

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

Т.Ф. Данг, Т.Р. Газизов

**РАЗРЕЖЕННЫЕ РАССЕЙВАТЕЛИ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН
ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ**

Монография

Томск
Издательство ТУСУРа
2026

УДК 621.371.332.4:621.67
ББК 32.845
Д171

Рецензенты:

Горбачев А.П., д-р техн. наук, проф.
Дунаевский Г.Е., д-р техн. наук, проф.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России
по проекту FEWM-2024-0005 в ТУСУРе*

Данг, Туан Фыонг

Д171 Разреженные рассеиватели электромагнитных волн из проводной сетки : моногр. / Т.Ф. Данг, Т.Р. Газизов. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2026. – 188 с.
ISBN 978-5-908033-23-7

Представлена методика создания разреженных рассеивателей из проводной сетки на основе аппроксимации оптимальной токовой сеткой. Приведен обзор по уголковым отражателям как типичным рассеивателям, способам уменьшения их объема и площади и аппроксимации оптимальной токовой сеткой, применяемой для антенн. Предложены аппроксимации оптимальной токовой сеткой для разреженных рассеивателей при разных случаях падения плоской волны, максимально-токовая аппроксимация оптимальной токовой сеткой и экспериментальные результаты по созданию исходной и разреженных проводных сеток уголкового отражателя.

Для научных и инженерно-технических работников, специализирующихся в области радиосвязи, проектирования рассеивателей, антенн, радиолокации, а также студентов старших курсов и аспирантов радиотехнических факультетов.

УДК 621.396.677.4

ББК 32.845

Научное издание

Данг Туан Фыонг

Газизов Тальгат Рашитович

**РАЗРЕЖЕННЫЕ РАССЕЙВАТЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН
ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ**

Монография

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 10,93.

Подписано в печать 21.04.2026. Тираж 100. Заказ 47.

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

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.

ISBN 978-5-908033-23-7

© Данг Т.Ф., Газизов Т.Р., 2026

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2026

Введение

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 существуют способы, которые, как правило, трудно реализуемы и могут ухудшать рассеяние. В этой связи актуальна разработка новых подходов к снижению массы рассеивателей. 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.

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.

Основная цель монографии познакомить читателя с методикой создания разреженных рассеивателей из ПС на основе АОТС. 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.

1 ОБЗОР СНИЖЕНИЯ ГАБАРИТОВ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ И АППРОКСИМАЦИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

В разделе представлены обоснование выбора аппроксимации рассеивателей проводной сеткой, особенности проектирования и приложения уголковых отражателей, способы уменьшения массы рассеивателей, а также аппроксимация оптимальной токовой сеткой (АОТС) и её модификации для создания разреженных антенн [1, 2]. На основе этого сформулированы цель и задачи работы.

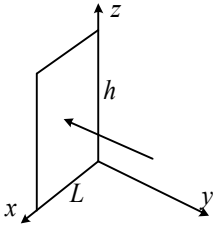
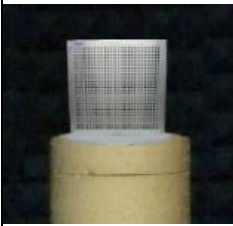
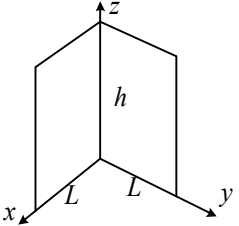

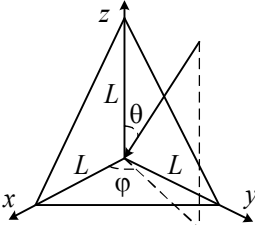

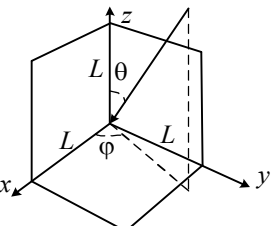

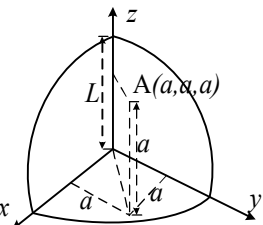

1.1 Конструкции уголковых отражателей

Среди распространенных рассеивателей уголковые 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 1.1.

При анализе трехгранного уголкового отражателя (ТУО) оптическими методами механизм трехкратного отражения от всех граней ТУО был определен как основной фактор, способствующий росту ширины диаграммы моностатической эффективной площади рассеяния (МЭПР). Однако на вершинах треугольного трёхгранного уголкового отражателя (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 прямоугольный трёхгранный уголкового отражатель (ПТУО) не сталкивается с этой проблемой. По этой причине в работах [3, 4] 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.

Таблица 1.1 – Характеристики рассеивающих пластин и УО

Ссылка	Структура	Модель	Максимальная МЭПР	Ширина диаграммы МЭПР в θ -плоскости [5]	Реальная структура
[6]	Плоская пластина		$\frac{4\pi L^2 h^2}{\lambda^2}$	6°	
[7]	Двухгранный УО (ДУО)		$\frac{8\pi L^2 h^2}{\lambda^2}$	6°	
[6]	Треугольный трехгранный УО (ТТУО)		$\frac{4\pi L^4}{3\lambda^2}$	37°	
[8]	Прямоугольный трехгранный УО (ПТУО)		$\frac{12\pi L^4}{\lambda^2}$	28°	
[9, 5]	Круглый трехгранный УО (КрТУО)		$\frac{0,507\pi^3 L^4}{\lambda^2}$	32°	

На рисунке 1.1 представлены реальные конструкции ТТУО с разными вариантами срезов. Видно, что варианты и размеры оставшейся площади раскрыва ТТУО влияют на поле рассеяния. Интересно отметить, что разрезание ТТУО перпендикулярно орто-

гональной оси между гранями (ТТУО 3, ТТУО 4) приведет к большей деформации МЭПР, чем резка кромок и ортогональных линий равномерно (ТТУО 2).

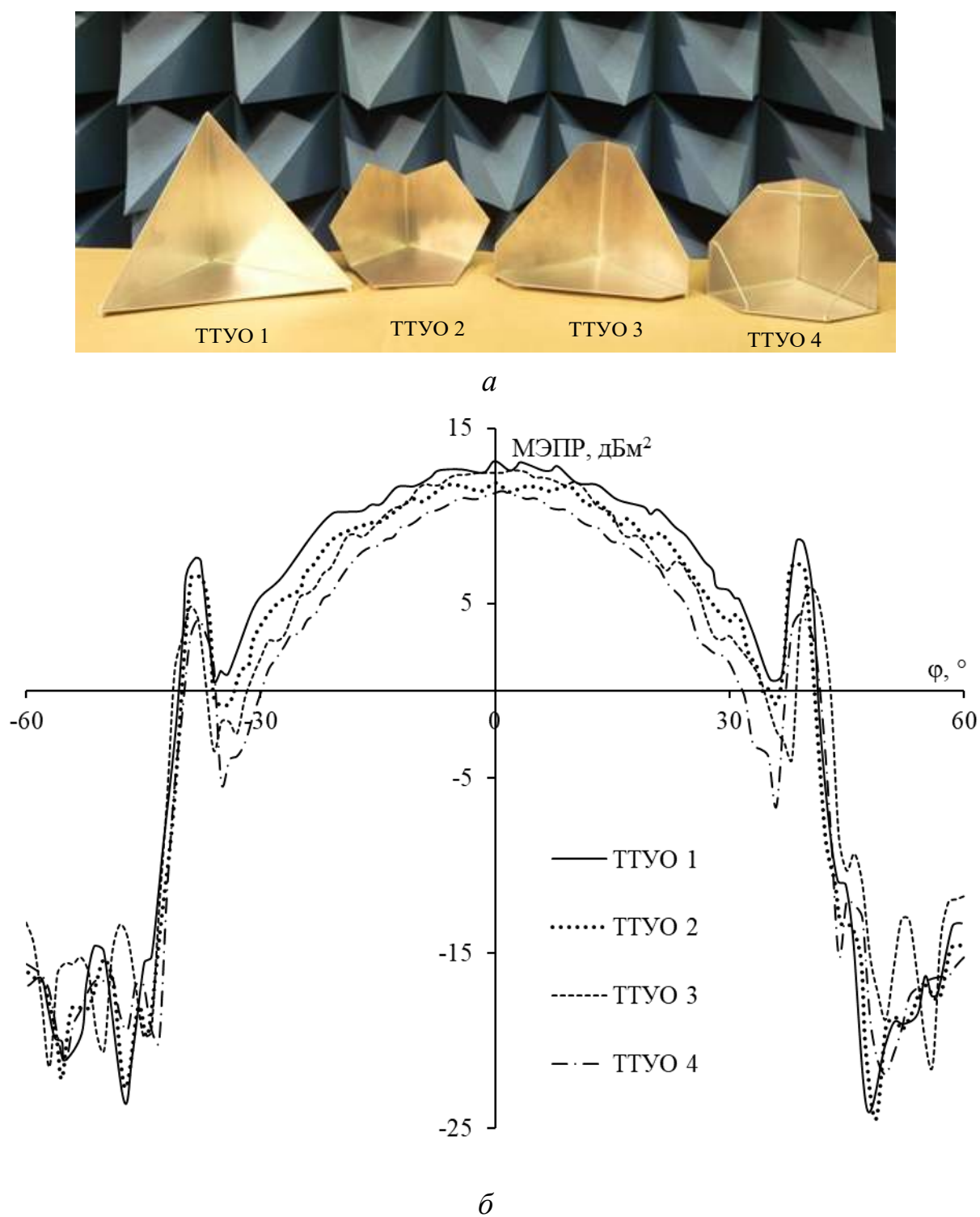


Рисунок 1.1 – Формы урезанных ТТУО с различными размерами краев (а) [3] и их МЭПР (б) [4]

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 [5]. На рисунке 1.2 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 зенитного угла $\theta = 30 - 90^\circ$, и уровень МЭПР увеличен в некоторых точках падающей волны, возбуждающей края отдельных ТУО [5], благодаря росту площади поверхности усовершенствованного УО.

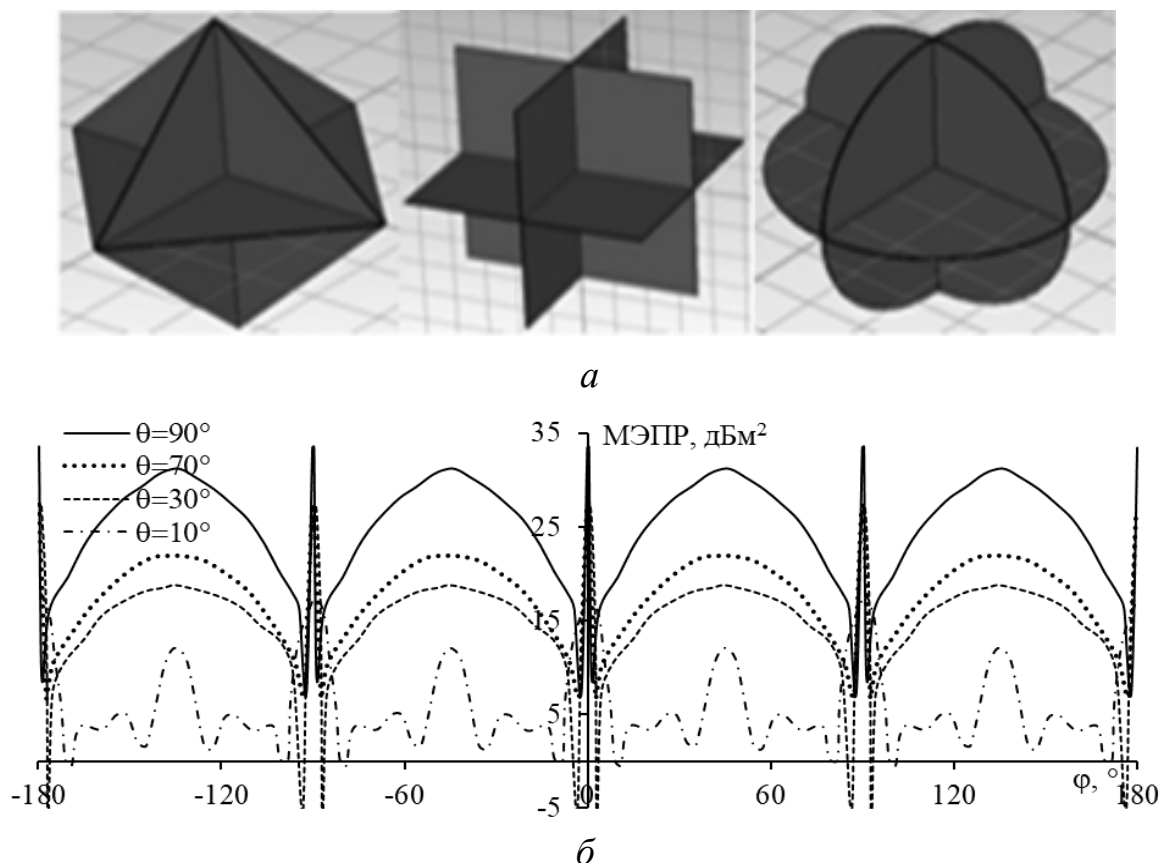


Рисунок 1.2 – Октаэдрические ТУО (а) и МЭПР для треугольных (б), квадратных (в) и круглых (г) октаэдрических ТУО (окончание см. на с. 9)

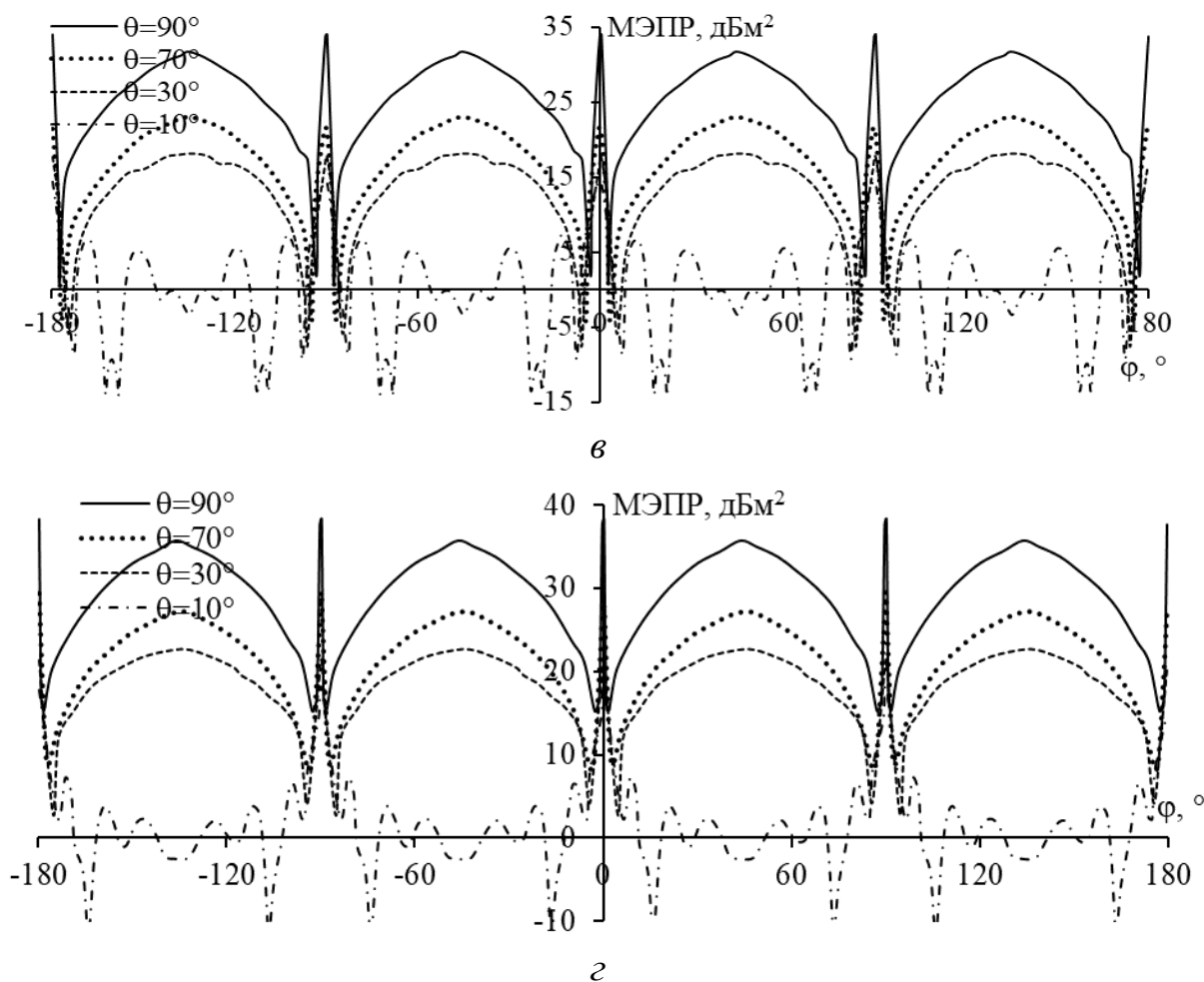


Рисунок 1.2 – Окончание (начало см. на с. 8)


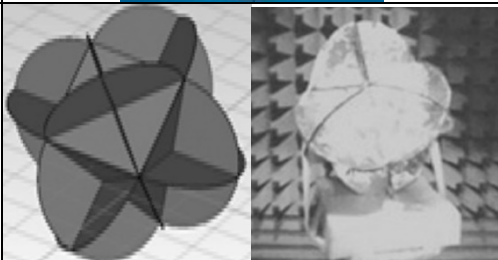
Кроме того, есть много способов рациональной компоновки отдельных структур УО для увеличения покрытия области обратного рассеяния ТУО [5]. Некоторые из них показаны в таблице 1.2.

Для высоких радарных частот, таких как X -диапазон, ТТУО является подходящим выбором благодаря своей жесткой конструкции и компактным размерам [17]. 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 P - и L -диапазонах [18], но практика показала, что его основание будет прогибаться на 12 мм из-за веса конструкции (238 кг) [18]. Другие структуры, такие как ПТУО, лучше ТТУО [6], так как имеют большие поля рассеяния и меньшие размеры на этих частотах [17]. Кроме того, перфорированные конструкции УО

представляют собой практическое решение для снижения массы и уменьшения ветрового сопротивления, особенно при использовании на низких частотах [18].

Таблица 1.2 – Усовершенствованные конструкции на базе УО

Ссылка	Название	Структура	Приложение
[10]	Четырехугольный ТУО		Радар интерферометрической синтезированной апертуры (InSAR – interferometric synthetic aperture radar)
[11, 12]	Октаэдрический ТТУО		Морские приложения, InSAR
[13]	УО с шаровым отражателем Lombo		Целевое моделирование
[10]	Урезанный ТТУО		Калибровка радиолокационного синтезирования апертуры (SAR – synthetic aperture radar)
[14, 15]	Икосаэдрическая ТТУО		Морские приложения, ложная цель
[14, 16]	30-элементная модель УО		Морские и военные приложения

Ссылка	Название	Структура	Приложение
[10]	Октаэдрическая КрТУО		Морские приложения, выявление опасностей на реке и море
[5]	Икосаэдрические УО		Морские приложения

Для определения подходящих размеров ТТУО для различных диапазонов частот сначала вычисляют зависимость максимальной МЭПР от длины ребра ТТУО для каждого диапазона. Рисунок 1.3 показывает это для X -, C -, L -диапазонов. В [19] определено, что для измерения деформаций земной поверхности необходимо предусмотреть УО, обеспечивающие уровни МЭПР до $38\text{--}46\text{ дБм}^2$ для X -диапазонов и $47\text{--}54\text{ дБм}^2$ для C -диапазонов. Исходя из этого, размеры ТТУО, соответствующие МЭПР в этих диапазонах, оцениваются примерно как $1,1\text{--}1,7\text{ м}$ для X - и $2,5\text{--}3,7\text{ м}$ для C -диапазона.

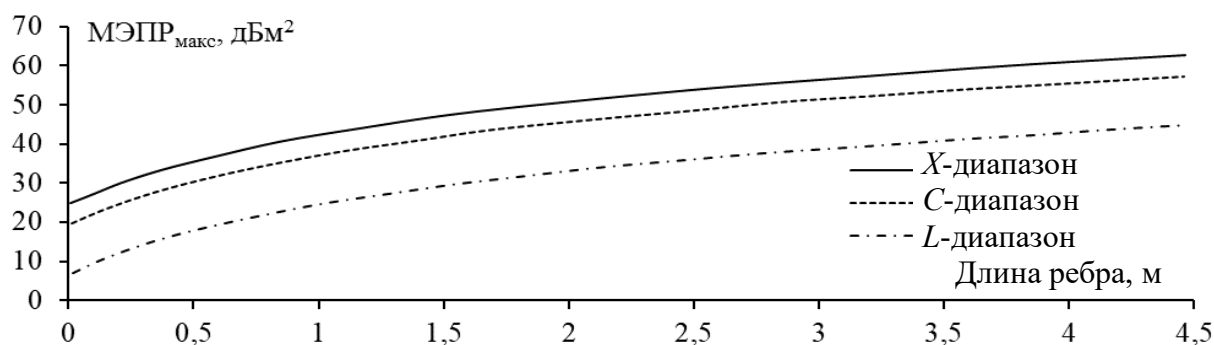


Рисунок 1.3 – Зависимость максимальных уровней МЭПР от длины ребра ТТУО на разных частотных диапазонах

Из рисунка 1.3 видно – эти области размеров не перекрываются, а это 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.

В [17] 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 [18], 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, ТТУО 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 [20], снижая эффективность отражения УО в некоторых условиях.

1.2 Применения уголковых отражателей

Воздушные УО (ВУО) широко используются в ситуациях, когда требуется точное измерение скорости ветра в районах моря (рисунок 1.4,а), 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 [21]. 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 (рисунок 1.4,б,в). Они часто устанавливаются с помощью стационарных креплений на бакен [22, 23].

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 [24]. Используя ТУО, технология InSAR может предоставлять точные измерения до миллиметров [24]. Например, в [25] УО использованы для целей дистанционного зондирования со спутниками, такими как Sentinel-6 MF, Sentinel-3B и CryoSat-2, 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 [26].

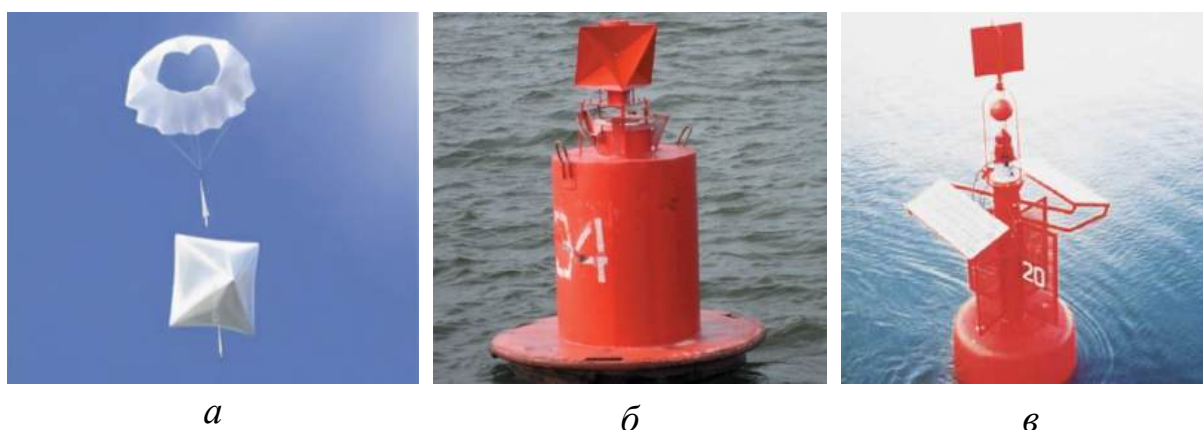


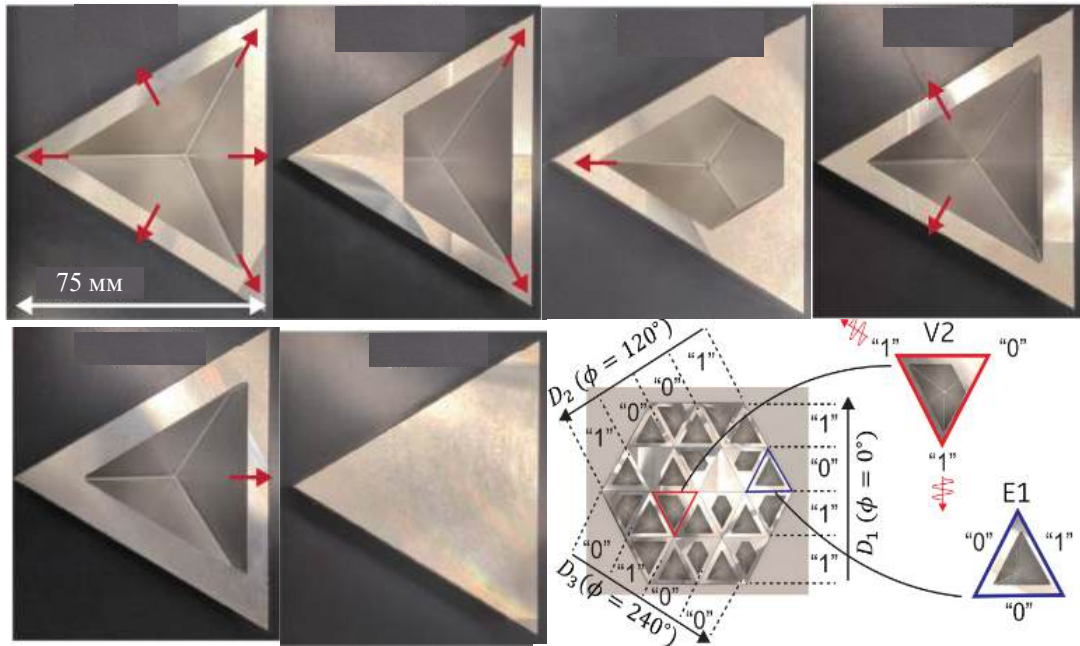
Рисунок 1.4 – ВУО, используемый для измерения скорости ветра [27] (а), и УО, устанавливаемые на бакен [22, 23] (б, в) в морских приложениях

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 [28]. 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 [28] 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.

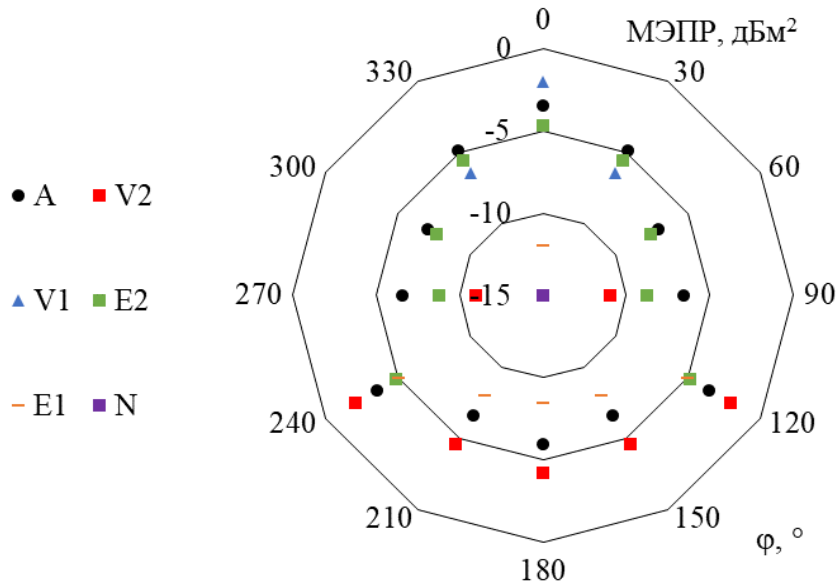
Помимо использования в качестве цели в приложениях дистанционного зондирования, УО также могут быть использованы для калибровки этих устройств. Одним из ярких примеров является использование УО для калибровки поляризационных спутников [29], что помогает устранить искажения в данных SAR с поляризацией C-SAR/02 при помощи метода активной калибровки радара. Кроме того, УО применяются для калибровки альтиметра Poseidon-4 на спутнике Sentinel-6A [30]. Для систем радара обнаружения с частотной модуляцией непрерывной волны в аэропортах [31] 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 [32].

При комбинировании с кодированием информации УО могут быть использованы для самостоятельной навигации автономных транспортных средств [33]. Однако широкая МЭП УО может ограничивать требования по выбору угла при навигации транспортных средств. Для решения этой проблемы в [34] представлен метод устранения отражения в нежелательных направлениях, сохраняя уровни МЭП в нужных направлениях. Предложены технологии

резки апертуры УО, когда необходимо отражать волны в определённом направлении. Конкретно, шесть УО были обрезаны (рисунок 1.5,*а*) и объединены в решетку, которая может генерировать три различных идентификационных кода по трём направлениям ϕ : 0; 120; 240°. Эта решетка затем использовалась для навигации автономных транспортных средств. Принцип её работы объясняется на рисунке 1.5,*б*.



а



б

Рисунок 1.5 – Урезанные УО и их решетка (*а*); МЭПР отдельных урезанных УО (*б*)

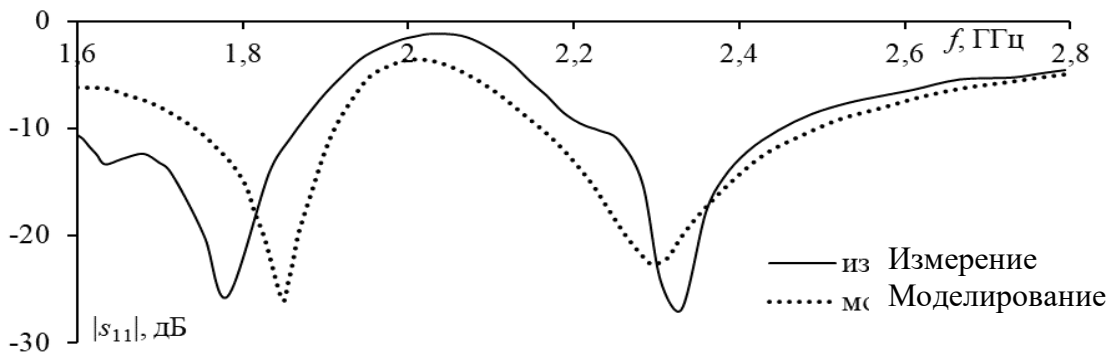
Например, когда возбуждающий сигнал направлен на $\varphi=0^\circ$ (направление снизу вверх), все ТУО в первом ряду будут сильно отражать сигнал обратно в направлении $\varphi = 0^\circ$, все ТУО во втором ряду не будут отражать сигнал обратно. Та же логика применяется к остальным рядам, и полученный код, когда возбуждающий сигнал на $\varphi = 0^\circ$, будет «1011». Автономные транспортные средства далее могут анализировать этот код, чтобы определить необходимое направление движения.

Благодаря эффективному электромагнитному рассеянию использование УО в проектировании и оптимизации современных антенн приносит значительные преимущества: улучшение усиления [35], снижение коэффициента отражения ($|s_{11}|$) и расширение рабочей полосы антенны. Это особенно важно для приложений, требующих высокого усиления, таких как спутниковая связь, радиолокация [36] и др.

Практические применения УО в антеннах весьма разнообразны и эффективны. Например, антенная решетка с 8 прорезями в K -диапазоне, расположенная в двухгранном уголкового отражателе (ДУО), не только улучшает усиление (до 21,6 дБи), но и снижает уровень боковых лепестков (до 14,2 дБ) [37]. УО также применяются в системах радиолокации миллиметровых волн, где помогают одновременно откалибровать расстояние и фазу каналов в решетке ММО [38]. Размещение ДУО 45° за компактной трехмерной антенной со сферической диэлектрической линзой [36] способствует росту усиления на частоте 9 ГГц. Кроме того, предлагаются конструкции антенн с двойным диапазоном, интегрированные с УО [35] (рисунок 1.6,а), 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 1.6,б). Основные характеристики этой антенны включают стабильную диаграмму направленности, компактные размеры, экономичное производство и высокое усиление на обоих рабочих диапазонах.



a



б

Рисунок 1.6 – Двухдиапазонная антенна в сочетании с УО (*a*) и частотная зависимость её коэффициента отражения ($|s_{11}|$) (*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 [39]. В [40] представлена новая конструкция уголковой отражательной антенны (УОА), обладающая возможностью управления лучом и усилением. Она использует диполь в качестве источника и три слоя активной частотно-избирательной поверхности (АЧИП) в виде УО, расположенных на одной стороне диполя (рисунок 1.7). Слои АЧИП могут регулировать характеристики передачи/отражения посредством включения/выключения диодов, что позволяет контролировать направление и усиление луча. Аналогично в [39] предложены две конструкции УОА, способные электронно изменять направление луча с небольшим шагом по углу. Управление *pin*-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.

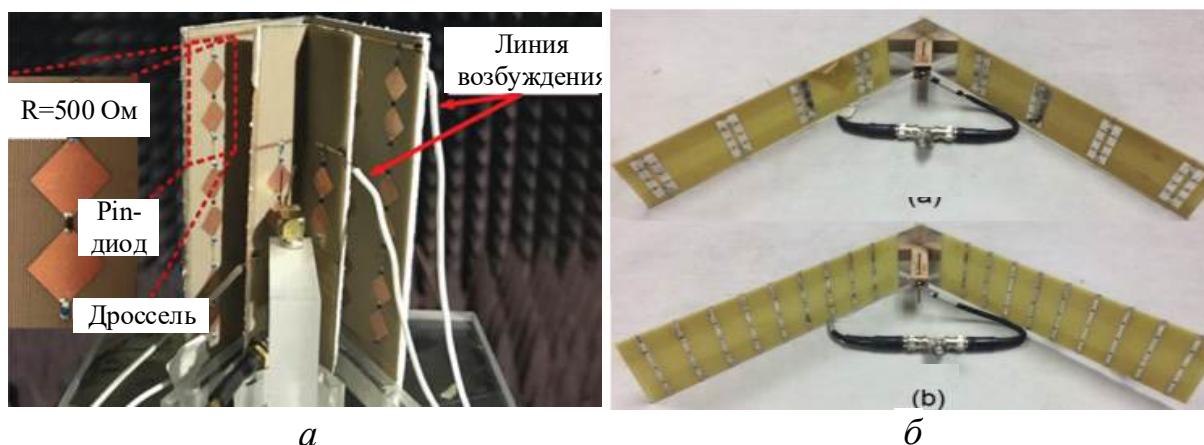


Рисунок 1.7 – УОА с возможностью управления лучом с помощью АЧИП [40] (а) и *pin*-диода [39] (б)

В [41] рост эффективности антенны на 3 и 5,5 ГГц достигнут с использованием УО на основе ЧИП (рисунок 1.8,а). 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 [42] антенна усовершенствована с помощью выпуклой ЧИП (рисунок 1.8,б) 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 1.8,в) применены для получения узконаправленного луча, а также широкого луча с различными уровнями усиления в диапазоне от 8 до 14 дБи [43]. 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 с меньшей шириной луча, что расширяет область её применения.

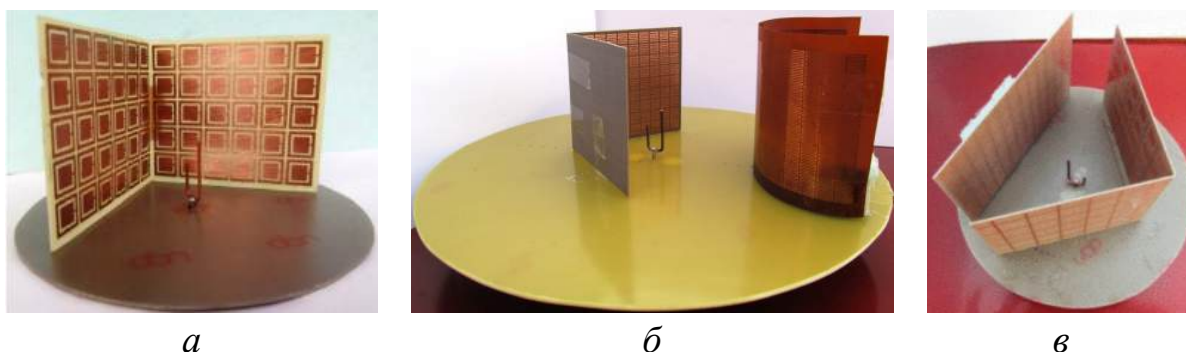


Рисунок 1.8 – Двухдиапазонный УОА (а) с выпуклой изогнутой (б) или плоской (в) ЧИП

Факторы, влияющие на рассеяние УО, рассмотрены в [6] 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 было ориентировано в сторону источника излучения, для оптимизации рассеяние поля, принимаемого приемником.

В [44] подробно анализировались искажения МЭПР из-за отклонений граней УО от ортогонального положения. На рисунке 1.9 показаны МЭПР для крупных УО, таких как КТУО и ТТУО, при изменении углов отклонения. Когда углы отклонения граней ТУО превышают $0,5^\circ$ от ортогональности, МЭПР значительно искажается. Это значит, что МЭПР больших УО чувствительна к небольшим отклонениям углов, в то время как МЭПР меньших УО (размер в длину волны λ) менее подвержены этим отклонениям. Другими словами, с ростом частоты и электрических размеров УО даже малые отклонения будут сильно влиять на МЭПР.

Кривизна пластин (деформация пластин от плоского состояния) также влияет на МЭПР в зависимости от длины волны λ и размера УО. Например, в [6] 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 длины волны λ , но не зависит от размера УО [6].

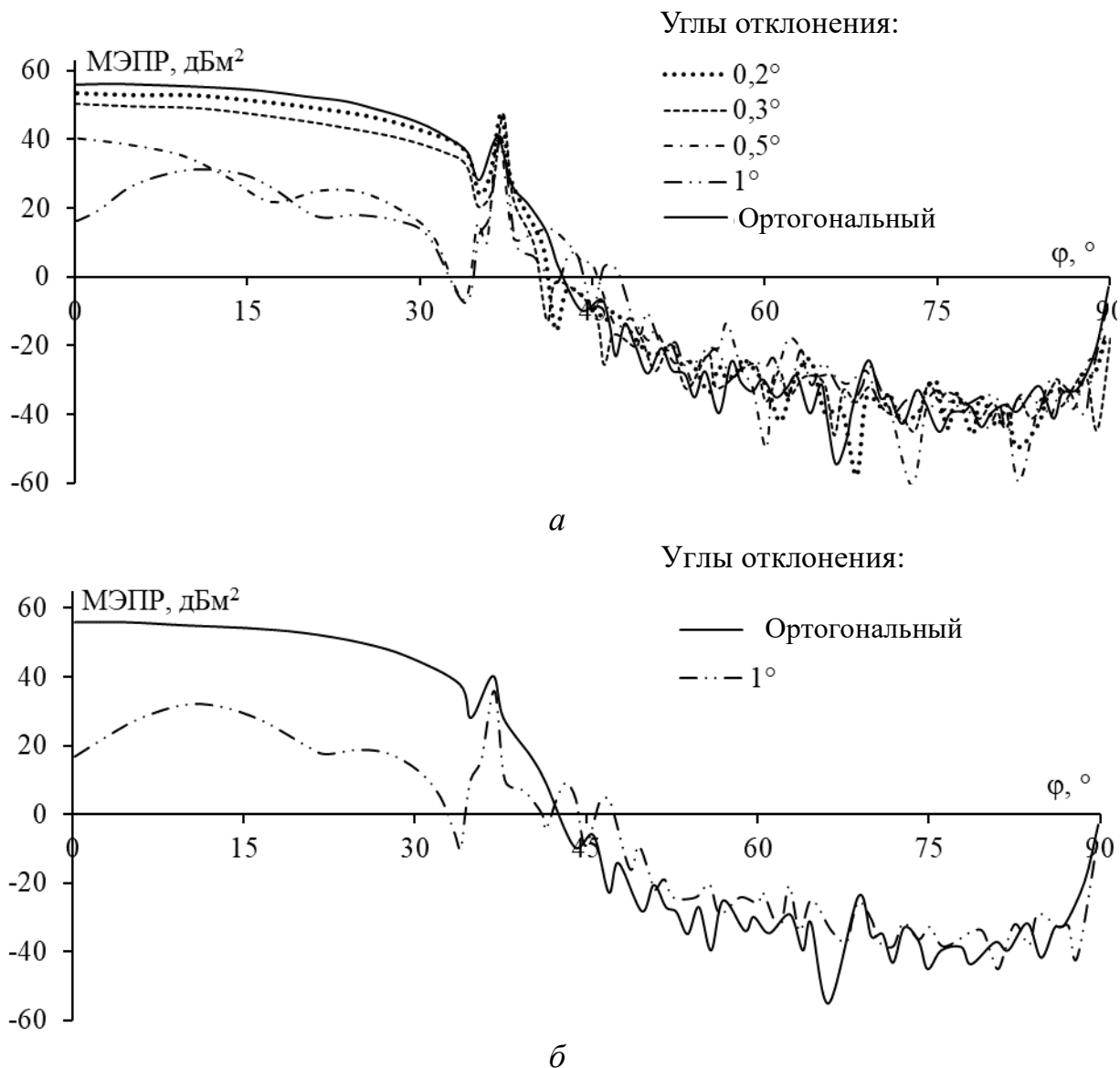


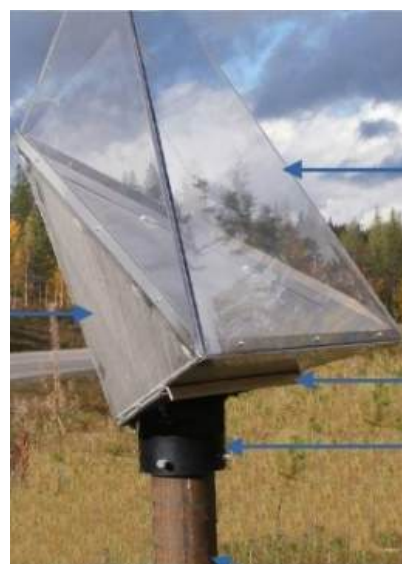
Рисунок 1.9 – МЭПР при изменении углов отклонения граней для КТУО ($L = 4$ м) (а) и ТТУО ($L = 3,5$ м) (б) на 9 ГГц

В [45] 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 [6] 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 Перфорация уголковых отражателей

Одна из проблем, которую необходимо учитывать при использовании УО в системах SAR или других приложениях, заключается в том, что УО часто устанавливаются направленным вверх, подвергая его затоплению в случае сильного дождя [20]. Это может привести к потере МЭПР. Например, в [20] описано, как 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 1.10). 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.



Рассматривалось использование перфорированных структур для стока воды с ТТУО. Даже без них создание нескольких

Рисунок 1.10 – ТУО с пластиковой защитой от осадков [46]

отверстий в пластинах ТТУО, через которые может уходить вода, также является разумным выбором [20]. 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 [6]. 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% [6]. Также была исследована сплошная структура аналогичного размера, покрытая порошковой краской для повышения долговечности УО при эксплуатации в экстремальных климатических условиях [6]. Зависимости МЭПР этих конструкций от угла падения волны φ показаны на рисунке 1.11. Видно, что различия в МЭПР между структурами незначительны в обоих частотных диапазонах при φ от минус 40 до 40°.

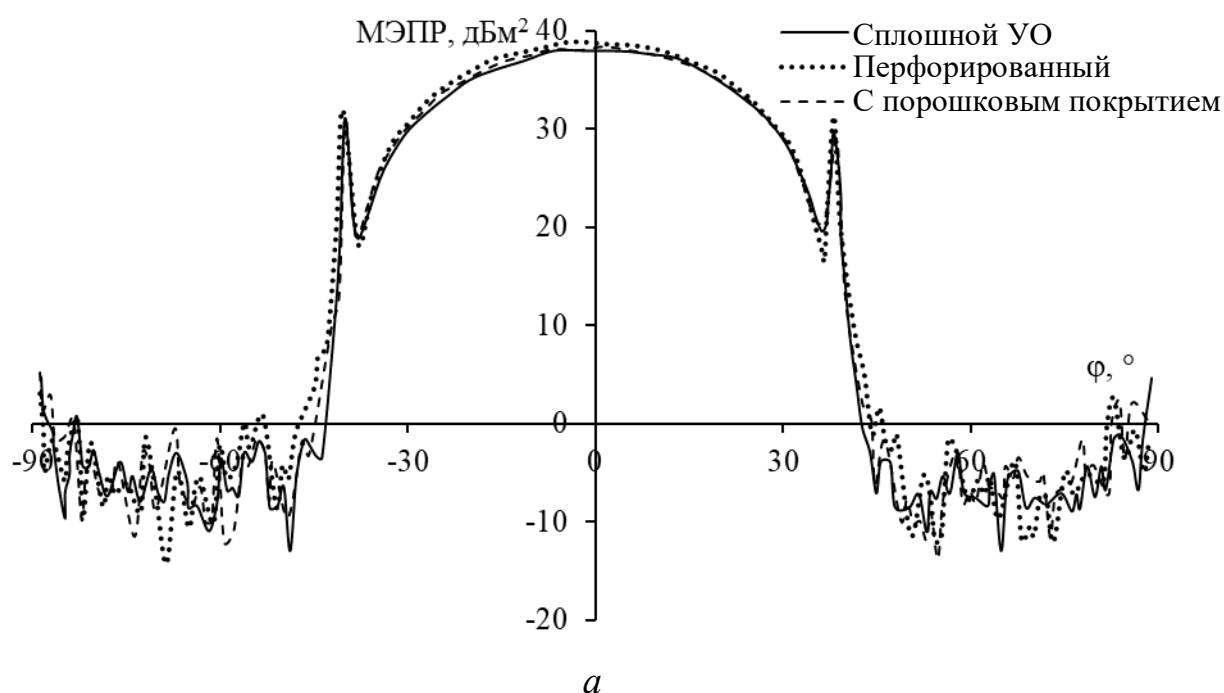


Рисунок 1.11 – МЭПР для ТТУО в диапазонах Х ($f = 9,65$ ГГц) (*a*) и С ($f = 5,4$ ГГц) (*б*) [6]
 (продолжение см. на с. 23)

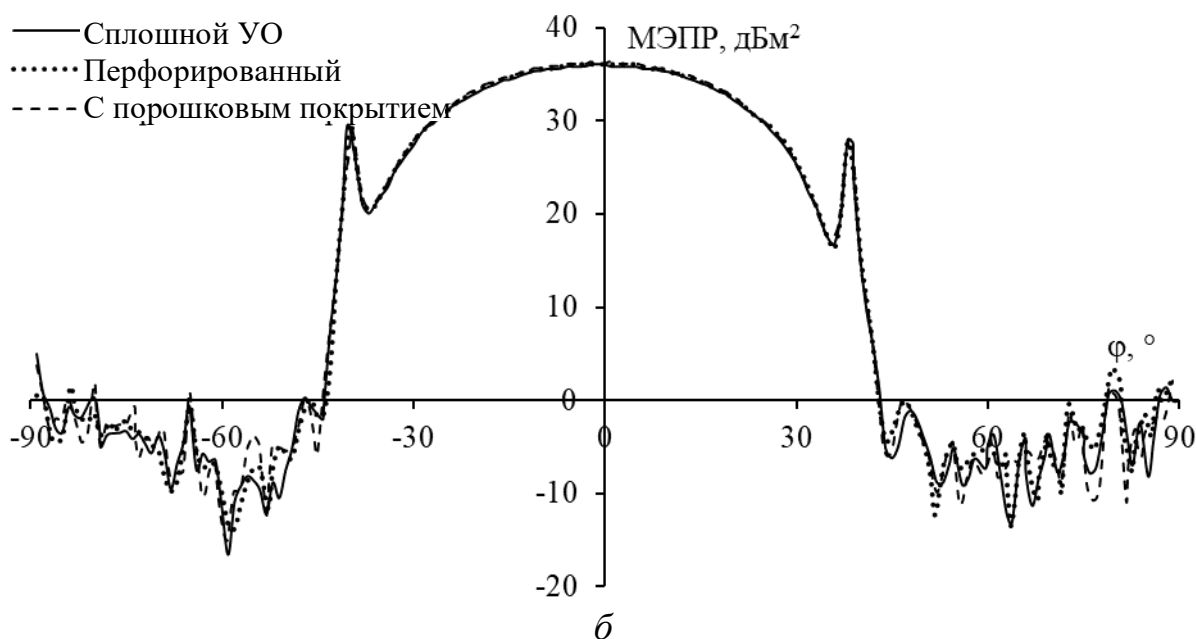


Рисунок 1.11 – Окончание (начало см. на с. 22)

В [17] подтверждено, что чем меньше расстояние между отверстиями, тем сильнее снижается МЭПР. Однако уменьшение расстояния между отверстиями вместе с тем 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 1.12) [6]. В настоящее время не существует исследований, которые полностью решают эту проблему. Между тем теоретически можно использовать металлические уголки (*L*-образные элементы), чтобы усилить жесткость пластин, что поможет им поддерживать прямолинейность и стабильность с ростом размеров УО.

Согласно [28] с ростом размеров УО сопротивление ветру становится сильнее и требуется более надежное закрепление 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 развертывании УО в регионах с умеренным климатом зимой, заключается

в возможности покрытия их снегом, тем самым значительно ухудшая характеристики УО. Снег, оседающий на поверхности УО, может полностью изменить их характеристики и снизить эффективность рассеяния. Это особенно важно в сложных местах, таких как гора или ледники, где профилактическое и техническое обслуживание крайне затруднены, а иногда вообще невозможны [47]. Рисунок 1.13 иллюстрирует несколько конструкций УО, покрытых снегом, что подчеркивает влияние этой проблемы на работу УО в реальных погодных условиях.



Рисунок 1.12 – Перфорированная поверхность (а) и деформация перфорированной поверхности ТТУО с $L=1,5$ м [6] (б)



Рисунок 1.13 – ДУО (а) и ТТУО (б), засыпанные снегом зимой [48]

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 [47]. Это особенно плохо для УО с большой поверхностью. Толстый слой снега, покрывающий УО, не только снижает МЭПР, но также может деформировать конструкцию [47]. 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.

1.4 Способы уменьшения объема и площади уголковых отражателей

Как уже упоминалось, УО в низкочастотном диапазоне часто имеют большие размеры, а поскольку они обычно изготавливаются из металла, их масса также очень велика (рисунок 1.14). Установка, развертывание и техническое обслуживание УО в реальных условиях обычно длительны и трудны. Например, для сборки и развертывания УО, как показано на рисунке 1.14,а, необходимо, чтобы 9 человек работали непрерывно в течение 4 ч [18]. Кроме того, ВУО должны быть легкими, чтобы подниматься на большую высоту и иметь длительный полет, поэтому требуется снижение массы, размеров и проектирование легко развертывающихся конструкций УО.

Чтобы уменьшить размеры большого ТТУО в приложениях SAR, в [49] рассматривался вариант замены его массивом из 4 малых урезанных ТТУО (рисунок 1.15). 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 [49].



a
114 кг (4,8 м)



б
~23 кг (2,4 м)



в
~55 кг (1,5 м)



г
~97 кг (2 м)



д
~152 кг (2,5 м)

Рисунок 1.14 – Массы и размеры ТТУО из [18] (*a, б*);
из [6] (*в,г,д*)



a



б



в

Рисунок 1.15 – Урезанные УО (*a*) 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 1.14,*a* всё ещё весит 114 кг. Некоторые исследования были проведены с целью изучения возможностей именно уменьшения массы и площади УО [5, 50].

1.4.1 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 [5]. 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 [5] вес, способность плавать на поверхности моря, устойчивость к воздействию ветра и волн, а также способность к легкому разворачиванию в любых условиях.

Из приведённого следует, что при проектировании УО целесообразно 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 [5] рассматривалось использование слоя углеродного волокна (СУВ) с низкой стоимостью. СУВ является обычным материалом с ограниченной проводимостью $6,2 \times 10^3$ и малым весом. Плотность СУВ составляет примерно $1,75\text{--}2$ г/см³, что меньше, чем у алюминия ($2,7$ г/см³), и тем самым позволяет уменьшить массу структуры примерно в $1,35\text{--}1,54$ раза по сравнению с конструкцией того же размера из алюминия. Результаты измерений нормированной МЭПР пластины из алюминия и СУВ-ткани (32×32 см) на частоте 9 ГГц показаны на рисунке 1.16. Видно, что формы МЭПР пластины из алюминия и СУВ-ткани достаточно схожи, но уровень МЭПР для алюминия чуть больше. Кроме того, в [5] также отмечается, что уровни МЭПР для алюминия и серебряной ткани аналогичны.

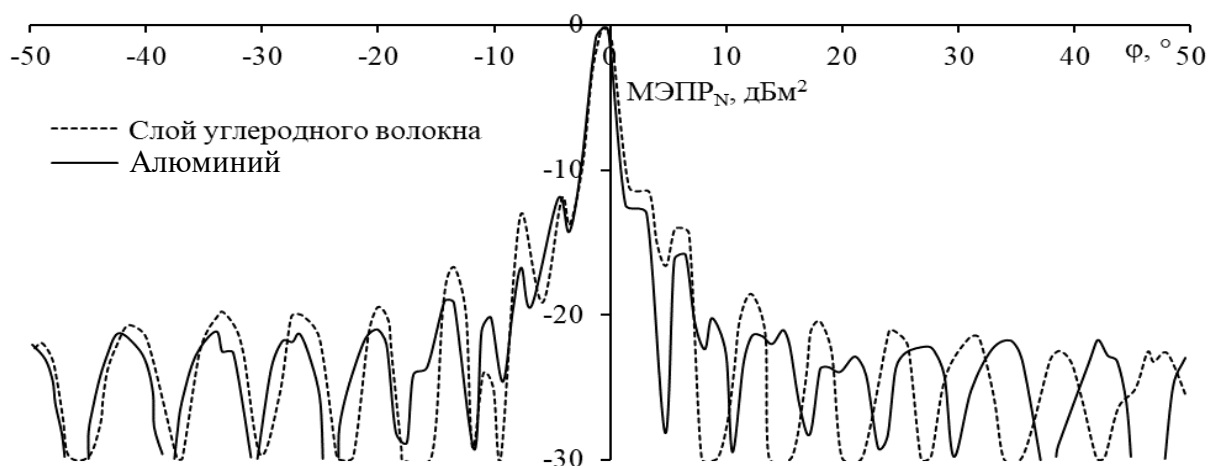
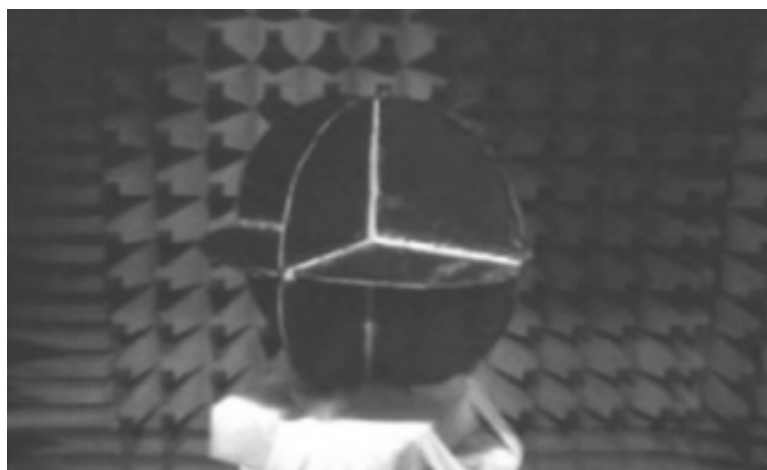


Рисунок 1.16 – Нормированная МЭПР для рассеивающей пластины из алюминия и СУВ

Ручная модель октаэдрического квадратного трёхгранного УО (КТУО) диаметром 40 см из СУВ и МЭПР на 9 ГГц КТОУ из различных материалов представлены на рисунке 1.17. Фактические результаты показывают, что МЭПР УО из СУВ значительно снижены в диапазоне $0-90^\circ$, в то время как при $90-180^\circ$ хорошо совпадают с результатами моделирования. Полученное отклонение можно объяснить несовершенствами структуры, возникшими в процессе производства. Этот метод также может быть расширен для применения на других частотных диапазонах.



a

Рисунок 1.17 – Октаэдрический КТУО из СУВ (*a*) и МЭПР октаэдрических КТУО с использованием различных материалов (*б*) (окончание см. на с. 29)

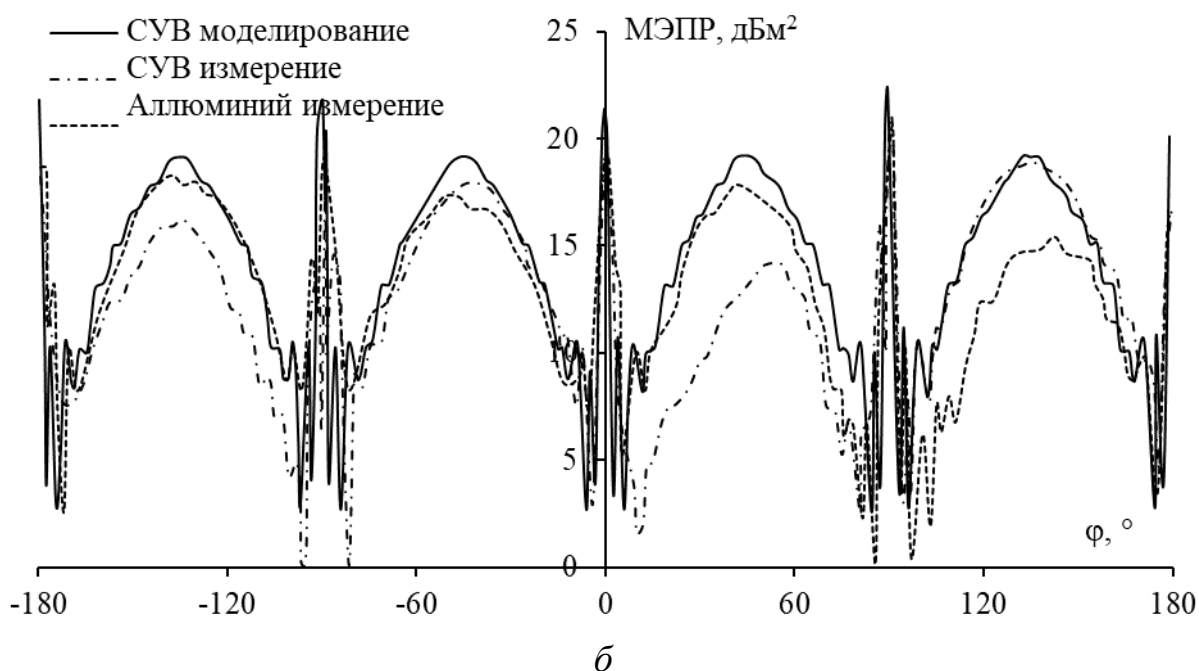


Рисунок 1.17 – Окончание (начало см. на с. 28)

Однако этот метод 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.

1.4.2 Вырезание и сверление отверстий

Перспективно уменьшение массы УО вырезанием и сверлением отверстий [50]. 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 ближе к исходной. Например, в [50] ПТУО размером

0,3 м на $f = 10$ ГГц ($\lambda = 0,03$ 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 1.18).

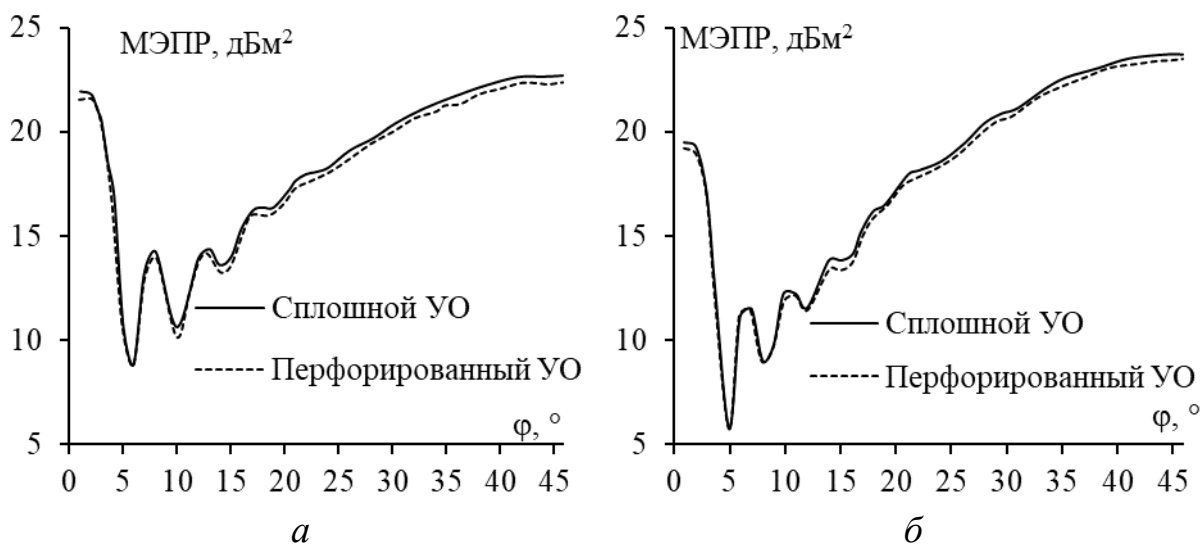


Рисунок 1.18 – МЭПР УО в плоскостях $\theta = 45^\circ$ (а), 60° (б)
(диаметр отверстия 4,5 мм)

Вырезание для снижения массы УО испытано на ДУО размером 0,3 м [50]. 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 1.19,а). 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 1.19,б). Это доказывает, что вырезание канавок существенно влияет на МЭПР структуры, поэтому необходимо осторожно подходить к использованию этого метода [50]. 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 1.19,а). Это снижает

гибкость метода и ограничивает возможность использования структуры в различных ситуациях.

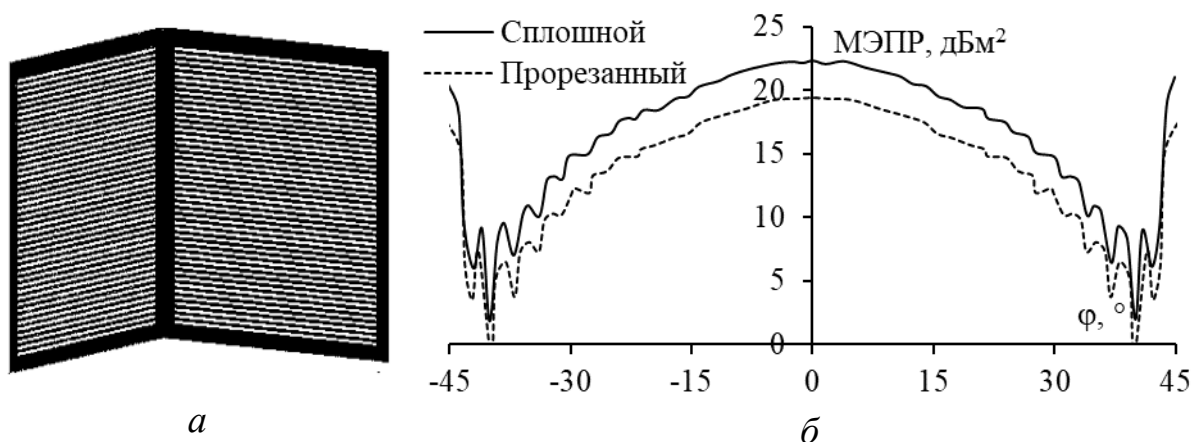


Рисунок 1.19 – ДУО с прорезями (а) и МЭПР для него и сплошного ДУО (б)

1.4.3 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Для снижения массы антенны, площади и вычислительных затрат в [51] впервые предложено использовать АОТС для разреживания структуры антенны из проводной сетки (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 допуски удаления элементов сетки (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 [52] приведены новые рекомендации по аппроксимации

твердой поверхности структур с помощью ПС, которые можно использовать в качестве исходных 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 [53] рассмотрен метод оптимизации на основе АОТС для создания разреженных структур из ПС, отвечающих заданным критериям.

Вместе с тем разреженная ПС после АОТС трудна для изготовления, поскольку в ней имеются провода, не соединенные со структурой (свободные). Для преодоления этого в [51] предложена «соединяющая» АОТС (САОТС), основная идея которой заключается в восстановлении проводов, соединяющих свободные. Подробности АОТС и САОТС представлены в [51]. 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 [54], 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 [55] 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 [56] 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.


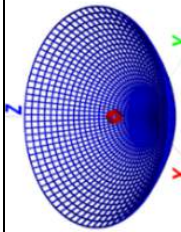

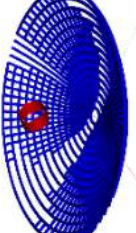
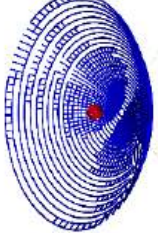

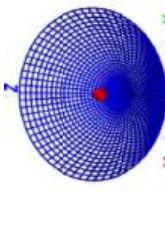
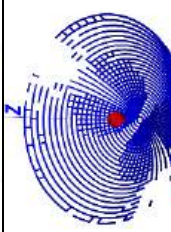
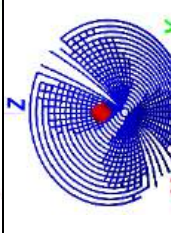
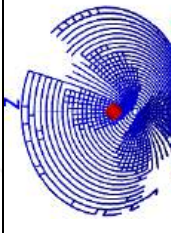

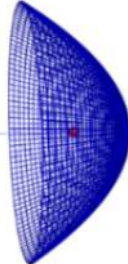
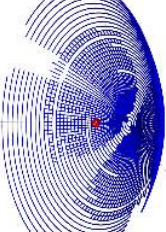
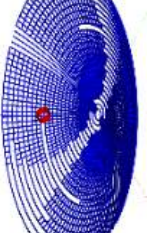
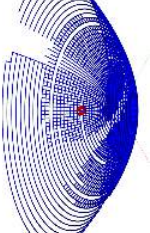
Разреженная структура после САОТС имеет характеристики, близкие к исходным, но восстанавливает большое число радиальных проводов структуры, неоптимально снижая массу и затраты на

моделирование. Поэтому в [57] 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 [58] приведены 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 предыдущими результатами и показали, что эти алгоритмы обладают более высокой точностью, эффективностью, гибкостью и могут эксплуатироваться в различных типах к различным типам конструкций из ПС.

АОТС, УАОТС и СБАОТС с модернизированными алгоритмами показали эффективность при создании разреженных антенн для разных частотных диапазонов. Прототипы, исходные и разреженные структуры из ПС после применения различных подходов представлены в таблице 1.3. Улучшения в массе и площади антенны, памяти и временных затратах при последующем моделировании разреженных структур, которые были получены после применения различных подходов к разным типам антенн, представлены в таблице 1.4. Кроме того, в таблице 1.4 также приведены максимальные отличия в характеристиках этих разреженных антенн, по сравнению с исходной, в рабочем диапазоне частот.

Таблица 1.3 – Прототип, исходная ПС и разреженные после применения различных подходов к разным типам антенн

Антенна	f , ГГц	ДУЭС, %	Прототип	Исходная ПС	Разреженная после АОТС	Разреженная после УАОТС	Разреженная после СБА-ОТС
Рефлектор	3,4–3,7	30					
	5,1–5,9	10					
	10–12	20					


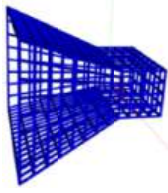


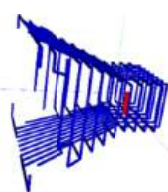

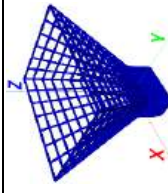
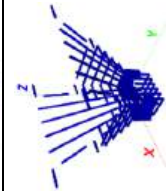
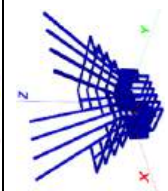
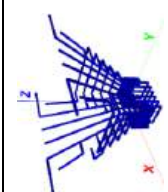
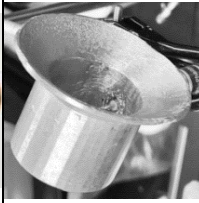

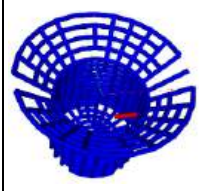
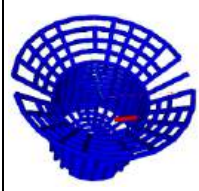
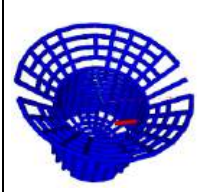
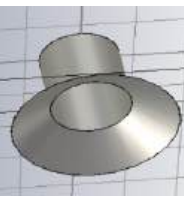
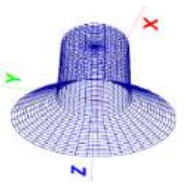
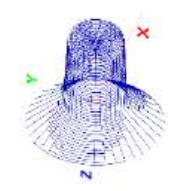
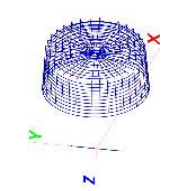
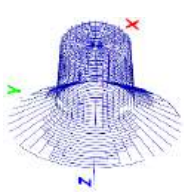

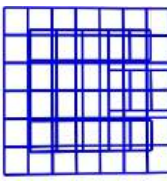
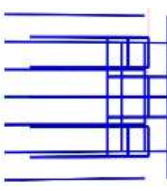
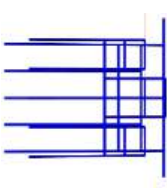
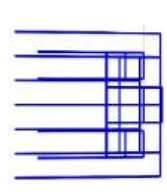
Антенна	f , ГГц	ДУЭС, %	Прототип	Исходная ПС	Разреженная после АОТС	Разреженная после УАОТС	Разреженная после СБАОТС
Рупор	0,7–1,3	75					
	18–38	80					
Конический рупор	5,3–6,3	20					
	8	9					
ПлГЧ	2–3	30					

Таблица 1.4 – 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	КУ ^{макс} , 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
			АОТС	2,36	5,56	13,11	2,22	0,51	3,24	6,51
18–38	80	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	

Антенна	f , ГГц	ДУЭС, %	Подход	Уменьшение, раз			Максимальное отклонение характеристик			
				Масса и поверхность	мг	Время	КУ ^{макс} , дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
Конический рупор	5,3–6,3	20	АОТС	1,19	1,42	1,69	1,67	0,53	2,32	22,98
			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
Пагч	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 1.3, 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 1.4 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 максимально-токовая АОТС (МТАОТС) для восстановления соединений свободных проводников со структурой. После АОТС и определения свободных проводов в разреженной ПС 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.

1.5 Основные выводы к разделу

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. Между тем 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 позволит сблизить характеристики разреженных и исходных структур из ПС.

Таким образом, целесообразно разработать методику создания разреженных рассеивателей из ПС на основе АОТС. Для её достижения надо применить АОТС и её модификации к различным рассеивателям и экспериментально проверить эту методику.

2 РАЗРАБОТКА РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

В данном разделе 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 методу моментов (МоМ) со ступенчатой базисной функцией (СБФ). Описана методика создания разреженных структур на основе АОТС при известном и неизвестном направлении 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, 59], а результаты применения и верификации этой методики – в работах [2, 59–71]. Разработанные программы приведены в работах [72–74].

2.1 Аппроксимация поверхности рассеивателей и верификация

2.1.1 Верификация анализа проводного рассеивателя методом моментов со ступенчатыми базисными функциями

Рассмотрен рассеивающий провод 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 длины падающей волны λ . 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 числа сегментов 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.

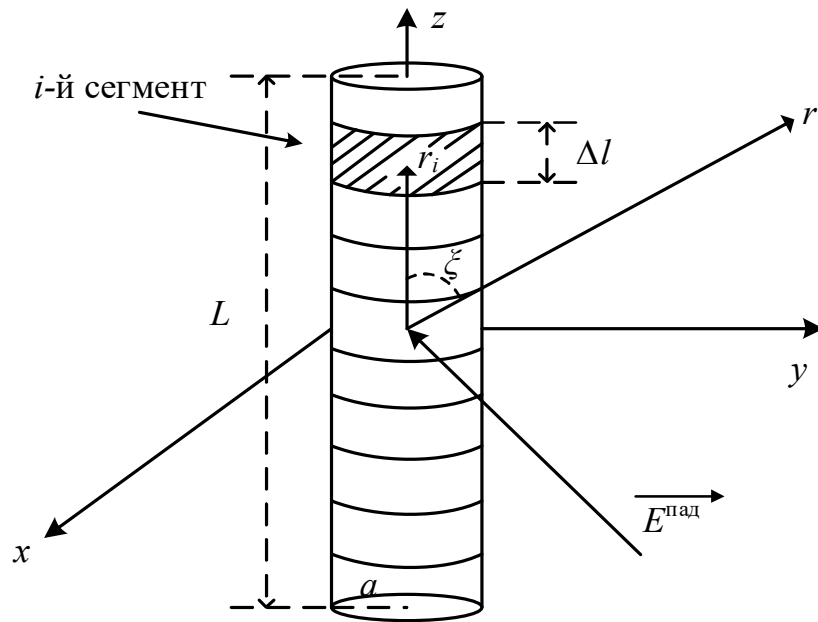


Рисунок 2.1 – Структура прямого провода

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

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

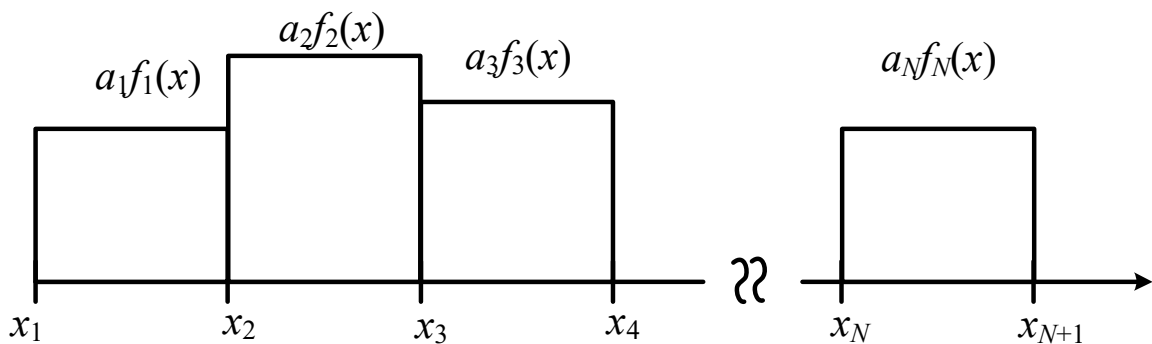


Рисунок 2.2 – Ступенчатые базисные функции

При анализе задачи рассеяния провод возбуждается внешним падающим электрическим полем $E^{\text{пад}}(i)$, где $i=1, \dots, N$ – индекс сегмента. Согласно [75] вектор возбуждающего напряжения \mathbf{v} может быть вычислен как

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E^{\text{пад}}(1)\Delta\mathbf{l}_1 \\ E^{\text{пад}}(2)\Delta\mathbf{l}_2 \\ \dots \\ E^{\text{пад}}(N)\Delta\mathbf{l}_N \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

При использовании МоМ со СБФ значение $\Delta\mathbf{l}_i$ в (2.2) будет равно длине i -го сегмента. Тогда плоская волна с единичной амплитудой будет иметь вид [75]

$$E^{\text{пад}} = \mathbf{u}^{\text{пад}} e^{-j\mathbf{k}\mathbf{r}_i}, \quad (2.3)$$

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

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

$$E^{\text{пад}}(i) = \left(\mathbf{n}_{\text{сег}}^{\theta} E_{\theta}^{\text{пад}} + \mathbf{n}_{\text{сег}}^{\varphi} E_{\varphi}^{\text{пад}} \right) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{r}_i}, \quad (2.4)$$

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 :

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

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

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

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 $\mathbf{n}_{\text{сег}}^{\theta}$ и $\mathbf{n}_{\text{сег}}^{\varphi}$ при $\theta^{\text{пад}}$ и $\varphi^{\text{пад}}$ в сферической системе координат можно записать как

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

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

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

$$\begin{aligned} \mathbf{n}_{\text{сег}X} &= \Delta \mathbf{l}_X / \Delta \mathbf{l}, \\ \mathbf{n}_{\text{сег}Y} &= \Delta \mathbf{l}_Y / \Delta \mathbf{l}, \\ \mathbf{n}_{\text{сег}Z} &= \Delta \mathbf{l}_Z / \Delta \mathbf{l}, \end{aligned} \quad (2.10)$$

где $\Delta \mathbf{l}_X$, $\Delta \mathbf{l}_Y$, $\Delta \mathbf{l}_Z$ являются векторными проекциями вектора $\Delta \mathbf{l}$ (направление от начальной до конечной точек сегмента) на оси декартовой системы координат.

Фазу падающей волны возбуждения можно представить как

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

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

Согласно [75] 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 [75]):

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

где Δl_n длина n -го отрезка; R_{mn} – расстояние между двумя точками на рассматриваемых сегментах (рисунок 2.3):

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

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

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

Значение ρ получается как

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

Нижний предел значения ρ ограничен значением a . Следовательно, в случае $\rho < a$, то ρ присваивается значение 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.

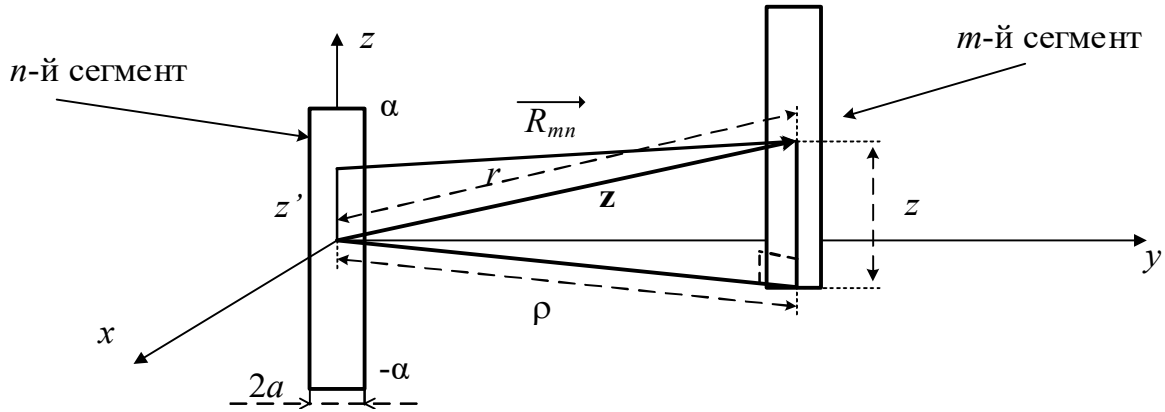


Рисунок 2.3 – Геометрическая схема для вычисления ψ_{mn}

Тогда элемент матрицы импеданса можно определять как

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

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 по формуле

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

где $\Delta \mathbf{l}_{n,m}^{(x,y,z)}$ – проекции векторов $\Delta \mathbf{l}_n$ и $\Delta \mathbf{l}_m$ (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:

$$E^{\text{рас}} = \frac{\mu\omega e^{-j\mathbf{kr}}}{j4\pi\mathbf{r}} \sum_0^N \mathbf{i}_i \Delta \mathbf{l}_i e^{j\mathbf{kr}_i \cos(\xi_i)}. \quad (2.20)$$

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

$$\gamma_i = \mathbf{kr}_i \cos(\xi_i) + \varphi_i, \quad (2.21)$$

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

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

Затем можно вычислить амплитудную часть:

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

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

Тогда компонент поля на дальней зоне действия вдоль оси декартовой системы координат из формулы (2.20) может быть записан как

$$E^{\text{рас}}_{(x,y,z)} = \frac{\mu\omega e^{-j\mathbf{kr}}}{j4\pi\mathbf{r}} \sum_0^N A_{i(x,y,z)} e^{j\gamma_i}. \quad (2.24)$$

Компоненты поля в сферической системе координат могут быть получены как

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

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

а полное поле в дальней зоне:

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

Бистатистическая эффективная площадь рассеяния (ЭПР) σ может быть рассчитана по формуле

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

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 количества 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 компонентов $E_{\theta}^{\text{пад}}$ 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 последовательно по формулам (2.10), (2.8), (2.9), (2.11), а затем (2.4).

7. Заполнение вектора воздействующего напряжения \mathbf{v} , как в выражении (2.22), с помощью полученных результатов пунктов 4 и 6.

Вычисление матрицы импеданса

8. Задание значений параметров среды μ и ϵ .

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

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

11. Вычисление ρ по формуле (2.15) с помощью полученных результатов пунктов 9 и 10.

12. Вычисление значения α как половины длины каждого сегмента.

13. Вычисление скалярных функций ψ^{++} , ψ^{+-} , ψ^{-+} , ψ^{--} , ψ для каждых двух сегментов, как в [75], по полученным результатам из пп. 9–12.

14. Вычисление скалярного произведения векторов $\Delta \mathbf{I}_n$ и $\Delta \mathbf{I}_m$ для каждых двух n и m сегментов с помощью формулы (2.18).

15. Вычисление элементов матриц импеданса \mathbf{Z} по формуле ((2.17) с применением результатов 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 по формуле (2.22), а затем (2.21), и амплитудной части $A_{i(x,y,z)}$ по (2.23).

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

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

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

22. Вычисление η и бистатических компонентов ЭПР в декартовой системе координат с помощью формулы (2.28).

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

Сравнены результаты МоМ со СБФ с полученными в [76] при использовании МоМ с треугольной базисной функцией (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 [76], представлены на рисунках 2.4, 2.5.

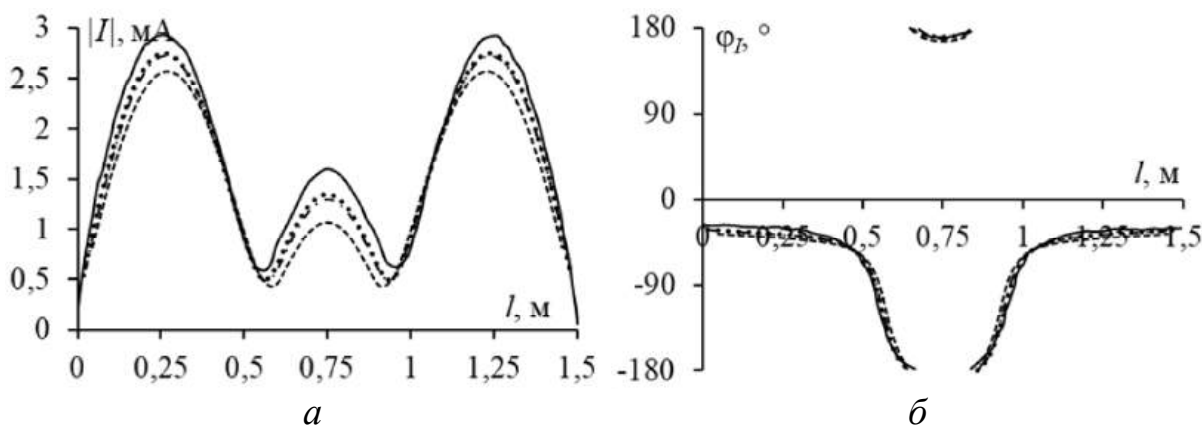


Рисунок 2.4 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от координат вдоль провода длиной $L = 1,5\lambda$ и угла $\theta^{\text{пад}} = 90^\circ$: [76] (—), МоМ с 32 (---), 64 (-.-) и 90 (...) сегментами СБФ

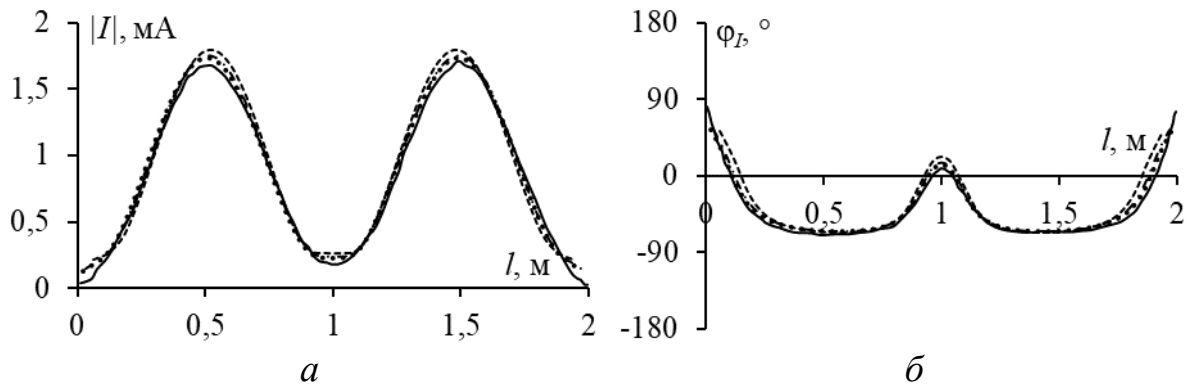


Рисунок 2.5 – Зависимости $|I|$ (а) и φ_I (б) от координат вдоль провода длиной $L = 2\lambda$ и угле $\theta^{\text{пад}} = 90^\circ$:

[76] (—), МоМ с 32 (---), 64 (-.-) и 90 (...) сегментами СБФ

Анализируя полученные результаты (см. рисунки 2.4, 2.5), можно заметить, что при использовании МоМ со СБФ максимальное отклонение модуля тока $|I|$ от данных в [76] составляет около 6,9%. Максимальное отклонение фазы тока φ_I в сегментах, соответствующих рассматриваемым $|I_{\text{макс}}|$, около 3%.

На рисунках 2.6, 2.7 показаны расчетные ЭПР для двух проводов при $\theta^{\text{пад}} = 45^\circ; 60^\circ; 90^\circ$, полученные по МоМ со СБФ и из [76]. ЭПР находятся в хорошем согласии: с максимальным отклонением 9% (рисунок 2.6,а). Направления главных лепестков поля рассеяния симметричны направлению падающей волны относительно плоскости, перпендикулярной плоскости, в которой находится провод.

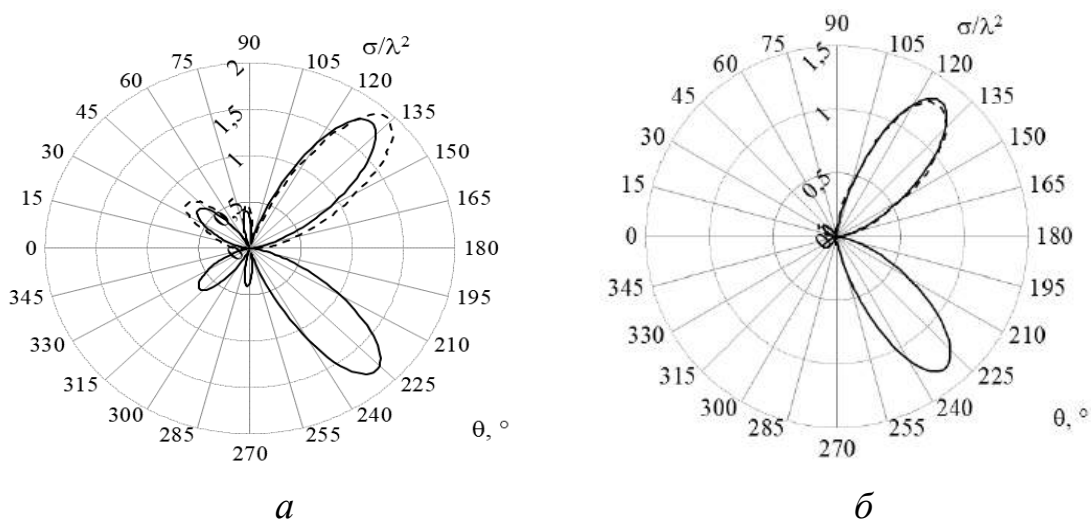
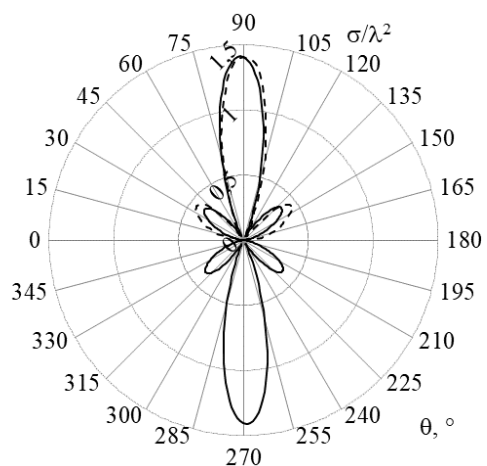
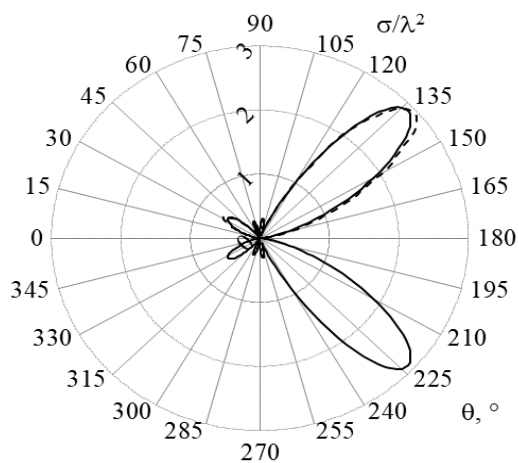


Рисунок 2.6 – ЭПР проводного рассеивателя длиной $L = 1,5\lambda$ и угле $\theta^{\text{пад}} = 45^\circ$ (а); 60° (б) и 90° (в), полученные в [76] (--) и МоМ с 60 сегментами СБФ (—) (окончание см. на с. 50)

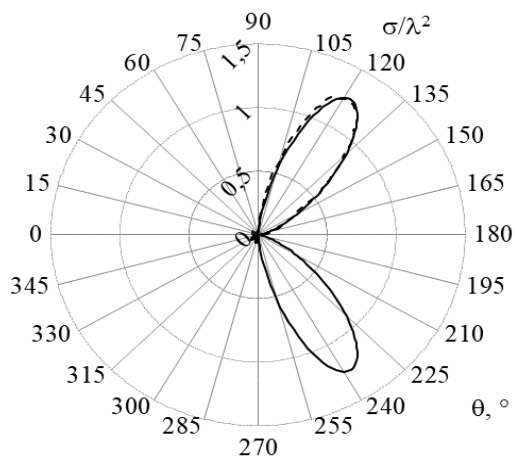


б

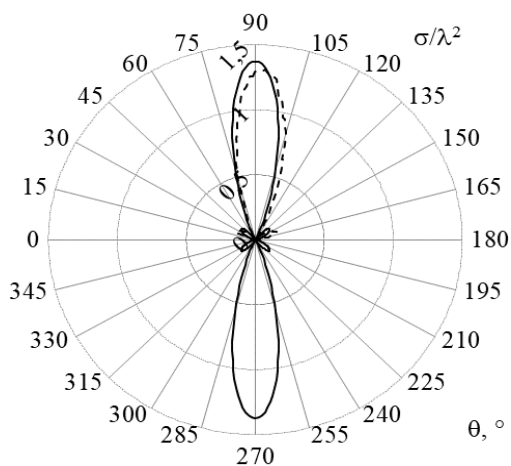
Рисунок 2.6 – Окончание (начало см. на с. 49)



а



б



в

Рисунок 2.7 – ЭПР проводного рассеивателя длиной $L = 2\lambda$ и угле $\theta_{\text{пад}} = 45^\circ$ (*а*); 60° (*б*) и 90° (*в*), полученные в [76] (--) и МоМ с 60 сегментами СБФ (—)

Рассмотрен провод рассеивателя из [77] при $L/\lambda = 0,75$ с $L/a = 150$ и $L/\lambda = 4,065$ с $L/a = 2856$. ЭПР, полученные аналитически в [77] и по МоМ с 64 сегментами 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 .

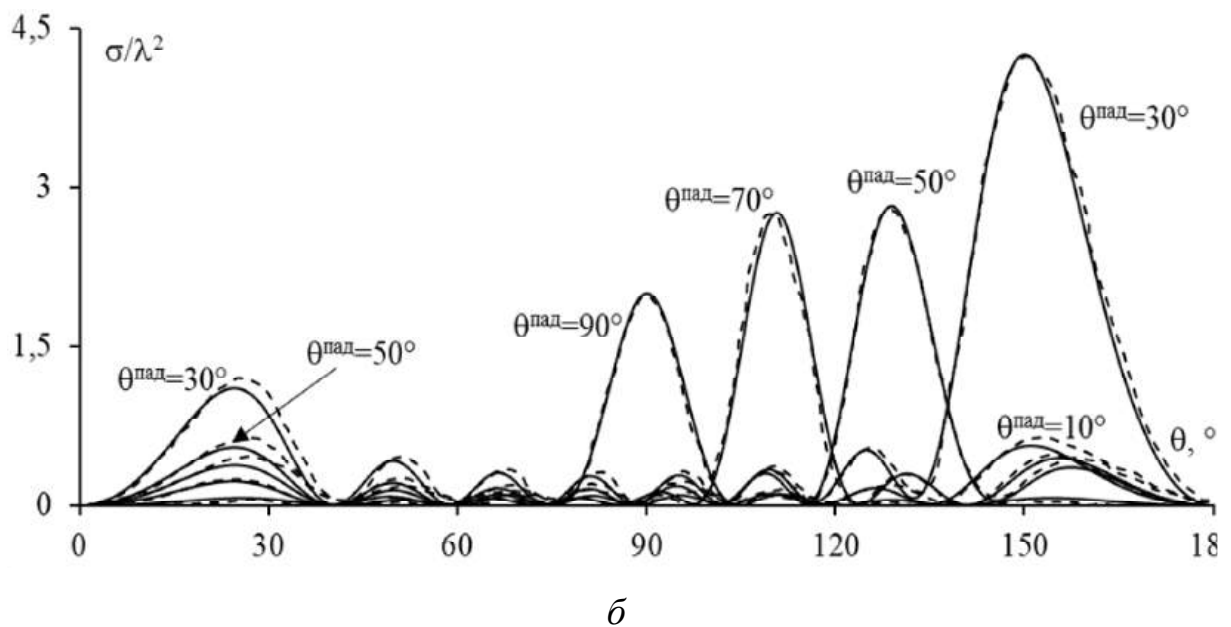
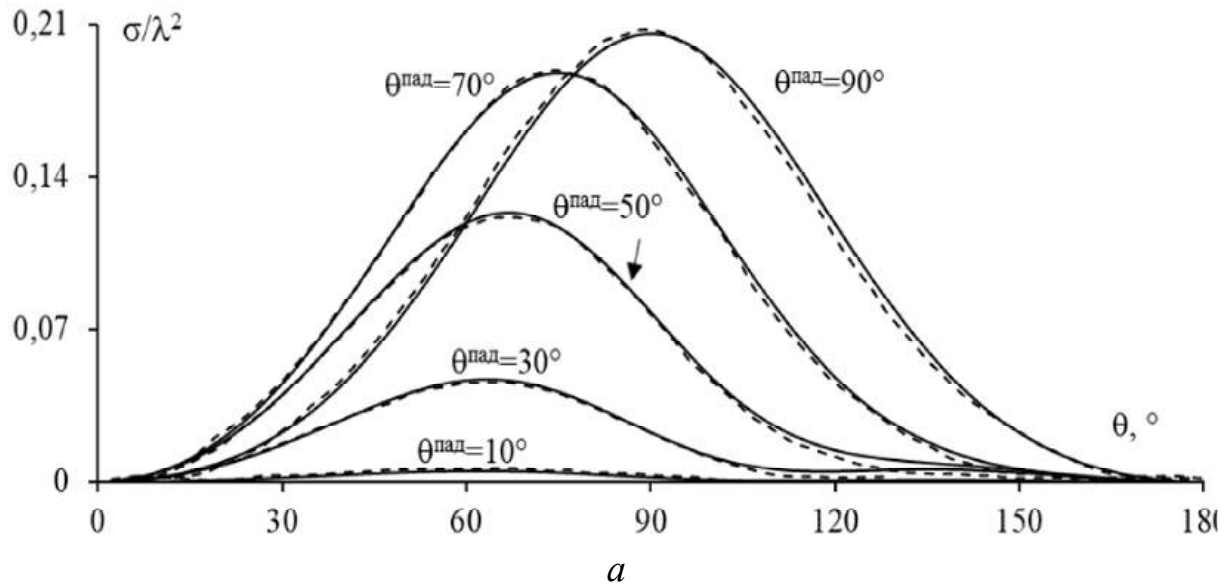


Рисунок 2.8 – ЭПР для проводов длиной $L/\lambda = 0,75$ (а) и $L/\lambda = 4,065$ (б), полученные при $\theta^{\text{пад}} = 90; 70; 50; 30; 10^\circ$ с использованием МоМ с 64 сегментами СБФ (—) и аналитически в [77] (---)

Рассмотрен рассеивающий провод из [78], где экспериментально получены зависимости МЭПР от отношения L/λ (при $a/\lambda = 0,00627$). На рисунке 2.9 приведено сравнение результатов, полученных в [78] 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%.

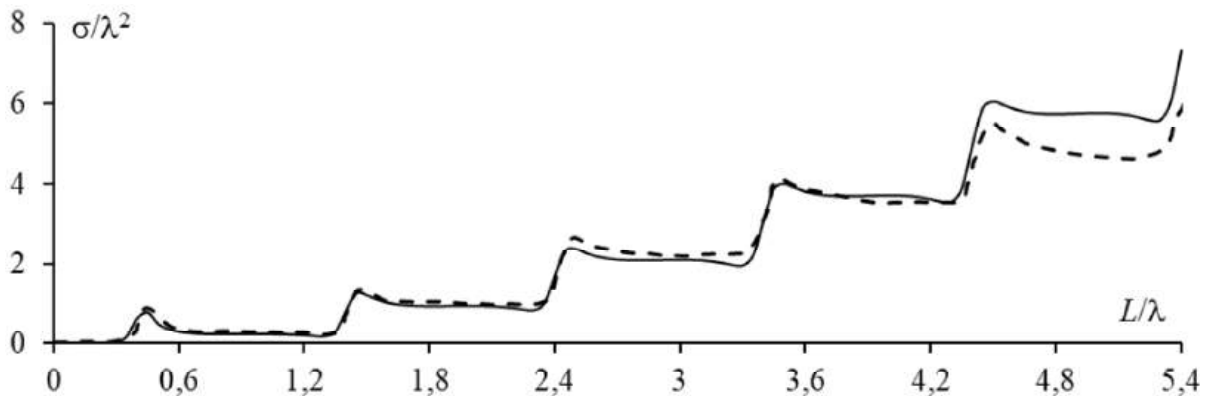


Рисунок 2.9 – Зависимости МЭПР проводного рассеивателя [78] от отношения L/λ : измеренная (---) и полученная МоМ со СБФ (—)

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 [79], аналитически [80, 81], численно с помощью CST и экспериментально [82]. Структуры возбуждаются на частоте $f = 300$ МГц с помощью падающей плоской волны с амплитудой 1 В/м, углами $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$. 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.

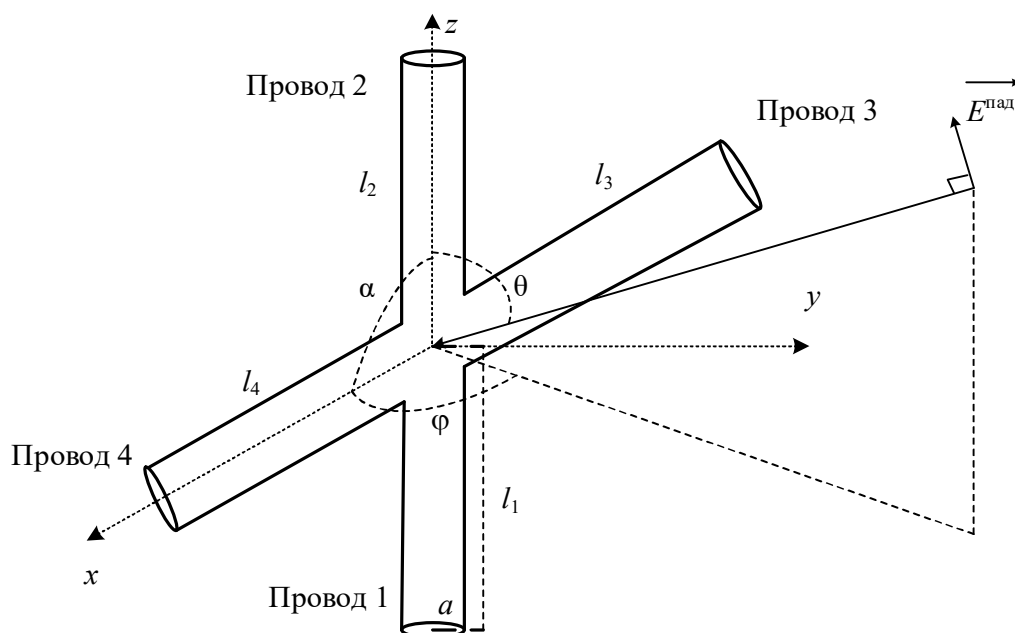


Рисунок 2.10 – Структура крестообразных проводов

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 [79, 80]	0,22	0,11	0,11	0,11	2,22	30, 60, 90
S ₂ [79]	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 [82]	0,021	0,021	0,021	0,021	0,495	90
S ₆ [81]	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 [79, 80]	S ₂ [79]	S ₃	S ₄	S ₅ [82]	S ₆ [81]
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
Примечание: * – означает, что данные отсутствуют							

Рассмотрены распределения тока вдоль сегментов S_1 и S_2 . Они моделировались в [79] 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 [79]. На рисунках 2.11, 2.12 приведены сравнения для S_1 и S_2 соответственно.

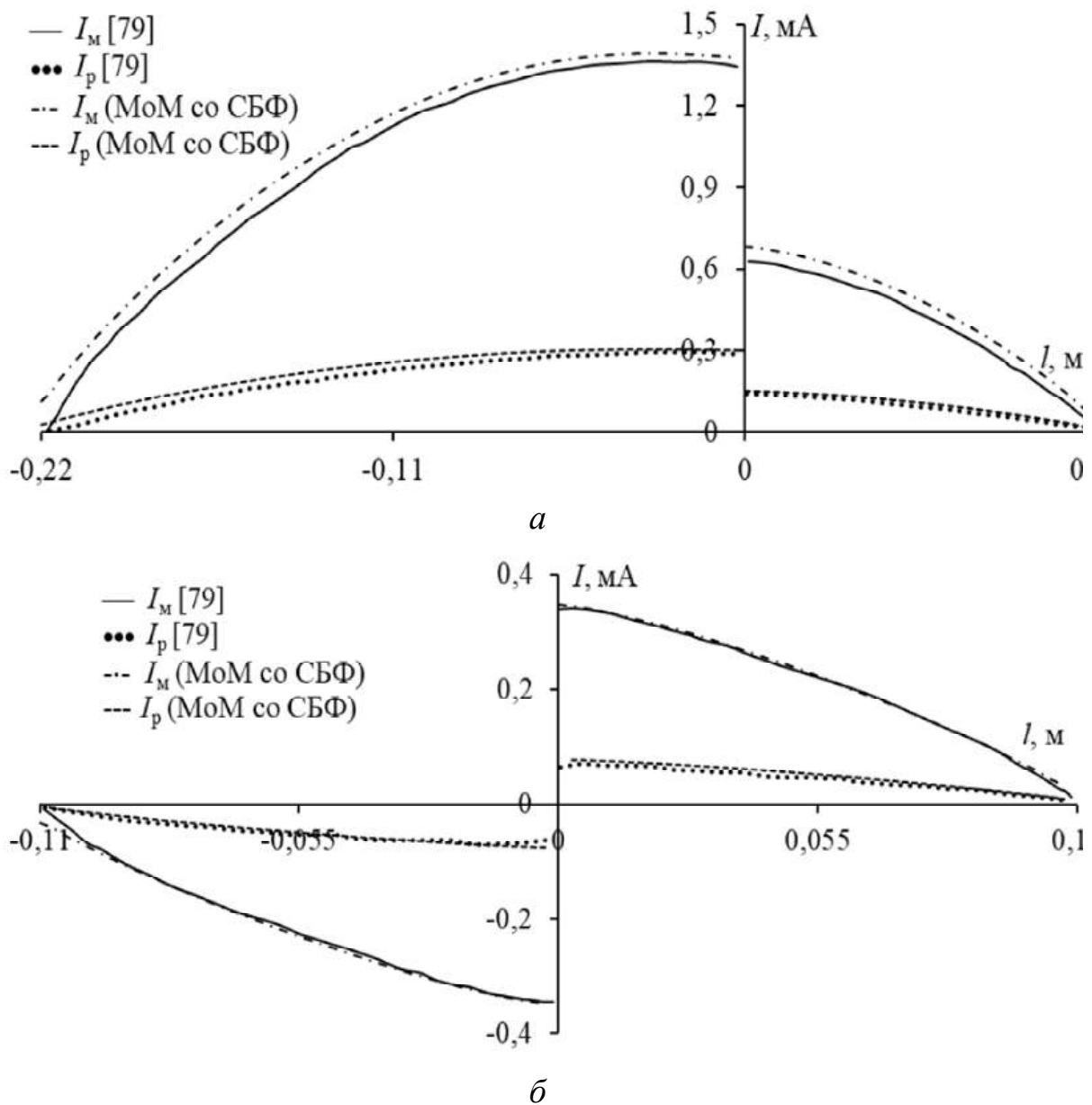


Рисунок 2.11 – Зависимости тока I от длины провода l для вертикальных (а) и горизонтальных проводов (б) сегмента S_1

Из рисунка 2.11 видно, что распределение тока для сегмента S_1 не является непрерывным при прохождении через пересечение, в то

время как для сегмента S_2 (где пересечение расположено в середине вертикальных и горизонтальных проводов) ток не течет по горизонтальным проводам и непрерывно течет через пересечение по вертикальным (см. рисунок 2.12). В целом результаты S_1 и S_2 по МоМ со СБФ и ТБФ хорошо согласуются.

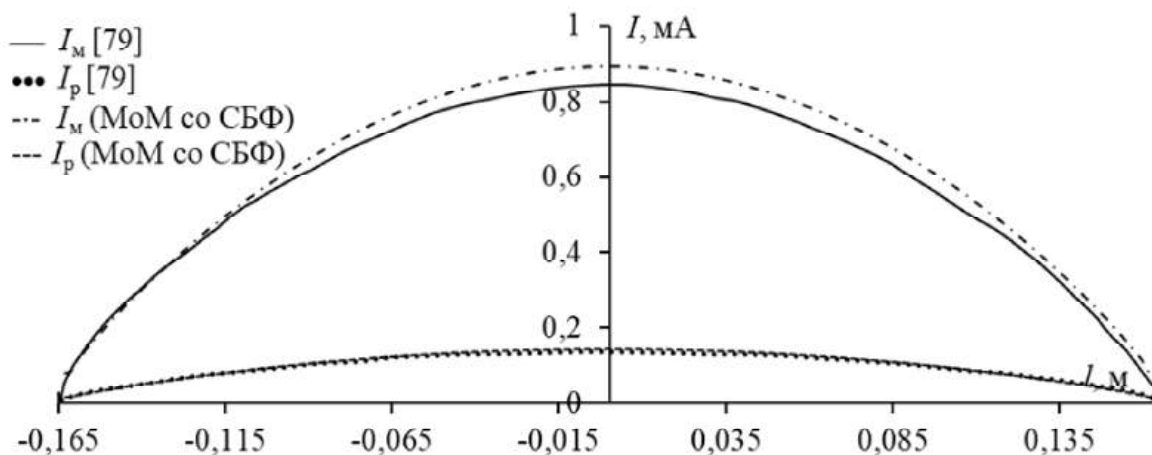


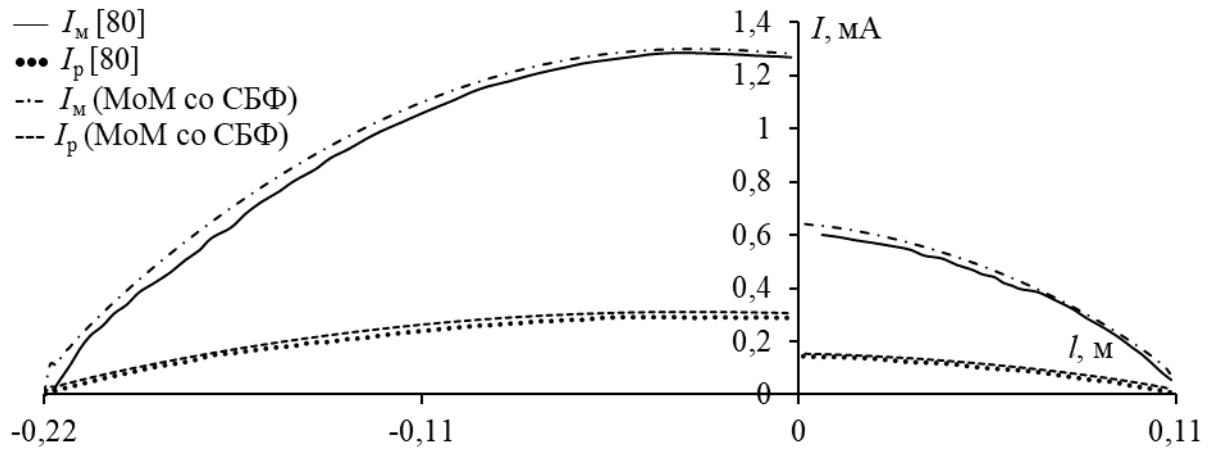
Рисунок 2.12 – Зависимости тока I от длины провода l для вертикальных проводов сегмента S_2 (начало см. на с. 54)

Рассмотрено распределение тока по сегменту S_1 при угле $\alpha=30$; 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.

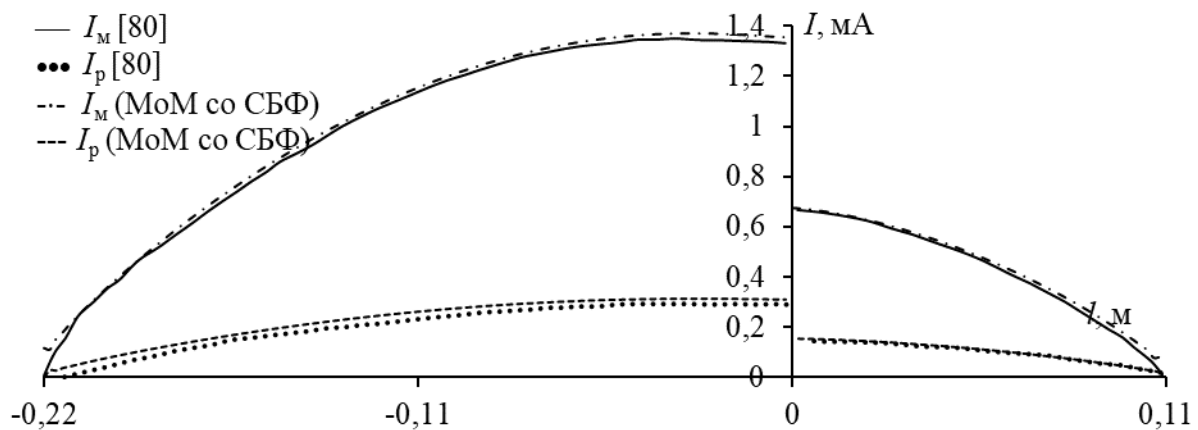
Таблица 2.3 – Компоненты тока в перекрестье S_1 по МоМ со СБФ, мА

$\alpha, ^\circ$	Провод 1		Провод 3		$T_{вх}$		Провод 2		Провод 4		$T_{вых}$	
	I_p	I_M	I_p	I_M	I_p	I_M	I_p	I_M	I_p	I_M	I_p	I_M
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

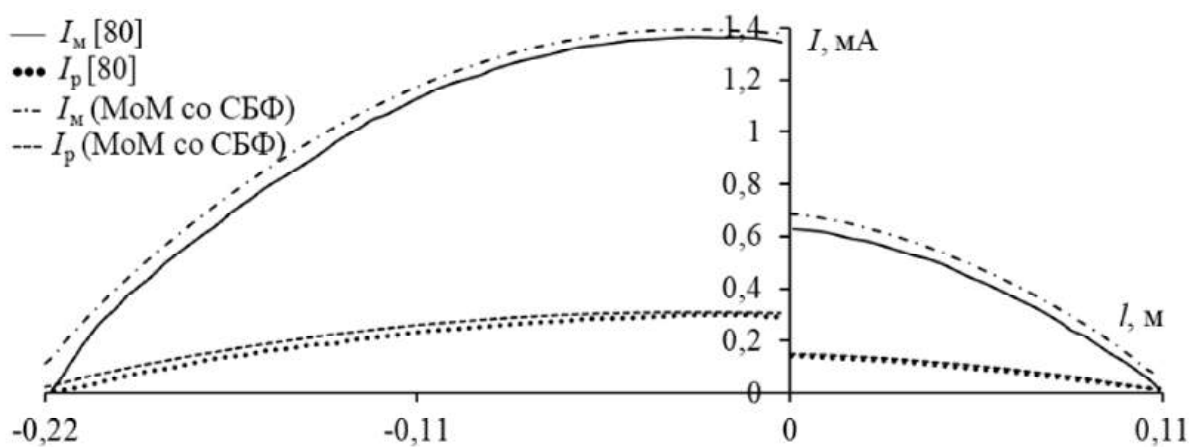
Рассчитанные по МоМ со СБФ компоненты тока вдоль проводов сравнены с аналитическими из [80] для вертикальных (рисунок 2.13) и горизонтальных (рисунок 2.14) проводов S_1 . Эти рисунки демонстрируют хорошее согласие сравниваемых результатов.



a



б



в

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

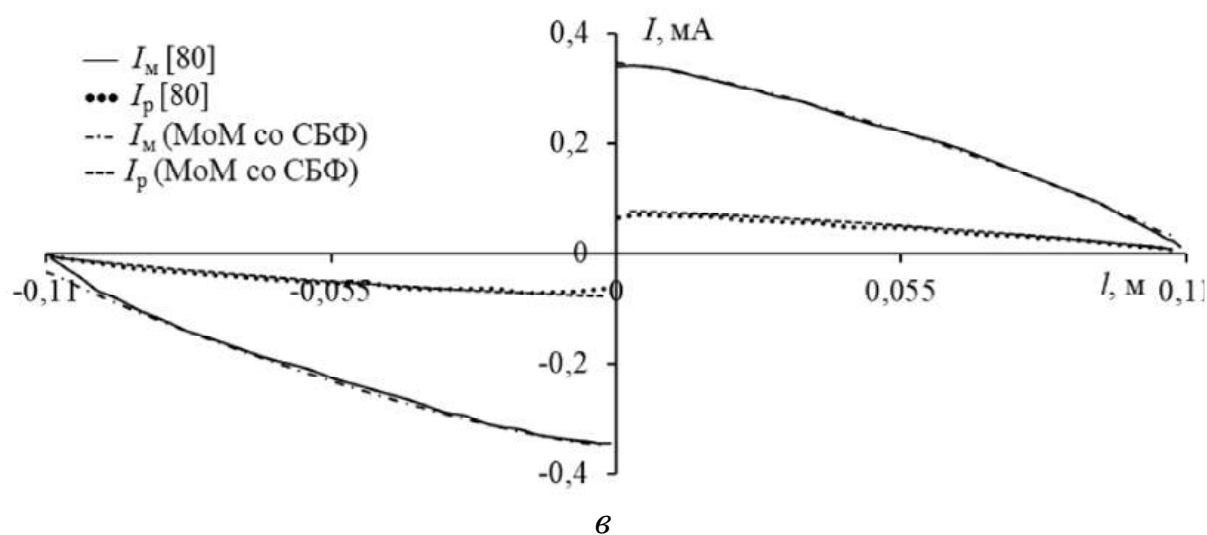
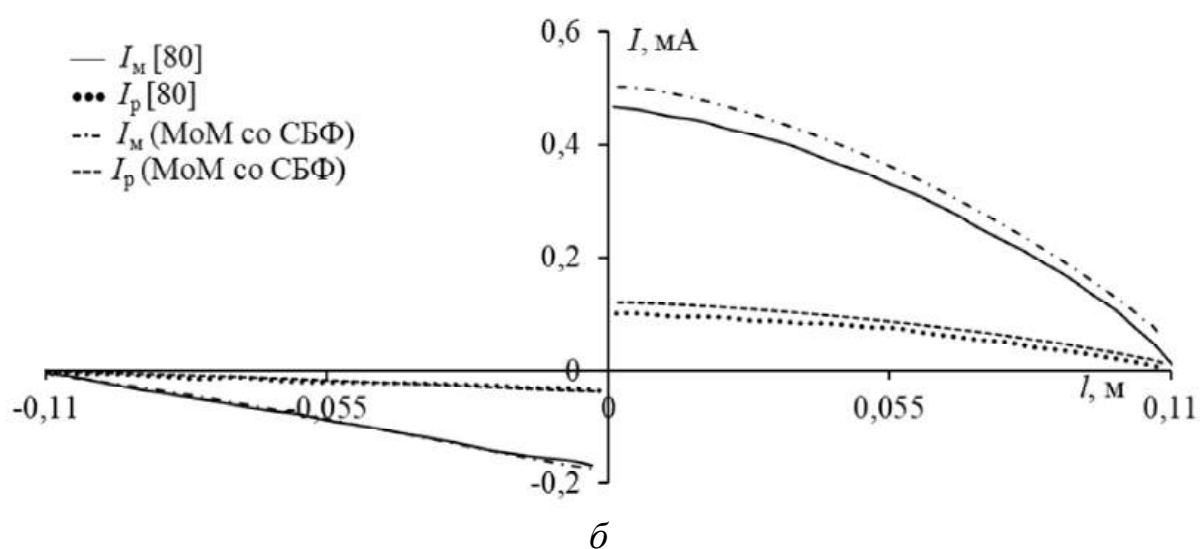
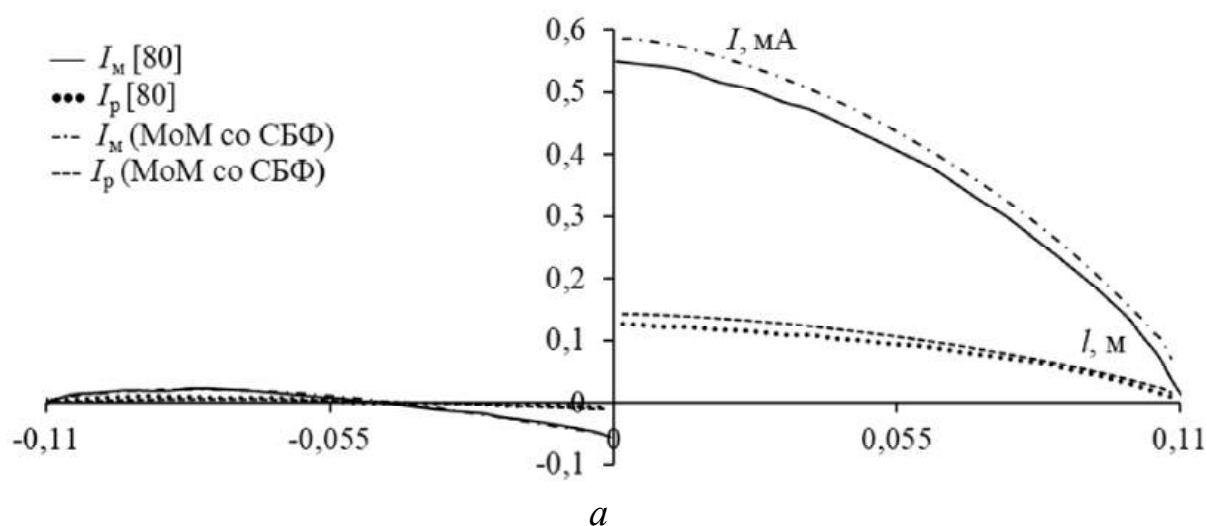


Рисунок 2.14 – Зависимости тока I от длины провода l для горизонтальных проводов сегмента S_1 при $\alpha = 30^\circ$ (а); 60° (б); 90° (в)

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 – на 11%.

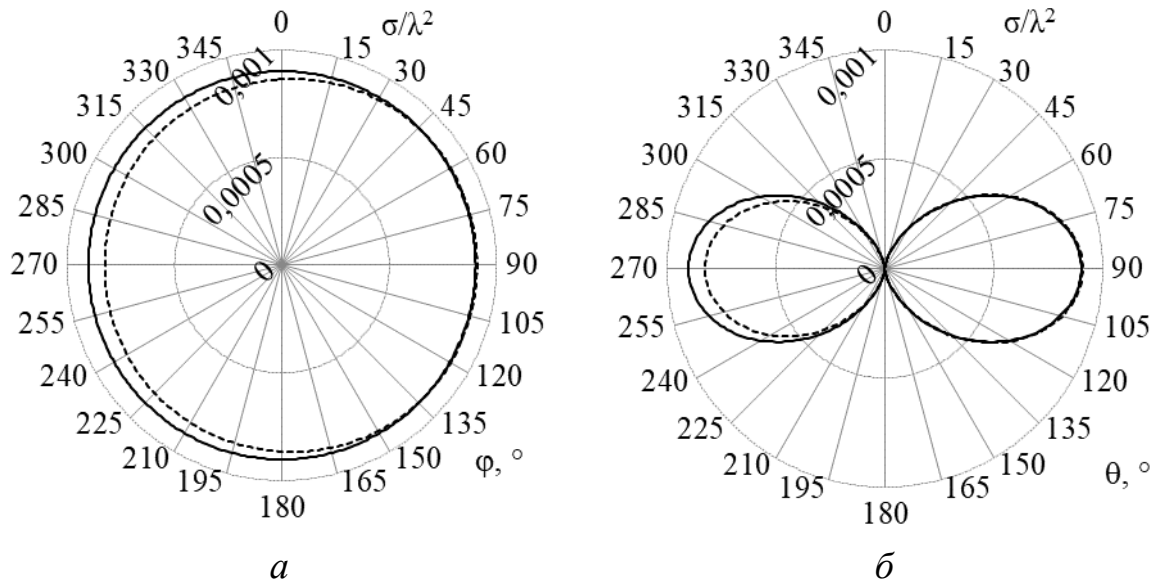


Рисунок 2.15 – ЭПР для сегмента S_2 в плоскостях $\theta = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б): МоМ со СБФ (—); CST(---)

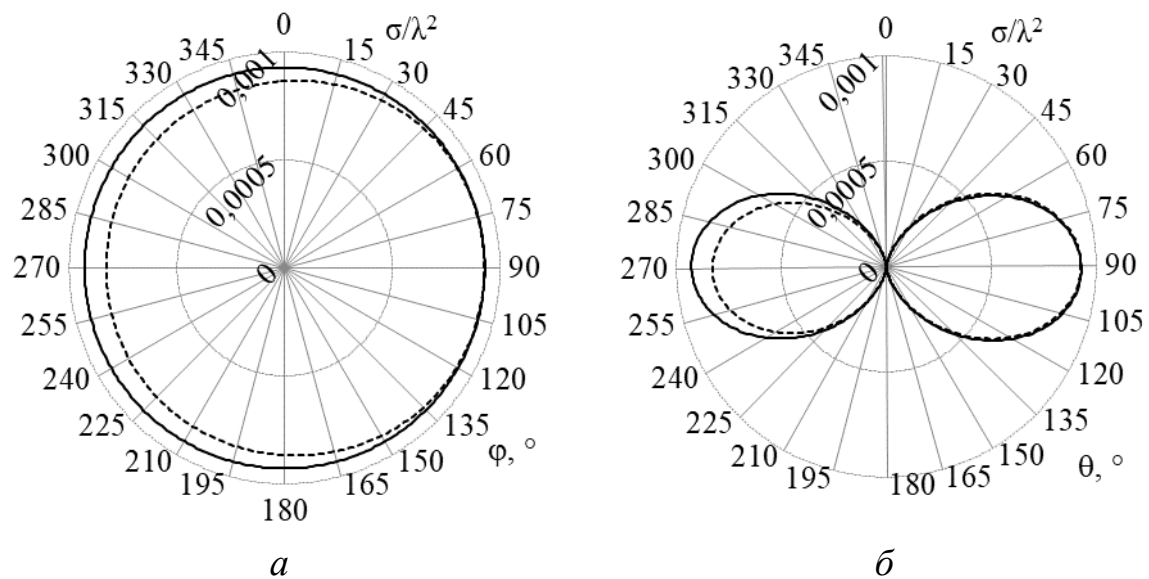


Рисунок 2.16 – ЭПР для сегмента S_3 в плоскостях $\theta = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б): МоМ со СБФ (—); CST(---)

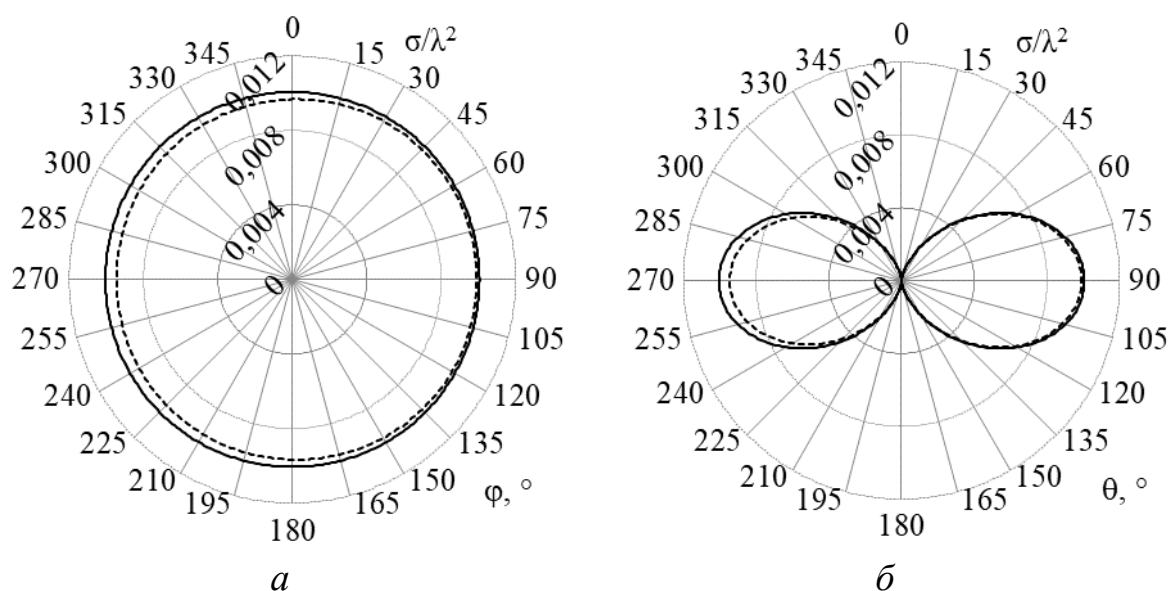


Рисунок 2.17 – ЭПР для сегмента S_4 в плоскостях $\theta = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б): МоМ со СБФ (—); CST(---)

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 этот выигрыш может достигать 82 раз по времени и 196 раз по памяти.

Таблица 2.4 – Необходимые вычислительные затраты и их соотношение

Структура	МоМ со СБФ			CST			Отношение, раз	
	№ сегмента	Время, с	Память, Мбайт	Элементы сетки	Время, с	Память, Мбайт	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

Рассчитанные частотные зависимости МЭПР для S_5 сравнены с измеренными из [82] 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.

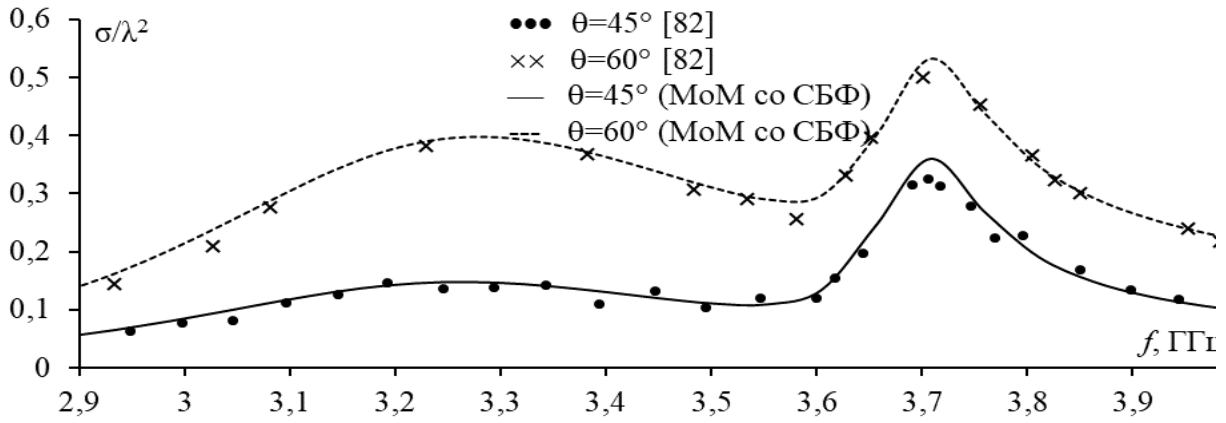


Рисунок 2.18 – Частотные зависимости МЭПР для сегмента S_5

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 2.19,а. Она расположена в плоскости xOy , ось z – ортогональна к поверхности пластины. Начало системы координат совпадает с её центром. На рисунке 2.19,б показан рассеиватель, аппроксимирующий её с помощью ПС.

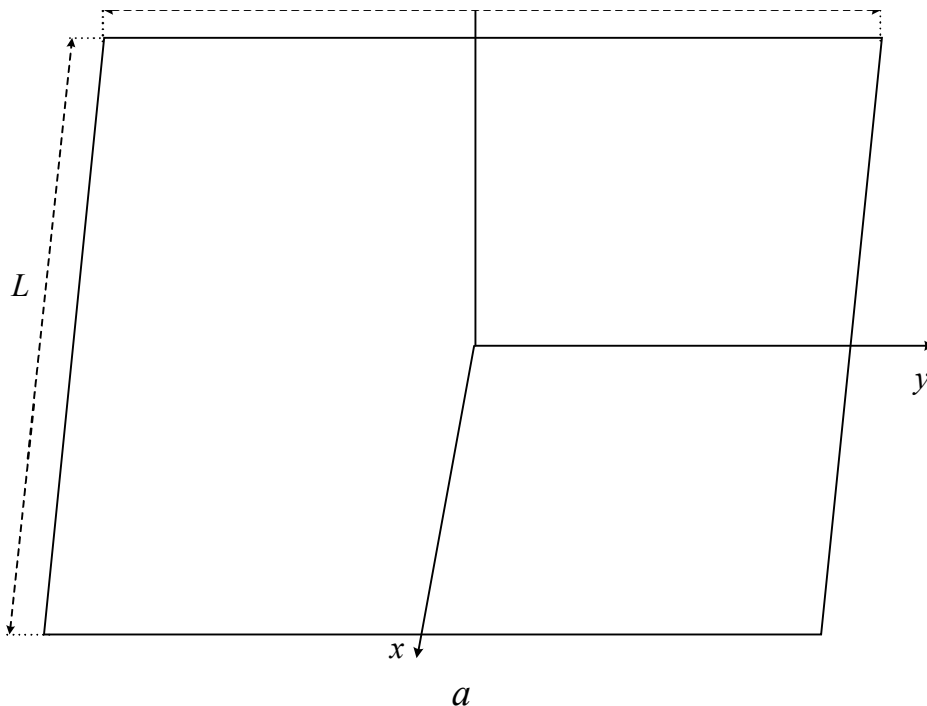
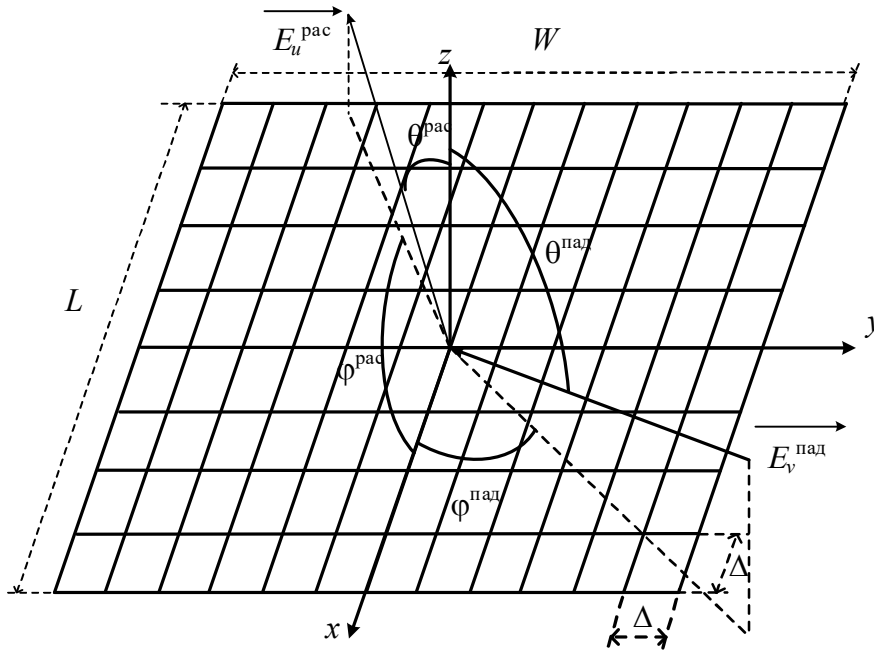


Рисунок 2.19 – Прямоугольная рассеивающая пластина (а) и ее эквивалентная ПС-структура (б) (окончание см. на с. 61)



б

Рисунок 2.19 – Окончание (начало см. на с. 60)

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 [64] (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 :

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

Кроме того, выбор радиуса провода a также влияет на результаты моделирования ПС [83]. 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.

Исходя из этого, радиус провода может быть определен как

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

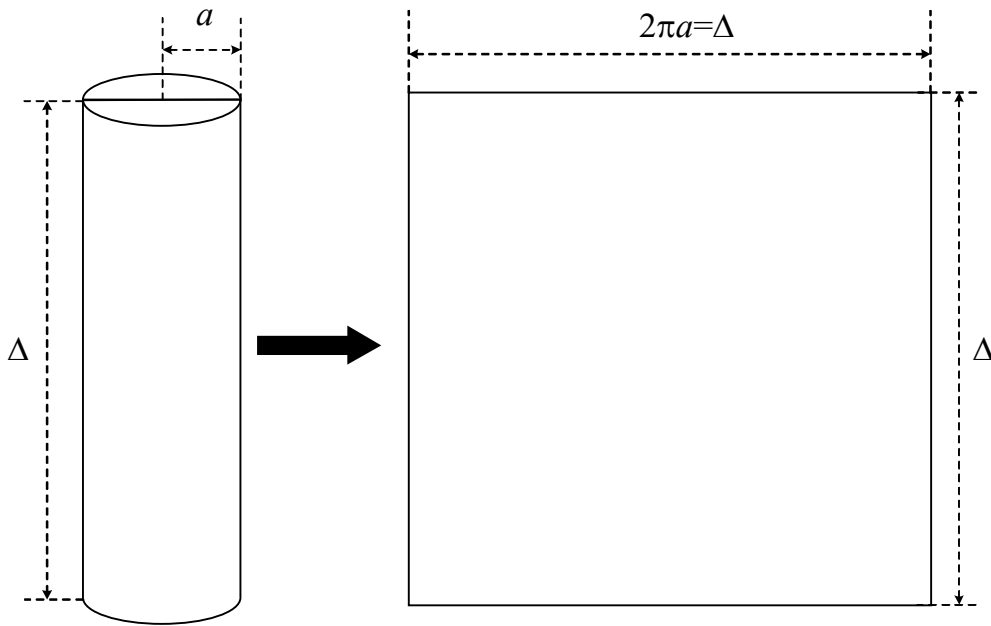


Рисунок 2.20 – Пояснение EAP

ЭПР 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; $E_u^{\text{рас}}$ – значение u -компонента рассеянного дальнего поля. Когда падающая плоская волна имеет поляризацию $v = \{\theta; \varphi\}$, а рассеянное поле имеет компонент $u = \{\theta; \varphi\}$, ЭПР может быть определена, как представлено в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Индексные обозначения полученных ЭПР

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

Далее верифицированы результаты анализа прямоугольной ПС по МоМ с СБФ путем сравнения с полученными с помощью МоМ

с другими схемами и базисными функциями (PERM – basic pulse expansion point-matching function [84], RTLT – roof-top function expansion-line testing [84], ТБФ [85], кусочно-синусоидальная функция (КС) [86]), а также экспериментально [86]. 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 2.6 – Параметры анализа структур

Структура	L , м	W , м	a , м	Δ , м	Число ячеек	Тип базисных функций
S_1 [84]	1	1	0,01	0,067	15×15	PERM/RTLT
S_2 [84]	0,5	0,5	0,01	0,0625	8×8	PERM
S_3 [84]	1,5	1,5	0,01	0,068	22×22	PERM
S_4 [84]	2	2	0,01	0,067	30×30	PERM
S_5 [85]	1,1	1,1	0,01	0,069	16×16	ТБФ
S_6 [85]	2,1	2,1	0,01	0,069	32×32	ТБФ
S_7 [86]	2	3	0,016	0,1	20×30	КСФ
S_8 [86]	2	3	0,016	0,1	–	Эксперимент

Для всех рассеивателей используемая линейно-поляризованная падающая плоская волна имеет частоту $f = 300$ МГц. Сравниваются ЭПР для рассеивателя S_1 , полученные по МоМ со СБФ, с RTLT и PERM в [84] (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 RTLT он самый высокий ($0,25 \text{ м}^2$), ниже его значение со СБФ ($0,21 \text{ м}^2$), а затем с PERM ($0,17 \text{ м}^2$). Для S_1 максимальные уровни главного лепестка для $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\varphi = 0^\circ$ и для $\sigma_{\theta\theta}$ в плоскости $\varphi = 90^\circ$ (рисунок 2.22) наиболее высоки при использовании МоМ со СБФ ($11,9 \text{ м}^2$), ниже его значение с RTLT ($11,3 \text{ м}^2$), а затем с PERM ($10,6 \text{ м}^2$). 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.

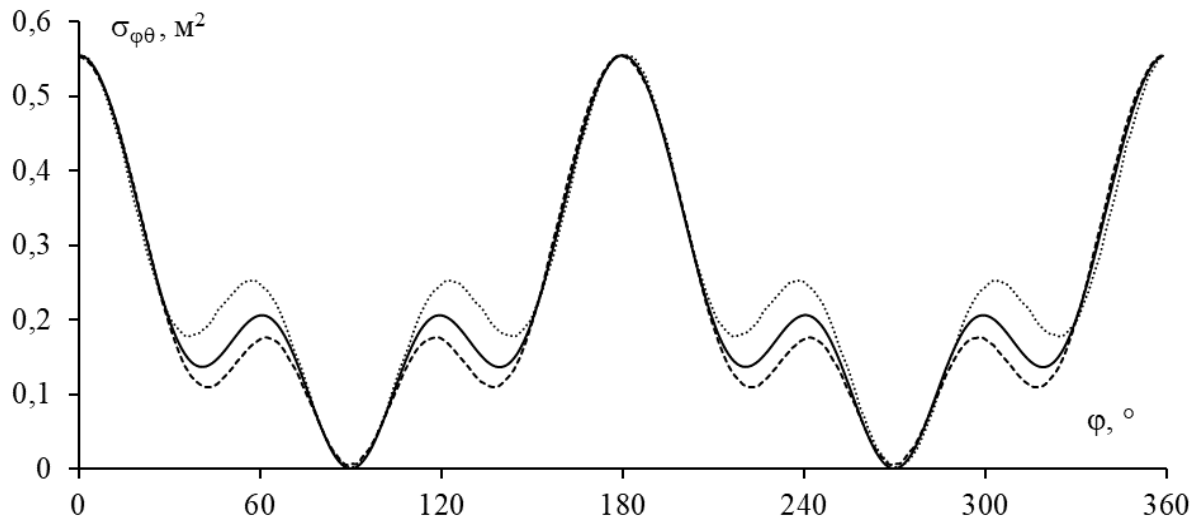


Рисунок 2.21 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\theta = 90^\circ$ для S_1 с использованием МоМ со СБФ (—), РЕРМ (--) и РТЛТ (…)

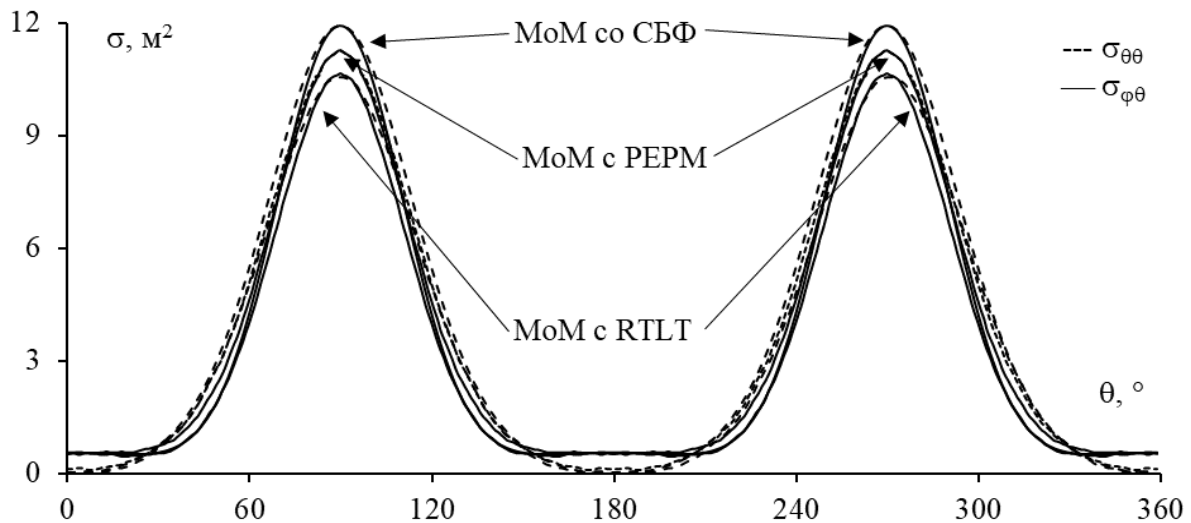


Рисунок 2.22 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ в плоскости $\varphi = 0^\circ$ (—) и $\sigma_{\theta\theta}$ в плоскости $\varphi = 90^\circ$ (---) для S_1 с использованием МоМ со СБФ, РЕРМ и РТЛТ

Далее сравниваются ЭПР для рассеивателей S_1 – S_4 , полученные по МоМ со СБФ и с РЕРМ в [84] (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.

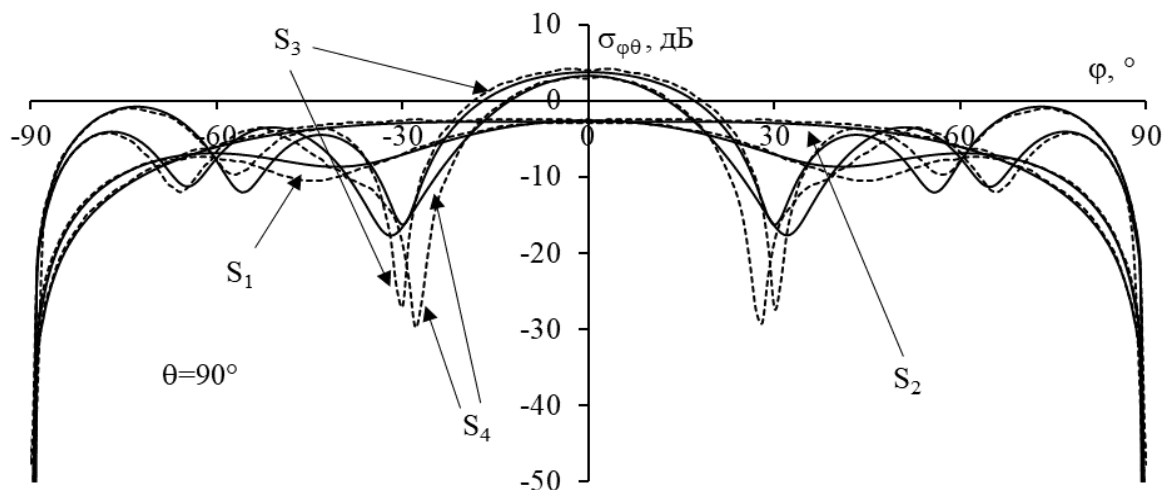


Рисунок 2.23 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ для S_1, S_2, S_3, S_4 в плоскости $\theta = 90^\circ$ по МоМ со СБФ (—) и РЕРМ (---)

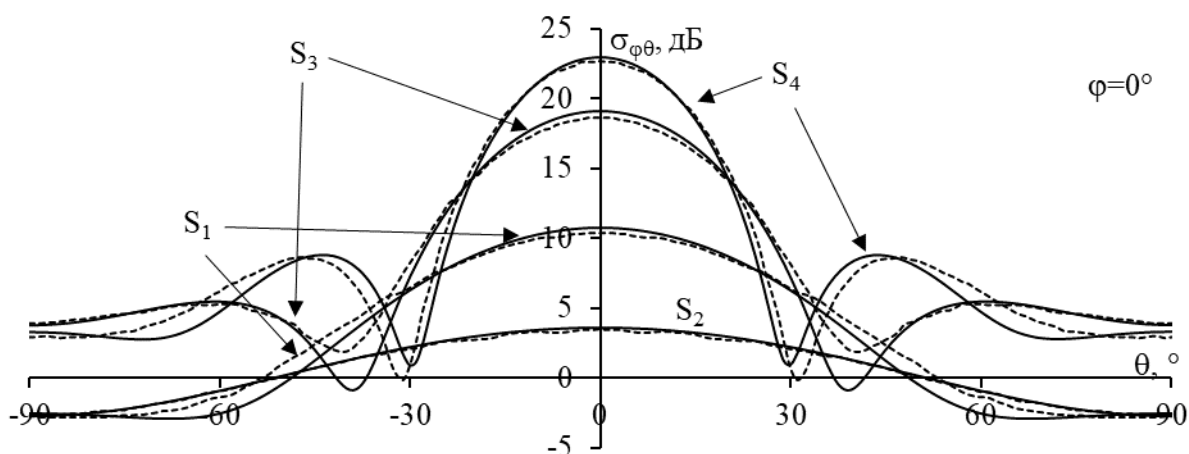


Рисунок 2.24 – Рассчитанные $\sigma_{\varphi\theta}$ для S_1, S_2, S_3, S_4 в плоскости $\theta = 0^\circ$ по МоМ со СБФ (—) и РЕРМ (---)

Максимумы отклонений ЭПР, полученные по МоМ со СБФ и в [84], сведены в таблице 2.7. Максимальное отклонение для $\sigma_{\varphi\theta}$ ($\theta = 90^\circ$) 12 дБ, $\sigma_{\varphi\theta}$ ($\varphi = 0^\circ$) 2,8 дБ, а $\sigma_{\varphi\theta}$ ($\varphi = 90^\circ$) 3,8 дБ.

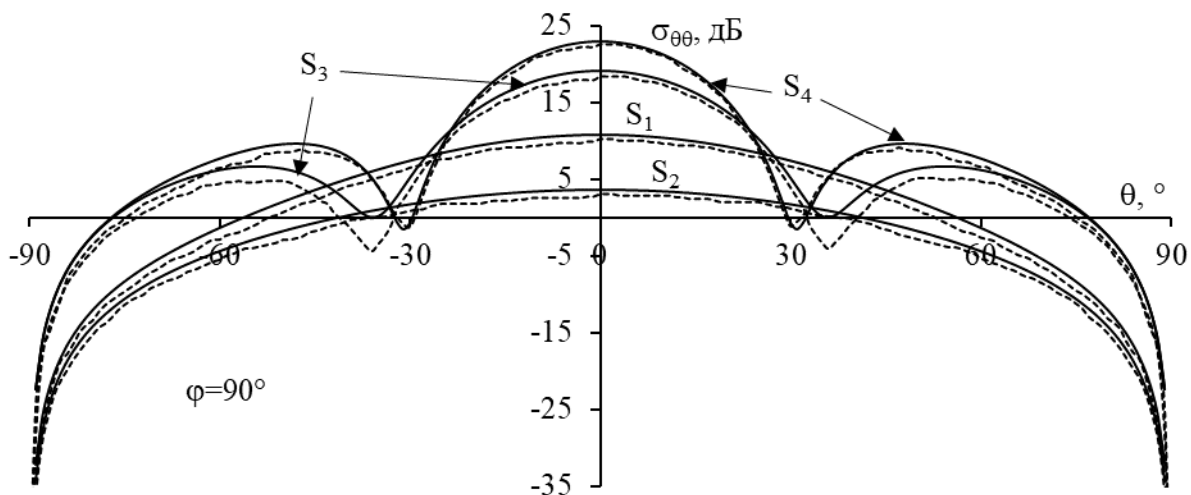


Рисунок 2.25 – Рассчитанные $\sigma_{\theta\theta}$ для S_1 (красный), S_2 (черный), S_3 (синий), S_4 (зеленый) в плоскости $\theta=90^\circ$ по МоМ со СБФ (—) и РЕРМ (--)

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
$\sigma_{\varphi\theta} (\varphi = 90^\circ)$	1	0,3	3,8	2

Далее ЭПР по МоМ со СБФ сравниваются с полученными по МоМ с ТБФ в [85]: 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.

Затем 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.

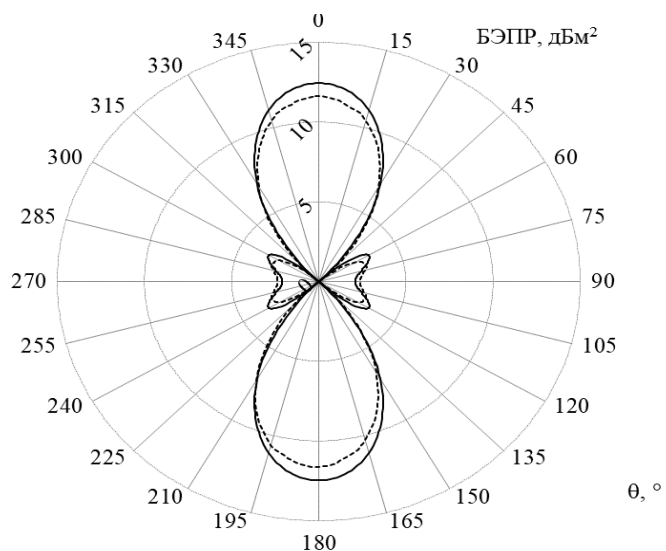


Рисунок 2.26 – ЭПР для рассеивателя S_5 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

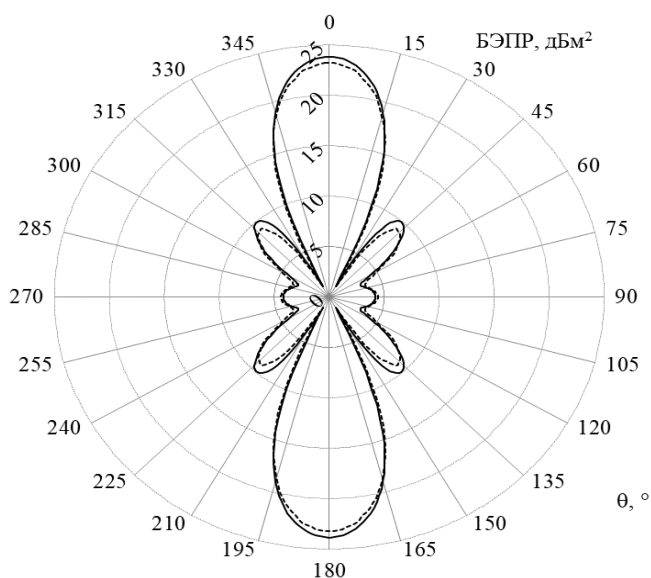


Рисунок 2.27 – ЭПР для рассеивателя S_6 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

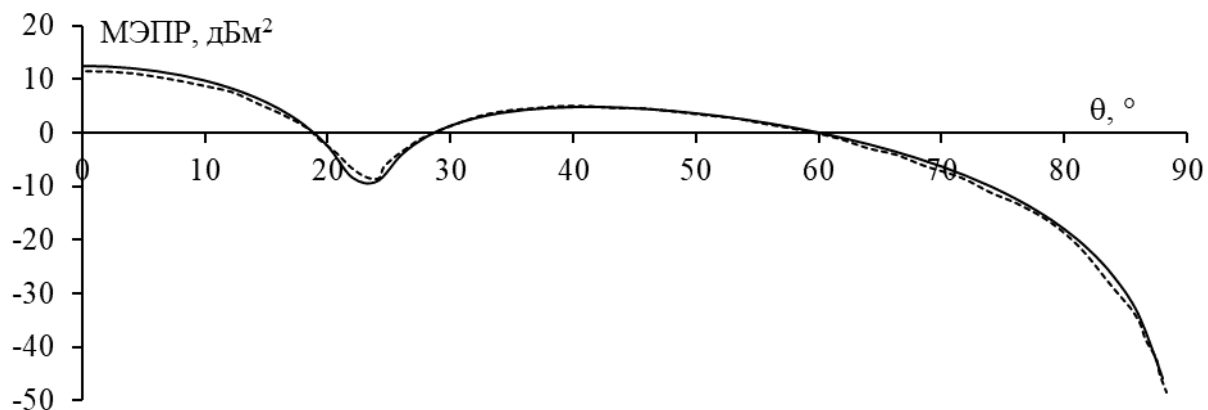


Рисунок 2.28 – Моностатическая ЭПР для рассеивателя S_5 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

Для определения бистатической эффективной площади рассеяния (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.

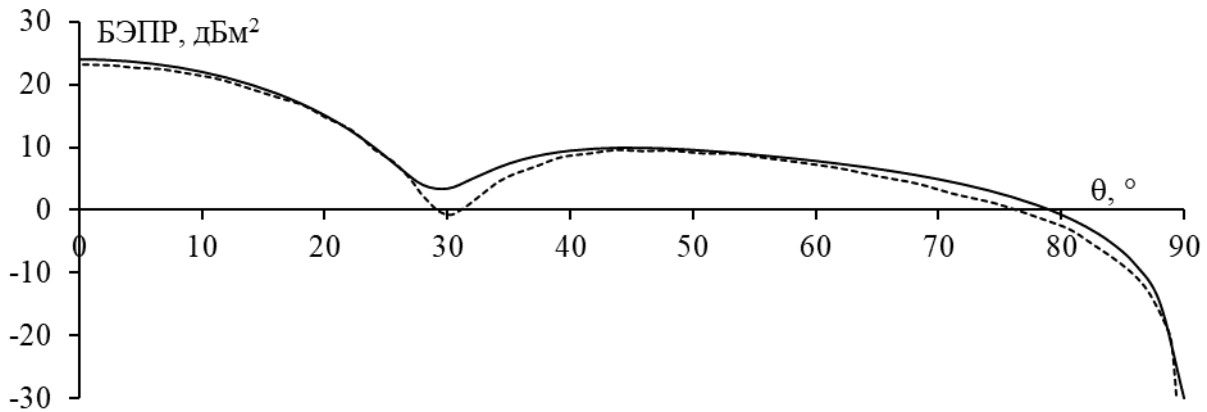


Рисунок 2.29 – Бистатическая ЭПР для рассеивателя S_6 по МоМ со СБФ (—) и ТБФ (---)

ЭПР S_7 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравниваются с полученными по МоМ с КС и экспериментально в [86]. Они получены для плоской волны в плоскостях $\varphi = 0^\circ$ (рисунок 2.30) и $\varphi = 90^\circ$ (рисунок 2.31).

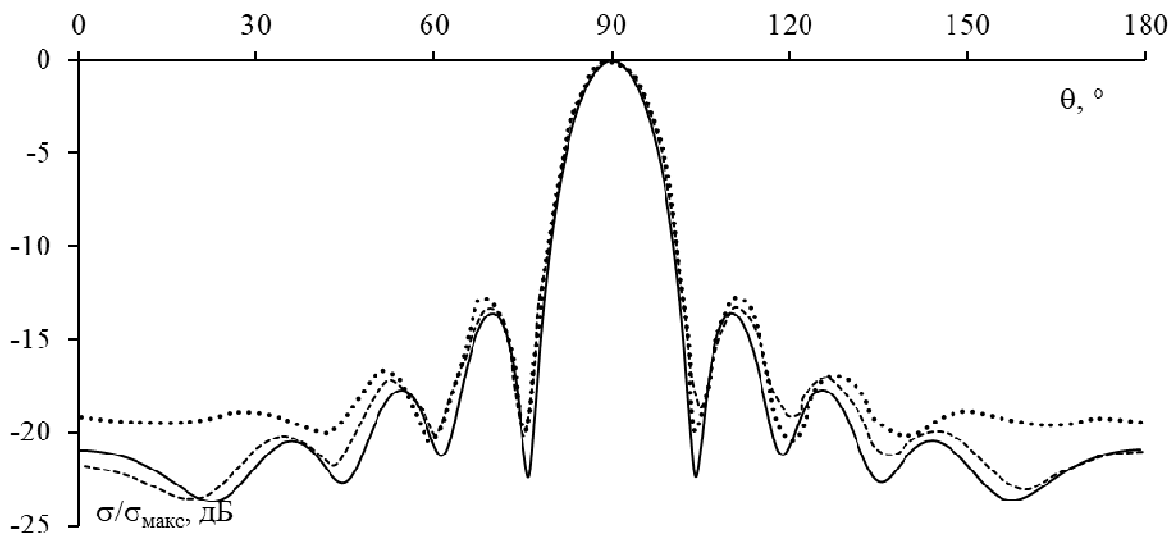


Рисунок 2.30 – Измеренные (---) и рассчитанные площади $\sigma_{\theta\theta}$ для S_7 в плоскости $\varphi = 0^\circ$ с использованием МоМ со СБФ (—) и КС (···)

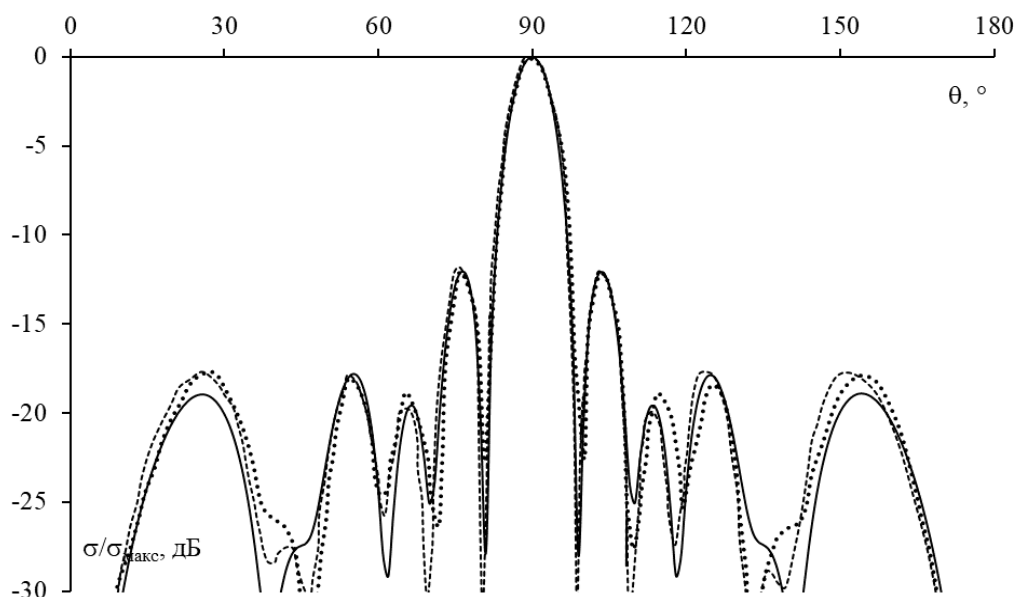


Рисунок 2.31 – Измеренные (---) и рассчитанные площади $\sigma_{\theta\theta}$ для S_7 в плоскости $\varphi = 90^\circ$ с использованием МоМ со СБФ (—) и КС (…)

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.

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) [87], метода конечных разностей во временной области (FDTD – finite-difference time-domain method) [88], численно с использованием CST [89], физической оптики (РО – physical optics) и МоМ в FEKO [90] (таблица 2.8).

МЭПР для S_1 по МоМ со СБФ сравниваются с экспериментальными и численными по СКЧТ, полученными в [87] (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 отличаются примерно на 5% от полученных СКЧТ и примерно на 9% от измеренных.

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 [87]	0,3–1,1	3–11	37,5–137,5	8×8	0,3	0	0	θ	СКЧТ / измерение	МЭПР
S_2 [88]	0,1	0,5	3,3	30×30	6	0	0	θ	FDTD / РО	БЭПР
S_3 [89]	0,01	0,04	0,25	40×40	100	–40–+40	90	θ	CST / измерение	МЭПР
S_4 [89]	0,015	0,04	0,25	60×60	100	–40–+40	90	θ	CST / измерение	МЭПР
S_5 [89]	0,02	0,04	0,25	80×80	100	–40–+40	90	θ	CST / измерение	МЭПР
S_6 [90]	0,3	0,6	3,75	80×80	10	–60–+60	90	θ, φ	РО / МоМ / измерение	МЭПР

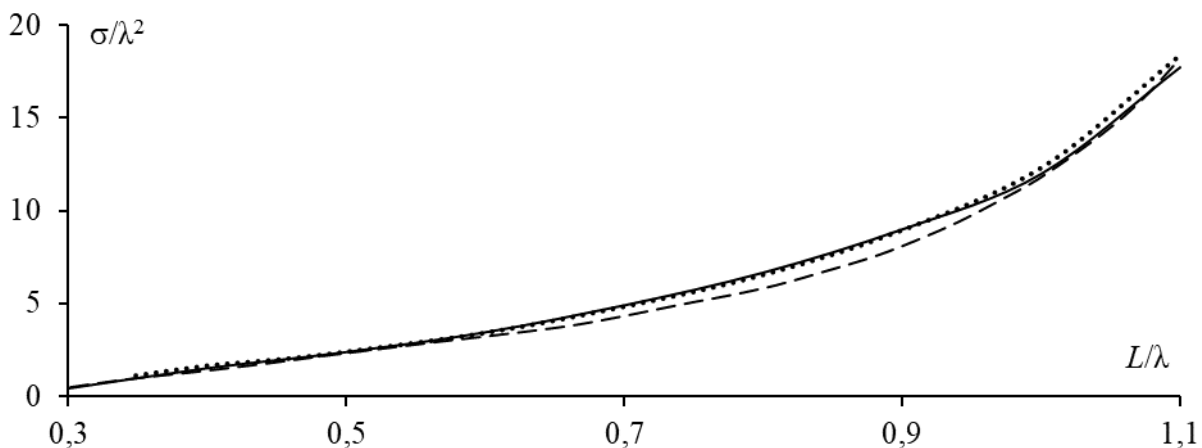


Рисунок 2.32 – МЭПР для рассеивателя S_1 , полученные по МоМ со СБФ (—), СКЧТ (.....) и измеренные (---)

Сравнены $\sigma_{\theta\theta}$ для S_2 , полученные по МоМ со СБФ, по FDTD и РО из [88] (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. Отличия можно объяснить использованием разных методов анализа и моделей структуры (ПС и сплошной).

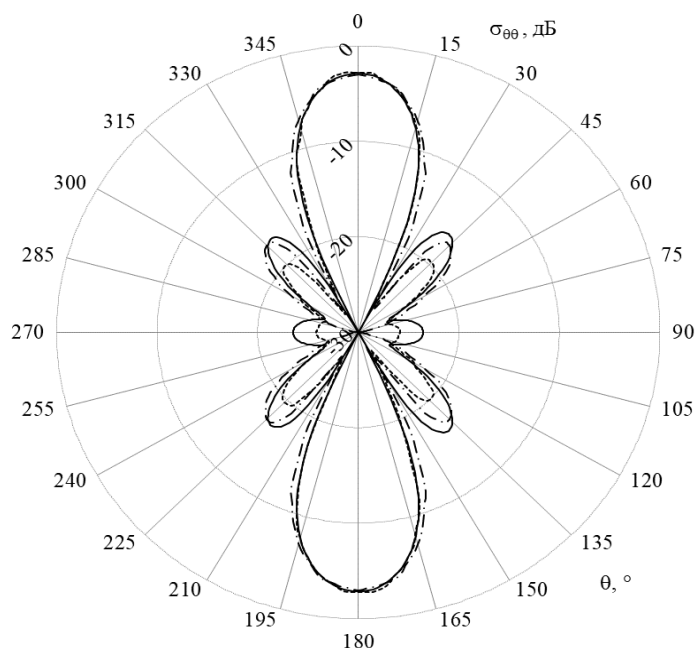


Рисунок 2.33 – Площади рассеяния $\sigma_{\theta\theta}$ для S_2 , полученные по МоМ со СБФ (—), РО (---) и FDTD (—·—)

МЭПР для рассеивателей S_3 , S_4 и S_5 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравниваются с полученными по CST и экспериментально в [89] (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.

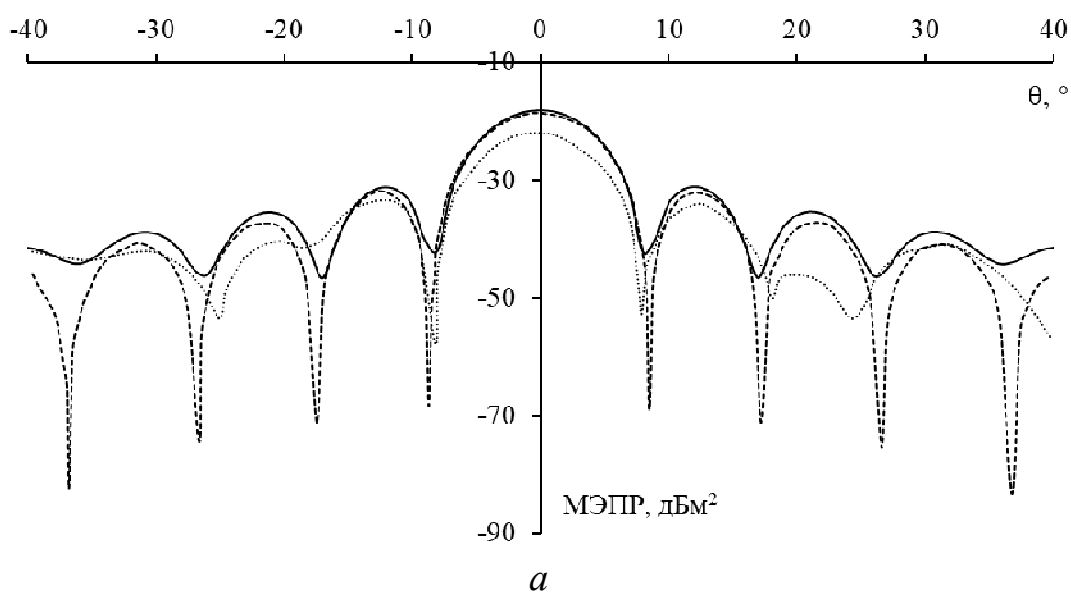


Рисунок 2.34 – МЭПР для S_3 (а), S_4 (б), и S_5 (в), полученные с помощью МоМ на основе ПС (—), CST (---) и экспериментально (—·—) (окончание см. на с. 72)

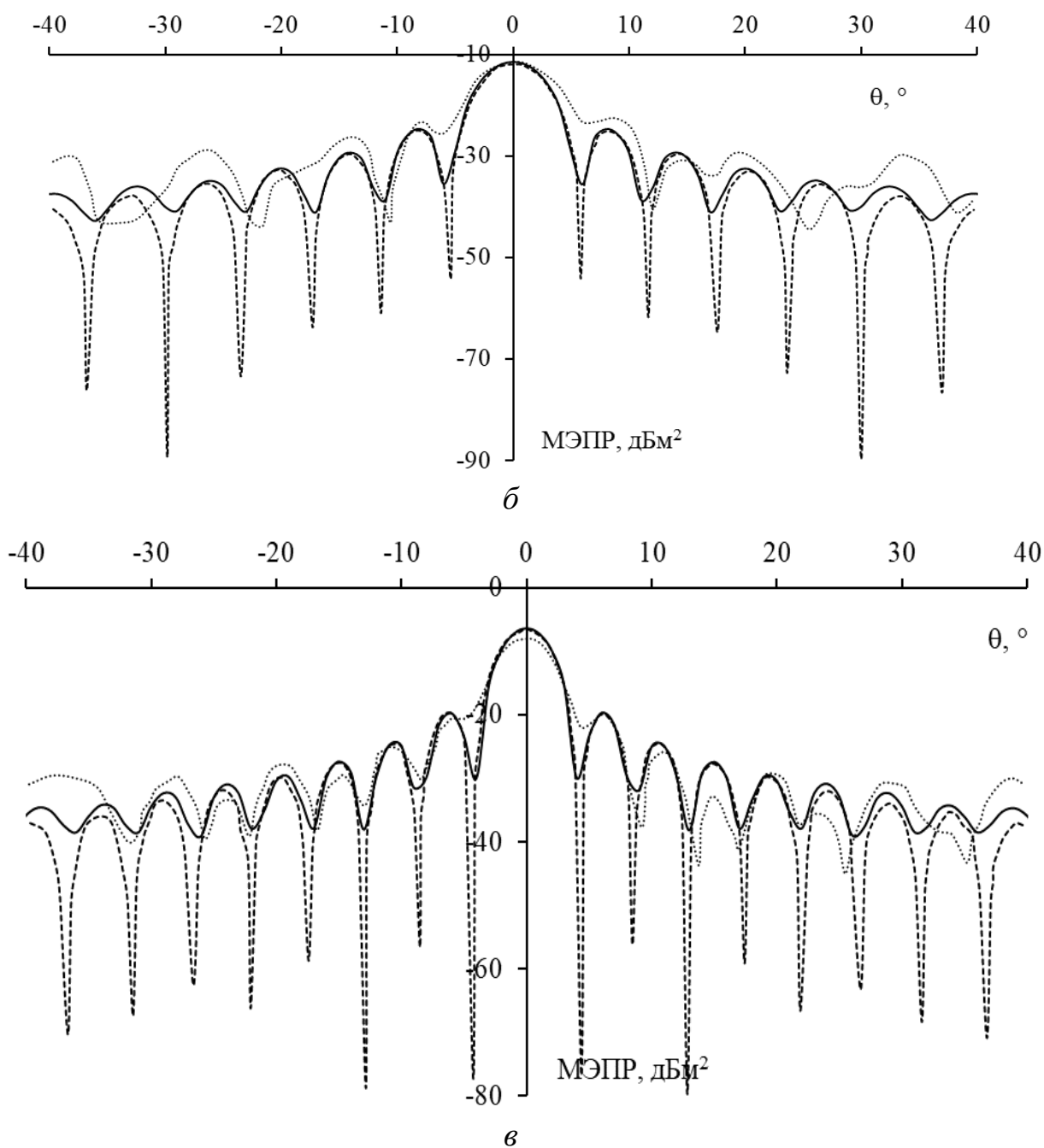


Рисунок 2.34 – Окончание (начало см. на с. 71)

Отклонения МЭПР, рассчитанных по МоМ со СБФ, от полученных в [89] по CST, достигают 48,5 дБ. Также видно, что с ростом размера пластины ширина главного лепестка уменьшается, его максимум увеличивается, число боковых лепестков 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 [89]	4	0,5	11	38
S_6 [89]	0,2	0,7	6	48,5
S_7 [89]	1,7	0,1	2,8	39,5

МЭПР для S_6 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравниваются с полученными экспериментально, численно по РО и МоМ в FEKO в [90] (рисунок 2.35). Видно, что результаты хорошо согласуются (особенно для $\sigma_{\theta\theta}$), за исключением результатов для РО, которые значительно отличаются от остальных.

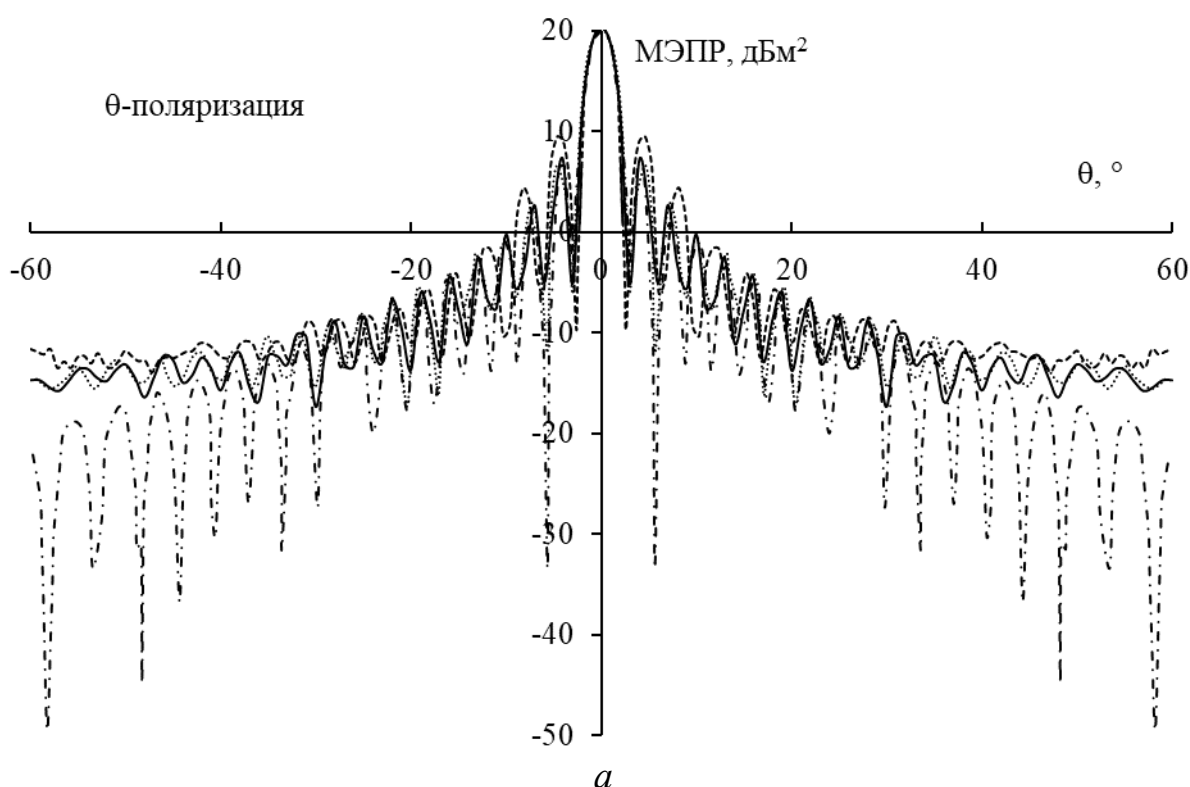


Рисунок 2.35 – Площади рассеяния $\sigma_{\theta\theta}$ (а) и $\sigma_{\varphi\varphi}$ (б) для S_6 , полученные по МоМ со СБФ (—), РО (---), МоМ в FEKO (···) и экспериментально (---) (окончание см. на с. 74)

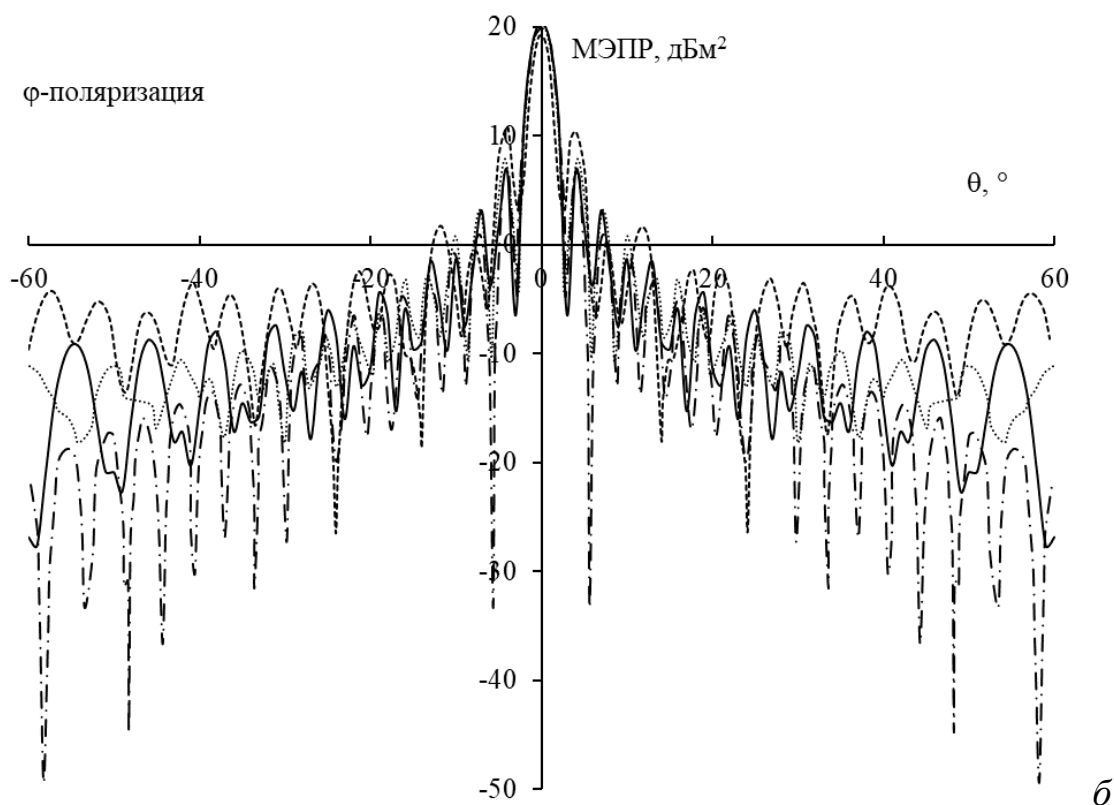


Рисунок 2.35 – Окончание (начало см. на с. 73)

2.1.4 Сравнение различных типов ячеек

Рассмотрен выбор различных ячеек при анализе рассеяния от прямоугольной ПС сравнением полученных результатов с аналитическими [91] и экспериментальными [86]. Изометрический вид сплошной пластины и все ПС показаны на рисунке 2.36.

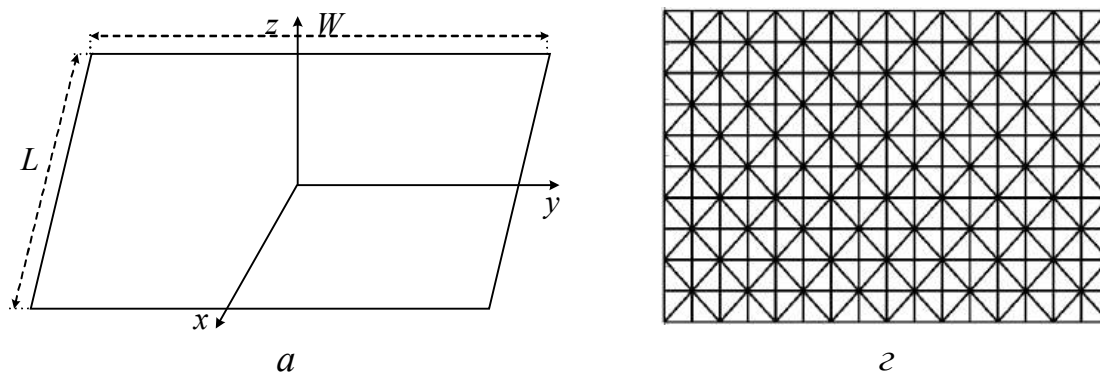


Рисунок 2.36 – Прямоугольная рассеивающая пластина (а) и эквивалентные ей ПС-структуры с формами ячеек: квадрат (б), ромб (в), прямоугольный треугольник (г), шестиугольник (д) и треугольник RWG (е) (окончание см. на с. 75)

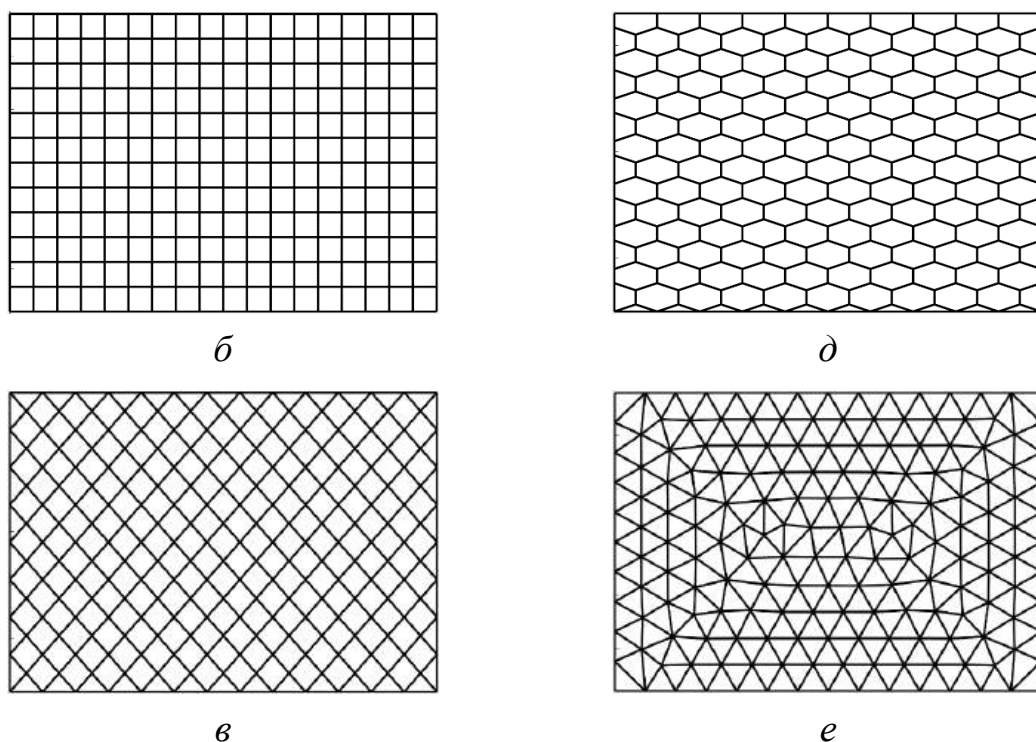


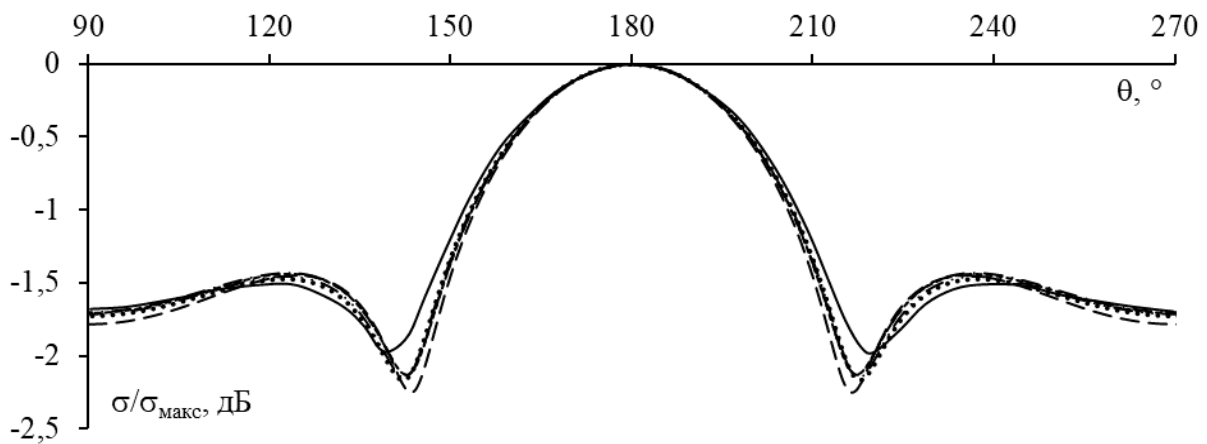
Рисунок 2.36 – Окнчание (начало см. на с. 74)

Проанализированы две пластины: S_1 [91] и S_2 [91]. Их геометрические параметры и параметры падающих волн приведены в таблице 2.10.

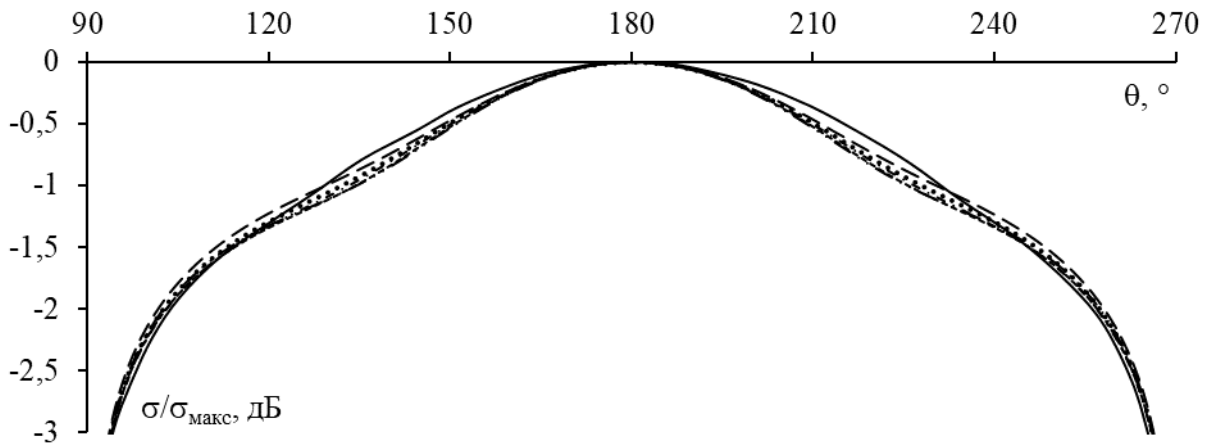
Таблица 2.10 – Параметры рассматриваемых структур

Структура	L , м	W , м	N для каждой формы ячейки					$\theta_{\text{пад}}$, °	$\varphi_{\text{пад}}$, °	ν	Методы	Характеристики
			Квадрат	Ромб	Прямоугольный треугольник	Шестиугольник	Треугольник RWG					
S_1 [91]	1,12	1,6	462	458	456	461	483	0	0	θ, φ	Аналитически	ЭПР
								30	0			
								30	30			
S_2 [91]	2	3	1250	1246	1290	1299	1220	-90	90	θ	Измерение	МЭПР
								+90				
								-90	0			
								+90				

Во-первых, нормированные ЭПР для рассеивателя S_1 рассчитана по МоМ с различными формами ячеек ПС и сравнена с аналитическими из [91]. Падающая плоская волна направлена перпендикулярно пластине ($\theta^{\text{пад}} = 0^\circ$, $\varphi^{\text{пад}} = 0^\circ$). ЭПР получены в плоскостях $\varphi = 90^\circ$ и $\varphi = 0^\circ$ (рисунок 2.37). Максимальные отклонения нормированных 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.



a



б

Рисунок 2.37 – ЭПР для S_1 при $\nu - \theta$ (*a*, *б*) или φ (*в*, *г*) в плоскостях $\varphi=0^\circ$ (*a*, *в*) и 90° (*б*, *г*), полученные аналитически (—) и по МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (●●●); ромб (—●—); прямоугольный треугольник (—●—); шестиугольник (—●—); RWG-треугольник (---) (окончание см. на с. 77)

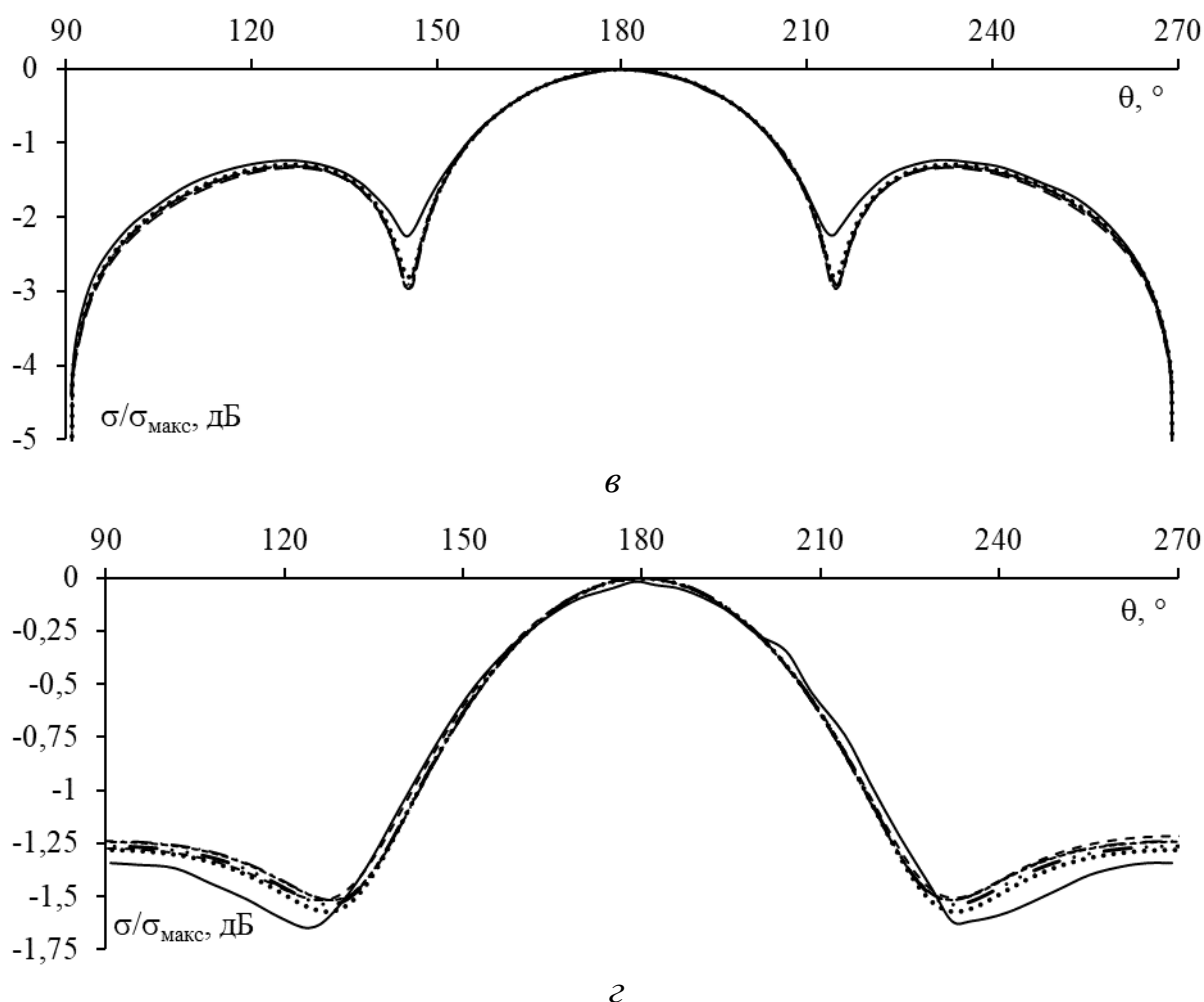


Рисунок 2.37 – Окончание (начало см. на с. 76)

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

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 $\sigma_{\theta\varphi}$ 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.

Расчетные ЭПР для S_1 по МоМ со СБФ для различных форм ячеек ПС сравнивались с аналитическими результатами из [91] при $\theta^{\text{пад}} = 30^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}} = 0^\circ$. ЭПР получены в плоскости $\varphi = 0^\circ$ (рисунок 2.38). Видно, что основной лепесток рассеянного поля симметричен направлению падающей волны через плоскость $\theta_s = -30^\circ$, $\varphi_s = 0^\circ$.

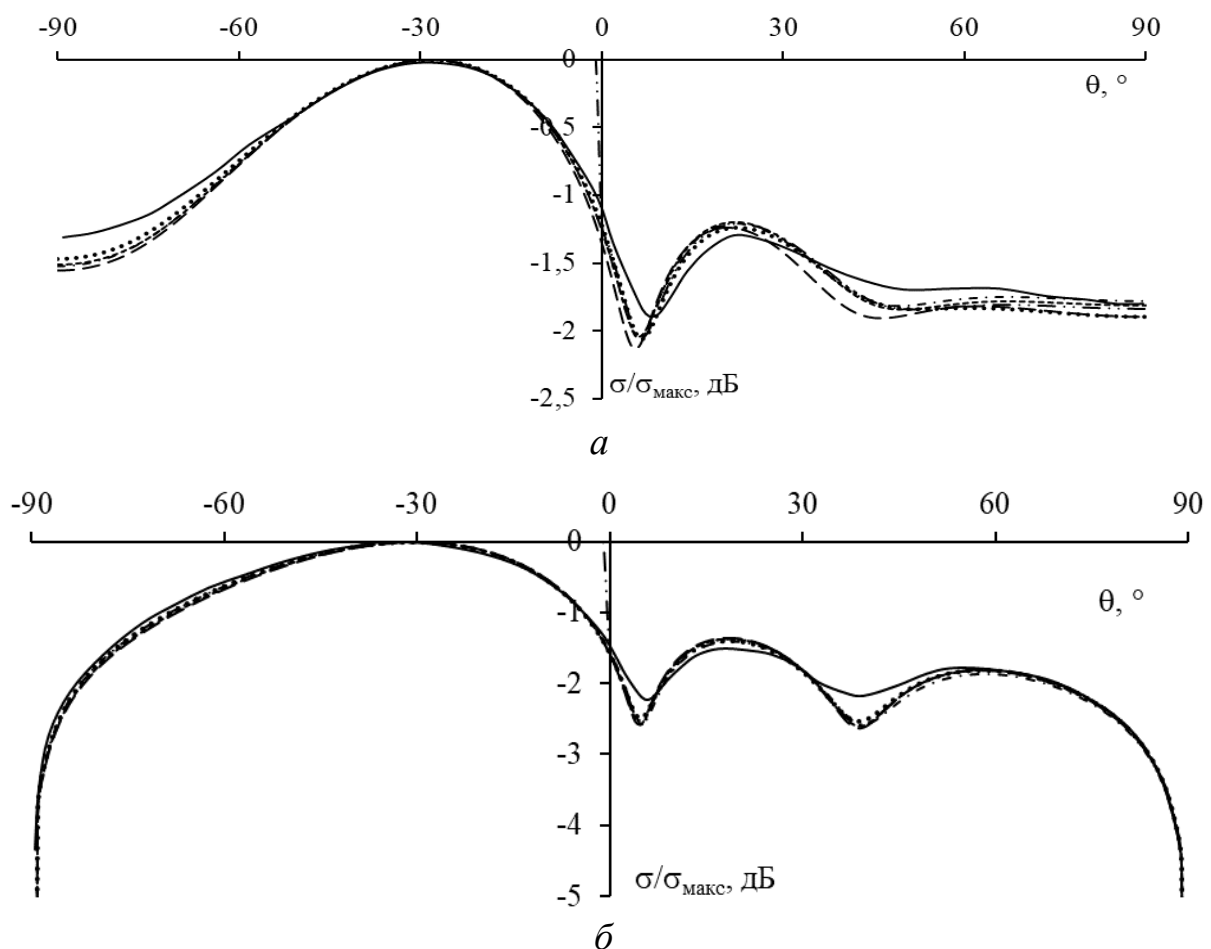


Рисунок 2.38 – ЭПР для S_1 при $\nu - \theta$ (а) или φ (б) в плоскости $\varphi=0^\circ$, полученные аналитически (—) и по МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••); ромб (—•—); прямоугольный треугольник (—••—); шестиугольник (— —); RWG-треугольник (---)

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 нормированных ЭПР для рассеивателя S_1 и различных форм ячеек ПС при $\theta^{\text{пад}} = 30^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}} = 0^\circ$, дБ

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.

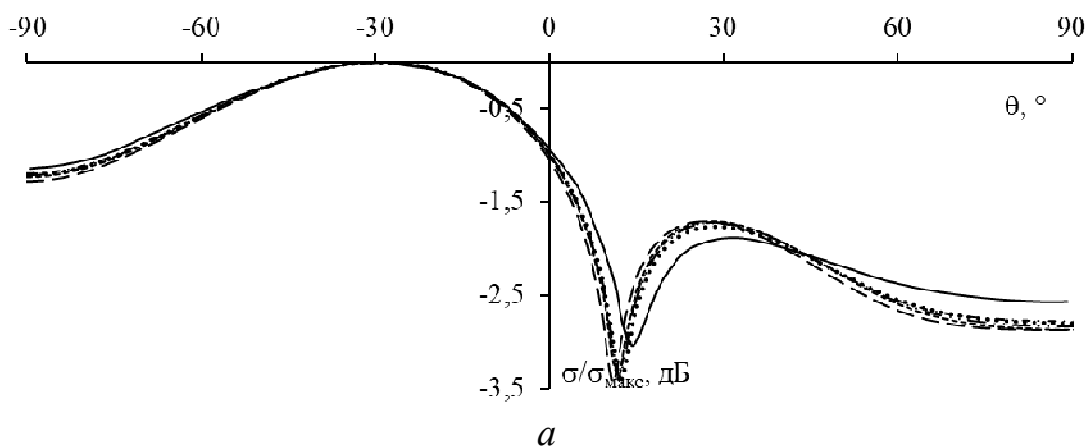


Рисунок 2.39 – ЭПР для S_1 при $\nu - \varphi$ (а, б) или θ (в, г), а и $u - \varphi$ (а, в) или θ (б, г) в плоскости $\varphi = 30^\circ$, полученные аналитически (—) и по МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••); ромб (---); прямоугольный треугольник (-·-·-); шестиугольник (- - -); RWG-треугольник (---) (окончание см. на с. 80)

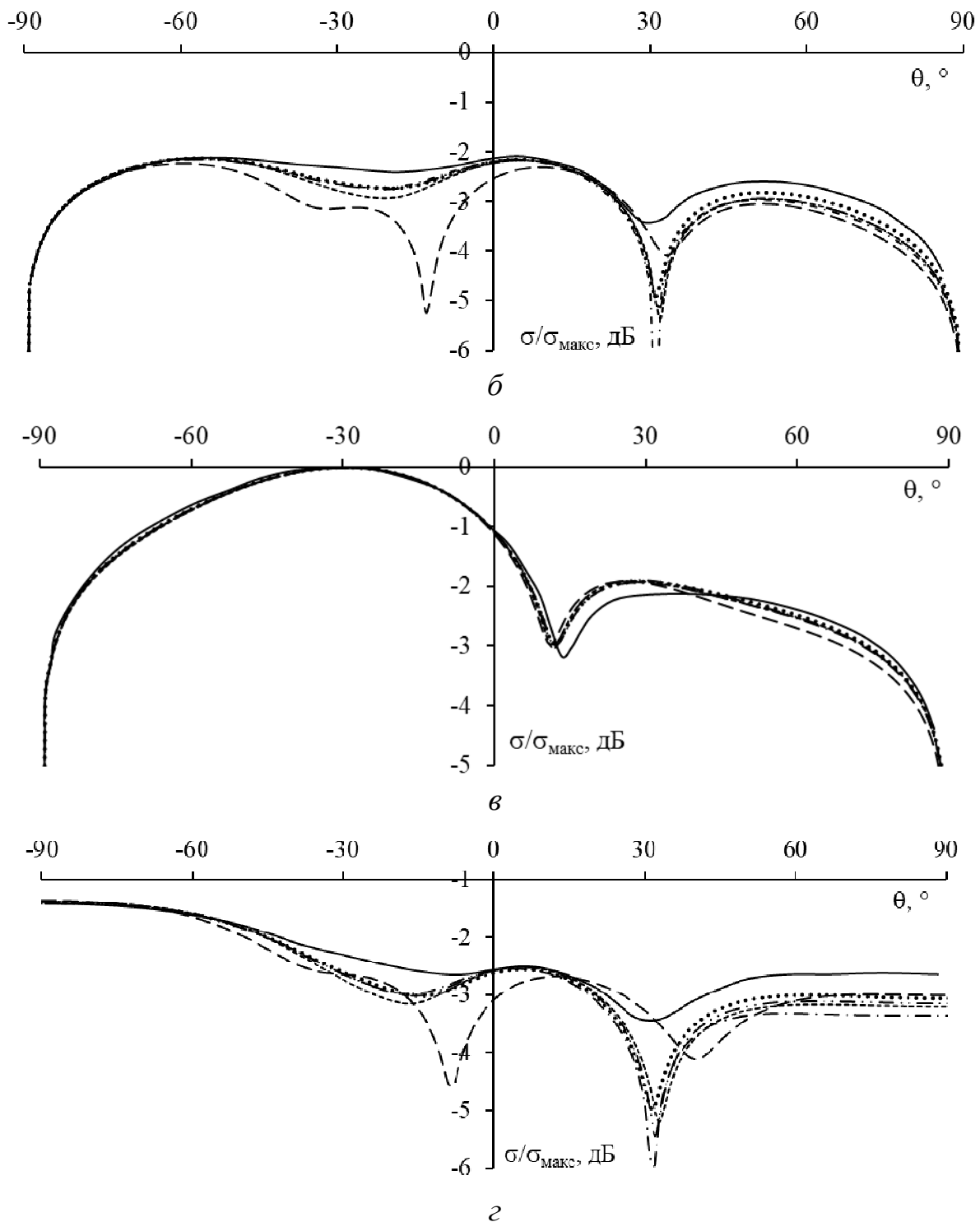


Рисунок 2.39 – Окончание (начало см. на с. 79)

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.

ЭПР, полученные по МоМ со СБФ для квадрата, имеют наименьшее отклонение по сравнению с аналитическими результа-

тами. Шестиугольник даёт наибольшее отклонение (см. таблицу 2.13). Ромб и треугольники дают отклонение между отклонениями для квадратов и шестиугольников.

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

ЭПР	Квадрат	Ромб	Прямоугольный 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

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 рассеивателя S_2 , рассчитанные по МоМ со СБФ для различных ПС-ячеек, сравнены с измеренными из [86] (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. Результаты для квадрата (рисунок 2.40) в целом лучше согласуются с измеренными в диапазонах θ от минус 90° до минус 54° (при $\varphi=90^\circ$) и от минус 90° до минус 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 растет 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 показывают результаты лишь немного лучше других, но не лучше ромба.

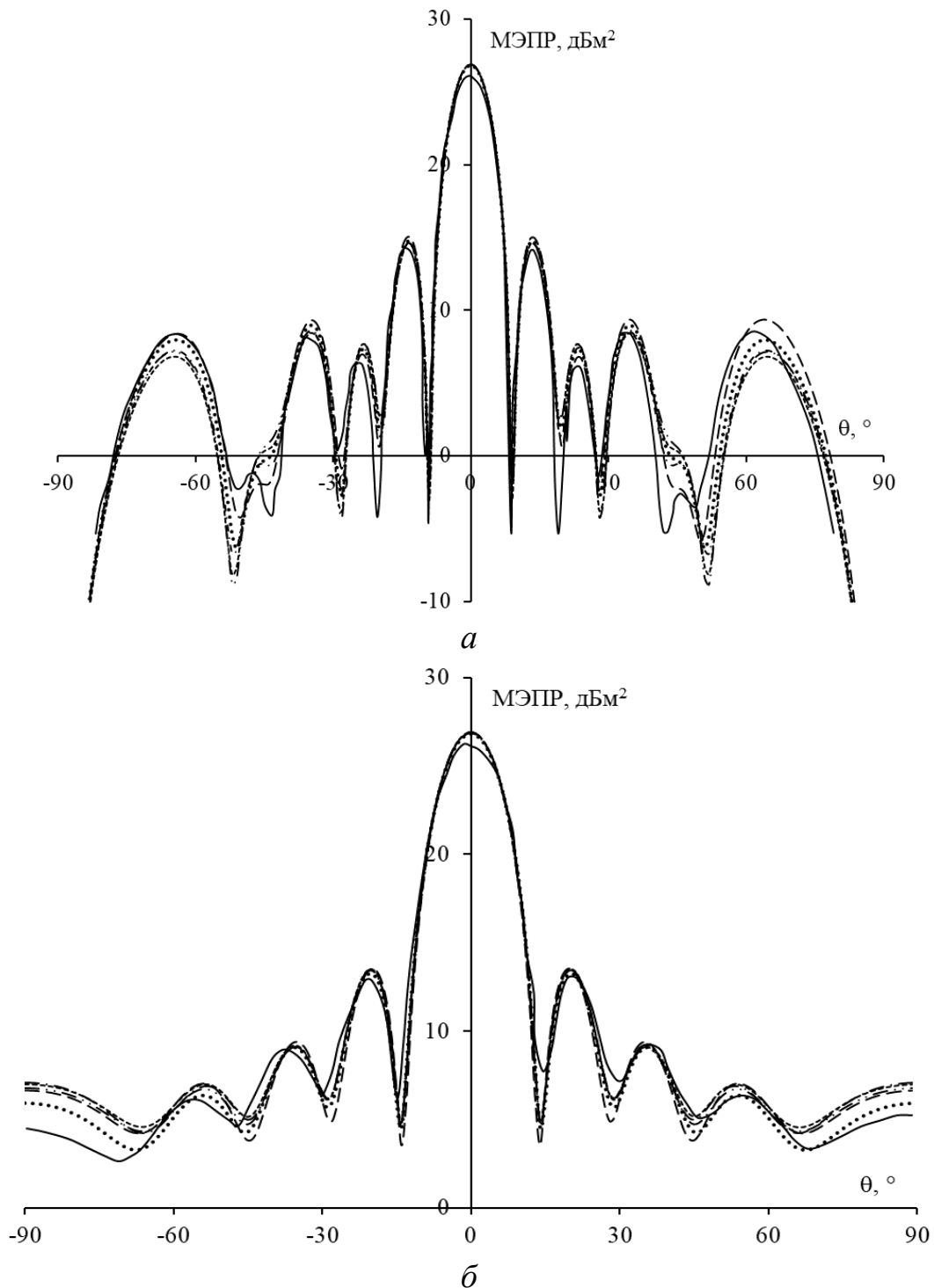


Рисунок 2.40 – МЭПР для рассеивателя S_2 в плоскостях $\varphi = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 0^\circ$ (б), полученные экспериментально (—) и с помощью МоМ со СБФ с ячейками: квадрат (•••); ромб (—•—); прямоугольный треугольник (—••—); шестиугольник (— —); RWG-треугольник (---)

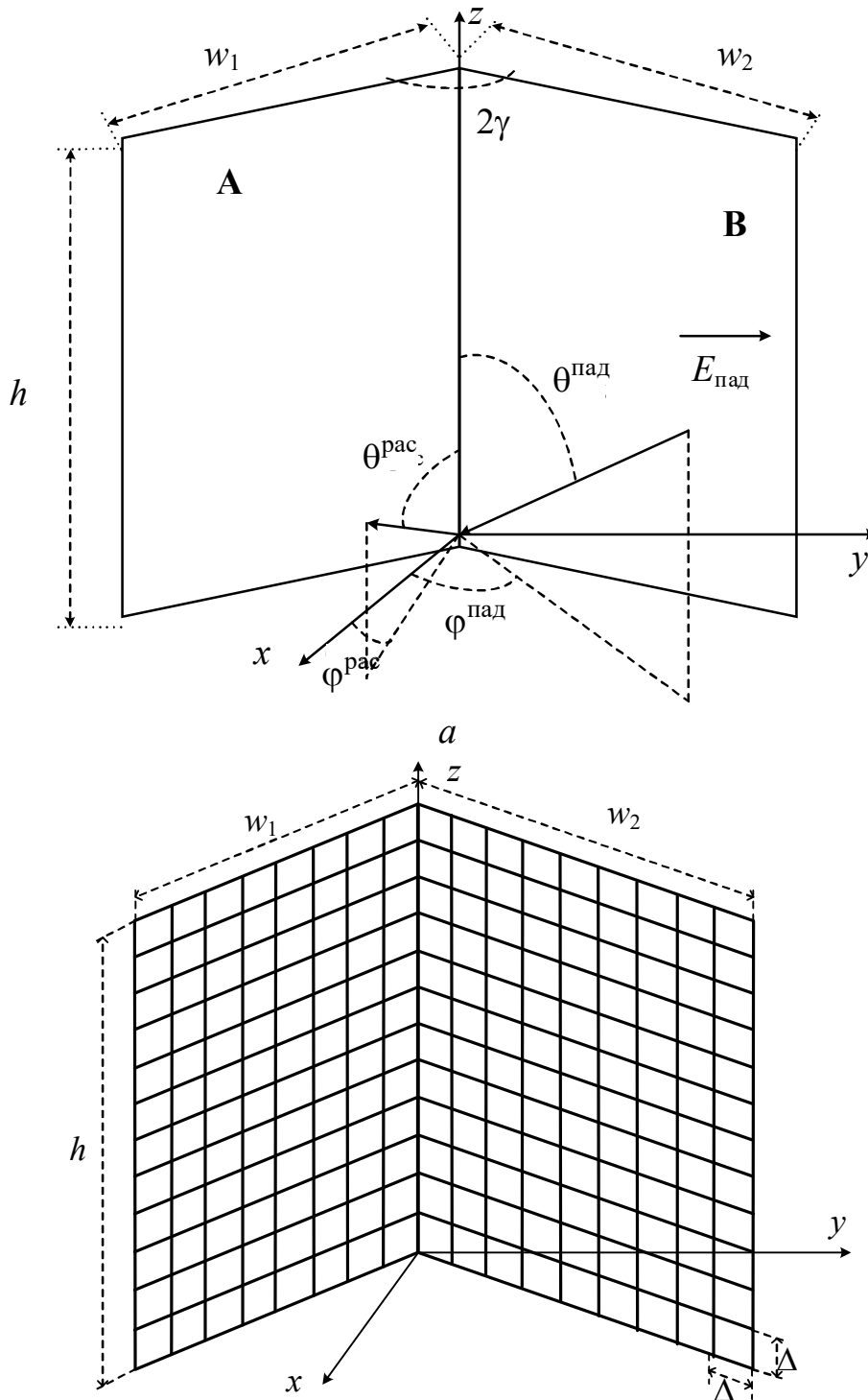
Для ЭПР и МЭПР установлено, что анализ структуры рассеяния по МоМ со СБФ и квадратными и ромбовидными ячейками ПС дает более точные результаты, чем с треугольными и шестиугольными. Это свидетельствует о том, что более простые формы ячеек, такие как квадраты, обычно показывают более надежные результаты моделирования, чем 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.

2.1.5 Двухгранный уголкового отражатель

В данном пункте оценены результаты моделирования ДУО по МоМ со СБФ. Эти результаты сравниваются с полученными численно с использованием физической теории дифракции (РТД – physical theory of diffraction) [92], физической и геометрической оптики РО_GO [93], МоМ с кусочно-синусоидальными (КС) базисными функциями [94] и экспериментально [92, 94]. Изометрический вид ДУО показан на рисунке 2.41,а, а эквивалентная ей ПС – рисунке 2.41,б. ДУО образован двумя прямоугольными пластинами (**A** и **B**), пересечение которых совпадает с осью Oz. Они имеют длину h , ширину w_1 и w_2 соответственно, симметричны относительно плоскости xOz, а угол между ними составляет 2γ . Рассмотрены три ДУО, различающихся по размеру и углу 2γ . Их параметры и направления падающей плоской волны, используемой для их возбуждения, приведены в таблице 2.14.

Рассмотрены МЭПР для рассеивателя S_1 с различными углами 2γ . Их значения, полученные по МоМ со СБФ, сравниваются с экспериментальными и численными значениями, полученными по РТД в [92] (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 2.42,а видно, что МЭПР для ДУО с $2\gamma = 90^\circ$ максимальны при $\varphi^{\text{пад}} = 0^\circ$. Они незначительно изменяются в диапазоне азимутов (от минус 15°

до 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.



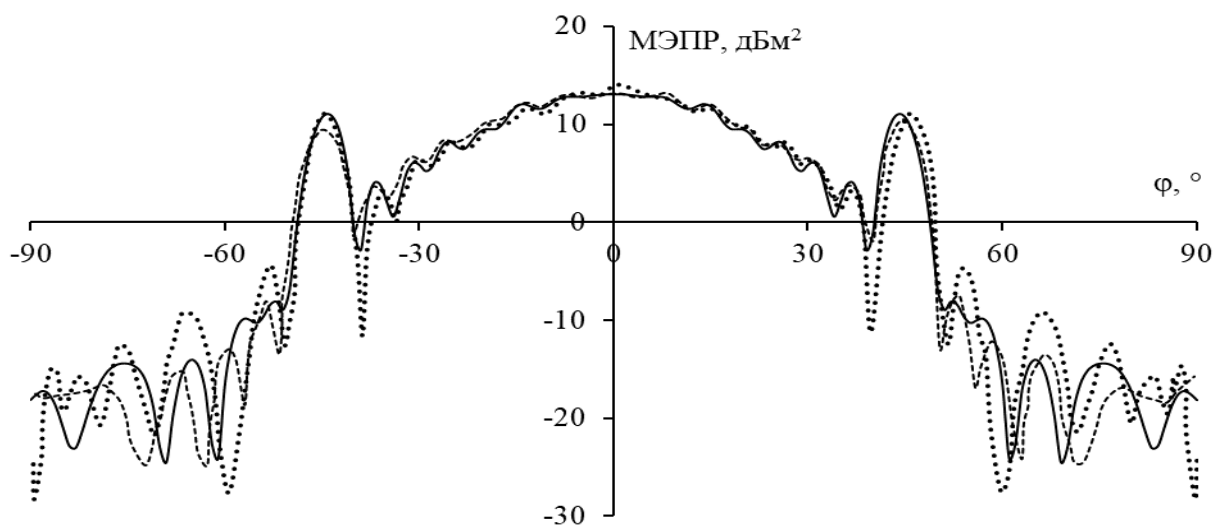
б

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	$\varphi^{\text{пад}}, ^\circ$	$\theta^{\text{пад}}, ^\circ$	f , ГГц	$2\gamma, ^\circ$	Анализ
S_1 [92]	0,18	0,18	0,18	0,9	33×33×33	0–360	90	9,4	90	РТД/ измерение
									98	
									77	
S_2 [93]	7,16	4,77	4,77	26	43×29×29	0–360	90	0,3	90	РО_GO
S_3 [94]	0,5	0,5	1	8	10×10×20	0–360	90	0,3	130	МоМ-КС/ измерение
						0	0–360			

С другой стороны, при 2γ , равном 98° или 77° , рассеянная энергия возвращается в направлении, отличном от направления падающей волны в области главного лепестка (рисунок 2.42,б и 2.42,в), поэтому МЭПР не максимальна при $\varphi^{\text{пад}} = 0^\circ$. Кроме того, МЭПР резко возрастают в диапазонах (минус 50° – минус 40°) и (40° – 50°). Это можно объяснить тем, что плоская волна имела направление, перпендикулярное одной из пластин ДУО.



a

Рисунок 2.42 – МЭПР для рассеивателя S_1 при 2γ , равном 90° (*a*); 98° (*б*); 77° (*в*), полученные с помощью МоМ на основе ПС (—), РТД (●●●) и измерения (----) [92]
(окончание см. на с. 86)

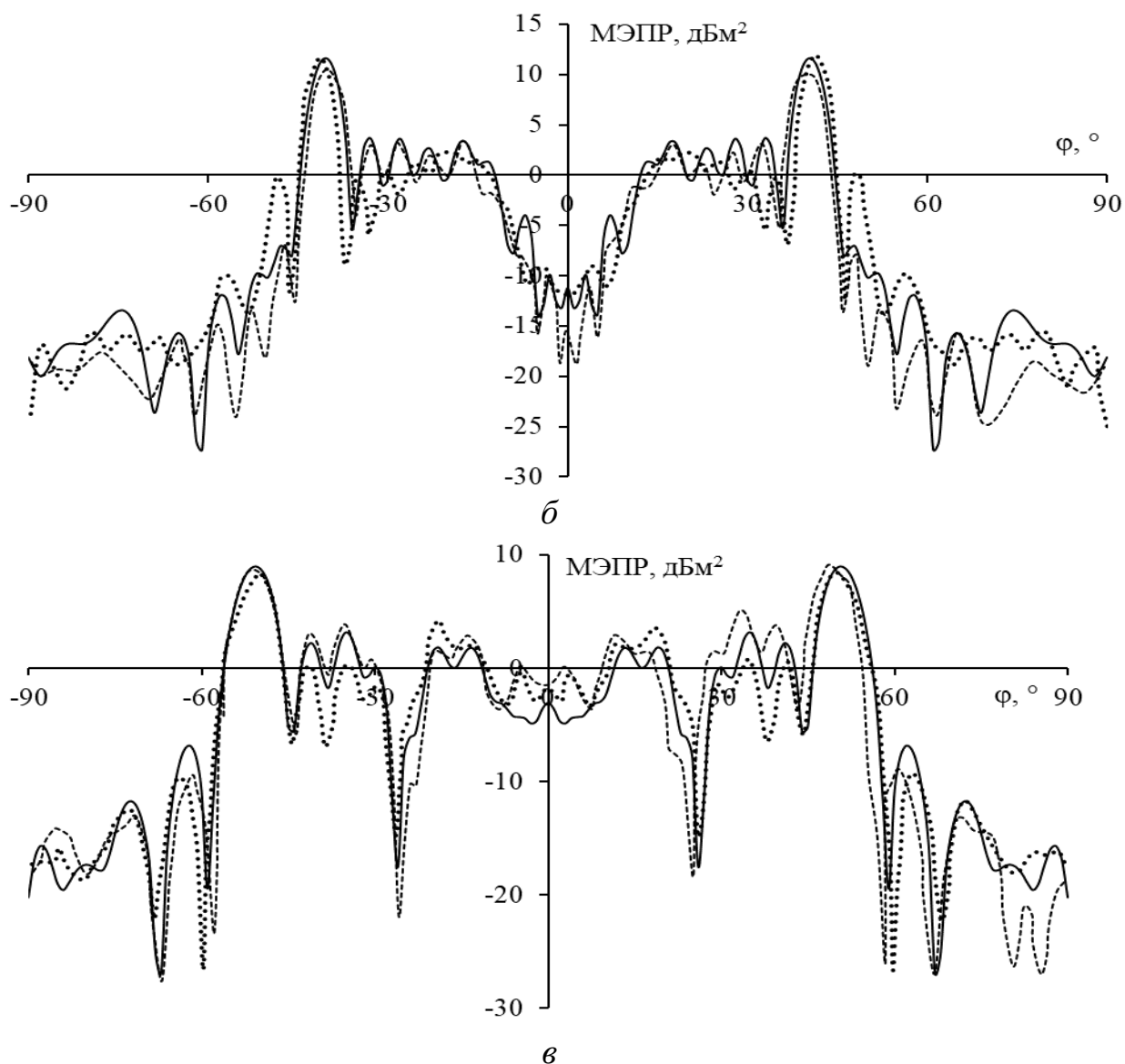


Рисунок 2.42 – Окончание (начало см. на с. 85)

Таблица 2.15 – Отклонения МЭПР, вычисленных по МоМ с СБФ, от полученных в [92] 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

Далее МЭПР для рассеивателя S_2 , полученные по МоМ со СБФ, сравнены с рассчитанными по PO_GO в [93] (рисунок 2.43). Видно, что результаты по МоМ со СБФ также хорошо согласуются с результатами по PO_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 (минус 50° – минус 40°) (24,5 дБ). Это можно объяснить тем, что для S_2 пластина A больше B .

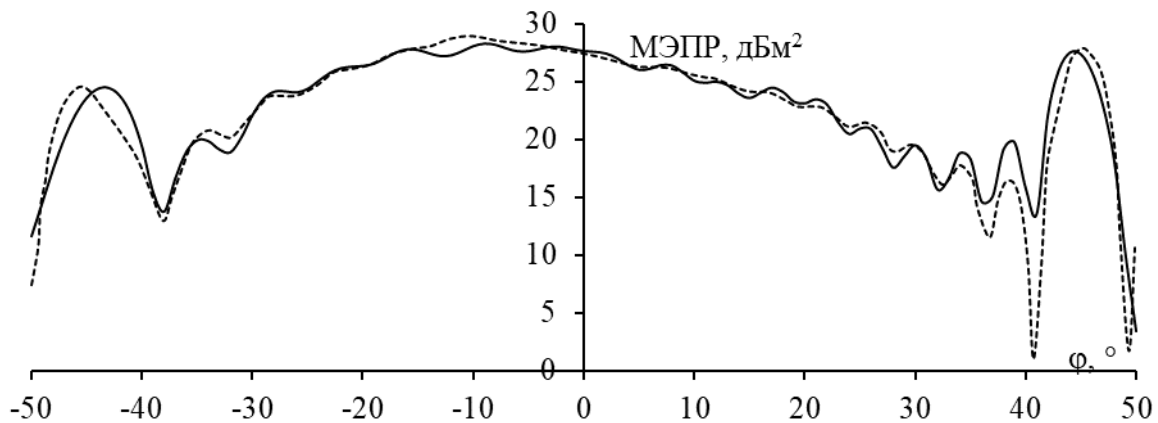


Рисунок 2.43 – МЭПР для S_2 , полученные с помощью МоМ на основе ПС (—) и PO_GO (----) [93]

МЭПР для рассеивателя S_3 в плоскостях $\theta = 90^\circ$ и $\varphi = 0^\circ$ по МоМ со СБФ сравнены с полученными экспериментально и численно по МоМ с КСФ в [94] (рисунок 2.44).

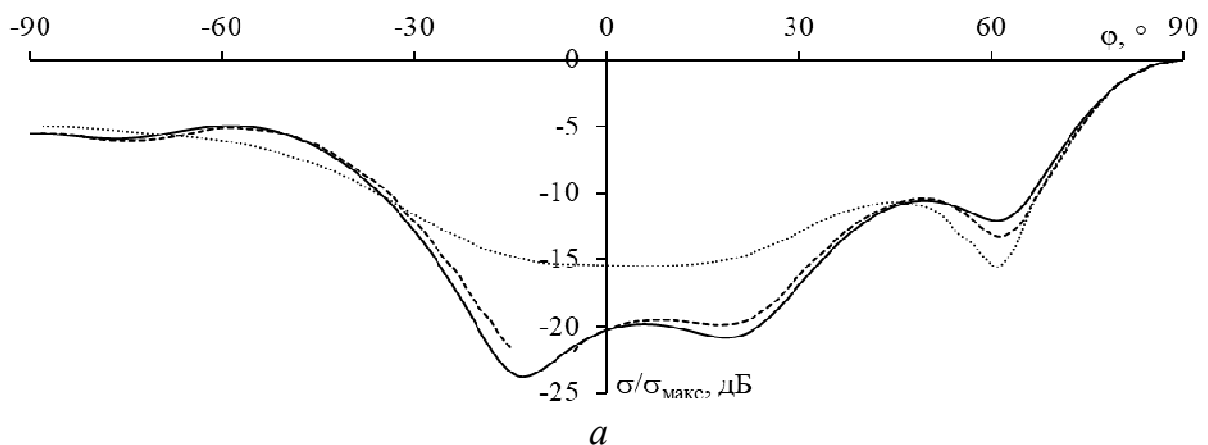


Рисунок 2.44 – МЭПР для рассеивателя S_3 в плоскостях $\theta = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 0^\circ$ (б), полученные по МоМ со СБФ (—), МоМ с КС (···) и измерению (---) [94] (окончание см. на с. 88)

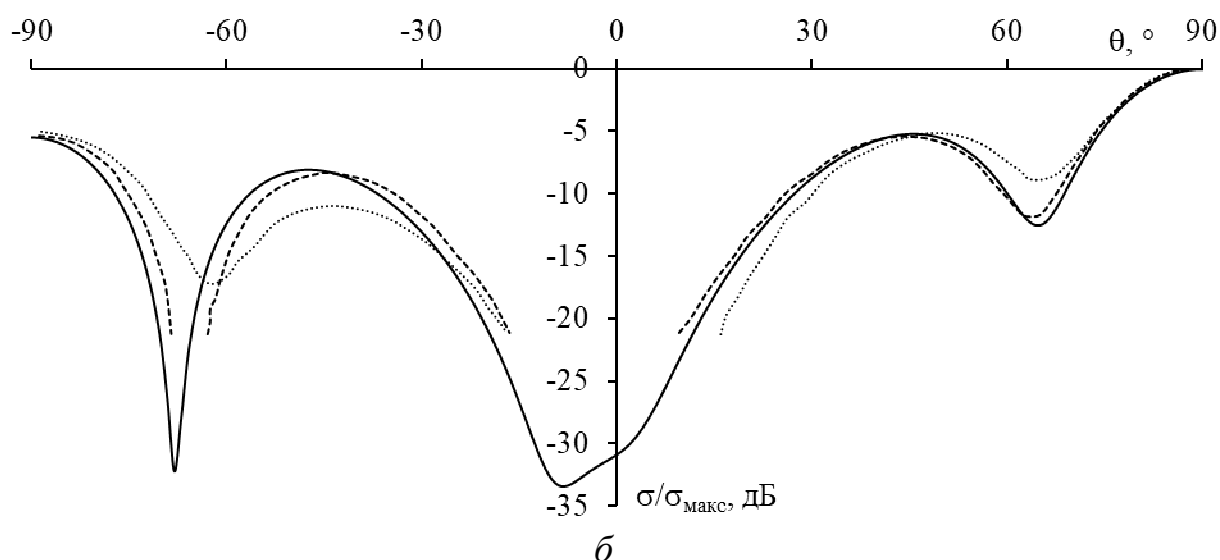


Рисунок 2.44 – Окончание (начало см. на с. 87)

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 $\varphi=0^\circ$.

2.1.6 Треугольный трехгранный уголковый отражатель

Верифицированы результаты моделирования ТТУО по МоМ со СБФ сравнением с полученными численно при помощи CST [89, 95], PO с методом эквивалентных токов (МЕС – method of equivalent currents) (PO_МЕС) [96], MLFMM и метода трассировки лучей (SBR – shooting and bouncing rays) [97], а также измерений [89, 95, 96].

Исследуемый ТТУО изображен на рисунке 2.45. Он состоит из 3 равнобедренных прямоугольных треугольников одинакового размера с длиной оснований l . На рисунке 2.45,б показан ТТУО из ПС. Поверхности ПС разбиты на ячейки с длиной ребра Δ . Взяты 7 ТТУО (S_1-S_7) разного размера. Их параметры и направления падающих плоских волн для их возбуждения приведены в таблице 2.16.

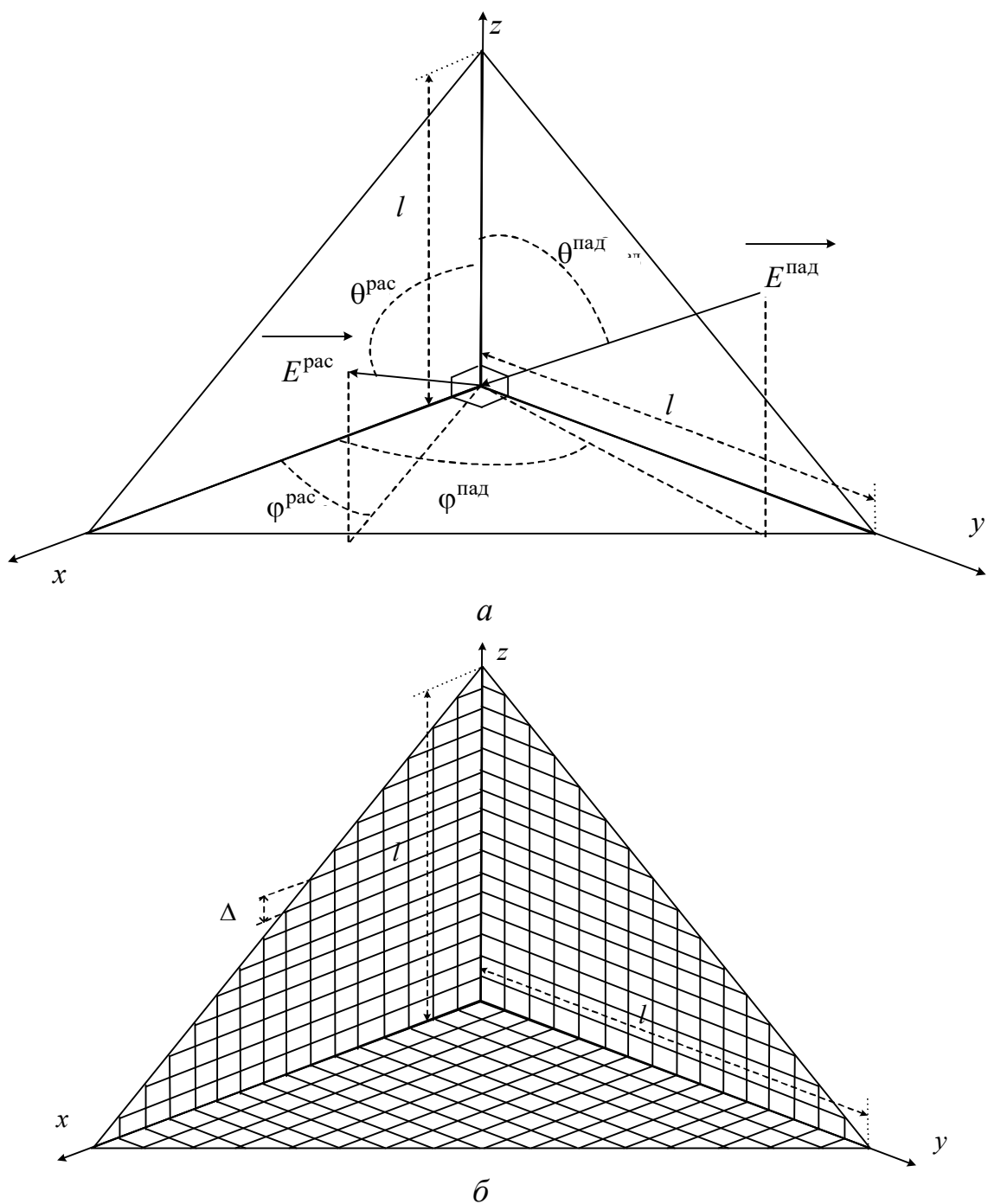


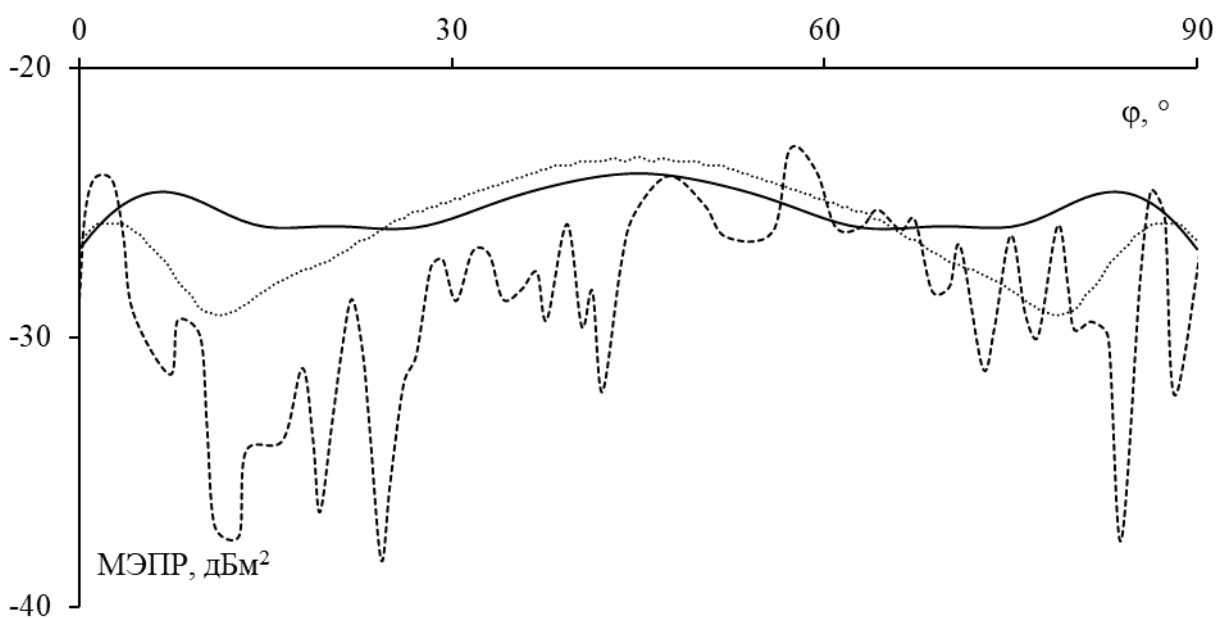
Рисунок 2.45 – Изометрический вид сплошного ТТУО (а)
и эквивалентной ПС (б)

Полученные МЭПР для S_1-S_7 по МоМ со СБФ сравнены с полученными по CST и экспериментально в [89] (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).

Таблица 2.16 – Параметры рассмотренных ТТУО

ТТУО	l , м	a , м	Δ , мм	Число ячеек	$\varphi_{\text{пад}}, ^\circ$	$\theta_{\text{пад}}, ^\circ$	f , ГГц	Методы анализа
S_1 [89]	0,01	0,053	0,33	30×30×30	0–90	90	100	CST/ измерение
S_2 [89]	0,015	0,053	0,33	45×45×45	0–90	90	100	CST/ измерение
S_3 [89]	0,02	0,053	0,33	60×60×60	0–90	90	100	CST/ измерение
S_4 [95]	0,043	0,1	0,66	70×70×70	–30+120	55	76,5	CST/ измерение
S_5 [96]	5	16	100	50×50×50	35	0–90	0,003	PO_MEC/ измерение
S_6 [96]	10	16	100	100×100×100	0–90	80	0,003	PO_MEC/ измерение
					0–90	70		
					35	0–90		
S_7 [97]	0,3	0,68	4,3	70×70×70	45	0–90	10	MLFMM/SBR



a

Рисунок 2.46 – МЭПР для S_1 (а), S_2 (б), S_3 (в), полученные измерением (---) и численно по МоМ со СБФ (—) и CST (···) (окончание см. на с. 91)

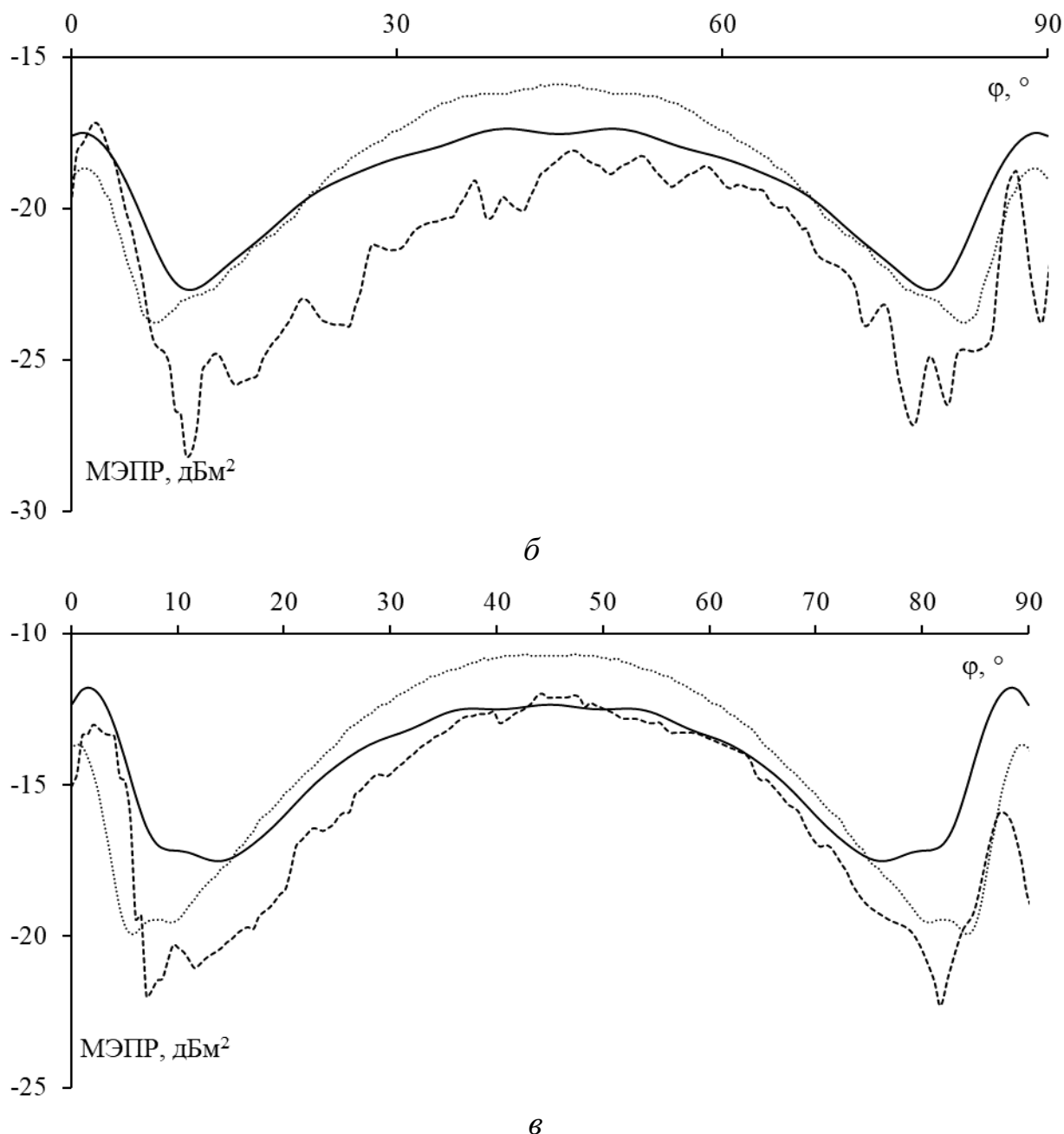


Рисунок 2.46 – Окончание (начало см. на с. 90)

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.

Отклонения МЭПР, рассчитанных по МоМ со СБФ, от рассчитанных с помощью CST и измеренных в [89] 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 [89] для S_1-S_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 [95] (рисунок 2.47).

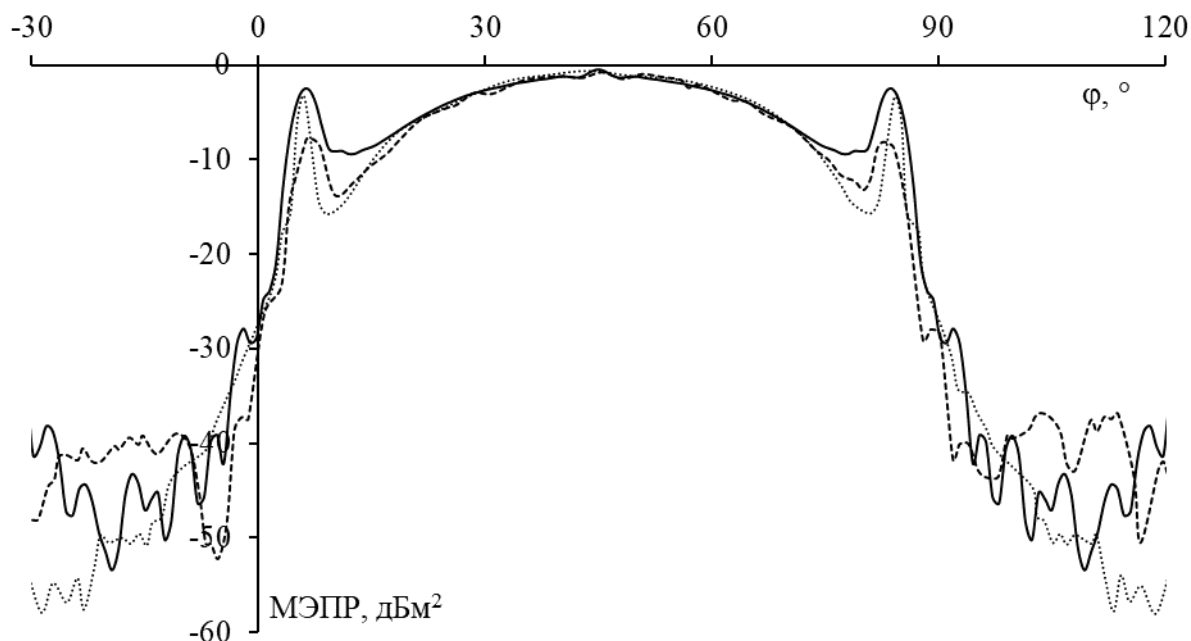


Рисунок 2.47 – МЭПР для S_4 , полученные измерением (---), численно по МоМ со СБФ (—) и CST (…)

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 отклоне-

ния 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 от измеренной – 13 дБ.

Затем МЭПР для S_5 по МоМ со СБФ сравнивались с полученными численно по РО_МЕС и измеренными из [96] (рисунок 2.48). Они хорошо согласуются, особенно в области $\theta = 20\text{--}75^\circ$. 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.

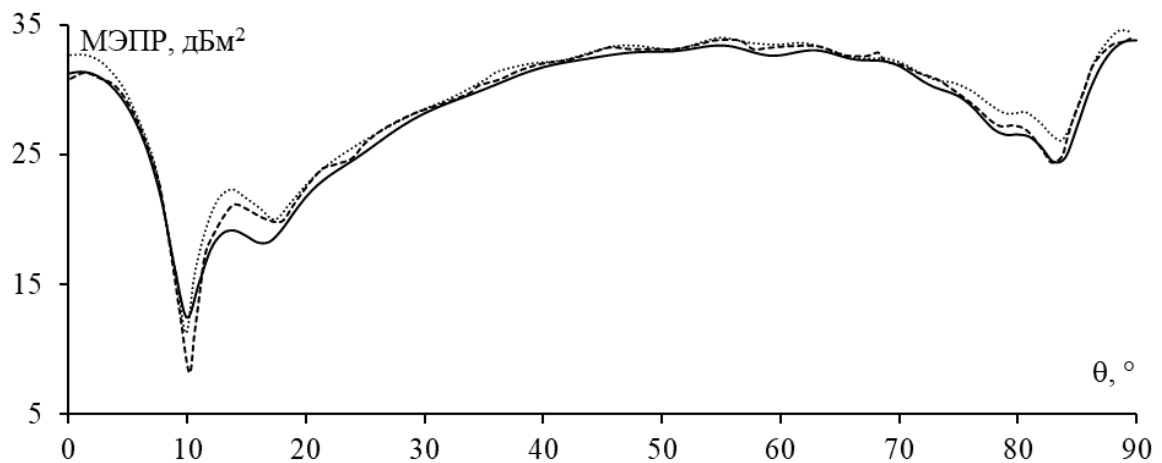


Рисунок 2.48 – МЭПР для S_5 , полученные экспериментально (---), численно по МоМ со СБФ (—) и РО_МЕС (···)

При изменении направления падающей волны в диапазоне $\theta = 35\text{--}75^\circ$ 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 $\theta = 56^\circ$ [95]. 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).

МЭПР для S_6 , рассчитанные по МоМ со СБФ, сравнены с полученными численно по РО_МЕС и измерением из [96] (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 дБм^2) выше, чем для S_5 (34 дБм^2). 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 [96] сведены в таблице 2.18. Видно, что хотя разница между результатами растет при отклонении падающей волны от угла, при котором МЭПР достигает максимума, МЭПР для главного лепестка остаются согласованными друг с другом.

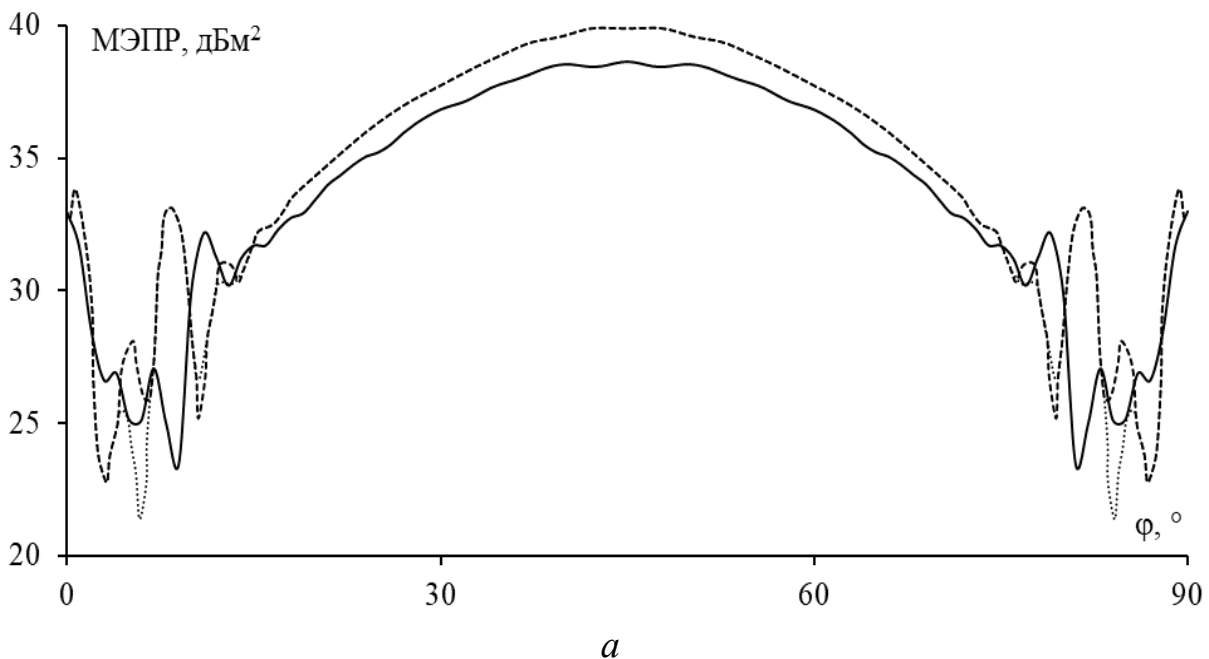


Рисунок 2.49 – МЭПР для S_6 в плоскостях $\theta = 80^\circ$ (а); $\theta = 70^\circ$ (б); $\varphi = 35^\circ$ (в), полученные экспериментально (---) и численно по МоМ со СБФ (—) и РО_МЕС (…)
(окончание см. на с. 95)

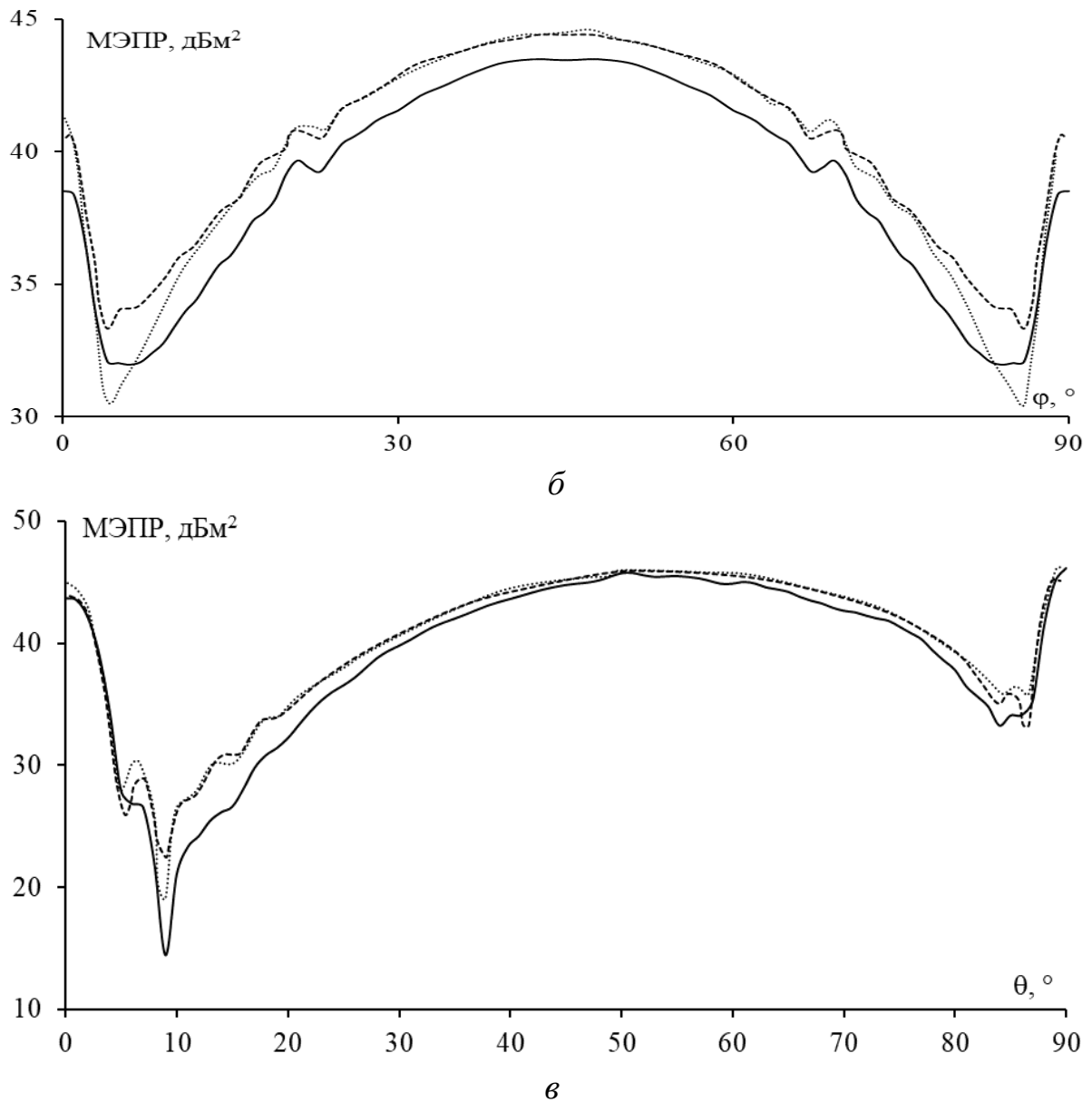


Рисунок 2.49 – Окончание (начало см. на с. 94)

Таблица 2.18 – Отклонения МЭПР, вычисленных по МоМ с СБФ, от полученных в [96] 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

Наконец МЭПР для S_7 , полученные по МоМ со СБФ, сравнены с полученными по MLFMM и SBR в [97] (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).

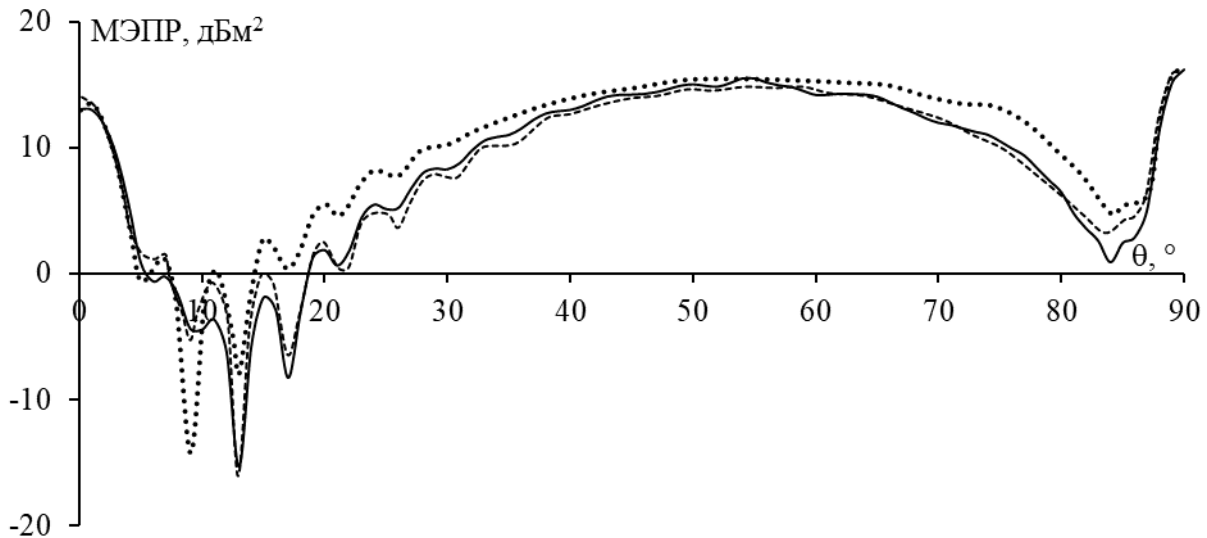


Рисунок 2.50 – МЭПР для S_7 , полученные численно по МоМ со СБФ (—), MLFMM (···) и SBR (---)

2.1.7 Квадратный трехгранный уголковый отражатель

В этом пункте верифицированы результаты анализа КТУО по МоМ со СБФ сравнением с результатами CST [89], FDTD [98], PO_МЕС [98], PO [99] и экспериментальными [89]. КТУО исходный и аппроксимированный ПС с параметрами показаны на рисунке 2.51.

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

Анализировались МЭПР для $S_1 - S_3$ по МоМ со СБФ. Эти результаты сравнивались с полученными по CST и измеренными из [89] (рисунок 2.52).

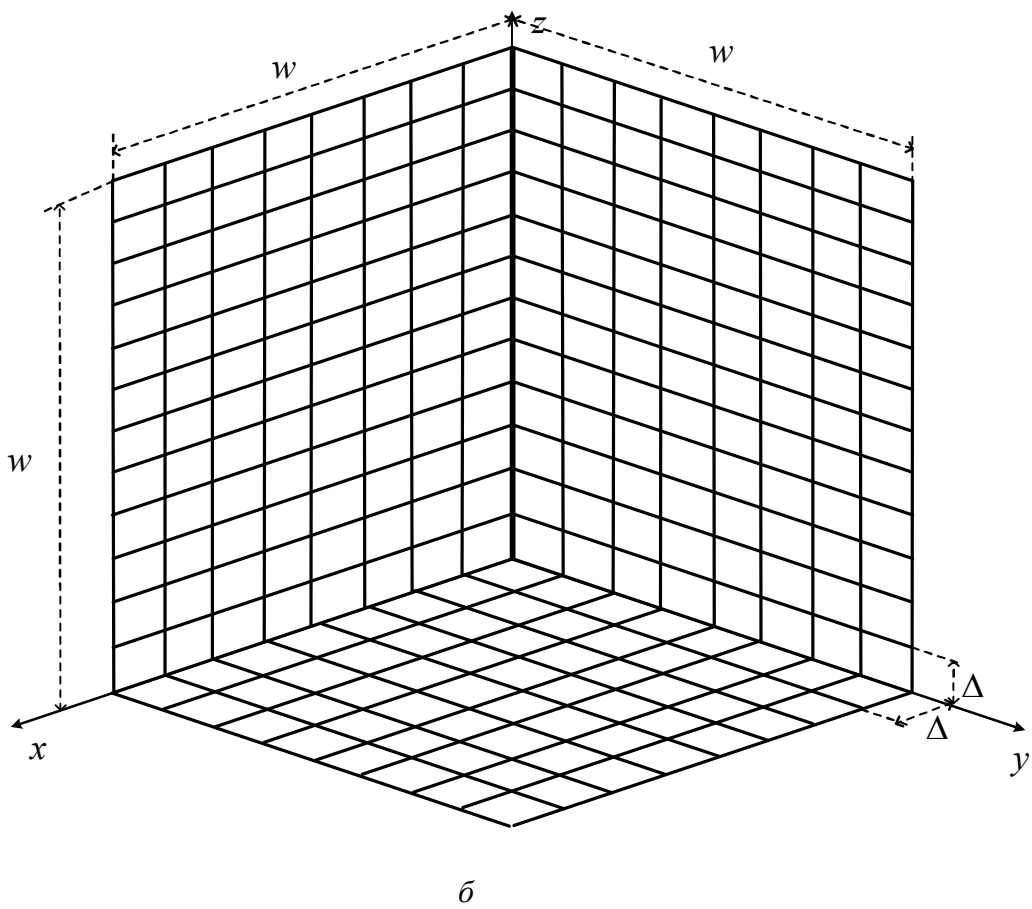
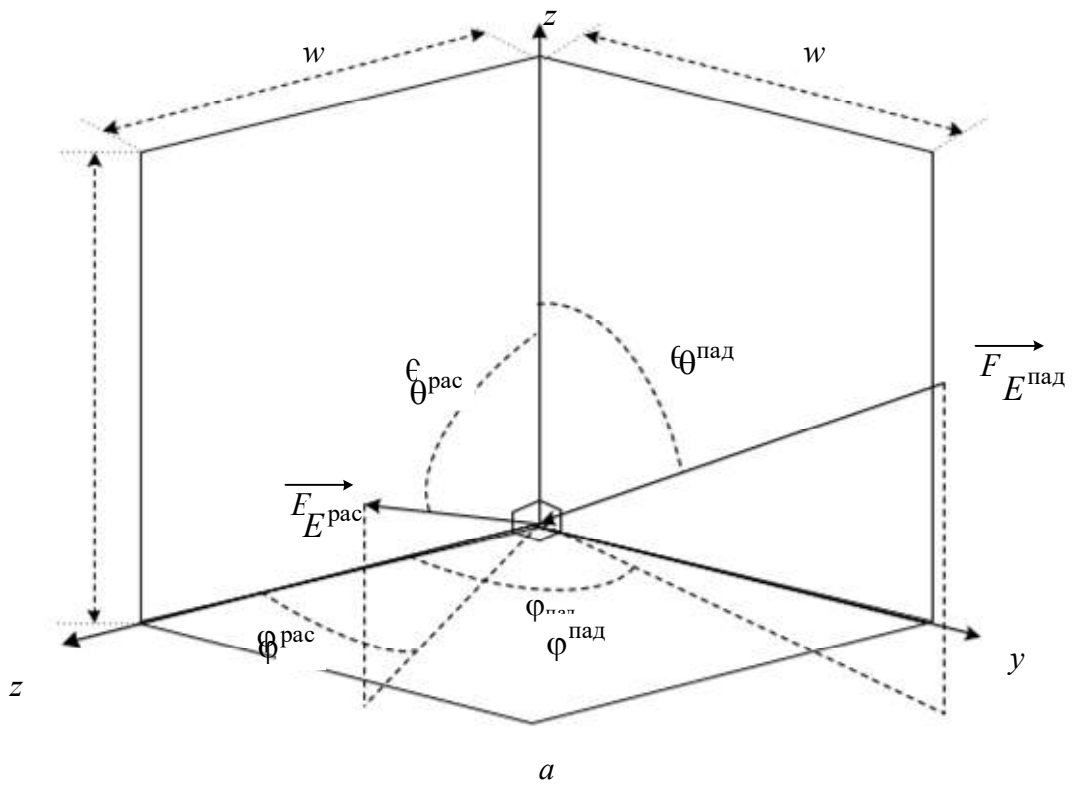
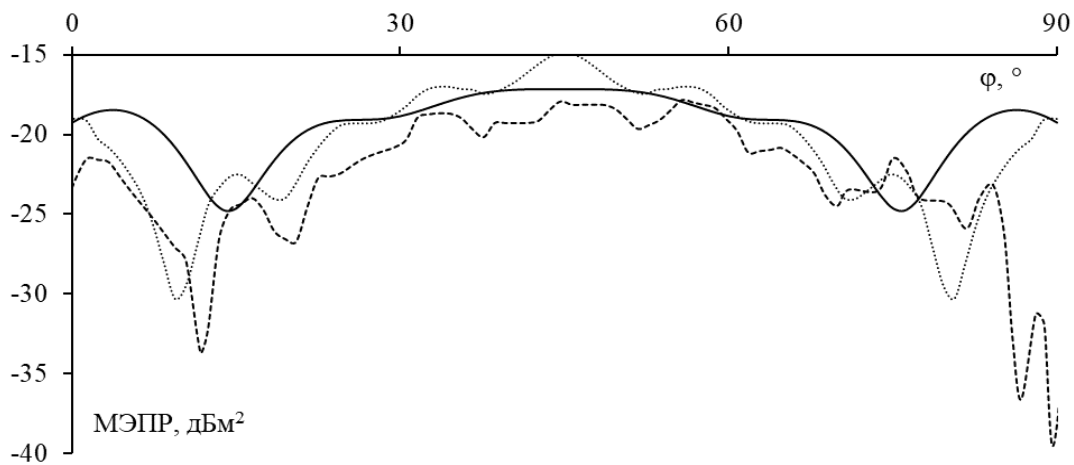


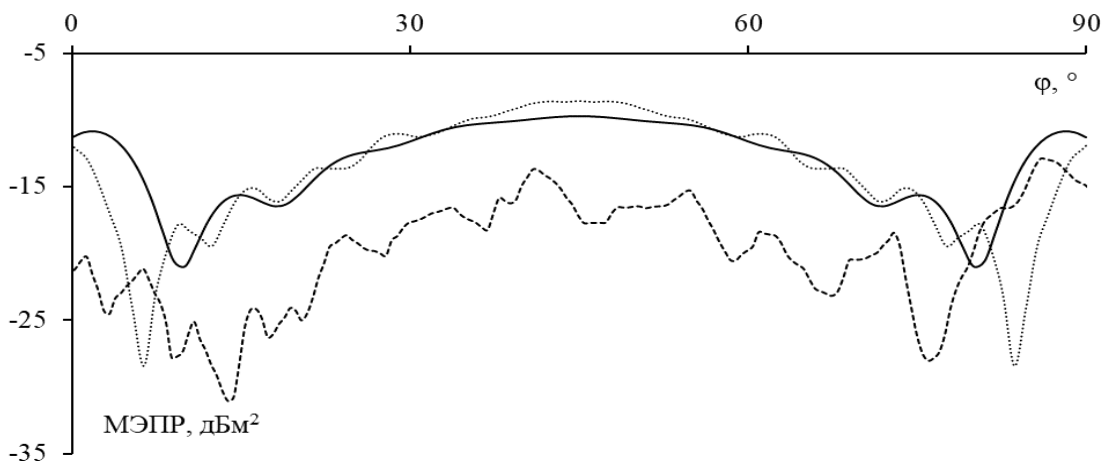
Рисунок 2.51 – Сплошной квадратный ТУО (а)
и его эквивалентная ПС (б)

Таблица 2.19 – Параметры для анализа рассматриваемых КТУО

КТУО	w , м	a , мм	Δ , мм	Число ячеек	$\varphi_{\text{пад}}, ^\circ$	$\theta_{\text{пад}}, ^\circ$	f , ГГц	Метод анализа
S_1 [89]	0,01	0,047	0,3	33×33×33	0–90	90	100	CST/ измерение
S_2 [89]	0,015	0,052	0,33	45×45×45	0–90	90	100	CST/ измерение
S_3 [89]	0,02	0,052	0,33	60×60×60	0–90	90	100	CST/ измерение
S_4 [98]	5	16	100	50×50×50	0–90	66	0,003	FDTD/ PO_MEC
					45	0–90		
S_5 [98]	7	0,016	0,1	70×70×70	0–90	70	0,003	FDTD/ PO_MEC
					50	0–90		
S_6 [99]	0,2	0,032	0,0036	55×55×55	0–90	45	9,4	PO
					45	0–90		

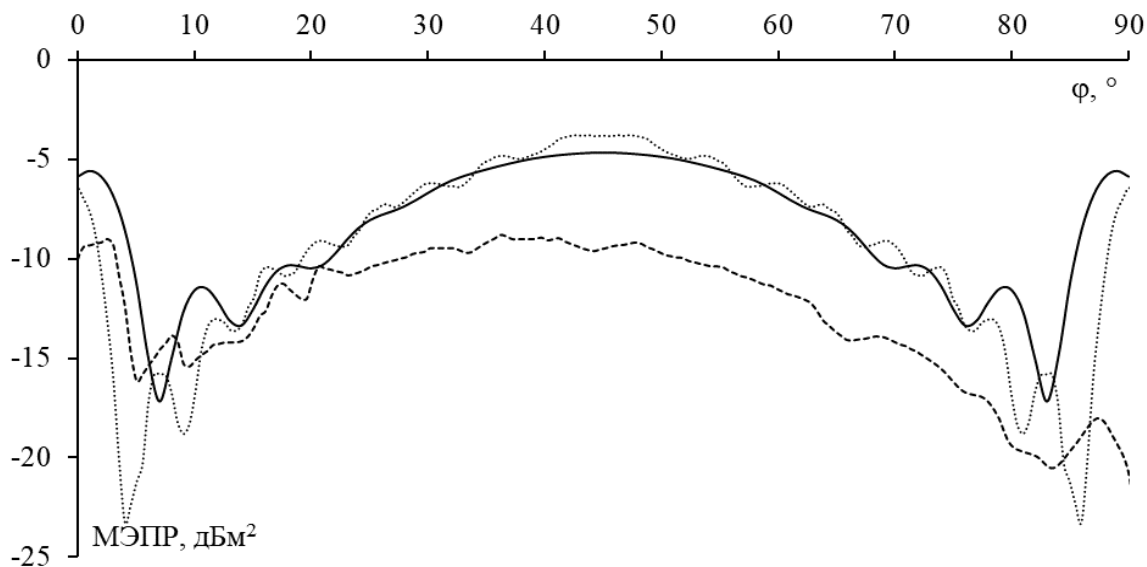


a



б

Рисунок 2.52 – МЭПР для S_1 (*a*); S_2 (*б*); S_3 (*в*), измеренные (---) и вычисленные по МоМ со СБФ (—) и CST (···) (окончание см. на с. 99)



6

Рисунок 2.52 – Окончание (начало см. на с. 98)

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.

Далее сравниваются МЭПР для S_4 , вычисленные по МоМ со СБФ, FDTD и РО_МЕС в [98] (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).

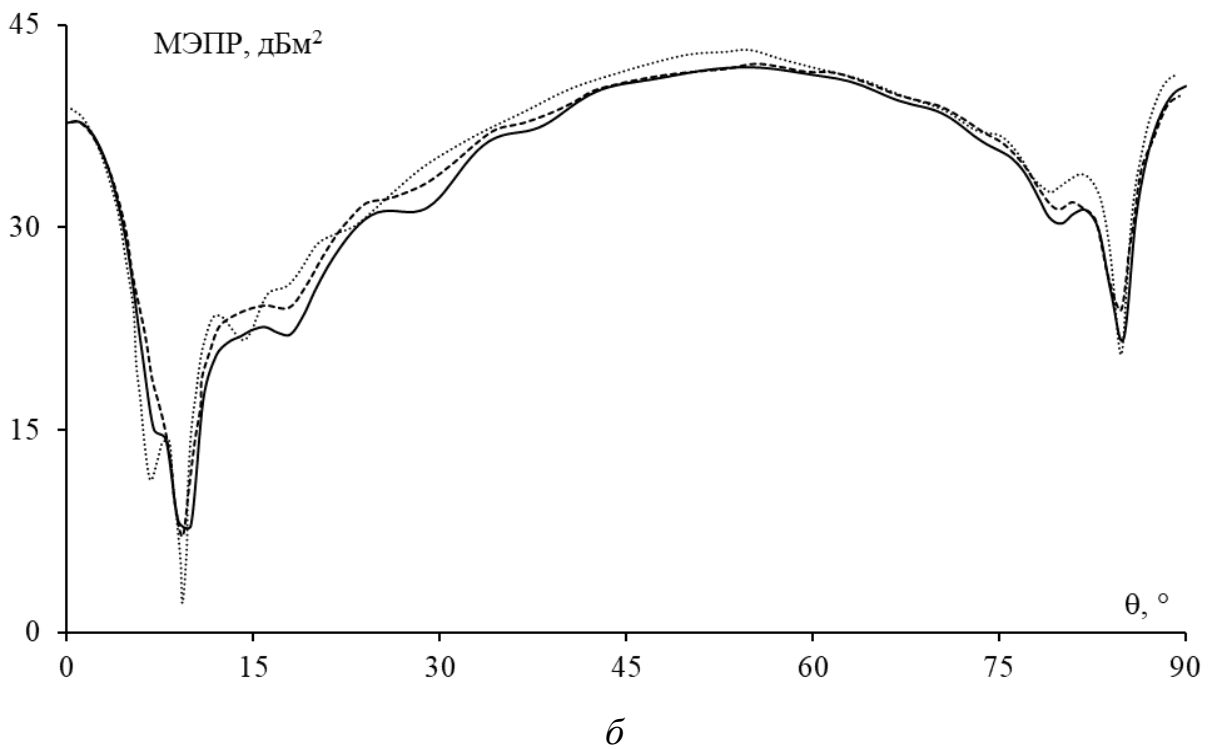
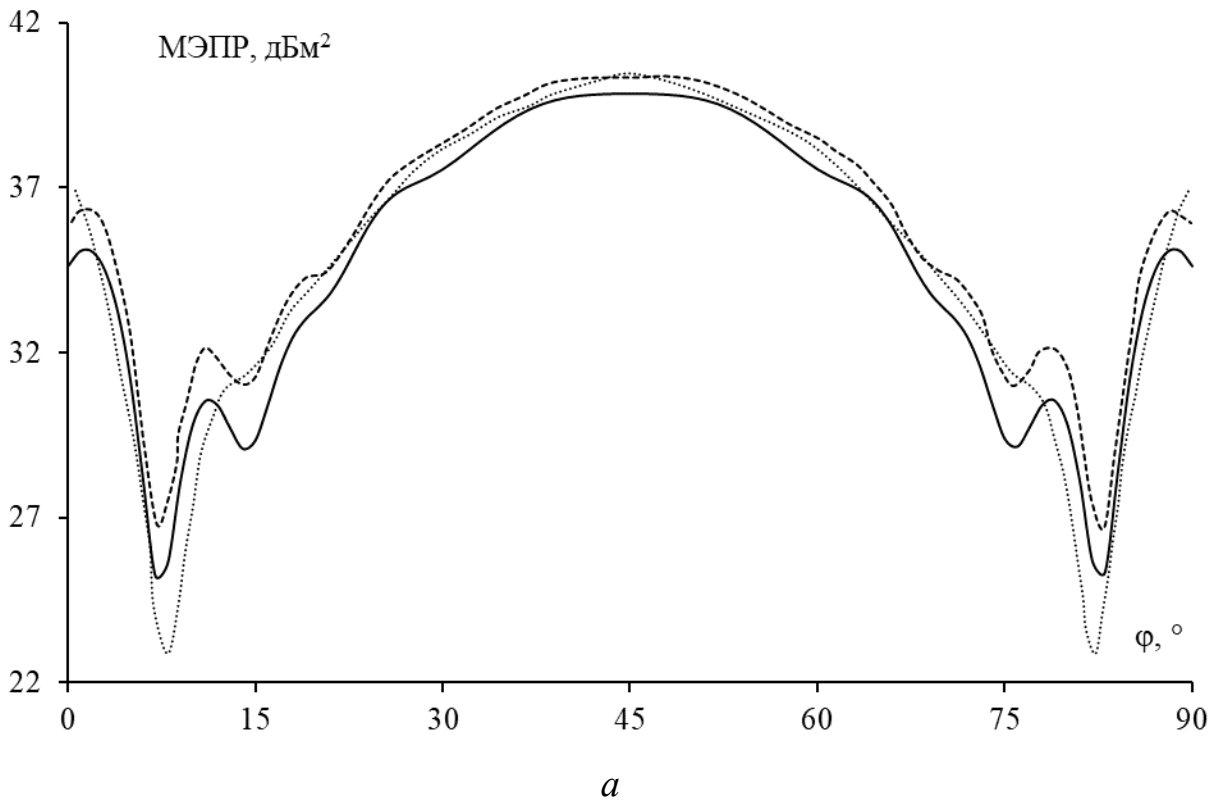
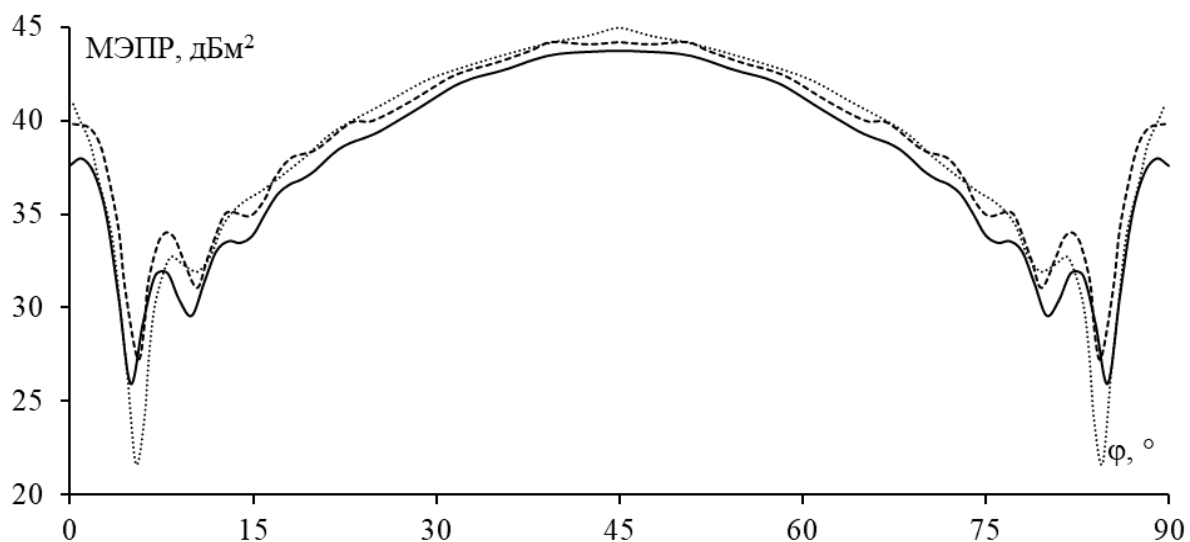
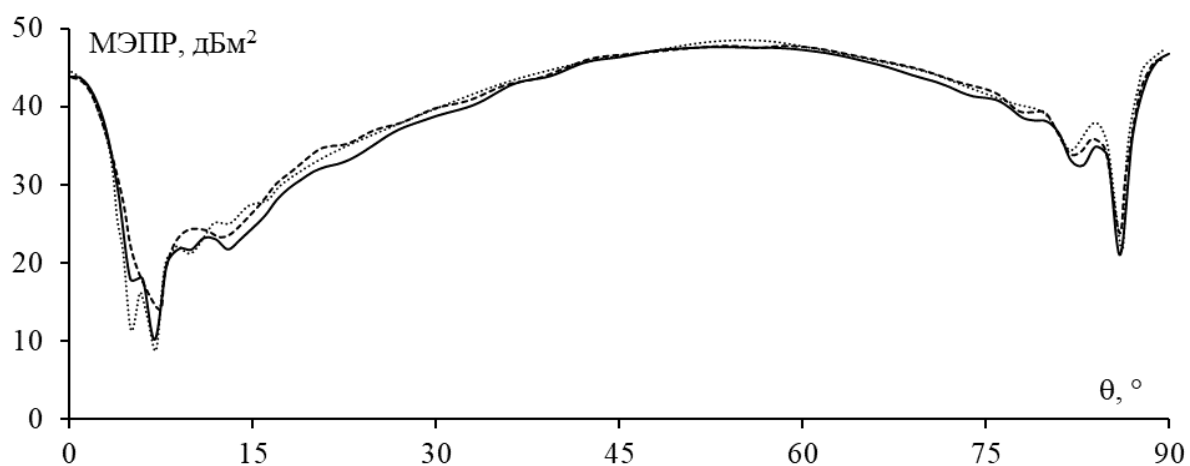


Рисунок 2.53 – МЭПР для S_4 , полученные по МоМ со СБФ (—), РО_МЕС (···) и FDTD (----) в плоскостях $\theta = 66^\circ$ (a) и $\varphi = 45^\circ$ (б)



a



б

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

Затем сравниваются МЭПР для S_6 , вычисленные по МоМ со СБФ и РО из [99] (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 $\theta^{\text{рас}} = 55^\circ$, 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 $\varphi = 45^\circ$.

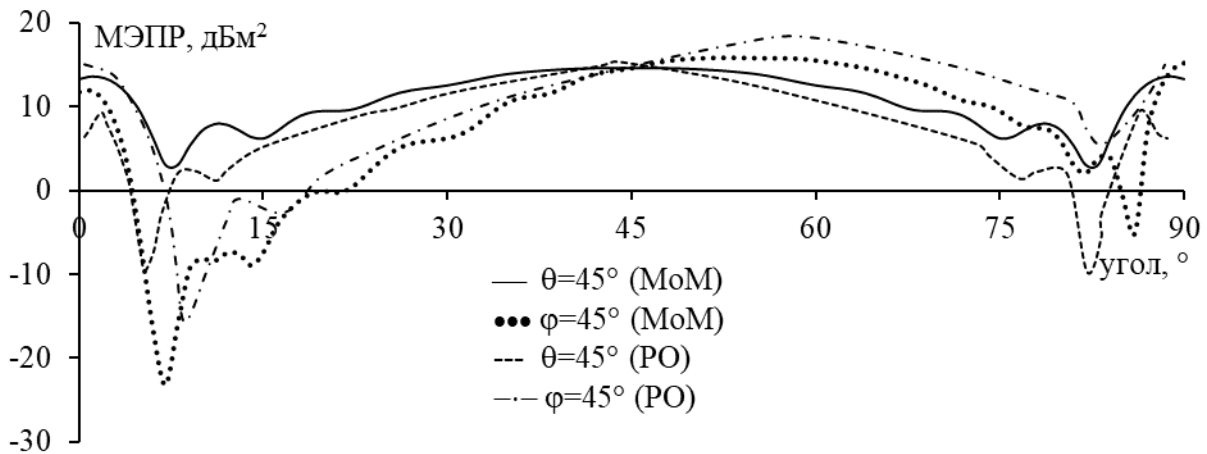


Рисунок 2.55 – МЭПР для S6

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 стороны.

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 проводках, значительно меньше, чем на вертикальных. 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 в центральной области пластины (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.

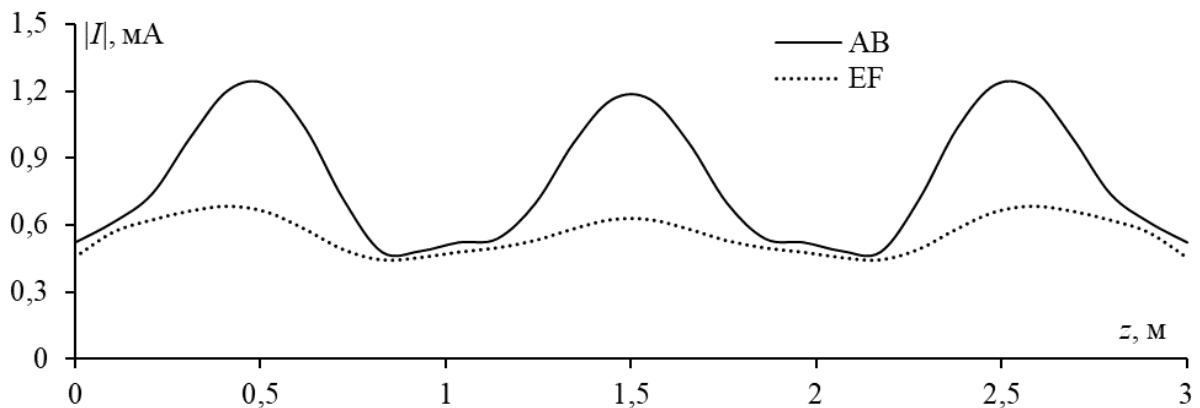


Рисунок 2.56 – Зависимости $|I|$ от координат вдоль АВ и EF прямоугольной ПС 3×2 м при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$

Разработана АОТС для создания разреженного рассеивателя (рисунок 2.57). 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), это 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.

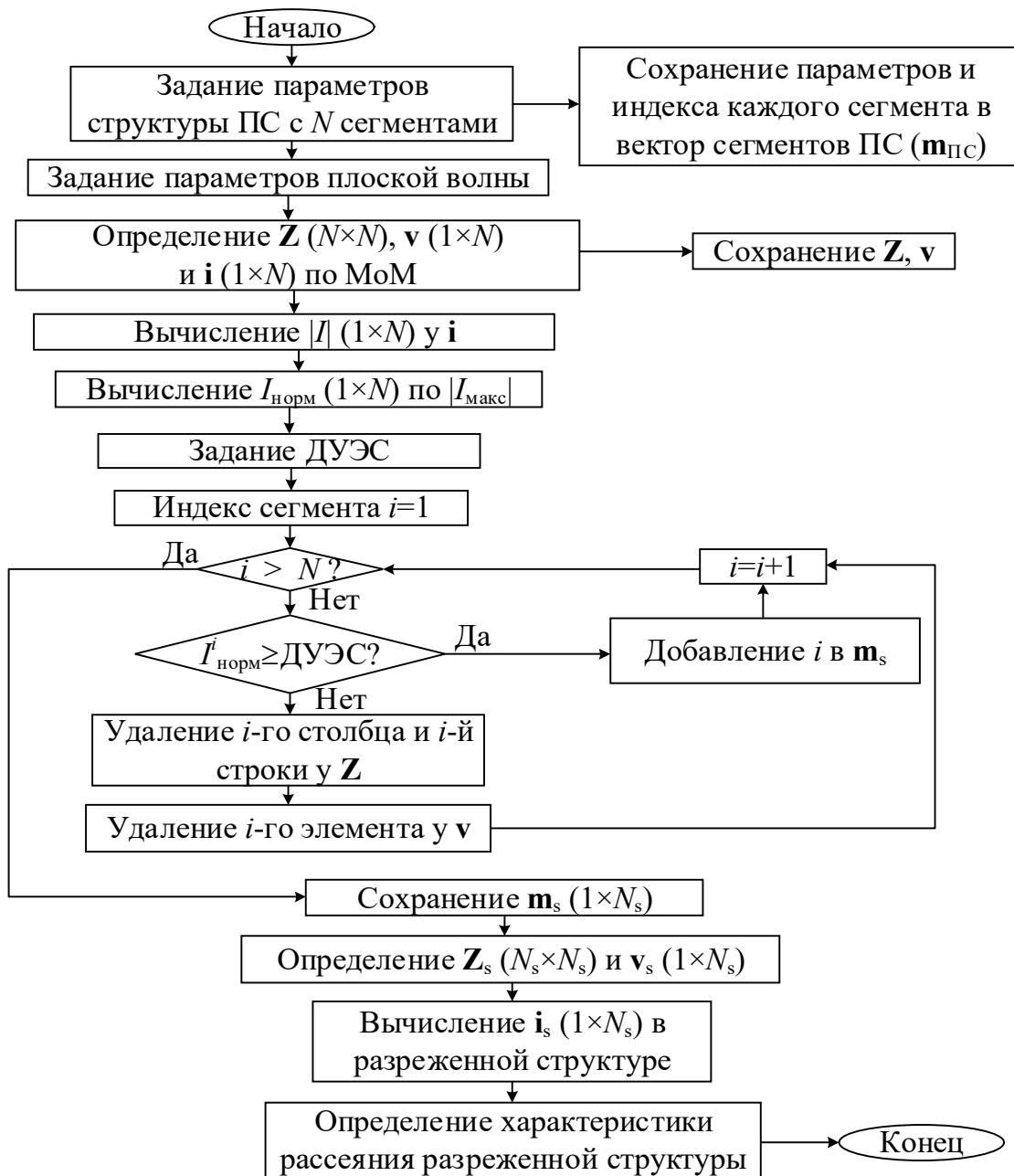


Рисунок 2.57 – Алгоритм АОТС для создания разреженных рассеивателей при возбуждении с заданного направления

Второй подход 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 (БЭПР^{макс}) (при $\theta^{\text{рас}} = \varphi^{\text{рас}} = 90^\circ$) при изменении ДУЭС (рисунок 2.58).

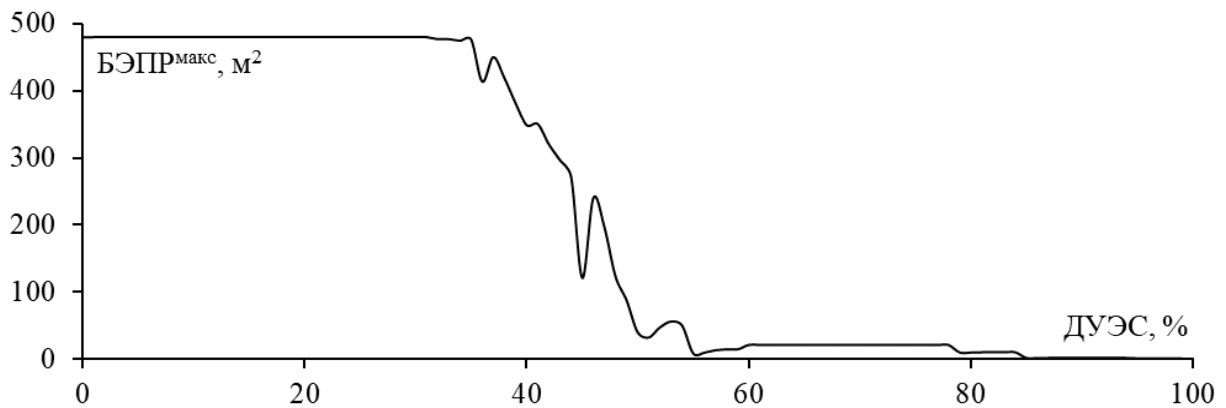


Рисунок 2.58 – Зависимость БЭПР^{макс} от ДУЭС при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$

Из рисунка 2.58 видно, что при ДУЭС=0–34% БЭПР^{макс} не меняется. 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 2.56, $|I^{\text{мин}}|$ 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 от 34 до 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 2.56, $|I|$ 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 $|I|$ не мал) резко уменьшает поле рассеяния, вызывая быстрое снижение БЭПР^{макс} в этом диапазоне (см. рисунок 2.58).

При ДУЭС=45% БЭПР^{макс} снижается до 120 м², а затем возрастает при ДУЭС=46% до 240 м². 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 БЭПР^{макс}. Когда ДУЭС=56–100%, БЭПР^{макс} сильно падает, поскольку большая часть сегментов в середине пластины удалена, и осталось лишь мало сегментов по краям. Хотя $|I|$ 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, 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 количество горизонтальных и вертикальных проводов почти одинаково. 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.

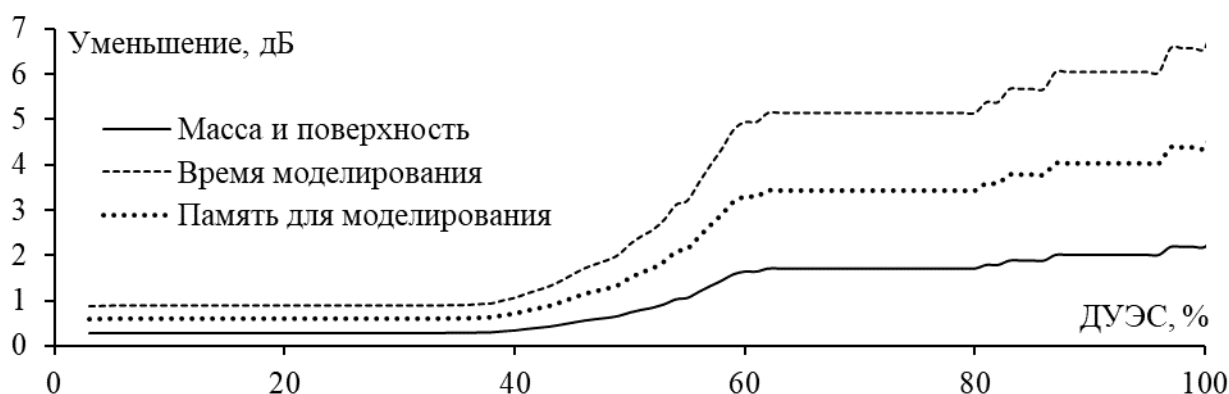


Рисунок 2.59 – Зависимости уменьшения массы и поверхности рассеивателя, времени и памяти для его моделирования от ДУЭС после АОТС

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.

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, равными 35% (S35); 40% (S40); 50% (S50), представлены на рисунке 2.60.

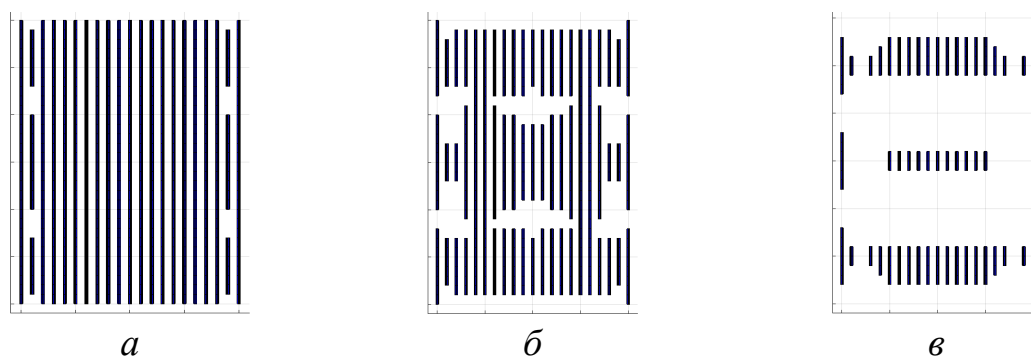
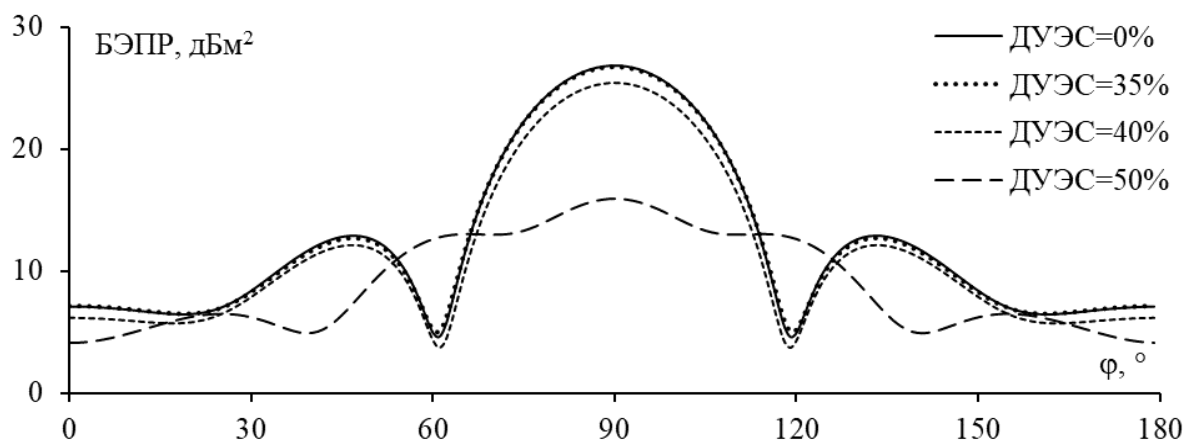


Рисунок 2.60 – Модели S35 (а); S40 (б) и S50 (в)

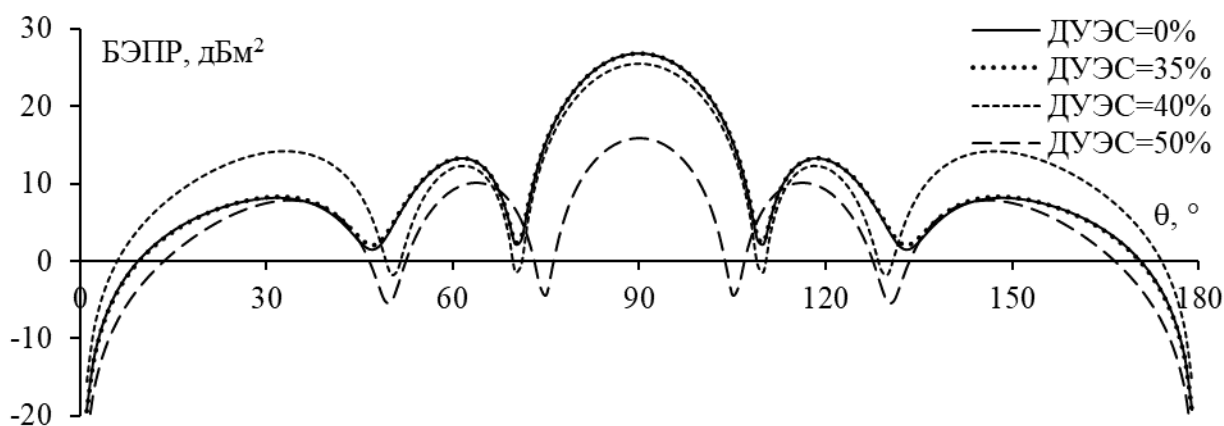
В разреженной структуре ПС после АОТС с ДУЭС=35; 40 и 50% осталось 614, 484 и 174 провода, а в исходной ПС их было 1250. В результате масса и поверхность рассеивателя уменьшены в 2,035; 2,583 и 7,183 раза, потребление памяти сократилось в 4,14, 6,67 и 51,6 раза, а время вычислений уменьшилось в 8,427; 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 yOz 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.

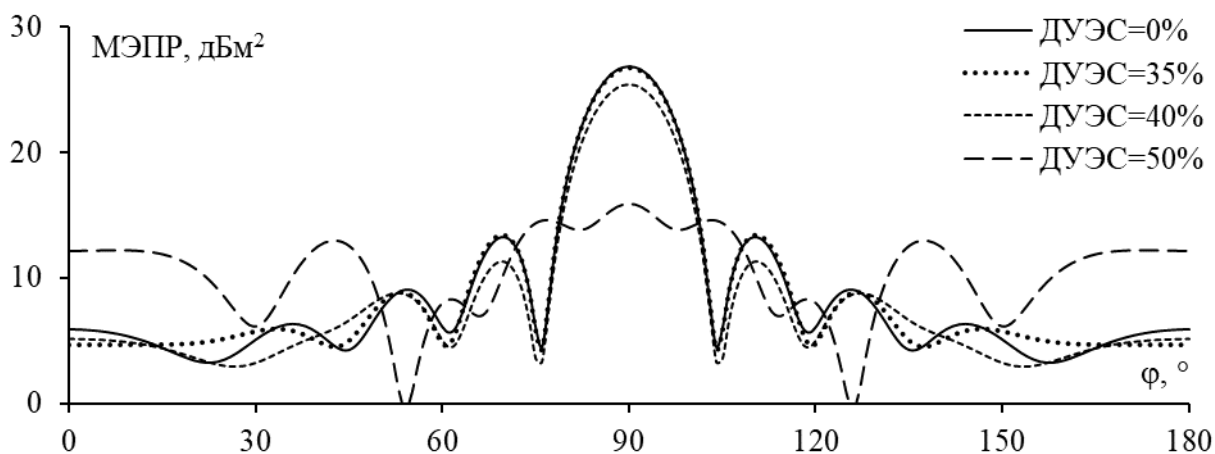
Данные из рисунка 2.61 демонстрируют, что полученные характеристики рассеяния S50 максимально отклонены от характеристик исходной ПС, за ней следует S40, а характеристики S35 минимально отклонены.



a

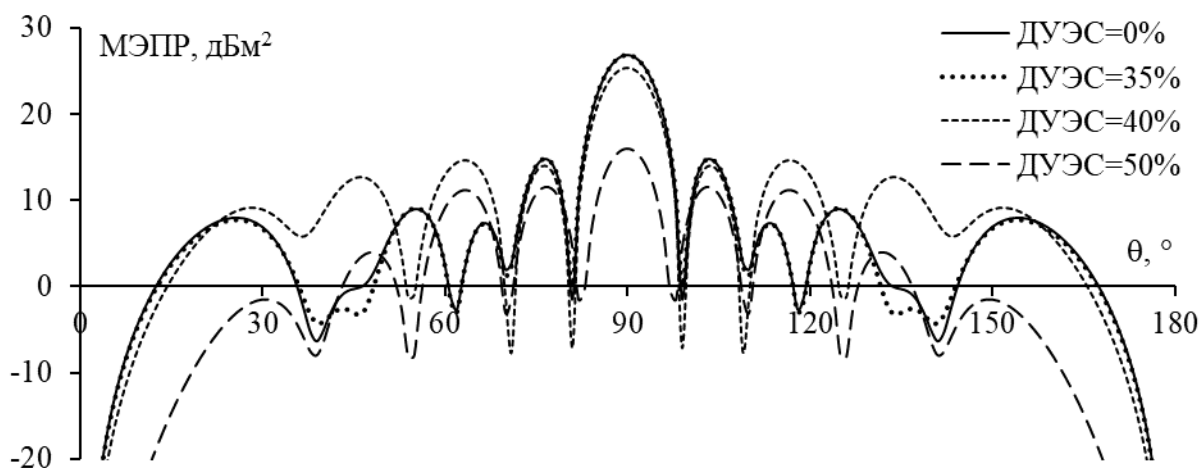


б



в

Рисунок 2.61 – БЭПР (*a*, *б*) и МЭПР (*в*, *г*) для исходных и разреженных ПС в xOy (*a*, *в*) и yOz (*б*, *г*) плоскостях (окончание см. на с. 110)



2

Рисунок 2.61 – Окончание (начало см. на с. 109)

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.

Таблица 2.20 – Отклонение БЭПР, МЭПР и ширины луча 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

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, г) 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. Если 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, см. рисунок 2.58), 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 2.57.

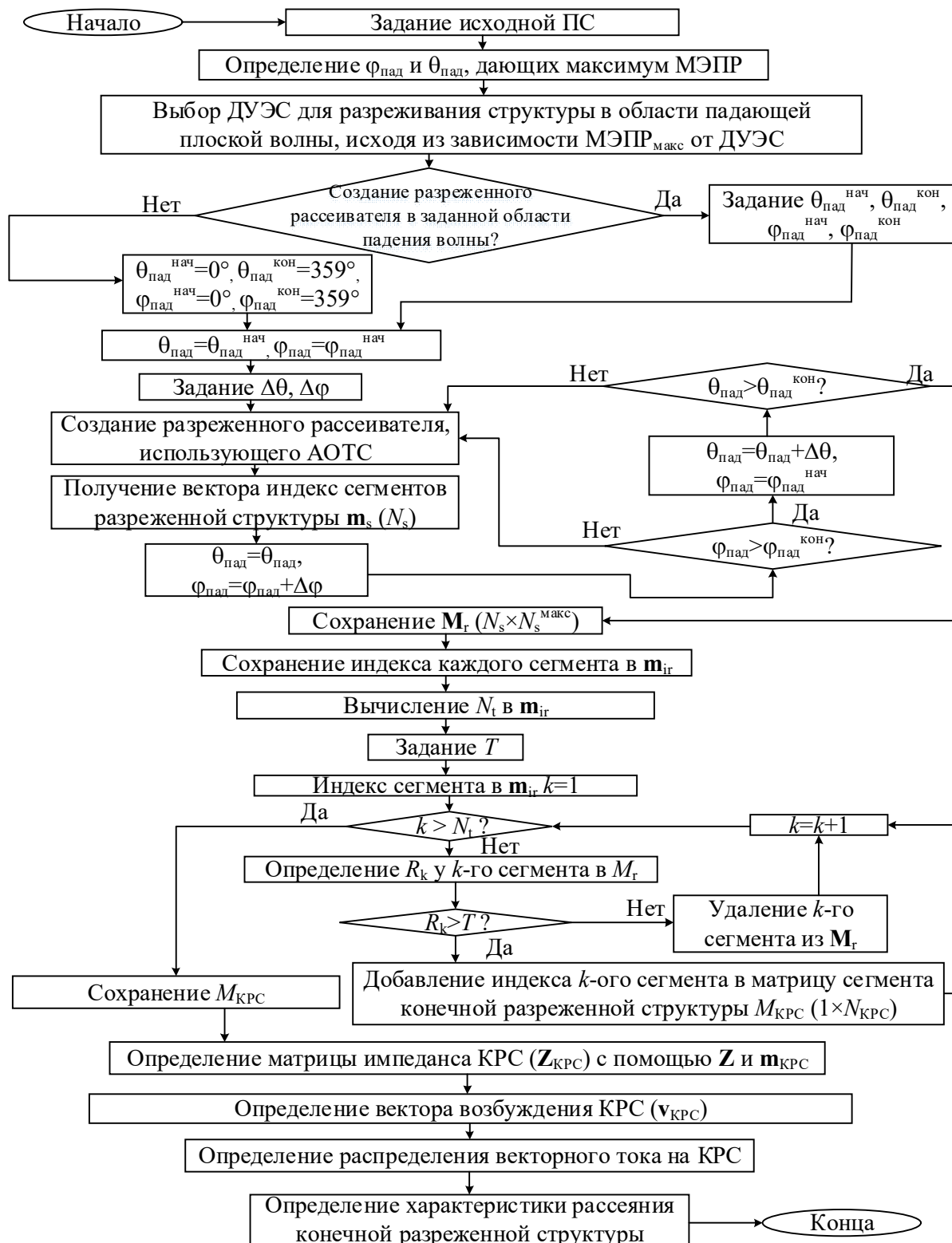


Рисунок 2.62 – Алгоритм АОТС для создания конечных разреженных рассеивателей, когда падающая волна возбуждается в области

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).

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

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 структуру 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 $\theta^{\text{пад}}$, равном $0; 2; 4; \dots; 178; 180^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}$, равном $0; 2; 4; \dots; 178; 180^\circ$ (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 $\mathbf{m}_{\text{КРС}}$ с размером $N_{\text{КРС}}$, где $N_{\text{КРС}}$ – число сегментов в КРС.

С помощью индексов этих сегментов строилась конечная разреженная структура. Затем, основываясь на них, определяли матрицу импеданса $\mathbf{Z}_{\text{КРС}}$ и вектор возбуждения для конечной структуры $\mathbf{v}_{\text{КРС}}$. Характеристики рассеяния структуры можно определить, решив СЛАУ для нахождения $I_{\text{КРС}}$.

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

При помощи этого алгоритма получены КРС при пороговом значении $T=50$ (КРС50), 100 (КРС100), 200 (КРС200) и 300 (КРС300) (рисунок 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 модель с ДУЭС=40% (S40).

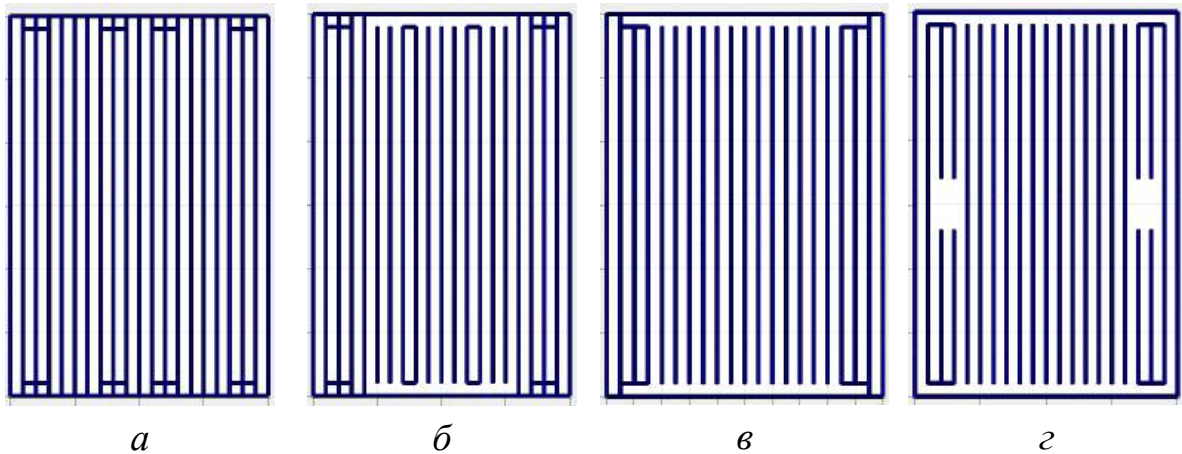


Рисунок 2.63 – Модели КРС50 (а); КРС100 (б); КРС200 (в) и КРС300 (г)

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.

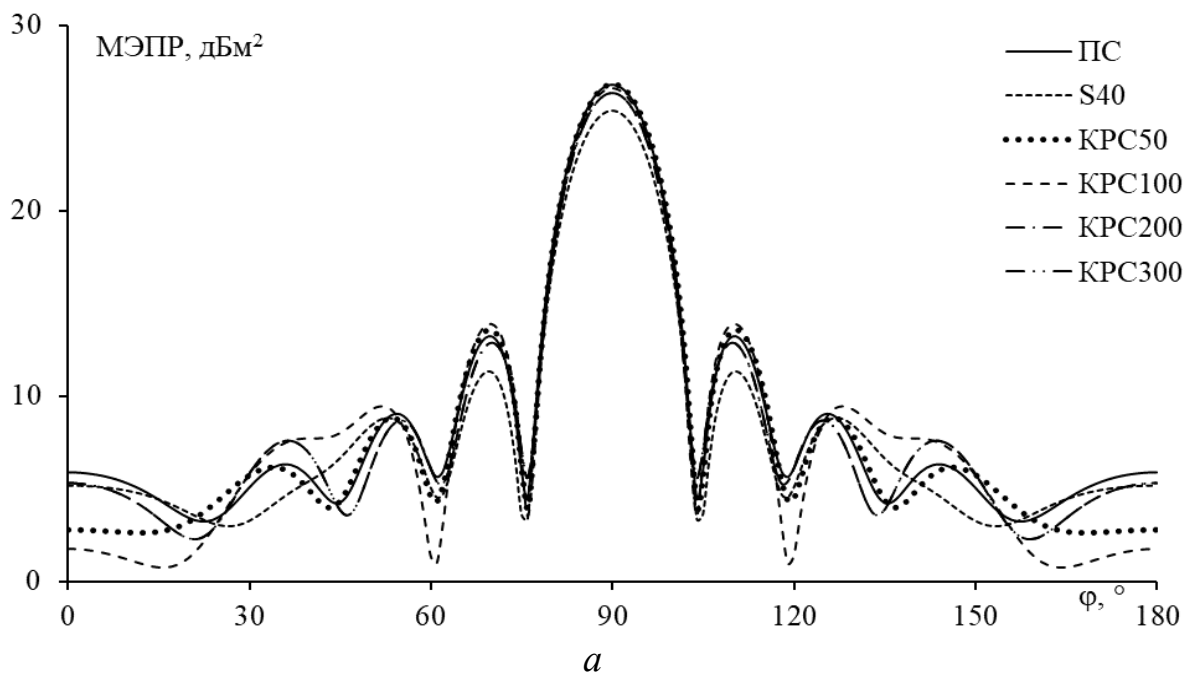


Рисунок 2.64 – Полученные МЭПР для исходных и разреженных структур в плоскостях xOy (а) и yOz (б) (окончание см. на с. 116)

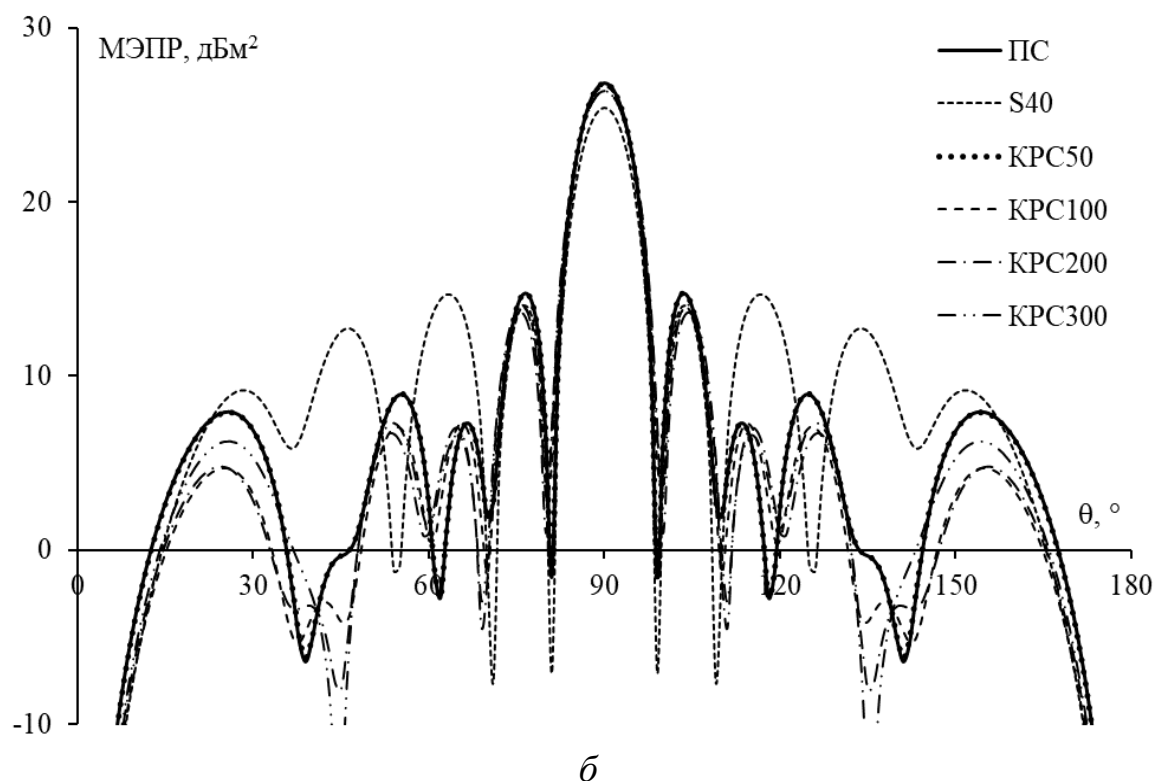


Рисунок 2.64 – Окончание (начало см. на с. 115)

Таблица 2.21 – Отклонение МЭПР для S40, KPC50, KPC100, KPC200 и KPC300, дБм²

Структура	МЭПР _{макс}	Максимальное отклонение МЭПР	
	хОу и уOz	хOу	уOz
S40	1,39	2,45	17,1
KPC50	0,000187	3,11	0,25
KPC100	0,194	4,77	6,46
KPC200	0,479	1,554	8,89
KPC300	0,479	1,554	13,7

Как видно из рисунка 2.64 и таблицы 2.21, МЭПР для KPC50 в плоскостях хОу и уOz очень хорошо согласуется с МЭПР для исходной ПС. В частности, в плоскости хОу МЭПР демонстрирует хорошее совпадение в диапазоне $\varphi = 20\text{--}160^\circ$, при этом в плоскости уOz отклонений между полученными результатами почти нет. Структуры KPC100, KPC200 и KPC300 также достигают хорошего сходства со структурой ПС, хотя не как KPC50.

S40 демонстрирует наибольшее отклонение МЭПР по сравнению с исходной ПС, с очевидной разницей, наблюдаемой в плоскости уOz. Однако в диапазоне $\varphi = 0\text{--}20^\circ$ в плоскости хОу 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 порога выбора структуры T .

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

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, при 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).

Кроме того рассматривается влияние T на рассеивающие характеристики КРС. Для этого сначала была получена матрица \mathbf{M}_r для $61 \times 61 = 3721$ структуры, а затем изменялся порог выбора T для создания различных КРС. Логично, что при разных значениях 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):

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

В этом уравнении \mathbf{a} и \mathbf{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 \mathbf{a} и \mathbf{b} , а $\overline{X_a}$, $\overline{Y_b}$ – средние значения векторов \mathbf{a} и \mathbf{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 [100]. Однако одним из главных преимуществ коэффициента Спирмена является то, что он не требует предположения о линейной зависимости между переменными [101, 102]. Кроме того, коэффициент корреляции Спирмена менее чувствителен к сильным выбросам по сравнению с коэффициентом корреляции Пирсона [103]. Он вычисляется как

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

где d – разность между рангами двух векторов \mathbf{a} и \mathbf{b} .

Такой коэффициент корреляции как косинус угла измеряет сходство между двумя векторами путём вычисления угла между ними [104, 105]. Значение этого коэффициента также варьируется от –1 до +1 [105]. Коэффициенты со значениями в этом диапазоне будут совокупно называться коэффициентами 1-й группы.

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

где

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

Евклидово расстояние как коэффициент корреляции [106, 107] обычно используется для сравнения различий между значениями элементов векторов. Этот коэффициент прост и интуитивно понятен, отражая фактическое расстояние между точками в многомерном пространстве:

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

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

$$\text{corr}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (X_i - Y_i)^2} . \quad (2.40)$$

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 существенном 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 значения порога выбора 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.

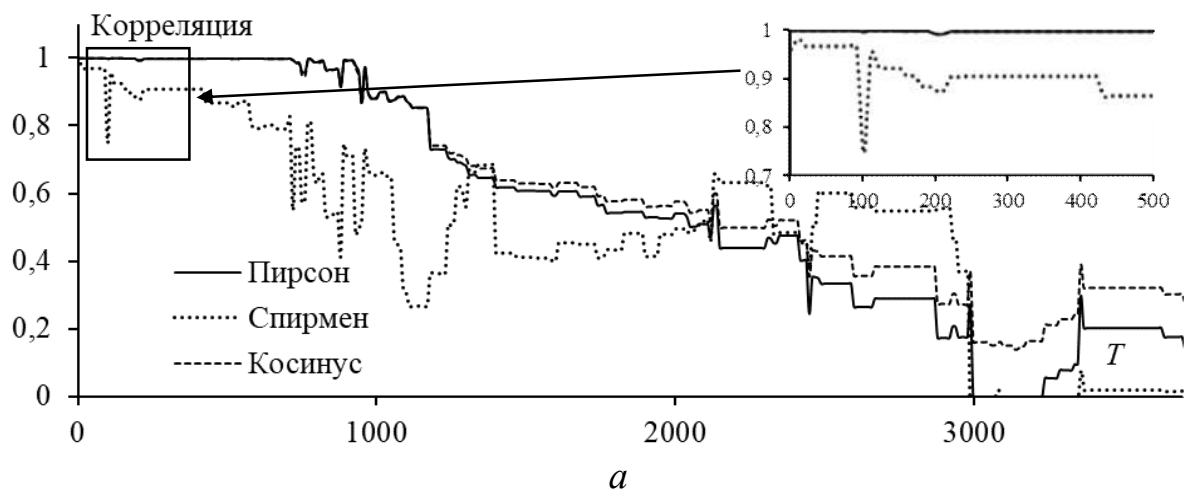


Рисунок 2.65 – Зависимость коэффициента корреляции 1-й (а) и 2-й (б) групп от порога выбора разреженной структуры T (окончание см. на с. 120)

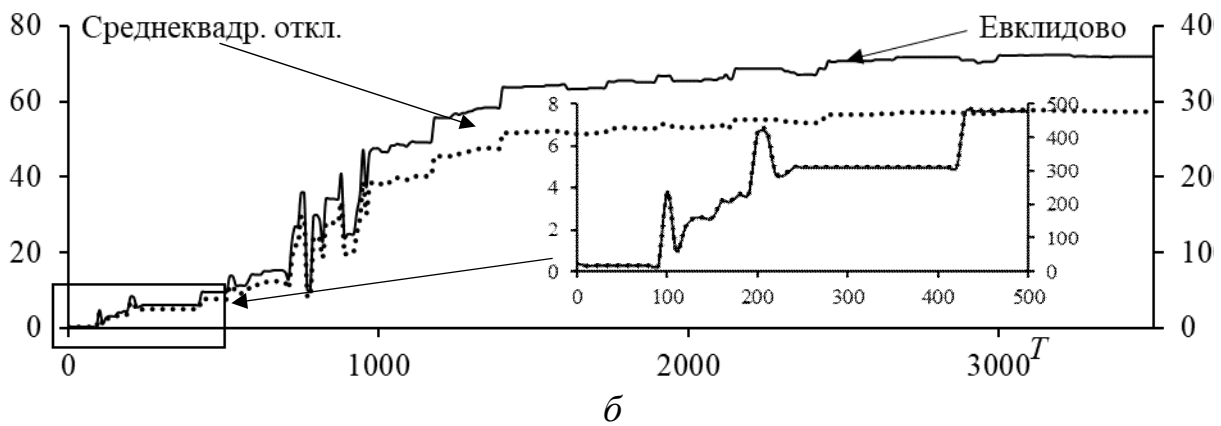


Рисунок 2.65 – Окончание (начало см. на с. 119)

В целом рисунок 2.65 показывает, что при $T < 400$ коэффициенты корреляции демонстрируют сходство МЭПР КРС с МЭПР 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 МЭПР КРС при $T = 100$ (или $T = 200$) от МЭПР ПС, чем при других значениях T в этом диапазоне. Это, возможно, снова объясняется тем, что фаза тока i на удалённых проводах не учитывалась. Таким образом, 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 порога выбора T число сегментов уменьшается, что уменьшает массу, поверхность и вычислительные затраты. При $T = 0$ масса и поверхность структуры уменьшаются почти вдвое, а это 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.

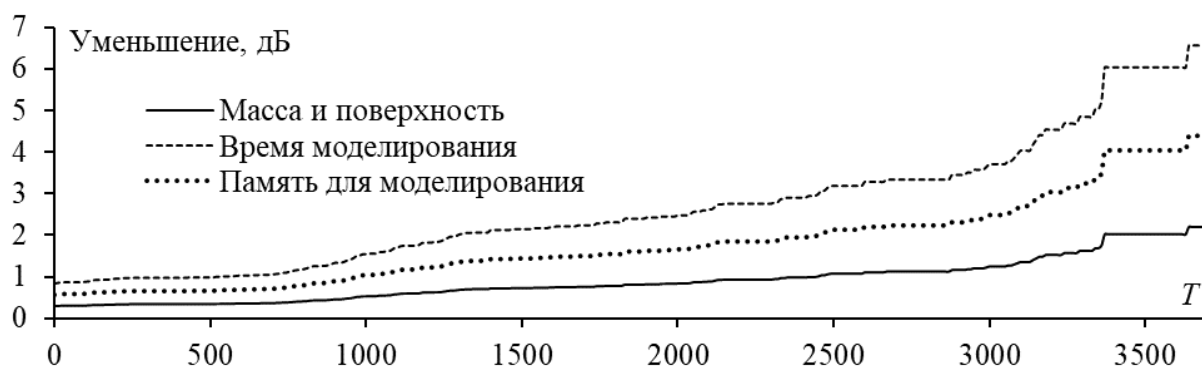


Рисунок 2.66 – Зависимость уменьшения массы и поверхности разреженных рассеивателей, времени и памяти для их моделирования от T после АОТС

Чтобы подтвердить наблюдения о характеристиках рассеяния КРС, основанных на корреляции, исследованы МЭПР КРС при T , равном 50 (КРС_{o50}); 100 (КРС_{o100}); 200 (КРС_{o200}) и 300 (КРС_{o300}). Формы КРС представлены на рисунке 2.67.

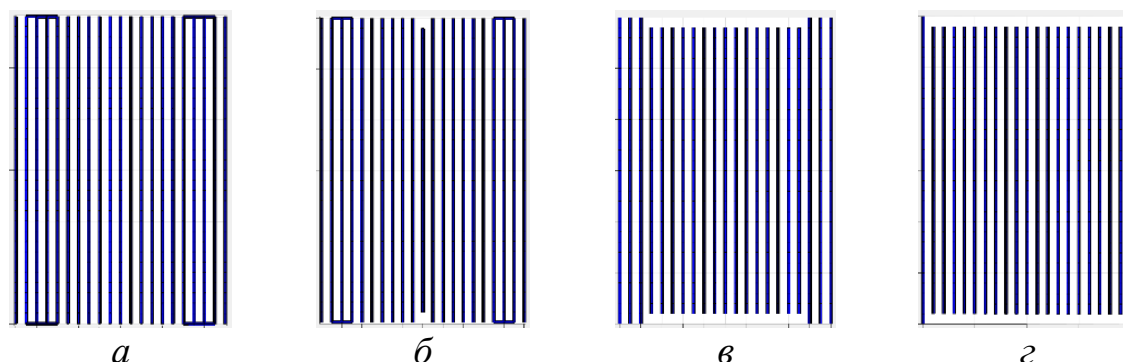


Рисунок 2.67 – Модели КРС_{o50} (а); КРС_{o100} (б); КРС_{o200} (в) и КРС_{o300} (г)

Полученные МЭПР для S40, КРС_{o50}, КРС_{o100}, КРС_{o200} и КРС_{o300} 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, 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_o50, КРС_o100, КРС_o200 и КРС_o300 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.

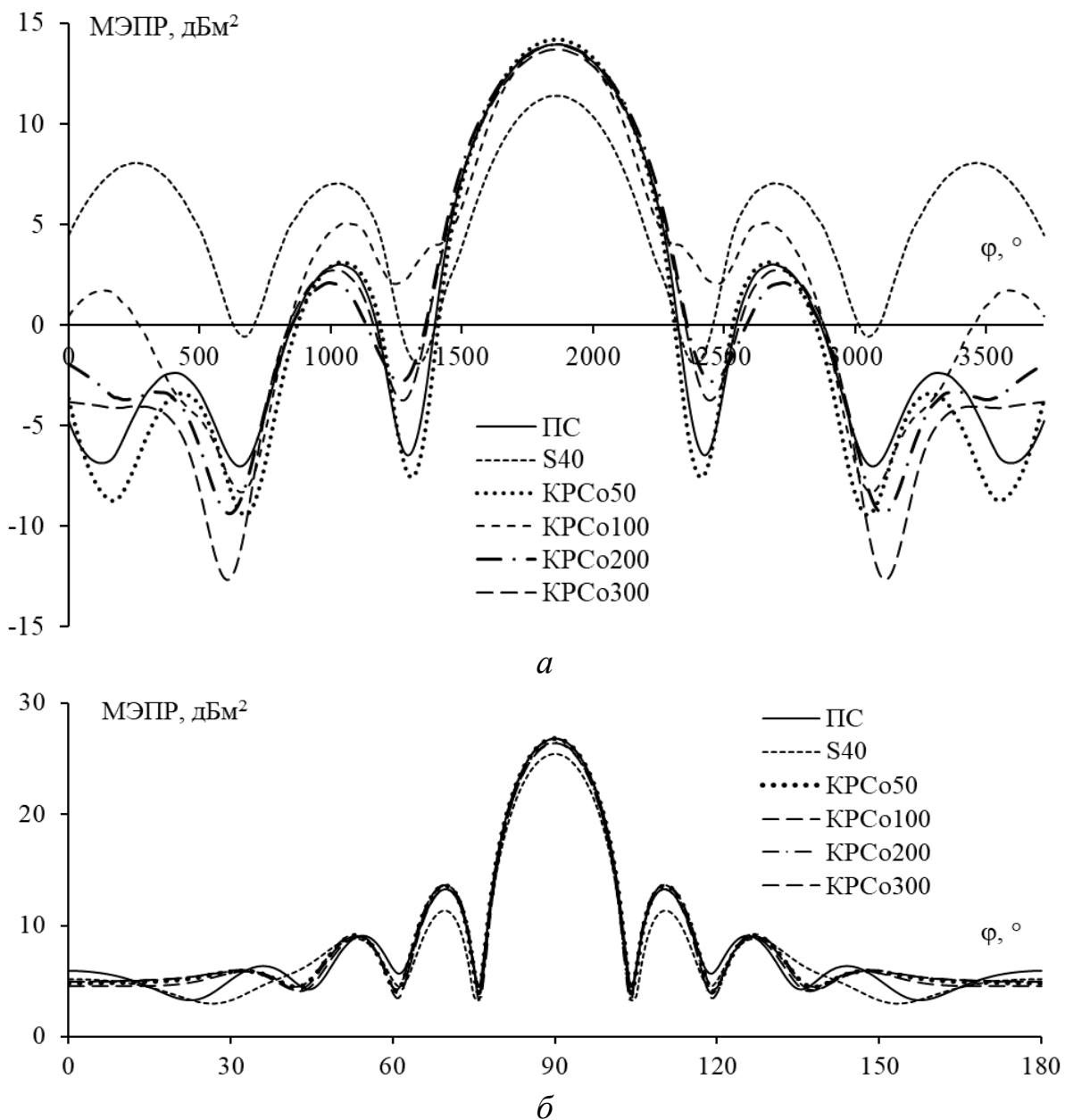


Рисунок 2.68 – Полученные МЭПР для исходных (сглаженные значения) и разреженных структур в области $\theta=60-120^\circ$, $\varphi=60-120^\circ$ (а); xOy (б) и yOz (в) плоскостях (окончание см. на с. 123)

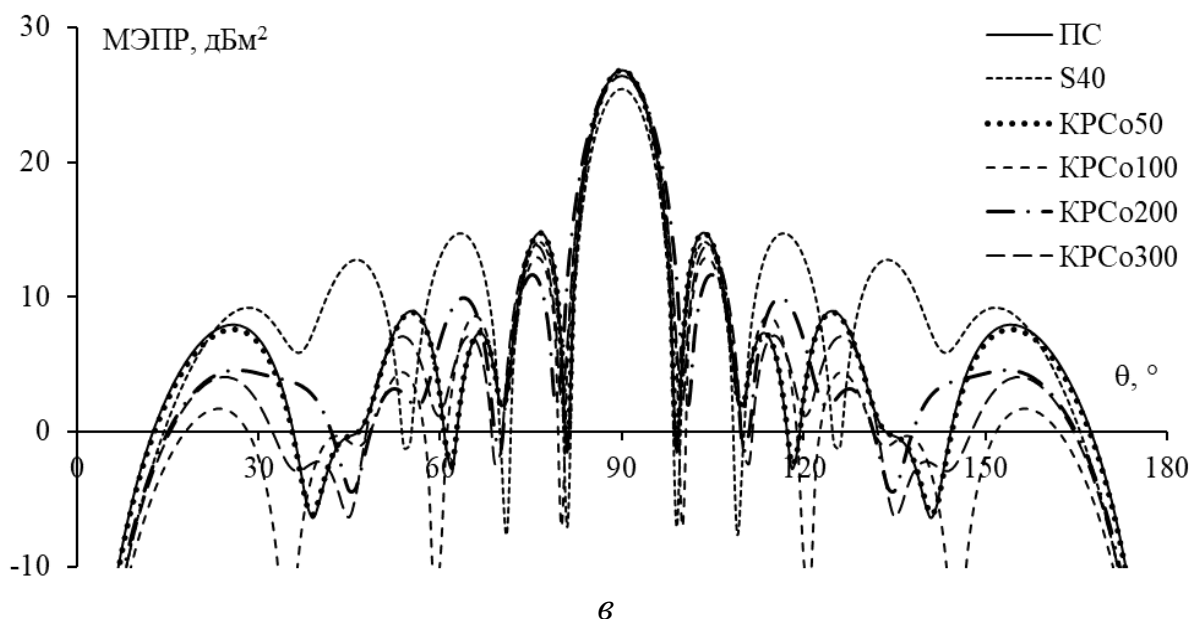


Рисунок 2.68 – Окончание (начало см. на с. 122)

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

Структура	МЭПР _{макс}	Максимальное отклонение МЭПР		
		$\theta = 60-120^\circ, \varphi = 60-120^\circ$	xOy плоскость	yOz плоскость
S40	1,388	31,17	2,45	17,14
КРС050	0,0003	18,15	1,98	0,37
КРС0100	0,014	28,51	2,1	19,58
КРС0200	0,33	23,45	2,2	12,84
КРС0300	0,42	18,55	1,8	8,15

Из рисунка 2.68,*a* видно, что МЭПР КРС050 лучше всего соответствует МЭПР исходной ПС, за ним следуют КРС0300 и КРС0200. МЭПР КРС0100 отклоняется больше других, это 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 КРС0300 немного лучше, чем МЭПР КРС0200. Максимальные МЭПР КРС отклоняются сильнее с ростом T . Кроме того, наблюдается, что S40 имеет гораздо большее отклонение МЭПР по сравнению с другими разреженными ПС.

Кроме того, когда θ (рисунок 2.68,*a*) 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 2.68,б 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 2.68,а; 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 КРС₅₀ наиболее близко соответствует МЭПР исходной ПС. Более того, как упоминалось ранее, при $T < 400$ уменьшение массы для КРС изменяется мало. Поэтому КРС₅₀ может быть выбрана для производства при $\theta^{\text{пад}} = 60-120^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}} = 60-120^\circ$.

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) [92]. В структуре из ПС ДУО разделён на 2178 квадратных ячеек с длиной стороны, равной длине сегмента $0,16\lambda$.

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 показана

ны на рисунке 2.70. Видно, что при $\text{ДУЭС}=20\%$ $\text{БЭПР}^{\text{макс}}$ почти как у исходной ПС, при этом масса уменьшается примерно в 1,9 раза. Поэтому выбираем $\text{ДУЭС}=20\%$ для создания разреженного ДУО при изменении направления падающей волны.

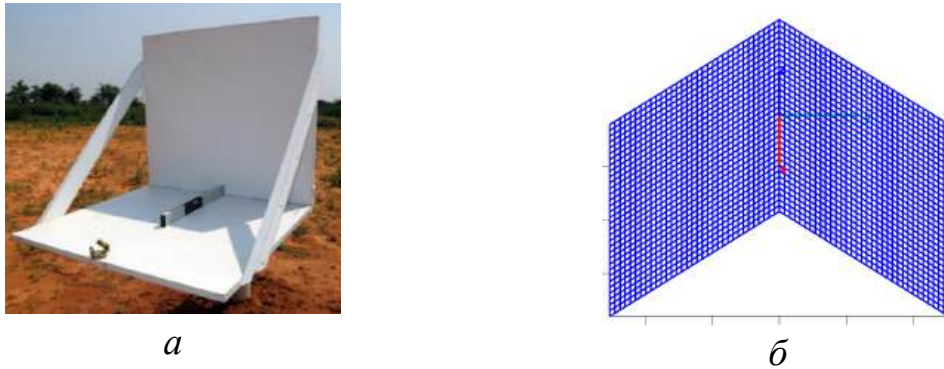


Рисунок 2.69 – Реальный ДУО [7] (а) и его эквивалентная модель из ПС (б)

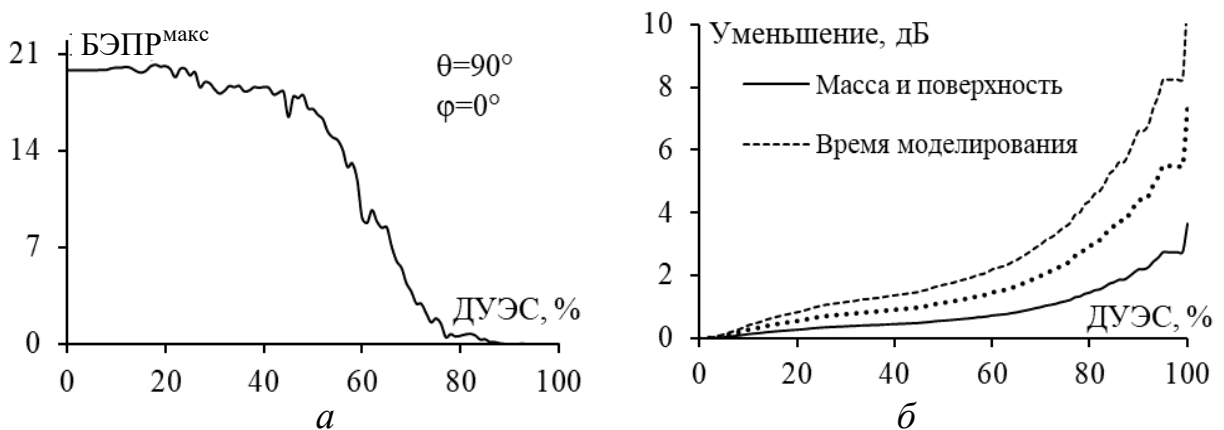


Рисунок 2.70 – Зависимость от ДУЭС $\text{БЭПР}^{\text{макс}}$ при $\theta^{\text{пад}} = 90^\circ$, $\varphi^{\text{пад}} = 0^\circ$ (а) и снижения массы, площади и вычислительных затрат разреженных ДУО (б)

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 значения порога выбора 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 , равном 0; 500; 600 и 700 (снижение массы и поверхности по сравнению с исходной ПС составляет 1,16; 1,9; 2,1 и 6,18 соответственно). Формы разреженных ДУО представлены на рисунке 2.72.

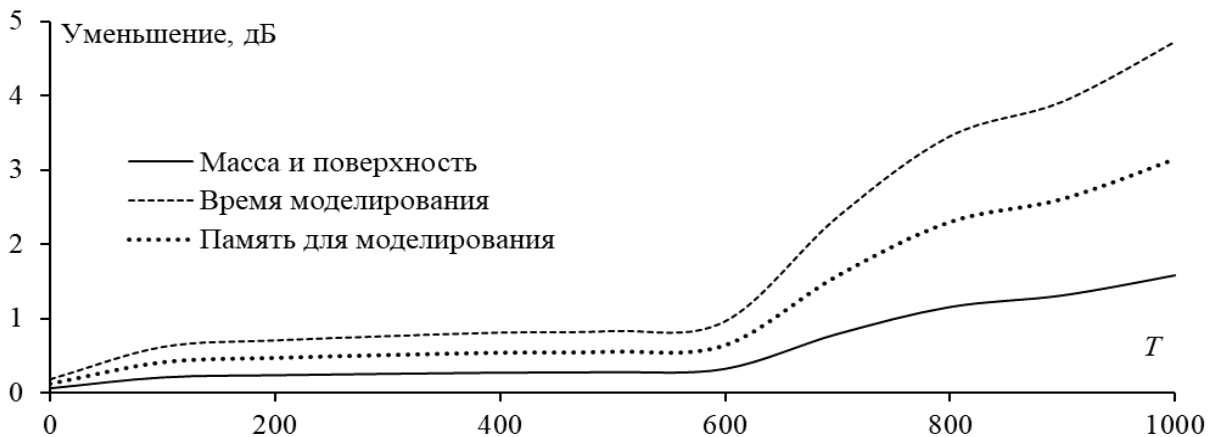


Рисунок 2.71 – Зависимости уменьшения массы и поверхности разреженных ДУО, времени и памяти для их моделирования от T после АОТС

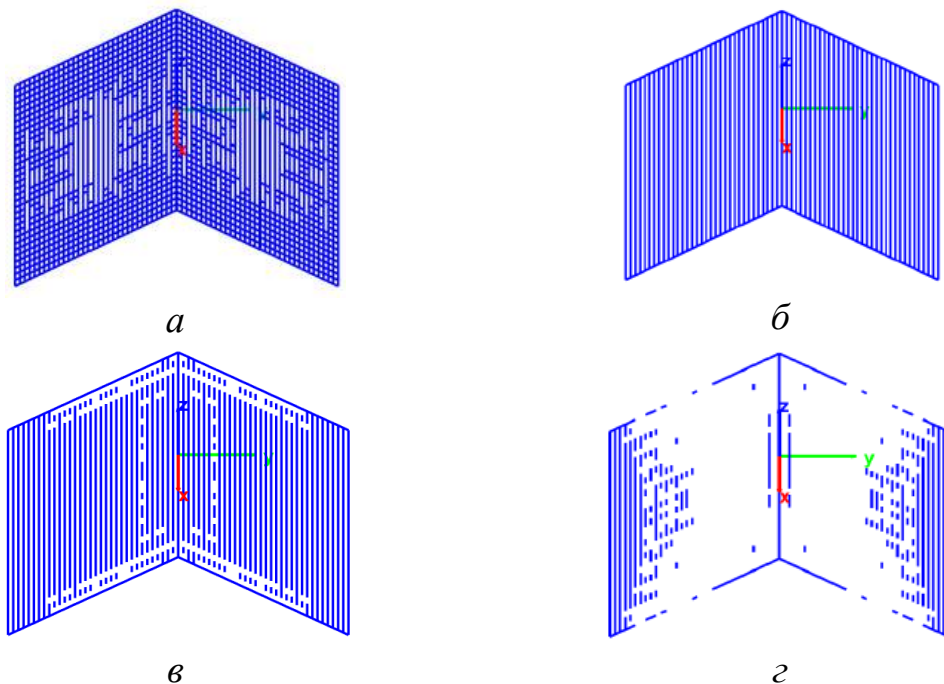
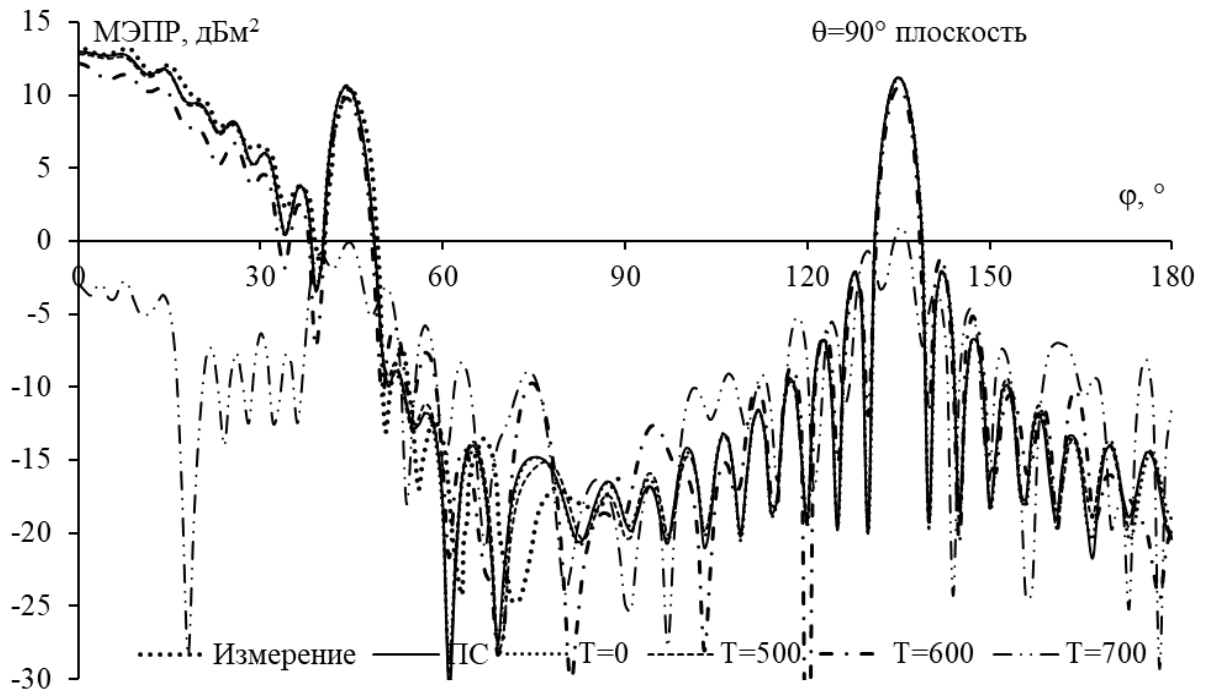


Рисунок 2.72 – Модели разреженного ДУО для $\varphi^{\text{пад}} = 0 - 360^\circ$, $\theta^{\text{пад}} = 0 - 360^\circ$ при T , равном 0 (а); 500 (б); 600 (в); 700 (г)

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.



a

Рисунок 2.73 – МЭПР для исходного [92] и разреженных ДУО в плоскостях $\theta = 90^\circ$ (*a*) и $\varphi = 0^\circ$ (*б*) при $\varphi^{\text{пад}} = 0 - 360^\circ$ и $\theta^{\text{пад}} = 0 - 360^\circ$ (окончание см. на с. 128)

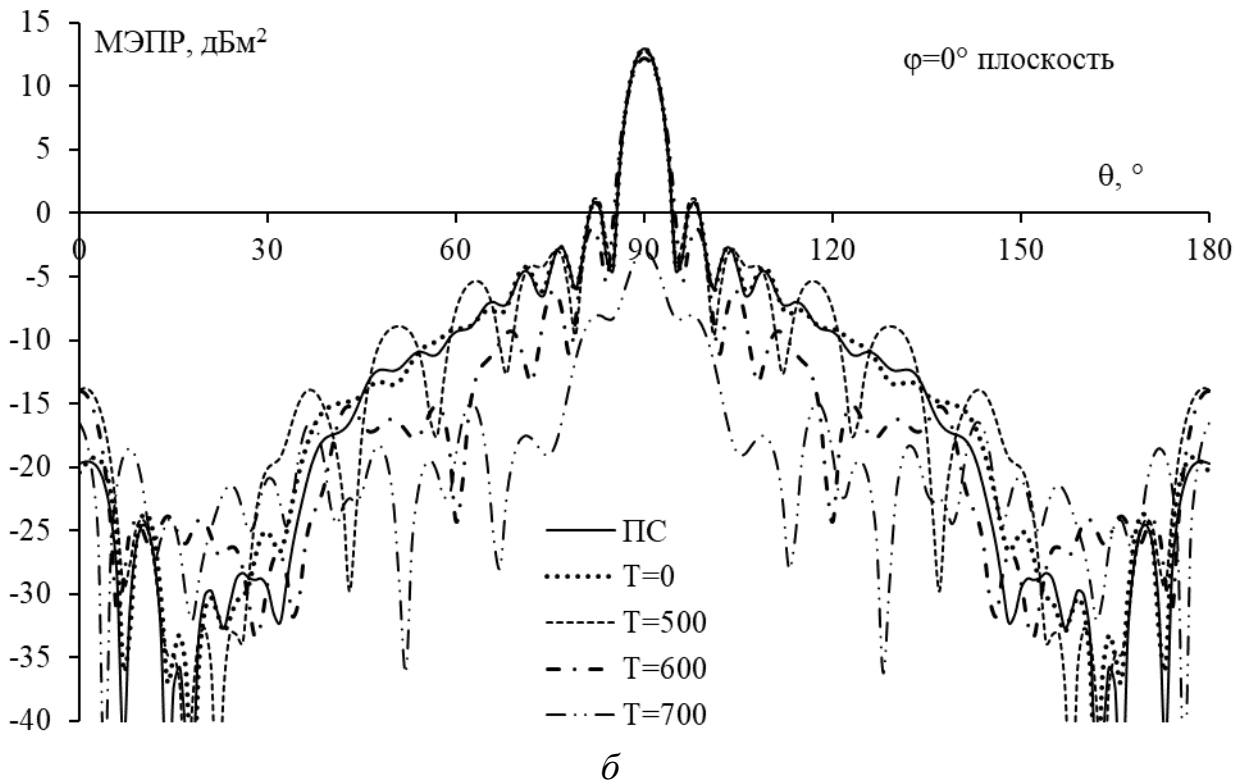


Рисунок 2.73 – Окончание (начало см. на с. 127)

Далее получен разреженный ДУО для $\theta^{\text{пад}} = 84 - 96^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 40 до 40° (область главного лепестка МЭПР ДУО). Зависимости уменьшения массы, поверхности, вычислительных затрат и коэффициента корреляции МЭПР для разреженных и исходного ДУО от порога выбора T показаны на рисунке 2.74. Видно, что при T , равном $600, 700$, 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.

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

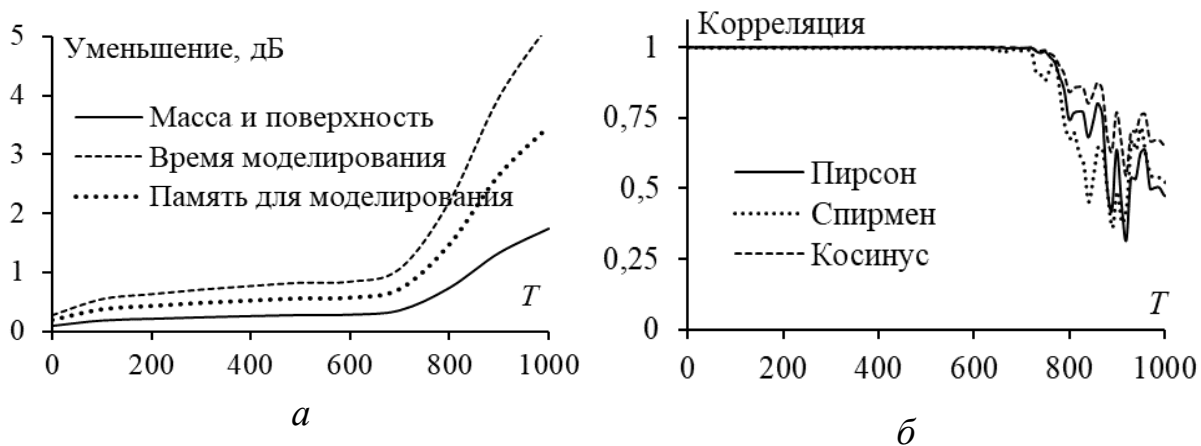


Рисунок 2.74 – Зависимости уменьшения массы и поверхности ДУО, времени и памяти моделирования (а) и коэффициента корреляции 1-й группы (б) от ДУЭС

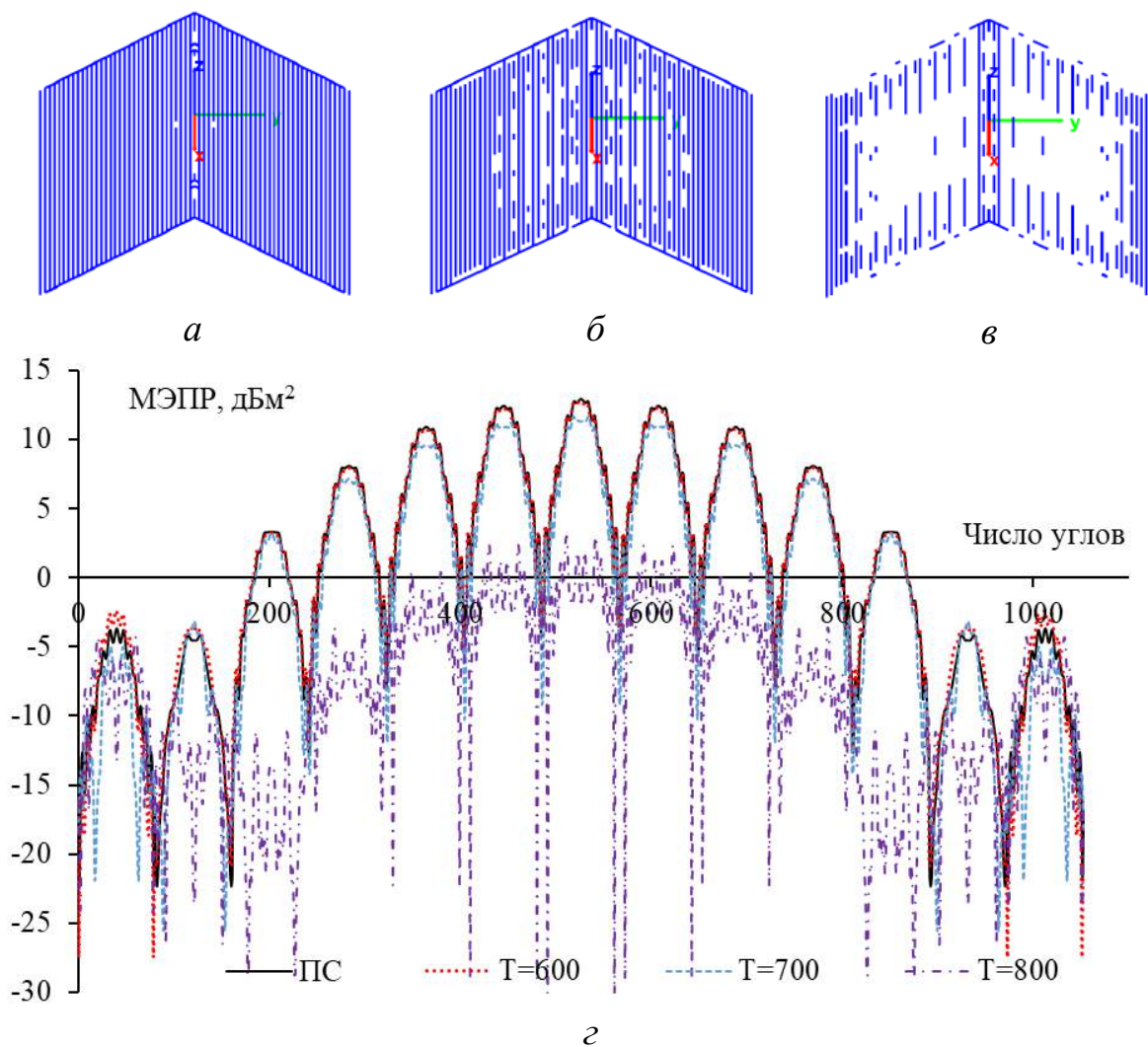


Рисунок 2.75 – Модели разреженных ДУО для $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 40 до 40° и $\theta^{\text{пад}} = 84-96^\circ$ при $T = 600$ (а); 700 (б); 800 (в) и МЭПР для исходного и разреженных ДУО (з)

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 [5]. МЭПР в плоскости $\theta=90^\circ$ по МоМ сравниваются с полученными в CST и измеренными из [5] (рисунок 2.76). В исходной ПС КрТУО разделён на 2178 ячеек со стороной $0,17\lambda$. МЭПР показывают хорошее совпадение. Из рисунка 2.76 следует, что среднее отклонение между МЭПР, полученной с помощью ПС-модели и измеренной составляет $0,3$ дБм², а между результатами CST и измерений составляет $1,5$ дБм².

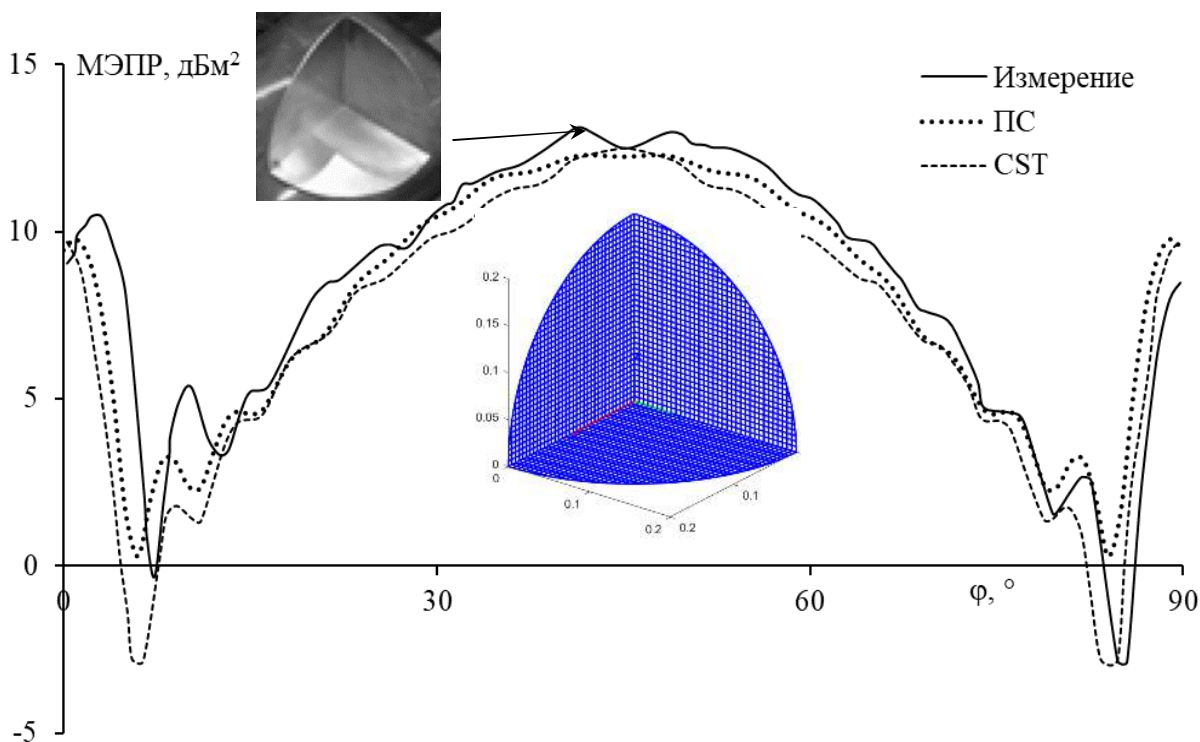


Рисунок 2.76 – МЭПР для КрТУО в плоскости $\theta=90^\circ$

Для ТУО максимум МЭПР достигается при $\theta=55^\circ$, $\varphi=45^\circ$. МЭПР показаны на рисунке 2.77. Уменьшение массы для ДУЭС, равного 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 после того, как привели в состояние равновесия, 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.

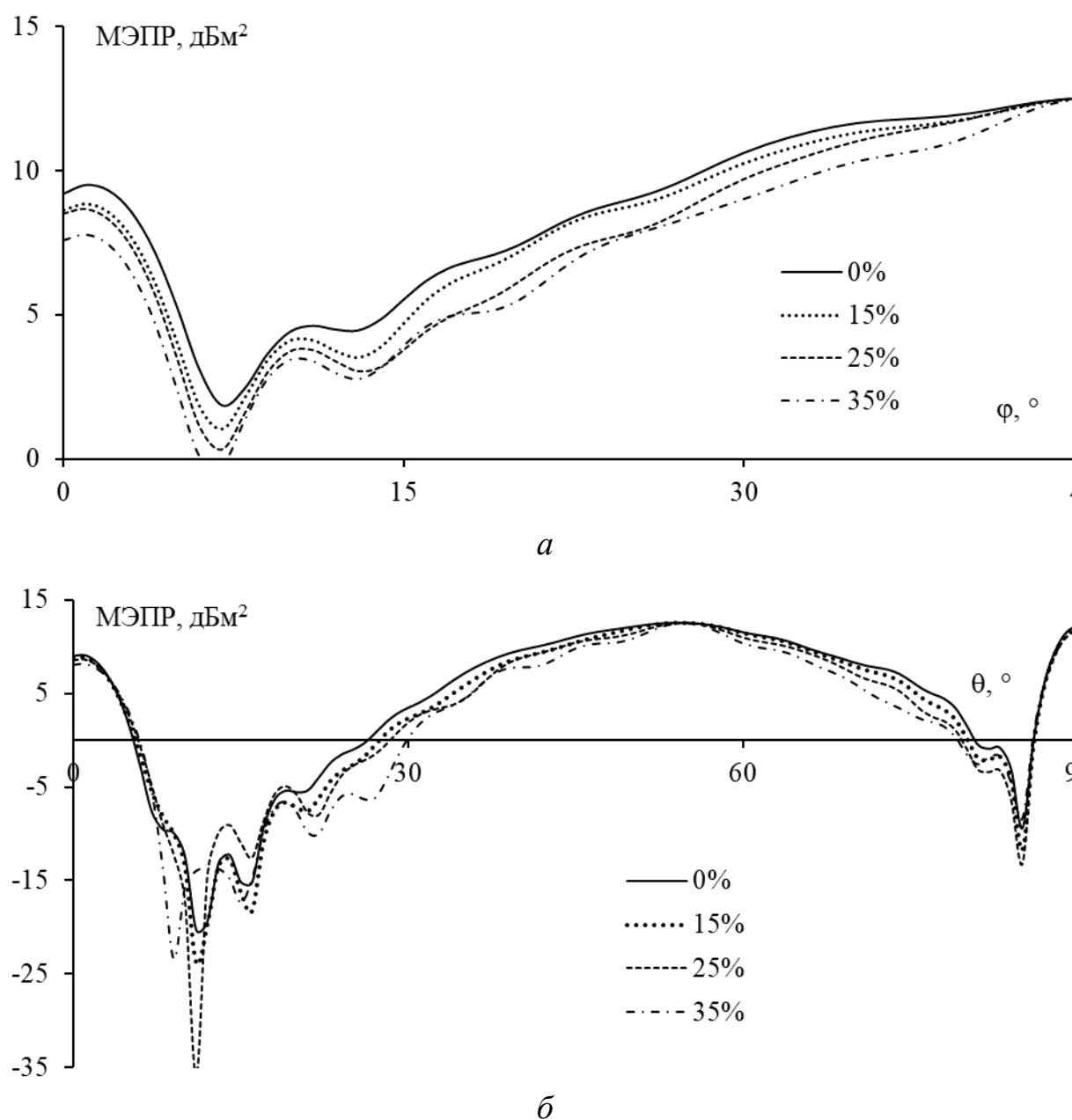


Рисунок 2.77 – МЭПР исходного и разреженного КрТУО в плоскостях $\theta=55^\circ$ (а) и $\varphi=45^\circ$ (б)

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

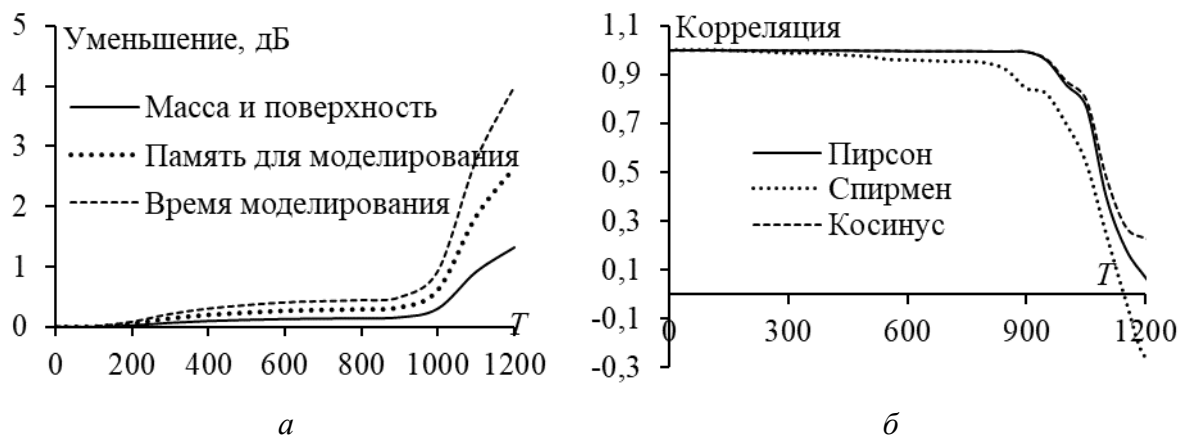


Рисунок 2.78 – Зависимости уменьшения массы, площади, вычислительных затрат для разреженного КрТУО (а) и коэффициента корреляции группы 1 (б) от T при $\theta^{\text{пад}} = 0 - 360^\circ$, $\varphi^{\text{пад}} = 0 - 360^\circ$

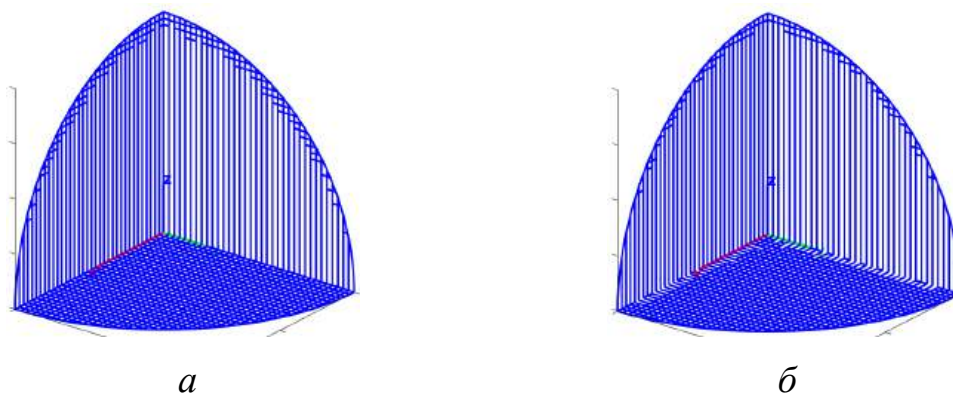


Рисунок 2.79 – Модели разреженного КрТУО при $\varphi^{\text{пад}} = 0-360^\circ$ и $\theta^{\text{пад}} = 0-360^\circ$ при $T=800$ (а); 900 (б) и МЭПР для исходного и разреженных КрТУО в плоскостях $\theta=55^\circ$ (в) и $\varphi=45^\circ$ (г) (окончание см. на с. 133)

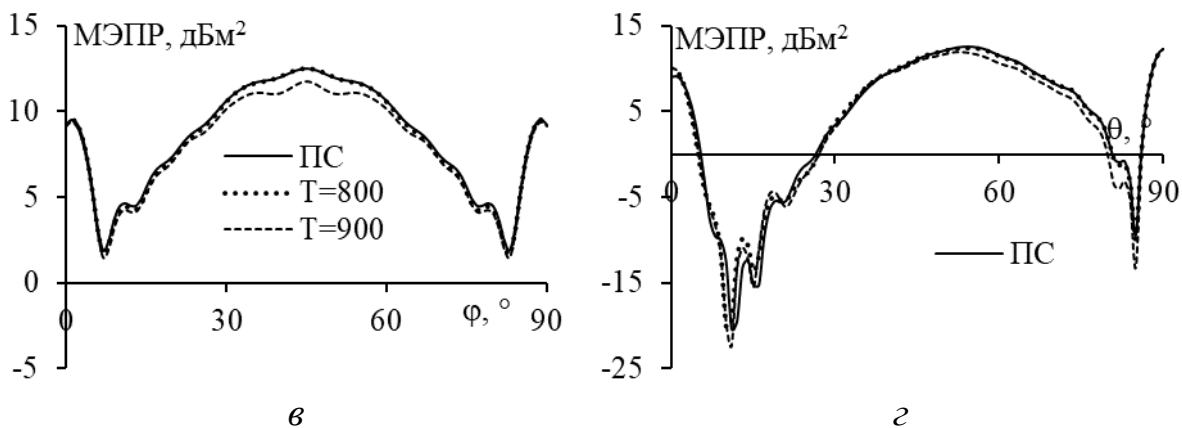


Рисунок 2.79 – Окончание (начало см. на с. 132)

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

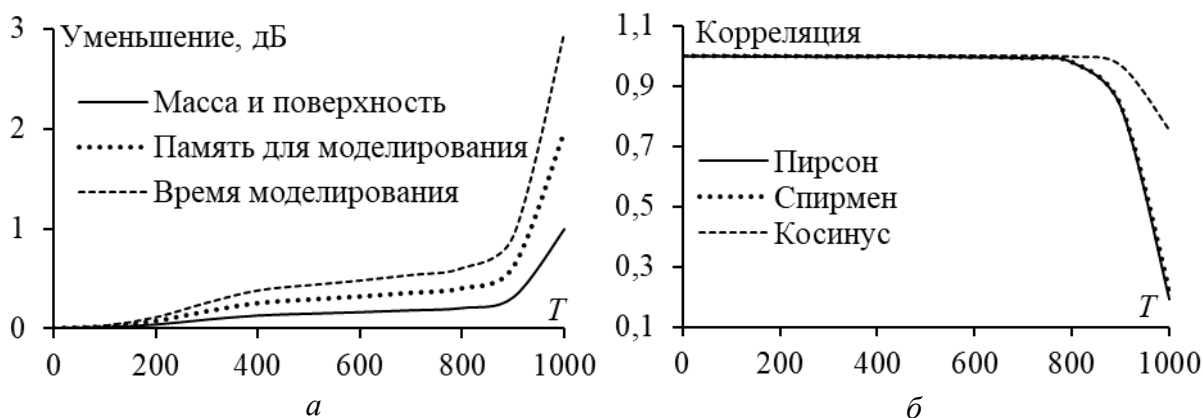


Рисунок 2.80 – Зависимости уменьшения массы и поверхности КрТУО, времени и памяти для моделирования (а) и коэффициента корреляции 1-й группы (б) от ДУЭС при $\theta^{\text{пад}} = 40\text{--}67^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}} = 27\text{--}63^\circ$

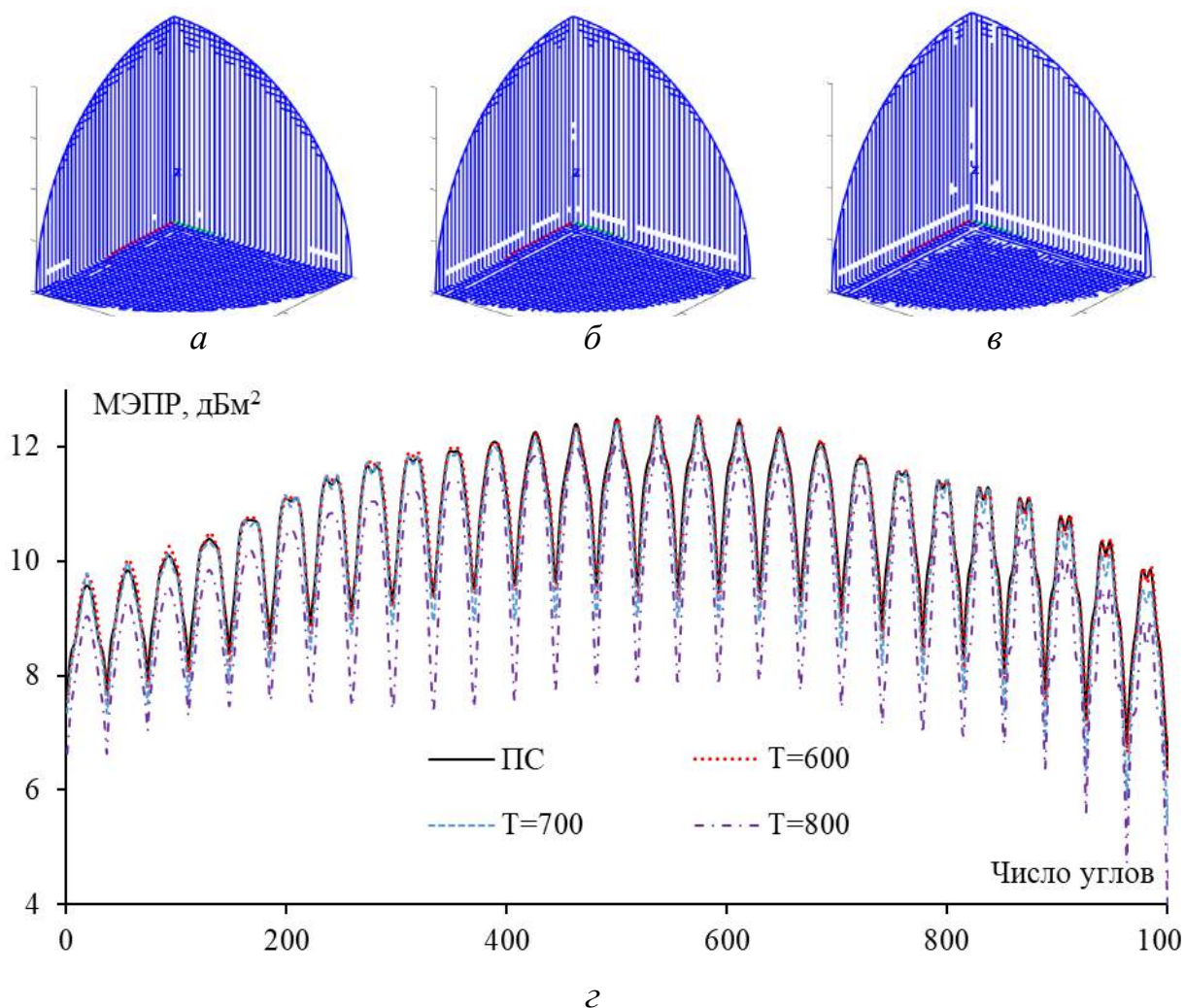


Рисунок 2.81 – Модели разреженных КрГУО при $\theta^{\text{пад}} = 40\text{--}67^\circ$ и $\varphi^{\text{пад}} = 27\text{--}63^\circ$ при $T=600$ (*a*); 700 (*б*) и 800 (*в*) и полученные МЭПР для исходного и разреженного КрУО (*г*)

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 2.82,а). 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.

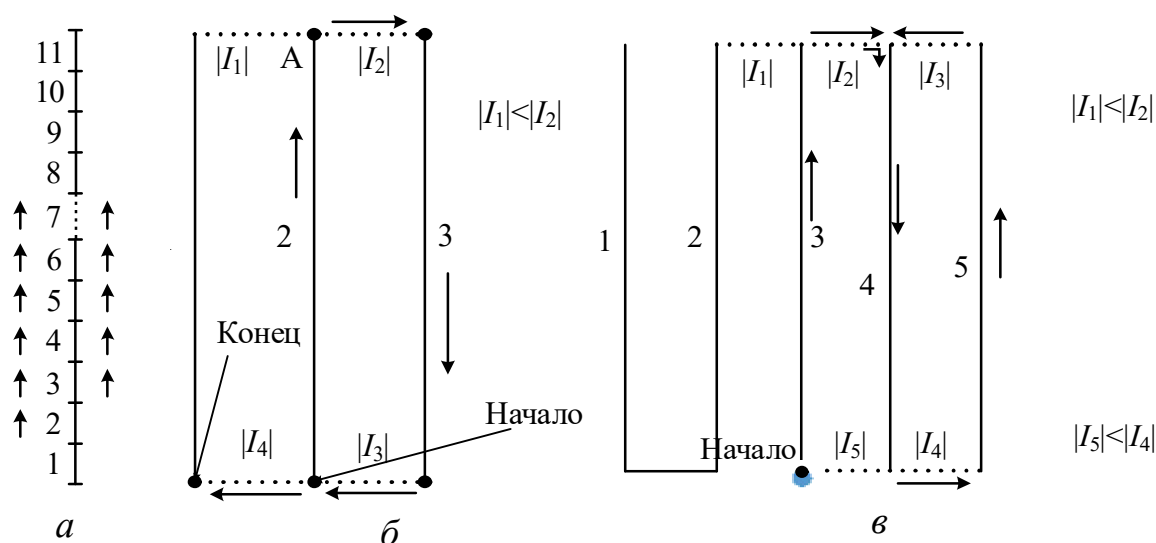


Рисунок 2.82 – Иллюстрация недостатков согласно пп. 1 (а); 2 (б) и 3 (в) МТАОТС

2. При соединении одного провода с другим могут образовываться замкнутые контуры, что приводит к возникновению дополнительных ненужных соединений. На рисунке 2.82,б 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 2,82,в, 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.

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 2.83,а). Разреженная ПС сформирована с ДУЭС=30% (рисунок 2.83,б) 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 2.83,в) 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).

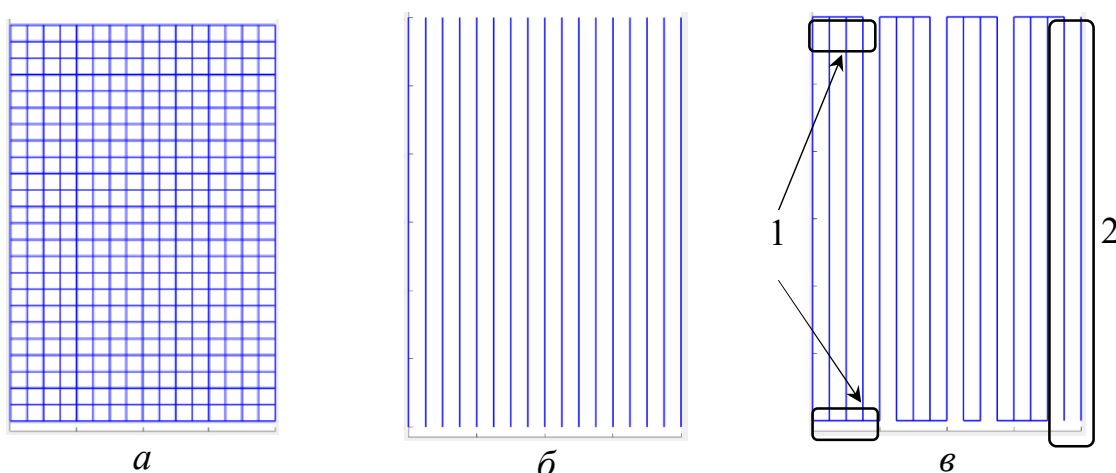


Рисунок 2.83 – Рассеиватели в виде прямоугольной ПС (а), разреженной ПС после АОТС (б) и МТАОТС (в) при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$

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.

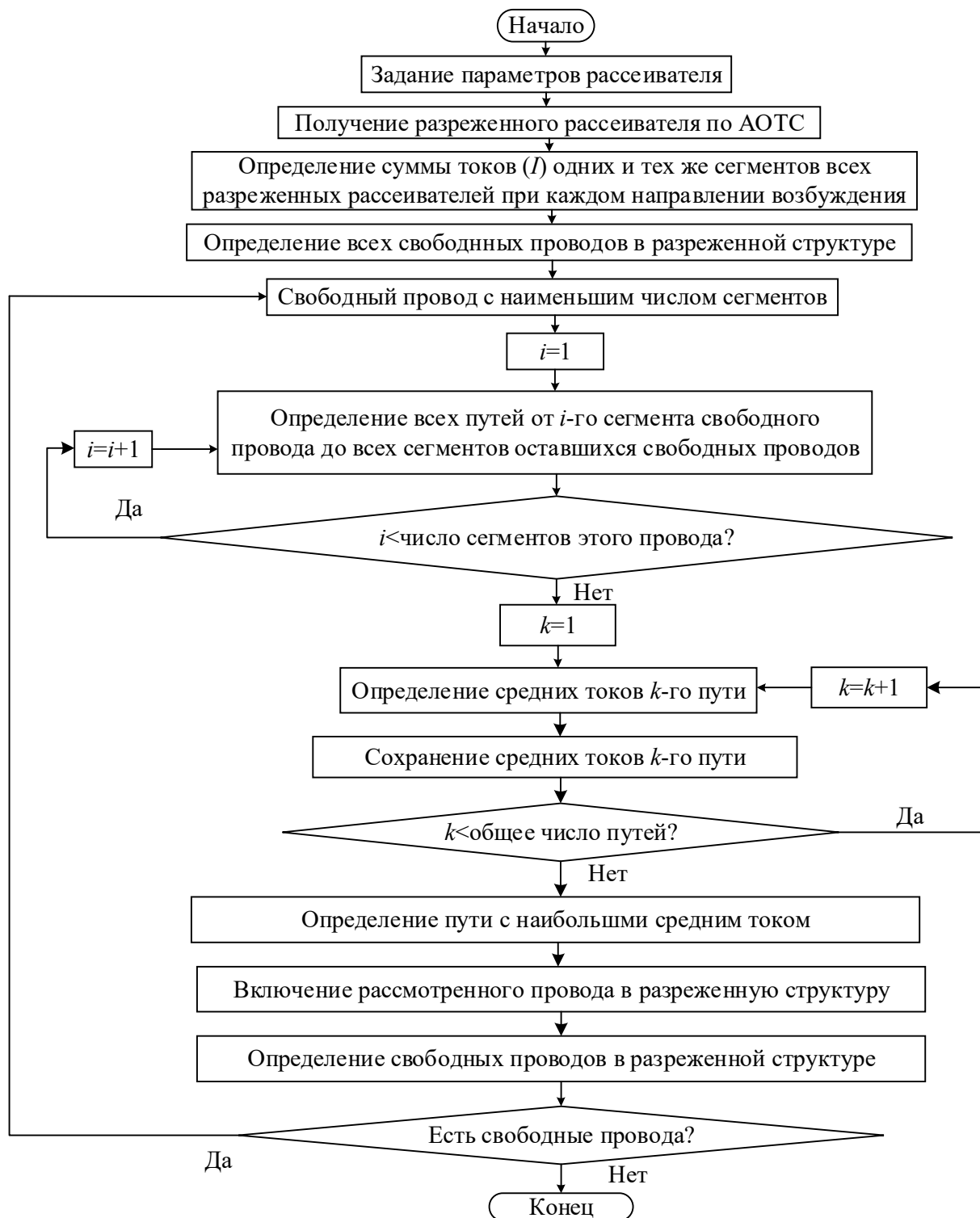


Рисунок 2.84 – Алгоритм 1



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.

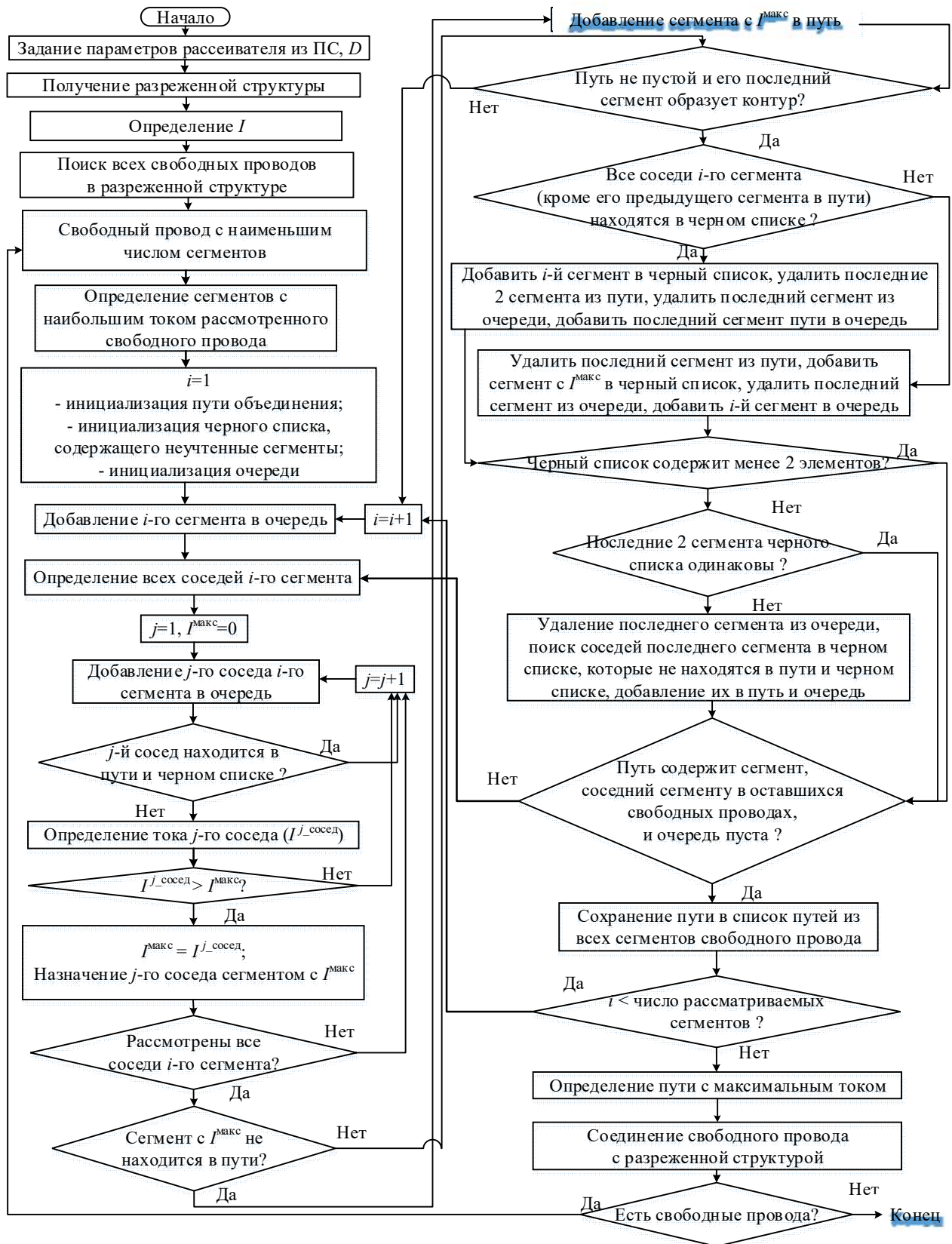


Рисунок 2.86 – Алгоритм 2

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 , ГГц	ДУЭС, %	T
S1	Пластину	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.

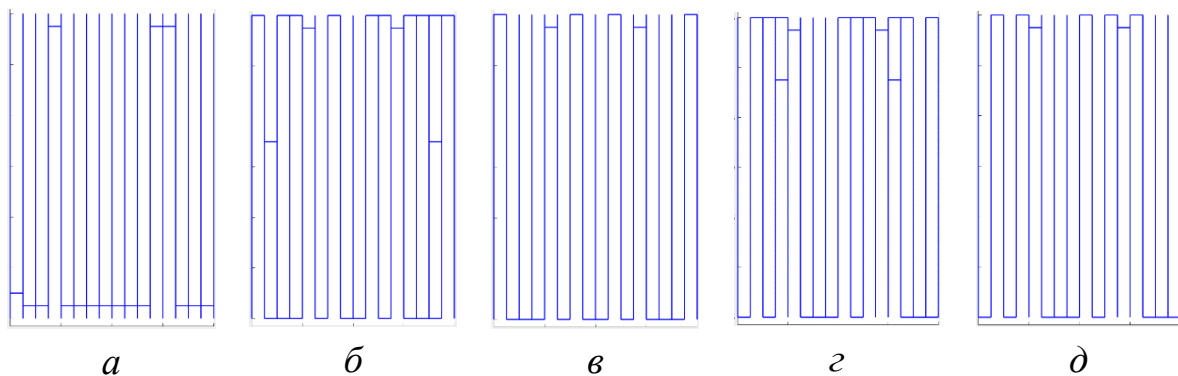


Рисунок 2.87 – Разреженные пластины, соединённые с использованием алгоритмов 1 (а) и 2 при коэффициенте выбора сегментов с максимальным током D , равном 2 (б, в); 5 (з, д), без удаления лишних сегментов (б, з) и с их удалением (в, д) при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$

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 применением 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.

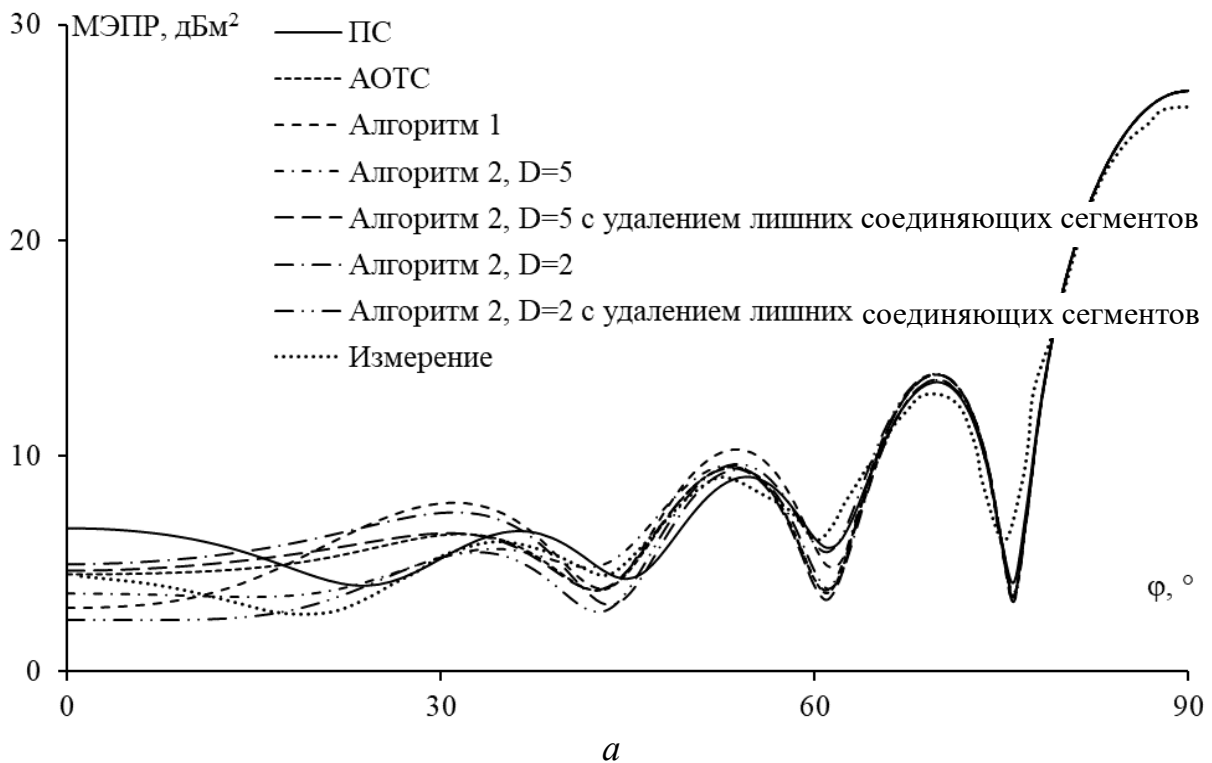


Рисунок 2.88 – МЭПР сплошной и разреженной пластин при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 90^\circ$ в $\theta = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б) плоскостях (окончание см. на с. 144)

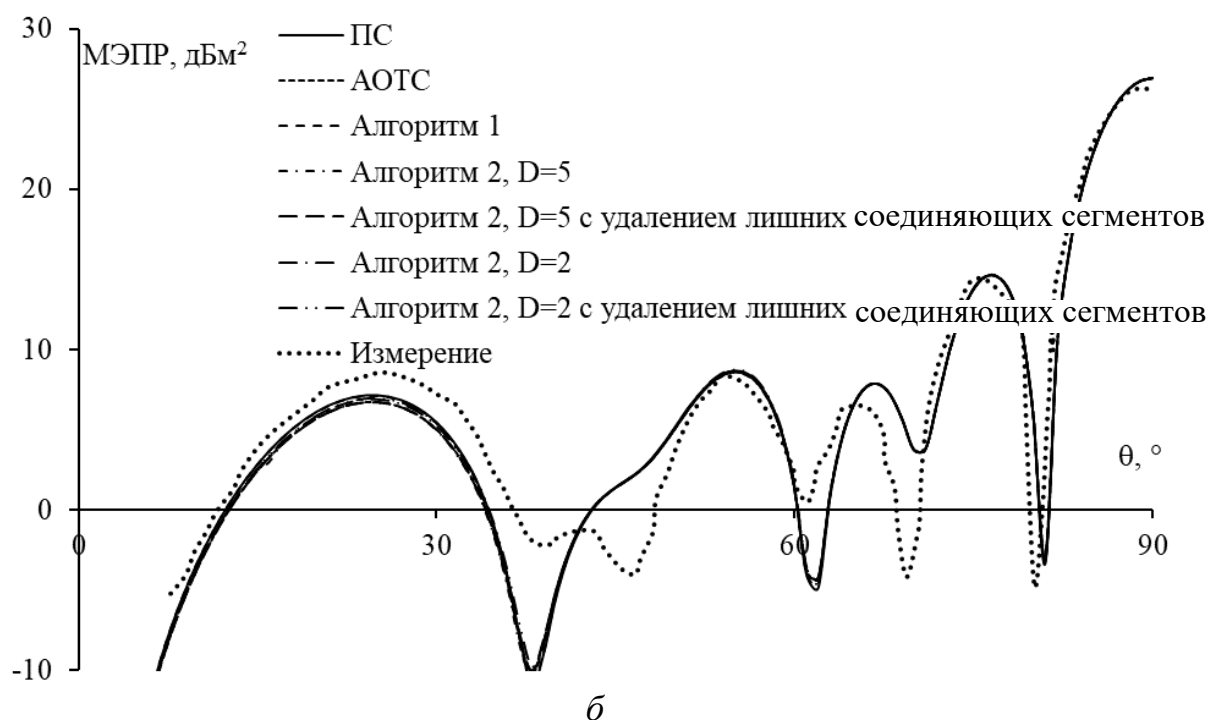


Рисунок 2.88 – Окончание (начало см. на с. 143)

Далее соединялись свободные провода для S1 при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 60 - 120^\circ$ (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.

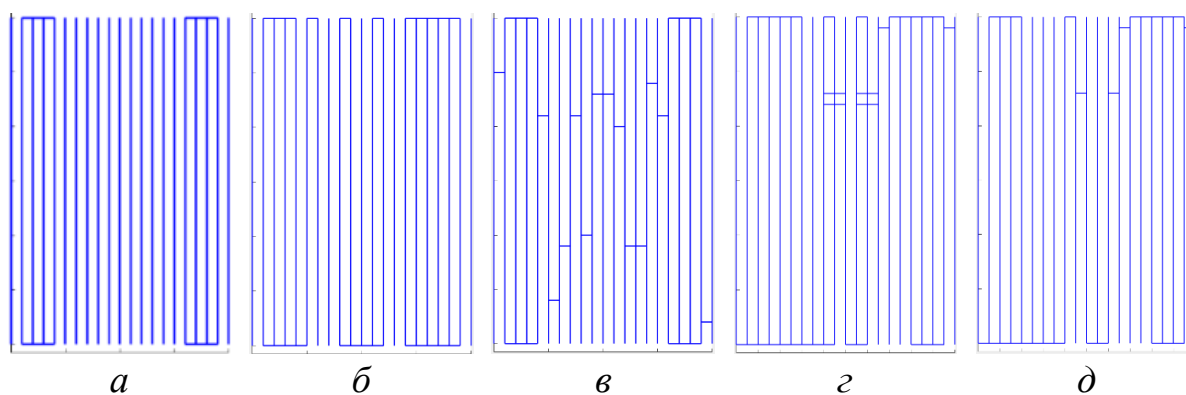


Рисунок 2.89 – Разреженная пластина без соединения (а) и с соединением (б) по МТАОТС, алгоритму 1 (в) и алгоритму 2 без удаления лишних сегментов (г) и с их удалением (д) при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 60 - 120^\circ$

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

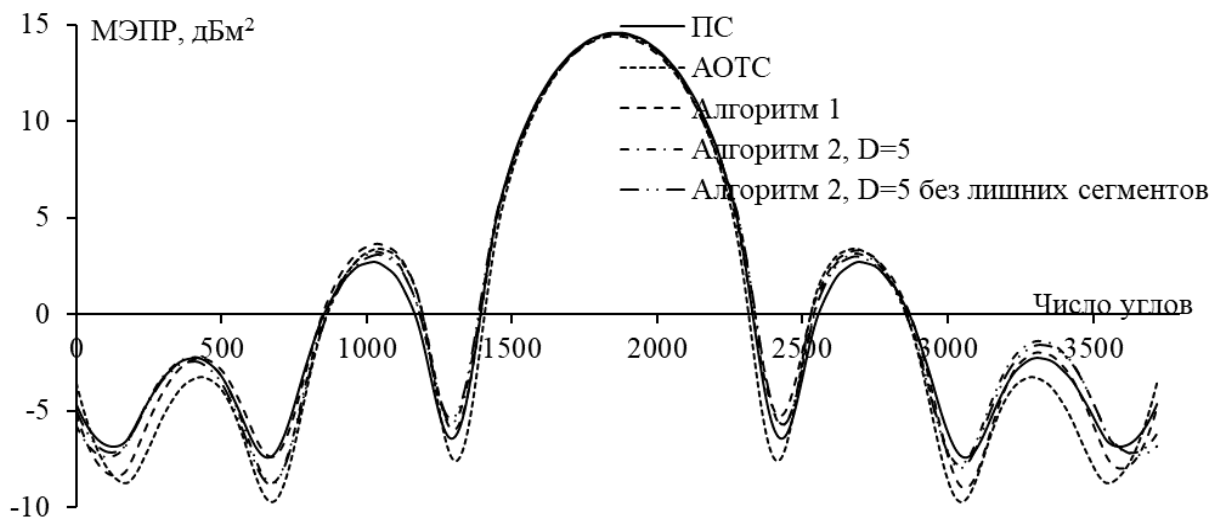


Рисунок 2.90 – МЭПР ПС и разреженных пластин при $\theta^{\text{пад}} = \varphi^{\text{пад}} = 60-120^\circ$

Затем соединялись свободные провода S2 при $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 40 до 40°, $\theta^{\text{пад}} = 84-96^\circ$, 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.

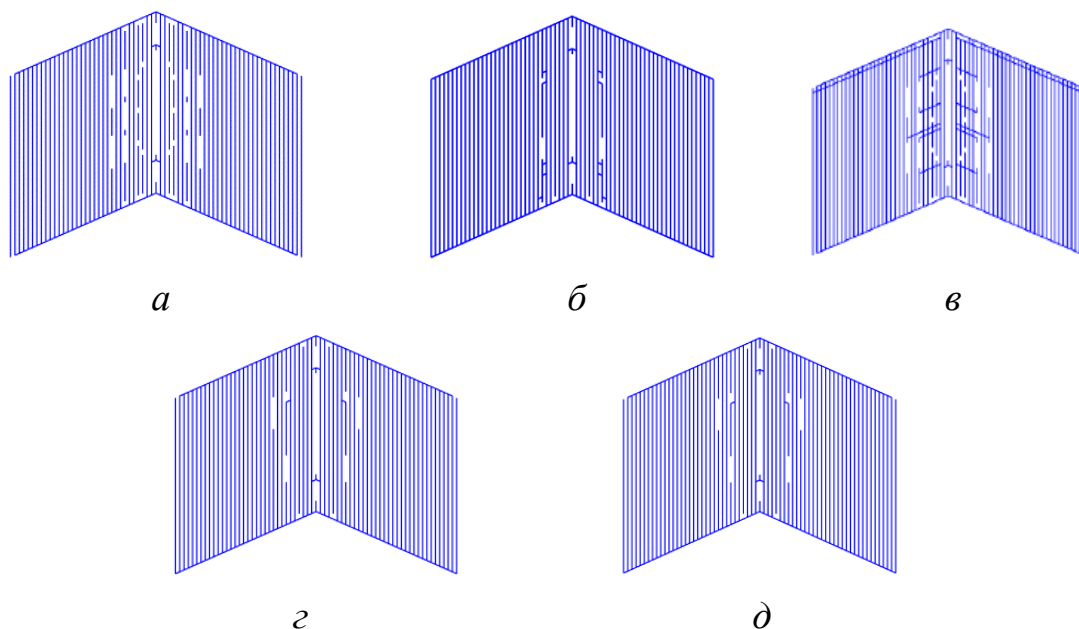


Рисунок 2.91 – Разреженные ДУО без соединения (а) и с соединением по МТАОТС (б), алгоритму 1 (в), алгоритму 2 без удаления лишних сегментов (г) и с их удалением (д) при $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 40 до 40°,

$$\theta^{\text{пад}} = 84\text{--}96^\circ$$

Верифицированы алгоритмы и для S3 при $\varphi^{\text{пад}} = 27\text{--}63^\circ$ и $\theta^{\text{пад}} = 40\text{--}67^\circ$. 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.

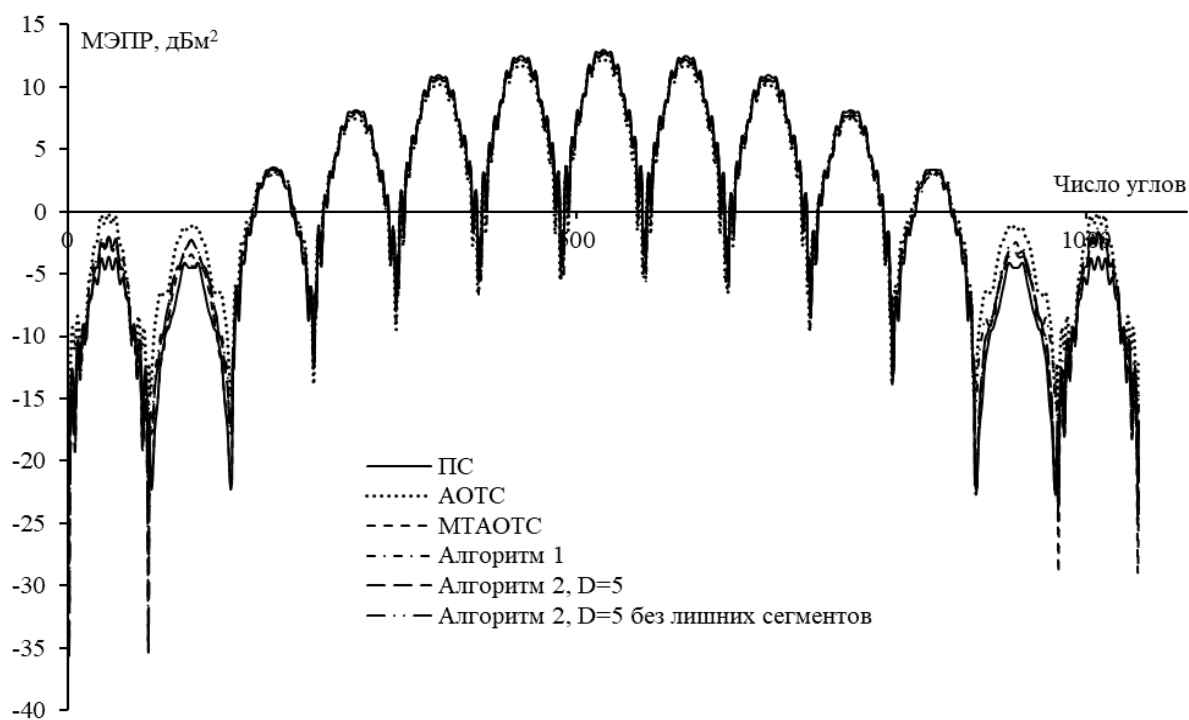


Рисунок 2.92 – МЭПР ПС и разреженных ДУО при $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 40 до 40° и $\theta^{\text{пад}} = 84-96^\circ$

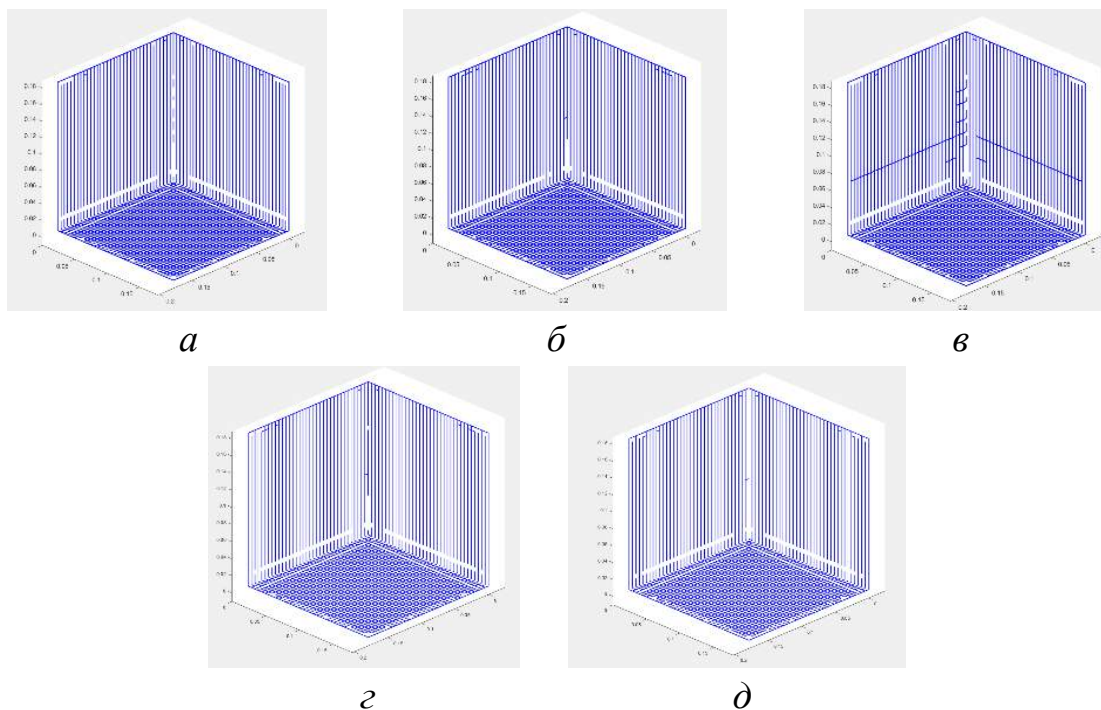
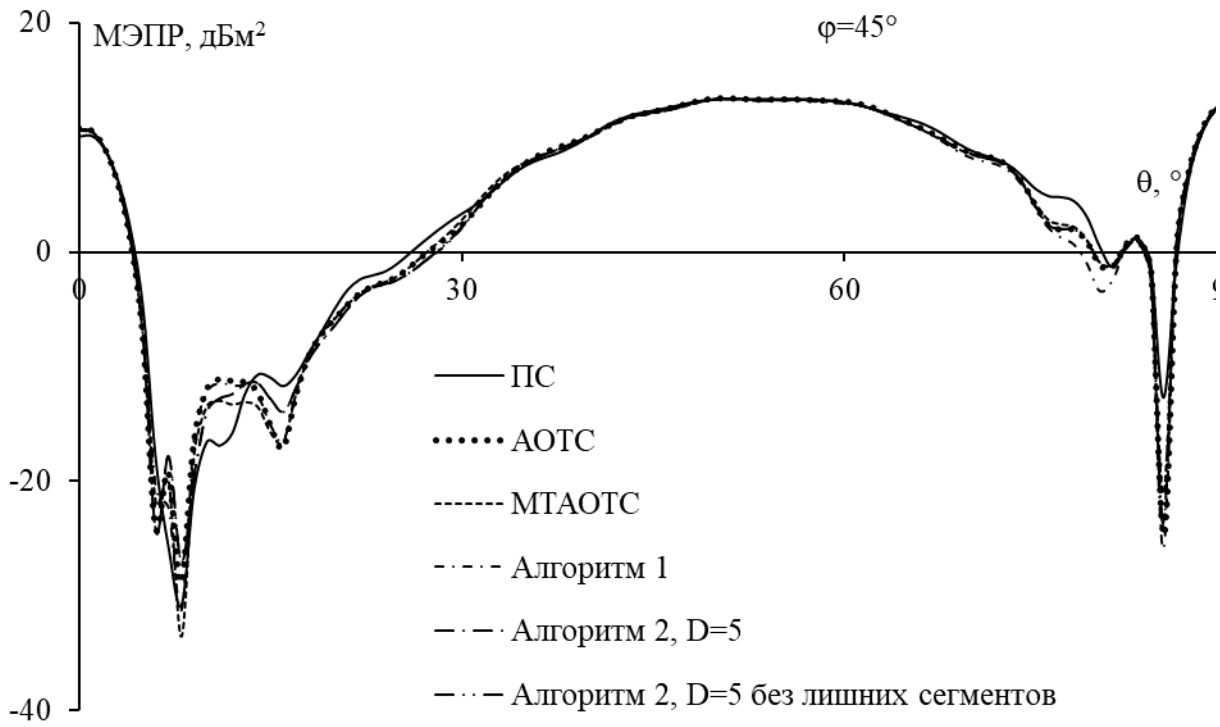


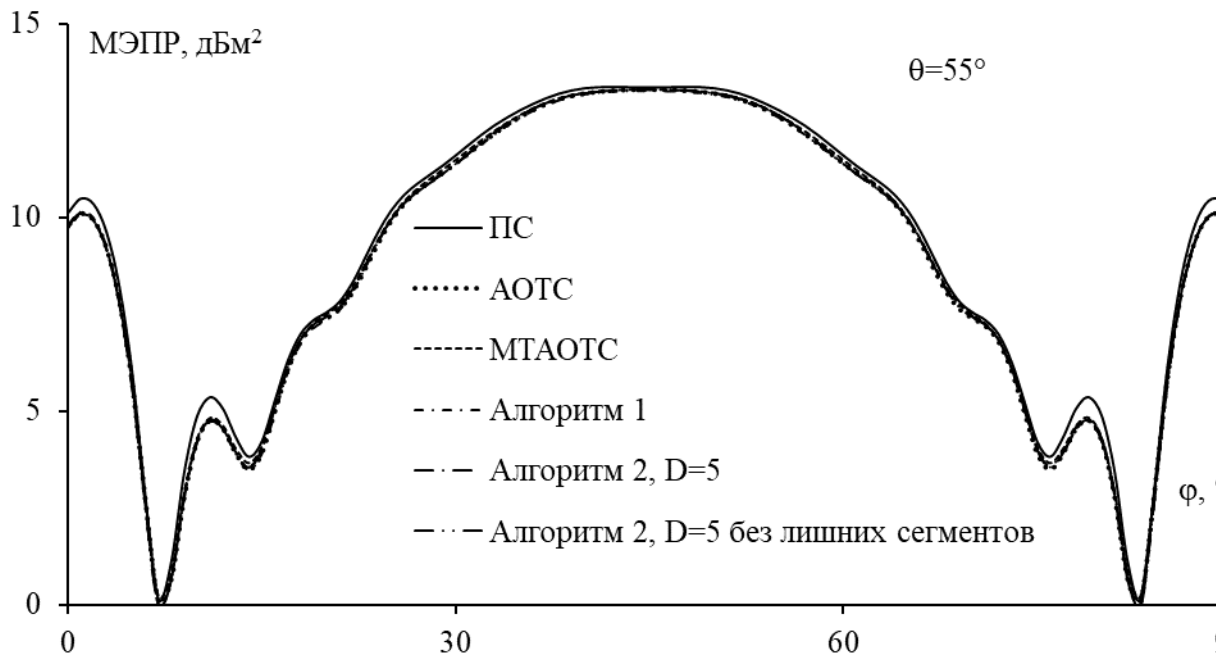
Рисунок 2.93 – Разреженные КТУО без соединения (а) и с соединением по МТАОТС (б), алгоритму 1 (в), алгоритму 2 без удаления лишних сегментов (г) и с удалением лишних сегментов (д)

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 исходной ПС. Снова видно, что МЭПР разреженных структур и исходной ПС хорошо совпадают, особенно в плоскости $\theta=55^\circ$. Это подтверждает корректность предложенных алгоритмов.



a



б

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

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 Гбайт. 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.

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

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 выводы к разделу

Верифицированы результаты анализа рассеивателей на примере прямоугольной ПС, двухгранного и трёхгранного угловых отражателей с использованием МоМ со СБФ. Показано хорошее совпадение полученных результатов с результатами других методов, 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

В разделе 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 [108].

3.1 Квадратная сетка и двухгранный уголковый 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

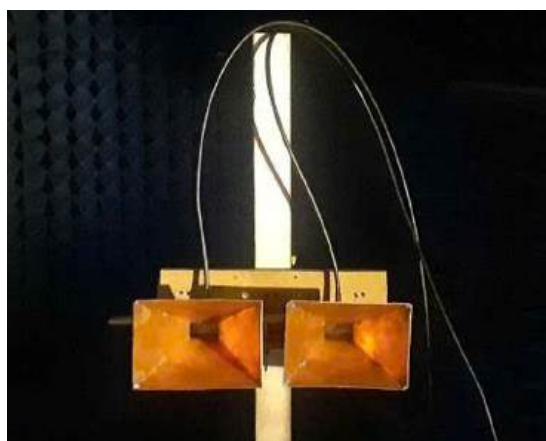
Измерение проводилось в безэховой камере в диапазоне частот 5–8 ГГц с использованием векторного анализатора цепей (ВАЦ) серии Р4М и двух рупорных антенн: передающей и приёмной (рисунок 3.1,б). Расстояние между антеннами и рассеивающим объектом $r=3$ м, что удовлетворяет условию дальней зоны [90] $r \geq (2D^2)/\lambda$, где D – максимальный размер объекта, λ – длина волны.

Измерение МЭПР выполнялось по методике из [109]. Для автоматизации управления векторным анализатором и поворотным

прибором, на котором размещался рассеиватель, разработана специализированная программа.



a



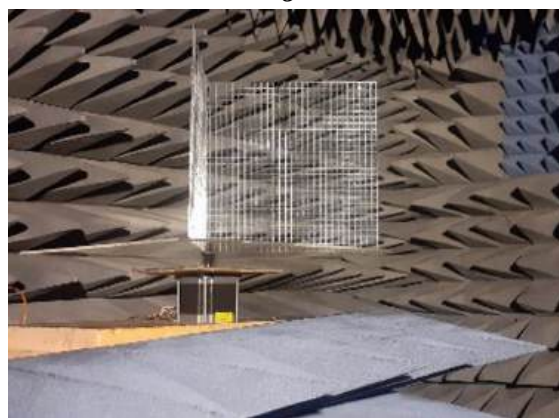
б



в



г



д

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

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 (см. рисунок 3.1,б), которая размещалась в главной лепестке диаграммы направленности антенны для максимума $|s_{21}|$. Полученный для калибровочного объекта $|s_{21к}|$ сохранялся в памяти.

Затем калибровочная пластина заменялась измеряемым рассеивателем, и процедура повторялась с целью получения $|S_{21p}|$. МЭПР (m^2) для измеряемого объекта рассчитывалась согласно формуле [109]:

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

где индексы «р» и «к» 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 = $7,57 m^2$ (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 $\varphi^{пад} = \theta^{пад} = 60-120^\circ$. При θ -поляризации токи в вертикальных проводах значительно больше, чем в горизонтальных. Поэтому в конечной

разреженной структуре сохраняются все вертикальные элементы. При пороге выбора результирующей разреженной структуры $T=150$ 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.

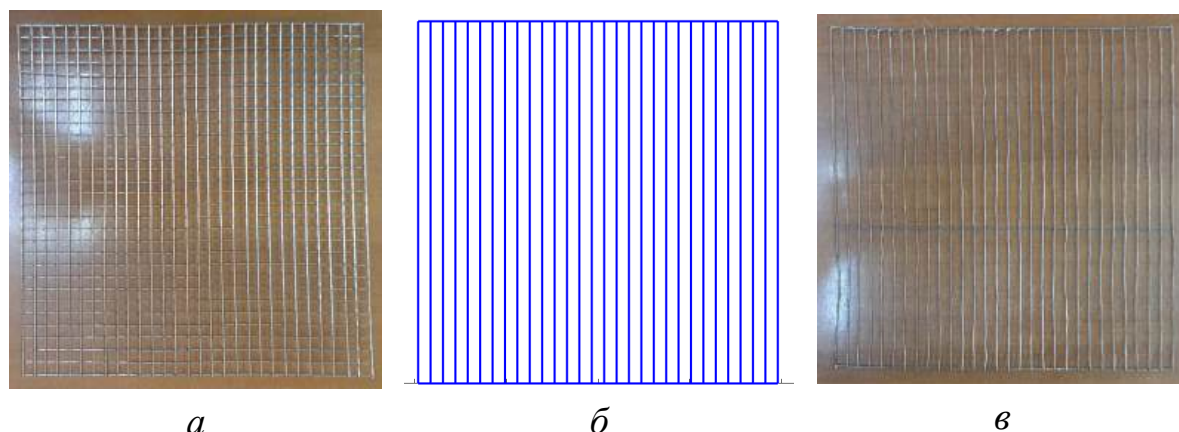
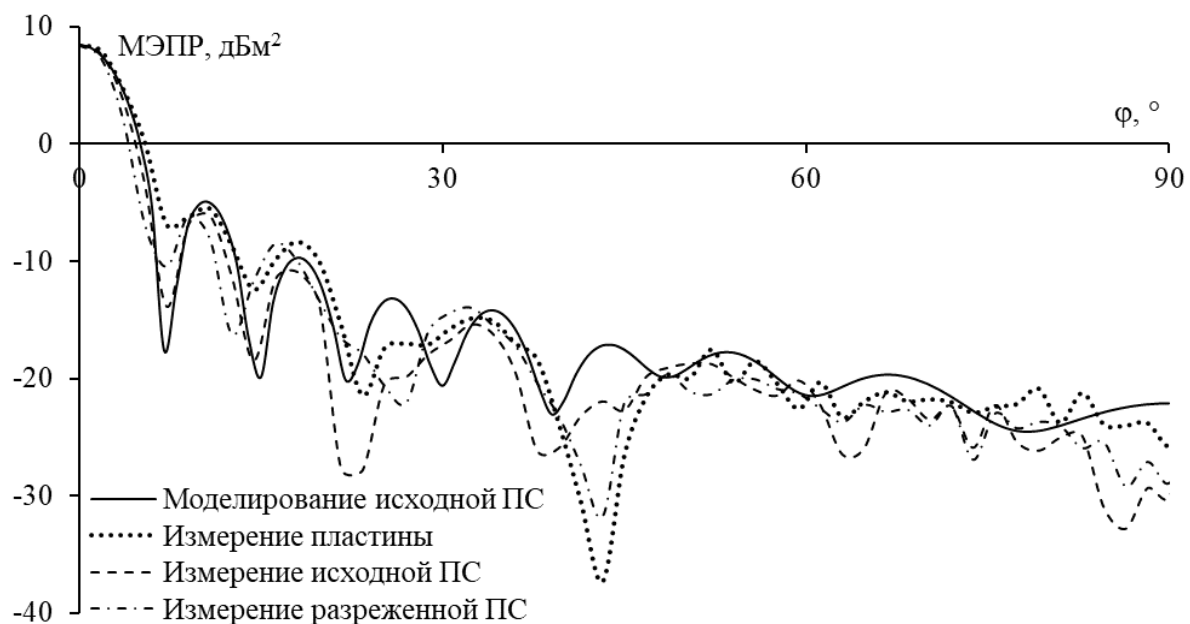


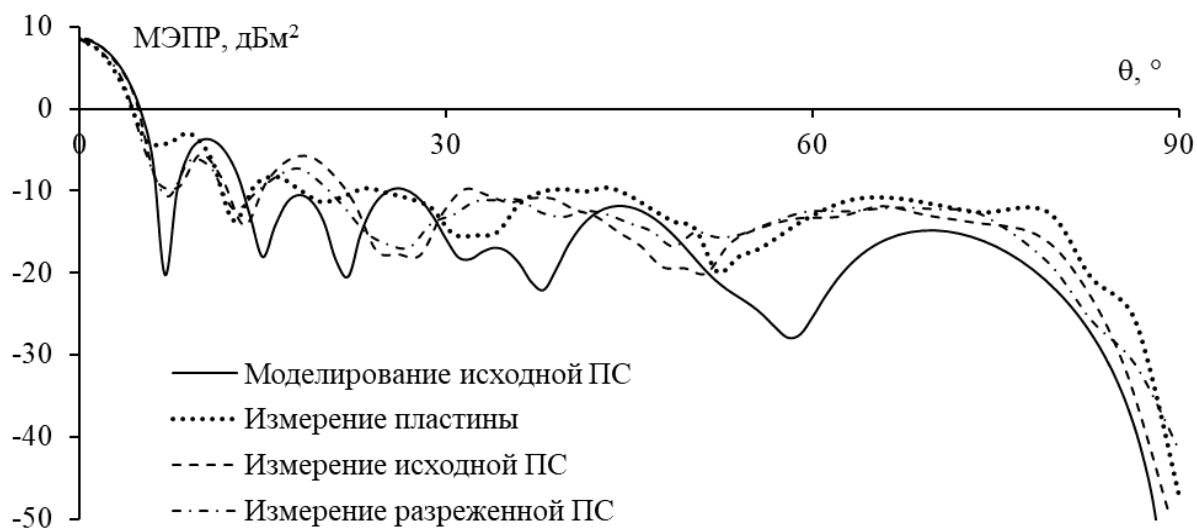
Рисунок 3.2 – Квадратная ПС (а); модель разреженной квадратной ПС (б) и разреженная квадратная ПС (в)

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 по-

верхности, особенности применённых материалов, а также условия измерений. При этом сравнение экспериментальных данных для исходной и разреженной ПС демонстрирует высокую степень совпадения характеристик рассеяния.



a



б

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

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.

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 $\lambda/\Delta \approx 5,7$.

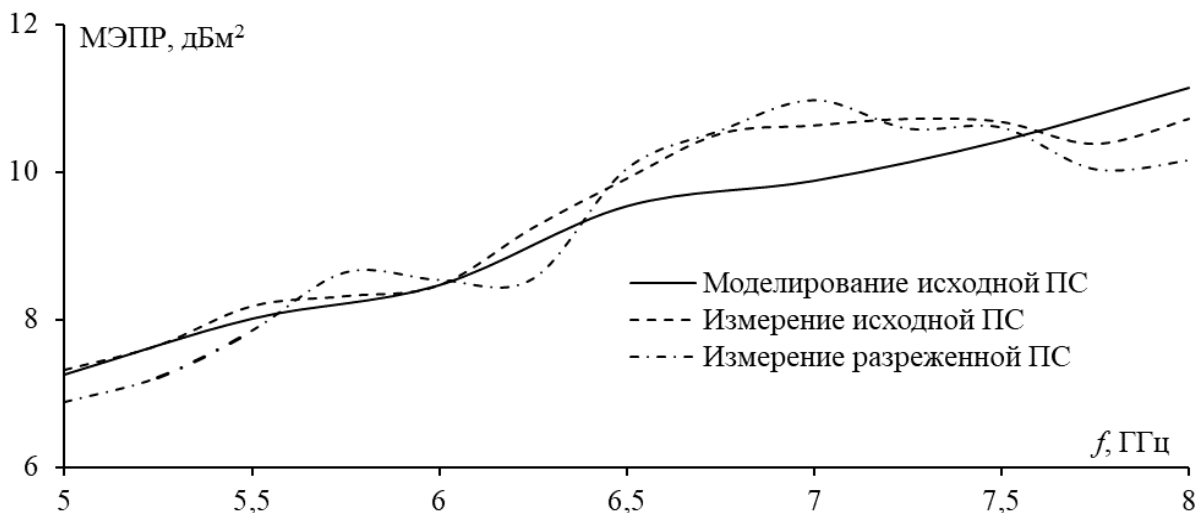


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости максимальной МЭПР для квадратных ПС

3.1.2 Двухгранный уголкового отражатель

Разреживание ДУО выполнялось для падающей волны при $\theta=84-96^\circ$ и φ от минус 50 до 50° на частоте 6 ГГц при ДУЭС=20% и пороге выбора результирующей разреженной структуры T , равном 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.

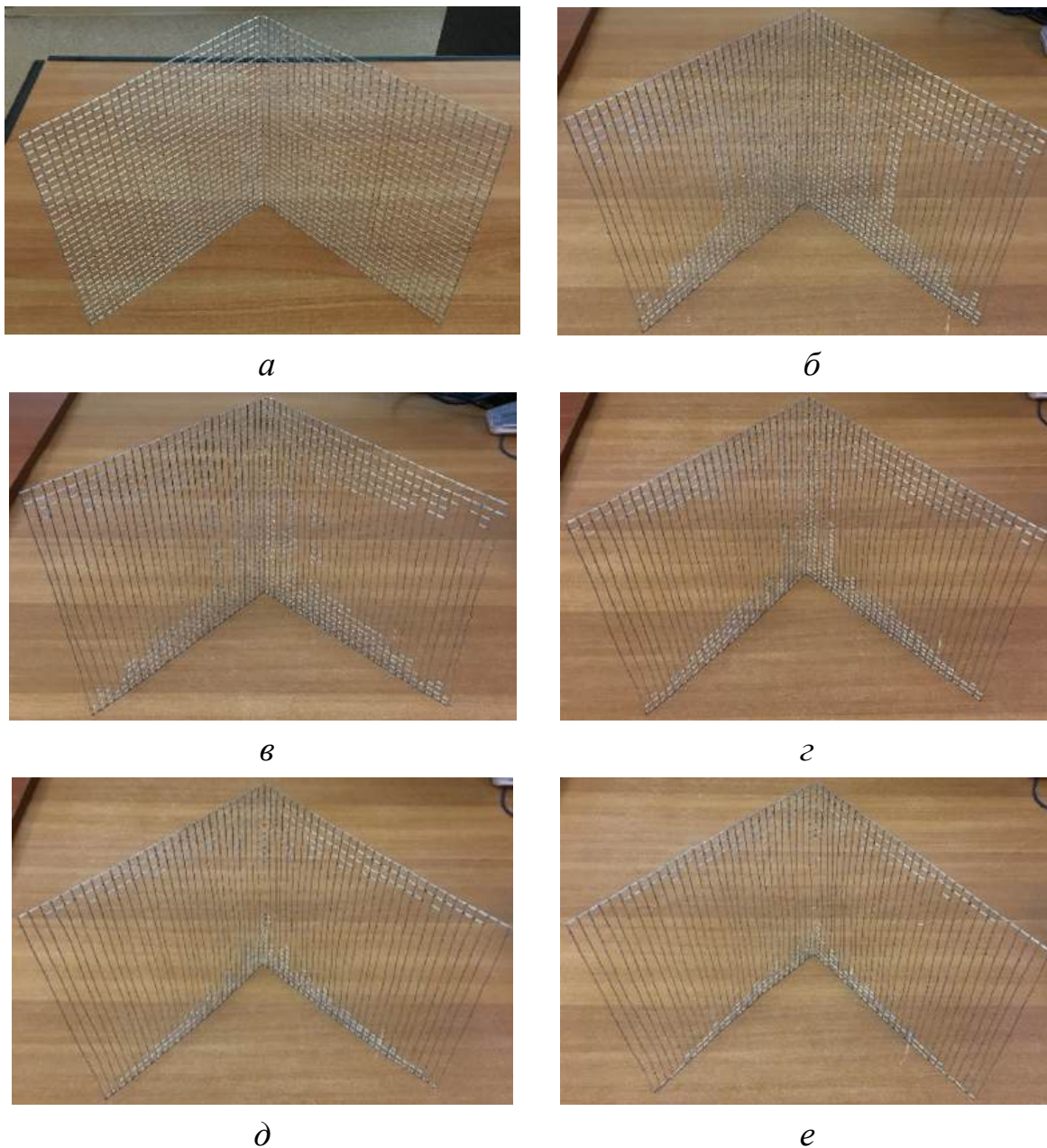


Рисунок 3.5 – ДУО в виде исходной (а) и разреженной ПС при $T = 0$ (б); 50 (в); 100 (г); 300 (д); 500 (е)

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 обусловлено 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 имел небольшие отклонения от взаимной ортогональности двух составляющих пластин.

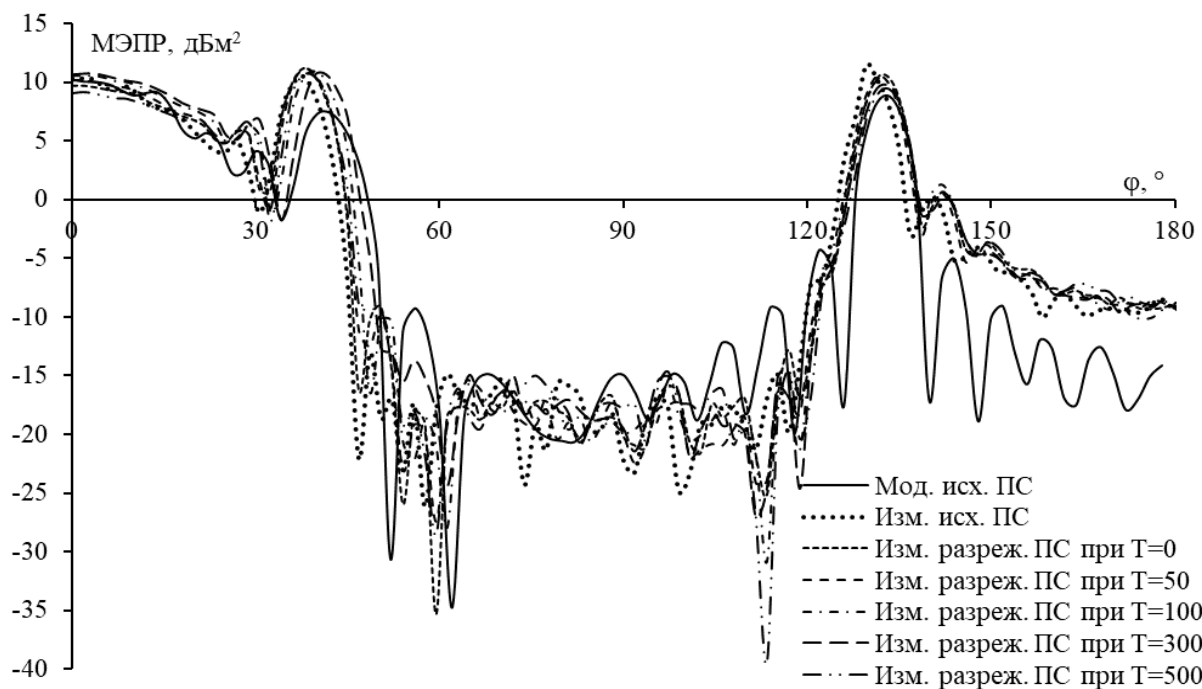


Рисунок 3.6 – МЭПР ДУО из ПС в плоскости $\theta=90^\circ$

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

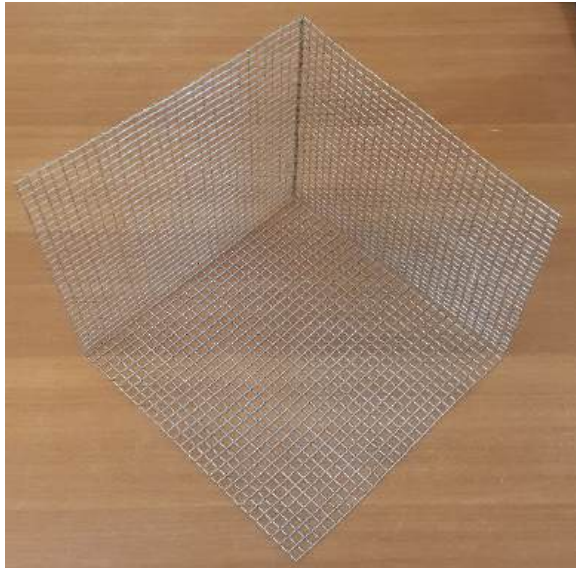
Структура	L , м	Число сегментов	$\theta^{\text{пад}}$, °	$\varphi^{\text{пад}}$, °
КТУО	0,2	5133	40–67	–18–+18
ТТУО	0,2	2610	30–80	–30–+30

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.

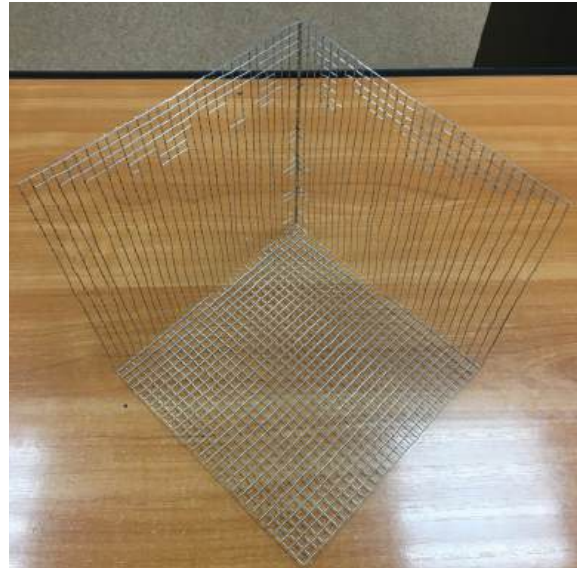
3.2.1 Квадратный трёхгранный уголкового отражатель

На рисунке 3.7 показана модель исходной ПС КТУО и разреженные с ДУЭС=20%, порогом выбора разреженной структуры T , равным 0; 100; 200, и возбуждении при $\theta^{\text{пад}} = 40\text{--}67^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 18 до 18° . Как видно из рисунка 3.7, в разреженной структуре

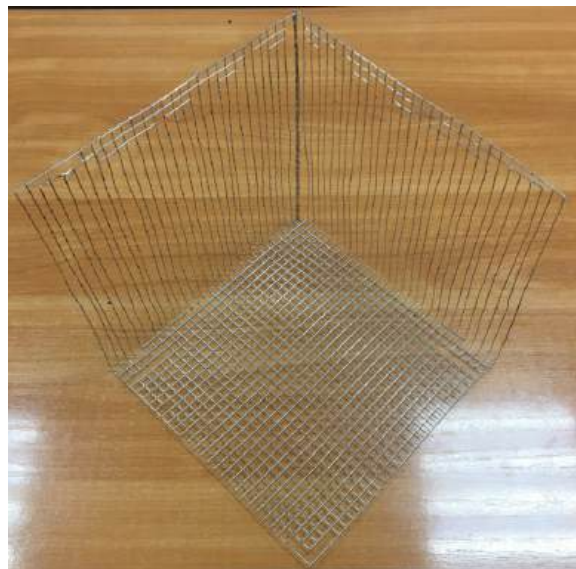
сохраняется большая часть вертикальных проводов на двух боковых гранях КТУО, тогда как большинство горизонтальных проводов удаляется. Это объясняется тем, что при возбуждении структуры падающей волной с θ -поляризацией токи в вертикальных проводах значительно сильнее, чем в горизонтальных.



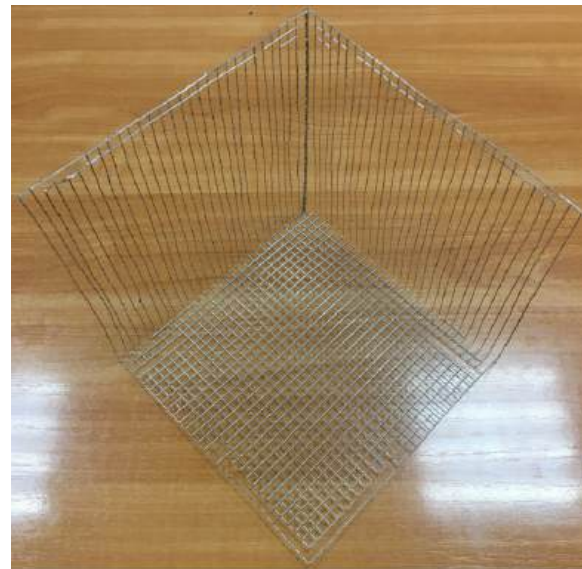
a



б



в



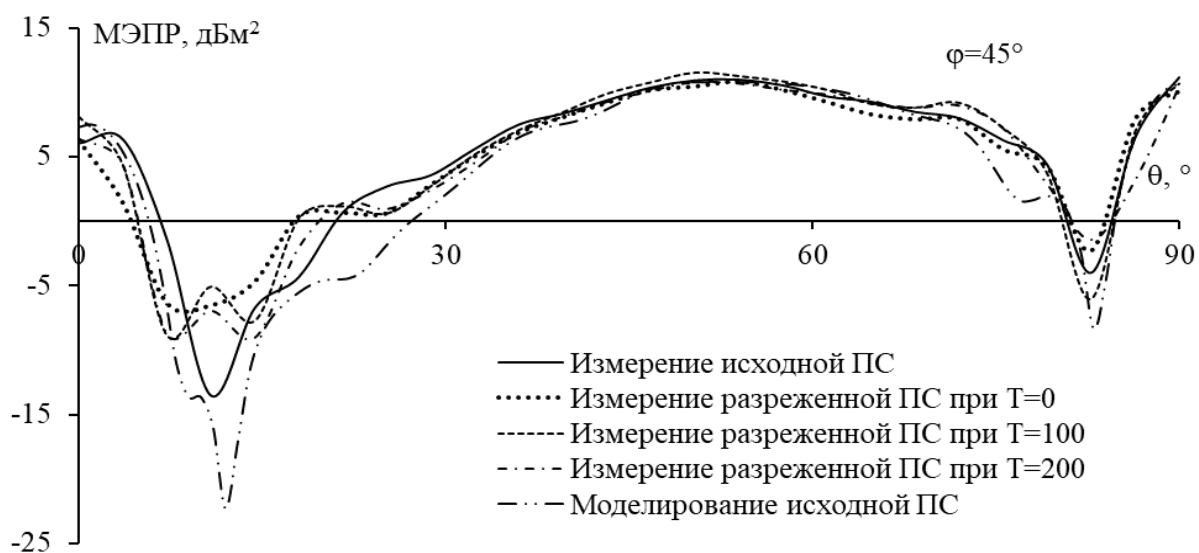
г

Рисунок 3.7 – ПС КТУО (*a*) и разреженная ПС КТУО при $T=0$ (*б*); 100 (*в*); 200 (*г*)

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

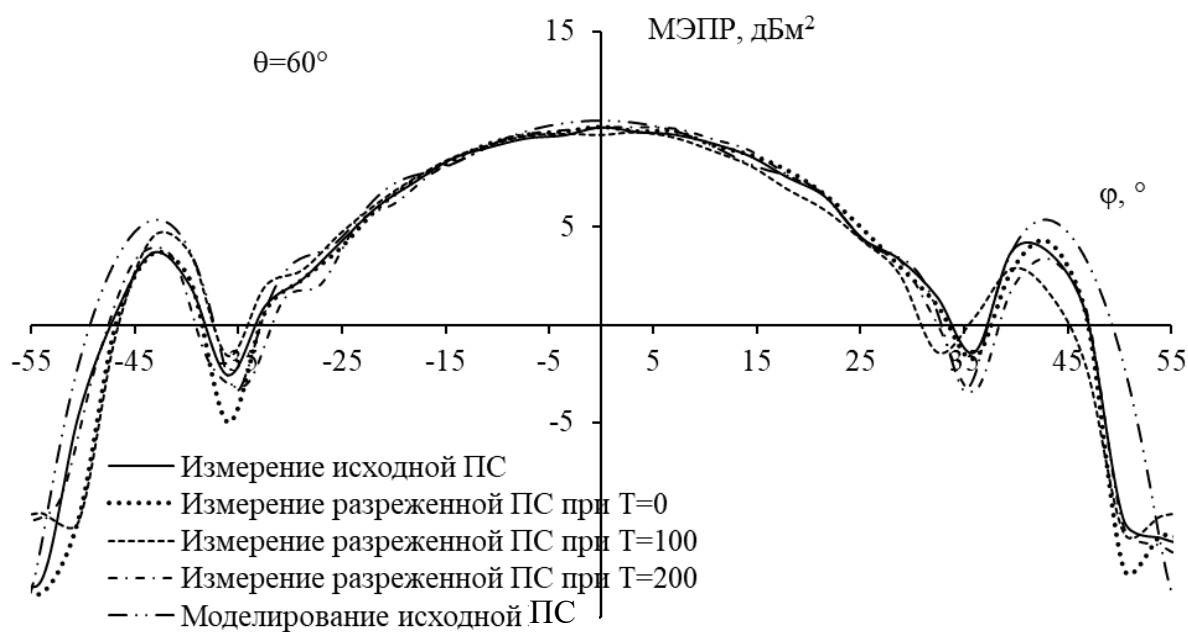
с малым радиусом проводов, что делает их легко деформируемыми при ручной обработке. Для жесткости разреженных структур некоторые горизонтальные провода в центральной части пластин ПС могут сохранить. Однако их включение увеличивает общую массу структуры. Кроме того, в практических реализациях обычно 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.

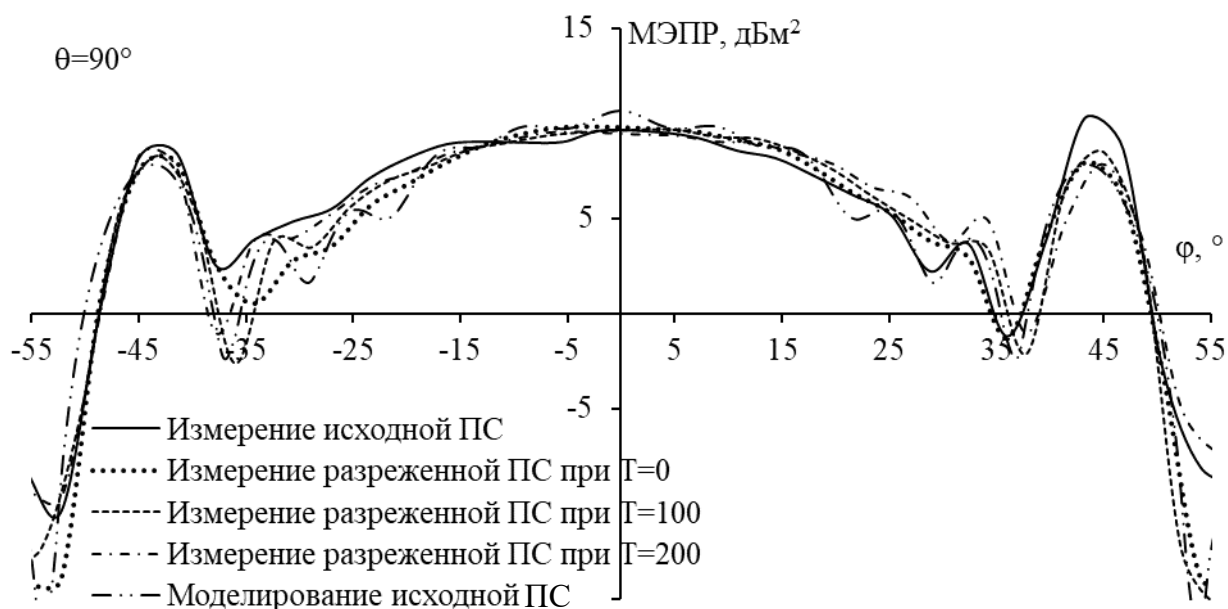


a

Рисунок 3.8 – МЭПР для ПС КТУО в плоскостях $\varphi = 45^\circ$ (*a*);
 $\theta = 60^\circ$ (*b*) и $\theta = 90^\circ$ (*в*) (окончание см. на с. 162)



б



в

Рисунок 3.8 – Окончание (начало см. на с. 161)

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.

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 дБм². Поэтому использование ДУЭС=20% и $T=200$ приемлемо для изготовления разреженных КТУО.

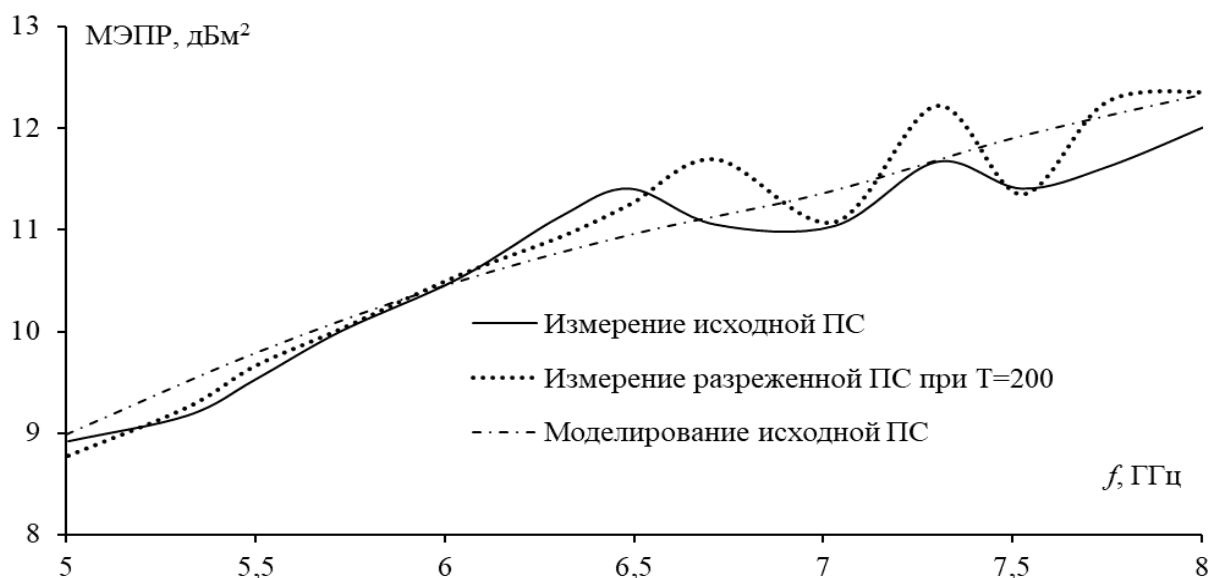
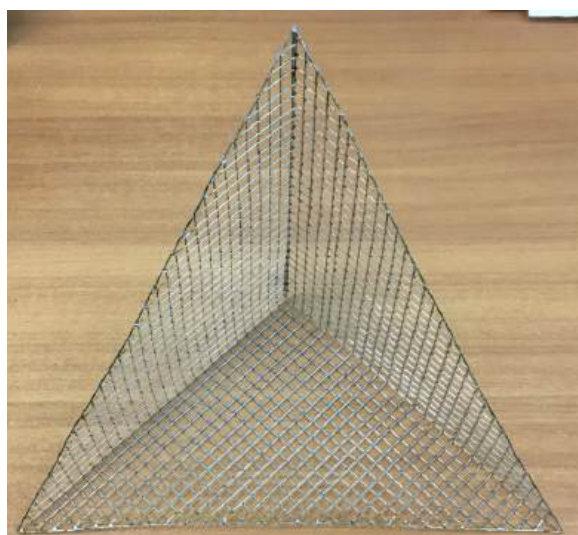


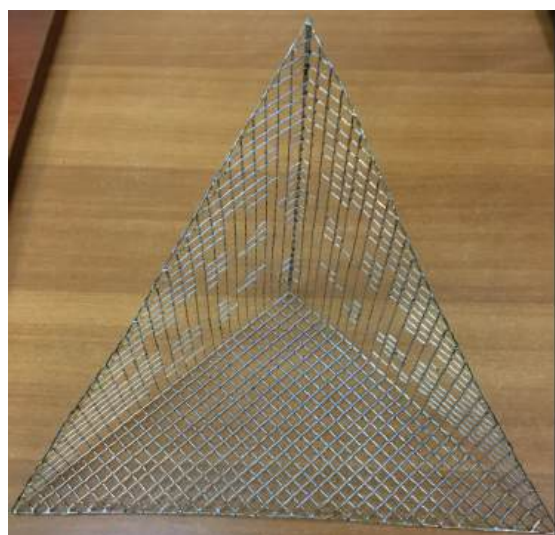
Рисунок 3.9 – Частотные зависимости МЭПР для КТУО при $\varphi^{\text{пад}} = 45^\circ$, $\theta^{\text{пад}} = 60^\circ$

3.2.2 Треугольный трёхгранный уголкового отражатель

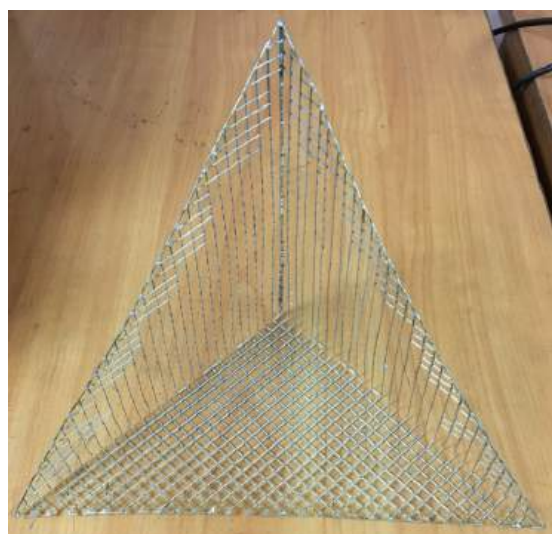
Разрезивался ТТУО для $\theta^{\text{пад}} = 30\text{--}80^\circ$, $\varphi^{\text{пад}}$ от минус 30 до 30° при ДУЭС=20% и пороге выбора разреженной структуры T , равном 0; 100; 200; 300; 400 (рисунок 3.10). С ростом T число проводов уменьшается, что уменьшает массу. Однако оставшиеся вертикальные провода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



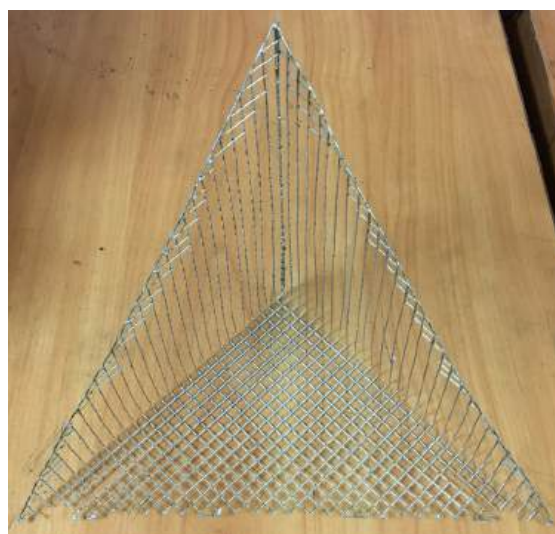
a



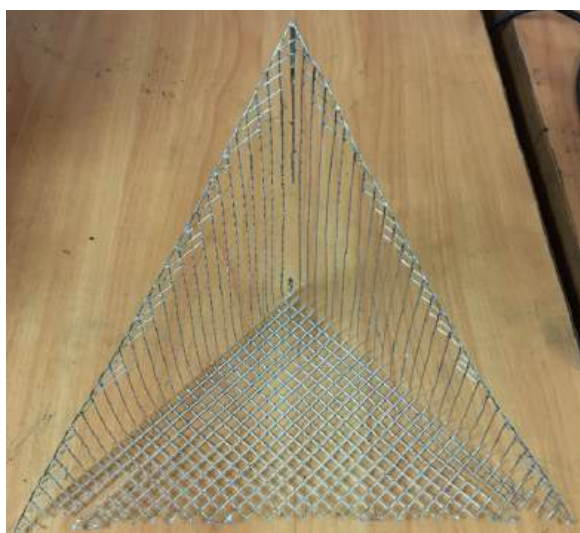
б



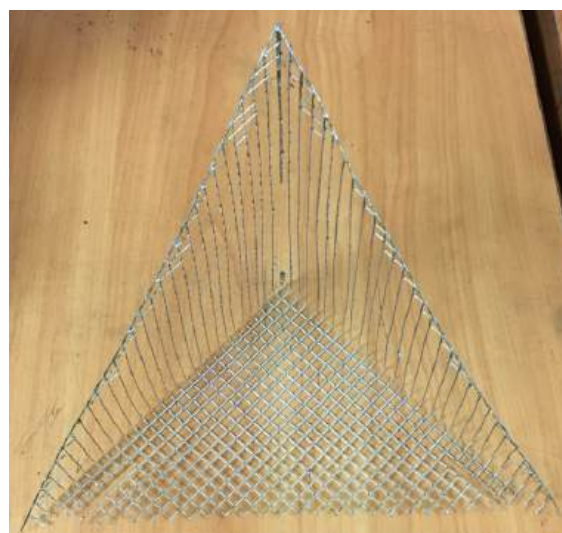
в



г



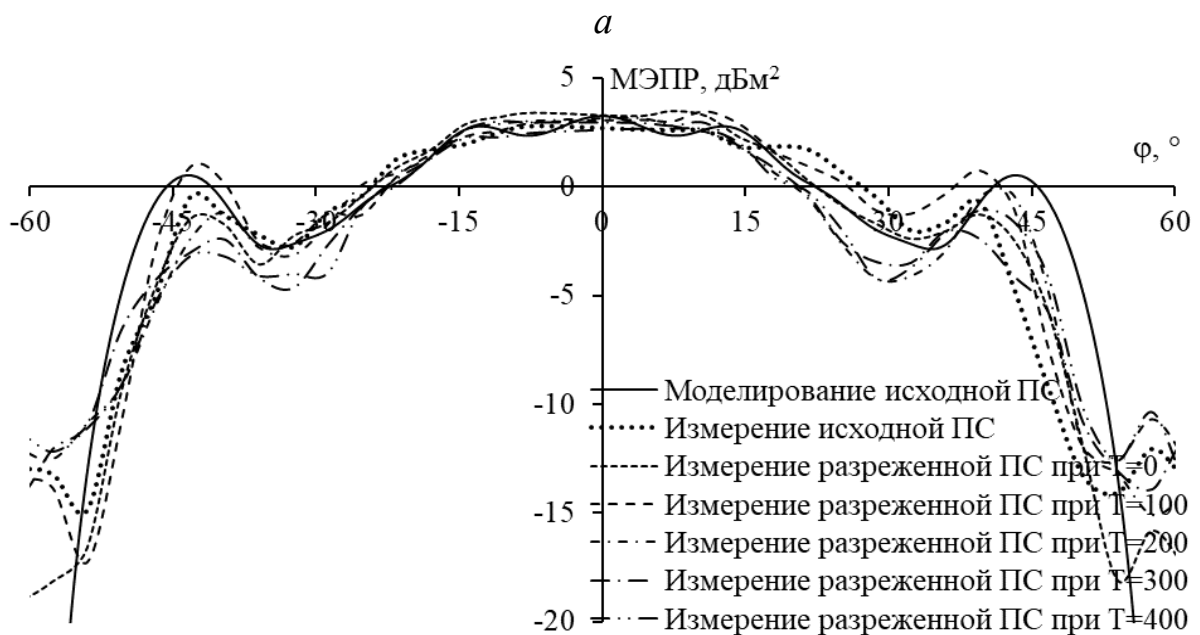
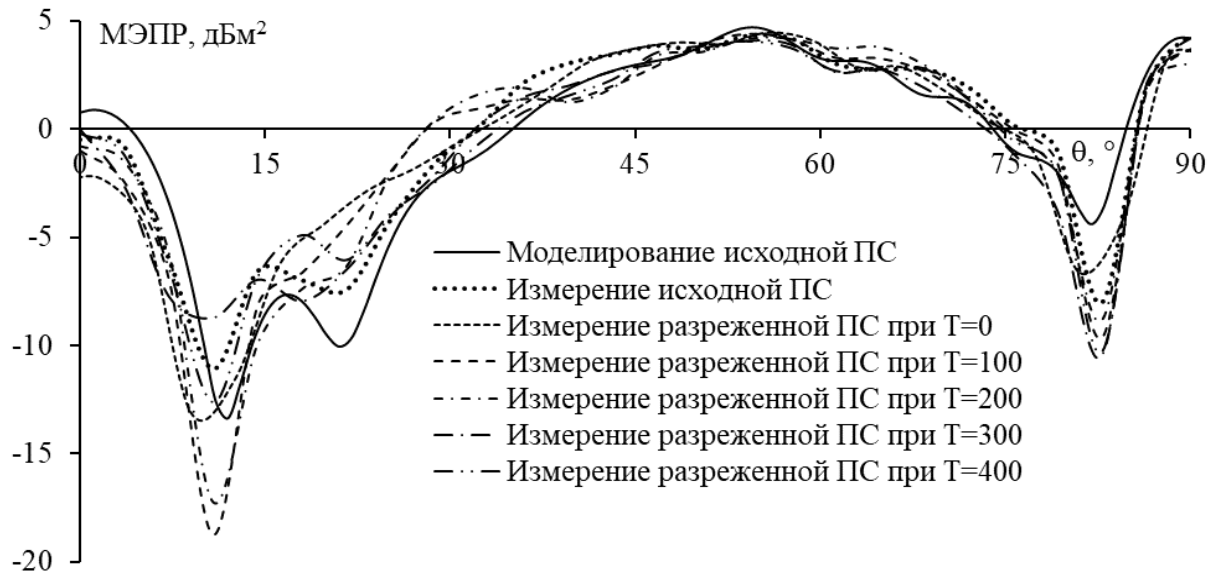
д



е

Рисунок 3.10 – Исходная (*a*) 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.



б

Рисунок 3.11 – МЭПР для ПС ТТУО в $\varphi = 45^\circ$ (а); $\theta = 55^\circ$ (б);
 $\theta = 90^\circ$ (в) плоскостях (окончание см. на с. 166)

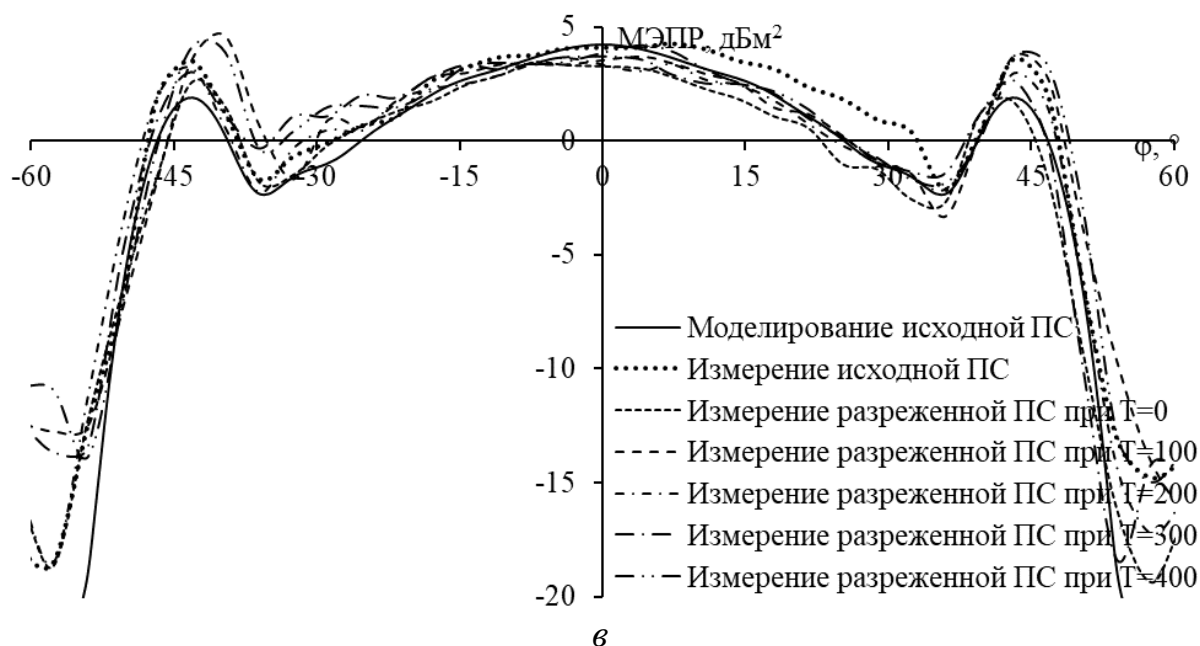


Рисунок 3.11 – Окончание (начало см. на с. 165)

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 $T = 400$ приемлемы для изготовления разреженного ТТУО.

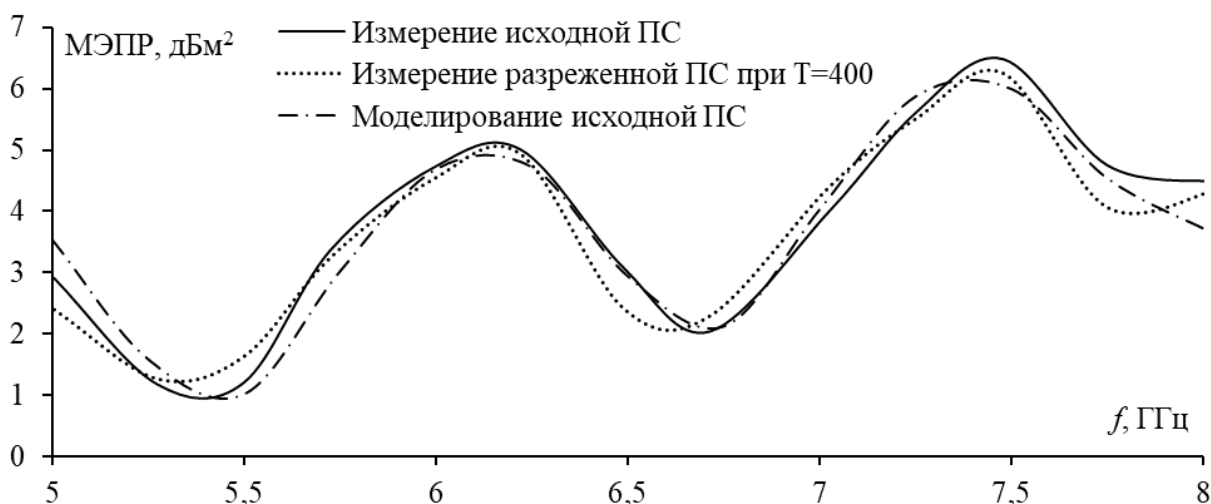


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости МЭПР для КТУО при $\varphi^{\text{пад}} = 45^\circ$, $\theta^{\text{пад}} = 55^\circ$

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} (разреженная ПС/исходная ПС), дБм ²	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 выводы к разделу

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 порога выбора результирующей разреженной структуры 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.

Заключение

Итоги исследования

Основные результаты работы, полученные проверенными методами, 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 КрГУО 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 их масса уменьшается до 1,5–7,2 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 идентичность 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.

Литература

1. Данг Т.Ф. Угловой отражатель и основные методы моделирования электромагнитного рассеяния: обзор за 10 лет // Системы управления, связи и безопасности. 2025. № 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 [et al.] // Algorithms. 2025. Vol. 18, no. 3. P. 171. DOI 10.3390/a18030171.

3. Technical data package / V. Wesztergom [et al.]. 2019. 143 p.

4. Investigation of integrated twin corner reflectors designed for 3-D InSAR applications / L. Bányai [et al.] // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2020. Vol. 17, no. 6. P. 1013–1016. DOI 10.1109/LGRS.2019.2939675.

5. Yazdani M.R., Heidar H., Mohseni A.H. Expandable shipboard decoy including adequate RCS by using trihedral corner reflectors // IET Science, Measurement & Technology. 2016. Vol. 10, no. 5. P. 485–491. DOI 10.1049/iet-smt.2015.0228.

6. 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 / M.C. Garthwaite [et al.]. Geoscience Australia, Canberra, 2015. 86 p. DOI 10.11636/record.2015.003.

7. Radar cross section characterization of corner reflectors in different frequency bands and polarizations / P.V. Jayasri [et al.] // Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf. 2018. Vol. XLII–5. P. 637–642. DOI 10.5194/isprs-archives-xlii-5-637-2018.

8. Calibration Services. Government of India. National Remote Sensing Centre. URL: https://www.nrsc.gov.in/EOS_CAL_MicrowaveTargets?language_content_entity=en (дата обращения: 08.02.2025).

9. Ying L., Lixin G., Yanchun Z. Investigations of effects of geometric characteristics on RCS for corner reflectors // IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Shanghai (China). 2019. P. 1–2. DOI 10.1109/COMPEN.2019.8779187.

10. Armin W.D. Reflectors for SAR performance testing. 2nd ed. Sandia Report SAND2014-0882, Sandia National Laboratories, United States, 2014. 61 p.

11. Differential geodetic stereo SAR with TerraSAR-X by exploiting small multi-directional radar reflectors / C. Gisinger [et al.] // Journal of Geodesy. 2016. Vol. 91, no. 1. P. 53–67. DOI 10.1007/s00190-016-0937-2.

12. Comparative analysis of monostatic and bistatic RCS scattering characteristics for corner reflector / M. Qiu [et al.] // International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Xuzhou (China). 2022. P. 1–3. DOI 10.1109/ACES-China56081.2022.10065107.

13. Intelligent simulation technology based on RCS imaging / J. Hao [et al.] // Applied Sciences. 2023. Vol. 13, no. 18. P. 10119. DOI 10.3390/app131810119.

14. Design and experimental evaluation of a novel type radar reflector for use in the marine environment / N. Malachias [et al.] // 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.

15. Time-domain scattering characteristics and jamming effectiveness in corner reflectors / Y. Luo [et al.] // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 15696–15707. DOI 10.1109/ACCESS.2021.3053116.

16. High-frequency backscattering properties of quasi-omnidirectional corner reflector: The great-icosahedral-like reflector / L. Wu [et al.] // AIP Advances. 2022. Vol. 12, no. 10. DOI 10.1063/5.0123981.

17. Algafsh A., Inggs M., Mishra A.K. The effect of perforating the corner reflector on maximum radar cross section // 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Abu Dhabi (United Arab Emirates). 2016. P. 1–4. DOI 10.1109/MMS.2016.7803815.

18. AirMoSS P-band SAR calibration / C. Alexandra [et al.] // CEOS SAR Calibration and Validation Workshop, JPL Open Repository. 2011.

19. Corner reflectors for the Australian geophysical observing system and support for calibration of satellite-borne synthetic aperture radars / M.C. Garthwaite [et al.] // IEEE International Geoscience and

Remote Sensing Symposium – IGARSS, Melbourne, VIC (Australia). 2013. P. 266–269. DOI 10.1109/IGARSS.2013.6721143.

20. 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.

21. Dynamic sequential radar cross section properties of airborne corner reflector in array / L. Wu [et al.] // IET Radar, Sonar & Navigation. 2023. Vol. 17, no. 9. P. 1405–1419. DOI 10.1049/rsn2.124299.

22. Blinkovsky N.K., Gulko V.L., Meshcheryakov A.A. Navigational group radio-optical reflectors of circular action // Instruments and Experimental Techniques. 2023. Vol. 66, no. 4. P. 672–679. DOI 10.1134/s0020441223030028.

23. Marker buoys for Indonesia. Resinex Asia Italian Design and Technology for The Asian Market. URL: <https://www.resinexasia.com/post/marker-buoys-for-indonesia> (дата обращения: 15.11.2024).

24. Slope displacement monitoring with corner reflectors by PSInSAR analysis using Sentinel-1 SAR data / H. Abo [et al.] // 8th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Bali (Indonesia). 2023. P. 1–6. DOI 10.1109/APSAR58496.2023.10388604.

25. Radar altimetry external calibration with passive elements: Sentinel-6 MF long term monitoring with the montsec corner reflector facility / F. Gibert [et al.] // IGARSS 2024. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Athens (Greece). 2024. P. 8900–8903. DOI 10.1109/igarss53475.2024.10642903.

26. Characterizing complex deep seated landslide deformation using corner reflector insar (cr-insar): little smoky landslide, alberta / C. Froese [et al.] // Proceedings: 4th Canadian Conference on Geohazards, NS (Canada). 2008. P. 1–4.

27. Dynamic doppler characteristics of maritime airborne corner reflector / L. Wu [et al.] // Journal of Marine Science and Engineering. 2024. Vol. 12, no. 5. P. 727. DOI 10.3390/jmse12050727.

28. Integration of corner reflectors for the monitoring of mountain glacier areas with Sentinel-1 time series / M. Jauvin [et al.] // Remote Sensing. 2019. Vol. 11, no. 8. P. 988. DOI 10.3390/rs11080988.

29. C-SAR/02 Satellite polarimetric calibration and validation based on active radar calibrators / Y. Jiao [et al.] // Remote Sens. 2025. Vol. 17. P. 282. DOI 10.3390/rs17020282.

30. 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.

31. Yusri N.A. Calibration of 93.1 GHz FOD detection radar on airport runway using trihedral corner reflector // 8th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI), Semarang (Indonesia). 2021. P. 130–133. DOI 10.23919/EECSI53397.2021.9624210.

32. Saleeb D.A., Elkorany A.S., Saleeb A.A. Polarimetry radar calibration using trihedral corner reflectors with electromagnetic band gap polarization converters // IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Heidelberg (Germany). 2015. P. 1–4. DOI 10.1109/ICMIM.2015.7117936.

33. Enhanced radar cross-section for W-Band corner reflectors using ceramic additive manufacturing / J. Kai-Daniel. [et al.] // IEEE 12th International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), Cagliari (Italy). 2022. P. 37–39. DOI 10.1109/RFID-TA54958.2022.9924073.

34. Trimmed aperture corner reflector for angle-selective chipless RFID / T. Iizuka [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2023. Vol. 22, no. 10. P. 2537–2541. DOI 10.1109/LAWP.2023.3294940.

35. A high gain dual-band printed antenna for LTE base stations with a corner reflector / E. Najafnezhad [et al.] // AEU – International Journal of Electronics and Communications. 2018. Vol. 87. P. 173–179. DOI 10.1016/j.aeue.2018.02.024.

36. One-sixteenth spherical homogeneous dielectric lens antenna on metal corner reflector for high-gain radiation with size reduction / K. Phaebua [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2020. Vol. 19, no. 3. P. 378–382. DOI 10.1109/LAWP.2019.2959657.

37. Milijic M., Jokanovic B. Design of asymmetrical slot antenna array in corner reflector // 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.

38. Research on calibration algorithm of two-dimensional plane based on corner reflector / S. Wang [et al.] // IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Hefei (China). 2023. P. 3483–3488. DOI 10.1109/CIEEC58067.2023.10166499.

39. Decena B.A., Luzon J.R., Purisima M.C.L. 2.4 GHz pattern reconfigurable corner reflector antennas using frequency selective conductor loops and strips // TENCON 2017 – IEEE Region 10 Conference, Penang (Malaysia). 2017. P. 2914–2919. DOI 10.1109/TENCON.2017.8228360.

40. A new corner-reflector antenna with tunable gain based on active frequency selective surfaces / G.H. Elzwawi [et al.] // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2020. Vol. 1. P. 88–94. DOI 10.1109/OJAP.2020.2979053.

41. Chatterjee A., Parui S.K. Performance enhancement of a dual-band monopole antenna by using a frequency-selective surface-based corner reflector // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64, no. 6. P. 2165–2171. DOI 10.1109/TAP.2016.2552543.

42. Chatterjee A., Parui S.K. Beamwidth control of omnidirectional antenna using conformal frequency selective surface of different curvatures // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, no. 6. P. 3225–3230. DOI 10.1109/TAP.2018.2819899.

43. Planar FSS based dual-band wire monopole antenna for multidirectional radiation with diverse beamwidths / A. Chatterjee [et al.] // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 30427–30435. DOI 10.1109/ACCESS.2022.3159337.

44. Unal I., Gulum T.O., Bayramoglu E.C. Investigations of electrical size effects on radar cross section for orthogonally distorted corner reflectors // IEEE Radar Conference (RadarCon), Arlington, VA (USA). 2015. P. 1515–1519. DOI 10.1109/RADAR.2015.7131236.

45. Döring B., Schwerdt M., Bauer R. TerraSAR-X calibration ground equipment // Wave Propagation in Communication, Microwaves Systems and Navigation (WFMN). Germany. 2007. P. 5.

46. Булатова Л.И., Гиляев Д.М., Назаров Р.Р. Апробация конструкции уголкового отражателя для обеспечения наблюдений за геодинамическими полигонами с использованием радарных съемок // XI Международная научно-практическая конференция

«Актуальные вопросы геодезии и геоинформационных систем». Казанский (приволжский) федеральный университет. 2022. С. 23–31.

47. Algaifsh A., Inggs M., Mishra A.K. Measurements of signal penetration for P-band SAR system through trees using two trihedral corner reflectors // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Fort Worth, TX (USA). 2017. P. 3117–3120. DOI 10.1109/IGARSS.2017.8127658.

48. Corner reflectors. Trealtamira URL: <https://site.tre-altamira.com/insar-solutions/insar-corner-reflectors/> (дата обращения: 15.01.2025).

49. Novel corner-reflector array application in essential infrastructure monitoring / K. Kelevitz [et al.] // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2022. Vol. 60. P. 1–18. DOI 10.1109/TGRS.2022.3196699.

50. Research on RCS calculation and weight loss method of radar angle reflector / J. Gu [et al.] // 3rd China International SAR Symposium (CISS), Shanghai (China). 2022. P. 1–4. DOI 10.1109/CISS57580.2022.9971366.

51. Wire-Grid and sparse MoM antennas: past evolution, present implementation, and future possibilities / A. Alhaj Hasan [et al.] // Symmetry. 2023. Vol. 15, no. 2. P. 378. DOI 10.3390/sym15020378.

52. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Recommendations on modeling wire grid horn structures for sparse antenna generation // International Ural conference on electrical power engineering (UralCon). 2024. P. 114–120. DOI 10.1109/UralCon62137.2024.10718978.

53. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Optimal sparse wire grid structures: Development and verification of an OCGA-based algorithm // International Conference «Engineering Management of Communication and Technology» (EMCTECH). 2024. P. 1–7. DOI 10.1109/EMCTECH63049.2024.10741757.

54. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost // Microwave Review. 2023. Vol. 29, no. 2. P. 83–94. DOI 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.

55. Gazizov T.R., Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T. A simple modeling methodology for creating hidden antennas // International Confer-

ence on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). Sochi (Russia), 15–19 May, 2023. P. 1080–1084. DOI 10.1109/ICIEAM57311.2023.10139026.

56. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T. R. Comparative analysis of C/OCGA sparse horn antenna structures at different frequencies // 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.

57. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures // 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.

58. 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.

59. Данг Т.Ф., Газизов Т.Р. Усовершенствование аппроксимации оптимальной токовой сеткой для разреженных рассеивающих структур // Радиотехника. 2025. № 9. С. 1–12.

60. Alhaj Hasan A.F., Dang T.P., Gazizov T.R. Scattering from a perfectly conducting plate using wire-grid and MoM with pulse basis functions // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg (Russian Federation). 2024. P. 1–6. DOI 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617518.

61. Dang T.P., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. MoM scattering analysis of dihedral corner reflector: TALGAT verification // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg (Russian Federation). 2024. P. 1–5. DOI 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617635.

62. Dang T.P., Hasan A.F.A., Gazizov T.R. Analyzing the wire scatterer using the method of moments with the step basis functions // 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.

63. Dang T.P., Hasan A.F.A., Gazizov T.R. Wire grid scatterer modeling: TALGAT verification // International Russian Automation Conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. 2024. P. 443–448. DOI 10.1109/RusAutoCon61949.2024.10694411.

64. Dang T.P., Hasan A.F.A., Gazizov T.R. Notes on the analysis of crossed wire scatterers with junction by a fast MoM-based code with step basis functions // 8th International conference on information, control, and communication technologies (ICCT-2024). 2024. P. 1–6. DOI 10.1109/ICCT62929.2024.10874927.

65. Dang T.P., Hasan Alhaj F.A., Gazizov T.R. Triangular trihedral corner reflector analysis using wire-grid and MoM with pulse basis functions // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Magnitogorsk (Russian Federation). 2024. P. 108–113. DOI 10.1109/UralCon62137.2024.10718914.

66. Dang T.P., Hasan A.F.A., Gazizov T.R. Square trihedral corner reflector analysis using wire-grid and MoM with pulse basis functions // Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC'2024), Saint-Petersburg, Russian Federation. 2024. P. 12–15. DOI 10.1109/ADMInC63617.2024.10775837.

67. Dang T.P., Hasan Alhaj F.A., Gazizov T.R. Comparative analysis of wire grid scatterers with different cells using MoM and pulse basis functions // International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna (Austria). 2024. P. 1–6. DOI 10.1109/EMCTECH63049.2024.10741792.

68. Данг Т.Ф., Хасан Алхадж А.Ф. Верификация моделирования дипольного рассеивателя в системе TALGAT // XXI Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». 2024. С. 33–35. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=69116609>.

69. Данг Т.Ф., Хасан Алхадж А.Ф. Анализ квадратного трёхгранного уголкового отражателя с помощью проводной сетки и МоМ с импульсными базисными функциями // Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн». 2024. С. 1–5. URL: <https://admindc.etu.ru/assets/files/2024/010-014.pdf>.

70. Данг Т.Ф., Хасан Алхадж А.Ф. Notes on the analysis of crossed wire scatterers with junction by a fast MoM-based code with step basis functions // VIII Международная конференция «Информационные технологии и технические средства управления» (ICST-2024). 2024. С. 79–83.

71. Dang T.P., Hasan Alhaj A.F., Gazizov T.R. MoM-based performance analysis of different corner reflector scatterers using wire grid // International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov (Russian Federation). 2024. P. 113–116. DOI 10.1109/APEDE59883.2024.10715940.

72. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024681564 Российская Федерация. Программа для анализа проводных рассеивателей методом моментов с разными базисными функциями : заявл. 04.07.2024 : зарег. 11.09.2024 / Данг Т.Ф. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ.

73. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667263 Российская Федерация. Программа для анализа рассеивающих проводно-сеточных структур методом моментов : заявл. 11.07.2024 : зарег. 23.07.2024 / Данг Т.Ф. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ.

74. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024683884 Российская Федерация. Программа для анализа антенных и рассеивающих структур с диэлектрическими материалами на основе метода моментов : заявл. 21.09.2024 : зарег. 14.10.2024 / Данг Т.Ф., А. Алхадж Хасан. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ.

75. 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.

76. Harrington R., Mautz J. Straight wires with arbitrary excitation and loading // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1967. Vol. 15, no. 4. P. 502–515. DOI 10.1109/TAP.1967.1138970.

77. Dedrick K., Hessing A., Johnson G. Bistatic radar scattering by randomly oriented wires // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1978. Vol. 26, no. 3. P. 420–426.

78. Liepa V.V., Chang S. Measured back scattering cross section of thin wires // 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.

79. Chao H., Strait B., Taylor C. Radiation and scattering by configurations of bent wires with junctions // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1971. Vol.19, no. 5. P. 701–702. DOI 10.1109/TAP.1971.1140021.

80. 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.

81. Pelton E., Munk B. Scattering from periodic arrays of crossed dipoles // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1979. Vol. 27, no. 3. P. 323–330. DOI 10.1109/TAP.1979.1142088.

82. Pelton E., Munk B., King R. Comments on “Currents induced in a wire cross by a plane wave incident at an angle” // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1982. Vol. 29, no. 3. P. 520–523. DOI 10.1109/TAP.1981.1142597.

83. Rubinstein A., Rachidi F., Rubinstein M. On wire-grid representation of solid metallic surfaces // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2005. Vol. 47, no. 1. P. 192–195. DOI 10.1109/TEMC.2004.838230.

84. Mahadevan K., Auda H.A., Glisson A.W. Scattering from a thin perfectly-conducting square plate // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1992. Vol. 34, no. 1. P. 26–32. DOI 10.1109/74.125886.

85. Chaowei Su., Sarkar T.K. Adaptive multiscale moment method (AMMM) for analysis of scattering from perfectly conducting plates // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2000. Vol. 48, no. 6. P. 932–939. DOI 10.1109/8.865226.

86. Wang Nan, Richmond J., Gilreath M. Sinusoidal reaction formulation for radiation and scattering from conducting surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1975. Vol. 23, no. 3. P. 376–382. DOI 10.1109/TAP.1975.1141080.

87. 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.

88. Sevgi L., Rafiq Z., Majid I. Radar cross section (RCS) measurements // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. Dec. 2013. P. 277–291. Vol. 55, no. 6. DOI 10.1109/MAP.2013.6781745.

89. Cross section measurements of scale-model tactical targets by using 0.1 THz compact radar system / X.Y. Nie [et al.] // *Chin. Opt. Lett.* 2017. Vol. 15. P. 112201.

90. Experimental results and numerical simulation of the target RCS using Gaussian beam summation method / H. Ghanmi [et al.] // *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*. 2018. Vol. 3. P. 01–06. DOI 10.25046/aj030301.

91. Hongo K., Serizawa H. Diffraction of electromagnetic plane wave by a rectangular plate and a rectangular hole in the conducting plate // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1999. Vol. 47, no. 6. P. 1029–1041. DOI 10.1109/8.777128.

92. Griesser T., Balanis C. Backscatter analysis of dihedral corner reflectors using physical optics and the physical theory of diffraction // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1987. Vol. 35, no. 10. P. 1137–1147. DOI 10.1109/TAP.1987.1143987.

93. 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.

94. 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.

95. Buchberger C., Pfeiffer F., Biebl E. Dielectric corner reflectors for mmWave applications // *Advances in Radio Science*. 2019. Vol. 17. P. 197–203. DOI 10.5194/ars-17-197-2019.

96. Polycarpou A.C., Balanis C.A., Birtcher C.R. Radar cross section of trihedral corner reflectors using PO and MEC // *Ann. Télécommun.* 1995. Vol. 50. P. 510–516. DOI 10.1007/BF02995750.

97. Scattering characteristics of the multi-corner reflector based on SBR method / G. Zan [et al.] // *12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, Hangzhou (China). 2018. P. 1–4. DOI 10.1109/ISAPE.2018.8634124.

98. Polycarpou A.C., Balanis C.A., Tirkas P.A. Radar cross section evaluation of the square trihedral corner reflector using PO and MEC //

Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Ann Arbor, MI, USA. 1993. P. 1428–1431. DOI 10.1109/APS.1993.385465.

99. The selection of artificial corner reflectors based on RCS analysis / C. Li [et al.] // *Acta Geophysica*. 2011. Vol. 60, no. 1. P. 43–58. DOI 10.2478/s11600-011-0060-y.

100. Hauke J., Kossowski T. Comparison of Values of Pearson's and Spearman's Correlation Coefficients on the Same Sets of Data // *Quaestiones Geographicae*. 2011. Vol. 30. P. 87–93. DOI 10.2478/v10117-011-0021-1.

101. Comparison of Pearson's and Spearman's correlation coefficients values for selected traits of *Pinus sylvestris* L. / J. Bocianowski [et al.] // *Biom. Letters*. 2024. Vol. 61. P. 115–135.

102. Puth M.-T., Neuhäuser M., Ruxton G.D. Effective use of Spearman's and Kendall's correlation coefficients for association between two measured traits // *Anim. Behav.* 2015. Vol. 102. P. 77–84.

103. De Winter J.C.F., Gosling S.D., Potter J. Comparing the Pearson and Spearman correlation coefficients across distributions and sample sizes: a tutorial using simulations and empirical data // *Psychol. Methods*. 2016. Vol. 21. P. 273–290.

104. Sohangir S., Wang D. Improved sqrt-cosine similarity measurement // *J. Big Data*. 2017. Vol. 4, no. 25. P. 1–13.

105. Han J., Kamber M., Pei J. *Data Mining Concepts and Techniques*. 3rd ed. Elsevier, Amsterdam, The Netherlands, 2012. 740 p.

106. Liberti L., Lavor C. *Euclidean Distance Geometry*. Springer Cham, Switzerland, 2017. 133 p.

107. Korenius T., Laurikkala J., Juhola M. On Principal Component Analysis, Cosine and Euclidean Measures in Information Retrieval // *Inf. Sci.* 2007. Vol. 177. P. 4893–4905.

108. Данг Т.Ф., Газизов Т.Р. Исследование разреженных рассеивателей из проводной сетки // *АНТЕННЫ*. 2025. № 5. С. 70–77.

109. Grace M.I. Measurement of radar cross section using the 'VNA Master' Handheld VNA, 11410–00604, Rev. B, Application Note, Atsugi. 2011.

Список принятых сокращений

АОТС	аппроксимация оптимальной токовой сеткой
АЧИП	активная частотно-избирательная поверхность
БЭПР	бистатическая эффективная площадь рассеяния
ВАЦ	векторный анализатор цепей
ВУО	воздушный уголкового отражатель
ДН	диаграмма направленности
ДУО	двухгранный уголкового отражатель
ДУЭС	допуск удаления элементов сетки
КРС	конечная разреженная структура
КрТУО	круглый трёхгранный уголкового отражатель
КСВН	коэффициент стоячей волны по напряжению
КСФ	кусочно-синусоидальная функция
КТУО	квадратный трёхгранный уголкового отражатель
КУ	коэффициент усиления
МоМ	метод моментов
МТАОТС	максимально-токовая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
МЭПР	моностатическая эффективная площадь рассеяния
ПС	проводная сетка
ПТУО	прямоугольный трёхгранный уголкового отражатель
САПР	система автоматизированного проектирования
СБФ	ступенчатая базисная функция
СКЧТ	согласование в конечном числе точек
СЛАУ	система линейных алгебраических уравнений
СУВ	слой углеродного волокна
ТБФ	треугольная базисная функция
ТТУО	треугольный трёхгранный уголкового отражатель
ТУО	трёхгранный уголкового отражатель
УБЛ	уровень боковых лепестков
УО	уголкового отражатель
УОА	уголковая отражательная антенна
ЧИП	частотно-избирательная поверхность
ШЛ	ширина луча
ЭПР	эффективная площадь рассеяния

CST	(программа)
EAR	equal area rule
FDTD	finite-difference time-domain method
FDTD	finite-difference time-domain method
FMM	fast multipole method
InSAR	interferometric synthetic aperture radar
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
RTLTL	roof-top function expansion-line testing
SAR	synthetic aperture radar
SBR	shooting and bouncing rays

Список условных обозначений

Символ	Название и пояснение
L	Длина провода рассеивателя (п. 2.1.1) Длина стороны пластины/ребра уголкового отражателя
W	Ширина прямоугольной пластины
a	Радиус провода
h	Высота уголкового отражателя или пластины
l_i	Длина i -го провода креста
w_1, w_2	Ширина прямоугольных пластин двухгранного уголкового отражателя
Δ	Длина стороны ячейки проводной сетки
Δl_i	Длина i -го сегмента при моделировании провода
N	Количество сегментов при моделировании провода (п. 2.1.1) Число ячеек сетки
α	Половина длины сегмента (п. 2.1.1) Угол между проводами в кресте (п. 2.1.2)
2γ	Угол между гранями двухгранного уголкового отражателя
$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$	Единичные векторы в декартовой системе координат
$\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$	Единичные векторы в сферической системе координат
\mathbf{k}	Вектор волнового числа
\mathbf{r}_i	Радиус-вектор, направленный в i -й сегмент
$\mathbf{u}^{\text{пад}}$	Единичный вектор, задающий поляризацию волны
R_{mn}	Расстояние между двумя точками на сегментах m и n
λ	Длина электромагнитной волны
f	Частота электромагнитного поля
E	Напряженность электрического поля
$E^{\text{пад}}$	Напряженность падающей электрической волны
$E^{\text{рас}}$	Напряженность рассеянного электрического поля
$\theta^{\text{пад}}, \phi^{\text{пад}}$	Зенитный и азимутальный углы, определяющие направление падающей волны
$\theta^{\text{рас}}, \phi^{\text{рас}}$	Зенитный и азимутальный углы, определяющие направление рассеянного поля
μ	Абсолютная магнитная проницаемость среды
ε	Абсолютная диэлектрическая проницаемость среды
η	Импеданс свободного пространства
\mathbf{Z}	Матрица импеданса
Z_{mn}	Импеданс между сегментами m и n

\mathbf{v}	Вектор возбуждающего напряжения
\mathbf{i}	Вектор токов
I	Ток, протекающий по проводу
\mathbf{Z}^{-1}	Обратная матрица импеданса
ψ	Скалярная функция для вычисления импедансов
ρ	Расстояние для вычисления потенциалов в МоМ (п. 2.1.1) Коэффициент корреляции
γ	Фазовая часть рассеянного поля в дальней зоне
σ	Эффективная площадь рассеяния
σ_{vu}	ЭПР при падении волны с поляризацией v и компоненте рассеянного поля u
$ s_{11} $	Коэффициент отражения
$ s_{21} $	Коэффициент передачи
T	Порог выбора результирующей разреженной структуры
N_s	Общее число сегментов в разреженной структуре
N_a	Число направлений возбуждения
R_k	Число повторений каждого сегмента в разреженных структурах
d	Разность между рангами двух векторов
D	Коэффициент для выбора сегментов с максимальным током в алгоритме МТАОТС

Оглавление

Введение.....	3
1 ОБЗОР СНИЖЕНИЯ ГАБАРИТОВ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ И АППРОКСИМАЦИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ	
1.1 Конструкции уголковых отражателей.....	5
1.2 Применения уголковых отражателей.....	12
1.3 Перфорация уголковых отражателей.....	21
1.4 Способы уменьшения объема и площади уголковых отражателей.....	25
1.4.1 Использование новых материалов.....	27
1.4.2 Вырезание и сверление отверстий.....	29
1.4.3 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой.....	31
1.5 Основные выводы к разделу.....	38
2 РАЗРАБОТКА РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ	
2.1 Аппроксимация поверхности рассеивателей и верификация.....	40
2.1.1 Верификация анализа проводного рассеивателя методом моментов со ступенчатыми базисными функциями.....	40
2.1.2 Анализ крестообразных проводных рассеивателей.....	52
2.1.3 Анализ рассеяния от прямоугольной проводной сетки методом моментов со ступенчатыми базисными функциями и его верификация.....	60
2.1.4 Сравнение различных типов ячеек.....	74
2.1.5 Двухгранный уголковый отражатель.....	83
2.1.6 Треугольный трехгранный уголковый отражатель.....	88
2.1.7 Квадратный трехгранный уголковый отражатель.....	96
2.2 Методика синтеза разреженного рассеивателя.....	102
2.2.1 Возбуждение с заданного направления.....	102
2.2.2 Возбуждение в неизвестной области.....	111
2.2.3 Возбуждение в заданной области.....	117
2.2.4 Синтез разреженного двухгранного уголкового отражателя.....	124
2.2.5 Синтез разреженного трёхгранного уголкового отражателя.....	130

2.3 Модификация аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой	134
2.3.1 Недостатки максимально-токовой аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой.....	134
2.3.2 Алгоритмы максимально-токовой аппроксимации рассеивателей оптимальной токовой сеткой.....	137
2.3.3 Верификация эффективности и точности алгоритмов	142
2.4 Основные выводы к разделу	149
3 СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ	
3.1 Квадратная сетка и двухгранный уголкового отражатель	151
3.1.1 Квадратная сетка.....	153
3.1.2 Двухгранный уголкового отражатель	156
3.2 Трёхгранные уголкового отражатели	159
3.2.1 Квадратный трёхгранный уголкового отражатель.....	159
3.2.2 Треугольный трёхгранный уголкового отражатель	163
3.3 Основные выводы к разделу	167
Заключение	169
Литература	171
Список принятых сокращений	183
Список условных обозначений.....	185