0,085$ А/м), оно максимально в месте расположения источника, а MZ_1 максимальна из всех мод, поэтому p_1 будет большим (рисунок 4.6б). $I_{2,4,6}=0$ в месте расположения источника и поэтому не вносят вклад в i ($p_{2,4,6}\approx 0$). Моды 3, 5 и 7 имеют большие $I_{3,5,7}$ и расположение источника совпадает с их максимумом I_n . Однако $MZ_{3,5,7}$ довольно малы по сравнению с MZ_1 , поэтому можно сделать вывод, что моды 3, 5 и 7 влияют на i , но не так сильно, как мода 1 ($p_{3,5,7}<p_1$) (рисунок 4.6б). Поэтому можно предсказать, что $|I|$ будет похож на I_1 .

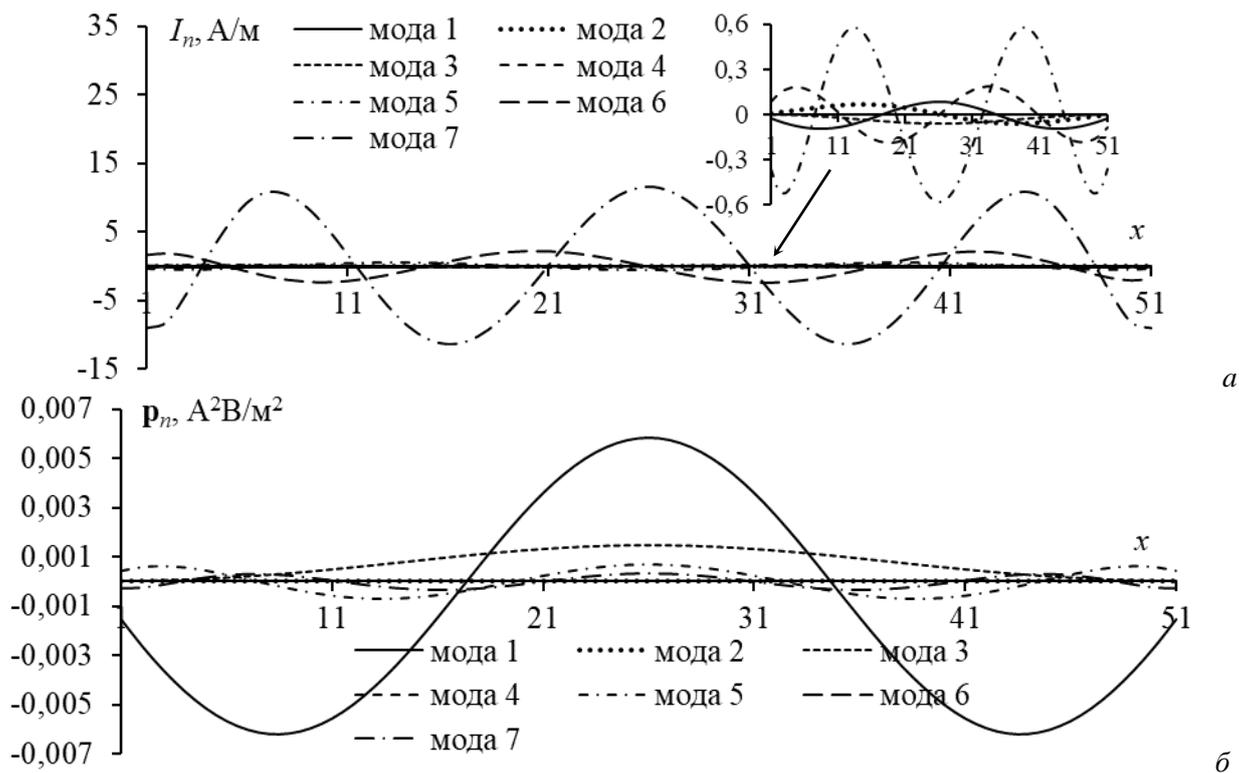


Рисунок 4.6 – Зависимости I_{1-7} (а) и p_{1-7} (б) от x вдоль D1

Чтобы доказать эффективность использования p_n для определения значимости мод, проанализированы $|I|$ и его фаза φ_I у D1 с помощью ТХМ и сравнены с результатами обычного МоМ (рисунок 4.7). В частности, для определения $|I|$ с помощью ТХМ, на MZ_n основаны моды 1, 2, 3 и 4, а на p_n – 1, 3, 5 и 7 (рисунок 4.6).

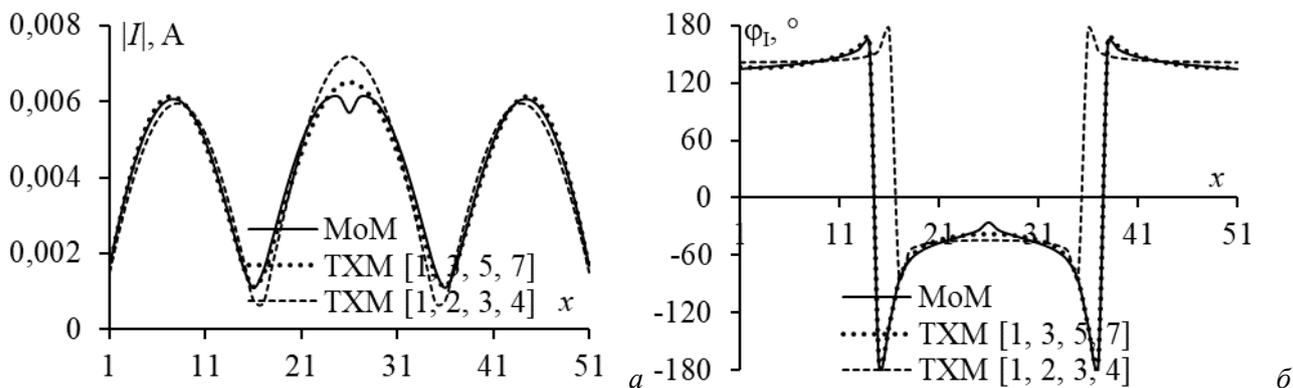


Рисунок 4.7 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от x вдоль D1

Из рисунка 4.7 видно, что $|I|$ и φ_I , полученные по ТХМ с модами 1, 3, 5 и 7 очень хорошо совпадают с полученными по МоМ. Между тем, $|I|$, полученный по ТХМ на основе мод 1, 2, 3 и 4, сильно отличается от полученного по МоМ (в средних сегментах диполя $x=22-30$). Как упоминалось ранее, моды 2 и 4 не дают вклада в поверхностный ток, поэтому при использовании ТХМ с модами 1–4 для определения \mathbf{i} используются только моды 1, 3. В то же время очевидно, что, хотя $\mathbf{p}_{5,7}$ меньше $\mathbf{p}_{1,3}$, они также дают вклад в \mathbf{i} . Поэтому использование ТХМ на основе всех 4 мод (1, 3, 5 и 7) все равно дает лучшие результаты, чем использование только мод 1 и 3 (рисунок 4.7). Как ожидалось, $|I|$ очень похож на I_1 .

В то же время диаграмма направленности (ДН) от D1, полученная по МоМ, сравнима с ДН при использовании ТХМ с различными видами мод (рисунок 4.8). В данном примере угловой шаг составлял 1° . Выявлено, что хотя $|I|$ и φ_I по ТХМ с модами 1, 2, 3 и 4 отличаются от полученных другими методами (рисунок 4.7), полученные дальние поля достаточно хорошо совпадают (рисунок 4.8). Это можно объяснить тем, что разница между $|I|$, полученными при $x=22-30$, не слишком сильно влияет на поле излучения.

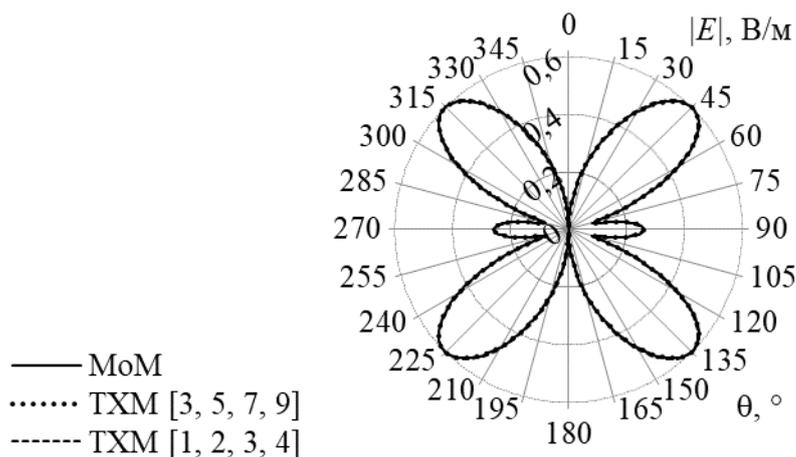


Рисунок 4.8 – ДН D1

Далее проанализированы моды, оказывающие большое влияние на \mathbf{i} для D2. После использования ТХМ значения MZ_n для мод 1–9 составляют соответственно $MZ_1=0,79$, $MZ_2=0,39$, $MZ_3=0,38$, $MZ_4=0,37$, $MZ_5=0,05$, $MZ_6=0,03$, $MZ_7=0,00015$, $MZ_8=6,2e-6$ и $MZ_9=2,4e-7$. Зависимости I_{1-9} от x вдоль D2 показаны на рисунке 4.9а, \mathbf{p}_{1-9} – на рисунке 4.9б. Из рисунка 4.9а видно, что для мод 1, 2, 4, 6 и 8 $I_n=0$ в положении источника (середина D2), поэтому для этих мод $\mathbf{p}_n=0$. Кроме того, видно, что $I_3 < I_{5,7,9}$, но $MZ_3 \gg MZ_{5,7,9}$, поэтому \mathbf{p}_3 максимально (рисунок 4.9б). Между тем, MZ_5 примерно в 7,5 раз меньше MZ_3 , но максимум I_5 (как и I_5 в положении источника) примерно вдвое больше, поэтому $\mathbf{p}_5^{\text{макс}}$ составляет примерно 1/2 от $\mathbf{p}_3^{\text{макс}}$. Кроме того, на рисунке 4.9а показано, что $I_{7,9} \gg I_{3,5}$; однако $MZ_{7,9}$ очень малы по сравнению с $MZ_{3,5}$, поэтому $\mathbf{p}_{7,9}$ также довольно малы по сравнению с $\mathbf{p}_{3,5}$, но все равно влияют на \mathbf{i} (рисунок 4.9б). Это значит, что для точных результатов при расчете \mathbf{i} для D2 с помощью ТХМ надо использовать моды 3, 5, 7 и 9.

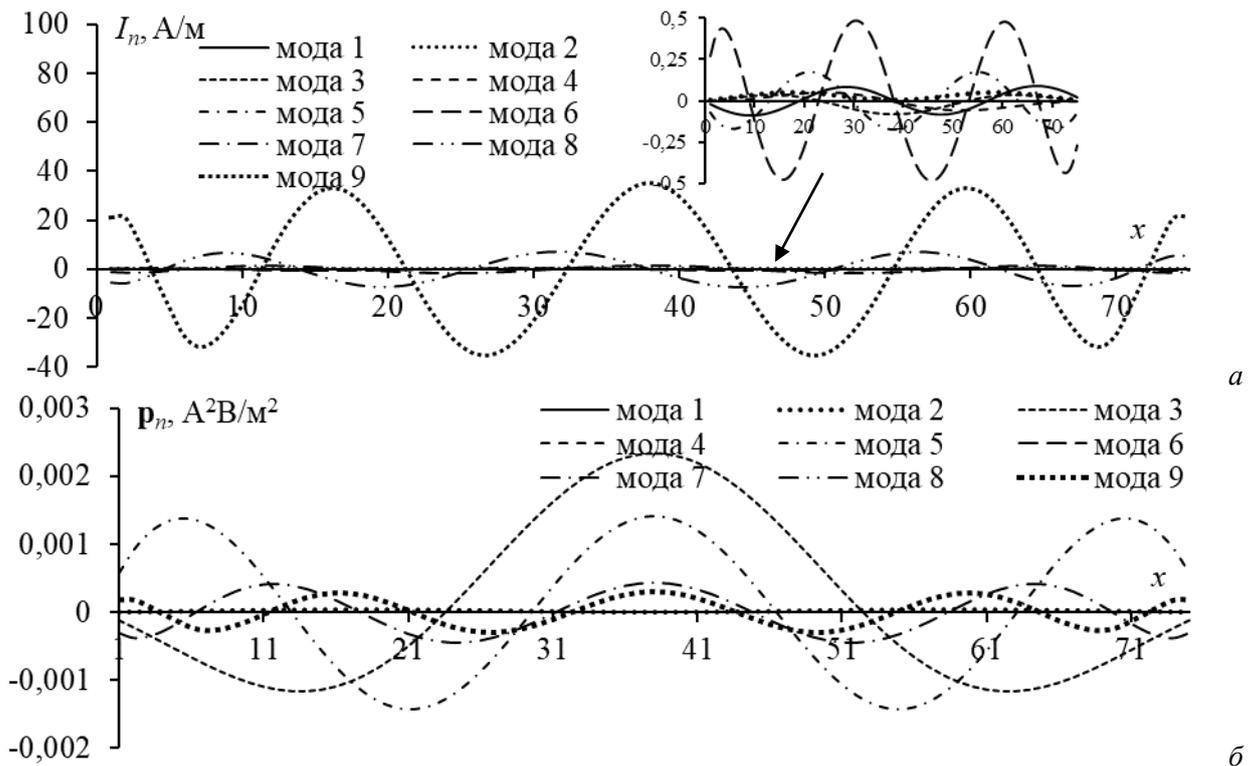


Рисунок 4.9 – Зависимости I_{1-9} (а) и p_{1-9} (б) от x вдоль D2

Для верификации результатов предсказания мод для D2, $|I|$ и φ_I по МоМ сравнивались с полученными по ТХМ с различными модами (моды 3, 5, 7 и 9 на основе p_n ; а моды 1, 2, 3 и 4 – $M3_n$) (рисунок 4.10). Данные $|I|$ и φ_I по ТХМ с модами 3, 5, 7 и 9 хорошо согласуются с полученными по МоМ. Однако зависимости $|I|$ и φ_I для мод 1–4 имеют совершенно другие формы по сравнению с полученными по МоМ и ТХМ для мод 3, 5, 7 и 9. В частности, $|I|$ при использовании ТХМ с модами 1–4 имеет только 3 больших пика, в то время как $|I|$ по МоМ и ТХМ с модами 3, 5, 7 и 9 имеет 4 пика. Это могло произойти потому, что по ТХМ с модами 1–4 только мода 3 оказывает большое влияние на i (I_3 похож на $|I|$) без учета вклада других значимых мод (мод 5, 7 и 9). Резкое изменение $|I|$ в месте расположения источника произошло по МоМ, но не по ТХМ. В настоящее время это не имеет удовлетворительного объяснения и будет рассмотрено в дальнейшей работе.

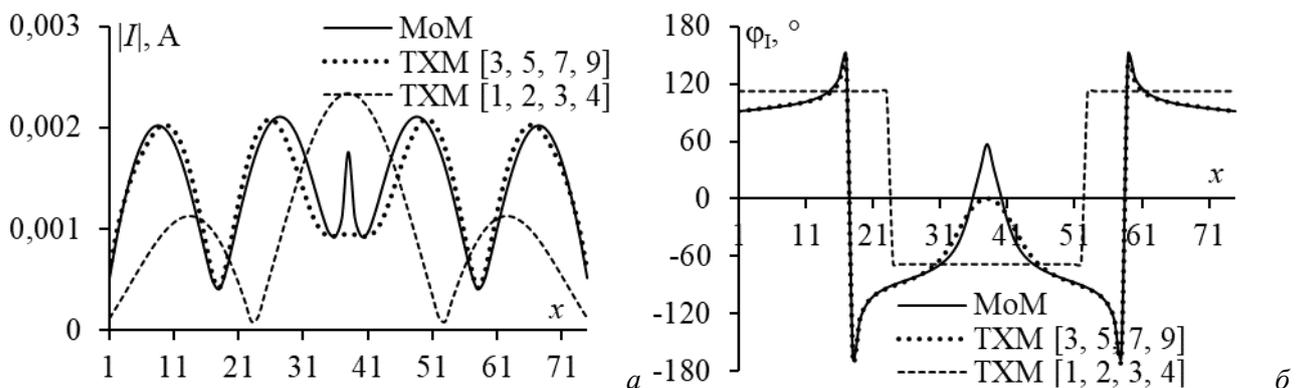


Рисунок 4.10 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от x вдоль D2

Далее сравнены ДН по МоМ и ТХМ для разных видов мод (рисунок 4.11). Из-за большой разницы между i , полученными для разных видов мод, ДН для мод 1–4 также отличаются от ДН для мод 3, 5, 7 и 9 (как и в случае с МоМ).

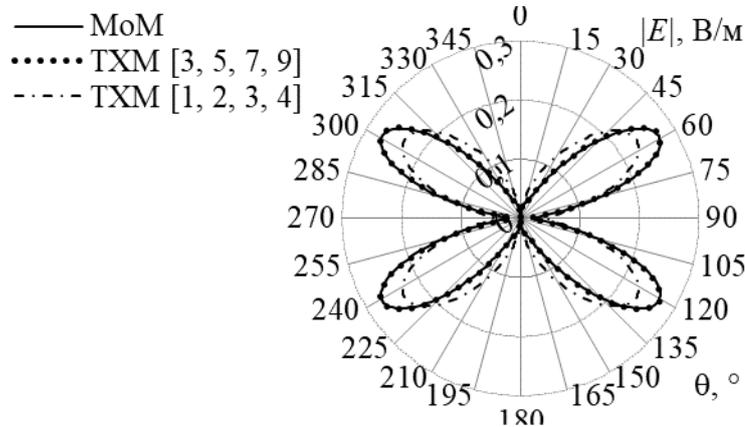


Рисунок 4.11 – ДН D2

4.1.3.2 Анализ патч-антенн из проводной сетки с использованием характеристических мод

Здесь ТХМ применена для анализа патч-антенны и верифицированы результаты этого. Взята патч-антенна из ПС, проанализированная в [24] на различных частотах (рисунок 4.12).

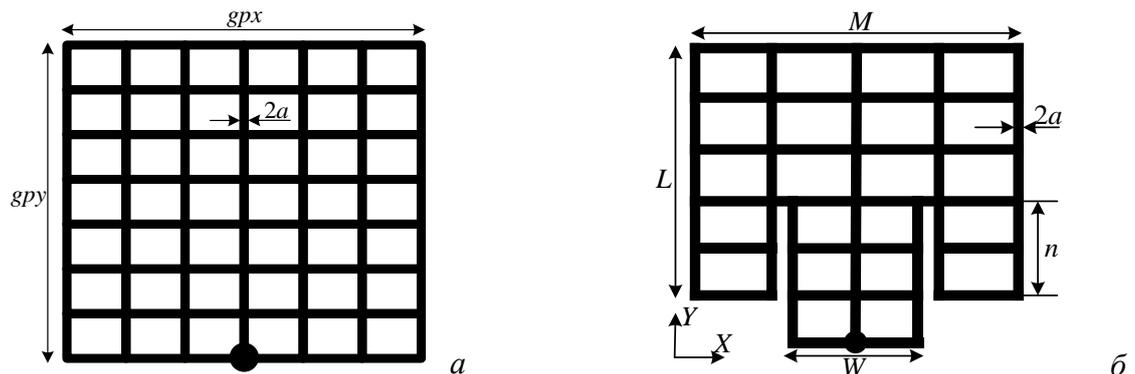


Рисунок 4.12 – Опорная (а) и сигнальная (б) ПС патч-антенны

Антенна состоит из двух основных частей: опорной и сигнальной ПС. Опорная (рисунок 4.12а) расположена в плоскости xOy , а сигнальная (рисунок 4.12б) – параллельно ей на расстоянии h . Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В размещается параллельно оси Oz и соединяет две сетки конструкции в двух точках (круги на рисунке 4.12). При моделировании по ТХМ провода имеют форму цилиндра радиусом a . Опорная ПС имеет размеры $gpx \times gpy$ и разделена на 42 ячейки (6 по gpx и 7 по gpy). Сигнальная ПС моделируется как показано на рисунке 4.12б. На рисунке 4.13 представлены прототип и полученная в MATLAB модель антенны с параметрами из таблицы 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры антенны из ПС

gpx , мм	gpy , мм	a , мм	M , мм	L , мм	n , мм	W , мм	h , мм
64,4	64,4	0,5	46,2	46,2	16,3	15,6	3

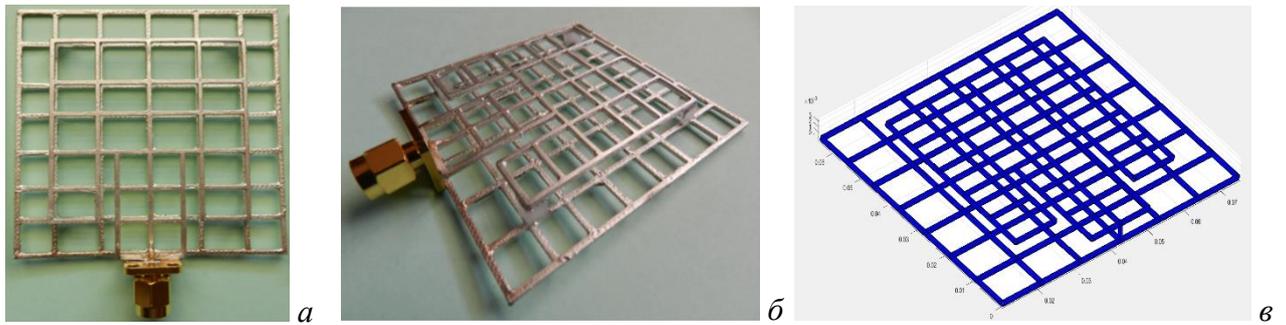


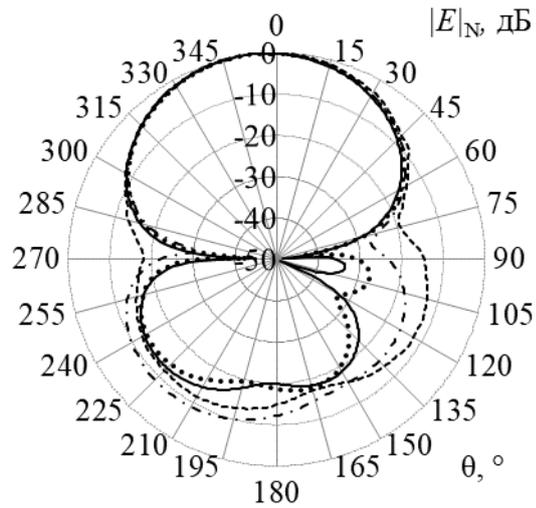
Рисунок 4.13 – Прототип антенны из ПС, напечатанный на 3D-принтере [24] (а, б), и ее модель в MATLAB (в)

Рассмотренная антенна моделировалась в [24] с использованием CST, а также в [200] с помощью TUSUR.EMC и 4NEC2. Эти результаты сравниваются здесь с полученными по ТХМ. Сначала сравнены нормированные ДН, полученные по ТХМ на частотах 2,5, 2,6 и 2,7 ГГц в плоскости $\varphi=90^\circ$ (рисунок 4.14). Видно, что ДН хорошо согласуются друг с другом в области главного лепестка (ГЛ). Однако в боковых лепестках есть различия: видно, что уровни боковых лепестков (УБЛ) в 4NEC2 значительно отклоняются от других результатов, а результаты по ТХМ хорошо совпадают с результатами TUSUR.EMC, с небольшими отклонениями от результатов в CST. Также видно, что с ростом частоты формы ДН в плоскости $\varphi=90^\circ$, полученные по ТХМ и TUSUR.EMC, лучше совпадают друг с другом. Эти уровни, полученные с помощью разных систем на разных частотах, приведены в таблице 4.3. Также в таблице приведены отклонения УБЛ по ТХМ от УБЛ для других систем. Видно, что результаты по ТХМ лучше всего согласуются с вычисленными в TUSUR.EMC, за которым следует CST (за исключением 2,5 ГГц), а наибольшая разница наблюдается с 4NEC2.

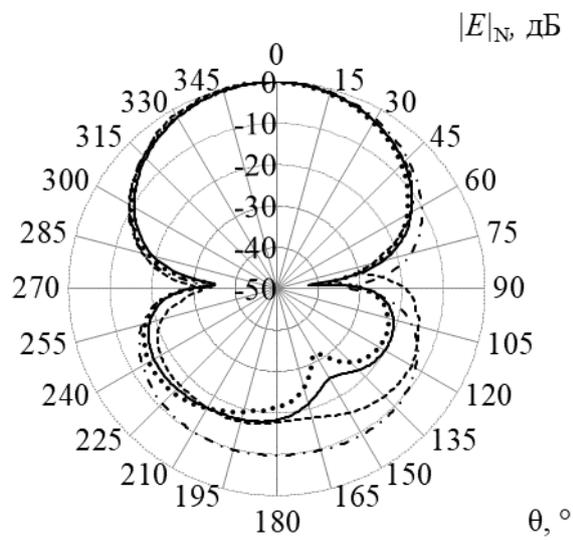
Таблица 4.3 – УБЛ антенны из ПС в плоскости $\varphi=90^\circ$ на разных частотах в разных системах

Система	2,5 ГГц		2,6 ГГц		2,7 ГГц	
	УБЛ, дБ	Δ , дБ	УБЛ, дБ	Δ , дБ	УБЛ, дБ	Δ , дБ
ТХМ	-12	–	-15,1	–	-14	–
TUSUR.EMC	-13,75	1,75	-14,35	0,75	-14,7	0,7
CST	-11,7	0,3	-12,72	2,38	-12,1	1,9
4NEC2	-8,86	3,14	-9,22	5,88	-4,58	9,42

Аналогичные результаты получены в плоскости $\varphi=0^\circ$ и представлены на рисунке 4.15 и в таблице 4.4, из которых видно, что результаты по ТХМ хорошо согласуются с полученными в других системах, особенно в области главного лепестка. Также видно, что для боковых лепестков результаты по ТХМ хорошо согласуются с полученными в CST и TUSUR.EMC, но больше отклоняются от результатов в 4NEC2, причем больше с ростом частоты.

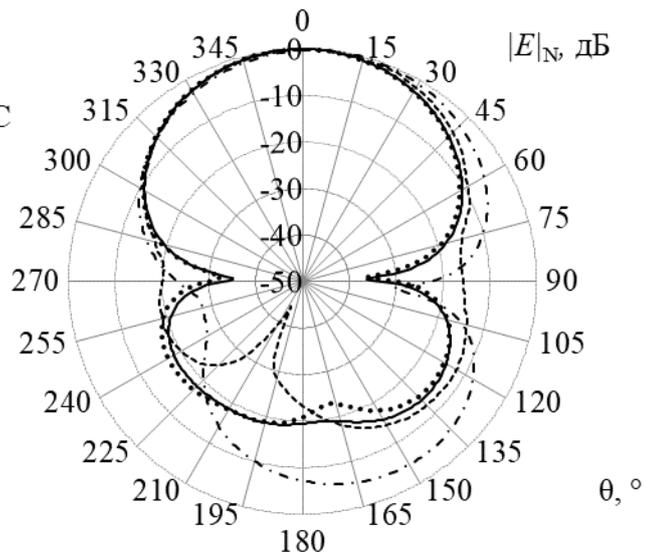


a



б

— MATLAB
 - - - - CST
 TUSUR.EMC
 - · - · - 4NEC2



в

Рисунок 4.14 – Полученные ДН антенны из ПС в плоскости $\varphi=90^\circ$ на частотах 2,5 (а), 2,6 (б) и 2,7 (в) ГГц

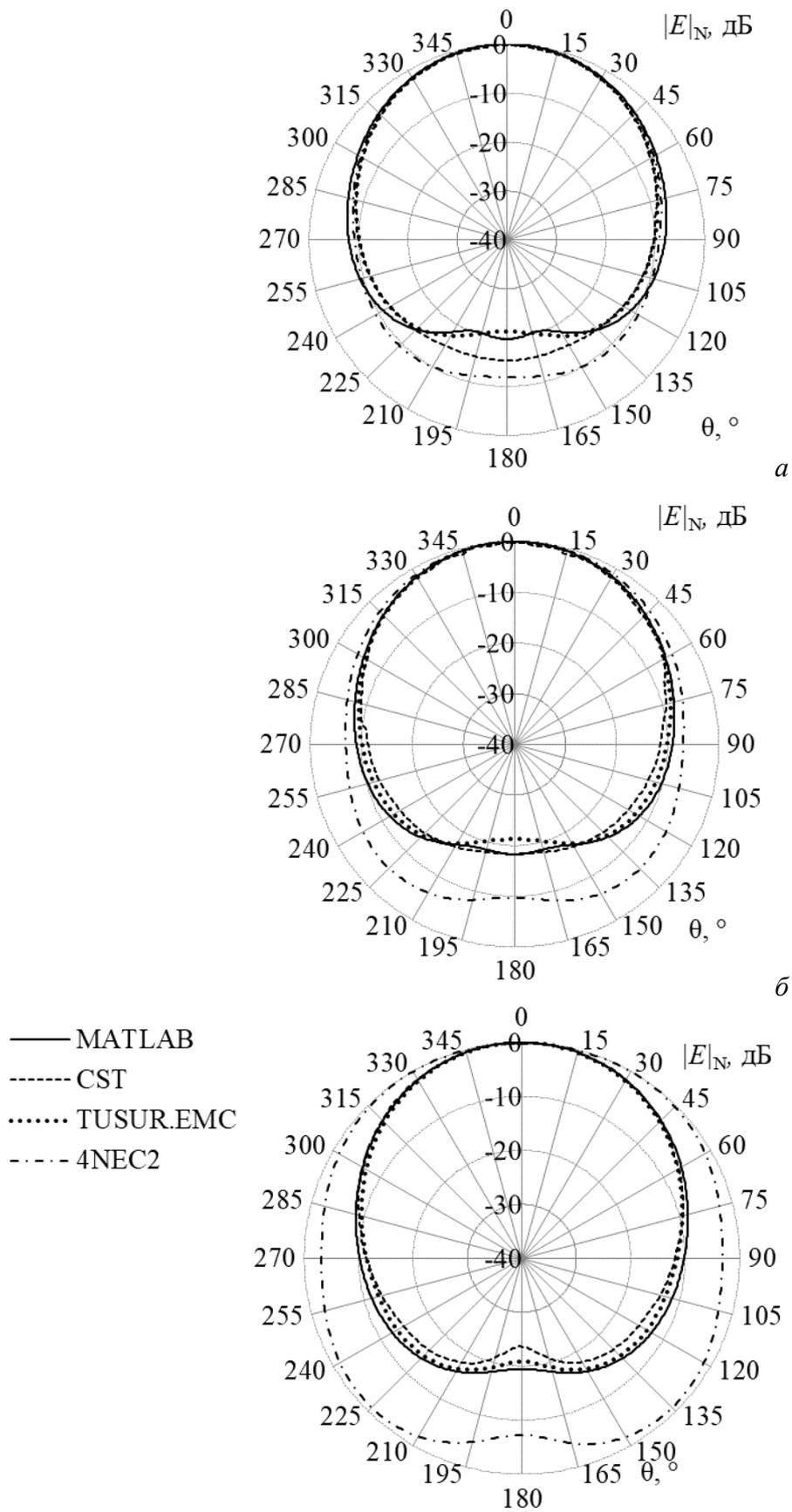


Рисунок 4.15 – Полученные ДН антенны из ПС в плоскости $\varphi=0^\circ$ на частотах 2,5 (а), 2,6 (б) и 2,7 (в) ГГц

Таблица 4.4 – УБЛ антенны из ПС в плоскости $\varphi=0^\circ$ на разных частотах в разных системах

Система	2,5 ГГц		2,6 ГГц		2,7 ГГц	
	УБЛ, дБ	Δ , дБ	УБЛ, дБ	Δ , дБ	УБЛ, дБ	Δ , дБ
ТХМ	-19,7	–	-18,25	–	-12,54	–
TUSUR.EMC	-21,2	1,5	-21,28	3,03	-13,36	0,82
CST	-15,2	4,5	-18,34	0,09	-14,6	2,06
4NEC2	-11,96	7,74	-9,73	8,52	-1,02	11,52

Результаты для ширины луча (ШЛ) (-3 дБ по сравнению с УГЛ) при анализе антенны в разных системах приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – ШЛ антенны из ПС на разных частотах

Система	Плоскость $\varphi=90^\circ$			Плоскость $\varphi=0^\circ$		
	2,5 ГГц	2,6 ГГц	2,7 ГГц	2,5 ГГц	2,6 ГГц	2,7 ГГц
ТХМ	48	60	64	81	78	80
TUSUR.EMC	49	62,5	63	76	77	78
CST	49	66,5	78	76	74	79
4NEC2	52	68	100	78	94	190

Видно, что ШЛ по ТХМ хорошо согласуется с полученными в TUSUR.EMC и CST, за исключением 2,5 ГГц, где результаты ТХМ ближе к 4NEC2.

4.1.4 Верификация алгоритма для рассеивателей

4.1.4.1 Дипольные рассеиватели

Рассматриваны два дипольных рассеивателя ($D3$ и $D4$), имеющих те же размеры, что $D1$ и $D2$ (раздел 4.1.3.1), соответственно. Источником возбуждения рассеивателя является плоская волна с θ -поляризацией, амплитудой 1 В/м и падающая перпендикулярно плоскости, содержащей диполь. В этом случае все сегменты $D3$ или $D4$ имеют одинаковое напряжение (поскольку имеют одинаковую длину). Поэтому вектор возбуждения имеет вид $[v, v, \dots, v]$ с размером $1 \times N$. Модальное возбуждение каждой моды равно сумме реальных значений всех элементов в \mathbf{I}_n .

Поскольку $M3_n$ и \mathbf{I}_n зависят только от формы структуры, а не источника возбуждения, значения $M3_n$ и \mathbf{I}_n для $D3$ и $D4$ такие же, как для $D1$ и $D2$, соответственно. Значения \mathbf{p}_{1-3} для $D3$ в зависимости от x показаны на рисунке 4.16. Поскольку \mathbf{p}_2 равен нулю, он не влияет на поверхностный ток $D3$. Между тем $\mathbf{p}_{1,3}$ отличны от нуля и оказывают большое влияние на ток ($M3_1=0,78$ больше, чем $M3_3=0,39$ поэтому \mathbf{p}_1 также больше, чем \mathbf{p}_3). Поэтому можно сделать вывод, что использование мод 1 и 3 достаточно для моделирования \mathbf{i} .

Затем ток, полученный по МоМ, сравнивался с полученным по ТХМ с различными типами мод (на основе \mathbf{p}_n – моды 1 и 3, а на основе $M3_n$ – моды 1 и 2) (рисунок 4.17). Видно, что \mathbf{i} по ТХМ с модами 1 и 3 хорошо совпадают с результатами МоМ, а 1 и 2 гораздо хуже МоМ. Это объяснимо тем, что по ТХМ только с модами 1 и 2 $|I|$ идентичен \mathbf{I}_1 (мода 2 не

влияет на \mathbf{i}), а \mathbf{I}_3 также влияет на \mathbf{i} . При использовании только мод 1, 2 без моды 3, $|I|$ в сегментах в середине диполя выше, а по сторонам меньше, чем по ТХМ с модами 1, 3. Это связано с тем, что \mathbf{I}_1 и \mathbf{I}_3 в середине диполя ($x=18-34$) имеют противоположные знаки, а по сторонам ($x=1-18$ и $x=34-51$) – одинаковый. Кроме того, φ_I диполя по ТХМ с модами 1 и 2 явно отличается от φ_I по ТХМ с модами 1 и 3 и МоМ.

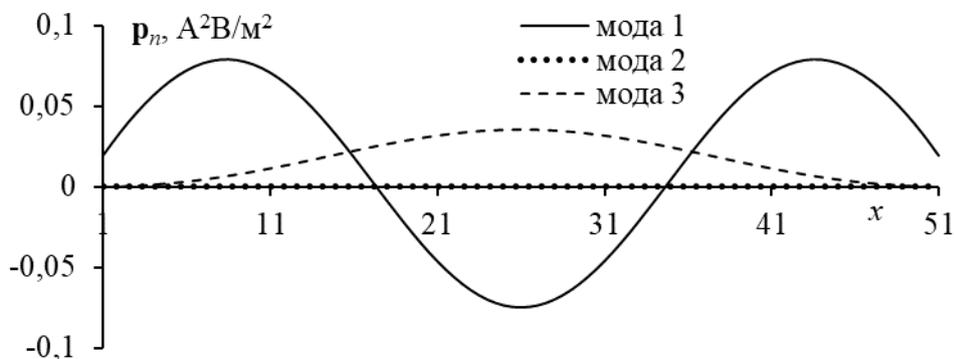


Рисунок 4.16 – Зависимость p_n от x вдоль D3

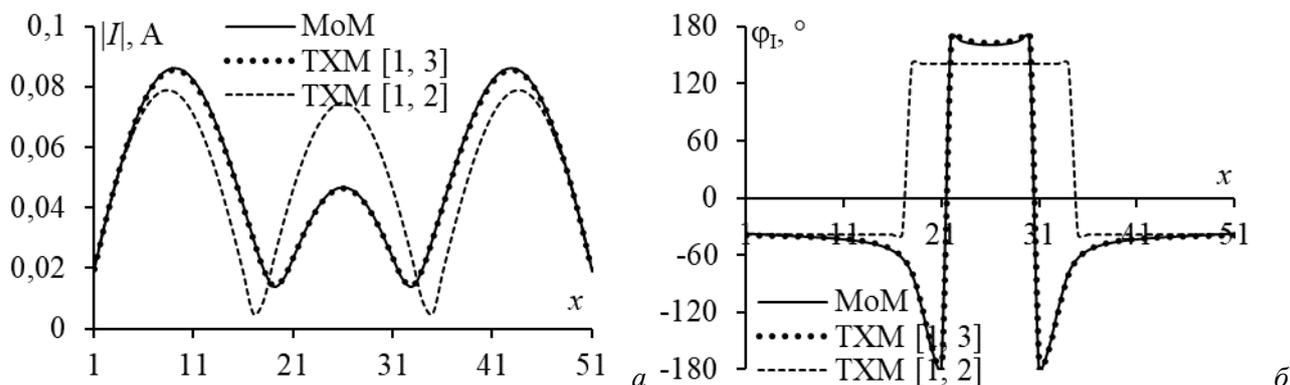


Рисунок 4.17 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от x вдоль D3

Далее определено рассеянное поле диполя в плоскости $\varphi=0^\circ$ по МоМ и ТХМ с различными модами (рисунок 4.17). Логично, что если токи по МоМ и ТХМ с модами 1 и 3 хорошо совпадают, то и поля рассеяния по ним также хорошо совпадут. Между тем поле рассеяния диполем по ТХМ с модами 1 и 2 существенно отличается от других методов даже на главном лепестке (10 В/м на $\theta=90^\circ$ для МоМ, 6,9 В/м на $\theta=45^\circ$ для ТХМ с модами 1 и 2) и на боковом лепестке (5,9 В/м на $\theta=45^\circ$ для МоМ, 5 В/м на $\theta=90^\circ$ для ТХМ с модами 1 и 2).

Далее определены моды, оказывающие большое влияние на \mathbf{i} для рассеивателя D4. Зависимости p_{1-5} от x вдоль D4 показаны на рисунке 4.19. \mathbf{I}_1 и \mathbf{I}_4 имеют нулевые средние значения. Поэтому p_1 и p_4 равны 0, что означает в рассматриваемом случае, что моды 1 и 4 вообще не влияют на \mathbf{i} . Хотя \mathbf{I}_2 мало ($\mathbf{I}_2^{\text{макс}} \approx 0,05$ А/м), но $MZ_2=0,39$ велико по сравнению с MZ_n других мод (только меньше, чем $MZ_1=0,79$), поэтому p_2 велико. Между тем мода 3 имеет максимальный \mathbf{I}_3 , примерно равный \mathbf{I}_2 , и $MZ_3=0,38$ также примерно равен MZ_2 , но \mathbf{I}_3 имеет как положительные, так и отрицательные значения, и поэтому p_3 мал. Кроме того, хотя \mathbf{I}_5

большой ($I_5^{\text{макс}}=0,17$), $M3_5=0,05$ мало по сравнению с $M3_2$ и $M3_3$, поэтому p_5 также довольно мало (примерно как p_3).

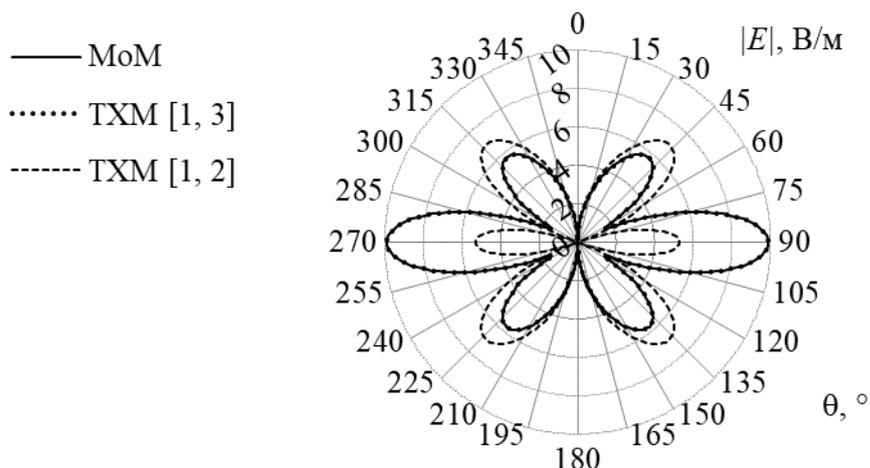


Рисунок 4.18 – Рассеянное поле D3

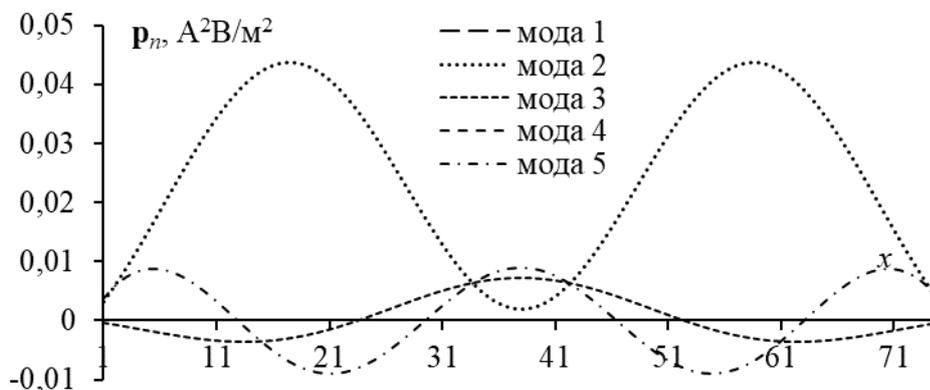


Рисунок 4.19 – Зависимости p_n от x вдоль D4

Из рисунка 4.19 и замечаний по p_n для D4 следует, что наибольшее влияние на ток оказывают моды 2, 3 и 5. Соответственно, используя только эти 3 моды, можно сделать вывод, что полученный результат i приемлем. $|I|$ и φ_I по МоМ сравнимы с полученными по ТХМ с различными видами мод: моды на основе p_n – 2, 3 и 5, а $M3_n$ – 1, 2 и 3 (рисунок 4.20).

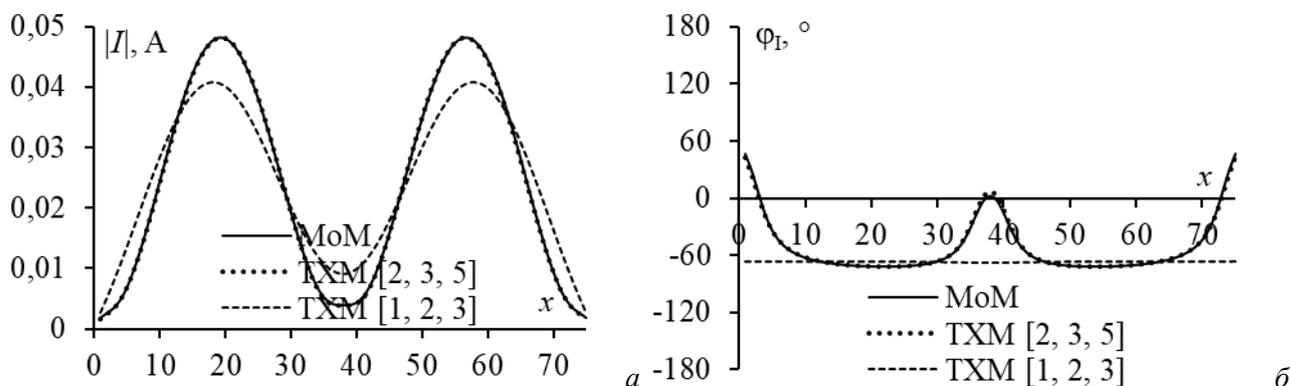


Рисунок 4.20 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от x вдоль D4

Видно, что $|I|$ и φ_I по ТХМ с модами 2, 3 и 5, хорошо согласуются с МоМ, а мод 1, 2 и 3 недостаточно для моделирования i . Значение i по ТХМ с модами 1, 2 и 3 немного

отличается от полученного по МоМ и ТХМ с модами 2, 3 и 5. Это доказывает влияние моды 5 на \mathbf{i} , хотя полученное значение \mathbf{p}_5 меньше, чем \mathbf{p}_2 . Кроме того, φ_l по ТХМ с модами 1, 2 и 3 показывает, что он почти неизменен. Более того, при анализе рассеивателей, в отличие от антенн, не происходит резкого изменения $|I|$ и φ_l .

Аналогично предыдущим случаям, также рассчитано поле рассеяния, создаваемое D4 по МоМ и ТХМ с различными видами мод (рисунок 4.21). Оказалось, что, хотя \mathbf{i} по ТХМ с модами 1–3, отличается от других, полученное рассеянное поле довольно похоже на результаты двух других методов. Однако очевидно, что результаты по ТХМ с модами 2, 3 и 5 лучшие (отклонением от МоМ около 0 В/м), чем по ТХМ с модами 1–3 (отклонением от МоМ около 0,3 В/м).

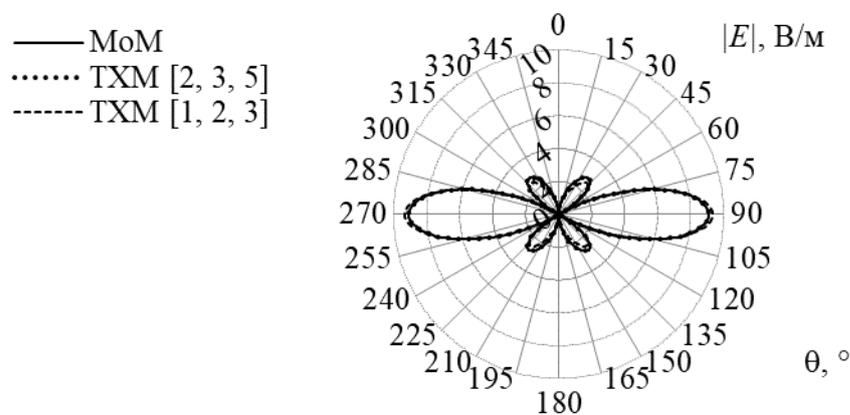


Рисунок 4.21 – Рассеянное поле D4

4.1.4.2 Крестобразный проводный рассеиватель

Рассмотрен крестообразный проводный рассеиватель из 4 электрически соединенных проводов с длинами l_i ($i=1, \dots, 4$) и радиусом a . Его параметры и число сегментов для каждого провода приведены в таблице 4.6. Он возбуждается на частоте 150 МГц падающей плоской волной с амплитудой 1 В/м, θ -линейной поляризацией и направленной перпендикулярно плоскости рассеивателя ($\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$).

Таблица 4.6 – Параметры рассеивателя

Параметр	l_1 , м	l_2 , м	l_3 , м	l_4 , м	a , м
Значение	1	0,5	0,5	0,5	0,001
Число сегментов	100	50	50	50	–

На рисунке 4.22а, б представлены результаты расчета \mathbf{I}_n для первых 4 мод по ТХМ и МоМ со СБФ. Затем нормированные \mathbf{I}_n сравнивались с полученными в [201] (рисунки 4.22 в, г). Видно, что они хорошо согласуются друг с другом. На частоте 150 МГц $\lambda_1=7,7$; $\lambda_2=0,75$; $\lambda_3=0,47$ и $\lambda_4=-70$. Как видно, моды 2 и 3 являются практически внешнерезонансными на этой частоте, поэтому они сильно влияют на распределение поверхностного тока на этой частоте. Кроме этого, в проводе 1 \mathbf{I}_2 и \mathbf{I}_3 близки к 0, а в проводе 2 \mathbf{I}_2 близок к 0 (рисунок 4.22 а).

Поэтому можно прогнозировать, что на проводе 1 ток будет мал. В проводе 2, $I_2=0$, но еще есть I_3 (довольно большой), который сильно влияет на общий ток, поэтому предполагается, что в этом проводе будет большой ток.

В то же время из рисунка 4.22а можно определить направление I_n каждой моды по отношению друг к другу. Пусть в вертикальных проводах 1 и 2, если I_n положителен, он направлен снизу-вверх, и наоборот, для горизонтальных проводов 3 и 4, если I_n положителен, то он направлен слева-направо, и наоборот. Направление I_n относительно друг друга представлено на рисунке 4.22д. Как уже отмечалось, I_2 в прямых проводах равен 0, поэтому на рисунке 4.22д его направление не определено. Заметим, что для горизонтальных проводов 3 и 4 $I_{1,3,4}$ через точку пересечения направлены в противоположные стороны, а I_2 – в одном направлении. Также в проводах 3 и 4 $|I_3| \approx |I_2|$ (рисунок 4.22б), но $\lambda_3 < \lambda_2$, поэтому мода 3 влияет на поверхностный ток больше, чем мода 2. Из рисунка 4.22б и д видно, что I_3 симметричен относительно точки пересечения на горизонтальном проводе, поэтому можно ожидать, что ток на этом проводе также симметричен относительно точки пересечения.

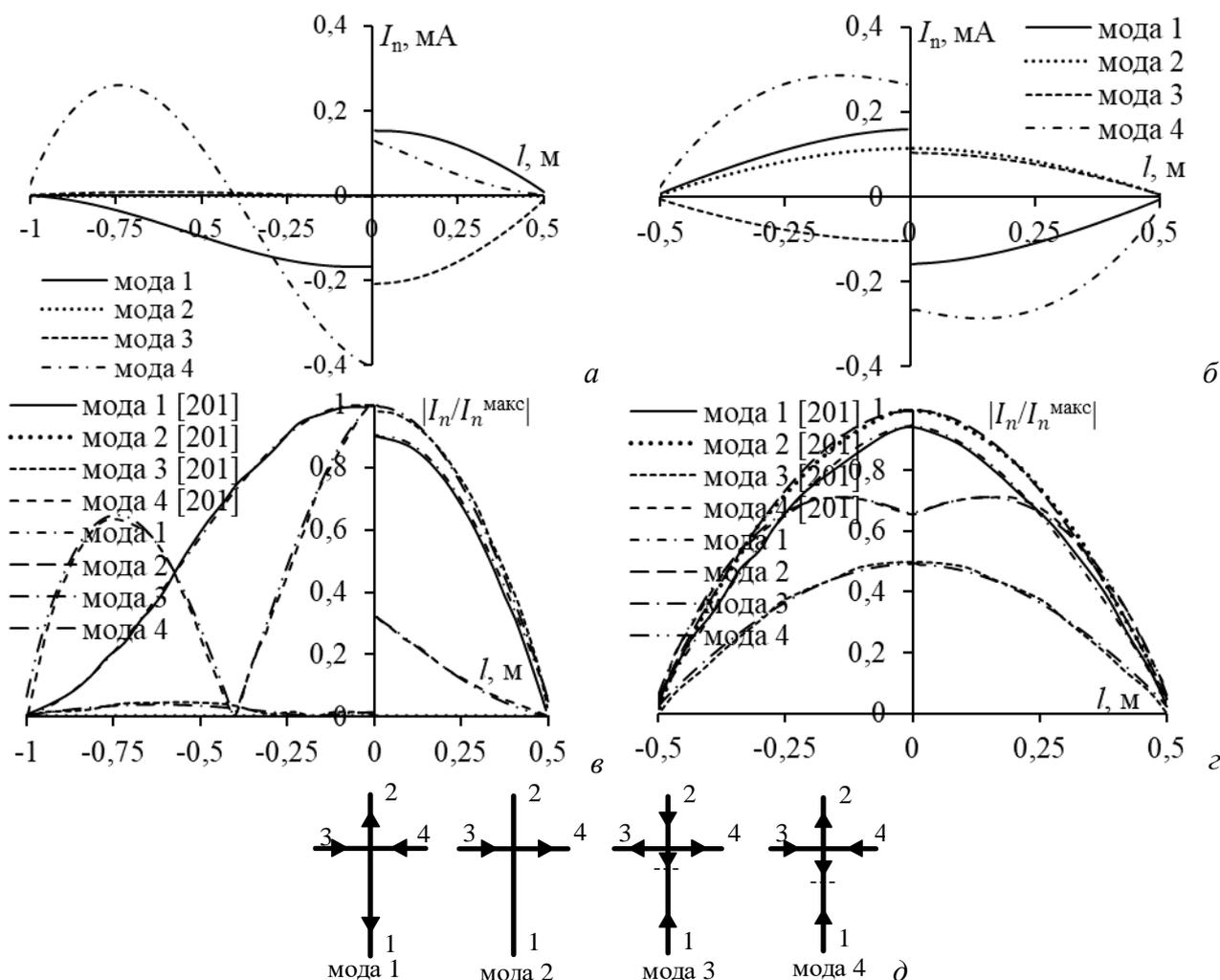


Рисунок 4.22 – Зависимости I_n (а, б) и нормированных I_n (в, г) от координат вдоль l_1, l_2 (а, в) и l_3, l_4 (б, г) рассеивателя, и направления I_n каждой моды (д)

Далее сравнивались результаты расчета тока по ТХМ и МоМ (рисунок 4.23). Видно, что они хорошо согласуются. На проводе 1 ток очень мал по сравнению с другими проводами, а на проводе 2 ток больше других. Кроме того, в горизонтальных проводах 3 и 4 токи симметрично текут через точку пересечения. Это доказывает верность оценки на основе графиков I_n (рисунок 4.22). В то же время видно, что суммарный входной и выходной токи в точке пересечения проводов равны 0 ($I_1^p - I_2^p + I_3^p - I_4^p = 0$ для действительной и мнимой частей тока, здесь I_i^p – ток i -го провода на его участке у пересечения). Это согласуется с законом Кирхгофа и доказывает, что результаты ТХМ и ММ точны.

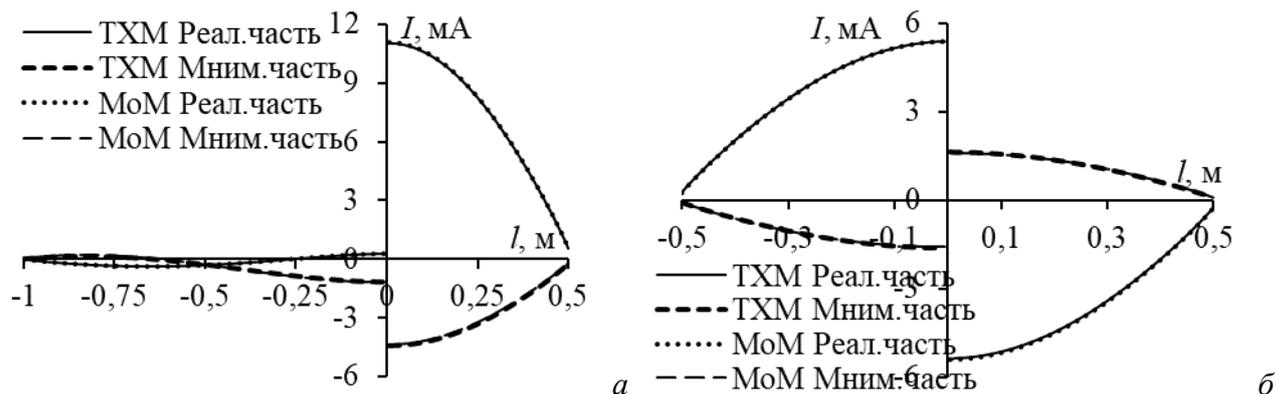


Рисунок 4.23 – Зависимости реальной и мнимой частей тока от координаты вдоль l_1, l_2 (а) и l_3, l_4 (б)

Из рисунка 4.23 видно, что результаты распределения тока по ТХМ и МоМ хорошо согласуются, а значит, и результаты для рассеянного поля, полученные с их помощью, также должны хорошо согласоваться. Это показано на рисунке 4.24, где сравниваются результаты расчета ЭПР в $\varphi=90^\circ$ и $\theta=90^\circ$ плоскостях, полученные по ТХМ и МоМ. Заметим, что ЭПР в $\varphi=90^\circ$ максимальна при $\theta \approx 100^\circ$, когда падающая волна перпендикулярна плоскости, содержащей структуру. Это можно объяснить тем, что длина провода 1 ($l_1=1$ м) больше длины провода 2 ($l_2=0,5$ м), поэтому рассеянное поле отклоняется в сторону проводов большей длины.

В целом, результаты анализа характеристик крестообразного проводного рассеивателя, полученные по ТХМ и МоМ, хорошо согласуются, что подтверждает правильность алгоритма и программного кода, разработанных на основе указанной теории.

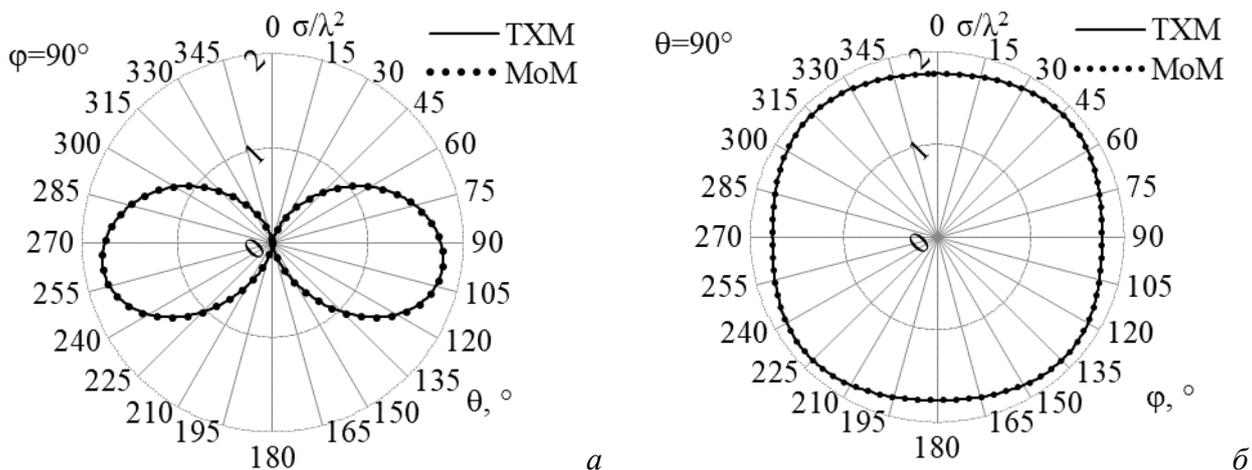


Рисунок 4.24 – ЭПР рассеивателя в плоскостях $\varphi=90^\circ$ (а) и $\theta=90^\circ$ (б)

На рисунке 4.25 приведены частотные зависимости λ_n , α_n и MZ_n с шагом 2 МГц в диапазоне 50–300 МГц, соответствующем $L/\lambda=0,25-1,5$. Из рисунка 4.25а видно, что для 50–120 МГц ($L/\lambda=0,25-0,6$) λ_n располагаются правильно в соответствии со своими модами, но для 120–136 МГц ($L/\lambda=0,6-0,68$) λ_n для мод 1 и 2 сменяют друг друга. Для 136–146 МГц ($L/\lambda=0,68-0,73$) λ_n для мод 1 и 2, 2 и 3, 3 и 1 сменяют друг друга. Для 146–180 МГц ($L/\lambda=0,73-0,9$) λ_n моды 3 и 4 сменяют друг друга и т.д. (рисунок 4.25а). Видно, что в рассматриваемом диапазоне частот моды неупорядочены, что приводит к путанице в I_n , MZ_n (рисунок 4.25б) и α_n (рисунок 4.25в), поскольку они рассчитываются на основе λ_n и, как следствие, это может вызывать ошибки при анализе свойств структуры в диапазоне частот.

Получены результаты с отслеживанием мод с помощью указанного алгоритма и разработанного на его основе программного кода в MATLAB. Они сравнены с полученными в [201] (рисунок 4.25з, д, е). Видно, что они хорошо согласуются друг с другом. Так, после отслеживания моды вернулись в свои правильные положения. Теперь можно выявить некоторые важные характеристики при анализе структуры во всем диапазоне частот. В частности, из рисунка 4.25з, д, е видно, что структура в рассматриваемом диапазоне частот имеет резонансные частоты: 86 МГц ($0,43L/\lambda$) для моды 1; 140 МГц ($0,7L/\lambda$) для моды 2; 148 МГц ($0,74L/\lambda$) для моды 3; 212 МГц ($1,06L/\lambda$) для моды 4. Из рисунков 4.25д, е видно, что при $L/\lambda=0,41-0,45$ ($f=82-90$ МГц) преобладает мода 1, при $L/\lambda=0,67-0,77$ ($f=134-154$ МГц) преобладают моды 2 и 3, при $L/\lambda=1,03-1,11$ ($f=206-222$ МГц) преобладает мода 4.

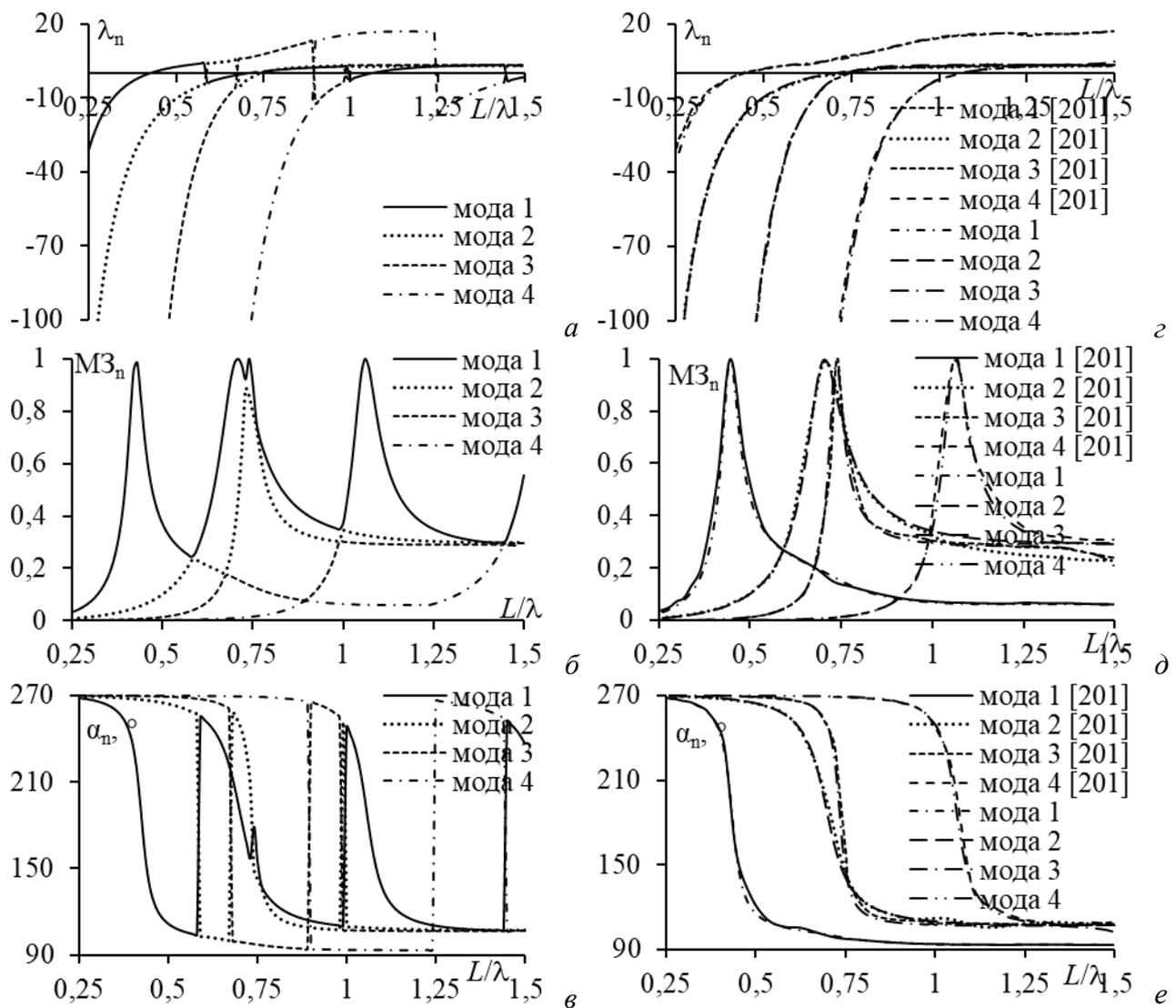


Рисунок 4.25 – Частотные зависимости λ (а, г), MZ (б, д) и α (в, е), полученные по ТХМ без (а, б, в) и после отслеживания мод (г, д, е)

4.1.4.3 Прямоугольный рассеиватель из проводной сетки

Рассмотрено влияние мод при использовании ТХМ для прямоугольного рассеивателя из ПС. Он расположен в плоскости xOz , имеет высоту $H=1,6$ м, длину $L=1,2$ м и возбуждается плоской волной θ -поляризации с амплитудой 1 В/м. При моделировании с помощью ПС, он разбивается на прямоугольные ячейки (15 по высоте и 10 по длине, всего 325 сегментов). Каждый провод ячейки ПС радиусом 17 мм представлен одним сегментом. Форма ПС и нумерация сегментов показаны на рисунке 4.26.

В первом случае рассматривалась падающая волна с частотой 300 МГц, направленная ортогонально к поверхности пластины. Вектор возбуждения на горизонтальных проводах был приблизительно равен нулю, так как θ -поляризация не возбуждала их, в то время как сегменты вертикальных проводов возбуждались одинаковым напряжением. Используя ТХМ, рассмотрены 12 мод для моделирования рассеивателя. На основе анализа \mathbf{p}_n , модами с большим влиянием на \mathbf{i} оказались 3, 5, 9, 13, 16, 21, 30, 32, 34, 40, 56 и 57, а на основе MZ_n –

моды 1–12. Полученные по МоМ $|I|$ и φ_I сравнены с полученными по ТХМ с различными модами (рисунок 4.27). Выявлено, что $|I|$ и φ_I по ТХМ с модами на основе \mathbf{p}_n совпадают с полученными по МоМ. Между тем по ТХМ с модами 1–12 получается большое отклонение от \mathbf{i} ($|I|$ меньше на вертикальных сегментах у края пластины, а φ_I значительно отклоняется от полученного по МоМ). Между тем, $|I|$ по ТХМ с модами 1–12 на горизонтальных сегментах, получено с довольно большой величиной. Токи в сегментах $x=161-175$ и $x=311-325$ (т.е. в вертикальных сегментах на двух краях пластины), были самыми высокими.

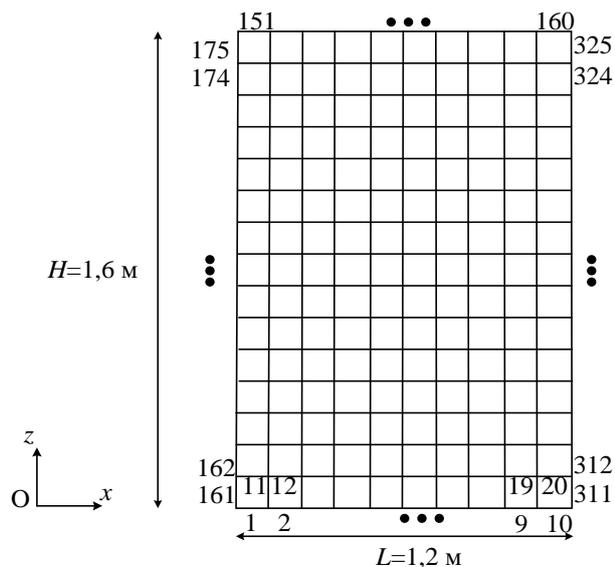


Рисунок 4.26 – Эквивалентная структура ПС рассеивателя в виде сплошной пластины

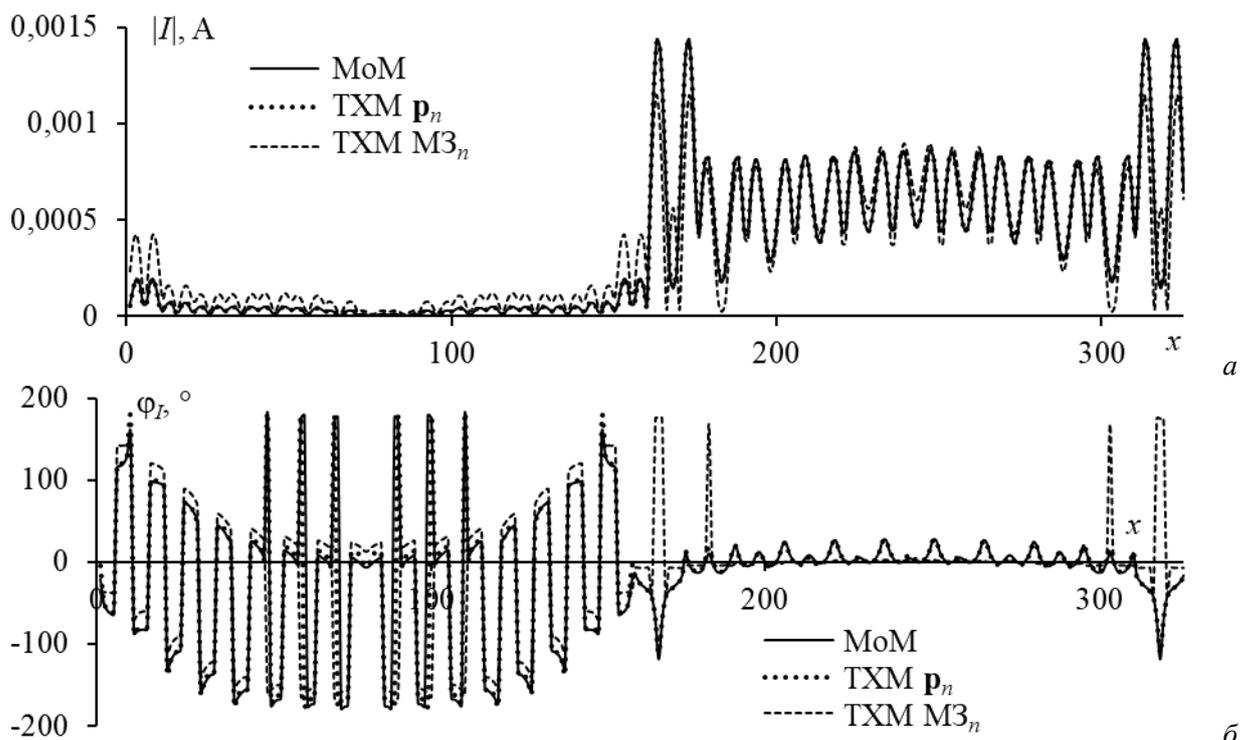


Рисунок 4.27 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от x при $\theta=90^\circ$ и $\varphi=90^\circ$

Проанализировано рассеянное поле разными методами (рисунок 4.28). Выявлено, что в плоскостях $\varphi=90^\circ$ и $\theta=90^\circ$ ТХМ на основе \mathbf{p}_n дает рассеянное поле, которое находится в хорошем согласии с МоМ. Однако ТХМ с модами 1–12 имеет большое отклонение (для максимума $|E|$ составляет около 10 В/м, а для бокового лепестка в плоскости $\theta=90^\circ$ – около 2,8 В/м). УГЛ по ТХМ с модами 1–12 ниже, чем по МоМ, так как $|I|$ значительно ниже на вертикальных сегментах, расположенных на краях пластины.

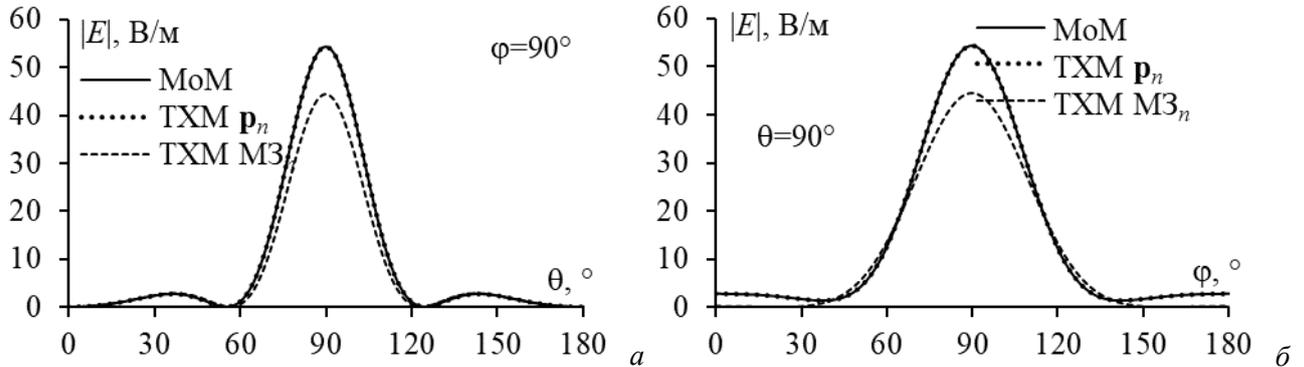


Рисунок 4.28 – Рассеянное поле при $\theta^{\text{пад}}=\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ в плоскостях $\varphi=90^\circ$ (а) и $\theta=90^\circ$ (б)

Проанализированы наиболее значимые моды при $\theta^{\text{пад}}=60^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$. В этом случае использованы 12 мод. После анализа на основе \mathbf{p}_n , модами, которые можно использовать с ТХМ, оказались моды 2, 3, 5, 8, 9, 11, 13, 15, 16, 18, 21 и 30, а на основе $M3_n$ использовалась ТХМ с модами 1–12.

$|I|$ и φ_I по МоМ сравнены с полученными по ТХМ с различными видами мод (рисунок 4.29). $|I|$ по ТХМ с модами на основе \mathbf{p}_n хорошо согласуется с полученным по МоМ, а $|I|$ по ТХМ на основе мод 1–12 имеет большее отклонение. Кроме того, φ_I по ТХМ с обоими видами мод и с помощью МоМ, показывают некоторое отличие. Как упоминалось ранее, ток в горизонтальных проводах мал (однако $|I|$ по ТХМ на основе мод 1–12 на горизонтальном проводе больше, чем по МоМ). Ток по ТХМ на основе мод 1–12 в проводах вдоль края и некоторых вертикальных в середине ПС меньше полученного по МоМ. Как и в случае $\theta^{\text{пад}}=90^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$, $|I|$ на краях также большой, но сегменты, расположенные на верхних частях вертикальных краев ($x=167-175$ и $x=317-325$), достигают более высоких $|I|$.

Рассеянное поле по МоМ сравнивалось с полученным по ТХМ с различными модами (рисунок 4.30). Видно, что при $\theta^{\text{пад}}=60^\circ$ полученное рассеянное поле имеет направление главного лепестка на $\theta=120^\circ$. Рисунок 4.30 показывает, что по ТХМ на основе мод 1–12 рассеянное поле на главном лепестке ($\theta=120^\circ$ имеет $|E|=32,4$ В/м) и боковом лепестке ($\theta=71^\circ$ имеет $|E|=1,28$ В/м), меньше, чем по ТХМ на основе \mathbf{p}_n и МоМ ($\theta=120^\circ$ имеет $|E|=38,9$ В/м, а $\theta=71^\circ$ имеет $|E|=1,68$ В/м). Хотя φ_I по ТХМ отличается от полученного по МоМ, в целом результаты рассеянного поля по ТХМ на основе \mathbf{p}_n , по-прежнему, очень хорошо согласуются с МоМ.

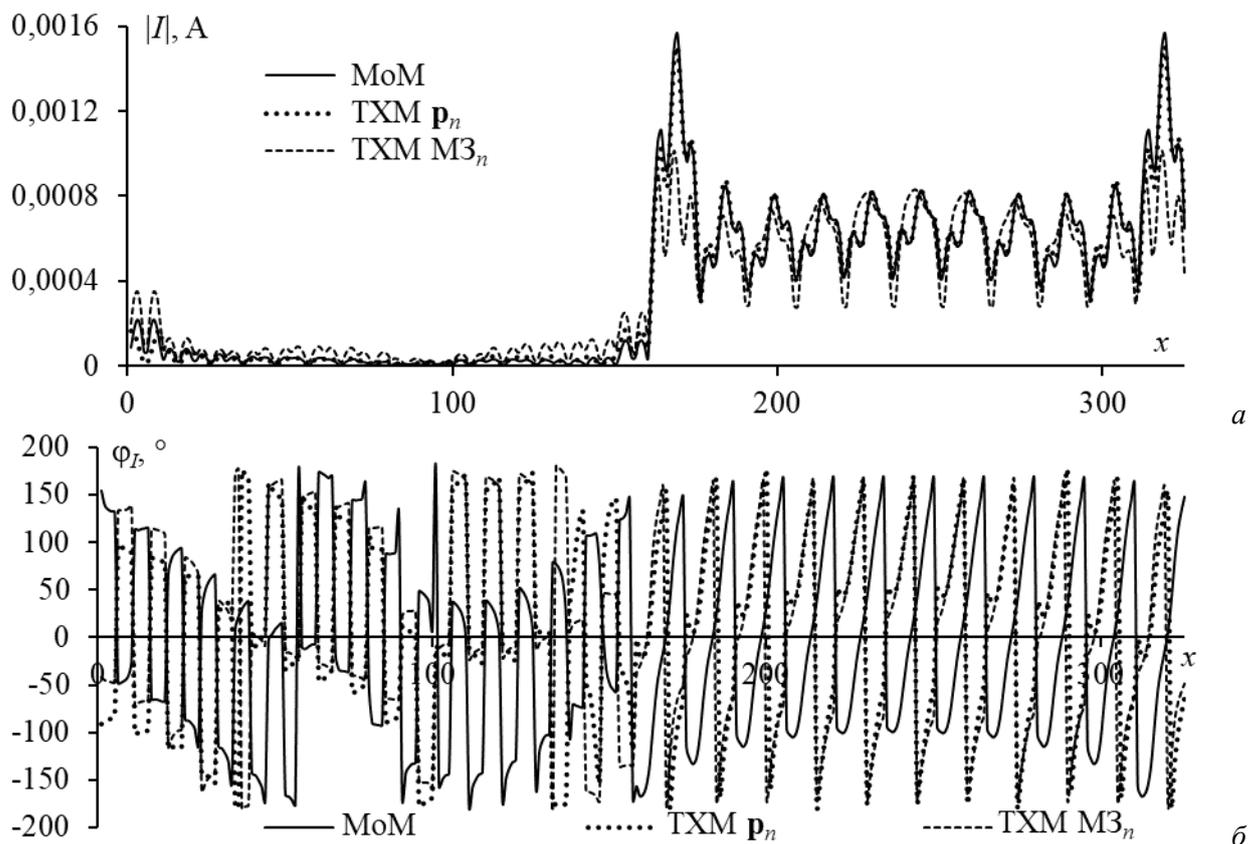


Рисунок 4.29 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от x при $\theta^{\text{пад}}=60^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$

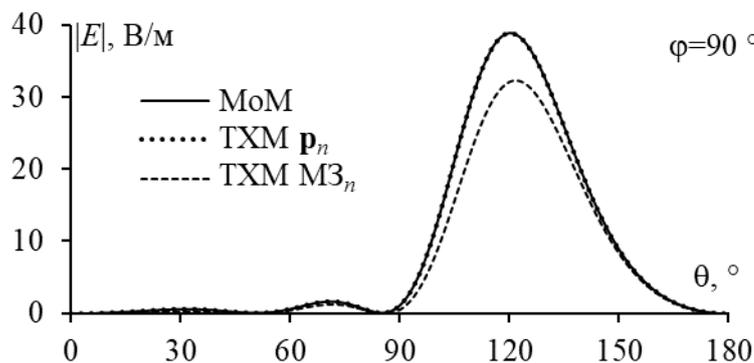


Рисунок 4.30 – Рассеянное поле для П при $\theta^{\text{пад}}=60^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}=90^\circ$ в плоскости $\varphi=90^\circ$

4.1.5 Сокращение вычислительных затрат при анализе рассеивателей

Выше представлен алгоритм определения наиболее значимых мод при анализе антенн и рассеивателей с помощью ТХМ. Однако определение числа мод, необходимых для анализа структур, не рассматривалось. В то же время установлено, что вычисление \mathbf{p}_n всех мод и анализ влияния каждой моды в сложных структурах может увеличить время анализа.

Алгоритм уменьшения вычислительных затрат при анализе рассеивателей по ТХМ показан на рисунке 4.31. Он основан на выделении наиболее значимых мод сравнением $\mathbf{p}_n^{\text{сред}}$ с $T_p \times \mathbf{p}_n^{\text{сред_макс}}$ (где T_p – выбранное пороговое значение). Здесь используется $T_p=0,1$, чтобы получить точные результаты и сократить время анализа. Заметим, что выбор высокого значения T_p может привести к неточным результатам анализа, а низкое значение T_p увеличит время вычислений.

Однако рассмотрение значимых мод по T_p позволяет только сократить время анализа. В частности, для анализа сложных структур, требующих большого числа сегментов, необходимо хранить все \mathbf{I}_n и $MЗ_n$ для определения всех \mathbf{p}_n , а затем сравнить их с $T_p \times \mathbf{p}_n^{\text{сред_макс}}$, что потребует большого объема памяти. Поэтому использованы пороги T_I и $T_{MЗ}$ для первоначального исключения мод с малыми \mathbf{I}_n и $MЗ_n$. Это требует меньше памяти для хранения \mathbf{I}_n , $MЗ_n$ и \mathbf{p}_n по сравнению с анализом всех мод. Здесь использовано $T_I = T_{MЗ} = 0,01$.

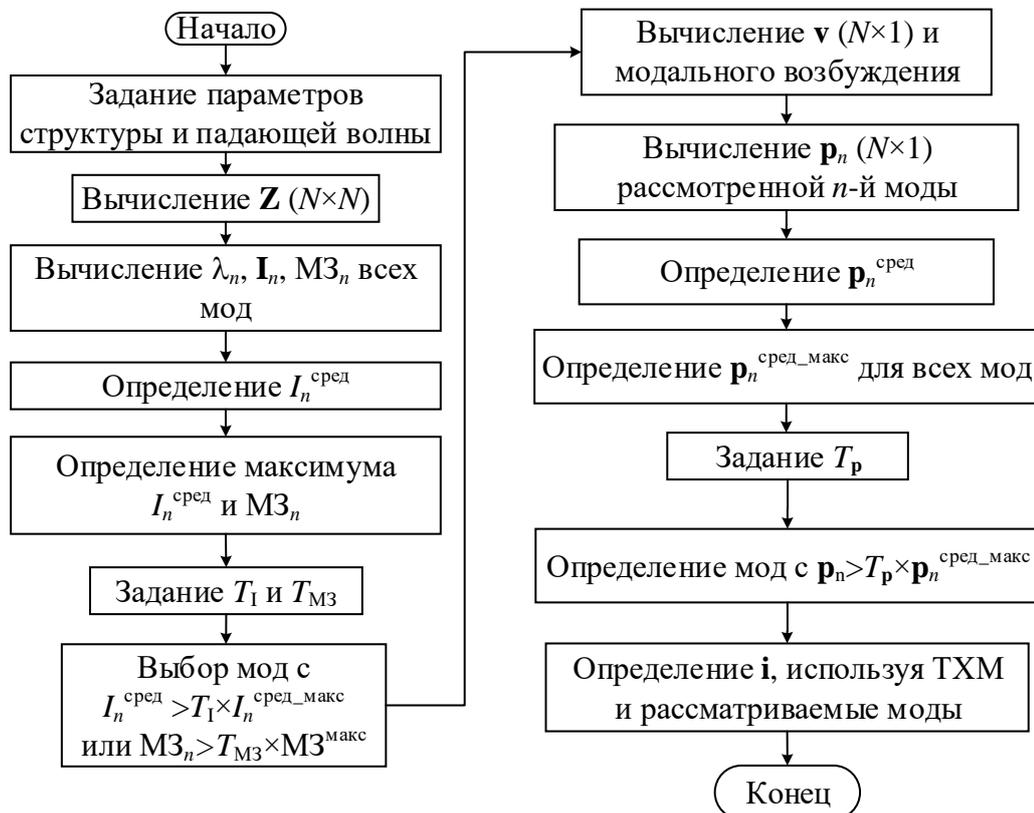


Рисунок 4.31 – Алгоритм, повышающий точность и уменьшающий вычислительные затраты при анализе антенн и рассеивателей с помощью ТХМ

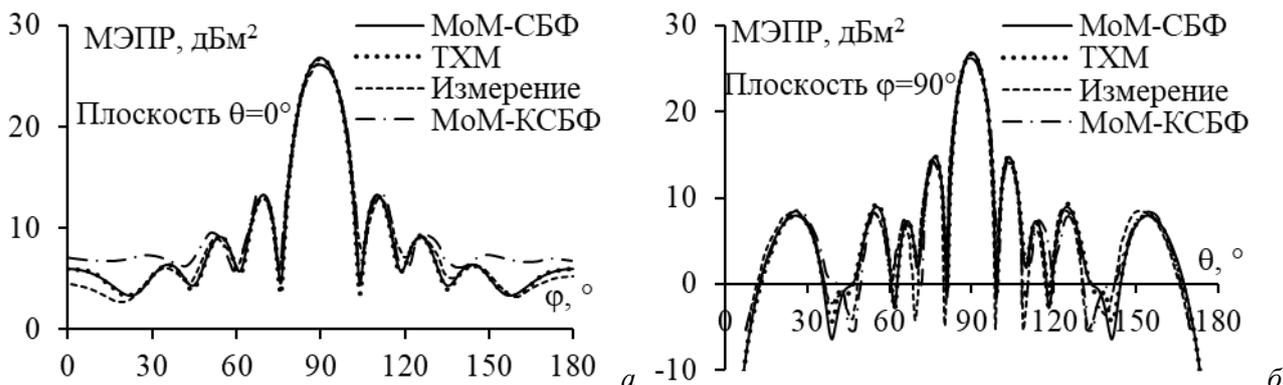
Для верификации результатов ТХМ на основе этого алгоритма, полученных для рассеивателей, рассмотрены различные структуры: пластина S1 из [164], ДУО S2 из [164], S3 из [170], S4 из [168] и ТТУО S5 из [175]. Результаты МЭПР по ТХМ, сравнивались с полученными измерением и другими численными методами: МоМ с КСБФ [164], РТД [170], МоМ в ФЕКО, запуск лучей (RL – Ray Launching) -геометрическая оптика (RL-GO) [168], SBR, MLFMM [175] и МоМ со СБФ.

Структура ДУО образована двумя прямоугольными пластинами размером $H \times L$ (A и B), пересечение которых совпадает с осью Oz, а угол между ними равен 2γ (для S2 он равен 130° , а для S3 и S4 – 90°). ТТУО состоит из 3 равнобедренных прямоугольных треугольников с высотой H и длиной основания L . Поверхности ТТУО лежат в плоскостях xOz, yOz, xOy. Параметры рассеивателей, используемых для их возбуждения плоских волн, а также методы их анализа в соответствии с рассматриваемыми работами, приведены в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Параметры рассматриваемых рассеивателей и падающей волны

Структура	Размер		Число ячеек	Число сегментов	Поляризация	$\varphi_{\text{пад}}, ^\circ$	$\theta_{\text{пад}}, ^\circ$	$f, \text{ ГГц}$	Методы анализа
	$H, \text{ м}$	$L, \text{ м}$							
Пластина [164]	3	2	30×20	1250	θ	0–180° 90°	90° 0–180°	0,3	МоМ-КСБФ/ измерение
ДУО [164]	1	0,5	20×10	840	θ	0° –180°–0°	–90°–90° 90°	0,3	МоМ-КСБФ/ измерение
ДУО [170]	0,18	0,18	33×33×33	4455	θ	–90°–90°	90°	9,4	PTD/измерение
ДУО [168]	0,3	0,3	60×60×60	14580	φ	–90°–90°	90°	5	МоМ/RL_GO/ измерение
ТТУО [175]	0,3	0,3	70×70×70	14910	θ	45°	0°–90°	10	SBR/MLFMM

Сначала МЭПР S1 по ТХМ на основе нашего алгоритма сравнен с полученной по МоМ с КСБФ и экспериментально в [164] (рисунок 4.32). МЭПР, полученные численными методами и измерениями, достаточно хорошо согласуются друг с другом. В частности, МЭПР по МоМ-СБФ и ТХМ практически совпадают. Более того, результаты ТХМ и МоМ-СБФ согласуются с измеренными даже лучше, чем МоМ с КСБФ в плоскости $\theta=0^\circ$. Хотя МЭПР по МоМ со СБФ и ТХМ в боковых лепестках отличаются от измеренных, эти различия невелики. Кроме того, главные лепестки достаточно хорошо согласуются друг с другом; отклонение при максимуме МЭПР составляет около 0,5 дБ, а максимум отклонения в плоскости xOy составляет около 1,7 дБ, а yOz – около 6 дБ.

Рисунок 4.32 – Измеренные и рассчитанные результаты МЭПР для S1 в плоскостях xOy (а) и yOz (б)

Далее результаты МЭПР для S2 в плоскостях $\theta=90^\circ$ и $\varphi=0^\circ$ по ТХМ сравнивались с полученными экспериментально и численно по МоМ со СБФ и МоМ с КСБФ в [164] (рисунок 4.33). Аналогично S1, результаты ТХМ хорошо согласуются с результатами по МоМ со СБФ (почти полное совпадение) и экспериментальными (максимальное отклонение менее 1,5 дБ в плоскости $\theta=90^\circ$ и менее 0,25 дБ в плоскости $\varphi=0^\circ$). На рисунке 4.33 также видно, что результаты ТХМ ближе к измеренным, чем результаты МоМ с КСБФ. Максимальные

отклонения результатов ТХМ и МоМ с КСБФ составляют около 9 дБ в плоскости $\theta=90^\circ$ и 3,5 дБ в плоскости $\varphi=0^\circ$.

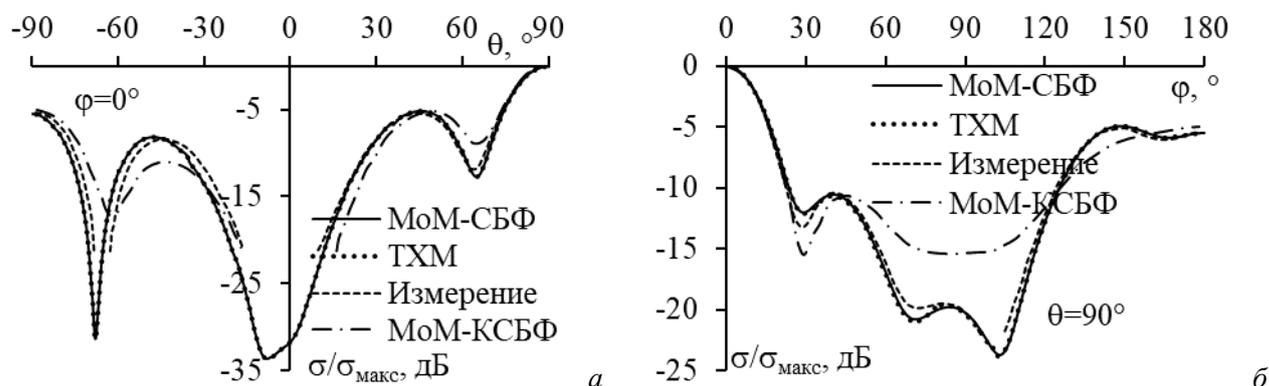


Рисунок 4.33 – Измеренные и рассчитанные МЭПР для S2 в плоскостях xOy (а) и yOz (б)

Далее по ТХМ рассчитаны МЭПР для S3 и сравнены с экспериментальными и численными по МоМ со СБФ и РТД из [170] (рисунок 4.34). Результаты ТХМ приемлемо согласуются с результатами РТД в главном лепестке (отклонение 1,3 дБ с РТД и 0 дБ с измеренными), но отклонение расчет в боковых лепестках (10 дБ с РТД и 9 дБ с измерениями). Как видно из рисунка 4.34, МЭПР ДУО с $2\gamma=90^\circ$ достигает максимума при $\varphi^{\text{пад}}=0^\circ$. Это значение слабо изменяется в диапазоне азимутальных углов ($-15^\circ; 15^\circ$), но быстро уменьшается за его пределами.

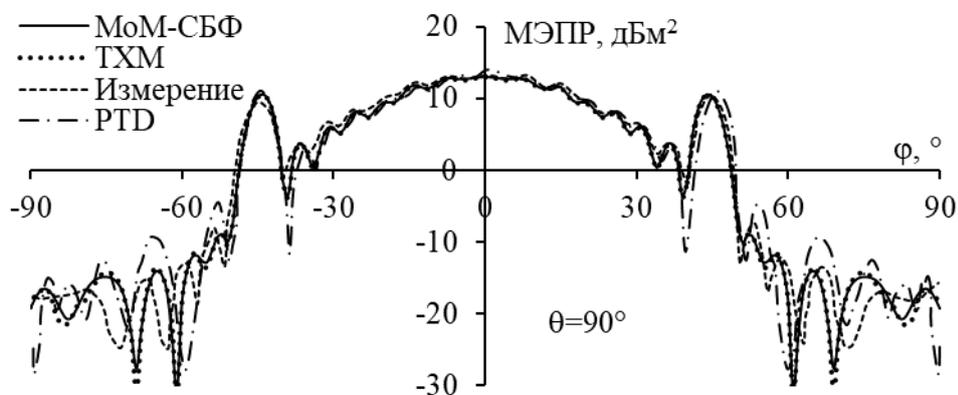


Рисунок 4.34 – Измеренные и рассчитанные результаты МЭПР для S3 в плоскости $\theta=90^\circ$

Далее рассмотрены МЭПР для S4. Полученные по ТХМ МЭПР сравнены с экспериментальными и численно, полученными по МоМ со СБФ, МоМ в FEKO и RL_GO в FEKO из [168] (рисунок 4.35). Результаты хорошо согласуются друг с другом в главном лепестке и имеют большее отклонение в боковом. Как прежде, МЭПР по ТХМ и МоМ-СБФ очень похожи. Из рисунке 4.34 и 4.35 видно, что оптический метод имеет большее отклонение, чем результаты измерений и остальные. Когда падающая волна имеет φ -поляризацию, МЭПР также имеет форму, подобную той, которая наблюдается при θ -поляризации.

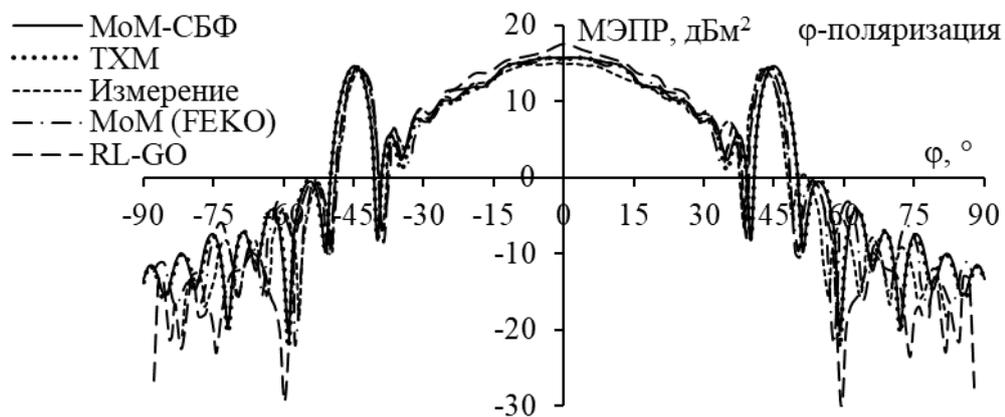


Рисунок 4.35 – Измеренные и рассчитанные МЭПР для S4 в плоскости $\theta=90^\circ$

Наконец, результаты МЭПР для S5 по ТХМ сравнены с полученными по МоМ со СБФ, MLFMM и SBR в [175] (рисунок 4.36). Видно, что результаты по ТХМ незначительно отличаются от полученных по МоМ со СБФ (максимальное отклонение около 4,2 дБ), SBR (максимальное отклонение около 4 дБ) и MLFMM (максимальное отклонение около 4 дБ). Максимальные МЭПР достаточно хорошо совпадают для всех методов (15,55 дБ для ТХМ и МоМ-СБФ, 15,51 дБ для MLFMM и 14,9 дБ для SBR). В целом, результаты хорошо согласуются друг с другом в главной области, за исключением того, что МЭПР по MLFMM отклоняется больше, чем по другим методам. Кроме того, МЭПР по ТХМ немного отличается от МЭПР по МоМ и SBR (примерно на $\theta \approx 48^\circ$). Когда падающая волна возбуждается в θ -плоскости, полученная форма МЭПР асимметрична из-за асимметрии структуры в этой плоскости. Результаты МЭПР для всех методов максимальны при $\phi=45^\circ$, $\theta \approx 55^\circ$ (около 15,5 дБ).

Все вышеперечисленные результаты проверки подтвердили правильность предложенного алгоритма. Сравнены время и память для расчета тока и рассеянного поля при использовании ТХМ с различными пороговыми коэффициентами. Полученные результаты приведены в таблице 4.8.

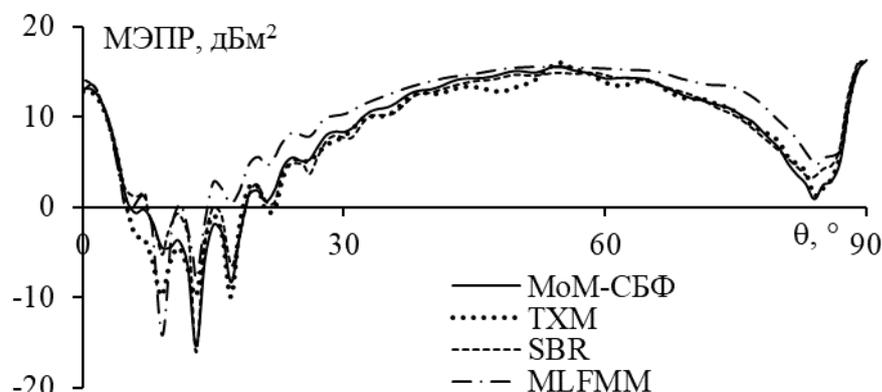


Рисунок 4.36 – Результаты расчета МЭПР для S5 в плоскости $\phi=45^\circ$

Таблица 4.8 – Вычислительные затраты/уменьшение для анализа рассеивателей по ТХМ

Структура	$\varphi_{\text{пад}}, \circ$	$\theta_{\text{пад}}, \circ$	Время, с			Память, МБ		
			$T_{\Gamma}=T_{M3}=0, T_p=0$	$T_{\Gamma}=T_{M3}=0, T_p=0,1$	$T_{\Gamma}=T_{M3}=0,01, T_p=0,1$	$T_{\Gamma}=T_{M3}=0, T_p=0$	$T_{\Gamma}=T_{M3}=0, T_p=0,1$	$T_{\Gamma}=T_{M3}=0,01, T_p=0,1$
S1	0–180°	90°	667	21/ 32	20/ 33	25	20/ 1,25	10/ 2,5
S1	90°	0–180°	670	19/ 33	19/ 33	24	17/ 1,4	11/ 2,2
S2	0°	–90–90°	231	7/ 33	6/ 38	13	6/ 2,2	2/ 6,5
S2	–180–0°	90°	227	7/ 32	7/ 32	12	7/ 1,7	3/ 4
S3	–90–90°	90°	24138	679/ 35	651/ 37	431	279/ 1,54	168/ 2,5
S4	–90–90°	90°	935064	6257/ 149	5824/ 160	3943	2521/ 1,56	1443/ 2,7
S5	45°	0–90°	478584	20226/ 23	18331/ 26	4133	3043/ 1,36	2504/ 1,7

Данные таблицы 4.8 показывают, что вычислительные затраты по ТХМ с нашим алгоритмом ($T_{\Gamma}=T_{M3}=0,01, T_p=0,1$) значительно меньше, чем при использовании всех мод ($T_{\Gamma}=T_{M3}=0, T_p=0$). При $T_{\Gamma}=T_{M3}=0$ и $T_p=0,1$ время моделирования значительно меньше, чем при учете всех мод, однако память уменьшилась незначительно. Это могло произойти потому, что при $T_{\Gamma}=T_{M3}=0$ определение наиболее значимых мод, по-прежнему, требует вычисления \mathbf{p}_n всех мод. Поэтому память для хранения $\mathbf{I}_n, \lambda_n, M3_n$ и \mathbf{p}_n для всех мод остается достаточно большой. Однако использование $T_{\Gamma}=T_{M3}=0,01$ позволило несколько уменьшить объем требуемой памяти (таблица 4.8).

Также обнаружено, что при анализе структур S1 и S2 время и память для их анализа в разных плоскостях почти одинаковы. Небольшая разница может быть объяснена тем, что в этих плоскостях изменилось влияние возбуждающей волны, что изменило число значимых мод.

Время анализа структур S4 и S5 по ТХМ со всеми модами для одного угла в S5 (5259 с) почти такое же, как S4 (5166 с). Это можно объяснить тем, что эти структуры имеют почти равное число сегментов (14910 для S5 и 14580 для S4), а значит, и число мод почти одинаково.

При анализе S5 по ТХМ с $T_{\Gamma}=T_{M3}=0,01, T_p=0,1$ время расчета одного угла (201 с) велико по сравнению со структурой S4 (32 с), хотя при анализе этих двух структур использованы почти равные числа сегментов. Это объясняется тем, что структура ТТУО сложнее, поэтому для ее моделирования требует больше (400–500) значимых мод. Анализ S4, напротив, требует лишь 80–90 мод. Однако видно, что использование ТХМ с нашим алгоритмом все равно позволяет значительно сократить требуемую память по сравнению с остальными случаями ТХМ.

4.2 Ускорение отслеживания мод

4.2.1 Разработка алгоритма для ускорения отслеживания мод

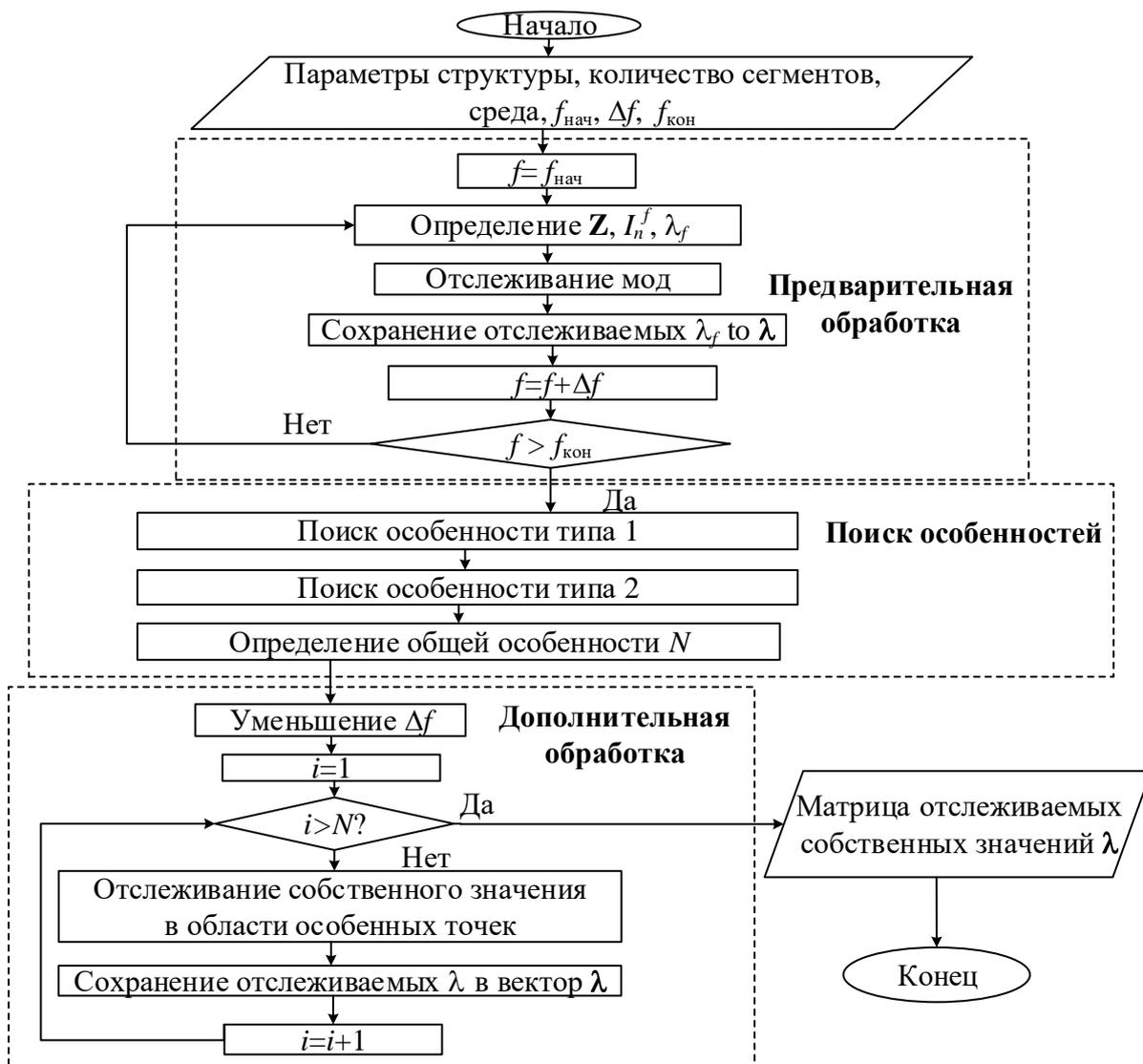
Для пояснения алгоритма отслежены моды перекрестья проводов [201] с длинами 1, 0,5, 0,5 и 0,5 м и числом сегментов 10, 5, 5 и 5 в диапазоне частот 50–300 МГц. Алгоритм (рисунок 4.37а) состоит из этапов: *Предварительная обработка*: определение частотной зависимости λ_n (или α_n , или МЗ_n). *Поиск особенностей*: определение частотных точек с ненормальными изменениями на частотно-зависимой кривой λ_n (или α_n , или МЗ_n). Блок-схема алгоритма для определения частот этих точек показана на рисунке 4.37б. *Дополнительная обработка*: уменьшение Δf и отслеживание в точках особенностей.

На этапе предварительной обработки для каждой частоты вычисляются λ_n (α_n , МЗ_n) и собственные векторы I_n . Одновременно необходимо определить, какие моды появились, а какие устранились [78]. На этом этапе отслеживание может выполняться с большим Δf , чтобы минимизировать появление точек особенности на частотно-зависимой кривой λ_n (или α_n , или МЗ_n). Это помогает сократить общее время отслеживания. Отслеживание мод основано на коэффициенте корреляции собственного вектора, как

$$\rho(I_f^n, I_{f+\Delta f}^m) = \frac{\sum_{i=1}^N (I_f^{i,n} - \bar{I}_f^n) (I_{f+\Delta f}^{i,m} - \bar{I}_{f+\Delta f}^m)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (I_f^{i,n} - \bar{I}_f^n)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N (I_{f+\Delta f}^{i,m} - \bar{I}_{f+\Delta f}^m)^2}}, \quad (4.2)$$

где $I_f^{i,n}$ и $I_{f+\Delta f}^{i,m}$ – i -е элементы n -го или m -го собственного вектора при частотах f и $f+\Delta f$; $i=1, \dots, N$ – индекс элемента собственного вектора; N – общее число базисных функций (или всех мод), а \bar{I} – среднее значение вектора I . MATLAB содержит функцию *corr*, разработанную на основе этой формулы [202]. После получения всех коэффициентов корреляции между собственными векторами мод I_f и $I_{f+\Delta f}$ на двух частотах получается матрица корреляции. Затем моды сортируются на основе этой матрицы, как представлено в [83].

На этапе поиска особенностей определены частоты, при которых на кривой λ_n (α_n , МЗ_n) происходят резкие изменения (точки особенности). На рисунке 4.38а, б показаны частотные зависимости α_n до и после отслеживания. По сравнению с рисунком 4.38б, на рисунке 4.38а появляются некоторые точки особенности, что приводит к неточности кривой α_n . Они возникают потому, что во время начального процесса сортировки (до отслеживания) предполагается, что чем меньше $|\lambda_n|$, тем меньше индекс моды (т. е. α_n моды с меньшим индексом будет ближе к 180°). С другой стороны, при некорректном отслеживании моды становятся беспорядочными, что также вызывает резкие изменения на кривой λ_n (α_n , МЗ_n).



a



б

Рисунок 4.37 – Блок-схемы алгоритмов отслеживания на основе собственных характеристик с частотной адаптацией (а) и поиска точек особенности на частотно-зависимой кривой λ_n (б)

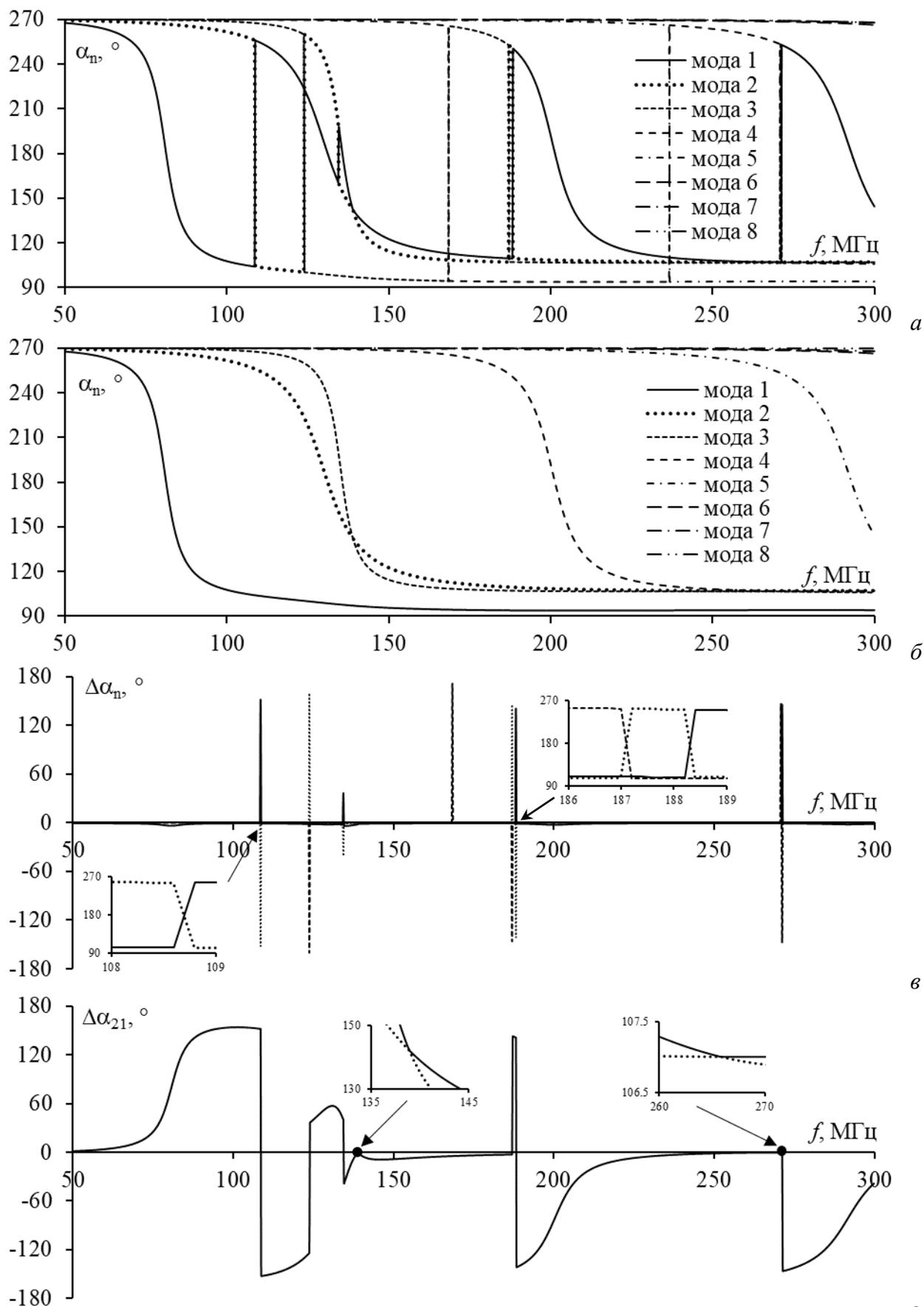


Рисунок 4.38 – Частотные зависимости α_n без отслеживания (а) и с ним (б), $\Delta\alpha_n^f$ (в) и $\Delta\alpha_{21}$ (г)

На рисунке 4.38а можно выделить два случая точек особенности:

1. Две моды меняются местами, что приводит к очень быстрому изменению кривой α_n . Например, на рисунке 4.38а при 108,6 МГц $\alpha_1=104,04^\circ$ и $\alpha_2=256,15^\circ$, а при 108,8 МГц $\alpha_1=255,97^\circ$ и $\alpha_2=103,98^\circ$. При правильном отслеживании на частоте 108,8 МГц $\alpha_1=103,98^\circ$ and $\alpha_2=255,97^\circ$. Это неточное изменение α_n приводит к $\Delta\alpha_n^f = \alpha_n^{f+\Delta f} - \alpha_n^f$, которое внезапно увеличивается или уменьшается на большую величину (рисунок 4.38б). Для обнаружения таких точек используется производная α_n по частоте ($\Delta\alpha_n^f$), а затем определяются точки экстремума $\Delta\alpha_n^f$, которые превышают пороговое значение T_1 . Поскольку при некорректном отслеживании быстро меняется более одной моды, частоты, на которых число найденных экстремальных точек превышает 2, будут считаться точками особенностей типа 1. Эти частоты будут отслеживаться с меньшим Δf для повышения точности отслеживания. Кроме того, особый случай возникает, когда две моды являются беспорядочными, но близки к резонансу ($\lambda \approx 0$ или $\alpha \approx 180^\circ$, или $M3 \approx 1$). Тогда пороговое значение T_1 должно быть достаточно малым, чтобы не пропустить такие частоты. Здесь лучше всего использовать α_n как более чувствительные к значениям, близким к резонансу, чем λ_n и $M3_n$. Это означает, что α_n быстро изменяется (кривая α_n имеет высокий наклон) в точках, близких к резонансу, в отличие от λ_n и $M3_n$, которые изменяются медленнее.

2. Две моды меняются местами, но на кривой α_n нет резких изменений. Например, при 138,8 МГц $\alpha_1=143,27^\circ$ и $\alpha_2=142,64^\circ$, а при 139 МГц $\alpha_1=142,01^\circ$ и $\alpha_2=141,79^\circ$. Если отслеживание правильное, то при 139 МГц $\alpha_1=141,79^\circ$ and $\alpha_2=142,01^\circ$. Очевидно, что в этом случае вычисление $\Delta\alpha_n^f$ не дает желаемой эффективности, поскольку изменение α_n невелико и почти нет разницы по сравнению с правильным отслеживанием. Точки особенности в этом случае характеризуются разницей между двумя неупорядоченными модами, и легко заметить, что разница между этими двумя модами уменьшается до точки особенности, а затем снова увеличивается (рисунок 4.38г). Для обнаружения точек сингулярности можно использовать разницу $\Delta\alpha_{mn}$ мод m и n $\Delta\alpha_{mn} = \alpha_m - \alpha_n$, где $1 \leq n < m < N$, и частота, соответствующая экстремуму $|\Delta\alpha_{mn}|$, ближайшему к 0, будет считаться сингулярностью (путем сравнения с пороговым значением T_2). Аналогично случаю 1, эти частоты будут отслеживаться с меньшим Δf .

Этап дополнительной обработки включает отслеживание в точках особенности. При обнаружении особых частот надо уменьшать Δf до значения, достаточно малого для точного отслеживания. Отслеживание на этом этапе также основано на матрице корреляции собственных векторов. Следует отметить, что может быть достаточно рассчитать корреляцию неупорядоченных мод, а не матрицу корреляции всех мод. Такой подход помогает сократить время отслеживания, как отмечено в [73]. Также важно определение подходящего значения Δf , поскольку оно зависит от сложности структуры и числа отслеживаемых мод.

После проверки точности отслеживания в точках особенности и если при проверке определено, что две моды неупорядочены, надо поменять индексы всех λ_n (или α_n или $M3_n$) от этой частоты до конца диапазона. Затем проверку в следующей точке особенности следует продолжать до тех пор, пока не будут обработаны все точки особенности.

4.2.2 Верификация алгоритма

Для проверки правильности и эффективности предлагаемого алгоритма отслежены моды для ПС патч (ПА) и рупорной (РА) антенн. ПА (рисунок 4.13) из [24] состоит из двух ПС (опорной и сигнальной), а РА – из 1062 соединенных между собой медных проводов с радиусом a . Размеры этих антенн приведены в таблице 4.9.

Таблица 4.9 – Геометрические параметры ПА и РА

ПА	gpx , мм	gpy , мм	a , мм	M , мм	L , мм	n , мм	W , мм	h , мм
	64,4	64,4	0,5	46,2	46,2	16,3	15,6	3
РА	a_1 , мм	b_1 , мм	l_1 , мм	a_2 , мм	b_2 , мм	l_2 , мм	a , мм	
	240	120	110	450	320	250	1,5	

4.2.2.1 Отслеживание мод для патч-антен ПС

Для ПА зависимость α_n от частоты до и после отслеживания представлена на рисунках 4.39а, б. Отслеживание на этапе предварительной обработки выполнялось с $\Delta f=20$ МГц, а точки особенности отслеживались с $\Delta f=1$ МГц. После отслеживания обнаружено, что при $f=2,78$ ГГц между модами 1 и 3 возникает точка особенности. Она проверена с меньшим Δf (0,01 МГц). На основании полученных коэффициентов корреляции можно подтвердить, что в ней не произошло ошибки отслеживания, что демонстрирует надежность алгоритма. Из рисунка 4.39б можно точно определить резонансные частоты мод, а затем оптимизировать структуру, например, путем определения точки возбуждения антенны.

Антенна разработана для частоты 2,63 ГГц, поэтому для достижения хороших характеристик и резонанса на этой частоте она должна быть возбуждена. Из рисунка 4.39а видно, что при $f=2,63$ ГГц близки к резонансу моды 3 ($\alpha_3=181.5^\circ$, $M3_3\approx 1$) и 5 ($\alpha_5=180.6^\circ$, $M3_5\approx 1$). На рисунке 4.39б показаны зависимости I_n от индекса сегмента (x) вдоль структуры. При $x=158$ I_5 высокое, а $I_3\approx 0$, что означает, что мода 3 не возбуждается эффективно, когда источник в $x=158$. Вместо этого, хотя мода 7 имеет $\alpha_7=253^\circ$ ($M3_7\approx 0,3$), она хорошо возбуждается, когда источник расположен в точке $x=158$. Более того, I_7 больше, чем I_n других мод, и поэтому эффективно влияет на излучение структуры. Таким образом, можно сделать вывод, что при возбуждении антенны в точке $x=158$ антенна будет резонировать.

Для проверки проанализированы результаты измерений и моделирования в CST [24] и TUSUR.EMC [203] (рисунок 4.39г). Результаты показывают, что при возбуждении структуры в точке $x=158$, как в [24], ПА хорошо работает на частоте 2,63 ГГц, с $|S_{11}|=-27$ дБ по

измерению и $|s_{11}|=-40$ дБ по моделированию в TUSUR.EMC. Результаты TUSUR.EMC хорошо согласуются с измеренными, но моделирование в CST показывает небольшое расхождение ($f=2,6$ ГГц, $|s_{11}|=-19,8$ дБ).

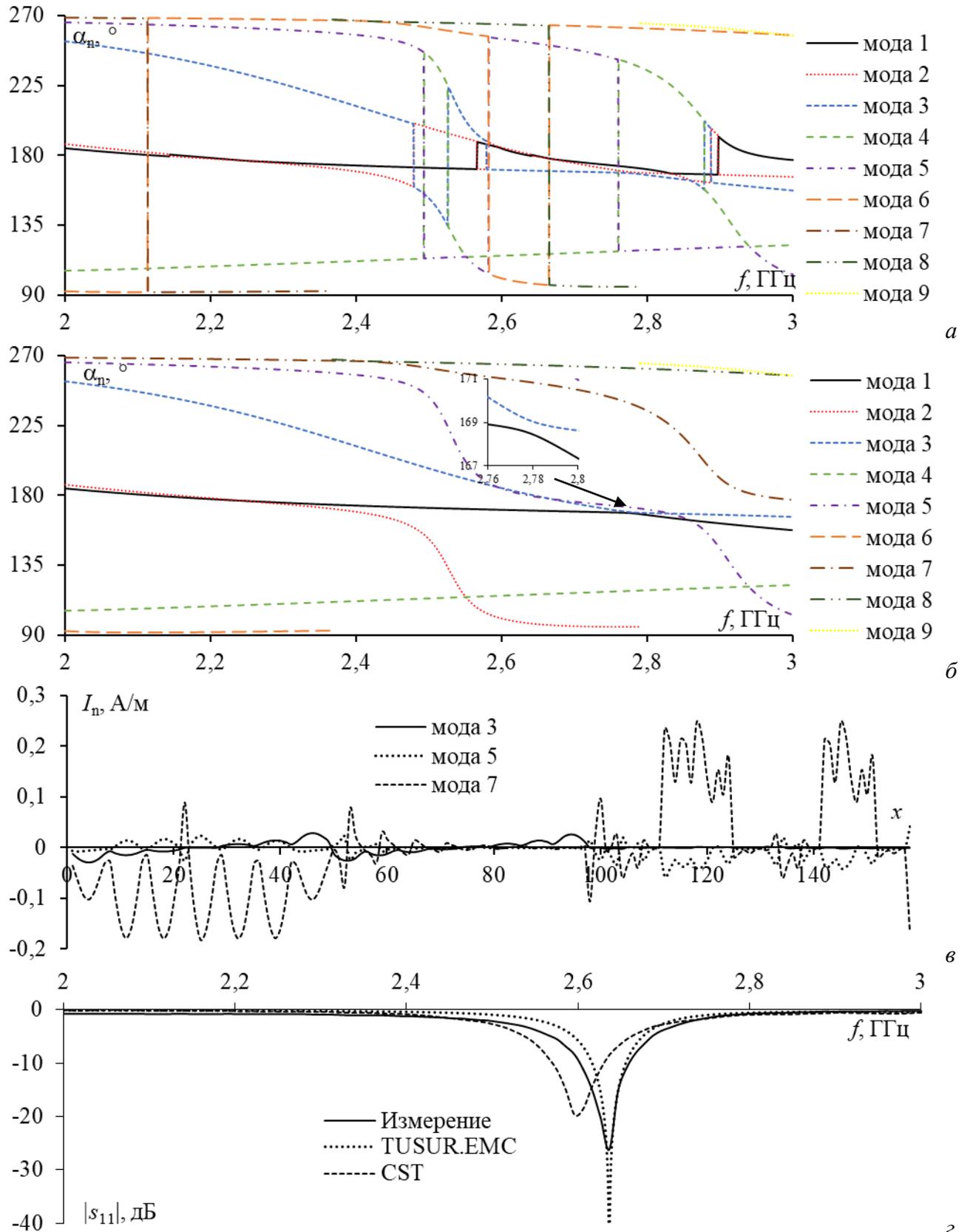


Рисунок 4.39 – Частотные зависимости α_n до (а) и после (б) отслеживания мод для ПА, зависимости I_n от x при $f=2,63$ ГГц (в) и частотные зависимости $|s_{11}|$ (г)

4.2.2.2 Отслеживание мод для рупорной антенны из ПС

Проведено отслеживание мод для РА, а также определено место её возбуждения. Модель и фото РА показаны на рисунке 4.40.

На рисунке 4.41а, б показаны частотные зависимости α_n до и после отслеживания с использованием предложенного алгоритма. На этапе предварительной обработки структура отслеживалась с $\Delta f=10$ МГц, а точки особенности – $\Delta f=1$ МГц. После отслеживания несколько появившихся точек особенности были проверены уменьшением Δf до 0,01 МГц. Видно, что алгоритм, по-прежнему, работает точно.

Далее определены положения возбуждения РА для работы при $f=0,9$ ГГц. Поскольку она достаточно сложна и состоит из многих сегментов, необходимо учитывать ряд мод, близких к резонансу. При $f=0,9$ ГГц 6 мод с высокими значениями МЗ: $MZ_2=1$ ($\alpha_2=180,9^\circ$), $MZ_8=0,998$ ($\alpha_8=176,6^\circ$), $MZ_7=0,997$ ($\alpha_7=176,2^\circ$), $MZ_{10}=0,98$ ($\alpha_{10}=191,6^\circ$), $MZ_{11}=0,975$ ($\alpha_{11}=192,6^\circ$), $MZ_5=0,96$ ($\alpha_5=163^\circ$).

На рисунке 4.41в показана зависимость общего произведения I_n и MZ_n от x для РА. Очевидно, что при возбуждении в точке $x=1$ оно максимально. Это подтвердило, что для резонанса на частоте 0,9 ГГц и оптимальной эффективности возбуждение должно быть в точке $x=1$.

Для проверки этого получены $|s_{11}|$ РА в TUSUR.EMC и измерениями [204] (рисунок 4.41г). Видно, что РА резонирует вблизи 0,9 ГГц, достигая $|s_{11}|$ примерно минус 44 дБ в моделировании и минус 34 дБ в измерении.

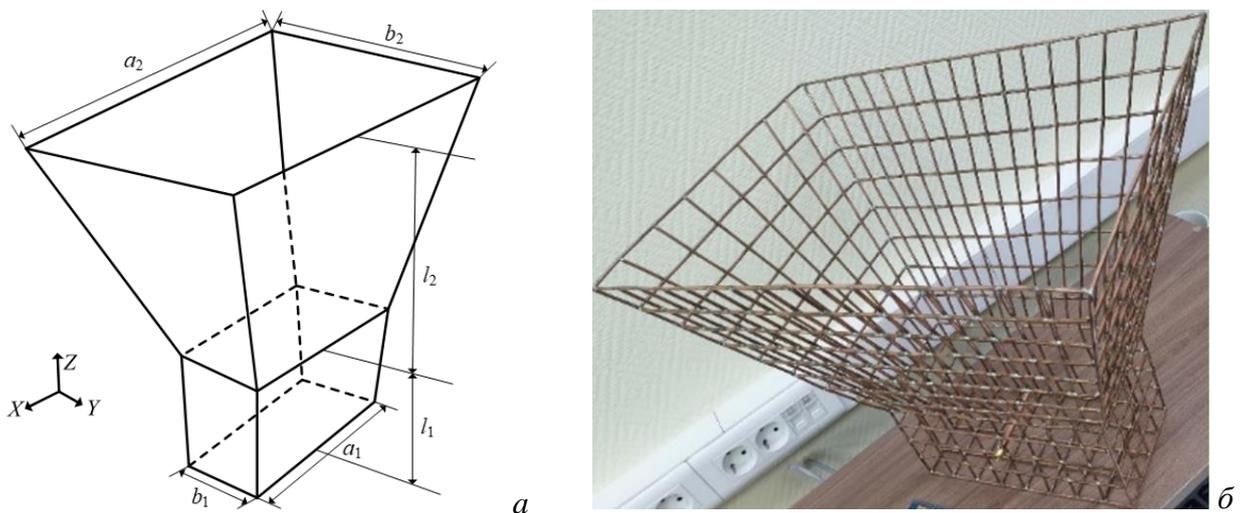


Рисунок 4.40 – Модель (а) и прототип (б) РА

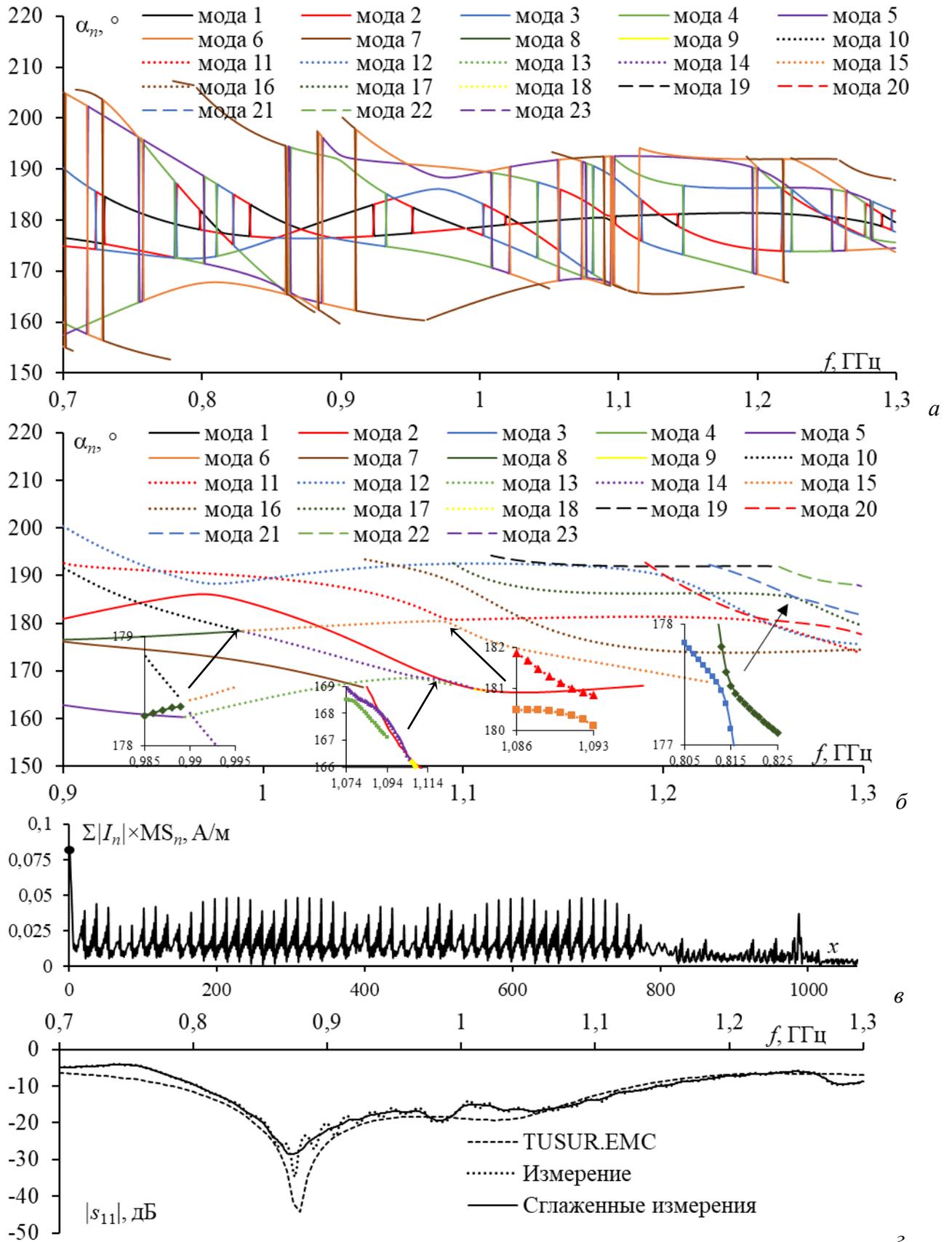


Рисунок 4.41 – Частотные зависимости α_n до (а) и после (б) отслеживания мод для РА, зависимости I_n от x при $f=0,9$ ГГц (в) и частотные зависимости $|s_{11}|$ (г)

Сравнено время моделирования предлагаемого и исходного алгоритмов (таблица 4.10). Все вычисления выполнялись на процессоре AMD Ryzen 5 4600H с графической картой Radeon Graphics (3,0 ГГц), с ОС Windows 10 Professional 64-bit и 16 ГБ оперативной памяти. Установлено, что предлагаемый алгоритм требует значительно меньше времени для отслеживания мод как для простых, так и для сложных конструкций.

Таблица 4.10 – Время отслеживания мод для различных структур с использованием исходного и предлагаемого алгоритмов

Структура	Число сегментов	Число отслеживаемых мод	Частотный диапазон, МГц	Исходный алгоритм, с		Предлагаемый алгоритм, с	Ускорение
				$\Delta f=0,01$ МГц	$\Delta f=1$ МГц		
Диполь	10	8	50–1000	597	*	19	31
Крест	25	8	50–300	860	8,68	2,6	3
ПА	158	9	2000-3000	6407	64,1	5,9	10
РА	1062	23	700–1300	120801	1208	132	9

* неправильное отслеживание мод

4.3 Основные результаты раздела

Подтверждены корректность и эффективность разработанного алгоритма для определения значимых мод, а также существенное снижение вычислительных затрат. Проанализировано влияние таких факторов, как характеристики возбуждающего источника, собственные векторы и модальные значения, на выбор значимых мод и их число при анализе проводных антенн и рассеивателей по ТХМ. Результаты анализа распределения токов и поля в дальней зоне для этих структур по ТХМ, проверены путём сравнения с измеренными и рассчитанными другими численными методами. Высокая степень совпадения подтверждает точность разработанных алгоритмов и обоснованность их применения для анализа проводных структур.

Предложен усовершенствованный алгоритм отслеживания мод при выполнении ТХМ в широком диапазоне частот, обеспечивающий повышение точности и уменьшение времени расчётов. Комбинация собственных значений, собственных векторов и адаптивной частоты позволяет эффективно и точно отслеживать моды в частотных диапазонах. Результаты отслеживания мод для различных антенных структур продемонстрировали её высокую эффективность и точность.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги исследование

Основные результаты работы, полученные проверенными методами, широко апробированные и опубликованные, заключаются в следующем:

1. Предложен алгоритм на основе АОТС для получения разреженных рассеивателей. Данный метод не только упрощает технические сложности при изготовлении, но и обеспечивает численное моделирование с меньшими вычислительными затратами при сохранении приемлемых характеристик рассеяния по сравнению с исходной ПС. Эффективность АОТС подтверждена на различных типах структур из ПС, включая прямоугольные, ДУО и КрТУО с различными размерами на разных частотах. Полученные результаты подробно проанализированы как в случаях, когда падающая волна воздействует на определённую область, так и при воздействии на произвольное направление. Показано, что АОТС способна формировать разреженные рассеиватели с характеристиками, близкими к исходным ПС, при этом уменьшая массу до 1,5 и 7,2 раза по сравнению с исходными ПС и сплошными структурами.

2. Обобщены и проанализированы основные недостатки МТАОТС, используемой для получения разреженных антенн, а также предложены два алгоритма для устранения этих недостатков и применены для рассеивателей. Показано, что после соединения свободных проводов и применения алгоритмов к прямоугольной ПС, ДУО и КТУО, разреженные структуры рассеивателей по МТАОТС, демонстрируют характеристики рассеяния, близкие к полным ПС. Показано, что МТАОТС незначительно увеличивает массу разреженной структуры, но обеспечивает её целостность и сходство характеристик рассеяния с исходной ПС.

3. Детально проанализированы характеристики рассеяния разреженных ПС при изменении ДУЭС и порогового значения T . Выбор T позволяет определить степень вклада каждой структуры разреженного рассеивателя (соответствующей определённому направлению падения волны) в формирование итоговой разреженной структуры. Структуры, полученные по АОТС и МТАОТС при различных T , сравнены с исходной ПС. Установлено, что с ростом ДУЭС и T характеристики рассеяния разреженных ПС несколько отклоняются от характеристик исходной. Тем не менее, отклонение допустимо с учётом уменьшения массы и площади поверхности структур.

4. Метод формирования разреженных рассеивателей из ПС впервые экспериментально проверен на типичных структурах рассеивателей, включая прямоугольник, ДУО, ТТУО и КТУО из ПС. Результаты показали, что АОТС можно применить к различным типам рассеивателей для создания разреженных ПС. Характеристики рассеяния по

численному моделированию и эксперименту хорошо совпадают. На этой основе созданы разреженные ПС по АОТС при ДУЭС=20% и различных T . Измерения показали хорошее совпадение характеристик рассеяния разреженных структур с исходными ПС, особенно в области главного лепестка МЭПР. При этом массы уменьшились в 1,82 раза для квадратной ПС, 1,7 раза для ДУО и 1,51 раза для ТТУО и КТУО. Незначительные расхождения между моделированием и экспериментом объяснимы погрешностями изготовления и особенностями изготовленной ПС. На практике эти проблемы устранимы увеличением диаметра или жёсткости проводов. Кроме того, уменьшение площади поверхности способствует более стабильной работе таких структур в сложных климатических условиях. Помимо этого, разреженные рассеиватели применимы в задачах, требующих скрытности и малозаметности, без нарушения общего визуального восприятия окружающей среды.

5. Предложен алгоритм определения значимых мод, подтверждены его корректность и эффективность а также способность существенно снизить вычислительные затраты. Проанализирован вклад таких факторов, как характеристики возбуждающего источника, характеристического тока и модальной значимости, в процесс определения значимых мод и их числа при анализе проводных антенн и рассеивателей по ТХМ. Анализ токов и поля в дальней зоне этих структур по ТХМ верифицирован сравнением с данными измерений и других численных методов. Показала целесообразность применения предложенного алгоритма для выделения значимых мод и анализа проводных структур.

6. Усовершенствовано отслеживание мод в анализе по ТХМ на диапазоне частот с повышением точности и уменьшением времени отслеживания мод по всему диапазону. Оно основано на комбинации характеристик собственных значений, собственных векторов и адаптивной частотной подстройки, что обеспечивает эффективное и точное отслеживание мод даже для сложных структур. Результаты отслеживания, полученные для различных антенн, подтвердили его эффективность и надёжность.

Рекомендации

1. АОТС и МТАОТС могут эффективно применяться для создания разреженных структур на основе ПС без значительных технических трудностей. Они подходят для использования в образовательных целях, в различных научных исследованиях, а также применимы в разработке рассеивателей, соответствующих современным требованиям.

2. Перед применением АОТС и МТАОТС следует провести точное моделирование характеристик исходной ПС. Для создания разреженных рассеивателей необходимо выбрать соответствующий ДУЭС и T .

3. Параметры порогов T_l , T_{ms} , T_p при анализе по ТХМ влияют не только на вычислительные затраты, но и точность результатов. Уменьшение числа рассматриваемых

мод может увеличить погрешность, а увеличение числа мод требует большего объема вычислительных ресурсов. Поэтому для моделирования проводных антенн и рассеивателей надо выбрать соответствующие T_l , T_{ms} , T_p .

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Исследование и разработка новых алгоритмов, основанных на АОТС для создания разреженных экранов из ПС, которые будут сохранять необходимые характеристики.
2. Полученные результаты открывают возможности для широкого применения предложенного алгоритма при ТХМ, особенно в области проектирования и оптимизации сложных антенн и рассеивателей.
3. МТАОТС можно адаптировать и расширить для других вариантов АОТС с целью повышения их практической применимости.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ACA	Adaptive cross approximation
CMoM	Conformal method of moments
EAR	Equal area rule
FDTD	Finite-difference time-domain method
FMM	Fast multipole method
ID	Interpolative decomposition
InSAR	Interferometric synthetic aperture radar
LF-FIPWA	Low-frequency fast inhomogeneous plane-wave algorithm
MEC	Method of equivalent currents
MLFMM	Multilevel fast multipole method
PEPM	Basic pulse expansion point-matching function
PO	Physical optics
PTD	Physical theory of diffraction
RL	Ray launching
RTLTL	Roof-top function expansion-line testing
SAR	Synthetic aperture radar
SBR	Shooting and bouncing rays
АОТС	Аппроксимация оптимальной токовой сеткой
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
БЭПР	Бистатическая эффективная площадь рассеяния
ВУО	Воздушный уголкового отражатель
ГП	Графический процессор
ДН	Диаграмма направленности
ДУО	Двухгранный уголкового отражатель
ДУЭС	Допуск удаления элементов сетки
КРС	Конечная разреженная структура
КСБФ	Кусочно-синусоидальная базисная функция
КТУО	Квадратный трёхгранный уголкового отражатель
МЗ	Модальное значение
МоМ	Метод моментов
МТАОТС	Максимально токовая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
МЭПР	Моностатическая эффективная площадь рассеяния
ПА	Патч-антенна
ПС	Проводная сетка

ПТУО	Прямоугольный трёхгранный уголковый отражатель
РА	Рупорная антенна
САПР	Система автоматизированного проектирования
СБФ	Ступенчатая базисная функция
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
СУВ	Слой углеродного волокна
ТБФ	Треугольная базисная функция
ТТУО	Треугольный трёхгранный уголковый отражатель
ТУО	Трёхгранный уголковый отражатель
ТХМ	Теория характеристических мод
УБЛ	Уровень боковых лепестков
УО	Уголковый отражатель
УОА	Уголковая отражательная антенна
ЦП	Центральный процессор
ЧИП	Частотно-избирательная поверхность
ШЛ	Ширина луча
ЭПР	Эффективная площадь рассеяния

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данг Т.Ф. Угловой отражатель и основные методы моделирования электромагнитного рассеяния: обзор за 10 лет // Системы управления, связи и безопасности. – 2025. – No. 3. – С. 35–120. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-3-035-120.
2. Generation of sparse antennas and scatterers based on optimal current grid approximation / T. P. Dang, M. T. Nguyen, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // Algorithms. – 2025. – Vol. 18, no. 3. – P. 171. DOI: 10.3390/a18030171.
3. Controllability analysis of polarization characteristics of scattering elements for reproduction application / J. Guo, L. Man, H. Yin, X. Li, M. Li // 2021 International Applied Computational Electromagnetics Society, Symposium, Chengdu (China). – 2021. – P. 1–2. DOI: 10.23919/ACES-China52398.2021.9581545.
4. Yan Y. Polarization scattering matrix analysis for weak target detection in sea clutter / Y. Yan, G. Wu, Y. Dong // 2021 CIE International Conference on Radar (Radar), Haikou, Hainan (China). – 2021. – P. 1169–1172. DOI: 10.1109/Radar53847.2021.10028319.
5. Parinov E. G. The use of a model of calculation of polarization scattering matrices for the study of informativeness of polarization attributes for classification of objects of observation / E. G. Parinov, A. A. Kopylov, I. V. Zimin // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe (Russia). – 2019. – P. 236–239. DOI: 10.1109/RSEMW.2019.8792745.
6. Comparison of SBR and MLFMM techniques for the computation of RCS of a fighter aircraft / A. Bilal, S. M. Hamza, Z. Taj, S. Salamat // IET Radar, Sonar & Navigation. – 2019. – Vol. 13, no. 10. – P. 1805–1810. DOI: 10.1049/iet-rsn.2019.0070.
7. Harrington R. F. Matrix methods for field problems // Proceedings of the IEEE. – 1967. – Vol. 55, no. 2. – P. 136–149. DOI: 10.1109/PROC.1967.5433.
8. Song J. Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects / J. Song, L. Cai-Cheng, C. C. Weng // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – Vol. 45, no. 10. – P. 1488–1493. DOI: 10.1109/8.633855.
9. Rashid A. K. An efficient method of moments for thick-wire antennas / A. K. Rashid, Q. Zhang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2022. – Vol. 70, no. 12. – P. 12399–12404. DOI: 10.1109/TAP.2022.3209277.
10. Accounting for wire coating in the modeling of field coupling to twisted-wire pairs / K. Yuan, F. Grassi, G. Spadacini, S. A. Pignari // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2018. – Vol. 60, no. 1. – P. 284–287. DOI: 10.1109/TEMC.2017.2707666.
11. Scattering analysis of thick wires with the MoM using macro basis functions / J. T. Du Plessis, W. R. Dommissie, M. M. Botha, T. Rylander // 2022 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Cape Town (South Africa). – 2022. – P. 340–342. DOI: 10.1109/ICEAA49419.2022.9899911.
12. Balanis C. A. Balanis' Advanced Engineering Electromagnetics, 3rd ed. – John Wiley & Sons: New York, 2024. – 1110 p. ISBN: 9781394180011.
13. Mahadevan K. Scattering from a thin perfectly-conducting square plate / K. Mahadevan, H. A. Auda, A. W. Glisson // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1992. – Vol. 34, no. 1. – P. 26–32. DOI: 10.1109/74.125886.
14. Fully analytical evaluation of singular integrals with RWG and rooftop basis functions / S. Bao, D. Wang, Y. Mo, [et al.] // IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques. – 2020. – Vol. 5. – P. 217–226. DOI: 10.1109/JMMCT.2020.3029064.
15. Multibranch Rao–Wilton–Glisson basis functions for electromagnetic scattering problems / S. Huang, G. Xiao, Y. Hu, R. Liu, J. Mao // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2021. – Vol. 69, no. 10. – P. 6624–6634. DOI: 10.1109/TAP.2021.3070058.

16. Basis Function. Altair Feko [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://help.altair.com/2021/feko/topics/feko/user_guidУ/solver_solution_methods/basis_functions_feko_c.htm (дата обращения: 15.02.2025).
17. RCS. MATLAB Help Center [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/antenna/ref/cavity.rcs.html> (дата обращения: 15.01.2024).
18. Electromagnetic Simulation Solvers. Dassault Systèmes [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite/electromagnetic-simulation-solvers> (дата обращения: 10.10.2024).
19. On modeling antennas using MoM-based algorithms: wire-grid versus surface triangulation / A. Alhaj Hasan, A. A. Kvasnikov, D.V. Klyukin, [et al.] // *Algorithms*. – 2023. – Vol. 16, no. 4. – P. 200. DOI: 10.3390/a16040200.
20. Trueman C. W. Fields of complex surfaces using wire grid modelling / C. W. Trueman, S. J. Kubina // *IEEE Transactions on Magnetic*. – 1991. – Vol. 27, no. 5. – P. 4262–4267. DOI: 10.1109/20.105043.
21. Алхадж Хасан А. Ф. Модель и методики для оценки уровня электромагнитного излучения печатных плат с модальным резервированием и антенн с аппроксимацией проводной сеткой: дис. канд. техн. наук / Аднан Фаезович Алхадж Хасан. – ТУСУР, Томск, Россия, 2023. – 214 с.
22. On wire-grid representation for modeling symmetrical antenna elements / A. Alhaj Hasan, D. V. Klyukin, A. A. Kvasnikov, M. E. Komnatnov, S. P. Kuksenko // *Symmetry*. – 2022. – Vol. 14. – P. 1354. DOI: 10.3390/sym14071354.
23. The Conformal Method of Moments. Golden Engineering Empowering Your Antenna Innovations [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://antennasimulator.com/index.php/knowledge-base/conformal-moment-method/> (дата обращения: 15.05.2024).
24. Inclán-Sánchez L. Performance evaluation of a low-cost semitransparent 3D-printed mesh patch antenna for urban communication applications // *Electronics*. – 2024. – Vol. 13, no. 1. – P. 153. DOI: 10.3390/electronics13010153.
25. 4NEC2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qsl.net/4nec2/> (дата обращения: 15.01.2025).
26. Some 4Nec2 features [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qsl.net/4nec2/features.htm> (дата обращения: 10.01.2025).
27. Wire-Grid and sparse MoM antennas: past evolution, present implementation, and future possibilities / A. Alhaj Hasan, T. M. Nguyen, S. P. Kuksenko, T. R. Gazizov // *Symmetry*. – 2023. – Vol. 15, no. 2. – P. 378. DOI: 10.3390/sym15020378.
28. Scattering - RCS calculation with NEC2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.aeronetworks.ca/2017/09/scattering-rcs-calculation-with-nec2.html> (дата обращения: 10.02.2025).
29. Quick Start Guide. Golden Engineering Empowering Your Antenna Innovations [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://antennasimulator.com/?s=scatterer> (дата обращения: 05.01.2025).
30. Система TUSUR.EMC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://emc.tusur.ru/talgat-software/> (дата обращения: 10.12.2024).
31. Данг Т. Ф. Математическая алгоритмическая модель для тонкого рассеивающего диэлектрика на основе поверхностного эквивалентного уравнения / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн». – 2024. – С. 1–5. <https://adminc.etu.ru/assets/files/2024/015-019.pdf>.
32. **Dang T. P.** Verifying the results of thin dielectric plate analysis using MoM-SIE with approximate integral solution / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // 2024

- International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Magnitogorsk, Russian Federation. – 2024. – P. 389–394, doi: 10.1109/UralCon62137.2024.10719019.
33. Dang T. P. Mathematical algorithmic model for thin scatterer dielectric based on surface equivalent equation / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // *Antennas Design and Measurement International Conference 2024 (ADMInC'2024)*, Saint-Petersburg, Russian Federation. – 2024.
 34. Volume integral equation with higher order hierarchical basis functions for analysis of dielectric electromagnetic scattering / Q. M. Cai, Y. W. Zhao, Y. T. Zheng, [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2015. – Vol. 63, no. 11. – P. 4964–4975. DOI: 10.1109/TAP.2015.2481925.
 35. Electromagnetic scattering of two-dimensional electronic systems / H. T. Abbas, L. N. Aljihmani, R. D. Nevels, K. A. Qaraq // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 106521–106526. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2932506.
 36. Gholami R. Surface-volume-surface EFIE for electromagnetic analysis of 3-D composite dielectric objects in multilayered media / R. Gholami, S. Zheng, V. I. Okhmatovski // *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*. – 2019. – Vol. 4. – P. 383–394. DOI: 10.1109/JMMCT.2020.2966366.
 37. Gholami R. Overview of surface-volume-surface electric field integral equation formulations for 3-D composite metal-dielectric objects / R. Gholami, S. Zheng, V. Okhmatovski // *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen (Denmark). – 2020. – P. 1–4. DOI: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135784.
 38. Ahmad M. H. Spectral domain fast multipole method for solving integral equations of electromagnetic wave scattering / M. H. Ahmad, D. P. Kasilingam // *Prog. Electromagn. Res.* – 2019. – Vol. 80. – P. 121–131. DOI: 10.2528/PIERM18081602.
 39. Meng L. H. Analysis of bistatic RCS of multiple simple targets based on MoM-ACA algorithm / L. H. Meng, S. R. Chai, P. K. Dai // *2024 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China)*, Xi'an (China). – 2024. – P. 1–3. DOI: 10.1109/ACES-China62474.2024.10699860.
 40. Fast computation of EM scattering from moving PEC target based on MT-ACA-MoM algorithm / S. R. Chai, L. H. Meng, Y. F. Zou, P. K. Dai // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2024. – Vol. 23, no. 12. – P. 4628–4632. DOI: 10.1109/LAWP.2024.3462446.
 41. Wulf D. An efficient implementation of the combined wideband MLFMA/LF-FIPWA / D. Wulf, R. Bunger // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2009. – Vol. 57, no. 2. – P. 467–474. DOI: 10.1109/TAP.2008.2011176.
 42. Analysis of multiscale problems using the MLFMA with the assistance of the FFT-based method / W. B. Kong, H. X. Zhou, K. L. Zheng, W. Hong // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2015. – Vol. 63, no. 9. – P. 4184–4188. DOI: 10.1109/TAP.2015.2444442.
 43. Liu Y. N. A fast algorithm for volume integral equation using interpolative decomposition and multilevel fast multipole algorithm / Y. N. Liu, X. M. Pan, X. Q. Sheng // *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, Guilin (China). – 2016. – P. 519–522. DOI: 10.1109/ISAPE.2016.7834003.
 44. A fast algorithm for multiscale electromagnetic problems using interpolative decomposition and multilevel fast multipole algorithm / X. Pan, J. Wei, Z. Peng, X. Sheng // *Radio Science*. – 2012. – Vol. 47, no. 01. – P. 1–11. DOI: 10.1029/2011RS004891.
 45. Miranda M. J. Hardware acceleration of an FMM-FFT solver using consumer-grade GPUs / M. J. Miranda, T. Ozdemir, R. J. Burkholder // *2016 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*, Boulder, CO (USA). – 2016. – P. 1–2. DOI: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2016.7436241.

46. Efficient strategy for parallelisation of multi level fast multipole algorithm using CUDA / E. Gar'cia, C. Delgado, L. Lozano, F. Catedra // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. – 2019. – Vol. 13, no. 10. – P. 1554–1563. DOI: 10.1049/iet-map.2018.5568.
47. Adelman R. FMM/GPU accelerated boundary element method for computational magnetics and electrostatics / R. Adelman, N. A. Gumerov, R. Duraiswami // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2017. – Vol. 53, no. 12. – P. 1–11. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2725951.
48. Topa T. FPGA acceleration of matrix-assembly phase of RWG-based MoM / T. Topa, A. Noga, T. P. Stefański // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2022. – Vol. 21, no. 9. – P. 1847–1851. DOI: 10.1109/LAWP.2022.3183168.
49. Parallel out-of-core higher-order method of moments accelerated by graphics processing units / Y. Chen, Z. Lin, Y. Zhang, S. Jiang, X. Zhao // *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC (Canada)*. – 2015. – P. 1674–1675. DOI: 10.1109/APS.2015.7305226.
50. Fast iterative solution of multiple right-hand sides MoM linear systems on CPUs and GPUs computers / B. Carpentieri, M. Tavelli, D. L. Sun, T. Z. Huang, Y. F. Jing // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2024. – Vol. 72, no. 8. – P. 4431–4444. DOI: 10.1109/TMTT.2023.3345478.
51. Acceleration of in-core LU-decomposition of dense MoM matrix by parallel usage of multiple GPUs / B. L. Mrdakovic, M. M. Kostic, D. I. Olcan, B. M. Kolundzija // *2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv (Israel)*. – 2017. – P. 1–4. DOI: 10.1109/COMCAS.2017.8244769.
52. Harrington R. Computation of characteristic modes for conducting bodies / R. Harrington, J. Mautz // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1971. – Vol. 19, no. 5. – P. 629–639. DOI: 10.1109/TAP.1971.1139990.
53. Characteristic mode analysis: application to electromagnetic radiation, scattering, and coupling problems / X. Deng, D. Zhang, Y. Chen, S. Yang // *Chinese Journal of Electronics*. – 2023. – Vol. 32, no. 4. – P. 663–677. DOI: 10.23919/cje.2022.00.200
54. Pavel H. On the modal superposition lying under the MoM matrix equations / H. Pavel, P. Hamouz // *Radioengineering*. – 2008. – Vol. 17, no. 3. – P. 42–46.
55. Данг Т. Ф. Возможность улучшения характеристик направленности антенны в условиях возрастающих требований радиоэлектронной борьбы // *XXIX Международной научно-практической конференции СИБРЕСУРС-29-2023, Томск, Россия*. – 2023. – С. 30–33.
56. About scattering properties of civil aviation aircraft antennas / B.A. Ayukov, A.F. Kryachko, A.V. Medzigov, G.M. Revunov // *Proceedings of the 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, Vyborg (Russia)*. – 2024. – P. 1–3.
57. Balanis C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. – John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, USA, 2016. – 1104 p. ISBN: 978-1-118-64206-1.
58. Three-dimensional ultra-wideband antenna: from guiding physical considerations to sequential computer optimization of parameters and characteristics / V.P. Belichenko, Y. Buyanov, G. Dymov, A. Mironchev, A. Gorst // *Appl. Sci*. – 2024. – Vol. 14. – P. 11658. DOI: 10.3390/app142411658.
59. Wang C. H. Bandwidth enhancement of a dual-polarized slot antenna using characteristic modes / C. H. Wang, Y. K. Chen, S. W. Yang // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2018. – Vol. 17, no. 6. – P. 988–992. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2828881.
60. Liu N. W. Radiation pattern reshaping of a narrow slot antenna for bandwidth enhancement and stable pattern using characteristic modes analysis / N. W. Liu, L. Zhu, Z. X. Liu, [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2022. – Vol. 70, no. 1. – P. 726–731. DOI: 10.1109/TAP.2021.3098535.

61. Lin J. F. Extending bandwidth of antennas with coupling theory for characteristic modes / J. F. Lin, Q. X. Chu // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 22262–22271. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2761888.
62. Wen D. L. Design of a wideband antenna with stable omnidirectional radiation pattern using the theory of characteristic modes / D. L. Wen, Y. Hao, H. Y. Wang, H. Zhou // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65, no. 5. – P. 2671–2676. DOI: 10.1109/TAP.2017.2679767.
63. Lin J. F. Bandwidth and gain enhancement of patch antenna based on coupling analysis of characteristic modes / J. F. Lin, L. Zhu // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. 68, no. 11. – P. 7275–7286. DOI: 10.1109/TAP.2020.2995426.
64. Lin J. F. Increasing bandwidth of slot antennas with combined characteristic modes / J. F. Lin, Q. X. Chu // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66, no. 6. – P. 3148–3153. DOI: 10.1109/TAP.2018.2811846.
65. Chen Y. K., Wang C. F. Characteristics Modes: Theory and Applications in Antenna Engineering. – John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 2015. – 284 p. ISBN: 9781119038429.
66. Chen Y. K. Characteristic-mode-based improvement of circularly polarized U-slot and E-shaped patch antennas / Y. K. Chen, C. F. Wang // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – Vol. 11. – P. 1474–1477. DOI: 10.1109/LAWP.2012.2231046.
67. Liu N. W. A novel low-profile circularly polarized diversity patch antenna with extremely small spacing, reduced size, and low mutual coupling / N. W. Liu, L. Zhu, Z. X. Liu, [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2022. – Vol. 70, no. 1. – P. 135–144. DOI: 10.1109/TAP.2021.3111344.
68. Foschini G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas // Bell Labs Technical Journal. – 1996. – Vol. 1, no. 2. – P. 41–59. DOI: 10.1002/bltj.2015.
69. Multiport pixel antenna optimization using characteristic mode analysis and sequential feeding port search / F. Jiang, Z. Zhang; M. Li., [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2022. – Vol. 70, no 10. – P. 9160–9174. DOI: 10.1109/TAP.2022.3184489.
70. MTM-inspired graphene-based THz MIMO antenna configurations using characteristic mode analysis for 6G/IoT applications / S. A. Khaleel, E. K. I. Hamad, N. O. Parchin, M. B. Saleh // Electronics. – 2022. – Vol. 11, no 14. – P. 2152. DOI: 10.3390/electronics11142152.
71. Lai Q. X. A self-decoupling method for MIMO antenna array using characteristic mode of ground plane / Q. X. Lai, Y. M. Pan, S. Y. Zheng // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2023. – Vol. 71, no 3. – P. 2126–2135. DOI: 10.1109/TAP.2023.3240561.
72. Manteuffel D. Compact multimode multielement antenna for indoor UWB massive MIMO / D. Manteuffel, R. Martens // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 64, no 7. – P. 2689–2697. DOI: 10.1109/TAP.2016.2537388.
73. Li W. Fast implementation of characteristic mode tracking / W. Li, J. Zhu, B. Xu, Z. Zeng // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2018. – Vol. 12. – P. 2179–2183. DOI: 10.1049/iet-map.2018.5104.
74. Altair Feko [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.altair.com/feko/> (дата обращения: 02.01.2025).
75. Antenna toolbox for MATLAB [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.antennatoolbox.com/> (дата обращения: 05.01.2025).
76. Yazdani-Shavakand M. A fast multi-structural tracking method for characteristic modes with the ability to identify and amend errors / M. Yazdani-Shavakand, J. Ahmadi-Shokouh, H. Dashti // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2022. – Vol. 17. – P. 62–74. DOI: 10.1049/mia2.12317.

77. Safin E. Advanced eigenvalue tracking of characteristic modes / E. Safin, D. Manteuffel // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2016. – Vol. 64. – P. 2628–2636. DOI: 10.1109/tap.2016.2556698.
78. A method for tracking characteristic numbers and vectors / M. Capek, P. Hazdra, P. Hamouz, J. Eichler // *PIER B.* – 2011. – Vol. 33. – P. 115–134. DOI: 10.2528/pierb11060209.
79. Chen X. J. An advanced eigenvector-correlation-based tracking method for characteristic modes / X. J. Chen, Y. M. Pan, G. D. Su // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2021. – Vol. 69. – P. 2751–2758. DOI: 10.1109/TAP.2020.3028191.
80. An improved method for tracking of characteristic modes / Y. Zhao, S. Donglin, L. Yaoyao, L. Yan // 2016 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Guangzhou (China). – 2016. – P. 103–105. DOI: 10.1109/COMPEM.2016.7588668.
81. A double modal parameter tracking method to characteristic modes analysis / Q. He, Z. Gong, H. Ke, L. Guan // *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.* – 2017. – Vol. 32. – P. 1069–1076.
82. Ludick D. J. A hybrid tracking algorithm for characteristic mode analysis / D. J. Ludick, J. V. Tonder, U. Jakobus // 2014 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Palm Beach, Aruba. – 2014. – P. 455–458. DOI: 10.1109/ICEAA.2014.6903896.
83. Raines B. D. Wideband characteristic mode tracking / B. D. Raines, R. G. Rojas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* – 2012. – Vol. 60. – P. 3537–3541. DOI: 10.1109/tap.2012.2196914.
84. Wesztergom V., Bányai L., Szűcs E., [et al.]. Technical data package. – 2019. – 143 p.
85. Investigation of integrated twin corner reflectors designed for 3-D InSAR applications / L. Bányai, L. Nagy, A. Hooper, [et al.] // *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters.* – 2020. – Vol. 17, no. 6. – P. 1013–1016. DOI: 10.1109/LGRS.2019.2939675.
86. Yazdani M. R. Expandable shipboard decoy including adequate RCS by using trihedral corner reflectors / M. R. Yazdani, H. Heidar, A. H. Mohseni // *IET Science, Measurement & Technology.* – 2016. – Vol. 10, no. 5. – P. 485–491. DOI: 10.1049/iet-smt.2015.0228.
87. Garthwaite M. C., Nancarrow S., Hislop A., [et al.]. The design of radar corner reflectors for the Australian geophysical observing system: a single design suitable for InSAR deformation monitoring and SAR calibration at multiple microwave frequency bands. – Geoscience Australia, Canberra, 2015. – 86 p. DOI: 10.11636/record.2015.003.
88. Radar cross section characterization of corner reflectors in different frequency bands and polarizations / P. V. Jayasri, K. Niharika, K. Yedukondalu, E. V. S. Sita Kumari, A. V. V. Prasad // *Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf.* – 2018. – Vol. XLII–5. – P. 637–642. DOI: 10.5194/isprs-archives-xlii-5-637-2018.
89. Calibration Services. Government of India. National Remote Sensing Centre [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.nrsc.gov.in/EOS_CAL_MicrowaveTargets?language_content_entity=en (дата обращения: 08.02.2025).
90. Ying L. Investigations of effects of geometric characteristics on RCS for corner reflectors / L. Ying, G. Lixin, Z. Yanchun // 2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Shanghai (China). – 2019. – P. 1–2. DOI: 10.1109/COMPEM.2019.8779187.
91. Armin W. D. Reflectors for SAR performance testing – 2nd ed. – Sandia Report SAND2014-0882, Sandia National Laboratories, United States, 2014. – 61 p.
92. Differential geodetic stereo SAR with TerraSAR-X by exploiting small multi-directional radar reflectors / Gisinger C., Willberg M., Balss U., [et al.] // *Journal of Geodesy.* – 2016. – Vol. 91, no. 1. – P. 53–67. DOI: 10.1007/s00190-016-0937-2.

93. Comparative analysis of monostatic and bistatic RCS scattering characteristics for corner reflector / M. Qiu, X. Ai, Z. Xu, F. Zhao // 2022 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Xuzhou (China). – 2022. – P. 1–3. DOI: 10.1109/ACES-China56081.2022.10065107.
94. Intelligent simulation technology based on RCS imaging / J. Hao, X. Wang, S. Yang, H. Gao // Applied Sciences. – 2023. – Vol. 13, no. 18. – P. 10119. DOI: 10.3390/app131810119.
95. Design and experimental evaluation of a novel type radar reflector for use in the marine environment / N. Malachias, I. Kakavas, S. M. Said Al Harthi, A. Said Al Saidi // Conference Proceedings of ICMET Oman. International Conference on Marine Engineering and Technology Oman (IMarEST), Muscat (Oman). – 2019. – P. 237–242. DOI: 10.24868/icmet.oman.2019.033.
96. Time-domain scattering characteristics and jamming effectiveness in corner reflectors / Y. Luo, L. Guo, Y. Zuo, W. Liu // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 15696–15707. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3053116.
97. High-frequency backscattering properties of quasi-omnidirectional corner reflector: The great-icosahedral-like reflector / L. Wu, J. Xu, S. Hu, Z. Liu // AIP Advances. – 2022. – Vol. 12, no. 10. DOI: 10.1063/5.0123981.
98. Algfash A. The effect of perforating the corner reflector on maximum radar cross section / A. Algfash, M. Inggs, A. K. Mishra // 2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Abu Dhabi (United Arab Emirates). – 2016. – P. 1–4. DOI: 10.1109/MMS.2016.7803815.
99. AirMoSS P-band SAR calibration / C. Alexandra, C. Elaine, C. Angelica, [et al.] // 2011 CEOS SAR Calibration and Validation Workshop, JPL Open Repository. – 2011.
100. Corner reflectors for the Australian geophysical observing system and support for calibration of satellite-borne synthetic aperture radars / Garthwaite M. C., Thankappan M., Williams M. L., [et al.] // 2013 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium – IGARSS, Melbourne, VIC (Australia). – 2013. – P. 266–269. DOI: 10.1109/IGARSS.2013.6721143.
101. Garthwaite M. On the design of radar corner reflectors for deformation monitoring in multi-frequency InSAR // Remote Sensing. – 2017. – Vol. 9, no. 7. – P. 648. DOI: 10.3390/rs9070648.
102. Dynamic sequential radar cross section properties of airborne corner reflector in array / L. Wu, S. Hu, J. Xu, Z. Liu // IET Radar, Sonar & Navigation. – 2023. – Vol. 17, no. 9. – P. 1405–1419. DOI: 10.1049/rsn2.124299.
103. Navigational group radio-optical reflectors of circular action / N. K. Blinkovsky, V. L. Gulko, A. A. Meshcheryakov // Instruments and Experimental Techniques. – 2023. – Vol. 66, no. 4. – P. 672–679. DOI: 10.1134/s0020441223030028.
104. Marker buoys for Indonesia. Resinex Asia Italian Design and Technology for The Asian Market [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.resinexasia.com/post/marker-buoys-for-indonesia> (дата обращения: 15.11.2024).
105. Slope displacement monitoring with corner reflectors by PSInSAR analysis using Sentinel-1 SAR data / H. Abo, T. Osawa, I. N. Sudi Parwata [et al.] // 2023 8th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Bali (Indonesia). – 2023. – P. 1–6. DOI: 10.1109/APSAR58496.2023.10388604.
106. Radar altimetry external calibration with passive elements: Sentinel-6 MF long term monitoring with the montsec corner reflector facility / Gibert F., Gómez-Olivé A., Garcia-Mondéjar A., [et al.] // IGARSS 2024 - 2024 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Athens (Greece). 2024. – P. 8900–8903. DOI: 10.1109/igarss53475.2024.10642903.

107. Characterizing complex deep seated landslide deformation using corner reflector insar (cr-insar): little smoky landslide, alberta / C. Froese, V. Poncos, M. Mansour, C. D. Martin, R. Skirrow // *Proceedings: 4th Canadian Conference on Geohazards, NS (Canada)*. – 2008. – P. 1–4.
108. Dynamic doppler characteristics of maritime airborne corner reflector / Wu L., Hu S., Feng C., [et al.] // *Journal of Marine Science and Engineering*. – 2024. – Vol. 12, no. 5. – P. 727. DOI: 10.3390/jmse12050727.
109. Integration of corner reflectors for the monitoring of mountain glacier areas with Sentinel-1 time series / M. Jauvin, Y. Yan, E. Trouvé, [et al.] // *Remote Sensing*. – 2019. – Vol. 11, no. 8. – P. 988. DOI: 10.3390/rs11080988.
110. C-SAR/02 Satellite polarimetric calibration and validation based on active radar calibrators / Y. Jiao, F. Zhang, X. Liu, Z. Huang, J. Yuan // *Remote Sens.* – 2025. – Vol. 17. – P. 282. DOI: 10.3390/rs17020282.
111. Gibert F. A trihedral corner reflector for radar altimeter calibration // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. – 2023. – Vol. 61. – P. 1–8. DOI: 10.1109/TGRS.2023.3239988.
112. Yusri N. A. Calibration of 93.1 GHz FOD detection radar on airport runway using trihedral corner reflector // *2021 8th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI), Semarang (Indonesia)*. – 2021. – P. 130–133. DOI: 10.23919/EECSI53397.2021.9624210.
113. Saleeb D. A. Polarimetry radar calibration using trihedral corner reflectors with electromagnetic band gap polarization converters / D. A. Saleeb, A. S. Elkorany, A. A. Saleeb // *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Heidelberg (Germany)*. – 2015. – P. 1–4. DOI: 10.1109/ICMIM.2015.7117936.
114. Enhanced radar cross-section for W-Band corner reflectors using ceramic additive manufacturing / J. Kai-Daniel, S. Benedikt, R. Andreas, [et al.] // *2022 IEEE 12th International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), Cagliari (Italy)*. – 2022. – P. 37–39. DOI: 10.1109/RFID-TA54958.2022.9924073.
115. Trimmed aperture corner reflector for angle-selective chipless RFID / T. Iizuka, N. Kosaka, M. Hisada, Y. Kawahara, T. Sasatani // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2023. – Vol. 22, no. 10. – P. 2537–2541. DOI: 10.1109/LAWP.2023.3294940.
116. A high gain dual-band printed antenna for LTE base stations with a corner reflector / E. Najafnezhad, J. Nourinia, C. Ghobadi, M. Majidzadeh, F. Mirzamohammadi // *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. – 2018. – Vol. 87. – P. 173–179. DOI: 10.1016/j.aeue.2018.02.024.
117. One-sixteenth spherical homogeneous dielectric lens antenna on metal corner reflector for high-gain radiation with size reduction / K. Phaebua, T. Lertwiriayapapa, C. Phongcharoenpanich, [et al.] // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2020. – Vol. 19, no. 3. – P. 378–382. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2959657.
118. Milijic M. Design of asymmetrical slot antenna array in corner reflector / M. Milijic, B. Jokanovic // *2020 55th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST), Niš (Serbia)*. – 2020. – P. 203–206. DOI: 10.1109/ICEST49890.2020.9232897.
119. Research on calibration algorithm of two-dimensional plane based on corner reflector / S. Wang, J. Zhang, R. Cao, [et al.] // *2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Hefei (China)*. – 2023. – P. 3483–3488. DOI: 10.1109/CIEEC58067.2023.10166499.
120. Decena B. A. 2.4 GHz pattern reconfigurable corner reflector antennas using frequency selective conductor loops and strips / B. A. Decena, J. R. Luzon, M. C. L. Purisima // *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference, Penang (Malaysia)*. – 2017. – P. 2914–2919. DOI: 10.1109/TENCON.2017.8228360.

121. A new corner-reflector antenna with tunable gain based on active frequency selective surfaces / G. H. Elzwawi, A. Kesavan, R. Alwahishi, T. A. Denidni // *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*. – 2020. – Vol. 1. – P. 88–94. DOI: 10.1109/OJAP.2020.2979053.
122. Chatterjee A. Performance enhancement of a dual-band monopole antenna by using a frequency-selective surface-based corner reflector / A. Chatterjee, S. K. Parui // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2016. – Vol. 64, no. 6. – P. 2165–2171. DOI: 10.1109/TAP.2016.2552543.
123. Chatterjee A. Beamwidth control of omnidirectional antenna using conformal frequency selective surface of different curvatures / A. Chatterjee, S. K. Parui // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2018. – Vol. 66, no. 6. – P. 3225–3230. DOI: 10.1109/TAP.2018.2819899.
124. Planar FSS based dual-band wire monopole antenna for multi-directional radiation with diverse beamwidths / A. Chatterjee, S. Banerjee, J. Frnda, M. Dvorsky // *IEEE Access*. – 2022. – Vol. 10. – P. 30427–30435. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3159337.
125. Unal I. Investigations of electrical size effects on radar cross section for orthogonally distorted corner reflectors / I. Unal, T. O. Gulum, E. C. Bayramoglu // *2015 IEEE Radar Conference (RadarCon)*, Arlington, VA (USA). – 2015. – P. 1515–1519. DOI: 10.1109/RADAR.2015.7131236.
126. Döring B. TerraSAR-X calibration ground equipment / B. Döring, M. Schwerdt, R. Bauer // *Wave Propagation in Communication, Microwaves Systems and Navigation (WFMN)*. – Germany. – 2007. – P. 5.
127. Булатова Л. И. Аprobация конструкции уголкового отражателя для обеспечения наблюдений за геодинамическими полигонами с использованием радарных съемок / Л. И. Булатова, Д. М. Гилаев, Р. Р. Назаров // *XI Международная научно-практическая конференция «Актуальные Вопросы Геодезии И Геоинформационных Систем»*. – Казанский (приволжский) федеральный университет, 2022. – С. 28–31.
128. Algafsh A. Measurements of signal penetration for P-band SAR system through trees using two trihedral corner reflectors / A. Algafsh, M. Inggs, A. K. Mishra // *2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Fort Worth, TX (USA). – 2017. – P. 3117–3120. DOI: 10.1109/IGARSS.2017.8127658.
129. Corner reflectors. Trealtamira [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://site.trealtamira.com/insar-solutions/insar-corner-reflectors/> (дата обращения: 15.01.2025).
130. Novel corner-reflector array application in essential infrastructure monitoring / K. Kelevitz, T. J. Wright, A. J. Hooper, S. Selvakumaran // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. – 2022. – Vol. 60. – P. 1–18. DOI: 10.1109/TGRS.2022.3196699.
131. Research on RCS calculation and weight loss method of radar angle reflector / J. Gu, F. Dai, Q. Chen, [et al.] // *2022 3rd China International SAR Symposium (CISS)*, Shanghai (China). – 2022. – P. 1–4. DOI: 10.1109/CISS57580.2022.9971366.
132. Nguyen M. T. Recommendations on modeling wire grid horn structures for sparse antenna generation / M. T. Nguyen, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // *2024 International Ural conference on electrical power engineering (UralCon)*. – 2024. – P. 114–120. DOI: 10.1109/UralCon62137.2024.10718978.
133. Nguyen M. T. Optimal sparse wire grid structures: Development and verification of an OCGA-based algorithm / M. T. Nguyen, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // *2024 International Conference «Engineering Management of Communication and Technology» (EMCTECH)*. – 2024. – P. 1–7. DOI: 10.1109/EMCTECH63049.2024.10741757.
134. Alhaj Hasan A.F. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost / A. F. Alhaj Hasan, M. T. Nguyen, T. R. Gazizov // *Microwave Review*. – 2023. – Vol. 29, no. 2. – P. 83–94. DOI: 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.

135. Gazizov T. R. A simple modeling methodology for creating hidden antennas / T. R. Gazizov, A. F. Alhaj Hasan, M. T. Nguyen // 2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi (Russia), 15–19 May, 2023. – P. 1080–1084. doi: 10.1109/ICIEAM57311.2023.10139026.
136. Nguyen M. T. Comparative analysis of C/OCGA sparse horn antenna structures at different frequencies / M. T. Nguyen, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirsk (Russia). – 2023. – P. 530–536. DOI: 10.1109/APEIE59731.2023.10347852.
137. Alhaj Hasan A. F. Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures / A. F. Alhaj Hasan, M. T. Nguyen, T. R. Gazizov // 2023 IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai Republic (Russia), June 29–July 3, 2023. – P. 570–576. DOI: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
138. Нгуен М. Т. Инновационные подходы к проектированию разреженных проводно-сеточных антенн: разработка алгоритмов и оценка их эффективности // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 4. – С. 1–47. DOI: 10.24412/2410-9916-2024-4-001-047.
139. Данг Т. Ф. Усовершенствование аппроксимации оптимальной токовой сеткой для разреженных рассеивающих структур / Т.Ф. Данг, Т.Р. Газизов // Радиотехника. – 2025. – № 9. – С. 1–12. В печати.
140. Alhaj Hasan A. F. Scattering from a perfectly conducting plate using wire-grid and MoM with pulse basis functions / A. F. Alhaj Hasan, T. P. Dang, T. R. Gazizov // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg (Russian Federation). – 2024. – P. 1–6. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617518.
141. Dang T. P. MoM scattering analysis of dihedral corner reflector: TALGAT verification / T. P. Dang, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg (Russian Federation). – 2024. – P. 1–5. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617635.
142. Dang T. P. Analyzing the wire scatterer using the method of moments with the step basis functions / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // 2024 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation. – 2024. – P. 1–8. DOI: 10.1109/WECONF61770.2024.10564653.
143. Dang T. P. Wire grid scatterer modeling: TALGAT verification / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // 2024 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. – 2024. – P. 443–448. DOI: 10.1109/RusAutoCon61949.2024.10694411.
144. Dang T. P. Notes on the analysis of crossed wire scatterers with junction by a fast MoM-based code with step basis functions / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // 2024 8th International conference on information, control, and communication technologies (ICCT-2024). – 2024. – P. 1–6. DOI: 10.1109/ICCT62929.2024.10874927.
145. Dang T. P. Triangular trihedral corner reflector analysis using wire-grid and MoM with pulse basis functions / T. P. Dang, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // 2024 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Magnitogorsk (Russian Federation). – 2024. – P. 108–113. DOI: 10.1109/UralCon62137.2024.10718914.
146. Dang T. P. Square trihedral corner reflector analysis using wire-grid and MoM with pulse basis functions / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // Antennas Design and Measurement International Conference 2024 (ADMInC'2024), Saint-Petersburg, Russian Federation. – 2024. – P. 12–15. DOI: 10.1109/ADMInC63617.2024.10775837.
147. Dang T. P. Comparative analysis of wire grid scatterers with different cells using MoM and pulse basis functions / T. P. Dang, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // 2024 International

- Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna (Austria). – 2024. – P. 1–6. DOI: 10.1109/EMCTECH63049.2024.10741792.
148. Данг Т. Ф. Верификация моделирования дипольного рассеивателя в системе TALGAT / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // XXI Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». – 2024. – С. 33–35. <https://elibrary.ru/item.asp?id=69116609>.
 149. Данг Т. Ф. Анализ квадратного трёхгранного уголкового отражателя с помощью проводной сетки и МоМ с импульсными базисными функциями / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн». – 2024. – С. 1–5. <https://admindc.etu.ru/assets/files/2024/010-014.pdf>.
 150. Данг Т. Ф. Notes on the analysis of crossed wire scatterers with junction by a fast MoM-based code with step basis functions / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // VIII Международная конференция “Информационные технологии и технические средства управления” (ICST-2024). – 2024. – С. 79–83.
 151. Dang T. P. MoM-based performance analysis of different corner reflector scatterers using wire grid / T. P. Dang, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // 2024 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov (Russian Federation). – 2024. – P. 113–116. DOI: 10.1109/APEDE59883.2024.10715940.
 152. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024681564. Программа для анализа проводных рассеивателей методом моментов с разными базисными функциями / Данг. Т.Ф.; заявл. 04.07.2024; зарег. 11.09.2024.
 153. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667263. Программа для анализа рассеивающих проводно-сеточных структур методом моментов / Данг. Т.Ф.; заявл. 11.07.2024; зарег. 23.07.2024.
 154. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024683884. Программа для анализа антенных и рассеивающих структур с диэлектрическими материалами на основе метода моментов / Данг. Т.Ф., А. Алхадж Хасан; заявл. 21.09.2024; зарег. 14.10.2024.
 155. Harrington R. Straight wires with arbitrary excitation and loading / R. Harrington, J. Mautz // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1967. – Vol. 15, no. 4. – P. 502–515. DOI: 10.1109/TAP.1967.1138970.
 156. Dedrick K. Bistatic radar scattering by randomly oriented wires / K. Dedrick, A. Hessian, G. Johnson // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1978. – Vol. 26, no. 3. – P. 420–426.
 157. Liepa V. V. Measured back scattering cross section of thin wires / V. V. Liepa, S. Chang // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. no.99CH37010), Orlando, FL, USA. – 1999. – Vol. 3. – P. 1980–1982. DOI: 10.1109/APS.1999.788347.
 158. Chao H. Radiation and scattering by configurations of bent wires with junctions / H. Chao, B. Strait, C. Taylor // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1971. – Vol. 19, no. 5. – P. 701–702. DOI: 10.1109/TAP.1971.1140021.
 159. Butler C. Currents induced on a pair of skew crossed wires // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1972. – Vol. 20, no. 6. – P. 731–736. DOI: 10.1109/TAP.1972.1140327.
 160. Pelton E. Scattering from periodic arrays of crossed dipoles / E. Pelton, B. Munk // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – Vol. 27, no. 3. – P. 323–330. DOI: 10.1109/TAP.1979.1142088.
 161. Pelton E. Comments on “Currents induced in a wire cross by a plane wave incident at an angle” / E. Pelton, B. Munk, R. King // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. 29, no. 3. – P. 520–523. DOI: 10.1109/TAP.1981.1142597.

162. Rubinstein A. On wire-grid representation of solid metallic surfaces / A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2005. – Vol. 47, no. 1. – P. 192–195. DOI: 10.1109/TEMC.2004.838230.
163. Chaowei Su. Adaptive multiscale moment method (AMMM) for analysis of scattering from perfectly conducting plates / Chaowei Su, T. K. Sarkar // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2000. – Vol. 48, no. 6. – P. 932–939. DOI: 10.1109/8.865226.
164. Nan Wang. Sinusoidal reaction formulation for radiation and scattering from conducting surfaces / Nan Wang, J. Richmond, M. Gilreath // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1975. – Vol. 23, no. 3. – P. 376–382. DOI: 10.1109/TAP.1975.1141080.
165. Richmond J. H. A wire-grid model for scattering by conducting bodies // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1966. – Vol. 14, no. 6. – P. 782–786. DOI: 10.1109/TAP.1966.1138783.
166. Sevgi L. Radar cross section (RCS) measurements / L. Sevgi, Z. Rafiq, I. Majid // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – Dec. 2013. – P. 277–291. – Vol. 55, no. 6. DOI: 10.1109/MAP.2013.6781745.
167. Cross section measurements of scale-model tactical targets by using 0.1 THz compact radar system / X. Y. Nie, Y. L. Zhang, F. D. Xiang, [et al.] // *Chin. Opt. Lett.* – 2017. – Vol. 15. – P. 112201.
168. Experimental results and numerical simulation of the target RCS using Gaussian beam summation method / H. Ghanmi, A. Khenchaf, P. Pouliguen, P. O. Leye // *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*. – 2018. – Vol. 3. – P. 01–06. DOI: 10.25046/aj030301.
169. Hongo K. Diffraction of electromagnetic plane wave by a rectangular plate and a rectangular hole in the conducting plate / K. Hongo, H. Serizawa // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1999. – Vol. 47, no. 6. – P. 1029–1041. DOI: 10.1109/8.777128.
170. Griesser T. Backscatter analysis of dihedral corner reflectors using physical optics and the physical theory of diffraction / T. Griesser, C. Balanis // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1987. – Vol. 35, no. 10. – P. 1137–1147. DOI: 10.1109/TAP.1987.1143987.
171. Knott E. RCS reduction of dihedral corners // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1977. – Vol. 25, no. 3. – P. 406–409. DOI: 10.1109/TAP.1977.1141586.
172. Wang N. N. Reaction formulation for radiation and scattering from plates corner reflectors and dielectric coated cylinders. – Technical Report 2902-15. The Ohio State University. – 1974. – 136 p.
173. Buchberger C. Dielectric corner reflectors for mmWave applications / C. Buchberger, F. Pfeiffer, E. Biebl // *Advances in Radio Science*. – 2019. – Vol. 17. – P. 197–203. DOI: 10.5194/ars-17-197-2019.
174. Radar cross section of trihedral corner reflectors using PO and MEC / A. C. Polycarpou, C. A. Balanis, C. R. Birtcher // *Ann. Télécommun.* – 1995. – Vol. 50. – P. 510–516. DOI: 10.1007/BF02995750.
175. Scattering characteristics of the multi-corner reflector based on SBR method / G. Zan, L. Guo, S. Liu, [et al.] // 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou (China). – 2018. – P. 1–4. DOI: 10.1109/ISAPE.2018.8634124.
176. Polycarpou A. C. Radar cross section evaluation of the square trihedral corner reflector using PO and MEC / A. C. Polycarpou, C. A. Balanis, P. A. Tirkas // *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Ann Arbor, MI, USA*. – 1993. – P. 1428–1431. DOI: 10.1109/APS.1993.385465.
177. The selection of artificial corner reflectors based on RCS analysis / C. Li, J. Yin, J. Zhao, G. Zhang, X. Shan // *Acta Geophysica*. – 2011. – Vol. 60, no. 1. – P. 43–58. DOI: 10.2478/s11600-011-0060-y.

178. Hauke J. Comparison of Values of Pearson's and Spearman's Correlation Coefficients on the Same Sets of Data / J. Hauke, T. Kossowski // *Quaestiones Geographicae*. – 2011. – Vol. 30. – P. 87–93. DOI: 10.2478/v10117-011-0021-1.
179. Comparison of Pearson's and Spearman's correlation coefficients values for selected traits of *Pinus sylvestris* L. / J. Bocianowski, D. Wrońska-Pilarek, A. Krysztofiak-Kaniewska, K. Matusiak, B. Wiatrowska // *Biom. Letters*. – 2024. – Vol. 61. – P. 115–135.
180. Puth, M.-T. Effective use of Spearman's and Kendall's correlation coefficients for association between two measured traits / M. T. Puth, M. Neuhäuser, G. D. Ruxton // *Anim. Behav.* – 2015. – Vol. 102. – P. 77–84.
181. De Winter J. C. F. Comparing the Pearson and Spearman correlation coefficients across distributions and sample sizes: a tutorial using simulations and empirical data / J. C. F. De Winter, S. D. Gosling, J. Potter // *Psychol. Methods*. – 2016. – Vol. 21. – P. 273–290.
182. Sohngir S. Improved sqrt-cosine similarity measurement / S. Sohngir, D. Wang // *J. Big Data*. – 2017. – Vol. 4, no. 25. – P. 1–13.
183. Han J., Kamber M., Pei J. *Data Mining Concepts and Techniques*, 3rd ed. – Elsevier, Amsterdam, The Netherlands, 2012. – 740 p. ISBN: 0123814790.
184. Liberti L., Lavor C. *Euclidean Distance Geometry*. – Springer Cham, Switzerland, 2017. – 133 p. ISBN: 978-3-319-60792-4.
185. Korenius T. On Principal Component Analysis, Cosine and Euclidean Measures in Information Retrieval / T. Korenius, J. Laurikkala, M. Juhola // *Inf. Sci.* – 2007. – Vol. 177. – P. 4893–4905.
186. Данг Т. Ф. Исследование разреженных рассеивателей из проводной сетки / Т.Ф. Данг, Т.Р. Газизов // *Антенны*. – 2025. В печати.
187. Grace M. I. Measurement of radar cross section using the 'VNA Master' Handheld VNA, 11410–00604, Rev. B, Application Note, Atsugi. 2011.
188. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024683883. Программа для анализа антенных и рассеивающих проводных структур с использованием метода моментов и теории характеристических мод / Данг. Т.Ф., А. Алхадж Хасан; заявл. 11.09.2024; зарег. 14.10.2024.
189. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024683885. Программа для отслеживания мод при использовании метода моментов и теории характеристических мод для анализа антенных и рассеивающих проводных структур / Данг. Т.Ф., А. Алхадж Хасан; заявл. 21.09.2024; зарег. 14.10.2024.
190. Dang T. P. Improvement of accuracy and computational cost in analysing wire antennas and scatterers using CMA / T. P. Dang, T. R. Gazizov, M. T. Nguyen // *Радиотехника*. – 2025. – №. 11. – С. 1–14. В печати.
191. Данг Т.Ф. Применение теории характеристических мод и метода моментов к анализу крестообразного проводного рассеивателя // *Доклады ТУСУР*. – 2025. – Т. 28. – №. 1. – С. 14–19.
192. Dang T. P. Complex wire grid antennas: determining the optimal source location using characteristic mode analysis / T. P. Dang, A. F. Alhaj Hasan, T. R. Gazizov // *Scientia Iranica*. DOI: 10.24200/sci.2025.66158.9884. Принято к публикации.
193. Dang T.P. Improved CMA tracking mode algorithm based on eigenvalue, eigenvector, and frequency adjustment // *Russian Physics Journal*. – 2025. – Vol. 68. – P. 773–783. DOI: 10.1007/s11182-025-03493-1.
194. Данг Т. Ф. Анализ рассеивающих структур методом моментов с теорией характеристических мод / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // XIII Всероссийская молодёжная научно-практическая конференция “Нанотехнологии. Информация. Радиотехника”. – 2024. – С. 196–198. <https://elibrary.ru/item.asp?id=68024659&pff=1>
195. Данг Т. Ф. Анализ рассеивающих структур методом моментов с теорией характеристических мод: рассеянное поле прямого проводника / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // *Обмен опытом в области создания сверхширокополосных*

- радиоэлектронных систем: Материалы X Всероссийской научно-технической конференции, Омск, Россия. – 2024. – С. 62–70. <https://elibrary.ru/item.asp?id=67992431>.
196. Данг Т. Ф. Анализ антенн с использованием характеристических мод и проводной сетки / Т. Ф. Данг, А. Ф. Алхадж Хасан // Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления». – 2024. – С. 13–15. <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=80333507>.
197. Dang T. P. Performance comparison of correlation coefficient based trackers for characteristic mode analysis / T. P. Dang, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // 2024 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russian Federation. – 2024. – P. 102–106, DOI: 10.1109/APEDE59883.2024.10715817.
198. Fabrés M. C. Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes. – Diss. Universitat Politècnica de València, 2007. – 208 p.
199. Harrington R. Theory of characteristic modes for conducting bodies / R. Harrington, J. Mautz // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1971. – V. 19, no. 5. – P. 622–628. DOI: 0.1109/TAP.1971.1139999.
200. Nguyen M. T. Sparse wire grid 3D printed patch antenna / M. T. Nguyen, A. A. Hasan, T. R. Gazizov // 2024 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation. – 2024. – P. 1–7. DOI: 10.1109/WECONF61770.2024.10564602.
201. Newman E. Small antenna location synthesis using characteristic modes // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – Vol. 27, no. 4. – P. 530–531. DOI: 10.1109/tap.1979.1142116.
202. MathWorks [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/stats/corr.html/> (дата обращения: 10.01.2025).
203. TUSUR.EMC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://emc.tusur.ru/talgat-software/> (дата обращения: 15.03.2025).
204. Nguyen M. T. Generating sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation / M. T. Nguyen, A. F. A. Hasan, T. R. Gazizov // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2025. DOI: 10.1109/OJAP.2025.3543559.

Приложение А

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУР
В. М. Рулевский

«3» 10 2025 г.



АКТ

использования в НИР результатов диссертационного исследования

Данга Туана Фыонга

Мы, нижеподписавшиеся, руководитель НИР «Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий» по государственному заданию FEWM-2024-0005, д.т.н., профессор Заболоцкий А.М. и ответственный исполнитель НИР, к.т.н., Черникова Е.Б., настоящим актом подтверждаем факт использования при выполнении работ в рамках НИР следующих результатов диссертационного исследования Данга Т.Ф.:

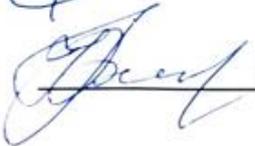
- 1) алгоритм и программа для анализа проводных антенн и рассеивателей на основе теории характеристических мод;
- 2) результаты сравнения эффективности алгоритмов отслеживания мод на основе коэффициента корреляции;
- 3) результаты верификации разработанных алгоритмов.

Эти результаты представлены в научно-технические отчеты за 2024 и 2025 гг. по государственному заданию FEWM-2024-0005. Они позволили перейти к следующему этапу проекта.

Руководитель НИР, д.т.н., профессор


А.М. Заболоцкий

Ответственный исполнитель НИР, к.т.н.


Е.Б. Черникова

УТВЕРЖДАЮ

Проректор ГУСУР
по научной работе и инновациям
С.П. Куксевко
«10» 2025 г.



АКТ

использования в НИР результатов диссертационного исследования

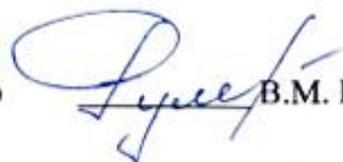
Данга Туана Фыонга

Мы, нижеподписавшиеся, руководитель НИР «Исследование путей создания пространственно-распределенных многоцелевых информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, включающих оптические каналы, их ключевых компонент на основе численных и экспериментальных методов анализа СВЧ и оптических сигналов в процессе их формирования, преобразования и обработки в радиочастотных устройствах, приемных и передающих фотонных интегральных модулях и при распространении в неоднородных средах» по государственному заданию FEWM-2023-0014, д.т.н., профессор Рулевский В.М. и ответственный исполнитель НИР д.т.н., профессор Малютин Н.Д., настоящим актом подтверждаем факт использования при выполнении работ в рамках НИР следующих результатов диссертационного исследования Данга Т.Ф.:

- 1) алгоритм анализа проводного рассеивателя методом моментов со ступенчатыми базисными функциями;
- 2) результаты верификации алгоритма на перекрестье проводов, прямоугольной проводной сетке, двугранном и трехгранном уголкового отражателя из проводной сетки.

Эти результаты представлены в научно-технические отчеты за 2024 и 2025 гг. по государственному заданию FEWM-2023-0014. Они позволили перейти к следующему этапу проекта и внесли свой вклад в его успешное завершение.

Руководитель НИР, д.т.н., профессор

 В.М. Рулевский

Ответственный исполнитель НИР, д.т.н., профессор

 Н.Д. Малютин

УТВЕРЖДАЮ

Директор департамента
по учебной работе ТУСУР

 М.Ю. Ким

« 3 » 10 2025 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационного исследования**Данга Туана Фыонга**

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н., профессор Газизов Т.Р. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе, к.т.н., Самойличенко М.А. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ ТУСУРа следующего результата диссертационной работы Данга Т.Ф.: методическое пособие по практическим занятиям по дисциплинам, связанным с электромагнитной совместимостью «Синтез разреженного рассеивателя из прямоугольной проводной сетки».

Оно используется студентами ТУСУРа, обучающимися по направлению подготовки «Радиотехника», для освоения синтеза разреженных рассеивателей из прямоугольной проводной сетки в системе TUSUR.EMC.

Заведующий каф. ТУ, д.т.н., профессор


 / Т.Р. Газизов
Заместитель заведующего каф. ТУ
по учебной работе, к.т.н.

 / М.А. Самойличенко



Акционерное общество
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва»

ул. Ленина, зд. 52, г. Железногорск,
г.о. ЗАТО Железногорск,
Красноярский край,
Российская Федерация, 662972
ОКПО 10163039; ОГРН 1082452000290
ИНН/КПП 2452034898/785050001

тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39
факс (3919) 72-26-35, 75-61-46
office@iss-reshetnev.ru
http://www.iss-reshetnev.ru

Ректору
ФГБОУ ВО «Томского
государственного университета
систем управления и
радиоэлектроники»
В.М. Рулевскому

пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050
тел: (3822) 51-05-30

31.01.2024 № КГ-5/12

На № _____ от _____

Письмо поддержки

Настоящим письмом АО «РЕШЕТНЁВ» выражает свою поддержку научно-исследовательских работ ТУСУРа по проектированию разреженных проводных антенн с использованием аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС). Эти работы способствуют уменьшению массы антенн, а также вычислительных затрат при их моделировании. Перспективность АОТС определяется и её применимостью не только к антеннам, но и рассеивателям, а также электромагнитным экранам. Результаты этих работ могут быть использованы в АО «РЕШЕТНЁВ» для уменьшения массы бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Заместитель генерального директора
по науке



К.Г. Охоткин

Исполнитель: Моисеева Анна Сергеевна,
тел.: (3919) 76-88-92, e-mail: moiseevaas@iss-reshetnev.ru

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024667263

Программа для анализа рассеивающих проводно-сеточных структур методом моментов

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

Автор(ы): *Данг Туан Фьонг (VN)*

Заявка № 2024665906

Дата поступления **11 июля 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **23 июля 2024 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*



документ подписан электронной подписью
Сертификат 42966a0b5362364baf96183673b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 08.08.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024681564

**Программа для анализа проводных расщепителей
методом моментов с разными базисными функциями**

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

Автор(ы): *Данг Туан Фьонг (VN)*

Заявка № 2024665431

Дата поступления **04 июля 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 сентября 2024 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат 0692e702ae3000e54420e670bca2028
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.09.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024683883

Программа для анализа антенных и рассеивающих проводных структур с использованием метода моментов и теории характеристических мод

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

Авторы: *Данг Туан Фыонг (VN), Алхадж Хасан Аднан Фаезович (RU)*

Заявка № 2024681643

Дата поступления **21 сентября 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **14 октября 2024 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 00928703630000040496705ca0208
Идентификатор: **Зубов Юрия Сергеевич**
Действителен с 2014 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024683884

**Программа для анализа антенных и рассеивающих
структур с диэлектрическими материалами на основе
метода моментов**

Правообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет систем
управления и радиозлектроники» (РУ)*

Авторы: *Данг Туан Фыонг (VN), Алхадж Хасан Аднан
Фаезович (RU)*

Заявка № 2024681635

Дата поступления 21 сентября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 14 октября 2024 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 5692e785a5303558404091706ca2026
Подпись: *Зубов Юрий Сергеевич*
Действителен с: 2024-10-14 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

ДИПЛОМ



За высокие достижения в учебной и научной деятельности
стипендии Президента Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники
в 2024 / 2025 учебном году удостоена

Данил Ступан Фомин

аспирант кафедры телевидения и управления ТУСУРА

Президент ТУСУРА



А.А. Шелупланов

Ноябрь 2024

Конкурс
на назначение
стипендий
президента
ТУСУРА
2024 / 2025

ТУСУР**МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-
ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**

ДИПЛОМ

I СТЕПЕНИ

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

Данг Туан Фыонг

секция 13 «Электромагнитная совместимость»

20 - 22 ноября 2024 г.

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа

**В. М. Рулевский**

г. Томск