

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

На правах рукописи



Нгуен Мань Туан

Антенны, моделируемые оптимальной токовой сеткой

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

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

Томск 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ОБЗОР ПО ТЕМЕ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	9
1.1 Обоснование выбора метода моментов	10
1.2 Аппроксимация антенной поверхности проводами	20
1.3 Разреженные антенны из проводной сетки и метод моментов	34
1.4 Цель и задачи работы	41
2. МОДИФИКАЦИИ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ.....	43
2.1 Модификации на основе геометрического положения.....	43
2.1.1 Аппроксимация поверхности рефлекторной и конической рупорной антенн.....	43
2.1.2 Соединяющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой	46
2.1.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой	48
2.1.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой	48
2.2 Модификация на основе координат проводов.....	49
2.2.1 Недостатки модификации на основе геометрического положения.....	50
2.2.2 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой	51
2.2.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой	53
2.2.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой	54
2.2.5 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой на основе максимального тока	57
2.3 Основные результаты раздела	60
3. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН	61
3.1 Рекомендации для создания рупорных разреженных антенн	61
3.1.1 Рекомендации для рупорных антенн	61
3.1.2 Результаты применения рекомендаций для рупорных антенн	65
3.2 Рекомендации для создания разреженных конических антенн	69
3.2.1 Рекомендации для конических рупорных антенн	69
3.2.2 Результаты применения рекомендаций для конических рупорных антенн	71
3.3 Рекомендации для создания рефлекторных разреженных антенн	75
3.3.1 Рекомендации для рефлекторных антенн	75
3.3.2 Результаты применения рекомендаций для рефлекторных антенн	78
3.4 Влияние видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных антенн.....	80
3.5 Основные результаты раздела	83
4. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ К РАЗЛИЧНЫМ ТИПАМ АНТЕНН	85

4.1 Программный модуль для моделирования и оптимизации антенны из проводной сетки в системе TUSUR.EMC.....	85
4.1.1 Моделирование рупорной антенны проводной сеткой	85
4.1.2 Моделирование разреженных рупорных антенн.....	89
4.1.3 Оптимизация разреженных рупорных антенн.....	93
4.1.4 Разреженные проводные сетки в различных системах моделирования	102
4.2 Разреженные рупорные антенны	107
4.2.1 3D-печатная перфорированная рупорная антенна X-диапазона	107
4.2.2 Рупорная антенна UHF-диапазона.....	117
4.2.3 3D-печатная рупорная антенна K/Ka-диапазона.....	127
4.3 Разреженные конические рупорные антенны C-диапазона	140
4.3.1 Аппроксимация конической рупорной антенны проводной сеткой	140
4.3.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки	142
4.3.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки	146
4.4 Разреженная проводная сетка 3D-печатной патч-антенны	149
4.4.1 Патч-антенна из проводной сетки: моделирование и сравнение	149
4.4.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки	152
4.4.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки	157
4.5 Разреженные структуры рефлекторной антенны	161
4.5.1 Развертываемая космическая зеркальная антенна из композитных материалов	161
4.5.2 Рефлекторная антенна S-диапазона.....	166
4.5.3 Рефлекторная антенна X-диапазона	174
4.6 Скрытые разреженные антенны	183
4.7 Основные результаты раздела	184
5. СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ.....	185
5.1 Методика создания разреженных антенн из проводной сетки	185
5.2 Рупорная антенна из проводной сетки	186
5.3 Сравнение результатов моделирования разреженных рупорных антенн	189
5.4 Сравнение результатов измерения разреженных рупорных антенн	194
5.5 Достоинства и перспективы	197
5.6 Основные результаты раздела	201
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	202
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	206
Приложение А.....	232

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

С конца XIX века радиоэлектронные устройства (РЭУ) активно проникали во все сферы современного общества. Этому в немалой степени способствовали их антенны. С быстрым развитием современных технологий РЭУ становятся меньше по размеру и массе. В этой связи возникает необходимость совершенствования антенн и разработки их новых типов с меньшими размерами и массой, которые могут быть интегрированы в РЭУ и при этом обеспечивать необходимые характеристики. Учитывая быстрое изменение климата по всему миру, РЭУ должны эффективно работать в различных погодных условиях. Более того, для улучшения передачи и приема сигнала антенна часто размещается вне помещений. Следовательно, необходимо уменьшить поверхность антенны, чтобы снизить её сопротивление воздушным или водным потокам, позволяя эффективно работать в сложных погодных условиях, таких как сильные ветер и дождь. Кроме того, часто устанавливается много наружных антенн, что значительно влияет на общий ландшафт. Поэтому актуальна разработка новых антенн, без этих недостатков.

Создание антенн из проводной сетки (ПС) представляет собой одно из простых, но эффективных направлений их развития. Переход от сплошных металлических поверхностей традиционных антенн к ПС значительно уменьшает их площадь поверхности и массу. Это позволяет легко интегрировать их в радиолокационные и спутниковые системы. Хотя антенны из ПС имеют много преимуществ, они всё же обладают некоторыми ограничениями, такими как низкий коэффициент усиления и узкая полоса рабочих частот. Кроме того, использование всех проводов в сетке может быть избыточным и приводит к тому, что масса и площадь поверхности антенны не оптимизированы. Это требует совершенствования параметров ПС для создания антенн, устраняющих эти недостатки.

Таким образом, создание разреженных антенн из ПС актуально. Это даёт более эффективные, компактные и дешёвые антенные системы, применимые в различных сферах нашей жизни, начиная от коммуникаций и связи и заканчивая технологическими и научными исследованиями.

Степень разработанности темы

Многие публикации последних лет посвящены уменьшению массы и размеров антенн и затрат для их моделирования и изготовления. Известными зарубежными исследователями в этой области являются Balanis A., Babich F., Buttazzoni G., Comisso M., Fourie A.P.C., Haupt R., Harrington R.F., Lee K.S.H., Luca D., Rao S., Richmond J.H., Rubinstein A., Trueman C.W., Tubbal F.E., Werner D.H. и др. Российские ученые также активно работали в данной области: Бузов А.Л., Веремьев В.И., Воскресенский Д.И., Гошин Г.Г., Ключев Д.С., Кравченко Г.Г.,

Кутузов В.М., Минкин М.А., Надененко С.И., Седельников Ю.Е., Степанов М.А., Тыщук Ю.Н. и др. исследовали характеристики разреженных антенн и антенных решёток.

Недавно Алхадж Хасан А.Ф. и Газизов Т.Р. запатентовали (RU 2814795) аппроксимацию оптимальной токовой сеткой (АОТС) для создания разреженных антенн. Её идея – исключить из сетки провода с малыми токами, так как их вклад в излучение мал. Это уменьшает массу, парусность и габариты антенны при контроле её характеристик допуском удаления элемента сетки (ДУЭС), а также затраты на её последующее моделирование, но применение АОТС не исследовалось.

Цель работы – разработать методику создания разреженных антенн из ПС на основе АОТС. Для её достижения надо решить следующие **задачи**:

1. Модифицировать АОТС для упрощения её применения.
2. Разработать рекомендации по моделированию исходных структур из ПС, к которым применимы АОТС и её модификации для создания разреженных структур из ПС.
3. Применить АОТС и её модификации к различным типам антенн и проанализировать влияние выбора частоты, на которой моделируются разреженные антенны.
4. Разработать методику создания разреженных антенн из ПС и проверить её экспериментально.

Научная новизна

1. Предложены модифицированные аппроксимации оптимальной токовой сеткой, отличающиеся удалением или соединением свободных проводов после аппроксимации оптимальной токовой сеткой.
2. Разработана методика создания антенн из проводной сетки, отличающаяся использованием аппроксимации оптимальной токовой сеткой и её модификаций.
3. Впервые созданы разреженные рупорные антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой.

Теоретическая значимость

1. Применительно к проблематике диссертации результативно использован метод моментов.
2. Проведена модернизация аппроксимации оптимальной токовой сеткой.
3. Изучено влияние допуска удаления элемента сетки на разреженные антенны.

Практическая значимость

1. Создана система практических рекомендаций по моделированию разреженных антенн.
2. Разработаны программные модули с графическим интерфейсом пользователя для автоматизированного проектирования разреженных антенн.

3. Созданы разреженные рупорные антенны с меньшей массой.
4. Результаты использованы в учебном процессе ТУСУРа и трёх научно-исследовательских работах госзадания (3 акта внедрения и письмо поддержки).

Методы исследования. В работе использованы компьютерное моделирование, АОТС, метод моментов, тонкопроводная аппроксимация, лабораторный эксперимент.

Положения, выносимые на защиту

1. Разреженные антенны из проводной сетки совершенствуются модифицированными аппроксимациями оптимальной токовой сеткой: устраняющей свободные провода; соединяющей ближайшие провода; восстанавливающей провода с максимальным током.

2. Методика создания антенн, аппроксимированных оптимальной токовой сеткой, позволяет создать разреженные проводные сетки рупорной, конической рупорной, рефлекторной и патч-антенн с контролируемым уменьшением относительного числа проводов сетки, требуемой памяти (пропорциональной квадрату этого числа) и основного времени вычисления (пропорционального кубу этого числа) при последующем моделировании.

3. Созданные разреженные рупорные антенны из проводной сетки позволили уменьшить массу рупорной антенны до 1,4 и 9,2 раза, а площадь поверхности – до 1,5 и 7,5 раза, по сравнению с исходной структурой из проводной сетки и сплошной структурой, при среднем расхождении по модулю коэффициента отражения до 2,1 дБ, коэффициенту стоячей волны по напряжению – 0,3, модулю импеданса – 6,2 Ом и диаграммам направленности в E и H плоскостях – 2,9 и 3,1 дБ.

Достоверность результатов подтверждена компьютерным моделированием и лабораторным экспериментом. Модификации АОТС и рекомендации по моделированию структур из ПС проведены на основе широко известного и проверенного метода моментов. Экспериментальные данные, полученные при создании разреженных антенн из ПС, соответствуют моделированию, что подтверждает эффективность предложенной методики.

Использование результатов

1. Проект «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях», госзадание FEWM-2022-0001, 2022–2023 гг.

2. Проект «Исследование путей создания пространственно-распределенных многоцелевых информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, включающих оптические каналы, их ключевых компонент на основе численных и экспериментальных методов анализа СВЧ и оптических сигналов в процессе их формирования, преобразования и обработки в радиочастотных устройствах, приемных и

передающих фотонных интегральных модулях и при распространении в неоднородных средах», госзадание FEWM-2023-0014, 2023–2025 гг.

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

4. Учебный процесс по дисциплине «Основы компьютерного моделирования и проектирования РЭС» для студентов бакалавриата радиотехнического факультета ТУСУРа.

Апробация результатов

Результаты позволили подготовить заявки и победить в конкурсах госзаданий (проекты FEWM-2022-0001, FEWM-2023-0014, FEWM-2024-0005) и на назначение стипендий (Президента ТУСУРа в 2023 г., Правительства РФ студентам и аспирантам по приоритетным направлениям в 2023 г., «Просвещение» фонда «Традиции и дружба» Посольства Вьетнама в России в 2023 и 2024 гг., им. К.А. Валиева в 2024 г., администрации города Томска для талантливой и одаренной молодёжи в 2024 г).

Результаты докладывались на следующих конференциях: Национальная научно-практ. конф. молодых ученых, специалистов организаций «Техносферная и информационная безопасность», г. Тольятти, 2023 г.; Всерос. молодёжная научно-практ. конф. «Нанотехнологии. Информация. Радиотехника», г. Омск, 2023 и 2024 гг.; Межд. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», г. Томск, 2023 и 2024 гг.; Всерос. открытая науч. конф. «Распространение радиоволн», г. Йошкар-Ола, 2023 г.; Межд. научно-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР», г. Томск, 2023 и 2024 гг.; Межд. науч. конф. перспективных разработок молодых ученых «Школа молодых новаторов», г. Курск, 2023 г.; Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 2023 и 2024 гг.; Всерос. конф. «Актуальные проблемы прикладной математики и механики», г. Джанхот, 2023 г.; Всерос. молодежная науч. конф. «Актуальные проблемы физической и функциональной электроники», г. Ульяновск, 2023 г.; Межд. конф. имени А.Ф. Терпугова «Информационные технологии и математическое моделирование», г. Томск, 2023 г.; Всерос. научно-тех. конф. по обмену опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем, г. Омск, 2024 г.; Межд. науч. конф. «Шарыгинские чтения», посвященная памяти профессора Г.С. Шарыгина, г. Томск, 2024 г.; IEEE Ural-Siberian Conf. on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, Yekaterinburg, 2023; IEEE Int. Conf. on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, Sochi, 2023; IEEE Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials, Altai Republic, 2023, 2024; IEEE Int. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences, Novosibirsk, 2024; IEEE Int.

Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering, Saratov, 2024; IEEE Int. Ural Conf. on Electrical Power Engineering, Magnitogorsk, 2023, 2024; IEEE Int. Russian Automation Conf., Sochi, 2023, 2024; IEEE Int. Conf. on Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, St. Petersburg, 2024; IEEE Int. Conf. on Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, Vyborg, 2024; IEEE Int. Conf. on Information, Control, and Communication Technologies, Vladikavkaz, 2024; IEEE Int. Conf. on Antenna Design and Measurement, St. Petersburg, 2023, 2024; IEEE Int. Conf. «Engineering Management of Communication and Technology», Vienna, Austria, 2024; IEEE 3rd Int. Conf. on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering, Novosibirsk, 2024.

Публикации. Опубликовано 67 работ (6 без соавторов): 5 статей в журналах из перечня ВАК; 1 статья в журнале из перечня ВАК по смежной отрасли наук; 3 статьи в журналах, индексируемых WoS/Scopus из Q1/Q2; 2 статьи в других журналах, индексируемых WoS/Scopus; 21 доклад в трудах конференций, индексируемых WoS/Scopus; 22 доклада в трудах других конференций; 13 свидетельств о регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объём диссертации. В состав диссертации входят введение, 5 разделов, заключение, список сокращений, список литературы из 416 наименований и приложение. Объём работы с приложением – 255 с., в т.ч. 178 рисунков и 60 таблиц.

Личный вклад. Участие в постановке задач исследования и получении результатов, составляющих научную новизну работы. Часть данных по моделированию получена совместно с *Алхаджем Хасаном А.Ф.* Изготовление разреженных антенн выполнено с *Дангом Т.Ф.* Непосредственный вклад автора состоит в моделировании, обработке и интерпретации результатов.

Краткое содержание работы. Во введении приведена общая характеристика работы. В разделе 1 приведен обзор исследований по методу моментов, антеннам из ПС и АОТС, сформулированы цель и задачи работы. В разделе 2 представлены модификации АОТС в двух направлениях: на основе геометрического положения и координат проводов. В разделе 3 представлены рекомендации по проектированию исходных ПС рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн для получения разреженных ПС после АОТС и влияние видов нормирования тока на уменьшение массы антенн. В разделе 4 представлены программные модули для моделирования и оптимизации исходной и разреженных ПС рупорной антенны, результаты применения АОТС и её модификаций к различным антеннам в разных диапазонах частот и простая методика создания скрытых антенн. В разделе 5 представлены эксперимент по созданию исходной и разреженных ПС рупорной антенн и перспективы работы. В приложении А собраны копии актов внедрения, свидетельств о регистрации программы для ЭВМ и документов, подтверждающих достижения.

1. ОБЗОР ПО ТЕМЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Здесь представлены обоснование выбора МоМ, аппроксимация антенной поверхности проводами, классификация скрытых антенн, а также АОТС для создания разреженных антенн. На основе этого сформулированы цель и задачи работы. Материал этого раздела описан в [1, 2].

С конца XIX века РЭУ начали активно внедряться в жизнь современного общества. Это стало возможным благодаря прогрессу в области вычислительных, информационных, телекоммуникационных и других технологий. Ключевыми элементами этих устройств являются антенны. Их производство требует разработки более эффективных технологий с минимальными затратами, а усложнение конструкций требует тщательного проектирования, что невозможно без компьютерного моделирования. Оно значительно сокращает время и расходы на разработку, а также гарантирует корректность принимаемых решений.

В современном мире одной из важных тенденций в создании РЭУ является учет все более строгих системных требований при сохранении низких затрат на производство, эксплуатацию и техническое обслуживание. Процесс создания антенн для наземных и бортовых подсистем сложен, так как они должны быть максимально простыми и дешевыми и при этом соответствовать конкретным радиотехническим требованиям. В коммерческом секторе, с развитием технологий беспроводного доступа в Интернет, 5G и интернета вещей, возникла потребность в разработке недорогих антенн, которые обеспечивают нужную пропускную способность, коэффициент усиления, многополосное функционирование и соответствуют физическим ограничениям. Эти изменения способствовали разработке новых методов и подходов к проектированию антенн. После продолжительного периода отдельной разработки систем автоматизированного проектирования (САПР) антенн и методов оптимизации, наиболее перспективным решением стало использование полноволнового электромагнитного моделирования в сочетании с методами оптимизации, что позволяет выделить задачи проектирования и строить оптимальную структуру. Анализ микроволновых интегральных схем и печатных антенн может быть затратным и приводить к неэффективному проектированию, требующему анализа на каждой итерации, что вычислительно дорого. Следовательно, актуальна разработка новых методов синтеза антенн, которые помогут спроектировать оптимальную структуру, удовлетворяющую всем требованиям и ограничениям.

Исследователи регулярно пытаются охватить и проанализировать все разработки и достижения в конкретной научной области. Так, сделано немало обзоров по моделированию и изготовлению антенн и их технологиям [3], особенно по реконфигурируемым [4], умным [5] и носимым [6] антеннам. Эти обзоры, в целом, имеют специфическую узкую

направленность, например, посвящены характеристикам управления лучом [7], жидким [8], микрополосковым [9] и реконфигурируемым [10], мета-поверхностным [11], интеллектуальным [12] и прозрачным [13] антеннам. Кроме того, некоторые работы описывают современное состояние в области проектирования ММО [14], 5G [15] и даже умных [16] и реконфигурируемых [17, 18] антенн, предоставляя хорошую базу данных для заинтересованного исследователя в этой области. Между тем полезно сделать общий обзор этих исследований. Особенно желательно это для нового исследователя. С другой стороны, проводится много исследований по моделированию антенн, особенно связанных с моделированием ПС и разреженных антенн. Особый интерес представляют те исследования, которые использовали метод моментов (МоМ) в прошлом [19–24] и в настоящее время [25–30], а также те, которые используют другие вычислительные методы [31–33]. Однако до сих пор не было подробного и всестороннего обзора моделирования ПС и разреженных антенн с помощью МоМ.

1.1 Обоснование выбора метода моментов

Методы эффективного решения общих задач электромагнетизма, основанные на дифференциальных или интегральных уравнениях, были разработаны в прошлом. Системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), полученные в ходе их решения, могут быть решены как прямыми методами, так и итерационными. Совместное развитие компьютерных технологий и создание быстрых алгоритмов, характеризующихся уменьшением вычислительной сложности и требований к памяти, позволили точное численное решение задач для электрически больших объектов. Эти численные методы предполагают решение дифференциальных уравнений с частными производными (например, с помощью метода конечных разностей (МКР) или метода конечных элементов (МКЭ)), приводящих к разреженным матрицам, либо интегральных уравнений, которые преобразуются в уравнения с плотной матрицей (например, с использованием МоМ). Непосредственное решение соответствующего уравнения в частных производных может рассматриваться как первый метод быстрого решения задач ЭМ, так как позволяет найти N неизвестных с вычислительной сложностью менее $O(N^3)$ и требованиями к памяти менее $O(N^2)$. Соответствующее матричное уравнение будет содержать $O(N)$ ненулевых элементов. Следовательно, умножение матрицы на вектор может выполняться за $O(N)$ операций. Путем правильного упорядочивания элементов можно эффективно сжать и инвертировать ленту соответствующего матричного уравнения.

Метод сопряженных градиентов (МСГ) [34] применяется для решения уравнения Пуассона. Он сходится за $O(N^{0.5})$ итераций при решении двумерных задач и за $O(N^{0.33})$ –

трехмерных. В случае использования многосеточного метода для решения того же уравнения количество итераций не зависит от порядка матрицы [35]. Следовательно, общий объем вычислительных затрат метода сопряженных градиентов, для двухмерных задач $O(N^{1.5})$, а для трехмерных – $O(N^{1.33})$. Для многосеточных методов общий объем вычислительных затрат масштабируется как $O(N)$.

Метод конечных разностей во временной области (МКРВО, FDTD) – популярный метод численного решения задач электродинамики, впервые описанный в работе [36], с сокращением названия, предложенным автором [37]. Метод заменяет непрерывные электромагнитные волны их дискретными аналогами, дискретизируя пространство и время в уравнениях Максвелла [38]. МКРВО включает явную схему, не требующую хранения СЛАУ, и неявную, приводящую к СЛАУ [39]. Он легко описывает неоднородности среды и позволяет получать результаты в широком частотном диапазоне. Метод позволяет вычислять поля последовательно, с течением времени, что делает возможным создание анимированных изображений распространения волн в счетном объеме. Он дает возможность указать материал для каждой точки объема и подходит для широкого спектра металлов, диэлектриков и нелинейных материалов. Метод моделирует эффекты на отверстиях и экранирования, вычисляя поля как внутри, так и вне экрана. Однако, как и все методы, он имеет недостатки. Для точности расчета объем должен быть разделен на множество ячеек, что требует больших затрат памяти и времени, что усложняет моделирование длинных и тонких структур, например, проводников с током. Поскольку расчеты выполняются в каждой точке объема, для нахождения поля на большом расстоянии от источника объем может стать слишком большим. Чтобы он поместился в память, применяются искусственные граничные условия, что может привести к искажениям данных. В случае использования МКР для решения волнового уравнения непосредственно во временной области, вычислительная сложность совпадает с МСГ ($N^{1.5}$ для двухмерного случая и $N^{1.33}$ – для трехмерного) [40], за исключением того, что МКР генерирует решение для всей временной области, а значит, и для всех частот сразу. Этот алгоритм является оптимальным в том смысле, что он генерирует $O(N^x)$ решений за $O(N^x)$ операций.

МКЭ (FEM) широко применяется при механическом анализе конструкций. Несмотря на то, что математическая трактовка метода предложена в 1943 г. Курантом [41], для решения электромагнитных задач он не применялся до 1968 г., с которого он стал применяться при анализе волноводов, электрических машин, полупроводниковых приборов, микрополосковых линий (МПЛ), электромагнитного излучения биологическими объектами и др. [42–49]. Методическая общность метода позволяет строить на его основе универсальные компьютерные программы для решения широкого круга задач. Поэтому, программы,

разработанные для решения задач из других дисциплин, могут быть и были успешно применены для решения задач из другой предметной области с незначительными модификациями или без таковых [50]. Основная идея МКЭ состоит в том, что любая непрерывная величина (температура, давление, перемещение) аппроксимируется дискретной моделью, построение которой выполняется на множестве кусочно-непрерывных функций, определенных на конечном числе подобластей [51]. Алгоритм построения дискретной модели изучаемой непрерывной величины заключается в следующем. В рассматриваемой области фиксируют конечное число точек, далее называемых узлами. Полагают, что исследуемая непрерывная величина в каждом узле является переменной, подлежащей определению в процессе решения задачи. Область изменения непрерывной величины разбивают на элементы. Они имеют между собой общие узлы и, в совокупности, аппроксимируют форму области в целом. Непрерывную величину аппроксимируют в пределах каждого элемента полиномом, коэффициенты которого рассчитывают на основании значений этой величины в узлах. Каждый элемент аппроксимируют своим полиномом, а коэффициенты полиномов подбирают, чтобы сохранялась непрерывность величины вдоль границ соседних элементов.

Конечные элементы объединяются в ансамбль, где узловые значения функций подбираются для приближения к непрерывному распределению. Это приводит к СЛАУ, решение которой дает узловые значения. Для аппроксимации области и решения граничных задач используют пирамидальные элементы, что позволяет записать систему уравнений для E (или H) и найти коэффициенты интерполяционных полиномов. Методу посвящены работы [52, 53]. Достоинства: физический смысл на всех этапах, что упрощает контроль за результатами, а также удобство расчета комбинированных конструкций. Недостатки: необходимость эффективного генератора конечных элементов, сложность уравнений, дискретизация с переменным шагом, что увеличивает вычислительные затраты при моделировании объемных устройств, и рост затрат в многокомпонентных средах.

При правильном упорядочивании узлов МКЭ плотная матрица будет находиться только в правом нижнем углу матричной системы [54, 55]. Таким образом, можно найти инверсию матричной системы с помощью разделения матрицы. Когда упорядочение вложенного рассечения применяется к разреженной части, а LU-разложение применяется к плотной части, общая вычислительная сложность составляет $O(N^{1.5})$ для двухмерного случая и $O(N^2)$ – для трехмерного [56]. Требования к памяти составляют $O(N \log N)$ для двухмерного и $O(N^{4/3})$ для трехмерного случаев.

Одним из недостатков решателей дифференциальных уравнений является ошибка дисперсии сетки, приводящая к тому, что волна имеет другую фазовую скорость на сетке по

сравнению с точным решением [57, 58]. Эта ошибка может быть исправлена с помощью более высокой плотности сетки, но за счет увеличения вычислительной трудоемкости. Поскольку ошибка является кумулятивной, она особенно проявляется при моделировании большой области или для больших рассеивателей. Чтобы исправить ошибку, плотность сетки должна быть увеличена с ростом размера области моделирования. Для точных схем второго порядка плотность сетки в одном измерении (количество точек на длину волны) описывается как $(kd)^{0.5}$, где d – «диаметр» области моделирования, а k – волновое число [59]. Таким образом, число неизвестных равно $(kd)^{1.5}$ для одного измерения. Следовательно, для двух измерений число неизвестных масштабируется как $(kd)^3$, в то время как для трех измерений оно масштабируется как $(kd)^{4.5}$. Решение заключается в использовании точного решателя дифференциальных уравнений более высокого порядка [60, 61] или в объединении решателя дифференциальных уравнений с решателем интегральных уравнений, когда существуют большие однородные области.

Среди численных методов МоМ [62] часто используется для моделирования и автоматизированного проектирования микроволновых и миллиметровых схем, а также в задачах электромагнитной совместимости [63]. Термин «метод моментов» считается не совсем точным, поскольку в прикладной математике он имеет другой смысл [64]. Тем не менее, в контексте электродинамики этот метод сохраняет название МоМ. Харингтон, выбрав этот термин, позаимствовал его из работы [65], где описывался метод решения интегральных уравнений. Ранее аналогичный метод был предложен в [66], где для решения использовались полиномы как тестовые функции. Харингтон, применяя термин «метод моментов», фактически имел в виду метод взвешенных невязок (МВН), ограниченный линейными задачами [67]. В версии МоМ, предложенной Харрингтоном, используются кусочно-постоянные функции в виде базисных и функции Дирака как тестовые, что известно как метод коллокаций. Харингтон в [68] показал, что методы коллокаций, Галёркина и наименьших квадратов являются частными случаями МоМ. Некоторые авторы считают, что методы конечных элементов и конечных разностей тоже могут быть частными случаями МоМ [69]. Однако в прикладной математике этот подход называется по-другому. Например, в 1956 году был предложен термин «МВН» для обобщения целого семейства методов [70], а общий обзор подхода содержится в работах [71, 72]. Развитие МВН отражено в работах [69, 73–77].

В МоМ краевая задача для неизвестного распределения тока по поверхности проводников формулируется в виде интегрального уравнения электрического поля. Затем, применяя подходящие базисные и тестовые функции, эти уравнения можно преобразовать в СЛАУ с плотной матрицей. Вычислительная сложность решения СЛАУ порядка N составляет

$O(N^3)$. При моделировании интегральных схем миллиметрового диапазона, где N является фиксированным и относительно малым, достаточно использовать традиционный метод (LU-разложение) решения СЛАУ. После её решения, характеристики схемы, такие как S -параметры, потери на излучение, в проводниках и т.д., могут быть получены из распределения тока. Оно может быть получено с помощью применения МоМ либо в спектральной области [78], либо в пространственной области [79].

Со временем этот метод был использован и значительно развит. Так, в [80] представлен метод, основанный на реализации Галеркина и тесно связанный с подходом в спектральной области. Полученные результаты представляют собой полный гармонический/временной электромагнитный анализ микрополоска, который может использоваться для оценки отдельных микрополосковых неоднородностей или, на более быстрых компьютерах, для оценки всей микрополосковой схемы. Предложенный подход достаточно эффективен, поскольку результаты анализа простых схем могут быть получены за приемлемое время даже с помощью персонального компьютера. Затем, в работе [81] авторы также использовали МоМ для решения интегрального уравнения для точного полноволнового анализа экранированных микрополосковых неоднородностей, полученного путем применения теоремы взаимности. В работе [82] представлены результаты полноволнового анализа в спектральной области с использованием метода Галеркина с векторными функциями треугольной подобласти в качестве базисных и тестовых функций процедуры МоМ для исследования различных микрополосковых неоднородностей. Этот подход оказался очень точным методом анализа компенсированных микрополосковых неоднородностей. Продемонстрированы сеточная структура и база данных для хранения элементов матрицы импеданса, которые могут быть использованы для анализа структур разной геометрии. МоМ также используется в работе [83] для решения интегрального уравнения, сведенного к СЛАУ, что выразилось в модифицированном методе спектрального анализа, предложенном авторами для расчета трехмерных микроволновых структур. На основе реализации МоМ в пространственной области разработана полноволновая версия для анализа характеристик цепей пассивных микрополосковых элементов (в открытой среде) на микроволновых частотах [84].

Время вычислений и требования к памяти могут быть значительно сокращены за счет эффективного заполнения матрицы импеданса, использования функций Грина в замкнутой форме и симметрии в формулировке задачи, так что цепь умеренного электрического размера может быть проанализирована за приемлемое время на персональном компьютере. Решатели интегральных уравнений обычно используют меньшее количество неизвестных, чем дифференциальных, поскольку в первом случае неизвестны только индуцированные

источники, а в дифференциальных неизвестно поле. Однако решатели интегральных уравнений приводят к плотной матрице [85]. Если СЛАУ решается LU-разложением (исключением Гаусса) или итерационным методом (МСТГ или подобными методами), вычислительные затраты велики [86]. LU-разложение требует $O(N^3)$ операций и $O(N^2)$ памяти и обеспечивает решение для всех возбуждений рассеивателя. МСТГ требует $O(N^2)$ операций на итерацию для плотных матриц, поскольку самый затратный шаг в итерации МСТГ – умножение матрицы на вектор. Как правило, количество итераций растет с ростом электрического размера объекта.

Многие исследователи пытались снизить сложность традиционного алгоритма МоМ за счет уменьшения вычислительных затрат на соответствующее умножение матрицы на вектор. Методы, использующие матричные операции, такие как МоМ с рекурсией порядка (ORMoM), предложенный в [87], или метод быстрых мультиполей (FMM), предложенный в [88], уменьшают вычислительные затраты на умножение матриц. Метод локализации матрицы импеданса (IML), разработанный в [89], основан на использовании базисных функций, которые приводят к разреженной матрице МоМ, что, в свою очередь, ускоряет операцию умножения матрицы на вектор. Стоит отметить, что IML подходит только для гладких поверхностей. Подобным образом был введен метод комплексного многополюсного пучка (СМВ) [90], который также применим только для гладких поверхностей. Алгоритм псевдо-сетки, описанный в [91], использован для разработки метода интегрального уравнения смешанного потенциала в пространственной области, для анализа микрополосковых неоднородностей и антенн произвольной формы. Он является производным от применения МоМ к интегральному уравнению смешанного потенциала (MPIE) в пространственной области для нахождения как распределения тока, так и заряда на поверхности микрополоска. Метод упорядоченного рекурсивного исключения Гаусса (ORGE) [92] эффективно использует дублирование данных, возникающее при проектировании и оптимизации интегральных схем миллиметрового диапазона (ММИС) с использованием МоМ, поскольку необходимо итеративно моделировать множество подзадач, включающих изменения размеров различных частей схемы, что приводит к значительному перекрытию данных в различных подзадачах, поскольку каждая подзадача решается независимо от других, без учета дублирования данных. Позже исследователи предложили прямые матричные операции (DMM) в [93] и методы на основе вейвлетов [94]. Затем в работе [95] предложили методику мультиструктурного МоМ, основанную на одновременном анализе различных структур. На практике все исследуемые структуры извлекаются из одной и той же глобальной структуры, а решения производных задач получаются путем простых аналитических манипуляций, выполняемых над решением глобальной структуры. Эта

концепция позволяет избежать большого количества повторных вычислений и, следовательно, позволяет резко сократить время вычислений. В отличие от большинства других быстрых методов, этот метод не полагается на упрощающие предположения, а просто повторно использует доступную информацию для дальнейших вычислений. В результате предлагаемое одновременное моделирование обеспечивает точно такую же точность, что и эквивалентное индивидуальное моделирование. Между тем, требования к компьютеру значительно снижаются.

В России исследования по ускорению моделирования, в основном, связаны с аппроксимацией матрицы с сохранением точности. Это позволяет ускорить итерационные методы, заменяя исходную матрицу на её аппроксимированную версию. Основные достижения в теории аппроксимации плотных матриц получены группой Тыртышниковой Е.Е. В рамках гранта РНФ 14-11-00806 (2014–2016 гг.) исследователи изучили использование алгебраических методов аппроксимации больших матриц для повышения вычислительной эффективности при решении интегральных уравнений математической физики. В [96] разработаны алгоритмы для мозаично-скелетонных аппроксимаций и метода GMRES, применённых к решению СЛАУ с неизменной матрицей и несколькими векторами свободных членов. Эти алгоритмы использовались для задач рассеяния электромагнитных волн на сложных проводящих поверхностях.

Работы Ильина В.П. посвящены решению очень больших разреженных СЛАУ, полученных аппроксимацией краевой задачи с помощью конечно-объемной схемы экспоненциального типа, с помощью новых разрабатываемых методов, таких как метод бисопряженных невязок, вдвоенный метод бисопряженных невязок и стабилизированный метод бисопряженных невязок. Так, в работе [97] рассматривается комплекс алгоритмических и технологических проблем, связанных с разработкой, исследованием и применением высокопроизводительных параллельных методов решения больших СЛАУ с разреженными матрицами. Приведено изложение ряда оригинальных результатов, связанных с развитием итерационных процессов в подпространствах Крылова, а также принципов их предобуславливания и масштабируемого распараллеливания на основе аддитивных алгоритмов декомпозиции областей. Описывается концепция библиотеки Krylov как интегрированного открытого программного обеспечения для широкого круга задач линейной алгебры.

В работах зарубежных исследователей просматриваются идеи развития итерационных методов решения разреженных СЛАУ [98, 99] и использования аппроксимации исходной плотной матрицы, не только для сокращения требуемых объемов памяти, но и для ускорения итерационного процесса за счет использования аппроксимированной матрицы в качестве

предобусловливателя. Основные результаты на основе совершенствования идей Е. Тыртышникова получили S. Rjasanov и M. Bebendorf [100]. В работе [101] для моделирования электрически больших задач применяется МоМ в частотной области. Для ускорения вычислений используется группировка неизвестных в блоки, которые аппроксимируются матрицами малого ранга с помощью адаптивной перекрестной аппроксимации, и параллельная версия LU-разложения. Предложенный метод апробирован на задачах с 4 млн неизвестных.

В работе [102] предложены два блочных итерационных метода решения разреженных СЛАУ, полученных методами конечных разностей и элементов. Рассмотрены их вычислительные затраты при решении СЛАУ с неизменной матрицей и несколькими векторами свободных членов. Эффективность предложенных методов продемонстрирована на примере электромагнитного анализа двух тестовых трехмерных структур. Показано, что при использовании эффективного предобусловливателя использование блочных методов предпочтительнее последовательного решения СЛАУ с разными векторами свободных членов. В работе [103] предложены новые методы решения ряда СЛАУ со сдвигом (с матрицами, отличающимися от исходной скаляром, умноженным на единичную матрицу) и многими правыми частями.

Метод граничных интегральных уравнений используется в сочетании с методом моментов для анализа частотно-зависимых характеристик распространения без потерь и с потерями в открытых многопроводных линиях передачи в многослойной среде [104]. Полная процедура оптимизации планарных схем микроволнового и миллиметрового диапазонов с использованием МоМ, представлена в [105]. Так, предложена новая концепция электромагнитной оптимизации с использованием МоМ. Она основана на исследовании мельчайших независимых частей информации, так называемых элементарных инвариантных операндов.

Численные методы не универсальны и не подходят для всех задач электромагнитного моделирования. Например, МоМ не подходит для описания неоднородных нелинейных диэлектриков, а коды метода конечных элементов — для крупных задач рассеяния. Мультипольные и дифракционные подходы не годятся для малых сложных геометрий или точных расчётов поверхностных токов. В некоторых случаях требуется учёт всех этих факторов, как при оценке излучения от печатных плат, и ни один из методов не решает задачу полностью. Для этого используют гибридные подходы, например, комбинирование МоМ с другими методами, как в случае с моделированием георадара (GPR), где применяется комбинация конечно-разностной формулировки (ADI) во временной области (ADI-FDTD) и метода моментов во временной области (MoMTD) [106]. В работе [107] представлен

гибридный метод, основанный на принципе эквивалентности. Также описана задача анализа антенн, расположенных на земле. Задача была разбита на две связанные эквивалентные задачи: одна для геометрии антенны, а другая для геометрии земли. Поля в каждой области могут быть смоделированы с использованием наиболее подходящих для них численных методов. МКР во временной области использовался для моделирования окружающей среды, потому что он хорошо подходит для моделирования полей в неоднородных средах, а МоМ использовался для антенны, потому что он хорошо подходит для моделирования сложных антенн в свободном пространстве. Комбинируя МоМ и МКР во временной области, гибридный подход применен к задаче оценки удельного коэффициента поглощения (SAR) крысы внутри реверберационной камеры (РК) [108]. Гибридный метод – это альтернативный метод, используемый для решения проблемы плохой сходимости МКР при анализе РК. Изначально, РК с диполем или спиральной антенной численно рассчитана на работу на частоте 2 ГГц. Затем метод МоМ/МКР используется для расчета средней SAR для всего тела (WBA-SAR) небольшого животного внутри корпуса. Результаты сравнивались с полученными с помощью МКР для проверки точности. Комбинированный подход МоМ/МКР также используется для анализа воздействия миллиметровых волн на глаз кролика с использованием диэлектрической линзовой антенны в качестве источника электромагнитного излучения [109]. МоМ был использован и подтвержден сравнением расчетных и измеренных уровней электрического поля от диэлектрической линзовой антенны. Затем гибридный метод был использован для определения удельного коэффициента поглощения миллиметровых волн, воздействующих на глаз кролика, который был помещен в фокус антенны. В 2007 г. представлен высокоэффективный вычислительный метод, основанный на гибридной формулировке метода моментов и физической оптики (МоМ-РО) в сочетании с интерполяцией матрицы импеданса и динамической адаптивной частотной дискретизацией для широкополосного анализа антенн, излучающих в присутствии проводящих объектов [110]. Затем автор использовал эту методику для широкополосного анализа антенн, излучающих в присутствии электрически больших проводящих тел (платформ). Показано использование метода с большой экономией как памяти компьютера и времени расчета [111]. В работе [112] представлена комплексная реализация МоМ с другими методами (например, МКЭ, РО или UTD), а также ускоренная многоуровневым быстрым многополюсным методом (MLFMM). Методика комбинирования решения для объемных электрических полей и МоМ (или граничных интегральных решений для границы усечения) для решения открытых краевых задач представлена в [113]. Она основана на декомпозиции доменов с высокой степенью распараллеливания.

МоМ был разработан для электростатического и электродинамического анализа проводных структур [114, 115], что важно для их применения в антеннах [116–120], системах заземления, аппроксимации поверхностей [121, 122] и симуляторах электромагнитного поля [123]. Анализ линейных антенн сводится к решению интегральных уравнений Поклингтона [124] и Галлена [125], что основывается на тонкопроводной аппроксимации, подробно рассмотренной в работах [126–130]. В этом подходе проводник представляется идеальным цилиндром вдоль оси координат с радиусом, значительно меньшим длины волны. Ток на его концах равен нулю, что позволяет использовать скалярную функцию плотности тока, упрощая задачу.

При выборе численного метода основное внимание уделяется времени решения задачи [131], а также объему машинной памяти, что позволяет использовать менее мощные рабочие станции для сложных задач [132–134]. Методы решения СЛАУ тесно связаны с хранением матрицы. Сократить время решения СЛАУ и моделирования в МоМ можно, например, за счет оптимизации дискретизации структуры, уменьшив число подобластей и порядок СЛАУ [135]. Важен выбор подходящих базисных и тестовых функций для каждой задачи [136, 137] что позволяет ускорить вычисления, а использование однотипных функций приводит к симметричной матрице [138]. Для ускорения также применяются SSD [139] и параллельные вычисления на центральном (CPU) и/или графическом процессорах (GPU) [140].

Предложены итерационные методы аппроксимации матрицы СЛАУ [141], использование малоранговых аппроксимаций матриц [142], а также обнуление (отбрасывание) элементов матрицы СЛАУ, значения которых меньше заданного порога, что преобразует плотную матрицу в разреженную. После этого СЛАУ решается методами для разреженных матриц [143]. В целом, уменьшение вычислительных затрат при сохранении требуемой точности и получение оптимальной структуры стали ключевыми направлениями исследований.

В мире наметился рост интереса к оптимизации электромагнитных устройств. Как следствие, приложены значительные усилия для разработки методов оптимизации. Однако для разных задач могут использоваться соответствующие им алгоритмы оптимизации [144]. Стоит отметить, что геометрическая форма играет важную роль в изменении характеристик конструкции. Например, для патч-антенны характеристика круговой поляризации может быть получена либо путем размещения шлейфов в надлежащих местах, либо путем размещения диагональных соединителей в центре антенны. Кроме того, антенну можно настроить, используя конфигурацию со встроенным питанием, или можно увеличить полосу пропускания, добавив паразитные элементы. Примечательно, что для различных типов приложений изменяется лишь небольшая её часть: либо удаляется, либо добавляется к

геометрии для получения желаемой спецификации. Следовательно, нет необходимости решать всю задачу на каждой итерации в процессе оптимизации. Это связано с тем, что на каждом шаге итерации только несколько строк и столбцов добавляются или удаляются из матричной системы, использованной на предыдущем шаге итерации. Поскольку при выполнении этой процедуры время вычислений значительно сокращается, становится возможным в реальном времени оценивать эффекты, вызванные изменениями в геометрии, которые вводятся в ходе проектирования для роста улучшения системы.

1.2 Аппроксимация антенной поверхности проводами

Численные методы полноволнового анализа активно используются для антенных решеток и элементов. Например, их анализируются с помощью FDTD [36, 37], FIT [145, 146] или FEM [41, 50]. Эти и другие методы используют разные подходы к моделированию и дискретизации структур [147, 148]. Однако наиболее популярным для антенн является МоМ [64, 149–151] благодаря низким вычислительным затратам, из-за дискретизации лишь поверхностей объекта, а не всей области решения.

При моделировании антенн посредством МоМ проводящие элементы заменяются эквивалентными поверхностными токами, а затем решается задача излучения. Основные этапы включают дискретизацию модели и аппроксимацию поверхностных токов для каждого участка. Для этого применяют два метода: проводную сетку и поверхностную триангуляцию. В первом используется сетка из тонких проводов, во втором – треугольные поверхности [152].

Первый алгоритм заменяет проводящие поверхности антенны сеткой из проводов с радиусом меньше длины волны и самих проводов [126, 127, 153]. Это позволяет использовать скалярную функцию плотности тока, что снижает вычислительные затраты. Однако метод проводной сетки плохо подходит для аппроксимации сложных структур и решения задач ближнего поля [129].

Второй алгоритм предполагает дискретизацию проводящих элементов антенны поверхностными патчами, обычно треугольными. Для аппроксимации токов применяются векторные базисные функции Рао–Уилтона–Глиссона (RWG) [154–156]. При триангуляции поверхности точно описываются криволинейные формы, что обеспечивает высокую точность анализа. Однако триангуляция и векторные базисные функции значительно увеличивают вычислительные затраты. Математическая основа этих методов подробно рассмотрена, например, в [64, 157, 158].

Ранние исследования использовали только прямоугольные патчи и проводную сетку, что неточно для структур произвольной формы. Поэтому разработаны методы

моделирования непрямоугольными патчами. Предложено представление структуры соединением многоугольных пластин, где токи аппроксимируются через токи непрямоугольных патчей [159]. Рассматривалась модель как криволинейная поверхность, где непрямоугольные участки создают кусочно-плоскую аппроксимацию плотности тока, что более универсально, но сложнее в реализации [160, 161]. Исследования показали, что треугольные патчи наиболее универсальны и просты в реализации, а результаты остаются хорошими, даже если некоторые четырехугольники преобразуются в треугольники [159, 162]. Исходя из этого Глиссон и Рао с 1978 года сосредоточились на треугольных патчах [163].

Различное программное обеспечение (ПО) разработано на основе проводной сетки, например, в NEC [164], MMANA-GAL [165], CONCEPT-II [166], GEMACS [167] и AN-SOF [168] (рисунок 1.1). Следовательно, выбор подходящего подхода или ПО стал неизбежным из-за быстрого развития методов и технологий, а также бурного роста достижений в области компьютеров.

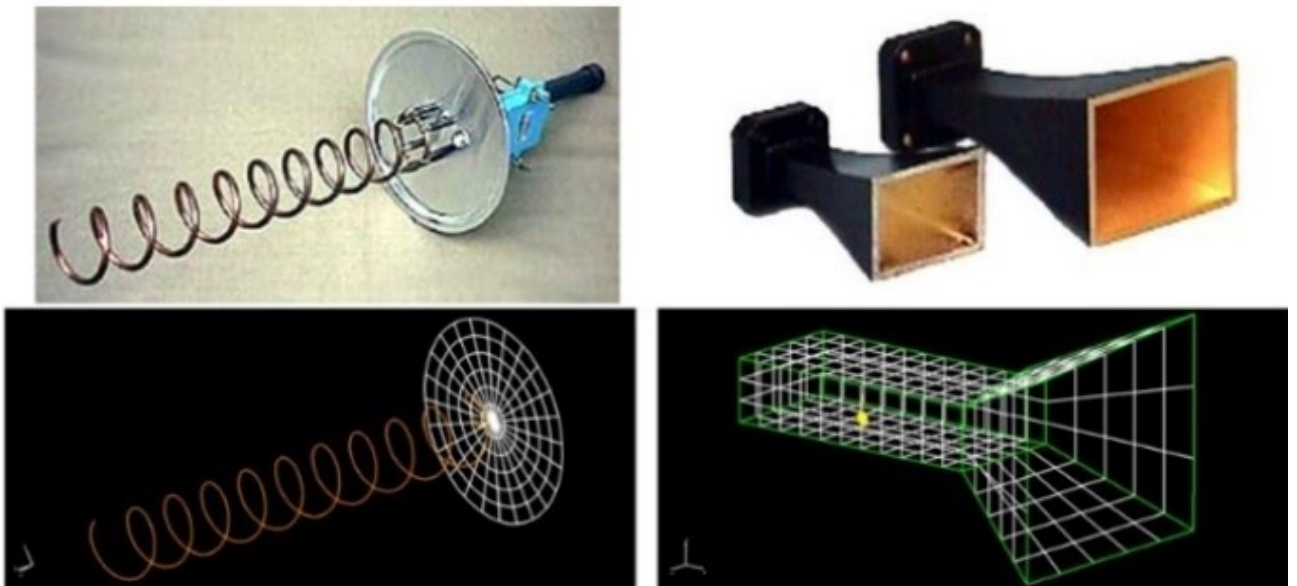


Рисунок 1.1 – Моделирование антенн с помощью проводов и проводных сеток [168]

Оценивалась эффективность различных подходов, описывались их ограничения и применение, предлагались рекомендации. Например, работы [169, 170] содержат аналитическое сравнение моделирования проводной сеткой и поверхностной триангуляцией, а работы [171–174] рассматривают численные различия.

Исследования проводных сеток охватывают широкий спектр аспектов и применений, начиная с классических работ и до современных подходов. С течением времени ученые проявили значительный интерес к проводным сеткам для моделирования и анализа сложных электромагнитных структур. Поэтому важен обзор исследований в этой области, а также анализ их возможностей и современного состояния. Первые работы, посвященные свойствам

проводных сеток, принадлежат Фраунгоферу (1823 г.), Герцу (1889 г.) и Лампе (1898 г.). В России значительный вклад внесли Гошин Г.Г., Кравченко Г.Г. и Надененко С.И. С тех пор было изучено множество аспектов проводных сеток.

Много исследовали электромагнитные свойства проводной сетки [175–178] (рисунок 1.2). Рассмотрено влияние зазора между проводами на коэффициенты передачи и отражения [179–181], для чего разработаны методы, включая усредненные граничные условия второго порядка для плотной сетки и импедансные граничные условия высшего порядка для разреженной [20]. Также предложен способ представления проводной сетки как импеданса, шунтирующего бесконечную линию передачи [182, 183].

Изучены излучение от проводной сетки [184] и её использование для улучшения излучения других антенн [185]. В некоторых исследованиях проводная сетка заменяла металлическую пластину, как, например, в работе [186], где она использовалась для многосегментной модели симулятора мощных электромагнитных воздействий (рисунок 1.3). Также исследовалось влияние параметров этой сетки на точность результатов (рисунок 1.4). Кроме того, в [187] экспериментально доказано, что апертура сеточного отражателя не всегда точно отражает работу реального.

Использования проводной сетки в новых направлениях имеют ряд интересных примеров. Так, проводная сетка может быть использована при проектировании элементарной ячейки планарной метаповерхности для получения тонкой конструкции антенны и упрощения её изготовления [188] (рисунок 1.5).

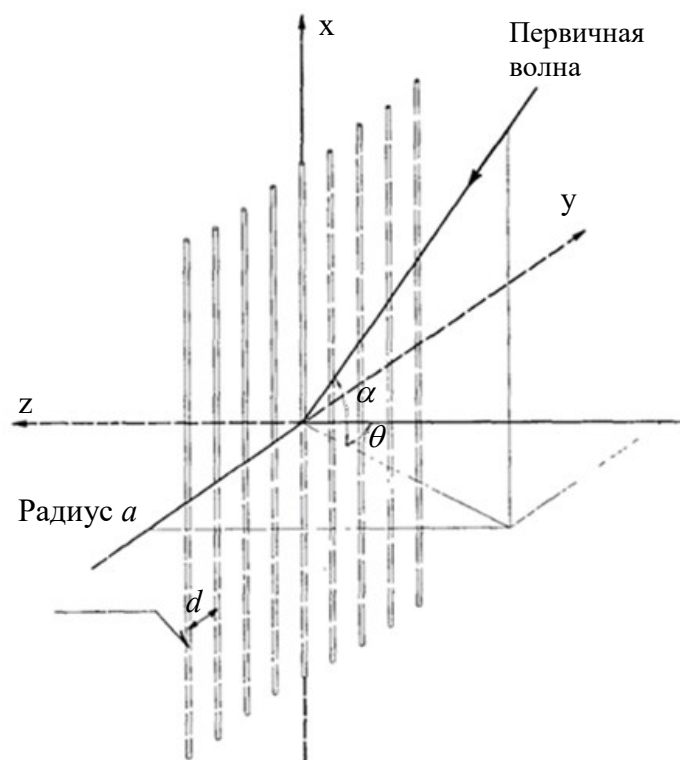


Рисунок 1.2 – Плоская решетка при произвольном падении плоской волны [176]

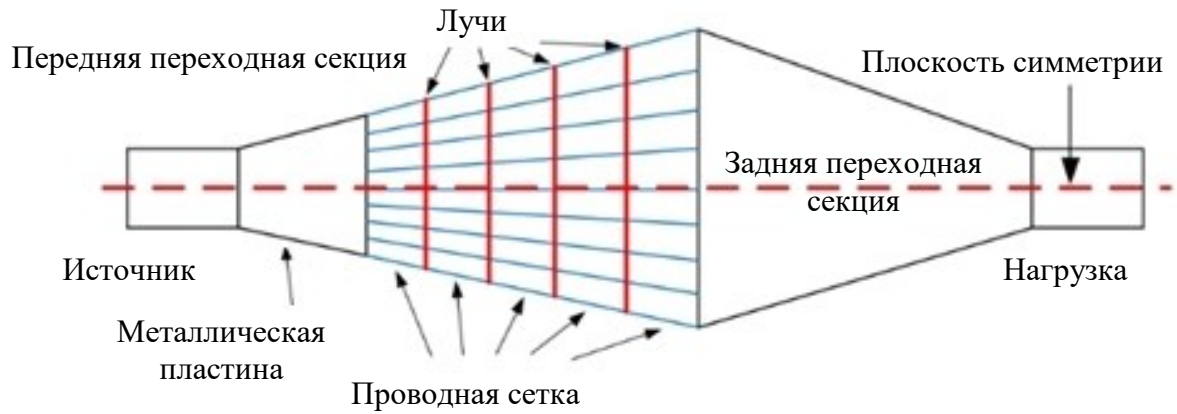


Рисунок 1.3 – Эскиз многосегментного симулятора волн из проводной сетки [186]



Рисунок 1.4 – Формы напряженности поля внутри симулятора для разных комбинаций проводов сетки [186]

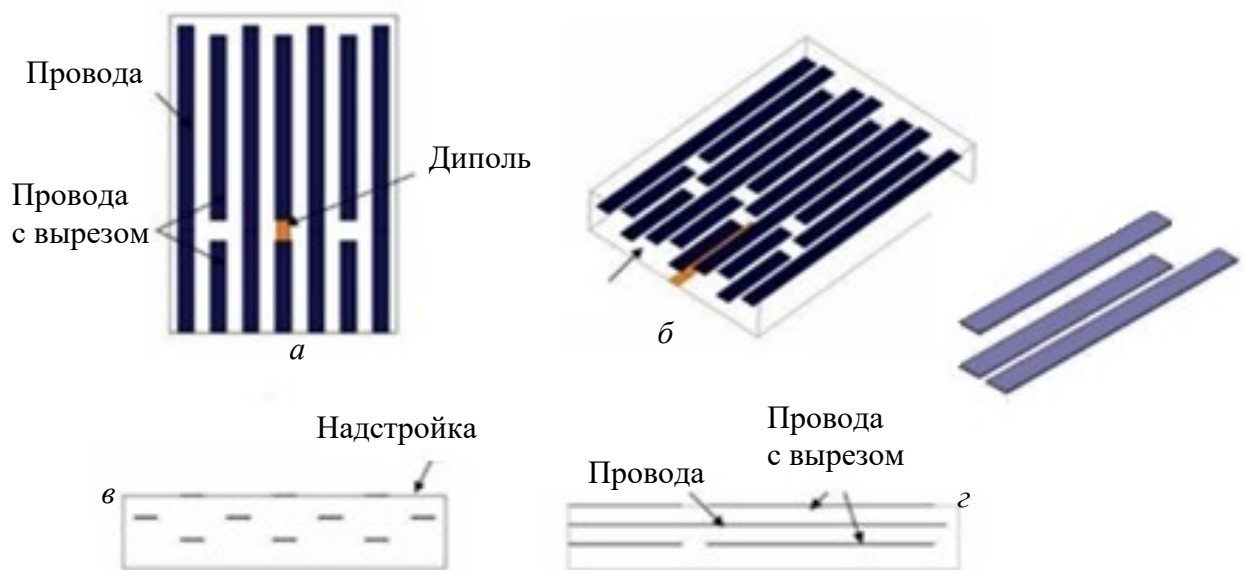


Рисунок 1.5 – Конфигурация подложки планарной метаповерхности на основе диполей и проводов: вид сверху (*а*); общий вид (*б*); вид в H (*в*) и E (*г*) плоскостях [188]

Предложены связанные металлодиэлектрические структуры с электромагнитными зазорами. Они включают проводную сетку для создания компактных электромагнитных материалов с зазорами, которые подходят для фильтрации плоских и поверхностных волн [189] (рисунок 1.6). Сетка из реактивно нагруженных проводов успешно использовалась исследователями при создании электромагнитных кристаллов, применяемых в качестве элементов поляризационных антенных отражателей и линз [190, 191] (рисунок 1.7).

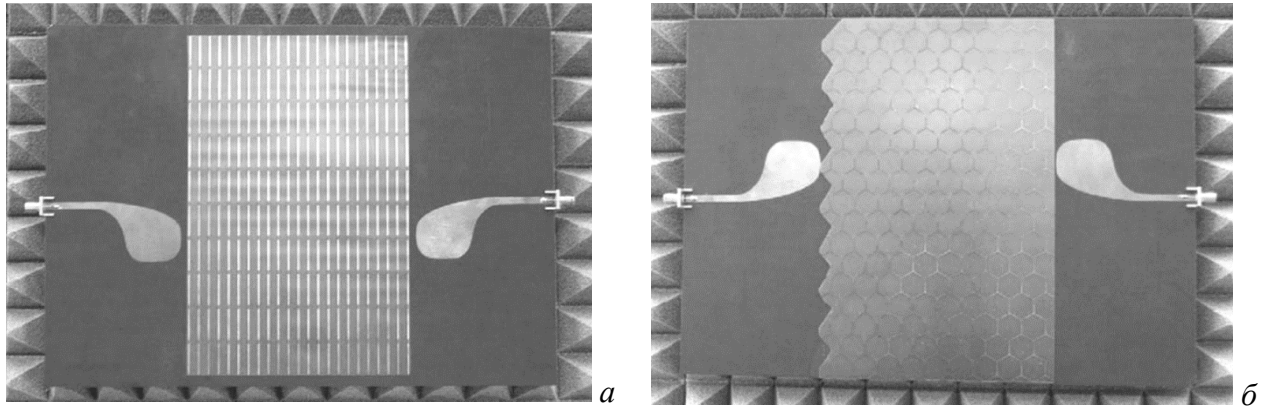


Рисунок 1.6 – Сильно связанные дипольные (а) и трипольные (б) структуры с металлодиэлектрическими электромагнитными зазорами для измерений поверхностных волн [189]

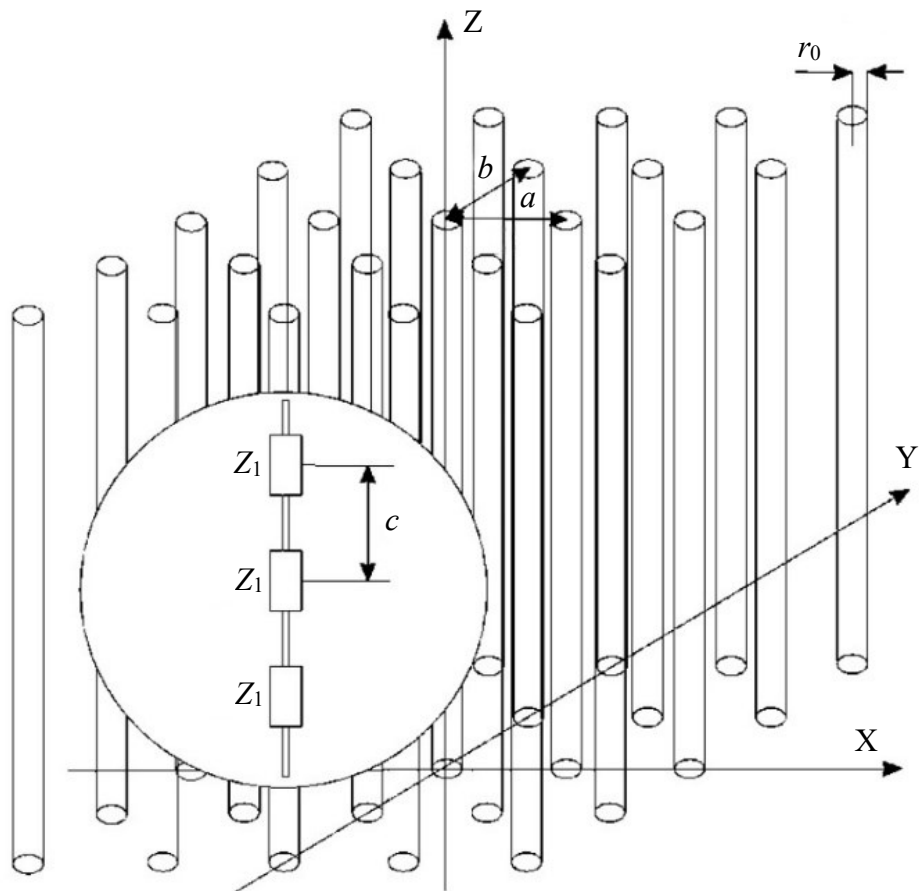


Рисунок 1.7 – Внутренняя структура нагруженной проводной среды [190]

Использование проводных сеток привело к созданию сложных искусственных материалов с уникальными характеристиками распространения [192]. Эти сетки также повышают точность измерения выходной мощности микроволновых передатчиков на высоких частотах [193]. Такой подход даёт более стабильные и воспроизводимые конфигурации [194]. Добавление нагруженных проводов позволяет точно контролировать характеристики структуры и даже улучшать их [195, 196] (рисунок 1.8). Нагруженные провода часто комбинируются с частотно-селективными поверхностями (FSS) для поверхностей с настройкой отражения и передачи [197].

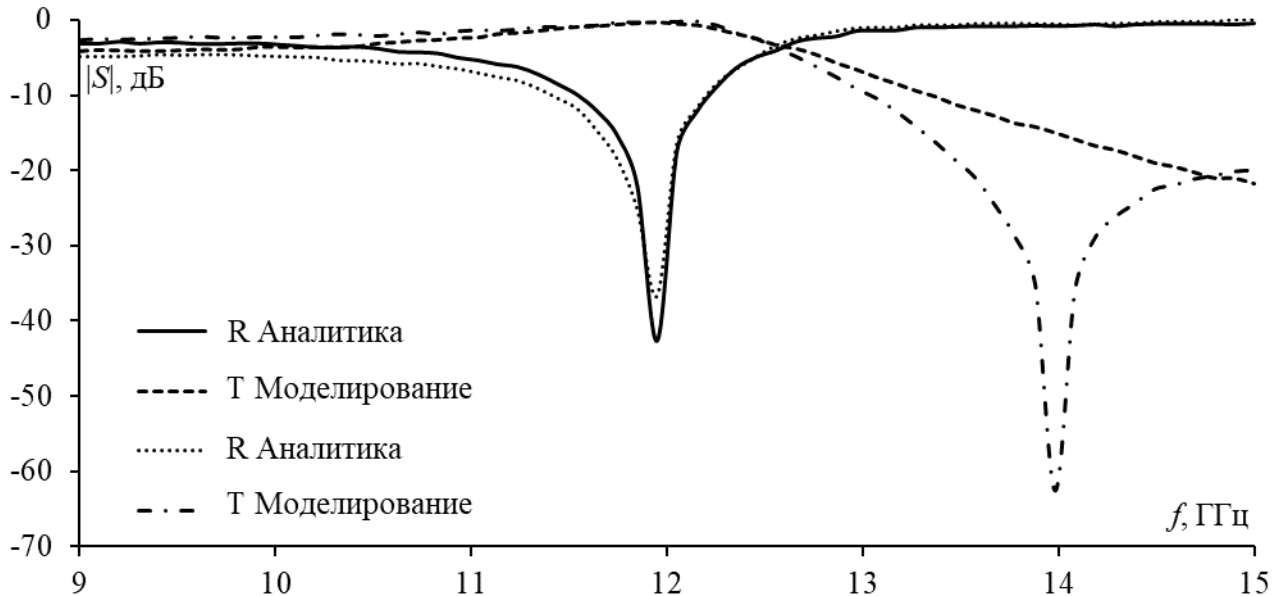


Рисунок 1.8 – Рассчитанные аналитически и численно коэффициенты (дБ) отражения (R) и передачи (T) для двух сеток емкостно нагруженных проводов [196]

Проводные сетки продемонстрировали свою эффективность в проектировании линзовых антенн [198] (рисунок 1.9а), которые широко применяются в высокочастотной связи (рисунок 1.9б) и имеют экспериментальные подтверждения [199–201]. Исследования свойств распространения волн этих антенн, основанных на проводных сетках, показали хорошие результаты. В ряде работ рассмотрены способы улучшения характеристик антенны с линзой из ПС [202] и различные типы сеток (квадратных, гексагональных и треугольных), подтвердившие оптимальность гексагональной [203].

Другой подход на основе традиционной проводной сетки использовался для рефлекторных антенн, применяемых в спутниках и наземных антенных системах. Он основан на сеточных поверхностях с полосками-апертурами различной формы, что изменяет конфигурацию сетки [204]. Аналогично линзовым и рефлекторным антеннам, проводная сетка также применялась для анализа антенны импульсного излучения [205].

Численные методы выявили важное преимущество проводной сетки: её применение не только для проектирования, но и для моделирования. Используются различные методы и

предложено моделирование сеткой сплошных поверхностей, что снижает вычислительные затраты. Эквивалентные структуры могут быть использованы не только в моделировании, но и затем в производстве. Например, метод сопряженных градиентов (CGM) показал эффективность для решения задач с электрически большими произвольно ориентированными структурами без хранения матриц, как в прямых методах [206]. Быстрое преобразование Фурье (БПФ) использовано для анализа частотно-селективных апертур и патч-периодических поверхностей [207] (рисунок 1.10). Сочетание CGM и БПФ успешно применено в задачах электромагнитного рассеяния [208, 209], излучения [210] и отражения [211] проводной сетки.

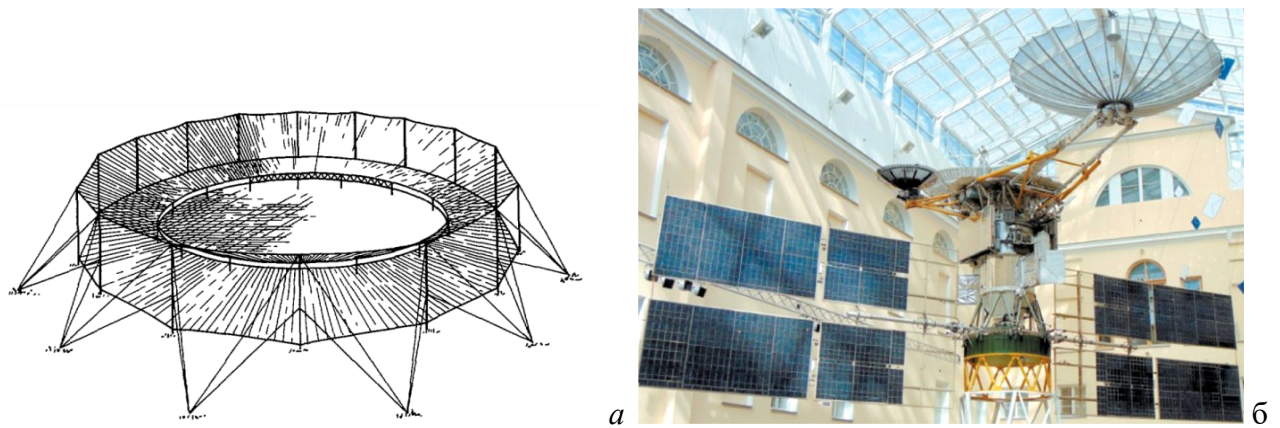


Рисунок 1.9 – Линзовая антенна из проводной сетки (а) и спутник-ретранслятор «Луч-15» (б)

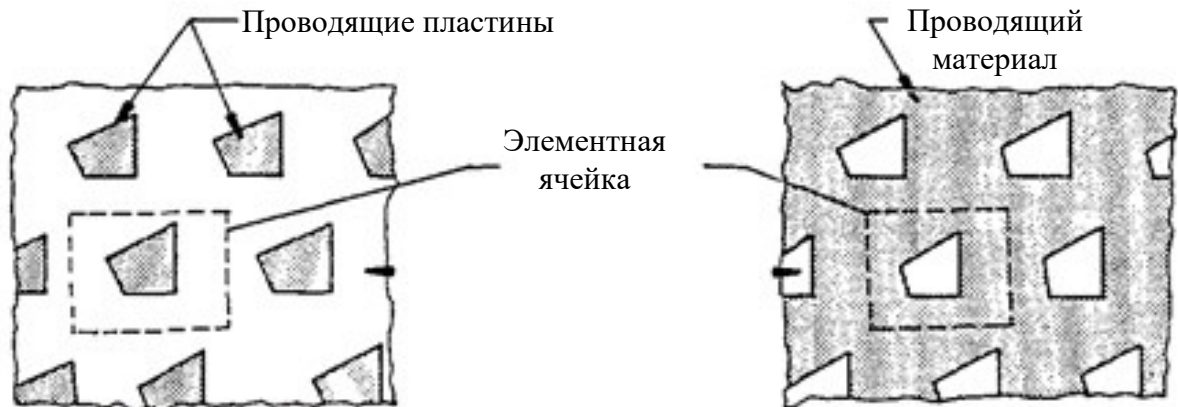


Рисунок 1.10 – Апертурная и патчевая периодические поверхности [207]

Ряд исследований посвящен рассеянию и излучению от тел вращения [212]. Проблему решили для проводных структур, прикрепленных к телу [213] или находящихся в его окружении [214], а также для тел из проводной сетки [215, 216]. Предложены численные модели для анализа электромагнитного излучения [217, 218] и рассеяния [219, 220] проводящих структур произвольной формы. Исследования охватывают круглые и квадратные проводные петли, пластины, а также сферические и полусферические проводящие структуры [221–223], включая диэлектрические материалы [224, 225] (рисунок 1.11). Кроме того, рассматривались такие характеристики проводных сеточных структур, как эффективная

площадь отражения [226, 227], распределение тока и импеданс в точке питания антенны с верхней нагрузкой [228]. Рассмотрены различные типы и формы антенн, включая проводно-сеточные микрополосковые антенные элементы [229, 230] и решетки [231]. Кроме того, исследованы тонкие экраны из периодических сеток для использования в качестве антенного обтекателя [232], а также низкопрофильные самолетные [233] и вертолетные [234] (рисунок 1.12) антенны и их режимы связи [235].

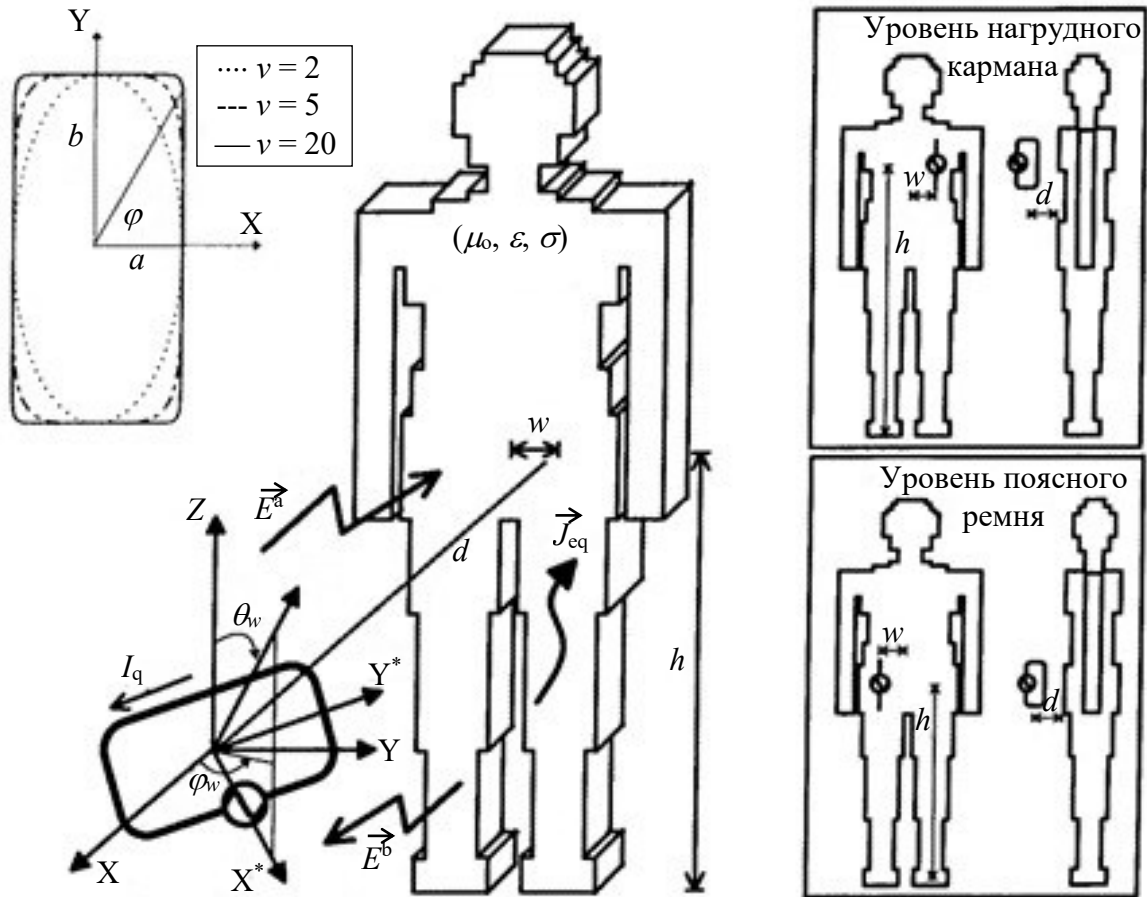


Рисунок 1.11 – Электромагнитное взаимодействие между приближенной моделью тела человека и произвольно ориентированной петлевой антенной на уровне нагрудного кармана или поясного ремня [224]

Проводно-сеточный подход используется при моделировании антенн с оконным скрытым монтажом для транспортных машин (невystупающая антенна) [236], рефлекторных антенн космических аппаратов [237] и антенн, совмещенных с солнечными батареями для низкоорбитальных спутников [238] (рисунок 1.13). Этот подход также экспериментально апробирован на проводно-сеточных моделях антенн судов различной сложности на высоких частотах [239, 240] и на моделях антенн самолетов на низких частотах [241].

Проводная сетка активно используется для моделирования и проектирования различных антенн, особенно решеток из проводных сеток [242]. Например, она применялась при проектировании микрополосковых решеток, что доказано численно [243] и

экспериментально [244], даже с диэлектриком [245]. Этот подход также использовался для дипольных решеток, таких как сверхплотная дипольная решетка, представляющая собой разновидность разреженной сетки [246] (рисунок 1.14), и для совместного использования с FSS при проектировании реконфигурируемых антенн [247].

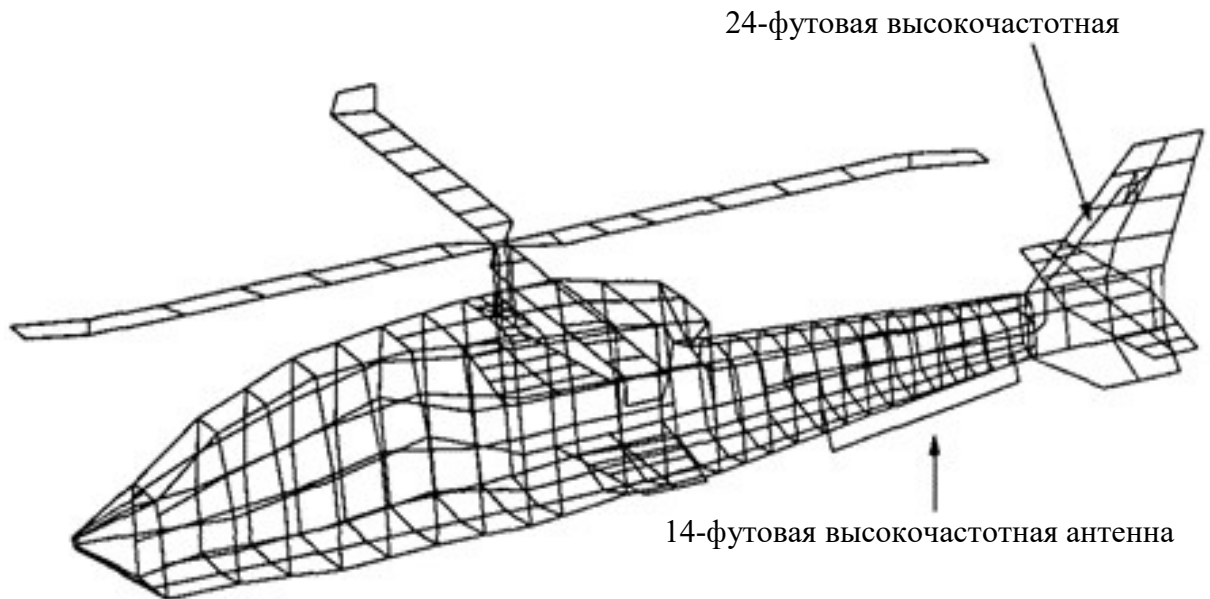


Рисунок 1.12 – Модель проводной сетки вертолета для исследования его антенн [234]

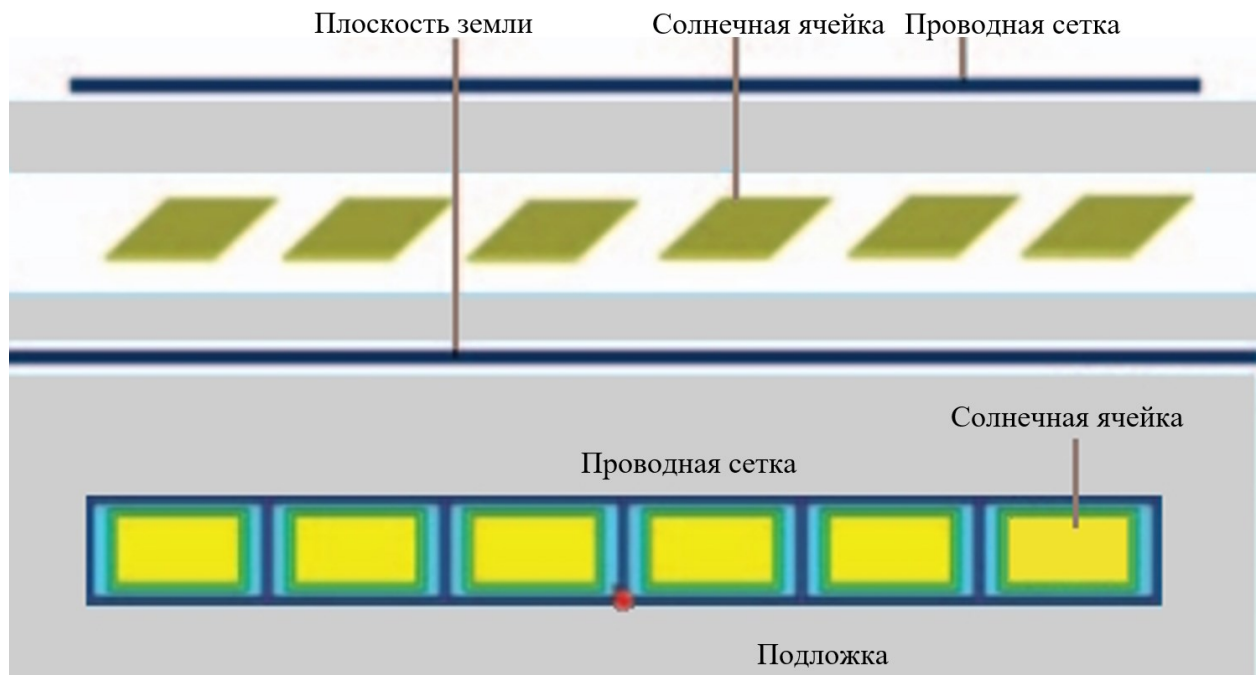


Рисунок 1.13 – Интеграция проводно-сеточной антенны и 6 солнечных элементов (виды сбоку и сверху) [238]

Проводно-сеточные решетки применяются для синтеза, например, при формировании диаграммы направленности (ДН) адаптивной антенной решетки для сканирования атмосферы в радарх вертикального зондирования с малыми антенными элементами [248]. Также доказана возможность замены сплошного проводящего объекта эквивалентной

проводно-сеточной решеткой [249]. Исследования показали, что при большом числе проводов диаграммы рассеяния сплошного проводящего цилиндра и сеточной решетки совпадают, что подтверждено для плоских, круглых, полукруглых и квадратных решеток.

В исследованиях проводных сеток часто использовался МоМ [250]. Его простота позволила разработать различные подходы, включая гибридизацию с геометрической теорией дифракции [251–253] и итерационный метод для решения системы линейных алгебраических уравнений с ленточной матрицей [254]. Для ускорения заполнения матрицы в вейвлетных МоМ-кодах при решении интегрального уравнения электрического поля [255] исследователи заменили треугольные базисные функции на синусоидальные с замкнутыми аналитическими выражениями для взаимных импедансов и использовали быстрое вейвлет-преобразование для эффективного преобразования матричного уравнения.

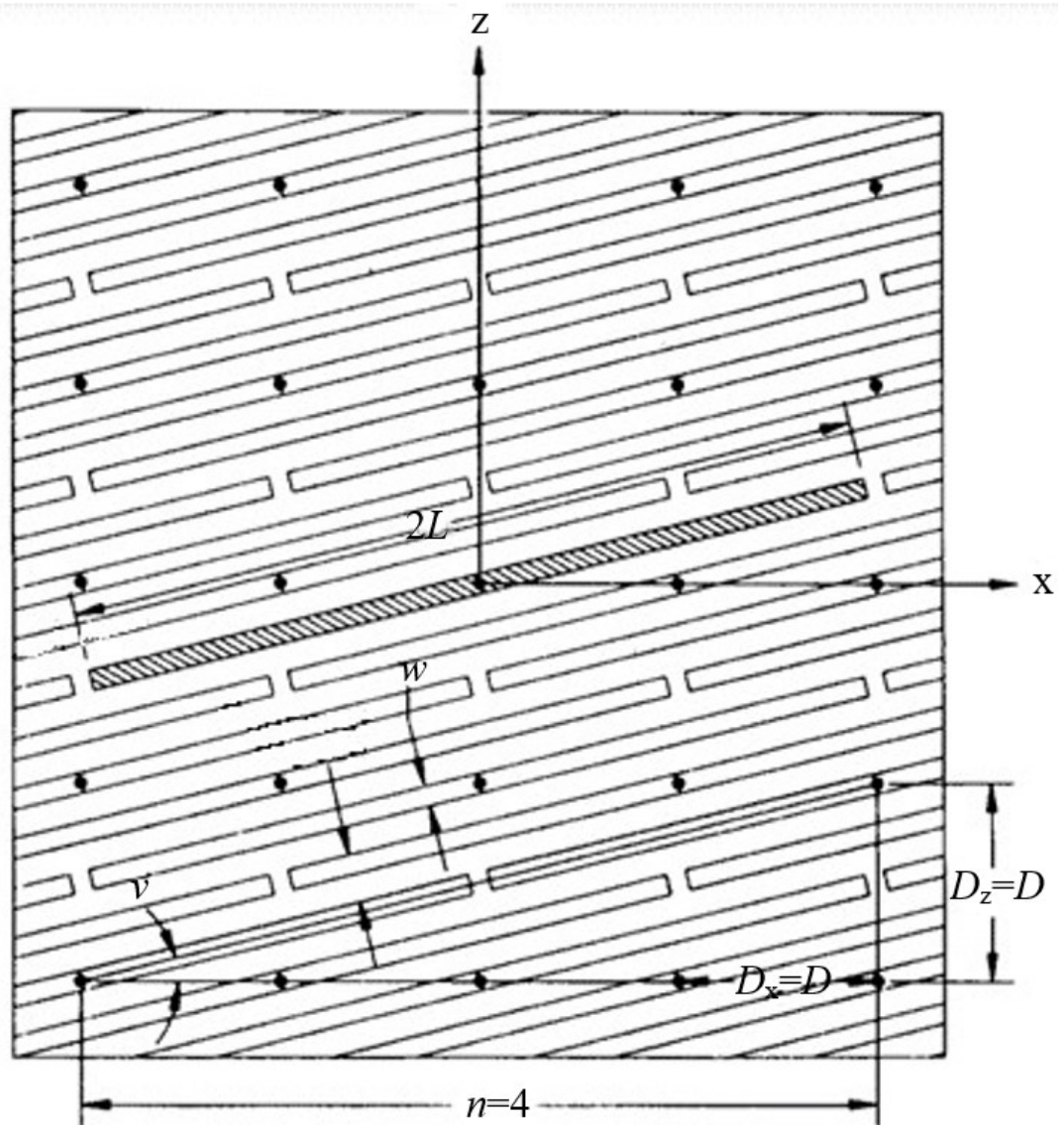


Рисунок 1.14 – Сверхплотная решетка диполей [246]

Эти исследования стали основой для множества приложений и исследований МоМ-проводных сеток. Например, проводно-сеточные структуры использовались в качестве

калибровочного эталона для двухпозиционных поляриметрических радаров с синтезированной апертурой (SAR) [256]. В области обратного рассеяния МоМ-подход применяли для расчета эффективной площади рассеяния канонических моделей объектов в резонансной области с импульсными базисными функциями и методом согласования по точкам [257]. Методы оптимизации использовались при проектировании микрополосковых патч-антенн [23] и логопериодических антенн с трапециевидными вибраторами [258]. Исследования также охватывают теорию отображений [259], характеристические моды [260, 261], СВЧ-диапазон [262], моделирование диэлектрических тел [263, 264], использование различных типов сеток [265] и свойства подхода в частотной и временной областях [28, 266–268].

Вопрос валидации результатов проводно-сеточной модели был поднят в работах Конторовича [269–271] и Кастильо [272], использовавших проводно-сеточные коды. С тех пор опубликовано множество работ по валидации таких кодов. Например, результаты NEC-кода [273], основанного на МоМ, сравнивались с другими методами, такими как FDTD [274], а также с результатами кодов MESHES, FNDRAD и CHECK [275, 276] и методом согласования по точкам [277]. NEC применялся для электромагнитных задач [278] и доказал свою эффективность [279, 280] для антенн с проводной сеткой [29]. Некоторые исследователи разработали собственные проводно-сеточные коды с аналогичными возможностями [281–284].

Проводная сетка остается перспективным подходом, несмотря на ограничения, упомянутые в некоторых работах. Так, сравнивались результаты моделирования проводящей замкнутой поверхности с результатами проводной сетки и других методов [285]. Показано, что результаты проводной сетки отличаются, но могут быть приемлемы, несмотря на отсутствие уникальной методики для количественной оценки разницы между собственной емкостью проводной сетки и замкнутой структуры, что зависит от геометрии задачи и других факторов.

В работе [286] рассмотрена чувствительность результатов моделирования проводной сеткой к диаметру провода при рассеянии от бесконечного кругового цилиндра. Исследования показали, что наилучшая точность достигается при соблюдении правила «одинаковой площади поверхности» провода. Также обсуждены другие факторы, например, расстояние между проводами. Результаты показали, что 5 ячеек на длину волны дает точные результаты, а рост их числа снижает чувствительность ошибки к размеру ячейки. Эти выводы подтверждены в [19]. Исследователи отметили, что правило одинаковой площади поверхности оптимально для дальнего и внутреннего поля, а ошибки возникают между проводами или внутри цилиндра при облучении плоской волной. Также подтверждено, что

соответствие граничных значений между проводами не является хорошей проверкой для равномерного тока и плоской волны. Точность поля между проводами не гарантирует точности в других местах. Поле внутри цилиндра наиболее чувствительно к радиусу провода, что делает его лучшим индикатором ошибки.

Вопрос корректности правила «одинаковой площади поверхности» (EAR), также известного как «правило равной площади» или «удвоенная площадь», рассмотрен в [21]. Исследования показали, что EAR менее точно при сложных полигонах (например, треугольниках) для расчета электромагнитного поля, рассеянного металлическими объектами, по сравнению с прямоугольными ячейками. Авторы также предложили формулу для расчета параметров произвольной сетки и подтвердили её эффективность. В [287] дана физическая интерпретация EAR и предложено новое правило для расчета радиусов произвольной поверхности, аппроксимированной сеткой. Это новое EAR точнее воспроизводит геометрические детали, но сложнее в применении и зависит от угла поляризации источника, что может не соответствовать правилам NEC.

Оба типа EAR, стандартное и новое, проверены экспериментально в [288] на примере распределения электрического поля внутри ТЕМ-камеры. Результаты показали хорошую согласованность для моделей с прямоугольными ячейками. Ошибки возникали вблизи моделируемых поверхностей, что связано с упрощением реального объекта при проводной сетке. Для большей точности нужна более плотная сетка, но это увеличивает вычислительные затраты.

Недавно предложен новый подход к моделированию проводной сеткой, независимый от радиуса провода или EAR [289]. В этом исследовании разработана теоретическая основа для разделения поверхности на тонкие полосы, заменяемые проводами с радиусом, вычисленным по формулам для плоских диполей. На примере куба, цилиндра и сферической поверхности показано, что такая проводная сетка эквивалентна исходной проводящей поверхности (с одинаковым электромагнитным откликом). Авторы отметили, что этот метод можно применять и для поверхностей, не находящихся в свободном пространстве, например, для планарных антенн на диэлектрических подложках.

В [290] исследователи обобщили рекомендации по проектированию проводно-сеточных моделей сложных поверхностей (эллипсоид, сфера, кубы, самолеты и др.). Они показали, что проводные сетки таких объектов могут быть нерегулярными по длине сегментов и размеру ячеек, что делает использование «квадратных» ячеек невозможным. Для «элегантных переходов» предложены треугольные ячейки. Рекомендации помогли выявить ограничения проводной сетки: длинные сегменты, большие ячейки, ошибки в точках пересечения и проблемы с пересекающимися проводами. В [170] обобщены правила для

кодов NEC и ESP, на основе которых разработан интерфейс программы GEOM, помогающей снизить ошибки моделирования. Также показано, что схемы сегментации в NEC влияют на характеристики, такие как входной импеданс антенн. Исследования доказали, что слишком мелкая сегментация может увеличить численные ошибки. Код ESP может решить некоторые проблемы NEC, но ограничен работой с симметричными структурами и непланарными поверхностями.

В [291] исследована связь случайных ошибок позиционирования на сетке параллельных проводов с импедансом и характеристиками отражения и передачи. Установлено, что рост ошибок приводит к росту импеданса и передачи, но снижает отражение. Если провода не анализируются через теорию тонких проводов, возникают проблемы с распределением тока в близких проводах, что может повлиять на эффективность антенны. Для решения этой проблемы в [292] предложена модификация формулировки кусочно-синусоидальной реакции для тонкопроводных структур. Даже при расстоянии между проводами больше нескольких диаметров могут возникнуть трудности, но теория тонких проводов игнорирует изменения плотности тока.

В каждой работе о проводной сетке основным ограничением всегда является решение электрически больших задач [293]. Исследователи стремятся разработать новые методы для решения задач с тысячами [294, 295], несколькими тысячами [296] и миллионами [101] неизвестных. МоМ же упрощает адаптацию подхода, использующего проводную сетку, с другими методами. Например, в [297] рассматривается использование итерационных методов с ленточной матрицей, где результаты сравниваются с гауссовым исключением. Также используются LU-разложение и разреженный итерационный метод, что позволяет быстрее решать матричные уравнения МоМ, чем LU-разложение с прямой и обратной подстановкой [298], а также разложение Якоби и CGM [299]. Другое решение для ускорения – распараллеливание. Например, в [300] оно предложено для LU-разложения с использованием класса локальной памяти множественных инструкций и данных, а результаты сравнены и верифицированы с распараллеленным CGM.

Примером распараллеливания в NEC является двумерное блочно-циклическое разложение матриц на сетке процессоров, что обеспечило оптимальный баланс нагрузки [301]. Результаты были проверены экспериментально и сравнены с другими методами, такими как FDTD. Еще одна попытка распараллеливания NEC, представлена в [302], где программу модифицировали для оптимизации работы на Cray X-MP. Использование векторизации и альтернативных методов сократило время выполнения в 5 раз. Программу MININEC переписали на язык Оссам для транспьютера. Результатом стал Super-NEC – объектно-ориентированная версия NEC для сети процессоров с распределенной памятью

[303], с параллельным выполнением процедур заполнения, решения и вычислений. Использование GPU с CUDA увеличило скорость MoM-процедур в 6 раз по сравнению с CPU [25].

Распространение мобильных радиосетей привело к значительному росту числа антенн в жилых районах, что заметно отразилось на эстетической и исторической привлекательности ландшафтов, а также экстерьера и интерьера зданий [304]. В этой связи, особое внимание стало уделяться способности антенны быть скрытой или замаскированной, что называется скрытностью антенны. Другой проблемой, требующей скрытого размещения антенн, является необходимость предотвращения обнаружения и идентификации объектов с целью защиты от утечки данных, антивандальности и защиты от других преднамеренных и непреднамеренных внешних воздействий.

Эти проблемы решаются, в основном, за счет использования обычных антенн с дополнительными мерами по их скрытию. К таким мерам относятся маскировка антенн под детали ландшафта или экстерьера, а также встраивание их в элементы окружающей среды. Однако эти меры могут негативно сказаться на характеристиках антенн, изначально рассчитанных на другие условия размещения. Поэтому необходимо разрабатывать антенны, изначально предназначенные для скрытого размещения в определенных условиях. Тем не менее, даже в таких случаях для достижения эффективной маскировки требуются значительные усилия. К ним относится необходимость сложного электромагнитного моделирования и оптимизации, которые могут потребовать значительных вычислительных ресурсов, выходящих за рамки доступной памяти и разумной продолжительности. Поэтому для преодоления этих трудностей актуально разрабатывать более совершенные подходы к моделированию для создания скрытых антенн.

В целом классификация скрытых антенн основывается на их физическом расположении и подходе, использованном при их разработке. К возможным категориям скрытых антенн относятся камуфляжные антенны [13], которые предназначены для того, чтобы сливаться с окружающей средой и маскироваться под естественные или искусственные объекты, такие как деревья, здания или уличные фонари [305]. Такие антенны обычно используются в городских и загородных условиях, где важны эстетические соображения [306]. Другая категория скрытых антенн представлена интегрированными антеннами [307]. Эти антенны встраиваются в другие объекты или конструкции и проектируются таким образом, чтобы быть невидимыми [308]. Они часто используются в системах наблюдения, где важна скрытность [309]. Кроме того, антенны могут быть спроектированы, чтобы соответствовать форме поверхности, на которой они размещаются, например, корпуса самолета или интерьера автомобиля [310]. Такие антенны называются

конформными. Они часто используются в аэрокосмических и транспортных приложениях, где критичны аэродинамика и ограничение пространства [311]. Выбор подхода к проектированию скрытой антенны зависит от конкретных условий размещения и требований к её характеристикам. Проблема её создания изучалась в различных исследованиях, где рассматривались различные аспекты, связанные с проектированием антенн, особое внимание уделялось маскированным [312, 313] и генетическим антеннам [314].

Новая классификация скрытых антенн, подробно изложенная в [304], рассматривает различные варианты размещения и маскировки антенн, как показано в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Возможные варианты размещения и маскировки антенн [304]

Выбор возможного размещения антенны					
Внешнее размещение				Внутреннее размещение	
Высокие объекты		Открытые зоны		Офисные центры	Длинные помещения
Крыши, башни	Фасады зданий	Телекоммуникационные колодцы	Интеграция с ландшафтом, искусственные деревья, фонари	Стены и потолок помещения	
Комбинированный способ размещения антенн				Маскировка как деталь интерьера	
Маскировка как деталь экстерьера					

Есть много возможностей размещения и маскировки антенны. Однако все они предполагают наличие антенны с той или иной степенью внешнего воздействия, которое должно оцениваться путем сложного моделирования. Поэтому вариант с автономной антенной, как правило, не рассматривается.

Альтернативным подходом к скрытию антенны является разработка структуры, которая по форме не похожа на антенну, но при этом функционирует как высокоэффективная антенна. Этого можно достичь с помощью методов оптимизации, таких как генетические алгоритмы, которые могут оптимизировать параметры или саму структуру, или и то, и другое, чтобы получить необычную форму антенны с желаемыми характеристиками. Данный подход продемонстрирован в различных исследованиях, в том числе [315–317]. Однако такой процесс оптимизации может занимать много времени и требовать значительного числа итераций. Поэтому актуальна разработка новых подходов к созданию скрытых антенн с меньшими затратами на моделирование.

1.3 Разреженные антенны из проводной сетки и метод моментов

Существует несколько методов решения задач электромагнитного поля, которые сводятся к аналитическому или численному решению интегральных и дифференциальных уравнений в области времени или частот. Хотя аналитические решения точны, они возможны только для простых структур. Поэтому для анализа различных антенн применяется тонкопроводное приближение [289]. При этом его можно распространить на проводную сетку, например, для проектирования линзовых антенн [177, 198, 200–203, 318, 319].

Микрополосковые [229, 268], отражательные [204, 320] и комнатные антенны для мобильной связи [321] можно также представить в виде проводной сетки. Кроме того, тонкопроводное приближение применимо для решения задач рассеяния. Так, например, в работе [180] представлен анализ отражения плоской волны при наклонном падении на проводную сетку, параллельную плоской границе раздела двух однородных диэлектриков. В этом анализе пространство по обе стороны интерфейса представлено в виде линий передачи.

Численные методы позволяют анализировать антенны произвольной формы [322], переводя непрерывные функции в дискретные аналоги, что делает задачу решаемой. Это сводит задачу к нахождению приближенного решения уравнений Максвелла. Ключевая особенность этих методов – дискретизация геометрической модели на мелкие ячейки (сеточное построение) [323]. Временная область позволяет решать как дифференциальные, так и интегральные уравнения, используя методы матрицы линий передачи, FDTD и конечных элементов во временной области. Интегральные уравнения, в свою очередь, могут быть решены с использованием метода эквивалентной схемы с частичными элементами (РЕЕС). В низкочастотной области уравнения можно решать с помощью дифференциальных и интегральных уравнений. Первое можно решить с помощью FEM, а второе – МоМ и РЕЕС. Для решения в высокочастотной области используются асимптотические методы, основанные на физической и геометрической оптике, а также на теории дифракции.

Особенности и результаты применения МоМ при анализе объектов из ПС представлены во многих работах как решение задач рассеяния и антенных задач. Так, рассмотрен метод коллокаций (частный случай МоМ) для задачи рассеяния на проводных объектах [223]. Для повышения точности расчетов, на отрезки каждого провода накладываются дополнительные граничные условия. При этом существенно снижаются требуемые вычислительные затраты, а полученные результаты хорошо согласуются с экспериментальными [324]. В [183] показано, что при возбуждении параллельной ПС, расположенной вблизи плоской границы раздела двух однородных сред, электромагнитной волной, поляризованной так, что вектор магнитного поля перпендикулярен решетке, её можно представить шунтирующим элементом в эквивалентной цепи линии передачи. В [294] применен итерационный метод для решения СЛАУ, полученной путем представления сферической антенны сеткой из проводов. Также были установлены оптимальные параметры метода, дающие результаты, близкие к полученным теоретически. В работе [241] представлен эффективный расчетный метод получения эффективной поверхности рассеяния электрически малых летательных аппаратов, фюзеляж которых описывается сеткой из проводов. Показано, что при правильном выборе радиусов отрезков проводов результаты моделирования и эксперимента близки для поляризации падающей волны, параллельной оси фюзеляжа. В

случае, когда поляризация перпендикулярна, результаты согласуются хуже. Метод оценки рассеяния прямоугольной проводной сетки основан на использовании компьютерной графики и методов быстрого преобразования Фурье [208]. Кроме того, для определения коэффициента отражения используется принцип эквивалентного радиуса. На примере задачи рассеяния для бесконечного кругового цилиндра анализируется влияние диаметра провода на точность моделирования [286]. Показано, что наилучшая точность достигается, когда провод удовлетворяет эмпирическому правилу «равной площади поверхности». В то же время выявлено, что слишком толстые провода так же вредны, как и слишком тонкие. Кроме того, показано, что соблюдение граничных условий между проводами не является надежной проверкой достоверности результатов моделирования.

В части антенных задач авторы [325] представляют результаты разработки системы моделирования проводно-решетчатой антенны. В [278] система NEC используется для оценки таких характеристик, как среднее усиление по мощности, электрические ближние и дальние поля несимметричной антенны, установленной на кубическом основании над идеально проводящей заземляющей плоскостью. Показано, что результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными и другого кода электромагнитного моделирования. В [219] предложена новая методика расчета характеристик рассеяния трехмерных проводящих тел произвольной формы и описаны особенности реализующей её системы моделирования. В [283] представлены особенности разработки графического пользовательского интерфейса системы моделирования антенн GEMACS. В [286] авторы рассматривают ряд задач, возникающих при моделировании сложных трехмерных конфигураций, таких как система антенна-самолет, где фюзеляж самолета аппроксимируется ПС. Показано, что, несмотря на ограничения, результаты могут быть получены с приемлемой точностью. В [326] рассмотрен алгоритм локального разбиения сетки, учитывающий разрывный характер границы между большими и малыми ячейками для плавного перехода сильно меняющихся компонент поля. В [261] оценивается сходимость модели из ПС при изменении числа её ячеек. Это дало корреляцию между минимальным размером ячейки и требуемой ошибкой моделирования. В конечном итоге исследователи определили чувствительность оригинальной конструкции антенны к небольшим изменениям её формы.

После создания RWG-функций [327], которые используются для описания поверхностей набором треугольников, применение ПС стало менее популярным. Однако сравнение результатов этих двух подходов часто демонстрирует прекрасную пригодность ПС [172], а при решении практических задач можно значительно снизить вычислительные затраты при хорошей точности моделирования даже по сравнению с экспериментальными данными [328, 215].

Одним из важнейших преимуществ использования ПС является возможность получения результатов при анализе рассеяния крупных объектов (корабли, самолеты). Так, в [290] выполнен анализ влияния качества построения проводной сетки на результаты моделирования таких объектов. Были установлены общие принципы и условия, даны рекомендации по применимости ПС. Их реализация позволяет построить более качественную ПС, учитывающую особенности анализируемой конструкции, при этом получая корректные результаты моделирования, в том числе с использованием нелинейных проводов [295]. Использование ПС не ограничивается проводящими объектами. Так, они рассматривались для получения рассеянного поля диэлектрическими объектами с потерями [263] и анизотропными слоистыми структурами [329]. Слабым местом использования проводных сеток является моделирование ближних полей [277]. В этом случае, как показано в [19], проверка точности решения по совпадению границ проводов не всегда корректна.

Антенны являются важной частью РЭУ, поэтому важно улучшать их массогабаритные характеристики, что особенно актуально для бортовой аппаратуры, например, авиационной и космической. Например, на рисунке 1.15 представлены космические аппараты категории «ретрансляция» [330]. Видно уменьшение их массы с каждым выпуском, а также увеличение их сложности и комплектации. При этом масса антенны остается значительной (рисунок 1.16) [331]. Это важно, поскольку стоимость доставки 1 кг груза на орбиту может достичь \$40000. Поэтому требуется оптимальное проектирование антенны.

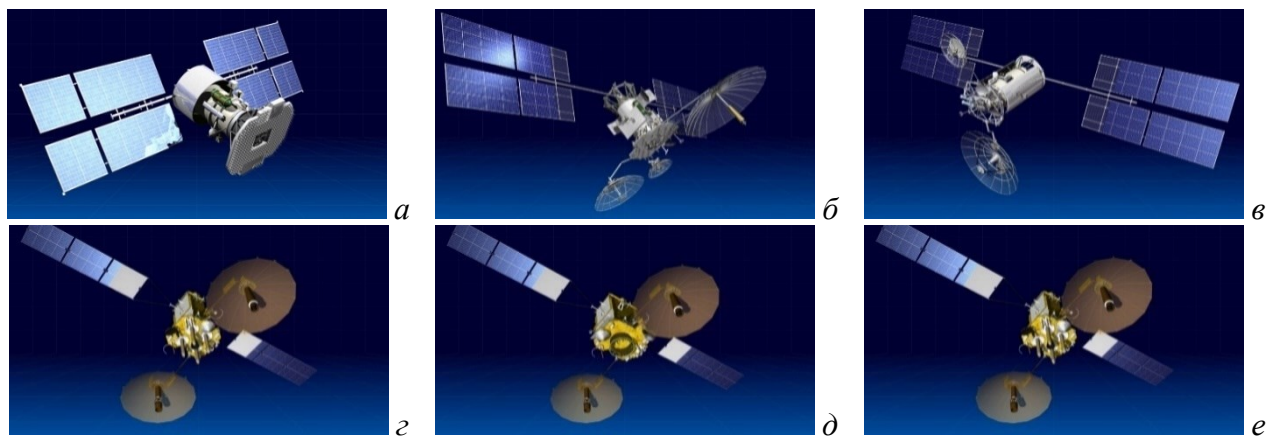


Рисунок 1.15 – Космические аппараты категории «ретрансляция»:

Поток (2300 кг) 1982 г. (а); Луч (2400 кг) 1985 г. (б); Луч-2 (2420 кг) 1995 г. (в);
 Луч-5А (1150 кг) 2011 г. (г); Луч-5Б (1350 кг) 2012 г. (д); Луч-5В (1150 кг) 2014 г. (е) [330]

Для решения данной проблемы используют композитные материалы (рисунок 1.17) [332] и ПС (рисунок 1.18) [330]. Например, в Институте вычислительных технологий исследованы свойства орбитальных и наземных антенн из композитных материалов, работающих в диапазонах 18,2–21,2 ГГц и 42,5–45,5 ГГц. Антенны такого частотного диапазона должны одновременно обладать высокой геометрической стабильностью, устойчивостью к температурным воздействиям, повышенной жесткостью и

небольшой массой. Компьютерное моделирование играло очень важную роль на каждом этапе проекта, а также позволило параметрическую оптимизацию антенн. Моделирование и оптимизация таких антенн, в т.ч. из тонких сеток, остаются нетривиальными. При этом добиться наилучших результатов моделирования можно только тщательным электродинамическим моделированием в диапазоне большого числа параметров, что часто затруднено высокими требованиями к вычислительным затратам. Поэтому актуально исследование новых подходов к повышению эффективности моделирования антенн.

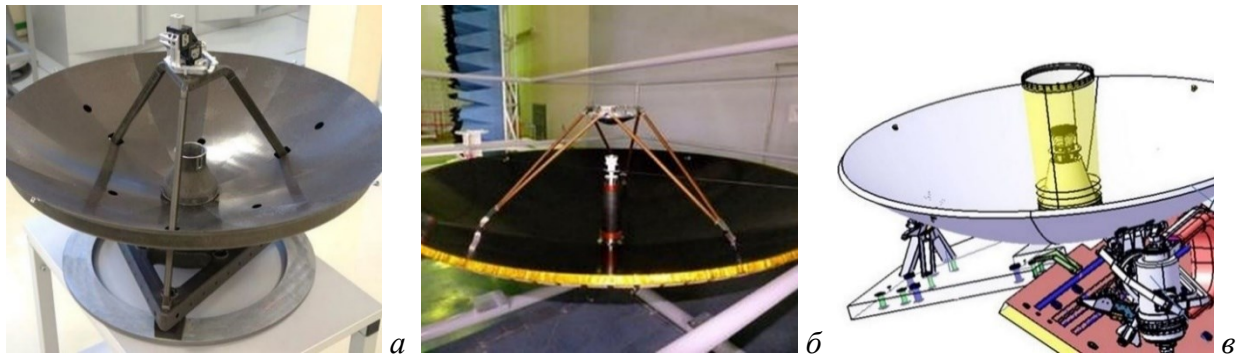


Рисунок 1.16 – Примеры антенн: прецизионная антенна Ка-диапазона (6,3 кг) (а); двойная зеркальная параболическая антенна Ка-диапазона (10,5 кг) (б); широкополосное антенно-фидерное устройство (55 кг) (в) [331]

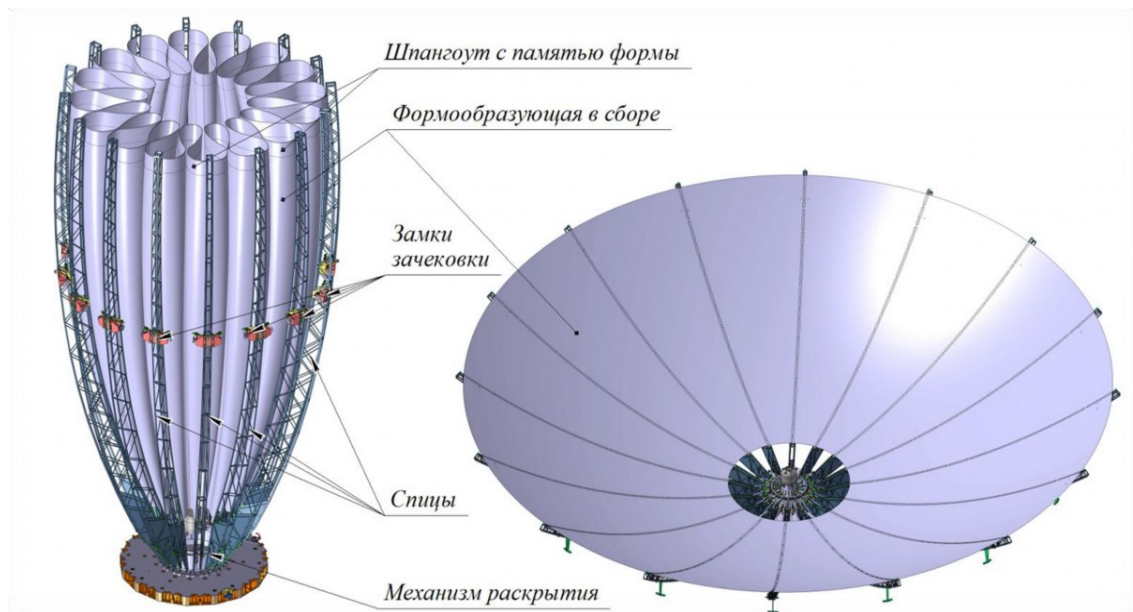


Рисунок 1.17 – Пример антенны из композитных материалов [332]

АОТС, предложенная в [333], направлена на совершенствование антенн. В отличие от традиционных решений, она достигает этого не усложнением, а упрощением конструкций и моделированием с меньшими затратами. Этот подход можно использовать для изготовления разреженных антенн из ПС. АОТС заключается в исключении из ПС проводов с малыми токами, так как их вклад в излучение мал. Это уменьшает массу, парусность и габариты антенны при контролируемой точности её характеристик. Кроме этого, АОТС можно использовать и для ускоренного моделирования разреженной проводной сетки. Для этого

используют провода с малыми токами при каждом моделировании электромагнитного поля проводной сетки в диапазоне параметров, так как их вклад в излучение мал. Добавив ряд действий по идентификации этих проводов после первого моделирования исходной (полной) сетки, далее используют разреженную сетку с меньшим количеством проводов. Это требует меньше памяти и времени на моделирование с контролируемой точностью. Такой подход хорош для быстрых оценок характеристик антенны.

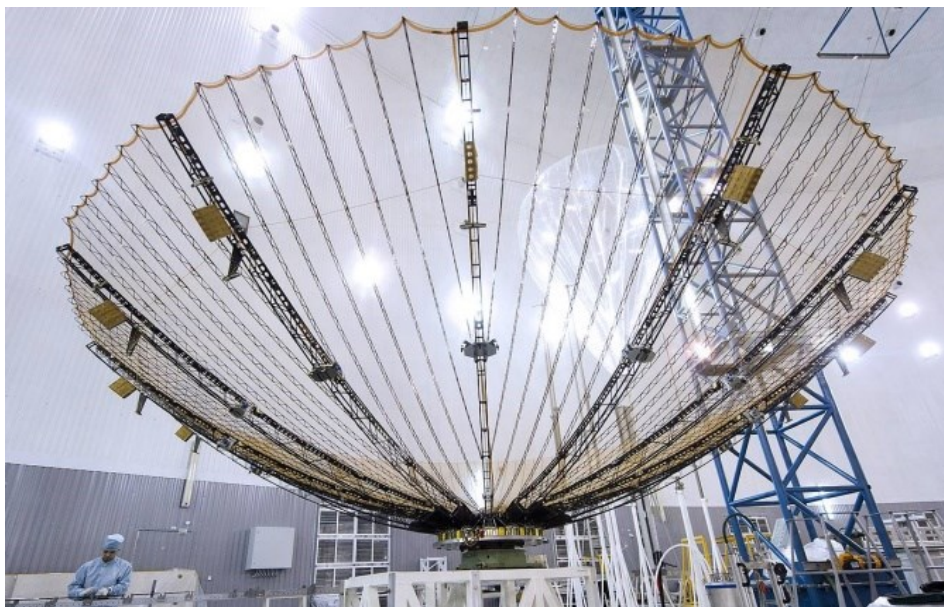


Рисунок 1.18 – Пример антенны в виде сетки из проводов: трансформируемая антенна с золоченым сетеполотном (установлена на Луч-5А, Луч-5Б и Луч-5В) [330]

Моделирование антенн из ПС на основе МоМ состоит из следующих шагов:

1. Получить интегральное уравнение для антенны из уравнений Максвелла.
2. Описать (ввести или импортировать) геометрию задачи.
3. Указать требуемый частотный диапазон.
4. Задать необходимые характеристики для расчета.
5. Задать источник возбуждения.
6. Построить сетку (разбить границы структуры на N подобластей, выбрать тип базисных функций и аппроксимировать искомую функцию в каждой подобласти соответствующей базисной функцией).
7. Выбрать тип тестовых функций и протестировать аппроксимированную желаемую функцию по МоМ.
8. Вычислить элементы матрицы импедансов $\mathbf{Z}$ порядка N и элементы вектора напряжений правой части СЛАУ $\mathbf{v}$;
9. Решить полученную СЛАУ $\mathbf{Z}\mathbf{i}=\mathbf{v}$ найдя вектор токов $\mathbf{i}$;
10. Рассчитать заданные характеристики антенны из вектора $\mathbf{i}$.

АОТС начинается с построения геометрической модели реальной поверхности в виде проводной сетки. После этого задается возбуждение с его параметрами. Затем выполняется сегментация проводной сетки. После вычисления элементов матрицы $\mathbf{Z}$, характеризующих сетку структуры, и элементов матрицы $\mathbf{v}$, характеризующих возбуждение, можно решить СЛАУ $\mathbf{Z}\mathbf{i}=\mathbf{v}$. По рассчитанным элементам $\mathbf{i}$ на участках сетки рассчитываются заданные характеристики антенны. Далее предыдущие шаги повторяются при изменении параметров в заданном диапазоне. Однако, согласно АОТС, перед повторением предыдущих шагов модули элементов $\mathbf{i}$ следует нормировать относительно максимального из них. Нормировка зависит от структуры: быть без учета тока в источнике возбуждения или по отношению к среднему значению тока. Затем определяются номера сегментов, в которых нормированный модуль тока меньше допуска удаления элемента сетки (ДУЭС), задаваемого пользователем. После этого столбцы и строки СЛАУ, соответствующие этим номерам, вырезаются, а оставшиеся сдвигаются, что снижает её порядок. Наконец, при необходимости отображается новая «разреженная» антенна без удаленных элементов, соответствующих исключенным столбцам и строкам СЛАУ. Реализовать АОТС можно добавлением нескольких шагов к процессу аппроксимации проводящей поверхности антенны посредством ПС [333]. Алгоритм работы АОТС представлен на рисунке 1.19.

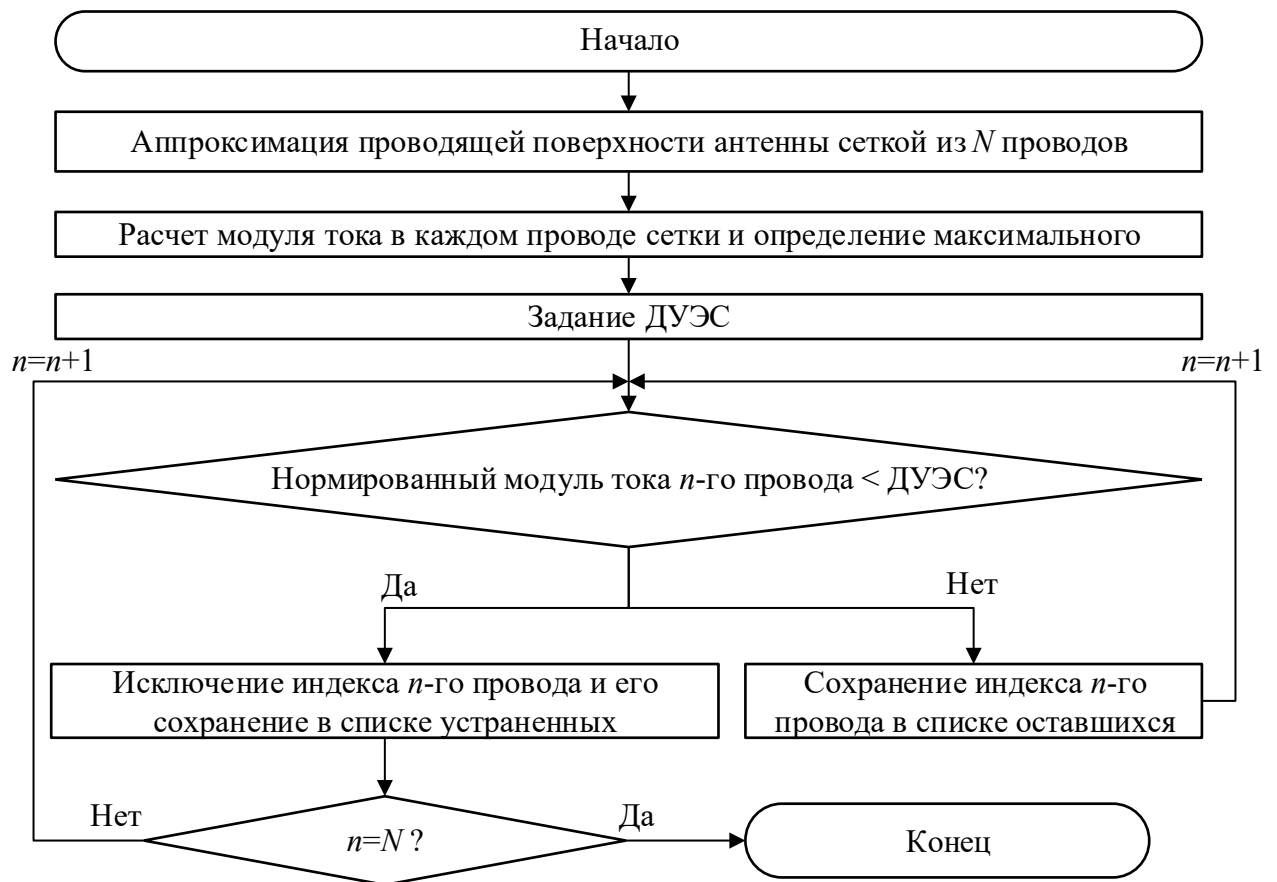


Рисунок 1.19 – Алгоритм работы АОТС

Согласно АОТС, после аппроксимации проводящей поверхности антенны посредством ПС, рассчитываются модули тока в каждом проводе и среди них определяется максимальный. Затем модули тока в сетке нормируются относительно их максимального модуля. Задается ДУЭС. Провода с нормированным модулем тока меньше ДУЭС исключаются, а их индексы сохраняются в списке удаленных проводов. Индексы остальных проводов сохраняются в списке оставшихся для построения разреженной антенны, которая может быть использована для последующего моделирования с меньшими вычислительными затратами и изготовления в разреженном виде с меньшей массой.

Таким образом, АОТС уменьшает массу и размеры антенны при приемлемом сохранении её характеристик. Точность сохранения можно определить по расхождению характеристик разреженной структуры от характеристик исходной и полученных измерением. Точность контролируется значением ДУЭС в зависимости от заданных критериев.

1.4 Цель и задачи работы

Из обзора следует, что актуальны исследование эффективности антенн в условиях ограниченного пространства, разработка более компактных и высокоэффективных антенных систем, а также анализ воздействия различных факторов на работу антенн. Кроме этого, актуальны верификация результатов, выбор оптимальных параметров ПС и эффективного управления вычислительными ресурсами. Усложнение структур повышает важность разработки новых и усовершенствования существующих методов решения.

Сочетание МоМ с ПС дало эффективные подходы к моделированию различных антенн. ПС использованы в разнообразных задачах и продолжают играть важную роль в анализе электромагнитных явлений, предоставляя ученым мощный инструмент для моделирования разнообразных структур. С развитием вычислительных технологий и методов, этот подход продолжает развиваться и находить новые области применения, способствуя развитию современной радиотехники и электродинамики. Общий обзор разреженных антенн из ПС и АОТС, которая может быть использована для их создания, показывает потенциал для создания новых антенн, отвечающих требованиям современных РЭУ. Однако АОТС применена только к простым антеннам. Более того, при её применении к более сложным антеннам могут возникнуть трудности изготовления, особенно для непечатных антенн. Поэтому разработка модификаций данного подхода является важной задачей перед изготовлением таких антенн.

Создание исходных структур из ПС различных типов антенн, к которым применима АОТС для создания разреженных структур, также является актуальной задачей. Для этого

надо правильно выбрать размер ячейки, радиус провода и источник возбуждения, чтобы создать исходные структуры из ПС с требуемыми характеристиками. Поэтому необходимы новые рекомендации по моделированию исходных структур из ПС.

АОТС основана на распределении тока в исходной ПС. Однако распределение тока в ПС отличается на разных частотах в рабочем диапазоне частот. Разница мала, но влияет на получаемые разреженные антенны. Поэтому, перед изготовлением разреженных антенн актуален анализ влияния выбора частоты, на которой генерируются разреженные структуры. Кроме того, необходимо экспериментально подтвердить эффективность АОТС для создания разреженных антенн.

Цель работы – разработать методику создания разреженных антенн из ПС на основе АОТС. Для её достижения надо решить следующие **задачи**.

1. Модифицировать АОТС для упрощения её применения.
2. Разработать рекомендации по моделированию исходных структур из ПС, к которым применимы АОТС и её модификации для создания разреженных структур из ПС.
3. Применить АОТС и её модификации к различным типам антенн и проанализировать влияние выбора частоты, на которой моделируются разреженные антенны.
4. Разработать методику создания разреженных антенн из ПС и проверить её экспериментально.

2. МОДИФИКАЦИИ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

АОТС дает разреженные антенны из ПС исключением проводов с нормированным модулем тока меньше ДУЭС. Однако после АОТС при больших ДУЭС возникают технические трудности для непечатных антенн из-за появления свободных (несоединенных) проводов. Здесь модифицируется АОТС так, чтобы разреженная структура стала проще при изготовлении, в последующем моделировалась с меньшими вычислительными затратами и сохраняла исходные характеристик. АОТС модифицирована на основе геометрического положения и координат проводов. Материал раздела описан в [2, 334–345].

2.1 Модификации на основе геометрического положения

2.1.1 Аппроксимация поверхности рефлекторной и конической рупорной антенн

При аппроксимации поверхности антенны ПС могут возникать затруднения, особенно при работе с криволинейными структурами и конструкциями из различных типов поверхностей. Поэтому здесь описана аппроксимация поверхности рефлекторной и конической рупорной антенн с помощью ПС.

Рефлектор имеет максимальный радиус R , глубину h и фокус F с коэффициентом изгиба $b_c = h/R^2$ (рисунок 2.1а). Он разделен на S участков сетки и T уровней, начиная от центра. Расстояние между уровнями d_r рассчитывается как $d_r = R/T$. Длина радиального провода на каждом уровне, обозначенная l_d , последовательно растет от центра рефлектора как $l_d = d_r(b_c d_r(2k-1)^2 + 1)^{0.5}$, где $k=1, 2, 3, \dots, T$. Количество концентрических проводов на каждом уровне зависит от угла α , вычисляемого как $\alpha = 2\pi/S$. Длина концентрического провода на каждом уровне, обозначенная l_n , зависит от радиуса уровня и угла α и рассчитывается как $l_n = k\alpha d_r$, где $k=1, 2, 3, \dots, T$.

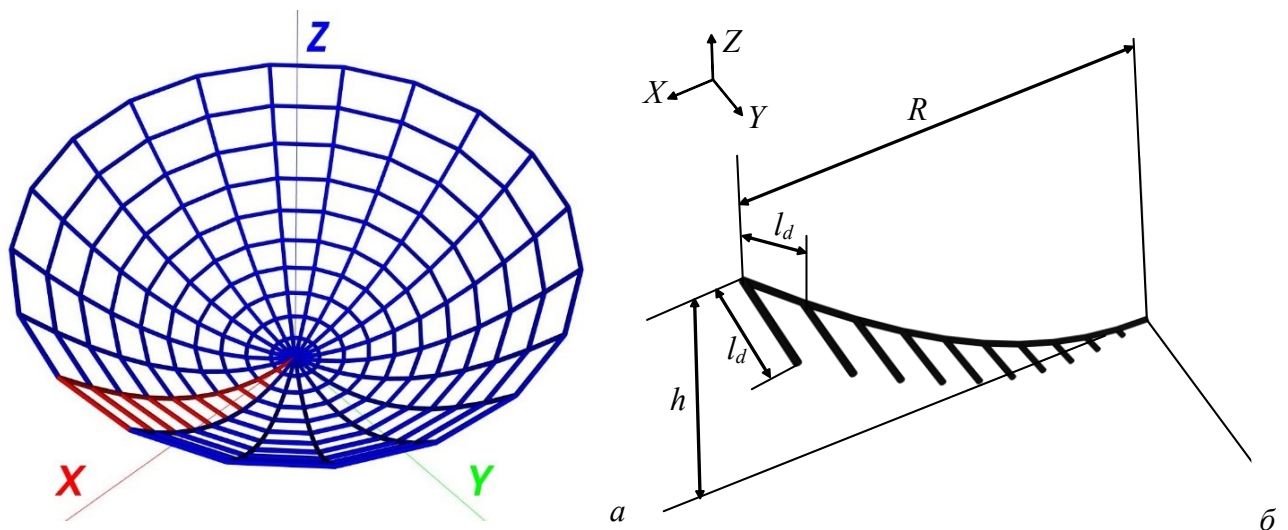


Рисунок 2.1 – Полная ПС (а) и участок (б) рефлекторной антенны

Полная построенная ПС рефлектора и её участок показаны на рисунке 2.1. Каждый участок на каждом уровне образуется радиальными и концентрическими проводами. Каждому радиальному проводу присваивается четный номер, а концентрическому – нечетный. Аналогично строятся остальные участки. Следовательно, число проводов в каждом участке равно $2T$, а общее – $N_S=2TS$. Схема построения участка сетки рефлектора показана на рисунке 2.4а.

При построении сетки конической рупорной антенны применяется похожий процесс, но с некоторыми отличиями от рефлектора. Сетка конического рупора также делится на S участков и T уровней, но она сложнее, так как состоит из 3 разных частей: нижней, регулярной и нерегулярной. Для построения полного участка сетки, построить отдельные участки на каждой части и электрически соединить их. Число участков всех частей одинаково и равно S . Нижняя часть имеет вид диска с радиусом R_1 . Она разделена на T_1 уровней, расположенных друг от друга на расстоянии равном длине радиального провода диска $l_d=R_1/T_1$. Число концентрических проводов на каждом уровне зависит от угла α и рассчитывается как $\alpha=2\pi/S$. Длина концентрического провода l_n на каждом уровне также зависит от радиуса текущего уровня и угла α и рассчитывается как $l_n=kl_d\alpha$, где $k=1, 2, 3, \dots, T$. Схема построения одного участка нижней части показана на рисунке 2.2а.

Регулярная часть имеет вид цилиндра с радиусом R_1 и высотой H_1 . Она разделена на T_2 уровней. Длина радиального провода h_{d1} на всех уровнях данной части одинакова и рассчитывается как $h_{d1}=H_1/T_2$. Радиус регулярной части не меняется на каждом уровне, поэтому длина концентрического провода также одинакова на всех уровнях и равна $h_{n1}=\alpha R_1$. Схема построения одного участка регулярной части показана на рисунке 2.2б.

Нерегулярная часть имеет вид конуса с малым радиусом R_1 и большим радиусом R_2 , а также высотой H_2 . Она разделена на T_3 уровней. Длина радиального провода нерегулярной части h_{d2} одинакова на всех уровнях и рассчитывается как $h_{d2}=((R_2-R_1)^2+H_2^2)^{0.5}/T_2$. Радиус нерегулярной части меняется на каждом уровне от R_1 до R_2 . Поэтому длина концентрического провода h_{n2} зависит от радиуса текущего уровня и угла α и при его изменении на каждом уровне $\Delta R=(R_2-R_1)/T_3$ рассчитывается как $h_{n2}=\alpha(R_1+k\Delta R)$, где $k=1, 2, 3, \dots, T_3$. Схема построения одного участка нерегулярной части показана на рисунке 2.2в.

При электрическом соединении участков всех частей формируется полная ветвь сетки (рисунок 2.3а). Таким образом, общее число уровней $T=T_1+T_2+T_3$. При повторении этого процесса для S участков получается полная сетка конического рупора (рисунок 2.3б, в). Аналогично рефлектору, радиальным проводам присваиваются четные номера, а концентрическим – нечетные (рисунок 2.4). Общее число проводов на каждой ветви сетки будет $2T$, а во всей сетке – $N_S=2TS$.

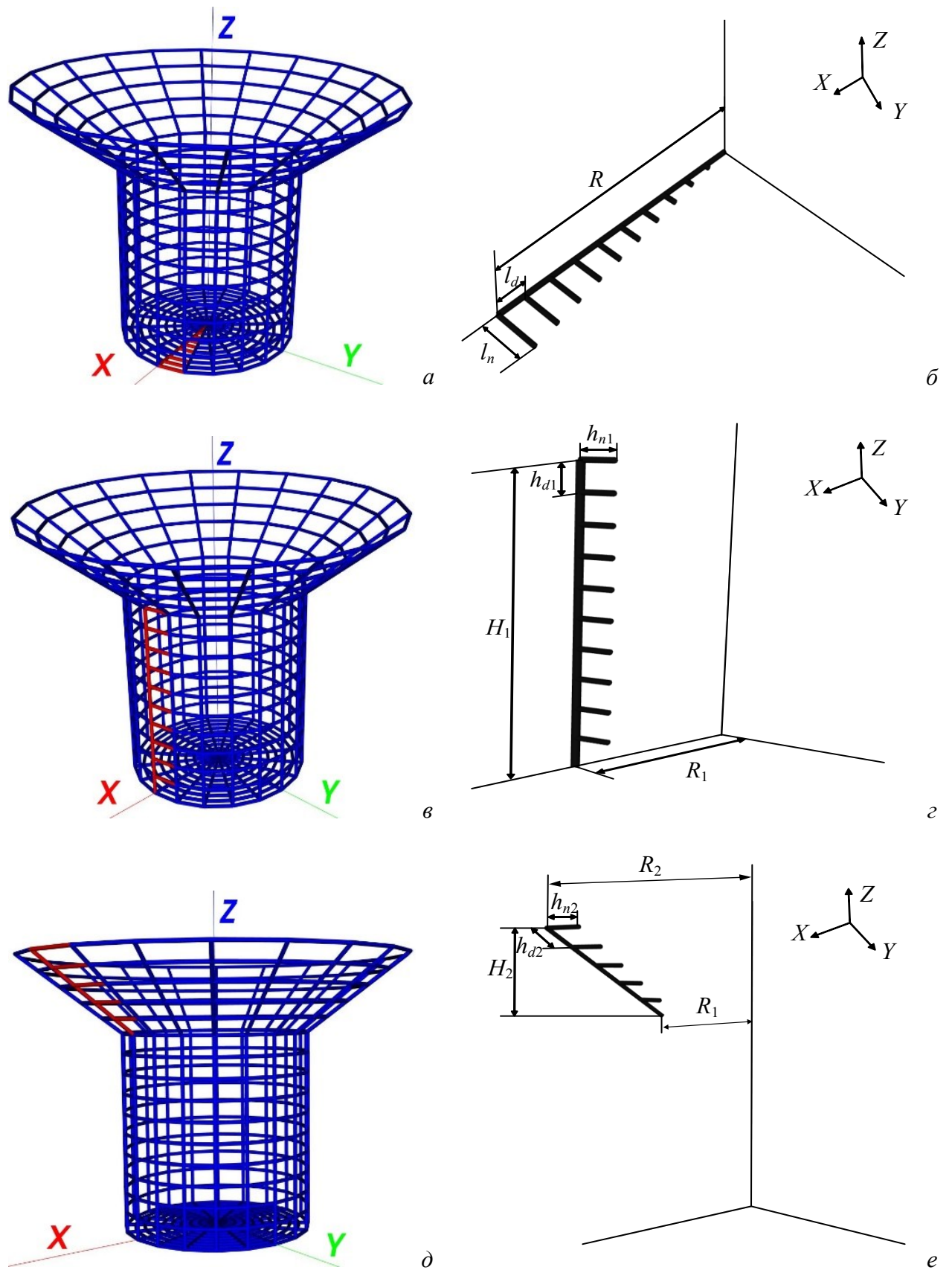


Рисунок 2.2 – Построение одного участка нижней (а, б), регулярной (в, г) и нерегулярной (д, е) частей конической рупорной антенны

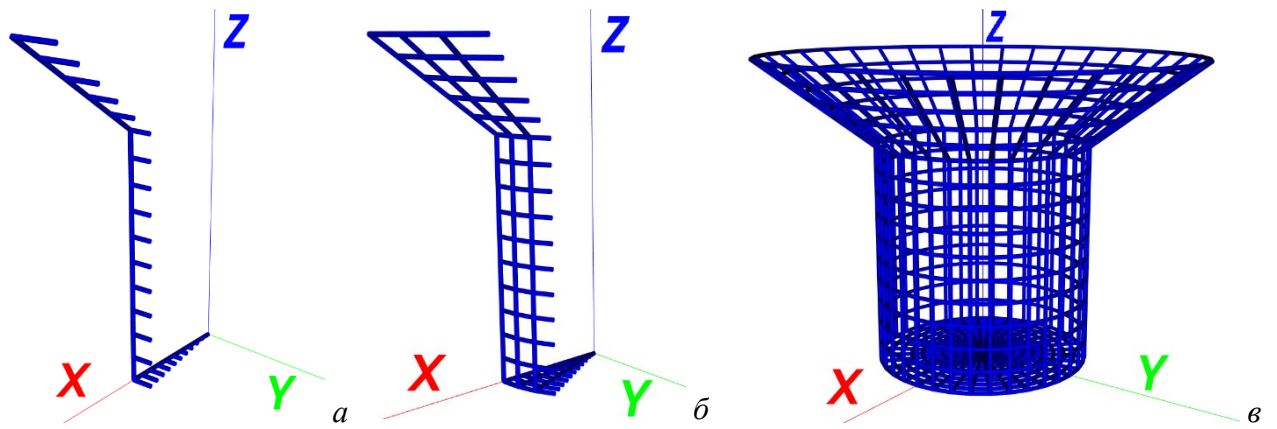


Рисунок 2.3 – Виды одного (а), трех (б) и всех (в) участков ПС конической рупорной антенны

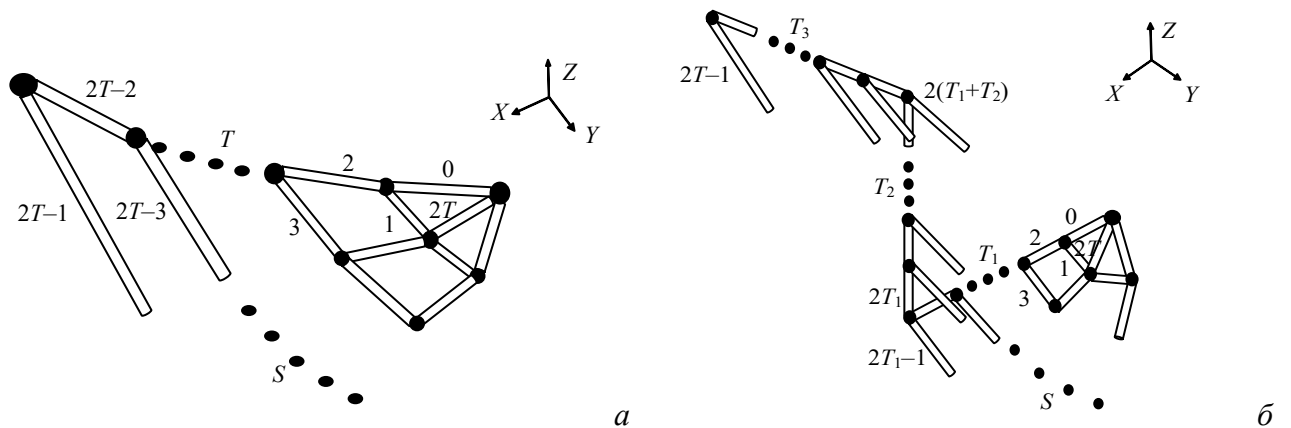


Рисунок 2.4 – Построение участка ПС рефлекторной (а) и конической рупорной (б) антенн

2.1.2 Соединяющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Для устранения технических сложностей изготовления разреженных структур, после АОТС, здесь АОТС модифицирована для соединения свободных проводов с основной ПС. Она названа соединяющей АОТС (САОТС). Далее она описана на примере рефлекторной антенны. Основная идея САОТС состоит в восстановлении радиальных проводов, идущих к свободным, путем их соединения с любым проводом сетки. Это обусловлено тем, что токи в антенне из ПС протекают больше в радиальных проводах, чем в концентрических. Рассматривается случай, когда свободный провод радиальный или концентрический. Сначала надо убедиться, что рассматриваемый провод свободный. Это зависит от наличия его соседних проводов, с которыми он электрически соединен в исходной сетке. Алгоритм работы САОТС показан на рисунке 2.5. После АОТС каждый провод в списке оставшихся проверяется. Если проверяемый провод подключен к основной ПС, то переходят к следующему. Если нет, то он считается свободным и выполняется дальнейшая процедура. При этом соответствующие радиальные провода из списка устранившихся восстанавливаются, пока не будут подключены к основной структуре. Применение этого процесса ко всем проводам в списке оставшихся приводит к новому списку для получения разреженной антенны: без свободных проводов. Она может быть изготовлена проще.

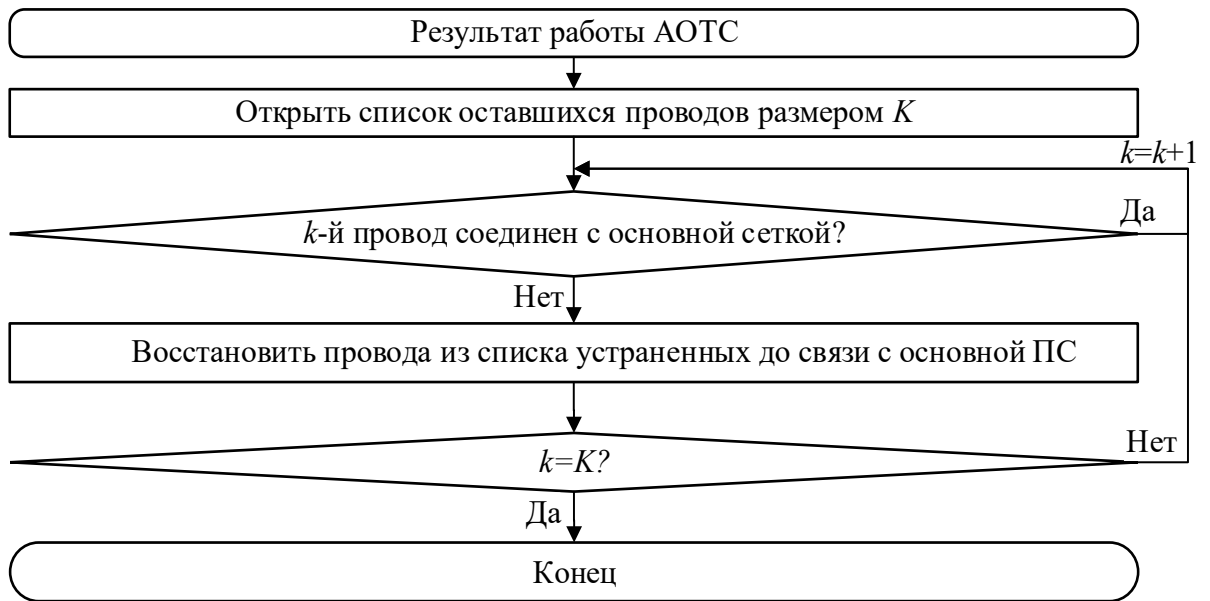


Рисунок 2.5 – Алгоритм работы САОТС

При проверке радиального провода (с номером a на рисунке 2.6а), проверяются все его соседние провода с номерами $a-1$, $a-2$ и $a-2T-1$. Если все эти провода исключены после АОТС, то провод a считается свободным. Затем САОТС восстанавливает радиальный провод с номером $a-2k$, где $k=1, 2, \dots, k_{max}$, где $k_{max}=1, 2, \dots, T$ в зависимости от уровня и участка сетки, где расположен провод a . Этот процесс продолжается до $k=k_{max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $a-2T-2k-1$, $a-2k-1$ или $a-2(k+1)$.

При проверке концентрического провода (с номером b на рисунке 2.6а), в первую очередь, проверяется наличие проводов с номерами $b-1$, $b-2T$, $b+2T-1$ и $b+2T$. Если все эти провода исключены после АОТС, то b считается свободным. Затем САОТС восстанавливает провода с номерами $b+1-2k$ (где $k=1, 2, \dots, k_{max}$, где $k_{max}=1, 2, \dots, T$). Этот процесс продолжается также до $k=k_{max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $b-2k-1$, $b-2k$ или $b-2T-2k$. Применение этой процедуры к каждому свободному проводу даёт структуру, где все провода электрически соединены (рисунок 2.6б).

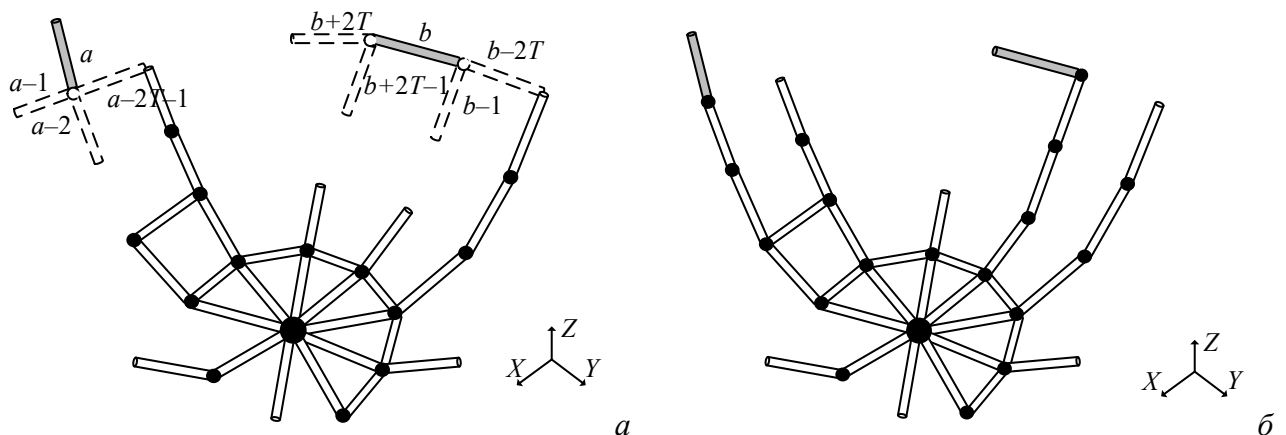


Рисунок 2.6 – Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и сетка после САОТС (б)

2.1.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Чтобы не осталось свободных проводов после АОТС, простейшая модификация АОТС заключается в их удалении. Это сохраняет целостность структуры и снижает вычислительные затраты при её использовании вместо исходной структуры в последующих моделированиях. Исходя из этого такую АОТС можно назвать устраняющей (УАОТС). После АОТС, УАОТС ищет свободные провода и удаляет их, оставляя только провода, подключенные к основной сетке.

Процесс проверки свободных проводов в УАОТС также рассматривает случай, когда свободный провод является радиальным или концентрическим (рисунок 2.7а). Проверка в УАОТС, как в САОТС, но если провод считается свободным, то удаляется. Проверка всех проводов приводит к структуре, где остаются только провода, соединенные между собой (рисунок 2.7б).

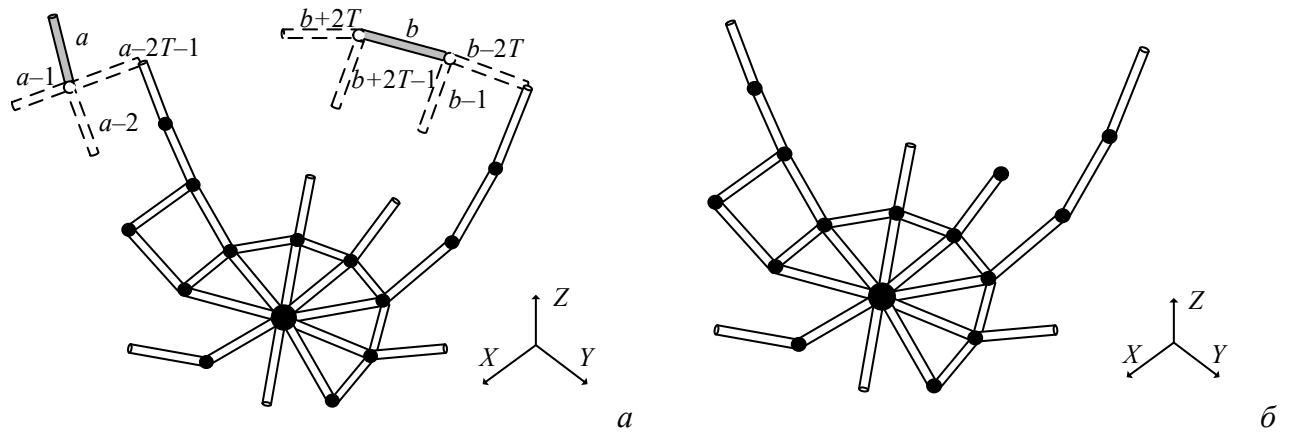


Рисунок 2.7 – Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и сетка после УАОТС (б)

2.1.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Еще одна модификация АОТС максимально возможно повторяет пути тока с меньшим количеством проводов. Она сохраняет целостность структуры и уменьшает массу антенны по сравнению с исходной структурой и даже полученной после САОТС. Этого можно добиться восстановлением только тех проводов, которые необходимы для установления связи между свободными проводами и ближайшими к ним проводами в сетке. Поэтому это можно назвать АОТС, соединяющей только ближайшие провода к свободным (СБАОТС). Реализация идеи заключается в том, что после АОТС проверяется, что удаление любого провода не обрывает связи между проводами, иначе восстанавливаются только те провода, которые необходимы для соединения этого провода с ближайшими к нему проводами.

Процедура проверки и восстановления при СБАОТС также рассматривает два случая со свободным проводом (рисунок 2.8). Для радиального провода (провод с номером a), сначала проверяется наличие провода с номерами $a-1$, $a-2$ и $a-2T-1$. Если все эти провода

исключены после АОТС, то a считается свободным. Затем СБАОТС проверяет провода с номерами $a-2T-2k$, где $k=1, 2, \dots, k_{max}$, где $k_{max}=1, 2, \dots, T$ в зависимости от уровня и участка сетки, где находится провод a . Если найден провод с такими номерами, СБАОТС восстанавливает концентрический провод (с номером $a-2T-2k+1$), соответствующий a , а если нет, то радиальный (с номером $a-2k$). Этот процесс продолжается до $k=k_{max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $a-2T-2k-1$, $a-2k-1$ или $a-2(k+1)$.

Для концентрических проводов (провода с номером b) сначала надо проверить провода с номерами $b-1$, $b-2T$, $b+2T-1$ и $b+2T$. Если все они исключены после АОТС, то провод b считается свободным. Затем СБАОТС проверяет провода с номерами $b+1-2T-2k$, где $k=1, 2, \dots, k_{max}$, где $k_{max}=1, 2, \dots, T$ в зависимости от уровня и участка сетки, где находится провод b . Если найден провод с такими номерами, СБАОТС восстанавливает концентрический провод (провод с номером $b-2T-2k+2$), соответствующий b , а если нет, то восстанавливается радиальный провод с номером $b+1-2k$. Этот процесс продолжается до $k=k_{max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $b-2k-1$, $b-2k$ или $b-2T-2k$. Применение этого к каждому проводу приводит к структуре, где все провода соединены друг с другом с меньшим числом восстановленных проводов (рисунок 2.8б).

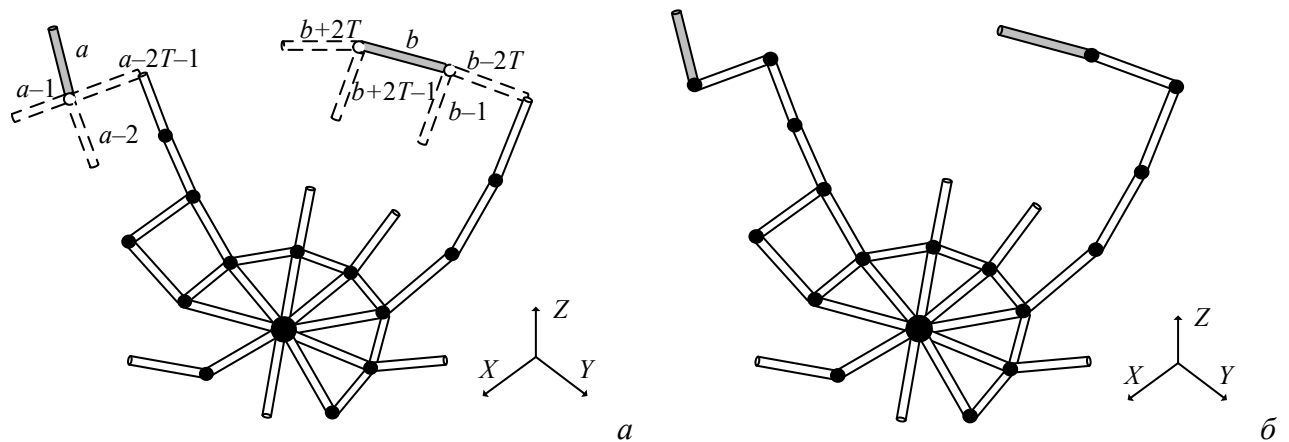


Рисунок 2.8 – Проверка свободных проводов после АОТС (а) и сетка после СБАОТС (б)

2.2 Модификация на основе координат проводов

Модификации АОТС основаны на геометрическом положении проводов в сетке, что ограничивает их точность. Более того, они применимы только к радиальным структурам из ПС, таким как рефлекторы и конические рупоры. В этой связи, здесь представлены модернизации АОТС для улучшения точности и расширения их применения на все типы структур из ПС. На их основе разработаны новые алгоритмы, использующие координаты начала и конца проводов с алгоритмом поиска свободных проводов и определения короткого пути для их соединения. Они отличаются повышенной точностью, эффективностью и универсальностью, что позволяет применять их к различным типам структур из ПС.

2.2.1 Недостатки модификации на основе геометрического положения

Для улучшения АОТС и её модификаций необходимо знать их основные принципы работы. Основная идея АОТС состоит в исключении проводов с малыми токами, так как их вклад в излучение поля незначителен. Согласно алгоритму АОТС, описанному в [2, 334], индексы проводов, нормированные модули токов которых ниже заданного ДУЭС, сохраняются в отдельном списке. Для создания разреженной антенны структура ПС строится заново, при этом провода с соответствующими индексами из списка исключаются. Хотя этот процесс полностью соответствует принципам АОТС, он усложняет построение разреженных структур. В этой связи, возникает необходимость улучшить АОТС, чтобы обеспечить возможность создания разреженных структур без повторного построения ПС.

АОТС приводит к появлению в разреженной структуре ПС некоторых проводов, которые не соединены с основной структурой. Это создает значительные сложности при производстве непечатных антенн. В работе [335] для решения этой проблемы предложена УАОТС. Основной её принцип заключается в выявлении всех изолированных (свободных) проводов и их удалении в процессе формирования разреженной структуры из ПС, оставляя только те провода, которые связаны с основной сеткой. В [335] данный подход реализован на основе геометрического расположения проводов в сетке, и выявлено устранение большинства свободных проводов, снизившее сложность изготовления непечатных разреженных антенн. Однако после АОТС некоторые провода оказываются соединенными между собой, но не соединены с основной структурой (рисунок 2.9а). В результате, после УАОТС такие группы проводов не удаляются, как можно наблюдать на рисунке 2.9б [335]. Поэтому необходимо усовершенствовать алгоритм, чтобы полностью устранить все сложности при производстве антенн. Это требует удаления не только отдельных свободных проводов, но и целых изолированных групп после применения УАОТС.

Для уменьшения трудностей при производстве разреженных антенн в работе [2] предложена САОТС. Основная её идея заключается в восстановлении радиальных проводов для соединения свободных проводов с основной структурой, поскольку токи, в основном, протекают именно по радиальным проводам. Это доказало свою эффективность, позволив создать непрерывную разреженную антенную структуру. Однако рост числа восстановленных проводов для соединений увеличивает массу разреженной антенны и вычислительные затраты на последующее моделирование.

Чтобы преодолеть эту проблему, в работе [335] предложена СБАОТС. Её основная идея заключается в восстановлении только тех проводов, которые необходимы для установления связи между свободными проводами и основной структурой. Алгоритм СБАОТС, представленный в [335], продемонстрировал свою эффективность, восстанавливая

меньшее количество проводов по сравнению с САОТС, что снижает массу и вычислительные затраты. Однако, как отмечается в [2] и [335], САОТС и СБАОТС основаны на геометрическом расположении проводов в сетке, что может приводить к восстановлению избыточного количества проводов в некоторых случаях (рисунок 2.10). Кроме того, это применимо только к структурам из ПС с радиальными проводами. Таким образом, необходимо усовершенствовать СБАОТС, обеспечив её корректную работу в различных ситуациях и применимость ко всем типам антенн из ПС.

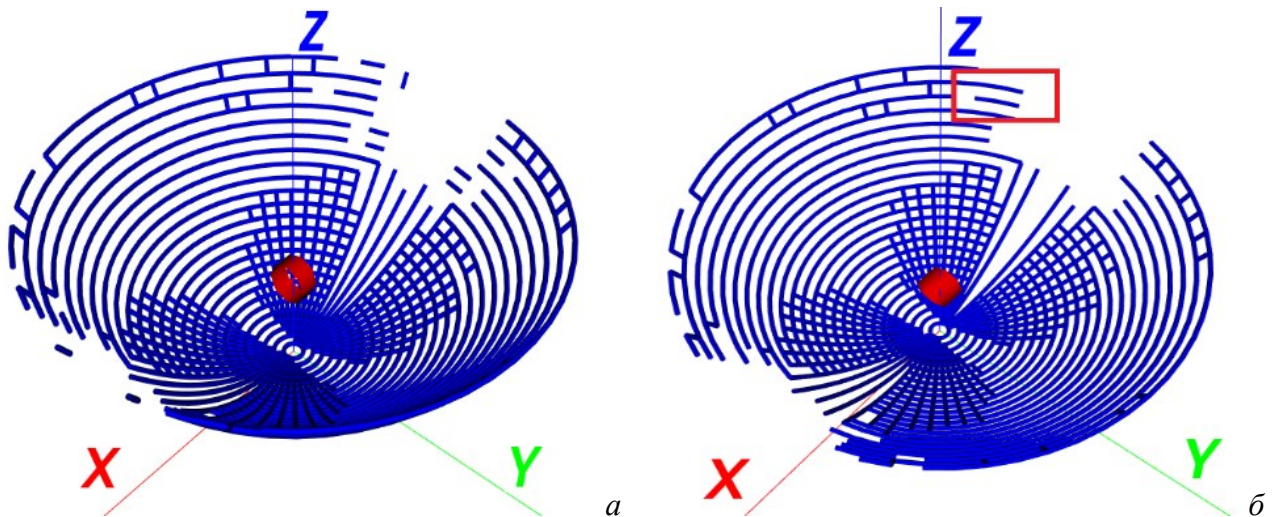


Рисунок 2.9 – Разреженные рефлекторные антенны после АОТС (а) и УАОТС с отмеченным недостатком (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС=10% [335]

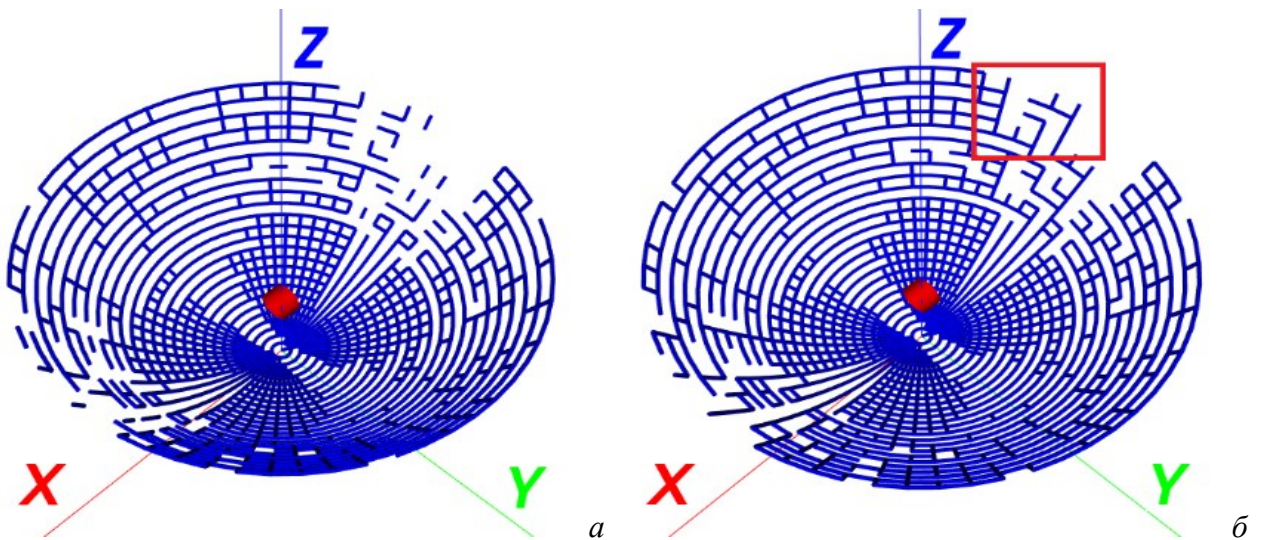


Рисунок 2.10 – Разреженные рефлекторные антенны после АОТС (а) и СБАОТС с отмеченным недостатком (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС=10% [335]

2.2.2 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Для развития и повышения точности АОТС и её модификаций их алгоритмы модернизированы на основе координат начала и конца проводов в ПС, а не их расположения в сетке. Алгоритм модернизированной АОТС представлен на рисунке 2.11.

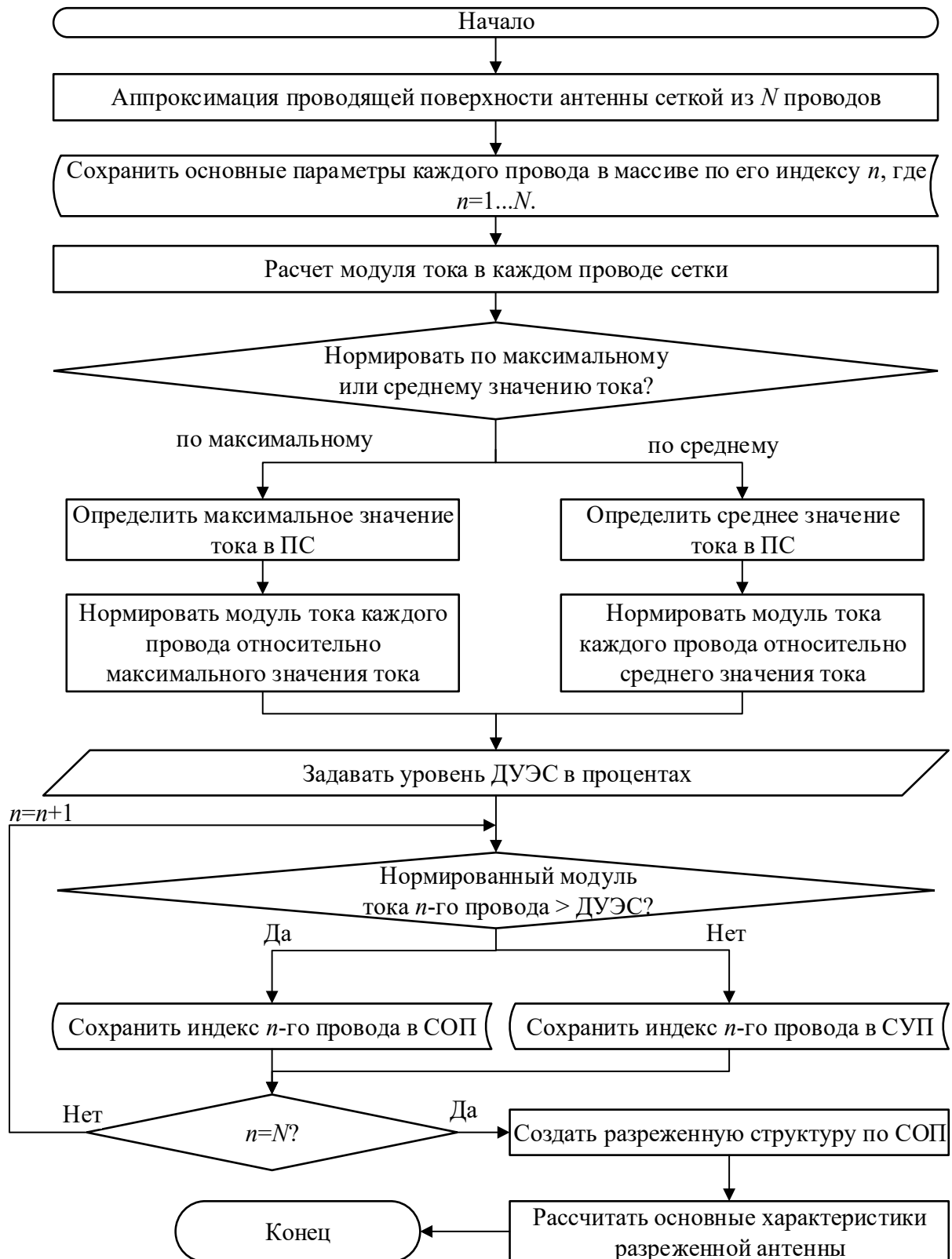


Рисунок 2.11 – Алгоритм модернизированной АОТС

При аппроксимации поверхности антенны с помощью ПС каждый провод в структуре получает уникальный и постоянный индекс. Основные параметры каждого провода, такие как координаты начала и конца, радиус и количество сегментов, сохраняются в соответствии с индексом провода в специальном массиве параметров провода (МПП). После решения

СЛАУ, полученной в результате МоМ, полученные токи в каждом проводе структуры также сохраняются в соответствии с их индексом в МПП. Затем, в соответствии с общим принципом работы АОТС, модули токов в проводах нормируются относительно максимального или среднего модуля тока в ПС, в зависимости от конкретной структуры. Необходимо указать конкретное значение ДУЭС (в процентах). Затем нормированный ток каждого провода сравнивается с ДУЭС. Провода с нормированным модулем тока меньше ДУЭС устраняются, а их индексы сохраняются в массиве, называемом списком устраненных проводов (СУП). Индексы оставшихся проводов с нормированным током больше ДУЭС сохраняются в массиве (размером $H < N$) под названием список оставшихся проводов (СОП).

На основе СОП оставшиеся провода поочередно восстанавливаются с помощью МПП по индексам. Этот процесс не зависит от процесса аппроксимации начальной структуры ПС, что позволяет быстрее и точнее создать разреженную структуру благодаря использованию отдельных массивов данных. По завершении построения всех проводов формируется разреженная антенна, после чего рассчитываются её характеристики.

2.2.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой

После АОТС могут оставаться свободные провода, несоединённые с основной структурой. Поэтому для УАОТС необходимо определить их в разреженной ПС. Для этого необходимо определить в разреженной ПС основную точку, к которой после АОТС будет присоединено большинство проводов сетки. Сначала координаты этой точки сохраняются в массиве координат соединенных точек (МКСТ), чтобы проверить существование пути к этой точке. По индексу каждого провода в СОП координаты их начальной (K_1) и конечной (K_2) точек получаются из МПП. Если координаты K_1 провода совпадают с координатами любой точки в МКСТ, то координаты K_2 этого провода добавляются в МКСТ. Аналогично, если координаты K_2 провода совпадают с координатами любой точки в МКСТ, то его координаты K_1 добавляются в МКСТ. Затем индекс этого провода сохраняется в списке соединенных проводов (ССП). Затем это повторяется для всех проводов в СОП, начиная с первого, исключая те провода, индексы которых добавлены в ССП. Данная процедура продолжается, пока не проверятся все провода в СОП. Провода с индексами, которые остались в СОП, но не в ССП, считаются свободными, а их индексы сохраняются в списке свободных проводов (ССвП).

Чтобы избежать разрыва соединения между оставшимися свободными проводами и основной сеткой после АОТС, УАОТС удаляет провода из МСвП и создаёт разреженную структуру только на основе МПП по индексам проводов в ССП. Алгоритм модернизированной УАОТС представлен на рисунке 2.12.

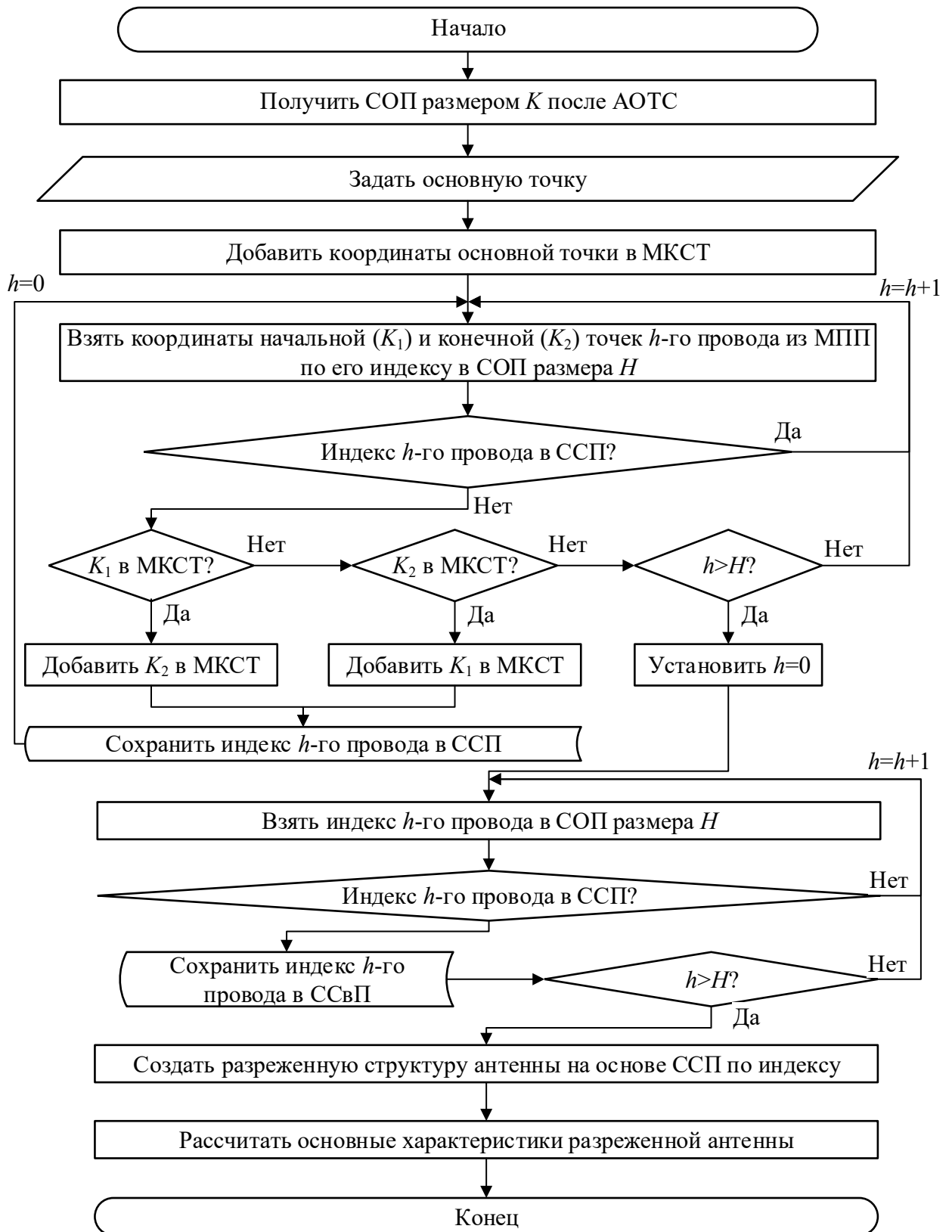


Рисунок 2.12 – Алгоритм модернизированной УАОТС

2.2.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Для модернизации СБАОТС разработан новый алгоритм, основанный на поиске в ширину (Breadth-First Search, BFS). Алгоритм BFS широко используется для поиска

кратчайшего пути от исходной вершины до целевой. Его работа заключается в обходе графа по уровням, начиная с исходной вершины и продвигаясь по соседним вершинам.

Граф, используемый в данном алгоритме, представляет собой структуру из «вершин» и «рёбер», которые соединяют эти вершины. По рёбрам графа можно переходить от одной вершины к другой. Алгоритм BFS сначала проходит по всем вершинам, ближайшим к исходной, а затем переходит на следующий уровень. Для наглядности, работа алгоритма представлена поэтапно (рисунок 2.13).

Шаг 1 – подготовка и начало работы. На нем необходимо задать исходную вершину, целевую вершину и граф. Чтобы избежать путаницы, вершины в графе обозначаются следующим образом: непосещённые вершины – «белые», вершины в списке очереди действий (СОД) – «серые», а посещённые вершины – «чёрные». В начале алгоритма все вершины в графе считаются непосещёнными и помечаются как «белые» (рисунок 2.13а). После задания исходной вершины алгоритм добавляет её в СОД и помечает как «серую» (рисунок 2.13б). Она становится текущей для проверки. Если исходная вершина совпадает с целевой, алгоритм завершает работу, но это редко происходит на практике.

Шаг 2 – поиск соседних вершин. На нем поочерёдно проверяется каждая соседняя для исходной вершина. Если соседняя вершина уже посещена (чёрная) или находится в СОД (серая), алгоритм переходит к проверке следующей соседней вершины. Если соседняя вершина ещё не посещена и не находится в СОД (белая), она добавляется в конец СОД и помечается как «серая» (рисунок 2.13в). Процесс продолжается пока все соседние вершины текущей не будут проверены.

Шаг 3 – переход к следующей вершине. После проверки всех соседних вершин текущая вершина помечается как посещённая (чёрная) (рисунок 2.13г). Алгоритм больше не возвращается к вершинам, помеченным чёрным цветом. Если текущая вершина целевая, работа завершается. После этого текущая вершина удаляется из СОД, а следующая в очереди становится текущей. Процесс повторяется по тем же принципам, что и на шаге 2. Важно отметить, что только после завершения проверки всех соседей исходной вершины алгоритм переходит на следующий уровень вершин (рисунок 2.13д). Это обеспечивает поэтапный обход графа по уровням.

Шаг 4 – завершение алгоритма. Если на шаге 3 проверяемая вершина совпадает с целевой, алгоритм завершает работу и возвращает кратчайший путь от исходной вершины до целевой. Если СОД становится пустой, это означает, что больше нет непосещённых (белых) и посещаемых (серых) вершин. Тогда алгоритм также завершает работу, что свидетельствует об отсутствии пути от исходной вершины к целевой (рисунок 2.13е).

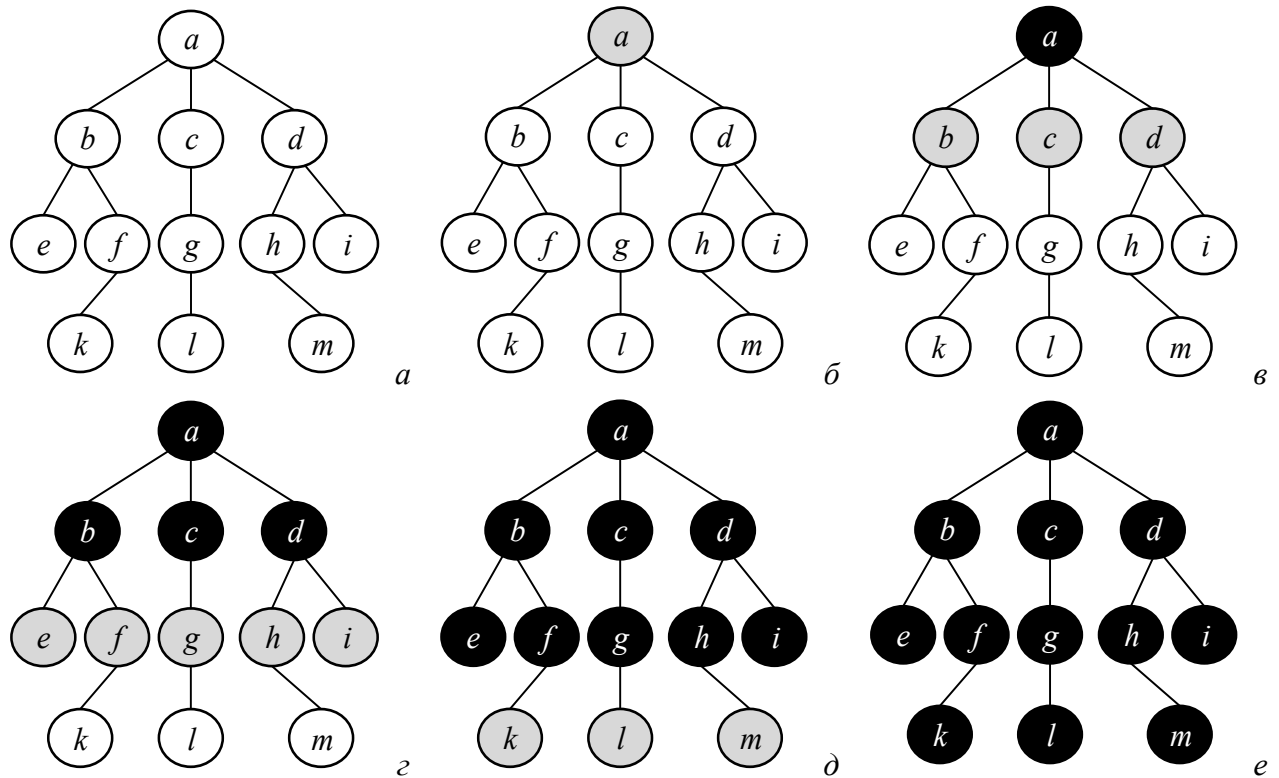


Рисунок 2.13 – Пример алгоритма поиска в ширину BFS

Основная идея СБАОТС заключается в том, что после АОТС восстанавливаются только провода для соединения между свободным проводом и соединёнными проводами сетки. Для этого, после получения ССП и ССвП, требуется дополнительная обработка. Сначала надо проверить соединение между всеми проводами в структуре. Связь провода с индексом n с другими проводами структуры проверяется по координатам его начала и конца из МПП. Другие провода в структуре, координаты начала или конца которых совпадают с координатами начала или конца провода с индексом n , считаются соединёнными с проводом с индексом n . Затем все индексы этих проводов хранятся в графе соединённых проводов (ГСП) на вершине n . Это повторяется для всех проводов в структуре, в итоге получается заполненный ГСП (размером N). Вершины ГСП – индексы всех проводов в структуре из ПС, а значения каждого узла – индексы проводов, соединённых на этой вершине.

Для соединения свободных проводов с основной структурой надо восстановить некоторые провода, удалённые после АОТС. Для этого используется алгоритм BFS, находящий кратчайший путь от начальной вершины до целевой. При этом начальная вершина имеет индекс свободного провода, а целевая – любого из ССП. После BFS формируется список индексов проводов, которые надо восстановить. На его основе восстанавливаются соответствующие провода, и их индексы добавляются в ССП. Применяя этот цикл ко всем свободным проводам из ССвП, можно получить разреженную структуру без свободных проводов. Алгоритм модернизированной СБАОТС представлен на рисунке 2.14.

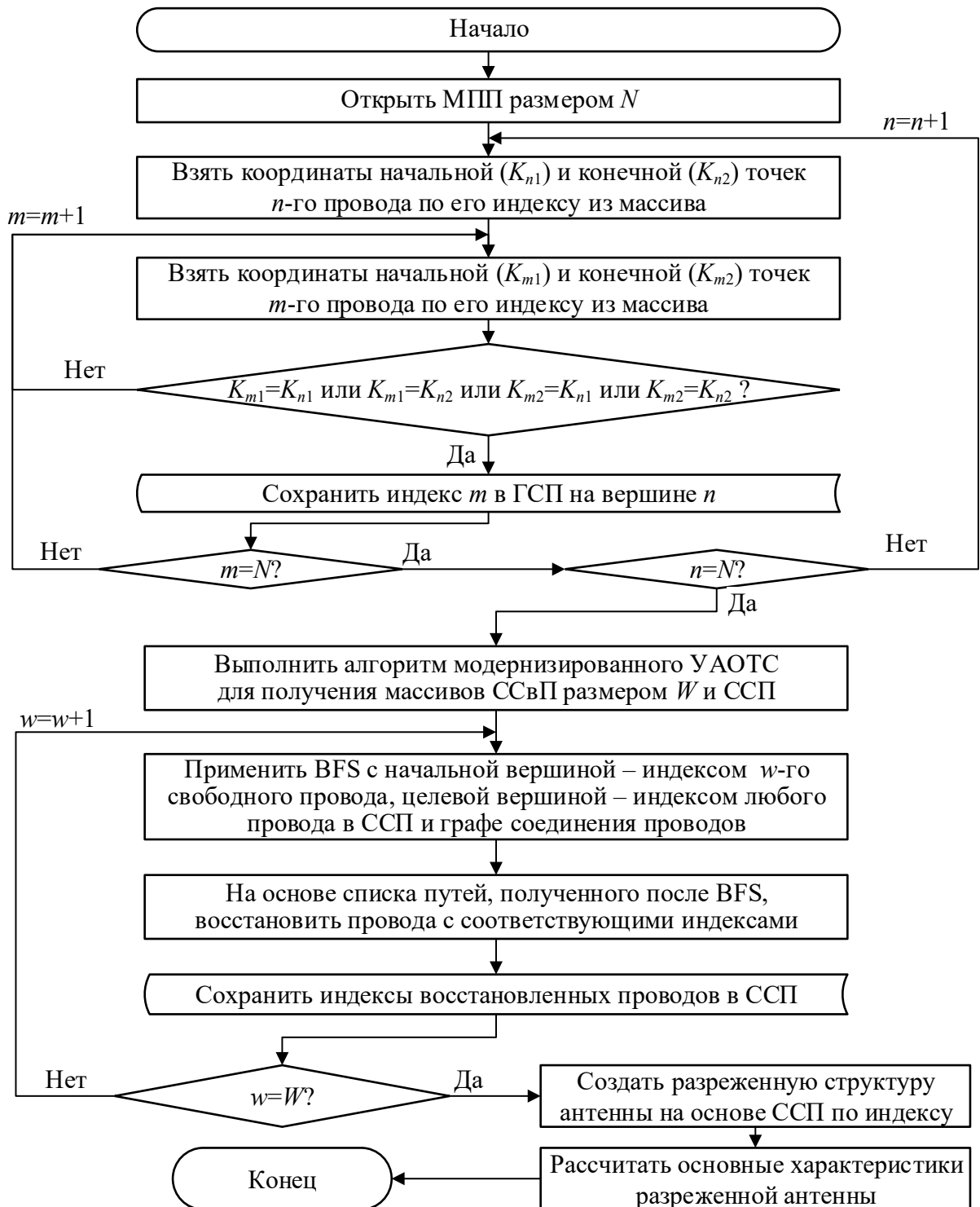


Рисунок 2.14 – Алгоритм модернизированной СБАОТС

2.2.5 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой на основе максимального тока

Разреженные структуры после УАОТС содержат меньше проводов, однако по характеристикам больше отличаются от исходной. В отличие от этого, СБАОТС восстанавливает меньше проводов, чем САОТС, но не контролирует ток в восстановленных проводах, в результате чего восстанавливается много проводов с низким током. Эффективнее подключать свободные провода к структуре, восстанавливая провода с большим током,

поскольку их вклад в излучение больше. Поэтому в данном пункте представляется модификация АОТС для создания разреженных структур, состоящих из соединенных проводов с максимальным током.

Далее представлен алгоритм на основе АОТС для создания разреженной структуры из соединенных проводов с максимальным током. Для удобства описания это названо максимально-токовой АОТС (МТАОТС). Основной алгоритм МТАОТС состоит из 5 этапов, представленных на рисунке 2.15.



Рисунок 2.15 – Алгоритм МТАОТС

Детали шагов 1–3 МТАОТС описаны выше в модернизированных алгоритмах АОТС, УАОТС и СБАОТС. После определения свободных проводов в разреженной ПС после АОТС, следует восстановление соединения этих проводов с основной ПС, приоритетное для проводов с максимальным током. Сначала из ССВП берется индекс свободного провода и сохраняется в списке требуемых восстановления проводов (СТВП). Затем этот свободный провод обозначается как эталонный. Индексы проводов, подключенных к эталонному проводу, определяются из ГСП на основе индекса эталонного провода. Используя эти индексы, из МПП получают модули тока соответствующих проводов и сравниваются друг с другом. Определяется провод с наибольшим модулем тока среди этих проводов. Индекс этого провода сохраняется в СТВП. Теперь этот провод определяется как новый эталонный провод. Сравнение модулей тока в проводах, подключенных к эталонному, повторяется, исключая все провода, уже находящиеся в СТВП. Это продолжается, пока не будет найден индекс провода с наибольшим током в ССП. Затем индексы всех проводов в СТВП переводятся в ССП. Эта процедура применяется к каждому свободному проводу, в результате чего получается полный список ССП, включающий все подсоединенные провода с максимальным током в них. После получения полного ССП, провода строятся с

соответствующими параметрами, сохраненными в МПП в соответствии с их индексом. В результате получается разреженная структура из ПС все соединяющие провода, которой с максимальным током. Затем рассчитываются и сохраняются характеристики полученной разреженной ПС. Подробный алгоритм этих этапов показан на рисунке 2.16.

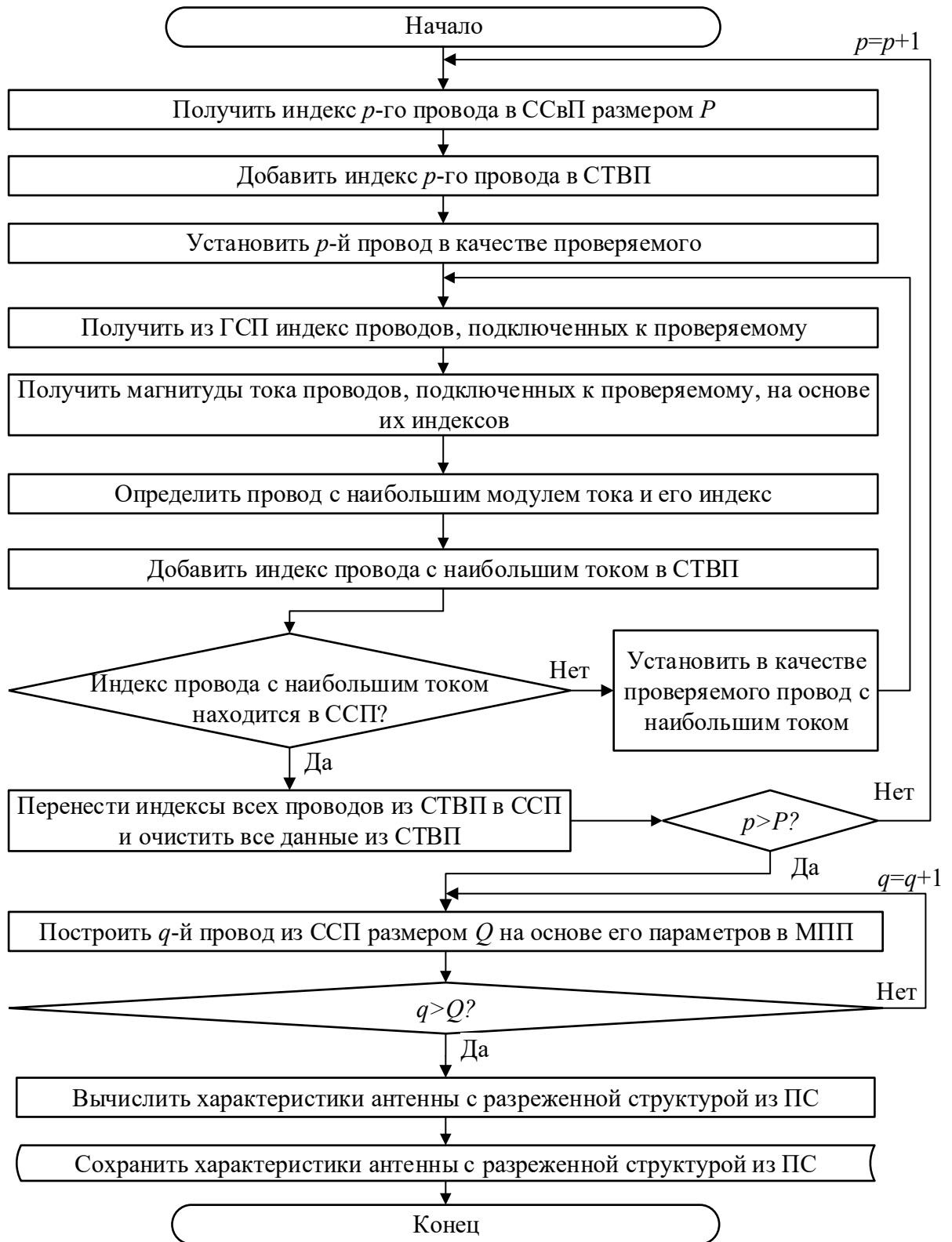


Рисунок 2.16 – Детализация шагов 4 и 5 алгоритма МТАОТС

2.3 Основные результаты раздела

Представлено развитие АОТС. Показано, что с помощью модификации АОТС можно получить разреженную антенну, позволяющую не только снизить технические трудности при её изготовлении, но и использовать её в последующем моделировании с минимальными вычислительными затратами, достигая при этом приемлемого сохранения характеристик по сравнению с исходными.

Описано построение поверхностей антенн с помощью ПС. Пояснено получение разреженных антенн на основе геометрического расположения проводов в сетке (АОТС, САОТС, СБАОТС, УАОТС), применимое только к радиальным структурам из ПС, таким как рефлекторные и конические рупорные антенны.

Предложены модернизации АОТС, УАОТС и СБАОТС. На основе АОТС и её модификаций разработаны новые алгоритмы, использующие координаты начала и конца проводов в сочетании с алгоритмом поиска свободных проводов и определения короткого пути для их соединения. Эти алгоритмы отличаются повышенной точностью, эффективностью и универсальностью, что позволяет применять их к различным типам структур из ПС. Также представлена модифицированная АОТС для создания разреженной структуры из соединяющих проводов с максимальным током.

3. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН

Для применения АОТС и её модификаций необходимо точно аппроксимировать сплошную металлическую поверхность традиционной антенны посредством ПС и рассчитать распределение тока вдоль каждого провода в ней. Для правильной аппроксимации сплошной металлической антенны посредством ПС, в [346] были собраны и представлены рекомендации из различных исследований. Они доказали свою эффективность при моделировании различных типов антенн: дипольных, биконических и рупорных. Однако АОТС основана на токе в каждом проводе сетки. Для получения разреженной структуры после АОТС необходимо точно аппроксимировать проводящую поверхность антенны с помощью ПС и рассчитать ток в каждом проводе сетки, не деля его на сегменты. Однако рекомендации в [346], в основном, направлены на создание структур из ПС для различных типов антенн, а некоторые из них предложены только для определенных типов антенн. Кроме того, в этих рекомендациях предлагается разделить провода в сетке на несколько сегментов, что приводит к различным токам в каждом проводе сетки. В результате, созданная в соответствии с рекомендациями из [346] структура из ПС не может быть исходной для создания разреженной антенны после АОТС. Поэтому разработаны новые рекомендации по проектированию исходных структур из ПС для рупорных, конических рупорных и рефлекторных антенн, на основе которых могут быть созданы разреженные структуры после АОТС. Кроме того, рассмотрены нормирования тока, поскольку они напрямую влияют на уменьшение массы разреженных структур. Материал раздела описан в [347–352].

3.1 Рекомендации для создания рупорных разреженных антенн

3.1.1 Рекомендации для рупорных антенн

Для аппроксимации проводящей поверхности антенны посредством ПС обобщенные и предложенные в [346] рекомендации можно объединить в следующие группы:

Общие рекомендации:

1. Длина волны (λ) и длина тонкого провода должны быть больше его радиуса.
2. Число сегментов электрически короткой дипольной антенны должно быть 12–16.
3. Число сегментов для отдельных проводов (с более 10 сегментами) должно быть установлено в зависимости от частоты возбуждения (если в диапазоне, то наибольшей).
4. Длина сегментов должна быть больше их радиуса в 5 раз (иногда в 8–10 раз).

Общие рекомендации для ПС:

5. Провода ПС должны быть электрически соединены, не пересекаясь по длине.

6. Закороченный провод ПС должен быть представлен 3 или более сегментами (8–10 для электрически коротких и несимметричных антенн).

7. Расстояние между параллельными проводами ПС должно быть в 4 раза больше их радиуса (a_s).

8. Длины соединяемых проводов ПС не должны сильно отличаться, а отношение их длин не должно превышать 15. В случае параллельных проводов число их сегментов должно быть одинаковым.

9. Провод возбуждения длиной (l_f) и радиусом (a_f) для ПС должен быть представлен $N_f=3$ сегментами одинаковой длины (источник находится в центральном сегменте).

10. В большинстве структур из ПС длина сегмента (S_1) должна быть меньше $\lambda/10$. Для больших структур из ПС S_1 может быть увеличена, но не должна быть больше $\lambda/5$, а для сложных структур из ПС S_1 должна быть меньше $\lambda/20$ (но не меньше $\lambda/10000$).

11. Для большинства из ПС структур подходящий размер ячейки (Δ) сетки составляет $\lambda_0/10$ (λ_0 – длина волны на центральной частоте).

12. Для структур из ПС с квадратными ячейками a_s определяется относительно Δ с помощью правила равной площади $a_s=\Delta/2\pi$.

13. Для структур из ПС с прямоугольными ячейками a_s определяется относительно длины меньшей стороны ячейки (Δ_2) по правилу равной площади как $a_s=\Delta_2/2\pi$.

14. Для структур из ПС с неровной поверхностью a_s определяется по обобщенному правилу равных площадей $a_s=(A_1+A_2)/4\pi\Delta$ (где A_1 и A_2 – площади треугольной и квадратной ячеек криволинейной поверхности).

Специальные рекомендации для ПС:

15. Для симметричной структуры антенны из ПС в трех плоскостях концентрические провода можно не использовать, так как модуль тока в них значительно меньше, чем в других проводах (т.е. их вклад в излучение незначителен).

16. Для симметричной биконической антенной структуры из ПС в трех плоскостях требуются только радиальные провода, а их оптимальное общее число равно 128.

17. Для симметричной рупорной антенны из ПС в двух плоскостях оптимальное число ячеек сетки по длине структуры равно 32.

18. Для симметричных структур из ПС, S_1 , a_s и a_f определяются как $S_1=\lambda/n$, где $n=10, 20, 40$, $a_s=S_1/10$, $a_f=S_1/5$, соответственно.

19. Для симметричных структур из ПС провод возбуждения должен быть аппроксимирован одним сегментом ($N_f=1$).

Эти рекомендации универсальны для точного моделирования различных типов антенн посредством ПС. Однако разработанные по ним ПС не подходят для получения разреженных рупорных антенны с помощью АОТС. Это связано с тем, что:

20. Рекомендации 6, 10 и 18 не подходят для проектирования исходной структуры из ПС (с N сегментами) перед АОТС, поскольку АОТС основана на специфическом свойстве СЛАУ, включающей матрицу импеданса (с размером $N \times N$) и векторы тока и возбуждения (с размером N). Это свойство состоит в том, что влияние любого сегмента на элементы матрицы и векторов СЛАУ ограничено только соответствующими элементами этого сегмента. Однако АОТС не может использовать это преимущество, когда провод представлен более чем одним сегментом, поскольку невозможно исключить сегмент из ПС.

21. Рекомендации 2 и 3 также не подходят для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС по той же причине, которая уже была указана в рекомендации 20, а также из-за того, что они относятся к отдельным проводам, а не к ПС.

22. Рекомендации 15 и 16 также не подходят для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС, поскольку в них не рассматриваются рупорные антенны.

23. Рекомендации 9, 18 и 19 не подходят для проектирования источника возбуждения исходной структуры из ПС до АОТС, потому что они сделаны для некоторых конкретных типов антенн из ПС при проектировании их структуры по рекомендациям 10–17.

24. Рекомендации 11 и 17 не подходят для расчета Δ и числа ячеек исходной структуры из ПС до АОТС из-за той же причины, которая описана в рекомендации 23.

25. Рекомендация 4 не подходит для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС, поскольку она составлена для отдельных проводов. Тем не менее, она будет частично учитываться в рекомендациях 31 для a_s и 38 для a_f .

26. Рекомендации 13 и 14 не подходят для расчета a_s исходной структуры из ПС до АОТС, поскольку рекомендация 13 относится к прямоугольной форме ячеек, а не к трапецевидной, как в случае с ячейками неправильной формы рупорной антенны, а рекомендация 14 относится к ячейкам с кривой поверхностью.

27. Рекомендация 7 не подходит для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС. Тем не менее, она будет частично учитываться в рекомендации 31.

28. Рекомендация 8 не подходит для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС. Тем не менее, она будет частично учитываться в рекомендациях 32–36.

Следовательно, надо модифицировать некоторые из рекомендаций. Для пояснения, на рисунке 3.1 показан изометрический вид рупора. Он состоит из регулярной и нерегулярной частей. Геометрическими параметрами регулярной части являются длина a_1 , ширина b_1 и высота l_1 , а нерегулярной – длина a_2 , ширина b_2 и высота l_2 .

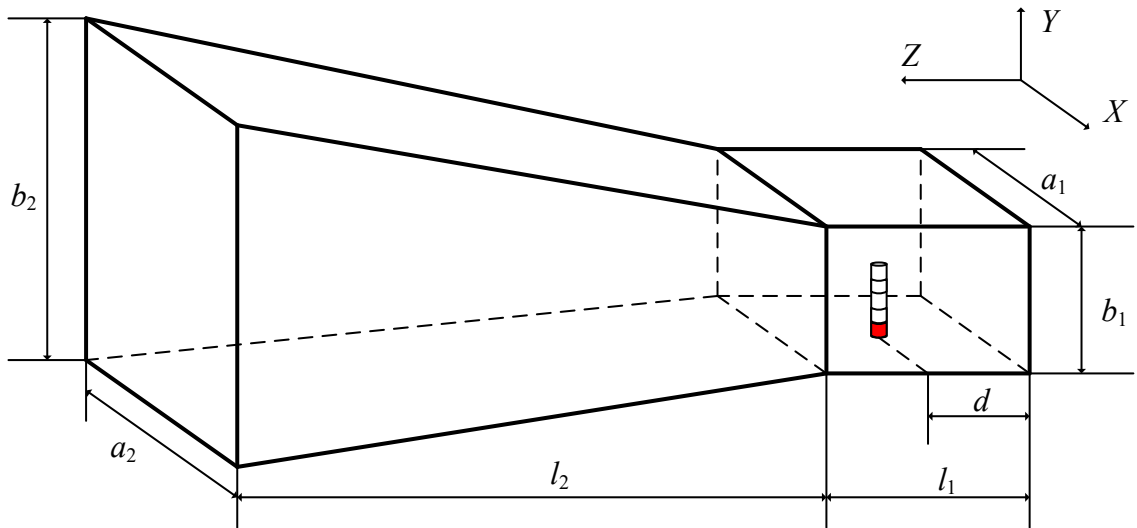


Рисунок 3.1 – Изометрический вид рупорной антенны с геометрическими параметрами

Для создания исходных структур из ПС перед применением АОТС можно использовать следующие рекомендации:

29. Рекомендации 1 и 5 должны быть выполнены.
30. Каждый провод в структуре из ПС должен быть представлен одним сегментом (т.е. ток в этом проводе аппроксимируется одной базисной функцией).
31. Для исходной ПС a_s определяется в зависимости от толщины металла (t) антенны. Если t неизвестно, то для определения a_s можно применить только рекомендацию 12.
32. С учетом рекомендаций 10 и 11, Δ следует рассчитывать как (λ_0/k) , где $k=10-20$.
33. С учетом рекомендации 32 регулярные и нерегулярные части рупорной антенны вдоль оси OZ делятся на равные ячейки, а их число вдоль оси OZ определяется как $N_{ZR}=l_1/\Delta$ и $N_{ZI}=l_2/\Delta$, соответственно. N_{ZR} и N_{ZI} следует округлять до ближайшего целого.
34. С учетом рекомендации 32 регулярная часть рупорной антенной структуры делится на $N_{XR}=a_1/\Delta$ ячеек вдоль оси OX и $N_{YR}=b_1/\Delta$ ячеек вдоль оси OY.
35. С учетом рекомендаций 5 и 32–34, и поскольку a_2 и b_2 не равны a_1 и b_1 , число ячеек нерегулярной части рупорной антенны вдоль осей OX и OY (N_{XI} и N_{YI}) может быть получено умножением N_{XR} и N_{YR} на p , где p – целое, зависящие от соотношения a_2 и b_2 с a_1 и b_1 (обычно $p=1$ или $p=2$ достаточно для точных результатов).
36. Учитывая рекомендацию 35, нерегулярная часть рупорной антенной структуры разделена на $N_{XI}=p \times N_{XR}$ ячеек вдоль оси OX и $N_{YI}=p \times N_{YR}$ ячеек вдоль оси OY.
37. Если рупорная антенна возбуждается с помощью коаксиального фидерного пробника в её регулярной части, то для возбуждения её ПС необходимо провод, содержащий источник, подключить непосредственно и перпендикулярно к сетке регулярной части рупорной антенны. Этот провод можно расположить на расстоянии $d=0,2 \div 0,25\lambda_0$ от её замкнутой поверхности (рисунок 3.1), если d не было определено ранее.

38. Учитывая рекомендацию 37, если l_f и a_f не были определены ранее, их рассчитывают, как $l_f + a_f = 0,22\lambda_0$. По рекомендации 1 лучше выбрать $l_f = 0,2\lambda_0$ и $a_f = 0,02\lambda_0$.

39. Провод возбуждения должен быть разделен на N_f сегментов, а источник расположен на сегменте 1, подключенном к ПС. Если $l_f = 0,2\lambda_0$ и $a_f = 0,02\lambda_0$, то $N_f = 5$.

40. Для выполнения требований рекомендации 5 надо учитывать следующие условия. На рисунке 3.2 показаны различные случаи расположения возбуждающего провода и способ его подключения к ПС. Они различаются в зависимости от двух факторов. Первый – целое d/Δ , т.е. провод возбуждения располагается в точке на проводе сетки на расстоянии d вдоль оси OZ кратном Δ . Второй – четное целое N_{XR} , т.е. возбуждающий провод расположен в точке на проводе сетки на расстоянии вдоль оси OX кратном Δ . Исходя из этого, можно определить 4 различных случая: случай 1 – d/Δ целое и N_{XR} четное (рисунок 3.2а), случай 2 – d/Δ нецелое и N_{XR} четное (рисунок 3.2б), случай 3 – d/Δ целое и N_{XR} нечетное (рисунок 3.2в), случай 4 – d/Δ нецелое и N_{XR} нечетное (рисунок 3.2г). Для случая 1 можно непосредственно использовать рекомендации 37–39. В случаях 2 и 3 провод возбуждения подключается к ПС в точке, расположенной на одном из его проводов и не совпадающей ни с одной другой точкой подключения. Поэтому этот провод должен быть разделен на 2 провода, соединенных в этой точке. В случае 4 провод возбуждения подключен к ПС в точке, которая не расположена на одном из его проводов и не совпадает ни с одной другой точкой подключения. Поэтому необходимо добавить к ПС 4 провода, соединенных друг с другом в этой точке.

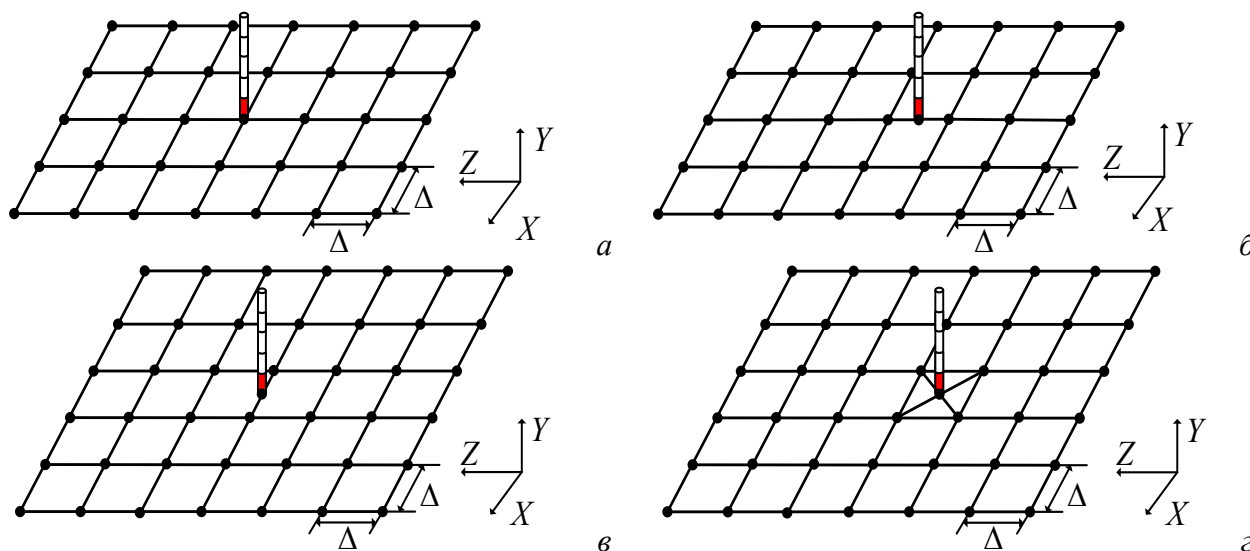


Рисунок 3.2 – Случаи 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г) подключения провода возбуждения к ПС

3.1.2 Результаты применения рекомендаций для рупорных антенн

Для проверки эффективности рекомендаций рассматриваются рупорные антенны из работ [353–354, 355]. Эти антенны разработаны с различными размерами для UHF, X и К/Ка диапазонов частот. Их геометрические параметры, а также диапазоны рабочих частот и

центральные частоты (f_0) приведены в таблице 3.1. В таблице 3.2 приведены параметры и настройки ПС в соответствии с предложенными выше рекомендациями. Полученные исходные структуры из ПС для рассматриваемых антенн показаны на рисунке 3.3. Для оценки эффективности этих ПС их КУ_{макс}, $|S_{11}|$ и коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), сравниваются с полученными численными методами и экспериментально в работах [353–355]. Частотные зависимости этих характеристик для каждой антенны показаны на рисунках 3.4, 3.5 и 3.6, соответственно.

Таблица 3.1 – Геометрические параметры и диапазоны рабочих частот для рассматриваемых рупорных антенн

Параметры	Модель рупорной антенны		
	UHF-диапазон [353]	X-диапазон [354]	K/Ка-диапазон [355]
Диапазон частот, ГГц	0,7–1,3	8–12	18–38
f_0 , ГГц	0,915	10	28
λ_0 , мм	327,87	30	10,71
a_1 , мм	240	22,86	8,35
b_1 , мм	120	10,16	3,85
a_2 , мм	450	32	22
b_2 , мм	320	32	17,15
l_1 , мм	110	30	4,32
l_2 , мм	250	50	13,25
t , мм	7	0,5	0,4

Таблица 3.2 – Параметры проектирования ПС

Параметры	Модель рупорной антенны		
	UHF-диапазон [353]	X-диапазон [354]	K/Ка-диапазон [355]
k	11	12	12
N_{XI}	16	18	18
N_{YI}	8	8	8
N_{ZI}	8	20	14
N_{XR}	8	9	9
N_{YR}	4	4	4
N_{ZR}	4	12	5
N_S	5	5	5
a , мм	3,5	0,25	0,2
d , мм	67,5	7	2,16
L_S , мм	65,6	6	2,14
R_S , мм	6,56	0,6	0,21

Для рупорной антенны UHF-диапазона сравнение на рисунке 3.4 показывает хорошую согласованность между результатами измерений и полученными для структуры из ПС. Рассматривая $|S_{11}|$, можно заметить, что минимум для структуры из ПС составляет минус 34,5 дБ на частоте 855 МГц, в то время как для модели в CST – минус 39,1 дБ на частоте 840 МГц, в IE3D – минус 25,9 дБ на частоте 840 МГц и для прототипа – минус 34,1 дБ на частоте 860 МГц.

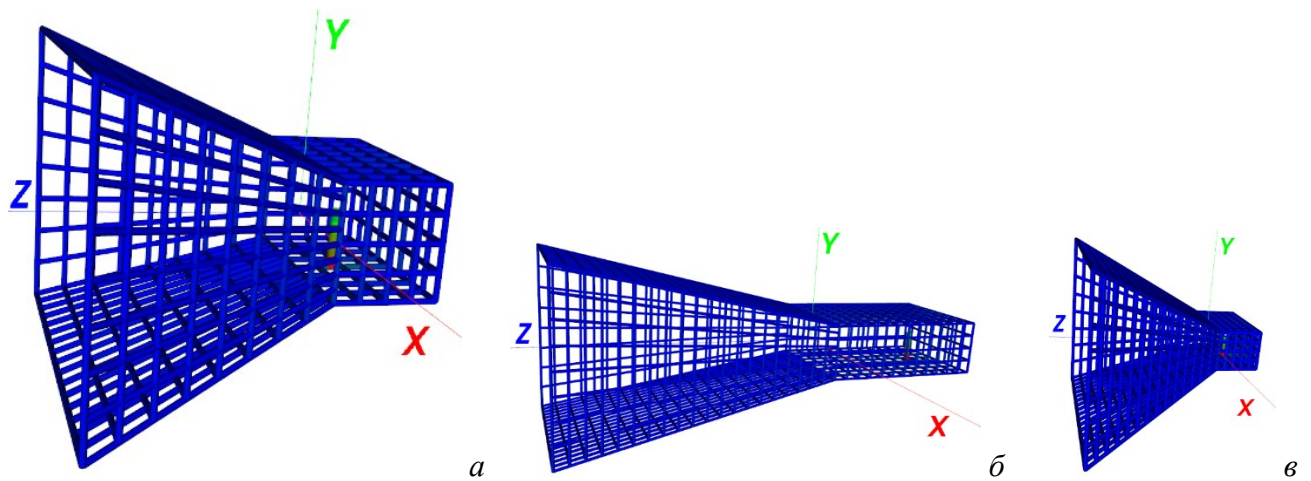


Рисунок 3.3 – Рупорные антенны из ПС в UHF (а), X (б) и К/Ка (в) диапазонах частот

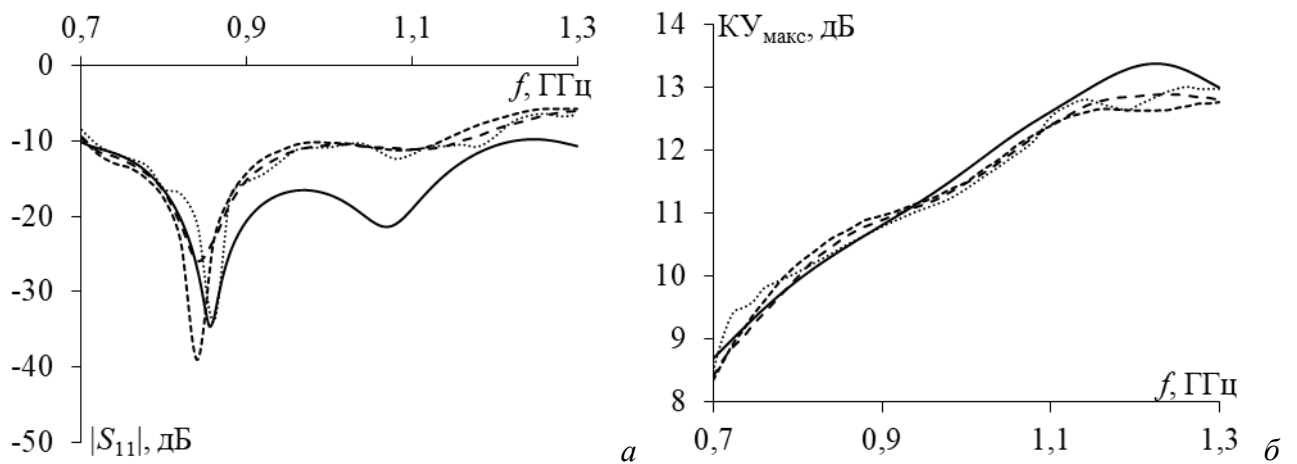


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\max}$ (б), полученные экспериментально (.....) и численно в CST (-.-), IE3D (- -) из [353] и ПС (—) для рупорной антенны UHF-диапазона

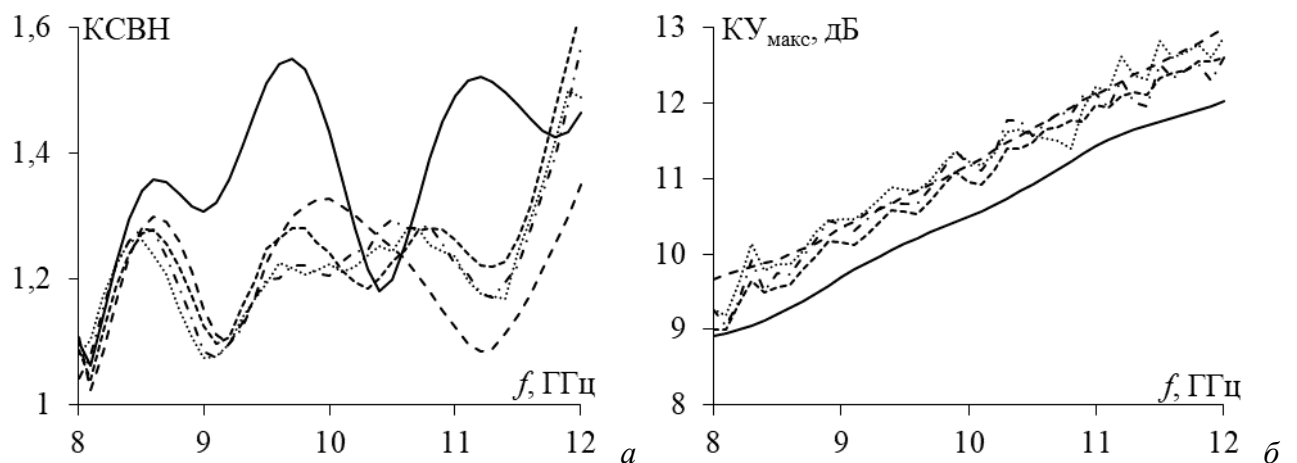


Рисунок 3.5 – Частотные зависимости КСВН (а) и $KU_{\max}$ (б), полученные экспериментально для металлической печати (---), медного (....) и металлического покрытий (---) и численно в HFSS (- -) из [354] и ПС (—) для рупорной антенны X-диапазона

Рабочая полоса частот для ПС ($|S_{11}| < -10$ дБ) немного больше, чем для рассчитанных и измеренных моделей в [353]. В частности, для структуры из ПС она составляет 0,52 ГГц (0,7–1,22 ГГц), прототипа – 0,48 ГГц (0,71–1,19 ГГц), CST-модели – 0,42 ГГц (0,71–1,13 ГГц),

IE3D-модели – 0,45 ГГц (0,71–1,16 ГГц). Результаты сравнения $KU_{\text{макс}}$ также показали хорошую согласованность. Примечательно, что $KU_{\text{макс}}$ для ПС несколько выше, чем для других моделей в диапазоне частот 0,95–1,3 ГГц.

Для рупорной антенны X-диапазона сравнение из рисунка 3.5 показывает, что результаты для ПС немного хуже измеренных для различных структур. Сравнение КСВН показывает, что для ПС он немного выше измеренных на большинстве частот в рассматриваемом диапазоне. Однако эти результаты все еще приемлемы, поскольку КСВН для ПС всегда меньше 1,6 и, по-прежнему, обеспечивает рабочую полосу в X-диапазоне (поскольку её $КСВН < 2$). Сравнение $KU_{\text{макс}}$ также показывает, что, хотя результаты для ПС ниже вычисленных и измеренных, различие между ними (всего около 0,5 дБ) вполне приемлемо.

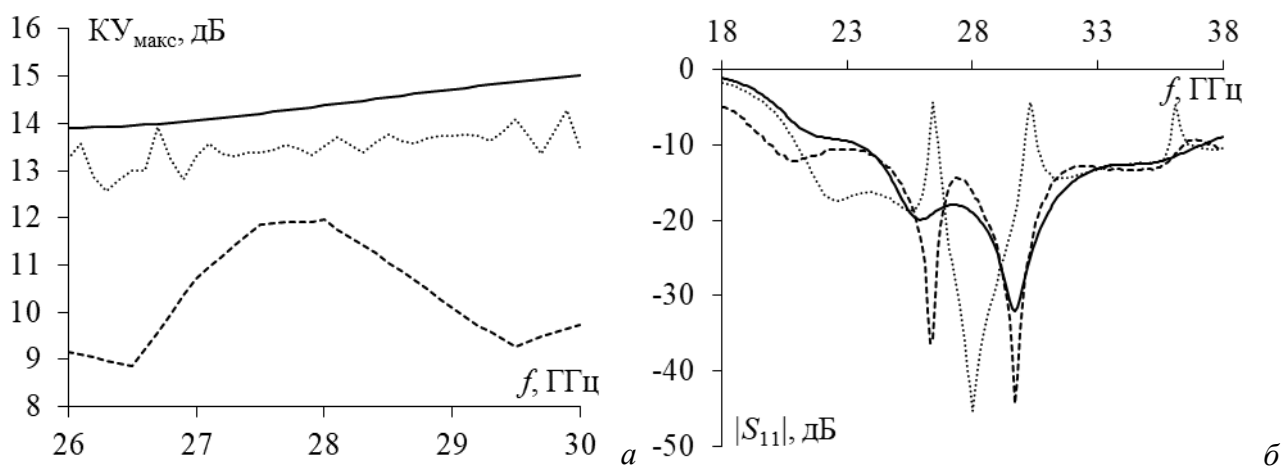


Рисунок 3.6 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а) и $|S_{11}|$ (б), полученные экспериментально (---) и численно в CST (···) из [355] и для ПС (—) рупорной антенны К/Ка-диапазона

Для рупорной антенны К/Ка-диапазона сравнение на рисунке 3.6 также показывает, что результаты для ПС ближе к измеренным, чем к вычисленным в CST. В частности, для $|S_{11}|$ рабочая полоса, полученная экспериментально, составляет 16,5 ГГц (19,9–36,4 ГГц), для модели в CST – 3,5 ГГц (26,6–30,1 ГГц), а для структуры из ПС – 13,6 ГГц (23,5–37,1 ГГц). Кроме того, резонансные частоты для измерений составляют 26,3 и 29,7 ГГц, для модели в CST – 25,5, 28,0 и 31,4 ГГц, а структуры из ПС – 25,9 и 29,7 ГГц. $KU_{\text{макс}}$ на рисунке 3.6б для структуры из ПС всегда выше вычисленных и измеренных. В частности, на частоте 28 ГГц $KU_{\text{макс}}$, полученный экспериментально, составляет 12,0 дБ, численно для модели в CST – 13,6 дБ, а для ПС – 14,4 дБ.

Все результаты сравнения показали эффективность рупорных структур из ПС, разработанных с использованием предложенных рекомендаций. Антенны из ПС могут быть использованы вместо сплошных металлических при моделировании и изготовлении, а также для создания разреженных антенн с меньшей массой с помощью АОТС.

3.2 Рекомендации для создания разреженных конических антенн

3.2.1 Рекомендации для конических рупорных антенн

Коническая рупорная антенна из ПС состоит из трех основных частей: базовой, регулярной и нерегулярной (рисунок 3.7). Геометрические параметры антенны: радиус базовой части (R_1), максимальный радиус нерегулярной части (R_2), высота регулярной части (H_1), высота нерегулярной части (H_2), длина нерегулярной части (L_2) и общая высота антенны (H). Для удобства описания предлагаемых рекомендаций изометрический вид конической рупорной антенны с её геометрическими параметрами представлен на рисунке 3.7.

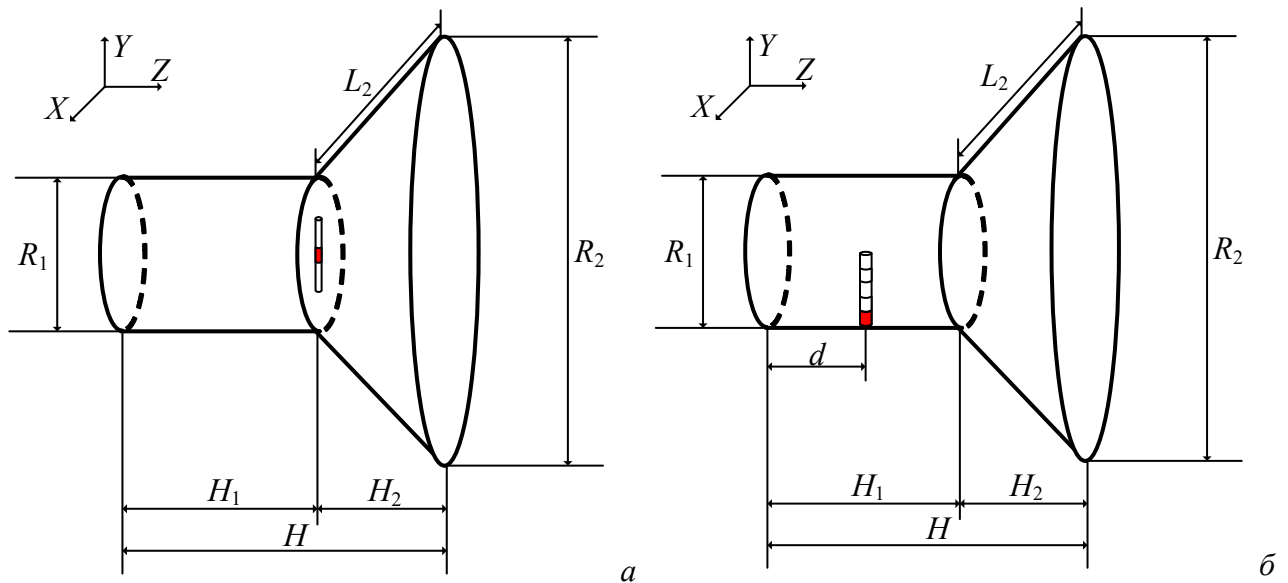


Рисунок 3.7 – Изометрический вид конической рупорной антенны с двумя эквивалентными моделями возбуждения: волновым портом (а) и коаксиальным фидерным пробником (б)

Большинство рекомендаций, представленных в [346], относится к проектированию структур из ПС для различных типов антенн, а некоторые из них предложены только для конкретных типов антенн. Тем не менее, этих рекомендаций недостаточно для создания исходной структуры из ПС, используемой для создания разреженной структуры из ПС с помощью АОТС. Поэтому актуальны модификация и добавление новых рекомендаций для создания исходной структуры из ПС для конкретных типов антенн. На основе этого разработано новое руководство по проектированию исходных конических рупорных антенных структур из ПС, пригодных для создания разреженных структур с помощью АОТС. Рекомендации, включенные в это руководство:

1. Радиус провода (a) должен быть значительно меньше длины провода (L), а также длины волны (λ) для рассматриваемой частоты.
2. Провода в ПС должны быть электрически соединены друг с другом и формировать узел в точке соединения. Это означает, что соединяемые провода должны иметь одинаковые

координаты начальной или конечной точки, чтобы они не пересекались друг с другом (рисунок 3.8).

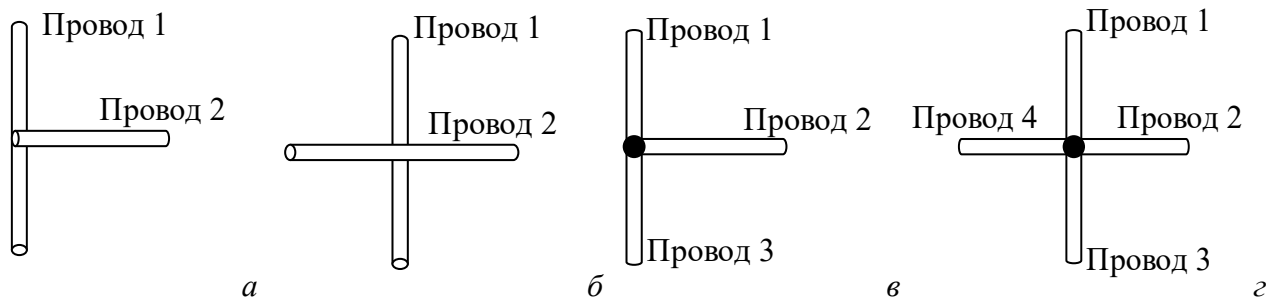


Рисунок 3.8 – Неправильные (а, б) и правильные (в, г) подключения проводов

3. Рекомендации в [346] предлагают разделить провода в ПС на несколько сегментов по отношению к λ . Это приводит к получению различных токов для каждого сегмента. Однако АОТС основана на обработке распределения тока в исходной структуре из ПС для каждого провода в отдельности. Поэтому провода должны быть представлены одним сегментом, в котором определяют модуль тока.

4. Радиус провода (a_s) в исходной структуре из ПС конической рупорной антенны может быть определен как половина толщины (t) сплошной металлической структуры антенны. Однако, t гораздо больше ячейки (Δ) ПС, то рекомендация 1 не выполняется. В этом случае a_s можно взять в диапазоне от $t/3$ до $t/5$. Если t мало по сравнению с Δ , то Δ можно уменьшить по рекомендации 1 или увеличить a_s на t или $2t$, чтобы обеспечить необходимую жесткость конструкции. При неизвестном t можно определить a_s по рекомендации 1.

5. Для аппроксимации металлической поверхности конической рупорной антенны посредством ПС рекомендуется использовать радиальные и концентрические провода для всей структуры.

6. С учетом рекомендаций 1–5, Δ можно определить, как λ_0/k , где λ_0 – длина волны на центральной частоте, а k находится в диапазоне 10–20. Если $a_s \ll \Delta$, k можно увеличить до 30.

7. С учетом рекомендации 6, число используемых радиальных проводов ПС одинаково для всех частей конического рупора и определяется как $N_R = 2\pi R_1/\Delta$.

8. С учетом рекомендации 6 число используемых концентрических проводов ПС базовой, регулярной и нерегулярной частей конического рупора определено как $N_{CB} = R_1/\Delta$, $N_{CR} = H_1/\Delta$ и $N_{CF} = L_2/\Delta$, соответственно.

9. Рекомендации по проектированию ПС для эквивалентных моделей возбуждения, приведенные в [346], не подходят для АОТС в связи с рекомендацией 3. Коническая рупорная антенна имеет две модели возбуждения: волновой порт и коаксиальный фидерный штырь. Их эквивалентные модели для исходных структур из ПС для конических рупорных антенных могут быть получены так:

9.1 Если коническая рупорная антенна возбуждается волновым портом (рисунок 3.7а), то рекомендуется использовать диполь (провод с отрезком фидера, расположенным в его середине) с длиной (l_w) в диапазоне $(0,3\lambda_0-0,5\lambda_0)$ и радиусом (a_w), значительно меньшим, чем l_w и λ_0 в соответствии с рекомендацией 1. Этот провод должен располагаться в середине плоской поверхности, разделяющей регулярную и нерегулярную части.

9.2 Если коническая рупорная антенна возбуждается коаксиальным фидерным штырём (рисунок 3.7б), то рекомендуется использовать провод, подключенный прямо и перпендикулярно к сетке регулярной части конической рупорной антенны. Он может быть расположен на расстоянии (d) в диапазоне $(0,2\lambda_0-0,4\lambda_0)$ от закрытой поверхности базовой части антенны (если d неизвестно). Данная модель работает как монополярная антенна, поэтому её длина (l_f) и радиус (a_f) определяются как $l_f+a_f=0,22\lambda_0$. Практика показывает, что предпочтительно выбирать $l_f=0,2\lambda_0$ и $a_f=0,02\lambda_0$. Кроме того, этот провод должен быть разделен на ряд сегментов (N_f), при этом сегмент возбуждения всегда первым подключается к ПС. Практика также показала, что при $l_f=0,2\lambda_0$ и $a_f=0,02\lambda_0$ можно принимать $N_f=5$.

10. Учитывая эквивалентную модель возбуждения в рекомендации 9.2, а также двумерную симметрию конической рупорной антенны, фидерный провод всегда подключается к точке вдоль радиальных проводов ПС структуры. При этом желательно выбрать точку, совпадающую с узлом соединения ПС (случай 1 на рисунке 3.9а). В противном случае (случай 2 на рисунке 3.9б) радиальный провод должен быть разделен на 2 провода, которые электрически соединены друг с другом в точке подключения фидерного провода к ПС, чтобы удовлетворить рекомендации 2.

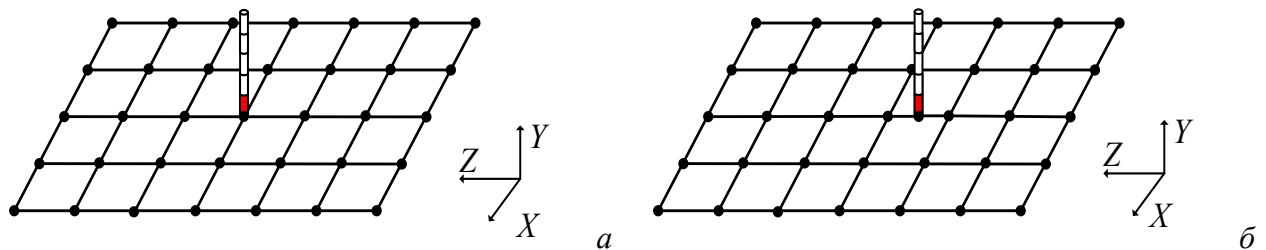


Рисунок 3.9 – Случай 1 (а) и 2 (б) подключения фидерного провода к ПС

3.2.2 Результаты применения рекомендаций для конических рупорных антенн

Здесь представлены результаты использования разработанного руководства по проектированию (рекомендации 1–10) для создания исходных структур из ПС конических рупорных антенн, подходящих к применению АОТС для создания разреженных антенн. Руководство по проектированию применяется к коническим рупорным антеннам, работающим в X- и C-диапазонах частот. Для проверки эффективности приведенных рекомендаций выбраны антенны, спроектированные с использованием различных моделей возбуждения из [356, 357].

Коническая рупорная антенна с моделью возбуждения волнового порта из [356] предназначена для работы на частоте 8 ГГц, а с коаксиальным фидерным штырем из [357] – в С-диапазоне: 5,3–6,3 ГГц с центральной частотой 5,8 ГГц. Для краткости, эти антенны обозначены далее по их моделям возбуждения как S_w и S_f , соответственно. Их геометрические параметры приведены в таблице 3.3. Параметры проектирования и настройки структуры из ПС и эквивалентной модели возбуждения в соответствии с разработанным руководством по проектированию сведены в таблицу 3.4. Создаваемые структуры из ПС для конических рупорных антенн показаны на рисунке 3.10.

Таблица 3.3 – Геометрические параметры исходных конических рупорных антенн

Антенна	R_1 , мм	R_2 , мм	H_1 , мм	H_2 , мм	H , мм	L_2 , мм	t , мм
S_w	15	30,88	31,25	12	43,25	19,90	0,1
S_f	18,4	33,0	31,4	10,9	42,3	18,22	3

Таблица 3.4 – Параметры проектирования и настройки создаваемых антенн из ПС и их эквивалентной модели возбуждения

Антенна	N_R	N_{CB}	N_{CR}	N_{CI}	N_f	a_s , мм	$l_{w,f}$, мм	a_f , мм	d , мм
S_w	36	10	25	15	3	0,05	13,5	0,1	H_1
S_f	25	6	10	4	5	1	10,35	1,03	15,7

Для оценки характеристик S_w из ПС сравниваются коэффициенты усиления антенны (КУ) в E и H плоскостях на частоте 8 ГГц, полученные МоМ и МКРВО из [356] (рисунок 3.11). Максимальный КУ ($KU_{\max}$), ширина луча (ШЛ) и уровень боковых лепестков (УБЛ) приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Характеристики антенны S_w на частоте 8 ГГц

Модель	КУ _{макс} , дБ	ШЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ
ПС	12,3	45/46	–18,6/–20,5
МКРВО [356]	11,9	45/39	–18,3/–17,8

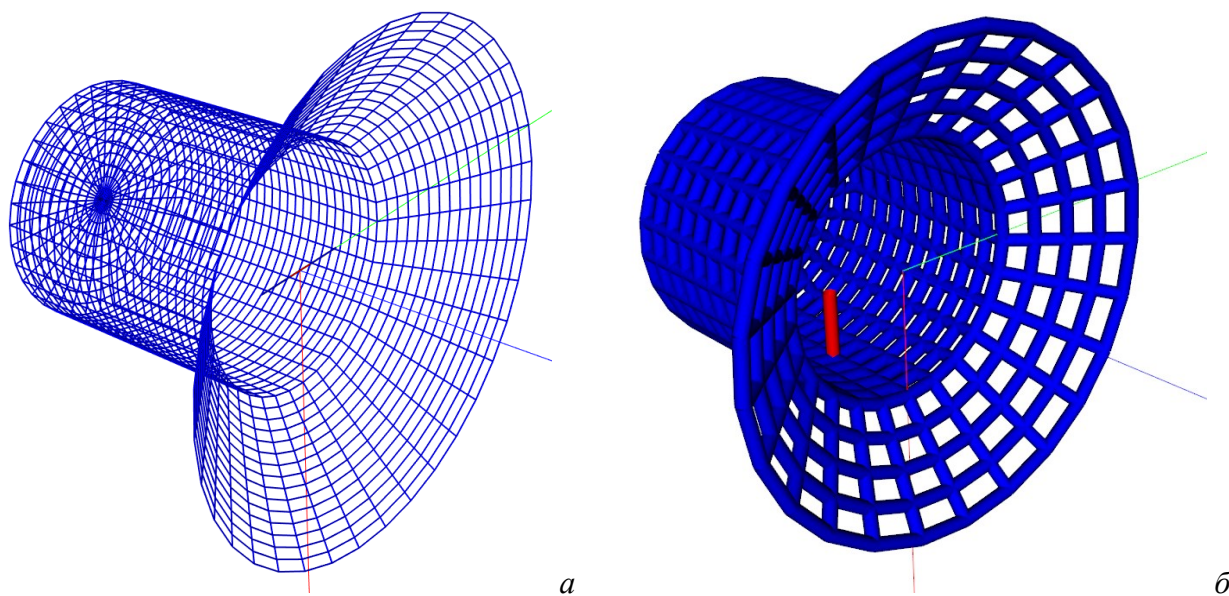


Рисунок 3.10 – Структуры из ПС для конических рупорных антенн, работающих на частоте 8 ГГц (а) и в С-диапазоне (б)

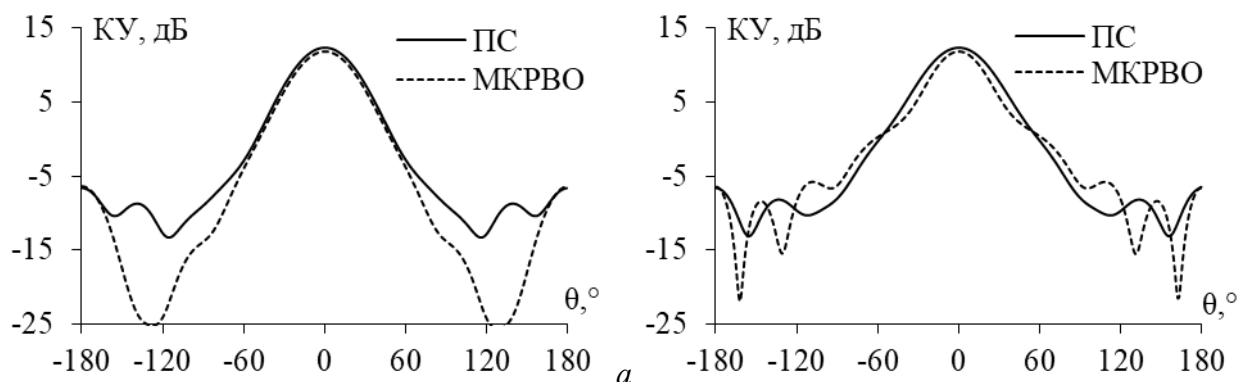


Рисунок 3.11 – КУ конической рупорной антенны в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц, вычисленные МКРВО в [356] и для структуры S_w из ПС

Из анализа рисунок 3.11 следует, что результаты S_w из ПС хорошо согласуются с полученными по МКРВО в главном направлении излучения (особенно в E плоскости) и хуже в заднем. $KU_{\text{макс}}$ для S_w из ПС отличается на 0,4 дБ от значения для МКРВО, а максимальные расхождения между сравниваемыми результатами составляют 16,17 дБ в E плоскости и 10,53 дБ в H плоскости. Примечательно, что время анализа S_w из ПС 29,92 с, что в 1,34 раза меньше, чем для МКРВО в [356].

Для оценки характеристик S_f из ПС, разработанной по предложенным рекомендациями, рассчитаны её характеристики в рабочем диапазоне частот и сравнены с полученными для различных моделей антенн в [357]. Модуль коэффициента отражения ($|S_{11}|$), $KU_{\text{макс}}$ и $KU_{\text{макс}}$ с учетом потерь на рассогласование ($1-|S_{11}|^2$) для S_f из ПС сравнены с рассчитанными в системе HFSS, а также измеренными в [357] на макетах, изготовленных по технологиям литья из металла и смолы (рисунок 3.12).

Зависимости $|S_{11}|$ для S_f из ПС мало отличаются от рассчитанных для модели в HFSS и измеренных у изготовленной антенны в [357]. Резонансные диапазоны и полученные полосы пропускания для этих моделей сведены в таблице 3.6. Рассматривая $KU_{\text{макс}}$, можно заметить для S_f из ПС хорошую согласованность с рассчитанными для модели в HFSS в диапазоне частот 4–8 ГГц. Зависимости $KU_{\text{макс}}$ с учетом потерь для S_f из ПС также хорошо согласуются с измеренными для макетов из металлизированной смолы и металлического литья в том же диапазоне частот. Максимумы $KU_{\text{макс}}$ для всех моделей в диапазоне частот 4–10 ГГц также сведены в таблицу 3.6.

Таблица 3.6 – Характеристики всех моделей антенн в С-диапазоне

Характеристики	Модель антенны				
	S_f из ПС	HFSS		Прототип	
Тип литья	–	Смола	Металл	Смола	Металл
Резонансный диапазон, ГГц	5,4–7,4	5,3–6,8	5,3–6,9	5,2–6,2	5,2–7,2
Полоса пропускания, ГГц	2	1,5	1,6	1	2
$KU_{\text{макс}}$, дБ	11,57	11,40		9,07	12,74

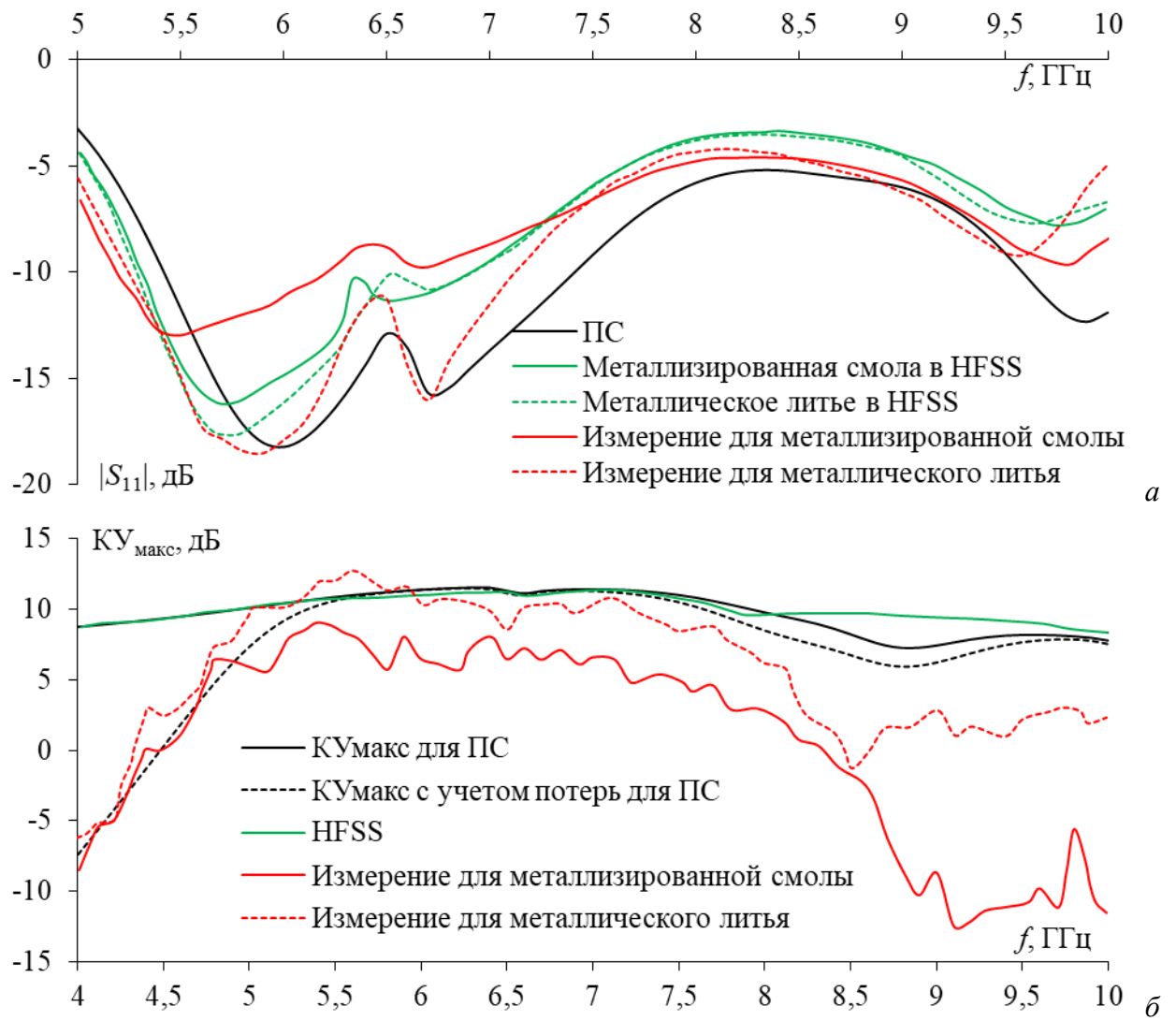


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\max}$ (б), измеренные на моделях из металлизированной смолы и металлического литья [357] и вычисленные для модели в HFSS [357] и S_f из ПС

Расхождения характеристик S_f из ПС и других моделей приведены в таблице 3.7. Результаты для S_f из ПС хорошо согласуются с результатами для металлических литых моделей, как изготовленных, так и смоделированных в HFSS (значения выделены жирным).

Таблица 3.7 – Расхождения в характеристиках антенн для S_f из ПС с другими моделями

Модель	Тип литья	Максимальное расхождение в С-диапазоне			Расхождения на частоте 5,8 ГГц		
		$ S_{11} $, дБ	$KU_{\max}$, дБ	$KU_{\max}$ с учетом потерь, дБ	$ S_{11} $, дБ	$KU_{\max}$, дБ	$KU_{\max}$ с учетом потерь, дБ
HFSS	Смола	4,96	0,62	16,20	1,13	0,48	0,40
	Металл	4,92			0,36		
Измерение	Смола	7,22	17,18	6,47	5,20	5,46	5,37
	Металл	3,38	14,91	4,24	1,24	0,12	0,03

Кроме того, КУ для S_f из ПС на частоте 5,8 ГГц в E и H плоскостях сравниваются с измеренными для моделей из металлизированной смолы и металлического литья [357], а также рассчитанными в HFSS [357] на рисунке 3.13. Видно, что в главном направлении

излучения результаты для S_f из ПС хорошо согласуются с результатами HFSS и измерений для металлизированной модели. КУ_{макс}, ШЛ ДН в E и H плоскостях и УБЛ для всех моделей антенн сравнены в таблице 3.8. Видно, что результаты для S_f из ПС согласуются с полученными в HFSS и для прототипа из металлического литья.

Таблица 3.8 – Полученные характеристики для всех моделей антенн на частоте 5,8 ГГц

Характеристики	Модель антенны			
	S_f из ПС	HFSS	Прототип	
Тип литья	–	–	Смола	Металл
КУ _{макс} , дБ	11,16	11,13	8,09	10,77
ШЛ (E/H), °	48/53	52/53	50/54	54/53
УБЛ, дБ	–17,31	–19,17	–24,81	–25,31

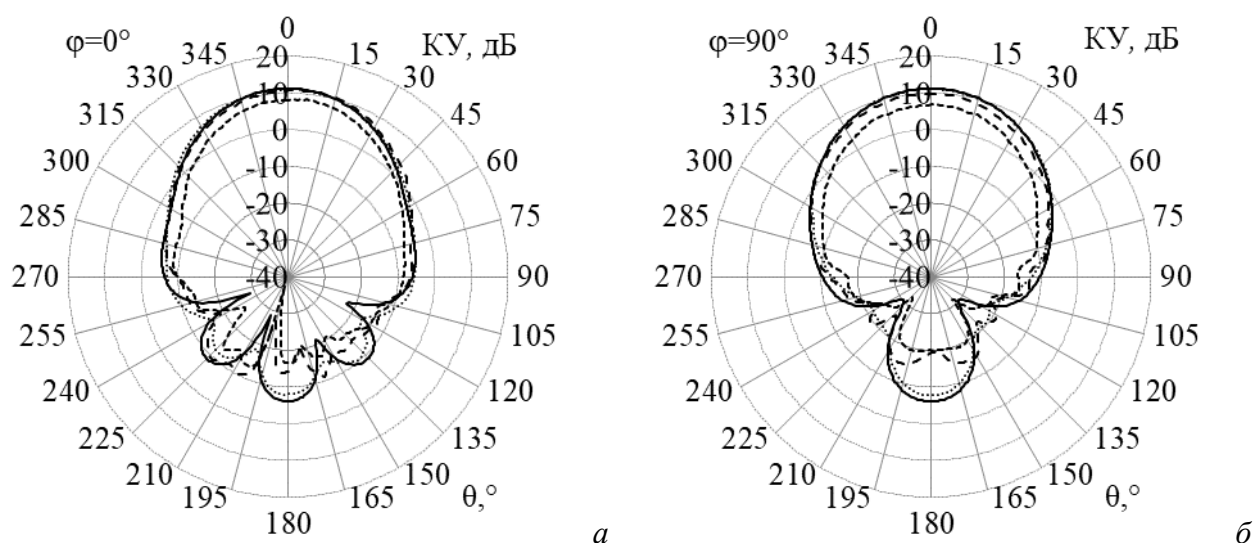


Рисунок 3.13 – КУ конической рупорной антенны, измеренные на моделях из металлизированной смолы (---) и металлического литья (— · —) [357] и рассчитанные для модели в HFSS (····) [357] и S_f из ПС (—) на частоте 5,8 ГГц в плоскостях E (а) и H (б)

Сравнение показало хорошие результаты для рупорных антенн из ПС, разработанных по рекомендациям. Их можно использовать вместо сплошных для уменьшения стоимости изготовления и улучшения характеристик антенны. Кроме того, они могут быть исходными для создания разреженных антенн с помощью АОТС и её модификаций. Это даёт новые и необычные антенны, которые могут быть использованы как скрытые и где надо сохранить городской ландшафт. В результате, руководство может быть эффективно для разработки исходных структур из ПС для конических рупорных антенн X- и С-диапазонов с целью создания на их основе разреженных конических рупорных антенн с применением АОТС.

3.3 Рекомендации для создания рефлекторных разреженных антенн

3.3.1 Рекомендации для рефлекторных антенн

Рефлекторная антенна состоит из двух основных частей: рефлектора и источника возбуждения. Её параметры включают радиус (R), диаметр (D), глубину (h) и фокусное

расстояние (F). Для наглядности и облегчения понимания предлагаемых рекомендаций на рисунке 3.14 показан изометрический вид рефлекторной антенны с параметрами.

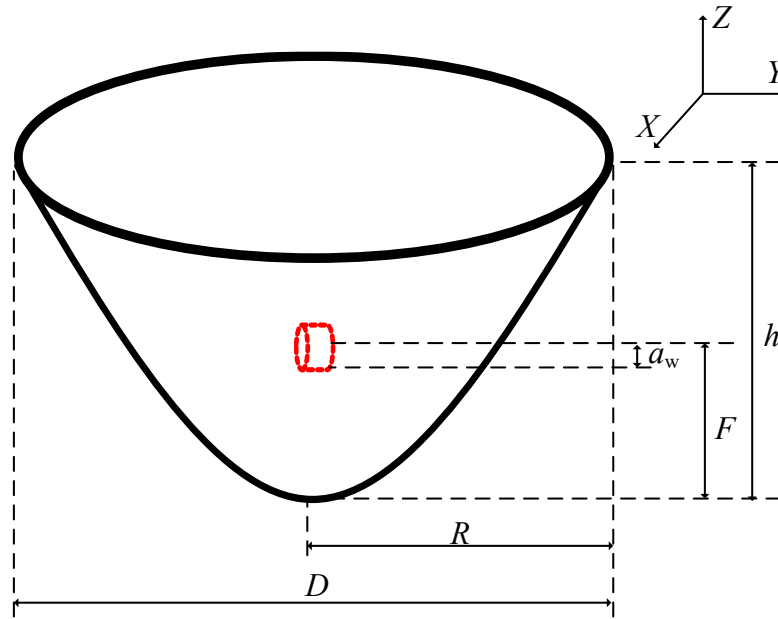


Рисунок 3.14 – Изометрический вид рефлекторной антенны и её геометрические параметры

Собранные в [346] рекомендации, в основном, направлены на проектирование структур из ПС для конкретных типов антенн, но не учитывают специфики рефлекторных антенн из ПС. Более того, они не поддерживают создание исходной ПС, необходимой для создания разреженных структур после АОТС. В этой связи здесь представлены новые рекомендации по проектированию исходных структур из ПС для рефлекторных антенн, разработанные для создания разреженных структур из ПС на основе АОТС.

Изогнутая поверхность рефлекторной структуры создает трудности при проектировании её ПС по сравнению с более простыми плоскими поверхностями. Для создания ПС рефлекторной антенны рекомендуется выполнить следующие шаги:

1. Определить коэффициент изгиба рефлектора $s=h/R^2$.
2. Определить фокусное расстояние антенны $F=D^2/16h$.
3. Определить число радиальных (N_R) и концентрических (N_C) проводов рефлектора.
4. Определить угол между радиальными проводами $\alpha=2\pi/N_R$.
5. Определить расстояние между концентрическими проводами на разных уровнях $d_C=R/N_C$.

6. Построить радиальные провода с координатами начальной (X_{RF} , Y_{RF} , Z_{RF}) и конечной (X_{RE} , Y_{RE} , Z_{RE}) точек и концентрические провода с координатами начальной (X_{CF} , Y_{CF} , Z_{CF}) и конечной (X_{CE} , Y_{CE} , Z_{CE}) точек, используя формулы (3.1)–(3.12):

$$X_{RF}=(j-1)d_C\cos((i-1)\alpha), \quad (3.1)$$

$$Y_{RF}=(j-1)d_C\sin((i-1)\alpha), \quad (3.2)$$

$$Z_{RF}=s((j-1)d_C)^2, \quad (3.3)$$

$$X_{RE}=jd_C \cos((i-1)\alpha), \quad (3.4)$$

$$Y_{RE}=jd_C \sin((i-1)\alpha), \quad (3.5)$$

$$Z_{RE}=s(jd_C)^2, \quad (3.6)$$

$$X_{CF}=X_{RE}, \quad (3.7)$$

$$Y_{CF}=Y_{RE}, \quad (3.8)$$

$$Z_{CE}=Z_{RE}, \quad (3.9)$$

$$X_{RE}=jd_C \cos(i\alpha), \quad (3.10)$$

$$Y_{RE}=jd_C \sin(i\alpha), \quad (3.11)$$

$$Z_{RE}=s(jd_C)^2, \quad (3.12)$$

где i и j находятся в пределах от 1 до N_R и от 1 до N_C , соответственно.

7. Задать провод возбуждения длиной l_w и радиусом a_w .

Для получения разреженной структуры на основе АОТС необходимо точно смоделировать исходную ПС в соответствии со следующими рекомендациями:

1. Убедиться, что провода в ПС электрически связаны, образуя узлы в точках соединения. Для этого соединенные провода должны иметь одинаковые координаты начальной или конечной точки, чтобы избежать пересечений.

2. Хотя рекомендации в [346] предлагают сегментировать провода сетки на основе длины волны (λ), АОТС полагает один ток в каждом проводе. Поэтому каждый провод в исходной структуре из ПС следует представить одним сегментом, для определения его тока. Благодаря этому можно оценить вклад каждого провода в излучаемое поле и исключить те, влияние которых минимально.

3. Радиус провода (a_s) в исходной структуре из ПС рефлекторной антенны обычно должен быть намного меньше λ , а именно меньше $\lambda_0/25$, где λ_0 – длина волны на центральной частоте f_0 . Если толщина сплошной металлической антенны (t) известна, то в идеале $a_s=t/2$, $a_s < \lambda_0/25$.

4. Определить размер ячейки рефлектора из ПС, учитывая максимальную длину концентрического провода (L_{Cmax}), минимальную длину концентрического провода (L_{Cmin}) и длину радиального провода (L_R):

$$L_{Cmax}=2\pi R/N_R, \quad (3.13)$$

$$L_{Cmin}=L_{Cmax}/N_C, \quad (3.14)$$

$$L_R=(R^2+h^2)^{0.5}/N_C. \quad (3.15)$$

Рекомендуются L_{Cmax} в пределах от $\lambda_0/2$ до $\lambda_0/5$, $L_{Cmin} \geq \lambda_0/100$, а L_R обычно в пределах от $\lambda_0/2$ до $\lambda_0/5$. Для нужных размеров ячеек надо выбрать N_C и N_R .

5. Возбуждающий провод рефлекторной антенны располагает на расстоянии F от центра вдоль линии, исходящей из центра рефлектора и перпендикулярной плоскости его апертуры. Рекомендуются l_w и a_w в пределах от $\lambda_0/3$ до $\lambda_0/5$.

3.3.2 Результаты применения рекомендаций для рефлекторных антенн

Для оценки эффективности рекомендаций они применены к рефлекторным антеннам, работающим в различных частотных диапазонах. В частности, анализ сосредоточен на JRB–25 MIMO [358] и JRA–25 MIMO [359] с двойной поляризацией, предназначенных для работы на больших расстояниях в сложных условиях. Их эквивалентные структуры из ПС обозначены здесь как S_1 и S_2 и разработаны для частот 2,4 ГГц и 3,55 ГГц соответственно. Параметры антенн приведены в таблице 3.9, а ПС и источника возбуждения на основе предложенных рекомендаций – в таблице 3.10. На рисунке 3.15 показаны рефлекторные антенны, аппроксимированные ПС с параметрами из таблиц 3.9 и 3.10.

Таблица 3.9 – Параметры рефлекторных антенн

Структура	Диапазон частот, ГГц	f_0 , ГГц	λ_0 , мм	D , мм	R , мм	h , мм	F , мм
S_1	2,3–2,7	2,4	125	900	450	330	153
S_2	3,4–3,7	3,55	84,5	680	340	245	118

Таблица 3.10 – Параметры структур из ПС и их эквивалентной модели возбуждения

Структура	N_R	N_C	L_{Cmax}	L_{Cmin}	L_R	a_s , мм	l_w , мм	a_w , мм
S_1	68	22	$\lambda_0/3$	$\lambda_0/67$	$\lambda_0/5$	4,17	34,72	34,72
S_2	76	25	$\lambda_0/3$	$\lambda_0/74$	$\lambda_0/5$	2,82	23,47	23,47

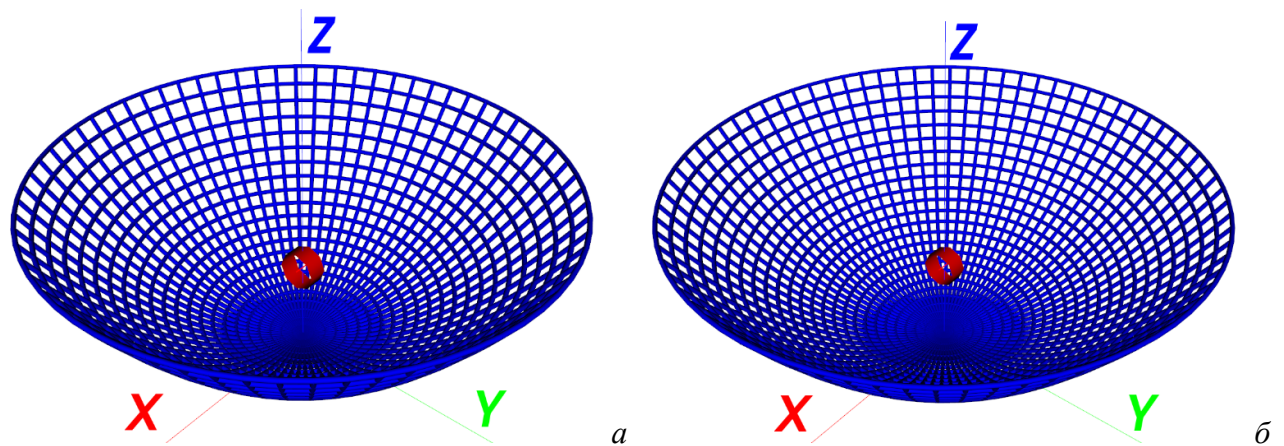
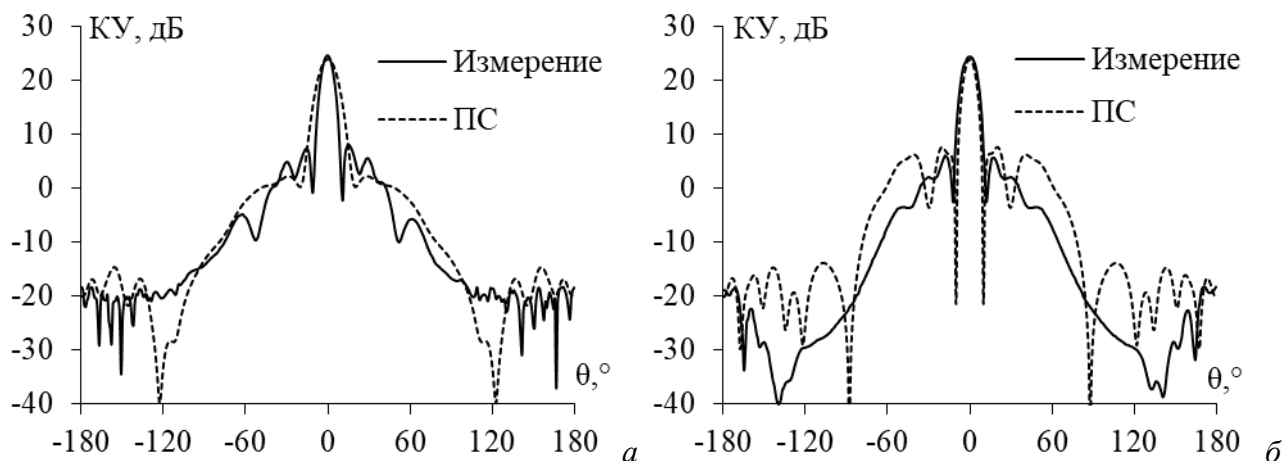


Рисунок 3.15 – Рефлекторные антенны из ПС: S_1 (а) и S_2 (б)

Для проверки эффективности S_1 вычисленные ДН излучения сравниваются с экспериментальными из [358]. ДН КУ в E и H плоскостях на частоте 2,4 ГГц сравнены на рисунке 3.16. Кроме того, характеристики S_1 , включая КУ_{макс}, КСВН, ШЛ в диапазоне частот 2,3–2,7 ГГц, а также уровни боковых лепестков (УБЛ) и задних лепестков (УЗЛ) на частоте 2,4 ГГц, приведены в таблице 3.11.

Таблица 3.11 – Характеристики антенн для структур S_1 и S_2

Модель	КУ _{макс} , дБ	КСВН	ШЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ	УЗЛ, дБ
Измерение [358]	25±1	≤ 1,4	10	–17,31/–18,37	–43,2
ПС S_1	23,9–24	≤ 1,3	13/8,3	–21,71/–16,27	–44
Измерение [359]	25±0,6	≤ 1,5	8,5	–19,6/–16,4	–34,9
ПС S_2	24,3–24,8	≤ 1,3	12,1/7,8	–23,4/–19,3	–36,4

Рисунок 3.16 – ДН КУ рефлекторной антенны S_1 в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 2,4 ГГц, полученные для ПС на основе МоМ и экспериментально [358]

Сравнение на рисунке 3.16 демонстрирует согласованность результатов моделирования структуры из ПС и измерений для сплошных металлических прототипов, особенно в главном направлении излучения в H плоскости. В частности, КУ для ПС в этом направлении, всего на 0,7 дБ ниже измеренного для металлической структуры. Средняя разница по ДН в E и H плоскостях результатов ПС и измерений составляет 4,1 дБ и 8 дБ, соответственно. Сравнение характеристик из таблицы 3.11 также демонстрирует хорошую согласованность. Следует отметить, что хотя результаты ПС немного хуже измеренных по КУ_{макс} и ШЛ в E плоскости, а также УБЛ в H плоскости, они лучше измеренных для КСВН, ШЛ в H плоскости, УБЛ и ЗБЛ в E плоскости. В целом, различия характеристик ПС и сплошной металлической структуры незначительны и приемлемы.

Для оценки S_2 её вычисленные ДН также сравниваются с экспериментальными из [359]. На рисунке 3.17 сравнены ДН КУ антенны в E и H плоскостях на центральной частоте 3,55 ГГц. Характеристики S_2 на этой частоте, такие как КУ_{макс}, КСВН, ШЛ в диапазоне частот 3,4–3,7 ГГц, а также УБЛ и ЗБЛ на частоте 3,55 ГГц, сведены в таблицу 3.11.

Сравнение ДН для рефлекторной антенны S_2 также показывает согласованность результатов для ПС с экспериментальными для сплошной металлической структуры, особенно в главном направлении излучения в H плоскости. В частности, КУ для ПС всего на 0,35 дБ меньше измеренного для металлической структуры в главном направлении излучения. При сравнении боковых и задних лепестков ДН излучения, напротив, для ПС

значения заметно ниже измеренных, особенно в области заднего лепестка. Средняя разница по ДН в E и H плоскостях между структурой из ПС и результатами измерений составляет 8 и 7,8 дБ, соответственно. Рассмотрение характеристик из таблицы 3.11 дополнительно подтверждает это наблюдение, показывая общую хорошую согласованность. В частности, хотя $KU_{\text{макс}}$ и ШЛ в E плоскости для ПС немного уступают измеренным, значения КСВН, ШЛ в H плоскости, УБЛ и ЗБЛ в E плоскости для структуры из ПС превосходят их. Различия характеристик ПС и сплошной металлической структуры незначительны и приемлемы.

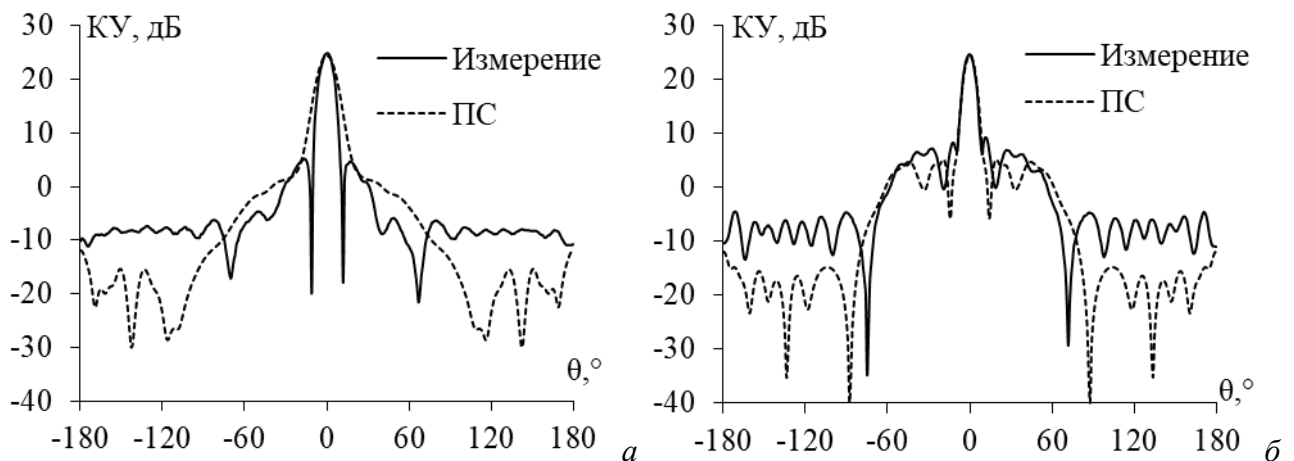


Рисунок 3.17 – ДН КУ рефлекторной антенны S_2 в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 3,55 ГГц, полученные для ПС на основе МоМ и экспериментально [359]

Результаты всех сравнений подтверждают эффективность рефлекторных антенн из ПС, разработанных по рекомендациям. Они представляют собой эффективную альтернативу сплошным металлическим структурам, обеспечивая уменьшение массы и стоимости изготовления без ухудшения требуемых эксплуатационных характеристик. Кроме того, эти структуры из ПС могут использоваться в качестве исходных структур для генерации разреженных структур из ПС после АОТС и её модификаций.

3.4 Влияние видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных антенн

АОТС и её модификации включают точный расчет распределения тока в ПС, после чего модуль тока в каждом проводе нормируется относительно среднего или максимального. Затем нормированные модули тока сравниваются с ДУЭС. Провода с нормированным модулем тока меньше ДУЭС удаляются, а остаётся разреженная ПС с массой меньше исходной. АОТС позволяет создавать различные разреженные структуры, изменяя ДУЭС. Однако разреженные структуры также могут быть получены изменением вида нормирования тока в проводах. Поэтому здесь представляется анализ влияния различных видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных структур по сравнению с исходной. Это влияние анализируется для рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн.

Взяты коническая рупорная [353], рупорная [357] и рефлекторная [360] антенны, предназначенные для работы в С-, UHF- и S-диапазонах соответственно. Антенны имеют различные размеры, подробно описанные в [353, 357, 360]. До АОТС, сплошные металлические конструкции этих антенн аппроксимированы с помощью ПС. Число проводов рупорной антенны составило 1062, конической рупорной – 1001, а рефлекторной – 3801. Сплошные металлические структуры и их ПС показаны на рисунке 3.18. Затем к этим ПС применена АОТС с двумя видами нормирования тока: по среднему (АОТС_С) и максимальному (АОТС_М) токам. Зависимости уменьшения массы антенн от ДУЭС после АОТС_С и АОТС_М для каждой антенны представлено на рисунке 3.19. Разреженные структуры после АОТС при некоторых ДУЭС показаны на рисунке 3.20 для каждой антенны. Число проводов и уменьшения массы по сравнению с исходной структурой для всех антенн приведены в таблице 3.12.

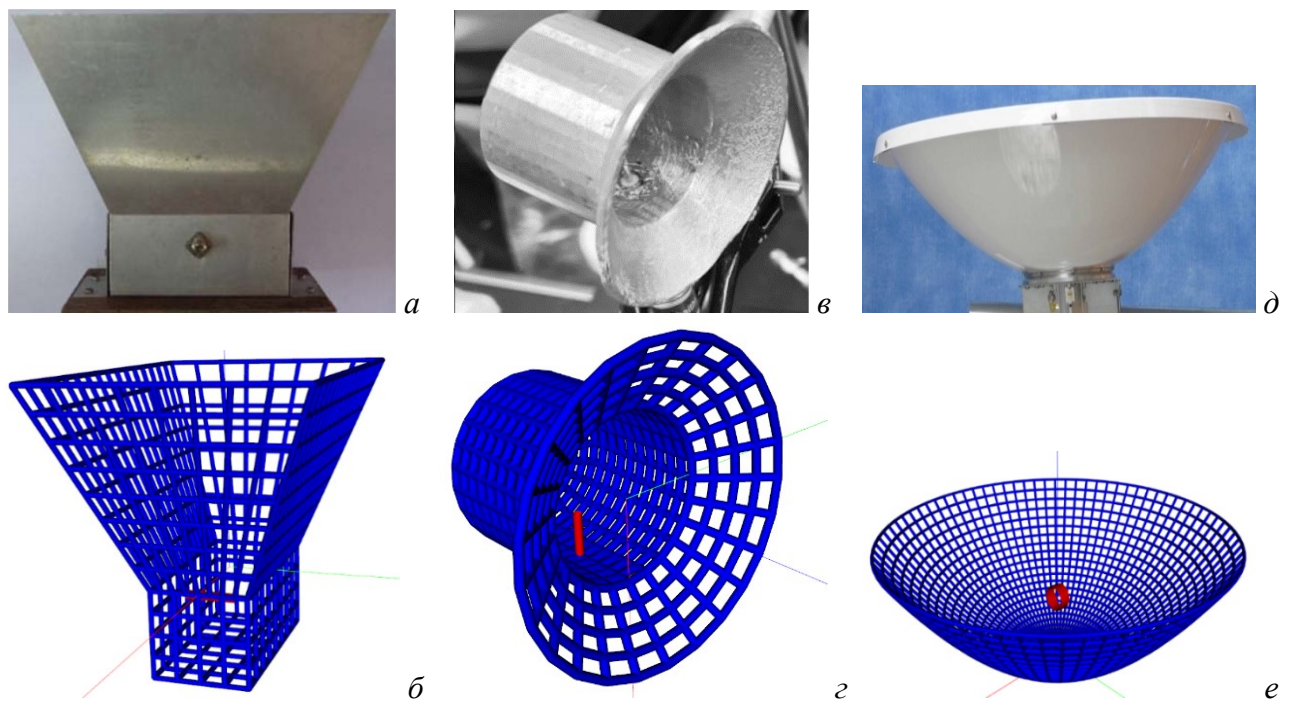


Рисунок 3.18 – Сплошная [353, 357, 360] и ПС структуры рупорной (а, б), конической рупорной (в, з) и рефлекторной (д, е) антенн

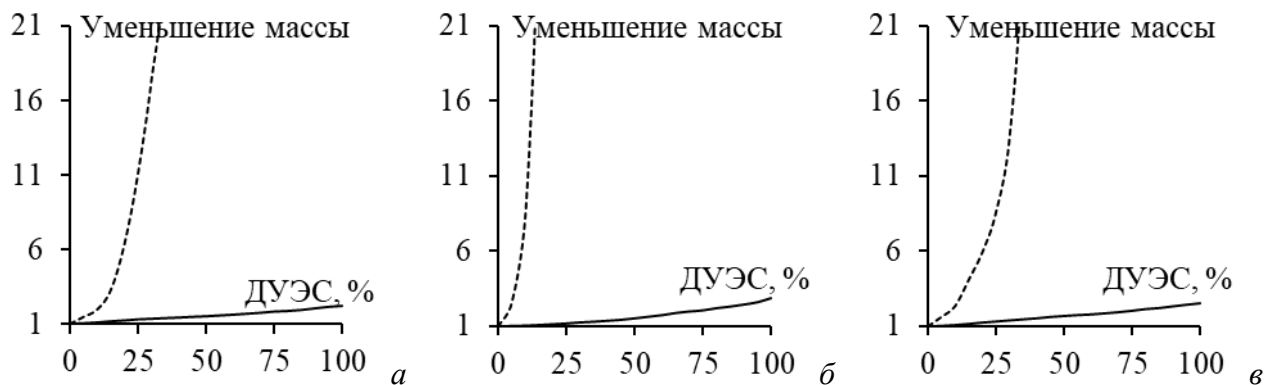


Рисунок 3.19 – Зависимости уменьшения массы рупорной (а), конической рупорной (б) и рефлекторной (в) антенн от ДУЭС после АОТС_С (—) и АОТС_М (---)

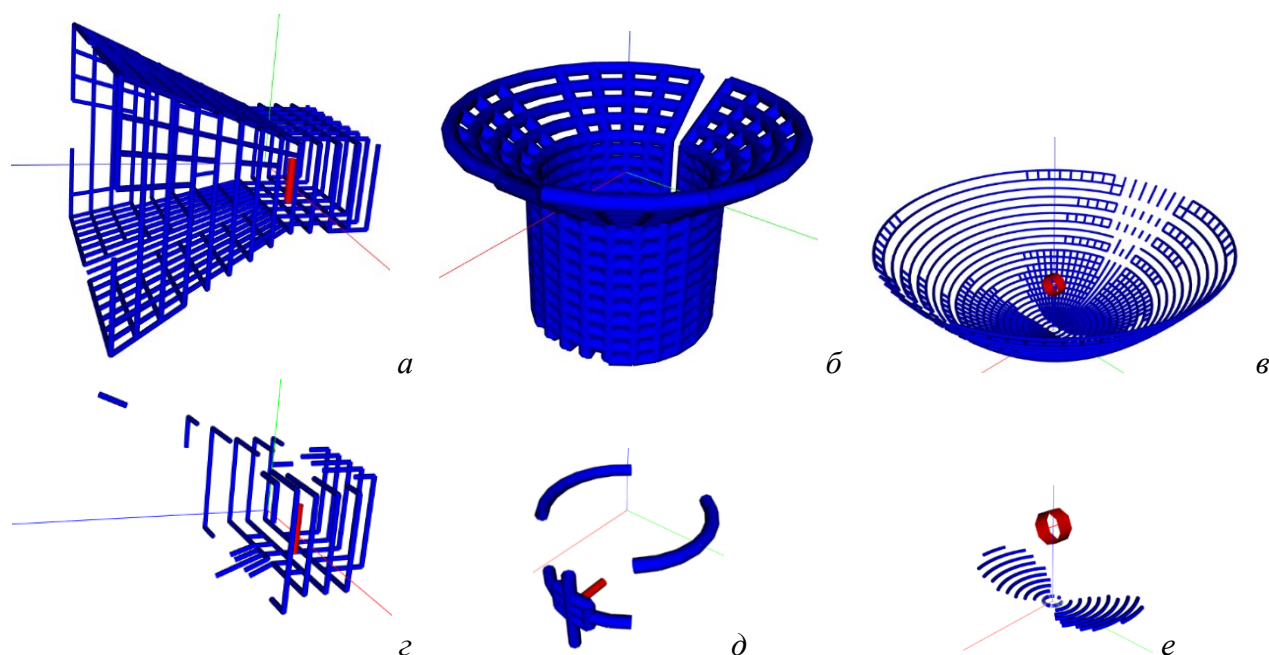


Рисунок 3.20 – Разреженные ПС рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн после АОТС_С (а, б, в) и АОТС_М (г, д, е) при ДУЭС=20, 15, 30%

Таблица 3.12 – Число проводов и уменьшение массы разреженных антенн после АОТС

Разреженная антенна	ДУЭС, %	АОТС _С		АОТС _М	
		Число проводов	Уменьшение массы	Число проводов	Уменьшение массы
Рупорная	20	860	1,23	168	6,32
Коническая рупорная	15	915	1,09	36	27,81
Рефлекторная	30	2726	1,39	279	13,62

Рисунок 3.19 показывает, что с ростом ДУЭС уменьшение массы разреженных ПС после АОТС_М резкое, а АОТС_С – плавное. При ДУЭС=100% уменьшение массы разреженных ПС после АОТС_С составляет около 2 раз, а после АОТС_М такое уменьшение достигается уже при ДУЭС около 10%. Из рисунка 3.20 видно, что структуры после АОТС_С мало отличаются от исходной ПС, тогда как после АОТС_М большинство проводов удалено. В результате уменьшение массы структур после АОТС_С значительно меньше, чем после АОТС_М (таблица 3.12). Это можно объяснить неравномерным распределением тока в ПС. Для рупорной и конической рупорной антенн источник возбуждения подключается непосредственно к ПС, что приводит к тому, что провода, подключенные к источнику, имеют значительно большие токи по сравнению с остальными. Поэтому при малом ДУЭС после АОТС_М удаляется много проводов, а при ДУЭС=100% удаляются все провода, в то время как после АОТС_С удаление происходит медленнее, и при ДУЭС=100% удаляется только около половины проводов. Таким образом, выбор вида нормирования тока можно сделать в зависимости от требований к уменьшению массы антенны. Если требуется значительно и быстро снизить массу антенны, рекомендуется использовать АОТС_М, а при необходимости умеренного уменьшения – АОТС_С.

Проанализировано влияние видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных структур по сравнению с исходной. Сравнивались зависимости уменьшения массы антенны от ДУЭС для различных типов антенн. Показано резкое уменьшение массы после АОТС при нормировании по максимальному току и плавное – по среднему. Представлены и сравнены разреженные структуры, полученные после АОТС с различными видами нормирования тока при одинаковых ДУЭС. Кратко обсуждены причины расхождений результатов. Проведенные анализ и обсуждение полезны для выбора подходящего вида нормирования тока для получения разреженных структур с требуемым уменьшением массы.

3.5 Основные результаты раздела

Разработаны рекомендации по проектированию исходных структур рупорных антенн из ПС, подходящих для получения разреженных структур после АОТС. Показаны различия между новыми и ранее предложенными рекомендациями. Эффективность предложенных рекомендаций проверена на различных рупорных антеннах, работающих в UHF-, X- и K/Ka-диапазонах. Характеристики рупорных антенн из ПС, спроектированных с использованием новых рекомендаций, сравнивались с полученными численно с помощью других методов, а также экспериментально для тех же антенн, и показали хорошее согласование. Сравнение показало эффективность предложенных рекомендаций для проектирования различных рупорных структур из ПС, которые также могут быть использованы для получения разреженных антенн посредством АОТС.

Предложены и подробно описаны новые рекомендации по моделированию исходной структуры из ПС для конической рупорной антенны, на основе которых могут быть получены разреженные структуры из ПС. Обоснована необходимость новых рекомендаций. Предложен их новый набор для создания структур из ПС для конических рупорных антенн с различными моделями возбуждения. Эффективность предложенных рекомендаций проверена их применением к антеннам, работающим в различных частотных диапазонах. Сравнены характеристики антенн для этих структур из ПС и других моделей антенн, в том числе изготовленных и моделированных другими численными методами в различных системах компьютерного моделирования. Показана хорошая согласованность не только с расчетными, но и с измеренными результатами. Структуры из ПС, разработанные с использованием предложенных рекомендаций, могут быть использованы для выполнения различных требований. Для дальнейшего уменьшения массы конической рупорной антенны они могут быть использованы в качестве исходных для создания разреженных структур из ПС с меньшей массой при сохранении требуемых характеристик антенны. Результаты данного

исследования позволяют разработчикам антенн быстро и точно создать структуры из ПС для конических рупорных антенн с приемлемыми характеристиками.

Представлена подробная методология аппроксимации сплошной металлической поверхности рефлекторных антенн посредством ПС. Предложены новые рекомендации по проектированию исходной структуры из ПС, к которой применима АОТС. Их эффективность показана на примере рефлекторных антенн, работающих в различных частотных диапазонах. Сравнение характеристик ПС и сплошных металлических прототипов показало согласованность, что подтверждает эффективность структур из ПС, созданных на основе предложенных рекомендаций. Разреженные структуры из этих ПС позволят уменьшить массу рефлекторных антенн при сохранении требуемых характеристик. Данное исследование значительно расширяет возможности эффективной разработки рефлекторных антенн из ПС с приемлемыми характеристиками.

Проанализировано влияние видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных структур по сравнению с исходной. Сравнивались зависимости уменьшения массы антенны от ДУЭС для различных типов антенн. Показано резкое уменьшение массы после АОТС при нормировании по максимальному току и плавное – по среднему. Представлены и сравнены разреженные структуры, полученные после АОТС с различными видами нормирования тока при одинаковых ДУЭС. Кратко обсуждены причины расхождений результатов. Проведенные анализ и обсуждение полезны для выбора подходящего вида нормирования тока для получения разреженных структур с требуемым уменьшением массы.

4. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ К РАЗЛИЧНЫМ ТИПАМ АНТЕНН

Для верификации эффективности АОТС и её модификаций, необходимо применить их к различным типам антенн, работающих в разных диапазонах частот. Как известно, распределение тока в структуре отличается на разных частотах в рабочем диапазоне частот. Это влияет на разреженные структуры, полученные после АОТС и её модификаций. Поэтому здесь различные АОТС применяются к различным антеннам, работающим в разных диапазонах частот. Кроме того, представлен сравнительный анализ выбора частот, на которых получают разреженные структуры. На основе этого даны рекомендации по выбору подходящих частот при создании разреженных структур для каждой конкретной антенны. Разработаны программные модули с интуитивно понятным графическим интерфейсом пользователя (ГИП) для упрощения моделирования исходной и разреженных ПС рупорной антенны в отечественной системе TUSUR.EMC. Кроме этого, представлена простая методика моделирования для создания скрытых антенн. Материал опубликован в [361–405].

4.1 Программный модуль для моделирования и оптимизации антенны из проводной сетки в системе TUSUR.EMC

4.1.1 Моделирование рупорной антенны проводной сеткой

Моделирование антенн позволяет инженерам и специалистам лучше определить производительность, характеристики и эффективность антенн в различных условиях, без необходимости создания реальных прототипов. Благодаря этому достигаются уменьшение времени и затрат на разработку изделий, а также повышение гибкости и адаптации проектирования. В настоящее время одной из известных отечественных программ для моделирования является система TUSUR.EMC (ранее TALGAT) [406]. Она предназначена для компьютерного моделирования различных электромагнитных задач, в том числе и моделирования антенн на основе метода моментов (MoM). В частности, используется аппроксимация проводящей поверхности антенны с помощью ПС из-за её способности моделировать различные типы антенн и точности расчёта их характеристик [2]. Однако работа в системе TUSUR.EMC требует знания языков программирования Python и TALGAT_Script. Это усложняет задачи пользователей при моделировании антенн в широком диапазоне параметров. Поэтому разработан программный модуль с ГИП для упрощения процесса моделирования рупорной антенны с ПС в системе TUSUR.EMC. Он позволяет задавать размеры рупорной антенны, количество элементов проводной сетки, а также источник возбуждения. Кроме того, модуль позволяет выбрать различные методы численного интегрирования для вычисления матрицы импедансов и рассчитать основные характеристики антенны на определенной частоте или в диапазоне частот.

Для создания ГИП выбран язык программирования Python. Он является языком высокого уровня и поддерживает много библиотек, позволяющих быстрее и проще создавать графические интерфейсы [407]. Основные из них, такие как Tkinter, Matplotlib и Openpyxl, использованы в данной работе. Библиотека Tkinter – одна из самых популярных и используемых для создания ГИП. Она предоставляет такие компоненты, как окна, кнопки, текстовые поля и другие инструменты для создания ГИП. Matplotlib – графическая библиотека для создания различных графиков и визуализаций данных. Openpyxl – библиотека, позволяющая пользователям легко работать с файлами Excel (.xlsx). Она позволяет читать, записывать и редактировать данные в файлах Excel, а также создавать и манипулировать электронными таблицами и ячейками данных. Кроме того, для наследования команд вычислений в системе TUSUR.EMC использованы библиотеки UTIL, MATRIX, MOMW, MOM2D, RESPONSE и GRAPH. Схема работы программного модуля приведена на рисунке 4.1. Он имеет модульную структуру для удобства управления и коррекции и состоит из подмодулей: настройки параметров антенны, расчета и отображения, и сохранения результатов. Каждый подмодуль состоит из подмодулей, выполняющих различные функции и задачи. Главный ГИП программного модуля представлен на рисунке 4.2. Для упрощения настройки параметров, а также расчета характеристик антенны, ГИП создан в одном окне.

Основными геометрическими параметрами рупорной антенны являются длина (a_1), ширина (b_1) и высота (l_1) регулярной части, и длина (a_2), ширина (b_2) и высота (l_2) нерегулярных частей. Для упрощения восприятия всех этих параметров, они вместе с изометрическим видом антенны отображаются на ГИП. Все параметры задаются в метрах. Подмодуль задания параметров позволяет выбрать расчет характеристики на определенной частоте или в диапазоне частот. При расчете в диапазоне частот нужно задавать начальную (first), конечную (end) частоты и шаг по частоте (step). Модуль позволяет задать число ячеек сетки, на которые антенна будет разделена по координатным осям. Для регулярной части рупора их число по осям OX, OY и OZ составляет W_x , W_y и W_z соответственно, а нерегулярной – H_x , H_y и H_z .

Кроме того, подмодуль позволяет задать длину (L_s), радиус (R_s) и положение (Z_s) провода воздействия по оси OZ, а также радиус проводов регулярной (R_w) и нерегулярной (R_h) частей. Можно задать округление полученных результатов (*Round*) и выбрать ручную (Manual) или автоматическую в зависимости от длины волны (Auto) сегментацию. Источник возбуждения выбирается в виде несегментированного провода (Excitation), сегментированного провода с возможностью задания номера сегмента с источником (Excitation subsection) или сегментированного провода при нахождении источника в центральном сегменте (Excitation fixed). При выборе источника возбуждения в виде

сегментированного провода нужно задать число сегментов (Segment number) и положение источника возбуждения в первом (first), центральном (center) или конечном (end) сегменте. Кроме того, можно изменить напряжение источника кнопкой Edit Voltage.

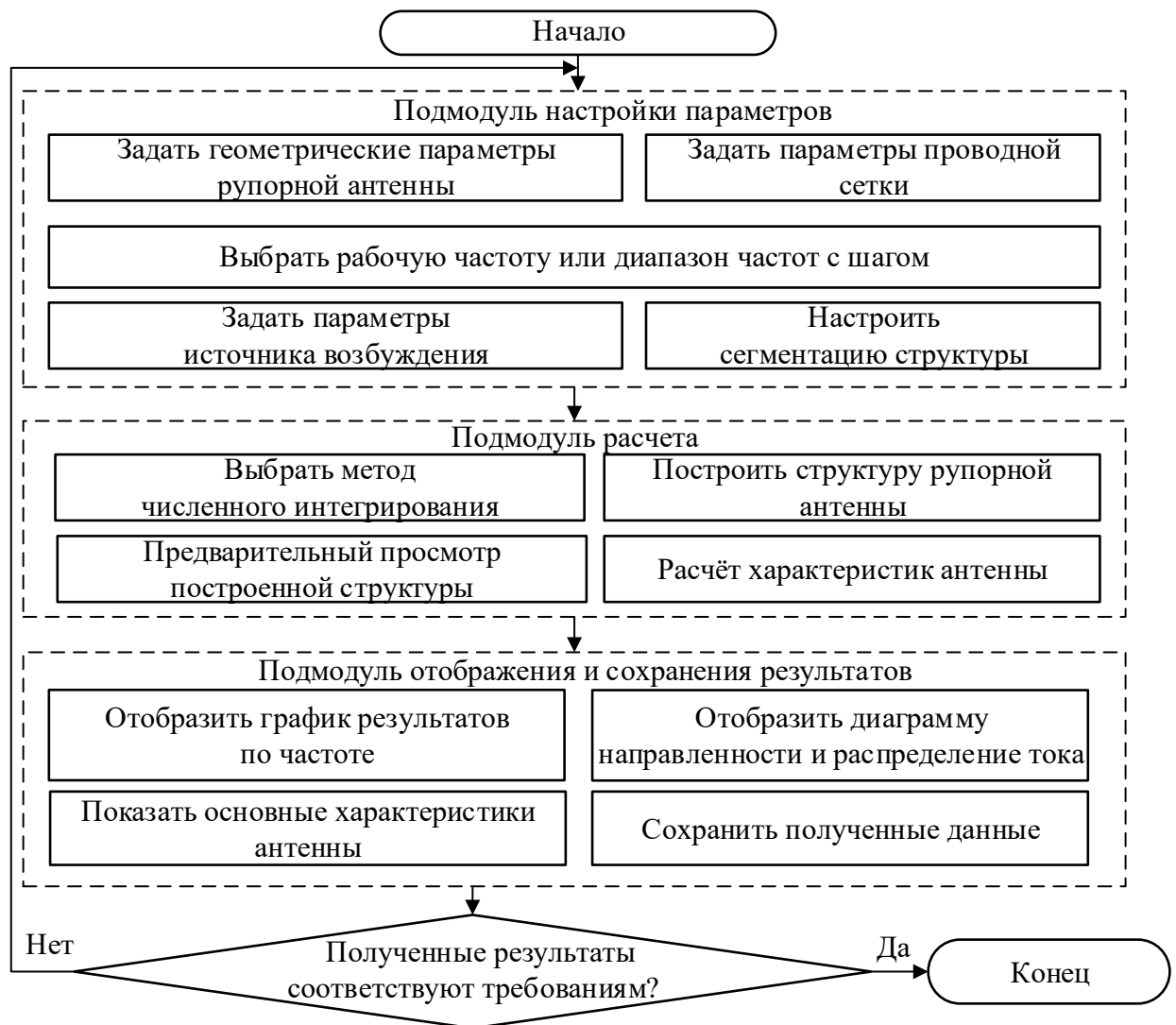


Рисунок 4.1 – Схема работы программного модуля

Подмодуль расчета позволяет выбрать метод вычисления интегралов: аналитический быстрый по Харрингтону (PIA126_127), аналитический уточненный по Харрингтону (PIA129_135), аналитический по Вернеру (PIWerner), численное интегрирование методом Уэддла (PIUeddl), численное интегрирование методом Боде (PIBode), численное интегрирование методом Ньютона-Котеса (PINewtonCotes). Обеспечиваются построение структуры (кнопка Build structure) и отображение в ГИП общего числа используемых проводов. При изменении настроек надо нажать на кнопку Build structure для перестроения структуры. Модуль позволяет отобразить созданную структуру ПС рупорной антенны с помощью кнопки Preview. Для сохранения рассчитанных данных надо до расчета отметить флажок Save data. Для расчета характеристик антенны нужно нажать кнопку Calculate.

Geometry Builder: Horn antenna

Horn

Geometric parameters

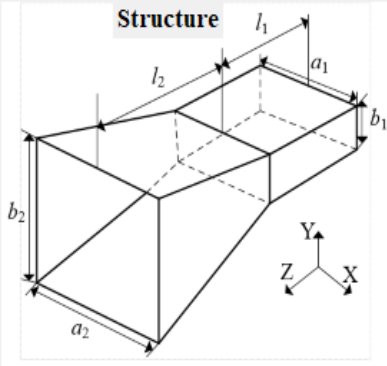
$a1, m:$
 $b1, m:$
 $l1, m:$

$a2, m:$
 $b2, m:$
 $l2, m:$

Frequency, Hz

☐ Only on center frequency:

☒ In the frequency range:
 first
 end
 step



Grid Setting

Regular:
 $Wx:$ $Wy:$ $Wz:$

Irregular:
 $Hx:$ $Hy:$ $Hz:$

Source:
 $Ls:$ $Rs:$ $Zs:$

Wire:
 $Rw:$ $Rh:$ $Round:$

Set Segmentation Structure

☒ Manual Number segment:

☐ Auto On Wave: Minimal:

Excitation

☐ Excitation

☒ Excitation subsection

Number segment: Excitation on:

☐ Excitation fixed Fixed number:

The method of numeral integration

☐ PIA126_127
 ☒ PIA129_135
 ☐ PIWerner
 ☐ PIUeddl
 ☐ PIBode
 ☐ PINewtonCotes

☐ Save data

Total wire: 1139 wire Time calculate and save data: 3.87s

☐ Draw Structure

☐ transparent ☒ real size

☐ Draw Currents

☐ transparent ☒ Real Size

☐ Draw DN

☐ by_teta ☐ by_fi ☒ by_sum

☒ G ☐ GdB ☐ EFarZone ☐ EdB

Start theta: Start Fi:

N theta: N Fi:

Step theta: Step Fi:

Antenna characteristics after calculation

f, GHz	G, dB	VSWR	S11, dB	Impedance	Z , Ohm	Admittance_ABS	reflection_ratio_AB	TPR	MAX_Current	MAX_Current_noSc	Current_Source
28.0	14.30174	1.28825	-17.99468	(51.9576401249079- 53.50996		0.01869	0.12597	0.98413	0.01869	0.01068	0.01869
18.0	11.5043	15.66985	-1.11012	(7.151648993309895 55.91138		0.01789	0.88002	0.22556	0.01789	0.00949	0.01789
20.0	12.34861	3.98406	-4.45551	(17.81205880072026 35.6617		0.02804	0.59872	0.64153	0.02804	0.01536	0.02804
22.0	13.05456	1.88593	-10.25773	(37.87400870670695 45.55766		0.02195	0.30698	0.90576	0.02195	0.01215	0.02195

Рисунок 4.2 – ГИП программного модуля

Для проверки работоспособности программного модуля проведен тестовый запуск на примере рупорной антенны из [355]. Процесс вычисления отражается индикатором выполнения и процентом вычисления, что позволяет визуальнo отслеживать процесс. После завершения вычисления (100%) на экране отображается уведомление об этом.

В подмодуле отображения и сохранения данных, если выбрана функция сохранения, надо указать путь к месту сохранения данных. После сохранения на ГИП отображается время расчета и сохранения данных. Основные характеристики антенны также отображаются в таблице на ГИП. Все данные сохраняются в виде файлов (с расширениями .txt, .xlsx) и располагаются в различных папках для упрощения поиска данных. После расчёта характеристик можно отобразить их частотные зависимости, нажав на кнопку Show Plot. Кроме того, модуль позволяет, отмечая флажки Draw Structure, Draw Currents и Draw DN и нажимая на кнопку Draw отобразить структуру, распределение токов и диаграмму направленности (ДН) антенны, полученные после расчета.

Таким образом, создан программный модуль с ГИП, предназначенный для моделирования рупорных антенн посредством ПС. Подробно представлены его основные возможности.

4.1.2 Моделирование разреженных рупорных антенн

АОТС применялась в системе TUSUR.EMC для получения разреженных антенн. Они отличаются контролируемой точностью характеристик при значительном уменьшении массы. Однако язык программирования этой системы (TALGAT_script) работает только с элементарными командами, создающими провода, что усложняет построение сложных структур. Для моделирования сложных конструкций ПС и, тем более, применения к ним АОТС, пользователю необходимы хорошие знания геометрии и программирования, что затрудняет его задачу и усложняет проектирование разреженных антенн.

Здесь представлена разработка программного модуля с ГИП, упрощающего процесс моделирования рупорной антенны из ПС и позволяющего создавать разреженные структуры из исходной в системе TUSUR.EMC. Он позволяет задать размер рупора, количество элементов сетки и источник возбуждения и создать разреженную структуру из исходной ПС. Кроме того, он позволяет выбирать различные методы расчета элементов матрицы импеданса и основных характеристик антенны с контролируемой точностью на определенной частоте или в диапазоне частот.

Для создания программного модуля выбран язык программирования высокого уровня Python, благодаря его универсальности и эффективности в разработке интерфейсных программных модулей, а также богатым и разнообразным библиотекам. Из них использованы

Tkinter, Matplotlib и Openpyxl. Они позволяют удобно и быстро создать ГИП с множеством доступных функций, окон, виджетов и действий, предоставляя мощные инструменты для эффективного построения графиков, анализа и визуализации данных. Кроме того, для обеспечения работы с расчетными методами и командами, встроенными в систему TUSUR.EMC, использовались библиотеки UTIL, MATRIX, MOMW, MOM2D, RESPONSE и GRAPH. Структурная схема программного модуля представлена на рисунке 4.3. Она включает в себя три подмодуля: настройки параметров антенны, исходной и разреженной антенн. На основе этой схемы построен ГИП (рисунок 4.4). Для упрощения работы ГИП создан в одном окне.

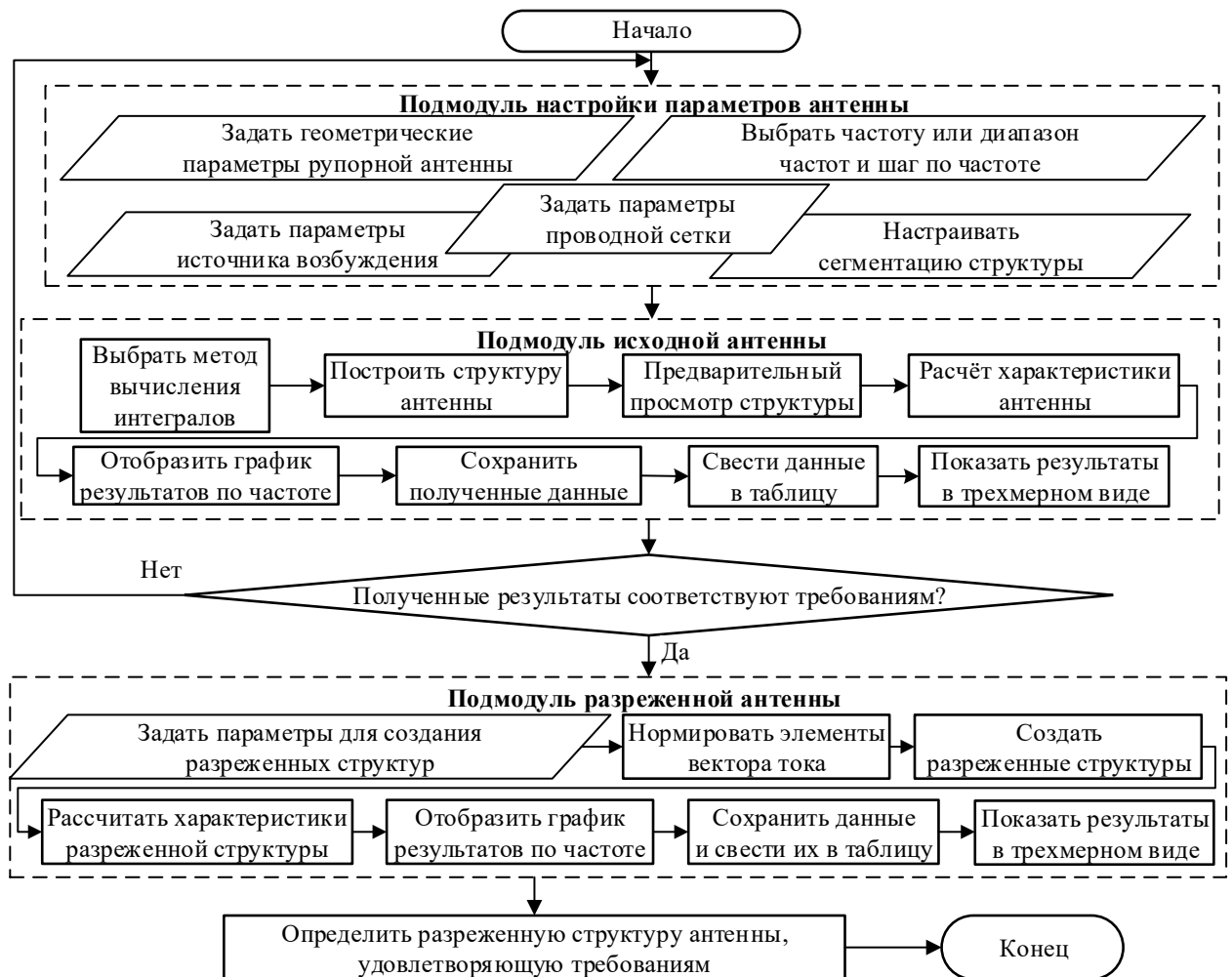


Рисунок 4.3 – Структурная схема программного модуля

Подмодуль разреженной антенны позволяет выполнять следующие функции: задать частоту, на которой будут нормироваться токи, нормировать ток по его среднему или максимальному значению, задать ДУЭС для получения различных разреженных структур, задать частотный диапазон для расчета характеристик разреженной структуры, полученной при заданном ДУЭС, рассчитать и показать характеристики разреженной антенны и графически показать их зависимость от частоты или ДУЭС.

Geometry Builder: Horn antenna

Horn

Geometric parameters

$a1, m:$
 $b1, m:$
 $l1, m:$

$a2, m:$
 $b2, m:$
 $l2, m:$

Frequency, Hz

☐ Only on center frequency:
☒ In the frequency range:

first:
 end:
 step:

Structure

Grid Setting

Regular:

$Wx:$
 $Wy:$
 $Wz:$

Irregular:

$Hx:$
 $Hy:$
 $Hx:$

Source:

$Ls:$
 $Rs:$
 $Zs:$

Wire:

$Rw:$
 $Rh:$
 $Round:$

Set Segmentation Structure

☒ Manual

Number segment:

☐ Auto

On Wave:
 Minimal:

Excitation

☐ Excitation
 ☒ Excitation subsection

Number segment:
 Excitation on:

☐ Excitation fixed

Fixed number:

The method of numeral integration

☐ PIA126_127
 ☒ PIA129_135
 ☐ PIWerner
 ☐ PIUeddl
 ☐ PIBode
 ☐ PINewtonCotes

☒ Save data

100%

Total wire: 1139 wire
 Time calculate and save data: 128.81s

☐ Draw Structure

☐ transparent
☒ real size

☐ Draw Currents

☐ transparent
☒ Real Size

Far zone radius:

☐ Draw DN

☐ by_teta
☐ by_fi
☒ by_sum

☒ G
☐ GdB
☐ EFarZone
☐ EdB

Start theta:
 Start Fi:

N theta:
 N Fi:

Step theta:
 Step Fi:

f, GHz	G, dB	VSWR	S11, dB	Impedance	Z , Om	Admittance	reflection ratio	TPR	max	maxnoSource	Source
32.0	14.96588	1.52216	-13.67938	(71.83920845688584	72.98849	0.0137	0.20703	0.95714	0.01469	0.00842	0.0137
34.0	14.89977	1.46865	-14.43222	(73.05654332153631	73.15684	0.01367	0.18984	0.96396	0.01416	0.00828	0.01367
36.0	14.70425	1.77461	-11.08238	(77.33735478608553	80.87753	0.01236	0.27918	0.92206	0.01434	0.00793	0.01236
38.0	14.54	2.38704	-7.75463	(113.5662654794051	115.90164	0.00863	0.40951	0.8323	0.01104	0.00572	0.00863

Setup Normalize

☒ by_||av

F_normalize, GHz:

☐ by_||max

☒ by GEET, %

start:
 stop:
 step:

☐ by frequency, Hz

start:
 stop:
 step:

Sparse Antenna Calculate

☒ structure
 ☐ currents
 ☐ DN E plot
 ☐ DN H plot

f, GHz	GEET, %	Number wire	Mass reduce	Memory redu	Time reduce	G, dB	VSWR	S11, dB	Impedance	Z , Om	Admittance	reflection rat	TPR	max	maxnoSour	Source
28.0	0	1139	1.0	1.0	1.0	14.30174	1.28825	-17.99468	(51.95764012	53.50996	0.01869	0.12597	0.98413	0.01869	0.01068	0.01869
28.0	20	829	1.374	1.888	2.594	14.31036	1.28911	-17.97207	(51.89428599	53.45713	0.01871	0.1263	0.98405	0.01871	0.0107	0.01871
28.0	40	687	1.658	2.749	4.558	14.23225	1.3132	-17.36783	(52.27185233	54.05938	0.0185	0.1354	0.98167	0.0185	0.01055	0.0185
28.0	60	587	1.94	3.764	7.301	13.8453	1.43994	-14.87971	(51.33241178	54.57319	0.01832	0.18031	0.96749	0.01832	0.01035	0.01832
28.0	80	482	2.258	5.56	12.111	12.42512	1.41062	-15.21792	(44.50540854	47.38746	0.02115	0.17242	0.96902	0.02115	0.01107	0.02115

Рисунок 4.4 – ГИП программного модуля

Для тестирования ГИП взята рупорная антенна [355]. При нажатии кнопки «Build structure» построилась исходная ПС из 1139 проводов. После нажатия кнопки «Calculate» начинается расчет характеристик рупорной антенны и сведения их в таблицу с отображением стадии расчета на индикаторе с указанием процента выполнения (рисунок 4.4). Кроме того, отображается время расчета и сохранения данных, которое в данном примере составило 128,81 с. При нажатии на кнопку «Show plot» отображаются зависимости характеристик антенны от частоты (рисунок 4.5). Анализируя их, можно определить структуру, удовлетворяющую требованиям. После нажатия кнопки «Sparse OCGA» модули тока в проводах сетки на частоте 28 ГГц нормировались по их среднему. Затем получались разреженные структуры (при ДУЭС от 0 до 100% с шагом 20%), ДН которых показаны на рисунке 4.6. Результаты демонстрируют работоспособность программного модуля при создании разреженных антенн с контролируемой точностью характеристик.

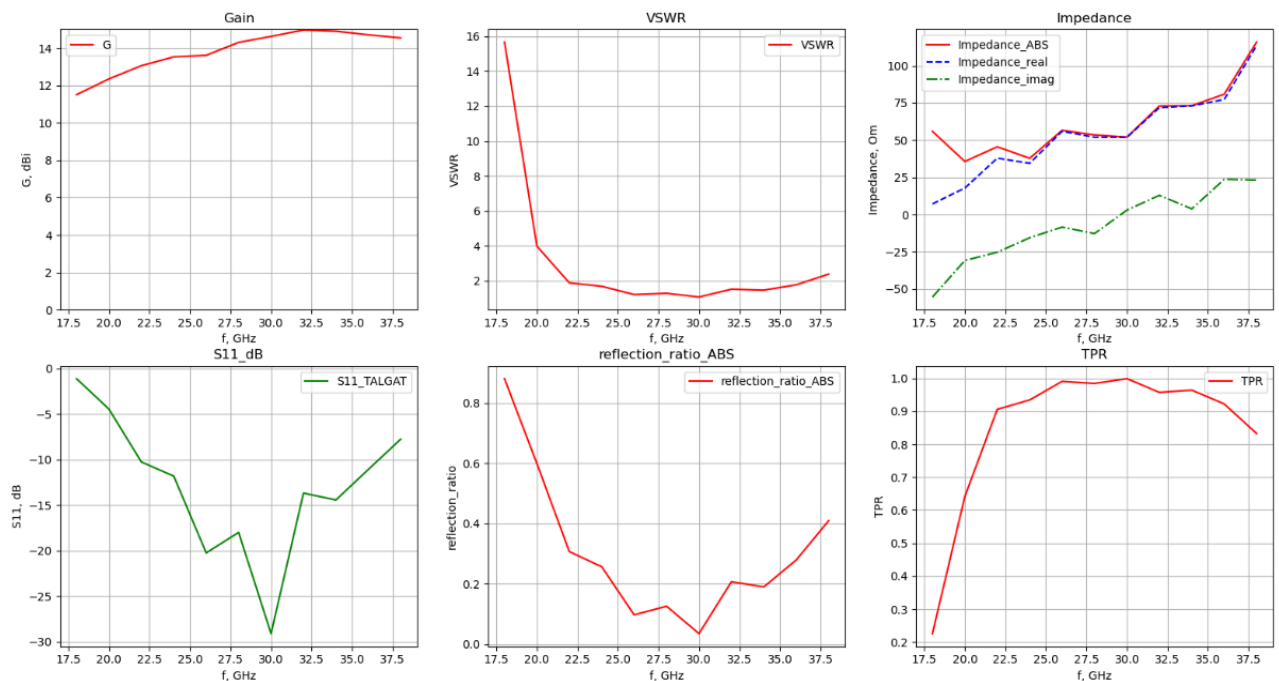


Рисунок 4.5 – Частотные зависимости характеристик антенны в программном модуле

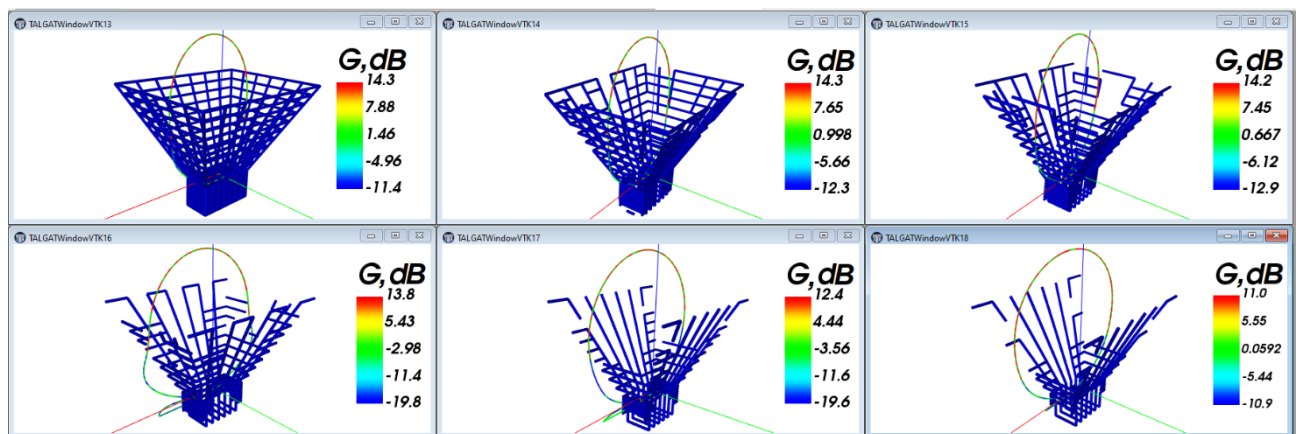


Рисунок 4.6 – Полученные ДН КУ разреженной структуры при различных ДУЭС

Таким образом, разработан программный модуль с ГИП. Он позволяет упростить процесс моделирования рупорных антенн из ПС в системе TUSUR.EMC и создавать разреженные структуры антенн из исходной. Его работоспособность показана на примере рупорной антенны из литературы. Разреженные антенны создавались с помощью АОТС при различных ДУЭС. Основные характеристики полученных разреженных структур демонстрировались графически и интуитивно с помощью ГИП. Благодаря ГИП пользователи могут быстро проанализировать, оценить и выбрать подходящую разреженную структуру, удовлетворяющую их требованиям.

4.1.3 Оптимизация разреженных рупорных антенн

Изменение ДУЭС даёт различные разреженные структуры из ПС, однако выбор ДУЭС, подходящего для получения разреженной структуры, отвечающей конкретным требованиям, довольно труден. Между тем открывается возможность использования АОТС не только как подхода к проектированию, но и как основы для алгоритма оптимизации. Следовательно, необходимо разработать алгоритм оптимизации на основе АОТС для получения разреженных структур из ПС, удовлетворяющих определенным требованиям в рабочем диапазоне частот. Здесь представлена разработка такого алгоритма, а также компьютерного кода с ГИП для эффективного создания оптимальных разреженных рупорных антенн.

Алгоритм показан на рисунке 4.7. Сначала задаются геометрические параметры антенны и параметры ПС, чтобы аппроксимировать металлическую поверхность антенны с помощью ПС. Затем определяется диапазон рабочих частот и с помощью МоМ рассчитываются $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ ПС антенны в этом диапазоне. Также рассчитывается распределение тока на каждой конкретной частоте.

Далее определяются критерии оптимизации для желаемой разреженной структуры из ПС. Они могут включать уменьшение массы и желаемые характеристики антенны. Затем для оптимизации задается диапазон ДУЭС ($GEET_{\text{start}} - GEET_{\text{end}}$) с заданным шагом ($GEET_{\text{step}}$). Для АОТС надо задать частоту для получения распределения тока в ПС и вид нормирования тока. Модули токов в ПС могут нормировать по среднему или максимуму. Затем АОТС применяется к исходной ПС со всеми ДУЭС для генерации разреженных ПС.

После получения каждой разреженной структуры из ПС рассчитывается уменьшение массы по сравнению с исходной ПС. Если оно не соответствует критерию, ДУЭС растёт на шаг, и процесс АОТС повторяется. Когда критерий уменьшения массы выполнен, рассчитываются характеристики разреженной ПС и сравниваются с требуемыми. Если они не удовлетворяют критериям, ДУЭС уменьшается, и процесс повторяется с меньшим шагом

ДУЭС. Это продолжается, пока не найдется разреженная структура из ПС, удовлетворяющая требуемым критериям. В случае успеха выдается уведомление о получении оптимальной структуры, и процесс завершается. Если рассматриваются все значения ДУЭС, а оптимальная структура не получается, выдается уведомление о том, что оптимальная структура не найдена, и критерии необходимо изменить. Затем оптимизация повторяется для достижения оптимальной разреженной структуры из ПС.

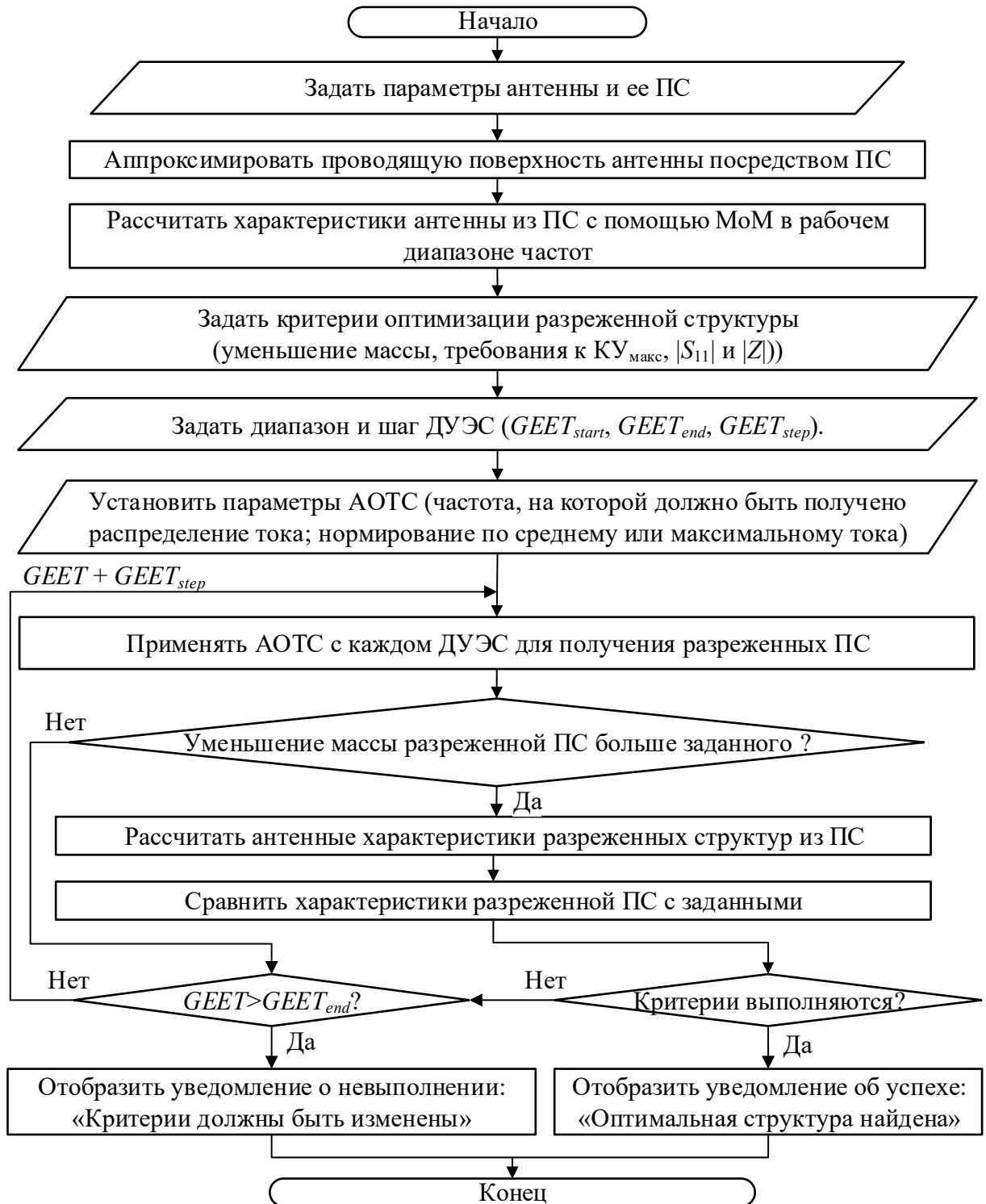


Рисунок 4.7 – Алгоритма оптимизации с помощью АОТС

Для реализации алгоритма разработан компьютерный код с ГИП на примере рупорной антенны (рисунок 4.8). Код был создан с использованием языков высокого уровня Python и TALGAT_script. Для построения ГИП и выполнения его функций использовались библиотеки Tkinter, Matplotlib и Openpnl языковой платформы Python, а также библиотеки UTIL, MATRIX, MOMW и GRAPH системы TUSUR.EMC.

Основной модуль программы состоит из подмодулей исходной ПС и оптимизации АОТС. Подмодуль исходной ПС позволяет выполнить следующее:

- Задать геометрические параметры рупорной антенны: длину, ширину и высоту регулярной и нерегулярной частей.
- Задать параметры ПС: число частей сетки регулярной и нерегулярной частей рупорной антенны вдоль осей OX , OY и OZ , радиус проводов в регулярной и нерегулярной частях.
- Задать параметры источника возбуждения: длину провода, радиус, местоположение в ПС, количество сегментов и место возбуждения (в первом, последнем или центральном сегменте).
- Задать диапазон рабочих частот рупорной антенны, включая начальную, конечную и центральную частоты, а также шаг по частоте.
- Выбрать метод вычисления интегралов для получения элементов матрицы СЛАУ после МоМ. Возможны следующие методы: Харингтона, Вернера, Уэддла, Боде и Ньютона-Котеса.
- Построить исходную структуру ПС.
- Просмотреть полученную структуру ПС.
- Рассчитать характеристики исходной ПС в рассматриваемом диапазоне частот.
- Отобразить индикатор выполнения расчета (в процентах) и затраченное на вычисления время (с).
- Сохранить данные расчета.
- Отобразить трехмерный вид исходной ПС с токовым распределением и ДН излучения в E и H плоскостях на центральной частоте.
- Построить графики частотных зависимостей полученных характеристик антенны.
- Вывести в таблицу рассмотренные характеристики антенны на каждой частоте для исходной структуры из ПС.

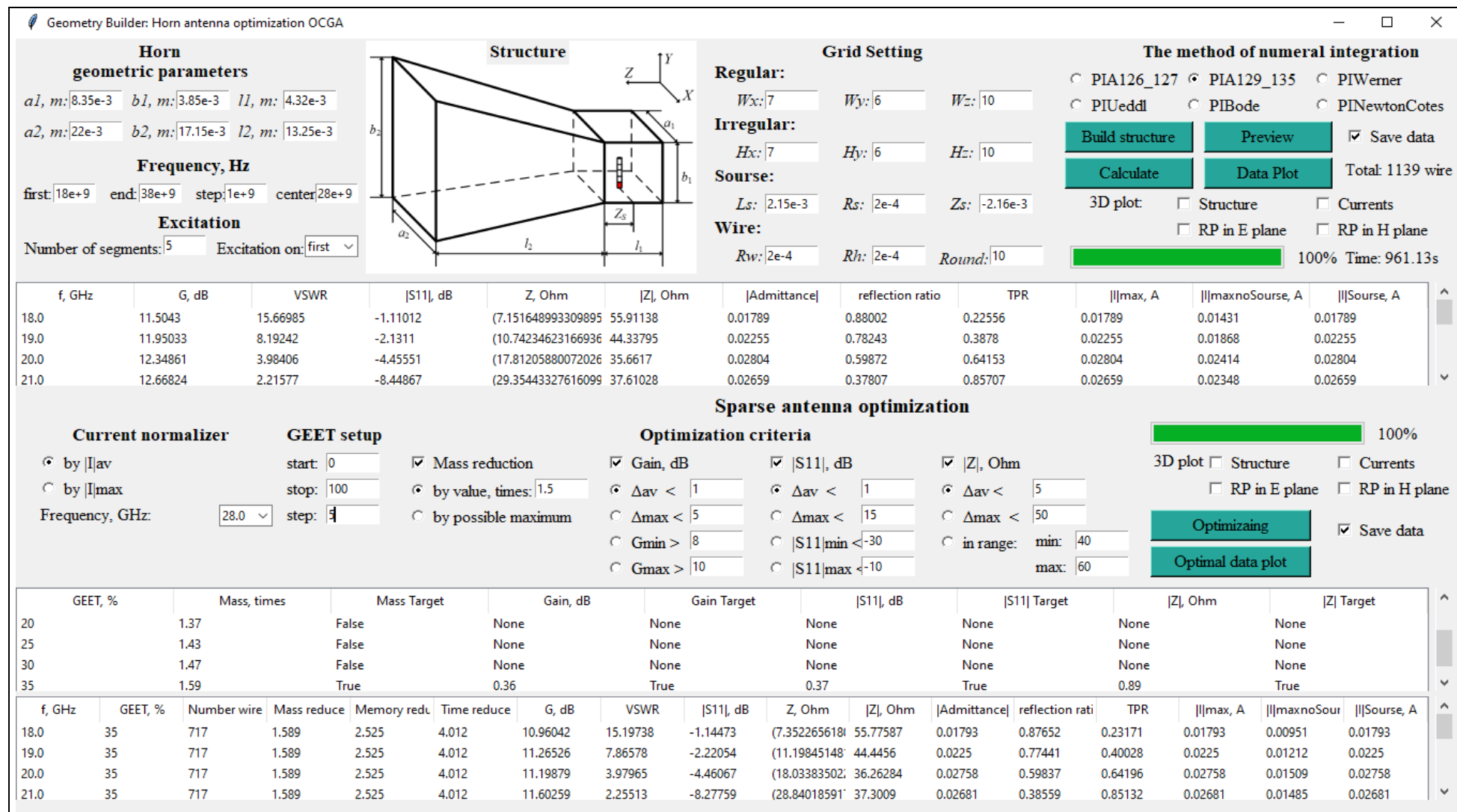


Рисунок 4.8 – ГИП компьютерного кода алгоритма оптимизации

Подмодуль оптимизации АОТС позволяет выполнить следующее:

- Задать частоту, на которой необходимо получить распределение токов исходной ПС для дальнейшего применения АОТС к ней.
- Выбрать вариант нормирования модули тока: по среднему или максимуму.
- Задать диапазон и шаг ДУЭС.
- Задать критерий уменьшения массы: больше заданного или максимально возможное.
- Задать критерий для $KU_{\text{макс}}$ в диапазоне частот:
 - Среднее расхождение $KU_{\text{макс}}$ разреженной структуры по сравнению с исходной ПС должно быть меньше заданного.
 - Максимальное расхождение $KU_{\text{макс}}$ разреженной структуры по сравнению с исходной структурой должно быть меньше заданного.
 - Минимальный $KU_{\text{макс}}$ разреженной структуры должен быть больше заданного (которое должно быть меньше, чем у исходной).
 - Максимальный $KU_{\text{макс}}$ разреженной структуры должен быть больше заданного (которое должно быть меньше, чем у исходной).
- Задать критерий для $|S_{11}|$ в диапазоне частот:
 - Среднее расхождение $|S_{11}|$ разреженной структуры по сравнению с исходной структурой из ПС должно быть меньше заданного.
 - Максимальное расхождение $|S_{11}|$ разреженной структуры по сравнению с исходной структурой из ПС должно быть меньше заданного.
 - Минимум $|S_{11}|$ разреженной структуры должен быть меньше заданного (которое должно быть больше, чем у исходной).
 - Максимум $|S_{11}|$ разреженной структуры должен быть меньше заданного (которое должно быть больше, чем у исходной).
- Задать критерий для $|Z|$ в диапазоне частот:
 - Среднее расхождение $|Z|$ разреженной структуры по сравнению с исходной ПС должно быть меньше заданного.
 - Максимальное расхождение $|Z|$ разреженной структуры по сравнению с исходной ПС должно быть меньше заданного.
 - Разреженная структура должна иметь $|Z|$ в заданном диапазоне (у которого минимальное и максимальное значения должны быть меньше и больше, чем у исходной ПС).
- Информировать пользователя о необходимости изменить значения критериев, если они не удовлетворяют установленным ограничениям.

- Запустить процесс оптимизации на основе АОТС с использованием установленных критериев.
- Отобразить индикатор процесса оптимизации (в процентах).
- Сохранить данные вычислений.
- Отобразить трехмерный вид разреженной структуры из ПС с распределением тока и ДН излучения в E и H плоскостях на центральной частоте.
- Построить частотные зависимости характеристик антенны для найденной оптимальной разреженной ПС и сравнить их с характеристиками исходной ПС.
- Перечислить информацию об удовлетворении каждого критерия для рассматриваемой характеристики антенны при каждом ДУЭС.
- Проинформировать пользователя о том, что необходимо изменить критерий, если они не удовлетворяются при всех ДУЭС.
- Перечислить в таблице рассматриваемые характеристики антенны на каждой частоте для оптимальной разреженной ПС.
- Сообщить пользователю, что найдена оптимальная разреженная структура, удовлетворяющая заданным критериям.

Для верификации работы компьютерного кода, основанного на предложенном алгоритме оптимизации, выбрана рупорная антенна, работающая в диапазоне К/Ка из [355]. Её геометрические параметры: длина $a_1=8,35$ мм, ширина $b_1=3,85$ мм, высота $l_1=4,32$ мм для регулярной части; длина $a_2=22$ мм, ширина $b_2=17,15$ мм и высота $l_2=13,25$ мм для нерегулярной части. Структура рупорной антенны аппроксимирована ПС. Её регулярная часть разделена на 7, 6 и 10 частей, а нерегулярная – на 7, 6 и 10 вдоль осей OX , OY и OZ соответственно. Для аппроксимации металлической поверхности рупорной антенны использовалось $N=1139$ проводов с радиусом $r=0,2$ мм. Провод возбуждения имеет длину $l_s=2,15$ мм и радиус $r_s=0,2$ мм, и разделен на 5 сегментов. Возбуждающий зазор располагался в сегменте 1, соединяющим провод возбуждения с ПС. Этот провод располагался в центре рупорного волновода на расстоянии $l_1/2=2,16$ мм от закрытой поверхности волновода.

После того, как были заданы геометрические параметры антенны и параметры структуры из ПС, рассчитаны характеристики антенны для структуры из ПС в диапазоне частот 18–38 ГГц с шагом по частоте 1 ГГц. Индикатор выполнения показывает процентное завершение вычисления. По завершении, для исходной ПС на экране появляется уведомление об этом и сохранении данных (рисунок 4.10а). После этого в таблице данных (рисунок 4.8) появляются характеристики антенны для исходной ПС на каждой частоте. Распределение тока в исходной ПС на центральной частоте 28 ГГц выбрано для получения на его основе оптимальной разреженной ПС. Учитывая, что провод возбуждения в структуре

рупорной антенны напрямую соединен с ПС, что приводит к значительно большим значениям тока в точке соединения по сравнению с остальными проводами, выбрано нормирование тока на основе среднего.

Для проверки ввода критериев добавлена функция уведомления об ошибке при некорректном вводе. Исключение проводов из ПС влияет на характеристики полученной разреженной структуры. Следовательно, заданные минимум и максимум $KU_{\text{макс}}$ для разреженной структуры должны быть меньше, чем для исходной. Минимум и максимум $|S_{11}|$ для разреженной структуры должны быть больше, чем для исходной. Минимум диапазона импеданса для разреженной структуры должен быть меньше полученного для исходной структуры, а максимум диапазона импеданса для структуры должен быть больше соответствующего значения для исходной структуры. Критерии для проверки были следующими: минимум $KU_{\text{макс}}$ 12 дБ, максимум $KU_{\text{макс}}$ 15 дБ, минимум $|S_{11}|$ –30 дБ, максимум $|S_{11}|$ –10 дБ и диапазон критериального импеданса составляет 40–60 Ом. При вводе неподходящих критериев появлялось уведомление об ошибке, и процесс оптимизации не выполнялся (рисунок 4.9).

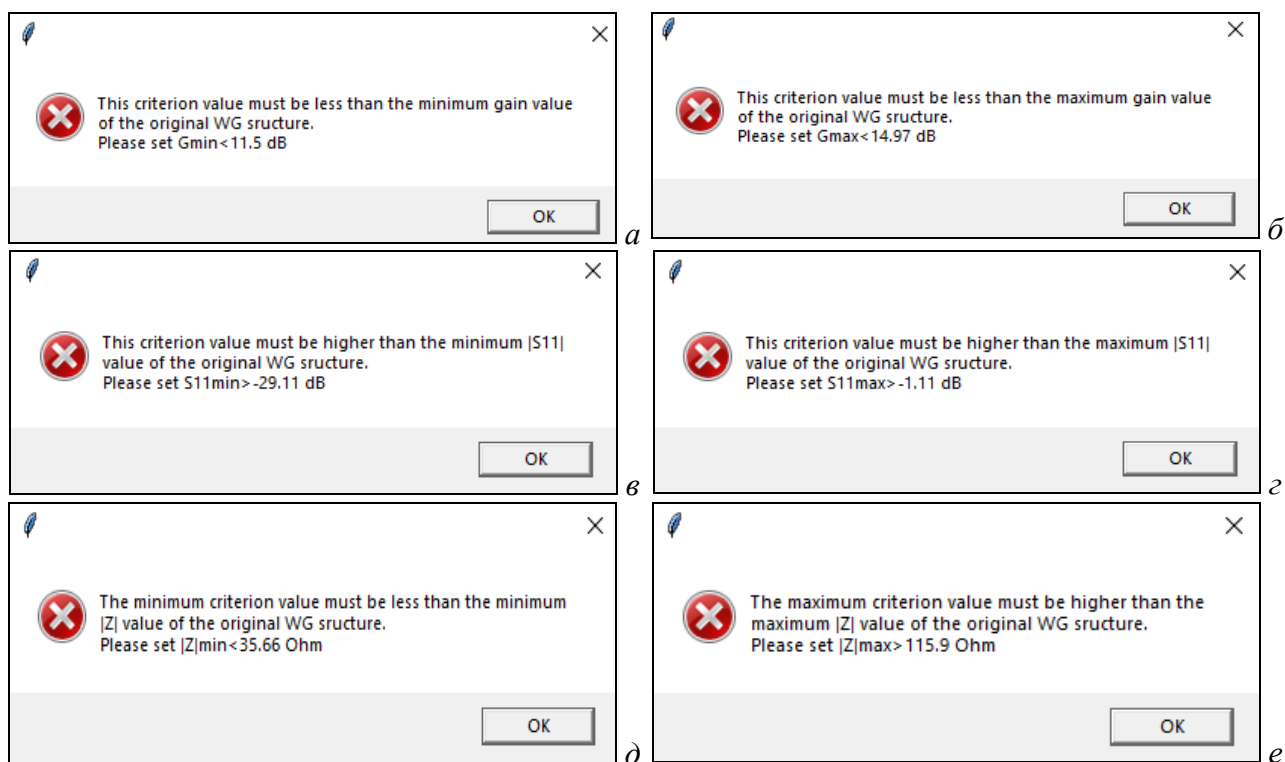


Рисунок 4.9 – Окна уведомлений об ошибках при неверном вводе критериев

Далее для проверки возможности получения оптимальной разреженной структуры из ПС задали следующие критерии: уменьшение массы в 1,5 раза по сравнению с исходной структурой, среднее расхождение по $KU_{\text{макс}}$ в диапазоне частот по сравнению с исходной структурой менее 1 дБ, среднее расхождение по $|S_{11}|$ – менее 1 дБ, среднее расхождение по $|Z|$ – менее 5 Ом. Значения ДУЭС изменяются от 0 до 100% с шагом 5%. При нажатии кнопки

«Optimizing» запускался процесс оптимизации, по завершении которого появлялось уведомление об успешном выполнении, свидетельствующее о достижении оптимальной разреженной структуры при ДУЭС=35% (рисунок 4.10б). Из таблицы данных оптимизации на рисунке 4.8 видно, что при ДУЭС $\leq$ 30% уменьшение массы разреженной ПС было меньше заданного, поэтому характеристики этих разреженных структур не рассчитывались. При ДУЭС=35% критерий уменьшения массы был выполнен (1,59>1,5 раза), и характеристики антенны этой разреженной структуры рассчитаны и занесены в таблицу данных характеристик антенны. Затем сравнены характеристики разреженной и исходной структур. Средние расхождения по КУ_{макс}, $|S_{11}|$ и $|Z|$ составили 0,36 дБ, 0,37 дБ и 0,89 Ом, соответственно, что соответствует заданным. Для проверки результатов после нажатия кнопки «Optimal data plot» сравнены частотные зависимости разреженной и исходной структур (рисунок 4.11), что показало малые отличия и полное удовлетворение заданным критериями. Полученные исходная и оптимальная разреженная структуры показаны на рисунке 4.12.

Кроме того, уменьшение массы увеличено до 2, чтобы рассмотреть сценарий, когда критерии не удовлетворяются. В этом случае код проанализировал все ДУЭС, не найдя ни одной разреженной ПС, удовлетворяющей новому уменьшению массы. После этого появилось уведомление о необходимости скорректировать критерий, чтобы найти оптимальную разреженную ПС (рисунок 4.13). В таблице данных оптимизации отобразился статус каждого критерия при каждом ДУЭС, информируя пользователя о том, какой критерий надо изменить.

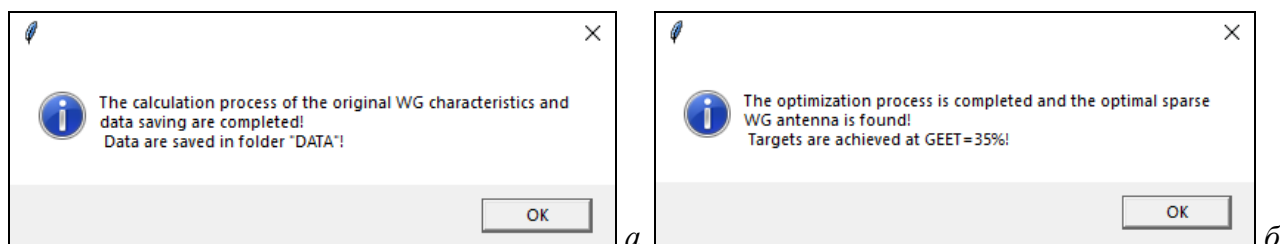


Рисунок 4.10 – Окно уведомления о завершении моделирования исходной ПС (а), оптимизации и получении оптимальной разреженной структур из ПС (б)

Полученные результаты тестирования компьютерного кода в различных вариантах показали его эффективность в определении оптимальных разреженных структур из ПС. ГИП позволяет пользователям легко редактировать и изменять критерий для получения разреженной структуры, удовлетворяющей их конкретным требованиям. Кроме того, компьютерный код позволяет создавать структуры из ПС рупорных антенн с любыми геометрическими параметрами и диапазоном рабочих частот, а также оптимизировать разреженную структуру на основе АОТС.

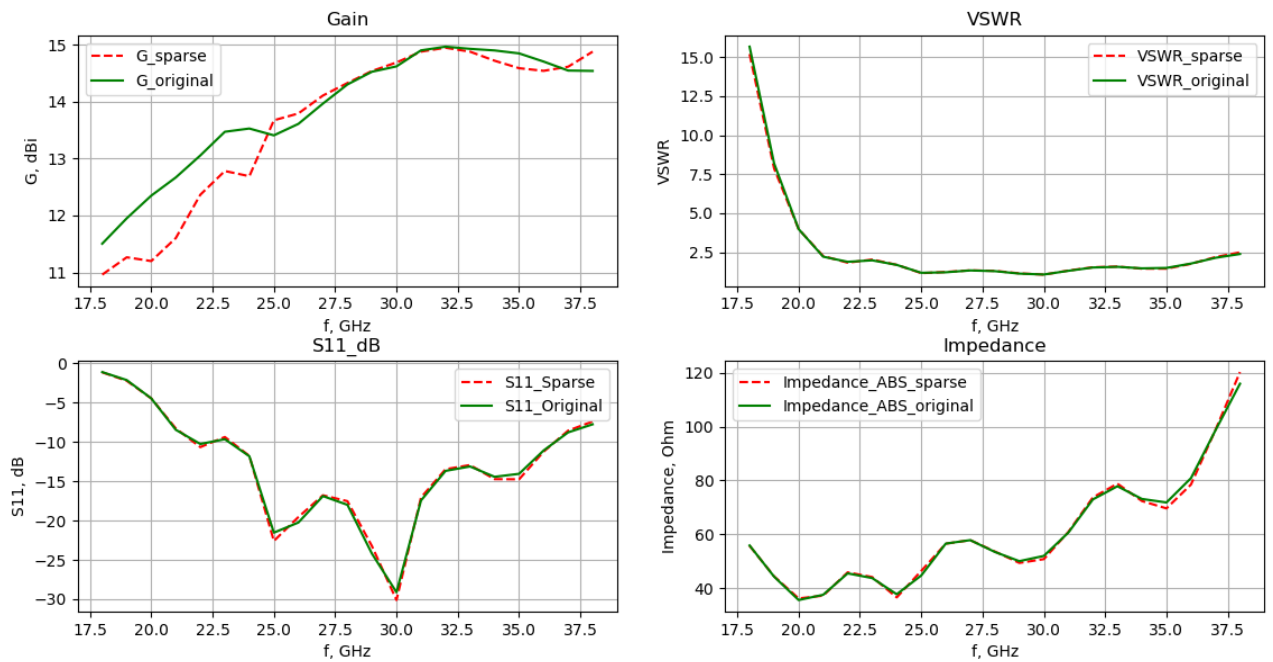


Рисунок 4.11 – Окно, отображающее частотные зависимости характеристик исходной и оптимальной разреженной структур из ПС

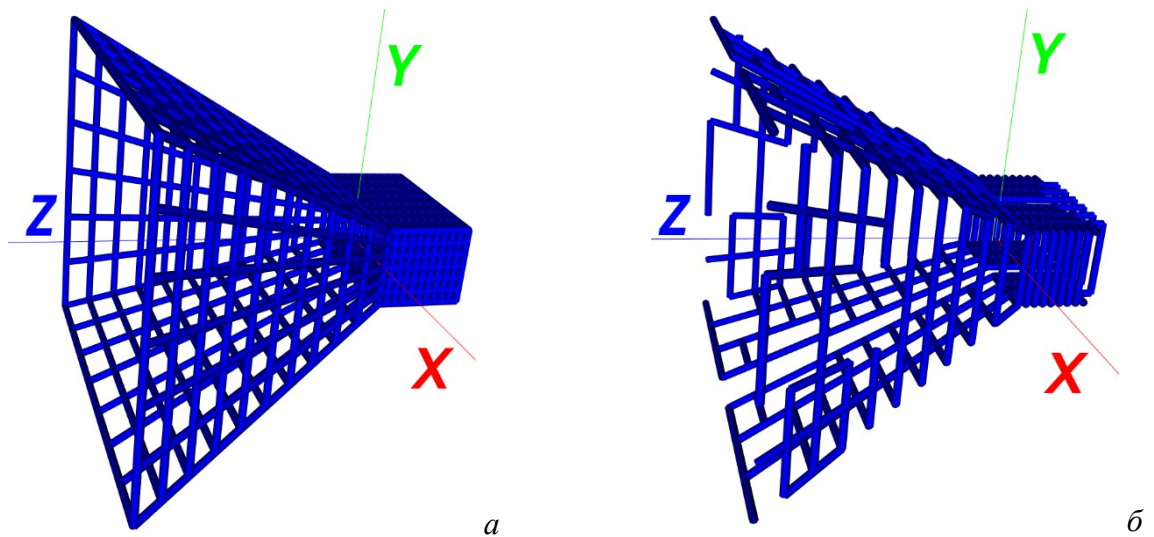


Рисунок 4.12 – Исходная (а) и оптимальная разреженная (б) структуры из ПС

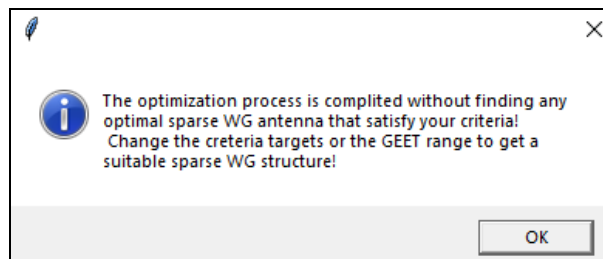


Рисунок 4.13 – Окно уведомления о завершении оптимизации и необходимости изменить заданные критерии

Таким образом, описана и подтверждена работоспособность оптимизационного алгоритма на основе АОТС для создания разреженных структур из ПС, удовлетворяющих заданным критериям в рабочем диапазоне частот. Алгоритм тщательно детализирован, а на

примере рупорной антенны разработан компьютерный код с удобным ГИП. Его возможности продемонстрированы и верифицированы путем его применения к рупорной антенне, работающей в диапазоне К/Ка. Результаты тестирования показали эффективность программы и алгоритма оптимизации на основе АОТС для получения разреженных ПС, удовлетворяющих определенным критериям в рабочем диапазоне частот. Для подтверждения работоспособности компьютерного кода рассмотрены несколько частных случаев. Разработанный алгоритм и компьютерный код образуют эффективный инструмент для создателей антенн, позволяя им легко получать разреженные структуры из ПС, отвечающие их специфическим требованиям.

4.1.4 Разреженные проводные сетки в различных системах моделирования

АОТС ранее не рассматривалась, кроме как в системе TUSUR.EMC [406]. Для сравнения выполнена верификация результатов АОТС на примере перфорированной рупорной антенны в системах TUSUR.EMC, MMANA-GAL [165] и 4NEC2 [164].

Сначала, антенна моделировалась посредством ПС. Для аппроксимации регулярной части она делилась на 5 частей вдоль оси ОХ, 2 – ОУ и 6 – ОZ, а нерегулярной – на 5 частей вдоль оси ОХ, 4 – ОУ и 8 – ОZ. Всего использовалось $N=489$ проводов для аппроксимации всей поверхности антенны. Все провода имели радиус 0,25 мм. Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В подключался к сетке с нижней стороны регулярной части и внутри нее вдоль оси ОУ в 25 мм от стыка регулярной и нерегулярной частей рупора. Он имел длину $l_s=5,5$ мм и радиус $r_s=0,3$ мм и делился на 4 сегмента, в то время как остальные провода сетки представлялись одним сегментом. Вся антенна с источником возбуждения аппроксимировалась посредством ПС в системах TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2, как показано на рисунке 4.14. Эта модель рассматривалась как исходная.

Сравнивались результаты ПС в TUSUR.EMC, MMANA-GAL, 4NEC2 и HFSS для перфорированной антенны, описанной в [354]. Кроме того, сопоставлялись результаты этого моделирования и измерений 3D-печатных металлических структур, включая структуры с покрытием из меди и металла, как описано в [354] (рисунок 4.15).

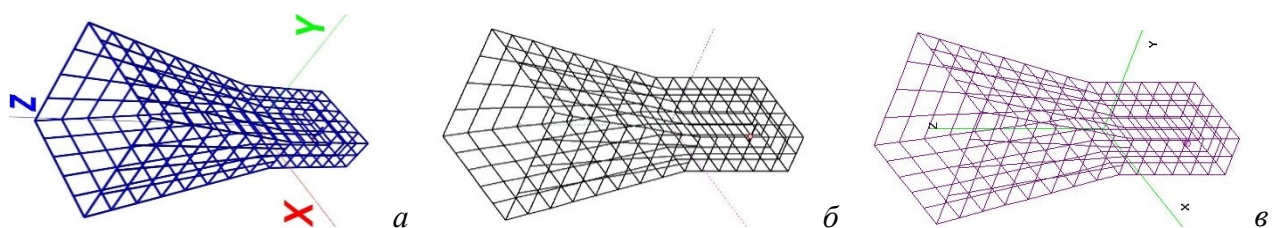


Рисунок 4.14 – Перфорированная рупорная антенна, аппроксимированная посредством ПС в системах TUSUR.EMC (а), MMANA-GAL (б) и 4NEC2 (в)

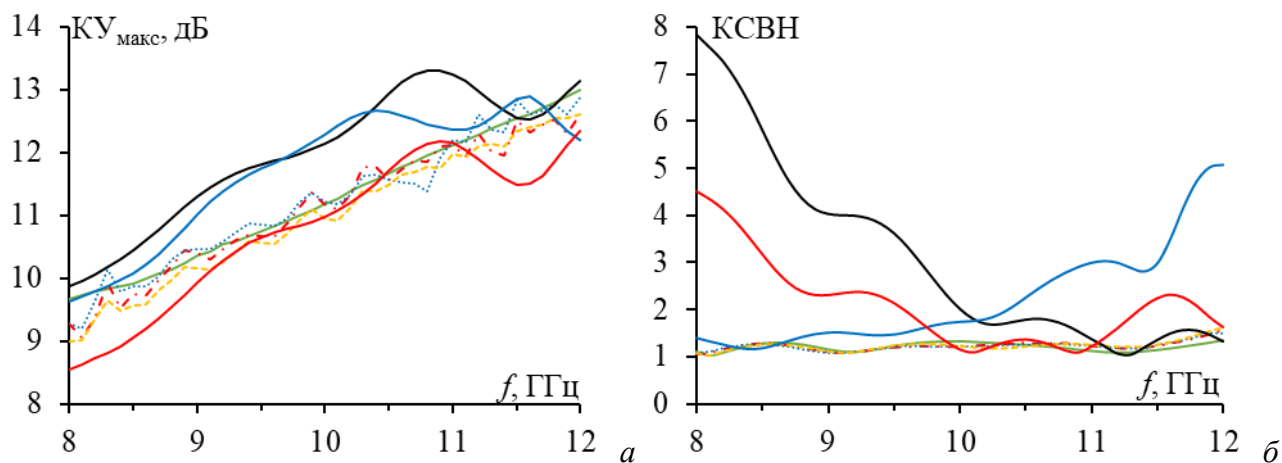


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а) и КСВН (б) антенны, рассчитанные: для ПС в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (—), 4NEC2 (—) и для перфорированной в HFSS (—); измеренные, для металлической печати (---), медного покрытия (....) и металлического покрытия (---) модели антенны [354]

На рисунке 4.15а наблюдается довольно хорошая согласованность полученных результатов. В основном диапазоне рабочих частот (8–12 ГГц) полученные $KU_{\text{макс}}$ в TUSUR.EMC и MMANA-GAL, в целом, выше полученных в HFSS и измеренных, а в 4NEC2 немного меньше. В частности, максимальное расхождение по КУ MMANA-GAL с HFSS составляет 1,39 дБ, а с измерениями – 1,92 дБ; TUSUR.EMC с HFSS – 1,18 дБ, а с измерениями – 1,51 дБ; 4NEC2 с HFSS – 0,19 дБ, а с измерениями – 0,75 дБ. В результате, КУ в TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2, в рабочем диапазоне частот довольно хорошо согласуются. Максимальное расхождение КУ (при их сравнении между собой) оказалось между MMANA-GAL и 4NEC2 и составило 1,42 дБ.

На рисунке 4.15б наблюдается большое расхождение результатов КСВН, полученных с помощью ПС, с полученными в HFSS и измеренными в основном диапазоне рабочих частот. Результаты КСВН в TUSUR.EMC показывают хорошую согласованность в диапазоне от 8 до 10,5 ГГц, но на других частотах расхождения больше. Результаты КСВН в MMANA-GAL и 4NEC2 хорошо согласуются в диапазоне 10,5–12,0 ГГц и 9,6–12 ГГц соответственно, но до этого диапазона результаты менее согласованны. Это объяснимо ограничением числа проводов в бесплатной версии MMANA-GAL, по которой построена сетка в TUSUR.EMC и 4NEC2, что привело к большим размерам перфорированной полости. В работе [354] показано, что размер перфорированной полости должен быть около $\lambda/15$ для достижения оптимального баланса между уменьшением массы и минимизацией потерь в волноводах. Поэтому результаты КСВН, полученные с использованием ПС и демонстрирующие некоторое расхождение, предсказуемы. В частности, максимальное расхождение КСВН при сравнении MMANA-GAL с HFSS составило 6,72, а с измерениями – 6,79, при сравнении TUSUR.EMC с HFSS – 3,73, а с измерениями – 3,59, при сравнении 4NEC2 с HFSS – 3,41, а с

измерениями – 3,48, а при сравнении TUSUR.EMC с MMANA-GAL – 6,44, а с 4NEC2 – 3,44. Сравнение показало, что результаты моделирования в TUSUR.EMC ближе к результатам 4NEC2, HFSS и результатам измерений, чем в MMANA-GAL. Для дополнительной верификации результатов моделирования сравнены нормированные ДН излучения на частоте 10 ГГц в E и H плоскостях (рисунок 4.16), а также распределения тока в проводах сетки (рисунок 4.17). Для оценки согласованности результатов использован метод валидации с выделением особенностей (FSV) [408]. Полученные доверительные гистограммы (глобальная мера разности) после применения FSV представлены на рисунке 4.18.

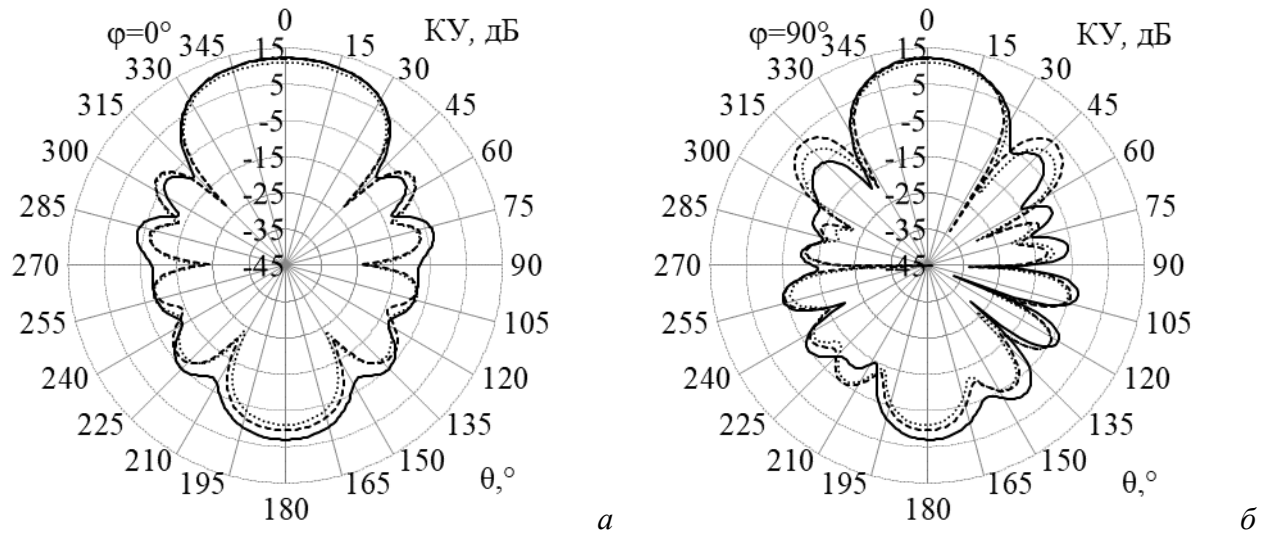


Рисунок 4.16 – ДН ПС рупорной антенны в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (---) и 4NEC2 (....) на частоте 10 ГГц в E (а) и H (б) плоскостях

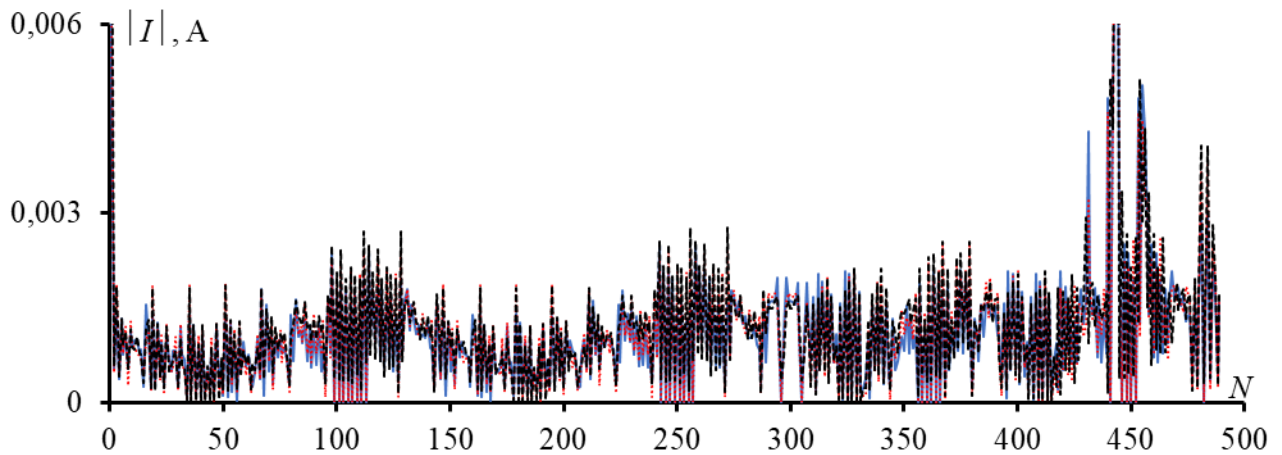


Рисунок 4.17 – Распределение тока в проводах сетки в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (---) и 4NEC2 (....)

Из рисунков 4.16–4.18 можно сделать следующие выводы: результаты, полученные с использованием различных программ, хорошо согласуются между собой. На частоте 10 ГГц видно, что результаты TUSUR.EMC немного лучше, чем MMANA-GAL и 4NEC2. $KY_{\text{макс}}$ в TUSUR.EMC выше, чем в MMANA-GAL и 4NEC2 на 0,15 и 1,31 дБ, соответственно. УБЛ в E и H плоскостях также ниже в TUSUR.EMC на 1,23/5,7 и 1,91/3,9 дБ, чем в MMANA-GAL и

4NEC2, соответственно. Сравнение токов в ПС показало хорошую согласованность: почти нет различий в разных программах. Метод FSV также подтверждает, что результаты TUSUR.EMC ближе к результатам 4NEC2, чем MMANA-GAL.

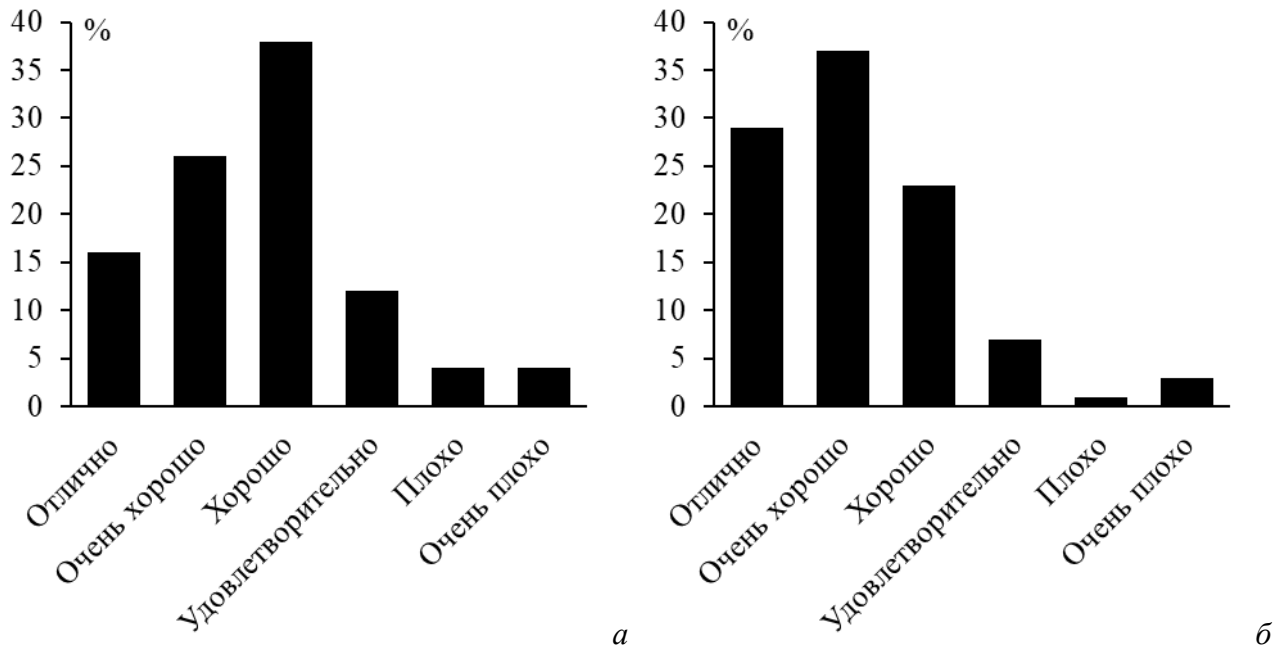


Рисунок 4.18 – Доверительные гистограммы глобальной меры разности после применения FSV при сравнении результатов TUSUR.EMC с MMANA-GAL (a) и 4NEC2 (б)

Вид и характеристики разреженных структур после АОТС зависят от ДУЭС. В рупорной антенне из ПС модули тока в сегментах, связанных с источником возбуждения, значительно больше, чем в других проводах (рисунок 4.17). Поэтому модули тока были нормализованы относительно среднего. Изменяя ДУЭС, можно исключать разное число проводов из сетки. Рассмотрен пример с ДУЭС=50%. Разреженные антенны, полученные в различных программах, представлены на рисунке 4.19. В TUSUR.EMC число проводов, оставшихся в разреженной антенне, $N_S=355$, в MMANA-GAL – $N_S=341$, а в 4NEC2 – $N_S=343$, тогда как у исходной антенны $N=489$. Применение АОТС в TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2 уменьшило массу антенны в $N/N_S=1,38$, 1,43 и 1,43 раза соответственно, объем памяти – в $(N/N_S)^2=1,90$, 2,06 и 2,03 раза, а время решения СЛАУ методом Гаусса – в $(N/N_S)^3=2,61$, 2,95 и 2,90 раза соответственно. На рисунке 4.20 показаны ДН для разреженной антенны в TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2 после АОТС с ДУЭС=50%. Для оценки работы разреженных антенн получены их КУ, КСВН, ШЛ по уровню минус 3 дБ и УБЛ на частоте 10 ГГц (таблица 4.1). На рисунке 4.21 представлены КУ_{макс} и КСВН для исходных и разреженных структур в TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2.

Из рисунка 4.21 и таблицы 4.1 видна, в целом, хорошая согласованность результатов для разреженных и исходных структур. В частности, максимальное расхождение в MMANA-GAL для разреженной и исходной структур составило для КУ 2,46 дБ, а КСВН – 8,26, в

TUSUR.EMC для КУ – 2,85 дБ, а КСВН – 0,95, в 4NEC2 для КУ – 3,59 дБ, а КСВН – 1,96. Для разреженных антенн наблюдаются малые увеличение УБЛ и уменьшение излучения в основном направлении. Эти результаты приемлемы, поскольку основной задачей таких антенн является излучение в основном направлении. Кроме того, при сравнении результатов между системами можно заметить, что результаты моделирования в TUSUR.EMC имеют небольшое преимущество над результатами в MMANA-GAL и 4NEC2. Например, в TUSUR.EMC достигнуты более высокие значения $KU_{\text{макс}}$, а также более узкая ШЛ и более низкий УБЛ. Однако различия результатов различных систем невелики, и, в целом, результаты можно считать хорошо согласующимися.

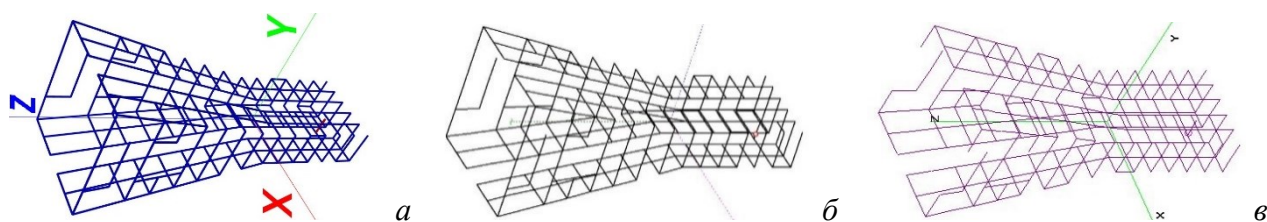


Рисунок 4.19 – Полученные разреженные структуры после АОТС при ДУЭС=50% в TUSUR.EMC (а), MMANA-GAL (б) и 4NEC2 (в)

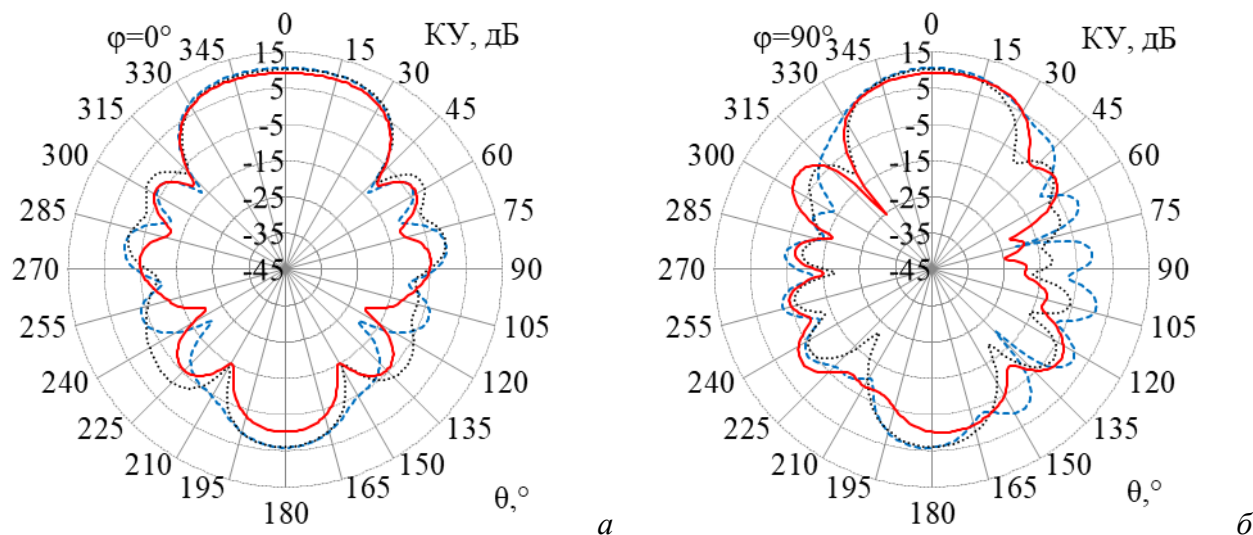


Рисунок 4.20 – ДН КУ разреженных структур в TUSUR.EMC (---), MMANA-GAL (....) и 4NEC2 (—) на частоте 10 ГГц в E (а) и H (б) плоскостях

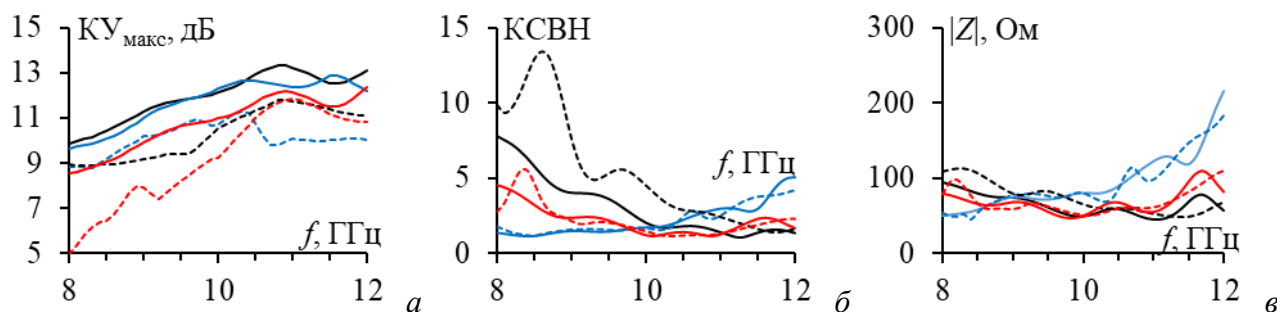


Рисунок 4.21 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б) и входного импеданса (в) для исходных структур в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (—) и 4NEC2 (—) и разреженных в TUSUR.EMC (---), MMANA-GAL (---) и 4NEC2 (---)

Таблица 4.1 – Характеристики исходных и разреженных структур рупорной антенны на частоте 10 ГГц

Модели антенны		КУ _{макс} , дБ	КСВН	ШЛ (Е/Н), °	УБЛ (Е/Н), дБ
Исходные	TUSUR.EMC	12,28	1,74	53/33	–15,43/–14,18
	MMANA-GAL	12,13	2,03	55/34	–14,20/–8,48
	4NEC2	10,97	1,16	55/37	–13,52/–10,28
Разреженные после АОТС	TUSUR.EMC	10,71	1,66	60/45	–10,80/–11,16
	MMANA-GAL	10,54	4,49	64/40	–10,29/–12,29
	4NEC2	9,25	1,47	64/55	–12,31/–8,85

4.2 Разреженные рупорные антенны

4.2.1 3D-печатная перфорированная рупорная антенна X-диапазона

Здесь взята широкополосная перфорированная рупорная антенна из работы [354] (рисунок 4.22а). Она предназначена для работы в X-диапазоне (8–12 ГГц) с центральной частотой 10 ГГц ($\lambda_0=30$ мм). Геометрические параметры антенны: длина регулярной части $a_1=22,86$ мм, ширина – $b_1=10,16$ мм, а высота – $l_1=30$ мм, длина нерегулярной части $a_2=32$ мм, ширина – $b_2=32$ мм, а высота – $l_2=50$ мм.

Для уменьшения массы антенны, в целом, можно использовать различные перфорированные конструкции. В работе [354] исследователи учитывали допустимые потери и возможность изготовления для определения наиболее подходящего размера и типа перфорации. Их исследование показало, что перфорированные полости размером $\lambda/15$ обеспечивают оптимальный баланс между снижением массы и вносимыми потерями в перфорированных волноводах. С учетом точности процесса 3D-печати выбрана толщина сетки 0,5 мм, что соответствует радиусу 0,25 мм.

Первоначально для моделирования рупорной антенны использован подход, описанный в [346]. Регулярная часть антенной сетки разделена на 9, 4 и 12 частей по осям ОХ, ОУ и ОZ соответственно, а нерегулярная – аналогично, 9, 8 и 20. Для аппроксимации перфорированной поверхности антенны использовано $N_T=2079$ проводов. Каждый провод в сетке предполагалось аппроксимировать одним сегментом. Радиус всех проводов 0,25 мм. Для возбуждения к перфорированной структуре внизу регулярной части подключался провод с разностью потенциалов 1 В, расположенный вдоль оси ОУ и на расстоянии 25 мм от плоскости, разделяющей регулярную и нерегулярную части рупора. Этот провод состоял из 8 сегментов. Его длина (l_s) и радиус (r_s) изменялись в зависимости от λ как: $l_s=\lambda/5,25$ и $r_s=0,5e^{-4}+((3e^8/\lambda)-8e^9)\times(\lambda/3500)$. На рисунке 4.22б показана аппроксимированная с помощью ПС антенная структура, называемая в дальнейшем трапецеидальной перфорированной структурой (ПС-ТПС).

Кроме того, с помощью ПС выполнена аппроксимация рупорной антенны (с частично удаленными продольными проводами на боковых стенках), аналогично описанной в [354].

Такая структура в дальнейшем называется квадратной перфорированной структурой (ПС-КПС) и представляет собой сетку из соединенных между собой мелких проводов, образующих квадратные отверстия размером 2 мм. В соответствии со стратегией уменьшения массы из [354], узкая стенка рупорной антенны имеет продольные прорезы, а широкая стенка оснащена квадратными решетками для максимального предотвращения возмущения поверхностных токов. Толщина рамки сетки рупора 1 мм, и она представлена проводами с радиусом 0,5 мм. Остальные участки структуры моделируются проводами с радиусом 0,25 мм. Всего для аппроксимации перфорированной поверхности антенны использовано $N_S=2137$ проводов. Полученная структура изображена на рисунке 4.22в. Источник возбуждения и его размещение соответствуют тому же подходу, что и для ПС-ТПС.

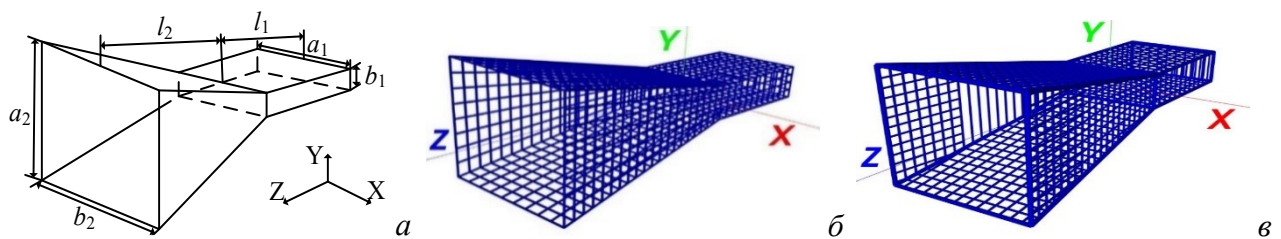


Рисунок 4.22 – Изометрический вид рупорной антенны (а) [354], ПС-ТПС (б) и ПС-КПС (в) перфорированных антенных структур

Для оценки точности использования ПС для аппроксимации перфорированной поверхности сравнены результаты нашего моделирования посредством ПС и в программе HFSS из работы [354]. Основное внимание при оценке уделялось КСВН и КУ в рабочем диапазоне частот. Для оценки эффективности аппроксимации ПС для импедансных характеристик антенны, сравнены результаты КСВН, полученные ПС и HFSS, на рисунке 4.23а. Аналогично, на рисунке 4.23б сравнены $KU_{\text{макс}}$ для оценки точности ПС для направленных свойств и возможностей концентрации сигнала антенны в исследуемом диапазоне частот.

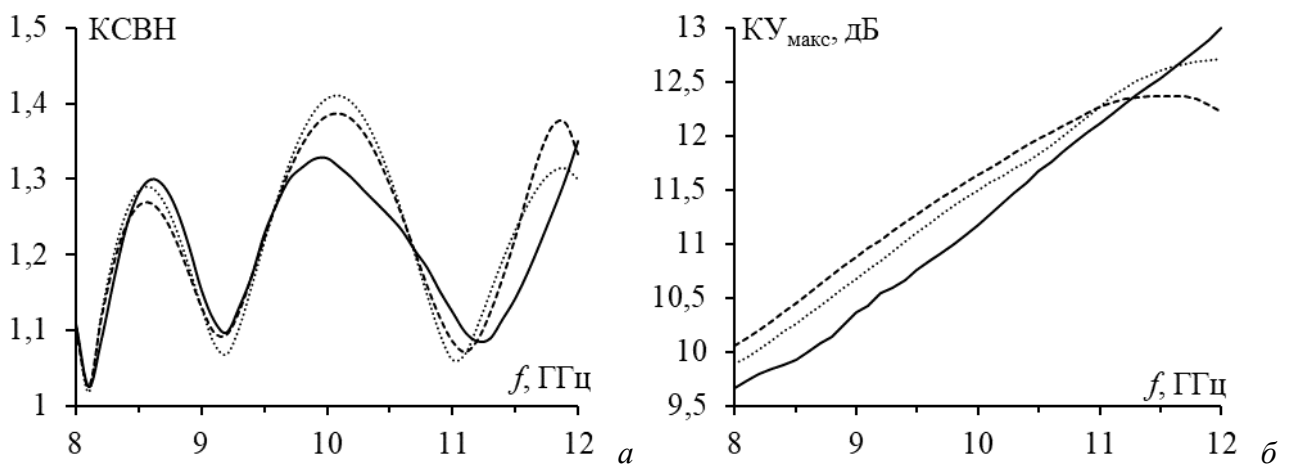


Рисунок 4.23 – Частотные зависимости КСВН (а) и $KU_{\text{макс}}$ (б) моделей рупорной антенны: вычисленные для ПС-ТПС (···), ПС-КПС (- -) и перфорированной, по HFSS (—) из [354]

На рисунке 4.23а видна хорошая согласованность. В X-диапазоне частот $K_{CBH} < 1,5$. На центральной частоте результаты HFSS несколько лучше, чем для ПС-ТПС и ПС-КПС. Однако разница мала. На рисунке 4.23б видно, что в диапазоне 8–11,5 ГГц КУ для ПС-ТПС и ПС-КПС больше, чем по HFSS. Однако в диапазоне 11,5–12 ГГц результаты по HFSS выше. Кроме того, $KU_{\max}$ для ПС-ТПС более последовательно увеличивается в диапазоне частот 8–12 ГГц, чем для ПС-КПС. Для дальнейшего подтверждения эффективности ПС полученные результаты сопоставлены с измеренными для различных структур в [354]. Для сравнения использовались измерения для металлической печати, медного покрытия и металлического покрытия конструкций. На рисунке 4.24а сравнены K_{CBH} , а на рисунке 4.24б – $KU_{\max}$.

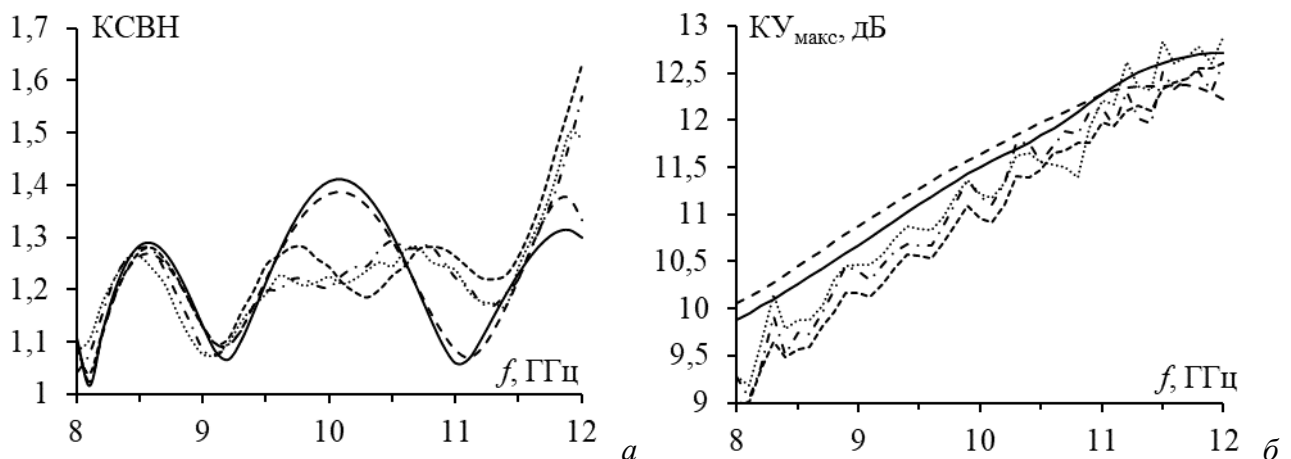


Рисунок 4.24 – Частотные зависимости K_{CBH} (а) и $KU_{\max}$ (б) моделей рупорной антенны: вычисленные для ПС-ТПС (—), ПС-КПС (---) и измеренные для металлической печати (---), медного покрытия (....) и металлического покрытия (---) из [354]

Сравнение на рисунке 4.24 результатов моделирования с измеренными для различных типов структур показывает приемлемую согласованность. Измеренный КУ в диапазоне частот 8–11 ГГц, в целом, ниже вычисленных для ПС. Расхождения КУ объяснимы внешними факторами и незначительными погрешностями изготовления, которые могли повлиять на измерения. Однако разница мала. Поэтому использование ПС для моделирования характеристик антенны приемлемо. Кроме КУ важны ДН антенны на основных частотах. ДН для ПС сравниваются с полученными в HFSS, а также с измеренными в дальней зоне, в безэховой камере для других перфорированных структур. Нормированные ДН в E и H плоскостях на частотах 8, 10 и 12 ГГц сравнены на рисунках 4.25–4.27. Они демонстрируют хорошее согласование на центральной частоте 10 ГГц. При сравнении результатов моделирования с помощью ПС и HFSS с измеренными, расхождение мало. Результаты для E -плоскости, полученные с помощью ПС, превосходят результаты HFSS. Примечательно, что ПС даёт более низкий УБЛ и точек нулевого излучения по сравнению с HFSS. Для дополнительной иллюстрации эффективности ПС характеристики антенны сравниваются и подтверждаются в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Полученные характеристики антенны для различных моделей перфорированных рупоров на разных частотах

Модель антенны		f , ГГц	$KY_{\text{макс}}$, дБ	УБЛ (E/H), дБ	ШЛ (E/H), °
Измерение	Металлическая печать [354]	8	9,28	–24,51/–17,05	55/63
		10	11,19	–23,64/–21,60	42/51
		12	12,60	–18,77/–32,93	38/50
	Медное покрытие [354]	8	9,28	–24,51/–17,05	55/62
		10	11,22	–23,64/–22,96	41/51
		12	12,88	–19,06/–30,71	38/47
	Металлическая печать [354]	8	9,00	–24,51/–17,78	51/60
		10	10,96	–23,10/–23,57	37/51
		12	12,60	–19,46/–31,38	38/47
Моделирование	HFSS [354]	8	9,66	–26,54/–17,86	50/55
		10	11,18	–20,80/–21,68	39/53
		12	13,00	–18,29/–33,40	35/45
	ПС–ТПС	8	9,88	–23,98/–17,10	72/82
		10	11,50	–21,31/–25,06	46/60
		12	12,71	–19,31/–23,32	35/50
	ПС–КПС	8	10,05	–25,88/–18,43	71/82
		10	11,64	–23,87/–24,12	46/60
		12	12,22	–15,15/–19,73	36/53

Анализ таблицы 4.2 показывает следующее. Для 8 ГГц результаты ПС демонстрируют относительное соответствие с HFSS. Однако ШЛ для ПС несколько больше по сравнению с HFSS и измерениями. Для 10 ГГц результаты ПС хорошо согласуются с HFSS и измерениями для различных типов структур. УБЛ для ПС даже ниже, чем для HFSS. Хотя ШЛ несколько больше по сравнению с HFSS, разница незначительна. Для 12 ГГц результаты для ПС-ТПС хорошо согласуются с измерениями и имеют минимальные расхождения. Однако результаты для ПС-КПС, несколько хуже, чем измерений. В целом, ПС-ТПС и ПС-КПС имеют практически одинаковые результаты на всех частотах. Кроме того, близки частотные зависимости импеданса (рисунок 4.28). В некоторых случаях результаты ПС-ТПС несколько превосходят результаты ПС-КПС, но только на некоторых частотах.

Для проверки влияния радиуса, длины и количества сегментов возбуждающего провода на характеристики антенны проведен ряд тестирований. Рассмотрены разные структуры типов ПС-КПС (K_1 – K_6) и ПС-ТПС (T_1 – T_4) с различными параметрами проводов источника (их значения приведены в таблицах 4.3 и 4.4). Полученные характеристики для каждой структуры ПС-КПС (рисунки 4.29) и ПС-ТПС (рисунки 4.30) сравнены между собой (рисунок 4.31) и с результатами HFSS и измерения для структур с металлической печатью, медным покрытием и металлическим покрытием [354]. Результаты тестирования показывают, что характеристики, полученные при моделировании с помощью K_5 и T_3 , наиболее близки к результатам измерений по КСВН и $KY_{\text{макс}}$. Они использовали одинаковый

провод для возбуждения. Длина l_s и радиус r_s возбуждающего провода изменялись в зависимости от длины волны λ и частоты f как: $l_s = \lambda/5,25$ и $r_s = 0,5e^{-4} + ((3e^8/\lambda) - 8e^9) \times (\lambda/3500)$.

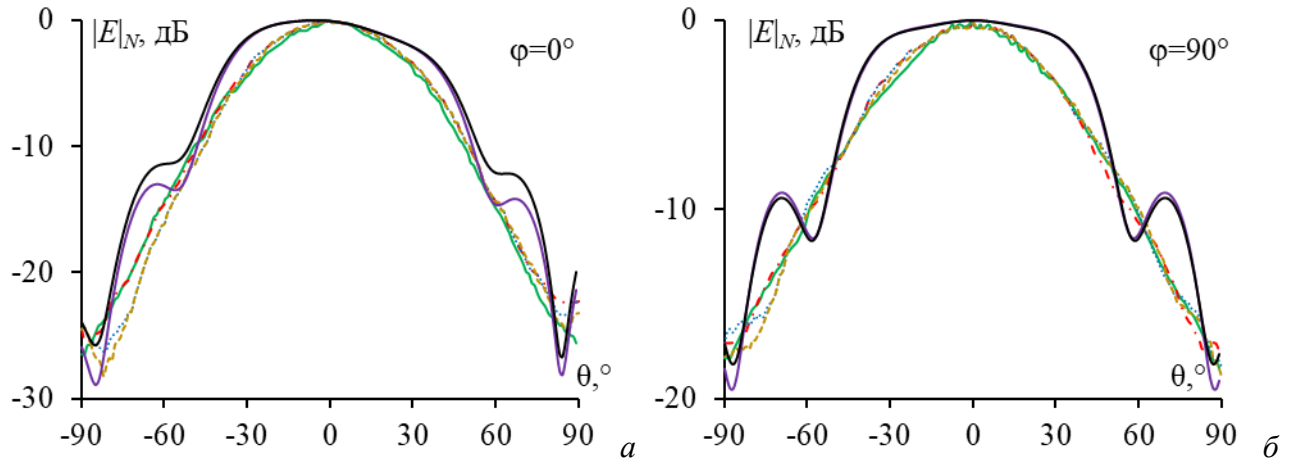


Рисунок 4.25 – ДН, вычисленные с помощью ПС-ТПС (—), ПС-КПС (—) и HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (---), медным покрытием (....) и металлическим покрытием (---) [354] в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц

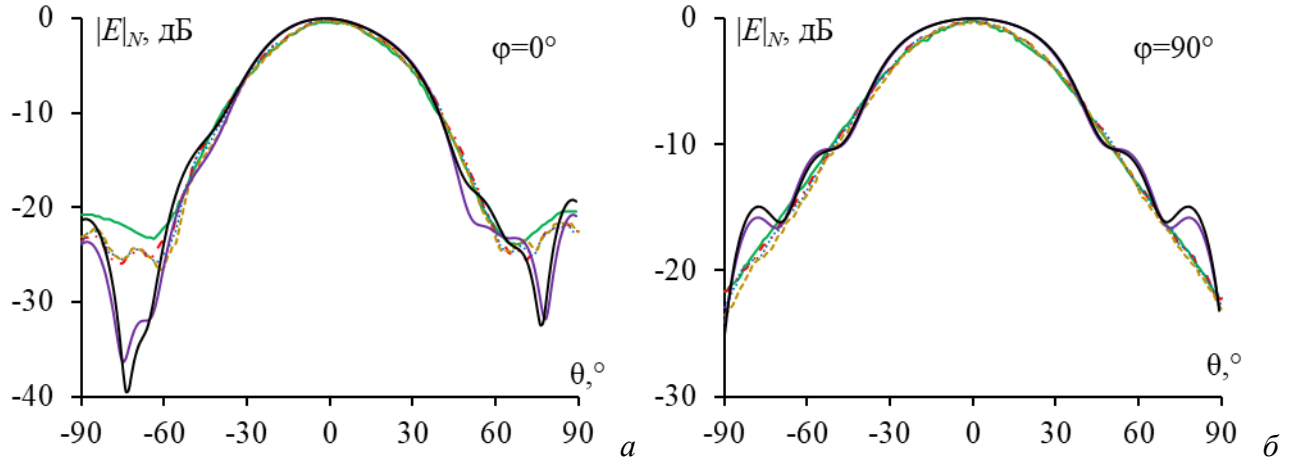


Рисунок 4.26 – ДН, вычисленные с помощью ПС-ТПС (—), ПС-КПС (—) и HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (---), медным покрытием (....) и металлическим покрытием (---) [354] в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 10 ГГц

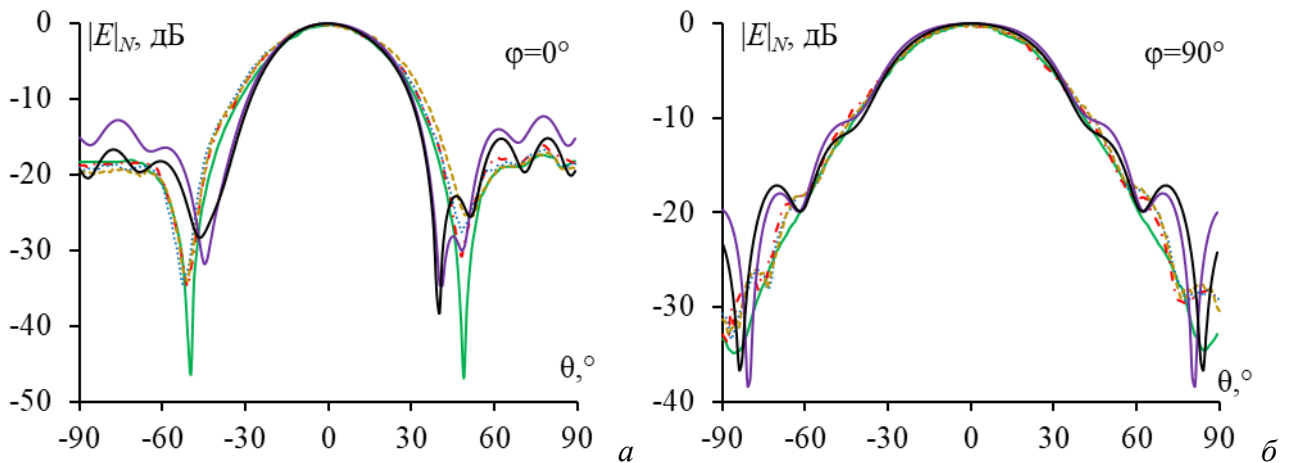


Рисунок 4.27 – ДН, вычисленные с помощью ПС-ТПС (—), ПС-КПС (—) и HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (---), медным покрытием (....) и металлическим покрытием (---) [354] в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 12 ГГц

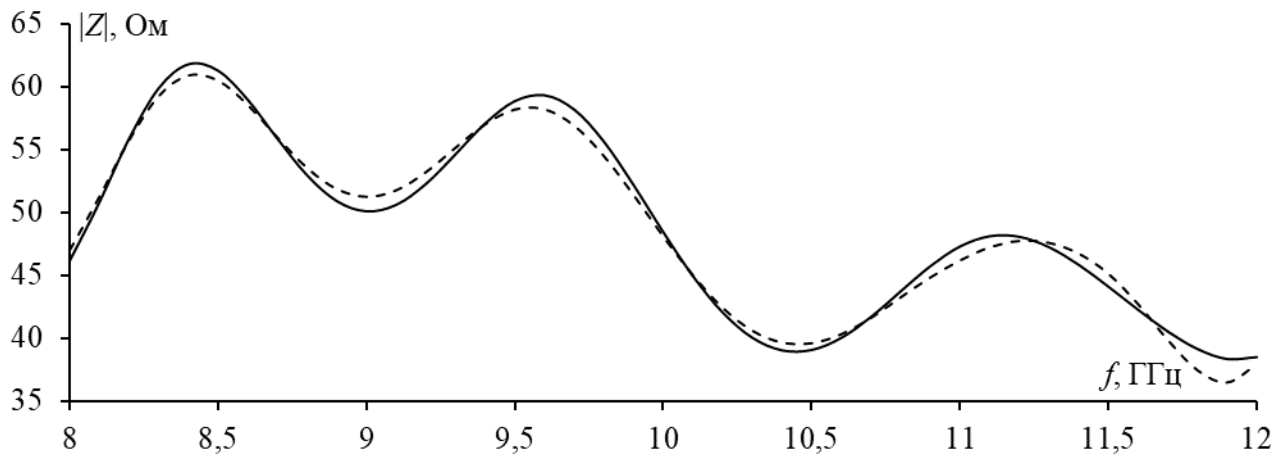


Рисунок 4.28 – Вычисленные частотные зависимости входного импеданса перфорированных антенных структур ПС-ТПС (—) и ПС-КПС (---)

Таблица 4.3 – Данные по ПС-КПС для тестирования 3D-печатной рупорной антенны

Структура	r_s , м	l_s , м	Количество сегментов источника
K_1	$\lambda/100$	$\lambda/4,5$	14
K_2	$3e^{-4}$	$\lambda/5,2$	8
K_3	$2,5e^{-4}$	$\lambda/5,2$	8
K_4	$2,5e^{-4}$	$\lambda/5,2$	10
K_5	$0,5e^{-4} + ((3e^8/\lambda) - 8e^9) \times (\lambda/3500)$	$\lambda/5,25$	8
K_6	$0,7e^{-4} + ((3e^8/\lambda) - 8e^9) \times (\lambda/3500)$	$\lambda/5,25$	8

Таблица 4.4 – Данные по ПС-ТПС для тестирования 3D-печатной рупорной антенны

Структура	r_s , м	l_s , м	Количество сегментов источника
T_1	$1e^{-4}$	$\lambda/5,25$	8
T_2	$e^{-4} + (f - 8e^9) \times (\lambda/4000)$	$\lambda/5,25$	8
T_3	$0,5e^{-4} + (f - 8e^9) \times (\lambda/3500)$	$\lambda/5,25$	8
T_4	$0,7e^{-4} + (f - 8e^9) \times (\lambda/3500)$	$\lambda/5,25$	8

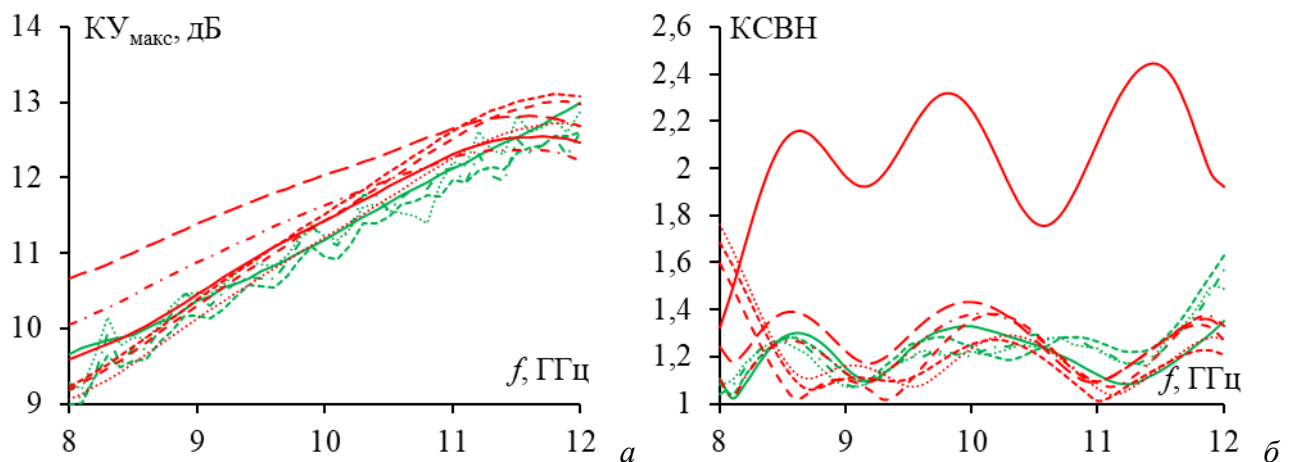


Рисунок 4.29 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а) и КСВН (б) рупорной антенны, рассчитанные для ПС-КПС K_1 (—), K_2 (····), K_3 (---), K_4 (---), K_5 (-·-·-), K_6 (- - -), в HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (····), медным покрытием (····) и металлическим покрытием (---) [354]

Далее показано влияние ДУЭС на характеристики антенны и уменьшение массы и затрат на моделирование разреженных структур. Кроме того, показано, на какой частоте должна быть получена разреженная структура, чтобы лучше работать в диапазоне частот.

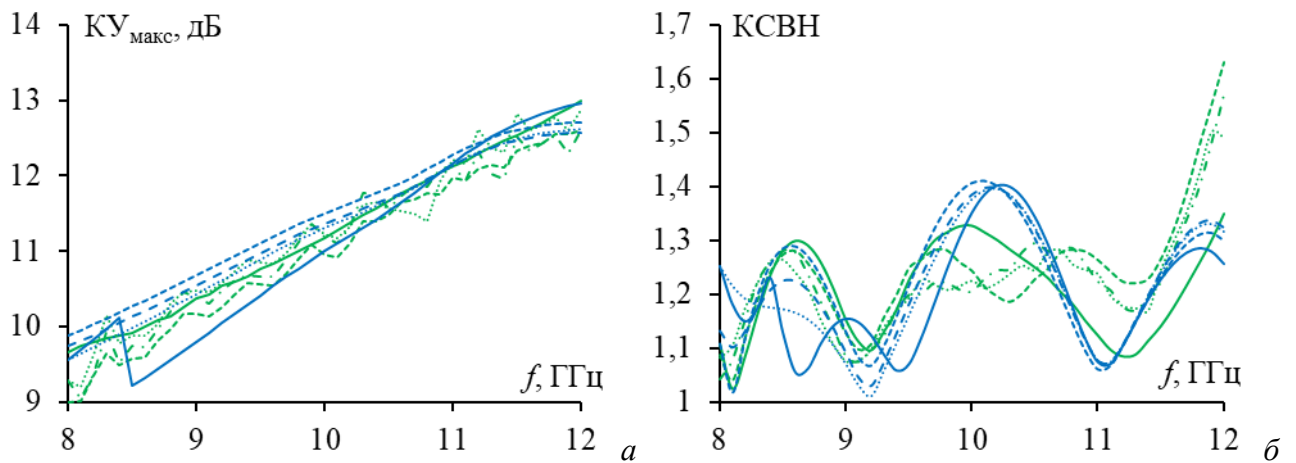


Рисунок 4.30 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а) и $KSVH$ (б) рупорной антенны: рассчитанные для ПС-КПС T_1 (—), T_2 (····), T_3 (---), T_4 (- · -), в HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (- · -), медным покрытием (····) и металлическим покрытием (---) [354]

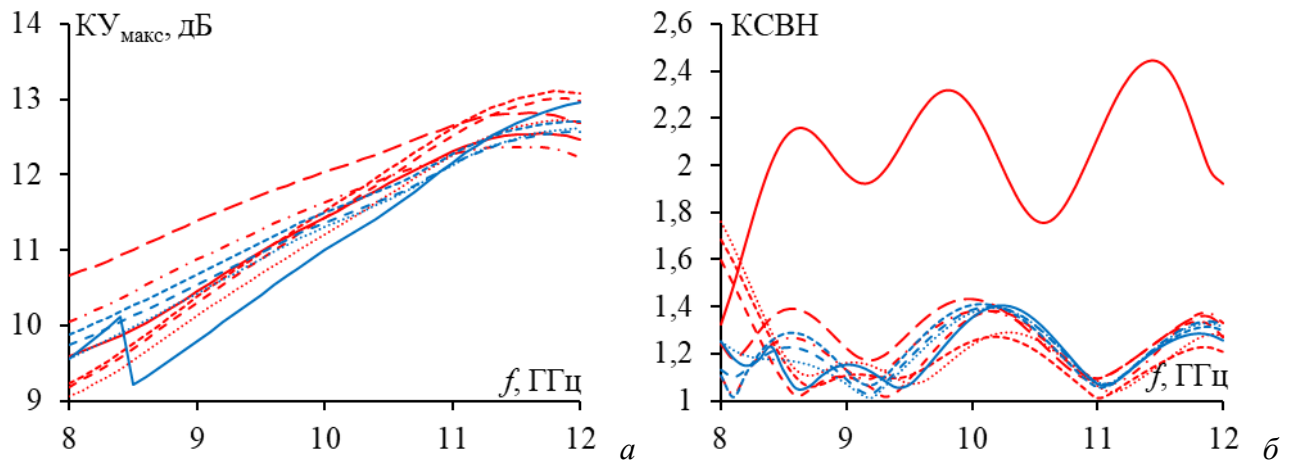


Рисунок 4.31 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а) и $KSVH$ (б) рупорной антенны, рассчитанные для ПС-КПС K_1 (—), K_2 (····), K_3 (---), K_4 (- · -), K_5 (- · · -), K_6 (— —) и для ПС-КПС T_1 (—), T_2 (····), T_3 (---), T_4 (- · -)

После применения АОТС и САОТС с разными ДУЭС к исследуемым антеннам получены разреженные антенны. Для рупорной антенны, как и ранее, модули токов в ПС нормированы по среднему модулю тока без учета тока в проводе возбуждения. Изменение ДУЭС удаляет из сетки различное число проводов. Однако на каждой рабочей частоте распределение тока различно, что даёт различные разреженные структуры при одном и том же ДУЭС. Хотя различия в структурах могут быть малы, они влияют на характеристики антенны. На рисунках 4.32 и 4.33 приведены примеры разреженных структур, полученных на частотах 8, 10 и 12 ГГц после АОТС и САОТС с ДУЭС=60%. Разреженные структуры, полученные на этих частотах, обозначены как S_8 , S_{10} и S_{12} соответственно. Из них видно, что много проводов вдоль оси OZ удалено из узкой стенки. В работе [354] показано, что поверхностный ток в узкой стенке волновода преимущественно течет вдоль оси OY, что хорошо согласуется с теорией волноводов и подтверждает эффективность АОТС и САОТС.

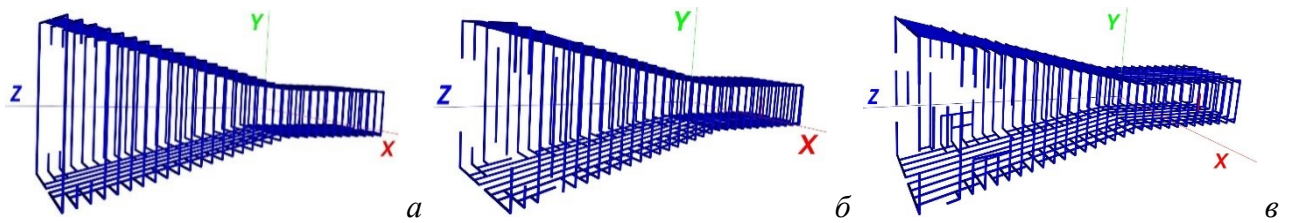


Рисунок 4.32 – Разреженные рупорные антенны, полученные на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц после АОТС с ДУЭС=60%

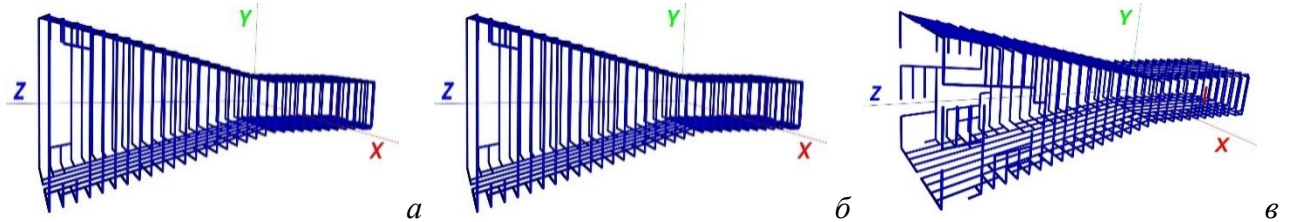


Рисунок 4.33 – Разреженные рупорные антенны, полученные на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц после САОТС с ДУЭС=60%

С ростом ДУЭС остается всё меньше проводов в сетке при всех трех частотах (рисунок 4.34а). После САОТС оставшихся проводов больше, чем после АОТС на всех частотах. Это можно объяснить способностью САОТС восстанавливать некоторые провода, что сохраняет целостность сетки. Для оценки влияния ДУЭС на массу, затраты памяти и времени после АОТС и САОТС, проведен сравнительный анализ на различных частотах, как показано на рисунке 4.34.

Из рисунка 4.34 видно, что при ДУЭС<50% уменьшение массы антенны, затрат времени и памяти больше для структур S_8 и S_{10} , чем S_{12} . Однако при ДУЭС>50% уменьшение для S_{12} становится выше, чем для S_8 и S_{10} . Более того, при ДУЭС<50% результаты для S_8 и S_{10} достаточно близки.

Изменение числа проводов в каждой разреженной структуре напрямую влияет на характеристики антенны, что необходимо тщательно учитывать при выборе ДУЭС. КСВН, $KU_{\text{макс}}$ и $|Z|$ получены после АОТС и САОТС при ДУЭС от 0 до 100% для различных типов структур S_8 , S_{10} и S_{12} на частотах 8, 10 и 12 ГГц. Полученные результаты сравниваются с характеристиками исходной ПС (ДУЭС=0%, таблица 4.5) и представлены на рисунках 4.35–4.37 соответственно.

При сравнении всех характеристик антенны можно заметить, что при ДУЭС<40% разница между исходными и полученными результатами мала. С ростом ДУЭС расхождения все больше для каждой структуры. На рисунке 4.35 для КСВН видны у S_8 стабильность и более низкие значения, чем у S_{10} и S_{12} . В частности, для S_8 на частоте 10 ГГц КСВН<2 для любых ДУЭС. С другой стороны, КСВН для S_{10} и S_{12} значительно изменяется при ДУЭС>60%. Кроме того, для всех структур КСВН<2,5 на частоте 12 ГГц.

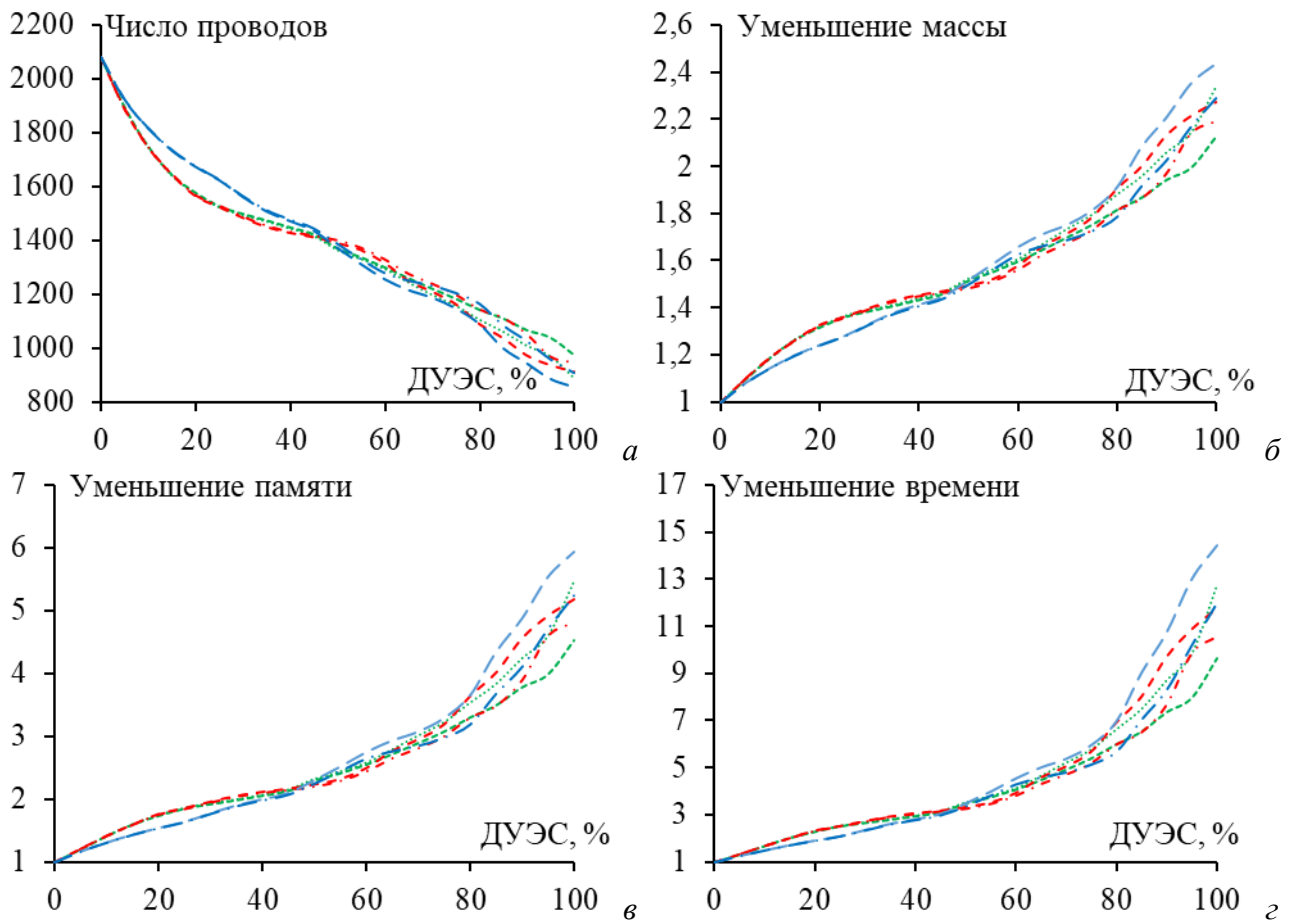


Рисунок 4.34 – Зависимости числа оставшихся проводов (а), уменьшения массы (б), затрат памяти (в) и времени (г) на последующее моделирование от ДУЭС после АОТС (.....) и САОТС (---) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (---) для S_{10} , АОТС (— —) и САОТС (— · —) для S_{12}

Таблица 4.5 – Характеристики исходной ПС на основных частотах

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	$ Z $, Ом	КСВН
8	9,88	46,13	1,11
10	11,50	48,42	1,41
12	12,71	38,48	1,30

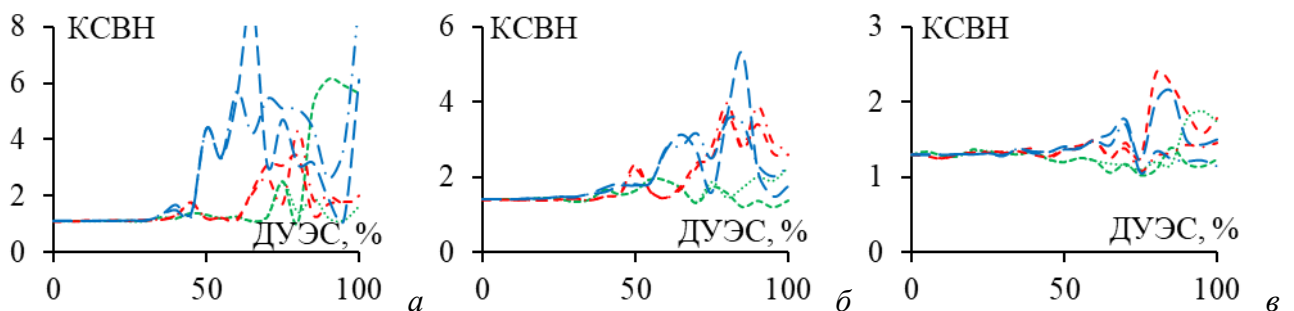


Рисунок 4.35 – Зависимости КСВН разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (.....) и САОТС (---) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (---) для S_{10} , АОТС (— —) и САОТС (— · —) для S_{12} на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

$KU_{\text{макс}}$ и $|Z|$ на частоте 8 ГГц для всех структур стабильны, особенно для S_{12} , даже при ДУЭС > 40%. Однако на частотах 10 и 12 ГГц стабильность сохраняется и при ДУЭС < 60%. Это демонстрирует способность рупорной структуры с разреженной антенной эффективно работать на высоких частотах диапазона. Из рисунков 4.36 и 4.37 можно сделать вывод, что в

целом S_8 имеет преимущество перед другими структурами, так как полученные с её помощью характеристики менее зависимы от ДУЭС.

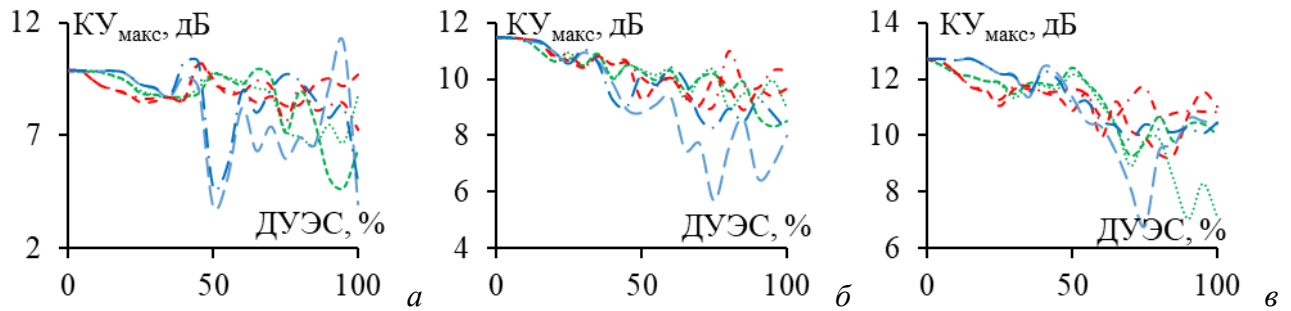


Рисунок 4.36 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (.....) и САОТС (---) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (---) для S_{10} , АОТС (—) и САОТС (— · —) для S_{12} на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

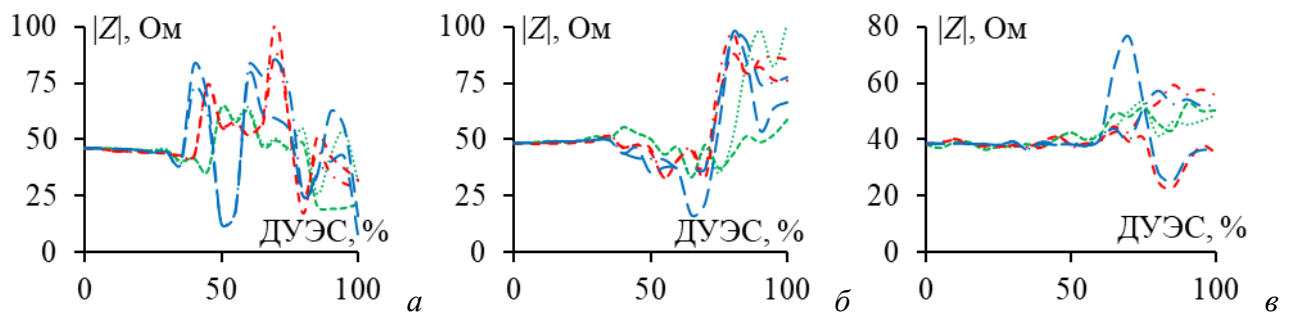


Рисунок 4.37 – Зависимости $|Z|$ разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (.....) и САОТС (---) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (---) для S_{10} , АОТС (—) и САОТС (— · —) для S_{12} на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

Для определения наиболее подходящей структуры, в таблице 4.6 приведена максимальная разница характеристик по сравнению с исходным рупором для каждой структуры. Приведенные данные позволяют производителям принимать обоснованные решения при проектировании разреженных антенн. При сравнении результатов АОТС и САОТС можно отметить, что различия между ними малы. Они более заметны при $\text{ДУЭС} > 80\%$ и увеличиваются с ростом частоты. При этом для большинства разреженных структур на частотах 10 и 12 ГГц результаты после САОТС показывают меньшую максимальную разницу по сравнению с исходной, чем после АОТС. Поэтому САОТС эффективнее сохраняет характеристики исходной антенны, чем АОТС. Неразрывная структура после САОТС позволяет избежать разрыва путей тока, что даёт результаты лучше. Тем не менее, при выборе подходящего подхода необходим компромисс. САОТС связан с ростом массы антенны и более высокими требованиями к времени и памяти для моделирования, чем АОТС. Поэтому надо тщательно оценить специфические требования и ограничения для выбора наиболее подходящего подхода.

Таким образом, выбор любой разреженной структуры (независимо от того, на какой частоте в полосе пропускания она была получена) при $\text{ДУЭС} < 40\%$ дал практически

одинаковые результаты. Однако для большего уменьшения массы и стоимости антенны следует увеличивать ДУЭС. Наилучший результат по КСВН и наиболее стабильные показатели КУ и $|Z|$ демонстрирует S_8 , за ней следует S_{10} , а затем S_{12} . Когда требуются конкретные значения КУ и КСВН, можно рассмотреть варианты S_{10} или S_{12} . В конечном итоге, выбор наиболее подходящей разреженной структуры должен соответствовать конкретным эксплуатационным и стоимостным задачам производителя.

Таблица 4.6 – Сравнительный анализ с исходной структурой рупорной антенны

f , ГГц	Разреженные структуры		Максимальное расхождение		
			КУ _{макс} , дБ	$ Z $, Ом	КСВН
8	S_8	АОТС	3,33	20,28	1,40
		САОТС	5,21	27,04	5,03
	S_{10}	АОТС	1,56	56,16	2,28
		САОТС	2,63	42,28	3,20
	S_{12}	АОТС	6,00	37,30	7,80
		САОТС	5,17	39,62	7,74
10	S_8	АОТС	2,53	53,40	0,87
		САОТС	3,18	15,19	0,53
	S_{10}	АОТС	2,59	39,61	2,25
		САОТС	2,47	49,45	2,57
	S_{12}	АОТС	5,80	48,95	3,91
		САОТС	3,32	47,28	2,12
12	S_8	АОТС	5,69	14,57	0,58
		САОТС	3,39	14,26	0,27
	S_{10}	АОТС	3,38	15,57	1,09
		САОТС	2,05	20,66	0,22
	S_{12}	АОТС	5,92	37,89	0,85
		САОТС	2,85	19,03	0,41

Результаты С/АОТС, в целом, достаточно близки к результатам исходной структуры на высоких частотах независимо от того, на какой частоте в полосе пропускания получена разреженная антенна (таблица 4.6, жирные значения). Например, КУ_{макс} для САОТС на частоте 12 ГГц минимально отличается от КУ_{макс} исходной структуры (2,05 и 2,85 дБ) для S_{10} и S_{12} . Более того, генерация разреженной структуры на самой низкой частоте в полосе пропускания дает меньшие отличия характеристик (таблица 4.6, курсив). Например, $|Z|$ для С/АОТС на частоте 12 ГГц имеет минимальное отличие от $|Z|$ исходной структуры (14,57/14,26 Ом) для S_8 .

4.2.2 Рупорная антенна UHF-диапазона

Здесь проведен анализ для рупорной антенны UHF-диапазона с разреженными структурами после АОТС и всех её модификаций. Рупорная антенна из [353] работает в диапазоне частот 700–1300 МГц с центральной частотой 915 МГц (рисунок 4.38а). Её геометрические параметры подробно описаны в [353]. Для аппроксимации металлической поверхности посредством ПС используется 1062 провода радиусом 3,5 мм (рисунок 4.38б).

Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В подключается к сетке на широкой плоскости рупорного волновода и размещается в его середине на расстоянии 67,5 мм от его закрытой поверхности. Провод возбуждения длиной 65,6 мм и радиусом 6,56 мм разделен на 5 сегментов, а каждый провод сетки представлен 1 сегментом.

$KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ антенны из ПС сравниваются с вычисленными с помощью CST и IE3D, а также с результатами измерений, для сплошной металлической антенны (рисунок 4.39). Сравнение показало хорошую согласованность с результатами измерений. В частности, минимум для резонанса для структуры из ПС составляет минус 34,5 дБ на частоте 855 МГц, а для модели в CST – минус 39,1 дБ на частоте 840 МГц, для модели в IE3D – минус 25,9 дБ на частоте 840 МГц и для прототипа – минус 34,1 дБ на частоте 860 МГц. Результаты $KU_{\text{макс}}$ для ПС даже немного выше, чем измеренные, в диапазоне частот 950–1300 МГц. Это демонстрирует, что ПС может быть использована вместо сплошного металла с уменьшением массы антенны при сохранении требуемых характеристик. Затем, она может быть использована как исходная для получения разреженных структур после АОТС.

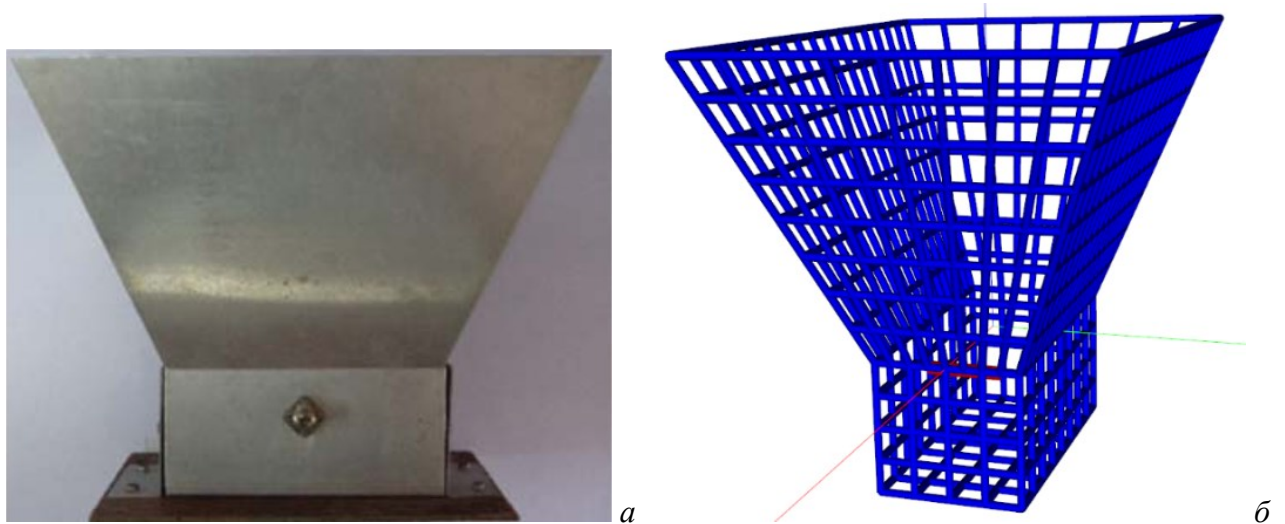


Рисунок 4.38 – Рупорные антенные структуры из сплошного металла (а) и ПС (б)

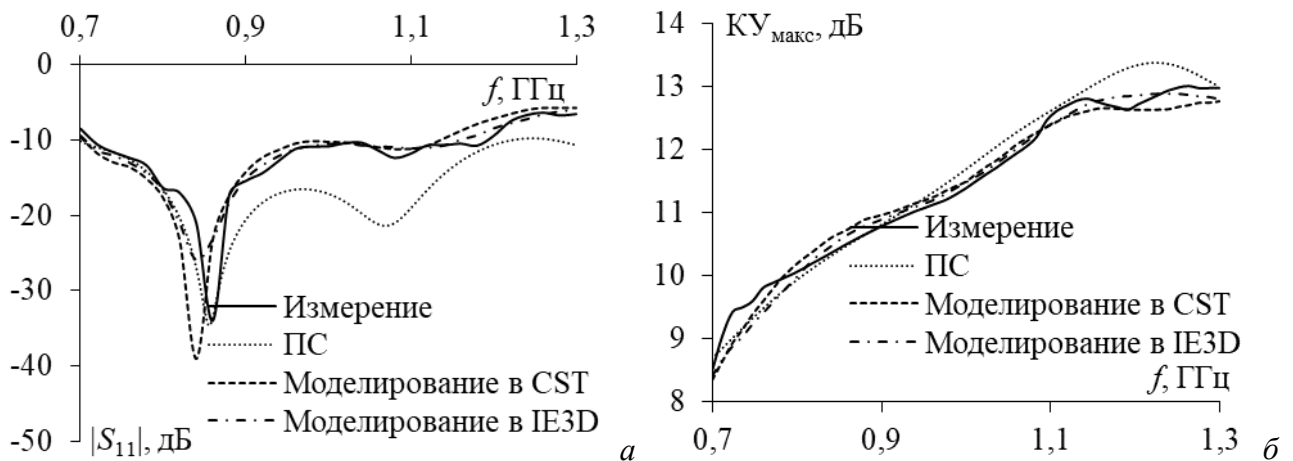


Рисунок 4.39 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а) и $|S_{11}|$ (б) антенны, полученные в [353] экспериментально, численно в CST и IE3D и с помощью ПС

Поскольку распределение тока в структуре антенны отличается на разных частотах в рабочем диапазоне, рассматриваются разреженные структуры, полученные на основе распределений на частотах 700 (S_1), 915 (S_2) и 1300 (S_3) МГц. В связи с тем, что ДУЭС напрямую влияет на полученную разреженную структуру, изменяя число оставшихся проводов после АОТС, это также влияет на уменьшение массы антенны, времени и памяти, необходимых для последующего моделирования. Эти зависимости от ДУЭС для различных разреженных структур после АОТС, УАОТС и СБАОТС показаны на рисунке 4.40.

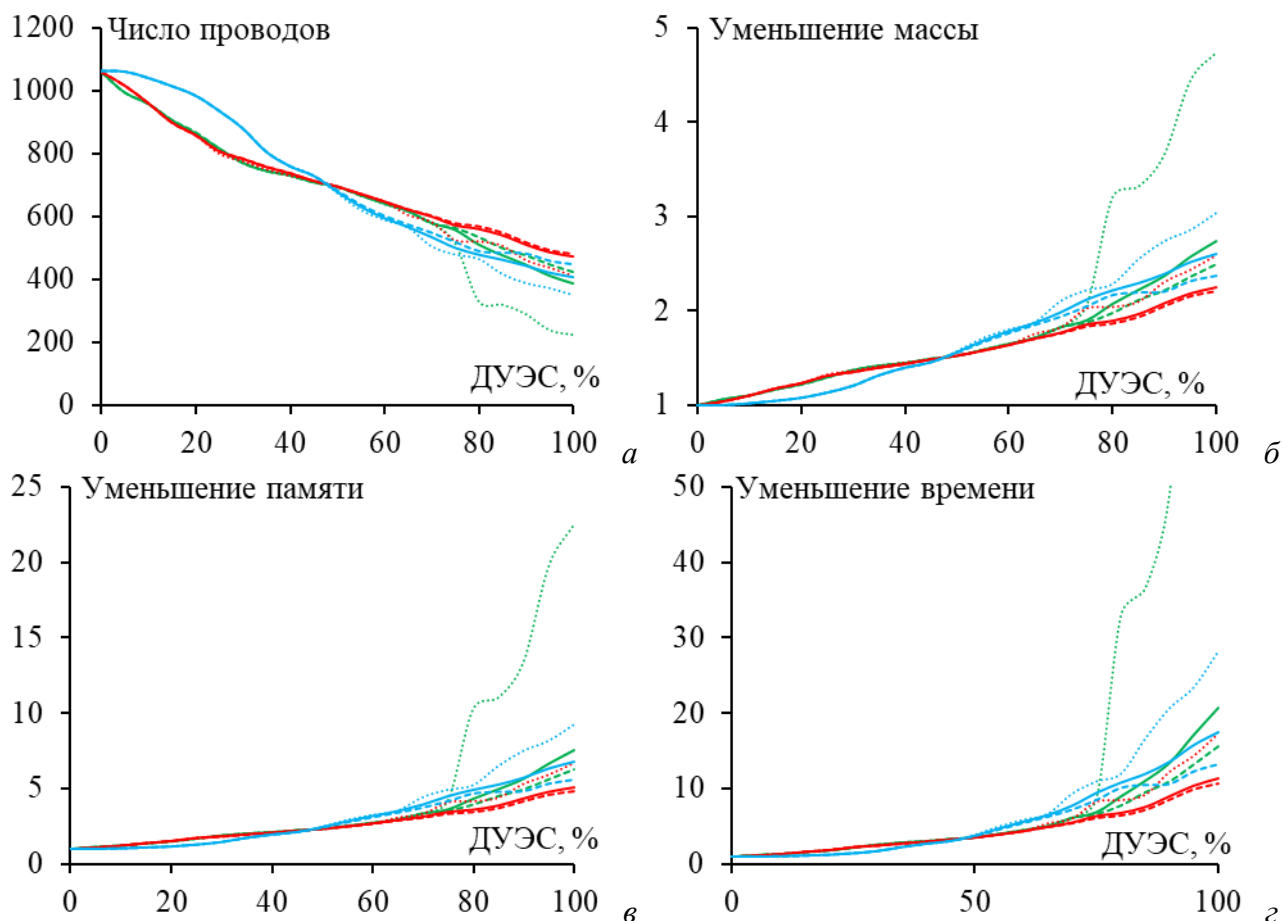


Рисунок 4.40 – Зависимости от ДУЭС числа оставшихся проводов (а), уменьшения массы антенны (б), требуемой памяти (в) и времени (г) для последующего моделирования разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

Из рисунка 4.40 видно, что при ДУЭС < 45% число оставшихся проводов для S_3 всегда больше, чем для S_1 и S_2 , что уменьшает массу и вычислительные затраты для S_3 больше остальных. Обратная ситуация при ДУЭС > 45%. Результаты для S_1 и S_2 хорошо согласуются друг с другом, существенные различия наблюдаются только при некоторых ДУЭС. При сравнении результатов рассмотренных подходов и в соответствии с принципами их работы, это число проводов после УАОТС всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС. Аналогично, наименьшее уменьшение массы антенны и вычислительные затраты получается после СБАОТС, затем следуют АОТС и УАОТС.

Рассмотрены характеристики антенны с ростом ДУЭС. $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ анализируются и сравниваются с исходными (ДУЭС=0%) на рассматриваемых частотах в рабочем диапазоне (таблица 4.7). Их зависимости от ДУЭС для разреженных структур S_1 , S_2 и S_3 (в диапазоне до 100%) на частотах 700, 915 и 1300 МГц приведены на рисунках 4.41–4.43 соответственно. В таблице 4.8 приведены максимальные расхождения при сравнении характеристик исходных структур из ПС на разных частотах разреженных после АОТС, УАОТС и СБАОТС.

Таблица 4.7 – Характеристики исходной ПС на различных частотах

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
0,7	8,69	1,89	–10,20	35,45
0,915	10,93	1,26	–18,81	62,95
1,3	13,00	1,82	–10,72	90,88

Таблица 4.8 – Сравнение характеристик исходной и разреженных структур рупорной антенны

f , ГГц	Разреженные структуры		Максимальные расхождения			
			$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
0,7	S_1	АОТС	3,37	<u>0,68</u>	6,67	<u>14,52</u>
		УАОТС	6,08	<u>1,00</u>	<u>4,20</u>	9,98
		СБАОТС	3,46	<u>0,76</u>	8,63	16,01
	S_2	АОТС	2,58	1,95	5,58	18,79
		УАОТС	<u>1,68</u>	1,88	5,49	21,05
		СБАОТС	<u>1,70</u>	1,54	<u>5,00</u>	4,17
	S_3	АОТС	4,08	1,51	8,05	15,06
		УАОТС	4,28	1,57	5,04	15,06
		СБАОТС	3,51	1,55	5,01	15,06
0,915	S_1	АОТС	4,19	0,28	9,55	16,95
		УАОТС	5,19	0,28	12,30	19,61
		СБАОТС	3,25	0,28	8,32	21,78
	S_2	АОТС	1,38	0,25	4,97	15,09
		УАОТС	1,29	0,26	5,08	11,68
		СБАОТС	1,34	0,17	<u>3,83</u>	<u>9,62</u>
	S_3	АОТС	3,08	0,23	11,38	<u>14,12</u>
		УАОТС	3,17	0,23	6,20	20,22
		СБАОТС	2,37	0,23	7,38	21,07
1,3	S_1	АОТС	4,91	0,59	3,07	29,75
		УАОТС	5,73	0,60	3,07	29,59
		СБАОТС	4,60	0,69	3,41	34,83
	S_2	АОТС	<u>1,74</u>	0,22	2,05	11,14
		УАОТС	2,18	0,22	2,05	11,14
		СБАОТС	1,95	0,22	2,05	11,14
	S_3	АОТС	1,96	<u>0,20</u>	<u>1,79</u>	<u>9,84</u>
		УАОТС	1,62	0,205	1,38	9,29
		СБАОТС	1,00	<u>0,196</u>	<u>1,75</u>	<u>9,82</u>

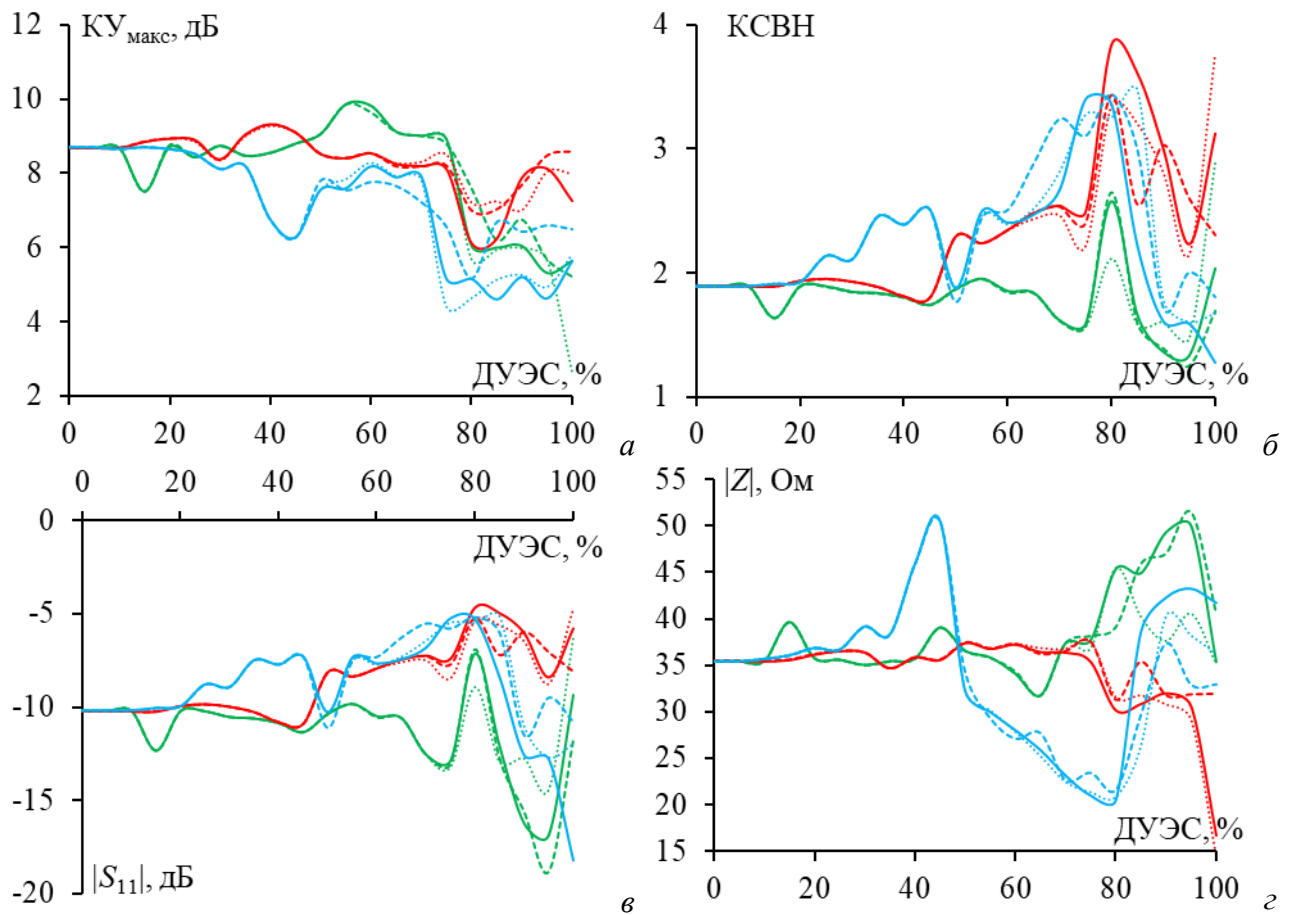


Рисунок 4.41 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\max}$ (а), $KCBH$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 0,7 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

Из рисунков 4.41–4.43 видно, что результаты разреженных структур почти не отличаются друг от друга и от исходной структуры на частоте 700 МГц при значении ДУЭС < 10%, на частоте 915 МГц при ДУЭС < 20%, а на частоте 1300 МГц при ДУЭС < 40%. С ростом ДУЭС расхождения больше. Из максимальных расхождений на разных частотах для каждой разреженной структуры видно, что они обычно минимальны на самой высокой частоте в рабочем диапазоне (жирные значения из таблицы 4.8). В частности, число наименьших расхождений на частоте 700 МГц составляет 4, 915 МГц – 10 и 1300 МГц – 22. Кроме того, при сравнении различных разреженных структур на одной и той же частоте (курсивные значения в таблице 4.8) видно, что наименьшие расхождения, в основном, получены на частоте 700 МГц для S_1 (6 раз) и S_2 (6 раз), 915 МГц – S_2 (9 раз) и S_3 (3 раза), а 1300 МГц – S_2 (1 раз) и S_3 (11 раз). В целом, структура S_2 ближе всех к исходной, так как общее число наименьших расхождений на всех рассматриваемых частотах составляет 16 раз.

Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после различных АОТС показывает наименьшие максимальные расхождения, в основном, после СБАОТС (подчеркнутые значения). В частности, их 7 для СБАОТС, 4 для УАОТС и 1 для АОТС. Это также видно из рисунков 4.41–4.43, где характеристики разреженных структур после

СБАОТС не только меньше отличаются от характеристик исходной, но и меньше зависят от ДУЭС. Кроме того, при сравнении результатов на всех частотах между собой для всех структур наименьшие расхождения $KU_{\text{макс}}$, КСВН и $|Z|$ получены после СБАОТС, а $|S_{11}|$ – УАОТС (значения выделены красным цветом в таблице 4.8). Это значит, что СБАОТС сохраняет исходные характеристики антенны лучше, чем АОТС и УАОТС, поскольку обеспечивает бесшовную структуру из ПС без прерывания путей тока. Однако СБАОТС позволяет получить разреженные ПС, которые имеют несколько большую массу и требуют больше времени и памяти для дальнейшего моделирования, что должно учесть.

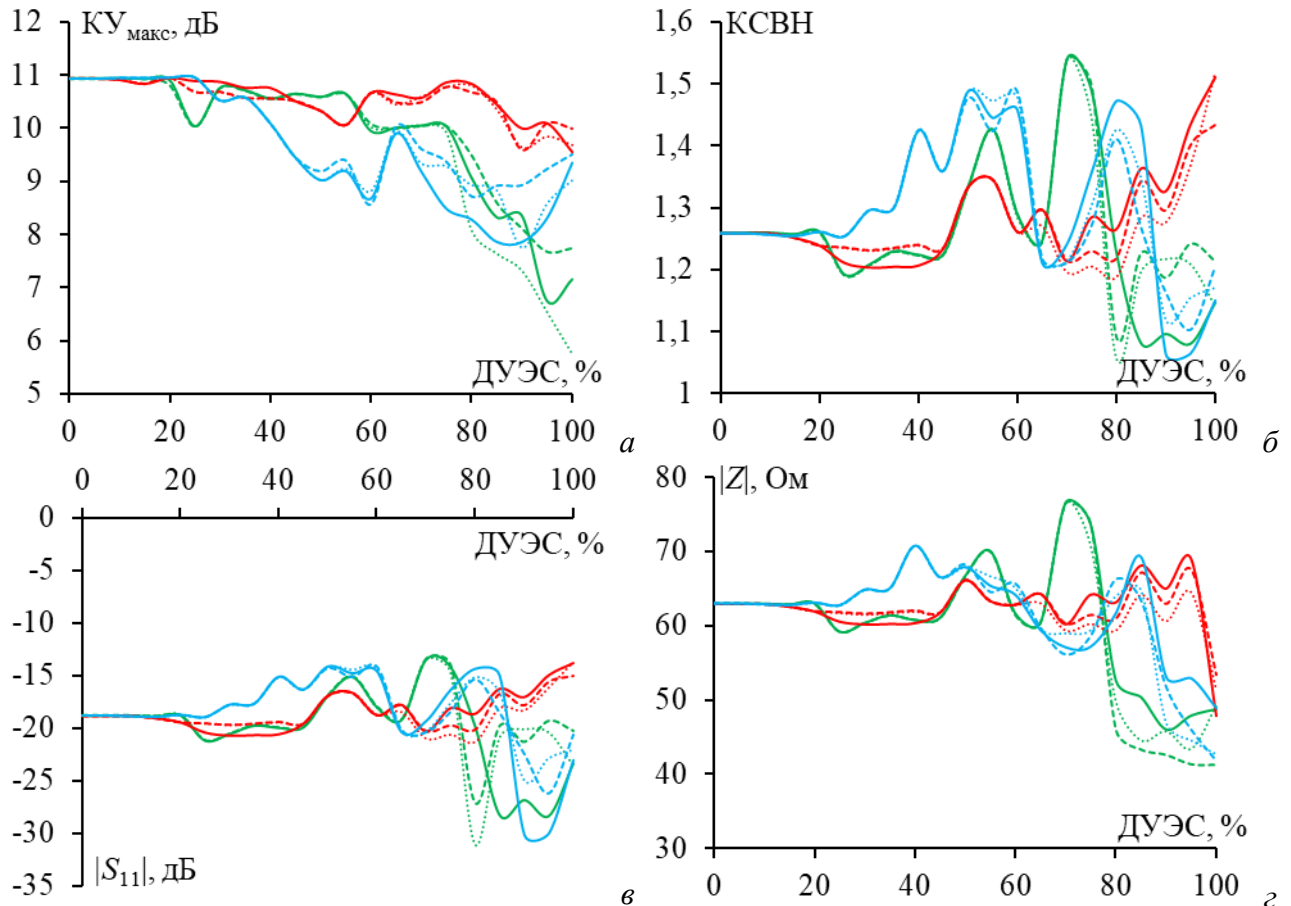


Рисунок 4.42 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 0,915 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

Сравнительный анализ показал, что при высоких ДУЭС характеристики разреженных структур значительно отличаются от характеристик исходной и требуют тщательного рассмотрения. Поэтому для примера анализа характеристик различных разреженных структур в рабочем диапазоне частот взято ДУЭС=75%. На рисунке 4.44 показаны разреженные структуры S_1 , S_2 и S_3 после АОТС и её модификаций при ДУЭС=75%. Из их анализа видно, что после АОТС появляется несколько свободных проводов (рисунок 4.44а, г, ж), но УАОТС устраняет их (рисунок 4.44б, д, з), а СБАОТС восстанавливает провода, необходимые для создания соединений между ними и ПС (рисунок 4.44в, е, и). Кроме того,

заметно, что S_1 , S_2 и S_3 мало различаются при применении одного и того же подхода. Это мало различает их в уменьшении массы антенны, памяти и времени для последующего моделирования (при использовании их вместо исходной ПС или твердотельной модели). В таблице 4.9 приведены число оставшихся проводов и полученные уменьшения.

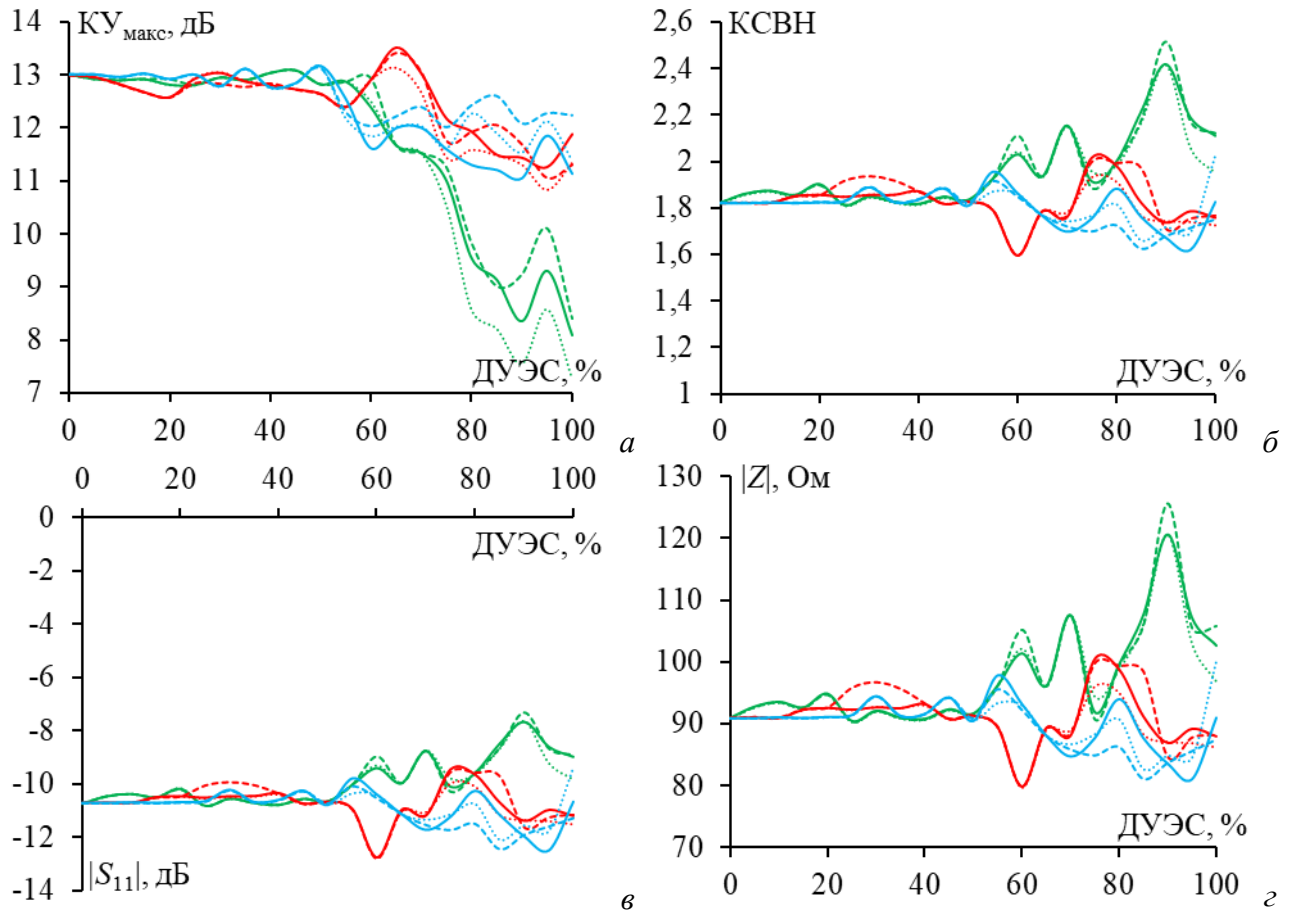


Рисунок 4.43 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 1,3 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (⋯), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (⋯), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (⋯), S_3 –СБАОТС (---)

Таблица 4.9 – Общее число оставшихся проводов в разреженных структурах и их улучшение по сравнению с исходной

Разреженные структуры		Число оставшихся проводов	Уменьшения		
			Масса	Память	Время
S_1	АОТС	558	1,90	3,62	6,89
	УАОТС	516	2,06	4,24	8,72
	СБАОТС	565	1,88	3,53	6,64
S_2	АОТС	572	1,86	3,45	6,40
	УАОТС	524	2,03	4,11	8,32
	СБАОТС	580	1,83	3,35	6,14
S_3	АОТС	502	2,12	4,48	9,47
	УАОТС	478	2,22	4,94	10,97
	СБАОТС	520	2,04	4,17	8,52

Из таблицы 4.9 видно, что число оставшихся проводов в S_3 минимально после различных подходов, что означает, что для нее уменьшение массы антенны, а также затрат на моделирование максимально по сравнению с другими структурами. Тем не менее, важно

также проанализировать характеристики этих различных разреженных структур в частотном диапазоне. Поэтому $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для S_1 , S_2 и S_3 сравниваются между собой и с характеристиками исходной ПС в диапазоне частот 0,7–1,3 ГГц (рисунок 4.45). Их максимальные расхождения по сравнению с исходной структурой в этом диапазоне частот сведены в таблицу 4.10. Кроме того, полученные ДН излучения для различных разреженных ПС после всех подходов на частоте 0,915 ГГц в E и H плоскостях сравниваются между собой и с ДН исходной ПС (рисунок 4.46).

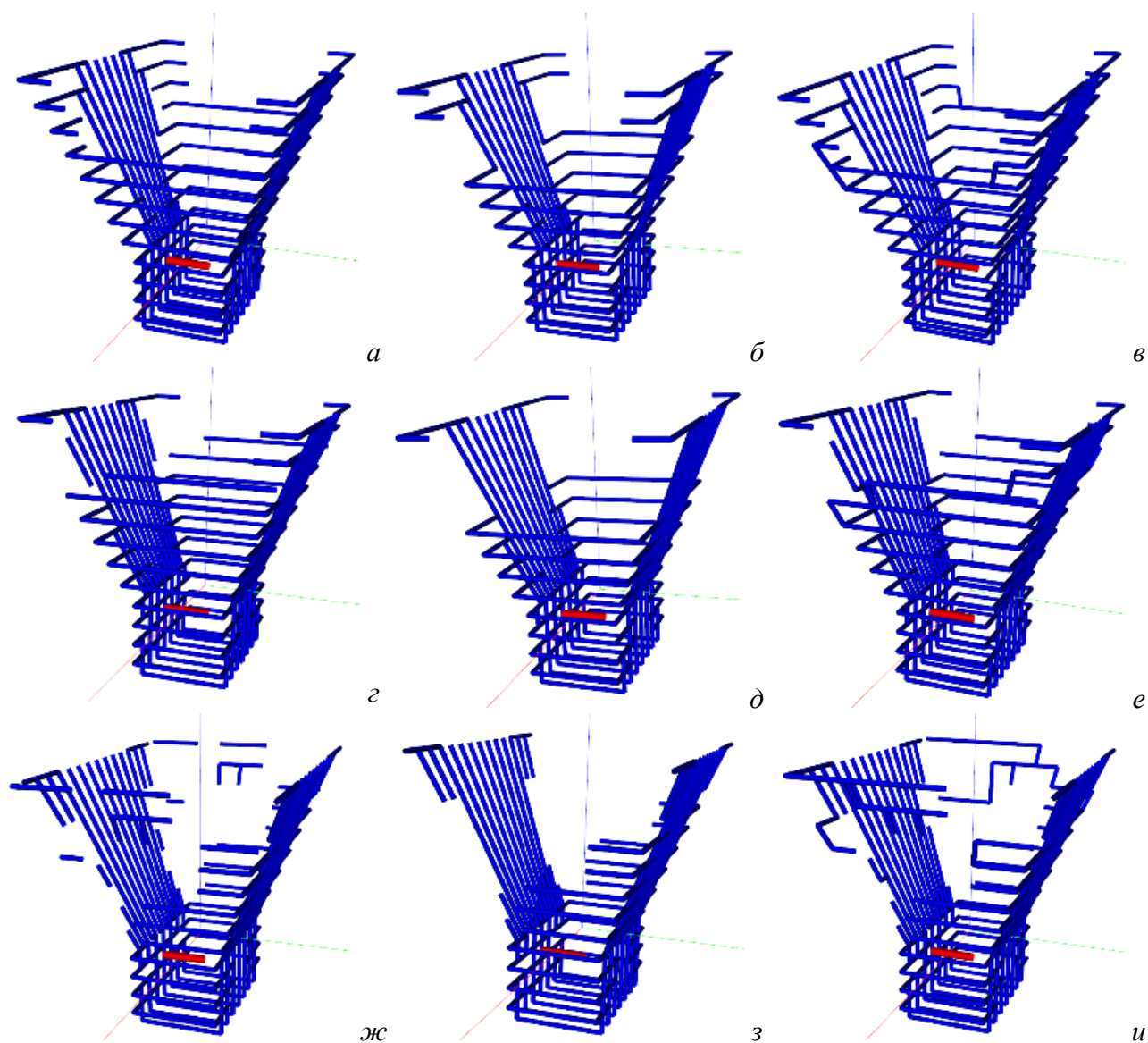


Рисунок 4.44 – Разреженные структуры рупорной антенны после АОТС, УАОТС и СБАОТС при ДУЭС=75%: S_1 (а, б, в), S_2 (г, д, е) и S_3 (ж, з, и) соответственно.

Из рисунка 4.45 видно, что характеристики S_1 и S_2 соответствуют характеристикам исходной, а характеристики S_3 значительно отличаются. В частности, $KU_{\text{макс}}$ для S_2 являются самыми высокими и близкими к полученным для исходной ПС в частотном диапазоне, затем следуют S_1 и S_3 .

Таблица 4.10 – Максимальные расхождения характеристик разреженных антенн по сравнению с исходной ПС в диапазоне 0,7–1,3 ГГц

Разреженные структуры		Максимальное расхождение			
		$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
S_1	АОТС	2,15	0,46	13,12	17,07
	УАОТС	2,47	0,40	12,65	17,48
	СБАОТС	1,90	0,43	9,36	16,82
S_2	АОТС	2,38	1,20	14,64	30,45
	УАОТС	3,14	1,11	12,51	31,02
	СБАОТС	2,33	1,22	13,00	28,14
S_3	АОТС	4,19	1,51	18,54	32,15
	УАОТС	4,28	1,38	22,34	31,29
	СБАОТС	3,43	1,21	19,02	29,96

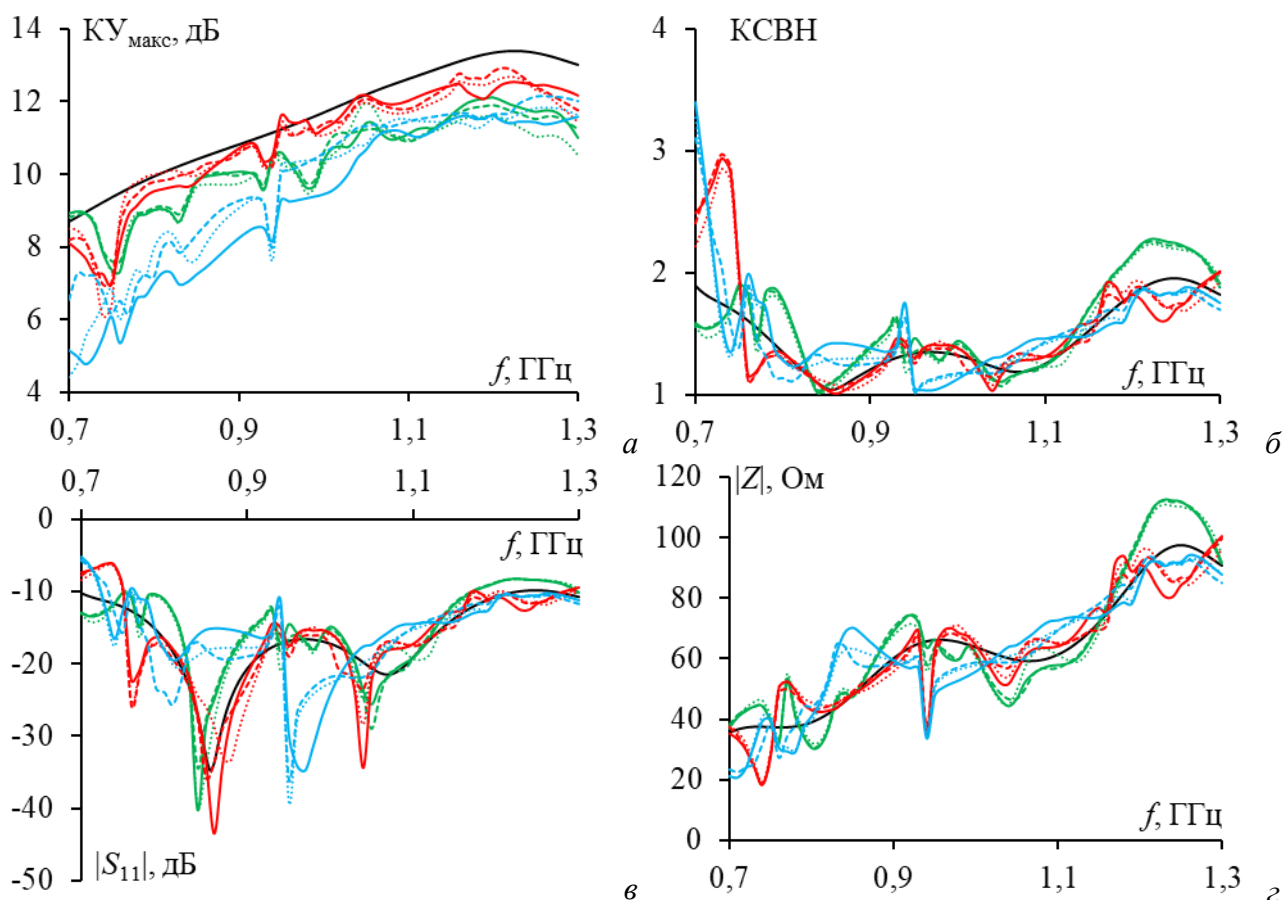


Рисунок 4.45 – Частотные зависимости при ДУЭС=75% $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) исходной (—) и разреженных ПС: S_1 –АОТС (---), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (- - -), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (- - -), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (- -)

По КСВН S_1 дает наилучшие результаты со значениями менее 2,2 в рабочем диапазоне частот. По $|S_{11}|$ и $|Z|$ для разреженных структур следует аналогичный вывод, поскольку результаты S_1 и S_2 наиболее близки к полученным для исходной ПС. Более того, максимальные расхождения в таблице 4.10 также показывают, что после применения одного и того же подхода большинство наименьших значений получено для S_1 (жирные значения в таблице 4.10). Сравнивая все разреженные структуры после применения различных подходов, можно заметить, что наименьшие расхождения $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ получены для S_1

после СБАОТС, а КСВН – S_1 после УАОТС (красные значения в таблице 4.10). Это дополнительно подтверждает эффективность СБАОТС для получения разреженных структур. Из рисунка 4.46 видно, что лучше всего согласуются с ДН исходной структуры ДН в E плоскости для S_2 , а в H плоскости – S_1 . Таким образом, рекомендуется получать разреженные рупорные антенные структуры на центральной или низкой частоте рабочего диапазона, чтобы получить результаты ближе к результатам исходной структуры. В целом, такой анализ позволяет выбрать разреженную структуру, наилучшим образом отвечающую требованиям.

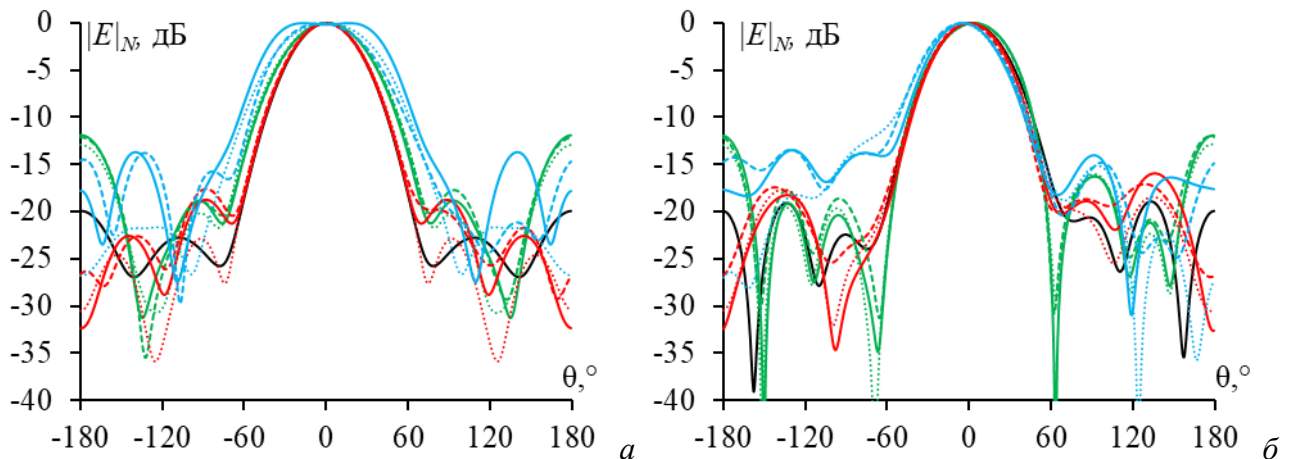


Рисунок 4.46 – Полученные ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 0,915 ГГц при ДУЭС=75% исходной (—) и разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (···), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (···), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (···), S_3 –СБАОТС (---)

Таким образом, проведен анализ влияния частоты, на которой получается разреженная структура после АОТС и её модификаций, на структуру из ПС, аппроксимирующую металлическую поверхность рупорной антенны UHF-диапазона. Характеристики ПС сравнены с полученными численно другими методами и экспериментально для модели сплошной металлической антенны. Сравнение показало согласованность вычисленных результатов для ПС и измеренных, а также возможность использования структуры из ПС вместо сплошной металлической. На основе различных распределений тока в ПС на разных частотах получены разреженные структуры после АОТС, УАОТС и СБАОТС. Зависимости характеристик от ДУЭС для этих структур сравнивались между собой и с характеристиками исходной структуры на определенных частотах. Результаты хорошо согласуются. На верхних частотах характеристики разреженной антенны меньше зависят от ДУЭС, чем на низких. Разреженная структура, полученная по распределению тока на центральной частоте, меньше отличается от исходной ПС с ростом ДУЭС (за ней следует структура на самой низкой частоте). Анализ показал эффективность СБАОТС для получения разреженных структур, характеристики которых близки к характеристикам исходной антенны и менее зависимы от ДУЭС, чем у других структур. Однако АОТС и УАОТС обеспечивают несколько большее уменьшение массы антенны и вычислительных затрат.

Сравнение разреженных структур, полученных после АОТС и её модификаций при определенном ДУЭС, показало, что разреженные структуры, полученные на самой низкой частоте в рабочем диапазоне, дали наименьшие расхождения характеристик по сравнению с исходной. Эта разница может считаться приемлемой, учитывая значительное уменьшение массы антенны и вычислительных затрат. Полученные результаты позволяют выбрать подходящий подход и частоту для создания разреженных структур.

4.2.3 3D-печатная рупорная антенна К/Ка-диапазона

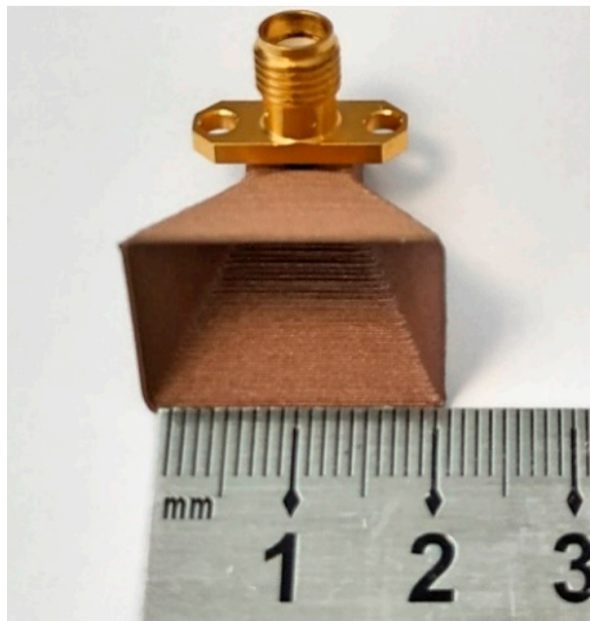
Здесь сравнены характеристики разреженных антенн, полученных после АОТС и всех её модификаций к исходной антенне, предложенной для работы в сетях 5G диапазона К/Ка. Взята 3D-печатная рупорная антенна, изготовленная из проводящей нити, которая подробно описана в [355]. Она состоит из регулярной и нерегулярной частей. Регулярная представляет собой стандартный прямоугольный волновод WR34, работающий в диапазоне от 22 до 33 ГГц, а нерегулярная является продолжением и расширением волновода [409]. Геометрические размеры частей приведены в таблице 4.11 и показаны с антенной на рисунке 4.47.

Сначала рупорная антенны моделировалась с помощью ПС. Для аппроксимации регулярной части, сетка делилась на 7 частей вдоль оси ОХ, 6 – ОУ и 10 – ОZ, нерегулярной – 7 – ОХ, 6 – ОУ и 10 – ОZ. Всего использовано $N=1139$ проводов. Прототип антенны толщиной 0,4 мм [355] определил радиус $r=0,2$ мм всех проводов ПС. Для возбуждения антенны, провод с разностью потенциалов 1 В подключался к сетке на нижней стороне регулярной части и внутри нее вдоль оси ОУ. Он размещался в центре волновода на расстоянии $l_1/2=2,16$ мм от его закрытой поверхности, имел длину $l_s=2,15$ мм и радиус $r_s=0,2$ мм и делился на 5 сегментов, а для остальных проводов сетки использовался один сегмент. Структуры антенны (далее исходные), аппроксимированные ПС в системах TUSUR.EMC и 4NEC2, показаны на рисунках 4.47в,г.

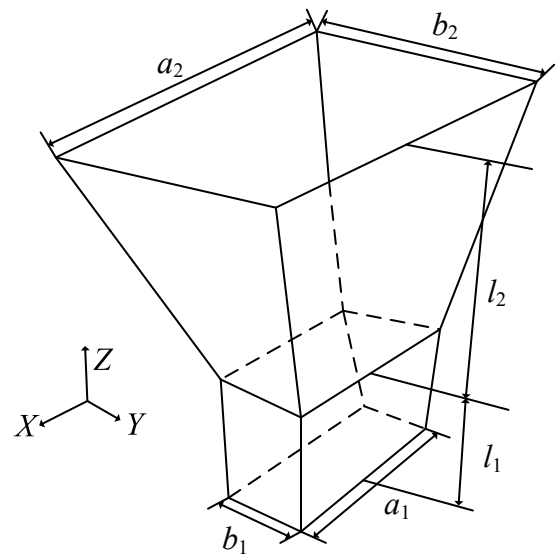
Далее результаты моделирования с помощью ПС в TUSUR.EMC и 4NEC2 (при использовании ручной и автоматической сегментации) сравнивались с результатами моделирования в CST и измерений из [355]. Сравнение $|S_{11}|$ и $KY_{\max}$ в рабочем диапазоне частот данной антенны показано на рисунке 4.48.

Таблица 4.11 – Геометрические параметры (мм) рупорной антенны К/Ка-диапазона

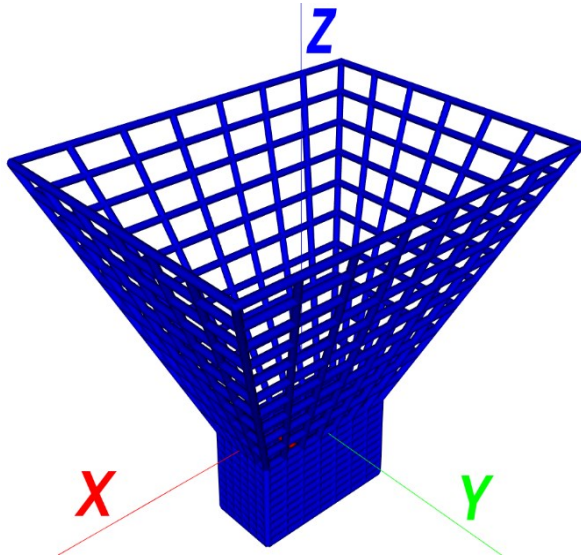
a_1	b_1	a_2	b_2	l_1	l_2
8,35	3,85	22	17,15	4,32	13,25



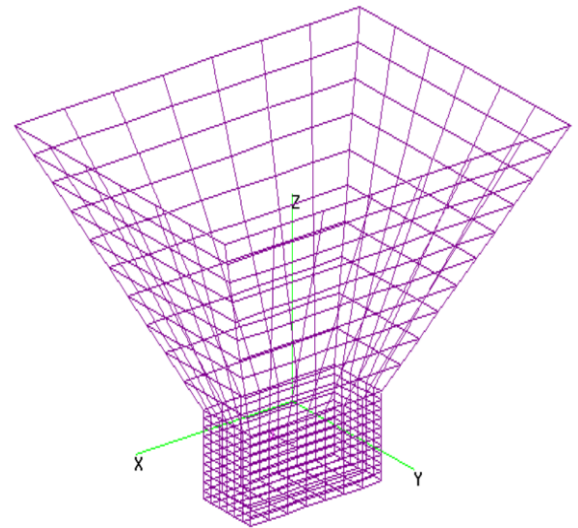
а



б



в



г

Рисунок 4.47 – 3D-печатная рупорная антенна (а), её изометрический вид (б) и эквивалентные структуры, аппроксимированные ПС в TUSUR.EMC (в) и 4NEC2 (г)

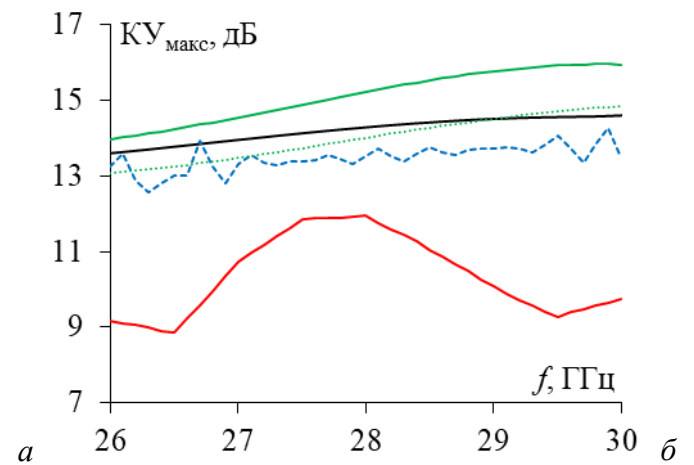
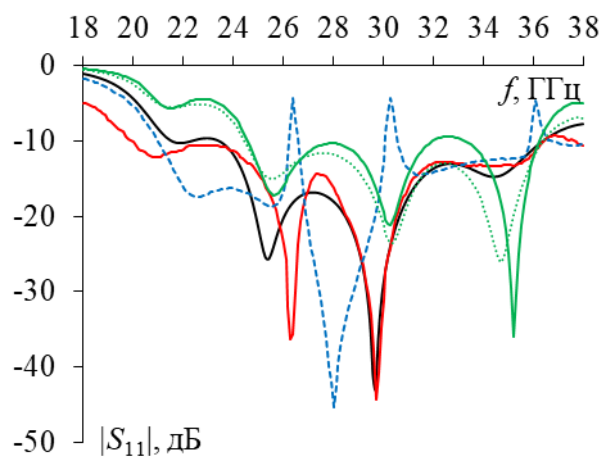


Рисунок 4.48 – $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\text{макс}}$ (б) при измерении (—) [355], моделировании в CST (---) [355], аппроксимации проводной сеткой в TUSUR.EMC (—) и 4NEC2 (ручная (....) и автоматическая (—) сегментации) для 3D-печатной рупорной антенны

Из рисунка 4.48а следует, что полоса пропускания по измерениям составляет 16,5 ГГц (19,9–36,4 ГГц) [355], моделированию ПС в TUSUR.EMC – 14,8 ГГц (21,6–36,4 ГГц), в 4NEC2 – 11,9 ГГц (24,5–36,4 ГГц) с ручной сегментацией и 11,6 ГГц (24,6–36,2 ГГц) с автоматической сегментацией и в CST – 3,5 ГГц (26,6–30,1 ГГц) [355]. Полоса пропускания при моделировании с помощью ПС, особенно в TUSUR.EMC, больше согласуется с результатами измерений, чем полученная в CST. Кроме того, на рисунке 4.48а заметны резонансные частоты. По результатам измерений $|S_{11}|$ резонансы минус 12,13, 36,3 и 44,39 дБ появляются на частотах 20,9, 26,3 и 29,7 ГГц соответственно, по моделированию ПС в TUSUR.EMC – минус 10,29, 25,69 и 42,92 дБ на 21,9, 25,3 и 29,7 ГГц, в 4NEC2 с ручной сегментацией – минус 14,98, 23,62 и 26,06 дБ на 25,5, 30,3 и 34,7 ГГц, а с автоматической – минус 17,18, 21,13 и 35,98 дБ на 25,6, 30,3 и 35,2 ГГц, а в CST – минус 18,77, 45,29 и 14,6 дБ на 25,5, 28,0 и 31,4 ГГц. Анализ полученных результатов показывает, что полученные основные резонансы $|S_{11}|$ измерением и моделированием ПС в TUSUR.EMC наблюдаются на частоте 29,7 ГГц, что демонстрирует хорошее согласование. На центральной частоте 28 ГГц $|S_{11}|$ по измерениям составляет минус 16,02 дБ, моделированию ПС в TUSUR.EMC – минус 18 дБ, в 4NEC2 с ручной сегментацией – минус 11,76 дБ, с автоматической – минус 10,29 дБ и в CST – минус 45,29 дБ. Несмотря на то, что $|S_{11}|$, полученные в TUSUR.EMC и измерением на центральной частоте, не оптимальны, как в CST, они приемлемы с учетом расширения полосы пропускания.

Из рисунка 4.48б видно, что зависимости $KU_{\text{макс}}$ от частоты при моделировании, всегда выше измеренных. В частности, на центральной частоте $KU_{\text{макс}}$ при измерении составляет 12,0 дБ, в TUSUR.EMC – 14,3 дБ, при ручной сегментации в 4NEC2 – 14,0 дБ, при автоматической сегментации 4NEC2 – 15,32 дБ и в CST – 13,6 дБ. Сравнение показало разницу между результатами моделирования и измерений, объяснимую неизбежными погрешностями изготовления по технологии 3D-печати. Однако, в целом, разница незначительна и может считаться приемлемой. Кроме того, для полной проверки эффективности подходов к моделированию антенн посредством ПС сравнены другие характеристики антенны: KCBH и $|Z|$, полученные в TUSUR.EMC и 4NEC2 показаны на рисунке 4.49 и приведены в таблице 4.12.

Из рисунка 4.49 следует, что зависимости KCBH в TUSUR.EMC почти всегда ниже, чем в 4NEC2. В частности, на центральной частоте 28 ГГц KCBH в TUSUR.EMC равно 1,29, а в 4NEC2 с ручной и автоматической сегментацией – 1,7 и 1,88 соответственно. Кроме того, результаты $|Z|$ в TUSUR.EMC стабильнее и ближе к 50 Ом, чем в 4NEC2. На центральной частоте, $|Z|$ в TUSUR.EMC и 4NEC2 почти одинаковы. Кроме рассмотренных характеристик, получены ДН при моделировании ПС в TUSUR.EMC, которые сравнивались с полученными

в CST, в 4NEC2 (при ручной и автоматической сегментации) и измерением. ДН сравнивались в E и H плоскостях, на центральной частоте 28 ГГц (рисунке 4.50). ШЛ и УБЛ приведены в таблице 4.12.

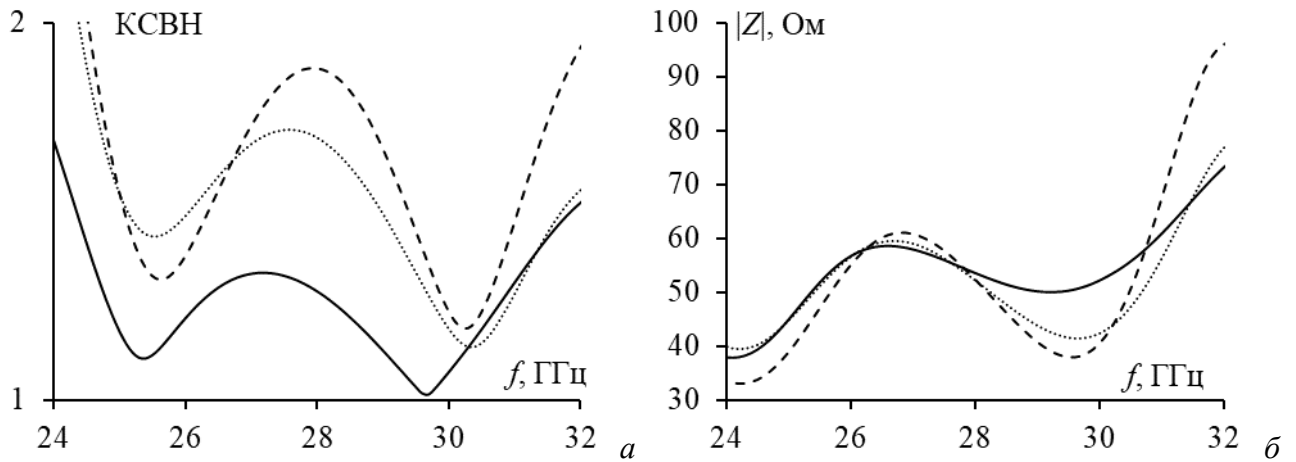


Рисунок 4.49 – Частотные зависимости КСВН (а) и $|Z|$ (б) в TUSUR.EMC (—) и 4NEC2 с ручной (---) и автоматической (.....) сегментацией

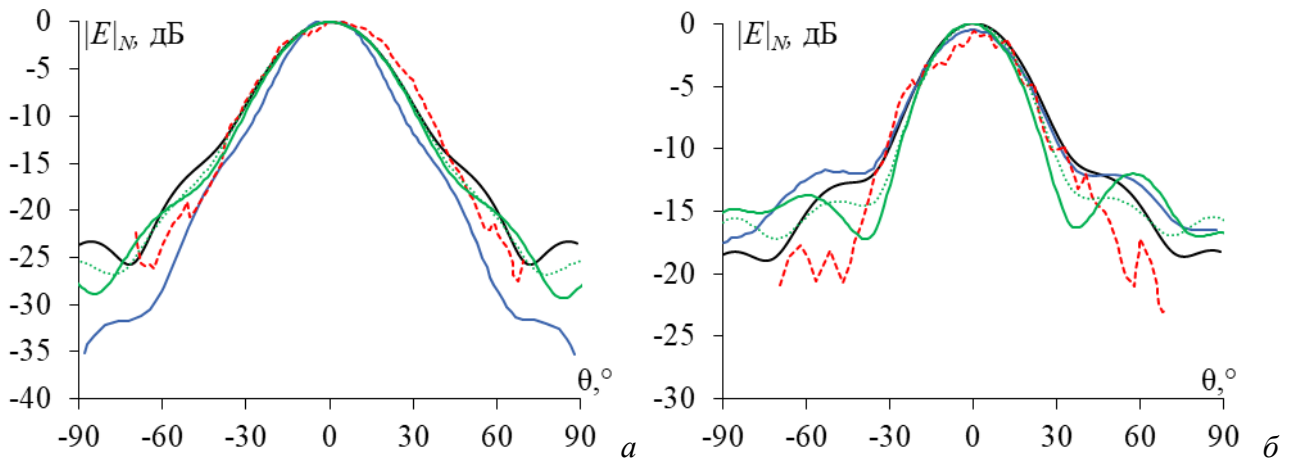


Рисунок 4.50 – ДН рупорной антенны, полученные измерением (---) [355], моделированием в CST (—) [355], ПС в TUSUR.EMC (—) и 4NEC2 (ручная (.....) и автоматическая (—) сегментации) на частоте 28 ГГц в плоскостях E (а) и H (б)

Таблица 4.12 – Характеристики рупорной антенны на частоте 28 ГГц

Модель антенны	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	УБЛ (E/H), дБ	ШЛ (E/H), °
Измерение [355]	12,0	—	-22,37/-17,69	38/31,5
CST [355]	13,6	—	-32,11/-11,64	27/32
ПС в TUSUR.EMC	14,3	1,29	-23,24/-18,24	34/32
ПС в 4NEC2 ручная сегментация	14,0	1,70	-25,39/-14,19	34/31
ПС в 4NEC2 автосегментация	15,3	1,88	-27,93/-13,73	33/29

Из рисунка 4.50 и таблицы 4.12 видно, что результаты моделирования ПС в TUSUR.EMC и 4NEC2 хорошо согласуются с измеренными. При этом в E плоскости результаты в CST немного лучше, чем TUSUR.EMC и 4NEC2, например, меньше УБЛ и ШЛ. Однако они сильно отличаются от измеренных. В H плоскости УБЛ в CST превышает результаты TUSUR.EMC и 4NEC2 и сильно расходится с измеренным.

Сравнение показало эффективность аппроксимации поверхности рупорной антенны посредством ПС. Результаты моделирования ПС в TUSUR.EMC наиболее сходны с измеренными для 3D-печатной рупорной антенны. Поэтому выбрана структура ПС в TUSUR.EMC для создания разреженных антенн посредством АОТС и её модификаций к исходной ПС-структуре. Разреженная структура после АОТС, УАОТС и СБАОТС зависит от ДУЭС и нормирования модулей тока относительно их максимального ($|I|_{\text{макс}}$) или среднего ($|I|_{\text{ср}}$) значений. Пример распределения тока по проводам ПС показано на рисунке 4.51. Влияния роста ДУЭС при нормировании относительно $|I|_{\text{макс}}$ и $|I|_{\text{ср}}$ на общее число оставшихся проводов и $KU_{\text{макс}}$, полученные на центральной частоте 28 ГГц после АОТС, представлены на рисунке 4.52.

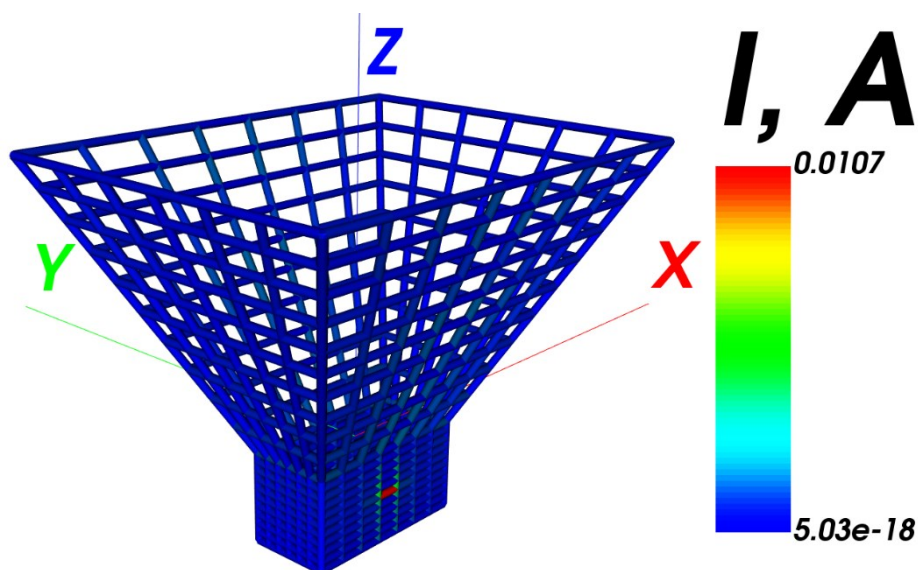


Рисунок 4.51 – Распределение тока по ПС рупорной антенны на частоте 28 ГГц

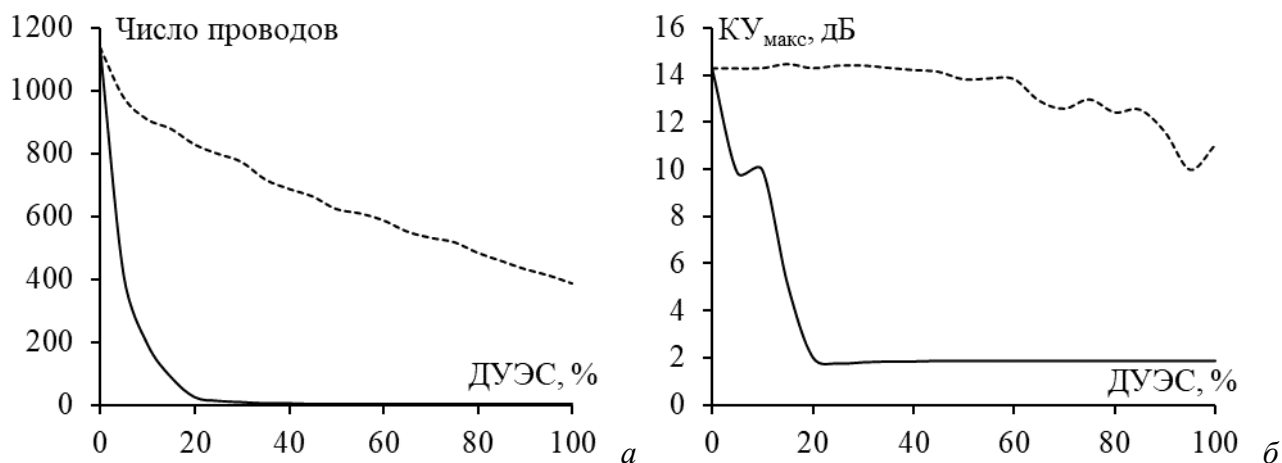


Рисунок 4.52 – Зависимости общего числа оставшихся проводов в разреженной рупорной антенне из ПС (а) и её $KU_{\text{макс}}$ (б) от ДУЭС при нормировании относительно $|I|_{\text{макс}}$ (—) и $|I|_{\text{ср}}$ (---) после АОТС на частоте 28 ГГц

Из рисунка 4.52б видно, что с ростом ДУЭС при нормировании по $|I|_{\text{макс}}$ $KU_{\text{макс}}$ рупорной антенны быстро снижается относительно исходной структуры (при ДУЭС=0%). При этом $KU_{\text{макс}}$ с ростом ДУЭС при нормировании по $|I|_{\text{ср}}$ демонстрирует стабильность и

близость к $KU_{\max}$ исходной структуры. При нормировании по $|I|_{\text{ср}}$ и при ДУЭС от 0 до 50%, $KU_{\max}$ почти не меняется. Это можно объяснить тем, что при моделировании рупорной антенны с помощью ПС ток в проводах, непосредственно подключенных к источнику возбуждения, значительно выше, чем в других частях сетки. За этим можно легко проследить по распределению тока в ПС на рисунке 4.51. Поэтому, нормирование по $|I|_{\max}$ удаляет много проводов после АОТС (рисунок 4.52а). При удалении большого числа проводов ПС характеристики рупорной антенны также снижаются. Однако при нормировании по $|I|_{\text{ср}}$ удаляется меньше проводов ПС, что сохраняет характеристики антенны. Таким образом, все характеристики антенны после АОТС рассчитывались в зависимости от ДУЭС при нормировании по $|I|_{\text{ср}}$.

Для сравнения выбраны центральная частота 28 ГГц и граничные частоты 18 и 38 ГГц, а разреженные структуры, полученные на данных частотах, обозначены как S_{28} , S_{18} и S_{38} соответственно. Сначала рассчитывается распределение тока в исходной ПС на данных частотах. Затем модули тока нормируются относительно среднего модуля тока, полученного на этих частотах. После этого к исходным ПС применяются АОТС, УАОТС и СБАОТС с различными ДУЭС. При изменении ДУЭС количество оставшихся проводов в сетке изменяется для каждой разреженной структуры (рисунок 4.53а). Чтобы подробнее рассмотреть влияние ДУЭС на уменьшение массы, памяти и времени моделирования, результаты сравнивались на различных частотах, как показано на рисунке 4.53.

Из рисунка 4.53 можно сделать следующие выводы. При ДУЭС < 40% минимум проводов в структуре S_{18} , а при ДУЭС > 40% – в S_{38} . В результате при ДУЭС < 40% уменьшения массы антенны, памяти и времени для моделирования структуры S_{18} являются лучше, чем у S_{28} и S_{38} . Однако, при ДУЭС > 40%, эти уменьшения для S_{38} лучше, чем для S_{18} и S_{28} . Кроме того, при ДУЭС > 40% результаты S_{18} и S_{28} очень близки. Рассчитаны КСВН, $KU_{\max}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ после АОТС, УАОТС и СБАОТС в зависимости от ДУЭС для S_{18} , S_{28} и S_{38} на частотах 18, 28, 38 ГГц. Они сравнены с характеристиками исходной структуры (при ДУЭС = 0%, таблица 4.13) и представлены на рисунках 4.54–4.57 соответственно.

При сравнении всех характеристик антенны можно заметить, что при ДУЭС < 40% на частотах 18 и 28 ГГц разница между полученными результатами для S_{18} и S_{28} незначительна по сравнению с исходной ПС антенны. При этом структура S_{38} сохраняет такую стабильность только при ДУЭС < 20% на частоте 18 ГГц и при ДУЭС < 10% – на частоте 28 ГГц. На частоте 38 ГГц для всех структур данная стабильность сохраняется при ДУЭС < 50%. Это свидетельствует об эффективной работе разреженной рупорной антенны на высоких частотах в рассмотренных диапазонах ДУЭС. В общем, с ростом ДУЭС расхождение становится более заметным для каждой разреженной структуры. В частности, на рисунке 4.54 сравнение $KU_{\max}$

показывает, что S_{18} и S_{28} дают близкие результаты и всегда лучше, чем у S_{38} . Кроме того, на рисунке 4.55 сравнение КСВН показывает, что при ДУЭС < 40% S_{18} демонстрирует стабильность и минимум по сравнению с S_{28} и S_{38} . На центральной частоте 28 ГГц для всех структур всегда КСВН < 2,2 при всех значениях ДУЭС, а для S_{18} всегда КСВН < 1,4.

Таблица 4.13 – Характеристики исходной ПС на основных частотах

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
18	11,50	15,67	-1,11	55,91
28	14,30	1,29	-17,99	53,51
38	14,54	2,39	-7,75	115,90

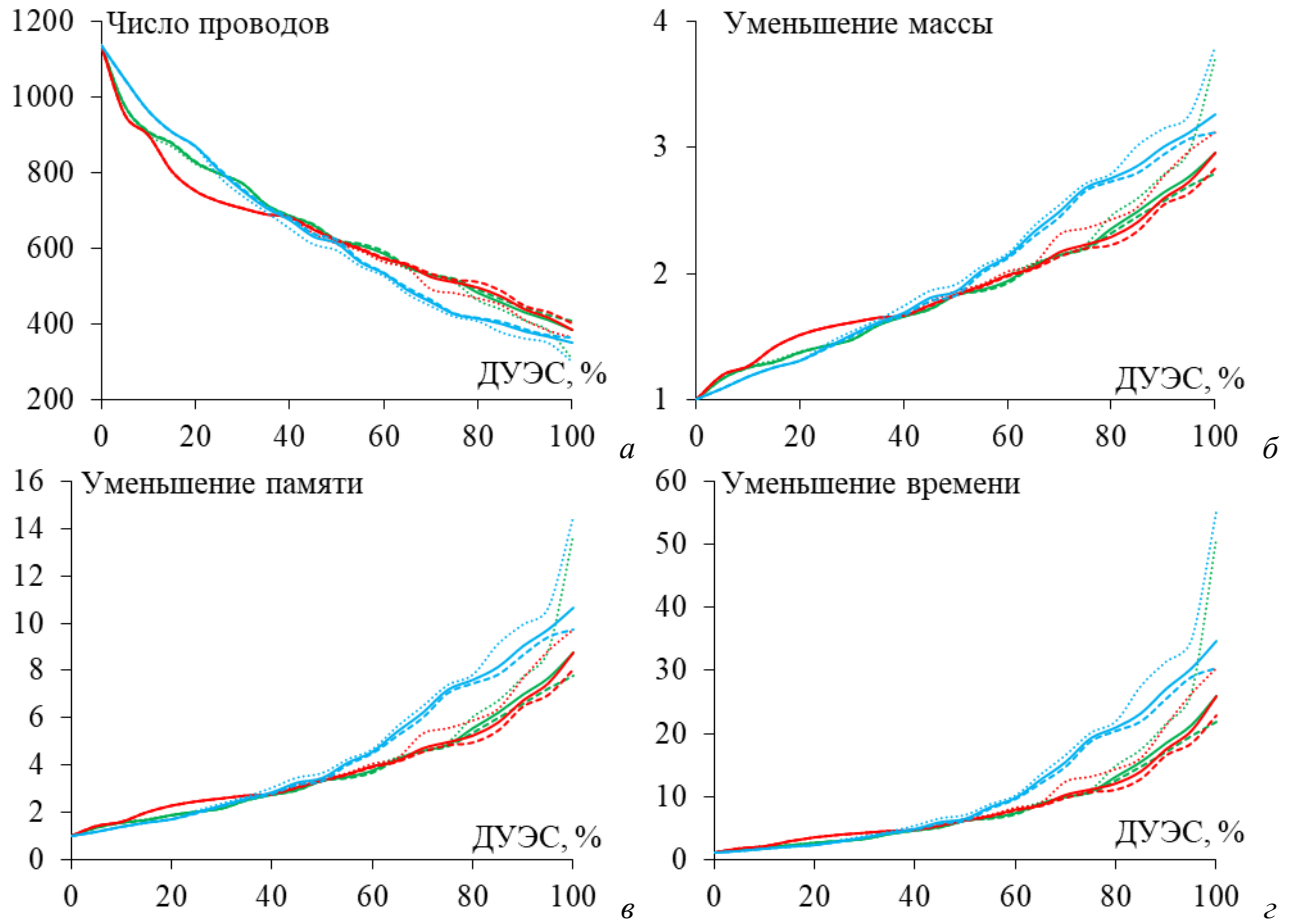


Рисунок 4.53 – Зависимости от ДУЭС числа оставшихся проводов (а), уменьшения массы антенны (б), требуемой памяти (в) и времени (г) для последующего моделирования разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (····), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (····), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (····), S_{38} –СБАОТС (---)

Выводы из сравнения $|S_{11}|$ и $|Z|$ по рисункам 4.56 и 4.57 похожи на сделанные для КСВН и $KU_{\text{макс}}$. Так, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для S_{18} и S_{28} также показывают стабильность, когда ДУЭС < 40% на всех частотах, а при ДУЭС > 40% расхождение больше. Между тем S_{38} сохраняет стабильность только при меньших ДУЭС. В целом, S_{18} лучше других структур, поскольку характеристики полученной антенны менее зависимы от ДУЭС. После АОТС, УАОТС и СБАОТС разница результатов мала для каждой структуры, а существенна только при некоторых ДУЭС. Для выявления наиболее подходящей структуры в таблице 4.14 приведены

максимальные расхождения характеристик антенны после АОТС, УАОТС и СБАОТС для каждой структуры по сравнению с исходной на частотах 18, 28, 38 ГГц. Эти данные позволяют принимать обоснованные решения при разработке разреженных антенн.

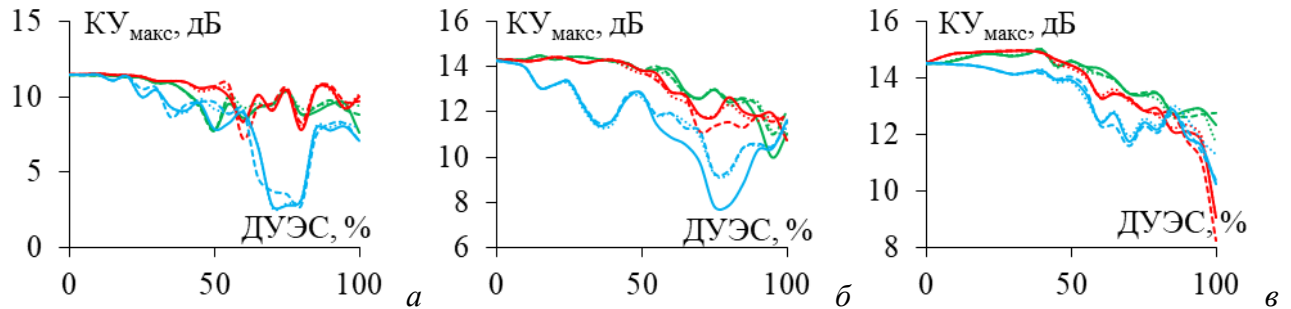


Рисунок 4.54 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (····), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (····), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (····), S_{38} –СБАОТС (---)

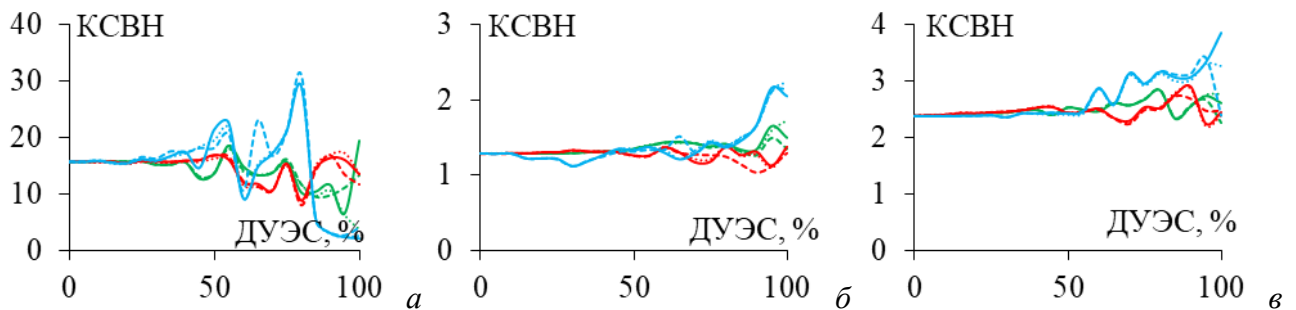


Рисунок 4.55 – Зависимости КСВН от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (····), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (····), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (····), S_{38} –СБАОТС (---)

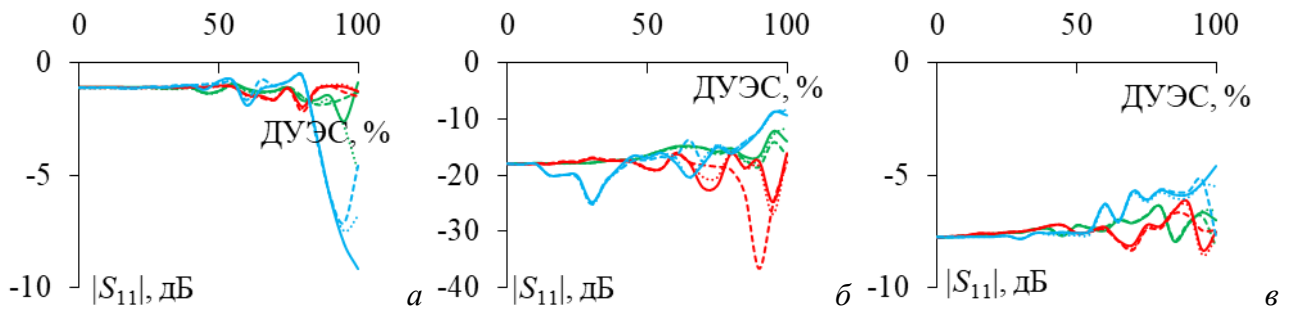


Рисунок 4.56 – Зависимости $|S_{11}|$ от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (····), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (····), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (····), S_{38} –СБАОТС (---)

Из таблицы 4.14 следует, что на основных частотах наименьшие расхождения, чаще всего, после СБАОТС (подчеркнуты в таблице 4.14): на частоте 18 ГГц по КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$, 28 ГГц – по $|S_{11}|$, а 38 ГГц – по всем характеристикам. После АОТС наименьшее расхождение получается только на 28 ГГц по КСВН и $|Z|$, а после УАОТС – на 18 и 28 ГГц – только по $KU_{\text{макс}}$. Кроме того, при сравнении результатов между собой на всех частотах наименьшие расхождения по $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ получаются после СБАОТС, и только по КСВН – после АОТС (выделены красным цветом). Таким образом, СБАОТС сохраняет исходные характеристики антенны эффективнее АОТС и УАОТС, поскольку не разрывает ПС, не

прерывая тока, что улучшает характеристики. Однако СБАОТС даёт несколько большие массу антенны и затраты для моделирования. Поэтому надо оценить конкретные требования и возможности, прежде чем выбрать подходящий метод.

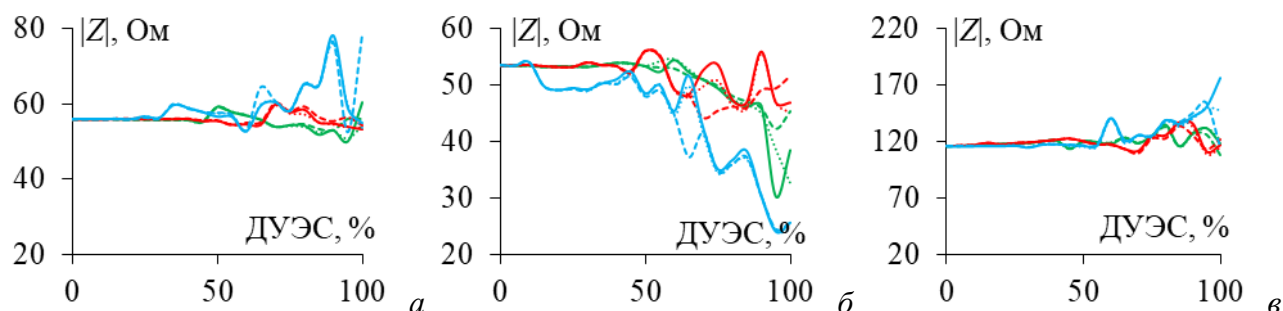


Рисунок 4.57 – Зависимости $|Z|$ от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (····), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (····), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (····), S_{38} –СБАОТС (---)

Таблица 4.14 – Сравнительный анализ с исходной структурой рупорной антенны

f , ГГц	Разреженные структуры		Максимальное расхождение, %			
			$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
18	S_{18}	АОТС	3,72	6,77	0,85	3,94
		УАОТС	<u>3,53</u>	7,08	0,92	3,73
		СБАОТС	4,27	7,62	1,06	4,27
	S_{28}	АОТС	3,92	9,01	1,52	5,84
		УАОТС	3,74	11,96	3,69	5,01
		СБАОТС	3,74	<u>6,15</u>	0,72	3,21
	S_{38}	АОТС	8,76	13,60	8,04	22,40
		УАОТС	8,88	13,54	6,40	20,20
		СБАОТС	8,72	15,41	6,00	22,79
28	S_{18}	АОТС	3,54	0,17	6,85	<u>6,69</u>
		УАОТС	<u>2,79</u>	0,19	8,86	8,30
		СБАОТС	3,15	0,26	18,60	9,30
	S_{28}	АОТС	4,30	0,37	5,86	23,26
		УАОТС	3,17	0,44	6,56	20,89
		СБАОТС	3,30	0,20	<u>3,84</u>	11,29
	S_{38}	АОТС	6,47	0,87	9,28	29,60
		УАОТС	5,05	0,96	9,70	29,32
		СБАОТС	5,01	0,86	9,24	29,10
38	S_{18}	АОТС	5,50	0,52	1,53	20,79
		УАОТС	5,54	0,48	1,43	21,86
		СБАОТС	6,31	<u>0,34</u>	<u>1,07</u>	18,14
	S_{28}	АОТС	2,19	0,46	1,38	<u>18,97</u>
		УАОТС	2,86	0,46	1,38	<u>18,84</u>
		СБАОТС	1,93	0,46	1,37	<u>17,18</u>
	S_{38}	АОТС	4,28	1,47	3,14	60,56
		УАОТС	3,26	0,93	2,35	34,56
		СБАОТС	4,17	1,04	2,53	38,58

Рассматривая расхождения на разных частотах для одной и той же разреженной структуры (жирные в таблице 4.14), видно, что $KU_{\text{макс}}$ минимально расходятся на частоте 28 и 38 ГГц, КСВН – 28 ГГц, $|S_{11}|$ – 18 и 38 ГГц, а $|Z|$ – 18 ГГц. Более того, получение разреженной

структуры на самой низкой или центральной частоте в полосе частот даёт более точные результаты (курсив в таблице 4.14). Например, $KU_{\max}$ для S_{18} на частоте 28 ГГц имеет минимальное расхождение с $KU_{\max}$ исходной ПС (3,54, 2,79, 3,15 дБ), а на частоте 38 ГГц $KU_{\max}$ для S_{28} имеет минимальное расхождение (2,19, 2,86, 1,93 дБ). Более того, для антенн, работающих в К/Ка диапазоне, структуры, полученные не только на минимальной, но и центральной частоте в полосе частот, могут использоваться для создания разреженных антенн с приемлемыми характеристиками.

Далее для более конкретного рассмотрения характеристик разреженных антенн, полученных в рабочем диапазоне частот, взято ДУЭС=50, 80% для примеров. На рисунках 4.58 и 4.59 показаны разреженные структуры S_{18} , S_{28} и S_{38} после АОТС, УАОТС и СБАОТС при ДУЭС=50, 80%. Число проводов в этих структурах и уменьшения приведены в таблице 4.15. Видно, что много проводов вдоль оси OZ удалено из узкой стенки. В [354] показано, что ток в узкой стенке волновода, в основном, проходит вдоль оси OY, что хорошо согласуется с теорией волноводов и подтверждает эффективность АОТС и её модификаций.

Таблица 4.15 – Улучшения характеристик относительно исходной ПС рупорной антенны

ДУЭС, %	Разреженные структуры		Число проводов	Уменьшение		
				Масса	Память	Время
50	S_{18}	АОТС	621	1,83	3,36	6,17
		УАОТС	613	1,86	3,45	6,41
		СБАОТС	623	1,83	3,34	6,11
	S_{28}	АОТС	623	1,83	3,34	6,11
		УАОТС	623	1,83	3,34	6,11
		СБАОТС	623	1,83	3,34	6,11
	S_{38}	АОТС	613	1,86	3,45	6,41
		УАОТС	595	1,91	3,66	7,01
		СБАОТС	624	1,83	3,33	6,08
80	S_{18}	АОТС	497	2,29	5,25	12,04
		УАОТС	469	2,43	5,9	14,32
		СБАОТС	511	2,23	4,97	11,07
	S_{28}	АОТС	483	2,36	5,56	13,11
		УАОТС	463	2,46	6,05	14,89
		СБАОТС	491	2,32	5,38	12,48
	S_{38}	АОТС	413	2,76	7,61	20,98
		УАОТС	407	2,80	7,83	21,92
		СБАОТС	417	2,73	7,46	20,38

Характеристики антенн для каждой структуры после различных подходов, сравнены между собой и с исходной ПС в рабочем диапазоне частот. Частотные зависимости $|S_{11}|$, $KU_{\max}$, КСВН и $|Z|$ при ДУЭС=50, 80% приведены на рисунках 4.60 и 4.61 соответственно.

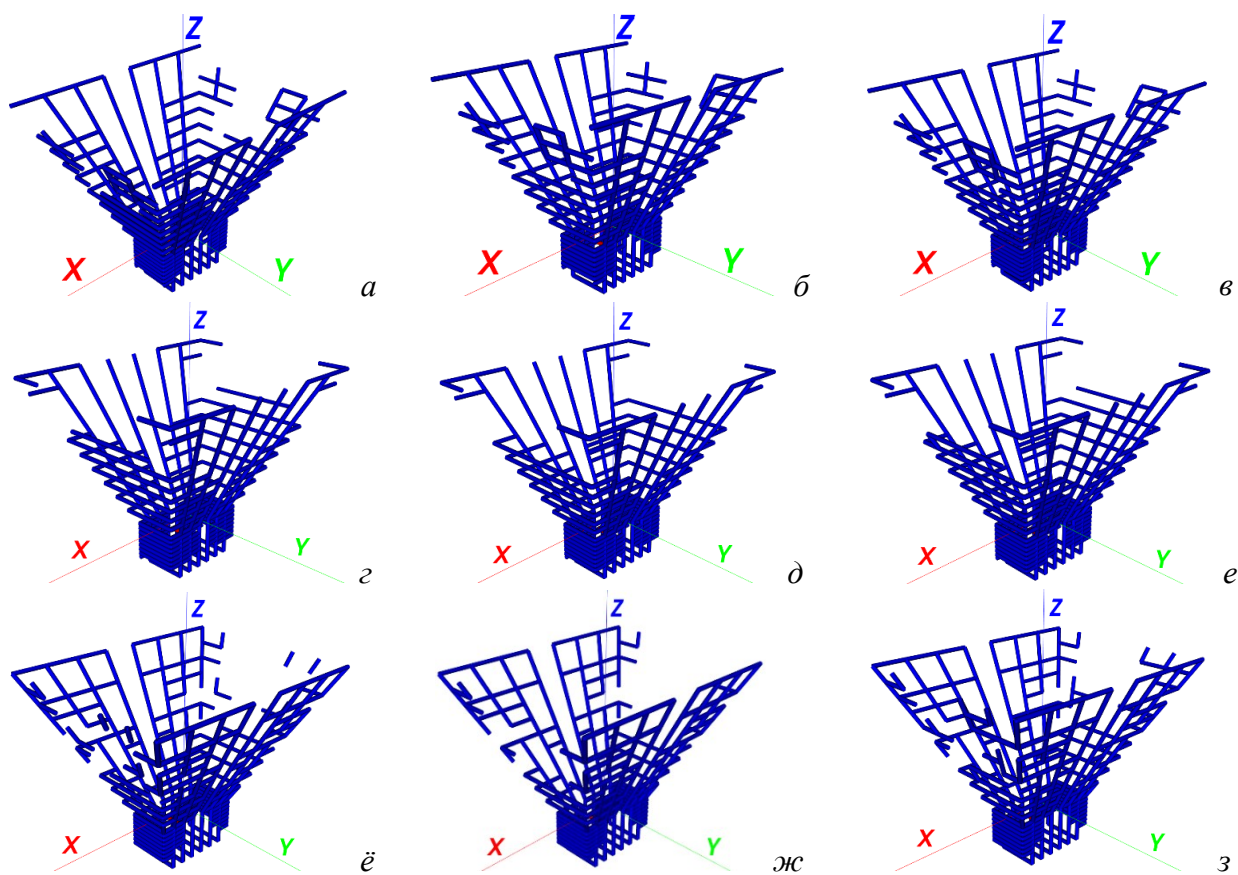


Рисунок 4.58 – Разреженные рупорные структуры S_{18} (а, б, в), S_{28} (г, д, е) и S_{38} (ё, ж, з) после АОТС (а, г, ё), УАОТС (б, д, ж) и СБАОТС (в, е, з) при ДУЭС=50%

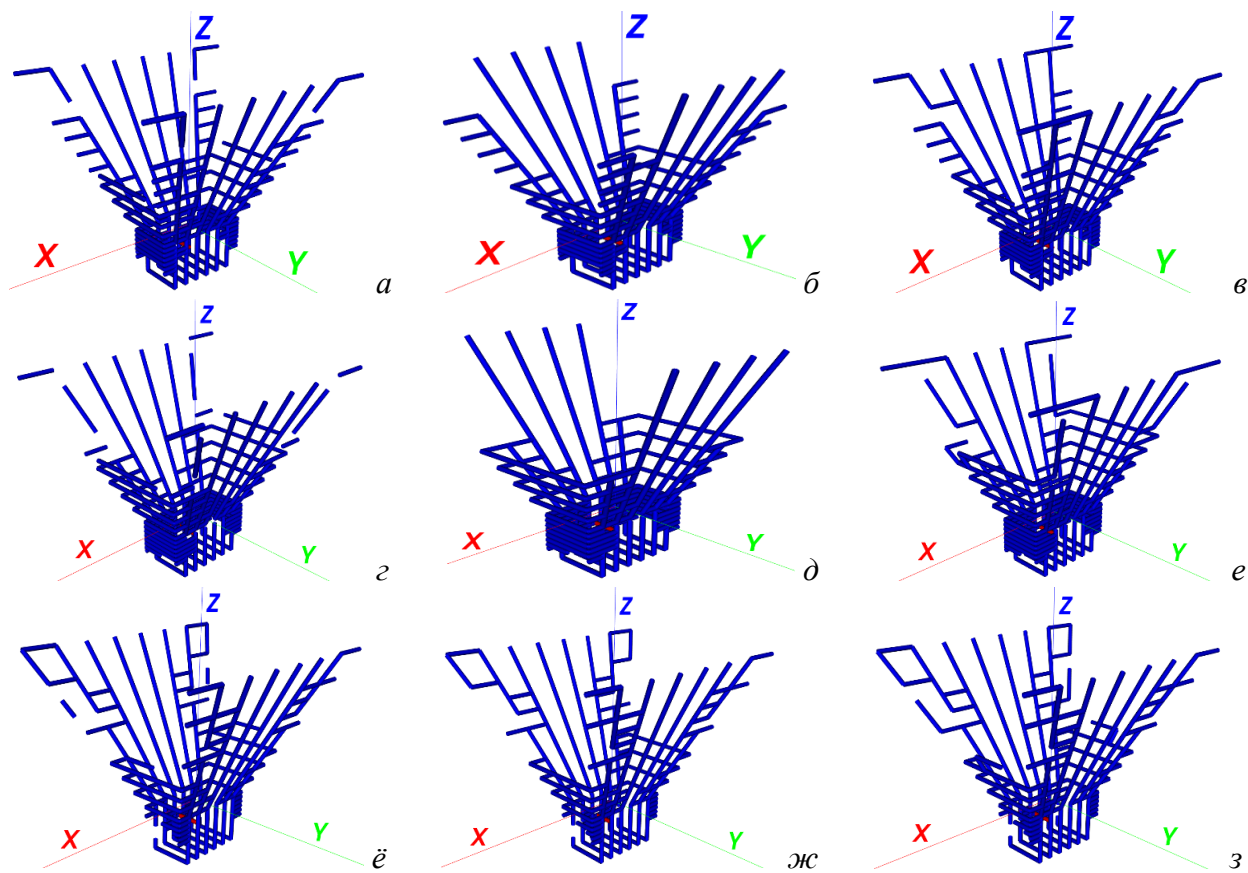


Рисунок 4.59 – Разреженные рупорные структуры S_{18} (а, б, в), S_{28} (г, д, е) и S_{38} (ё, ж, з) после АОТС (а, г, ё), УАОТС (б, д, ж) и СБАОТС (в, е, з) при ДУЭС=80%

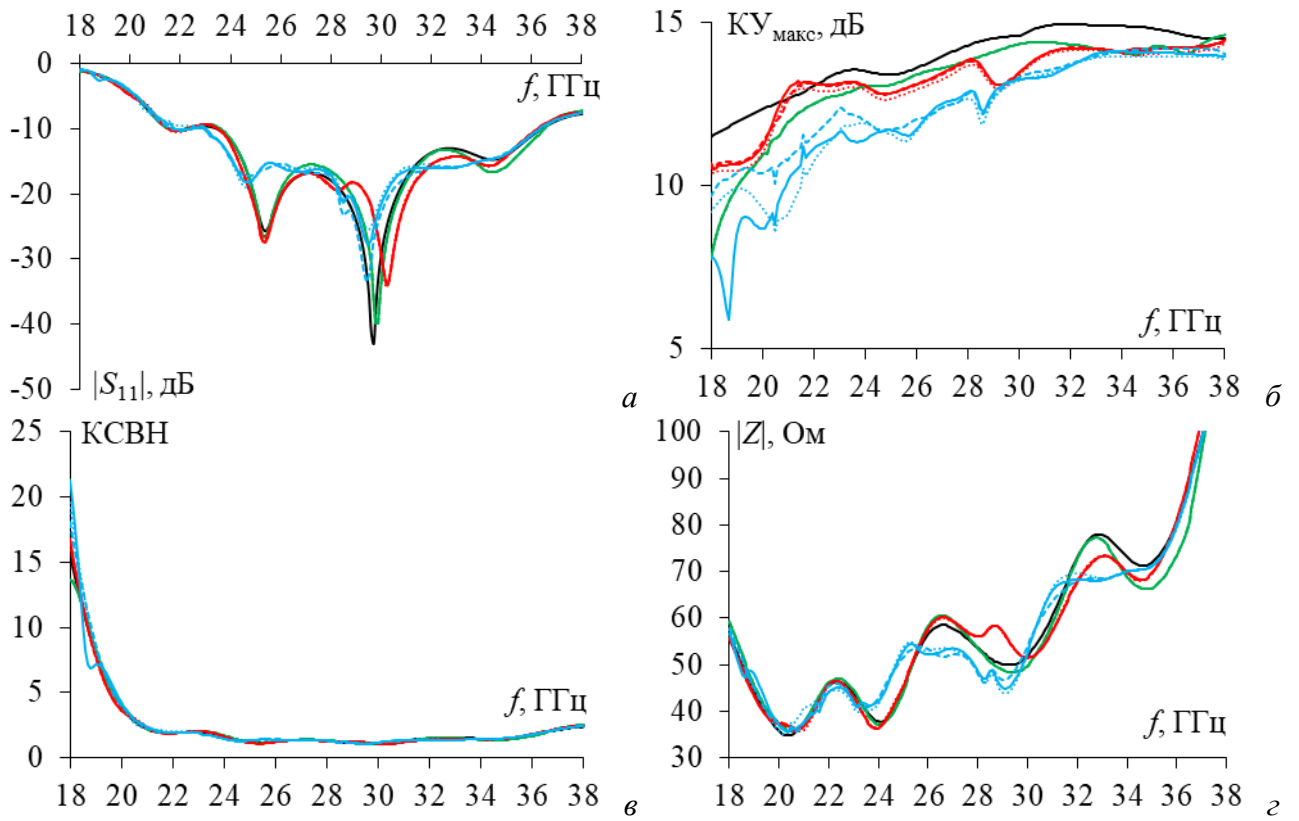


Рисунок 4.60 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а), $KU_{\text{макс}}$ (б), KСВН (в), $|Z|$ (г) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=50%: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (··), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (··), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (··), S_{38} –СБАОТС (---)

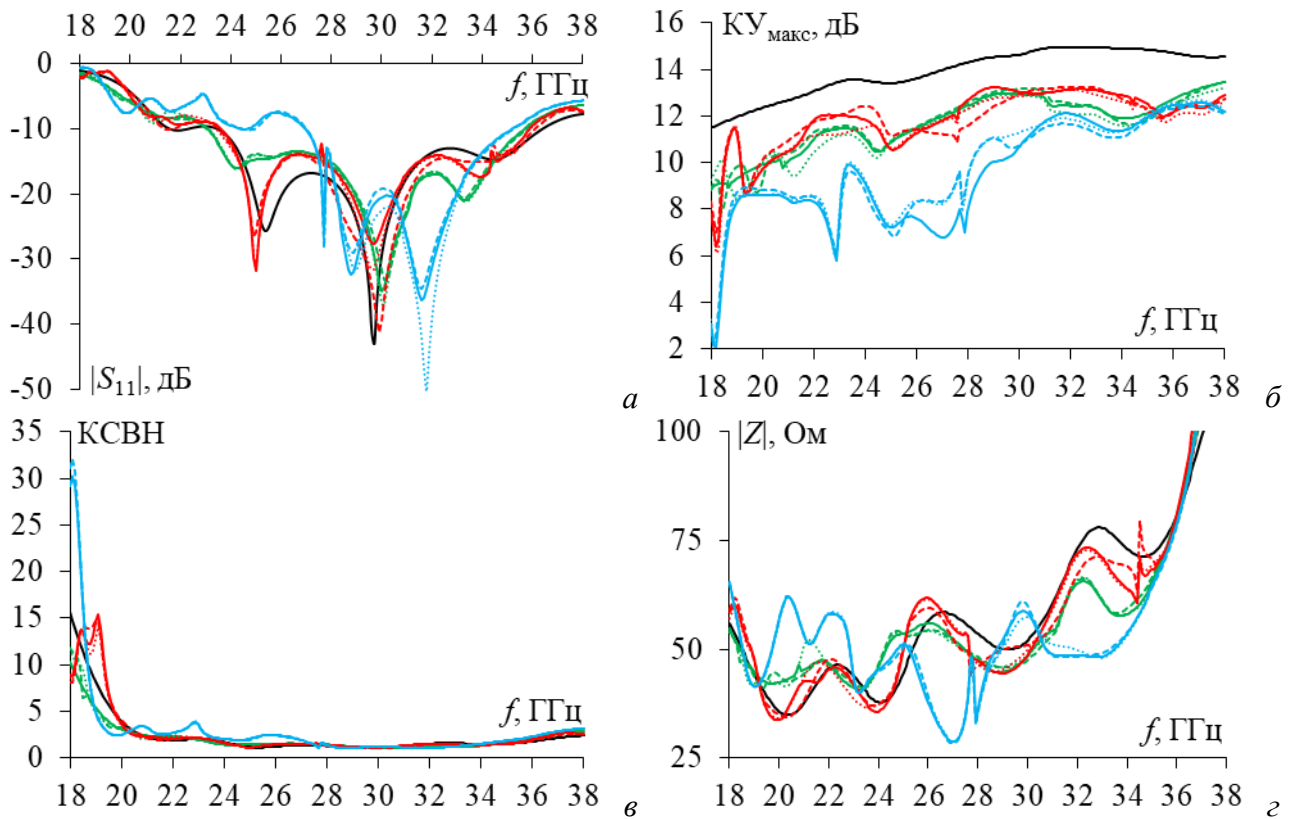


Рисунок 4.61 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а), $KU_{\text{макс}}$ (б), KСВН (в), $|Z|$ (г) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=80%: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (··), S_{28} –СБАОТС (---), S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (··), S_{18} –СБАОТС (---), S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (··), S_{38} –СБАОТС (---)

Из рисунка 4.60 видно, что при ДУЭС=50% результаты для S_{28} и S_{18} мало отличаются от результатов исходной ПС. Между тем результаты для S_{38} значительно отличаются от результатов исходной ПС. Например, $KU_{\text{макс}}$ для S_{38} гораздо меньше, чем для S_{18} , S_{38} и исходной ПС. Из рисунка 4.61 видно, что при ДУЭС=80% результаты для всех структур существенно отличаются от исходной. В данном случае можно отметить, что выигрыш в уменьшении массы антенны, а также затрат памяти и времени на последующее моделирование, получается за счет ухудшения её характеристик. Кроме того, необходимо рассмотреть некоторые специальные случаи. Например, S_{18} после СБАОТС при ДУЭС=80% имеет очень близкие характеристики к характеристикам исходной ПС, а также значительные улучшения, которые могут быть достигнуты (уменьшение массы в 2,23 раза, памяти в 4,97 раза и времени в 11,07 раза по сравнению с исходной структурой).

Таким образом, представлен всесторонний анализ АОТС, УАОТС и СБАОТС при проектировании разреженных рупорных антенн, работающих в широкополосных приложениях для технологии 5G. Основным результатом данного исследования включает, прежде всего, успешную аппроксимацию поверхности рупорной антенны с помощью ПС на основе МоМ. Показана хорошая согласованность между результатами моделирования ПС в TUSUR.EMC, 4NEC2, моделирования в CST и измерений 3D-печатных антенн. Моделирование с помощью ПС, в целом, дает результаты, более близкие к результатам измерений, чем моделирование в CST, что свидетельствует об эффективности ПС для моделирования антенн. При сравнении моделирования ПС в TUSUR.EMC и 4NEC2 TUSUR.EMC дал лучшие результаты.

В результате показано, что распределение тока по проводам на разных частотах приводит к различным разреженным структурам на основных частотах, а также сравнены их характеристики. В частности, при ДУЭС<40% получаются разреженные структуры, почти не отличающиеся по характеристикам от исходной антенны. Это также демонстрирует эффективность АОТС, УАОТС и СБАОТС в получении разреженных антенн. СБАОТС даёт характеристики антенны, более близкие к исходной структуре. Однако СБАОТС меньше уменьшает массу антенны, а также память и время для моделирования по сравнению с АОТС и УАОТС.

Более высокие ДУЭС значительно изменяют характеристики разреженных структур. Структуры S_{18} и S_{28} дали более стабильные характеристики с изменением ДУЭС и более близкие к характеристикам исходной антенны. В результате рекомендуется получать разреженную структуру антенн на низких частотах узкого рабочего диапазона и на центральной частоте широкого диапазона частот.

Приведены два конкретных примера разреженных антенн после различных подходов при ДУЭС 50% и 80% для каждой структуры. Сравнены основные характеристики этих разреженных антенн в рабочем диапазоне частот. При ДУЭС=50% характеристики разреженных антенн, полученных для S_{18} и S_{28} , почти не отличаются от характеристик исходной структуры. При ДУЭС=80% масса разреженных антенн, а также память и время моделирования, значительно уменьшаются, но их характеристики существенно отличаются от характеристик исходной структуры. Однако в некоторых особых случаях полученные разреженные структуры при GEET=80% обладают близкими характеристиками к исходной структуре, а их масса и затраты на моделирование значительно уменьшаются. Поэтому производители могут выбрать разреженную структуру с соответствующим значением ДУЭС, исходя из своих конкретных требований и условий.

4.3 Разреженные конические рупорные антенны С-диапазона

Здесь анализируется выбор частоты, на которой получается разреженная структура после АОТС и её модификаций из ПС, аппроксимирующей металлическую поверхность конической рупорной антенны С-диапазона.

4.3.1 Аппроксимация конической рупорной антенны проводной сеткой

Выбрана коническая рупорная антенна [357], изготовленная по технологии металлического литья для работы в С-диапазоне 5,3–6,3 ГГц (рисунок 4.62). В [357] подробно описаны её геометрические параметры. Для аппроксимации металлической поверхности посредством ПС используется $N=1001$ проводов (рисунок 4.62). Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В подключается к сетке в её регулярной части на расстоянии 15,7 мм от её закрытой поверхности. Провод возбуждения длиной 10,35 мм и радиусом 1,03 мм разделен на 5 сегментов, а провода сетки имеют такой же радиус 1 мм и представлены 1 сегментом. Характеристики для ПС сравниваются с полученными для моделей антенн в HFSS и изготовленных по технологии металлического литья. Рассматриваются $|S_{11}|$, $KU_{\max}$ и $KU_{\max}$ с учетом потерь на рассогласование $(1-|S_{11}|^2)$. Сравнения в диапазоне частот показаны на рисунке 4.63.

$|S_{11}|$ для ПС хорошо согласуется с измеренным. Максимальные расхождения между вычисленными и измеренными $|S_{11}|$ в рассматриваемом диапазоне частот составляют 3,38 дБ для ПС и 5,16 дБ для модели в HFSS. Полоса пропускания ($|S_{11}| < -10$ дБ) составляет 2 ГГц (5,4–7,4 ГГц) для ПС, 1,6 ГГц (5,3–6,9 ГГц) для модели в HFSS и 2 ГГц (5,2–7,2 ГГц) для изготовленной модели по технологии металлического литья.

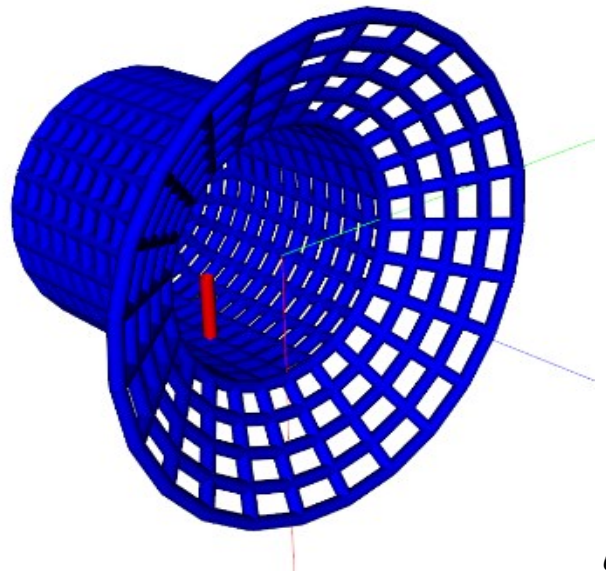
*a**б*

Рисунок 4.62 – Коническая рупорная антенна, изготовленная в [357] по технологии металлического литья (*a*) и аппроксимированная посредством ПС (*б*)

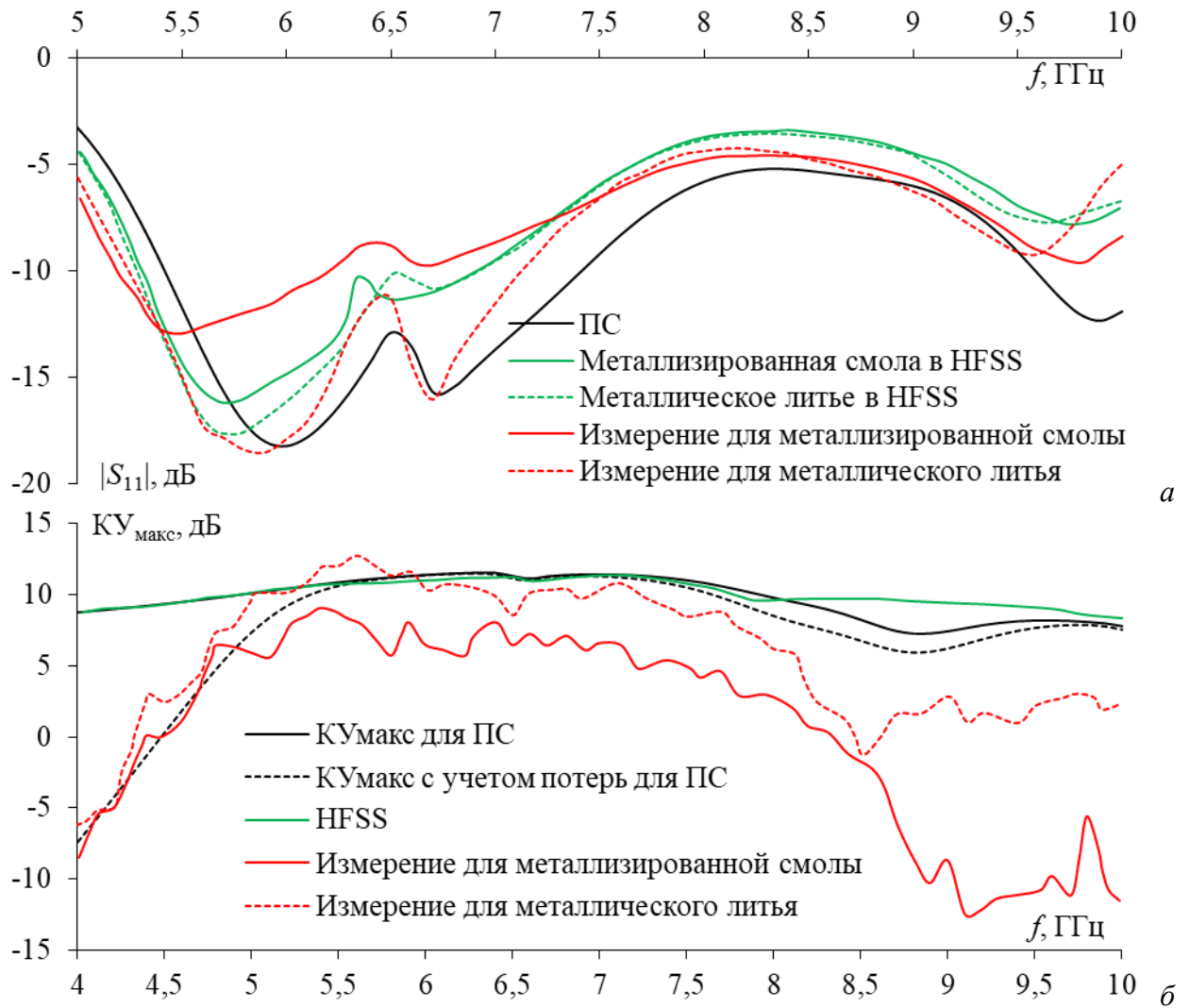


Рисунок 4.63 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*) и $KU_{\text{макс}}$ (*б*), полученные экспериментально для модели из металлического литья и металлизированной смолы [357], численно с помощью HFSS [357] и аппроксимации ПС

Из рисунка 4.63б видно, что $KU_{\text{макс}}$ для ПС хорошо согласуется с рассчитанным в HFSS, а $KU_{\text{макс}}$ с учетом потерь согласуется с измеренным. Структуры из ПС могут заменить сплошные металлические при моделировании и изготовлении, сохраняя при этом требуемые характеристики антенны. Далее эта ПС будет использоваться в качестве исходной, к которой будут применяться различные АОТС для получения разреженных структур.

4.3.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки

Здесь рассмотрены разреженные структуры, полученные на основе распределений тока в ПС на центральной и граничных частотах. Они обозначены как $S_{5.3}$, $S_{5.8}$ и $S_{6.3}$, что соответствует частотам 5,3, 5,8 и 6,3 ГГц, на которых они получены. Они рассматриваются при различных ДУЭС, изменение которого меняет число проводов в разреженной ПС, а следовательно, и массу антенны, а также память и время для её последующего моделирования. Их зависимости от ДУЭС для этих структур после различных АОТС показаны на рисунке 4.64. Видно, что для всех ДУЭС число проводов в $S_{6.3}$ всегда больше, чем в $S_{5.8}$ и $S_{5.3}$, что меньше уменьшает массу антенны и затраты на моделирование. Это число после УАОТС всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС, что объясняется принципами их работы. Аналогично, наименьшее уменьшение массы антенны и затрат на моделирование происходит после УАОТС, затем следуют АОТС и СБАОТС.

Для анализа разницы в характеристиках разреженных структур, на рисунках 4.65–4.67 приведены их зависимости от ДУЭС на частотах 5,3, 5,8 и 6,3 ГГц соответственно. Рассмотрены $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$. Они сравниваются для каждой разреженной структуры и с характеристиками исходной (при ДУЭС=0% в таблице 4.16). Их максимальные расхождения приведены в таблице 4.17. Сравнение всех характеристик антенн показывает, что при ДУЭС<40% разницы между разреженными и исходной структурой ПС почти нет, а при ДУЭС>40% разница становится более заметной. Сравнивая характеристики на разных частотах для всех разреженных структур, можно отметить, что минимум их максимальных расхождений с исходной структурой чаще всего достигается на самых высокой и низкой частотах в рабочем диапазоне (жирные в таблице 4.17). В частности, число минимумов на частоте 5,3 ГГц составляет 21, 5,8 ГГц – 6, а 6,3 ГГц – 9.

Сравнивая структуры на одной и той же частоте (курсив в таблице 4.17), можно заметить, что $S_{5.3}$ и $S_{5.8}$ дают наименьшие расхождения по сравнению с исходной структурой (13 и 14 раз). Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после различных подходов показывает наименьшие расхождения, в основном, после СБАОТС (подчеркнуты в таблице 4.17). В частности, число их для СБАОТС равно 8, АОТС – 4, а

УАОТС – 0. Это видно и из рисунков 4.65–4.67, где характеристики разреженных структур после СБАОТС не только меньше отличаются от исходной, но и меньше зависят от ДУЭС.

Таблица 4.16 – Характеристики исходной антенны из ПС

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
5,3	10,61	2,41	–7,68	21,31
5,8	11,25	1,32	–17,18	44,42
6,3	11,57	1,39	–15,77	56,46

Таблица 4.17 – Сравнение характеристик разреженных рупорных и исходной структур

f , ГГц	Разреженная структура		Максимальное расхождение			
			$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
5,3	$S_{5.3}$	АОТС	3,74	0,58	1,63	4,29
		УАОТС	4,75	0,83	2,14	5,51
		СБАОТС	3,21	0,71	1,91	4,75
	$S_{5.8}$	АОТС	<u>2,93</u>	0,61	1,70	4,03
		УАОТС	3,56	0,51	2,48	5,25
		СБАОТС	3,22	0,22	0,77	2,17
	$S_{6.3}$	АОТС	3,69	0,78	2,04	4,18
		УАОТС	3,70	1,02	2,45	5,29
		СБАОТС	3,22	0,47	1,39	3,78
5,8	$S_{5.3}$	АОТС	2,63	0,52	6,62	9,14
		УАОТС	3,35	0,48	6,29	12,03
		СБАОТС	2,55	0,51	6,51	7,69
	$S_{5.8}$	АОТС	2,16	0,65	7,46	17,49
		УАОТС	3,72	0,49	6,35	14,12
		СБАОТС	2,96	0,43	5,94	<u>7,05</u>
	$S_{6.3}$	АОТС	2,68	0,46	6,15	12,76
		УАОТС	3,56	0,94	8,92	18,84
		СБАОТС	3,40	0,30	<u>4,70</u>	10,13
6,3	$S_{5.3}$	АОТС	3,18	0,26	6,91	<u>7,75</u>
		УАОТС	3,24	0,28	5,86	9,08
		СБАОТС	3,55	0,38	13,52	9,63
	$S_{5.8}$	АОТС	4,01	0,66	6,50	8,60
		УАОТС	3,93	0,44	<u>5,11</u>	8,60
		СБАОТС	3,92	<u>0,27</u>	<u>3,63</u>	9,95
	$S_{6.3}$	АОТС	<u>3,15</u>	0,41	4,88	9,44
		УАОТС	3,33	0,59	6,12	16,87
		СБАОТС	2,79	0,34	4,32	8,68

При сравнении результатов на всех частотах между собой для всех структур наименьшие расхождения по КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ получены после СБАОТС, а по $KU_{\text{макс}}$ – после АОТС (красный цвет в таблице 4.17). Это демонстрирует, что СБАОТС сохраняет характеристики исходной антенны лучше АОТС и УАОТС, так как сохраняет непрерывную ПС без прерывания путей тока. Однако СБАОТС, по сравнению с АОТС и УАОТС, позволяет получить разреженные антенны с большей массой и требует больше затраты для дальнейшего моделирования. Поэтому надо тщательно проанализировать требования и возможности, прежде чем выбрать наиболее подходящий подход из рассмотренных.

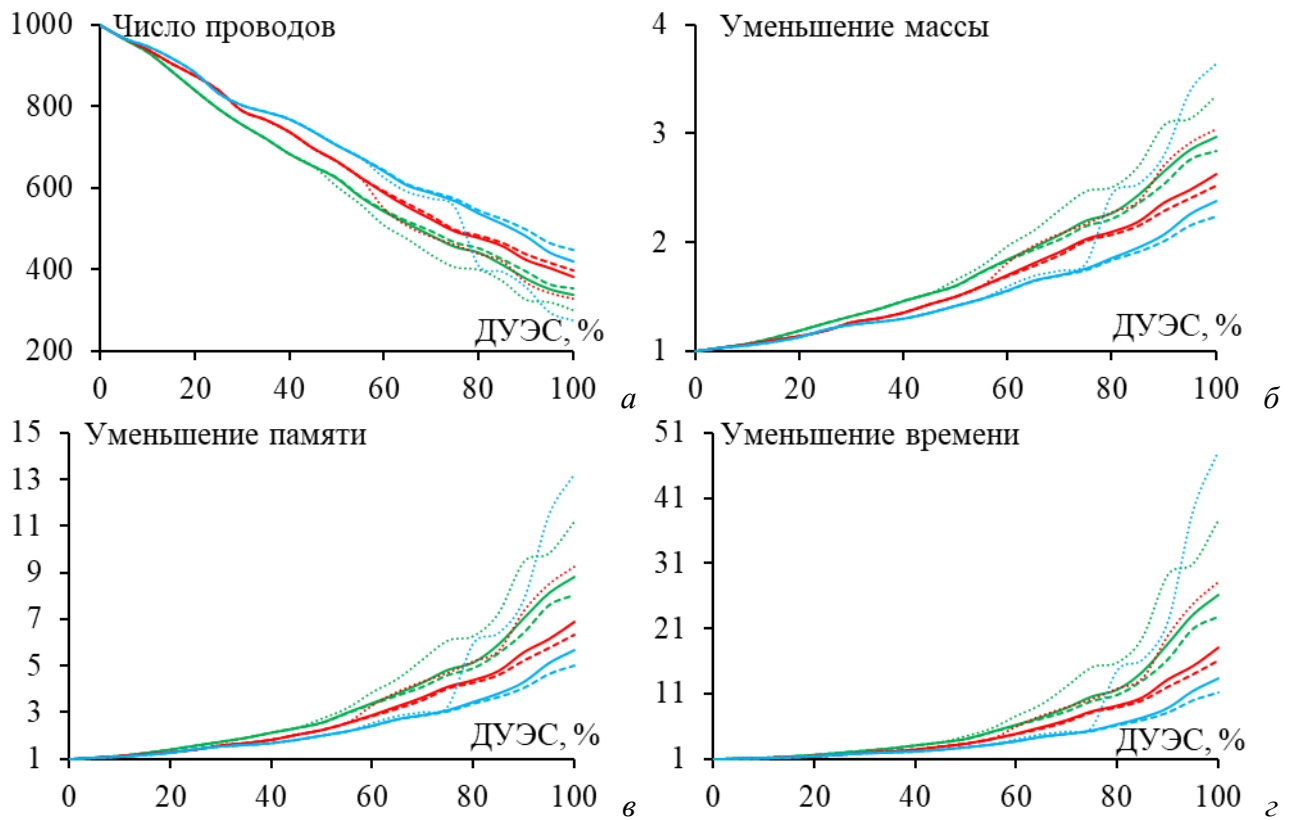


Рисунок 4.64 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (а), уменьшения массы антенны (б), требуемой памяти (в) и времени (г) для последующих моделирований разреженных ПС: $S_{5.3}$ -АОТС (—), $S_{5.3}$ -УАОТС (···), $S_{5.3}$ -СБАОТС (— · —), $S_{5.8}$ -АОТС (—), $S_{5.8}$ -УАОТС (···), $S_{5.8}$ -СБАОТС (— · —), $S_{6.3}$ -АОТС (—), $S_{6.3}$ -УАОТС (···), $S_{6.3}$ -СБАОТС (— · —)

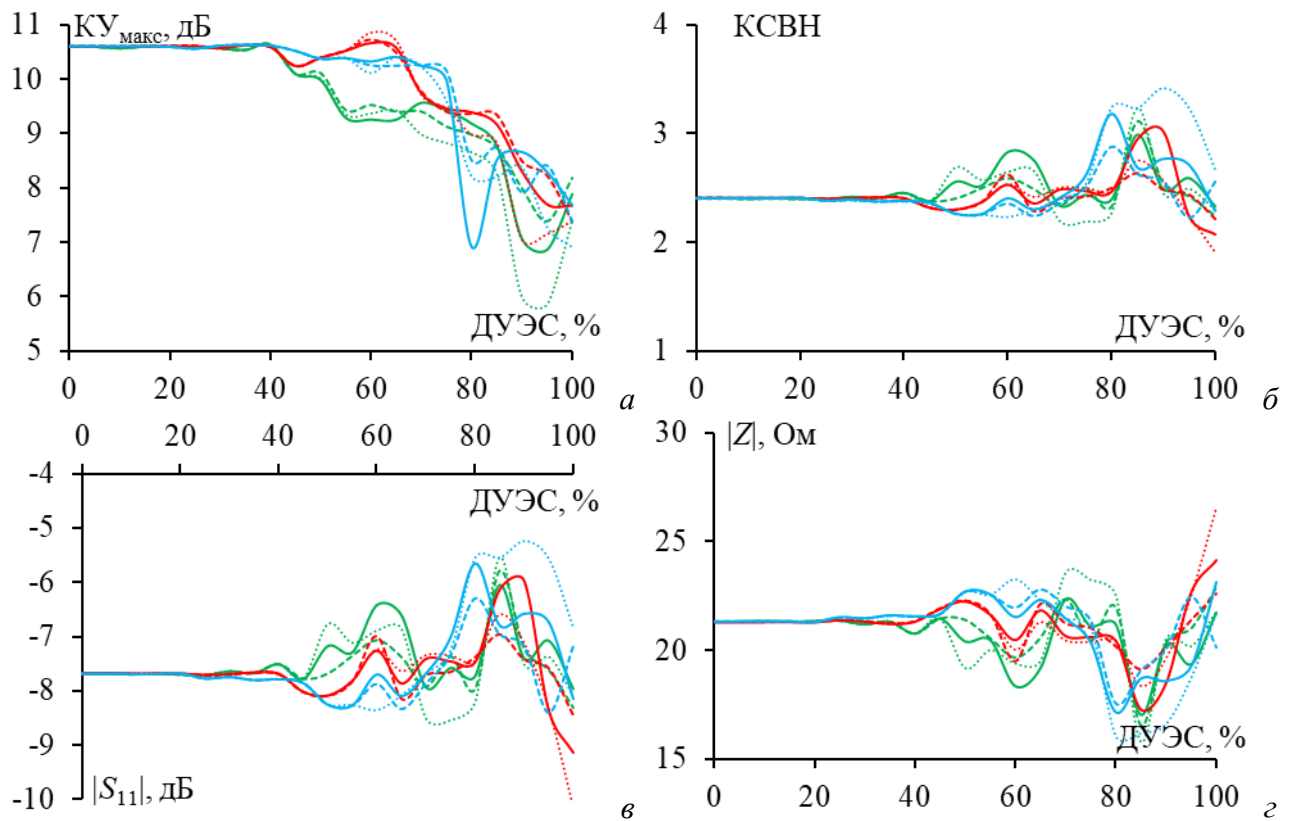


Рисунок 4.65 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 5,3 ГГц разреженных ПС: $S_{5.3}$ -АОТС (—), $S_{5.3}$ -УАОТС (···), $S_{5.3}$ -СБАОТС (— · —), $S_{5.8}$ -АОТС (—), $S_{5.8}$ -УАОТС (···), $S_{5.8}$ -СБАОТС (— · —), $S_{6.3}$ -АОТС (—), $S_{6.3}$ -УАОТС (···), $S_{6.3}$ -СБАОТС (— · —)

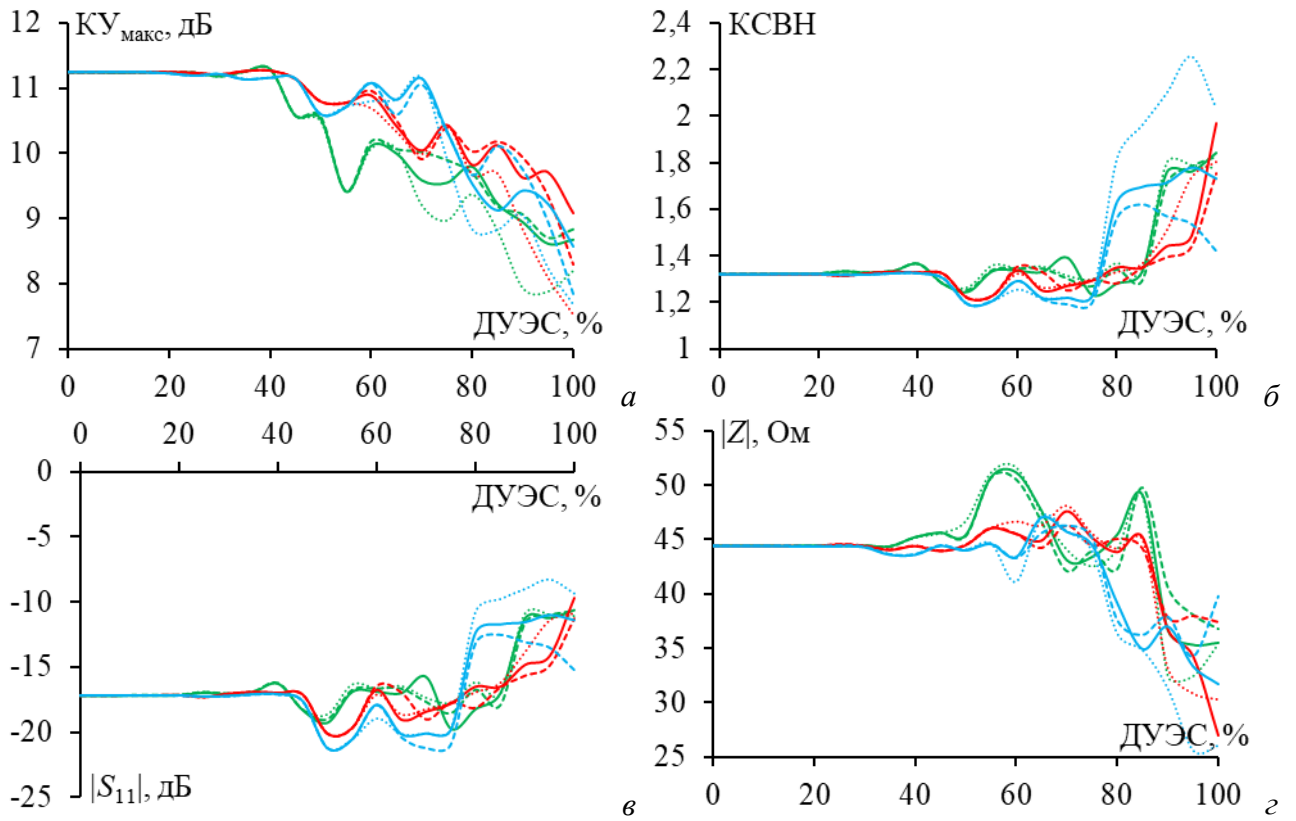


Рисунок 4.66 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (*a*), KCBH (*б*), $|S_{11}|$ (*в*), $|Z|$ (*г*) на частоте 5,8 ГГц разреженных ПС: $S_{5.3}$ -АОТС (—), $S_{5.3}$ -УАОТС (···), $S_{5.3}$ -СБАОТС (---), $S_{5.8}$ -АОТС (—), $S_{5.8}$ -УАОТС (···), $S_{5.8}$ -СБАОТС (---), $S_{6.3}$ -АОТС (—), $S_{6.3}$ -УАОТС (···), $S_{6.3}$ -СБАОТС (---)

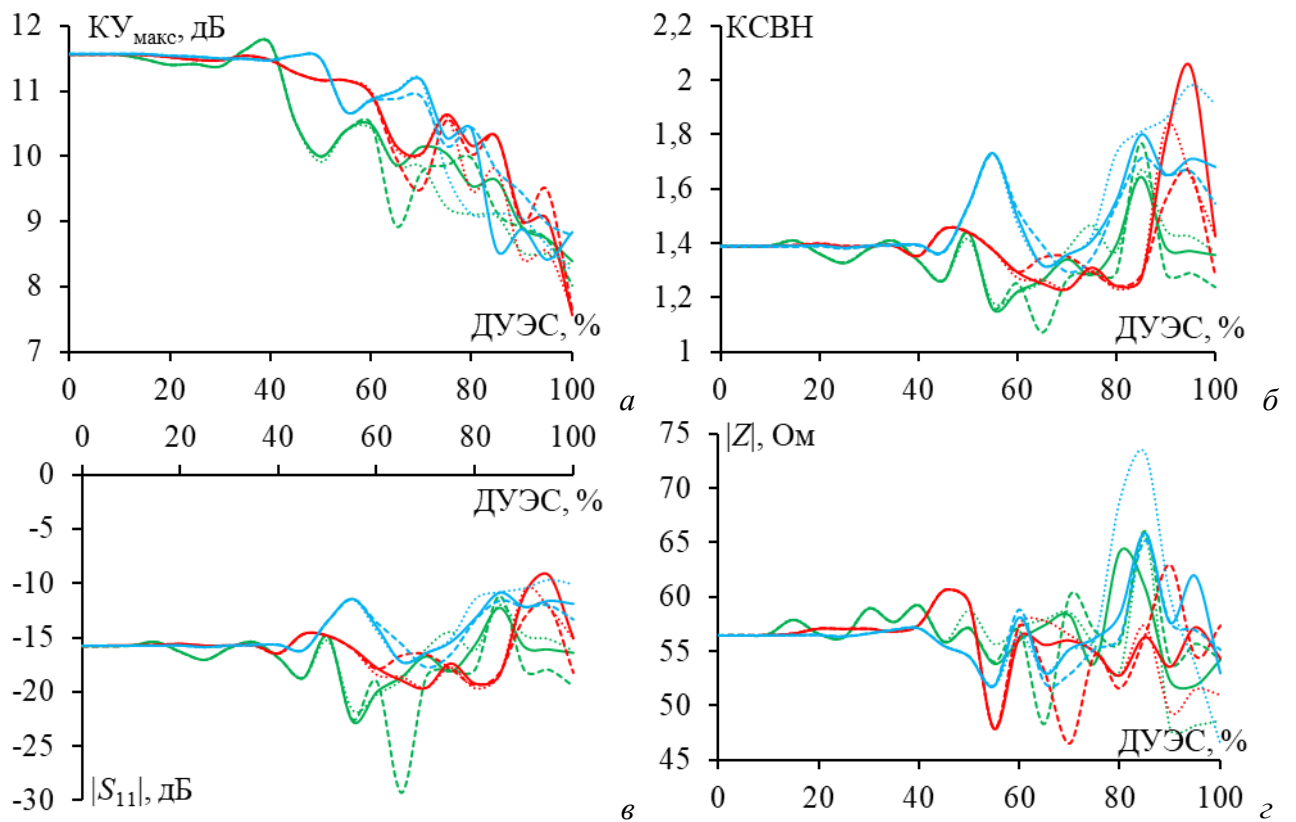


Рисунок 4.67 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (*a*), KCBH (*б*), $|S_{11}|$ (*в*), $|Z|$ (*г*) на частоте 6,3 ГГц разреженных ПС: $S_{5.3}$ -АОТС (—), $S_{5.3}$ -УАОТС (···), $S_{5.3}$ -СБАОТС (---), $S_{5.8}$ -АОТС (—), $S_{5.8}$ -УАОТС (···), $S_{5.8}$ -СБАОТС (---), $S_{6.3}$ -АОТС (—), $S_{6.3}$ -УАОТС (···), $S_{6.3}$ -СБАОТС (---)

4.3.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки

Для анализа характеристик разреженных антенн в рабочем диапазоне частот используются примеры $S_{5.3}$, $S_{5.8}$ и $S_{6.3}$, полученные после АОТС при ДУЭС=25%. Они показаны на рисунке 4.68.

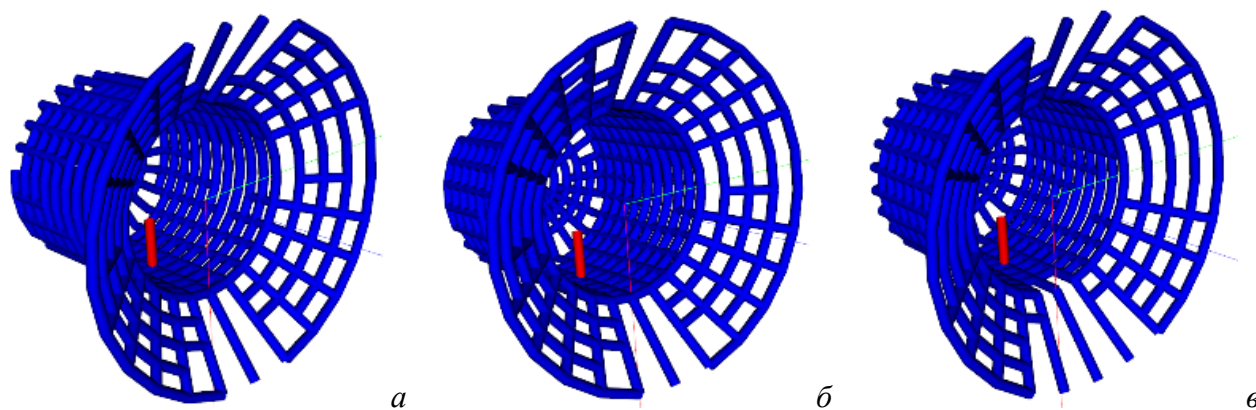


Рисунок 4.68 – Разреженные структуры $S_{5.3}$ (а), $S_{5.8}$ (б) и $S_{6.3}$ (в) конической рупорной антенны после АОТС при ДУЭС=25%

Из разреженных структур заметно отсутствие свободных проводов. Поэтому применение УАОТС и СБАОТС нецелесообразно, так как при данном ДУЭС результаты одинаковы для всех подходов. В $S_{5.3}$, $S_{5.8}$ и $S_{6.3}$ 795, 841, 834 проводов соответственно. Уменьшение массы антенны, а также требуемого времени и памяти для последующего моделирования для $S_{5.3}$ составляет 1,26, 1,59 и 2,00 раза соответственно, $S_{5.8}$ – 1,19, 1,42 и 1,69, а $S_{6.3}$ – 1,20, 1,44 и 1,73. Как показано ранее, эти различия влияют на характеристики разреженных антенн в рабочем диапазоне частот. Поэтому сравниваются $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ в диапазоне 4–10 ГГц для разреженных структур и исходной ПС (рисунок 4.69). Их расхождения (максимальные и средние) с характеристиками исходной структуры сведены в таблицу 4.18, а ДН в E и H плоскостях на частоте 5,8 ГГц сравнены с ДН исходной структуры на рисунке 4.70.

Таблица 4.18 – Расхождения характеристик разреженных антенн и исходной ПС в диапазоне частот 4–10 ГГц

Расхождения	Структура	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
Максимальные	$S_{5.3}$	2,27	0,92	3,07	29,60
	$S_{5.8}$	1,67	0,53	2,32	22,98
	$S_{6.3}$	1,94	3,58	2,45	31,65
Средние	$S_{5.3}$	0,44	0,19	0,56	<u>5,22</u>
	$S_{5.8}$	<u>0,33</u>	<u>0,16</u>	0,56	5,65
	$S_{6.3}$	0,41	0,25	<u>0,53</u>	5,84

Из рисунка 4.69 видно, что в диапазоне 5,3–6,3 ГГц практически нет расхождения между характеристиками разреженных и исходной структур. С ростом частоты расхождения между ними более заметны. Анализ результатов максимальных расхождений с характеристиками исходной структуры в этом диапазоне частот показывает, что $S_{5.8}$ даёт

наименьшие максимальные расхождения для всех характеристик антенны (жирные значения в таблице 4.18). Более того, очевидно, что $S_{5,8}$ менее зависима от частоты, чем другие разреженные структуры после АОТС.

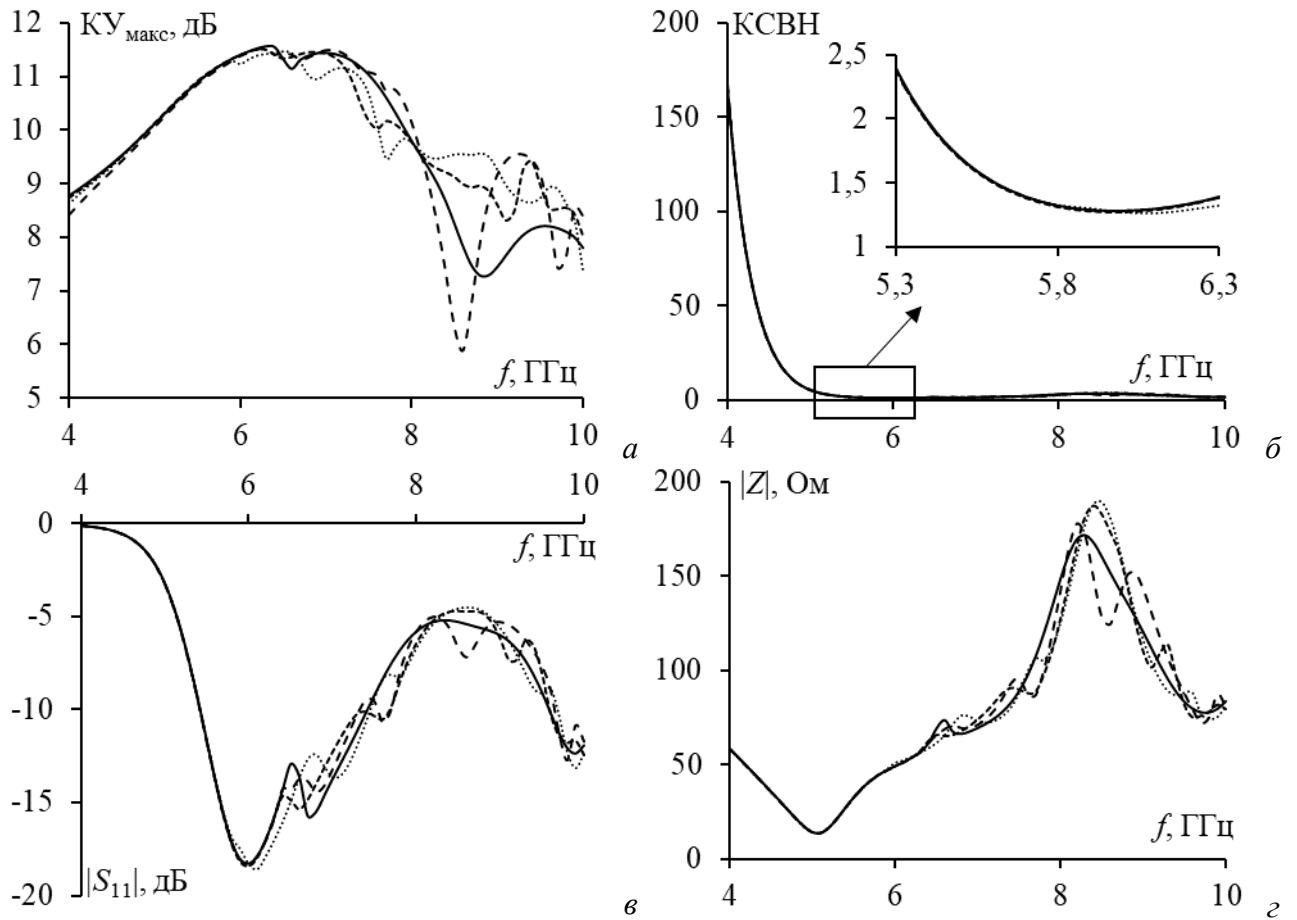


Рисунок 4.69 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) для исходной (—) и разреженной ПС после АОТС при ДУЭС=25% для $S_{5,3}$ (····), $S_{5,8}$ (---) и $S_{6,3}$ (- -)

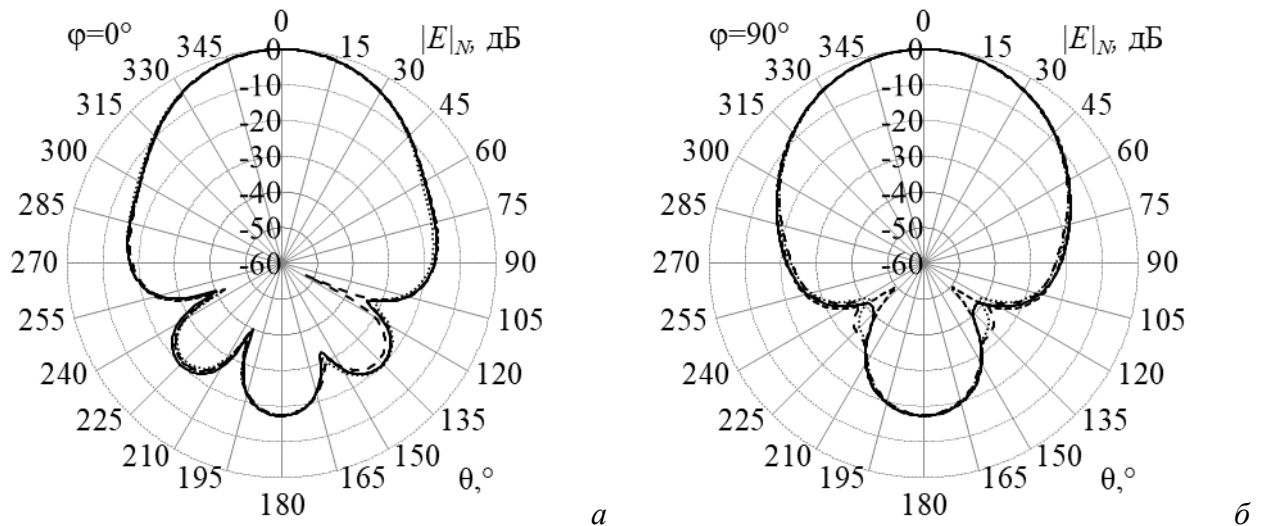


Рисунок 4.70 – ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 5,8 ГГц для исходной (—) и разреженной ПС после АОТС при ДУЭС=25% для $S_{5,3}$ (····), $S_{5,8}$ (---) и $S_{6,3}$ (- -)

Кроме того, важно оценить средние расхождения по сравнению с исходной структурой в диапазоне частот. Наименьшие расхождения (подчеркнутые в таблице 4.18) получены по

$KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ для $S_{5.8}$, $KCBH - S_{6.3}$ и $|Z| - S_{5.3}$. Из рисунка 4.70 видно, что ДН разреженных структур хорошо согласуются с ДН исходной (небольшие расхождения наблюдаются только при некоторых углах).

В целом, $S_{5.8}$ может выбираться, когда требуются характеристики с наименьшими максимальными и средними расхождениями с исходными структурами в рабочем диапазоне частот. Таким образом, в целом для конических рупорных антенн С-диапазона разреженные структуры могут быть сформированы на минимальных, а лучше на центральных частотах.

Таким образом, исследован выбор частоты, на которой создается разреженная структура, после применения АОТС и её модификаций к структуре из ПС, аппроксимирующей металлическую поверхность конической рупорной антенны С-диапазона. В качестве исходной структуры для получения разреженных структур использовалась ПС с характеристиками, хорошо согласующимися с полученными для других моделей антенн, смоделированных другими численными методами и изготовленных по технологии металлического литья. Разреженные структуры получены на основе распределения тока в ПС на различных частотах в рабочем диапазоне после АОТС, УАОТС и СБАОТС. Зависимости характеристик разреженных структур от ДУЭС сравнены между собой и с характеристиками исходной структуры на определенных частотах. Структура, созданная на самых низких или центральных частотах рабочего диапазона, с ростом ДУЭС дает результаты, мало отличающиеся от результатов исходной структуры. Сравнение разных АОТС показало эффективность СБАОТС для получения разреженных структур с характеристиками, близкими к характеристикам исходной и менее зависимыми от ДУЭС. Однако АОТС и УАОТС больше уменьшают массу антенны и вычислительные затраты для последующего моделирования, чем СБАОТС, при использовании их разреженной структуры вместо сплошной или даже эквивалентной ПС.

Разреженные структуры из ПС после АОТС при определенном ДУЭС показали хорошее согласование с исходной структурой при сравнении их характеристик, с небольшим расхождением только на высоких частотах в диапазоне. Полученная на центральной частоте структура может быть выбрана для получения разреженной, когда требуются характеристики с наименьшими максимальным и средним расхождениями по сравнению с характеристиками исходной структуры в рабочем диапазоне частот. В целом, для рупорных антенн С-диапазона выявлено, что разреженные структуры могут быть сформированы на минимальных, а лучше на центральных частотах. На основе сравнения также представлены рекомендации по созданию разреженных структур, отвечающих конкретным требованиям.

4.4 Разреженная проводная сетка 3D-печатной патч-антенны

Разработка новых разреженных ПС антенн на основе АОТС, которые имеют меньшую массу и могут быть изготовлены с использованием технологии 3D-печати, а также скрыты в окружающей среде, не влияя на общий ландшафт, очень важна для удовлетворения растущих требований приложений 5G. Здесь представлены сравнение характеристик скрытой патч-антенны из ПС, полученных экспериментально и численно в различных САПР и применение АОТС и её модификаций для создания новой разреженной структуры из ПС. Далее выполнены сравнительный анализ характеристик разреженных патч-антенн после АОТС и её модификаций на различных частотах и даны рекомендации по выбору частоты, на которой могут быть созданы разреженные структуры с приемлемыми характеристиками, а также подходящего подхода для этой задачи.

4.4.1 Патч-антенна из проводной сетки: моделирование и сравнение

Выбрана скрытая патч-антенна из ПС для работы на частоте 2,6 ГГц ($\lambda=115,4$ мм) в сетях 5G [410]. Антенна состоит из двух основных частей: сетка патча и сетка земли. Их изометрический вид представлен на рисунке 4.71, а параметры сведены в таблице 4.19. Сетки патча и земли размещены в плоскости OXY на расстоянии вдоль OZ $h=3$ мм друг от друга и закреплены диэлектрическими опорами, обеспечивающими механическую поддержку конструкции. Для обеспечения экранирования электромагнитного поля, антенны из ПС должны иметь размер ячейки сетки в 10–20 раз меньше рабочей длины волны λ (5,77–11,54 мм) [411]. Поэтому сетка земли разделена на 6 частей вдоль оси OX и 7 частей вдоль оси OY, что соответствует размерам $0,09\lambda \times 0,08\lambda$ (10,73 мм $\times$ 9,2 мм).

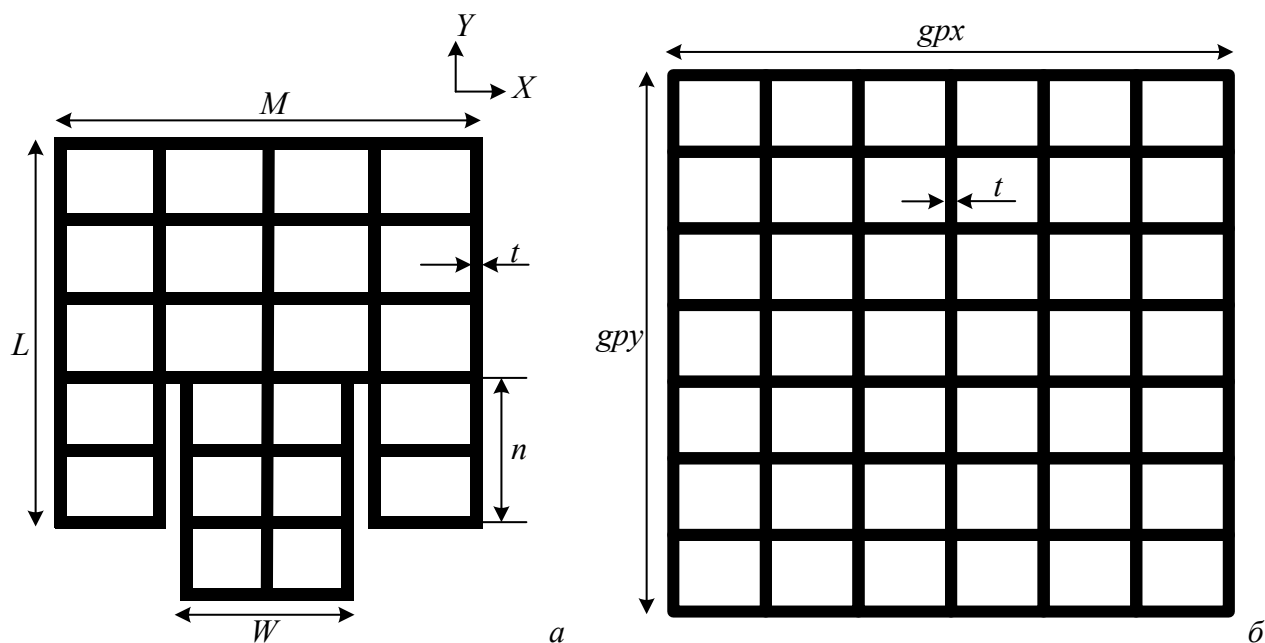


Рисунок 4.71 – ПС патча (а) и земли (б)

Таблица 4.19 – Геометрические параметры (мм) скрытой ПС антенны

L	M	W	n	t	gpx	gpy
46,2	46,2	15,6	16,3	1	64,4	64,4

При моделировании в TUSUR.EMC и 4NEC2 радиус провода принят равным половине толщины металлической сетки $t/2=0,5$ мм. Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В располагался вдоль оси OZ, непосредственно соединяя сетки в точке возбуждения (красная точка на рисунке 4.71). Он имеет длину h и радиус 0,46 мм. Провод возбуждения и все провода сетки представлены одним сегментом. Моделирование антенны с помощью CST подробно описано в [410]. На рисунке 4.72 представлены модели антенны из ПС в различных САПР и изготовленная с использованием технологии 3D-печати. Для верификации рассчитанные в каждой САПР характеристики сравнивались между собой и с измеренными. Рассмотрены $|S_{11}|$ и $KU_{\max}$ с учетом потерь на рассогласование $(1-|S_{11}|^2)$ (рисунок 4.73) в диапазоне 2–3 ГГц. В таблице 4.20 представлено подробное сравнение характеристик на желаемой (2,6 ГГц) и резонансной частотах. Кроме того, ДН антенны, полученные в различных САПР, сравнивались между собой для E и H плоскостей на частотах 2,5, 2,6 и 2,7 ГГц (рисунок 4.74).

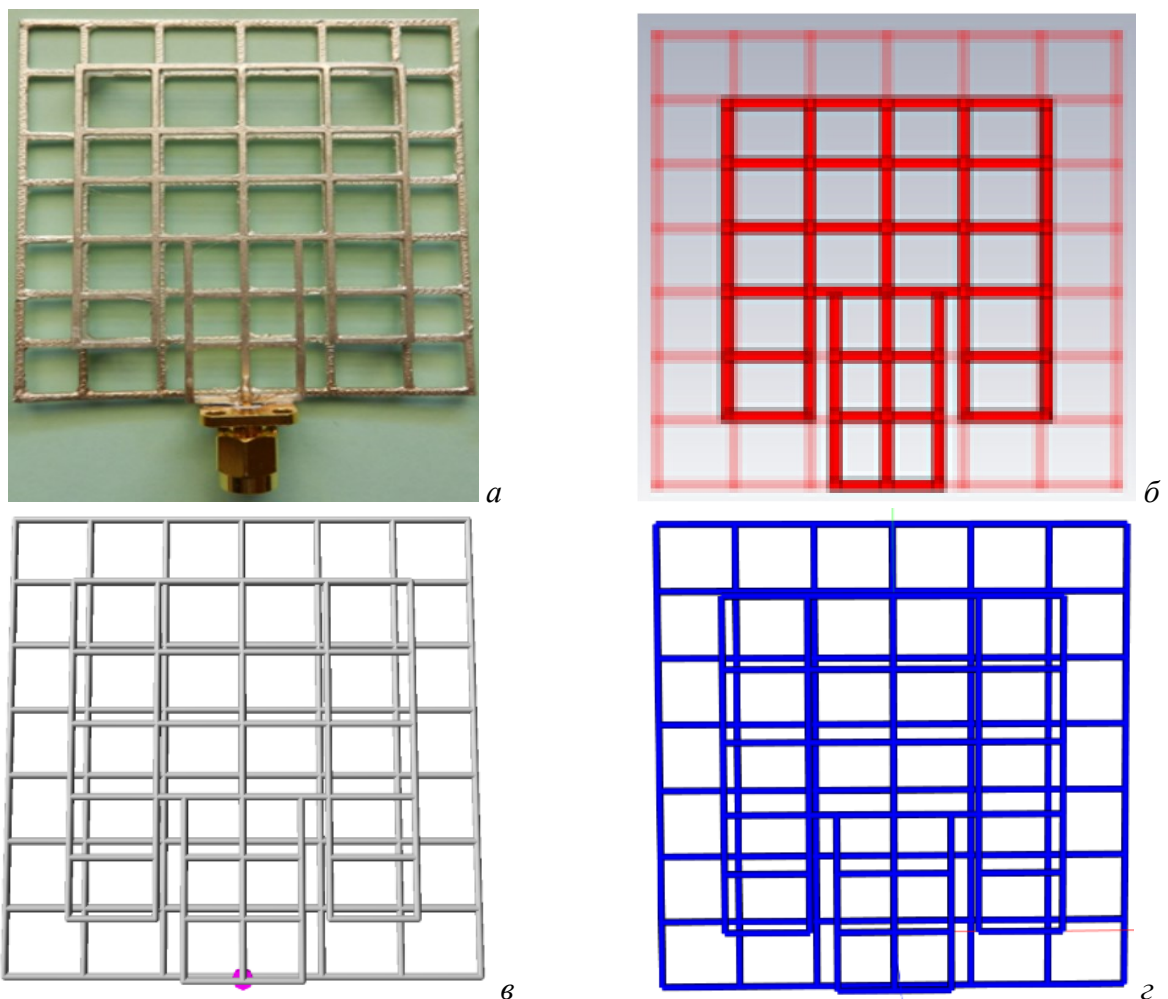


Рисунок 4.72 – Патч-антенна из ПС, изготовленная по технологии 3D-печати [410] (а) и её модели в CST [410] (б), 4NEC2 (в) и TUSUR.EMC (г)

Таблица 4.20 – Сравнение характеристик антенны из ПС

Источник данных	На резонансной частоте		На частоте 2,6 ГГц		Сдвиг резонансной частоты, МГц	
	$ S_{11} $, дБ	$KU_{\text{макс}}$, дБ	$ S_{11} $, дБ	$KU_{\text{макс}}$, дБ	от измеренной резонансной частоты	от частоты 2,6 ГГц
TUSUR.EMC	<i>-40,10</i>	<i>11,18</i>	-5,69	9,78	<i>1</i>	37
Измерение [410]	-26,16	5,37	-11,21	4,92	–	36
4NEC2	-12,42	4,51	-0,38	-7,03	296	260
CST [410]	-19,80	7,97	-18,66	7,90	40	4

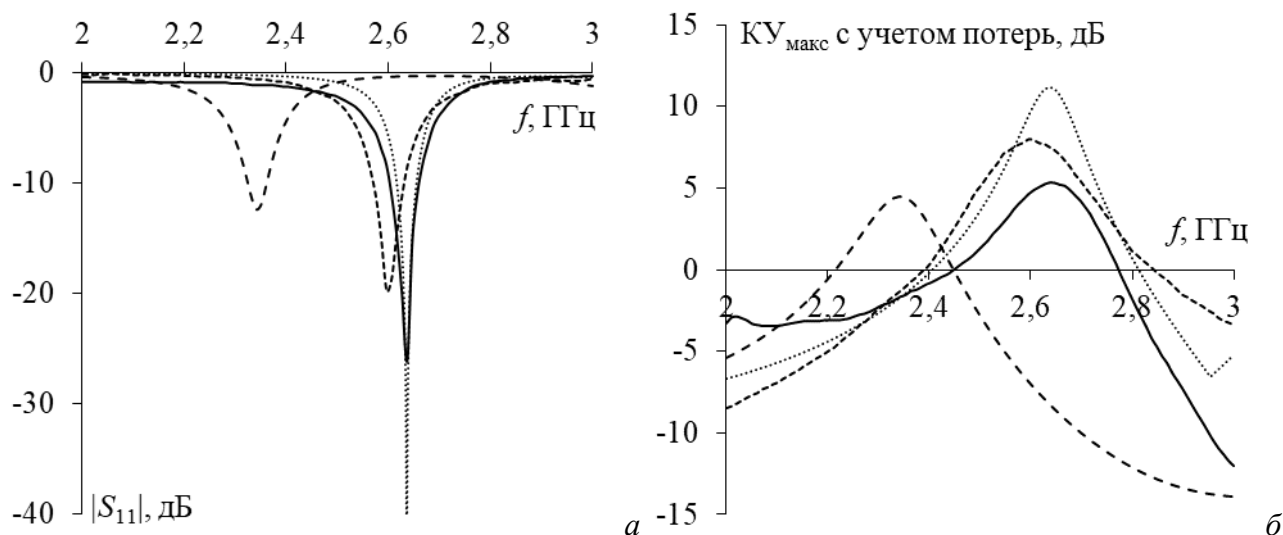


Рисунок 4.73 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\text{макс}}$ с учетом потерь (б) антенны, измеренные (—) [410] и вычисленные в CST (---) [410], TUSUR.EMC (····) и 4NEC2 (- -)

Из рисунка 4.73а видно, что модель в CST дает резонанс на частоте 2,6 ГГц. Изготовленная модель антенны и построенная в TUSUR.EMC дают резонансы на одной и той же частоте, вблизи желаемой (2,64 ГГц). Резонанс в 4NEC2 на частоте 2,34 ГГц сильно расходится с желаемой. Рисунок 4.73б демонстрирует небольшое расхождение $KU_{\text{макс}}$ в CST и TUSUR.EMC от измеренного, в отличие от 4NEC2. Расхождение результатов CST и TUSUR.EMC объяснимо отличием их моделей от реальной антенны. Из таблицы 4.20 следует, что большинство лучших результатов (выделены курсивом) получено в TUSUR.EMC.

Сравнение ДН на разных частотах (рисунок 4.74) показало, что ДН в TUSUR.EMC и CST хорошо согласуются между собой на всех частотах. ДН в 4NEC2 согласуются с результатами TUSUR.EMC и CST только на частоте 2,5 ГГц, а на частотах 2,6 и 2,7 ГГц имеются большие расхождения, особенно в H плоскости. ДН в TUSUR.EMC имеют самые низкие уровни заднего лепестка на всех частотах, потом следуют CST и 4NEC2. Сравнение показало эффективность применения МоМ со ступенчатыми базисными функциями при моделировании антенн из ПС. Поэтому для получения разреженной структуры антенны будет использоваться в качестве исходной структура из ПС в TUSUR.EMC, чтобы применить АОТС и её модификации к ней.

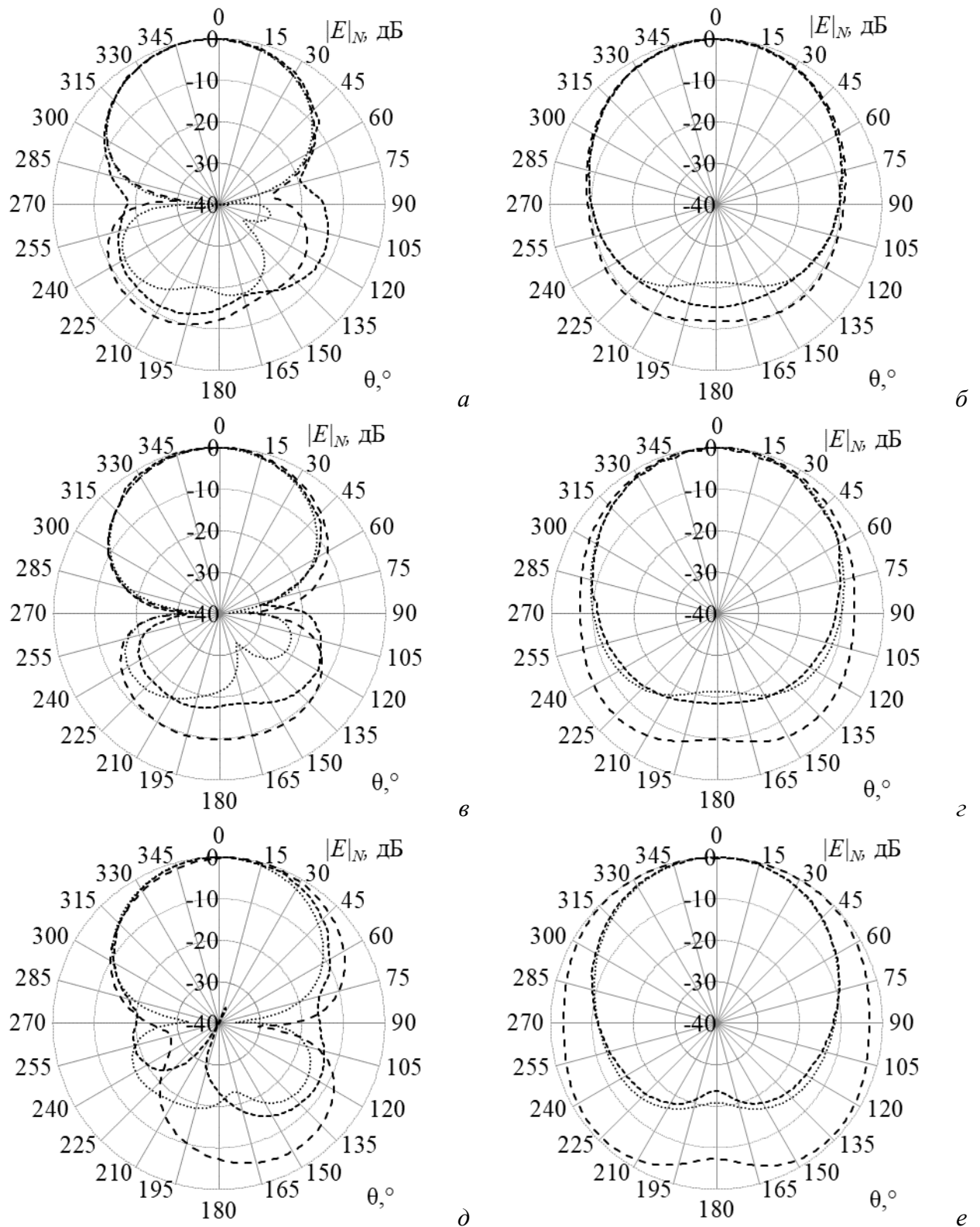


Рисунок 4.74 – ДН антенны, полученные в CST [410] (---), TUSUR.EMC (····) и 4NEC2 (— · —) в E (а, в, д) и H (б, г, е) плоскостях на частотах 2,5 (а, б), 2,6 (в, г), 2,7 (д, е) ГГц

4.4.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки

Здесь АОТС применяются для получения эквивалентных разреженных ПС на основе распределения тока на центральной (2,6 ГГц) и граничных (2 и 3 ГГц) частотах. Патч-антенна из ПС с распределением тока на этих частотах показана на рисунке 4.75. Видно, что

распределения тока в них отличаются. Максимум модуля тока получается на центральной частоте (0,0224 А), а меньшие – на граничных (0,00433 и 0,00791 А).

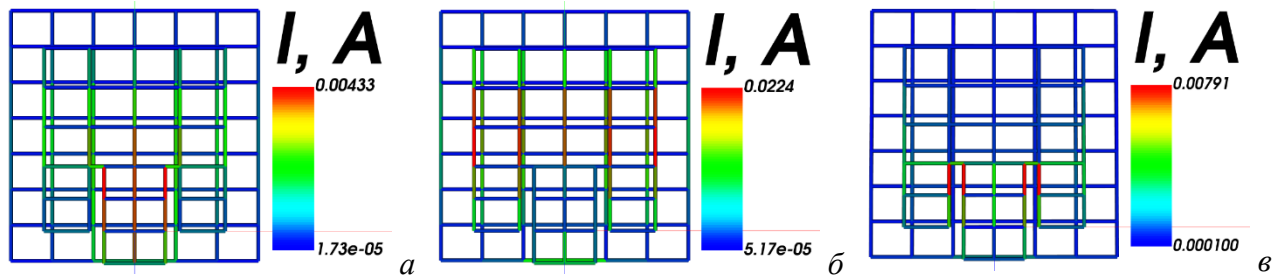


Рисунок 4.75 – Распределение тока в исходной ПС на частотах 2 (а), 2,6 (б) и 3 (в) ГГц

Разреженные структуры, полученные на частотах 2, 2,6 и 3 ГГц, далее обозначаются как S_2 , $S_{2.6}$ и S_3 . При изменении ДУЭС число проводов в ПС также изменяется, причем по-разному, после применения различных подходов к разным структурам. Зависимости числа проводов от ДУЭС с его ростом до 50% показаны на рисунке 4.76а. Изменение числа проводов в ПС влияет на массу антенны, а также время и память для её последующего моделирования. Их зависимости от ДУЭС приведены на рисунке 4.76.

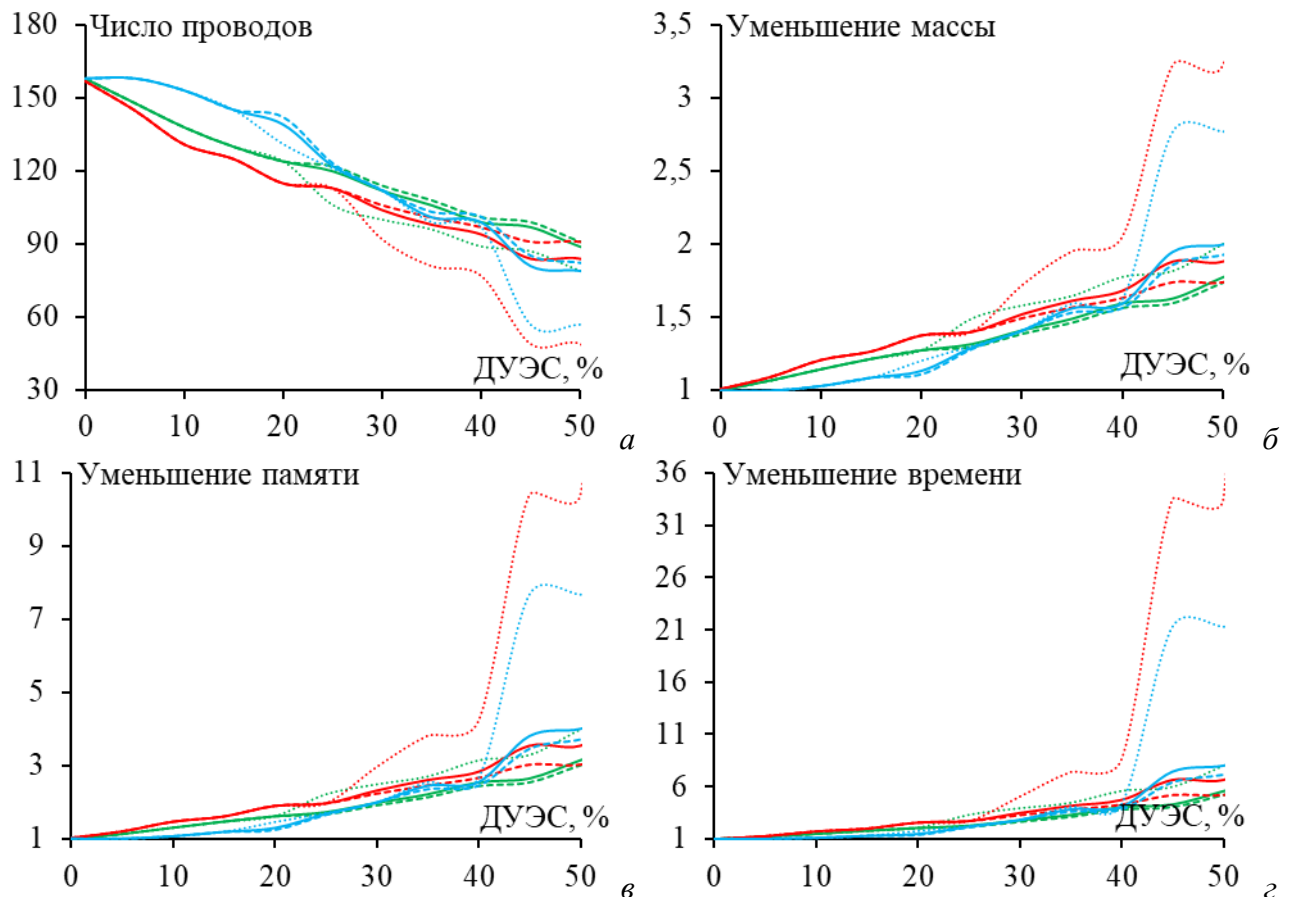


Рисунок 4.76 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (а), уменьшения массы антенны (б), памяти (в) и времени (з) для последующего моделирования разреженных ПС: S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), $S_{2.6}$ –АОТС (—), $S_{2.6}$ –УАОТС (····), $S_{2.6}$ –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

Из рисунка 4.76а видно, что число проводов в $S_{2.6}$, в целом, меньше, чем в S_2 и S_3 . При ДУЭС<25% число проводов в S_3 значительно больше, чем в $S_{2.6}$ и S_2 , а при ДУЭС>25% число проводов ближе. Уменьшение массы и затрат на последующее моделирование для $S_{2.6}$ оказывается существенно выше, чем для других структур. Кроме того, у разреженной структуры после УАОТС всегда меньше проводов, за ней следуют структуры после АОТС и СБАОТС. Это объясняется тем, что СБАОТС восстанавливает некоторые провода для соединений между свободными проводами и структурой, а УАОТС их устраняет.

Изменения в разреженных ПС влияют на их характеристики. Для их анализа рассмотрены зависимости $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ от ДУЭС для различных разреженных структур и сравнены с результатами для исходной ПС (при ДУЭС=0% в таблице 4.21) на различных частотах. Характеристики для S_2 , $S_{2.6}$ и S_3 на частотах 2, 2,6 и 3 ГГц при изменении ДУЭС от 0 до 50% представлены на рисунках 4.77–4.79. Их максимальные расхождения с результатами исходных ПС приведены в таблице 4.22. Они позволяют выбрать подходящий подход и частоту, на которой должна быть создана разреженная структура.

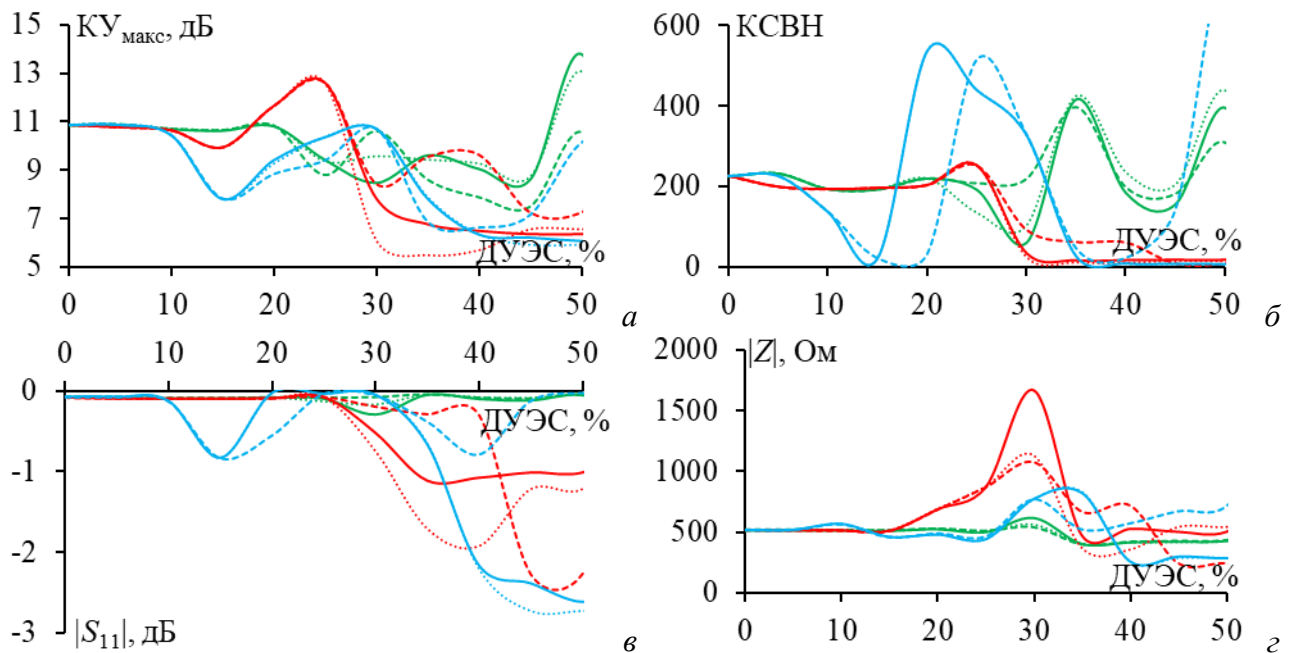
Таблица 4.21 – Характеристики исходной структуры из ПС на рассматриваемых частотах

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
2	10,87	225,64	-0,08	517,73
2,6	11,14	3,16	-5,69	77,98
3	4,95	39,47	-0,44	448,16

При сравнении всех характеристик видно, что S_2 на частоте 2 ГГц дает стабильные результаты и меньшую зависимость от ДУЭС, чем другие структуры. Из таблицы 4.22 видно, что большинство минимумов максимальных расхождений, по сравнению с исходной структурой, на рассматриваемой частоте получено для полученной из неё структуры, например, структура S_2 на 2 ГГц, $S_{2.6}$ на 2,6 ГГц (курсив в таблице 4.22). Разница в характеристиках этих структур по сравнению с исходной мала при ДУЭС<25%. Рассматривая расхождения на разных частотах для одной и той же разреженной структуры (жирные в таблице 4.22), можно заметить, что $KU_{\text{макс}}$, $|Z|$ и КСВН минимально расходятся на центральной частоте 2,6 ГГц, а $|S_{11}|$ – 3 ГГц. Сравнение результатов после АОТС, УАОТС и СБАОТС показывает небольшие расхождения при низких значениях ДУЭС, но они всё более заметны с ростом ДУЭС, что объяснимо появлением свободных проводов. Из таблицы 4.22 видно, что наименьшие расхождения чаще всего наблюдаются после СБАОТС на основных частотах (подчеркнуты в таблице 4.22). В частности, число наименьших максимальных расхождений после СБАОТС составляет 7, после АОТС – 4, а после УАОТС – 2. Кроме того, при сравнении результатов на всех частотах между собой наименьшие максимальные расхождения по $KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ получены после СБАОТС, $|Z|$ – УАОТС, а по КСВН – АОТС (красный цвет в таблице 4.22).

Таблица 4.22 – Максимальные расхождения разреженной и исходной структур патч-антенны

f , ГГц	Разреженная структура		Максимальное расхождение			
			КУ _{макс} , дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
2	S_2	АОТС	2,95	191,13	0,21	112,57
		УАОТС	2,20	211,78	0,09	113,12
		СБАОТС	3,36	170,44	0,03	115,71
	$S_{2,6}$	АОТС	4,51	209,99	1,03	1152,06
		УАОТС	5,38	216,56	1,84	608,79
		СБАОТС	3,61	217,95	2,19	558,69
	S_3	АОТС	4,77	311,34	2,54	302,50
		УАОТС	4,95	310,81	2,65	312,84
		СБАОТС	4,25	539,04	0,76	253,65
2,6	S_2	АОТС	1,14	22,77	5,02	109,74
		УАОТС	0,75	16,80	4,82	103,49
		СБАОТС	1,10	21,62	4,99	105,17
	$S_{2,6}$	АОТС	1,12	1,07	3,39	53,45
		УАОТС	4,54	6,20	9,90	24,48
		СБАОТС	0,32	5,35	3,83	34,55
	S_3	АОТС	4,55	12,37	4,57	620,64
		УАОТС	4,84	11,78	4,73	650,36
		СБАОТС	2,72	11,03	4,47	233,81
3	S_2	АОТС	1,51	19,73	0,44	214,78
		УАОТС	1,51	19,73	0,44	213,24
		СБАОТС	4,07	27,80	1,05	204,71
	$S_{2,6}$	АОТС	1,23	32,97	2,25	425,49
		УАОТС	3,30	34,21	2,90	419,69
		СБАОТС	1,23	26,94	0,95	364,28
	S_3	АОТС	2,51	26,64	0,92	100,95
		УАОТС	2,35	26,45	0,90	102,48
		СБАОТС	2,20	18,53	0,39	53,50

Рисунок 4.77 – Зависимости КУ_{макс} (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 2 ГГц разреженных ПС: S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (---), $S_{2,6}$ -АОТС (—), $S_{2,6}$ -УАОТС (····), $S_{2,6}$ -СБАОТС (---), S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (---)

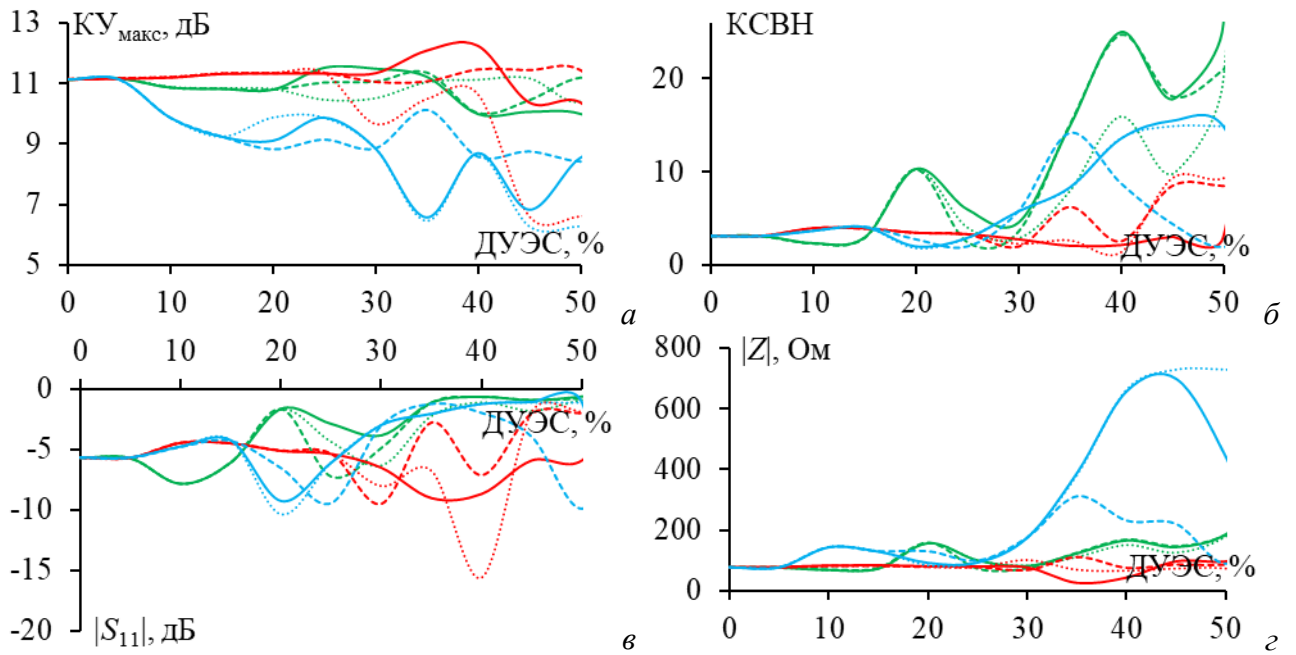


Рисунок 4.78 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $KСВН$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 2,6 ГГц разреженных ПС: S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (⋯), S_2 -СБАОТС (---), $S_{2.6}$ -АОТС (—), $S_{2.6}$ -УАОТС (⋯), $S_{2.6}$ -СБАОТС (---), S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (⋯), S_3 -СБАОТС (---)

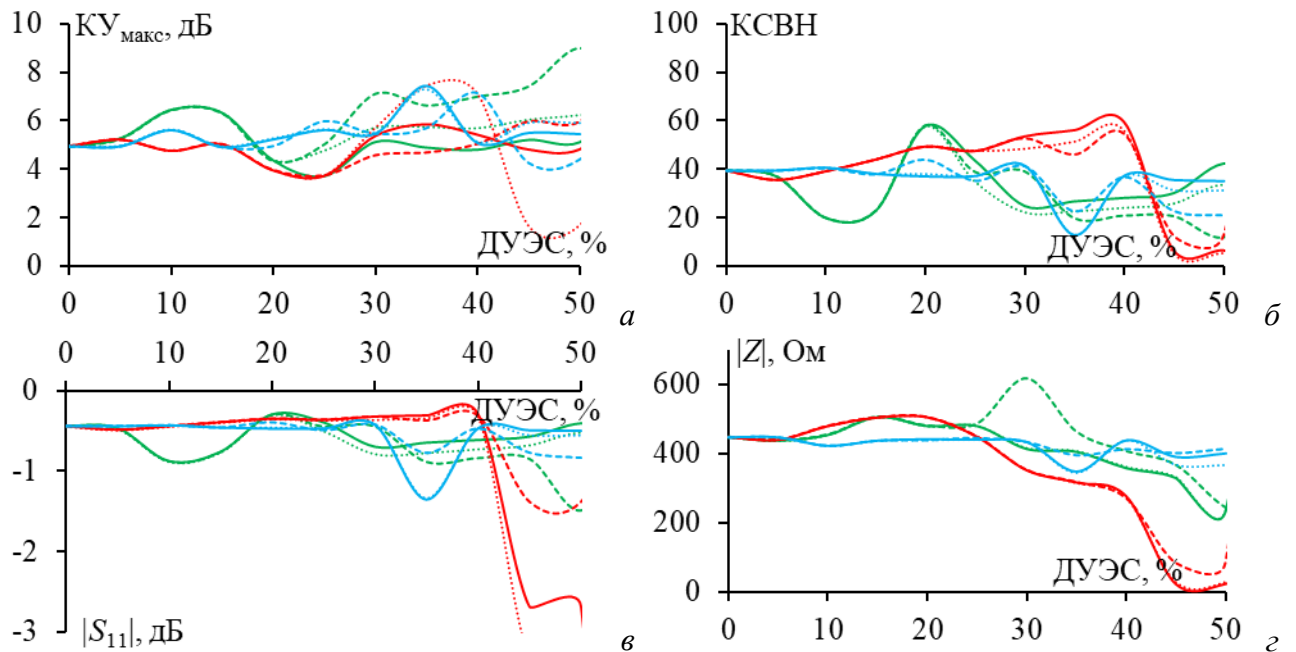


Рисунок 4.79 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $KСВН$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 3 ГГц разреженных ПС: S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (⋯), S_2 -СБАОТС (---), $S_{2.6}$ -АОТС (—), $S_{2.6}$ -УАОТС (⋯), $S_{2.6}$ -СБАОТС (---), S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (⋯), S_3 -СБАОТС (---)

Таким образом, что СБАОТС сохраняет исходные характеристики антенны лучше АОТС и УАОТС, поскольку сохраняет ПС без прерывания путей тока, но даёт разреженную антенну с большей массой и требующую больше вычислительных затрат для последующего моделирования. Поэтому надо тщательно проанализировать требования, прежде чем выбрать наиболее подходящий подход из рассмотренных.

4.4.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки

Здесь приведены разреженные структуры S_2 , $S_{2.6}$ и S_3 после АОТС, УАОТС и СБАОТС с ДУЭС=30%, (рисунок 4.80). Видно, что в разреженных структурах S_2 и $S_{2.6}$ после АОТС появилось несколько свободных проводов (рисунок 4.80а, з), поэтому УАОТС удалил их (рисунок 4.80б, д), а СБАОТС восстановил необходимые провода для создания связей между этими свободными проводами и структурой (рисунок 4.80в, е). Разреженная структура S_3 не имеет свободных проводов после АОТС, поэтому после УАОТС и СБАОТС получаются одинаковые разреженные структуры. Это демонстрирует эффективность УАОТС и СБАОТС при точном определении свободных проводов и их удалении или восстановлении необходимых для соединения. Кроме того, можно заметить, что количество оставшихся проводов в структурах не одинаково, что приводит к различному уменьшению массы антенны, памяти и времени, необходимого для последующего моделирования каждой разреженной структуры. Число проводов в этих структурах и соответствующие уменьшения приведены в таблице 4.23.

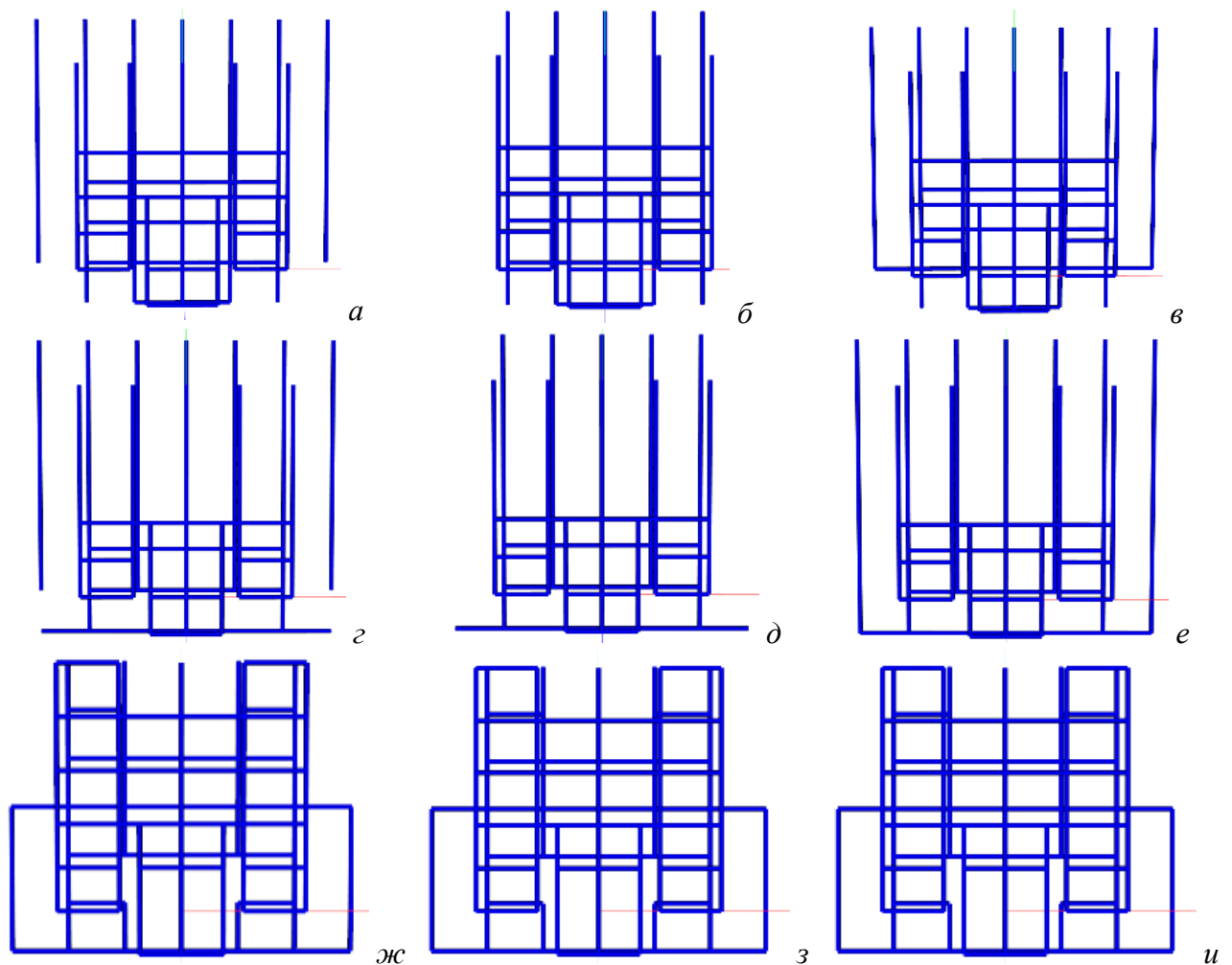


Рисунок 4.80 – Разреженные ПС патч-антенны после АОТС (а, з, ж), УАОТС (б, д, з) и СБАОТС (в, е, и) при ДУЭС=30%: S_2 (а, б, в), $S_{2.6}$ (з, д, е) и S_3 (ж, з, и)

Таблица 4.23 – Число проводов в разреженных ПС с улучшением по сравнению с исходной

Разреженная структура		Число проводов	Уменьшения		
			Масса	Память	Время
S_2	АОТС	112	1,41	1,99	2,81
	УАОТС	100	1,58	2,50	3,94
	СБАОТС	114	1,39	1,92	2,66
$S_{2.6}$	АОТС	104	1,52	2,31	3,51
	УАОТС	92	1,72	2,95	5,07
	СБАОТС	106	1,49	2,22	3,31
S_3	АОТС	112	1,41	1,99	2,81
	УАОТС	112	1,41	1,99	2,81
	СБАОТС	112	1,41	1,99	2,81

Из таблицы 4.23 видно, что число проводов после применения различных подходов минимально в разреженной структуре $S_{2.6}$. Это означает, что для этой структуры уменьшение массы антенны, а также затрат на моделирование больше, чем для других. Однако надо проанализировать характеристики разреженных структур в диапазоне частот. Поэтому КУ_{макс}, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для разреженных структур S_2 , $S_{2.6}$ и S_3 сравниваются между собой и с характеристиками исходной структуры из ПС в диапазоне частот 2,5–2,7 ГГц (рисунок 4.81). Максимальные расхождения в характеристиках разреженных антенн по сравнению с исходными структурами в этом диапазоне частот приведены в таблице 4.24.

Получены ДН излучения в E и H плоскостях для различных разреженных структур из ПС после всех рассмотренных подходов на центральной частоте 2,6 ГГц. Эти ДН сравнены друг с другом и с ДН для исходной ПС на рисунке 4.82.

Из рисунка 4.81 видно, что в рассматриваемом диапазоне частот S_2 и $S_{2.6}$ имеют результаты, близкие к результатам исходной структуры из ПС, а результаты S_3 имеют значительные расхождения как по характеристикам, так и по амплитуде. Это также видно из таблицы 4.24, где минимумы максимальных расхождений после АОТС, УАОТС и СБАОТС получены для S_2 и $S_{2.6}$ (жирные значения в таблице 4.24). Анализируя максимальные расхождения по сравнению с результатами исходной структуры для всех структур после применения различных подходов в рассматриваемом диапазоне частот (красные значения в таблице 4.24), минимумы для КУ_{макс}, КСВН и $|S_{11}|$ получены для $S_{2.6}$ после АОТС, а для $|Z|$ – для S_2 после СБАОТС. Сравниваемые ДН на рисунке 4.82 также показывают хорошее согласование для $S_{2.6}$ после АОТС по сравнению с исходной структурой. При сравнении результатов, полученных при использовании рассматриваемых подходов, можно заметить, что результаты АОТС и СБАОТС имеют небольшие расхождения с результатами исходной ПС, а при использовании УАОТС расхождения значительны. Однако это приемлемо с учётом уменьшения массы антенны и затрат на последующее моделирование после УАОТС. Таким образом, рекомендуется получать разреженную структуру рассматриваемой патч-антенны на

центральной частоте или, что предпочтительнее, на низких частотах в её рабочем диапазоне, поскольку они дают результаты, близкие к исходным. В целом, проведенный анализ позволяет выбрать разреженную структуру, подходящую под требования. Кроме того, как видно, эти разреженные структуры имеют разнообразные формы и размеры, что позволяет легко интегрировать их в городскую среду, не нарушая общего ландшафта, а также в небольшие переносные устройства.

Таблица 4.24 – Максимальные расхождения характеристик разреженных антенн по сравнению с исходными структурами в диапазоне 2,5–2,7 ГГц

Разреженная структура		Максимальное расхождение			
		КУ _{макс} , дБ	КСВН	S ₁₁ , дБ	Z , Ом
S ₂	АОТС	1,81	4,73	7,73	29,27
	УАОТС	1,14	4,61	11,01	35,49
	СБАОТС	0,34	3,50	6,97	9,36
S _{2.6}	АОТС	0,22	2,79	6,04	41,49
	УАОТС	1,54	11,52	15,88	66,63
	СБАОТС	0,88	3,08	15,81	136,12
S ₃	АОТС	2,42	17,88	22,63	293,76
	УАОТС	2,42	17,88	22,63	293,76
	СБАОТС	2,42	17,88	22,63	293,76

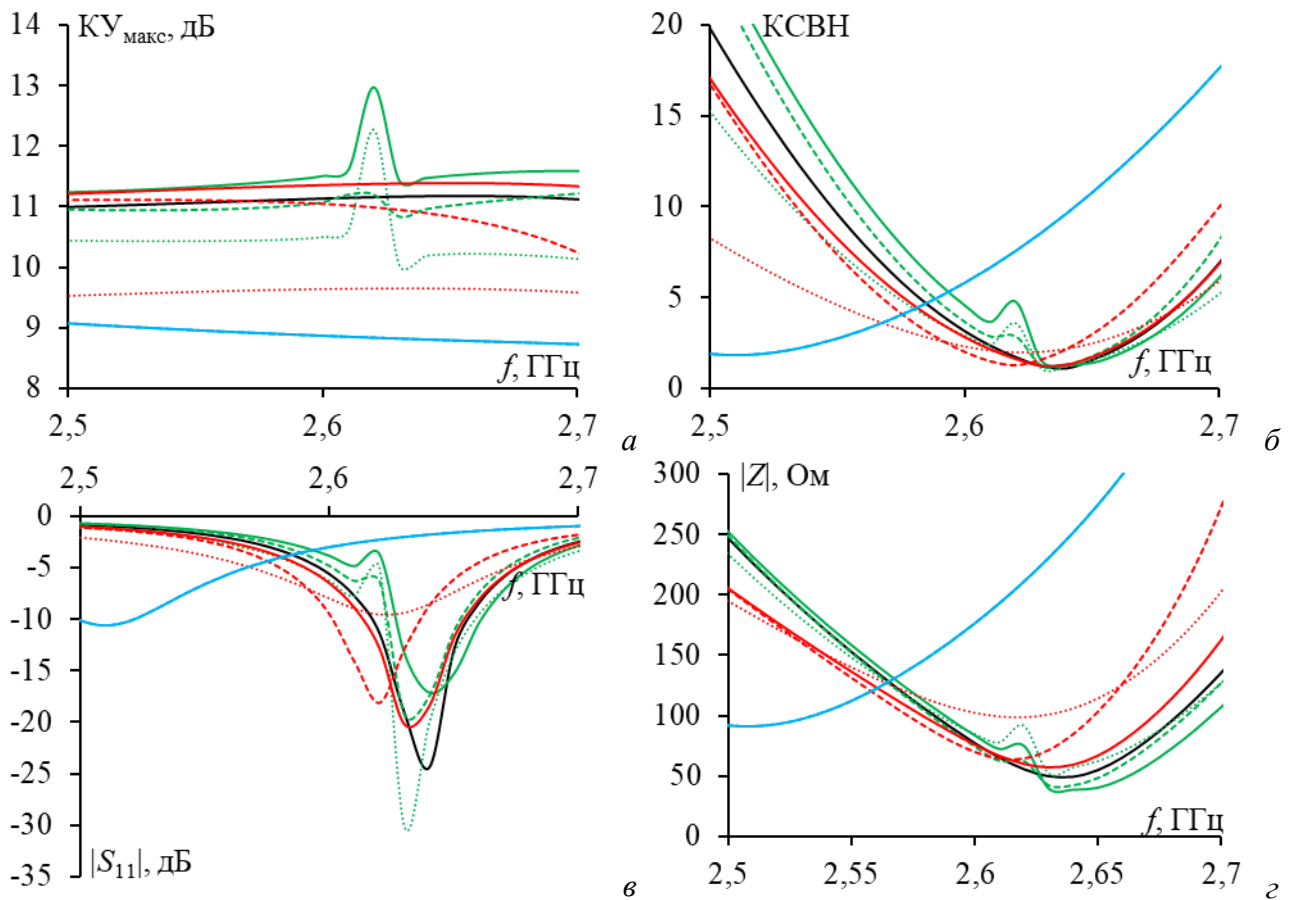


Рисунок 4.81 – Частотные зависимости КУ_{макс} (а), КСВН (б), |S₁₁| (в), |Z| (г) для исходной (—) и разреженных ПС: S₂–АОТС (—), S₂–УАОТС (····), S₂–СБАОТС (---), S_{2.6}–АОТС (—), S_{2.6}–УАОТС (····), S_{2.6}–СБАОТС (---), S₃–АОТС (—), S₃–УАОТС (····), S₃–СБАОТС (---)

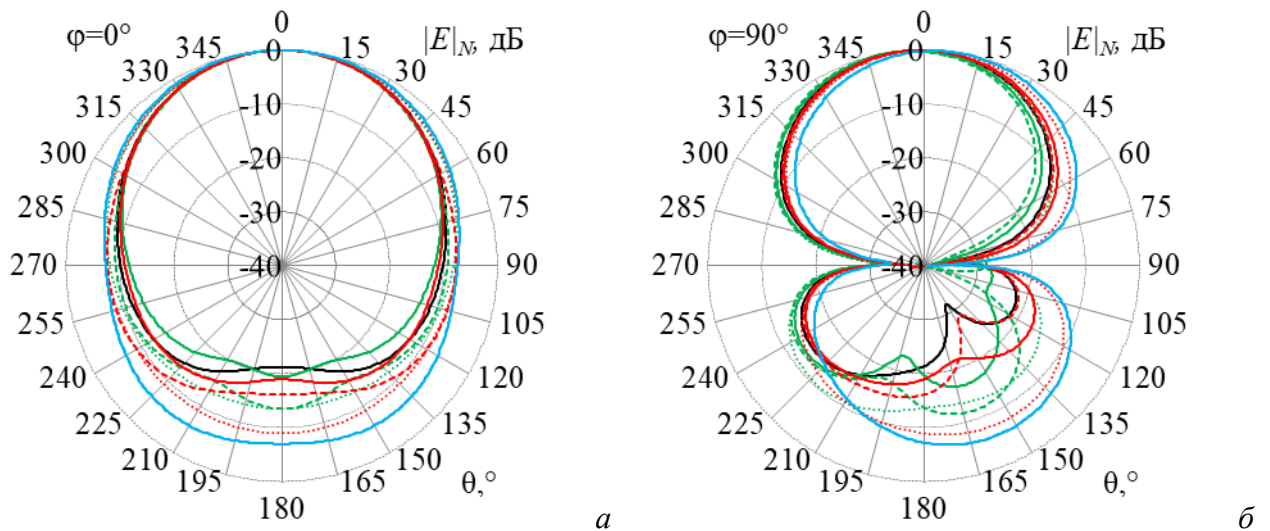


Рисунок 4.82 – ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 2,6 ГГц для исходной (—) и разреженных ПС: S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (---), $S_{2.6}$ -АОТС (—), $S_{2.6}$ -УАОТС (····), $S_{2.6}$ -СБАОТС (---), S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (---)

Таким образом, выполнен комплексный анализ ПС патч-антенны в различных САПР. Результаты показали эффективность МоМ с импульсной базисной функцией при моделировании ПС антенны, так как его результаты наиболее близки к измеренным по сравнению с другими. Получены разреженные структуры после различных подходов. Приведены зависимости от ДУЭС их характеристик. Кроме того, характеристики сравнивались при определенном значении ДУЭС и показали небольшие расхождения с характеристиками исходной структуры. Эти расхождения можно считать приемлемыми, учитывая уменьшение массы, а также памяти и времени для дальнейшего моделирования.

Кроме того, рассмотрено влияние выбора частоты, на которой создается разреженная структура. Так, проанализированы распределения тока в исходной структуре из ПС на определенных частотах. На их основе применены АОТС, УАОТС и СБАОТС для получения различных разреженных структур. Зависимости от ДУЭС характеристик этих структур сравнивались между собой и с характеристиками исходной структуры на рассматриваемых частотах. Сравнение показало, что разреженная структура, полученная на определенной частоте, имеет характеристики, менее зависящие от ДУЭС и ближе к характеристикам исходной структуры на этой частоте. Показана эффективность СБАОТС в получении разреженных структур с характеристиками, которые ближе к характеристикам исходной антенны, чем у других подходов. Однако АОТС и УАОТС дают большее уменьшение массы и затрат для последующего моделирования при использовании их разреженных структур вместо сплошных или исходных ПС антенн.

Сравнены разреженные структуры после АОТС и её модификаций с определенным ДУЭС. Их характеристики сравнены с характеристиками исходной структуры в рабочем диапазоне частот. Анализ показал, что разреженные ПС, полученные на низких и

центральных частотах, имеют характеристики, близкие к характеристикам исходной ПС. Эти структуры могут заменить исходную ПС или сплошную структуру, обеспечивая уменьшение массы и затрат на моделирование. Кроме того, они имеют различные формы и размеры по сравнению с традиционными антенными структурами. Следовательно, они могут устанавливаться на зданиях, фонарных столбах, портативных устройствах и даже транспортных средствах для обеспечения связи в городских условиях, не влияя на общий ландшафт благодаря высокой прозрачности, небольшим размерам и массе.

4.5 Разреженные структуры рефлекторной антенны

4.5.1 Развертываемая космическая зеркальная антенна из композитных материалов

Для исследования и верификации результатов АОТС и её модификации для создания разреженных антенн, выбрана развертываемая космическая зеркальная антенна из [412], состоящая из двух несимметричных парабол, формирующих конструкцию антенны и разреженную сетку (рисунки 4.83–4.85). Диаметр параболической конструкции составляет $D=0,83$ м, а фокусные расстояния парабол $F_1=0,415$ м и $F_2=1,0375$ м. Кабельная конструкция антенны и сетка рефлектора заменены на ПС. Модель параболической конструкции построена из проводов радиусом $R_s=5$ мм, соединенных между собой и образующих треугольники с размером сторон $l_s=0,11$ м (рисунок 4.86а). Радиус проводов, формирующих разреженную сетку рефлектора, $R_m=2$ мм. Они соединены между собой и образуют треугольники с размером сторон $l_x=14,5$ мм, $l_y=11,5$ мм. Расстояние между сеткой рефлектора и конструкцией антенны в эквивалентной структуре составило $2R_s$. Для возбуждения антенны использовался диполь радиусом $R_e=5$ мм и длиной $l_d=\lambda/2$ с разностью потенциалов в зазоре 1 В, расположенный на расстоянии $\lambda/4$ ниже зеркального диска диаметром λ . Полученная ПС из 9902 проводов представлена на рисунке 4.86б. Её ДН на частоте 2,5 ГГц сравнены с полученными в [412] на рисунке 4.87. Нормированные модули напряженности поля рассчитывались в E и H плоскостях. Характеристики антенны на частоте 2,5 ГГц сравнены с аналогичными из [412] для трёх разных типов сетки отражающих рефлекторов ($T_{1,2,3}$) в таблице 4.25. Характеристики включают КУ и коэффициент защитного действия (КЗД), а также УБЛ в плоскостях E и H и ширину главного лепестка (ШГЛ). По результатам моделирования можно отметить, что УБЛ с ПС в E плоскости выше, чем в [412] и отличается максимум на 6 дБ, а в H плоскости – на 3 дБ. КЗД с проводной сеткой превышает КЗД из [412], максимум на 9 дБ, а КУ – на 6,2 дБ. ШГЛ антенны одинакова для всех типов.

Для проверки влияния радиуса провода на характеристики антенны проведено тестирование. Рассмотрены разные антенные структуры (A_1 – A_9) с различными радиусами проводов источника (R_e) и сетки (R_m). Их значения приведены в таблице 4.26. ДН сравнены с

результатами для различных типов сетки из [412] (рисунок 4.88). Нормированные модули напряженности поля рассчитывались в E и H плоскостях. Полученные характеристики зеркальной антенны для всех структур ПС сравнены с результатами для различных типов сетки из [412] и приведены в таблице 4.27. Наиболее близкие ДН дает A_8 .

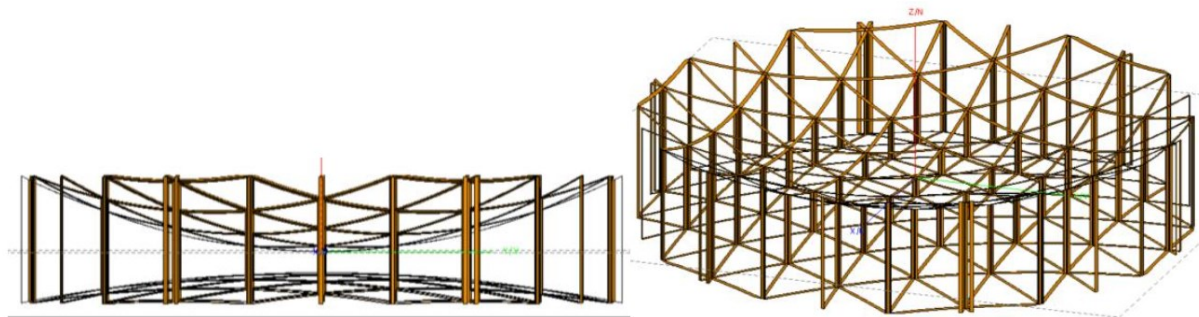


Рисунок 4.83 – Модель ферменной несущей конструкции параболической зеркальной антенны: виды сбоку [412]

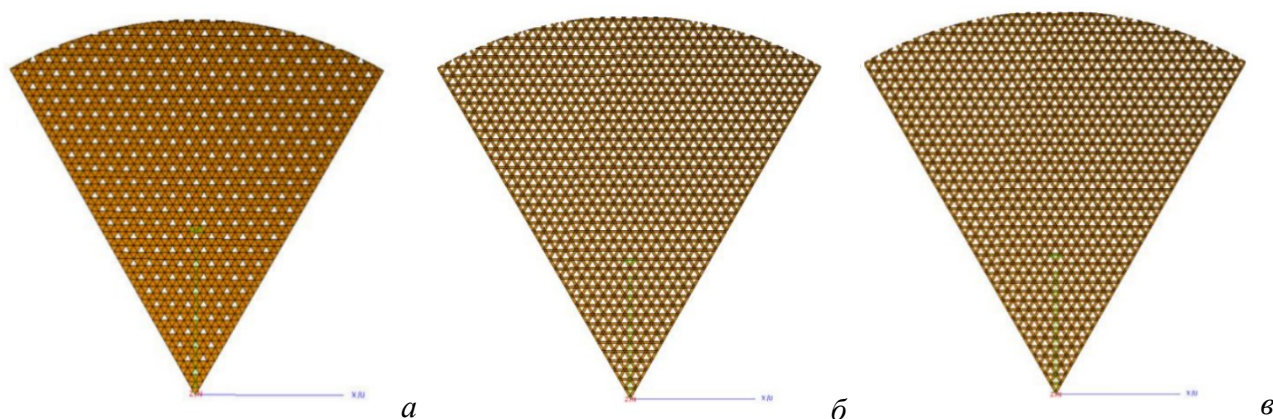


Рисунок 4.84 – Тип-1 (а), Тип-2 (б), Тип-3 (в) сегментов пленки рефлектора

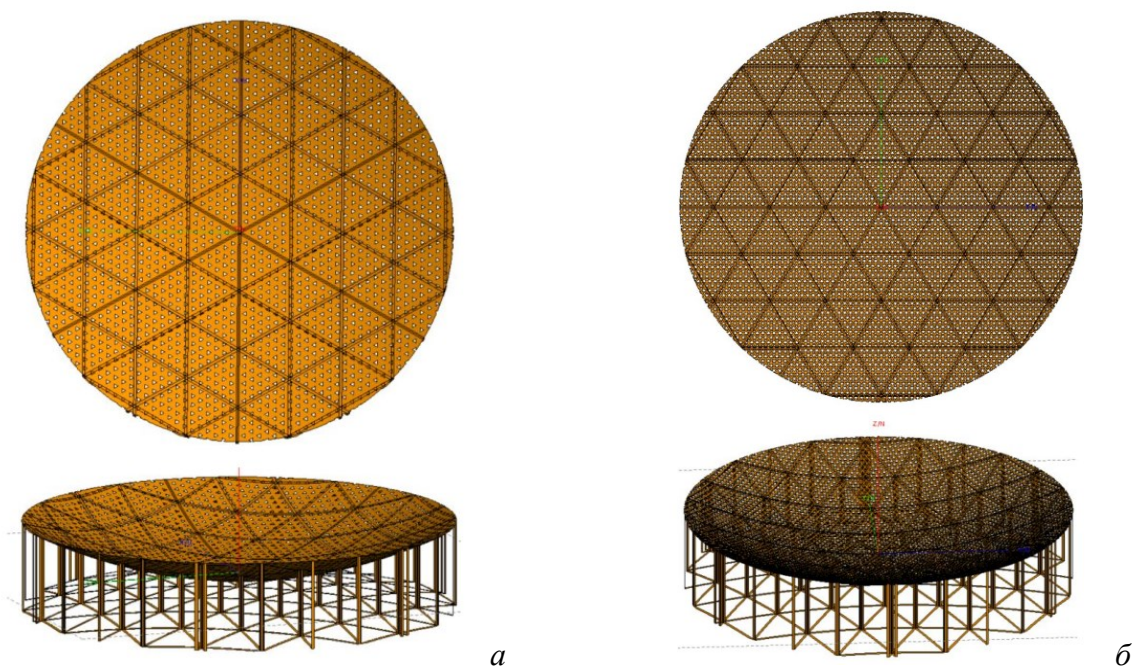


Рисунок 4.85 – Модели конструкции параболической зеркальной антенны с полотном рефлектора Тип-1 (а) и Тип-2 (б) [412]

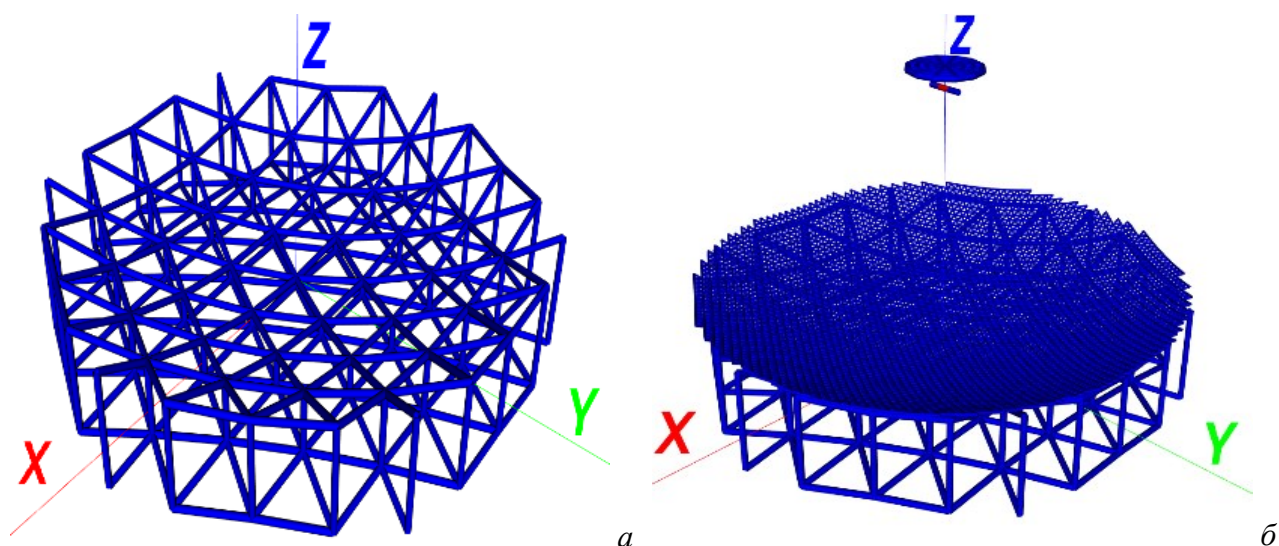


Рисунок 4.86 – Проводные сетки конструкции антенны без рефлектора (а) и с ним (б)

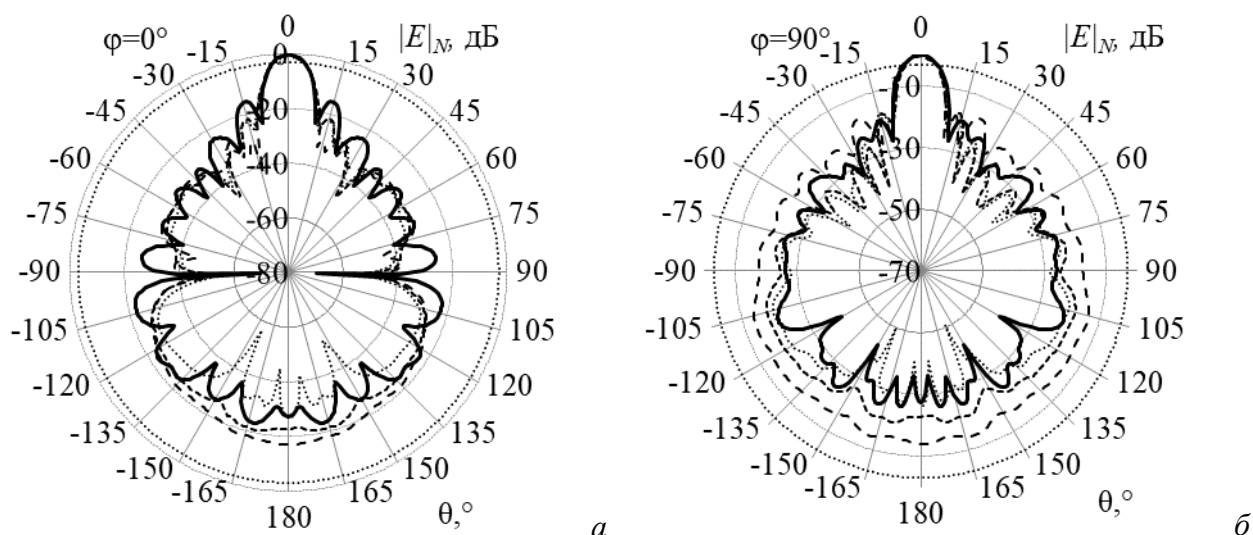


Рисунок 4.87 – ДН антенны [412] для ПС (—), T_1 (· ·), T_2 (— —), T_3 (— —) в плоскостях E (а) и H (б)

Таблица 4.25 – Сравнительный анализ характеристик антенны на частоте 2,5 ГГц

Сетка	УБЛ (E), дБ	УБЛ (H), дБ	КЗД, дБ	КУ, дБ	ШГЛ, °
Проводная	–16	–20	27	25,4	9
T_1 [412]	–22	–18	27	23,7	9
T_2 [412]	–21	–18	22	20,8	9
T_3 [412]	–18	–17	18	19,2	9

Таблица 4.26 – Параметры для тестирования проводной структуры антенны

Структура	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8
R_e , мм	2	1	10	6	2	4	0,4	5
R_m , мм	0,2	0,1	2	2	1	2	0,2	2

Для разреженной сетки исходной структуры, согласно АОТС, модули элементов вектора тока в ПС, полученные после первого моделирования, нормировались относительно максимального. Для примера взято ДУЭС=5%. Номера проводов с нормированным модулем тока меньше ДУЭС сохранялись в отдельном списке. Затем, столбцы и строки матрицы СЛАУ с этими номерами удалялись. После этого, на основе СЛАУ исходной структуры с

числом проводов $N=9902$, строилась разреженная структура с меньшим числом проводов $N_s=7401$, представленная на рисунке 4.89б. В результате, масса антенны уменьшилась в $N/N_s=1,34$ раза, затраты памяти – $(N/N_s)^2=1,79$ раза, а времени – $(N/N_s)^3=2,40$ раза.

Таблица 4.27 – Сравнительный анализ характеристик антенны на частоте 2,5 ГГц

Структура	КУ, раз	КУ, дБ	КЗД, дБ	ШГЛ, °
T_1 [412]	234,4	23,7	27	9
T_2 [412]	120,2	20,8	22	9
T_3 [412]	83,2	19,2	18	9
A_1	273,0	24,4	17,7	9
A_2	240,5	23,8	16,6	9
A_3	314,5	25,0	20,5	9
A_4	341,2	25,3	28,3	9
A_5	502,5	27,0	12,9	9
A_6	350,1	25,4	24,5	9
A_7	233,8	23,7	18,1	9
A_8	345,9	25,4	27,3	9

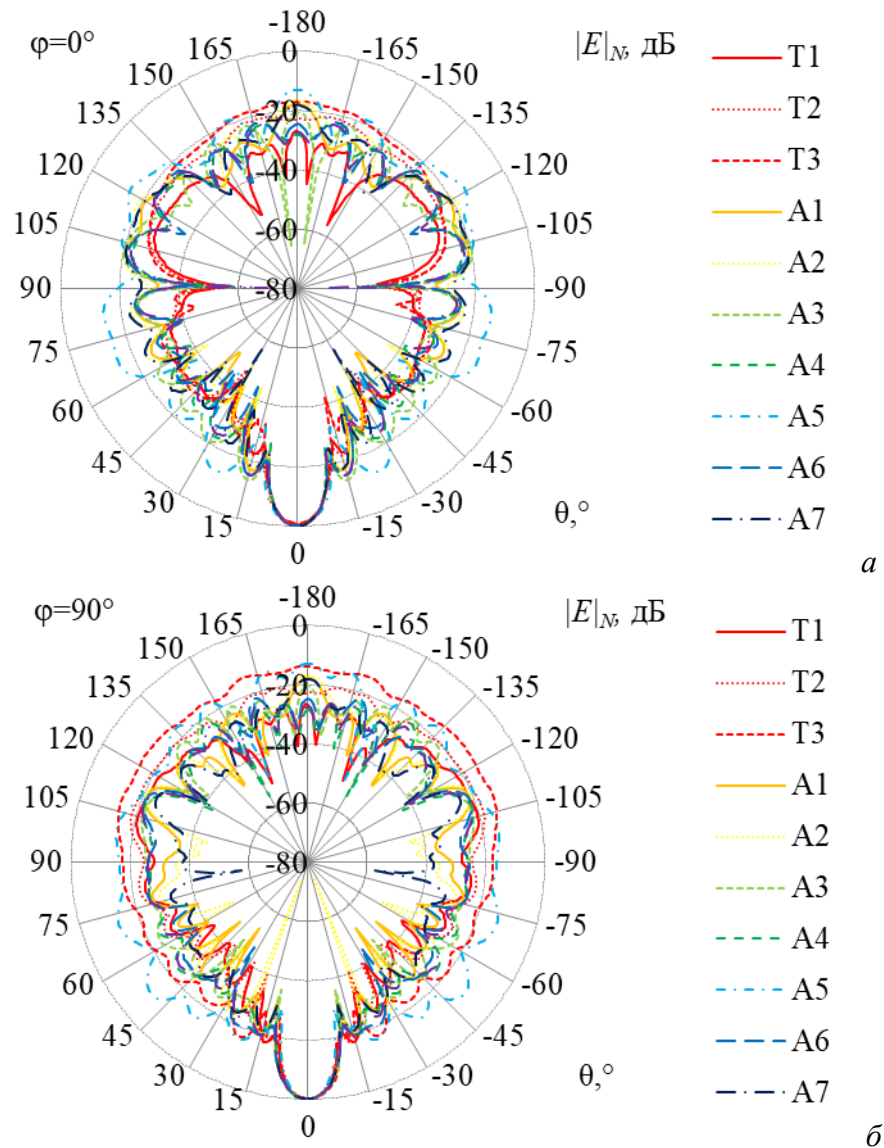


Рисунок 4.88 – ДН антенны из [412] для разных ПС в плоскостях E (а) и H (б)

Нормированные ДН в плоскостях E и H на частоте 2,5 ГГц сравнены с исходной и полученными в [412] для вариантов сетки из рисунка 4.90. КУ и КЗД, а также УБЛ в плоскостях E и H и ширина главного лепестка (ШГЛ) на частоте 2,5 ГГц сравнены с исходными и из [412] для трёх разных типов сетки рефлекторов ($T_{1,2,3}$) в таблице 4.28. Видно, что УБЛ после АОТС в E плоскости выше, чем в [412], и отличается максимум на 6 дБ, а в H плоскости – 3 дБ. КЗД с ПС превышает КЗД из [412], максимум на 6 дБ. ШГЛ антенны одинакова для всех типов. Между тем КУ оказывается гораздо выше: до 6,2 дБ.

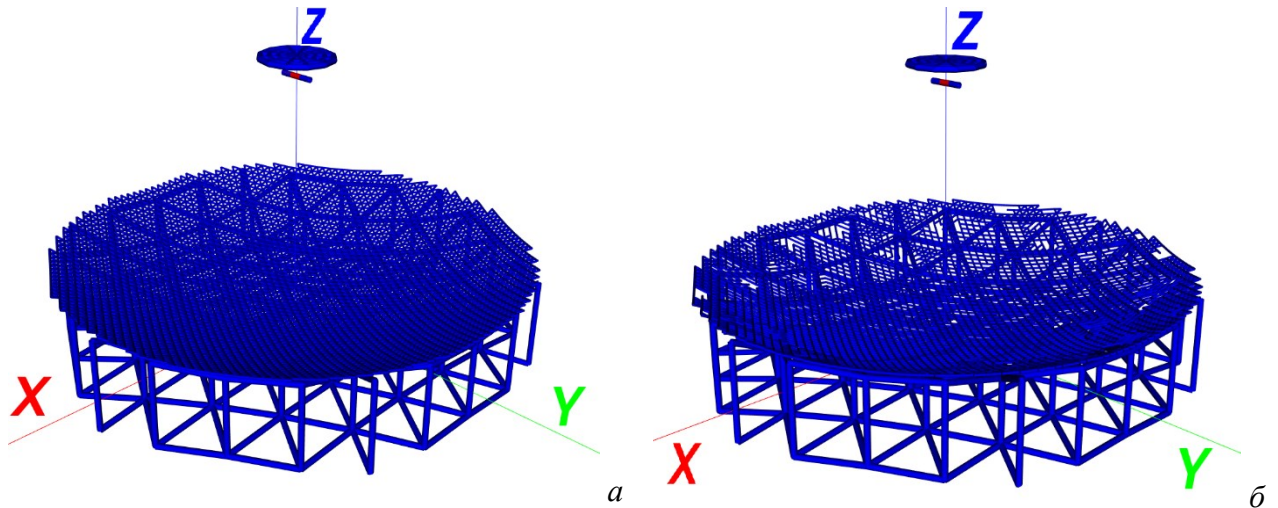


Рисунок 4.89 – Исходная (а) и разреженная после АОТС (б) структуры антенны из [412]

Таблица 4.28 – Характеристики антенны на частоте 2,5 ГГц

Структура	УБЛ (E), дБ	УБЛ (H), дБ	КЗД, дБ	КУ, дБ	ШГЛ, °
Проводная сетка	-16	-20	27	25,4	9
АОТС	-16	-20	24	25,4	9
T_1 [412]	-22	-18	27	23,7	9
T_2 [412]	-21	-18	22	20,8	9
T_3 [412]	-18	-17	18	19,2	9

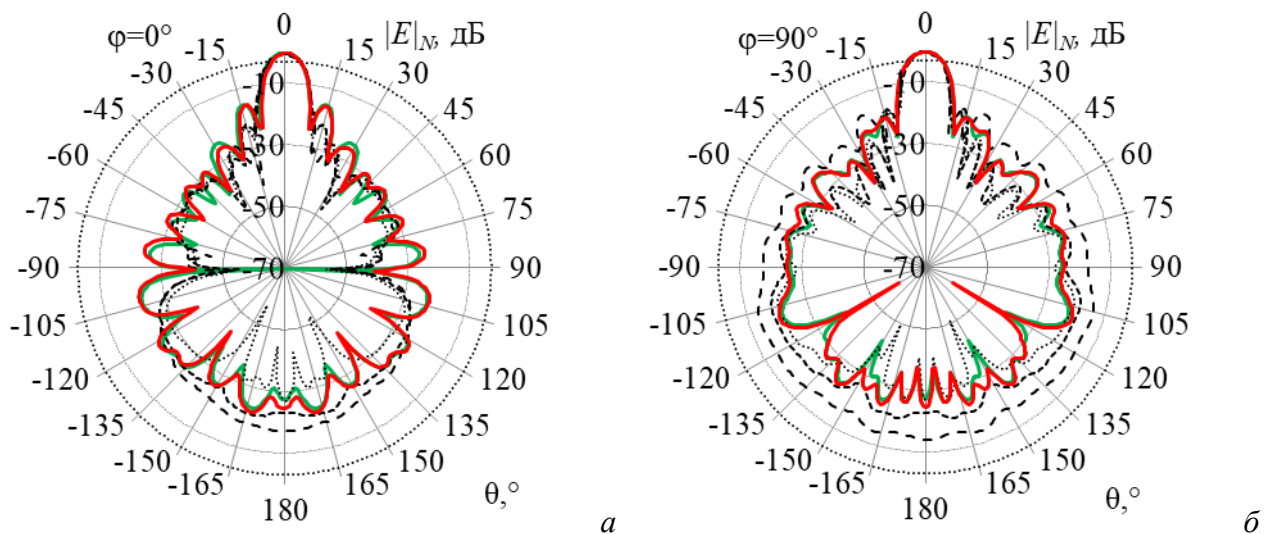


Рисунок 4.90 – ДН антенны из [412] для исходной (—) и разреженной (—) сеток и T_1 (····), T_2 (---), T_3 (- -) в плоскостях E (а) и H (б)

4.5.2 Рефлекторная антенна S-диапазона

Здесь представлено влияние частоты на получение разреженных структур после АОТС и её модификаций для рефлекторных антенн S-диапазона.

Антенна для работы в S-диапазоне частот 3,4–3,7 ГГц [359] имеет параметры: диаметр (D), глубина (h) и фокусное расстояние (F). Для аппроксимации сплошной металлической поверхности рефлекторной антенны использованы N проводов радиусом r . Они разделены на N_r радиальных и N_c концентрических проводов для аппроксимации сплошного рефлектора. Конкретные значения для геометрии антенны и её аппроксимации посредством ПС приведены в таблице 4.29.

Таблица 4.29 – Параметры рефлекторной антенны [359] и её аппроксимации

D , мм	h , мм	F , мм	r , мм	N_r	N_c	N
680	245	118	$\lambda_0/30$	76	25	3800

Антенна возбуждается проводом с напряжением 1 В, длиной и радиусом $\lambda_0/3,6$ (где λ_0 – длина волны на центральной частоте 3,55 ГГц). Возбуждающий провод располагается вдоль линии, исходящей из центра рефлектора, перпендикулярной плоскости его апертуры, и находится на расстоянии F от центра. Сплошной металлический прототип рефлекторной антенны и её эквивалентная структура, аппроксимированная посредством ПС, показаны на рисунке 4.91.

Рефлекторная антенна является направленной антенной, поэтому анализ её ДН излучения важен. Для проверки направленности структуры из ПС, её вычисленные ДН сравнены с измеренными на сплошной металлической структуре в [359]. Сравнение проводилось в E и H плоскостях на центральной частоте 3,55 ГГц и показано на рисунке 4.92. $KU_{\text{макс}}$, ШЛ и УБЛ в E и H плоскостях из этих ДН приведены в таблице 4.30. Кроме того, $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ и КСВН ПС в рабочем диапазоне частот сравнены с измеренными на сплошной металлической структуре (таблица 4.30).

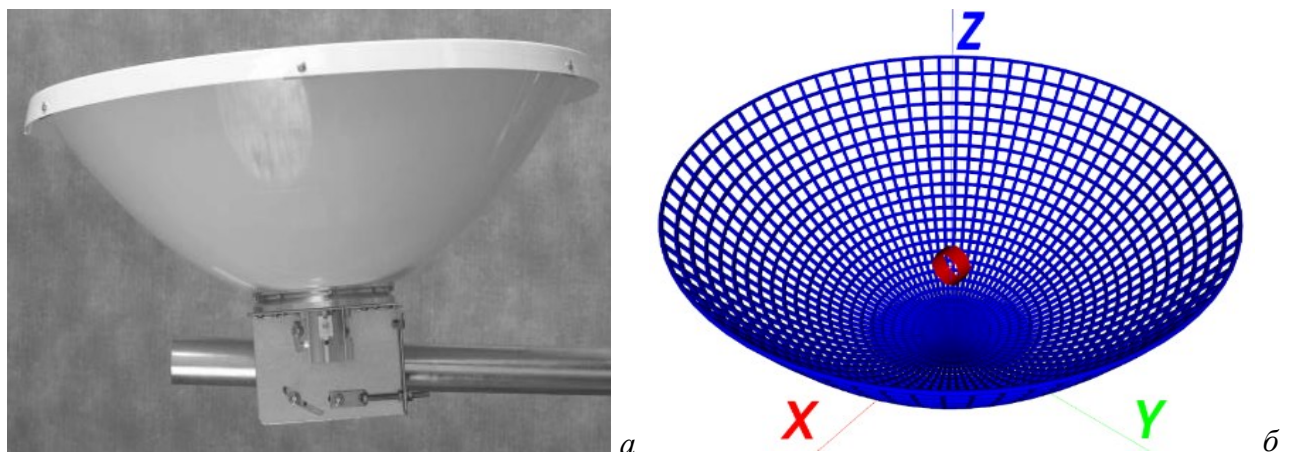


Рисунок 4.91 – Прототип рефлекторной антенны [359] (а) и её эквивалентная ПС (б)

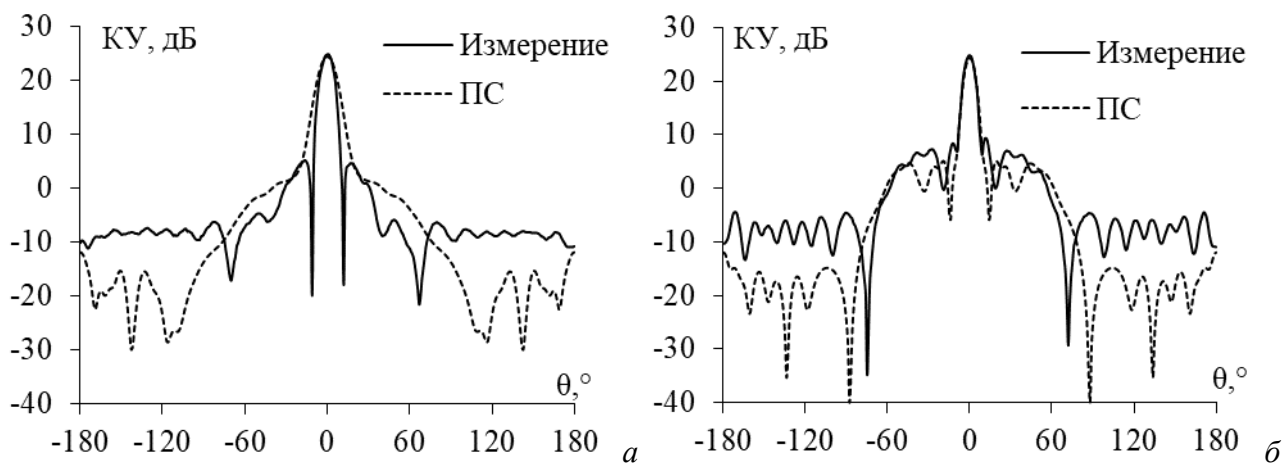


Рисунок 4.92 – ДН рефлекторной антенны в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 3,55 ГГц, полученные экспериментально и с помощью ПС на основе МоМ

Таблица 4.30 – Характеристики для различных моделей рефлектора

Модель	В диапазоне частот			На частоте 3,55 ГГц		
	КУ _{макс} , дБ	$ S_{11} $, дБ	КСВН	КУ _{макс} , дБ	ШЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ
Прототип [359]	25±0,6	≤ −12,06	≤ 1,5	24,78	8,5	−19,6/−16,4
ПС	24,3–24,8	≤ −15,63	≤ 1,4	24,43	12,1/7,8	−23,4/−19,3

Из рисунка 4.92 и таблицы 4.30 видно, что результаты для структуры из ПС практически соответствуют измеренным для сплошной металлической структуры. В частности, в основном направлении излучения ПС демонстрирует немного более широкую ШЛ, чем у измеренных результатов в E плоскости, при этом в H плоскости разницы почти нет. В боковом и заднем направлениях излучения УБЛ для структуры из ПС ниже, для измеренных антенн в E и H плоскостях. На центральной частоте КУ_{макс} для ПС на 0,35 дБ ниже измеренного, что приемлемо, особенно для направленных антенн. При сравнении характеристик в рабочем диапазоне частот видно, что КУ_{макс} для ПС также немного ниже измеренных для сплошной структуры, а $|S_{11}|$ и КСВН немного лучше. Эти сравнения показали эффективность аппроксимации сплошной металлической рефлекторной антенны посредством ПС, уменьшающей массу при сохранении необходимых характеристик.

Распределения тока на основных частотах 3,4, 3,55 и 3,7 ГГц используются далее как основа для АОТС, а полученные из них разреженные структуры обозначены как S_1 , S_2 и S_3 . Зависимости от ДУЭС числа проводов в каждой разреженной структуре, а также уменьшения массы антенны и затрат для последующего моделирования, показаны на рисунке 4.93.

Из рисунка 4.93 видно, что при ДУЭС < 40% минимум проводов у S_1 , а при ДУЭС > 40% – у S_3 . Это даёт и соответствующие уменьшения массы и затрат. При сравнении разных подходов заметно, что число проводов в разреженной структуре после УАОТС всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС. Из этого следует такое же уменьшение массы и затрат. Изменение числа проводов в разреженной структуре влияет на характеристики антенны. Поэтому в таблице 4.31 сравнены изменения характеристик антенны в зависимости от ДУЭС

для разреженных структур между собой и с исходной (ДУЭС=0%). Сравнения, проведенные на основных частотах, показаны на рисунках 4.94–4.96. Максимальные расхождения характеристик разреженных структур с исходной сведены в таблицу 4.32.

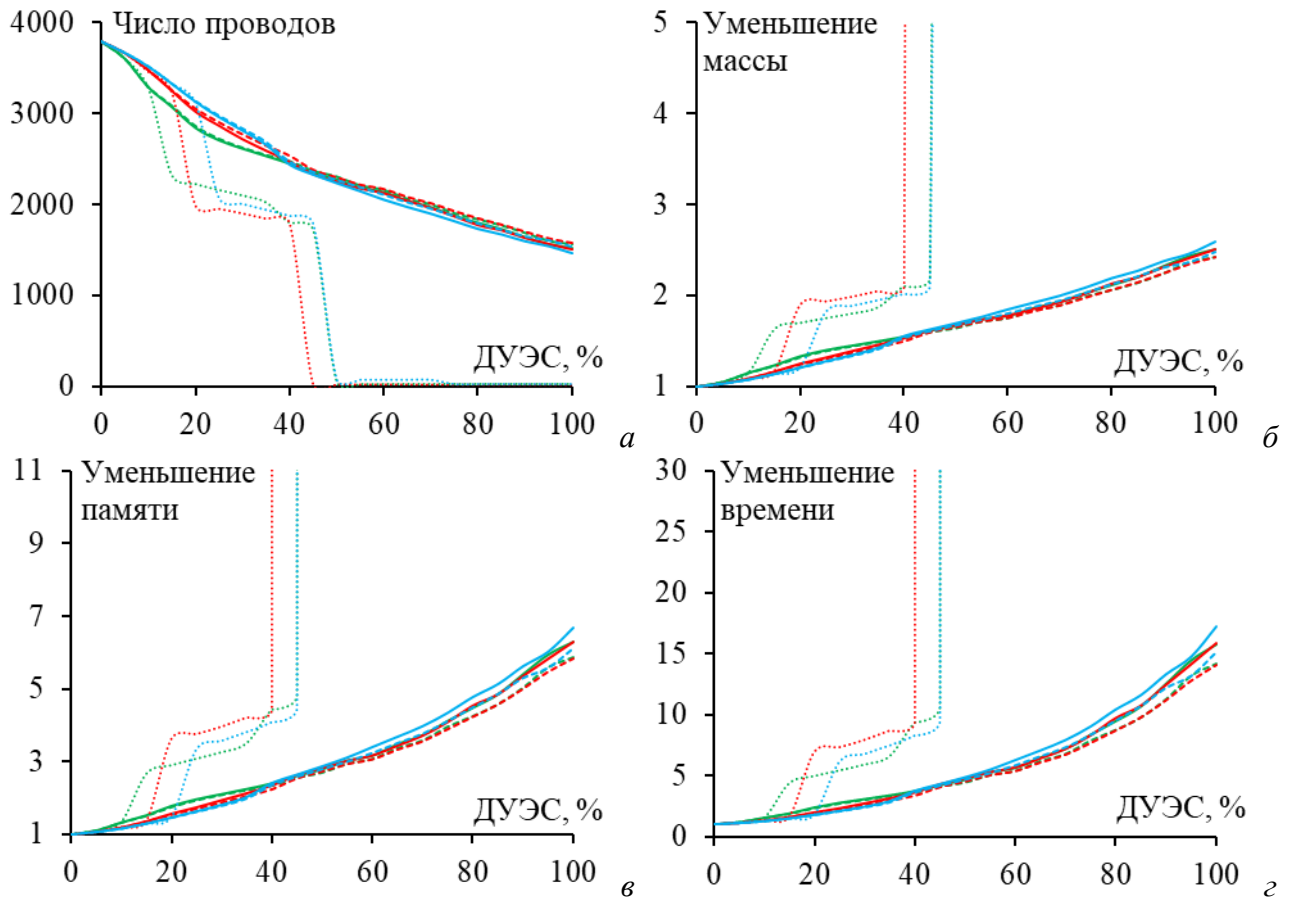


Рисунок 4.93 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (а) и уменьшения массы антенны (б) и требуемых памяти (в) и времени (г) для последующего моделирования разреженных ПС:

S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (— —), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (— —), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (— —)

Из рисунков 4.94–4.96 видно, что характеристики разреженных структур имеют минимальные расхождения с исходной после АОТС и СБАОТС при ДУЭС<40% и после УАОТС при ДУЭС<20%. С ростом ДУЭС расхождения более заметны. Анализ расхождений показывает минимумы обычно на центральной частоте (жирные в таблице 4.32): наименьшие расхождения 9 раз на частоте 3,4 ГГц, 23 раза на частоте 3,55 ГГц и 3 раза на частоте 3,7 ГГц. При сравнении различных разреженных структур на одинаковой частоте (курсив в таблице 4.32) S_1 показывает наибольшее число минимумов максимальных расхождений (21 раз). За ней следуют S_2 (13 раз) и S_3 (5 раз). При сравнении всех разреженных структур, полученных на одинаковой частоте различными подходами, наименьшие максимальные расхождения достигаются, в основном, при СБАОТС (подчеркнуты в таблице 4.32). В частности, СБАОТС даёт их 9, АОТС – 3, а УАОТС – 0. Это видно и на рисунках 4.94–4.96, где разреженные структуры после СБАОТС показывают не только минимальное расхождение с исходными по характеристикам, но и меньшую зависимость от ДУЭС.

Таблица 4.31 – Характеристики исходной ПС структуры на различных частотах

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
3,4	24,32	1,01	-45,94	49,93
3,55	24,43	1,14	-23,59	56,38
3,7	24,78	1,23	-19,66	59,28

Таблица 4.32 – Максимальные расхождения характеристик разреженных структур рефлекторной антенны от исходной

f , ГГц	Разреженные структуры		Максимальные расхождения			
			$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
3,4	S_1	АОТС	1,42	0,094	19,85	3,47
		УАОТС	20,56	0,238	26,79	9,01
		СБАОТС	1,37	0,078	18,44	3,38
	S_2	АОТС	1,54	0,093	19,75	2,81
		УАОТС	20,77	0,238	26,79	9,01
		СБАОТС	1,29	0,064	17,03	2,64
	S_3	АОТС	1,58	0,115	21,32	4,04
		УАОТС	20,67	0,248	27,09	9,60
		СБАОТС	1,50	0,050	15,25	2,79
3,55	S_1	АОТС	1,27	0,050	3,56	5,20
		УАОТС	20,53	0,080	6,85	10,03
		СБАОТС	1,41	0,056	2,66	1,69
	S_2	АОТС	1,35	0,053	3,85	4,83
		УАОТС	20,96	0,063	4,80	10,18
		СБАОТС	1,37	0,062	2,92	1,56
	S_3	АОТС	1,37	0,062	4,78	6,67
		УАОТС	20,81	0,064	4,97	10,16
		СБАОТС	1,78	0,063	2,93	1,78
3,7	S_1	АОТС	1,52	0,116	5,55	5,39
		УАОТС	21,07	0,180	12,25	6,69
		СБАОТС	1,55	0,073	2,97	4,84
	S_2	АОТС	1,65	0,148	8,22	6,52
		УАОТС	21,28	0,173	11,10	7,10
		СБАОТС	1,63	0,108	5,03	5,21
	S_3	АОТС	1,96	0,137	7,22	5,47
		УАОТС	21,15	0,166	10,25	6,82
		СБАОТС	1,92	0,085	3,64	4,11

На всех частотах и для всех структур наименьшие расхождения в характеристиках наблюдаются при СБАОТС и АОТС (выделены красным). Это свидетельствует о том, что СБАОТС сохраняет характеристики исходной ПС лучше, чем АОТС и УАОТС, в основном, за счет сохранения непрерывной ПС без прерываний путей тока. Однако СБАОТС даёт разреженные ПС с большей массой и более высокими вычислительными затратами при последующем моделировании. Это должно учитываться при выборе подхода к проектированию разреженных структур.

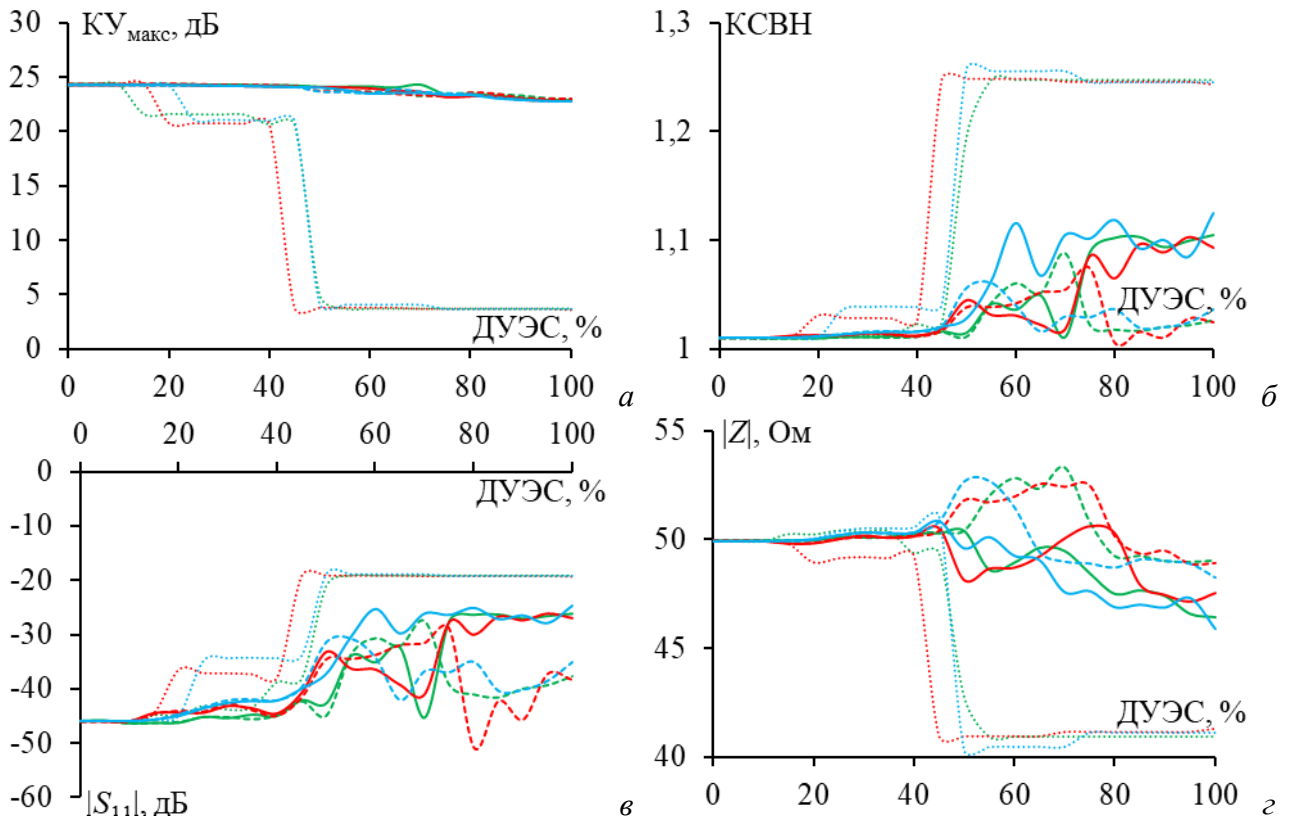


Рисунок 4.94 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (*a*), $KCBH$ (*б*), $|S_{11}|$ (*в*), $|Z|$ (*г*) от ДУЭС на частоте 3,4 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (⋯), S_1 –СБАОТС (— · —), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (⋯), S_2 –СБАОТС (— · —), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (⋯), S_3 –СБАОТС (— · —)

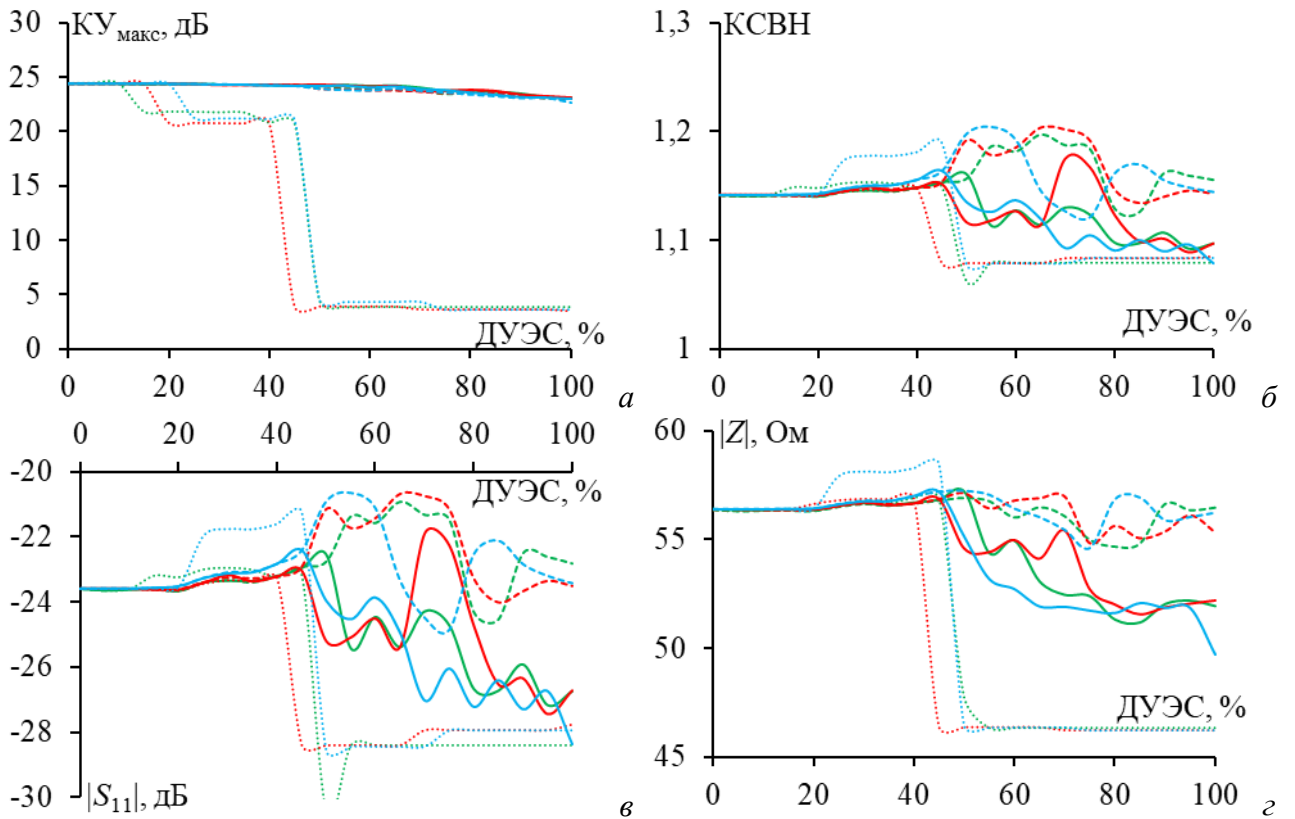


Рисунок 4.95 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (*a*), $KCBH$ (*б*), $|S_{11}|$ (*в*), $|Z|$ (*г*) от ДУЭС на частоте 3,55 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (⋯), S_1 –СБАОТС (— · —), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (⋯), S_2 –СБАОТС (— · —), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (⋯), S_3 –СБАОТС (— · —)

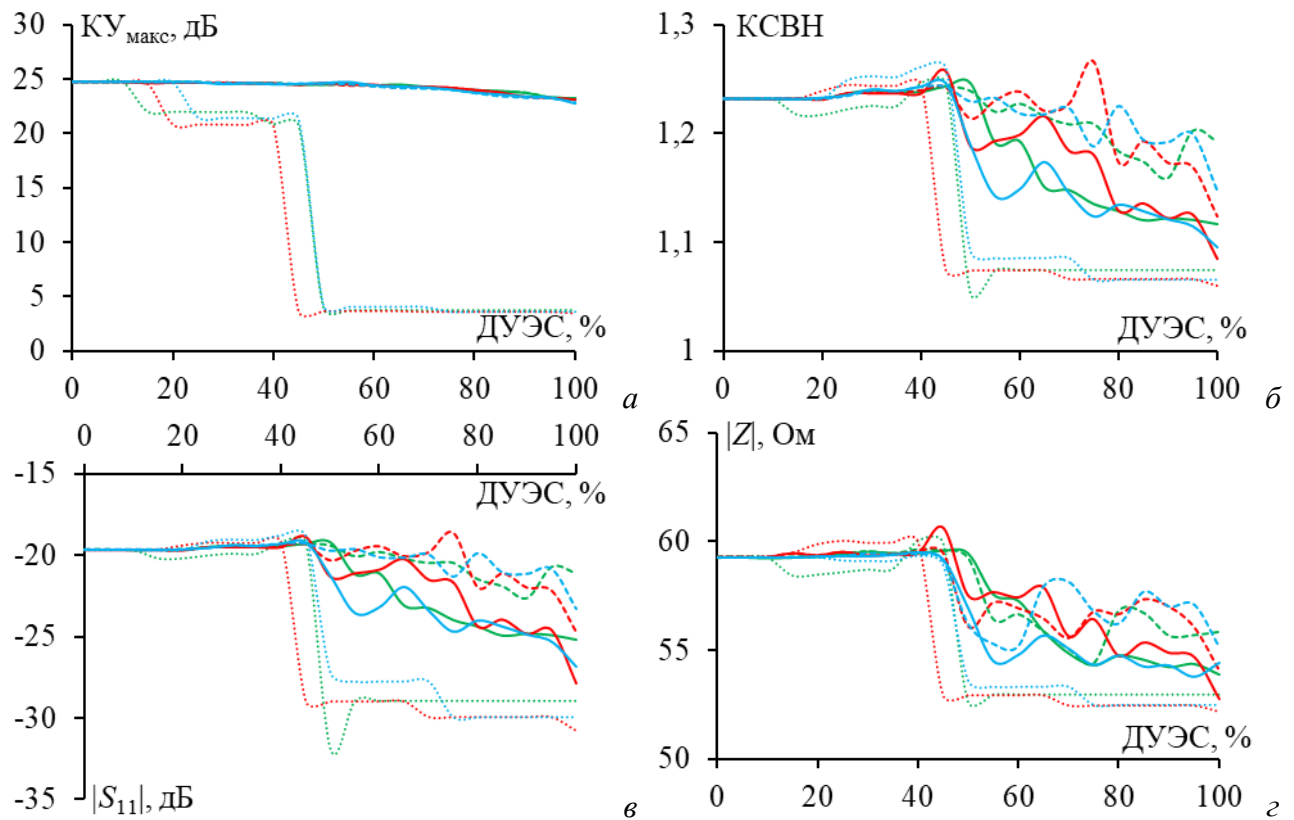


Рисунок 4.96 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $KCBH$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 3,7 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

Для анализа характеристик разреженных структур в рабочем диапазоне частот выбрано ДУЭС=30%. Разреженные структуры после АОТС и её модификаций показаны на рисунке 4.97. Число проводов в каждой разреженной структуре, а также уменьшение массы, памяти и времени моделирования по сравнению с исходной, приведены в таблице 4.33. Характеристики разреженных структур в рабочем диапазоне частот сравниваются между собой и с результатами исходной структуры (рисунок 4.98). Их максимальные расхождения приведены в таблице 4.34. Кроме того, на рисунке 4.99 сравнены ДН разреженных структур на центральной частоте.

Таблица 4.33 – Число проводов в разреженных структурах и их улучшения по сравнению с исходной при ДУЭС=30%

Разреженные структуры		Число проводов	Уменьшение		
			Масса	Память	Время
S_1	АОТС	2616	1,45	2,11	3,07
	УАОТС	2104	1,81	3,26	5,90
	СБАОТС	2632	1,44	2,09	3,01
S_2	АОТС	2726	1,39	1,94	2,71
	УАОТС	1908	1,99	3,97	7,91
	СБАОТС	2773	1,37	1,88	2,58
S_3	АОТС	2820	1,35	1,82	2,45
	УАОТС	2010	1,89	3,58	6,76
	СБАОТС	2840	1,34	1,79	2,40

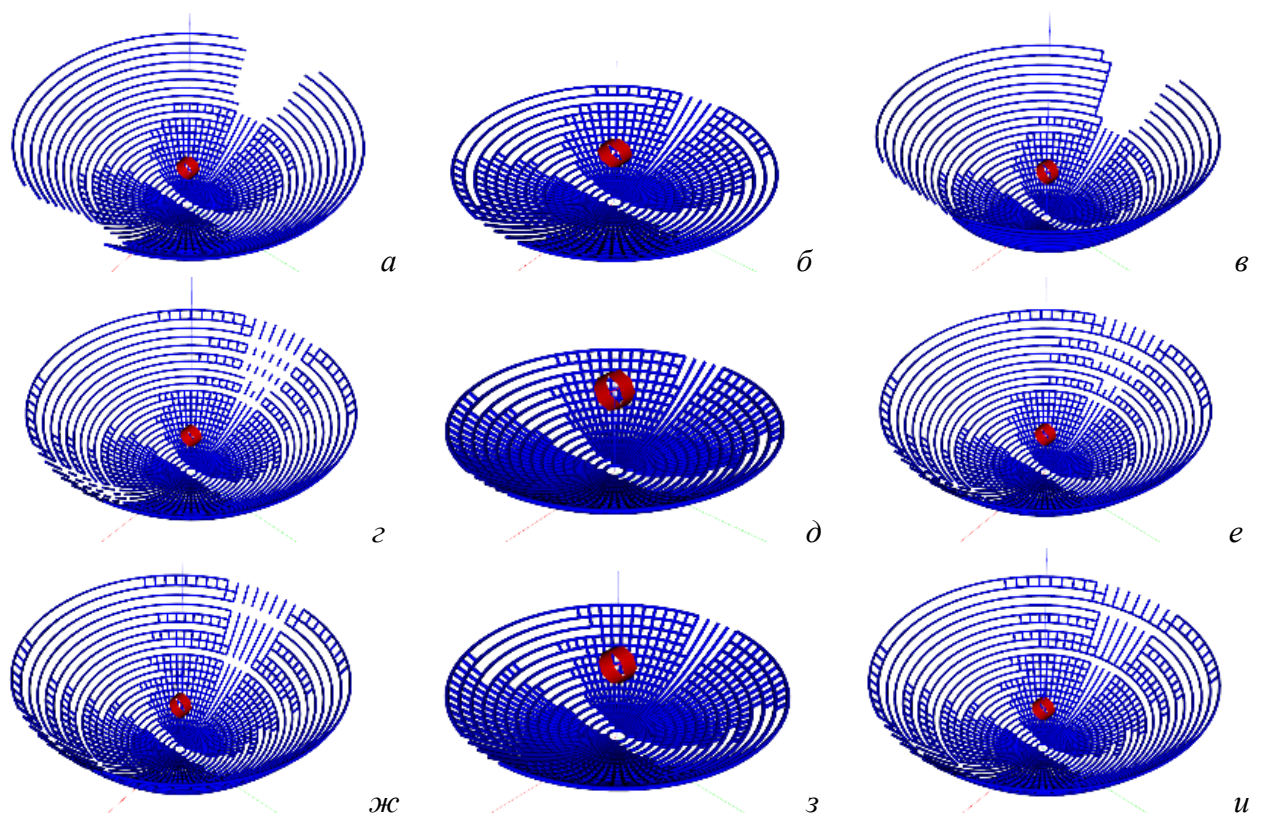


Рисунок 4.97 – Разреженные структуры из ПС для рефлекторной антенны после АОТС (а, г, ж), УАОТС (б, д, з) и СБАОТС (в, е, и) при ДУЭС=30%: S_1 (а, б, в), S_2 (г, д, е) и S_3 (ж, з, и)

Таблица 4.34 – Максимальные расхождения характеристик разреженных антенн и исходной ПС в диапазоне 3,2–3,9 ГГц

Разреженные структуры		Максимальные расхождения			
		КУ _{макс} , дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
S_1	АОТС	0,12	0,008	0,52	0,32
	УАОТС	2,82	0,012	2,10	0,59
	СБАОТС	0,11	0,007	0,85	0,31
S_2	АОТС	0,14	0,007	2,83	0,34
	УАОТС	3,91	0,018	8,78	0,72
	СБАОТС	0,09	0,006	3,30	0,29
S_3	АОТС	0,57	0,010	3,36	0,46
	УАОТС	3,30	0,036	11,56	1,73
	СБАОТС	0,12	0,009	3,84	0,46

Из таблицы 4.33 видно, что минимум проводов остался в S_1 после АОТС и СБАОТС, а в S_2 – после УАОТС. Это даёт большее уменьшение массы антенны и затрат на моделирование для этих разреженных структур.

Из таблицы 4.34 видно, что при использовании одинакового подхода наименьшие расхождения (выделены жирным) почти всегда у S_1 , а за ней у S_2 . Поэтому из распределения тока на самой низкой частоте в рабочем диапазоне получаются разреженные структуры с наименьшими расхождениями с исходными характеристиками, используя АОТС и её модификации. При сравнении всех разреженных структур, полученных различными подходами, расхождения минимальны (красные значения), чаще всего, после СБАОТС.

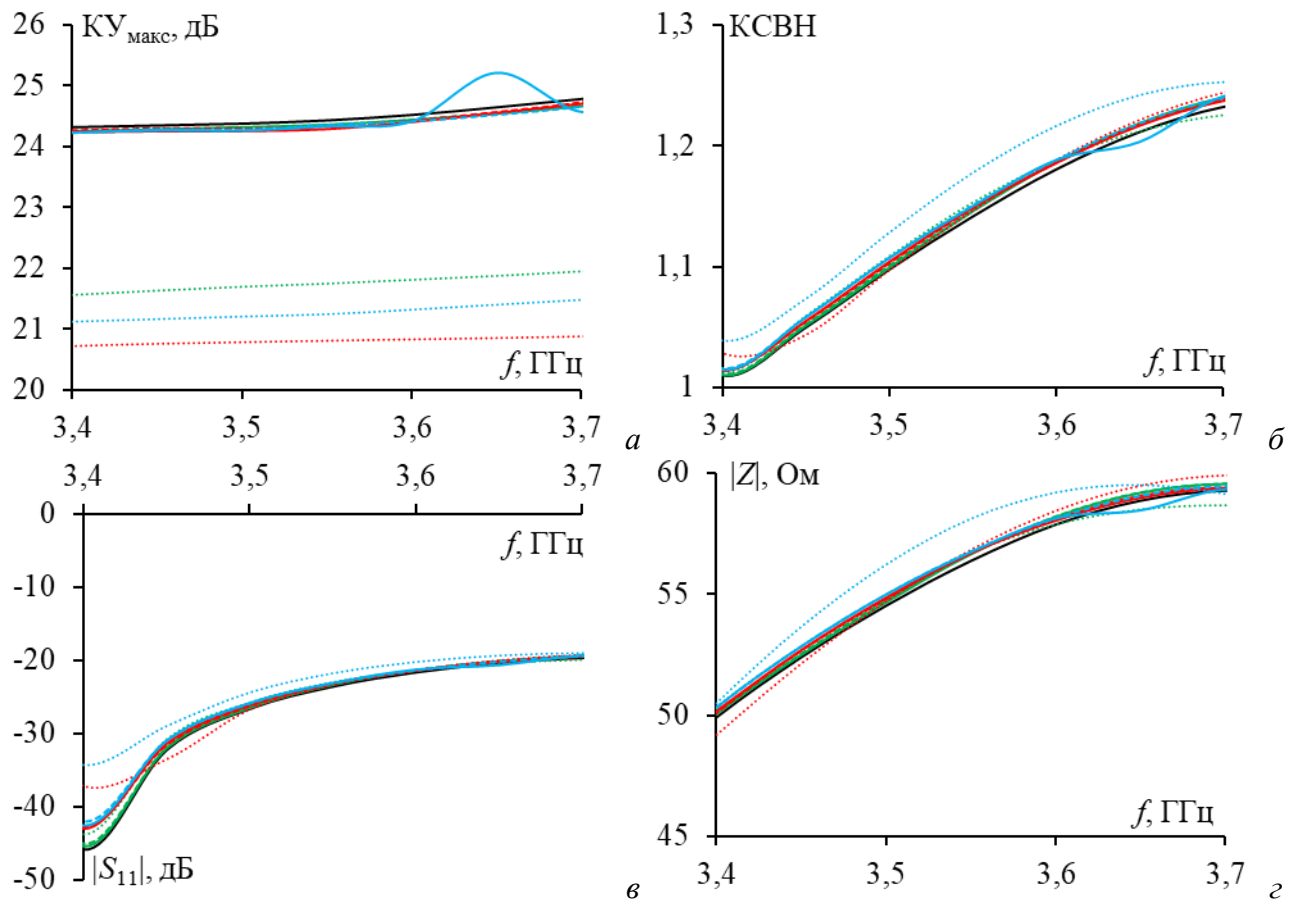


Рисунок 4.98 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $KCBH$ (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (з) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=30%: S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (··), S_1 -СБАОТС (---), S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (··), S_2 -СБАОТС (---), S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (··), S_3 -СБАОТС (---)

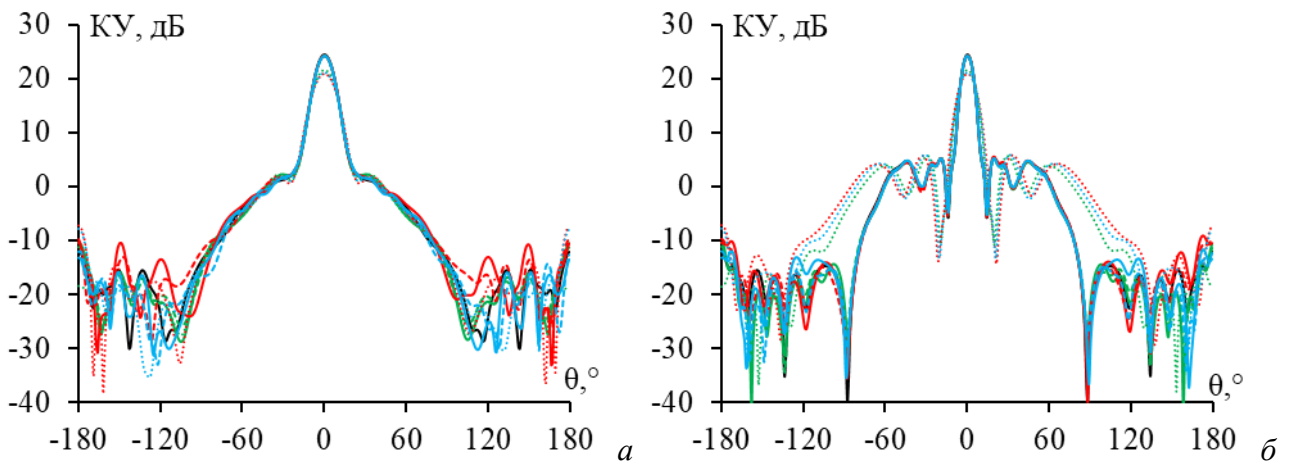


Рисунок 4.99 – ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 3,55 ГГц исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=30%: S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (··), S_1 -СБАОТС (---), S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (··), S_2 -СБАОТС (---), S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (··), S_3 -СБАОТС (---)

Из рисунков 4.98–4.99 видно, что разреженные структуры после АОТС и СБАОТС почти не отличаются по характеристикам от исходной, а после УАОТС – значительно расходятся. Однако уменьшение массы антенны, а также затрат памяти и времени на последующее моделирование, заметно выше после УАОТС. Таким образом, в зависимости от требований, по этим результатам можно выбрать подходящую разреженную ПС.

В итоге, металлическая поверхность рефлекторной антенны S-диапазона аппроксимирована ПС и исследовано влияние частоты на создание разреженных структур после АОТС и её модификаций. Сравнение результатов для структуры из ПС и сплошной металлической структуры и показало хорошую согласованность с измерениями. Эти результаты подтверждают эффективность ПС для аппроксимации сплошной металлической поверхности традиционных антенн. Сравнительный анализ разреженных структур, созданных с помощью АОТС и её модификаций, основанных на распределении тока на основных частотах, показал, что разреженные структуры, созданные на самой низкой частоте, демонстрируют наименьшие расхождения по характеристикам с исходной и меньше зависят от ДУЭС. Аналогичные результаты получены при сравнении структур при определенных ДУЭС. Сравнение различных подходов демонстрирует эффективность СБАОТС в сохранении характеристик антенны, а УАОТС – значительном уменьшении её массы и требований к памяти и времени для последующего моделирования. Эти оптимизированные разреженные структуры являются эффективными решениями для уменьшения массы при сохранении основных характеристик.

4.5.3 Рефлекторная антенна X-диапазона

Здесь анализируется частота, на которой получены разреженные структуры после АОТС и её модификации для рефлекторной антенны X-диапазона.

Взята рефлекторная антенна из [360] для диапазона частот 10–12 ГГц с центральной частотой 11 ГГц ($\lambda_0=27,3$ мм) параметрами: $D=400$ мм, $h=140$ мм и $F=71,4$ мм. Сплошная поверхность антенны аппроксимирована ПС из 116 радиальных и 36 концентрических проводов. Всего использовались $N=8352$ провода с радиусом $\lambda_0/30$ для аппроксимации всей поверхности антенны. Антенна возбуждается проводом с напряжением 1 В длиной и радиусом $\lambda_0/3,6$. Он располагается вдоль линии, исходящей из центра рефлектора, перпендикулярной плоскости его апертуры, на расстоянии F от центра. Сплошной прототип рефлекторной антенны и её эквивалентная структура из ПС показаны на рисунке 4.100.

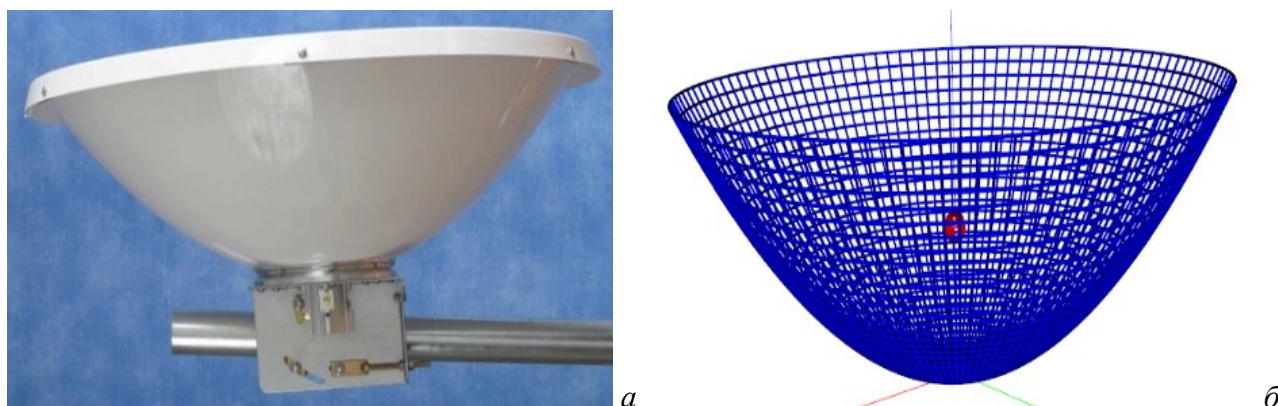


Рисунок 4.100 – Сплошная [360] (а) и ПС (б) структуры рефлекторной антенны

Для проверки направленности структуры из ПС, её вычисленная ДН сравнивалась с измеренной у сплошной структуры, как описано в [360]. Сравнения проводились в E и H плоскостях на частоте 10,7 ГГц и показаны на рисунке 4.101. Полученные из ДН КУ_{макс}, УЗЛ и УБЛ в E и H плоскостях приведены в таблице 4.35. Основные характеристики, включая КУ_{макс}, $|S_{11}|$ и ШЛ в E и H плоскостях для различных структур рефлектора, приведены в таблице 4.36.

Таблица 4.35 – Характеристики различных структур рефлектора на частоте 10,7 ГГц

Структура	КУ _{макс} , дБ	УБЛ(E/H), дБ	УЗЛ, дБ
Прототип [360]	29,62	-25,17/-16,90	-50,74
ПС	29,68	-26,83/-15,91	-31,72

Таблица 4.36 – Характеристики различных структур рефлектора в диапазоне частот

Структура	КУ _{макс} , дБ	$ S_{11} $, дБ	ШЛ (E/H), °
Прототип [360]	28–31	≤ -14	4,6±1
ПС	29,1–30,4	≤ -17	5,7–7,1 / 3,7–4,5

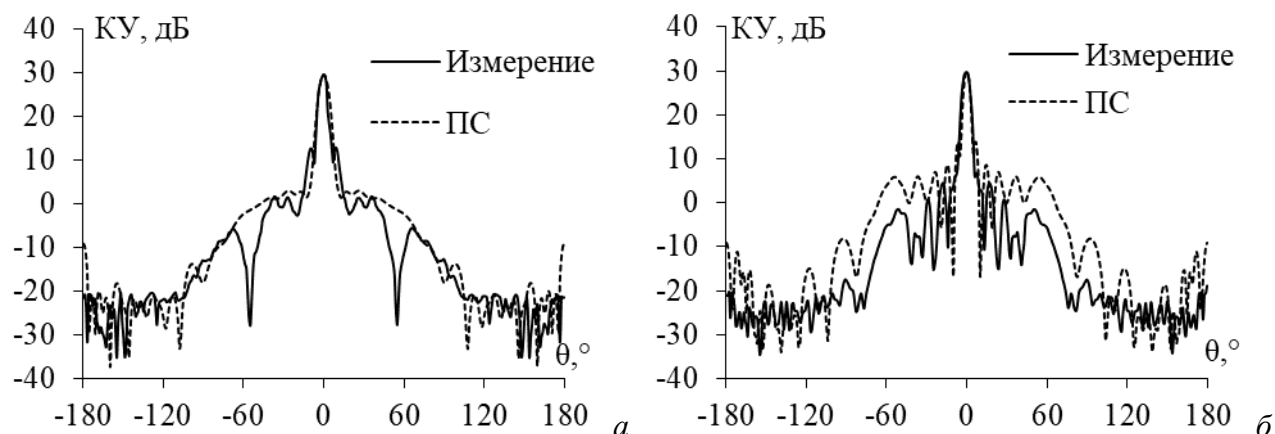


Рисунок 4.101 – ДН рефлекторной антенны в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 10,7 ГГц, полученные измерением сплошной структуры [360] и моделированием ПС

ДН на рисунке 4.101 и результаты в таблице 4.35 показывают хорошую согласованность структуры из ПС и прототипа в главном направлении излучения. Однако УБЛ и УЗЛ для ПС немного выше, чем для измерений. Они объяснимы изменениями в направлениях бокового и обратного излучения. Средние расхождения ДН для ПС и прототипа из сплошного металла в E и H плоскостях составляют 4,31 и 7,69 дБ, соответственно. Несмотря на это, результаты приемлемы, поскольку основной задачей антенн данного типа является излучение в главном направлении.

Из таблицы 4.36 также видна хорошая согласованность структур из ПС и сплошной. В рабочем диапазоне частот характеристики ПС близки к измеренным для сплошной структуры. В частности, КУ_{макс} для ПС находится в диапазоне результатов измерений, $|S_{11}|$ для ПС даже ниже, а ШЛ немного выше в E плоскости, но ниже в H плоскости. Результаты сравнения демонстрируют, что структура из ПС может быть использована в качестве исходной для создания разреженных структур из ПС, применяя АОТС и её модификации.

Распределения тока в ПС различны на разных частотах. Для анализа влияния этого на получаемые разреженные структуры рассмотрены распределения токов на частотах 10, 11 и 12 ГГц. Разреженные структуры, полученные на этих частотах, обозначены как S_1 , S_2 и S_3 , соответственно. После АОТС и её модификаций число проводов в разреженной структуре изменяется и зависит от ДУЭС. Это влияет на уменьшение массы антенны и затрат для последующего моделирования. На рисунке 4.102 показываются их зависимости от ДУЭС для различных разреженных структур.

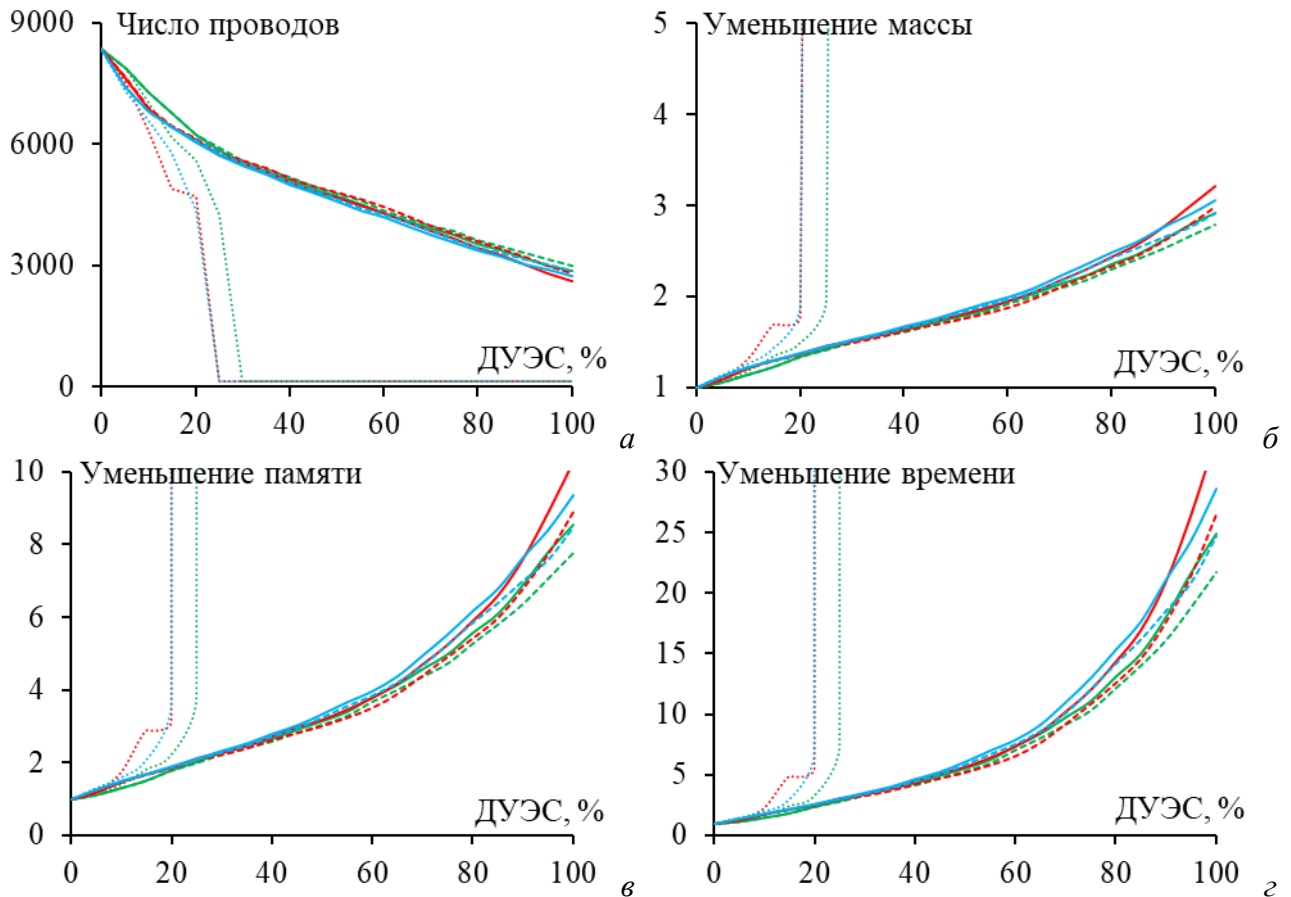


Рисунок 4.102 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (а), уменьшения массы антенны (б) и требуемых памяти (в) и времени (г) для последующего моделирования разреженных ПС:

S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (⋯), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (⋯), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (⋯), S_3 –СБАОТС (---)

Из рисунка 4.102 видно, что в S_1 число проводов всегда больше, чем в S_2 и S_3 . Из-за этого уменьшение массы и вычислительных затрат для S_1 больше, чем для других. При сравнении различных подходов видно, что после УАОТС в ПС всегда меньше проводов, чем после АОТС и СБАОТС. В результате УАОТС максимально уменьшает массу антенны и затраты на моделирование, а за ней следуют АОТС и СБАОТС. После УАОТС при ДУЭС > 25% число проводов в разреженных ПС гораздо меньше, чем после АОТС и СБАОТС. Это объясняется тем, что при ДУЭС > 25% в разреженной ПС структуре появляется много свободных проводов, которые УАОТС эффективно устраняет.

Далее проанализировано влияние числа проводов в ПС на характеристики антенны. $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для разреженных и исходной структур сравнивались в рабочем диапазоне частот. Данные для исходной ПС приведены в таблице 4.37. Зависимости от ДУЭС для S_1 , S_2 и S_3 (до 100%), полученных на частотах 10, 11 и 12 ГГц, представлены на рисунках 4.103–4.105, соответственно. В таблице 4.38 представлены максимальные расхождения характеристик исходной ПС на различных частотах и разреженных структур после АОТС, УАОТС и СБАОТС.

Таблица 4.37 – Характеристики исходной ПС структуры на различных частотах

f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
10	29,11	1,28	–18,31	42,44
11	30,01	1,22	–19,97	41,17
12	30,49	1,33	–16,94	65,55

Таблица 4.38 – Сравнение характеристик исходной и разреженных структур рефлекторных антенн

f , ГГц	Разреженные структуры		Максимальные расхождения			
			$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
10	S_1	АОТС	2,29	0,117	2,62	4,59
		УАОТС	24,60	0,137	2,99	5,33
		СБАОТС	2,26	0,087	2,05	2,98
	S_2	АОТС	2,87	0,102	2,35	4,26
		УАОТС	24,60	0,137	2,99	5,33
		СБАОТС	2,97	0,090	2,12	3,21
	S_3	АОТС	2,71	0,084	1,99	2,96
		УАОТС	24,60	0,137	2,99	5,33
		СБАОТС	2,75	0,058	1,43	1,75
11	S_1	АОТС	3,22	0,091	4,18	3,38
		УАОТС	27,24	0,127	6,78	5,30
		СБАОТС	2,88	0,068	2,88	2,67
	S_2	АОТС	3,82	0,095	4,46	3,56
		УАОТС	27,25	0,127	6,77	5,29
		СБАОТС	3,50	0,054	2,20	2,00
	S_3	АОТС	3,61	0,107	5,23	3,69
		УАОТС	27,25	0,127	6,77	5,30
		СБАОТС	3,32	0,085	3,81	2,78
12	S_1	АОТС	2,67	0,078	2,02	4,17
		УАОТС	26,46	0,120	3,46	6,52
		СБАОТС	2,57	0,067	1,70	3,26
	S_2	АОТС	3,07	0,079	2,07	4,29
		УАОТС	26,47	0,120	3,46	6,51
		СБАОТС	2,95	0,058	1,46	2,88
	S_3	АОТС	2,76	0,107	2,98	4,93
		УАОТС	26,47	0,120	3,46	6,52
		СБАОТС	2,75	0,068	1,73	2,71

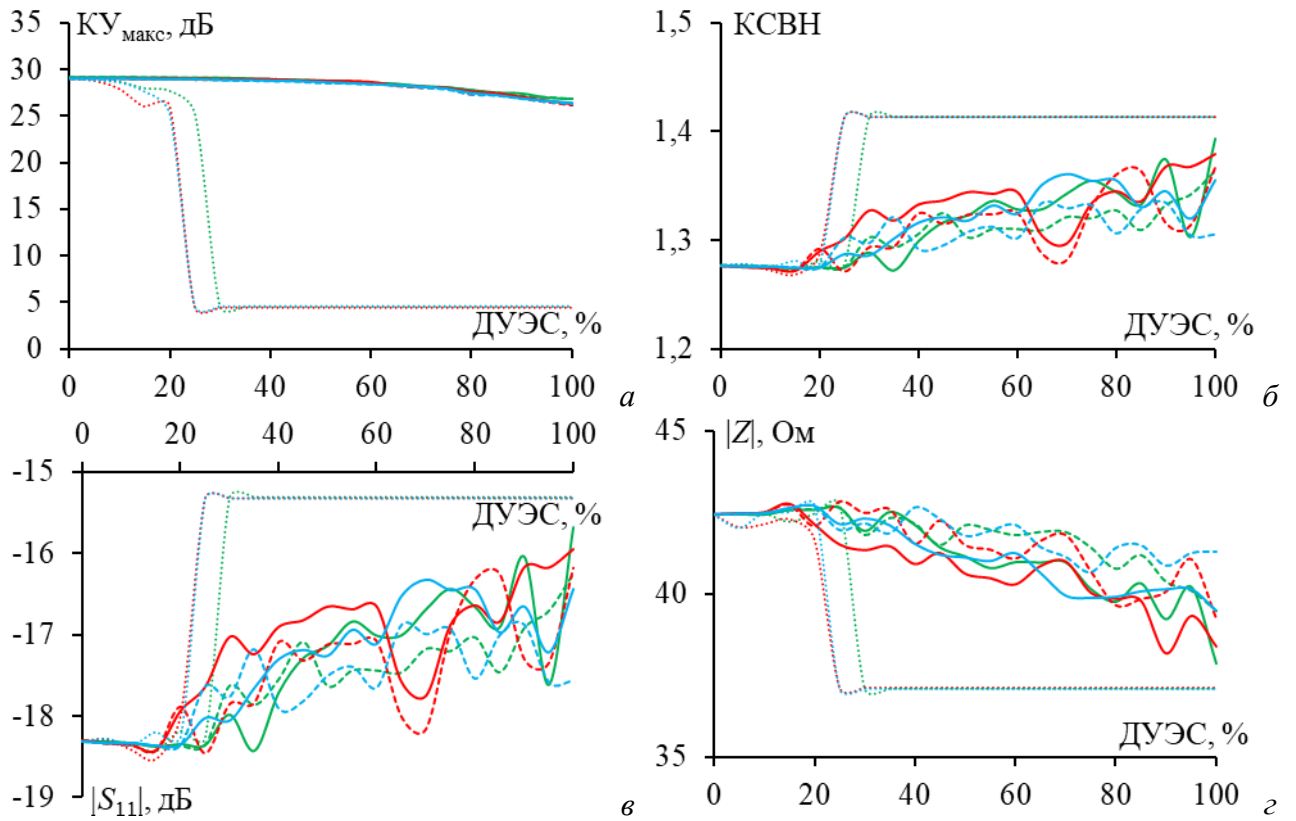


Рисунок 4.103 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 10 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

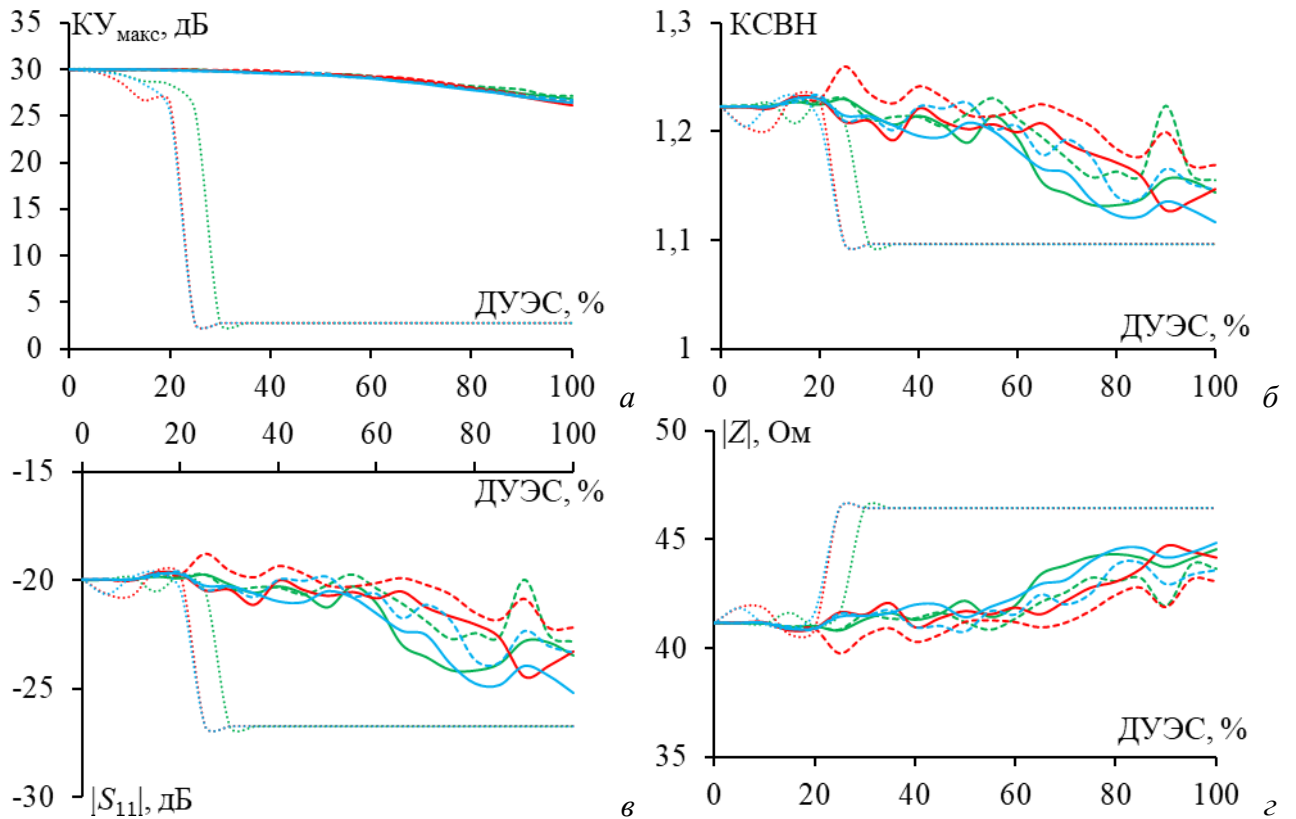


Рисунок 4.104 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 11 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

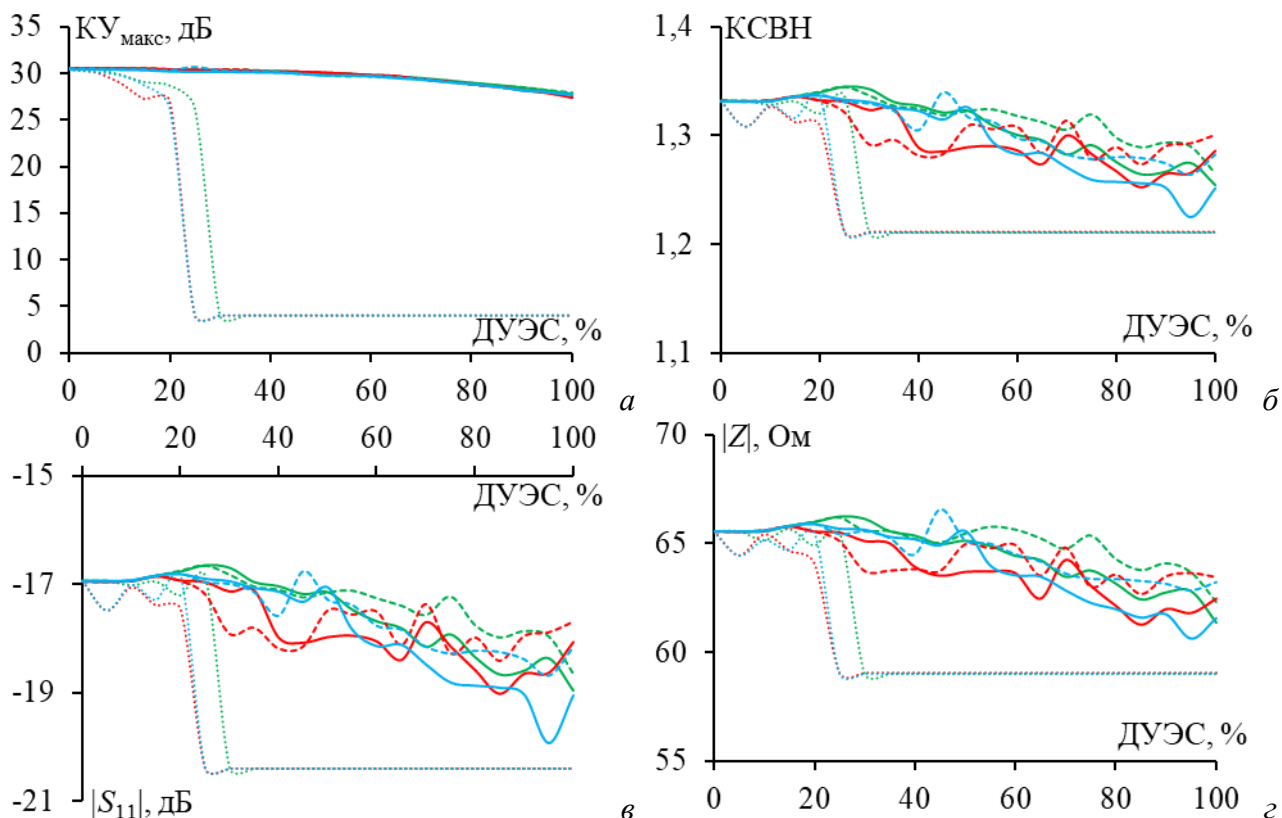


Рисунок 4.105 – Зависимости $KU_{\max}$ (а), $KCBH$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 12 ГГц разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (····), S_3 –СБАОТС (---)

Из рисунков 4.103–4.105 видно, что при $ДУЭС < 20\%$ характеристики разреженных и исходной структур почти одинаковы. Однако при $ДУЭС > 20\%$ расхождения заметнее, особенно после УАОТС. Максимумы расхождений на различных частотах для каждой разреженной структуры показывают, что они наименьшие обычно на самой низкой частоте в рабочем диапазоне (жирные в таблице 4.38): их 17 на 10 ГГц, 7 на 11 ГГц и 12 на 12 ГГц. При сравнении разреженных структур на одной и той же частоте (курсив в таблице 4.38) видно, что на частоте 10 ГГц расхождения минимальны для S_1 (2 раза) и S_3 (6 раз), на 11 ГГц – S_1 (5 раз) и S_2 (3 раза), а 12 ГГц – S_1 (5 раз), S_2 (2 раза) и S_3 (1 раз). В целом, S_1 постоянно дает наименьшие расхождения от исходной, причем 12 раз на всех частотах.

Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после различных аппроксимаций показывает, что максимальные расхождения наименьшие при СБАОТС (подчеркнуты в таблице 4.38). Это также подтверждают рисунки 4.103–4.105, где СБАОТС даёт не только меньшие расхождения характеристик с исходной, но и меньшую зависимость от ДУЭС. При сравнении результатов на всех частотах для всех структур расхождения минимальны после СБАОТС (красные в таблице 4.38). Это доказывает, что СБАОТС лучше сохраняет характеристики исходной антенны, чем АОТС и УАОТС, поскольку ПС непрерывна. Однако СБАОТС даёт разреженные ПС с большими массой и вычислительными затратами для последующего моделирования. Надо учитывать это при выборе подхода.

Далее разреженные структуры в рабочем диапазоне частот анализировались при ДУЭС=20%. На рисунке 4.106 показаны разреженные структуры S_1 , S_2 , S_3 , после АОТС и её модификаций. Видно, что АОТС даёт несколько свободных проводов (рисунки 4.106а, г, ж). Однако УАОТС устраняет их (рисунки 4.106б, д, з), а СБАОТС восстанавливает провода, соединяющие свободные провода с ПС (рисунки 4.106в, е, и). Более того, видно, что S_1 , S_2 и S_3 мало различаются при применении одного и того же подхода. Это приводит к малым различиям между этими структурами по уменьшению массы антенны, памяти и времени для последующего моделирования, по сравнению с исходной ПС или сплошной моделью антенны. В таблице 4.39 приведены данные по числу проводов для каждой структуры и уменьшению массы, памяти и времени моделирования.

Таблица 4.39 – Число проводов в разреженных структурах и их улучшения по сравнению с исходной

Разреженные структуры		Число проводов	Уменьшение		
			Масса	Память	Время
S_1	АОТС	6223	1,34	1,80	2,42
	УАОТС	5583	1,50	2,24	3,35
	СБАОТС	6239	1,34	1,79	2,40
S_2	АОТС	6101	1,37	1,87	2,57
	УАОТС	4693	1,78	3,17	5,64
	СБАОТС	6131	1,36	1,86	2,53
S_3	АОТС	6046	1,38	1,91	2,64
	УАОТС	4352	1,92	3,68	7,07
	СБАОТС	6088	1,37	1,88	2,58

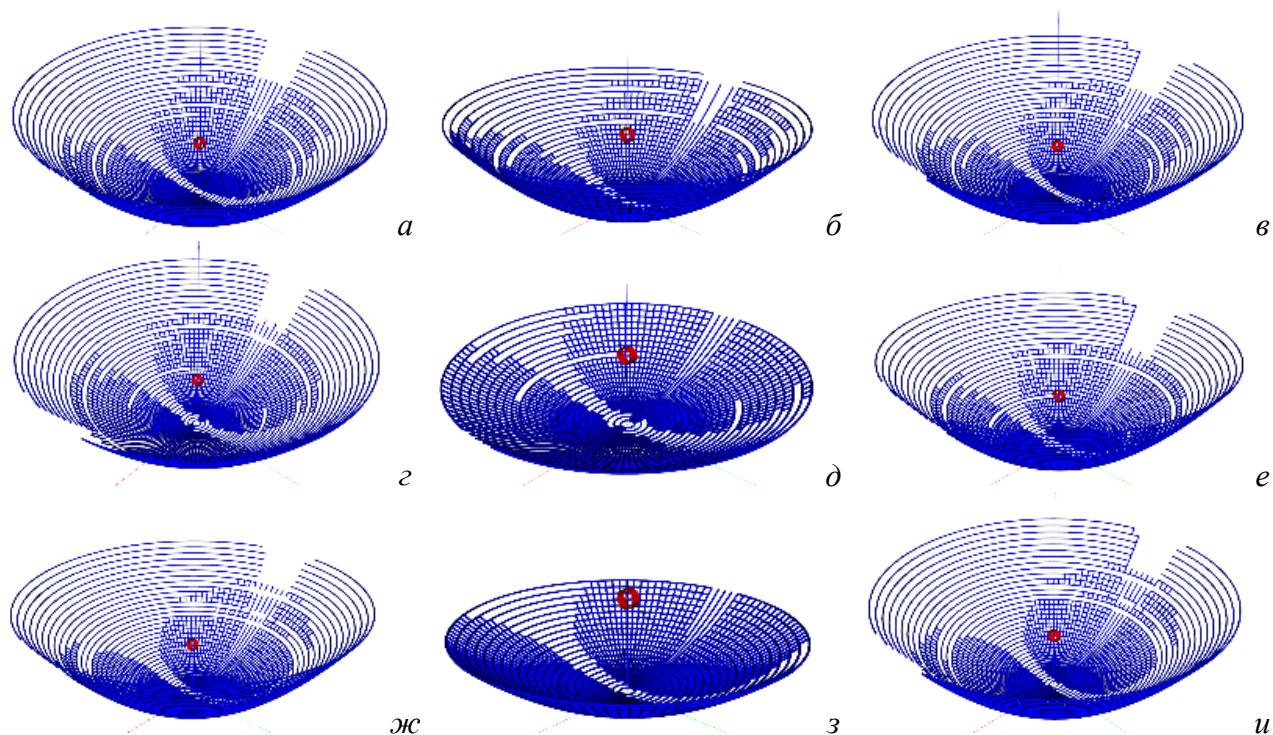


Рисунок 4.106 – Разреженные структуры из ПС для рефлекторной антенны после АОТС (а, г, ж), УАОТС (б, д, з) и СБАОТС (в, е, и) при ДУЭС=20%: S_1 (а, б, в), S_2 (г, д, е) и S_3 (ж, з, и)

Из таблицы 4.39 видно, что S_3 сохраняет минимум проводов после аппроксимаций, что максимально уменьшает её массу и затраты на моделирование. Однако нужен анализ характеристик разреженных структур в рабочем диапазоне частот. Их $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ сравнены между собой и исходной ПС в диапазоне частот 10–12 ГГц (рисунок 4.107). В таблице 4.40 приведены максимальные расхождения. Кроме того, ДН разреженных структур из ПС после различных аппроксимаций рассматриваются на частоте 11 ГГц в E и H плоскостях. Эти ДН сравниваются друг с другом и с ДН исходной ПС (рисунок 4.108).

Таблица 4.40 – Максимальные расхождения характеристик разреженных антенн и исходной ПС в диапазоне 10–12 ГГц

Разреженные структуры		Максимальные расхождения			
		$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
S_1	АОТС	0,11	0,010	0,56	0,42
	УАОТС	1,77	0,023	1,29	0,84
	СБАОТС	0,12	0,013	0,37	0,59
S_2	АОТС	0,30	0,014	0,63	0,54
	УАОТС	3,47	0,032	0,85	1,48
	СБАОТС	0,28	0,016	0,61	0,70
S_3	АОТС	0,22	0,021	0,89	0,71
	УАОТС	4,40	0,020	0,57	0,68
	СБАОТС	0,18	0,016	1,05	0,48

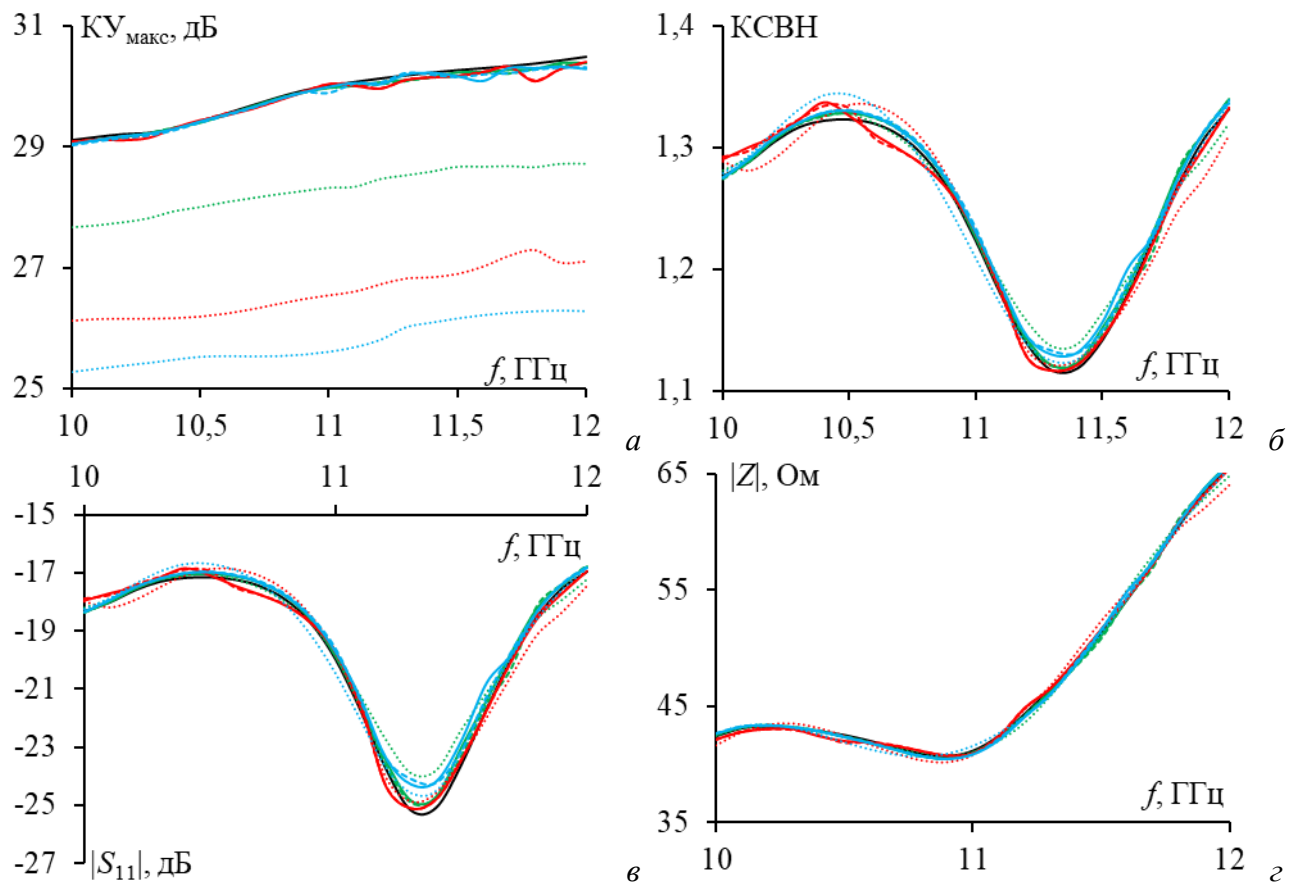


Рисунок 4.107 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (г) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=20%: S_1 –АОТС (---), S_1 –УАОТС (···), S_1 –СБАОТС (- · -), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (···), S_2 –СБАОТС (- · -), S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (···), S_3 –СБАОТС (- · -)

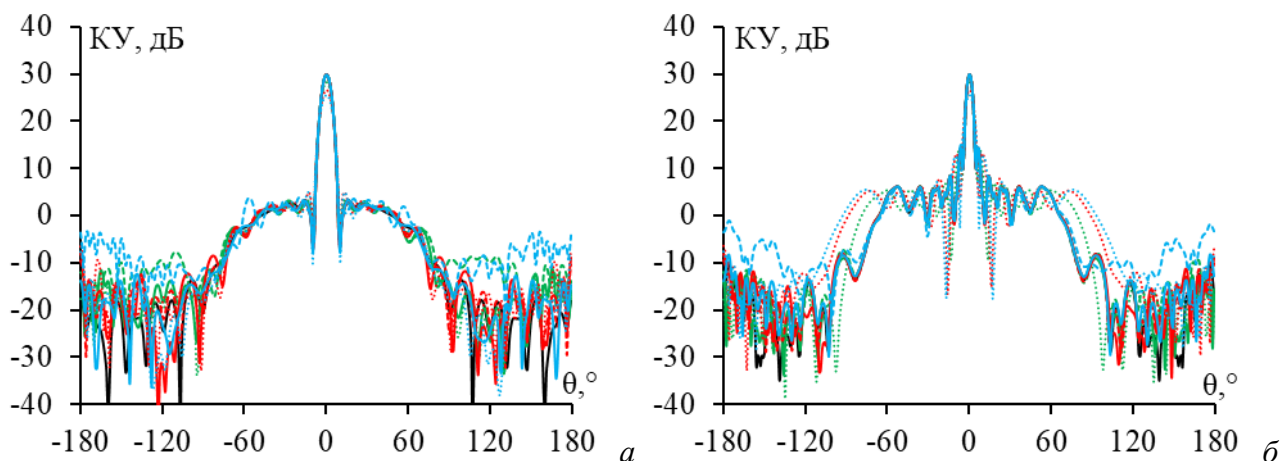


Рисунок 4.108 – Полученные ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 11 ГГц исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=20%: S_1 –АОТС (---), S_1 –УАОТС (···), S_1 –СБАОТС (- · -), S_2 –АОТС (- -), S_2 –УАОТС (···), S_2 –СБАОТС (- · -), S_3 –АОТС (---), S_3 –УАОТС (···), S_3 –СБАОТС (- · -)

Из рисунка 4.107 видно, что характеристики разреженных и исходной структур слабо расходятся в рабочем диапазоне частот. Расхождение максимально после УАОТС. В частности, $KУ_{\max}$ для S_1 постоянно выше, чем для других разреженных структур после УАОТС. При этом КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных и исходной структур хорошо согласуются.

Рисунок 4.108 показывает, что ДН разреженных после АОТС и СБАОТС и исходной структур почти совпадают в основном направлении излучения. Однако в некоторых боковых направлениях излучения есть малые расхождения. В отличие от этого, УАОТС даёт большие расхождения как в основном, так и в боковых направлениях излучения, но они приемлемы, учитывая уменьшения массы и затрат на моделирование после УАОТС.

Максимальные расхождения для одного и того же подхода из таблицы 4.40 показывают, что S_1 обычно даёт наименьшие расхождения после АОТС и СБАОТС, тогда как S_3 – после УАОТС (жирные в таблице 4.40). Следовательно, целесообразно создавать разреженные антенны из ПС на более низких частотах рабочего диапазона, поскольку они ближе по характеристикам к исходной ПС.

Таким образом, металлическая поверхность рефлекторной антенны X -диапазона, аппроксимировалась с помощью ПС, с анализом влияния выбора частоты на разреженные структуры после АОТС и её модификаций. Характеристики антенны из ПС сравнивались с экспериментальными для прототипа сплошной металлической антенны. Хорошее согласование подтвердило эффективность применения ПС структуры вместо сплошной антенны. Различные разреженные структуры получались после АОТС, УАОТС и СБАОТС на основе различных распределений тока в ПС на разных частотах. Их характеристики в зависимости от ДУЭС сравнивались с характеристиками исходной структуры на определенных частотах. Получена хорошая согласованность. На более низких частотах в рабочем диапазоне характеристики разреженных антенн меньше зависят от ДУЭС по

сравнению с более низкими частотами. Разреженные структуры, созданные на основе распределений тока на самых низких частотах в рабочем диапазоне, демонстрировали наименьшие расхождения характеристик от исходной ПС с ростом ДУЭС. Анализ показал, что СБАОТС наиболее эффективна для создания разреженных структур с характеристиками, близкими к характеристикам исходной антенны, и менее зависима от ДУЭС. Однако АОТС и УАОТС больше уменьшают массу антенны и вычислительные затраты. Сравнены и разреженные структуры из ПС, созданные с помощью различных аппроксимаций при определенном ДУЭС. Их характеристики и исходной ПС сравнивались в рабочем диапазоне частот.

Полученные результаты продемонстрировали, что разреженные структуры из ПС, особенно созданные на основе распределения тока на низких частотах рабочего диапазона, обеспечивают минимальные расхождения в характеристиках антенны по сравнению с исходной ПС, а также способствуют уменьшению массы и затрат для моделирования.

4.6 Скрытые разреженные антенны

На основе рассмотренных выше АОТС и её модификаций можно сформулировать простую методику получения новых антенных структур. Она состоит из таких этапов:

1. Преобразование поверхности исходной антенны в ПС.
2. АОТС.
3. Соединяющая АОТС.

Выполнение этапов позволяет создать новые скрытые антенны с требуемыми характеристиками. Методика позволяет более эффективно подходить к проектированию антенн, сокращая вычислительные затраты, необходимые для моделирования и оптимизации.

На примере конической рупорной антенны можно проследить, как каждый этап методики позволяет сделать исходную антенну более скрытой. Так, на этапе 1 исходная поверхностная антенна преобразуется в ПС (рисунок 4.109а), похожую на корзину, которая хорошо работает в качестве антенны. Стоит отметить, что вычислительные затраты на анализ распределения тока антенны тонкопроводной аппроксимацией (используемого здесь) обычно ниже затрачиваемых на анализ поверхностного распределения тока. На этапе 2 ПС структуры на рисунке 4.109а после АОТС становится значительно более разреженной и непохожей на предыдущую антенну, как показано на рисунке 4.109б. Получить характеристики новой структуры, излучающей аналогично предыдущей, можно только одним дополнительным, причем менее затратным, расчетом. В заключение, на этапе 3 можно убедиться, что все провода соединены с основной антенной. В свою очередь, благодаря этому она похожа на сухой куст (рисунок 4.109в).

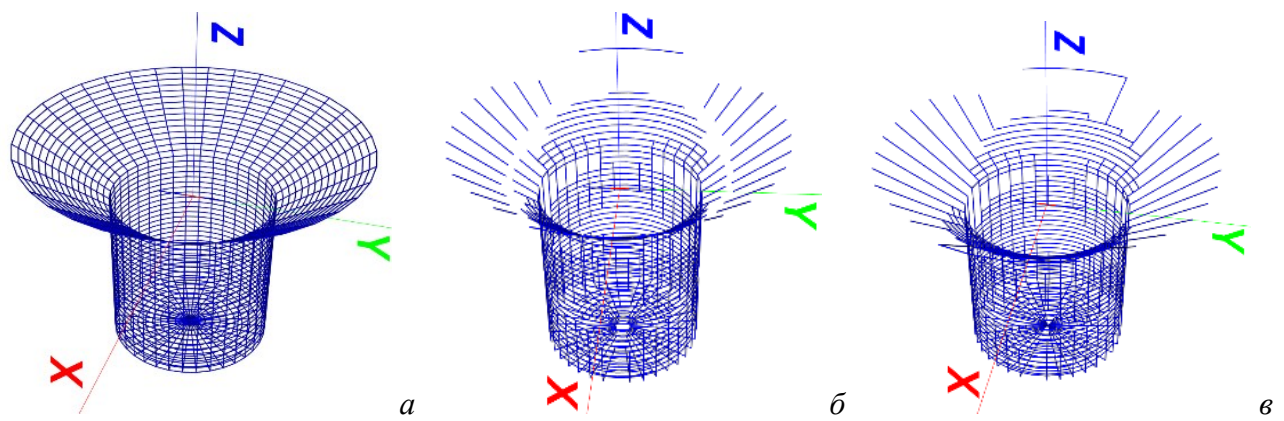


Рисунок 4.109 – Конические рупорные антенны из ПС (а) и после АОТС (б) и САОТС (в)

4.7 Основные результаты раздела

Разработан программный модуль с ГИП для моделирования рупорных антенн посредством ПС. Описаны его возможности. Разработан программный модуль с ГИП для создания разреженных структур из ПС рупорной антенны в системе TUSUR.EMC. Его работоспособность показана на примере рупорной антенны из литературы. Разреженные антенны создавались с помощью АОТС при различных ДУЭС. Основные характеристики разреженных структур показаны с помощью ГИП. Благодаря ГИП можно быстро проанализировать, оценить и выбрать разреженную структуру по требованиям.

Разработан и апробирован оптимизационный алгоритм на основе АОТС для создания разреженных структур из ПС, удовлетворяющих заданным критериям в рабочем диапазоне частот. Алгоритм детализирован, а на примере рупорной антенны разработан компьютерный код с удобным ГИП, верифицированный применением к рупорной антенне, работающей в К/Ка-диапазоне.

Верифицированы результаты АОТС на примере перфорированной рупорной антенны в различных САПР. Сравнение показало преимущество TUSUR.EMC (более высокие значения $KU_{\text{макс}}$, а также более узкая ШЛ и более низкий УБЛ) над результатами MMANA-GAL и 4NEC2. Однако различия малы, и результаты хорошо согласуются в целом.

Представлен анализ выбора частот, на которых генерируются разреженные структуры после АОТС, УАОТС и СБАОТС. Их характеристики в зависимости от ДУЭС сравнивались с характеристиками исходной ПС на определенных частотах. Анализ показал, что СБАОТС наиболее эффективна для создания разреженных структур с характеристиками почти как у исходной антенны и менее зависима от ДУЭС, но АОТС и УАОТС больше уменьшают массу антенны и вычислительные затраты. Сравнены и разреженные структуры из ПС, созданные с помощью различных аппроксимаций при определенном ДУЭС. Их характеристики и исходной ПС сравнены в рабочем диапазоне частот и даны рекомендации по выбору подходящих частот для каждой конкретной антенны при создании разреженных структур.

5. СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ

Здесь представлена методика на основе АОТС и её модификаций для создания реальных разреженных антенн. Приводятся формулы для расчета массы антенн, а также действующей на них силы ветра. Описано преобразование сплошной рупорной антенны в ПС, её изготовление и сравнение их характеристик. Показаны результаты применения АОТС и её модификаций с разными ДУЭС к исходной ПС для создания реальных разреженных структур из ПС. Их эффективность проверяется путем сравнения экспериментальных результатов с результатами исходной ПС. Материал данного раздела описан в [413,414]. Поданы заявки на изобретения: полную [415] и разреженную [416] ПС антенны.

5.1 Методика создания разреженных антенн из проводной сетки

Для создания реальных разреженных антенн из ПС с характеристиками, удовлетворяющими конкретным требованиям, с небольшими затратами можно использовать простую методику из следующих шагов:

1. Точная аппроксимация поверхности сплошного металла с помощью ПС путем моделирования. Некоторые параметры могут быть отрегулированы для достижения характеристик антенны, схожих с характеристиками сплошной структуры. Регулируются размер ячейки, радиус провода, длина и радиус источника возбуждения.

2. Создать реальную антенну из ПС на основе результатов моделирования. Сравнить экспериментальные результаты антенны из ПС с результатами её моделирования, а также с результатами моделирования и эксперимента для сплошной структуры.

3. Применить АОТС к исходной ПС для создания разреженных структур путем моделирования. При появлении свободных проводов, для создания непрерывных разреженных ПС можно применить предложенные модификации АОТС.

4. На основе результатов моделирования последовательно создавать разреженные ПС с изменением ДУЭС от малых до больших значений и измерять их характеристики. Сравнить характеристики разреженных и исходной ПС. По конкретным требованиям выбрать подходящий ДУЭС.

Данная методика может быть применена ко всем типам традиционных антенн, работающих в различных частотных диапазонах. Кроме того, масса антенны и сила ветра (F_{wind}), действующая на антенную структуру, могут быть предварительно рассчитаны. Масса антенны (M) рассчитывается из объема (V) и плотности (ρ) металла, из которого изготовлена антенна. Объем сплошной структуры (V_{solid}) определяется из площади поверхности (S_{solid}) и толщины (t) металлической пластины. S_{solid} рупорной антенной структуры определяется в соответствии с её геометрическими параметрами, такими как длина (a_1), ширина (b_1) и

высота (l_1) регулярной части и длина (a_2), ширина (b_2) и высота (l_2) нерегулярной части. При этом объем структуры из ПС с N проводами (V_{WG}) определяется общей длиной (l) всех проводов и их радиусом (a). Кроме того, ПС применима в различных погодных условиях, таких как дождь и ветер. Она позволяет легко пропускать дождевую воду, а также гораздо меньше подвержена воздействию ветра, чем сплошные металлические структуры. Сила ветра F_{wind} , действующая на антенную структуру, зависит от давления ветра (P_{wind}) и площади поверхности структуры. Площадь поверхности ПС (S_{WG}) зависит от общей длины всех проводов и их радиуса. Давление ветра определяется уравнением Бернулли и зависит от скорости ветра (v_{wind}) и плотности воздуха (ρ_{air}). Используя следующие формулы, можно рассчитать и сравнить массу антенны и силу ветра, действующую на неё, для сплошной структуры, исходной и разреженной ПС:

$$M=V\rho, \quad (5.1)$$

$$V_{solid}=tS_{solid}, \quad (5.2)$$

$$S_{solid-horn}=a_1b_1+2l_1(a_1+b_1)+(a_1+a_2)(l_2^2+0,5(b_2-b_1)^2)^{0,5}+(b_1+b_2)(l_2^2+0,5(a_2-a_1)^2)^{0,5}, \quad (5.3)$$

$$V_{WG}=\sum_{i=1}^N \pi l_i a_i^2, \quad (5.4)$$

$$F_{wind}=SP_{wind}, \quad (5.5)$$

$$S_{WG}=\sum_{i=1}^N 2l_i a_i, \quad (5.6)$$

$$P_{wind}=0,5v_{wind}^2\rho_{air}. \quad (5.7)$$

5.2 Рупорная антенна из проводной сетки

Для создания реальных разреженных структур из ПС на основе предложенной методики использовалась рупорная антенна из [353]. Её параметры рассчитаны для работы в UHF-диапазоне с центральной частотой 0,915 ГГц и представлены в таблице 5.1. Исходя из них регулярная часть антенны разделена на N_{RX} , N_{RY} и N_{RZ} частей, а нерегулярная – на N_{IX} , N_{IY} и N_{IZ} вдоль осей OX, OY и OZ соответственно (таблица 5.2). Всего для преобразования сплошной поверхности в ПС использовано 1062 соединенных между собой медных провода с радиусом a . Для возбуждения антенны медный провод длиной (l_s) и радиусом (a_s), расположенный в центре волновода на расстоянии d от его закрытой поверхности, непосредственно соединяется с нижней частью регулярной части вдоль оси OY. При моделировании провод возбуждения представлен 5 сегментами, в то время как каждый из остальных проводов сетки представлен 1 сегментом. В реальной ПС использовался соединитель SMA 50 Ом для соединения ПС и провода возбуждения. Сплошная и ПС структуры рупорной антенны UHF-диапазона показаны на рисунке 5.1.

Таблица 5.1 – Геометрические параметры (мм) рупорной антенны

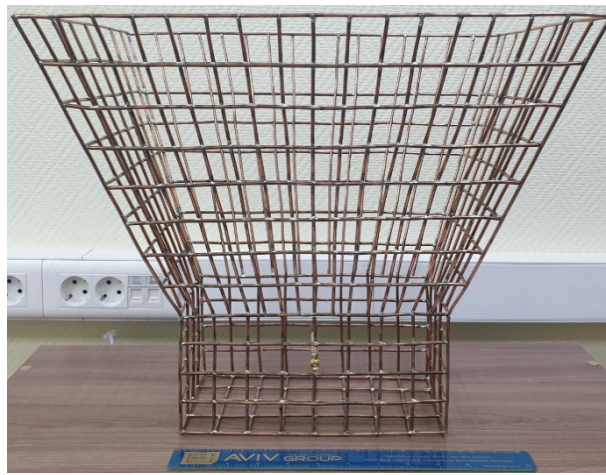
a_1	b_1	l_1	a_2	b_2	l_2
240	120	110	450	320	250

Таблица 5.2 – Параметры рупорной антенны из ПС

N_{RX}	N_{RY}	N_{RZ}	N_{IX}	N_{IY}	N_{IZ}	a , мм	l_s , мм	a_s , мм	d , мм
8	4	4	16	8	8	1,5	65,6	3,5	67,5



а



б

Рисунок 5.1 – Рупорная антенна со сплошной (а) и ПС (б) структурами

Для настройки измерений дипольная антенна UHF-диапазона была размещена на расстоянии 4 м от рупорной антенны, чтобы обеспечить условия дальнего поля. Характеристики антенны измерялись векторным анализатором цепей серии Р4М-18 в безэховой камере, для повышения точности (рисунок 5.2). Р4М-18 предназначен для измерения S-параметров от 10 МГц до 20 ГГц с высокой точностью (пределы допускаемой абсолютной погрешности измерения $|S_{11}|$ от $\pm 0,01$ до $\pm 0,055$ дБ, а $|S_{21}|$ – от $\pm 0,5$ до $\pm 2,5$ дБ). $|S_{11}|$, КУ_{макс} и ДН, полученные при моделировании и экспериментально для сплошной и ПС рупорных антенн, сравнены между собой (рисунки 5.3 и 5.4).

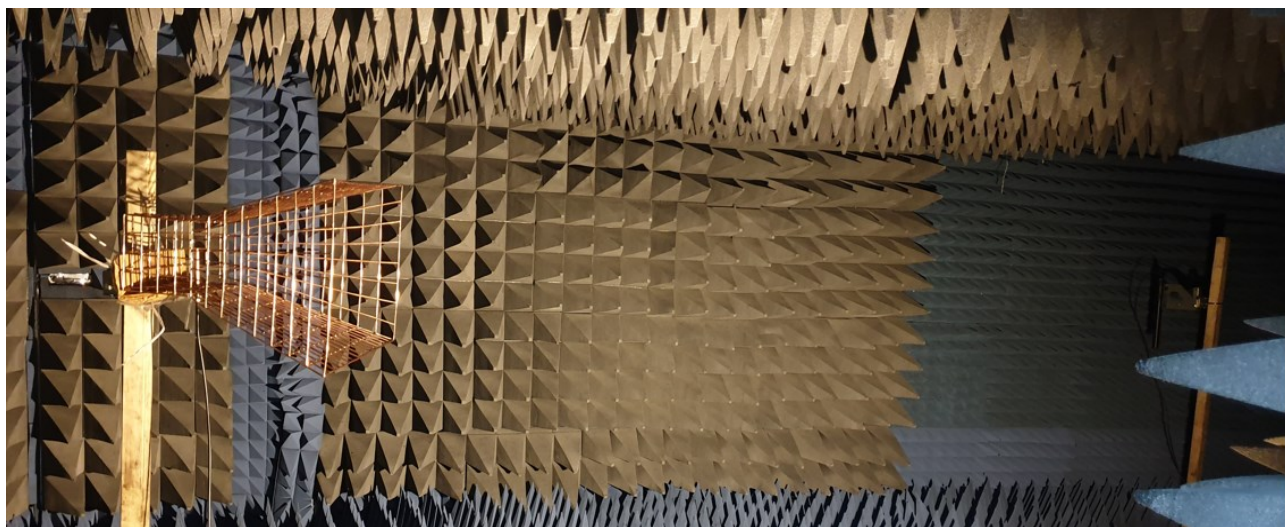


Рисунок 5.2 – Измерение характеристик рупорной антенны из ПС в безэховой камере

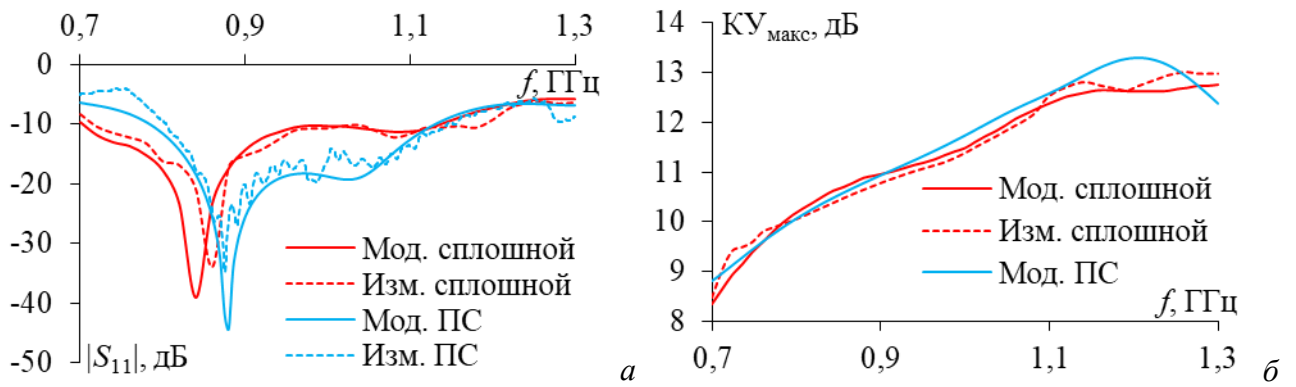


Рисунок 5.3 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\text{макс}}$ (б), полученные экспериментально и численно для ПС и сплошной [353] структур

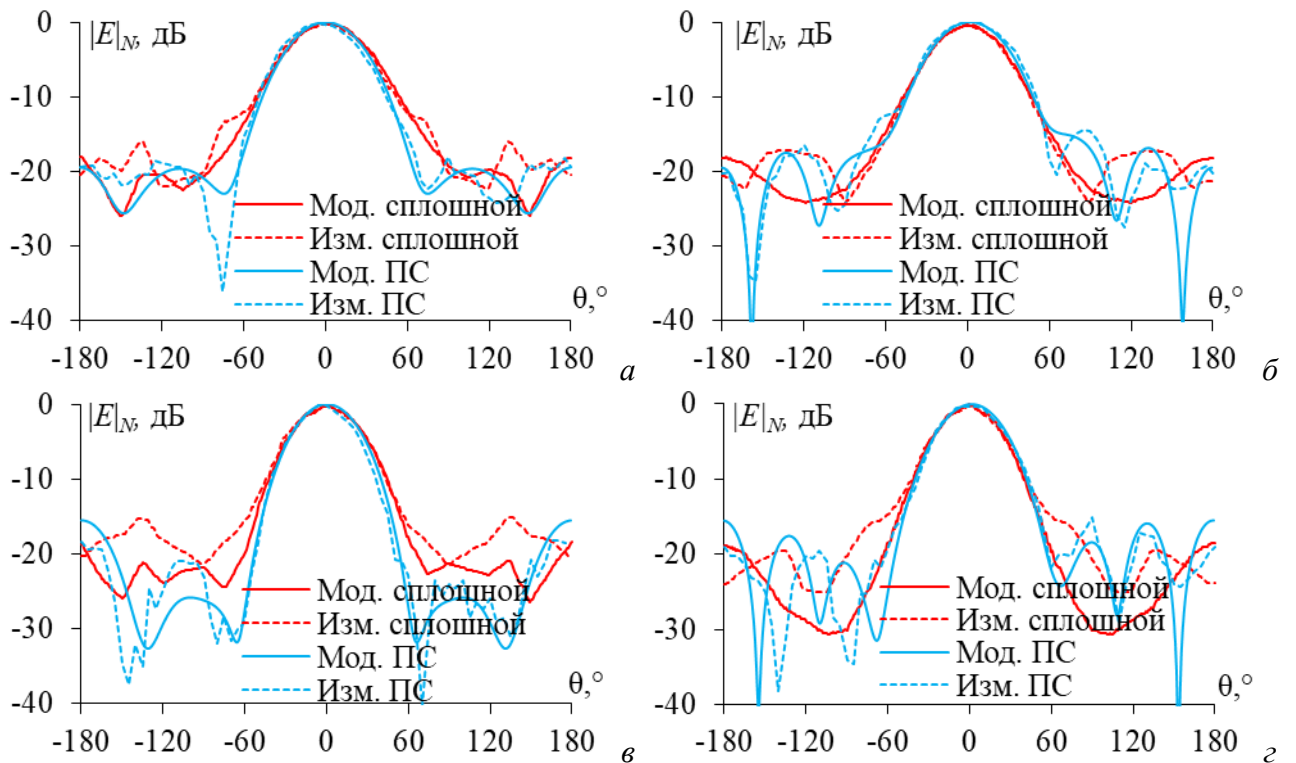


Рисунок 5.4 – ДН в E и H плоскостях на частотах 0,85 (а, б) и 1 (в, г) ГГц, полученные численно и экспериментально для сплошной [353] и ПС структур

Сравнение $|S_{11}|$ показало, что результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными для структуры из ПС. В частности, резонансные частоты, полученные моделированием и экспериментом для структуры из ПС, составляют 0,88 ГГц и 0,876 ГГц, соответственно. Полосы пропускания ($|S_{11}| < 10$ дБ) при моделировании и эксперименте одинаковы: 0,35 ГГц (0,78–1,13 ГГц для моделирования и 0,80–1,15 ГГц для эксперимента). Сравнивая $|S_{11}|$ структуры из ПС со сплошной, можно отметить, что резонансная частота ПС выше и ближе к центральной частоте. Кроме того, в диапазоне частот 0,9–1,1 ГГц $|S_{11}|$ структуры из ПС значительно ниже, чем у сплошной (около 5 дБ). Это демонстрирует хорошую согласованность импеданса структуры из ПС в этом диапазоне частот. Сравнение $KU_{\text{макс}}$ показывает хорошее согласие между структурой из ПС и сплошной. Можно заметить,

что $KU_{\text{макс}}$ для структуры из ПС в диапазоне частот 0,9–1,25 ГГц немного выше, чем для сплошной. Сравнение ДН на основных частотах также показывает хорошее согласие между результатами ПС и сплошной структуры в основном направлении излучения. В боковых направлениях излучения результаты для структуры из ПС немного ниже, чем для сплошной. В целом, результаты ПС и сплошной структуры хорошо согласуются. Структура из ПС может быть использована в некоторых приложениях для замены сплошных структур и создания разреженных структур из ПС.

5.3 Сравнение результатов моделирования разреженных рупорных антенн

Разреженные структуры, полученные после применения АОТС и её модификаций, зависят от распределения тока в исходной ПС, показанной на рисунке 5.5. Очевидно, что ток, в основном, концентрируется вблизи места расположения возбуждающего провода. Следовательно, точка соединения провода возбуждения и структуры из ПС выбрана в качестве основной для подключения всех проводов в полученной разреженной структуре. Кроме того, провода, непосредственно соединенные с проводом возбуждения, имеют более высокие модули тока по сравнению с проводами, удаленными от источника. Поэтому модуль тока на каждом проводе нормируется по среднему модулю тока в структуре из ПС.

Число проводов в структуре из ПС после АОТС и её модификаций зависит от ДУЭС. Однако оно варьируется в зависимости от них. Это влияет на уменьшение массы антенны, затрат памяти и времени моделирования (при использовании разреженной структуры вместо исходной), которые также различаются. Зависимости этих величин от ДУЭС после АОТС и её модификаций показаны на рисунке 5.6. Видно, что при высоких ДУЭС число проводов после МТАОТС несколько выше. Следовательно, уменьшение массы антенны, памяти и времени после МТАОТС чуть меньше. Это объяснимо тем, что МТАОТС восстанавливает провода для соединения свободных проводов со структурой по пути наибольшего тока.

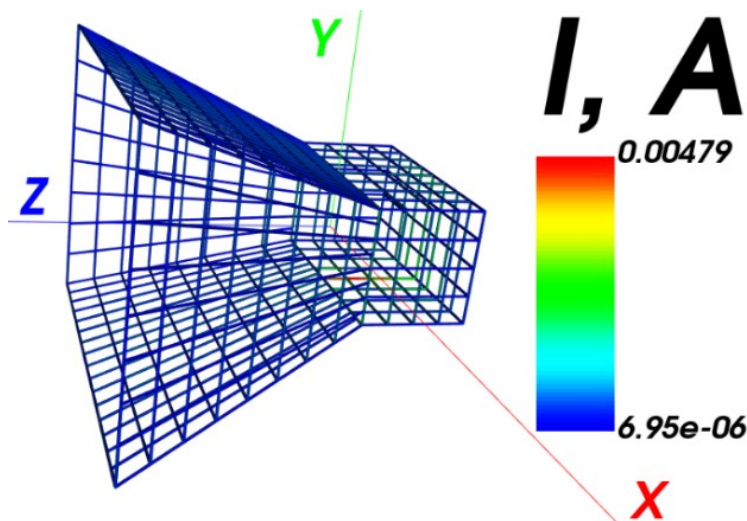


Рисунок 5.5 – Исходная структура из ПС с распределением тока по проводам

Изменение числа проводов в ПС влияет на характеристики разреженных ПС. $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных структур после аппроксимаций сравниваются с характеристиками исходной ПС (ДУЭС=0%) на центральной частоте 0.915 ГГц (рисунок 5.7). Максимальные расхождения в характеристиках разреженных ПС по сравнению с исходной приведены в таблице 5.3.

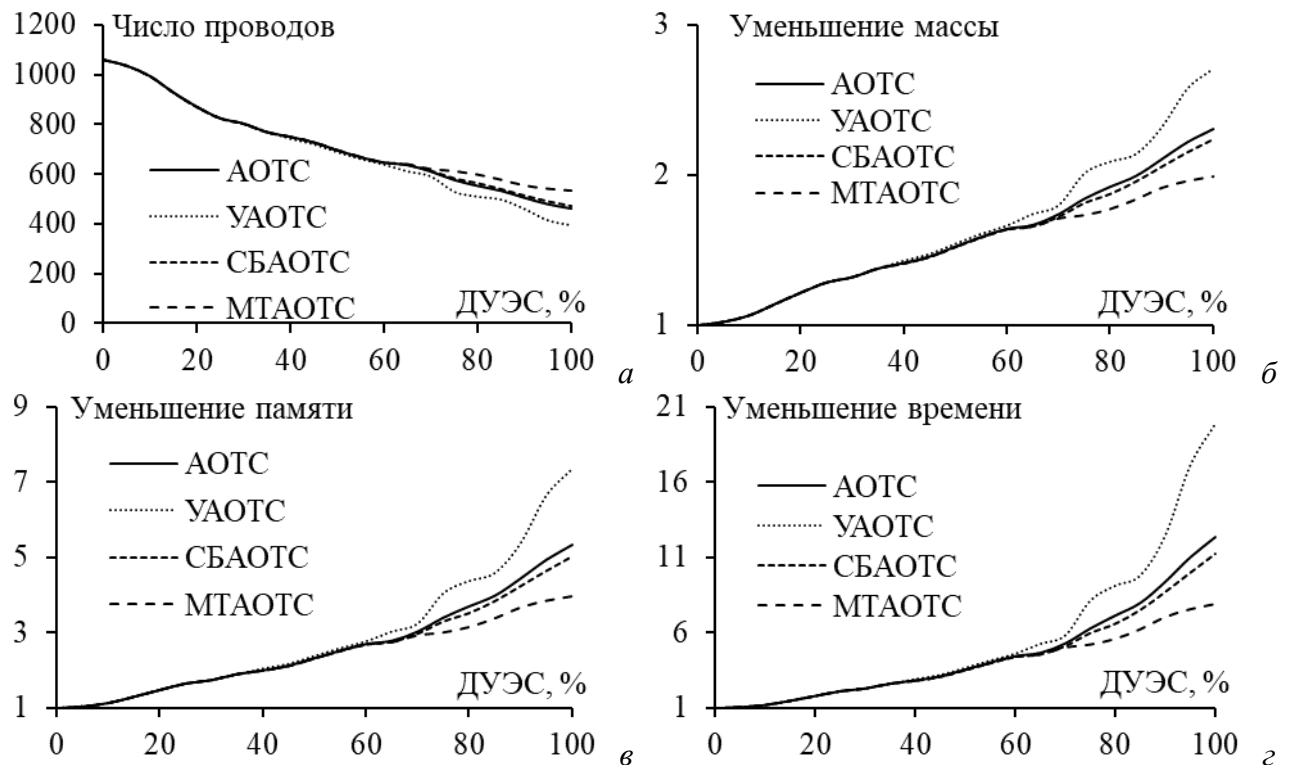


Рисунок 5.6 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (а) и уменьшения массы антенны (б), требуемой памяти (в) и времени (г) для последующего моделирования после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС

Из рисунка 5.7, видно, что при ДУЭС<40% характеристики разреженных и исходной структур отличаются мало. Однако с ростом ДУЭС они более заметны. Структуры после МТАОТС меньше всего зависят от ДУЭС, сохраняя характеристики исходной структуры. Далее следуют СБАОТС, АОТС и УАОТС, соответственно. Таблица 5.3 дополнительно подтверждает эти выводы, показывая, что минимумы максимального расхождения (выделены жирным) достигаются после МТАОТС и СБАОТС. В частности, эти минимумы по $KU_{\text{макс}}$ и $|Z|$ наблюдаются для МТАОТС, а по КСВН и $|S_{11}|$ – для СБАОТС.

Эффективность разреженных структур в рабочем диапазоне частот оценена для ДУЭС=80%. Разреженные структуры после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС показаны на рисунке 5.8. В разреженной структуре после АОТС обнаруживается несколько свободных проводов в ПС (рисунок 5.8а). В отличие от этого, на рисунке 5.8б показано, что этих свободных проводов нет в разреженной структуре после УАОТС. На рисунке 5.8в показана разреженная структура после СБАОТС, в которой восстановлены провода для соединения свободных проводов с основной ПС.

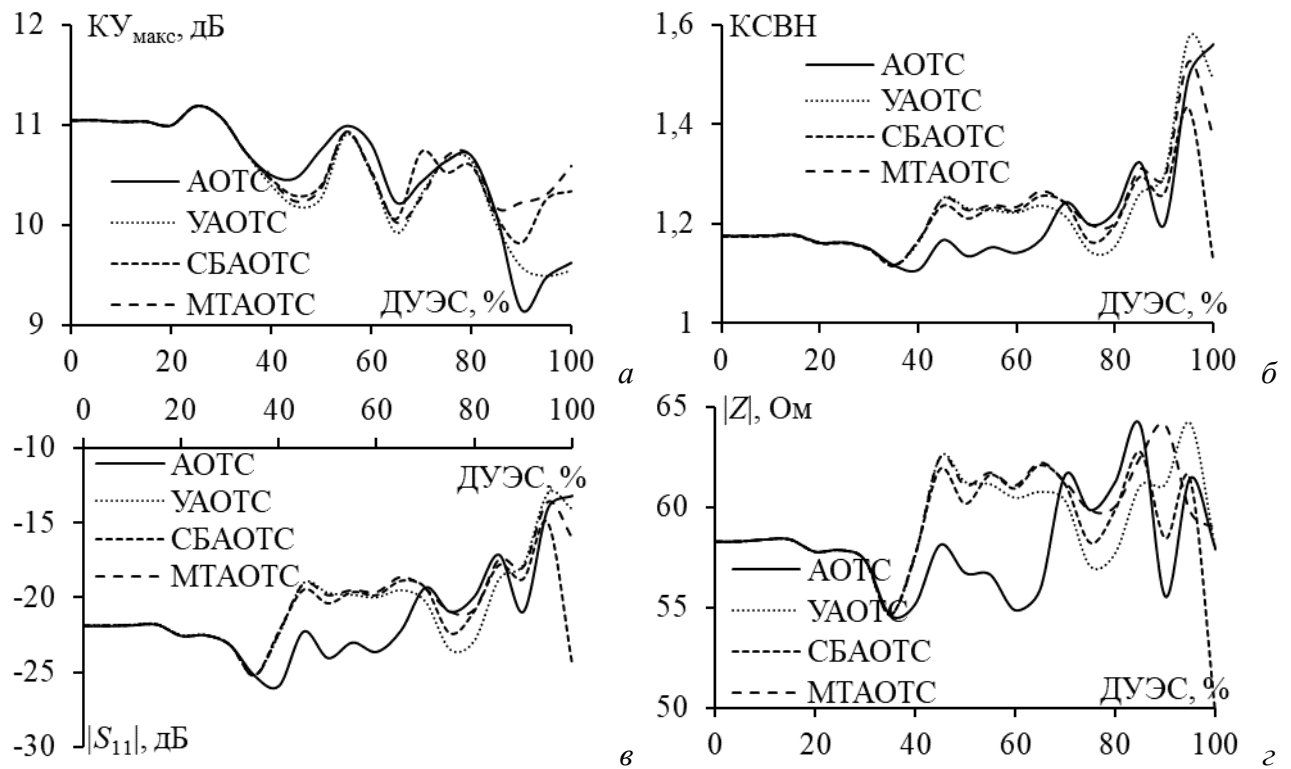


Рисунок 5.7 – Зависимости KU_{max} (а), KCBH (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (г) от ДУЭС после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС на частоте 0,915 ГГц

Таблица 5.3 – Сравнение характеристик разреженных и исходной ПС рупорной антенны

Разреженная структура	Максимальное расхождение			
	KU_{max} , дБ	KCBH	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
АОТС	1,90	0,39	8,70	5,81
УАОТС	1,55	0,40	8,84	5,91
СБАОТС	1,23	0,26	6,90	8,58
МТАОТС	1,02	0,35	8,24	5,79

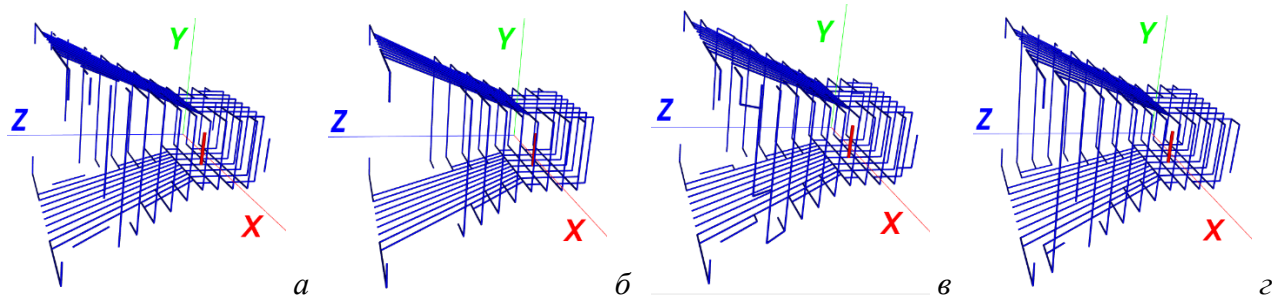


Рисунок 5.8 – Разреженные ПС рупорной антенны после АОТС (а), УАОТС (б), СБАОТС (в) и МТАОТС (г) при ДУЭС=80%

Распределение тока в ПС (рисунок 5.5) показывает, что вдоль узкой стенки рупорной антенны из ПС ток течет, в основном, вдоль оси ОУ, а широкой – ОZ. Следовательно, в разреженной структуре после МТАОТС восстановлены провода для соединения свободных проводов со основной структурой, согласно путям тока (рисунок 5.8г).

Разреженные структуры из ПС демонстрируют, что каждая АОТС функционирует в соответствии со своими базовыми принципами. Кроме того, число проводов в структурах изменяется в зависимости от используемой аппроксимации, что напрямую влияет на

уменьшение массы антенны, объема памяти и времени для последующего моделирования, по сравнению с исходной ПС. В таблице 5.4 приведено число проводов в разреженных структурах и их улучшения по сравнению с исходной ПС.

Таблица 5.4 – Число проводов в разреженных структурах и их улучшения по сравнению с исходной структурой

Разреженная структура	Число проводов	Уменьшение массы	Уменьшение памяти	Уменьшение времени
АОТС	552	1,92	3,70	7,12
УАОТС	508	2,09	4,37	9,14
СБАОТС	566	1,88	3,52	6,61
МТАОТС	599	1,77	3,14	5,57

Представленные в таблице 5.4 результаты показывают, что число проводов в разреженной структуре после МТАОТС максимально. Следовательно, уменьшение массы антенны и затрат на моделирование несколько меньше. Это объяснимо тем, что УАОТС устраняет свободные провода, а СБАОТС и МТАОТС восстанавливают провода для соединения свободных проводов и основной ПС.

Для оценки эффективности разреженных структур важно проанализировать их характеристики в рабочем диапазоне частот. Поэтому $KU_{\text{макс}}$, $K_{\text{СВН}}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для разреженных структур после АОТС и её модификаций сравнены между собой (рисунок 5.9).

Для проверки направленности разреженных структур из ПС, их ДН на частоте 0,915 ГГц сравниваются с ДН исходной ПС в плоскостях E и H (рисунок 5.10). В таблице 5.5 приведены средние расхождения в характеристиках антенн между разреженными и исходной структурами в рабочем диапазоне частот.

Представленные на рисунке 5.9 результаты показывают, что нет существенной разницы между разреженными структурами. Несмотря на то, что разницы становятся более заметными на некоторых частотах по сравнению с исходной структурой, они считаются приемлемыми, учитывая преимущества, связанные с уменьшением массы, потребления памяти и времени моделирования. Примечательно, что полученная разреженная структура после МТАОТС имеет характеристики наиболее схожие с характеристиками исходной структуры из ПС по сравнению с характеристиками других разреженных структур.

На рисунке 5.10 показано, что ДН разреженных структур, в целом, хорошо согласуются с ДН исходной структуры, особенно в основном направлении излучения. Расхождения более заметны в боковых направлениях излучения, но это вполне допустимо, поскольку основной у данной антенны является работа в основном направлении излучения.

Приведенные в таблице 5.5 результаты показывают, что наименьшие средние расхождения по сравнению с исходной структурой (выделены жирным) всегда после

МТАОТС. Сравнения, в целом, подтверждают эффективность МТАОТС для получения разреженных структур с характеристиками, как у исходной структуры.

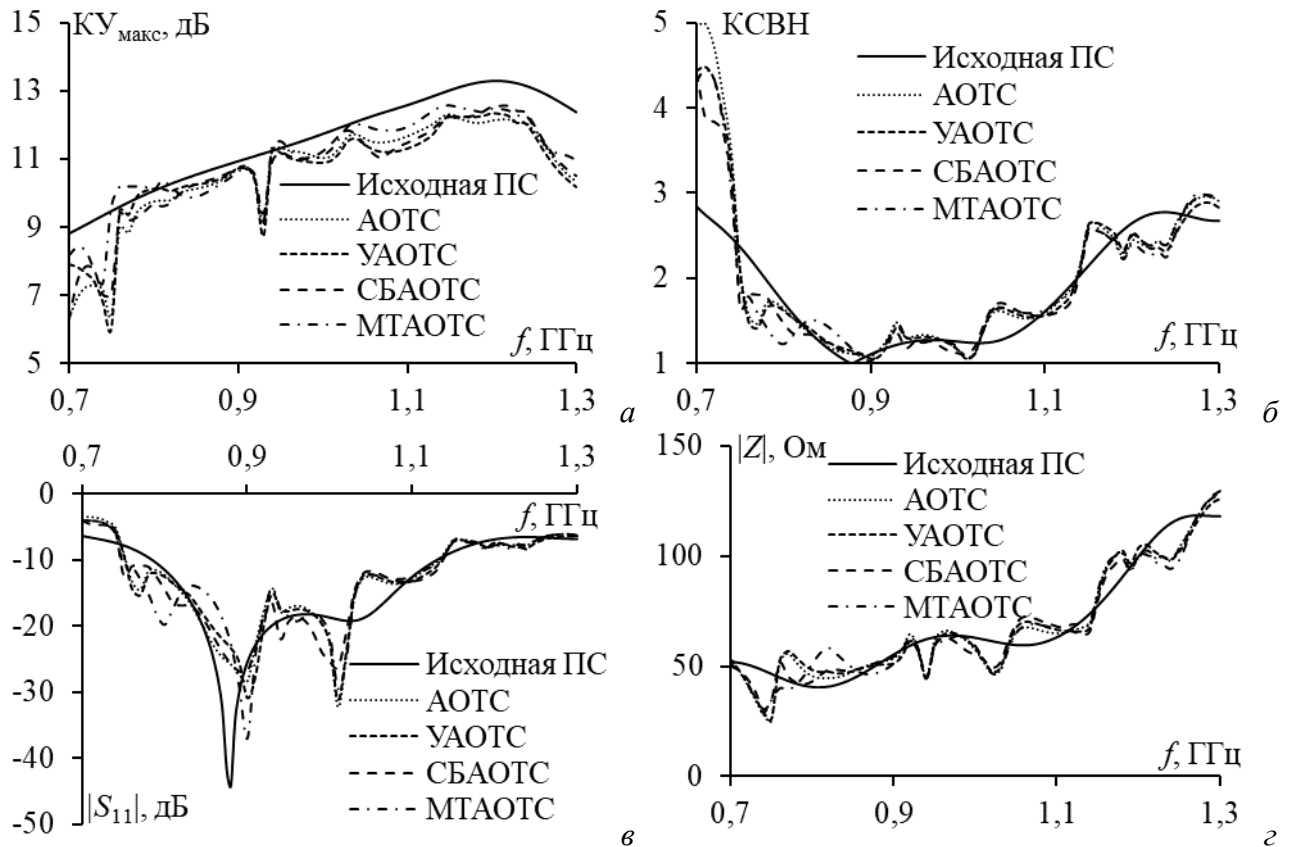


Рисунок 5.9 – Частотные зависимости KU_{max} (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (г) для исходной и разреженных ПС после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС при ДУЭС=80%

Таблица 5.5 – Средние расхождения характеристик разреженных ПС от исходной в рабочем диапазоне частот

Разреженная структура	Среднее расхождение			
	KU_{max} , дБ	$K_{\text{СВН}}$	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
АОТС	0,91	0,30	2,33	6,42
УАОТС	0,91	0,28	2,67	6,83
СБАОТС	0,86	0,26	2,48	6,18
МТАОТС	0,64	0,25	2,47	6,24

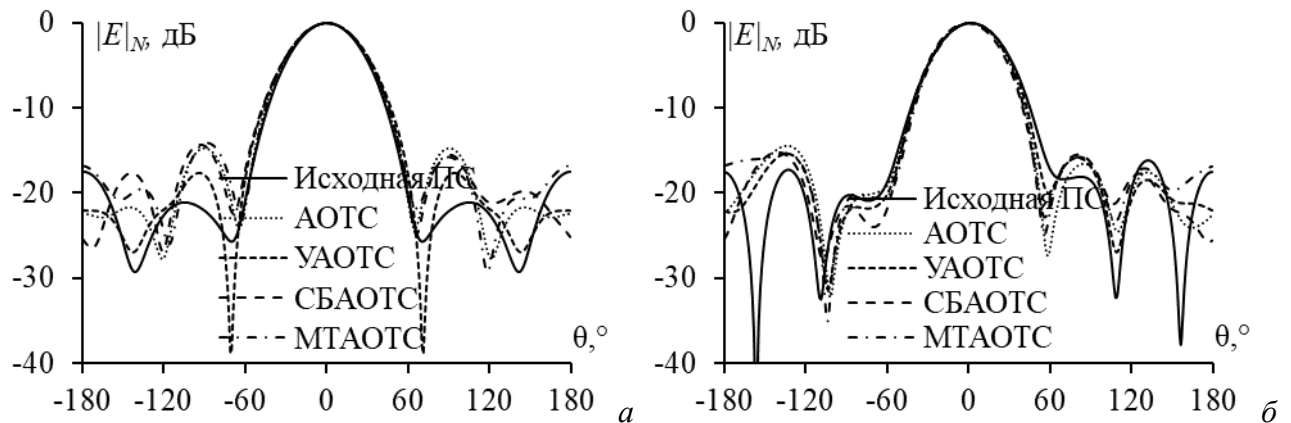


Рисунок 5.10 – ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 0,915 ГГц для исходной и разреженной ПС после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС при ДУЭС=80%

5.4 Сравнение результатов измерения разреженных рупорных антенн

На основе моделирования разреженных ПС провода в реальной исходной ПС вырезались. Для оценки влияния ДУЭС на получаемые разреженные ПС взяты ДУЭС=5, 10, 25, 40%. При ДУЭС=40% в разреженной ПС после АОТС появилось несколько свободных проводов, поэтому для их соединения с основной ПС использована МТАОТС. Разреженные ПС после АОТС и её модификации при выбранных ДУЭС, обозначены как SA_5 , SA_{10} , SA_{25} и SA_{40} , соответственно. Полученные разреженные структуры после АОТС и МТАОТС показаны на рисунке 5.11. Массы этих структур, исходной структуры из ПС и сплошной медной структуры толщиной 3 мм сравнены между собой в таблице 5.6. Сила ветра F_{wind} , действующая на эти структуры, рассчитана при скорости ветра на уровне 12 ($v=32,7$ м/с) и температуре воздуха 20°C ($\rho_{air}=1,2$ кг/м³) и также сравнена в таблице 5.6.

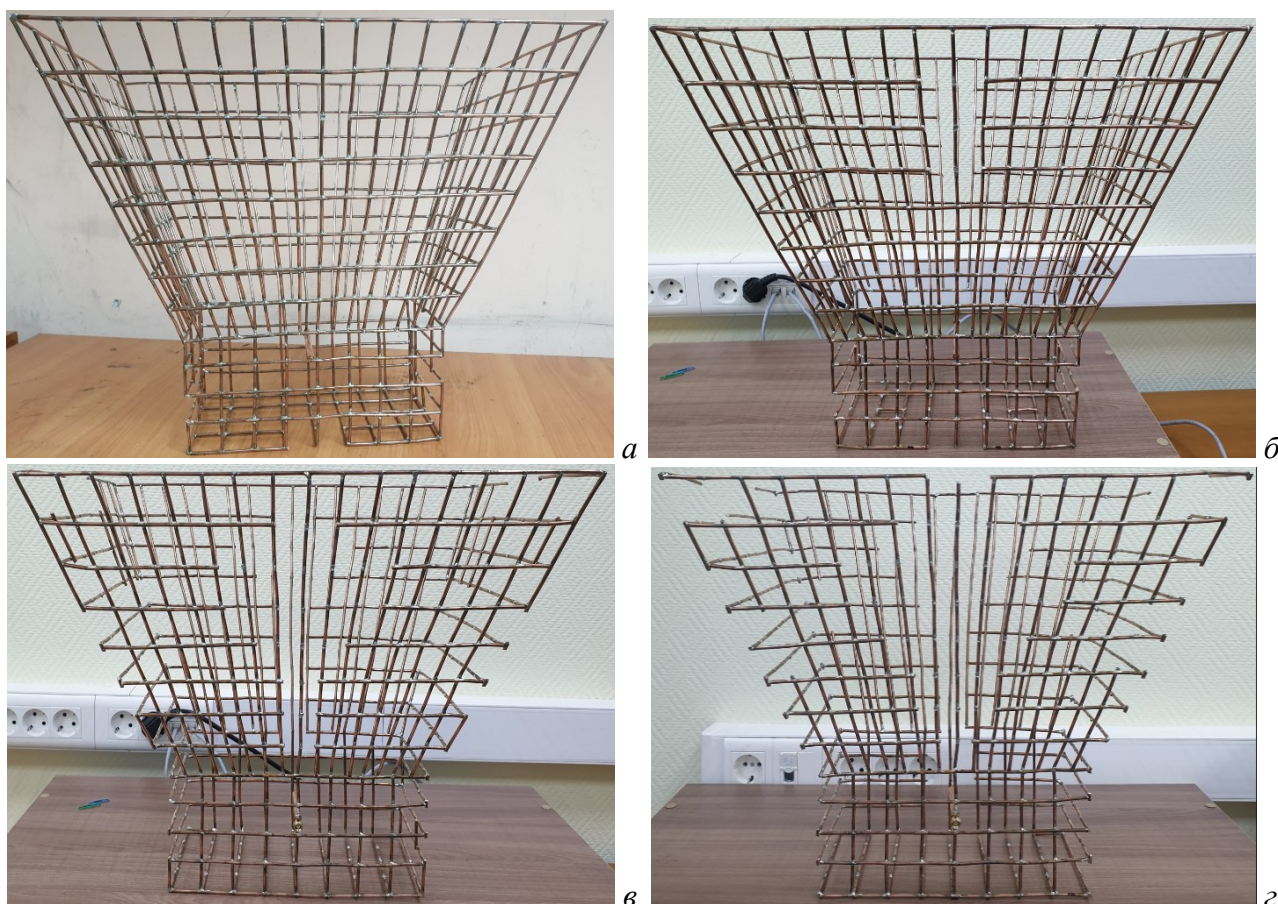


Рисунок 5.11 – Разреженные структуры из ПС рупорной антенны после АОТС и МТАОТС при ДУЭС=5 (а), 10 (б), 25 (в) и 40 (г) %

Из таблицы 5.6 видно, что масса антенны и действующие F_{wind} на ПС значительно меньше, чем для сплошных структур. Сравнение разреженных ПС с исходной ПС показывает, что масса антенны и F_{wind} уменьшаются с ростом ДУЭС. Однако исключение нескольких проводов из исходной ПС влияет на характеристики антенны. Поэтому сравнены измеренные характеристики разреженных и исходной ПС. Для измерения характеристик

разреженных ПС используются устройства и их параметры такие же, как и для исходной ПС (рисунок 5.12). Сравнены КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ в рабочем диапазоне частот 0,7–1,3 ГГц (рисунок 5.13). Для оценки направленности разреженных ПС, их ДН сравнены между собой и с ДН исходной ПС на центральной частоте 0,915 ГГц (рисунок 5.14). Средние расхождения в характеристиках по сравнению с исходной ПС приведены в таблице 5.7.

Таблица 5.6 – Сравнение массы и силы ветра

Структура	Масса, г	Сравнение массы		F_{wind} , Н	Сравнение F_{wind}	
		Сплошная	Исходная ПС		Сплошная	Исходная ПС
Сплошная	12703	–	0,15	303,2	–	0,19
Исходная ПС	1934	6,57	–	59,02	5,14	–
SA_5	1896	6,70	1,02	57,73	5,25	1,02
SA_{10}	1828	6,95	1,06	55,39	5,47	1,07
SA_{25}	1525	8,33	1,27	45,23	6,70	1,30
SA_{40}	1376	9,23	1,41	40,70	7,45	1,45

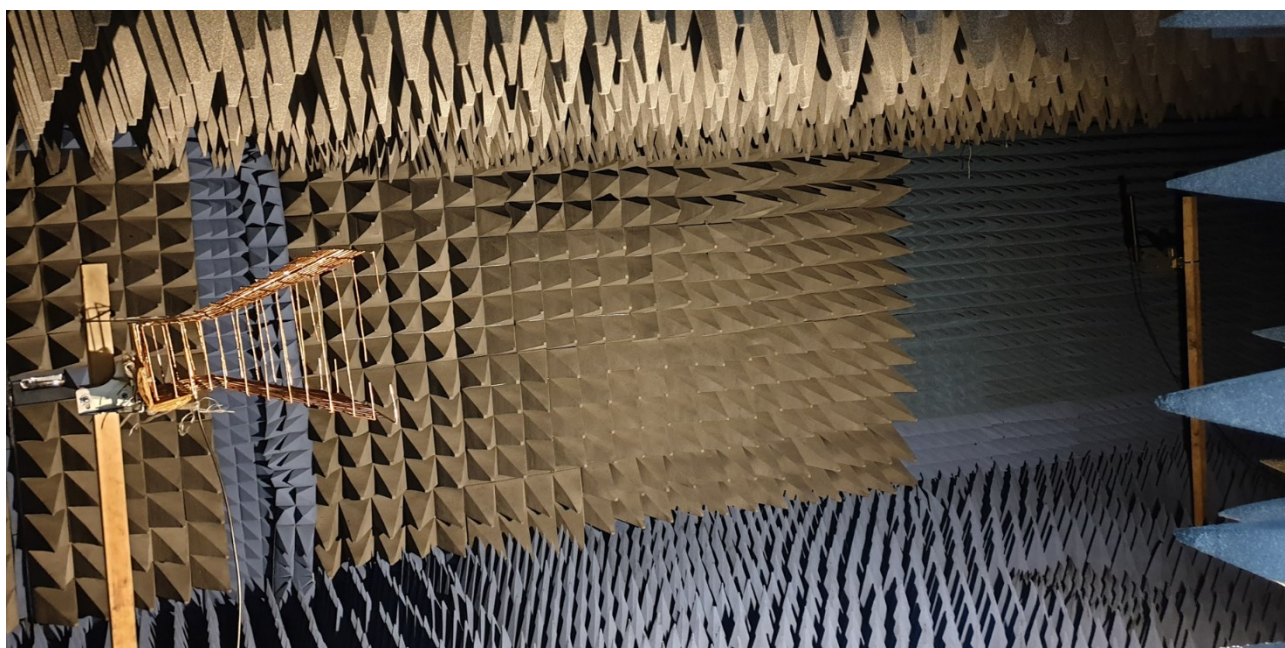
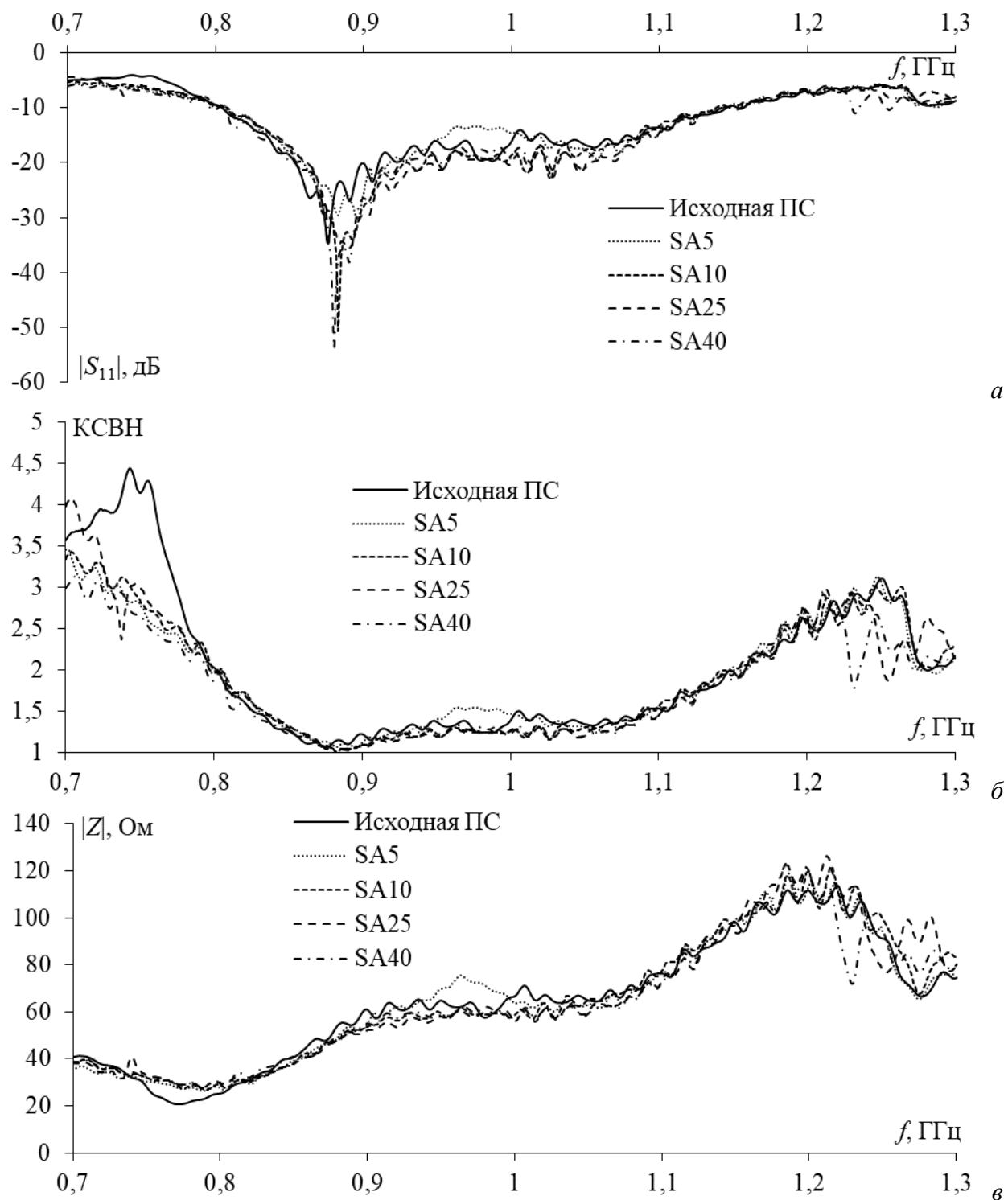


Рисунок 5.12 – Измерение характеристик разреженных ПС в безэховой камере

Из рисунков 5.13 и 5.14 видно хорошее согласование характеристик разреженных ПС с исходной. С ростом ДУЭС расхождение в характеристиках разреженных и исходной структур растёт (таблица 5.7). Однако оно мало и приемлемо с учетом уменьшения массы антенн. Наименьшие средние расхождения (жирные в таблице 5.7) получены, в основном, для SA_5 . Для создания антенны с характеристиками как у исходной ПС, можно использовать SA_5 или SA_{10} . Для антенны с небольшой массой и приемлемыми характеристиками лучше структуры SA_{25} или SA_{40} . Их масса до 1,41 раза меньше, чем у исходной ПС и до 9,23 раза меньше, чем у сплошной структуры. Это очень важно для современных систем, особенно космических аппаратов, где затраты на массу огромны.

Таблица 5.7 – Средние расхождения в характеристиках разреженных и исходной ПС

ДУЭС, %	Среднее расхождение			
	$ S_{11} $, дБ	КСВН	$ Z $, Ом	$ E _N (E/H)$, дБ
5	1,28	0,19	3,20	2,22/ 1,75
10	1,59	0,18	3,89	2,55/2,54
25	2,07	0,23	6,15	1,68 /3,46
40	1,96	0,26	4,92	2,88/3,14

Рисунок 5.13 – Частотные зависимости измеренных $|S_{11}|$ (а), КСВН (б) и $|Z|$ (в) для исходной и разреженных ПС рупорной антенны

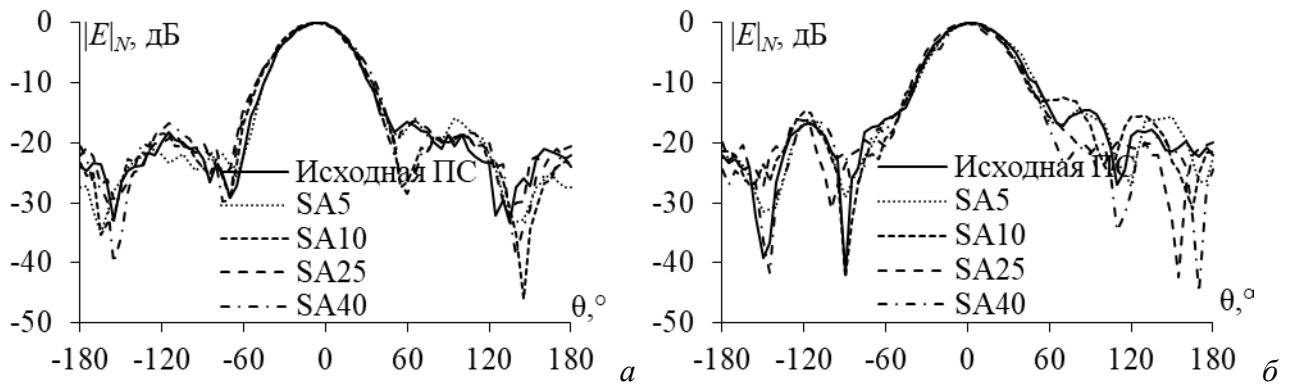


Рисунок 5.14 – Измеренные ДН в E (а) и H (б) плоскостях на центральной частоте 0,915 ГГц для исходной и разреженной ПС рупорной антенны

У разреженных структур из ПС F_{wind} до 1,45 раза меньше, чем у исходной ПС, и до 7,45 раза меньше, чем у сплошной антенны. Из этого следует, что разреженные ПС могут эффективно работать в сложных погодных условиях и меньше зависят от погоды, чем другие структуры. Кроме того, с уменьшением площади поверхности антенны также уменьшается её эффективную площадь рассеяния. Это очень важно для приложений, где требуются антенны, которые сложно обнаружить радиолокационными системами. Созданные разреженные ПС имеют форму, отличную от традиционных антенн. Они выглядят как сухие кусты или обычные корзины, что позволяет устанавливать их в разных местах города, не нарушая общего ландшафта.

5.5 Достоинства и перспективы

АОТС и её модификации позволяют оптимизировать антенну из ПС на основе распределений тока в её проводках, создавая разреженную ПС, которая работает почти так же эффективно, как и исходная антенна, но с меньшей массой. Такая разреженная ПС может заменить исходную для моделирования, обеспечивая значительно меньшие вычислительные затраты для последующего анализа. Допуски на основные характеристики разреженной ПС контролируются с помощью ДУЭС. Например, среднее расхождение в $KU_{\text{макс}}$ между разреженными и исходной ПС в рабочем диапазоне частот составляет менее 1 дБ для АОТС, даже при относительно высоком ДУЭС=80%. Хотя это приводит к некоторому снижению излучения, разреженная ПС значительно уменьшает массу антенны и вычислительные затраты. Например, МТАОТС дала разреженную структуру с массой в 1,77 раза меньше, а требуемые память и время для дальнейшего моделирования уменьшились в 3,14 и 5,57 раза.

В целом, эффективность рупорной антенны из ПС оценена сравнением её характеристик с результатами моделирования и измерений прототипа антенны. Кроме того, эффективность антенн после МТАОТС оценена сравнением их характеристик с характеристиками исходной ПС и разреженных структур после других аппроксимаций. Сравнивались разные характеристики антенн, а также уменьшения массы и вычислительных

затрат, по сравнению с исходной ПС, которая по этим показателям уже гораздо лучше традиционных антенн.

Симметрия играет важную роль в анализе антенн из ПС. Во многих традиционных антеннах, включая ПС, распределение тока обычно симметрично в двух плоскостях, что даёт сбалансированные характеристики излучения. Однако после АОТС и устранения проводов с малыми током эта внутренняя симметрия часто нарушается. С другой стороны, МТАОТС стремится восстановить некоторые из устранённых проводов, основываясь на максимальных токах, что меньше нарушает симметрию. Это восстанавливает симметричное распределение тока, что сохраняет ДН и другие характеристики антенны. Кроме того, из-за ошибок округления при нормировании модулей тока в структуре из ПС, иногда получаются разреженные структуры с малыми асимметриями. Однако эти асимметрии мало влияли на характеристики антенны. Заметные эффекты наблюдались только в нулях ДН на определённых углах.

Одним из наиболее значимых преимуществ АОТС и её модификаций является уменьшение массы антенны, что особенно важно для космических и авиационных систем. Разреженные ПС требуют меньше материала и легче, что снижает затраты на запуск спутников. Например, модели после АОТС сохраняют характеристики излучения исходной (полной) ПС при значительном уменьшении массы, что является ключевым фактором для спутниковой связи и дальних космических полетов, где масса является основным ограничением. Разреженные ПС после АОТС также уменьшают вычислительные затраты на моделирование и оптимизацию антенных элементов. В сложных системах, таких как радарные системы или большие фазированные решетки, возможность моделировать разреженные ПС с меньшим числом проводов позволяет ускорить анализ при проектировании, уменьшить потребление памяти и время вычислений. Кроме того, благодаря отсутствию лишних проводов, разреженные ПС после АОТС требуют меньше материалов для изготовления, что позволяет его ускорить и сделать более экономичным. Снижение требований к материалам также открывает возможности для использования более совершенных материалов, которые ранее могли быть непрактичными из-за массы или производственных ограничений.

Одной из основных проблем при создании решеток из разреженных ПС элементов, является контроль взаимной связи и помех между элементами. На практике может быть непреднамеренное взаимодействие между проводами, влияющее на работу. Будущие исследования должны уменьшить эти эффекты, чтобы решетки с разреженными ПС элементами сохраняли высокую эффективность излучения и низкий УБЛ, особенно в условиях сильных помех, например, в городских районах или перегруженных частотных

диапазонах. Другая проблема, которую необходимо учитывать в будущих исследованиях по применению АОТС и её модификаций к антенным решеткам, заключается в том, чтобы решетки с разреженными ПС были широкополосны или многополосны, что всё более важно для современных систем. Развитие АОТС для работы в более широких диапазонах частот усложнит разработку решеток с разреженными ПС.

Экспериментальные результаты в значительной степени подтвердили теоретические по МТАОТС, подтвердив её способность давать разреженные ПС с меньшими массой и вычислительными затратами при сохранении основных характеристик антенны. Сравнение исходной ПС с ранее опубликованным прототипом антенны показало полное соответствие ожиданиям. Аналогично, когда разреженные структуры после АОТС и её модификаций сравнивались с исходной ПС, характеристики излучения, в основном, сохранились, особенно при малых ДУЭС. Ожидалось, что АОТС и её модификации будут сохранять характеристики с минимальной деградацией при значительном уменьшении массы антенны и вычислительных затрат. Экспериментальные результаты подтвердили ожидаемые, особенно при МТАОТС, когда разреженная ПС сохраняет характеристики исходной (например, разница по коэффициенту усиления менее 1 дБ) даже при значительном устранении проводов при более высоких ДУЭС.

Однако отмечено несколько особенностей, особенно импеданса антенны. В частности, наблюдались заметные расхождения в импедансе разреженных и исходной ПС с измеренными. Эти расхождения, скорее всего, связаны с моделью источника, используемого для возбуждения структуры из ПС при моделировании на основе МоМ. Аномалии в импедансе привели к незначительным расхождениям в эффективности излучения, как видно из сравнения ДН. Однако это не оказало существенного влияния на работу разреженных антенн. Деградация характеристик антенны, хотя и ожидаемая после разреживания ПС, оставалась в приемлемых пределах, особенно учитывая существенное уменьшение массы и вычислительных затрат. Несмотря на эти аномалии, практическое применение разреженных структур из ПС перспективно. Возможность контролировать деградацию выбором ДУЭС или конкретной АОТС даёт гибкость: можно контролировать ухудшение характеристик и уменьшение массы в зависимости от требований, что делает разреженные ПС легко адаптируемыми к различным приложениям.

Как отмечалось выше, использование АОТС и её модификаций для получения разреженных ПС обладает потенциалом влияния на развитие недорогих и высокоэффективных антенн по нескольким ключевым направлениям, включая уменьшение стоимости материалов и производства, а также вычислительных затрат. Такие уменьшения могут упростить проектирование антенн, сделав его доступным для небольших компаний

или команд с ограниченными ресурсами, но при этом обеспечив высокую производительность. Более того, возможность контролировать ухудшение характеристик антенны выбором ДУЭС или конкретной АОТС даёт гибкость в достижении баланса между производительностью и затратами. Такая адаптивность может привести к разработке новых классов антенн, оптимизированных для конкретных случаев использования, таких как портативные устройства, БПЛА или IoT-приложения, где масса, стоимость и эффективность имеют первостепенное значение.

Уменьшение массы и вычислительных затрат отдельных антенн может быть эффективно использовано в больших антенных решетках. Это особенно важно в таких областях, как спутниковая связь и радарные системы, где для получения изображений высокого разрешения или дальней связи необходимы большие антенные решетки. Применяя АОТС к антенным решеткам, промышленность может получить более эффективные, масштабируемые решения, позволяющие снизить стоимость без ущерба для производительности.

АОТС, позволяющая создавать легкие и компактные антенны для космических приложений, вероятно, окажет влияние на будущие космические проекты, поскольку позволит разрабатывать антенны, отвечающие жестким требованиям космической среды (например, устойчивость к излучению, нагреву и экстремальным условиям) при сохранении низкой стоимости и массы. Это облегчит выполнение задач с использованием нескольких антенн для связи, навигации и обнаружения, но при этом позволит соблюдать строгие ограничения по полезной нагрузке, когда её масса жестко ограничена, а каждый сэкономленный килограмм дает значительно бережет средства.

АОТС также может проложить путь к разработке новых реконфигурируемых антенн, структура которых может адаптироваться в зависимости от текущих эксплуатационных требований. Антенны с разреженными ПС после АОТС могут быть разработаны для динамического переключения между различными конфигурациями, оптимизируя производительность, энергопотребление или другие параметры в режиме реального времени. Это соответствует будущим тенденциям в области антенных технологий, которые направлены на создание интеллектуальных, адаптивных систем, способных удовлетворять изменяющиеся потребности окружающей среды или эксплуатации. Такая технология особенно актуальна для связи 5G/6G и оборонных приложений, где антенны должны адаптироваться к различным частотным диапазонам и режимам работы. В новых технологиях, таких как Интернет вещей, беспилотные летательные аппараты и автономные системы, где устройства могут быть небольшими, работать от батарей или в ограниченных

условиях, способность создавать высокоэффективные разреженные антенны становится решающим конкурентным преимуществом.

В целом, АОТС способна стать основой недорогих и высокопроизводительных антенных технологий, позволяя создавать легкие и эффективные конструкции, снижающие затраты на материалы, производство и вычисления. Она особенно перспективна для космических и авиационных приложений, масштабируемых антенных решеток и новых технологий, требующих гибких, адаптивных и экономически эффективных антенн. Преодолевая несоответствие между производительностью и практичностью, АОТС обеспечивает надежную основу для разработки более совершенных антенн.

5.6 Основные результаты раздела

Представлена методика создания разреженных ПС и экспериментально проверена её эффективность на создании разреженных ПС рупорной антенны UHF-диапазона. Данная методика может быть применена к различным типам антенн для получения их разреженных структур из ПС. Приведены формулы для расчета массы антенны, и также силы ветра, действующей на антенну. Характеристики антенны, полученные путем моделирования и эксперимента для структуры из ПС, хорошо согласуются с характеристиками сплошной структуры. На основе этого с помощью АОТС и её модификаций сгенерированы разреженные ПС. Разреженные ПС имеют меньшую массу, чем исходная ПС, и значительно меньшую, чем сплошная антенна. При этом характеристики антенны сохраняются. С ростом ДУЭС характеристики разреженных ПС немного ухудшаются, но это вполне приемлемо, учитывая уменьшение массы. Они могут быть еще более усовершенствованы с помощью промышленных производственных процессов и современного оборудования и технологий.

Сравнительные результаты впервые экспериментально демонстрируют эффективность АОТС и её модификаций в практических приложениях. Этот эксперимент может быть примером применения АОТС к различным антеннам для создания разреженных ПС, отвечающих конкретным требованиям. Можно использовать результаты данного исследования для производства антенн из ПС, а также разреженных антенн из ПС с более высокой точностью и производительностью для удовлетворения рыночных требований.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги работы

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

1. Предложены модификации АОТС для создания разреженных антенн. Они позволяют не только снизить технические трудности при их изготовлении, но и использовать их в последующем моделировании с минимальными вычислительными затратами и достигать при этом приемлемого сохранения полученных характеристик, по сравнению с исходными. Далее предложена модернизация АОТС и её модификаций для улучшения точности и расширения их применения на все типы структур из ПС. На основе АОТС и её модификаций разработаны новые алгоритмы, использующие координаты начала и конца проводов с алгоритмом поиска свободных проводов и определения короткого пути для их соединения. Новые алгоритмы отличаются повышенной точностью, эффективностью и универсальностью, что позволяет применять их к различным типам структур из ПС. Наконец, предложена модифицированная АОТС для получения разреженной ПС, включающей соединительные провода с максимальным током.

2. Разработаны рекомендации по проектированию исходных структур из ПС рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн, подходящих для получения их разреженных структур после АОТС. Показаны различия между новыми и ранее предложенными рекомендациями. Эффективность рекомендаций проверена на различных типах антеннах, работающих в различных диапазонах. Характеристики исходных ПС, спроектированных по новым рекомендациям, сравнены с полученными численно с помощью других методов, а также экспериментально для тех же антенн, и показали хорошее согласование. Сравнение показало эффективность предложенных рекомендаций для проектирования структур из ПС для различных типов антенн, которые также могут быть использованы для получения с разреженных антенн после АОТС и её модификаций.

3. Разработан программный модуль с ГИП, предназначенный для создания исходных и разреженных ПС рупорной антенны в системе TUSUR.EMC. Его работоспособность показана на примере рупорной антенны из литературы. Разреженные антенны создавались с помощью АОТС при различных ДУЭС. Характеристики разреженных структур демонстрировались графически с помощью ГИП. Благодаря ГИП можно быстро проанализировать, оценить и выбрать разреженную структуру, удовлетворяющую требованиям. Разработана и подтверждена работоспособность оптимизационного алгоритма на основе АОТС для создания разреженных ПС, удовлетворяющих заданным критериям в рабочем диапазоне частот. Результаты тестирования показали эффективность программы и

алгоритма оптимизации на основе АОТС для получения разреженных ПС, удовлетворяющих определенным критериям в рабочем диапазоне частот. Для подтверждения работоспособности компьютерного кода рассмотрено несколько частных случаев. Разработанный алгоритм и компьютерный код представляют собой эффективный инструмент для производителей и разработчиков антенн, позволяя им легко получать разреженные ПС, отвечающие их специфическим требованиям.

4. Результаты АОТС верифицированы на примере перфорированной рупорной антенны в различных САПР. В TUSUR.EMC достигнуты более высокие $KU_{\text{макс}}$, а также более узкая ШЛ и более низкий УБЛ. Однако различия между результатами, полученными в различных САПР, малы, и результаты можно считать хорошо согласующимися в целом.

5. Разреженные структуры получены после АОТС, УАОТС и СБАОТС на основе распределений тока в ПС на разных частотах. Их характеристики в зависимости от ДУЭС сравнивались с характеристиками исходной структуры на определенных частотах. Анализ показал, что СБАОТС наиболее эффективна для создания разреженных структур с характеристиками, как у исходной антенны, и менее зависима от ДУЭС. Однако АОТС и УАОТС больше уменьшают массу антенны и вычислительные затраты. Сравнены и разреженные структуры из ПС, созданные с помощью различных аппроксимаций при определенном ДУЭС. Их характеристики и исходной ПС сравнивались в рабочем диапазоне частот. На основе сравнения даны рекомендации по выбору частот для каждой конкретной антенны при создании разреженных структур.

6. Предложена простая методика моделирования для создания скрытых антенн. Для этого описана классификация скрытых антенн, дан краткий обзор трех методов моделирования, пригодных для предлагаемой методики, и сформулирована сама методика с иллюстративными примерами полученных антенн. Предложенная методика позволяет значительно уменьшить вычислительные затраты на получение новых структур.

7. Предложена методика создания разреженных ПС и впервые экспериментально проверена на примере рупорной антенны UHF-диапазона. Методика применима к различным типам антенн для генерации их разреженных ПС. Приведены формулы для расчета массы антенны, и также силы ветра, действующей на антенну. Характеристики антенны, полученные моделированием и экспериментом для ПС, хорошо согласуются с характеристиками сплошной структуры. На основе этого с помощью АОТС и её модификаций сгенерированы разреженные структуры из ПС. Они имеют массу до 1,41 раза меньше, чем исходная ПС, и до 9,23 раза меньше, чем сплошная структура, при сохранении характеристик антенны. Кроме того, они могут эффективно работать в сложных погодных условиях и меньше подвержены влиянию погоды, чем другие структуры. Полученные

разреженные антенны до 1,45 раза менее восприимчивы к силе ветра, чем исходная ПС, и в 7,45 раза менее восприимчивы к силе ветра, чем сплошная структура. Кроме того, разреженные антенные структуры могут быть использованы в приложениях, где требуются скрытые и трудно обнаруживаемые антенны, не влияющие на общий ландшафт. С увеличением ДУЭС характеристики разреженных структур из ПС немного ухудшаются, но это вполне приемлемо, учитывая уменьшение массы. Их можно улучшить с помощью промышленных производственных процессов, современного оборудования и новых технологий.

Рекомендации

1. Модификации АОТС могут быть использованы для получения непрерывных разреженных структур из ПС без технических сложностей. Они могут быть использованы в учебном процессе, в различных НИР и также в качестве основы для дальнейших исследований различных типов антенн, отвечающих современным требованиям.

2. Перед применением АОТС и её модификаций необходимо выполнить точное моделирование характеристик исходной структуры из ПС по предложенным рекомендациям.

3. Перед изготовлением разреженных антенн из ПС необходимо точно смоделировать её характеристики и выбрать подходящий ДУЭС.

4. Для быстрого получения исходных и разреженных ПС лучше использовать предложенные программные модули с ГИП.

5. При разреживании исходных ПС путем вырезки рекомендуется выбирать ДУЭС от малых до больших, чтобы минимизировать материальные затраты в процессе производства.

Перспективы дальнейшей разработки темы

1. Усовершенствование программного модуля для упрощения моделирования различных типов антенн из ПС и получения разреженных структур после АОТС и её модификаций.

2. Проведение экспериментов по применению АОТС и её модификаций на различных типах антенн из ПС для получения их разреженных ПС.

3. Исследование и разработка новых алгоритмов на основе АОТС, которые могут быть применены к рассеивателям и экранам из ПС для создания их разреженных ПС при сохранении необходимых характеристик.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АОТС	Аппроксимация оптимальной токовой сеткой
ПС	Проводная сетка
МоМ	Метод моментов
ДУЭС	Допуск удаления элемента сетки
САОТС	Соединяющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
УАОТС	Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
СБАОТС	Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой
МТАОТС	Максимально-токовая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
МКРВО	Метод конечных разностей во временной области
МПП	Массив параметров провода
СОП	Список оставшихся проводов
МКСТ	Массив координат связанных точек
ССП	Список соединённых проводов
ССвП	Список свободных проводов
СОД	Список очереди действий
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений
РЭУ	Радиоэлектронное устройство
ДН	Диаграмма направленности
КУ	Коэффициент усиления
КСВН	Коэффициент стоячей волны по напряжению
ШЛ	Ширина луча
УБЛ	Уровень боковых лепестков
УЗЛ	Уровень задних лепестков
ГИП	Графический интерфейс пользователя
СВЧ	Сверхвысокочастотный
САПР	Система автоматизированного проектирования

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алхадж Хасан А.Ф. Моделирование антенн методом моментов: аппроксимация поверхности проводами / А.Ф. Алхадж Хасан, М.Т. Нгуен, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26. – № 2. – С. 51–71. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71.
2. Alhaj Hasan A. Wire-grid and sparse MoM antennas: Past evolution, present implementation, and future possibilities / A. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, S.P. Kuksenkov, T.R. Gazizov // Symmetry. – 2023. – Vol. 15. – no. 2. – P. 378. DOI: 10.3390/sym15020378.
3. Ultrawideband antennas: Growth and evolution / O.P. Kumar, P. Kumar, T. Ali, P. Kumar, S. Vincent // Micromachines. – 2021. – Vol. 13. – no. 1. – P. 60. DOI: 10.3390/mi13010060.
4. Recent developments of reconfigurable antennas for current and future wireless communication systems / N. Ojaroudi Parchin, H. Jahanbakhsh Basherlou, Y. Al-Yasir, R. Abd-Alhameed, A. Abdulkhaleq, J. Noras // Electronics. – 2019. – Vol. 8. – no. 2. – P. 128. DOI: 10.3390/electronics8020128.
5. Millimeter-wave smart antenna solutions for URLLC in industry 4.0 and beyond / A. Jabbar, Q.H. Abbasi, N. Anjum, T. Kalsoom, N. Ramzan, S. Ahmed, P.M. Rafi-ul-Shan, O.P. Falade, M.A. Imran, M. Ur Rehman // Sensors. – 2022. – Vol. 22. – no. 7. – P. 2688. DOI: 10.3390/s22072688.
6. A Road towards 6G communication—a review of 5G antennas, arrays, and wearable devices / M. Ikram, K. Sultan, M.F. Lateef, A.S.M. Alqadami // Electronics. – 2022. – Vol. 11. – no. 1. – P. 169. DOI: 10.3390/electronics11010169.
7. Recent developments and challenges on beam steering characteristics of reconfigurable transmitarray antennas / Q. Ali, W. Shahzad, I. Ahmad [et al.] // Electronics. – 2022. – Vol. 11. – no. 4. – P. 587. DOI: 10.3390/electronics11040587.
8. Liquid-based reconfigurable antenna technology: recent developments, challenges and future / H. Abu Bakar, R. Abd Rahim, P.J. Soh, P. Akkaraekthalin // Sensors. – 2021. – Vol. 21. – no. 3. – P. 827. DOI: 10.3390/s21030827.
9. A survey on reconfigurable microstrip filter–antenna integration: recent developments and challenges / Y. Tu, Y.I.A. Al-Yasir, N. Ojaroudi Parchin, A.M. Abdulkhaleq, R.A. Abd-Alhameed // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – no. 8. – P. 1249. DOI: 10.3390/electronics9081249.
10. Reconfigurable antennas: switching techniques – a survey / N. Ojaroudi Parchin, H. Jahanbakhsh Basherlou, Y.I.A. Al-Yasir, A.M. Abdulkhaleq, R.A. Abd-Alhameed // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – no. 2. – P. 336. DOI: 10.3390/electronics9020336.
11. Zhang K. Meta-Wearable Antennas—A review of metamaterial based antennas in wireless body area networks / K. Zhang, P.J. Soh, S. Yan // Materials. – 2020. – Vol. 14. – no. 1. – P. 149. DOI: 10.3390/ma14010149.
12. Goudarzi A. Resonant cavity antennas for 5G communication systems: a review / A. Goudarzi, M.M. Honari, R. Mirzavand // Electronics. – 2020. – Vol. 9. – no. 7. – P. 1080. DOI: 10.3390/electronics9071080.
13. Optically transparent antennas: a review of the state-of-the-art, innovative solutions and future trends / A.R. Chishti, A. Aziz, M.A. Qureshi [et al.] // Applied Sciences. – 2022. – Vol. 13. – no. 1. – P. 210. DOI: 10.3390/app13010210.
14. MIMO antennas: design approaches, techniques and applications / P. Sharma, R.N. Tiwari, P. Singh, P. Kumar, B.K. Kanaujia // Sensors. – 2022. – Vol. 22. – no. 20. – P. 7813. DOI: 10.3390/s22207813.
15. Latest performance improvement strategies and techniques used in 5G antenna designing technology, a comprehensive study / I. Ahmad, W. Tan, Q. Ali, H. Sun // Micromachines. – 2022. – Vol. 13. – no. 5. – P. 717. DOI: 10.3390/mi13050717.
16. Benavente-Peces C. Worldwide coverage mobile systems for supra-smart cities

- communications: featured antennas and design / C. Benavente-Peces, I. Herrero-Sebastián // *Smart Cities*. – 2020. – Vol. 3. – no. 3. – P. 556–584. DOI: 10.3390/smartcities3030030.
17. Mechanically reconfigurable, beam-scanning reflectarray and transmitarray antennas: a review / M. Mirmozafari, Z. Zhang, M. Gao [et al.] // *Applied Sciences*. – 2021. – Vol. 11. – no. 15. – P. 6890. DOI: 10.3390/app11156890.
 18. Recent developments and state of the art in flexible and conformal reconfigurable antennas / B. Mohamadzade, R.B.V.B. Simorangkir, S. Maric [et al.] // *Electronics*. – 2020. – Vol. 9. – no. 9. – P. 1375. DOI: 10.3390/electronics9091375.
 19. Paknys R.J. The near field of a wire grid model // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1991. – Vol. 39. – no. 7. – P. 994–999. DOI: 10.1109/8.86920.
 20. Higher order impedance boundary conditions for sparse wire grids / V.V. Yatsenko, S.A. Tretyakov, S.I. Maslovski, A.A. Sochava // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2000. – Vol. 48. – no. 5. – P. 720–727. DOI: 10.1109/8.855490.
 21. Rubinstein A. On wire-grid representation of solid metallic surfaces / A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2005. – Vol. 47. – no. 1. – P. 192–195. DOI: 10.1109/TEM.2005.838230.
 22. Manabe T. Transmission and reflection characteristics of slightly irregular wire-grids with finite conductivity for arbitrary angles of incidence and grid rotation / T. Manabe, A. Murk // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2005. – Vol. 53. – no. 1. – P. 250–259. DOI: 10.1109/TAP.2004.838786.
 23. A wire-grid adaptive-meshing program for microstrip-patch antenna designs using a genetic algorithm [EM Programmer's Notebook] / R.A. Abd-Alhameed, D. Zhou, C.H. See, P.S. Excell // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2009. – Vol. 51. – no. 1. – P. 147–151. DOI: 10.1109/MAP.2009.4939045.
 24. Effect of wire grid covering aperture on the shielding performance of metal rectangular enclosure / Z. Zhao, M. Zhang, X. Cui, L. Li // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2009. – Vol. 45. – no. 3. – P. 1068–1071. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2012584.
 25. Topa T. Using GPU with CUDA to accelerate MoM-based electromagnetic simulation of wire-grid models / T. Topa, A. Karwowski, A. Noga // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2011. – Vol. 10. – P. 342–345. DOI: 10.1109/LAWP.2011.2144557.
 26. Novel wire-grid nano-antenna array with circularly polarized radiation for wireless optical communication systems / M.O. Sallam, G.A.E. Vandenbosch, G.G.E. Gielen, E.A. Soliman // *Journal of Lightwave Technology*. – 2017. – Vol. 35. – no. 21. – P. 4700–4706. DOI: 10.1109/JLT.2017.2751674.
 27. Happ F. An efficient implementation of the periodic method of moments for shielding effectiveness calculations of thin-wire grids / F. Happ, H. -D. Brüns, F. Gronwald // 2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC), Gran Canaria, Spain. – 2018. – P. 1–4. DOI: 10.23919/URSI-AT-RASC.2018.8471591.
 28. Rao S. A simple and efficient method of moments solution procedure for solving time-domain integral equation—Application to Wire-Grid Model of Perfect Conducting Objects // *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*. – 2019. – Vol. 5. – P. 57–63. DOI: 10.1109/JMMCT.2019.2900702.
 29. Colgan M.A. Design and fabrication of 3D wire grid antenna an integrated method for optimization in constrained volumes / A. Colgan, M.S. Mirotznik // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, Montreal, QC, Canada. – 2020. – P. 1553–1554. DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9329555.
 30. Topa T. Porting wire-grid MoM framework to reconfigurable computing technology // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2020. – Vol. 19. – no. 9. – P. 1630–1633. DOI: 10.1109/LAWP.2020.3012587.
 31. Analysis of radiation field of a new wire-grid TEM horn / X. Zhu, W. Wu, G. Zhang, L. Cai // 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - Fall),

- Xiamen, China. – 2019. – P. 3188–3191. DOI: 10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021734.
32. A wire-grid type transparent film UWB antenna / N. Guan, H. Tayama, S. Kaushal, Y. Yamaguchi // 2017 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Verona, Italy. – 2017. – P. 166–169. DOI: 10.1109/APWC.2017.8062270.
 33. Novel micromachined on-chip 10-elements wire-grid array operating at 60 GHz / M.O. Sallam, M. Serry, A. Shamim, S. Sedky, E.A. Soliman // 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, France. – 2017. – P. 202–206. DOI: 10.23919/EuCAP.2017.7928531.
 34. Hestenes M.R. Methods of conjugate gradients for solving linear systems / M.R. Hestenes, E. Stiefel // Journal of research of the National Bureau of Standards. – 1952. – Vol. 49. – P. 409–436.
 35. Axelsson O. Finite Element solution of boundary value problems: theory and computation / O. Axelsson, V.A. Barker. – Academic: New York, NY, USA, 1984. – 427 p. ISBN: 978-089-871-499-9.
 36. Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1966. – Vol. 14. – no. 3. – P. 302–307. DOI: 10.1109/TAP.1966.1138693.
 37. Taflov A. Application of the finite-difference time-domain method to sinusoidal steady state electromagnetic penetration problems // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 1980. – Vol. 22. – no. 3. – P. 191–202. DOI: 10.1109/TEM.1980.303879.
 38. Kunz K.S. The finite difference time domain method for electromagnetics / K.S. Kunz, R.J. Luebbers. – CRC Press: Boca Raton, FL, 1993. – 464 p. ISBN: 978-036-740-237-2.
 39. Zivanovic S.S. A subgridding method for the time-domain finite-difference method to solve Maxwell's equations / S.S. Zivanovic, K.S. Yee, K.K. Mei // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 39. – no. 3. – P. 471–479. DOI: 10.1109/22.75289.
 40. Chew W.C. Waves and fields in inhomogeneous media. – Van Nostrand Reinhold: New York, NY, USA, 1990; Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995 (reprint). – 632 p. ISBN: 978-047-054-705-2.
 41. Courant R. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations // Bulletin of american mathematical society. – 1943. – Vol. 49. – no. 1. – P. 1–23.
 42. Silvester P.P. Finite elements for electrical engineers, 2nd ed. / P.P. Silvester, R.L. Ferrari. – Cambridge Univ. Press: Cambridge, UK, 1996. – 514 p. ISBN: 978-113-917-061-1.
 43. Jin J.M. A finite element-boundary integral method for scattering and radiation by two- and three-dimensional structures / J.M. Jin, J.L. Volakis, J.D. Collins // IEEE Antennas Propagat. Mag. – 1991. – Vol. 33. – P. 22–32. DOI: 10.1109/74.88218.
 44. Jian-Ming J. Scattering and radiation analysis of three-dimensional cavity arrays via a hybrid finite-element method / J. Jian-Ming, J.L. Volakis // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1993. – Vol. 41. – no. 11. – P. 1580–1586. DOI: 10.1109/8.267360.
 45. Jin J. Hybrid finite-element analysis of scattering and radiation by a class of waveguide-fed structures / J. Jin, S.W. Lee // Microwave and Optical Technology Letters. – 1994. – Vol. 7. – P. 798–803.
 46. Jin J.M. Application of adaptive absorbing boundary condition to finite element solution of three-dimensional scattering / J.M. Jin, N. Lu // IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation. – 1996. – Vol. 143. – no. 1. – P. 57–61. DOI: 10.1049/ip-map:19960017.
 47. Ling F. Hybrid MoM/SBR and FEM/SBR methods for scattering by large bodies with inhomogeneous protrusions / F. Ling, X.Q. Sheng, J.M. Jin // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest, Montreal, QC, Canada. – 1997. – Vol. 2. – P. 644–647. DOI: 10.1109/APS.1997.631543.
 48. On the formulation of hybrid finite-element and boundary-integral methods for 3-D scattering / X.Q. Sheng, J.M. Jin, J. Song, C.C. Lu, W.C. Chew // IEEE Transactions on

- Antennas and Propagation. – 1998. – Vol. 46. – no. 3. – P. 303–311. DOI: 10.1109/8.662648.
49. Forgy E.A. A hybrid MoM/FDTD technique for studying human head/antenna interactions / E.A. Forgy, W.C. Chew, J.M. Jin // 1998 IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications (Cat. No.98EX184), Waltham, MA, USA. – 1998. – P. 81–84. DOI: 10.1109/APWC.1998.730652.
 50. Desai C.S. Introduction to the finite element method: a numerical approach for engineering analysis / C.S. Desai, J.F. Abel. – New York: Van Nostrand Reinhold, 1972. – 477 p. ISBN: 978-044-222-083-9.
 51. Silvester P. Finite element solution of saturate magnetic field problems / P. Silvester, M. Chari // IEEE Transactions on power apparatus and systems. – 1970. – Vol. 89. – no. 7. – P. 1642–1651.
 52. Jin J.M. The finite element method in electromagnetics.-3rd ed. – Hoboken, New Jersey: Wiley, 2014. – 1231 p. ISBN: 978-1-118-84198-3.
 53. Monk P. Finite element methods for Maxwell's equations. – Oxford: Clarendon Press, 2003. – 450 p. ISBN: 978-019-850-888-5.
 54. Jin J.M. A note on hybrid finite element method for solving scattering problems / J.M. Jin, V.V. Liepa // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1988. – Vol. 36. – P. 1486–1489. DOI: 10.1109/8.8638.
 55. $O(N/\sup 1.5/)$ solution of hybrid FEM problems / M.A. Nasir, W.C. Chew, P. Raghavan, M.T. Heath // Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting, Seattle, WA, USA. – 1994. – Vol. 1. – P. 447–450. DOI: 10.1109/APS.1994.407717.
 56. George A. Nested dissection of a regular finite element mesh // SIAM Journal on Numerical Analysis. – 1973. – Vol. 10. – P. 345–363.
 57. Bayliss A. On accuracy conditions for the numerical computation of waves / A. Bayliss, C.I. Goldstein, E. Turkel // Journal of Computational Physics. – 1985. – Vol. 59. – P. 396–404.
 58. Scott W.R. Errors due to spatial discretization and numerical precision in the finite-element method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1994. – Vol. 42. – no. 11. – P. 1565–1570. DOI: 10.1109/8.362777.
 59. Lee R. A study of discretization error in the finite element approximation of wave solutions / R. Lee, A.C. Cangellaris // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992. – Vol. 40. – no. 5. – P. 542–549. DOI: 10.1109/8.142629.
 60. Deveze T. A fourth-order scheme for the FDTD algorithm applied to Maxwell's equations / T. Deveze, L. Beaulieu, W. Tabbara // In Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest, Chicago, IL, USA. – 1992. – Vol. 1. – P. 346–349. DOI: 10.1109/APS.1992.221928.
 61. Higher-order FDTD methods for large problems / C.W. Manry, S.L. Broschat, J.B. Schneider // The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES). – 1995. – Vol. 10. – P. 17–29.
 62. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // Труды института инженеров по электронике и радиотехнике. – 1967. – № 2. – С. 5–19.
 63. Жобава Р.Г. Адаптивная схема метода моментов в применении к задачам электромагнитной совместимости. // EDA Express. – 2005. – № 12. – С. 14–19.
 64. Davidson D.B. Computational electromagnetics for RF and microwave engineering. – Cambridge: University Press, 2011. – 505 p. ISBN: 978-0521518918.
 65. Канторович А.В. Функциональный анализ в нормированных пространствах / А.В. Канторович, Г.П. Акилов. – М.: Физматлит, 1959. – 684 с.
 66. Кравчук М.Ф. О методе Крылова в теории приближенного интегрирования дифференциальных уравнений // Труды Физ.-мат.отдел. ВУАН. – 1926. – Vol. 5. – no. 2. – P. 12–33. (на украинском).

67. Флетчер К. Численные методы на основе метода Галёркина. – М.: Мир, 1988. – 352 с.
68. Harrington R.F. Field computation by moment methods. – USA, NY: Macmillan, 1968. – 240 p.
69. Swanson D.G. Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation / D.G. Swanson, W.J. Hofer. – Norwood: Artech House Publishers, 2003. – 474 p.
70. Crandall S.H. Engineering analysis. – New York: McGraw-Hill, 1956. – 151 p.
71. Ames W.F. Nonlinear partial differential equations in engineering. – New York: Academic Press, 1965. – 305 p.
72. Finlayson B.A. The method of weighted residuals and variational principles. – New York: Academic Press, 1972. – 412 p.
73. Finlayson A. The method of weighted residuals: a review / A. Finlayson, L.E. Scriven // Applied mechanics reviews. – 1966. – Vol. 19. – P. 735–748.
74. Афендикова Н.Г. История метода Галеркина и его роль в творчестве М.В. Келдыша // Препринты ИПМ им. М.В.Келдыша. – 2014. – № 77. – 16 с.
75. Young L. Orthogonal collocation revisited // Computer methods in applied mechanics and engineering. – 2019. – Vol. 345. – no. 1. – P. 1033–1076.
76. Lucka T.F. Development of direct methods in mathematical physics in the works of M.P. Kravchuk / T.F. Lucka, A.Y. Lucka // Ukrainian mathematical journal. – 1992. – Vol. 44. – no. 7. – P. 931–939.
77. Кутателадзе С.С. Научное наследие Л.В. Канторовича (1912–1986) / С.С. Кутателадзе, В.Л. Макаров, И.В. Романовский // Сибирский журнал индустриальной математики. – 2001. – Т.4. – № 2. – С. 3–17.
78. Jansen R.H. The spectral-domain approach for microwave integrated circuits / IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1985. – Vol. 33. – no. 10. – P. 1043–1056. DOI: 10.1109/TMTT.1985.1133168.
79. Mosig J.R. Integral equation technique in proceedings of the numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures. – T. Itoh: Ed. New York Wiley, 1989. – P. 133–213.
80. Rautio J.C. An electromagnetic time-harmonic analysis of shielded microstrip circuits / J.C. Rautio, R.F. Harrington // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1987. – Vol. 35. – no. 8. – P. 726–730. DOI: 10.1109/TMTT.1987.1133738.
81. Dunleavy L.P. A generalized method for analyzing shielded thin microstrip discontinuities / L.P. Dunleavy, P.B. Katehi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – Vol. 36. – no. 12. – P. 1758–1766. DOI: 10.1109/22.17411.
82. Horng T.-S. Full-wave spectral-domain analysis of compensation of microstrip discontinuities using triangular subdomain functions / T.-S. Horng, W.E. McKinzie, N.G. Alexopoulos // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40. – no. 12. – P. 2137–2147. DOI: 10.1109/22.179874.
83. Becks T. Analysis of 3-D metallization structures by a full-wave spectral domain technique / T. Becks, I. Wolff // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40. – no. 12. – P. 2219–2227. DOI: 10.1109/22.179883.
84. Nmhadham K. Efficient analysis of passive microstrip elements in MMICs / K. Nmhadham, T.W. Nuteson // International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering. – 1994. – Vol. 4. – P. 219–229.
85. Fast solution methods in electromagnetics / W.C. Chew, J.M. Jin, C.C. Lu, E. Michielssen, J.M. Song // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – Vol. 45. – no. 3. – P. 533–543. DOI: 10.1109/8.558669.
86. Sarkar T.K. On the application of the generalized biconjugate gradient method / Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 1987. – Vol. 1. – P. 223–242.
87. Naishadam K. Order recursive method of moments: A powerful computational tool for microwave CAD and optimization / K. Naishadam, P. Misra // In Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA. – 1996. –

- Vol. 3. – P. 1463–1466. DOI: 10.1109/MWSYM.1996.512212.
88. Rokhlin V. Rapid solution of integral equations of scattering theory in two dimensions // *Journal of Computational Physics*. – 1990. – Vol. 36. – P. 414–439. DOI: 10.1016/0021-9991(90)90107.
 89. Canning F.X. Transformations that produce a sparse moment matrix // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. – 1990. – Vol. 4. – P. 893–913. DOI: 10.1163/156939390X00320.
 90. Boag A. Complex multipole beam approach to electromagnetic scattering problems / A. Boag, R. Mittra // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1994. – Vol. 42. – no. 3. – P. 366–372. DOI: 10.1109/8.280723.
 91. Chang D.C. Electromagnetic modeling of passive circuit elements in MMIC / D.C. Chang, J.-X. Zheng // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 1992. – Vol. 40. – no. 9. – P. 1741–1747. DOI: 10.1109/22.156600.
 92. Misra P. Order recursive Gaussian elimination // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. – 1996. – Vol. 32. – no. 1. – P. 396–400. DOI: 10.1109/7.481279.
 93. Johnson J.M. Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas / J.M. Johnson, Y. Rahmat-Samii // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1999. – Vol. 47. – no. 10. – P. 1606–1614. DOI: 10.1109/8.805906.
 94. Optimized 2D multi-resolution method of moments for printed antenna array modeling / R. Loison, R. Gillard, J. Citerne, G. Piton, H. Legay // *IEE Proceedings – Microwaves Antennas and Propagation*. – 2001. – Vol. 148. – P. 1–8. DOI: 10.1049/ip-map:20010228.
 95. Cormos D. A multistructure method of moments for EM optimization / D. Cormos, R. Loison, R. Gillard // *Microwave Optical Technol Letters*. – 2004. – Vol. 40. – P. 114–117. DOI: 10.1002/mop.11301.
 96. Stavtsev S.L. Block LU preconditioner for the electric field integral equation // In *PIERS proceedings, Prague, Czech Republic*. – 2015. – P. 1523–1527.
 97. Il'in V.P. Problems of parallel solution of large systems of linear algebraic equations // *Journal of Mathematical Sciences*. – 2016. – Vol. 216. – no. 6. – P. 795–804. DOI: 10.1007/s10958-016-2945-4.
 98. Li R. Divide and conquer low-rank preconditioners for symmetric matrices / R. Li, Y. Saad // *SIAM Journal on Scientific Computing*. – 2013. – Vol. 35. – P. A2069–A2095. DOI: 10.1137/120872735.
 99. Carson E. Avoiding communication in nonsymmetric Lanczosbased Krylov subspace methods / E. Carson, N. Knight, J. Demmel // *SIAM Journal on Scientific Computing*. – 2013. – Vol. 35. – no. 5. – P. 42–61. DOI: 10.1137/12088119.
 100. Bebendorf M. Hierarchical matrix preconditioning for low-frequency-full-Maxwell simulations / M. Bebendorf, F. Kramer // *Proceedings of the IEEE*. – 2013. – Vol. 101. – no. 2. – P. 423–433. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2204849.
 101. Shaeffer J. Million plus unknown MOM LU factorization on a PC // In *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Turin, Italy. – 2015. – P. 62–65. DOI: 10.1109/ICEAA.2015.7297075.
 102. Puzyrev V. A review of block Krylov subspace methods for multisource electromagnetic modeling / V. Puzyrev, J.M. Cela // *Geophysical Journal International*. – 2015. – Vol. 202. – P. 1241–1252. DOI: 10.1093/gji/ggv216.
 103. Birk S.G. Deflated shifted block Krylov subspace methods for hermitian positive definite matrices. – Ph.D. Thesis: Fachbereich Mathematik und Naturwissenschaften der Bergischen Universität Wuppertal, 2015. – 250 p.
 104. Olyslager F. Rigorous analysis of the propagation characteristics of general lossless and lossy multiconductor transmission lines in multilayered media / F. Olyslager, D. De Zutter, K. Blomme // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1993. – Vol. 41. – P. 79–88. DOI: 10.1109/22.210232.
 105. Gillard R. An electromagnetic optimization of microwave and millimeter-wave planar

- circuits with the use of the method of moments / R. Gillard, J. Citerne // *Microwave Optical Technol Letters*. – 1996. – Vol. 12. – P. 298–301. DOI: 10.1002/(SICI)1098-2760(19960805)12:5<298::AID-MOP15>3.0.CO;2-5.
106. On the simulation of a GPR using an ADI-FDTD/MoMTD hybrid method / A.R. Bretones, R.G. Martin, R.G. Rubio, S.G. Garcia, M.F. Pantoja // In *Proceedings of the Tenth International Conference on Grounds Penetrating Radar, 2004. GPR 2004.*, Delft, Netherlands. – 2004. – P. 13–15.
 107. An FDTD/MoMTD hybrid technique for modeling HF antennas located on lossy ground / B. Zhou, J. Lou, Z. Tu, F. Xing // In *Proceedings of the 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Nanjing, China*. – 2008. – P. 726–729. DOI: 10.1109/ICMMT.2008.4540498.
 108. A Hybrid MoM/FDTD method for dosimetry of small animal in reverberation chamber / J. Chakarothei, J. Wang, O. Fujiwara, K. Wake, S. Watanabe // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2014. – Vol. 56. – no. 3. – P. 549–558. DOI: 10.1109/TEMPC.2014.2304958.
 109. Analysis of millimeter-wave exposure on rabbit eye using a hybrid PMCHWT-MoM-FDTD method / J. Chakarothei, M. Kojima, K. Sasaki [et al.] // In *Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation, Nanjing, China*. – 2013. – P. 59–62.
 110. Karwowski A. Fast MM-PO-based numerical modelling technique for wideband analysis of antennas near conducting objects / A. Karwowski, A. Noga // *Electronics letters*. – 2007. – Vol. 43. – P. 486–487. DOI: 10.1049/el:20070557.
 111. Karwowski A. Wide-band hybrid MM-PO computational electromagnetics technique using [Z] matrix interpolation and adaptive frequency sampling / A. Karwowski, A. Noga // In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, HI, USA*. – 2007. – P. 1–4. DOI: 10.1109/IEMTC.2007.111.
 112. Method of moments accelerations and extensions in FEKO / M. Bingle, W. Burger, D. Ludick, M. Schoeman, J. van Tonder, U. Jakobus // In *Proceedings of the 2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Turin, Italy*. – 2011. – P. 62–65. DOI: 10.1109/ICEAA.2011.6046328.
 113. Commens M. Efficient large scale simulations with a hybrid finite element boundary integral technique / M. Commens, K. Zhao // In *Proceedings of the WAMICON 2012 IEEE Wireless & Microwave Technology Conference, Cocoa Beach, FL, USA*. – 2012. – P. 1–4. DOI: 10.1109/WAMICON.2012.6208447.
 114. Mei K.K. On the integral equations of thin wire antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1965. – Vol. 13. – no. 3. – P. 374–378. DOI: 10.1109/TAP.1965.1138432.
 115. Tang C. Input impedance of arc antennas and short helical radiators // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1964. – Vol. 12. – no. 1. – P. 2–9. DOI: 10.1109/TAP.1964.1138164.
 116. Nie Z. Analysis of wire antennas mounted on large perfectly conducting platforms using MLFMA / Z. Nie, X. Que // *Journal of Systems Engineering and Electronics*. – 2007. – Vol. 18. – no. 4. – P. 679–684. DOI: 10.1016/S1004-4132(08)60003-1.
 117. Cui T.J. Accurate model of arbitrary wire antennas in free space, above or inside ground / T.J. Cui, W.C. Chew // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2000. – Vol. 48. – no. 4. – P. 482–493. DOI: 10.1109/8.843661.
 118. Altman Z. New designs of ultra-wide-band communication antennas using a genetic algorithm / Z. Altman, R. Mittra, A. Boag // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1997. – Vol. 45. – no. 10. – P. 1494–1501. DOI: 10.1109/8.633856.
 119. Altshuler E.E. Electrically small self-resonant wire antennas optimized using a genetic algorithm // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2002. – Vol. 50. – no. 3. – P. 297. DOI: 10.1109/8.999619.
 120. Balanis C.A. *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. – John Wiley & Sons: New York,

2005. – 1097 p. ISBN: 978-111-917-899-6.
121. Schantz H.G. The art and science of ultrawideband antennas, 2nd ed. – Artech House: Boston, London, 2015. – 591 p. ISBN: 978-160-807-955-1.
 122. Stutzman W.L. Antenna theory and design, 3rd ed. / W.L. Stutzman, G.A. Thiele. – John Wiley & Sons: USA, 2012. – 598 p. ISBN: 978-047-057-664-9.
 123. Tesche F.M. EMC analysis methods and computational models / F.M. Tesche, M. Ianoz, T. Karlsson. – Wiley-Interscience: New York, NY, USA, 1996. – 656 p. ISBN: 978-0-471-15573-7.
 124. Pocklington H.C. Electrical oscillations in wires // In Mathematical proceedings of the Cambridge philosophical society. – 1897. – P. 324–332.
 125. Hallen E. Theoretical investigation into the transmitting and receiving qualities of antennas // Nova Acta Regiae Societatis Scientiarum Upsaliensis IV: Uppsala, Sweden. – 1938. – P. 1–44.
 126. Levin B.M. The theory of thin antennas and its use in antenna engineering. – Bentham Science Publishers, 2013. – 318 p. ISBN: 978-1-60805-774-0.
 127. Antennas in Matter: Fundamentals Theory and Applications / R.W.P. King, G.S. Smith, M. Owens, T.T. Wu. – Cambridge MA: MIT Press, 1981. – 824 p.
 128. Richmond J.H. Digital computer solution of the rigorous equations for scattering problems // Proceeding of the IEEE. – 1965. – Vol. 53. – no. 8. – P. 796–804. DOI: 10.1109/PROC.1965.4057.
 129. Werner D.H. Some computational aspects of Pocklington electric field integral equation for thin wires / D.H. Werner, P.L. Werner, J.K. Breakall // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1994. – Vol. 42. – no. 4. – P. 561–563. DOI: 10.1109/8.286230.
 130. Kraus J.D. Antennas for all applications, 3rd ed. / J.D. Kraus, R.J. Marhefka. – McGraw-Hill: New Delhi, India, 2006. – 892 p. ISBN: 978-007-232-103-6.
 131. Vorozhtsov E.V, Shapeev V.P. On combining the techniques for convergence acceleration of iteration processes during the numerical solution of Navier-Stokes equations / E.V. Vorozhtsov, V.P. Shapeev // Numerical methods and programming. – 2017. – Vol. 18. – no. 1. – P. 80–102. DOI: 10.26089/NumMet.v18r107.
 132. Pissanetzky S. Sparse Matrix Technology. – Academic Press: London, 1984. – 321 p.
 133. Tewarson R.P. Sparse matrices. – New York: London, 1973. – 160 p.
 134. Saad Y. Iterative methods for sparse linear systems, 2nd ed. – SIAM: Philadelphia, USA, 2003. – 547 p. ISBN: 978-089-871-534-7.
 135. Das A. Efficient adaptive mesh refinement for MoM-based package-board 3D full-wave extraction / A. Das, R.R. Nair, D. Gope // In Proceedings of the IEEE 22nd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems, San Jose, CA, USA. – 2013. – P. 239–242. DOI: 10.1109/EPEPS.2013.6703508.
 136. Sarkar T.K. On the choice of expansion and weighting functions in the numerical solution of operator equations / T.K. Sarkar, T.K. Djordjevic, E. Arvas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1985. – Vol. 33. – no. 9. – P. 988–996. DOI: 10.1109/TAP.1985.1143707.
 137. Klein C.A. The effect of different testing functions in the moment method solution of thin-wire antenna problem / C.A. Klein, R. Mittra // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1975. – Vol. 23. – no. 2. – P. 258–261. DOI: 10.1109/TAP.1975.1141033.
 138. Sarkar T.K. Nonconvergence results for the application of the moment method (Galerkin's method) for some simple problems // In Proceedings of the Antennas and Propagation Society International Symposium, Quebec, Canada. – 1980. – P. 676–679. DOI: 10.1109/APS.1980.1148245.
 139. Zhao X. Performance of parallel out-of-core MoM accelerated by SSD / X. Zhao, Z. Lin, Y. Zhang // 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada. – 2015. – P. 562–563. DOI: 10.1109/APS.2015.7304667.

140. Hai L. OpenMP-CUDA accelerated moment method for homogeneous dielectric objects / Y. Zhang, X. Mei, H. Lin // In Proceedings of the 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Memphis, TN, USA. – 2014. – P. 1634–1635. DOI: 10.1109/APS.2014.6905143.
141. Kuksenko S.P. Approximation of an initial matrix by a Toeplitz one for acceleration of iterative solution of dense linear algebraic systems in scattering problems / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, I.S. Kostarev // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Moscow, Russia. – 2016. – P. 1–5. DOI: 10.1109/SIBCON.2016.7491736.
142. Tyrtysnikov E.E. Incomplete cross approximation in the Mosaic-Skeleton method // Computing. – 2000. – Vol. 64. – No 4. – P. 367. DOI: 10.1007/s006070070031.
143. Antonini G. Analytical integration of quasi-static potential integrals on nonorthogonal coplanar quadrilaterals for the PEEC method / G. Antonini, A. Orlandi, A.E. Ruehli // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2002. – Vol. 44. – no. 2. – P. 399–403. DOI: 10.1109/TEMPC.2002.1003407.
144. John A. Evolutionary generation of (M) MIC component shapes using 2.5 D EM simulation and discrete genetic optimization / A. John, R.H. Jansen // 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA. – 1996. – Vol. 2. – P. 745–748. DOI: 10.1109/MWSYM.1996.511046.
145. Weiland T. A discretization model for the solution of Maxwell's equations for sixcomponent fields // Electronics and communications AEUE. – 1977. – Vol. 31. – P. 116–120.
146. Van Rienen U. Numerical methods in computational electrodynamics. Linear systems in practical. – Heidelberg: Springer Science & Business Media, 2001. – 375 p.
147. Gordon W.J. Construction of curvilinear coordinate systems and applications to mesh generation / W.J. Gordon, C.A. Hall // International Journal for Numerical Methods in Engineering. – 1973. – Vol. 7. – P. 461–477. DOI: 10.1002/nme.1620070405.
148. Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches / O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A.V. Raisanen, S.A. Tretyakov // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – Vol. 56. – no. 6. – P. 1624–1632. DOI: 10.1109/TAP.2008.923327.
149. 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.
150. Gibson W.C. The method of moments in electromagnetics. – Boca Raton: Chapman & Hall/CRC, 2008. – 272 p.
151. Makarov S.N. Antenna and EM modeling with MATLAB. – New York: John Wiley & Sons, 2002. – 288 p.
152. Newman E. A surface patch model for polygonal plate / E. Newman, P. Tulyathan // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. 30. – no. 4. – P. 588–593. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142841.
153. Balanis C.A. Advanced engineering electromagnetics, 2nd ed. – New York: John Wiley & Sons, 2012. – 1040 p.
154. Mostafizur Rahaman A.S.M. Selection of antenna elements of AAS based on simulation of RWG edge elements / A.S.M. Mostafizur Rahaman, Md. Imdadul Islam // Jahangirnagar University Journal of Science JUJS. – 2017. – Vol. 40. – no. 2. – P. 15–30.
155. Leat C.J. Triangular-patch model of bowtie antennas: Validation against Brown and Woodward / C.J. Leat, N.V. Shuley, G.F. Stickley // IEEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation. – 1998. – Vol. 145. – no. 6. – P. 465–470. DOI: 10.1049/ip-map:19981881.
156. Yla-Oijala P. Taskinen, M. Calculation of CFIE impedance matrix elements with RWG and $n \times$ RWG functions / P. Yla-Oijala, M. Taskinen // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2003. – Vol. 51. – no. 8. – P. 1837–1846. DOI: 10.1109/TAP.2003.814745.
157. Garg R. Analytical and computational methods in electromagnetics. – Artech house, 2008.

158. Mosig J.R. Integral equation technique. Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures / J.R. Mosig, J. Itoh // IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter. – 1989. – Vol. 31. – no. 5. – P. 31–32. DOI: 10.1109/MAP.1989.6102064.
159. Singh J. A nonrectangular patch model for scattering from surfaces / J. Singh, A. Adams // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – Vol. 27. – no. 4. – P. 531–535. DOI: 10.1109/TAP.1979.1142128.
160. Albertsen N. Computation of radiation from wire antennas on conducting bodies / N. Albertsen, J. Hansen, N. Jensen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1974. – Vol. 22. – no. 2. – P. 200–206. DOI: 10.1109/TAP.1974.1140783.
161. Newman E. Electromagnetic modeling of composite wire and surface geometries / E. Newman, D. Pozar // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1978. – Vol. 26. – no. 6. – P. 784–789. DOI: 10.1109/TAP.1978.1141937.
162. Tulyathan P. Moment method solutions for radiation and scattering from arbitrarily shaped surfaces. – The Ohio State University, 1981. – 96 p.
163. Glisson J. On the development of numerical techniques for treating arbitrarily-shaped surfaces / J. Glisson, A. Wilburn. – The University of Mississippi, 1978. – 295 p.
164. NEC based antenna modeler and optimizer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.qsl.net/4nec2/> (дата обращения: 15.01.2025).
165. MMANA-CAL basic [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://gal-ana.de/basicmm/en/> (дата обращения: 15.01.2025).
166. CONCEPT-II – Institut für Theoretische Elektrotechnik [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.tet.tuhh.de/en/concept-2/> (дата обращения: 15.01.2025).
167. Kadlec D.L. General electromagnetic model for the analysis of complex systems (GEMACS) computer code documentation (Version 3) / D.L. Kadlec, E.L. Coffey // Final Technical Report. – 1983. – P. 1247–1690.
168. AN-SOF overview antenna simulation software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://antennasimulator.com/index.php/knowledge-base/an-sof-overview/> (дата обращения: 15.01.2025)
169. Newman E. Considerations for efficient wire/surface modeling / E. Newman, D. Pozar // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1980. – Vol. 28. – no. 1. – P. 121–125. DOI: 10.1109/TAP.1980.1142270.
170. Peng J. NEC and ESP codes: guidelines, limitations, and EMC applications / J. Peng, C.A. Balanis, G.C. Barber // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1993. – Vol. 35. – no. 2. – P. 124–133. DOI: 10.1109/15.229428.
171. Analoui M. On the surface-patch and wire-grid modeling for planar antenna mounted on metal housing / M. Analoui, Y. Kagawa // IEICE transactions on communications. – 1993. – Vol. 76. – P. 1450–1455.
172. Kashyap S. Wire grid and surface patch modelling for EMP interaction // International Symposium on Antennas and Propagation Society, Merging Technologies for the 90's. – 1990. – Vol. 4. – P. 1388–1391. DOI: 10.1109/APS.1990.115372.
173. Ida I. Surface-patch modelling of a Wheeler cap for radiation efficiency simulation of a small loop antenna with NEC2 / I. Ida, J. Takada, K. Ito // Electronics Letters. – 1994. – Vol. 30. – no. 4. – P. 278–280. DOI: 10.1049/el:19940245.
174. Raschkowan L.R. Near and far field comparison using wire-grid and patch models. – Concordia University, 2003. – 137 p.
175. Larsen T. A survey of the theory of wire grids // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1962. – Vol. 10. – no. 3. – P. 191–201. DOI: 10.1109/TMTT.1962.1125490.
176. Wait J. Electromagnetic scattering from a wire grid parallel to a planar stratified medium // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1972. – Vol. 20. – no. 5. – P. 672–675. DOI: 10.1109/TAP.1972.1140276.

177. Wait J.R. Electromagnetic scattering by two perpendicular wire grids over a conducting half-space / J.R. Wait, D.A. Hill // *Radio Science*. – 1976. – Vol. 11. – no. 8–9. – P. 725–730. DOI: 10.1029/RS011i008p00725.
178. Wang Z. A quasi-optical method of measuring polarised wire grids at short millimetre wavelengths / Z. Wang, B. Zhou // *International Conference on Millimeter Wave and Far-Infrared Technology: ICMWFT '90*. – 1989. – P. 542–544. DOI: 10.1109/ICMWFT.1989.763902.
179. Wait J.R. Reflection from a wire grid parallel to a conducting plane // *Canadian Journal of Physics*. – 1954. – Vol. 32. – no. 9. – P. 571–579.
180. Wait J.R. The impedance of a wire grid parallel to a dielectric interface // *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1957. – Vol. 5. – no. 2. – P. 99–102. DOI: 10.1109/TMTT.1957.1125106.
181. Young J.L. Note on the impedance of a wire grid parallel to homogeneous interface / J.L. Young, J.R. Wait // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1989. – Vol. 37. – no. 7. – P. 1136–1138. DOI: 10.1109/22.24560.
182. Macfarlane G.G. Surface impedance of an infinite parallel-wire grid at oblique angles of incidence // *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation*. – 1946. – Vol. 93. – no. 10. – P. 1523–1527. DOI: 10.1049/ji-3a-1.1946.0256.
183. Wait J.R. Effective impedance of a wire grid parallel to the earth's surface // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1962. – Vol. 10. – no. 5. – P. 538–542. DOI: 10.1109/TAP.1962.1137914.
184. Richmond J.H. Radiation and scattering by thin-wire structures in the complex frequency domain. – NASA Technical Reports Server (NTRS), 1974. – 42 p.
185. Wait J.R. On the radiation from a vertical dipole with an inductive wire-grid ground system / J.R. Wait, K. Spies // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1970. – Vol. 18. – no. 4. – P. 558–560. DOI: 10.1109/TAP.1970.1139730.
186. Analysis of waveform parameters for multi-segments of wire grids of bounded wave simulator / K. Zheng, M. Yang, X. Tu, S. Qin, K. An // *2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*. 2019. – P. 1–3. DOI: 10.1109/CSQRWC.2019.8799326.
187. Nagy A.W. An experimental study of parasitic wire reflectors on 2.5 meters // *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*. – 1936. – Vol. 24. – no. 2. – P. 233–254. DOI: 10.1109/JRPROC.1936.226415.
188. Saenz E. Design of a planar meta-surface based on dipoles and wires for antenna applications / E. Saenz, R. Gonzalo, I. Ederra // *Proceed. EuCAP*. – 2006. – P. 1–6.
189. Closely coupled metallodielectric electromagnetic band-gap structures formed by double-layer dipole and tripole arrays / A.P. Feresidis, G. Apostolopoulos, N. Serfas, J.C. Vardaxoglou // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2004. – Vol. 52. – no. 5. – P. 1149–1158. DOI: 10.1109/TAP.2004.827530.
190. Belov P.A. Two-dimensional electromagnetic crystals formed by reactively loaded wires / P.A. Belov, C.R. Simovski, S.A. Tretyakov // *Physical Review E*. – 2002. – Vol. 66. – no. 3. – P. 036610. DOI: 10.1103/PhysRevE.66.036610.
191. Belov P.A. Dispersion and reflection properties of artificial media formed by regular lattices of ideally conducting wires / P.A. Belov, S.A. Tretyakov, A.J. Viitanen // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. – 2002. – Vol. 16. – no. 8. – P. 1153–1170. DOI: 10.1163/156939302X00688.
192. Moses C.A. Electromagnetic wave propagation in the wire medium: a complex medium with long thin inclusions / C.A. Moses, N. Engheta // *Wave Motion*. – 2001. – Vol. 34. – no. 3. – P. 301–317. DOI: 10.1016/S0165-2125(01)00095-6.
193. Taub J.J. A new technique for multimode power measurement / J.J. Taub, J. Goldberg // *PGMTT National Symposium Digest*. – 1962. – P. 64–69. DOI: 10.1109/PGMTT.1962.1122388.

194. Schiffman B.M. Wire-grid waveguide bolometers for multimode power measurement / B.M. Schiffman, L. Young, R.B. Larrick // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1965. – Vol. 13. – no. 4. – P. 427–431. DOI: 10.1109/TMTT.1965.1126023.
195. Wait J.R. On the theory of scattering from a periodically loaded wire grid // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1977. – Vol. 25. – no. 3. – P. 409–413. DOI: 10.1109/TAP.1977.1141598.
196. Modeling and analysis of composite antenna superstrates consisting on grids of loaded wires / P.M.T. Ikonen, E. Saenz, R. Gonzalo, S.A. Tretyakov // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 55. – no. 10. – P. 2692–2700. DOI: 10.1109/TAP.2007.905926.
197. Malyuskin O. Modelling of impedance-loaded wire frequency-selective surfaces with tunable reflection and transmission characteristics / O. Malyuskin, V.F. Fusco, A. Schuchinsky // International Journal of Numerical Modelling. – 2008. – Vol. 21. – P. 439–453. DOI: 10.1002/jnm.681.
198. Sharp E.D. Electromagnetic theory of wire-grid lens HF antennas // 1964 Antennas and Propagation Society International Symposium, Long Island, NY, USA. – 1964. – P. 7–12. DOI: 10.1109/APS.1964.1150167.
199. Tanner R. A wire-grid lens antenna of wide application part I: The wire-grid lens-Concept and experimental confirmation / R. Tanner, M. Andreasen // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1962. – Vol. 10. – no. 4. – P. 408–415. DOI: 10.1109/TAP.1962.1137888.
200. Jones E.M.T. Measured angle-diversity performance of the wire-grid lens antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1967. – Vol. 15. – no. 3. – P. 484–486. DOI: 10.1109/TAP.1967.1138923.
201. Jones E. Measured performance of the wire-grid lens HF antenna (Luneburg lens) // 1966 Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1966. – P. 131–137. DOI: 10.1109/APS.1966.1150377.
202. Performance of the wire-grid lens HF antenna / E. Jones, R. Tanner, E. Sharp, M. Andreasen, F. Harris // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1967. – Vol. 15. – no. 6. – P. 744–749. DOI: 10.1109/TAP.1967.1139041.
203. Andreasen M.G. A wire-grid lens antenna of wide application part II: Wave-propagating properties of a pair of wire grids with square, hexagonal or triangular mesh / M.G. Andreasen, R.L. Tanner // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1962. – Vol. 10. – no. 4. – P. 416–429. DOI: 10.1109/TAP.1962.1137889.
204. Rahmat-Samii Y. Vector diffraction analysis of reflector antennas with mesh surfaces / Y. Rahmat-Samii, S.-W. Lee // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1985. – Vol. 33. – no. 1. – P. 76–90. DOI: 10.1109/TAP.1985.1143477.
205. Farr E.G. Analysis of the impulse radiating antenna // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest. – 1992. – Vol. 3. – P. 1232–1235. DOI: 10.1109/APS.1992.221667.
206. Sarkar T. The application of the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic scattering from arbitrarily oriented wire antennas / T. Sarkar, S. Rao // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1984. – Vol. 32. – no. 4. – P. 398–403. DOI: 10.1109/TAP.1984.1143331.
207. Cwik T. Spectral domain solution of scattering from periodic surfaces using the FFT / T. Cwik, R. Mittra // 1984 Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1984. – P. 913–916. DOI: 10.1109/APS.1984.1149217.
208. Christodoulou C.G. On the electromagnetic scattering from infinite rectangular grids with finite conductivity / C.G. Christodoulou, J.F. Kauffman // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1986. – Vol. 34. – no. 2. – P. 144–154. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143803.
209. Christodoulou C.G. Electromagnetic scattering from skew-symmetric metallic grids //

- Microwave and Optical Technology Letters. – 1993. – Vol. 6. – no. 13. – P. 777–782. DOI: 10.1002/mop.4650061316.
210. Sarkar T. Application of FFT and the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic radiation from electrically large and small conducting bodies / T. Sarkar, E. Arvas, S. Rao // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1986. – Vol. 34. – no. 5. – P. 635–640. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143871.
 211. Christodoulou C.G. Effects of the Schottky impedance of wire contact points on the reflection properties of a mesh / C.G. Christodoulou, S. Yin, J.F. Kauffman // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1988. – Vol. 36. – no. 12. – P. 1714–1721. DOI: 10.1109/8.14393.
 212. Andreassen M. Scattering from bodies of revolution // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1965. – Vol. 13. – no. 2. – P. 303–310. DOI: 10.1109/TAP.1965.1138406.
 213. Shaeffer J. EM scattering from bodies of revolution with attached wires // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. 30. – no. 3. – P. 426–431. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142815.
 214. Glisson A. Analysis of a wire antenna in the presence of a body of revolution / A. Glisson, C. Butler // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1980. – Vol. 28. – no. 5. – P. 604–609. DOI: 10.1109/TAP.1980.1142389.
 215. Nagy L. Analysis of bodies of revolution antennas with circular ground plane // 1991 21st European Microwave Conference. – 1991. – P. 769–773. DOI: 10.1109/EUMA.1991.336395.
 216. Kawakami H. Broad-band characteristics of rotationally symmetric antennas and thin wire constructs / H. Kawakami, G. Sato // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1987. – Vol. 35. – no. 1. – P. 26–32. DOI: 10.1109/TAP.1987.1143967.
 217. Li R. Numerical analysis of arbitrarily shaped probe-excited single-arm printed wire antennas / R. Li, H. Nakano // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1998. – Vol. 46. – no. 9. – P. 1307–1317. DOI: 10.1109/8.719974.
 218. Knepp D. Numerical analysis of electromagnetic radiation properties of smooth conducting bodies of arbitrary shape / D. Knepp, J. Goldhirsh // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1972. – Vol. 20. – no. 3. – P. 383–388. DOI: 10.1109/TAP.1972.1140210.
 219. Wang J.J.H. Numerical analysis of three-dimensional arbitrarily-shaped conducting scatterers by trilateral surface cell modeling // Radio Science. – 1978. – Vol. 13. – no. 6. – P. 947–952. DOI: 10.1029/RS013i006p00947.
 220. Waterman P.C. Matrix formulation of electromagnetic scattering // Proceedings of the IEEE. – 1965. – Vol. 53. – no. 8. – P. 805–812. DOI: 10.1109/PROC.1965.4058.
 221. Baghdasarian A. Scattering from conducting loops and solution of circular loop antennas by numerical methods / A. Baghdasarian, D.J. Angelakos // Proceedings of the IEEE. – 1965. – Vol. 53. – no. 8. – P. 818–822. DOI: 10.1109/PROC.1965.4060.
 222. Kamardin K. Stationary phase analysis of a printed circular wire loop antenna with dielectric superstrate cover based on an efficient moment method / K. Kamardin, S. Khamas // 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. – 2007. – P. 710–713. DOI: 10.1109/MAPE.2007.4393722.
 223. 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.
 224. Chen W. Numerical computation of human interaction with arbitrarily oriented superquadric loop antennas in personal communications / W. Chen, H. Chuang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1998. – Vol. 46. – no. 6. – P. 821–828. DOI: 10.1109/8.686768.
 225. Richmond J.H. Digital computer solutions of the rigorous equations for scattering problems // Proceedings of the IEEE. – 1965. – Vol. 53. – no. 8. – P. 796–804. DOI: 10.1109/PROC.1965.4057.

226. Lin J. Radar cross section of a rectangular conducting plate by wire mesh modeling / J. Lin, W. Curtis, M. Vincent // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1974. – Vol. 22. – no. 5. – P. 718–720. DOI: 10.1109/TAP.1974.1140885.
227. Lin J. Radar cross section of a conducting plate by wire mesh modeling / J. Lin, W. Curtis, M. Vincent // 1973 Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1973. – P. 422–425. DOI: 10.1109/APS.1973.1147172.
228. Simpson T. The theory of top-loaded antennas: Integral equations for the currents // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1971. – Vol. 19. – no. 2. – P. 186–190. DOI: 10.1109/TAP.1971.1139900.
229. Pradeep K.A. An analysis technique for microstrip antennas / K.A. Pradeep, M.C. Bailey // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1977. – Vol. 25. – no. 6. – P. 756–759. DOI: 10.1109/TAP.1977.1141706.
230. The wire grid microstrip antenna / R. Conti, J. Toth, T. Dowling, J. Weiss // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981. – Vol. 29. – no. 1. – P. 157–166. DOI: 10.1109/TAP.1981.1142541.
231. Hildebrand L.T. The analysis of microstrip wire-grid antenna arrays. – University of Pretoria, 2010. – 152 p.
232. Lee S. Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates / S. Lee, G. Zarrillo, C. Law // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. 30. – no. 5. – P. 904–909. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142923.
233. Wang J. Application of wire-grid modelling to the design of low-profile aircraft antenna / J. Wang, C. Ryan // 1977 Antennas and Propagation Society International Symposium, Stanford, CA, USA. – 1977. – P. 222–225. DOI: 10.1109/APS.1977.1147721.
234. Polycarpou A.C. Rotor modulation of helicopter antenna characteristics / A.C. Polycarpou, C.A. Balanis // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting. – 2000. – Vol. 3. – P. 1322–1325. DOI: 10.1109/APS.2000.874448.
235. Study of HF antenna coupling modes on the EC-130 aircraft / Q.C. Luu, S.J. Kubina, C.W. Trueman, D. De Carlo // 1992 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. – 1992. – P. 223–232. DOI: 10.1109/ANTEM.1992.7854268.
236. Austin B.A. Wire-grid modelling of vehicles with flush-mounted window antennas / B.A. Austin, R.K. Najm // 1991 Seventh International Conference on Antennas and Propagation, ICAP 91 (IEE). – 1991. – Vol. 2. – P. 950–953.
237. Imbriale W.A. On the reflectivity of complex mesh surfaces (spacecraft reflector antennas) / I.W.A. Imbriale, V. Galindo-Israel, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1991. – Vol. 39. – no. 9. – P. 1352–1365. DOI: 10.1109/8.99044.
238. Ghaderi P. Integration of one dimensional wire grid antennas with solar cells for LEO satellite application / P. Ghaderi, H. Aliakbarian, R. Sadeghzadeh // 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC). – 2015. – P. 1–4. DOI: 10.1109/LAPC.2015.7366120.
239. Sarolic A. Measurement validation of ship wire grid models of different complexity / A. Sarolic, B. Modlic, D. Poljak // 2001 IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Cat. No.01CH37161). – 2001. – Vol. 1. – P. 147–150. DOI: 10.1109/ISEMC.2001.950573.
240. Electromagnetic modelling of a warship at high frequency / J. McLachlan, Y.M.M. Antar, S.J. Kubina, S. Kashyap // 1992 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. – 1992. – P. 662–667. DOI: 10.1109/ANTEM.1992.7854217.
241. Lin Y.T. EM Modeling of aircraft at low frequencies / Y.T. Lin, J.H. Richmond // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1975. – Vol. 23. – no. 1. – P. 53–56. DOI: 10.1109/TAP.1975.1140994.
242. Palmer K.D. Synthesis of the microstrip wire grid array / K.D. Palmer, J.H. Cloete // Tenth

- International Conference on Antennas and Propagation (Conf. Publ. No. 436). – 1997. – Vol. 1. – P. 114–118. DOI: 10.1049/cp:19970220.
243. McCormick S.A. Microstrip grid array fed against an EBG / S.A. McCormick, W.O. Coburn // 2016 IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES). – 2016. – P. 1–2. DOI: 10.1109/ROPACES.2016.7465425.
 244. Hildebrand L.T. Experimental verification of an integral equation analysis of etched wire-grid antenna arrays / L.T. Hildebrand, D.A. McNamara // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1993. – Vol. 3. – P. 1494–1497. DOI: 10.1109/APS.1993.385478.
 245. Gallagher J.G. Electromagnetic scattering by an infinite array of periodic broken wires buried in a dielectric sheet / J.G. Gallagher, D.J. Brammer // 1983 13th European Microwave Conference. – 1983. – P. 778–782. DOI: 10.1109/EUMA.1983.333193.
 246. Schneider S.W. The scattering properties of "Super Dense" arrays of dipoles / S.W. Schneider, B.A. Munk // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1994. – Vol. 42. – no. 4. – P. 463–472. DOI: 10.1109/8.286213.
 247. Coupled dipole arrays as reconfigurable frequency selective surfaces / D. Lockyer, C. Moore, R. Seager, R. Simpkin, J.C. Vardaxoglou // Electronics Letters. – 1994. – Vol. 30. – no. 16. – P. 1258–1259. DOI: 10.1049/el:19940906.
 248. Synthesis of directivity pattern for various antenna arrays configurations of vertical atmospheric sensing radar station / D.D. Dmitriev, V.N. Ratushnyak, A.B. Gladyshev, M.E. Buravleva, A.I. Chernovolenko // 2021 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – 2021. – P. 1–5. DOI: 10.1109/SIBCON50419.2021.9438940.
 249. Richmond J.H. Scattering by an arbitrary array of parallel wires // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1965. – Vol. 13. – no. 4. – P. 408–412. DOI: 10.1109/TMTT.1965.1126020.
 250. Harrington R.F. The method of moments in electromagnetics // Journal of Electromagnetic waves and Applications. – 1987. – Vol. 1. – P. 181–200. DOI: 10.1163/156939387X00018.
 251. Thiele G. A hybrid technique for combining moment methods with the geometrical theory of diffraction / G. Thiele, T. Newhouse // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1975. – Vol. 23. – no. 1. – P. 62–69. DOI: 10.1109/TAP.1975.1141004.
 252. Fan D. A new approach to diffraction analysis of conductor grids. I. Parallel-polarized incident plane waves // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1989. – Vol. 37. – no. 1. – P. 84–88. DOI: 10.1109/8.192168.
 253. Fan D. A new approach to diffraction analysis of conductor grids. II. Perpendicular-polarized incident plane waves // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1989. – Vol. 37. – no. 1. – P. 89–93. DOI: 10.1109/8.192169.
 254. Ferguson T.R. Efficient solution of large moments problems: wire grid modeling criteria and conversion to surface currents // The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES). – 2022. – Vol. 3. – no. 1. – P. 55–81.
 255. A fast wavelet-based moment method for solving thin-wire EFIE / A. Geranmayeh, R. Moini, S.H.H. Sadeghi, A. Deihimi // IEEE Transactions on Magnetics. – 2006. – Vol. 42. – no. 4. – P. 575–578. DOI: 10.1109/TMAG.2006.872020.
 256. Lewis G. Bistatic radar scattering experiments of parallel wire grids / G. Lewis, J. Fortuny-Guasch, A. Sieber // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. – 2002. – Vol. 1. – P. 444–446. DOI: 10.1109/IGARSS.2002.1025067.
 257. Kolev N.Z. An application of the method of moments for computation of RCS of PEC wire-grid models of complicated objects // MMET Conference Proceedings. 1998 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. MMET 98 (Cat. No.98EX114). – 1998. – Vol. 2. – P. 499–501. DOI: 10.1109/MMET.1998.709795.
 258. Gurel L. Design and simulation of circular arrays of trapezoidal-tooth log-periodic antennas

- via genetic optimization // Progress in Electromagnetics Research. – 2008. – Vol. 85. – P. 243–260. DOI: 10.2528/PIER08081809.
259. Lindell I.V. Image theory for dipole excitation of fields above and below a wire grid with square cells / I.V. Lindell, V.P. Akimov, E. Alanen // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1986. – Vol. 28. – no. 2. – P. 107–110. DOI: 10.1109/TEMPC.1986.4307257.
260. Harrington R. Theory of characteristic modes for conducting bodies / R. Harrington, J. Mautz // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1971. – Vol. 19. – no. 5. – P. 622–628. DOI: 10.1109/TAP.1971.1139999.
261. Mayhan J.T. Characteristic modes and wire grid modeling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1990. – Vol. 38. – no. 5. – P. 457–469. DOI: 10.1109/8.52263.
262. Chung A.M. Tray-shape effect in a computational model of microwave heating / A.M. Chung, K.G. Balmain // Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering. – 1995. – Vol. 20. – no. 4. – P. 173–178. DOI: 10.1109/CJECE.1995.7102073.
263. Tsunekawa K. Advanced wire grid method for solving the scattered field of a lossy dielectric object / K. Tsunekawa, A. Ando // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1992. – Vol. 2. – P. 797–800. DOI: 10.1109/APS.1992.221688.
264. Goňa S. Homogenization of composite consisting from dielectric slab and wire grid assuming negative and non-negative permittivity, a comparison / S. Goňa, J. Jilková // 15th Conference on Microwave Techniques COMITE 2010. – 2010. – P. 209–212. DOI: 10.1109/COMITE.2010.5481269.
265. Yung E.K.N. Scattering of electromagnetic waves by a wire grid of hexagonal meshes / E.K.N. Yung, C.C. Cheng // Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1989. – Vol. 2. – P. 730–733. DOI: 10.1109/APS.1989.134793.
266. Time-domain MoM for the analysis of thin-wire structures above half-space media using complex-time Green's functions and band-limited quadratic B-spline temporal basis functions / M. Ghaffari-Miab, Z.H. Firouzeh, R. Faraji-Dana, R. Moini, S.H.H. Sadeghi, G.A.E. Vandenbosch // Engineering analysis with boundary elements. – 2012. – Vol. 36. – P. 1116–1124. DOI: 10.1016/j.enganabound.2012.02.004.
267. Štumpf M. Time-domain analysis of thin-wire structures based on the Cagniard-DeHoop method of moments / M. Štumpf, I.E. Lager, G. Antonini // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2022. – Vol. 70. – no. 6. – P. 4655–4662. DOI: 10.1109/TAP.2022.3140782.
268. Kedzia J.C. Frequency and time domain analysis of microstrip antennas / J.C. Kedzia, B. Jecko // 1985 15th European Microwave Conference. – 1985. – P. 1045–1051. DOI: 10.1109/EUMA.1985.333601.
269. The coefficient of reflection of a plane electromagnetic wave from a plane wire mesh / M.I. Kontorovich, V.P. Yu., N.A. Petrun'kin, M.I. Yesepkina // Radio Engineering and Electronic Physics. – 1962. – Vol. 7. – P. 222–231.
270. Конторович М.И. Усредненные граничные условия на поверхности сетки с квадратными ячейками // Радиотехника и электроника. – 1963. – Vol. 8. – P. 1506–1515.
271. Электродинамика сетчатых структур / М.И. Конторович, М.И. Астрахан, В.П. Акимов, Г.А. Ферсман. – Радио и связь: М, 1987. – 134 с.
272. Castillo J.P. Calculation of currents induced on a disk by a wire grid code / J.P. Castillo, K.C. Chen, B.K. Singaraju // Interaction Note. – 1975. – Vol. 230. – P. 14.
273. Numerical Electromagnetic Code (NEC) / G.J. Burke, A.J. Poggio, J.C. Logan, J.W. Rockway // 1979 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 1979. – P. 1–3. DOI: 10.1109/ISEMC.1979.7568787.
274. Çakir G. Radar cross-section (RCS) analysis of high frequency surface wave radar targets / G. Çakir, L. Sevgi // Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences. – 2010. – Vol. 18. – P. 457–468. DOI: 10.3906/elk-0912-7.

275. Trueman C.W. Wire-grid model construction and verification using programs MESHES, FNDRAD and CHECK // Dept. of Electrical and Computer Engineering: Concordia University. – 1990.
276. Trueman C.W. Verifying wire-grid model integrity with program 'Check' / C.W. Trueman, S.J. Kubina // The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES). – 1990. – Vol. 5. – no. 2. – P. 17–42.
277. Yang X.H. A comparison study on wire-grid model and point matching technique with subdomain basis functions / X.H. Yang, L. Shafai, A. Sebak // 1992 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. – 1992 – P. 656–661. – DOI: 10.1109/ANTEM.1992.7854316.
278. Elliniadis P. An investigation of near fields for shipboard antennas using the numerical electromagnetics code (NEC) / P. Elliniadis, J.K. Breakall // Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1989 – Vol. 1. – P. 236–239. DOI: 10.1109/APS.1989.134659.
279. Burke G.J. Recent advances to NEC: Applications and validation // AGARD Lecture Series. – 1989.
280. McKaughan M.E. Coast Guard applications of NEC // IEEE Antennas and Propagation Society Symposium. – 2004. – Vol. 3. – P. 2879–2882. DOI: 10.1109/APS.2004.1331978.
281. Chao H.H. Computer programs for radiation and scattering by arbitrary configurations of bent wires / H.H. Chao, B.S. Strait // Syracuse univ. NY dept. of electrical engineering. – 1970. – P. 0101.
282. Richmond J.H. Computer program for thin-wire structures in a homogeneous conducting medium. – NASA Technical Reports Server (NTRS), 1974. – 58 p.
283. Coffey E. Wire grid modeling with interactive graphics / E. Coffey, D. Thomas // 1985 Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1985. – P. 269–271. DOI: 10.1109/APS.1985.1149504.
284. Tam D.W.S. A computer-aided design technique for EMC analysis / D.W.S. Tam, C. Azu // Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 1995. – P. 234–235. DOI: 10.1109/ISEMC.1995.523553.
285. Lee K.S.H. Limitations of wire-grid modeling of a closed surface / K.S.H. Lee, L. Marin, J.P. Castillo // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1976. – Vol. EMC-18. – no. 3. – P. 123–129. DOI: 10.1109/TEMC.1976.303482.
286. Ludwig A. Wire grid modeling of surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1987. – Vol. 35. – no. 9. – P. 1045–1048. DOI: 10.1109/TAP.1987.1144220.
287. Rubinstein A. A physical interpretation of the equal area rule / A. Rubinstein, M. Rubinstein, F. Rachidi // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – Vol. 48. – no. 2 – P. 258–263. DOI: 10.1109/TEMC.2006.873861.
288. On the use of the equal area rule for the wire-grid representation of metallic surfaces / A. Rubinstein, C. Rostamzadeh, M. Rubinstein, F. Rachidi // 2006 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – P. 212–215. DOI: 10.1109/EMCZUR.2006.214907.
289. Golden T. Equivalent wire-grids for the electromagnetic modeling of conducting surfaces // Golden Engineering R&D. – 2020. – P. 1–11.
290. Trueman C.W. Fields of complex surfaces using wire grid modelling / C.W. Trueman, S.J. Kubina // IEEE Transactions on Magnetics. – 1991. – Vol. 27. – no. 5. – P. 4262–4267. DOI: 10.1109/20.105043.
291. Awan Z.A. Effects of random positioning errors upon electromagnetic characteristics of a wire grid / Z.A. Awan, A.A. Rizvi // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2011. – Vol. 25. – no. 2. – P. 351–364. DOI: 10.1163/156939311794362768.
292. Tulyathan P. The circumferential variation of the axial component of current in closely spaced thin-wire antennas / P. Tulyathan, E.H. Newman // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1979. – Vol. 27. – no. 1. – P. 46–50. DOI: 10.1109/TAP.1979.1142035.

293. Sarkar T. Survey of numerical methods for solution of large systems of linear equations for electromagnetic field problems / T. Sarkar, K. Siarkiewicz, R. Stratton // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981. – Vol. 29. – no. 6. – P. 847–856. DOI: 10.1109/TAP.1981.1142695.
294. Ferguson T.R. Solution of large wire grid moments problems / T.R. Ferguson, R.J. Balestri // IEEE 1976 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 1976. – P. 1–5. DOI: 10.1109/ISEMC.1976.7568690.
295. Yung E.K.N. Scattering of EM waves by a wire grid of linear and non-linear wire segments / E.K.N. Yung, C.L. Law // Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest. – 1991. – Vol. 2. – P. 806–809. DOI: 10.1109/APS.1991.174967.
296. Burton M. Using software to push back the limits of the moment method / M. Burton, S. Kashyap // Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest. – 1991. – Vol. 3. – P. 1504–1507. DOI: 10.1109/APS.1991.175137.
297. Ferguson T. Efficient solution of large moments problems: Theory and small problem results / T. Ferguson, T. Lehman, R. Balestri // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1976. – Vol. 24. – no. 2. – P. 230–235. DOI: 10.1109/TAP.1976.1141314.
298. Fourie A.P.C. A fast sparse iterative method (SIM) for method of moments / A.P.C. Fourie, D.C. Nitch // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting. – 1994. – Vol. 2. – P. 1146–1149. DOI: 10.1109/APS.1994.407888.
299. Fourie A.P.C. Comparing the sparse iterative method (SIM) with the banded Jacobi and conjugate gradient techniques / A.P.C. Fourie, D.C. Nitch // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting. – 1994. – Vol. 2. – P. 1181–1184. DOI: 10.1109/APS.1994.407879.
300. Davidson D.B. Parallel algorithms for electromagnetic moment method formulations. – Diss. Stellenbosch: Stellenbosch University, 1991. – 193 p.
301. A parallel implementation of NEC for the analysis of large structures / A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein, B. Reusser // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2003. – Vol. 45. – no. 2. – P. 177–188. DOI: 10.1109/TEMC.2003.810806.
302. Re-working of two standard moment-method codes for execution on parallel processors / P.S. Excell, G.J. Porter, Y.K. Tang, K.W. Yip // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 1995. – Vol. 8. – P. 243–248. DOI: 10.1002/jnm.1660080309.
303. Reeve J. Running SuperNEC on the 22 processor ibm-sp2 at southampton university // The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES). – 2022. – Vol. 13. – P. 99–106.
304. Моторко А.И. Исследование и разработка антенн и излучающих структур скрытого размещения для подвижной радиосвязи и радиодоступа: дис. канд. наук / Моторко Андрей Иванович. – Самара., 2022. – 147 с.
305. A camouflage antenna array integrated with a street lamp for 5G picocell base stations / A. Alieldin, Y. Huang, M. Stanley, S. Joseph, T. Jia, F. Elhouni, Q. Xu // 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland. – 2019. – P. 1–4.
306. Ahn S. A systematic design method of on-glass antennas using mesh-grid structures / S. Ahn, H. Choo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2010. – Vol. 59. – no. 7. – P. 3286–3293. DOI: 10.1109/TVT.2010.2053227.
307. Vehicle spoiler integrated and hidden 5G antenna / N. Eshaq, H. Lee, H.J. Song, D.N. Aloji, G. Kittinger // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2023. – Vol. 22. – no. 4. – P. 734–738. DOI: 10.1109/LAWP.2022.3223850.
308. Yang N. Mirror-integrated dielectric resonator antenna / N. Yang, K.W. Leung, E.H. Lim // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – Vol. 62. – no. 1. – P. 27–32. DOI: 10.1109/TAP.2013.2287007.

309. Turpin T.W. Meshed patch antennas integrated on solar cells / T.W. Turpin, R. Baktur // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2009. – Vol. 8. – P. 693–696. DOI: 10.1109/LAWP.2009.2025522.
310. Yang F. Design of conformal on-glass antenna for vehicle communication / F. Yang, L. Zhang, H. Wu // 2022 IEEE 10th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Xiamen, China. – 2022. – P. 1–2. DOI: 10.1109/APCAP56600.2022.10069927.
311. Sakthi Abirami B. A compact conformal windshield antenna for location tracking on vehicular platforms / B. Sakthi Abirami, E.F. Sundarsingh // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol. 68. – no. 4. – P. 4047–4050. DOI: 10.1109/TVT.2019.2898709.
312. Design of window grille shape-based multiband antenna for mobile terminals / Z. Yu, Y. Li, Z. Lin, X. Ran // International Journal of Antennas and Propagation. – 2021. – P. 1–14. DOI: 10.1155/2021/6684959.
313. Pattern reconfigurable antenna with four directions hidden in the vehicle roof / G. Artner, J. Kowalewski, C.F. Mecklenbräuker, T. Zwick // 2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT), Athens, Greece. – 2017. – P. 82–85. DOI: 10.1109/IWAT.2017.7915323.
314. Altshuler E.E. Wire-antenna designs using genetic algorithms / E.E. Altshuler, D.S. Linden // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 39. – no. 2. – P. 33–43. DOI: 10.1109/74.584498.
315. Jafar-Zanjani S. Adaptive genetic algorithm for optical metasurfaces design / Jafar-S. Zanjani, S. Inampudi, H. Mosallaei. // Scientific Reports. – 2018. – Vol. 8. – P. 1–16. DOI: 10.1038/s41598-018-29275-z.
316. Johnson J.M. Genetic algorithms and method of moments (GA/MoM): A novel integration for antenna design / J.M. Johnson, Y. Rahmat-Samii // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest, Montreal, QC, Canada. – 1997. – Vol. 3. – P. 1664–1667. DOI: 10.1109/APS.1997.631495.
317. Use of computationally efficient method of moments in the optimization of printed antennas / L. Alatan, M.I. Aksun, K. Leblebicioglu, M.T. Birand // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1999. – Vol. 47. – no. 4. – P. 725–732. DOI: 10.1109/8.768813.
318. Gabrieland V.F. Investigation of methods of scanning the beam of large antennas / V.F. Gabrieland, N.G. Andreassen. – Stanford research institute: Menlo park, CA, 1961. – 336 p. ISBN: 978-125-866-634-7.
319. Sharp E.D. Electromagnetic theory of wire-grid lens HF antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1965. – Vol. 13. – no. 5. – P. 703–709. DOI: 10.1109/TAP.1965.1138530.
320. Ando M. Reflection and transmission coefficients of a thin strip grating for antenna application / M. Ando, K. Takei // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1987. – Vol. 35. – no. 4. – P. 367–371. DOI: 10.1109/TAP.1987.1144112.
321. A new enhanced-bandwidth internal antenna for portable communication systems / J. Rasinger, A.L. Scholtz, W. Pichler, E. Bonek // 40th IEEE Conference on Vehicular Technology, Orlando, FL, USA. – 1990. – P. 7–12. DOI: 10.1109/VETEC.1990.110287.
322. Баум К.Э. Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей // ТИИЭР. – 1976. – Т. 64. – № 11. – С. 53–74.
323. Газизов Т.Т. Синтез оптимальных проводных антенн. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 120 с. ISBN: 978-5-86889-637-8.
324. Blore I.E. The radar cross section of metal hemispheres, spherical segments, and partially capped spheres / I.E. Blore, H. Musal // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1965. – Vol. 13. – no. 3. – P. 478–479. DOI: 10.1109/TAP.1965.1138435.
325. Owen J. Wire grid modelling of helicopter HF aerials // 1980 Antennas and Propagation

- Society International Symposium, Quebec, Canada. – 1980. – P. 722–725. DOI: 10.1109/APS.1980.1148259.
326. Kim I.S. A local mesh refinement algorithm for the time domain-finite difference method using Maxwell's curl equations / I.S. Kim, W.J.R. Hoefer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38. – no. 6. – P. 812–815. DOI: 10.1109/22.130985.
 327. Rao S. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape / S. Rao, D. Wilton, A. Glisson // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. 30. – no. 3. – P. 409–418. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142818.
 328. Cristina S. EMC effects of the lightning protection system: shielding properties of the roof-grid / S. Cristina, A. Orlandi // IEEE 1991 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Cherry Hill, NJ, USA. – 1991. – P. 78–83. DOI: 10.1109/ISEMC.1991.148188.
 329. Daniele V. Analysis of planar wire-mesh shields, loaded by general anisotropic and/or chiral stratified structure / V. Daniele, M. Gilli, R.E. Zich // Proceedings of the IEEE Digest antennas and propagation society international symposium, Chicago, IL, USA. – 1992. – P. 2014–2017. DOI: 10.1109/APS.1992.221473.
 330. АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.iss-reshetnev.ru>. (дата обращения: 15.10.2023).
 331. Единый портал продукции и комплектующих ракетно-космической промышленности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://trade.glavkosmos.com/ru> (дата обращения: 15.01.2025).
 332. Федеральный исследовательский центр информационных и вычислительных технологий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ict.nsc.ru/ru> (дата обращения: 15.01.2025).
 333. Патент на изобретение № 2814795 РФ, СПК Н 01 Q 1/12. Способ изготовления антенны на основе проводной сетки / А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов – Заявка № 2023116781; заявл. 27.06.2023; опубл. 04.03.2024, Бюл. № 7. – 14 с.
 334. Нгуен М.Т. Развитие и применение новых подходов к моделированию и проектированию разреженных проводных сеточных антенн / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2024. – № 6. DOI: 10.30898/1684-1719.2024.6.6.
 335. Alhaj Hasan A.F. Novel MoM-based Approaches for Generating Wire-grid Sparse Antenna Structures / A.F. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // 2023 IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai Republic (Russia), June 29–July 3, 2023. – P. 570–576. DOI: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
 336. 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.
 337. Нгуен М.Т. Оптимальные разреженные антенны с минимальными вычислительными затратами при моделировании / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // XX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», Томск. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 25–28 апреля 2023. – Т. 7. – С. 100–102.
 338. Нгуен М.Т. Оптимальные разреженные антенны с минимальной массой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР, 17–19 мая 2023. – Ч. 2. – С. 26–30.
 339. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023616977. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой / А.Ф. Алхадж Хасан, М.Т. Нгуен, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов;

- заявл. 04.03.2023; зарег. 04.04.2023.
340. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617502. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов; заявл. 05.04.2023; зарег. 11.04.2023.
 341. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617713. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт устраняющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов; заявл. 06.04.2023; зарег. 12.04.2023.
 342. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617597. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальным количеством проводов / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов; заявл. 06.04.2023; зарег. 11.04.2023.
 343. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667728. Генерация конструкции рупорных антенн за счёт АОТС / М.Т. Нгуен; заявл. 04.07.2024; зарег. 29.07.2024.
 344. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667325. Генерация конструкции рупорных антенн за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальным количеством проводов и проверкой их соединения по координатам / М.Т. Нгуен; заявл. 04.07.2024; зарег. 23.07.2024.
 345. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667727. Генерация конструкции рупорных антенн за счёт УАОТС / М.Т. Нгуен; заявл. 04.07.2024; зарег. 29.07.2024.
 346. On wire-grid representation for modeling symmetrical antenna elements / A.F. Alhaj Hasan, D.V. Klyukin, A.A. Kvasnikov, M.E. Komnatnov, S.P. Kuksenko // *Symmetry*. – 2022. – Vol. 14. – no. 7. – P. 1354. DOI: 10.3390/sym14071354.
 347. Нгуен М.Т. Рекомендации по проектированию конических рупорных структур из проводной сетки для создания разреженных антенн / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов // Журнал «Известия вузов. Радиофизика». – 2025. – Т. 68. – № 2. – С. 140–156. DOI: 10.52452/00213462_2025_68_02_140.
 348. Gazizov T.R. A simple modeling methodology for creating hidden antennas / T.R. Gazizov, A.F. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen // 2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi (Russia), 15–19 May, 2023. – P. 1080–1084. doi: 10.1109/ICIEAM57311.2023.10139026.
 349. Nguyen M.T. Recommendations on modeling wire grid horn structures for sparse antenna generation / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 International Ural conference on electrical power engineering (UralCon). – 2024. – P. 114–120. DOI: 10.1109/UralCon62137.2024.10718978.
 350. Nguyen M.T. Recommendations on designing wire grid conical horn structures for sparse antenna generation / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 International conference on actual problems of electron devices engineering (APEDE). – 2024. – P. 107–112. DOI: 10.1109/APEDE59883.2024.10715816.
 351. Nguyen M.T. Recommendation on modeling wire grid reflector structures for sparse antenna generation / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – 2024. – P. 31–35. DOI: 10.1109/SIBIRCON63777.2024.10758534.
 352. Нгуен М.Т. Влияние видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных антенн после АОТС // Шестая международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации «Шарыгинские чтения», посвященная памяти профессора Г.С. Шарыгина, Томск, 09–11 октября 2024 г. – Ч. 1. – С. 99–104.
 353. Kumar H. Coaxial Feed Pyramidal Horn Antenna with High Efficiency / H. Kumar,

- G. Kumar // IETE Journal of Research. Informa UK Limited. – 2017. – Vol. 64. – no. 1. – P. 51–58. DOI: 10.1080/03772063.2017.1323563.
354. Lightweight perforated waveguide structure realized by 3-D Printing for RF applications / G.L. Huang, S.G. Zhou, C.Y.D. Sim, T.H. Chio, T. Yuan // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65. – no. 8. – P. 3897–3904. DOI: 10.1109/TAP.2017.2715360.
 355. The use of 3D printing technology for manufacturing metal antennas in the 5G/IoT context / D. Helena, A. Ramos, T. Varum, J.N. Matos // Sensors. – 2021. – Vol. 21. – no. 10. – P. 3321. DOI: 10.3390/s21103321.
 356. Shamshad F. Simulation comparison between HFSS and CST for design of conical horn antenna / F. Shamshad, M. Amin // Journal of Expert Systems (JES). – 2012. – Vol. 1. – no. 4. – P. 84–90.
 357. Indirect applications of additive manufacturing for antennas / J.D. Lundquist, L. Linkous, U. Hasni, E. Topsakal // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2023. – Vol. 4. – P. 434–445. DOI: 10.1109/OJAP.2023.3265691.
 358. Parabolic antenna JRC-25DD MIMO Precision. Jirous antennas [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.jirous.com/antenna-2,4ghz/jra-25dd_mimo/, свободный (Дата обращения: 15.01.2025).
 359. Parabolic antenna JRB-25 MIMO. Jirous antennas [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://en.jirous.com/antenna-3,5ghz/jrb-25_mimo/, свободный (Дата обращения: 15.01.2025).
 360. Parabolic antenna JRMD-400-10/11. Jirous antennas direction for your waves [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://en.jirous.com/antennas-10ghz/jrmd-400-10-11/> (Дата обращения: 15.01.2025)
 361. Alhaj Hasan A.F. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost / A.F. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // Microwave Review. – 2023. – Vol. 29. – no. 2. – P. 83–94. DOI: 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.
 362. Нгуен М.Т. Влияние шага исходной проводной сетки на создание разреженных антенн // Системы управления, связи и безопасности. – 2025. – № 2. – С. 39–63. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-2-039-063.
 363. Nguyen M.T. Comparative analysis of C/OCGA sparse horn antenna structures at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirs (Russia). – 2023. – P. 530–536. DOI: 10.1109/APEIE59731.2023.10347852.
 364. Нгуен М.Т. Верификация модифицированного подхода к аппроксимации антенн проводной сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов // Радиотехника. 2023. – Т. 87. – № 12. – С. 118–128. DOI: 10.18127/j00338486-202312-13.
 365. Nguyen M.T. Comparative analysis of OCGA-based sparse K/Ka band horn antenna structures at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // Microwave Review. – 2024. – Vol. 30. – no. 2. – P. 60–70. DOI: 10.18485/mtts_mr.2024.30.2.8
 366. Alhaj Hasan A.F. Wire grid sparse antennas: Verification of a modified modeling approach / A.F. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // 2023 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). – Yekaterinburg (Russia), 15–17 May, 2023. – P. 100–104. DOI: 10.1109/USBREIT58508.2023.10158826.
 367. Alhaj Hasan A.F. Efficient sparse antenna design using MoM-WG: Comparative study of horn, conical horn, and reflector antennas by advanced approximations / A.F. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // 2023 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. – 2023. – P. 709–715.

- DOI: 10.1109/RusAutoCon58002.2023.10272841.
368. Nguyen M.T. Simulation-based performance evaluation of wire-grid approach for 3D printed antennas: comparative analysis and experimental validation / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon 2023). – Magnitogorsk (Russia), September 29–October 01, 2023. – P. 194–199. DOI: 10.1109/UralCon59258.2023.10291056.
 369. Nguyen M.T. Equivalent 3D printed perforated X-band horn antenna sparsed wire-grid structures using OCGA / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // Antenna Design and Measurement International Conference 2023 (ADMInC'23), St. Petersburg, (Russia). – 2023. – P. 31–36. DOI: 10.1109/ADMInC59462.2023.10335371.
 370. Nguyen M.T. Sparse structures of 3D printed K/Ka-band horn antenna using OCGA and its modification / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2024. – P. 600–609. DOI: 10.1109/EDM61683.2024.10615100.
 371. Nguyen M.T. Sparse wire grid 3D printed patch antenna / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // XXVII International Conference wave electronics and its application in information and telecommunication systems (WECONF-2024). – 2024. – P. 1–7. DOI: 10.1109/WECONF61770.2024.10564602.
 372. Nguyen M.T. Comparative analysis of 5G patch antenna sparse structures characteristics at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – 2024. – P. 1–8. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617539.
 373. Nguyen M.T. Sparse wire grid UHF-band pyramidal horn antenna / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 International Russian automation conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. – 2024. – P. 449–455. DOI: 10.1109/RusAutoCon61949.2024.10694540.
 374. Nguyen M.T. Comparative analysis of C-band conical horn antenna sparse structures characteristics at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // Lecture Notes in Electrical Engineering. – 2025. – Vol. 1324. – P. 163–175. DOI: 10.1007/978-3-031-82494-4_16
 375. Nguyen M.T. Sparse wire grid C-band conical horn antenna / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT-2024). – 2024. – P. 1–7. DOI: 10.1109/ICCT62929.2024.10874879.
 376. Nguyen M.T. Comparative analysis of UHF-band horn antenna sparse structures characteristics at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT-2024). – 2024. – P. 1–7. DOI: 10.1109/ICCT62929.2024.10874941.
 377. Nguyen M.T. Comparative analysis of sparse structures characteristics of X-band reflector antenna at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // Antenna Design and Measurement International Conference 2024 (ADMInC'24), Saint-Petersburg, (Russia). – 2024. – P. 16–22. DOI: 10.1109/ADMInC63617.2024.10775937.
 378. Nguyen M.T. Sparse wire grid S-band reflector antenna / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – 2024. – P. 36–40. DOI: 10.1109/SIBIRCON63777.2024.10758510.
 379. Nguyen M.T. Optimal sparse wire grid structures: Development and verification of an OCGA-based algorithm / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 International Conference «Engineering Management of Communication and Technology» (EMCTECH). – 2024. – P. 1–7. DOI: 10.1109/EMCTECH63049.2024.10741757.
 380. Nguyen M.T. Comparative analysis of sparse structures characteristics of S-band reflector

- antenna at different frequencies / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 PIERE IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE). – 2024. – P. 230–237. DOI: 10.1109/PIERE62470.2024.10804943.
381. Нгуен М.Т. Об аппроксимации поверхности зеркальной антенны оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // V Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов организаций «Техносферная и информационная безопасность», Тольятти. 13 апреля 2023. – Тольятти: Тольяттинский государственный университет, 2023. – С. 73–78.
 382. Нгуен М.Т. Сравнительный анализ разных аппроксимаций для проектирования разреженных антенн / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Нанотехнологии. Информация. Радиотехника (НИР-23): материалы Всероссийской молодежной научно-практической конференции, Омск, 18 апреля 2023 года / Омский государственный технический университет. – Омск: Омский государственный технический университет, 2023. – С. 213–218.
 383. Нгуен М.Т. Верификация модифицированного подхода к аппроксимации антенн проводной сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // XXVIII Всероссийская открытая научная конференция «Распространение радиоволн», Йошкар-Ола. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 16–19 мая 2023. – С. 556–560.
 384. Нгуен М.Т. Коническая рупорная антенна, разреженная с помощью соединённой аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР, 17–19 мая 2023. – Ч. 2. – С. 17–21.
 385. Нгуен М.Т. Эквивалентная проводная сетка для разворачиваемой космической зеркальной антенны из композитных материалов / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск. – Томск: ТУСУР (заказчик), 17–19 мая 2023. – Ч. 2. – С. 22–25.
 386. Нгуен М.Т. Сравнение эффективности электродинамических САПР, на примере дипольной антенны / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // 4-я Международная научная конференция перспективных разработок молодых ученых «Школа молодых новаторов», Курск. – Курск: ЗАО «Университетская книга», 13 июня 2023. – Т. 2. – С. 84–87.
 387. Нгуен М.Т. Использование проводной сетки при создании широкополосной рупорной антенны / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Актуальные проблемы прикладной математики и механики: Тезисы докладов XII Всероссийской конференции с элементами школы молодых ученых, посвященной памяти академика А.Ф. Сидорова, Джанхот, 04–10 сентября 2023 года. – Екатеринбург: Институт математики и механики УрО РАН им. Н.Н. Красовского, 2023. – С. 38–39.
 388. Нгуен М.Т. Верификация результатов моделирования антенн из проводной сетки мом в разных САПР / М.Т. Нгуен, Н.Ю. Шайманов, А.Ф. Алхадж Хасан // 26-я Всероссийская молодежная научная конференция «Актуальные проблемы физической и функциональной электроники», Ульяновск, 24–26 октября 2023. – С. 179–183. – DOI: 10.61527/APPFE-2023.179-183.
 389. Нгуен М.Т. Эквивалентные структуры из разреженной проводной сетки для трехмерной печатной перфорированной рупорной антенны X-диапазона с использованием АОТС // М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов // Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн 2023» (APP'23), Санкт-Петербург, 19–21 октября 2023. – С. 47–53.
 390. Нгуен М.Т. Разреженные антенны с помощью аппроксимации оптимальной токовой

- сеткой в различных САПР // М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // XIX Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ-2023), Томск. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 15–17 ноября 2023. – Т. 2. – С. 9–13.
391. Нгуен М.Т. Верификация результатов применения аппроксимации оптимальной токовой сеткой в разных САПР // М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // XXII Международная конференция имени А.Ф. Терпугова «Информационные технологии и математическое моделирование» (ИТММ–2023), Томск, 4–9 декабря 2023. – С. 271–278.
 392. Нгуен М.Т. Программный модуль для упрощения процесса моделирования рупорной антенны проводной сеткой в системе TALGAT / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2024», Томск, 15–17 мая 2024. – Ч. 2. – С. 46–50.
 393. Нгуен М.Т. Разработка программного модуля для моделирования разреженных рупорных антенн в системе TALGAT / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // XX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», Томск. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 23–26 апреля 2024. – Т. 7. – С. 109–111.
 394. Нгуен М.Т. Использование TALGAT для моделирования патч антенны проводной сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов // Нанотехнологии. Информация. Радиотехника (НИР-24): Материалы Всероссийской молодежной научно-практической конференции, Омск, 18 апреля 2024 года. – Омск: Омский государственный технический университет, 2024. – С. 222–225.
 395. Нгуен М.Т. Разреженная патч антенна с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: Материалы X Всероссийской научно-технической конференции, Омск, 16–17 апреля 2024 года. – Омск: Омский государственный технический университет, 2024. – С. 142–151.
 396. Nguyen M.T. Comparative analysis of UHF-band horn antenna sparse structures characteristics at different frequencies using OCGA / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT-2024). – P. 90–93.
 397. Nguyen M.T. Sparse wire grid C-band conical horn antenna using OCGA / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // 2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT-2024). – 2024. – P. 97–100.
 398. Нгуен М.Т. Сравнительный анализ характеристик разреженных структур рефлекторной антенны Х-диапазона на разных частотах / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов / Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн 2024» (APR'24), Санкт-Петербург. – 2024. – С. 20–27.
 399. Нгуен М.Т. Рефлекторная антенна Х-диапазона из разреженной проводной сетки / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан // XIX Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ-2024), Томск. – Томск: В-Спектр (ИП Бочкарева В.М.), 20–22 ноября 2024. – С. 16–18.
 400. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619337. Генерация эквивалентной разреженной проводной сетки для развертываемой зеркальной антенны из композитных материалов / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов; заявл. 27.04.2023; зарег. 10.05.2023.
 401. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619600. Генерация конструкции рупорной антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой / А.Ф. Алхадж Хасан, М.Т. Нгуен, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов; заявл. 27.04.2023; зарег. 12.05.2023.
 402. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023660653.

- Генерация эквивалентной проводной сетки для развертываемой зеркальной антенны из композитных материалов / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов; заявл. 19.05.2023; зарег. 23.05.2023.
403. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024682479. Генерация конструкции конической рупорной антенны С-диапазона за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан; заявл. 21.09.2024; зарег. 24.09.2024.
 404. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024682626. Генерация конструкции пирамидальной рупорной антенны УВЧ-диапазона за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан; заявл. 21.09.2024; зарег. 25.09.2024.
 405. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024664804. Система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости ТУСУР.ЭМС (TUSUR.EMC) / Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.А. Квасников, А.А. Иванов, А.О. Белоусов, А.Е. Максимов, Д.В. Клюкин, Х.А.Ф. Алхадж, Г.Ю. Ким, Е. Жечев, А.В. Осинцев, В.А. Семенюк, М.Т. Нгуен, М.Е. Комнатнов; заявл. 10.06.2024; опубл. 25.06.2024.
 406. Система TUSUR.EMC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://emc.tusur.ru/talgat-software/>, свободный (дата обращения: 15.01.2025).
 407. Python [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://metanit.com/python/tutorial/>, свободный (дата обращения: 15.01.2025).
 408. Feature selective validation (FSV) for validation of computational electromagnetics (CEM). part I-the FSV method / A.P. Duffy, A.J.M. Martin, A. Orlandi, G. Antonini, T.M. Benson, M.S. Woolfson // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – Vol. 48. – no. 3. – P. 449–459.
 409. Chu L.J. Electromagnetic horn design / L.J. Chu, W.L. Barrow // Electrical Engineering. – 1939. – Vol. 58. – no. 7. – P. 333–338. DOI: 10.1109/EE.1939.6431430.
 410. Inclán-Sánchez L. Performance Evaluation of a Low-Cost Semitransparent 3D-Printed Mesh Patch Antenna for Urban Communication Applications // Electronics. – 2023. – Vol. 13. – no. 1. – P. 153. DOI: 10.3390/electronics13010153.
 411. Kang S.H. Transparent Patch Antenna Using Metal Mesh / S.H. Kang, C.W. Jung // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66. – no. 4. – P. 2095–2100. DOI: 10.1109/TAP.2018.2804622.
 412. Головин В.В. Исследование характеристик развертываемой космической зеркальной антенны с разреженной отражающей поверхностью / В.В. Головин, Ю.Н. Тыщук // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2023. – № 1. DOI: 10.30898/1684-1719.2023.1.10.
 413. Nguyen M.T. Generating Sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2025. DOI: 10.1109/OJAP.2025.3543559.
 414. Dang T.P. Generation of sparse antennas and scatterers based on optimal current grid approximation / T.P. Dang, M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // Algorithms. – 2025. – Vol. 18. – no. 3. – P. 171. DOI: 10.3390/a18030171.
 415. Патент на изобретение. Пирамидальная рупорная антенна из проводной сетки / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов – Заявка № 2025104526; заявл. 27.02.2025.
 416. Патент на изобретение. Пирамидальная рупорная антенна из разреженной проводной сетки / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов – Заявка № 2025104520; заявл. 27.02.2025.

Приложение А



УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе
и международной деятельности,
к.т.н., доцент
Сенченко П.В.
«25» 02 2025 г.

АКТ

внедрения в учебный процесс результатов диссертационного исследования Нгуена Мань Туана

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления (ТУ), д.т.н., профессор Газизов Т.Р. и заместитель заведующего кафедрой ТУ по учебной работе, к.т.н., Самойличенко М.А. настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры ТУ ТУСУРа следующих результатов диссертационной работы Нгуена М.Т.: программы для моделирования и оптимизации антенны из проводной сетки в системе TUSUR.EMC используются при проведении практических работ по дисциплине «Основы компьютерного моделирования и проектирования РЭС» для студентов бакалавриата радиотехнического факультета ТУСУРа, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника».

Заведующий каф. ТУ, д.т.н., профессор

/ Т.Р. Газизов

Заместитель заведующего каф. ТУ по учебной работе, к.т.н.  / М.А. Самойличенко



УТВЕРЖДАЮ
Ректор ТУСУР

В. М. Рулевский

«27» 02 2025 г.

АКТ

использования в НИР результатов диссертационного исследования

Нгуена Мань Туана

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

1. Обзор проводно-сеточных и разреженных антенн и развитие новых подходов на основе аппроксимации оптимальной токовой сеткой к моделированию и проектированию разреженных проводных сеточных антенн (научно-технический отчет за 2023 г. по государственному заданию FEWM-2023-0014).

2. Модернизация существенных подходов и предложение нового подхода на основе аппроксимации оптимальной токовой сеткой к проектированию разреженных проводно-сеточных антенн и разработка программных модулей для моделирования и оптимизации антенны из проводной сетки в системе TUSUR.EMC, а также верификация эффективности всех подходов на различных типах антенн, работающих в различных диапазонах частот (научно-технический отчет за 2024 г. по государственному заданию FEWM-2023-0014).

Руководитель НИР, д.т.н., профессор

В.М. Рулевский

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

Н.Д. Малютин



УТВЕРЖДАЮ
Ректор ТУСУР

В. М. Рулевский

«26» 02 2025 г.

АКТ

использования в НИР результатов диссертационного исследования

Нгуена Мань Туана

Мы, нижеподписавшиеся, руководитель НИР по государственным заданиям FEWM-2022-0001 и FEWM-2024-0005, д.т.н., профессор Заболоцкий А.М. и ответственный исполнитель НИР, к.т.н., Черникова Е.Б., настоящим актом подтверждаем факт использования при выполнении работ в рамках НИР следующих результатов диссертационного исследования Нгуена М.Т.:

1. Обзор аппроксимации поверхности проводями и результаты аппроксимации 3D-печатной X-диапазонной перфорированной рупорной и развертываемой космической зеркальной антенн проводями на основе метода моментов (научно-технический отчет за 2023 г. по государственному заданию FEWM-2022-0001 «Теоретические основы создания перспективных систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, работающей в экстремальных условиях»).

2. Рекомендации по проектированию рупорных, конических рупорных и рефлекторных структур из проводной сетки для создания разреженных антенн и результаты применения аппроксимации оптимальной токовой сеткой на различных антеннах (научно-технический отчет за 2024 г. по государственному заданию FEWM-2024-0005 «Методология автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей в условиях деструктивных воздействий»).

Руководитель НИР, д.т.н., профессор

 А.М. Заболоцкий

Ответственный исполнитель НИР, к.т.н.

 Е.Б. Черникова



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

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

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

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

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

31.01.2024 № КГ-5/12

На № _____ от _____

Письмо поддержки

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

Заместитель генерального директора
по науке



К.Г. Охоткин

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

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023616977

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт
аппроксимации оптимальной токовой сеткой**

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

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Нгуен Мань Туан (VN),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашитович (RU)*

Заявка № **2023615443**

Дата поступления **24 марта 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **04 апреля 2023 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077614e3370a394edbs24145d5c7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 26.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617502

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт
соединяющей аппроксимации оптимальной токовой
сеткой**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (RU), Алхадж Хасан Аднан (RU),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашиотович (RU)*

Заявка № 2023616532

Дата поступления 05 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 11 апреля 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b90077v14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.12.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617713

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт
устраняющей аппроксимации оптимальной токовой
сеткой**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023616574

Дата поступления 06 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 апреля 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 6Bb80077614e3903a94edbd24145d5c7
Владелец: *Зубов Юрий Сергеевич*
Действителен с 26.03.2022 по 26.03.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023617597

**Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт
соединяющей аппроксимации оптимальной токовой
сеткой с минимальными количеством проводов**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023616558

Дата поступления 06 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 11 апреля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077e14e30103a94e0bd24145d5c7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 26.11.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023619337

**Генерация эквивалентной разреженной проводной
сетки для развертываемой зеркальной антенны из
композитных материалов**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023618038

Дата поступления 27 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 10 мая 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077a14c40f0da94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023619600

**Генерация конструкции рупорной антенны за счёт
аппроксимации оптимальной токовой сеткой**

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

Авторы: *Алхадж Хасан Аднан (RU), Нгуен Мань Туан (VN),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023618304

Дата поступления 27 апреля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 мая 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077a14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023660653

**Генерация эквивалентной проводной сеткой для
развертываемой зеркальной антенны из композитных
материалов**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан (RU),
Куксенко Сергей Петрович (RU), Газизов Тальгат
Рашитович (RU)*

Заявка № 2023619968

Дата поступления 19 мая 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 23 мая 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b80077b14e49f02a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.05.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024667728

Генерация конструкции рупорных антенн за счёт АОТС

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

Автор(ы): **Нгуен Мань Туан (VN)**

Заявка № **2024665388**

Дата поступления **04 июля 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **29 июля 2024 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат 429b6a01e3853164ba96f83b73b4aa7

Владимир Зубов Юрий Сергеевич

Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024667325

Генерация конструкции рупорных антенн за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальным количеством проводов и проверкой их соединения по координатам

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

Автор(ы): *Нгуен Мань Туан (VN)*

Заявка № **2024665430**

Дата поступления **04 июля 2024 г.**

Дата государственной регистрации

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

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b5a0f3863164bf96183b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024682479

**Генерация конструкции конической рупорной антенны
С-диапазона за счёт аппроксимации оптимальной
токовой сеткой**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан
Фазезович (RU)*

Заявка № 2024681688

Дата поступления 21 сентября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 24 сентября 2024 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью

Сертификат: 3092ef6d9c900b542601670bca2026

Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**

Действителен с 10.03.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024667727

**Генерация конструкции рупорных антенн за счёт
УАОТС**

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

Автор(ы): *Нгуен Мань Туан (VN)*

Заявка № **2024665385**

Дата поступления **04 июля 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **29 июля 2024 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6a0f438e3164ba996183b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024682626

**Генерация конструкции пирамидальной рупорной
антенны УВЧ-диапазона за счёт аппроксимации
оптимальной токовой сеткой**

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

Авторы: *Нгуен Мань Туан (VN), Алхадж Хасан Аднан
Фаезович (RU)*

Заявка № 2024681638

Дата поступления 21 сентября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 25 сентября 2024 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью

Сертификат: 0692e76eac3303e5642601570bca2026

Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**

Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



RU2024664804

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства): 2024664804 Дата регистрации: 25.06.2024 Номер и дата поступления заявки: 2024663041 10.06.2024 Дата публикации и номер бюллетеня: 25.06.2024 Бюл. № 7	Автор(ы): Газизов Тальгат Рашитович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Квасников Алексей Андреевич (RU), Иванов Антон Андреевич (RU), Белоусов Антон Олегович (RU), Максимов Александр Евгеньевич (RU), Клюкин Дмитрий Владимирович (RU), Алхадж Хасан Аднан Фаезович (RU), Ким Георгий Юрьевич (RU), Жечев Евгений (KZ), Осинцев Артем Викторович (RU), Семенюк Валерий Александрович (RU), Нгуен Мань Туан (VN), Комнатнов Максим Евгеньевич (RU) Правообладатель(и): Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)
--	--

Название программы для ЭВМ:
Система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости ТУСУР.ЭМС
(TUSUR.EMC)

Реферат:
Программа предназначена для компьютерного моделирования задач электромагнитной совместимости на основе двухмерного и трехмерного квазистатического анализа, трехмерного электродинамического анализа, схмотехнического анализа, вычисления отклика произвольных схем из многопроводных линий передачи, многовариантного анализа и структурно-параметрической оптимизации, а также динамической визуализации токов и напряжений. Программа взаимодействует с базами данных кондуктивных помеховых сигналов и типовых помехозащитных структур. Задание параметров моделирования осуществляется с помощью скриптов, написанных на Python или встроенном скриптовом языке. Программа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030». Тип ЭВМ: IBM PC-совмест. ПК; ОС: Windows 7/8.1/10/11.

Язык программирования: C++
Объем программы для ЭВМ: 200 МБ



BẰNG KHEN

ГРАМОТА

Nguyễn Mạnh Tuấn

đã đạt thành tích xuất sắc trong học tập
за особые достижения в учёбе

Đặng Minh Khôi
Данг Минь Кхой

Đại sứ đặc mệnh toàn
quyền CHXHCN Việt Nam
tại Liên bang Nga
Chủ tịch danh dự Quỹ

Чрезвычайный и Полномочный
Посол СРВ в РФ.
Почетный президент Фонда



Nguyễn Quốc Hùng
Нгуен Куок Хунг

Giám đốc Quỹ
Директор Фонда

МОСКВА 2023



BẰNG KHEN

ГРАМОТА

Nguyễn Mạnh Tuấn

đã đạt thành tích xuất sắc trong học tập
за особые достижения в учёбе



Đặng Minh Khôi
Данг Минь Кхой

Đại sứ đặc mệnh toàn
quyền CHXHCN Việt Nam
tại Liên bang Nga
Chủ tịch danh dự Quỹ
Чрезвычайный и Полномочный
Посол СРВ в РФ.
Почетный президент Фонда

Nguyễn Quốc Hùng
Нгуен Куок Хунг



Giám đốc Quỹ
Директор Фонда

[Signature]

МОСКВА 2024

ДИПЛОМ



За высокие достижения в учебной и научной деятельности
стипендии Президента Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники
в 2023 / 2024 учебном году удостоен

Мухомов Мамань Мухан

аспирант кафедры телевидения и управления ТУСУРА

Президент ТУСУРА

А.А. Шелупанов



Ноябрь 2023

Конкурс
на назначение
стипендий
президента
ТУСУРА
2023 / 2024





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

ДИПЛОМ I СТЕПЕНИ

награждается

М.М. Нгуен

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

15 - 17 ноября 2023 г.

Секция 13 «Электромагнитная совместимость»

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа



г. Томск

[Handwritten signature]

В.М. Рулевский



Российская Академия Наук



ДИПЛОМ II СТЕПЕНИ

ЗА ЛУЧШИЙ ДОКЛАД
НА XXVI ВСЕРОССИЙСКОЙ МОЛОДЕЖНОЙ
НАУЧНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
«АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ФИЗИЧЕСКОЙ
И ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ»
(г. Ульяновск, 24 – 26 октября 2023 г.)

НАГРАЖДАЕТСЯ

НГУЕН

Мань Туан

**Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники**

Председатель Оргкомитета
директор УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН,
д-р техн. наук, профессор

В.А. Сергеев

Ульяновск, 2023



Курская региональная
общественная организация
Общероссийской общественной организации
«Вольное экономическое общество России»

ДИПЛОМ

ВТОРОЙ СТЕПЕНИ

награждается

НГУЕН МАНЬ ТУАН, аспирант

АЛХАДЖ ХАСАН АДНАН ФАЕЗОВИЧ, м.н.с.

Научный руководитель –

ГАЗИЗОВ ТАЛЫГАТ РАШИТОВИЧ, д.т.н., профессор

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия

статья СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ

САПР, НА ПРИМЕРЕ ДИПОЛЬНОЙ АНТЕННЫ

за предоставление статьи и активное участие в работе

4-й Международной научной конференции

перспективных разработок молодых ученых

«Школа молодых новаторов»,

которая проходила 13 июня 2023 года

в Курской региональной общественной организации Общероссийской общественной организации «Вольное экономическое общество России», г.Курск

Руководитель КРОО
ООО ВЭО России,
доктор экономических наук,
профессор



Ю.В. Вертакова



тольяттинский
государственный
университет



V Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов
организаций

«Техносферная и информационная безопасность»

ДИПЛОМ

2 степени

награждается

Нгуен Мань Туан

тема доклада: Об аппроксимации поверхности зеркальной антенны
оптимальной токовой сеткой

Директор Института
инженерной и экологической
безопасности



Л.Н. Горина

Тольятти, 13 апреля 2023 г.

