

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов

Антенны из разреженной проводной сетки

Томск
Издательство ТУСУРа
2025

УДК 621.396.677.73
ББК 32.845
НЗ79

Рецензент
Дунаевский Г.Е., д-р техн. наук

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

Нгуен, Мань Туан

НЗ79 Антенны из разреженной проводной сетки: моногр. /
М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск.
гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2025. – 324 с.
ISBN 978-5-908033-06-0

Представлена методика создания разреженных антенн из проводной сетки на основе аппроксимации оптимальной токовой сеткой. Приведен обзор по методу моментов, антеннам из проводной сетки и аппроксимации оптимальной токовой сеткой. Предложены модификации аппроксимации оптимальной токовой сеткой и рекомендации по проектированию исходных проводных сеток рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн для получения разреженных проводных сеток. Представлены программные модули для моделирования и оптимизации исходной и разреженных проводных сеток рупорной антенны, результаты применения аппроксимации оптимальной токовой сеткой и её модификаций к различным антеннам в разных диапазонах частот, а также простая методика создания скрытых антенн. Представлены экспериментальные результаты по созданию исходной и разреженных проводных сеток рупорной антенн.

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

УДК 621.396.677.73
ББК 32.845

ISBN 978-5-908033-06-0

© Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф.,
Газизов Т.Р., 2025
© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2025

Введение

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 антенны 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 приводить к тому, что масса и площадь поверхности антенны не будут оптимизированы. Это требует совершенствования параметров ПС для создания антенн без недостатков. Таким образом, актуально создание разреженных антенн из ПС. Это приведет к созданию более эффективных, компактных и дешёвых антенных систем, применимых в различных сферах нашей жизни, начиная от коммуникаций и связи и заканчивая технологическими и научными исследованиями.

Многие публикации последних лет посвящены уменьшению массы и размеров антенн, а также 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. Также активно работали в данной области российские ученые: 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.

Алхадж Хасан А.Ф. и Газизов Т.Р. запатентовали [19] способ создания разреженных антенн с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС). Смысл АОТС – исключить из сетки провода с малыми токами, так как их вклад в излучение мал. Это уменьшит 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.

Основная цель монографии – познакомить читателя с методикой создания разреженных антенн из ПС на основе АОТС. 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 даются рекомендации по проектированию исходных ПС рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн для получения разреженных ПС после АОТС и рассматривается влияние видов нормирования тока на уменьшение массы антенн. В разделе 4 приводятся 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, а также простая методика создания скрытых антенн. Раздел 5 содержит экспериментальные результаты по созданию исходной и разреженных ПС рупорной антенны и перспективы работы.

1 ОБЗОР ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ АНТЕНН ПРОВОДНОЙ СЕТКОЙ

Представим обоснование выбора метода моментов (МоМ), аппроксимации антенной поверхности проводами, классификации скрытых антенн, а также АОТС для создания разреженных антенн [1, 2]. На основе этих критериев сформулированы цель и задачи работы.

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 – 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 процессе создания 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 создании недорогих антенн, которые обеспечивают нужную пропускную способность, коэффициент усиления, многополосное функционирование и соответствуют физическим ограничениям. Эти критерии способствовали разработке новых методов и подходов к проектированию антенн. После продолжительного периода отдельной разработки систем автоматизированного проектирования 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 исследования на каждой итерации, что вычислительно дорого. Следовательно, важно разработать новые методы синтеза антенн, которые помогут спроектировать оптимальную структуру, удовлетворяющую всем требованиям и ограничениям.

Исследователи регулярно пытаются 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], метаповерхностным [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 данной сфере. Между тем полезно сделать общий обзор этих работ. Особенно желательно это для нового разработчика. С другой стороны, проводится много исследований по моделированию антенн, особенно связанных с проектированием ПС и разреженных антенн. Особый интерес представляют те работы, в которых использовался МоМ в прошлом [19–24] и используется в настоящее время [25–30], а также те, в которых применяются другие вычислительные методы [31–33]. Однако до сих пор отсутствует подробный и всесторонний обзор 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 с их помощью, 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 точно решить задачи для электрически больших объектов. Такие 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 MoM). Непосредственное решение соответствующего уравнения в частных производных может рассматриваться в качестве первого метода быстрого решения задач электродинамики, 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 имеется возможность эффективно сжать и инвертировать ленту соответствующего матричного уравнения.

Метод сопряженных градиентов (МСГ) [34] применяется для решения уравнения Пуассона. Метод сходится за $O(N^{0.5})$ итераций при решении двумерных задач и за $O(N^{0.33})$ – при решении 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 двумерных задач составляет $O(N^{1.5})$, 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 [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 дает возможность вычислять поля последовательно, с течением времени, что делает допустимым создание анимированных изображений распространения волн в счетном объеме. Он также позволяет указать материал для каждой точки объема и подходит для широкого спектра металлов, диэлектриков и нелинейных материалов. С помощью этого метода моделируются эффекты на отверстиях и эффективность экранирования, вычисляются 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, а это 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, а это способно 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 Курантом [41] в 1943 г., он стал применяться только с 1968 г. 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 заданий из иной 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 так, 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. Данному методу посвящены работы [52, 53]. Его 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 мат-

ричной системы с помощью разделения матрицы. Когда упорядочение вложенного рассеечения применяется к разреженной части, а LU-разложение – 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 будет иметь 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; 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 $(kd)^{4.5}$. Выход 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 данный метод сохраняет название МоМ. Харрингтон, выбрав этот термин, позаимствовал его из [65], в которой описывался метод решения интегральных уравнений. Ранее аналогичный метод был предложен в [66], где для решения использовались полиномы как

тестовые функции. Харрингтон, применяя термин «метод моментов», фактически имел ввиду 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. Харрингтон 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 [71, 72]. Кроме того, развитие МВН отражено в [69, 73–77].

В МоМ краевая задача для неизвестного распределения тока по поверхности проводников формулируется в виде интегральных уравнений 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, которое определяется с помощью применения МоМ либо в спектральной области [78], либо в пространственной области [79].

Со временем МоМ 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. В работе [81] авторы также использовали МоМ для решения интегрального уравнения с целью точного полноволнового анализа экранированных микрополосковых неоднородностей, полученного путем применения теоремы взаимности. В [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. Такой подход оказался очень точным методом оценки 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 [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 исследования характеристик цепей пассивных микрополосковых элементов (в открытой среде) на микроволновых частотах [84]. Здесь имеется возможность сократить время вычислений и требования к памяти 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 решатели 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 (МСГ или подобными методами), то вычислительные затраты велики [86]. LU-разложение требует $O(N^3)$ операций и $O(N^2)$ памяти и обеспечивает решение для

всех возбуждений рассеивателя. МСГ требует $O(N^2)$ операций на итерацию для плотных матриц, поскольку самый затратный шаг в итерации МСГ – умножение матрицы на вектор. Как правило, количество итераций увеличивается 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) [87] или метод быстрых мультиполей (FMM) [88], уменьшают вычислительные затраты на умножение матриц. Метод локализации матрицы импеданса (IML) [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 псевдосетки, описанный в [91], использован для разработки метода интегрального уравнения смешанного потенциала в пространственной области с целью 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, так как каждая подзадача решается независимо от других без учета дублирования данных. Позже исследователи предложили прямые матричные операции (DMM) [93] и методы на основе вейвлетов [94]. Затем была предложена методика мультиструктурного МоМ [95],

основанная 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, резко сократить время вычислений. В отличие от большинства других быстрых методов, данный 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 Е.Е. Тыртышникова. В рамках гранта РФФИ 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, применённые 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, сдвоенный метод бисопряженных невязок и стабилизированный метод бисопряженных невязок. Так, в [97] им 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 предобусловливания 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 применения аппроксимированной матрицы в качестве предобусловливателя. Основные результаты на основе совершенствования идей Е. Тыртышникова получили F. Kramer и M. Bebendorf [100]. В работе [101] для моделирования электрически больших задач применяется МоМ в частотной области. С целью ускорения вычислений там 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 четырьмя миллионами неизвестных.

В [102] предложены два блочных итерационных способа 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 применение блочных методов предпочтительнее последовательного решения СЛАУ с разными векторами свободных членов. В [103] отражены 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]. Автором предложена новая концепция электромагнитной оптимизации с использованием МоМ, основанная 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 годится 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), но 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 (МоМТД) [106].

В [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 применялся для моделирования окружающей среды, потому что он хорошо подходит для полей в неоднородных средах, а МоМ – для антенны, так как он хорошо подходит для моделирования сложных антенн в свободном пространстве.

Комбинируя МоМ и МКР во временной области, гибридный подход был 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 для работы на частоте 2 ГГц. Затем метод МоМ/МКР использовался для расчета среднего SAR всего тела (WBA-SAR) небольшого животного внутри корпуса. Результаты сравнивались с полученными при помощи МКР для проверки точности. Комбинированный подход МоМ/МКР также используется для анализа воздействия миллиметровых волн на глаз кролика с применением диэлектрической линзовой антенны в качестве источника электромагнитного излучения [109]. МоМ был 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]. В дальнейшем автор использовал эту методику для широкополосного анализа антенн, излучающих в присутствии электрически больших проводящих тел (платформ). Он показал применение метода с большой экономией 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 МКЭ (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] и основывается на тонкопроводной аппроксимации, подробно рассмотренной в [126–130]. В этом подходе проводник представляется идеальным цилиндром, расположенным вдоль оси координат с радиусом, значительно меньшим длины волны. Ток на его концах равен нулю, что позволяет использовать скалярную функцию плотности тока для упрощения задачи.

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].

Кроме того, 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

конструкции играет важную роль в изменении ее характеристик. Например, для патч-антенны характеристика круговой поляризации может быть получена либо путем размещения шлейфов в надлежащих местах, либо с помощью диагональных соединителей в центре антенны. Кроме того, антенну можно настроить, используя конфигурацию со встроенным питанием, или увеличить полосу пропускания, добавив паразитные элементы. Примечательно, что для различных областей применения антенны изменяется лишь небольшая её часть: она 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 улучшения системы.

1.2 Аппроксимация проводами антенной поверхности

Численные методы полноволнового анализа активно используются для антенных решеток и элементов. Например, их анализируют посредством FDTD [36, 37], FIT [145, 146] или FEM [41, 50]. С помощью этих и других методов применяют 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 способа: проводную

сетку и поверхностную триангуляцию. В первом случае 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 время вычислений. Математическая основа этих методов подробно рассмотрена, например, в [64, 157, 158].

В ранних исследованиях рассматривались только прямоугольные патчи и проводная сетка, что дает погрешность при моделировании структур произвольной формы. Поэтому были разработаны методы моделирования непрямоугольными патчами. Предложено представление структуры соединением многоугольных пластин, где токи аппроксимируются через токи непрямоугольных патчей [159]. Модель оценивалась 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 моделирования остаются хорошими, даже если некоторые четырехугольники преобразуются в треугольники [159, 162]. Исходя из этого Глиссон и Вильбурн с 1978 года сосредоточились на треугольных патчах [163].

Различное программное обеспечение для моделирования антенны 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 программного обеспечения стал неизбежным из-за быстрого развития методов и технологий, а также бурного роста достижений в области компьютеров. 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.

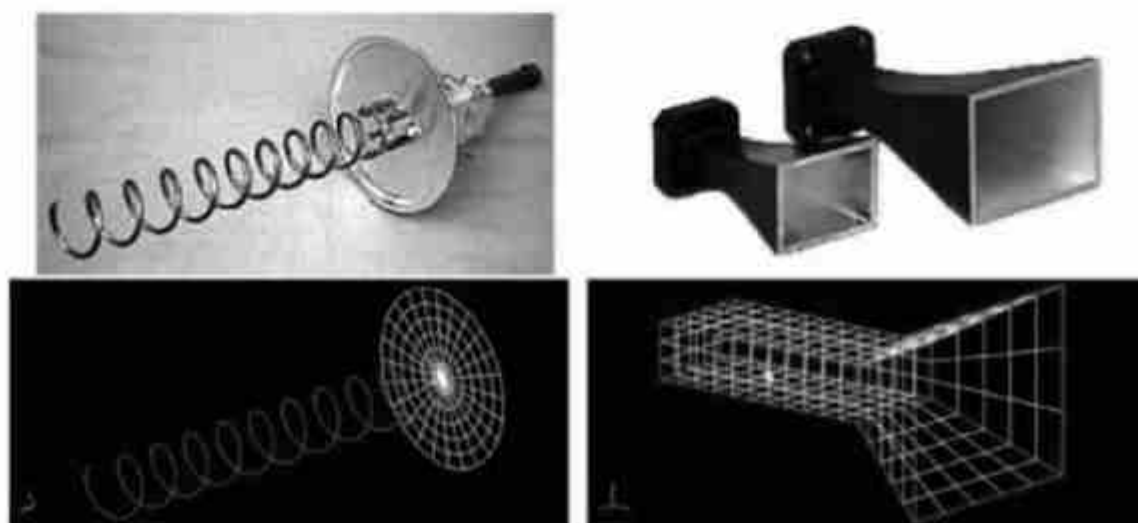


Рисунок 1.1 – Моделирование антенн с помощью проводов и проводных сеток

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 в этот вопрос внесли Г.Г. Гошин, Г.Г. Кравченко и С.И. Надененко. С тех пор было изучено множество аспектов применения проводных сеток.

Много исследовали [175–178] электромагнитные свойства проводной сетки (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].

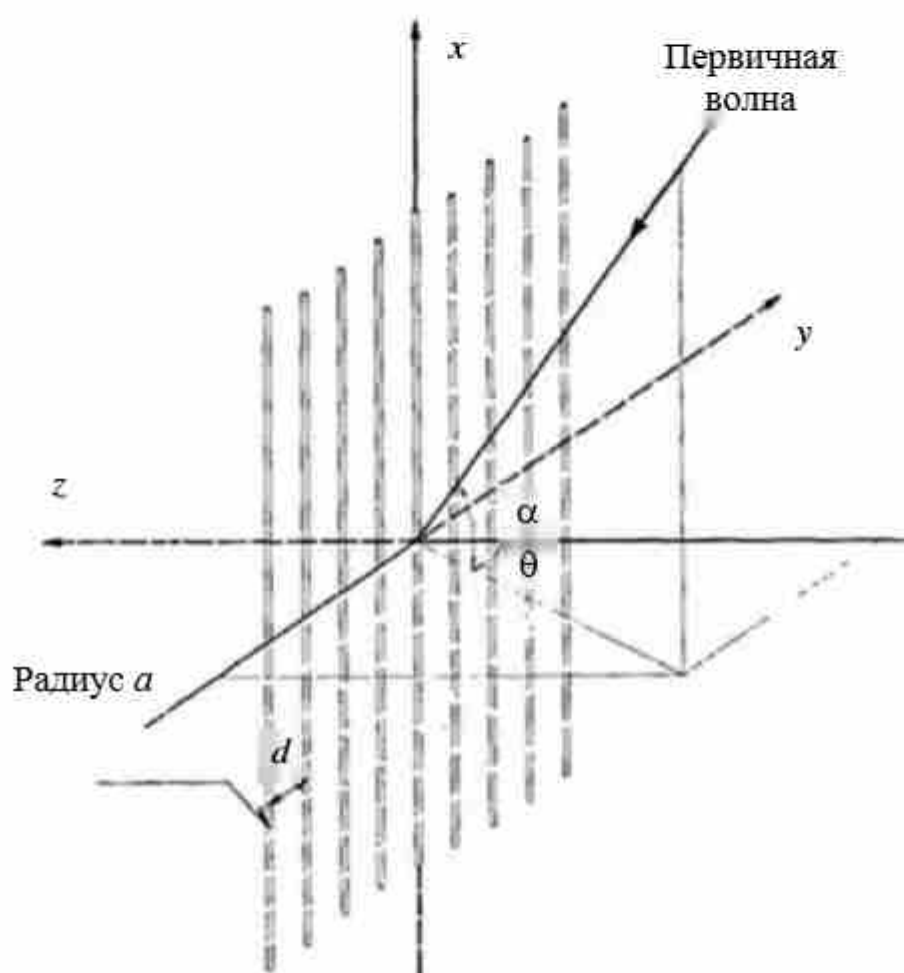


Рисунок 1.2 – Плоская решетка при произвольном падении плоской волны

Изучены излучение от проводной сетки [184] и её использование для улучшения излучения других антенн [185]. В некоторых исследованиях проводная сетка заменяла металлическую пластину, например в [186], где она использовалась для многосегментной модели симулятора мощных электромагнитных воздействий (рисунок 1.3). Также анализировалось влияние параметров этой сетки на точность результатов (рисунок 1.4) [186]. Кроме

того, в [187] экспериментально доказано, что апертура сеточного отражателя не всегда точно отражает работу реального.

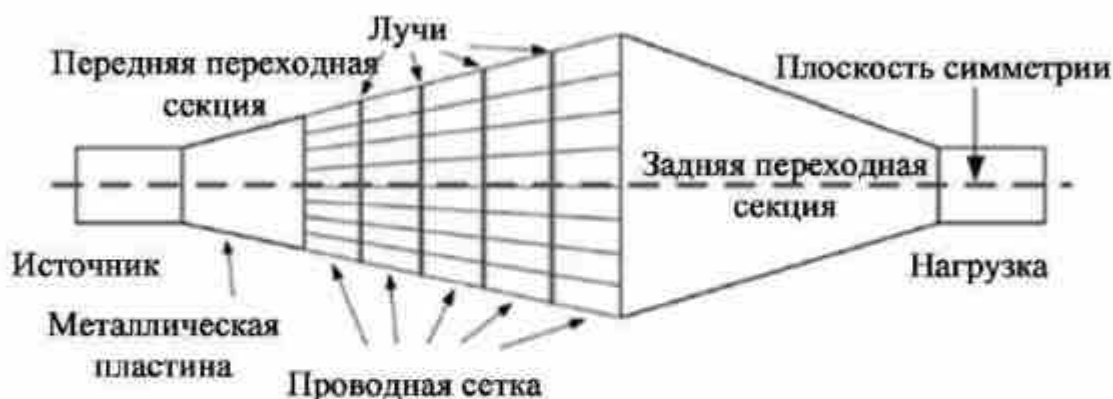


Рисунок 1.3 – Эскиз многосегментного симулятора волн из проводной сетки

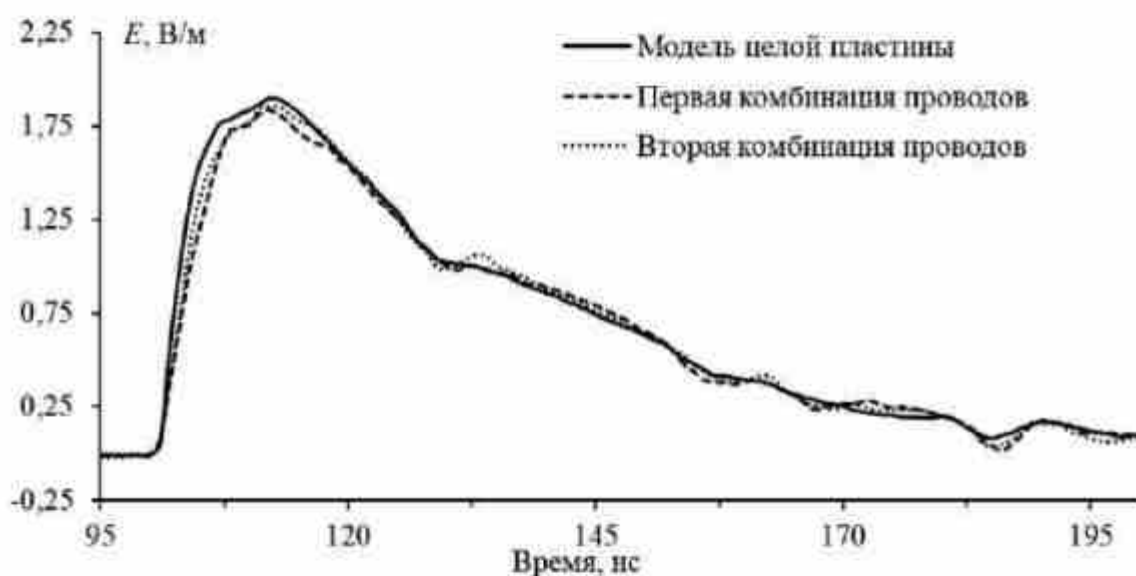


Рисунок 1.4 – Формы напряженности поля внутри симулятора для разных комбинаций проводов сетки

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

Кроме того, предложены связанные металлодиэлектрические структуры с электромагнитными зазорами. Они включают проводную сетку для создания компактных электромагнитных матери-

алов с зазорами, которые подходят для фильтрации плоских и поверхностных волн (рисунок 1.6) [189].

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).

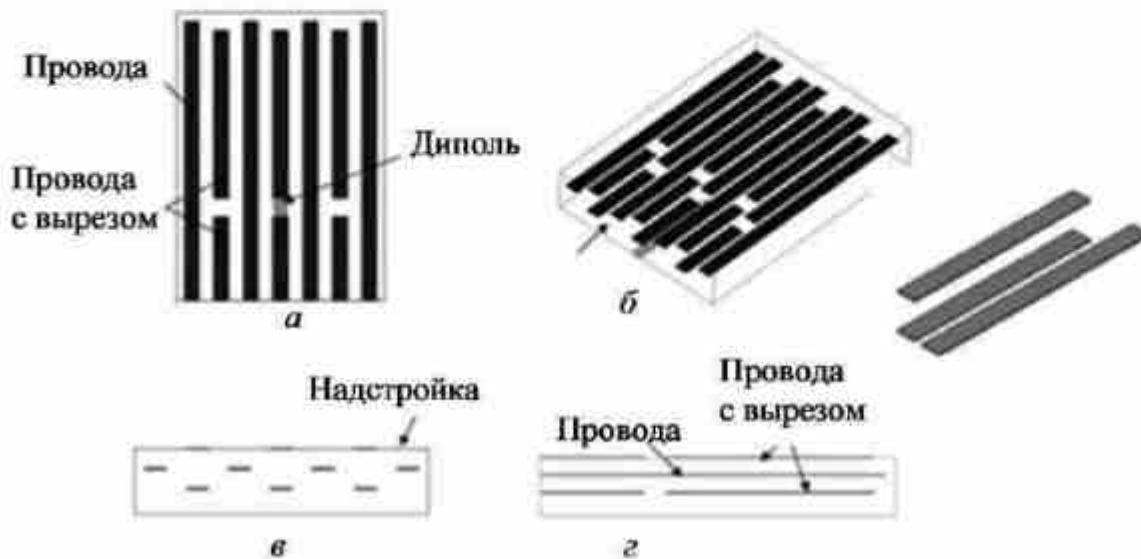


Рисунок 1.5 – Конфигурация подложки планарной метаповерхности на основе диполей и проводов:
 вид сверху (a); общий вид (б);
 вид в плоскостях H (в) и E (г)

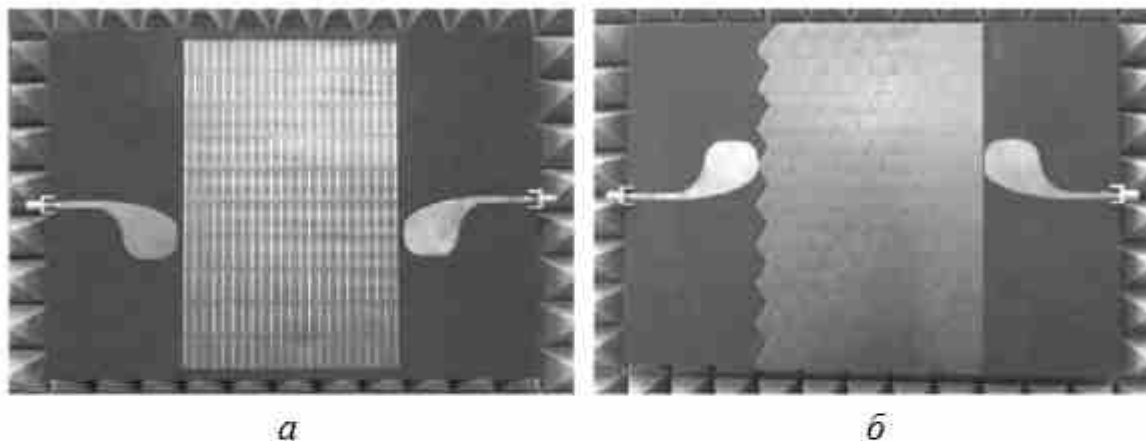


Рисунок 1.6 – Сильно связанные дипольные (a) и трипольные (б) структуры с металлодиэлектрическими электромагнитными зазорами для измерений поверхностных волн

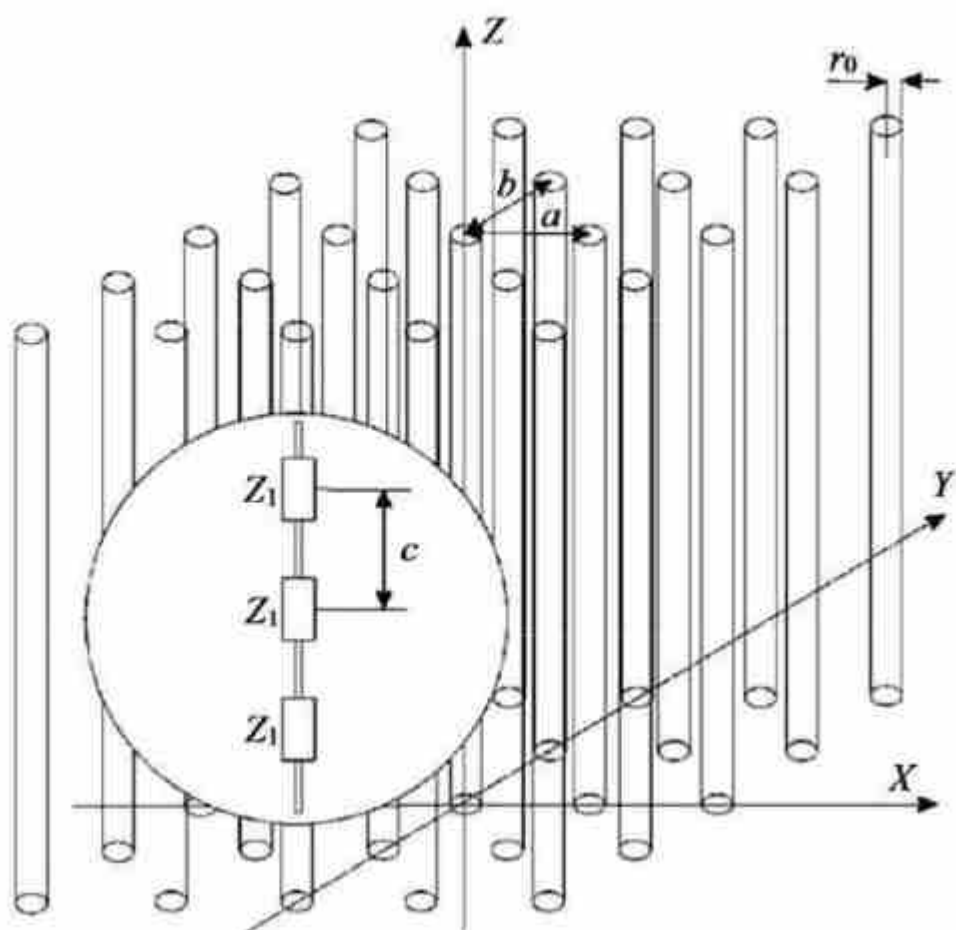


Рисунок 1.7 – Внутренняя структура нагруженной проводной среды

Применение проводных сеток привело к созданию сложных искусственных материалов с уникальными характеристиками распространения [192]. Также сетки 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 (рисунок 1.8) [195, 196]. Нагруженные провода часто комбинируются с частотно-селективными поверхностями (FSS) для поверхностей с настройкой отражения и передачи [197].

Проводные сетки продемонстрировали свою эффективность в проектировании линзовых антенн [198] (рисунок 1.9,а), которые широко применяются в высокочастотной связи (рисунок 1.9,б), и этому имеется экспериментальное подтверждение [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].

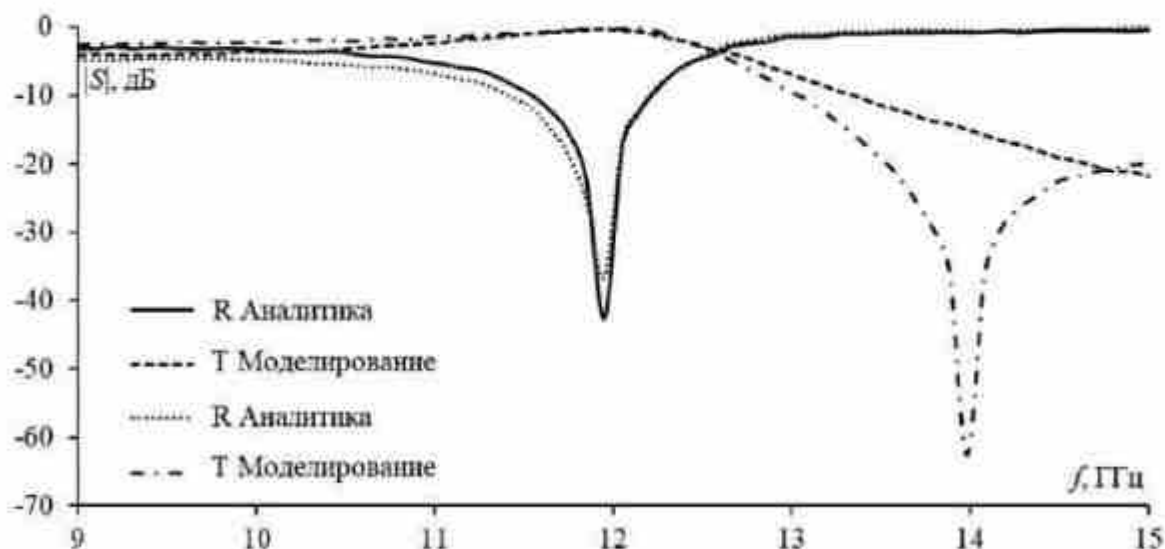
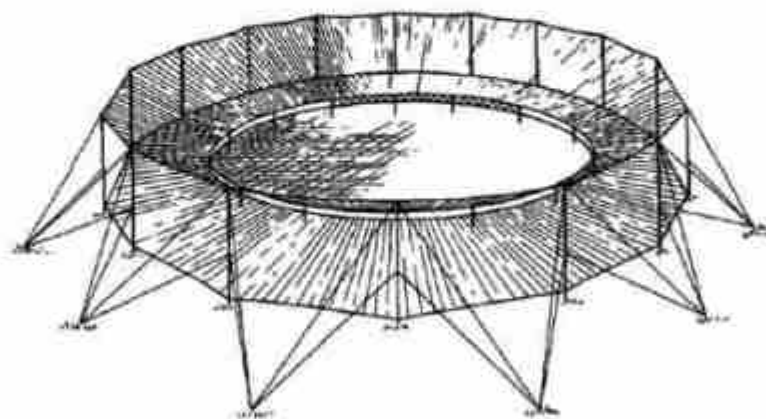


Рисунок 1.8 – Рассчитанные аналитически и численно коэффициенты (дБ) отражения (R) и передачи (T) для двух сеток емкостно нагруженных проводов

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 можно применять не только для проектирования, но и для моделирования. Были опробованы различные методы и предложено моделирование сеткой сплошных поверхностей, что снижает вычислительные затраты. Эквивалентные структуры могут быть использованы не только в моделировании, но затем и в производстве. Например, метод сопряженных градиентов (CGM) показал высокую эффективность при решении задач с электрически большими произвольно ориентированными структурами без хранения матриц, как и в прямых методах [206]. Быстрое преобразование

Фурье использовалось для анализа частотно-селективных апертур и патч-периодических поверхностей [207] (рисунок 1.10). Сочетание CGM и быстрого преобразования Фурье успешно применено в задачах электромагнитного рассеяния [208, 209], излучения [210] и отражения [211] проводной сетки.



a



б

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



Рисунок 1.10 – Апертурная и патчевая периодические поверхности

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).

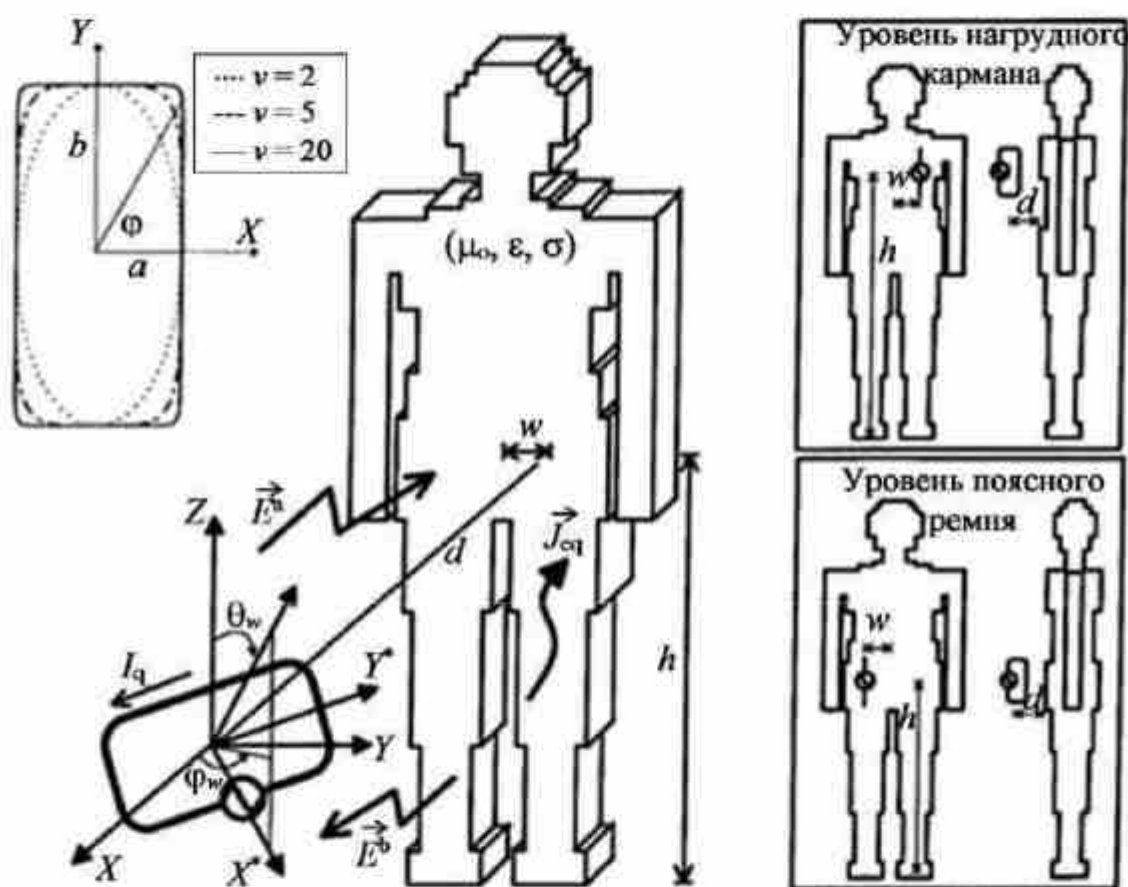


Рисунок 1.11 – Электромагнитное взаимодействие между приближенной моделью тела человека и произвольно ориентированной петлевой антенной на уровне нагрудного кармана или поясного ремня

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]. Оценивались различные типы и

формы антенн, включая проводно-сеточные микрополосковые антенные элементы [229, 230] и решетки [231]. Помимо 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].

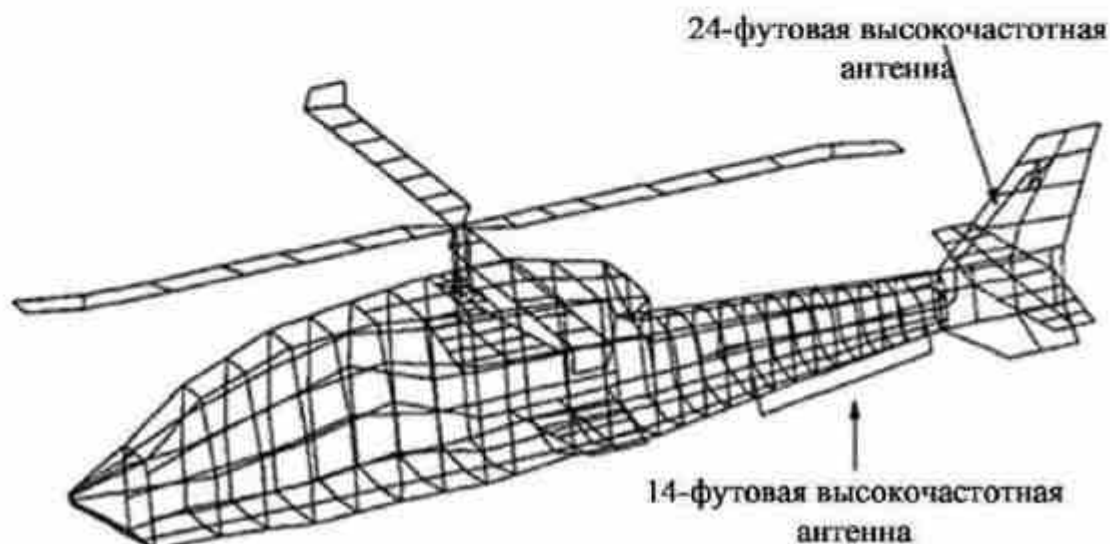


Рисунок 1.12 – Модель проводной сетки вертолета для исследования его антенн

При моделировании антенн с оконным скрытым монтажом для транспортных машин (невыступающая антенна) [236], рефлекторных антенн космических аппаратов [237] и антенн, совмещенных с солнечными батареями для низкоорбитальных спутников [238] (рисунок 1.13) используется проводно-сеточный подход. Он 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 для решеток из проводных сеток [242]. Например, она применялась при проектировании микрополосковых решеток, что доказано с помощью расчетов [243] и экспериментально [244], даже с диэлектриком [245]. Этот подход также был задействован для дипольных решеток, таких как сверхплотная дипольная решетка, представляющая собой разновидность разреженной сетки [246] (рисунок 1.14), и для совмест-

ного использования с FSS при проектировании реконфигурируемых антенн [247].

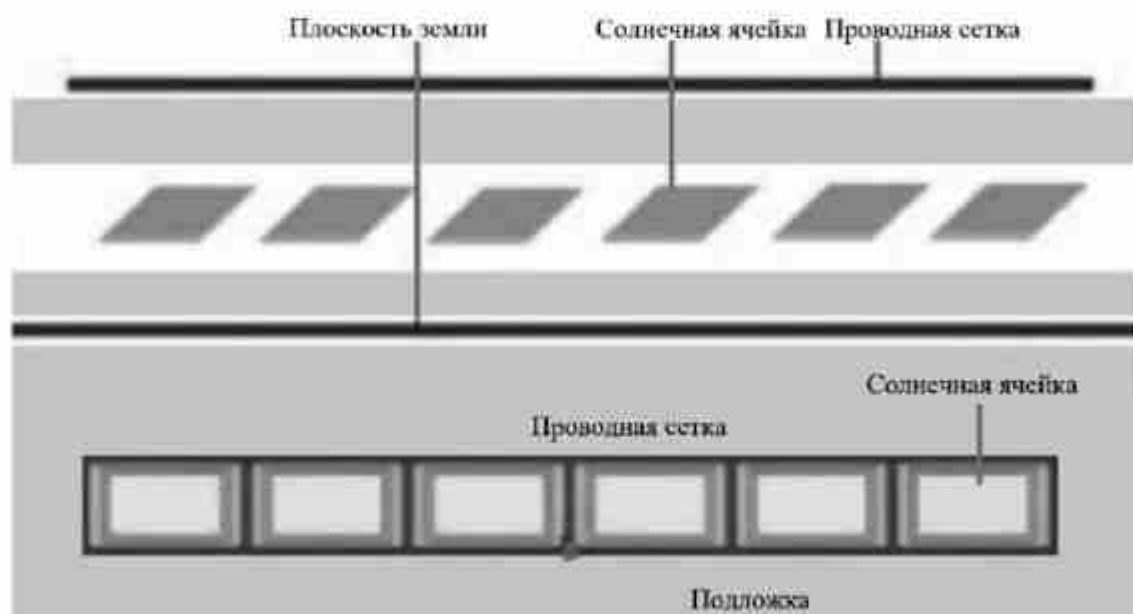


Рисунок 1.13 – Интеграция проводно-сеточной антенны и шести солнечных элементов (виды сбоку и сверху)

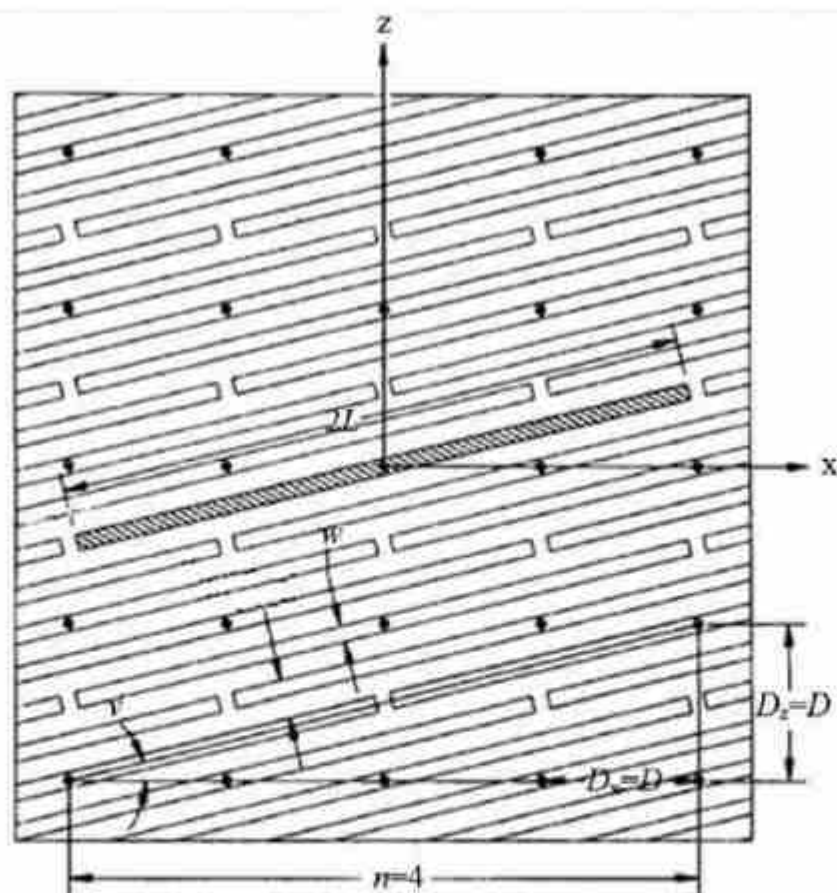


Рисунок 1.14 – Сверхплотная решетка диполей

Проводно-сеточные решетки также применяются для синтеза, например, при формировании диаграммы направленности (ДН) адаптивной антенной решетки с целью сканирования атмосферы в радарах вертикального зондирования с малыми антенными элементами [248]. Кроме того, 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.

При анализе 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. Эти исследования стали основой для множества приложений и МоМ-проводных сеток. Например, проводно-сеточные структуры выступали 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], применение 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 ПС и других методов [285]. Показано, что результаты проводной сетки различаются, 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 свидетельствовали, что 5 ячеек на длину волны дают точные результаты, а рост их числа снижает чувствительность ошибки к размеру ячейки. Эти выводы подтверждены в [19]. Авторы отметили, что правило «одинаковой площади поверхности» оптимально для дальнего и внутреннего поля, а ошибки возникают между проводами или внутри цилиндра при облучении плоской волной. Кроме того, 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]. Отмечено, что EAR является менее точным 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 использовании ПС. 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 данный метод можно применять и для поверхностей, не находящихся в свободном пространстве, например для планарных антенн на диэлектрических подложках.

В [290] авторы 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 способен 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 с помощью теории 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, к другим методам. Например, в [297] рассматривается использование итерационных методов с ленточной матрицей, где результаты сравниваются с гауссовым исключением. Помимо этого, применяются 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 расчетов – 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 (на основе NEC) 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 МоМ-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 предотвращение 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 мероприятия 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. Сюда относится необходимость сложного электромагнитного моделирования и оптимизации, которые могут потребовать значительных вычислительных ресурсов, выходящих за рамки доступной памяти и разумной продолжительности. Поэтому для преодоления таких трудностей актуально разрабатывать более совершенные подходы к созданию скрытых антенн.

В целом классификация скрытых антенн основывается на их физическом расположении и подходе, использованном при 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]. Подобные антенны обычно используются в городских и загородных условиях, где важны эстетические соображения [306]. Другая категория скрытых антенн – интегрированные антенны [307]. Они встраиваются в другие объекты или конструкции и проектируются таким образом, чтобы быть невидимыми [308]; часто используются в системах наблюдения, где важна скрытность [309]. Кроме того, антенны могут быть спроектированы с учетом соответствия форме поверхности, на которой они будут размещаться, например на корпусе самолета или в интерьере 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 разнообразные аспекты, связанные с проектированием. Особое внимание при этом уделялось маскированным [312, 313] и генетическим [314] антеннам.

Новая классификация скрытых антенн [304] рассматривает различные варианты размещения и маскировки (таблица 1.1).

Таблица 1.1 – Возможные варианты размещения и маскировки антенн

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					

Существует 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, чтобы получить необычную форму антенны с желаемыми характеристиками. Данный подход продемонстрирован в различных исследованиях [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 вычислению 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. Например, в работе [180] представлен анализ отражения плоской волны при ее наклонном падении на проводную сетку, параллельную плоской границе раздела двух однородных диэлектриков. В рассматриваемом случае 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 и сводит ее 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 их можно рассчитать с помощью дифференциальных и интегральных уравнений. Первое можно решить с помощью FEM, а второе – посредством 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 были 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 экспе-

риментальными [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 [241] представлен 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 практически совпадают для поляризации падающей волны, параллельной оси фюзеляжа. В случае когда поляризация перпендикулярна, результаты согласуются хуже. Метод оценки рассеяния прямоугольной проводной сетки основан на применении 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 в случае, 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] представили 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 результатами 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] приводится алгоритм локального разбиения сетки, учитывающий разрывный характер границы между большими и малыми ячейками для плавного перехода сильно меняющихся компонентов 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 [215, 328].

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. Также 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 необходимо улучшать их массогабаритные характеристики, что особенно актуально для бортовой аппаратуры, например авиационной и космической. Для примера на рисунке 1.15 представлены космические аппараты категории «ретрансляция» [330].

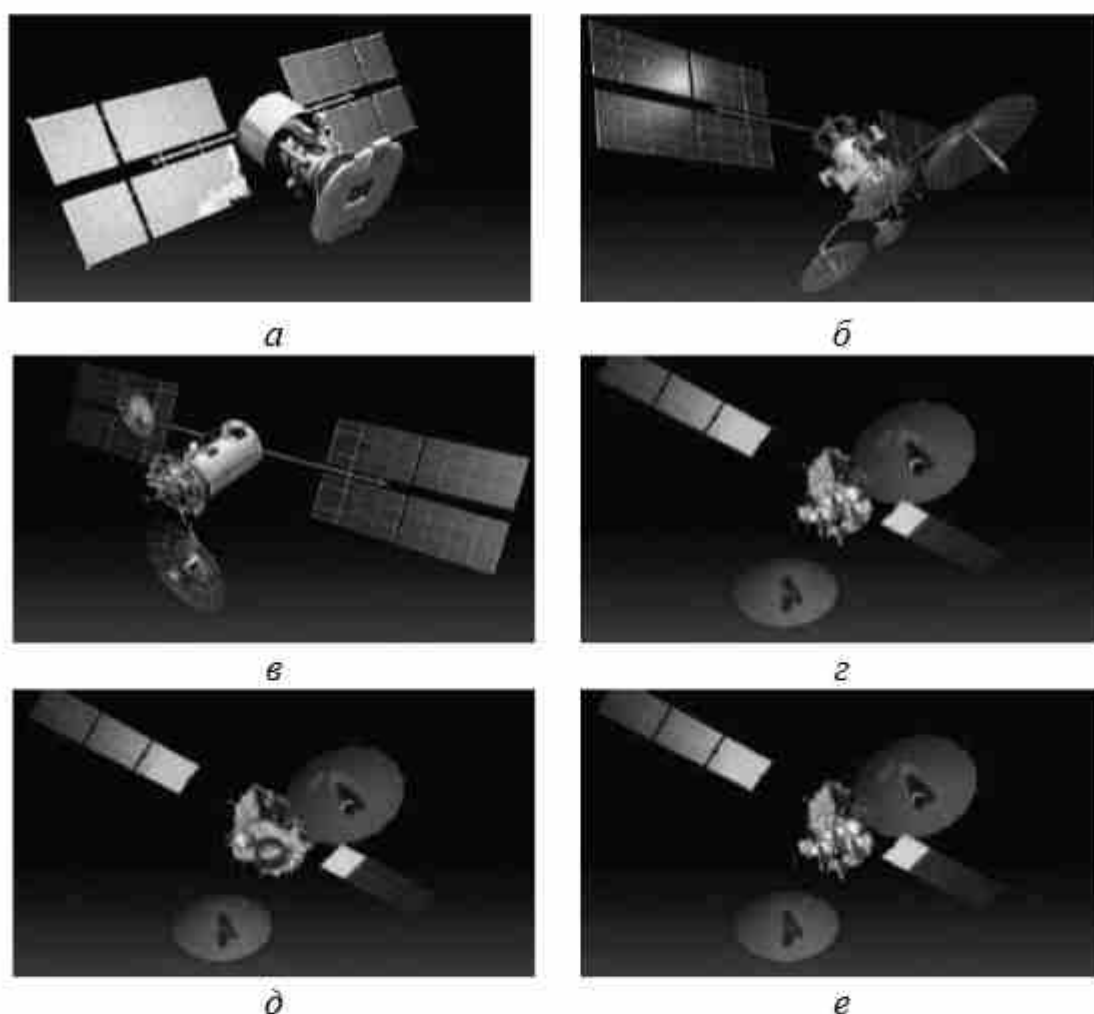


Рисунок 1.15 – Космические аппараты категории «ретрансляция»:

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)

Видно уменьшение их массы с каждым выпуском, а также увеличение 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.

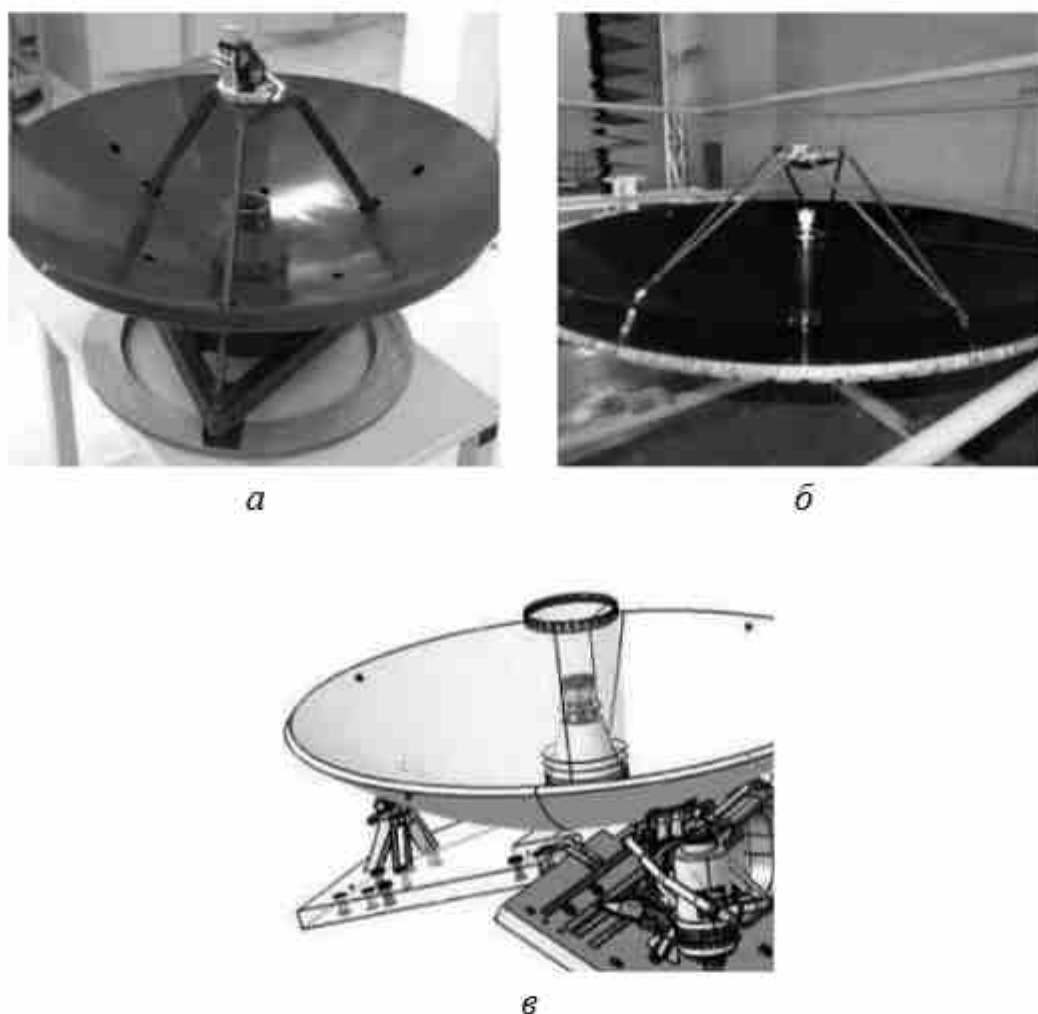


Рисунок 1.16 – Примеры антенн: прецизионная антенна Ка-диапазона (6,3 кг) (а); двойная зеркальная параболическая антенна Ка-диапазона (10,5 кг) (б); широкополосное антенно-фидерное устройство (55 кг) (в)

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 в этом случае очень важную роль на каждом этапе проекта, а также позволило выполнить параметрическую оптимизацию антенн.

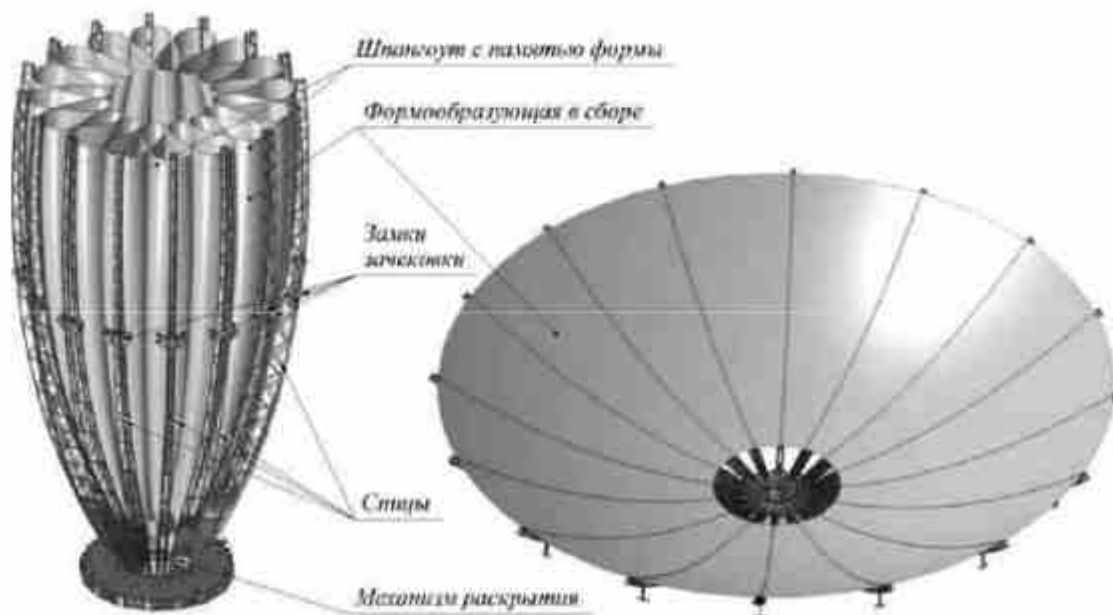


Рисунок 1.17 – Пример антенны из композитных материалов

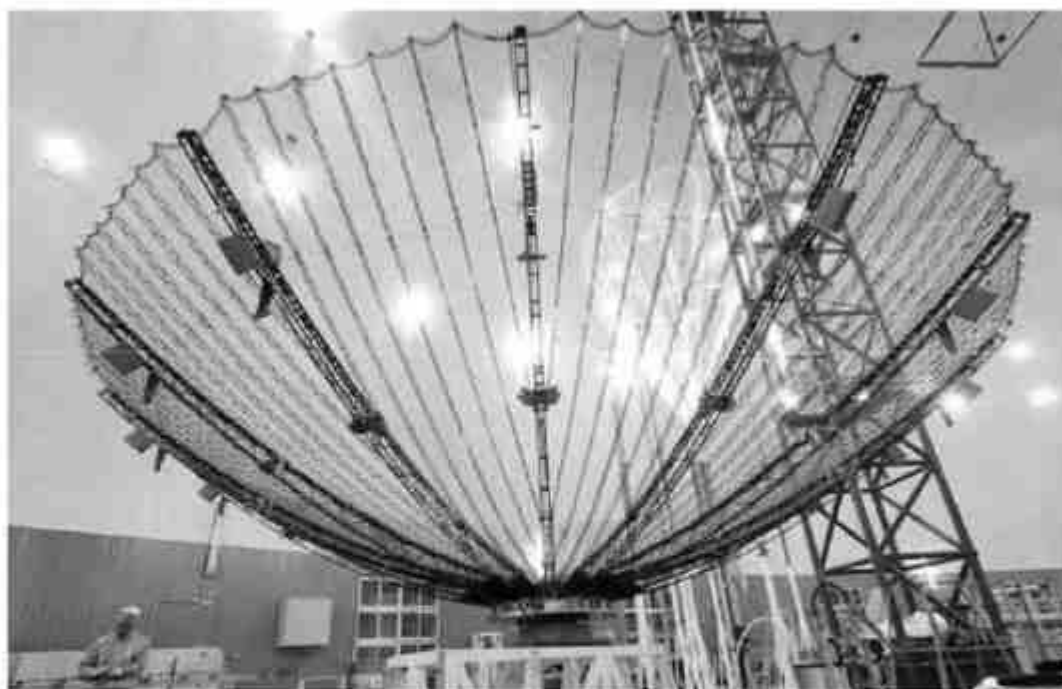


Рисунок 1.18 – Пример антенны в виде сетки из проводов: трансформируемая антенна с золоченым сетеполотном (установлена на Луч-5А, Луч-5Б и Луч-5В)

Моделирование и оптимизация таких антенн, в т.ч. из тонких сеток, остаются нетривиальными. При этом добиться наилучших результатов можно только тщательным электродинамическим моделированием в диапазоне большого числа параметров, что часто затруднено высокими требованиями к вычислительным затратам. Поэтому исследование новых подходов к повышению эффективности моделирования антенн является актуальной задачей.

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. Такой 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 невелик. Это уменьшает массу, парусность и габариты антенны при контролируемой точности её характеристик. Кроме этого, АОТС можно использовать и для ускоренного моделирования разреженной проводной сетки. С этой целью 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 применяют 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.

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 определяются 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: будет она без учета тока в источнике возбуждения или по отношению к среднему значению тока. Затем определяются номера сегментов, в которых нормированный модуль тока меньше ДУЭС, задаваемого пользователем. Потом столбцы и строки СЛАУ, соответствующие этим номерам, вырезаются, а оставшиеся сдвигаются, что снижает порядок системы. 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.

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.

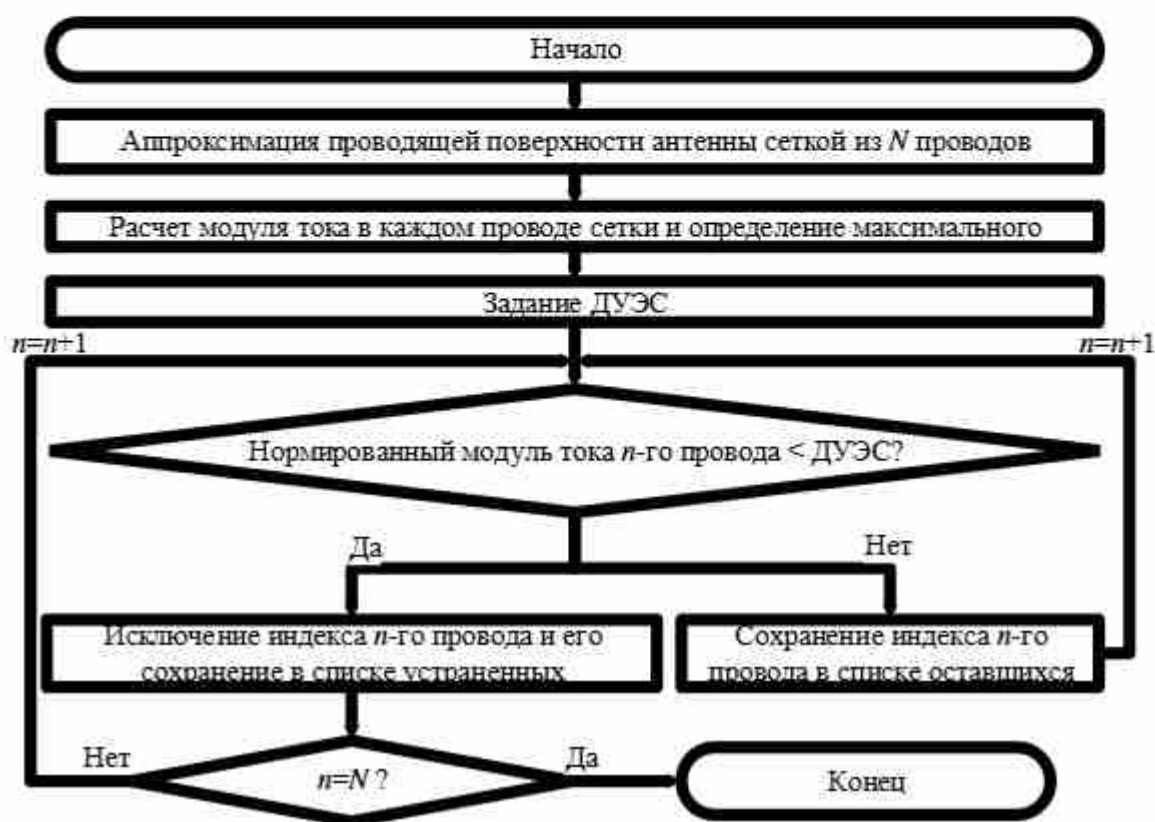


Рисунок 1.19 – Алгоритм работы АОТС

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

2 МОДИФИКАЦИИ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ

АОТС позволяет получать 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. Рассмотрим модификации АОТС, при которых разреженная структура станет проще при изготовлении, а в последующем моделировалась бы с меньшими вычислительными затратами и сохраняла исходные характеристики [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 рассмотрим аппроксимацию 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 2.1,а). 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: $l_d = d_r \left(b_c d_r (2k - 1)^2 + 1 \right)^{0,5}$, 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 , за-

висит от радиуса уровня и угла α и рассчитывается по формуле $l_n = k\alpha d_r$, где $k = 1, 2, 3, \dots, T$.

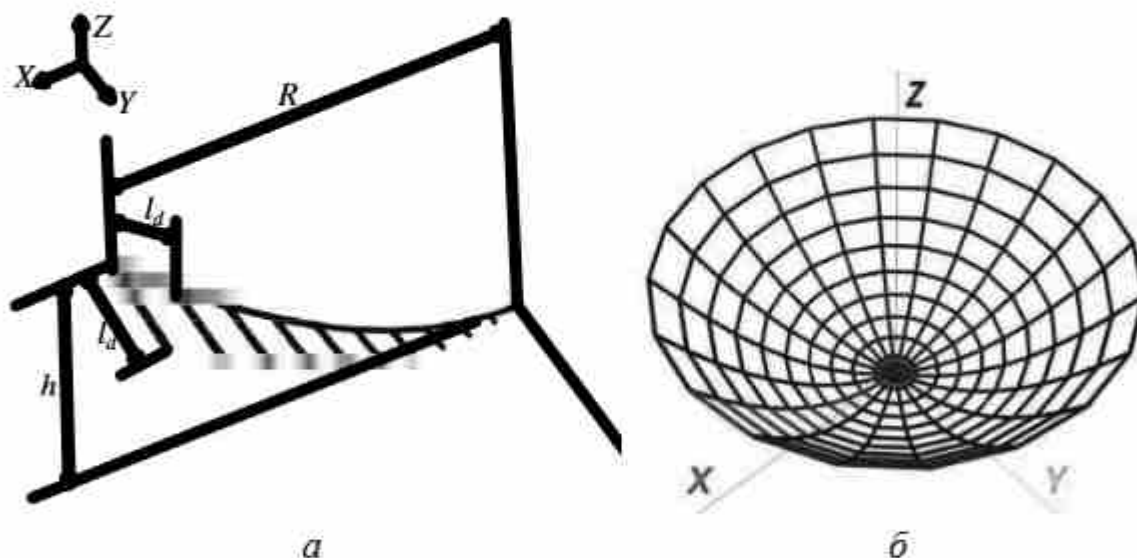


Рисунок 2.1 – Полная ПС (а) и участок (б) рефлекторной антенны

Участки на каждом уровне образуются радиальными и концентрическими проводами (рисунок 2.1, б). Каждому радиальному проводу присваивается четный номер, а концентрическому – нечетный. Аналогично строятся остальные участки. Следовательно, число проводов в каждом участке равно $2T$, а общее их количество – $N_s = 2TS$. Схема построения участка сетки рефлектора показана на рисунке 2.2, а.

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 трех разных частей: нижней, регулярной и нерегулярной. Для построения полного участка сетки следует 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 2.3, а, б.

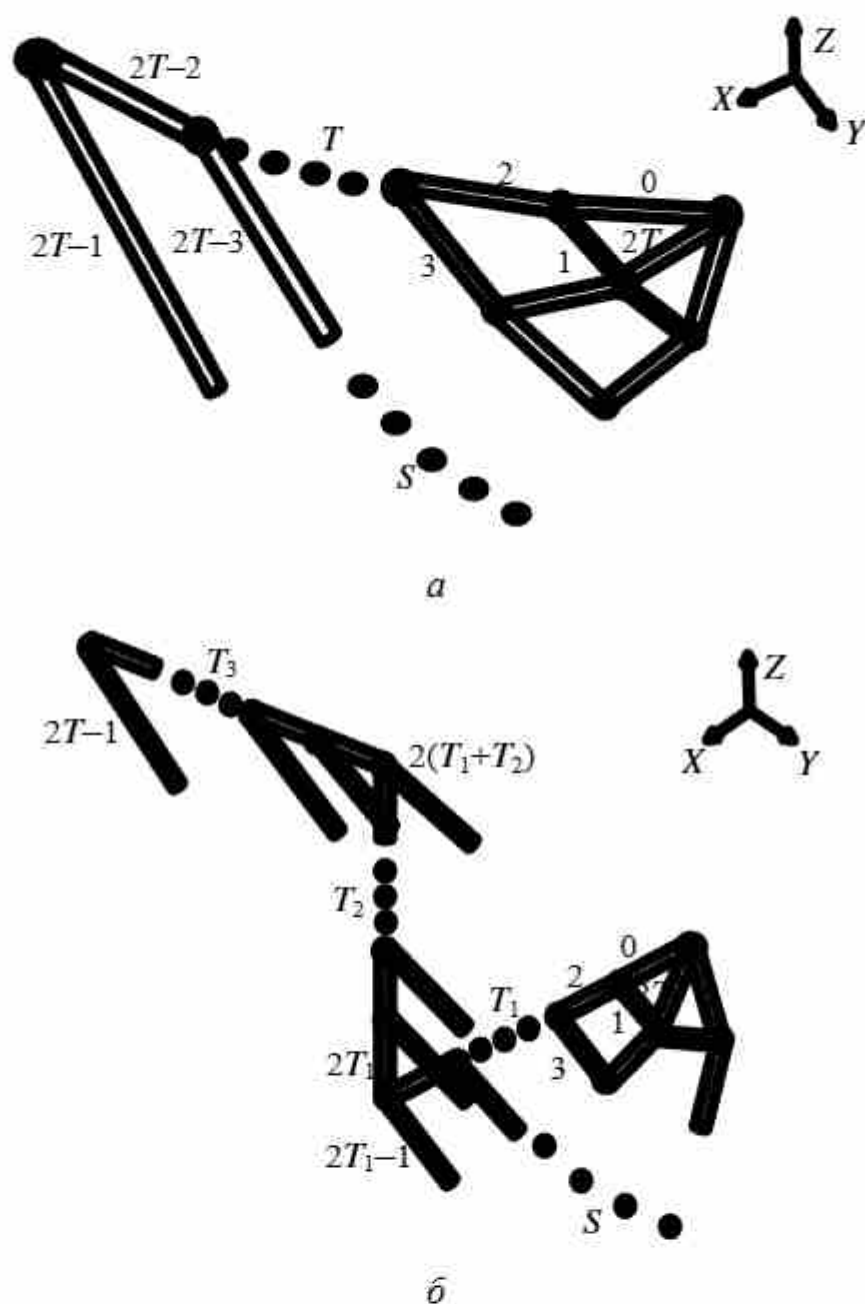


Рисунок 2.2 – Построение участка ПС рефлекторной (а) и конической рупорной (б) антенн

Регулярная часть (рисунок 2.3, в, г) имеет вид цилиндра с радиусом R_1 и высотой H_1 . Она разделена на T_2 уровней.

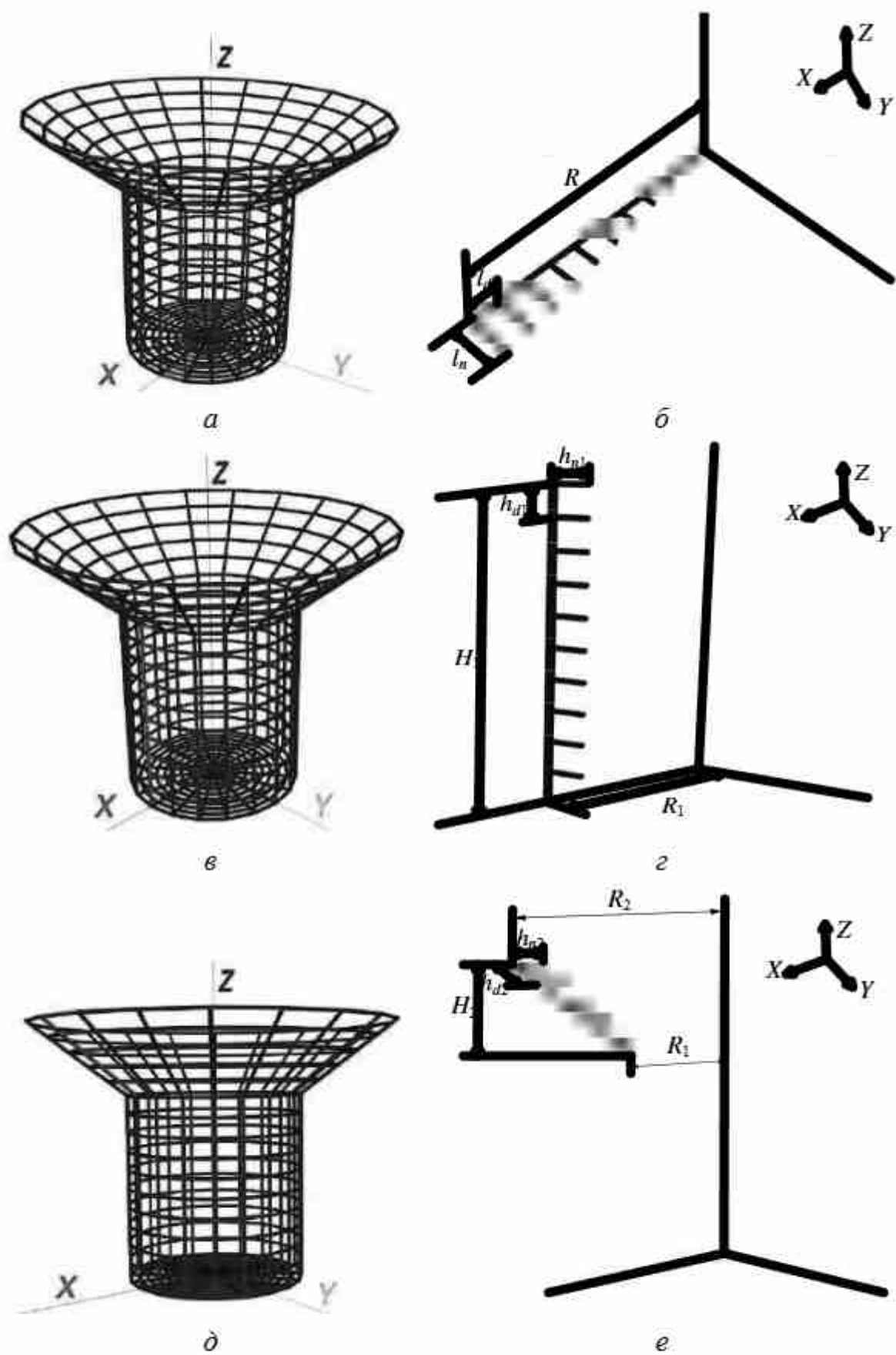


Рисунок 2.3 – Построение одного участка нижней ($a, \bar{b}$),
регулярной (v, z) и нерегулярной (d, e) частей
конической рупорной антенны

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 $h_{n1} = \alpha R_1$. Нерегулярная часть (рисунок 2.3, *д, е*) 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 $h_{d2} = \left((R_2 - R_1)^2 + H_2^2 \right)^{0.5} / T_2$. 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 на величину $\Delta R = (R_2 - R_1) / T_3$ рассчитывается как $h_{n2} = \alpha (R_1 + k \Delta R)$, где $k = 1, 2, 3, \dots, T_3$.

При электрическом соединении участков всех частей формируется полная ветвь сетки (рисунок 2.4, *а*).

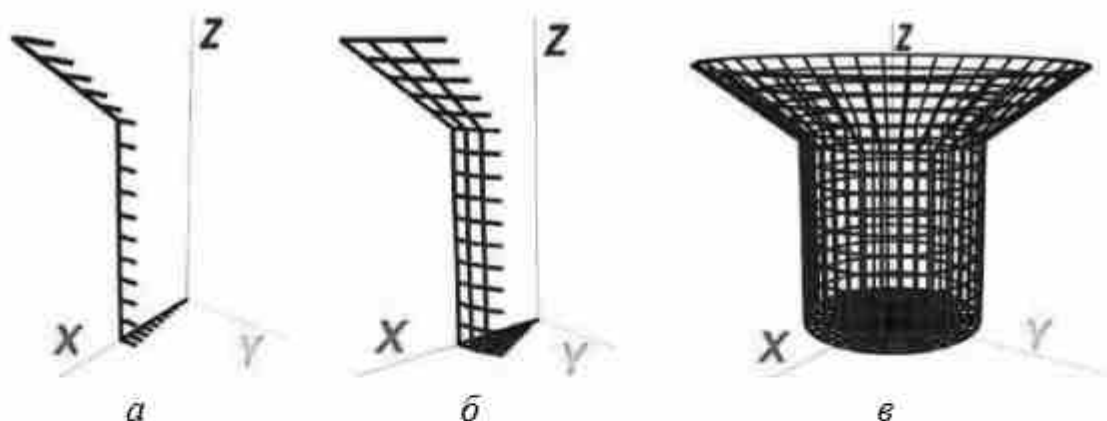


Рисунок 2.4 – Виды одного (*а*), трех (*б*) и всех (*в*) участков ПС конической рупорной антенны

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 2.4, *б, в*). Аналогично рефлектору радиальным проводам присваиваются четные номера, а концентрическим – нечетные (рисунок 2.2). Общее число проводов на каждой ветви сетки будет $2T$, а во всей сетке – $N_S = 2TS$.

2.1.2 Соединяющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Для устранения технических сложностей изготовления разреженных структур после АОТС модифицируем ее для соединения свободных проводов с основной ПС. Она названа соединяющей АОТС (САОТС). Опишем ее 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. Рассмотрим случай, когда свободный провод радиальный или концентрический. Сначала следует убедиться, что рассматриваемый провод свободный. Это зависит от наличия соседних проводов, с которыми он электрически соединен в исходной сетке. Алгоритм работы САОТС показан на рисунке 2.5.



Рисунок 2.5 – Алгоритм работы САОТС

После АОТС каждый провод в списке оставшихся проверяется. Если проверяемый провод подключен к основной ПС, то переходят к следующему. В противном случае он считается свободным и выполняется дальнейшая процедура. При этом соответствующие радиальные провода из списка устранившихся восстанавливаются и подключаются к основной структуре. Применение такого процесса ко всем проводам в списке оставшихся приводит

к новому списку для получения разреженной антенны без свободных проводов, которая может быть изготовлена проще.

При проверке радиального провода (с номером a на рисунке 2.6,а) контролируются все его соседние провода с номерами $a-1$, $a-2$ и $a-2T-1$. Если эти провода исключены после АОТС, то провод a считается свободным. Затем САОТС восстанавливает радиальный провод с номером $a-2k$, где $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$; $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$, в зависимости от уровня и участка сетки с проводом 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 $a-2(k+1)$.

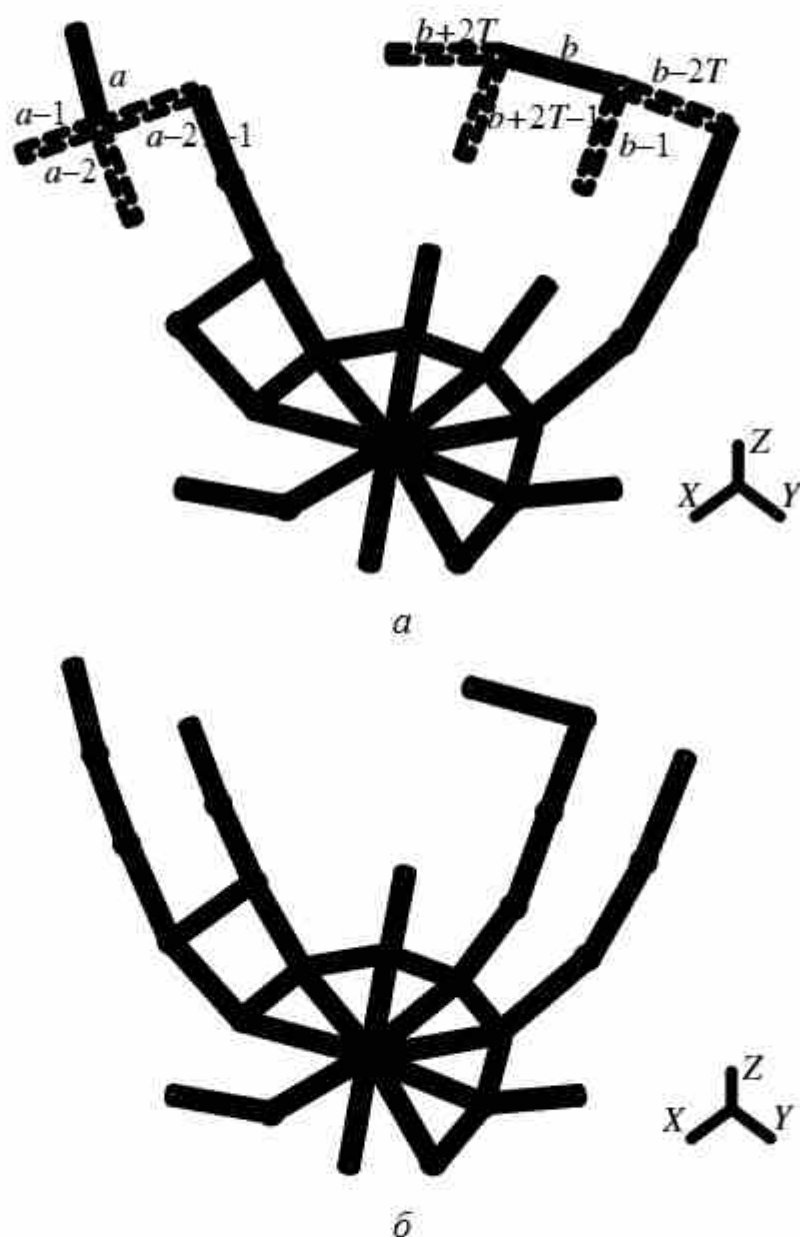


Рисунок 2.6 – Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и сетка после САОТС (б)

При проверке концентрического провода (с номером b на рисунке 2.6,а) 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 $k=1, 2, \dots, k_{\max}$; $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$). Этот процесс продолжается также до выполнения условия $k = k_{\max}$ 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 2.6,б).

2.1.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Чтобы не осталось свободных проводов после АОТС, простейшая ее модификация заключается в их удалении. Это сохраняет целостность структуры и снижает вычислительные затраты при её использовании вместо исходной структуры в процессе последующего моделирования. Такую АОТС можно назвать устраняющей (УАОТС). После выполнения аппроксимации оптимальной токовой сеткой УАОТС ищет свободные провода и удаляет их, оставляя только подключенные к основной сетке.

Процесс проверки свободных проводов в УАОТС также рассматривает случай, когда такой провод является радиальным или концентрическим (рисунок 2.7,а). Проверка в УАОТС выполняется по аналогии с соединяющей АОТС, но если провод считается свободным, то он удаляется. Проверка всех проводов приводит к структуре, где остаются только провода, соединенные между собой (рисунок 2.7,б).

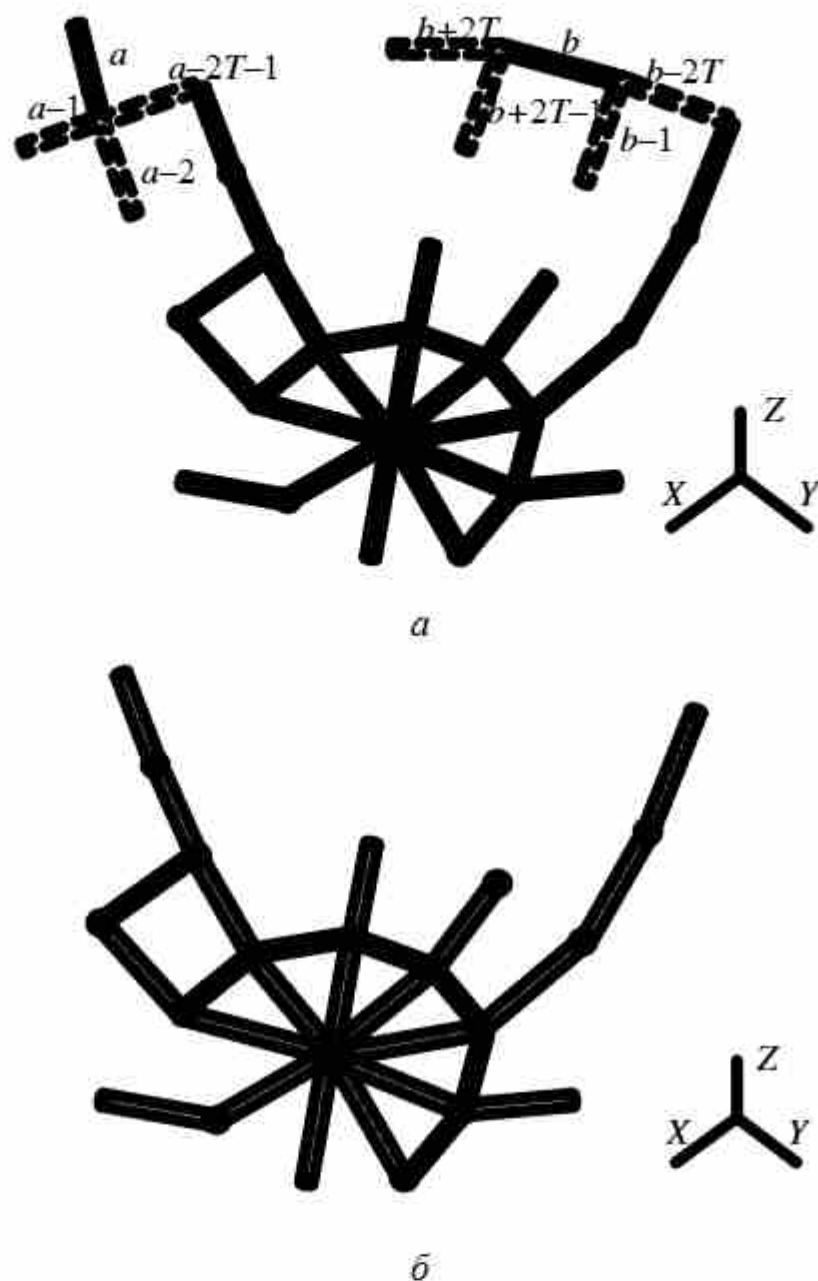


Рисунок 2.7 – Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и сетка после УАОТС (б)

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 про-

водами и ближайшими к ним проводами в сетке. Такую АОТС можно назвать СБАОТС, т.е. соединяющей только ближайшие провода к свободным.

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 эти провода исключены после АОТС, то a считается свободным. Затем СБАОТС проверяет провода с номерами $a-2T-2k$, где $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$; $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$, в зависимости от уровня и участка сетки с проводом a . Если найден провод с одним из таких номеров, СБАОТС восстанавливает концентрический провод (с номером $a-2T-2k+1$), соответствующий a ; 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 проверяются 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 $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$; $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$, в зависимости от уровня и участка сетки с проводом b . Если найден провод с такими номерами, СБАОТС восстанавливает концентрический провод (провод с номером $b-2T-2k+2$), соответствующий b ; если нет – восстанавливается радиальный провод с номером $b+1-2k$. 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 такой процедуры к каждому проводу приводит к структуре, где все провода соединены друг с другом с меньшим числом восстановленных проводов (рисунок 2.8,б).

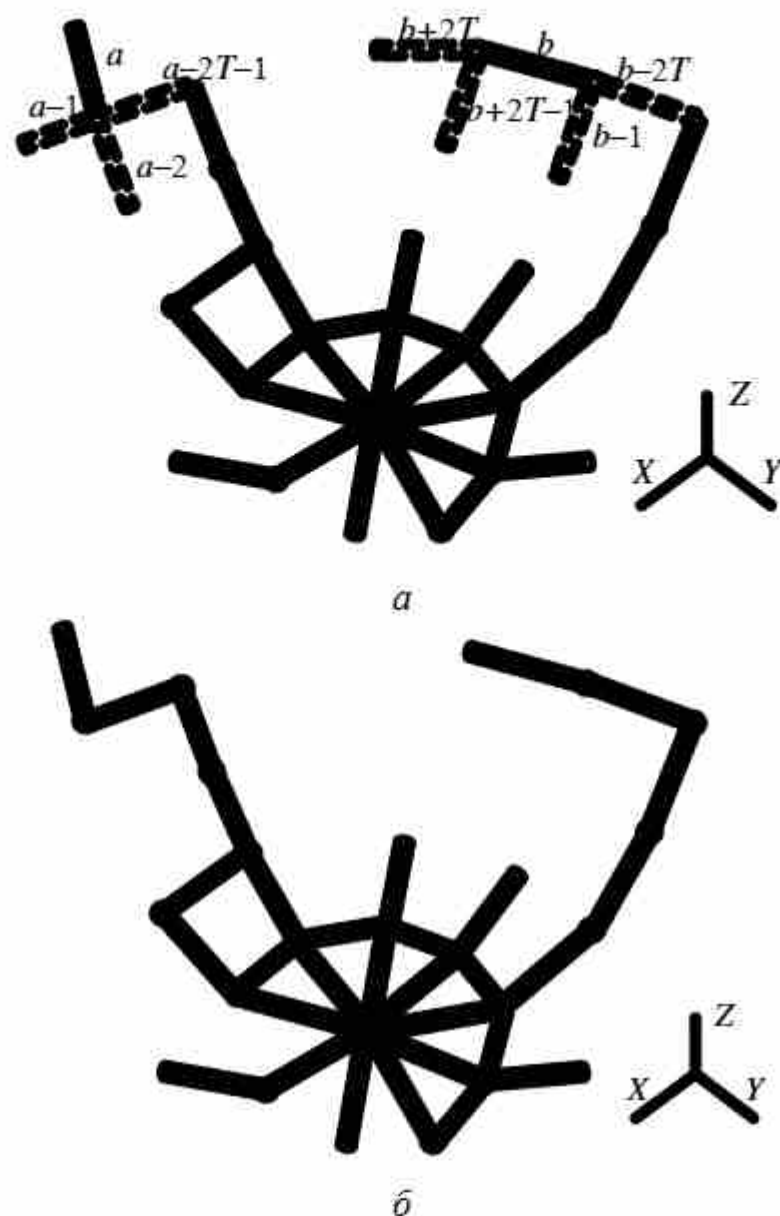


Рисунок 2.8 – Проверка свободных проводов после АОТС (а) и сетка после СБАОТС (б)

2.2 Модификация на основе координат проводов

Модификации АОТС основаны на геометрическом положении проводов в сетке, что ограничивает их точность. Более того, модификации применимы только к радиальным структурам из ПС, таким как рефлекторы и конические рупоры. В этой связи представим модернизации АОТС для улучшения точности и расширения их применения на все типы структур из ПС. На основе таких изменений разработаны новые алгоритмы, использующие координаты

начала и конца проводов с процедурой 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.

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. Поэтому 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 [335] для решения такой 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 устранено большинство свободных проводов, что снизило сложность изготовления непечатных разреженных антенн. Однако после АОТС некоторые провода оказываются соединенными между собой, но не с основной структурой (рисунок 2.9,а). В результате после УАОТС такие группы проводов не удаляются (ри-

сунок 2.9,б) [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 УАОТС.

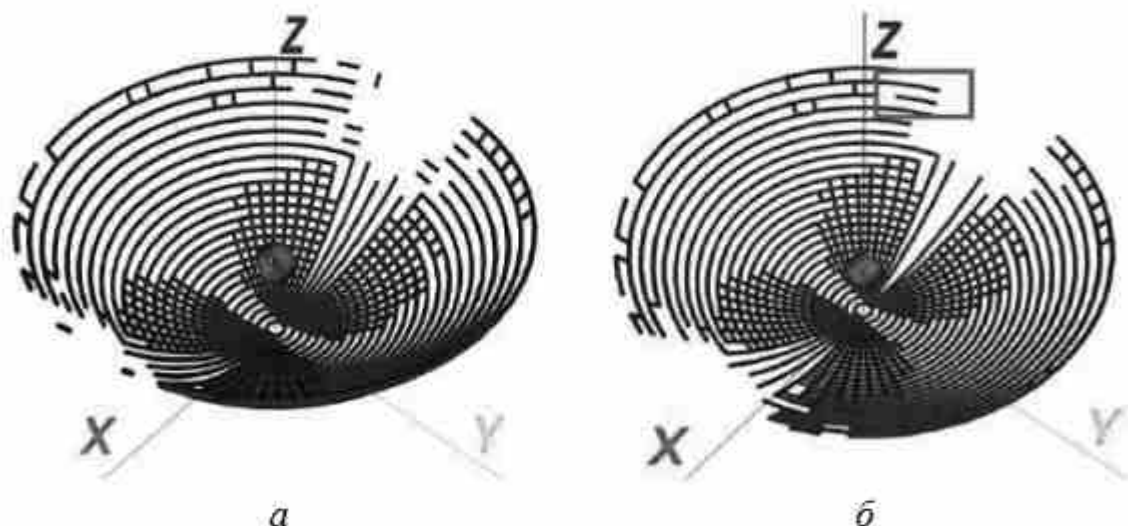


Рисунок 2.9 – Разреженные рефлекторные антенны после АОТС (а) и УАОТС с отмеченным недостатком (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС = 10%

Для уменьшения трудностей при производстве разреженных антенн в [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. Такое решение доказало свою эффективность, позволив создать непрерывную разреженную антенную структуру. Однако рост числа восстановленных проводов для соединений увеличивает массу разреженной антенны и объем вычислений на последующее моделирование.

Чтобы преодолеть эту проблему, в [335] предложена соединяющая ближайшие АОТС (СБАОТС). Её смысл 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 объем вычислений. Однако, как отмечается в [2] и [335], САОТС и СБАОТС основаны на геометрическом расположении проводов

в сетке, что может приводить в некоторых случаях к восстановлению избыточного количества проводов (рисунок 2.10).

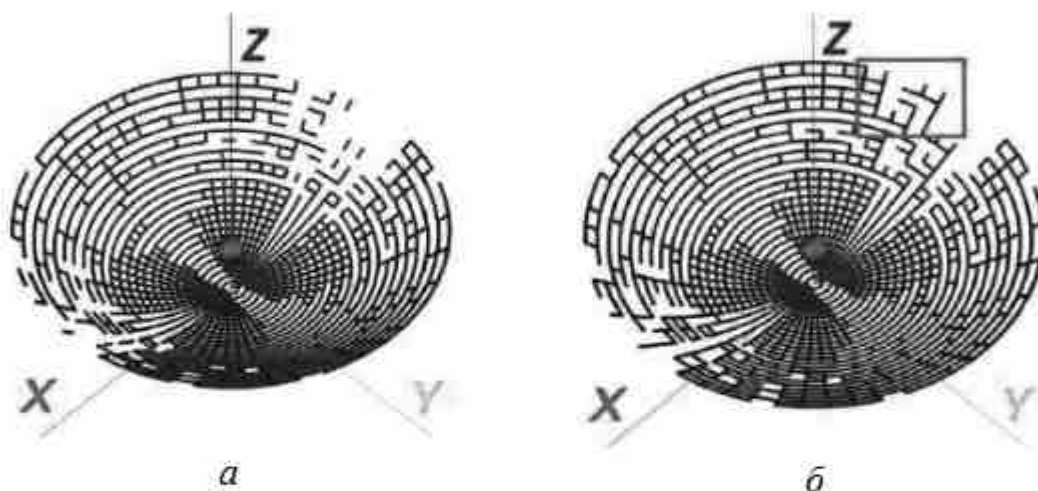


Рисунок 2.10 – Разреженные рефлекторные антенны после АОТС (а) и СБАОТС с отмеченным недостатком (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС = 10%

Кроме того, такая процедура применима только к структурам из ПС с радиальными проводами. Следовательно, необходимо усовершенствовать СБАОТС, обеспечив её корректную работу в различных ситуациях и применимость ко всем типам антенн из ПС.

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 (рисунок 2.11).

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

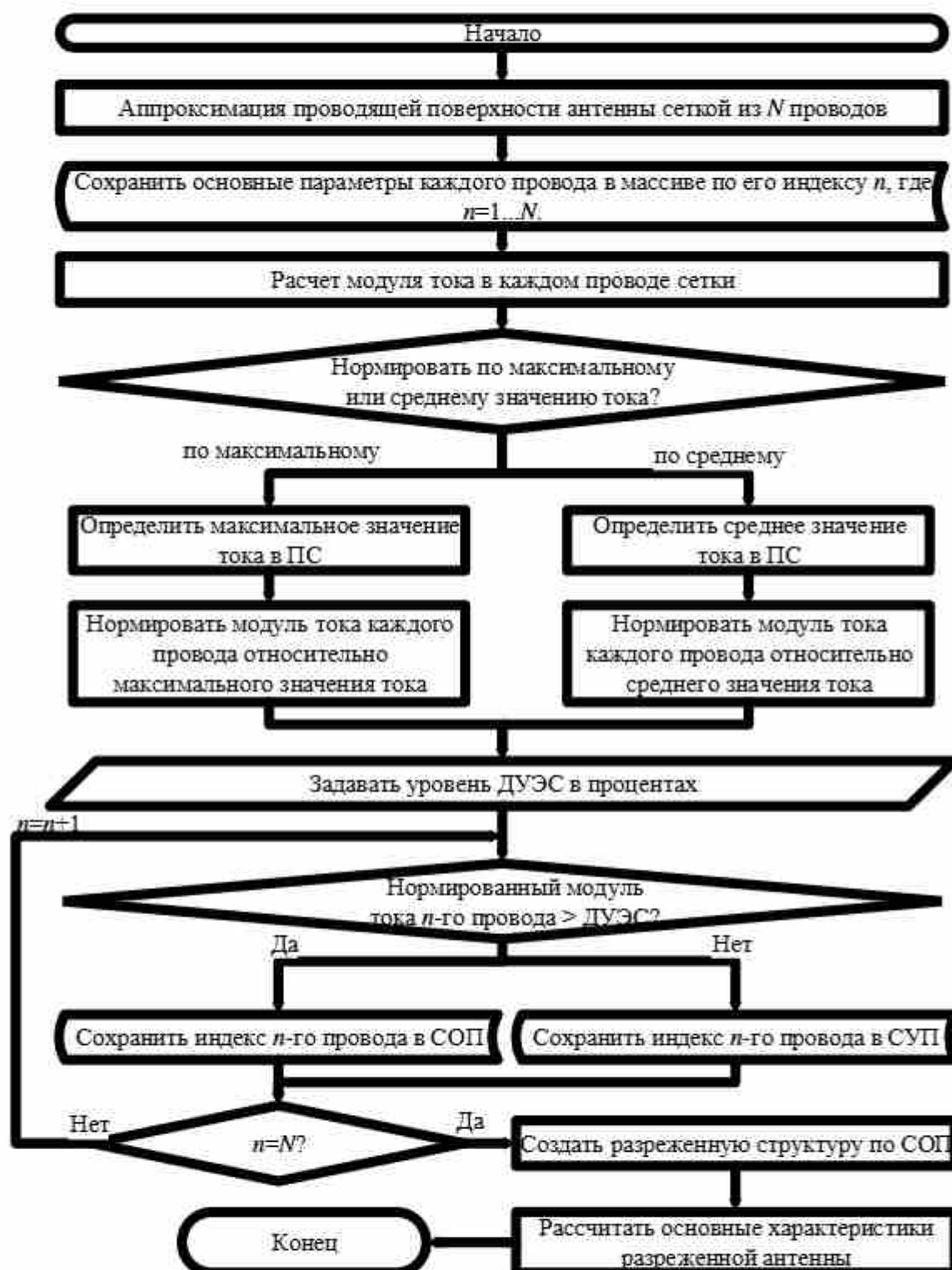


Рисунок 2.11 – Алгоритм модернизированной АОТС

Далее 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 эти провода поочередно восстанавливаются с помощью МПП по индексам. Этот процесс не зависит от 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, не соединённые с основной структурой. Поэтому для УАОТС необходимо определить их в разреженной ПС. Для этого следует найти 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 ней. По индексу каждого провода в СОП координаты его 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). Данная процедура повторяется для всех проводов в СОП, начиная с первого, исключая те провода, индексы которых добавлены в ССП. Это продолжается до тех пор, 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 ССВП и создаёт разреженную структуру только на основе МПП по индексам проводов в ССП. Алгоритм модернизированной УАОТС представлен на рисунке 2.12.

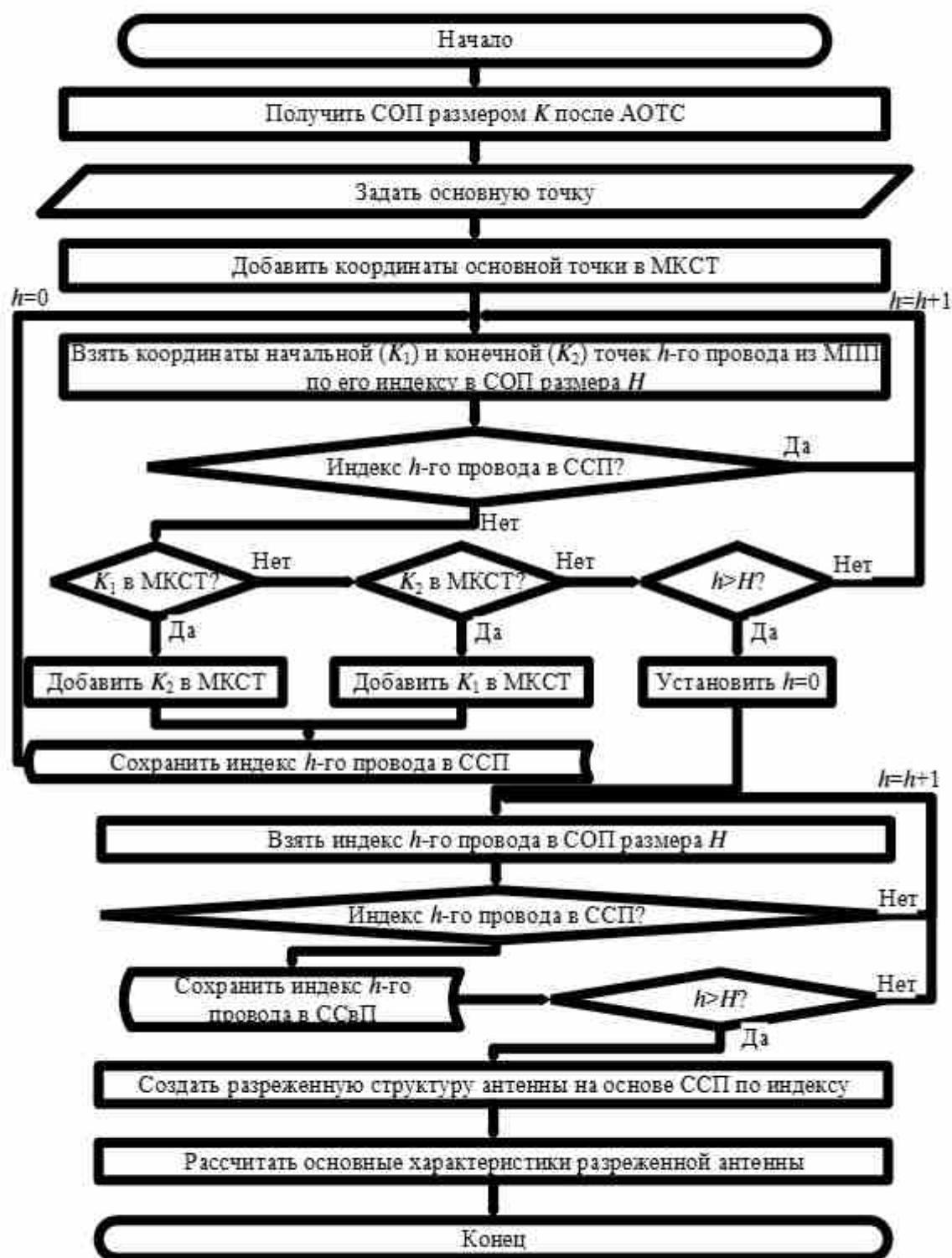


Рисунок 2.12 – Алгоритм модернизированной УАОТС

2.2.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой

Для модернизации СБАОТС разработан новый алгоритм, основанный на алгоритме поиска 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, затем переходит на следующий уровень. Для наглядности работа алгоритма представлена поэтапно (рисунок 2.13).

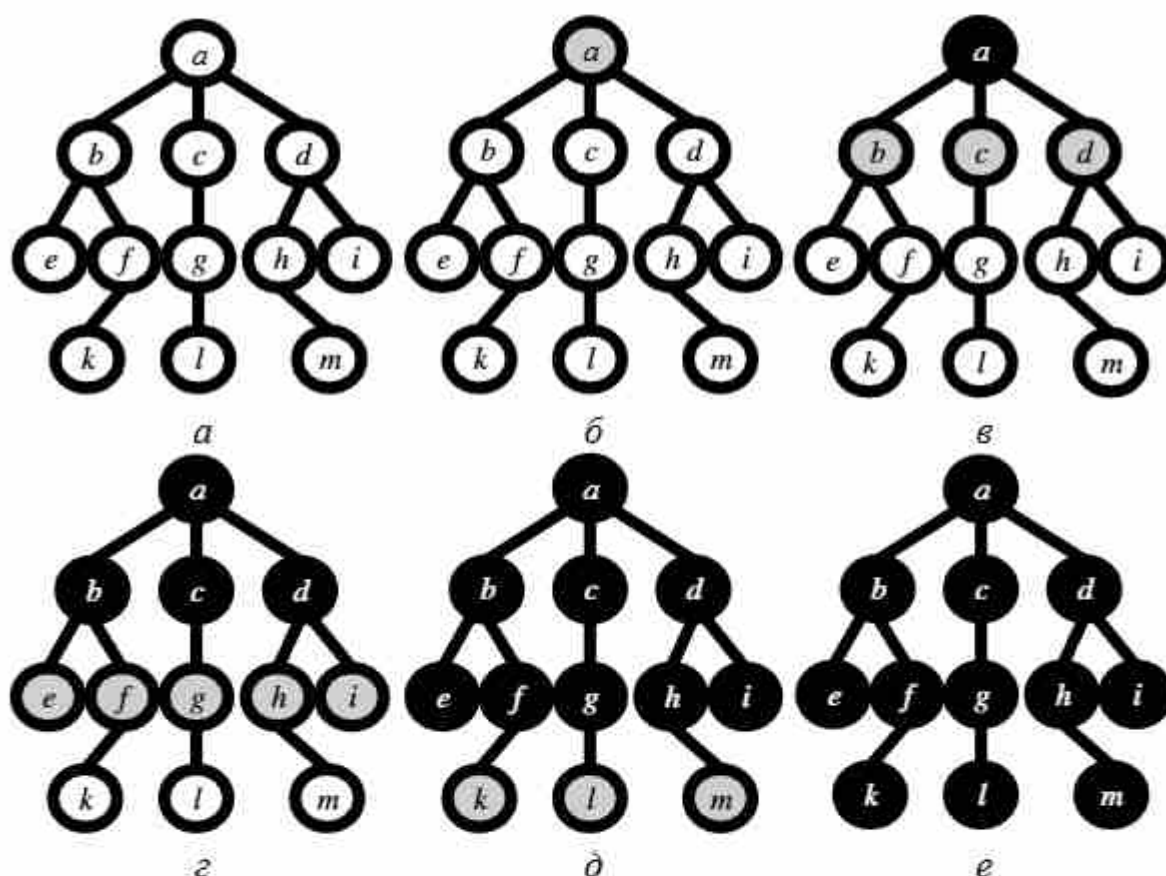


Рисунок 2.13 – Пример алгоритма поиска в ширину (BFS)

Шаг 1 – подготовка и начало работы. Сначала 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 белым цветом (рисунок 2.13,а). После задания исходной вершины алгоритм добавляет её в СОД и помечает как серую (рисунок 2.13,б). 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. Здесь 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 2.13,в). Процесс продолжается до тех пор, пока все соседние вершины по отношению к текущей не будут проверены.

Шаг 3 – переход к следующей вершине. После проверки всех соседних вершин текущая вершина помечается как посещённая (чёрная) (рисунок 2.13,г). 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 2.13,д). 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 пустым, 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 2.13,е).

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 следует 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 сохраняются 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 необходимо 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, а 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.

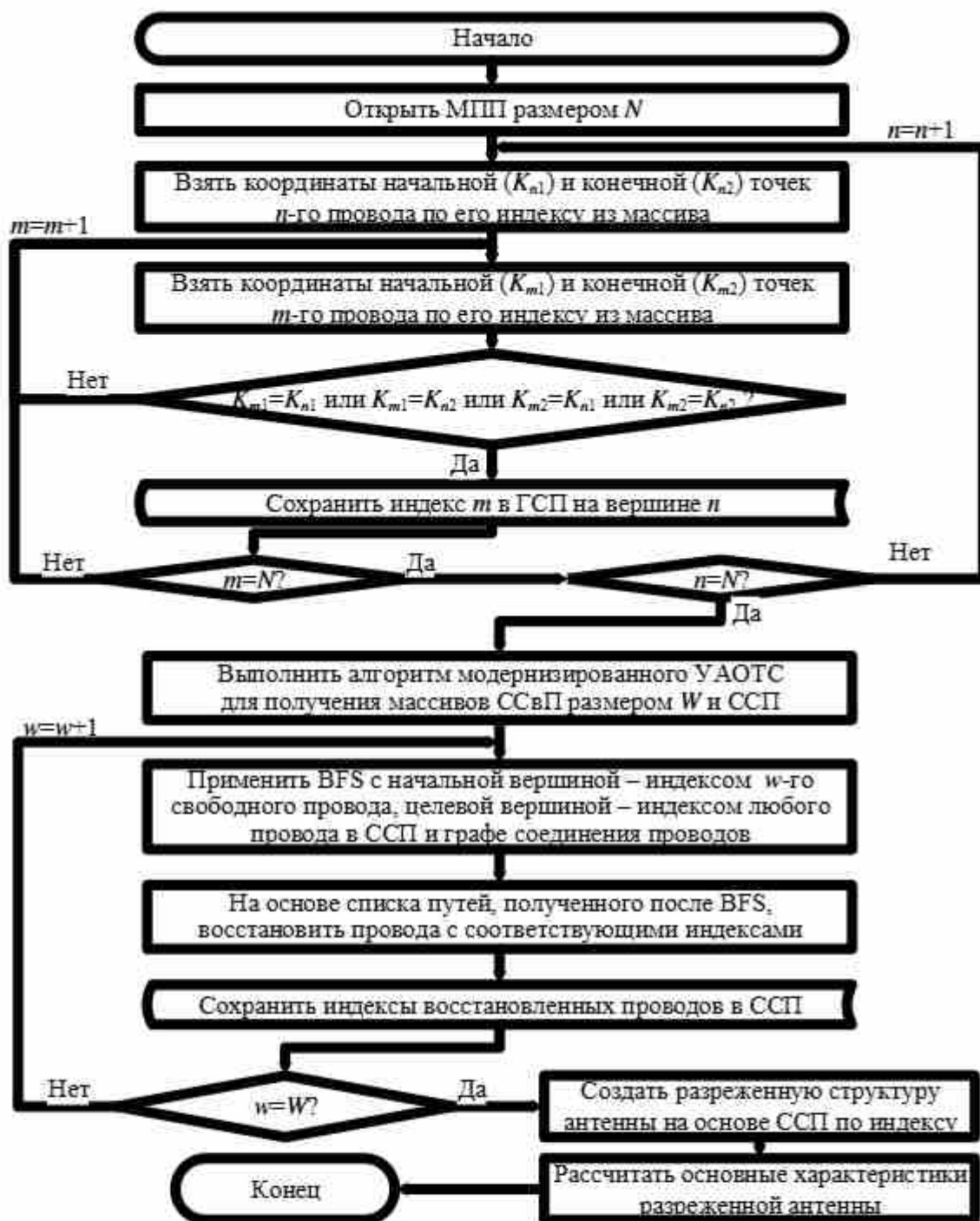


Рисунок 2.14 – Алгоритм модернизированной СБАОТС

2.2.5 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой на основе максимального тока

Разреженные структуры после УАОТС содержат меньше проводов, однако по характеристикам 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 к структуре восстановленные свободные провода с большим током, поскольку их вклад в излучение больше. Поэтому представим модификацию АОТС для создания разреженных структур, состоящих из соединенных проводов с максимальным током. Для удобства описания назовем этот процесс максимально-токовой АОТС (МТАОТС). Основной алгоритм МТАОТС состоит из 5 этапов (рисунок 2.15).

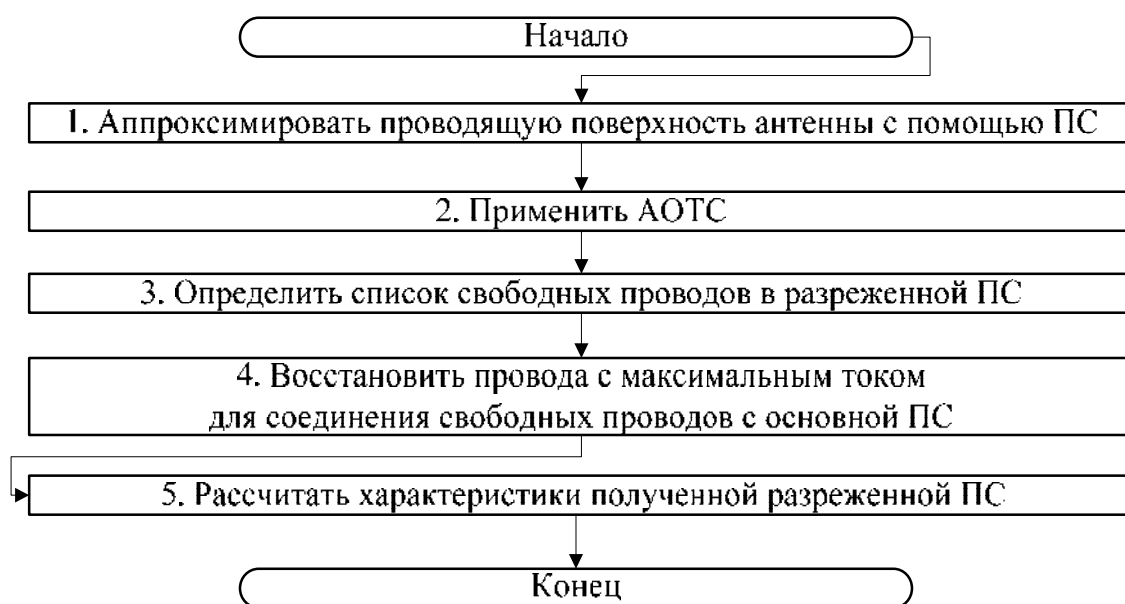


Рисунок 2.15 – Алгоритм МТАОТС

Детали шагов 1–3 МТАОТС описаны выше в модернизированных алгоритмах АОТС, УАОТС и СБАОТС.

После определения свободных проводов в разреженной ПС по окончании 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 данного

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 до тех пор, пока не будет найден индекс провода с наибольшим током в ССП. Затем индексы всех проводов в СТВП переводятся в ССП. Такая 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.

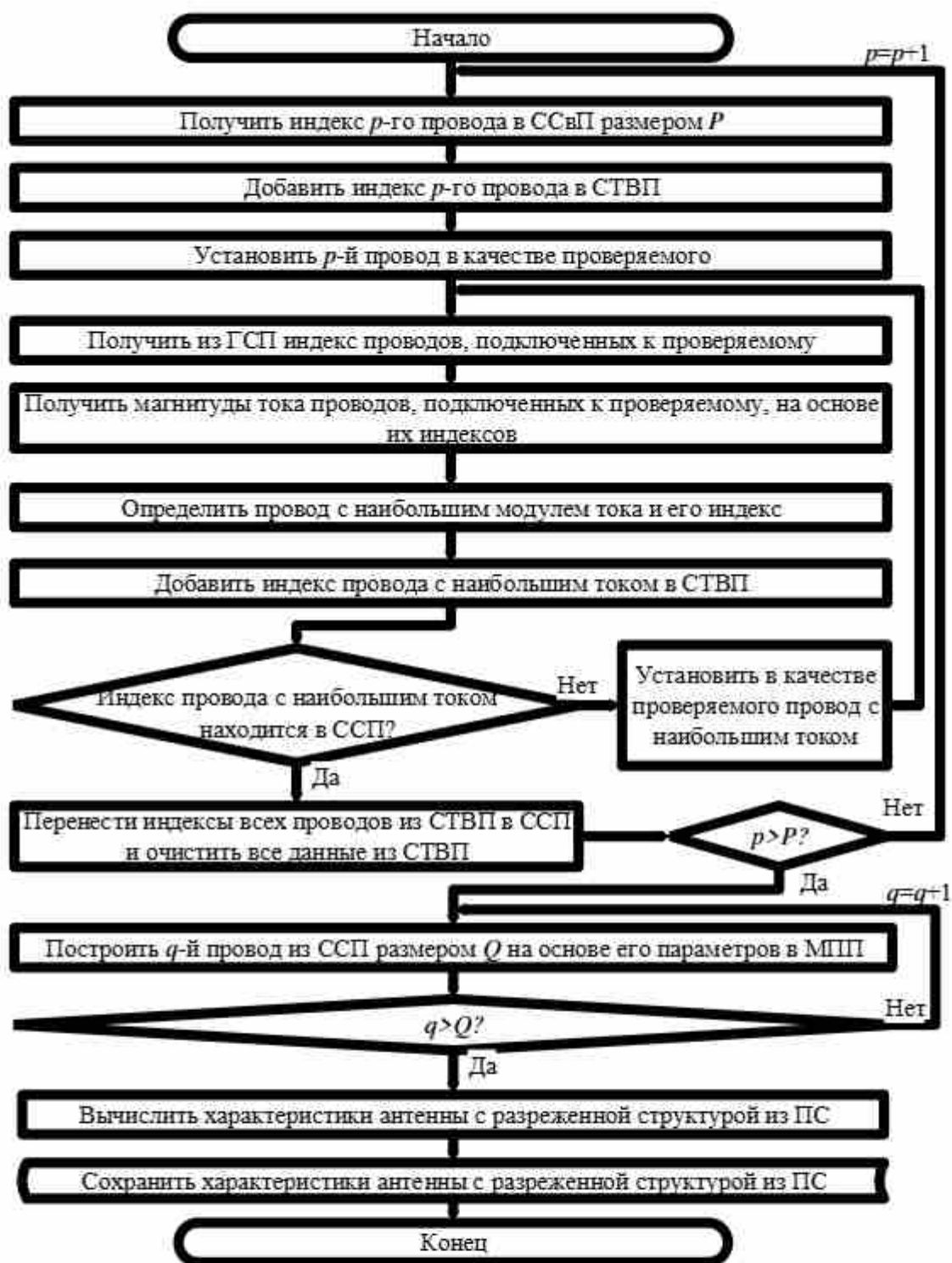


Рисунок 2.16 – Детализация шагов алгоритма МТАОТС (шаги 4 и 5 рисунка 2.15)

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 ее провода. 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.

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 [346] структура из ПС не может быть исходной для создания разреженной антенны после АОТС. Поэтому разработаны новые предложения 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, рассмотрено нормирование тока, поскольку оно напрямую влияет на уменьшение массы разреженных структур [347–352].

3.1 Рекомендации для создания рупорных разреженных антенн

Для аппроксимации проводящей поверхности антенны посредством ПС обобщенные и предложенные в [346] рекомендации можно объединить в 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 (более чем 10 сегментов) 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 тремя 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 превышать $\lambda/5$, а для сложных структур из ПС S_1 должна быть меньше $\lambda/20$ (но не меньше $\lambda/10000$).

11. Для большинства структур из ПС 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 $a = \Delta_2/2\pi$.

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 параметры S_1 , a_s и a_g 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 антенн с помощью АОТС. Это связано со следующими положениями:

1. 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 (размером $N \times N$) и векторы тока и возбуждения (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.

2. 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.

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

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

5. 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 положении 4.

6. 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 положениях 12 для a_s и 19 для a_f .

7. 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.

8. Рекомендация 7 не подходит для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС. Тем не менее она будет частично учитываться в положении 12.

9. Рекомендация 8 не подходит для проектирования исходной структуры из ПС до АОТС. Тем не менее она будет частично учитываться в положениях 13–17.

Следовательно, необходимо 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 .

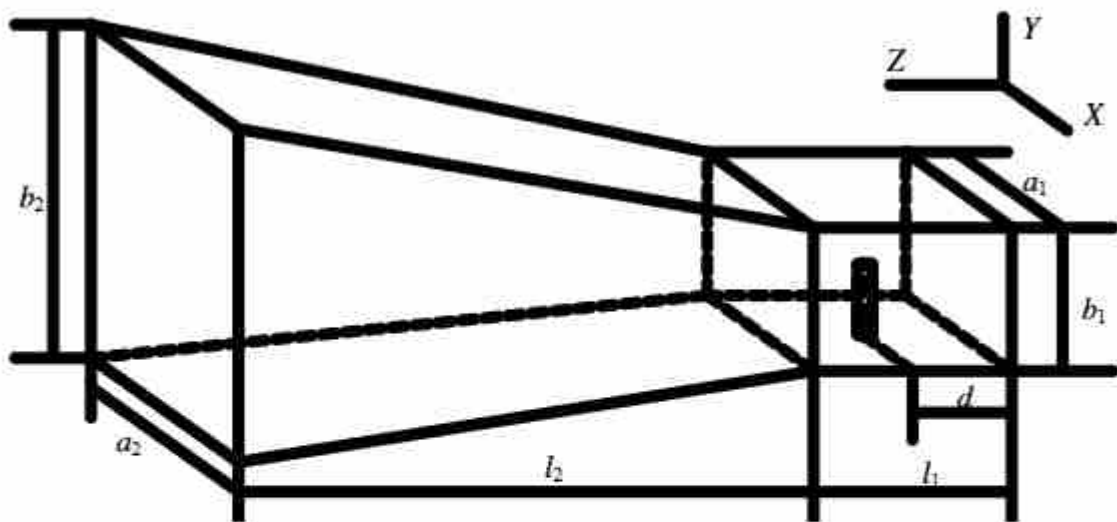


Рисунок 3.1 – Изометрический вид рупорной антенны с геометрическими параметрами

В итоге для создания исходных структур из ПС перед применением АОТС можно использовать следующие рекомендации.

1. Общие рекомендации 1 и 5 (см. выше) должны быть выполнены.
2. Каждый провод в структуре из ПС должен быть представлен одним сегментом (т.е. ток в этом проводе аппроксимируется одной базисной функцией).
3. Для исходной ПС a_s определяется в зависимости от толщины металла (t) антенны. Если t неизвестно, то для определения радиуса a_s можно применить только рекомендацию 12.
4. С учетом рекомендаций 10 и 11 следует рассчитывать Δ как λ_0/k , где $k = 10-20$.
5. С учетом положения 13 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.
6. С учетом положения 13 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 .
7. С учетом рекомендации 5 и положений 13–15 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, зависящее от соотношения a_2 и b_2 с a_1 и b_1 (обычно $p = 1$ или $p = 2$ является достаточным для точных результатов).

8. Учитывая положение 16, нерегулярная часть рупорной антенной структуры разделена на $N_{XI} = p \times N_{XR}$ ячеек вдоль оси OX и на $N_{YI} = p \times N_{YR}$ ячеек вдоль оси OY .

9. 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 (см. рисунок 3.1), если d не было определено ранее.

10. Учитывая положение 18, 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 $a_f = 0,02 \lambda_0$.

11. 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 $N_f = 5$.

12. Для выполнения требований общей 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 3.2,а), случай 2 – d/Δ нецелое и N_{XR} четное (рисунок 3.2,б), случай 3 – d/Δ целое и N_{XR} нечетное (рисунок 3.2,в), случай 4 – d/Δ нецелое и N_{XR} нечетное (рисунок 3.2,г). Для случая 1 можно непосредственно использовать рекомендации 9–11. 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 такой 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.

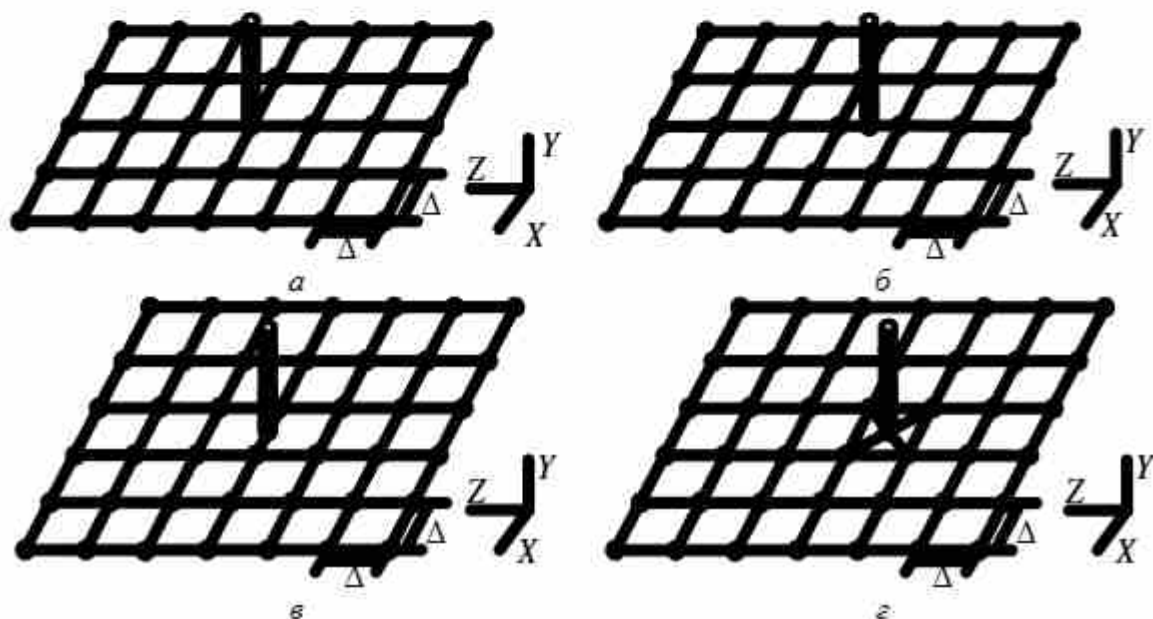


Рисунок 3.2 – Случаи 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г) подключения провода возбуждения к ПС

Результаты применения рекомендаций для рупорных антенн

Для проверки эффективности рекомендаций можно рассмотреть рупорные антенны из [353–355]. Эти антенны разработаны с различными размерами для UHF, X и K/Ka диапазонов частот. Их геометрические параметры, а также диапазоны рабочих частот и центральные частоты (f_0) приведены в таблице 3.1. В таблице 3.2 показаны параметры и настройки ПС в соответствии с предложенными выше рекомендациями.

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

Полученные исходные структуры из ПС для рассматриваемых антенн представлены на рисунке 3.3. Для оценки эффективности этих ПС их коэффициенты усиления $KU_{\text{макс}}$, модули коэффициента отражения $|S_{11}|$ и коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) сравниваются с полученными численными методами и экспериментально в [353–355]. Частотные зависимости этих

характеристик для каждой антенны показаны на рисунках 3.4–3.6 соответственно.

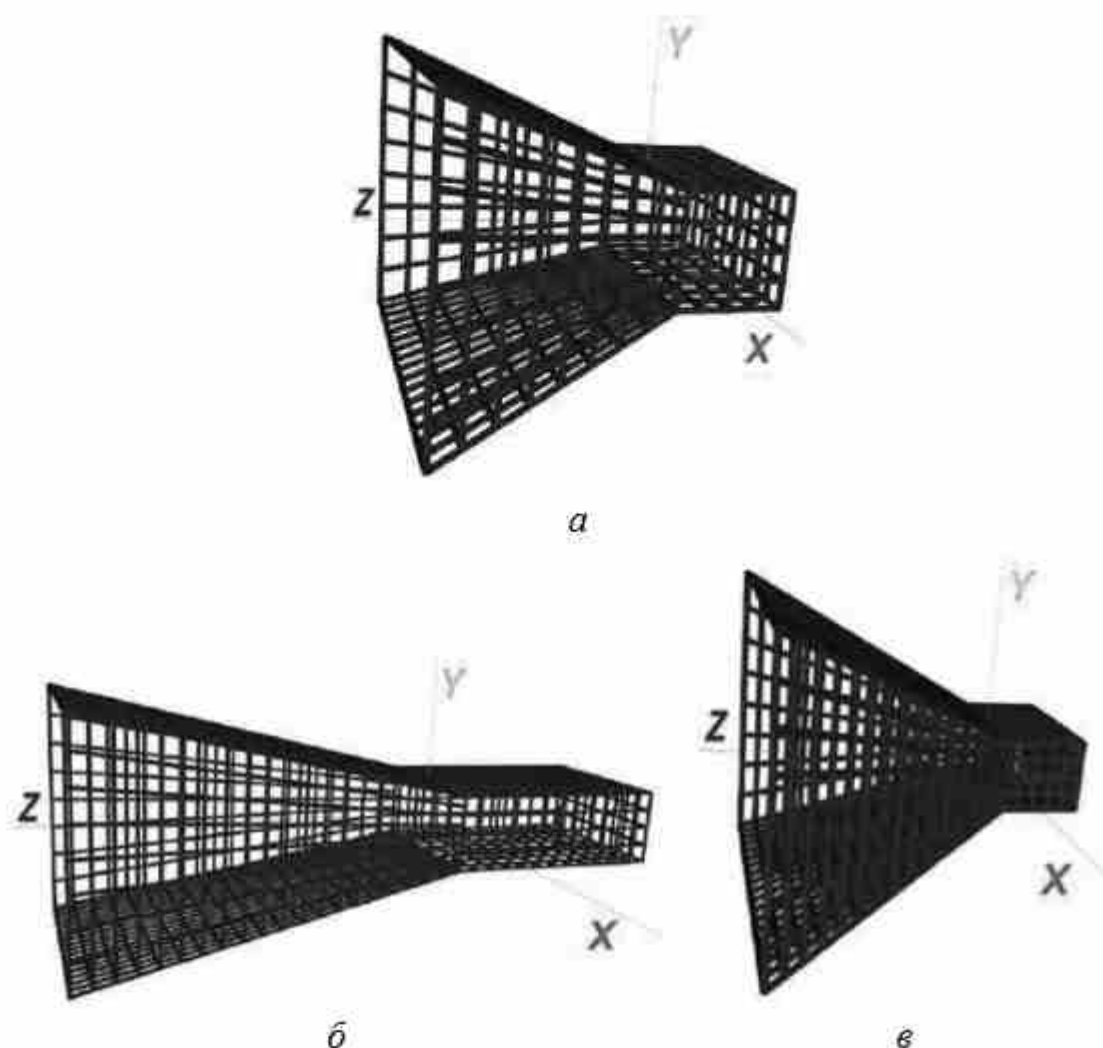
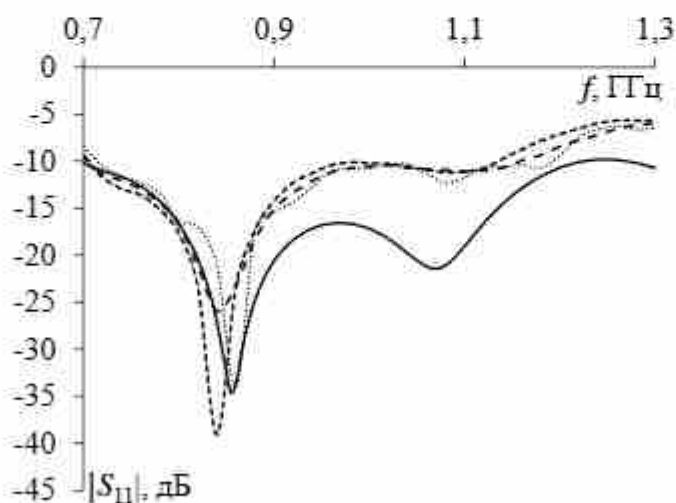


Рисунок 3.3 – Рупорные антенны из ПС в диапазонах частот UHF (а), X (б) и K/Ka (в)

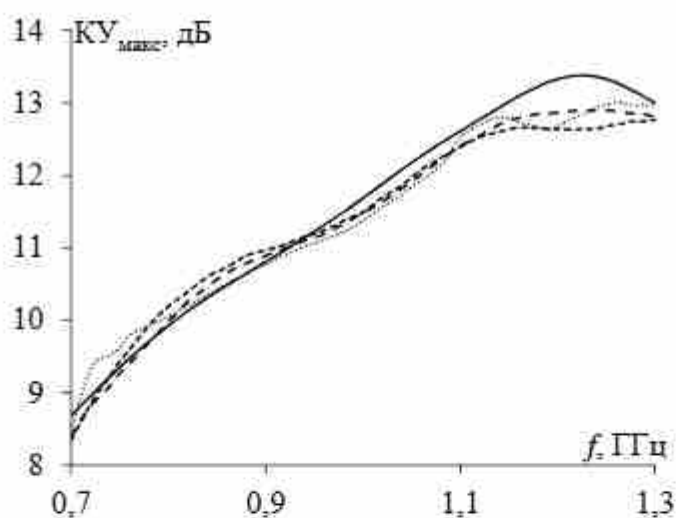
Для рупорной антенны UHF-диапазона сравнение зависимостей на рисунке 3.4 показывает хорошую согласованность между результатами измерений и полученными для структуры из ПС. Рассматривая $|S_{11}|$, можно заметить, что минимум для структуры из ПС составляет минус 34,5 дБ на частоте 855 МГц, в то время 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.

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.



a



б

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

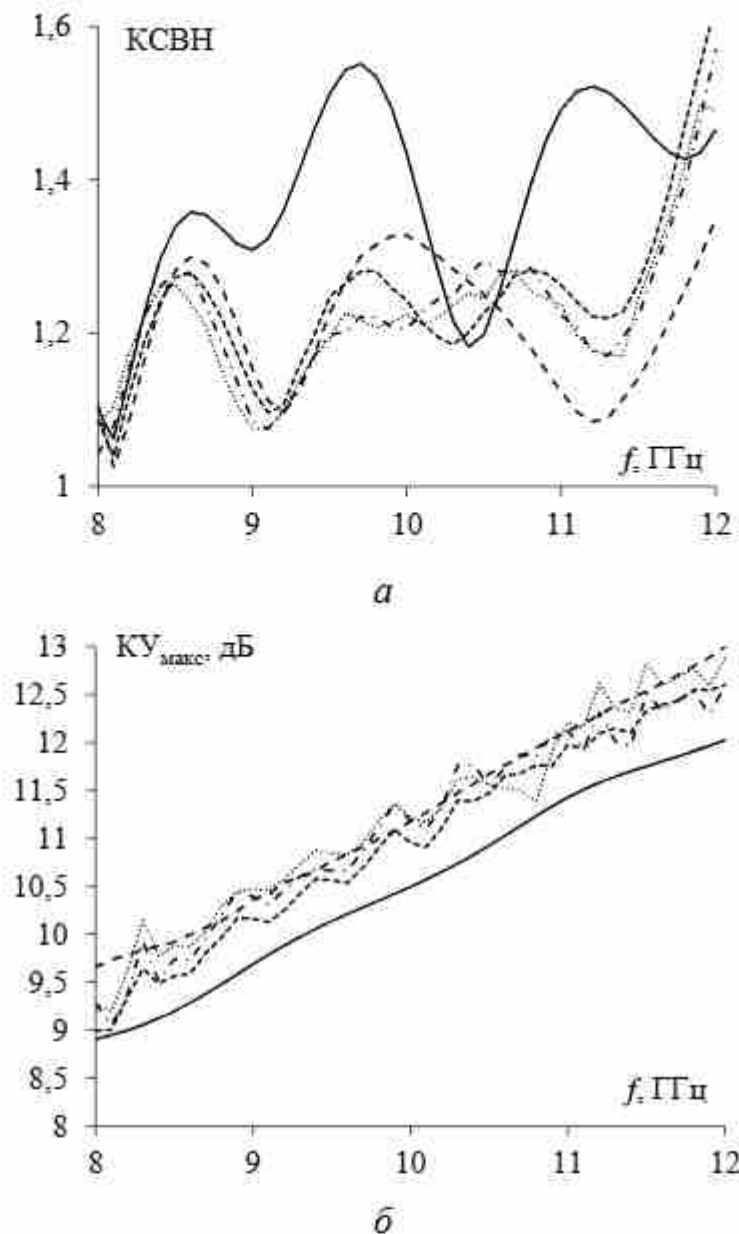


Рисунок 3.5 – Частотные зависимости K_{CBH} (а) и KU_{max} (б), полученные экспериментально для металлической печати (---), медного (····) и металлического покрытий (— · —) и численно в HFSS (— —) из [354] и ПС (—) для рупорной антенны X-диапазона

Для рупорной антенны X-диапазона сравнение характеристик (см. рисунок 3.5) показывает, что результаты для ПС немного хуже измеренных для различных структур. Например, K_{CBH} для ПС немного выше измеренных на большинстве частот в рассматриваемом диапазоне. Однако эти результаты все еще приемлемы, поскольку K_{CBH} для ПС всегда меньше 1,6 и по-прежнему обеспечивает рабочую полосу в X-диапазоне (поскольку её $K_{CBH} < 2$). Сравнение KU_{max} также демонстрирует, что, хотя результаты для

ПС ниже вычисленных и измеренных, различие между ними (всего около 0,5 дБ) вполне приемлемо.

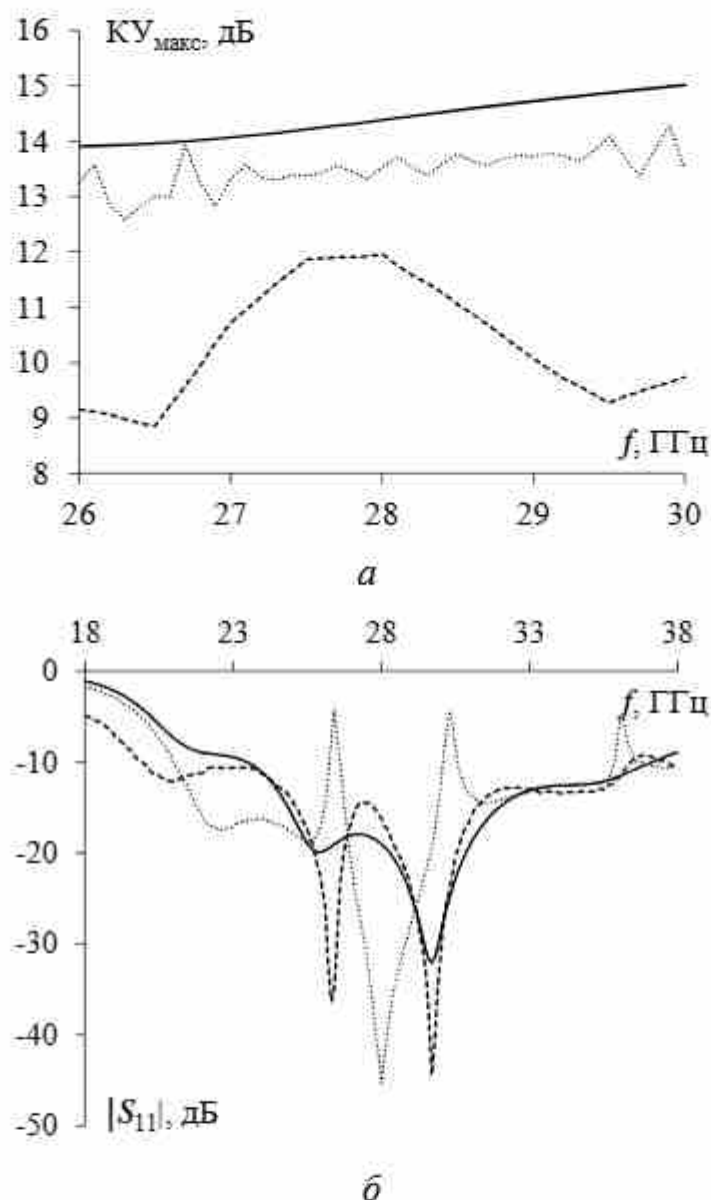


Рисунок 3.6 – Частотные зависимости KU_{max} (а) и $|S_{11}|$ (б), полученные экспериментально (---) и численно в CST (···) из [355] и для ПС (—) рупорной антенны К/Ка-диапазона

Для рупорной антенны К/Ка-диапазона (см. рисунок 3.6) также выявлено, 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 3.6,а 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.

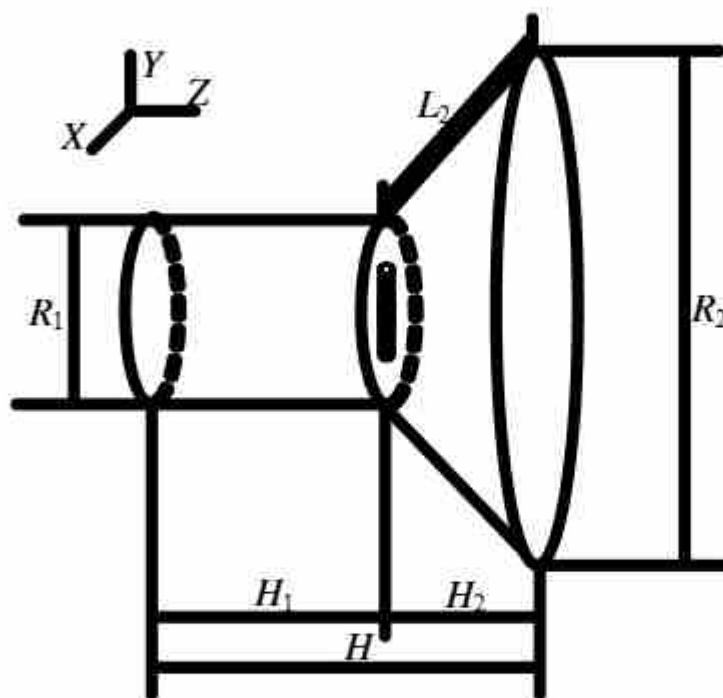
Все результаты сравнения показали эффективность рупорных структур из ПС, разработанных с использованием предложенных рекомендаций. Антенны из ПС могут быть использованы вместо сплошных металлических при моделировании и изготовлении, а также для создания разреженных антенн с меньшей массой с помощью АОТС.

3.2 Рекомендации для создания разреженных конических антенн

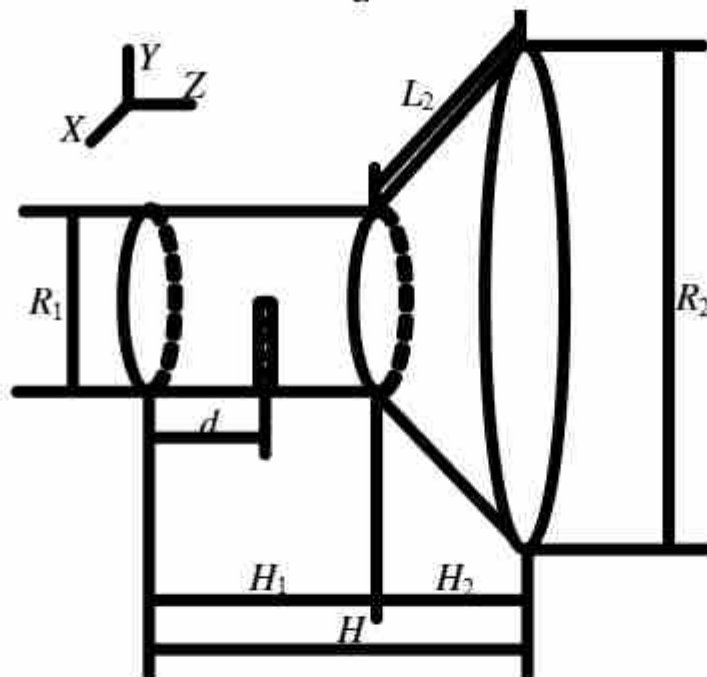
Коническая рупорная антенна из ПС включает три основные части: базовую, регулярную и нерегулярную (рисунок 3.7). Геометрические параметры антенны: радиус базовой части R_1 , максимальный радиус нерегулярной части R_2 , высота регулярной части H_1 , высота нерегулярной части H_2 , длина нерегулярной части L_2 и общая высота антенны H .

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 разработки исходной структуры из ПС, используемой для создания разреженной структуры из ПС с помощью АОТС. Поэтому актуальными являются модификация и добавление новых рекомендаций для создания исходной структуры из ПС для конкретных типов антенн.

В связи с этим разработано новое руководство по проектированию исходных конических рупорных антенных структур из ПС, пригодных для создания разреженных структур с помощью АОТС.



a



б

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

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).

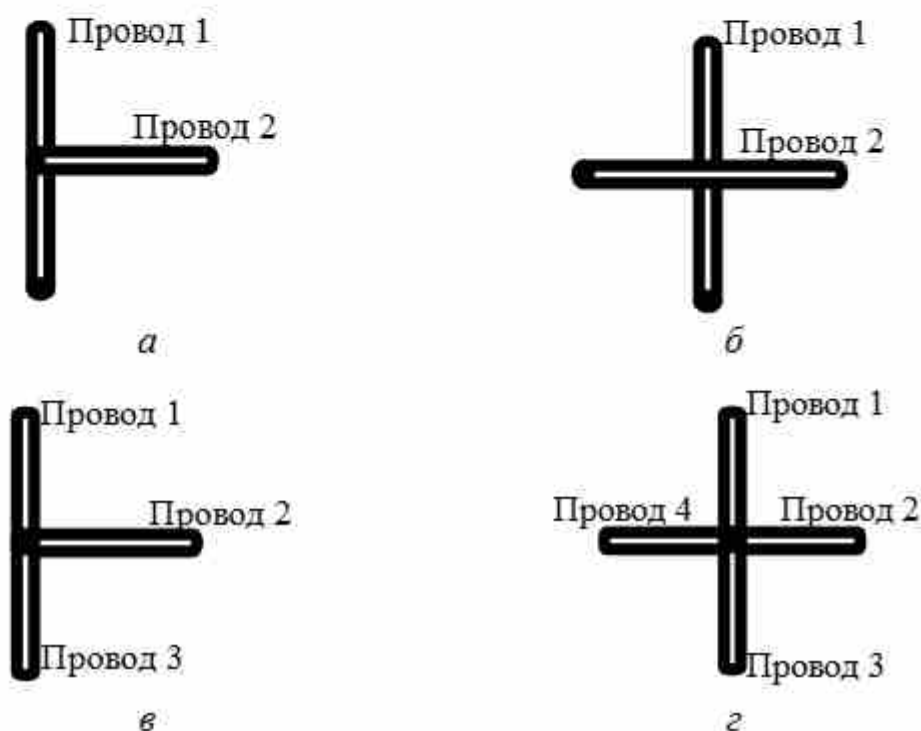


Рисунок 3.8 – Неправильное (а, б) и правильное (в, г) подключение проводов

3. В [346] предлагается разделить провода в ПС на несколько сегментов по отношению к длине волны 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 если 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 неизвестной толщине 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 величину Δ можно определить как λ_0/k , где λ_0 – длина волны на центральной частоте, а k находится в диапазоне 10–20. Если $a_s \ll \Delta$, значение 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 $N_{CI} = L_2/\Delta$ 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 с целью создания конических рупорных антенн могут быть получены следующим образом:

9.1 если коническая рупорная антенна возбуждается волновым портом (рисунок 3.7,а), то рекомендуется использовать диполь (провод с отрезком фидера, расположенным в его середине) длиной l_w в диапазоне $(0,3\lambda_0 - 0,5\lambda_0)$ и радиусом a_w , значительно меньшим 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 3.7,б), 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, используемый 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 3.9,а). В противном случае (случай 2 на рисунке 3.9,б) 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.

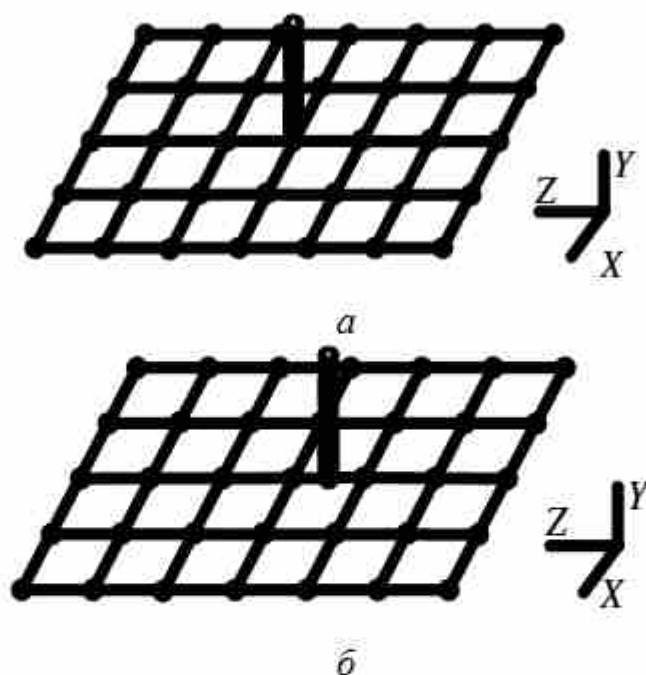


Рисунок 3.9 – Случай 1 (а) и 2 (б) подключения фидерного провода к ПС

Результаты применения рекомендаций для конических рупорных антенн

Руководство по проектированию применяется к коническим рупорным антеннам, работающим в X- и C-диапазонах частот. Для проверки эффективности приведенных рекомендаций 1–10 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 C-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 в плоскостях E и H на частоте 8 ГГц, полученные МоМ и МКРВО из [356] (рисунок 3.11). Максимальный КУ ($KU_{\text{макс}}$), ширина луча (ШЛ) и уровень боковых лепестков (УБЛ) приведены в таблице 3.5.

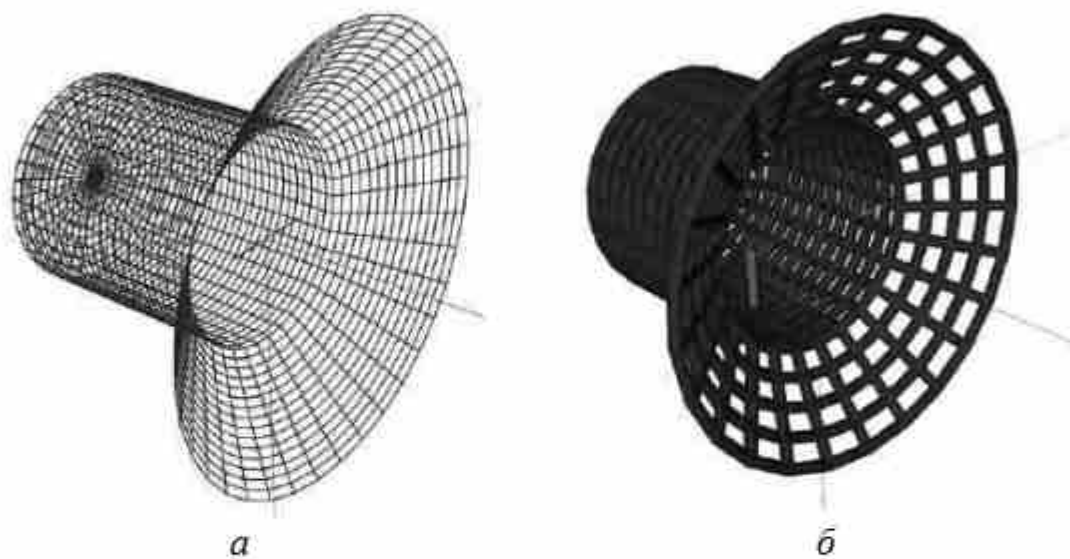


Рисунок 3.10 – Структуры из ПС для конических рупорных антенн, работающих на частоте 8 ГГц (а) и в С-диапазоне (б)

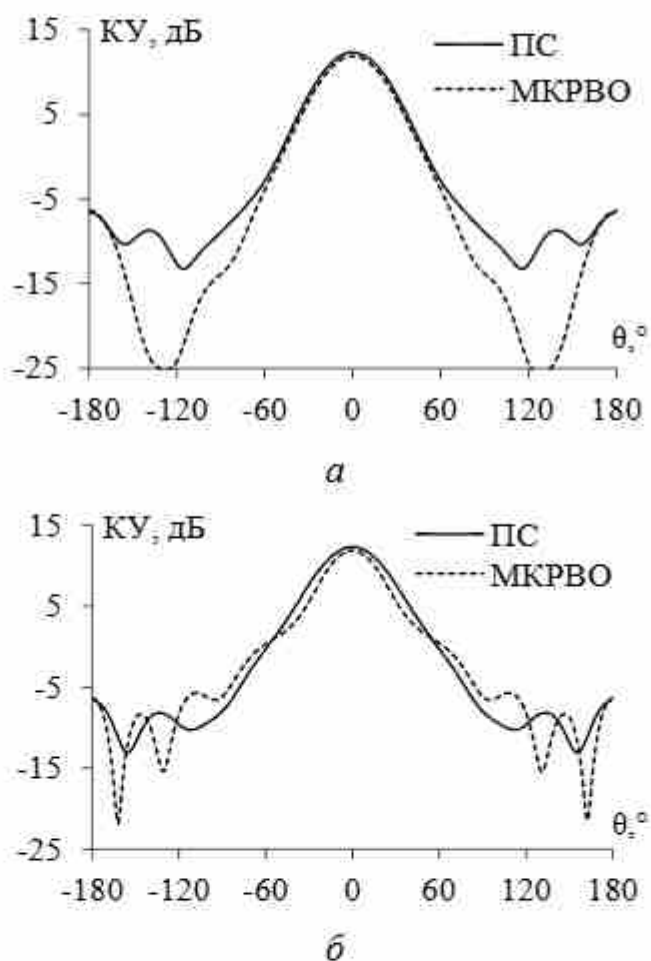


Рисунок 3.11 – Коэффициент усиления конической рупорной антенны в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц, вычисленные МКРВО и для структуры S_w из ПС

Таблица 3.5 – Характеристики антенны S_w на частоте 8 ГГц

Модель	$KU_{\text{макс}}$, 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

Из рисунка 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 направлении. $KU_{\text{макс}}$ для S_w из ПС отличается на 0,4 дБ от значения для МКРВО, а максимальные расхождения между сравниваемыми результатами – 16,17 дБ в E -плоскости и 10,53 дБ в H -плоскости. Примечательно, что время анализа S_w из ПС составляет 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 параметры 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.

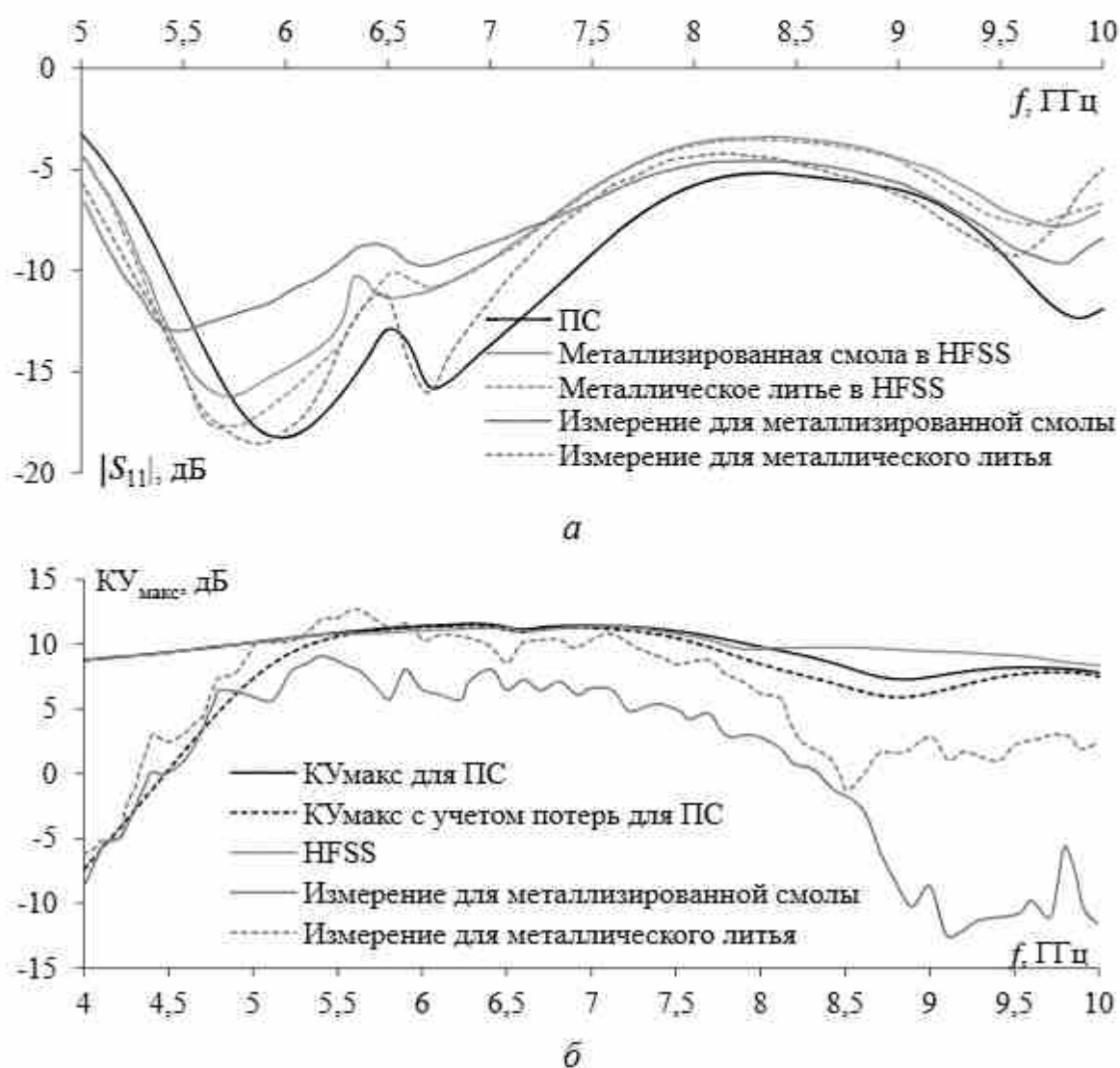


Рисунок 3.12 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и KU_{max} (б), измеренные на моделях из металлизированной смолы и металлического литья и вычисленные для модели в HFSS и S_f из PC

Таблица 3.6 – Характеристики всех моделей антенн в С-диапазоне

Характеристики	Модель антенны				
	S_f из PC	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_{max} , дБ	11,57	11,40		9,07	12,74

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

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	$KU_{\text{макс}}$, дБ	$KU_{\text{макс}}$ с учетом потерь, дБ	$ S_{11} $, дБ	$KU_{\text{макс}}$, дБ	$KU_{\text{макс}}$ 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 плоскостях E и H сравниваются с измеренными для моделей из металлизированной смолы и металлического литья [357], а также рассчитанными в HFSS [357] (рисунок 3.13). Видно, что в главном направлении излучения результаты для S_f из ПС хорошо согласуются с результатами HFSS и измерений для металлизированной модели. Сравнение $KU_{\text{макс}}$, ШЛ ДН в плоскостях E и H , а также УБЛ для всех моделей антенн приведено в таблице 3.8: результаты для S_f из ПС согласуются с полученными в программе HFSS и для прототипа из металлического литья.

Сравнение показало хорошие результаты для рупорных антенн из ПС, разработанных по рекомендациям. Эти антенны можно использовать вместо сплошных для уменьшения стоимости изготовления и улучшения характеристик. Кроме того, они могут быть исходными для создания разреженных антенн с помощью АОТС и её модификаций.

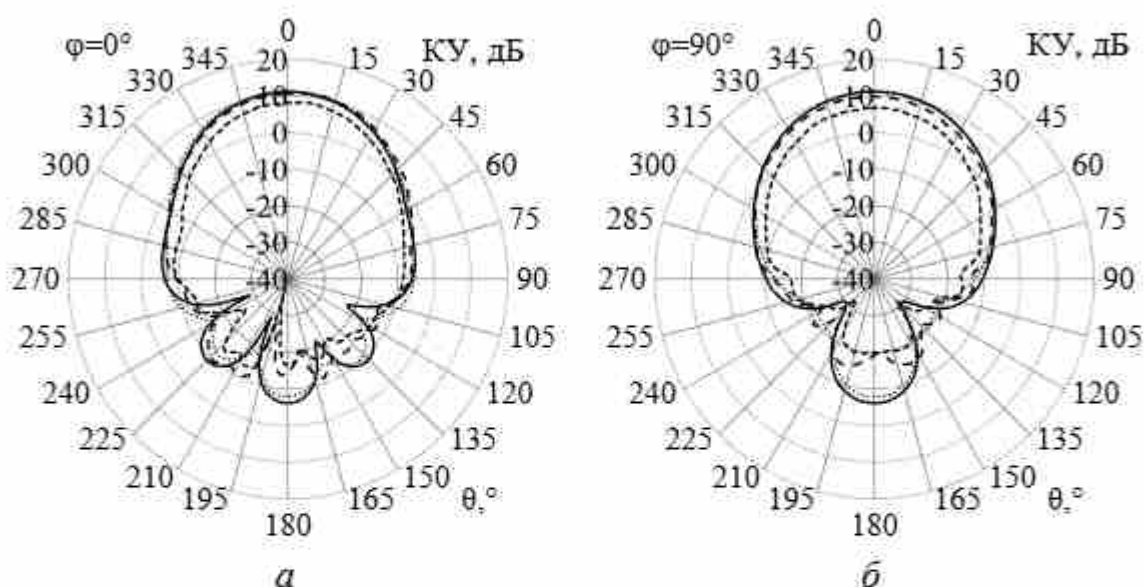


Рисунок 3.13 – Коэффициенты усиления конической рупорной антенны, измеренные на моделях из металлизированной смолы (---) и металлического литья (—) и рассчитанные для модели в HFSS (····) и S_7 из ПС (— · —) на частоте 5,8 ГГц в плоскостях E (а) и H (б)

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

Характеристики	Модель антенны			
	S_7 из ПС	HFSS	Прототип	
Тип литья	—	—	Смола	Металл
$KУ_{\text{макс}}$, 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

В результате можно получить новые и необычные антенны, которые могут использоваться в качестве скрытых и не нарушать городской ландшафт.

3.3 Рекомендации для создания рефлекторных разреженных 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 рекомен-

даций на рисунке 3.14 показан изометрический вид рефлекторной антенны с параметрами.

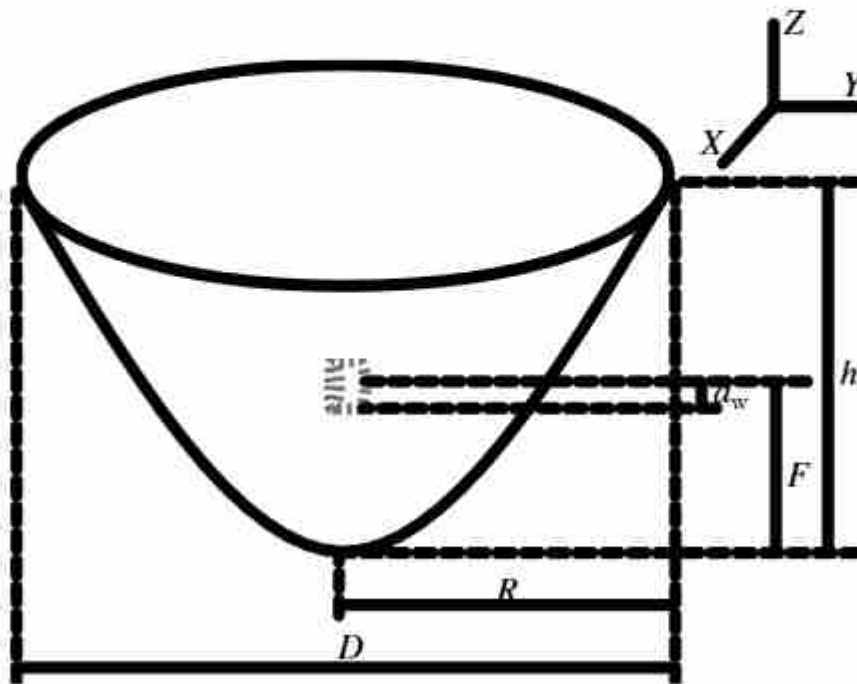


Рисунок 3.14 – Изометрический вид рефлекторной антенны и её геометрические параметры

Собранные в [346] рекомендации в основном направлены на проектирование структур из ПС для конкретных типов антенн, но не учитывают специфики рефлекторных антенн. Более того, они не поддерживают создание исходной ПС, необходимой для разреженных структур после АОТС. В этой связи представим 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. Вычислить фокусное расстояние антенны $F = D^2/16h$.
3. Определить число радиальных (N_R) и концентрических (N_C) проводов рефлектора.
4. Найти 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:

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

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

$$Z_{RF} = s((j-1)d_C)^2;$$

$$X_{RE} = jd_C \cos((i-1)\alpha);$$

$$Y_{RE} = jd_C \sin((i-1)\alpha);$$

$$Z_{RE} = s(jd_C)^2;$$

$$X_{CF} = X_{RE};$$

$$Y_{CF} = Y_{RE};$$

$$Z_{CF} = Z_{RE};$$

$$X_{CE} = jd_C \cos(i\alpha);$$

$$Y_{CE} = jd_C \sin(i\alpha);$$

$$Z_{CE} = s(jd_C)^2,$$

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 с перечисленными ниже 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 для избежания пересечений.

2. Хотя в [346] рекомендуется 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 провода, 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 $L_{C\max}$, минимальную длину концентрического провода $L_{C\min}$ и длину радиального провода L_R :

$$\begin{aligned} L_{C\max} &= 2\pi R/N_R; \\ L_{C\min} &= L_{C\max}/N_C; \\ L_R &= \left(R^2 + h^2\right)^{0,5} / N_C. \end{aligned}$$

Рекомендуются $L_{C\max}$ в пределах от $\lambda_0/2$ до $\lambda_0/5$, $L_{C\min} \geq \lambda_0/100$, 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 располагают на расстоянии F от центра вдоль линии, исходящей из центра рефлектора и перпендикулярной плоскости его апертуры. Рекомендуется l_w и a_w устанавливать в пределах от $\lambda_0/3$ до $\lambda_0/5$.

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 антеннах 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

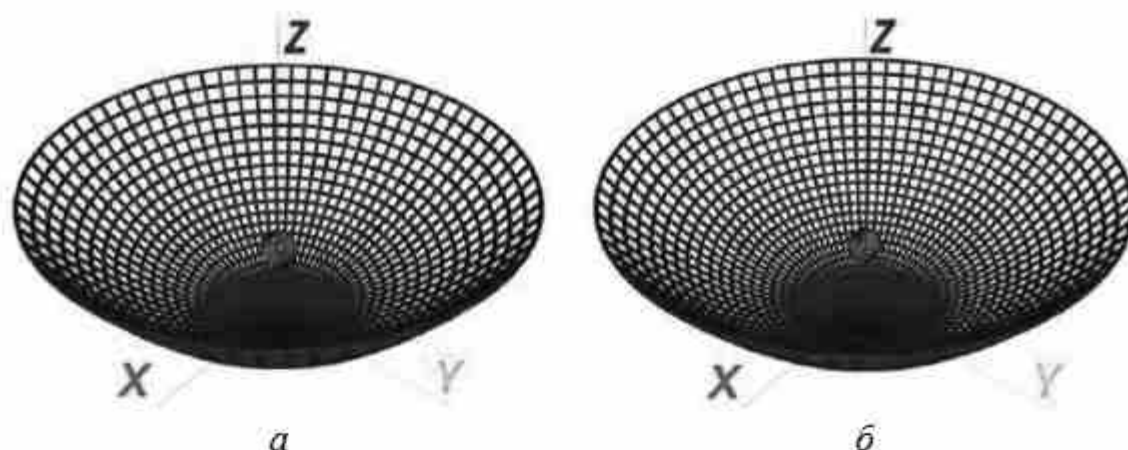


Рисунок 3.15 – Рефлекторные антенны из ПС: S_1 (а) и S_2 (б)

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

Рисунок 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 плоскостях E и H результатов ПС и измерений составляет 4,1 дБ и 8 дБ соответственно.

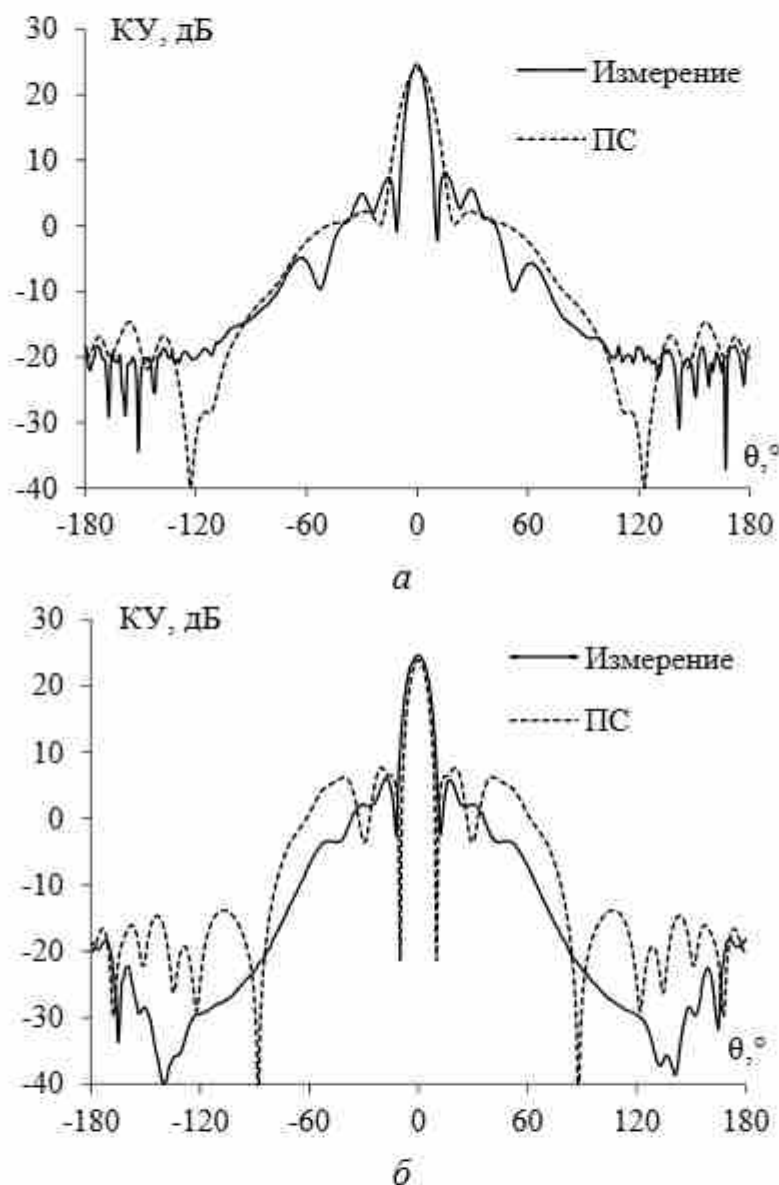


Рисунок 3.16 – ДН КУ рефлекторной антенны S_1 в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 2,4 ГГц, полученные для ПС на основе МоМ и экспериментально

Сравнение характеристик из таблицы 3.11 также демонстрирует хорошую согласованность. Следует отметить, что хотя результаты ПС немного хуже измеренных по $KU_{\text{макс}}$ и ШЛ в E -плоскости, а также УБЛ в H -плоскости, они лучше измеренных для

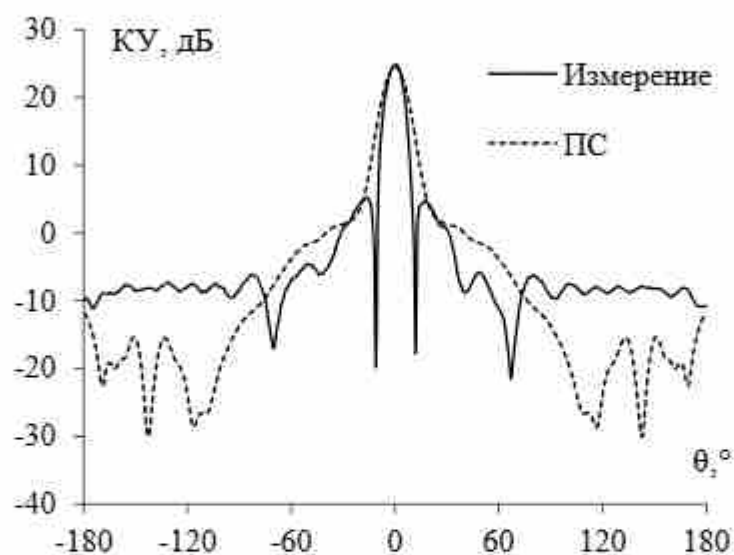
КСВН, ШЛ в H -плоскости, УБЛ и ЗБЛ в E -плоскости. В целом различия характеристик ПС и сплошной металлической структуры незначительны и приемлемы.

Таблица 3.11 – Характеристики антенн для структур S_1 и S_2

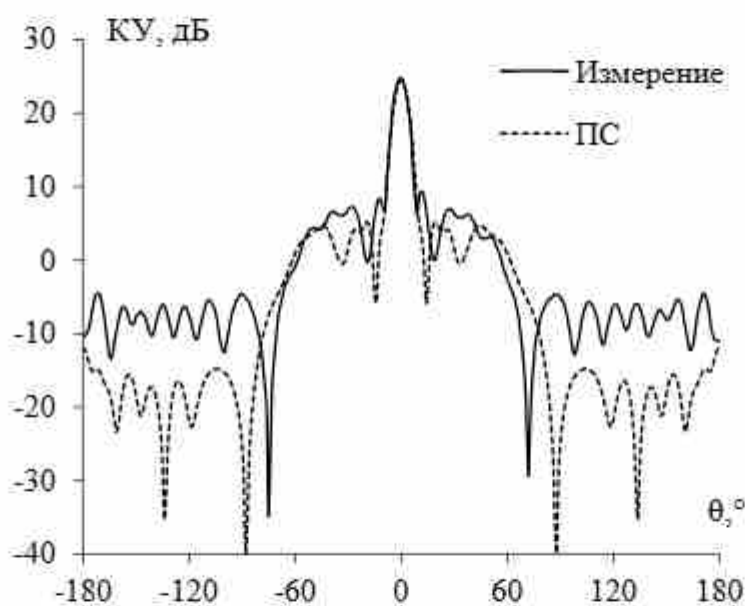
Модель	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	ШЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ	УЗЛ, дБ
Измерение [358]	25 ± 1	$\leq 1,4$	10	$-17,31/-18,37$	$-43,2$
ПС S_1	23,9–24	$\leq 1,3$	13/8,3	$-21,71/-16,27$	-44
Измерение [359]	$25 \pm 0,6$	$\leq 1,5$	8,5	$-19,6/-16,4$	$-34,9$
ПС S_2	24,3–24,8	$\leq 1,3$	12,1/7,8	$-23,4/-19,3$	$-36,4$

Для оценки структуры S_2 её вычисленные ДН также сравниваются с экспериментальными из [359]. На рисунке 3.17 проведено сравнение ДН КУ антенны в E - и H -плоскостях на центральной частоте 3,55 ГГц. Характеристики S_2 на этой частоте, такие как $KU_{\text{макс}}$, 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 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, значения для ПС заметно ниже измеренных, особенно в области заднего лепестка. Средняя разница по диаграммам направленности в плоскостях E и H между структурой из ПС и результатами измерений составляет 8 дБ и 7,8 дБ соответственно. Характеристики из таблицы 3.11 дополнительно подтверждают 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.



a



б

Рисунок 3.17 – Диаграммы направленности КУ рефлекторной антенны S_2 в плоскостях E (*a*) и H (*б*) на частоте 3,55 ГГц, полученные для ПС на основе МоМ и экспериментально

Результаты всех сравнений подтверждают эффективность рефлекторных антенн из ПС, разработанных по рекомендациям. Эти антенны представляют собой эффективную альтернативу сплошным металлическим структурам, обеспечивая уменьшение массы и стоимости изготовления без ухудшения требуемых эксплуатаци-

онных характеристик. Кроме того, структуры из ПС могут использоваться в качестве исходных 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 устраняются, а остаётся разреженная ПС с массой меньше исходной. АОТС позволяет создавать различные разреженные структуры, изменяя ДУЭС. Однако такие структуры могут быть получены изменением вида нормирования тока в проводах. Поэтому представим анализ влияния различных видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных структур по сравнению с исходной. Это влияние проанализируем для рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн.

Возьмем коническую рупорную [353], рупорную [357] и рефлекторную [360] антенны, предназначенные для работы в С-, УНФ- 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 представлены на рисунке 3.19. Разреженные структуры после АОТС при некоторых ДУЭС показаны на рисунке 3.20 для каждой антенны. Число проводов и уменьшение массы по сравнению с исходной структурой для всех антенн приведены в таблице 3.12.

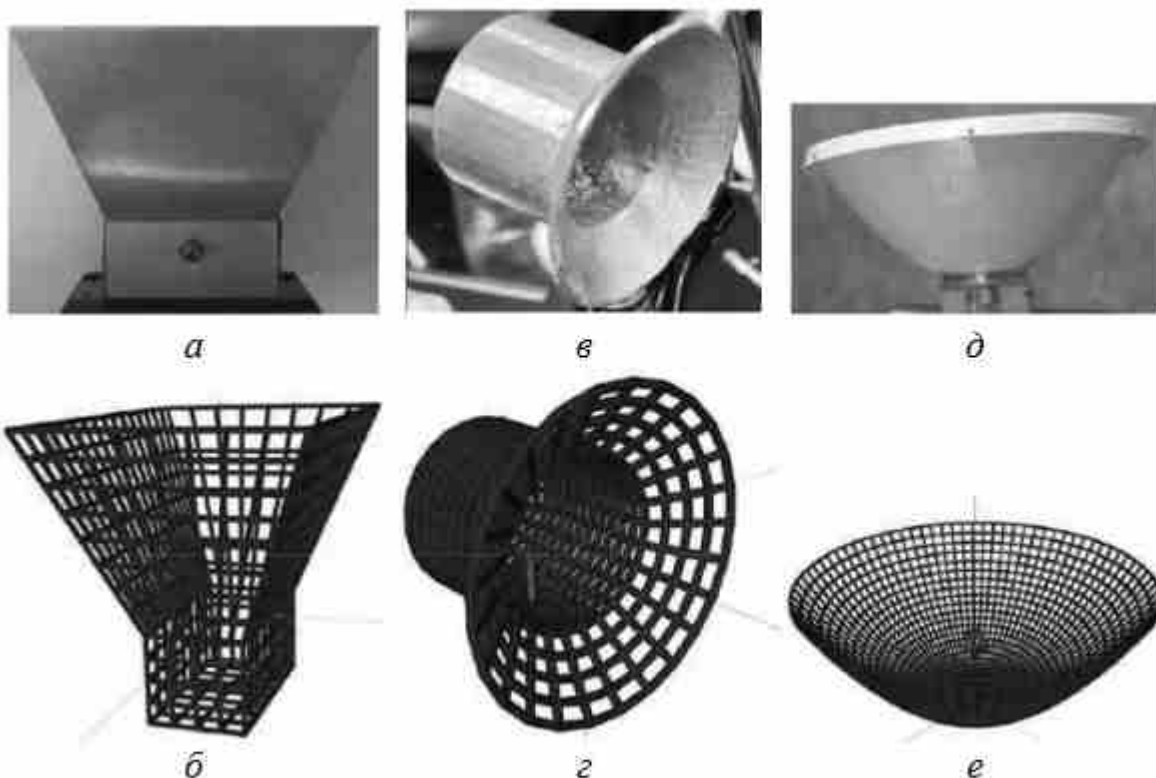


Рисунок 3.18 – Сплошная и ПС-структуры рупорной (а, б), конической рупорной (в, г) и рефлекторной (д, е) антенн

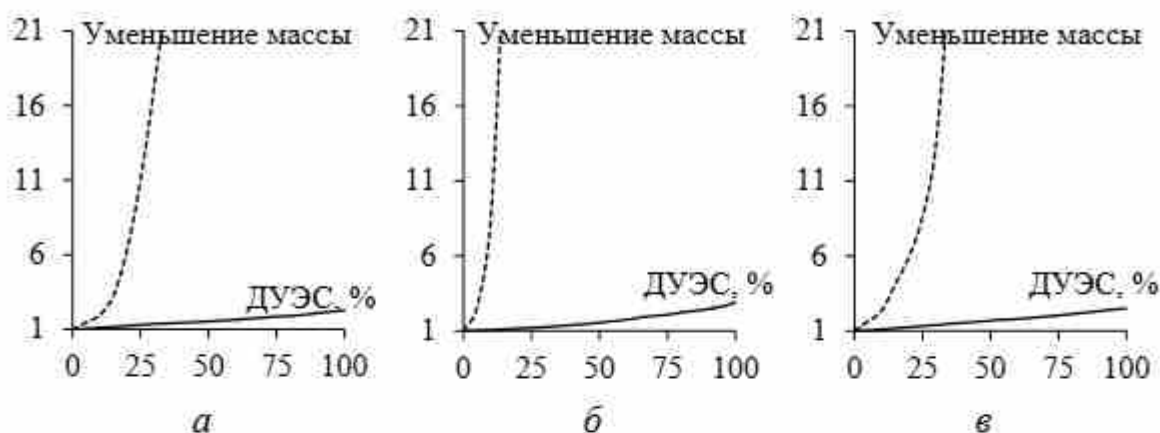


Рисунок 3.19 – Зависимости уменьшения массы рупорной (а), конической рупорной (б) и рефлекторной (в) антенн от ДУЭС после АОТС_С (—) и АОТС_М (---)

Рисунок 3.19 показывает, что с ростом ДУЭС уменьшение массы разреженных ПС после АОТС_М резкое, а после АОТС_С плавное. При ДУЭС = 100% уменьшение массы разреженных ПС после АОТС_С составляет около 2 раз. Такое же уменьшение после АОТС_М достигается уже при ДУЭС около 10%.

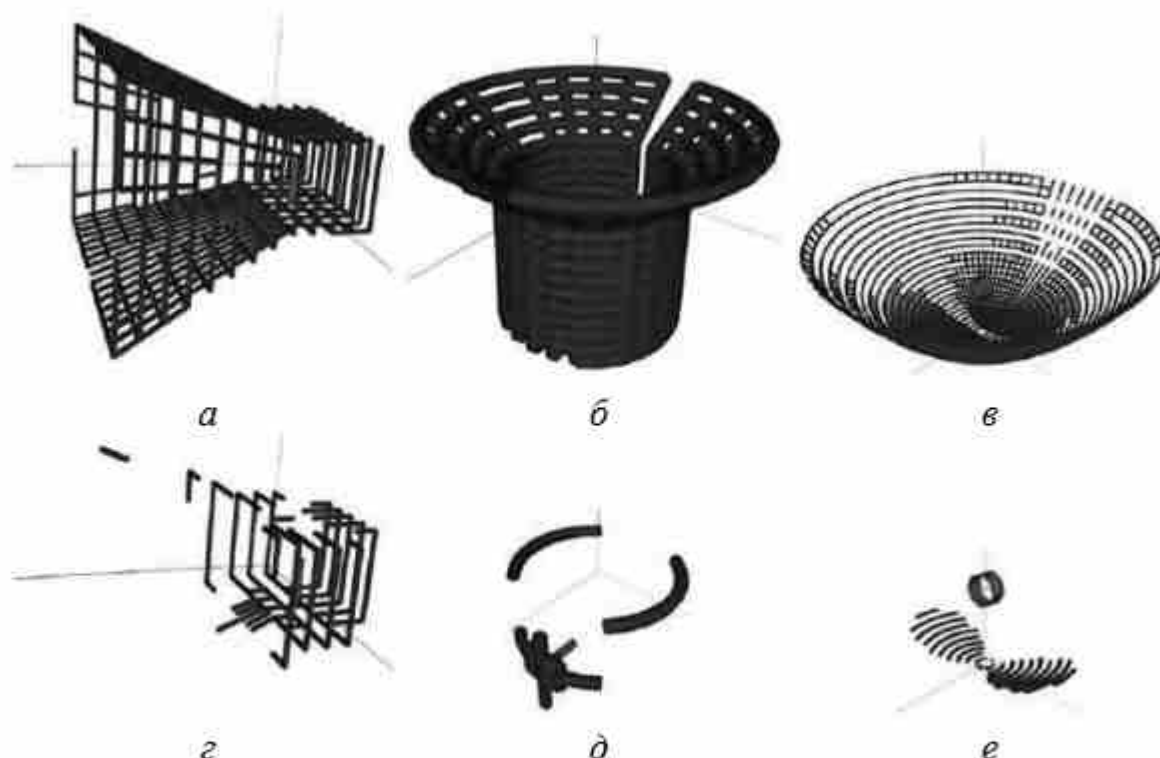


Рисунок 3.20 – Разреженные ПС рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн после АОТС_С (а, б, в) и АОТС_М (z, д, е) при ДУЭС = 20%, 15%, 30%

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

На рисунке 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 (см. таблицу 3.12). Это можно объяснить неравномерным распределением тока в ПС. Для рупорной и конической рупорной антенн источник возбуждения подключается непосредственно к ПС, это приводит к тому, что провода, подключенные к источнику, имеют значительно большие токи по сравнению с остальными. Поэтому при

малом ДУЭС после АОТС_М удаляется большое количество проводов, а при ДУЭС = 100% удаляются все провода, в то время как после АОТС_С удаление происходит медленнее (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 необходимо значительно и быстро снизить массу антенны, рекомендуется использовать АОТС_М, а при необходимости умеренного уменьшения – АОТС_С.

Проведенные анализ и обсуждение полезны для выбора подходящего вида нормирования тока с целью 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.

Представим сравнительный анализ выбора частот, на которых получаются разреженные структуры; на основе этого дадим рекомендации по выбору подходящих частот при создании разреженных структур для каждой конкретной антенны; представим разработанные 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, приведем простую методику моделирования для создания скрытых антенн [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 антенн на основе МоМ. В частности,

используется аппроксимация проводящей поверхности антенны с помощью ПС из-за её способности моделировать различные типы антенн и точно рассчитывать их характеристики [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. В связи с этим 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 дает возможность выбрать различные методы численного интегрирования для вычисления матрицы импедансов и рассчитать основные характеристики антенны на определенной частоте или в диапазоне частот.

Для создания ГИП был выбран язык программирования Python – это язык высокого уровня, который 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. Matplotlib – графическая библиотека для формирования 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, а также сохранения результатов. Каждый подмодуль содержит подмодули, выполняющие 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.

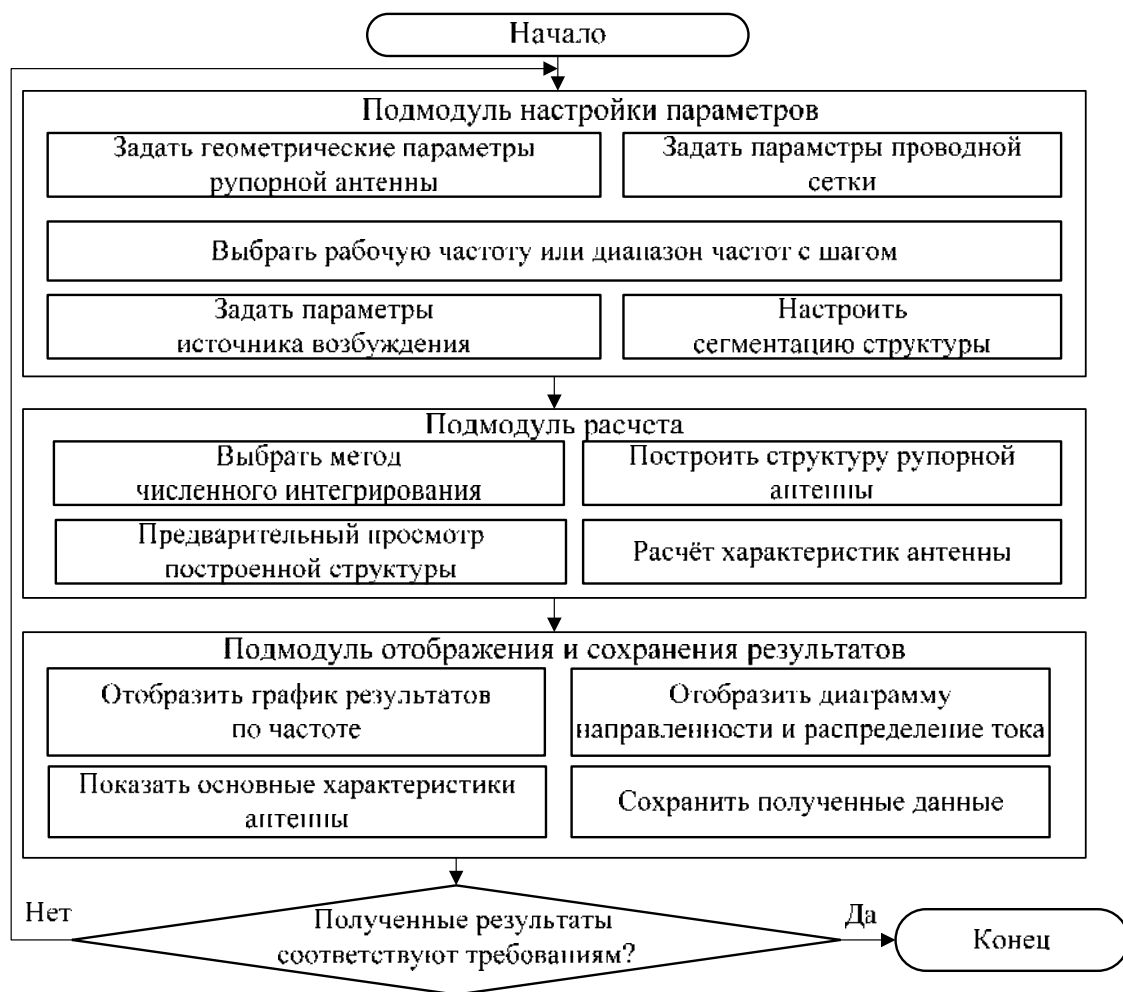


Рисунок 4.1 – Схема работы программного модуля

Основными геометрическими параметрами рупорной антенны являются длина a_1 , ширина b_1 и высота l_1 регулярной части, а также 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 и задаются в метрах. Подмодуль задания параметров позволяет выбрать расчет характеристики на определенной частоте или в диапазоне частот. При работе в диапазоне частот нужно указать начальную (first), конечную (end) частоты и шаг по частоте (step). Модуль позволяет задать число ячеек сетки, на которые антенна будет разделена по координатным осям.

Geometry Builder Horn antenna

Horn

Geometric parameters

$a1, m: 8.55e-3$ $b1, m: 3.85e-3$ $l1, m: 4.32e-3$

$a2, m: 22e-3$ $b2, m: 17.15e-3$ $l2, m: 13.25e-3$

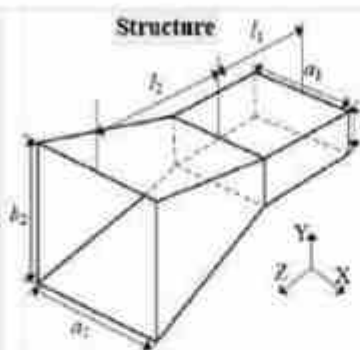
Frequency, Hz

☐ Only on center frequency:

☒ In the frequency range:

first: end: step:

Structure



Grid Setting

Regular:

$Wx: 7$ $Wy: 6$ $Wz: 10$

Irregular:

$Hx: 7$ $Hy: 6$ $Hx: 10$

Source:

$Lx: 3.15e-3$ $Rx: 2e-4$ $Zx: 5$

Wire:

$Rw: 2e-4$ $Rbr: 2e-4$ $Round: 10$

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 ☐ PIUeddi ☐ PIBode ☐ PINewtonCotes

☐ Save data

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

☐ Draw Structure ☐ Draw DN ☐ by_beta ☐ by_beta ☒ by_sum

☐ transparent ☒ real size ☐ G ☐ GdB ☐ EFWZone ☐ EdB

☐ Draw Currents ☐ transparent ☒ Real Size

Start theta: Start Phi:

N theta: N Phi:

Step theta: Step Phi:

Far zone radius:

Antenna characteristics after calculation

f, GHz	G, dB	VSWR	S11, dB	Impedance	Z , Ohm	Admittance_ABS	reflection_coef_ABS	TPR	MAX_Current	MAX_Current_noSc	Current_Source
10.0	14.20174	1.22025	-17.09460	(51.9575401249079 - 53.50996	0.01360	0.12597	0.90411	0.01005	0.01005	0.01005	
18.0	11.5043	15.66985	-1.11012	(7.1515428993305895 - 55.91138	0.01789	0.88002	0.22556	0.01789	0.00949	0.01789	
20.0	12.34861	3.08406	-4.45551	(17.81205880072026 - 35.6817	0.02804	0.50872	0.64153	0.02804	0.01526	0.02804	
22.0	13.05456	1.88593	-10.25773	(37.87400070670695 - 45.55766	0.02195	0.30680	0.90570	0.02195	0.01215	0.02195	

Рисунок 4.2 – Графический интерфейс пользователя программного модуля для создания рупорной антенны из ПС

Для регулярной части рупора их число по осям OX , OY и OZ составляет W_x , W_y и W_z соответственно, а для нерегулярной – H_x , H_y и H_z .

Кроме того, подмодуль дает возможность 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 указать 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*.

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 Уэддл (*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 перестройки структуры. Модуль разрешает отобразить созданную структуру ПС рупорной антенны с помощью кнопки *Preview*. Для сохранения рассчитанных данных необходимо до расчета отметить флажком окошко *Save data*. Для расчета характеристик антенны нужно нажать кнопку *Calculate*. Для проверки работоспособности программного модуля проведен тестовый запуск на примере рупорной антенны из [355]. Процесс вычисления при этом отражается индикатором выполнения и процентом вычисления, что позволяет визуально отслеживать

процесс. После завершения вычисления (100%) на экране отображается соответствующее уведомление.

В подмодуле отображения и сохранения данных (если выбрана функция сохранения) надо указать путь к месту сохранения. После этого на ГИП отображается время расчета и сохранения данных. Основные характеристики антенны также воспроизводятся 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 с помощью кнопки *Show Plot*. Кроме того, при отметке флажками окон *Draw Structure*, *Draw Currents* и *Draw DN* с помощью кнопки *Draw* модуль позволяет отобразить структуру, распределение токов и ДН антенны, полученные после расчета.

Таким образом, созданный программный модуль с ГИП предназначен для моделирования рупорных антенн посредством ПС. Далее представим 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 таких 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.

Представим программный модуль с ГИП, упрощающий процесс моделирования рупорной антенны из ПС и позволяющий создавать разреженные структуры из исходной в системе TUSUR.EMC. 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 он создан в одном окне.

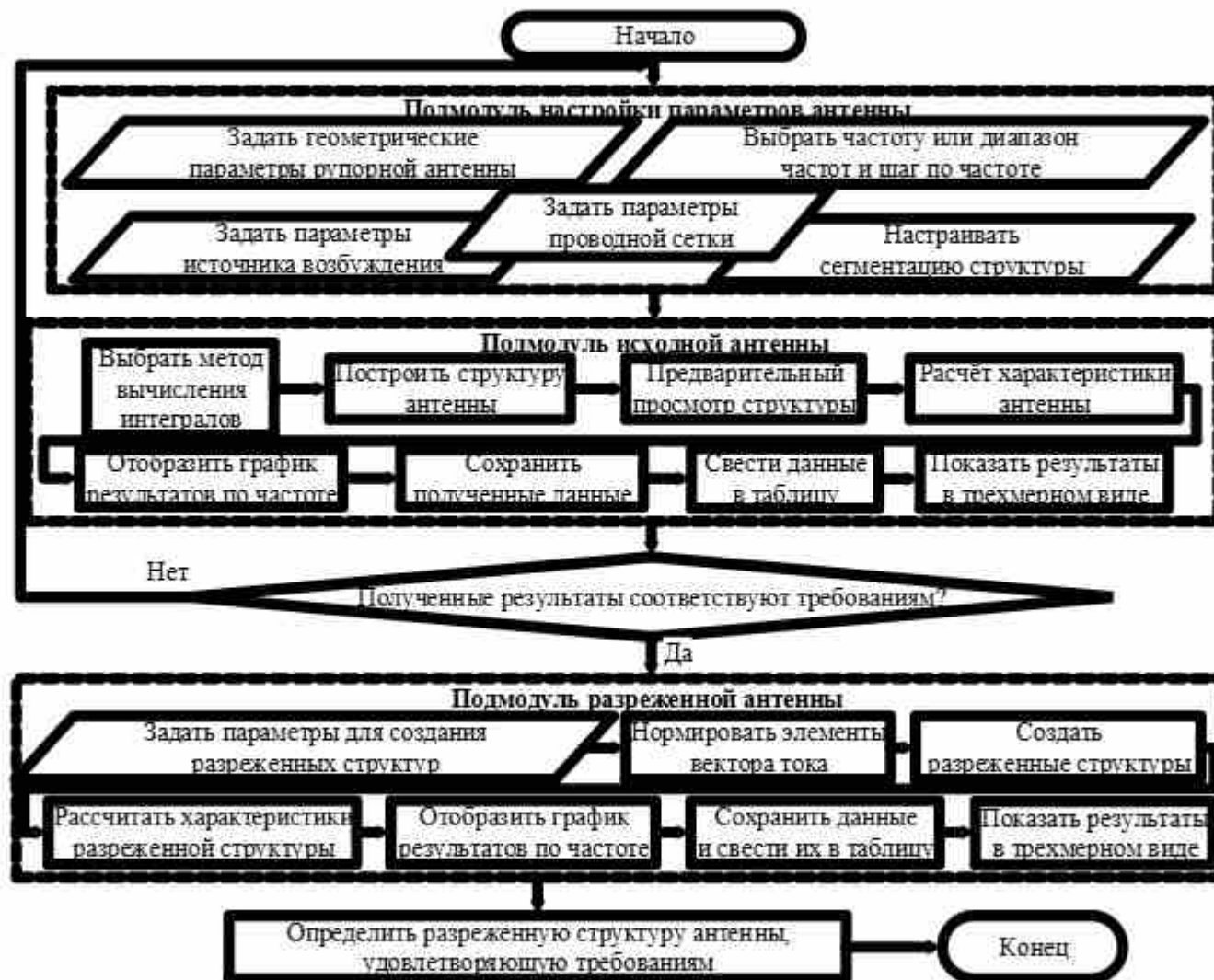


Рисунок 4.3 – Структурная схема программного модуля

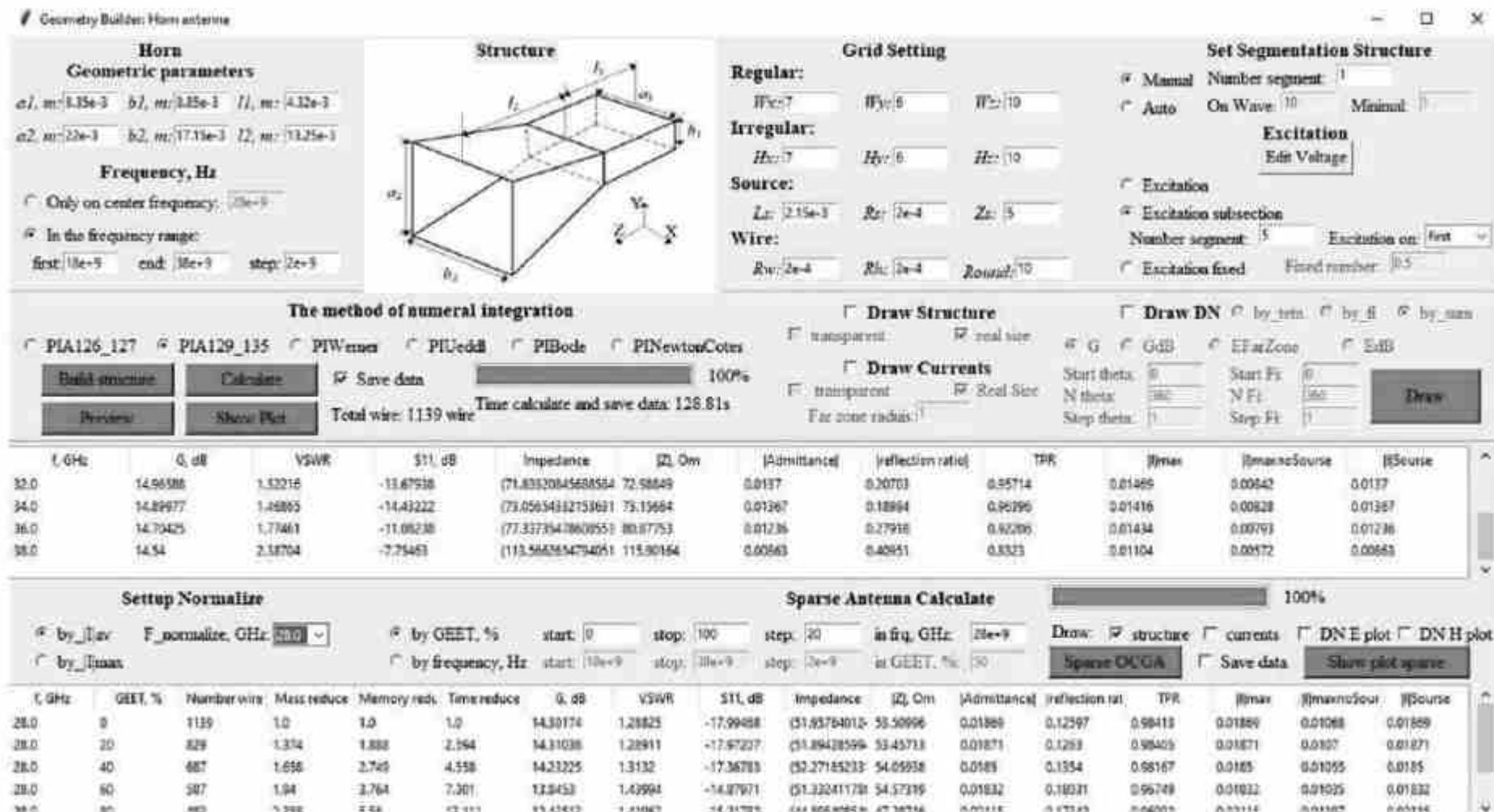


Рисунок 4.4 – ГИП программного модуля для создания рупорной антенны из разреженной ПС

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 и частотный диапазон для расчета характеристик разреженной структуры, полученной при заданном ДУЭС; рассчитать и показать характеристики разреженной антенны и графически отобразить их зависимость от частоты или допуска удаления элемента сетки.

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 сведение их в таблицу с отображением стадии расчета на индикаторе с указанием процента выполнения (см. 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% (рисунок 4.6). Результаты демонстрируют работоспособность программного модуля при создании разреженных антенн с контролируемой точностью характеристик.

Таким образом, разработанный программный модуль с ГИП 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 литературного источника. Разреженные антенны создавались с помощью АОТС при различных ДУЭС. Основные характеристики полученных разреженных структур демонстрировались графически и интуитивно с помощью графического интерфейса пользователя.

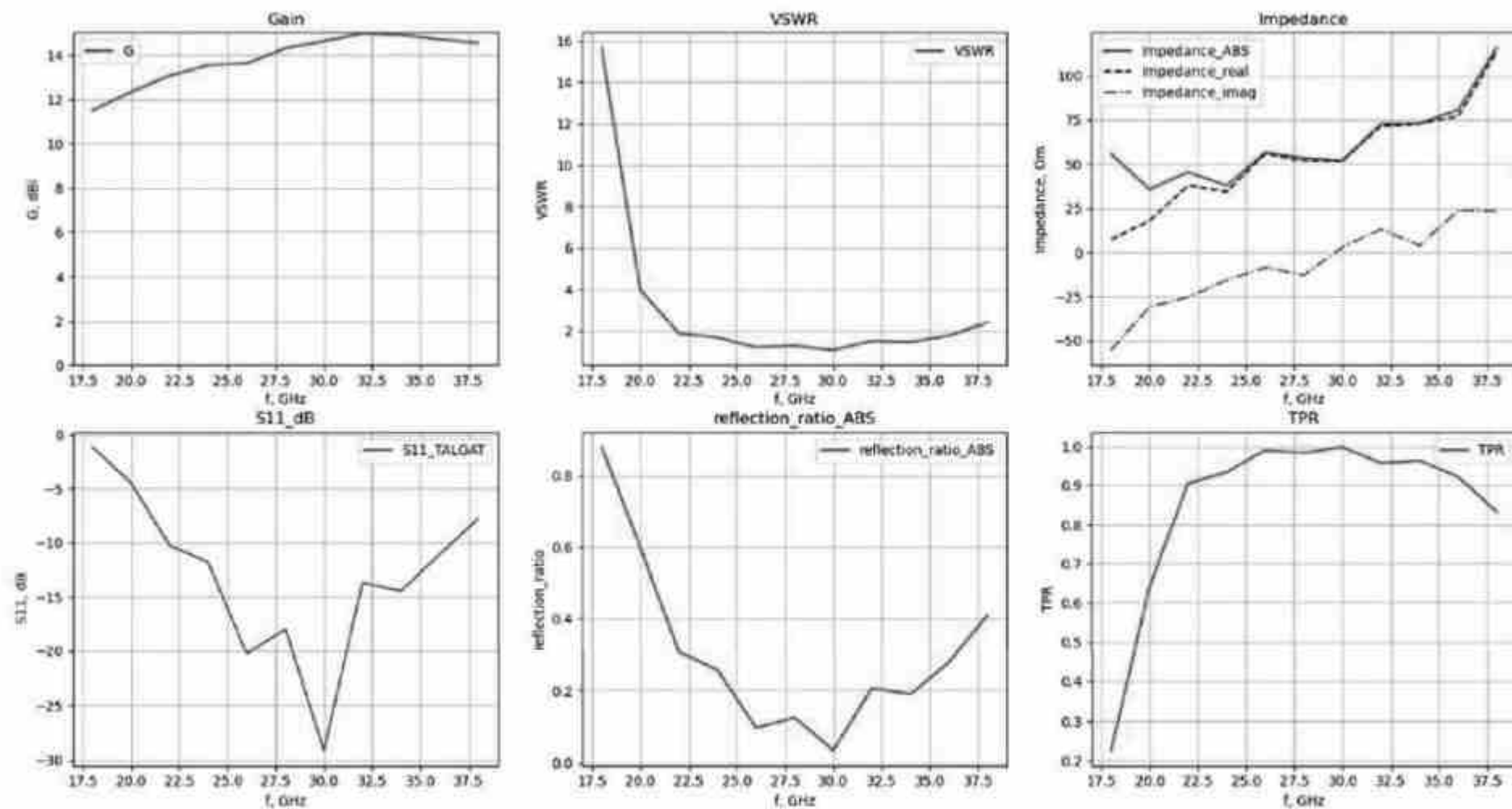


Рисунок 4.5 – Частотные зависимости характеристик антенны в программном модуле

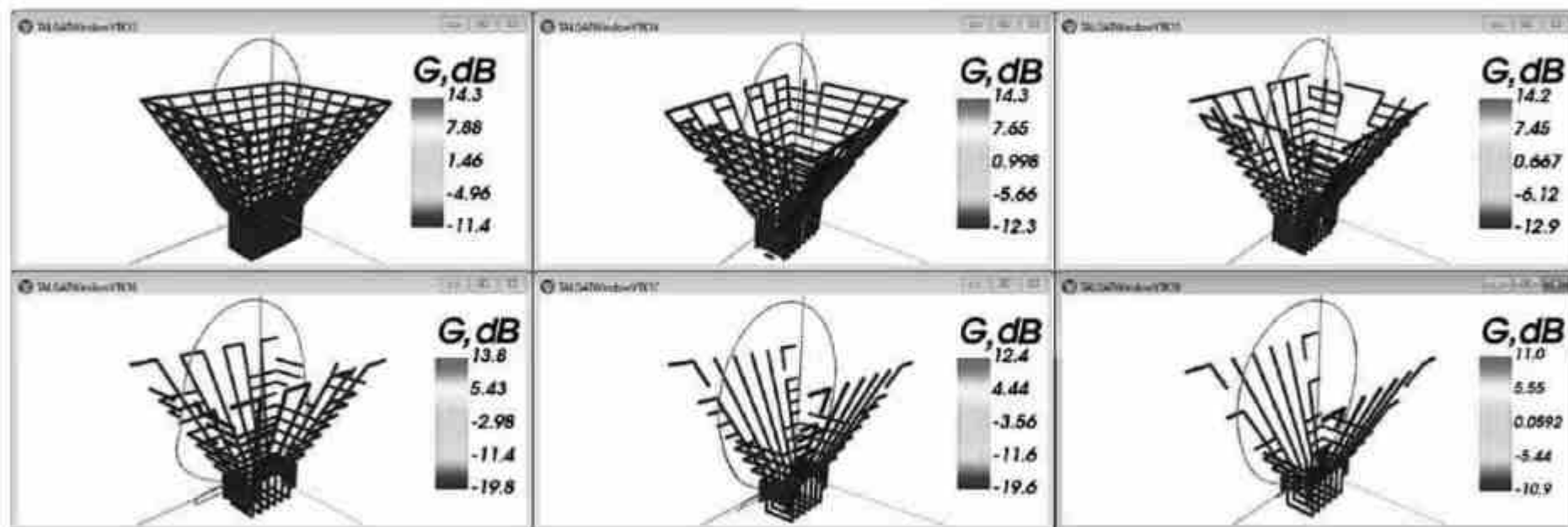


Рисунок 4.6 – Полученные диаграммы направленности коэффициентов усиления разреженной структуры при различных ДУЭС

Благодаря интерфейсу 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 допуска, подходящего для получения разреженной структуры, отвечающей конкретным требованиям, довольно труден. Между тем появляется возможность использования АОТС не только как подхода к проектированию, но и как основы для алгоритма оптимизации. Следовательно, необходимо разработать такой алгоритм для получения разреженных структур из ПС, удовлетворяющих определенным требованиям в рабочем диапазоне частот. Здесь представлена разработка такого алгоритма (рисунок 4.7), а также компьютерного кода с ГИП для эффективного создания оптимальных разреженных рупорных антенн. Сначала задаются геометрические параметры антенны и параметры ПС для аппроксимации металлической поверхности 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 выбирается диапазон ДУЭС ($GEET_{\text{start}} - GEET_{\text{end}}$) с заданным шагом ($GEET_{\text{step}}$). С целью выполнения АОТС надо указать частоту для получения распределения тока в ПС и вид нормирования тока. Модули токов в ПС можно нормировать по среднему или по 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, а процесс АОТС повторяется. Когда критерий уменьшения массы вы-

полнен, определяются характеристики разреженной ПС и сравниваются с требуемыми. Если они не удовлетворяют критериям, ДУЭС уменьшается, а процесс повторяется с меньшим шагом.

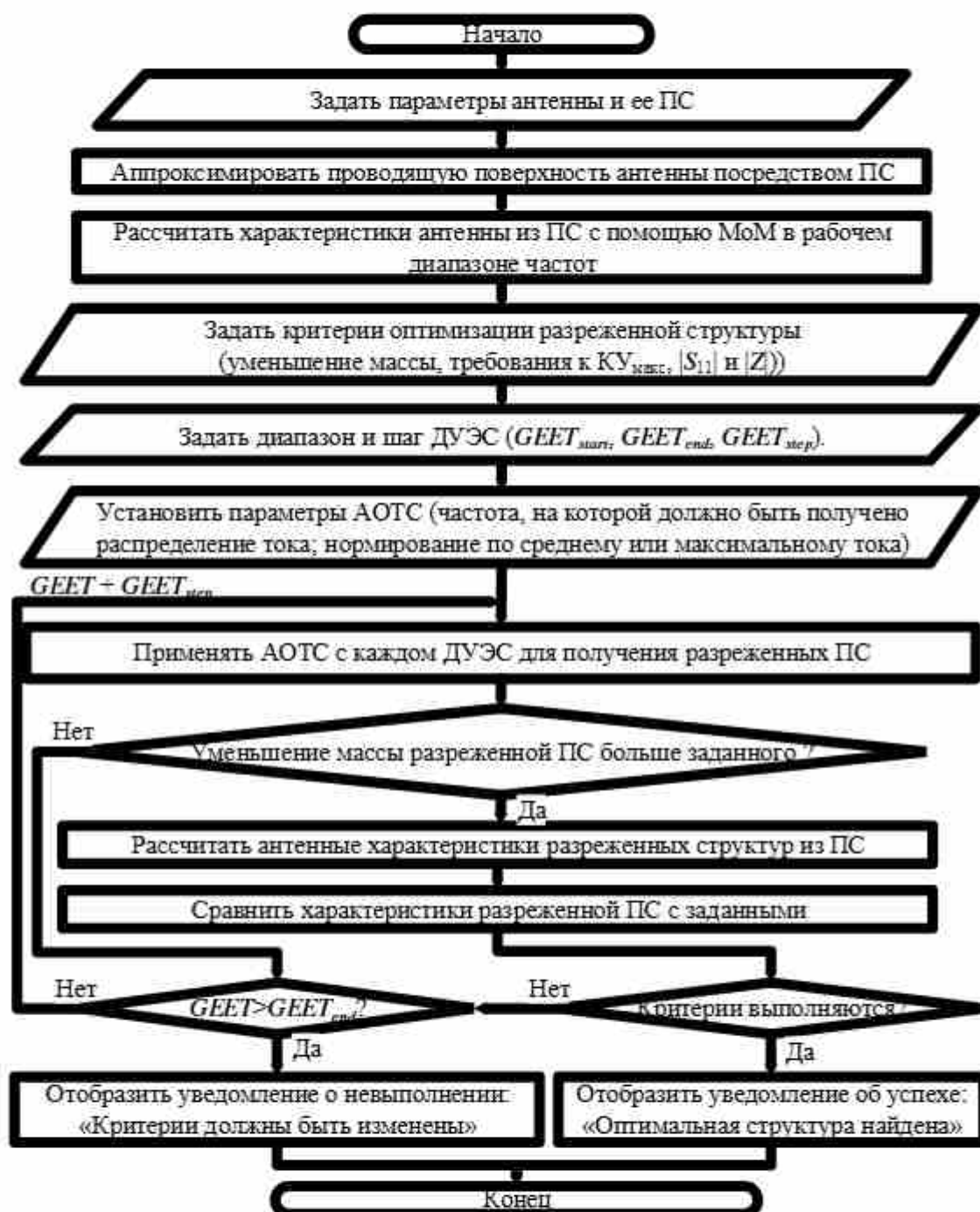


Рисунок 4.7 – Алгоритм оптимизации с помощью АОТС

Это продолжается до тех пор, пока не найдется разреженная структура из ПС, удовлетворяющая требуемым критериям. В случае успеха выдается уведомление о получении оптимальной

структуры и процесс завершается. Если рассмотрены 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 требуемой разреженной структуры из ПС.

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 Openpyxl 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 фрагментов 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: Харрингтона, 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 (в секундах);
- сохранить данные расчета;

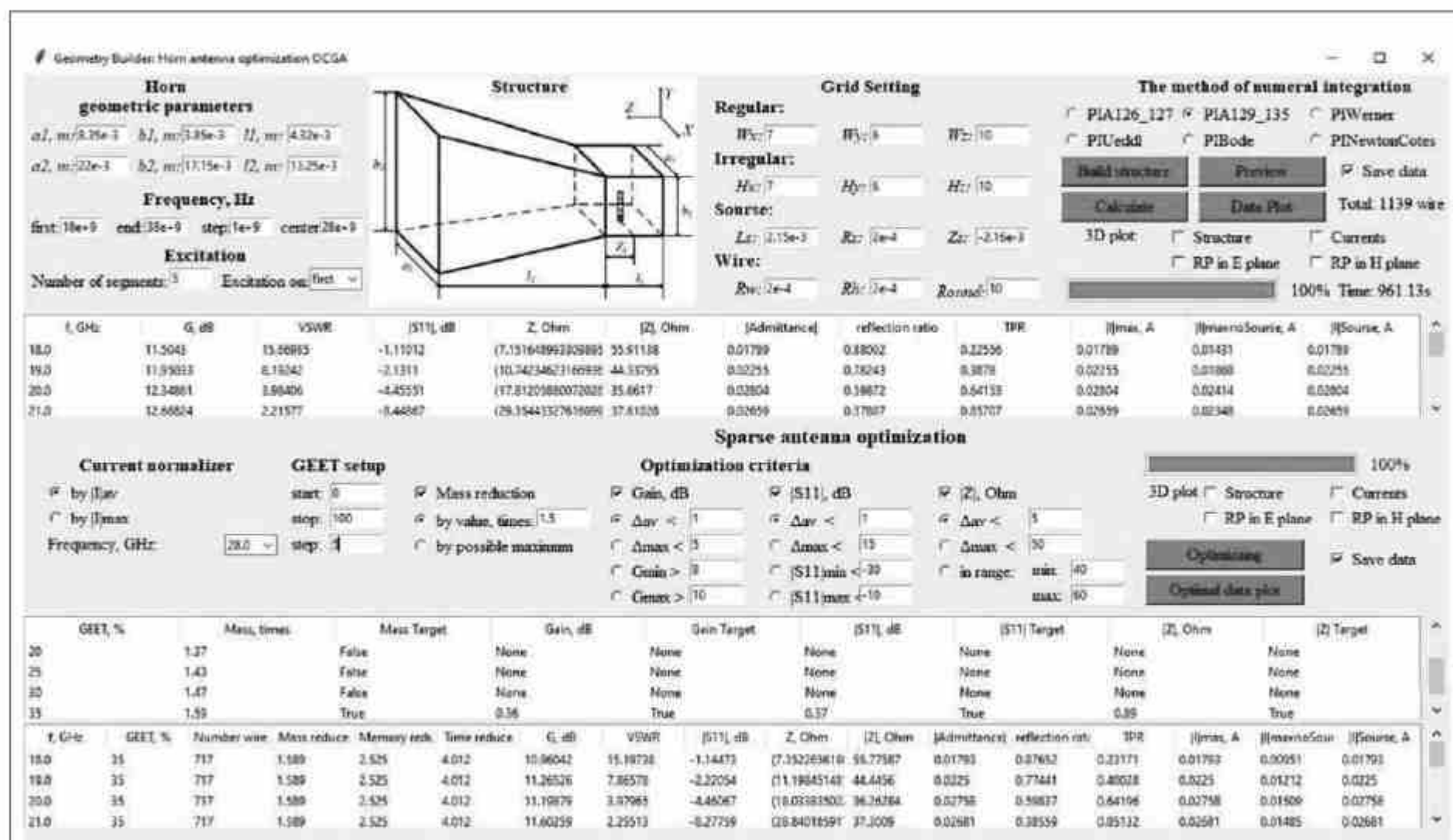


Рисунок 4.8 – ГИП компьютерного кода алгоритма оптимизации

- отобразить трехмерный вид исходной ПС с токовым распределением и ДН излучения в плоскостях E и H на центральной частоте;

- построить графики частотных зависимостей полученных характеристик антенны;

- вывести в таблицу рассмотренные характеристики антенны на каждой частоте для исходной структуры из ПС.

Подмодуль оптимизации АОТС позволяет выполнить следующие действия:

- задать частоту, на которой необходимо получить распределение токов исходной ПС для дальнейшего применения к ней АОТС;

- выбрать вариант нормирования модуля 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 (который должно быть меньше, чем у исходной);

- максимальный $KU_{\text{макс}}$ разреженной структуры должен быть больше заданного (который 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 (который должно быть больше, чем у исходной);
- максимум $|S_{11}|$ разреженной структуры должен быть меньше заданного (который 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 плоскостях E и H 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 критерии, 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.

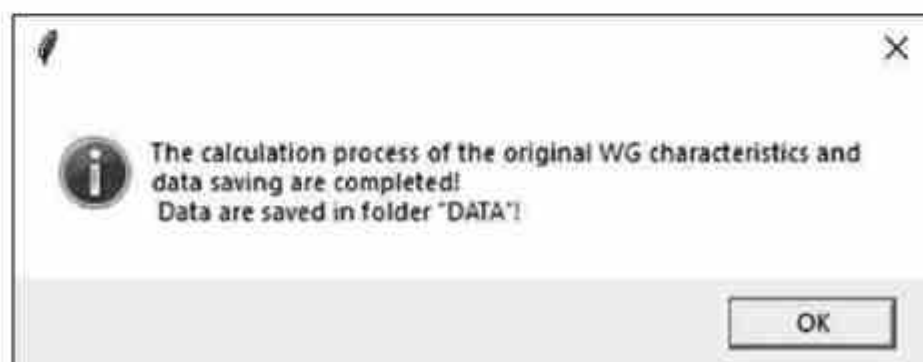
Для верификации работы компьютерного кода, основанного на предложенном алгоритме оптимизации, выбрана рупорная антенна, работающая в диапазоне К/Ка из [355]. Её геометрические

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 частей 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, радиус $r_s = 0,2$ мм и разделен на 5 сегментов. Возбуждающий зазор располагался в сегменте 1, соединяющем провод возбуждения с ПС. Этот провод располагался в центре рупорного волновода на расстоянии $l_1/2 = 2,16$ мм от закрытой поверхности волновода.

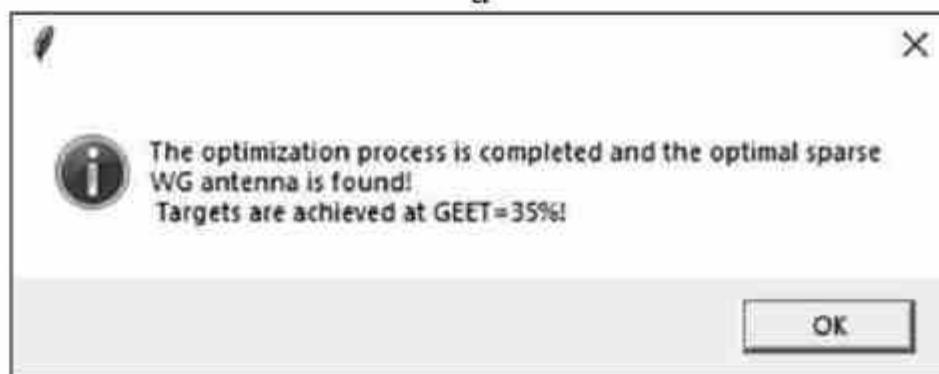
После того как были заданы геометрические параметры антенны и параметры структуры из ПС, рассчитаны характеристики антенны для структуры из ПС в диапазоне частот 18–38 ГГц с шагом по частоте 1 ГГц. Индикатор выполнения показал процентное завершение вычисления. По завершении процесса для исходной ПС на экране появляется уведомление об этом и сохранении данных (рисунок 4.9,а). После этого в таблице данных (см. 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 модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ 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 составлял 40–60 Ом. При вводе неподходящих критериев появлялось уведомление об ошибке, и процесс оптимизации не выполнялся (рисунок 4.10).



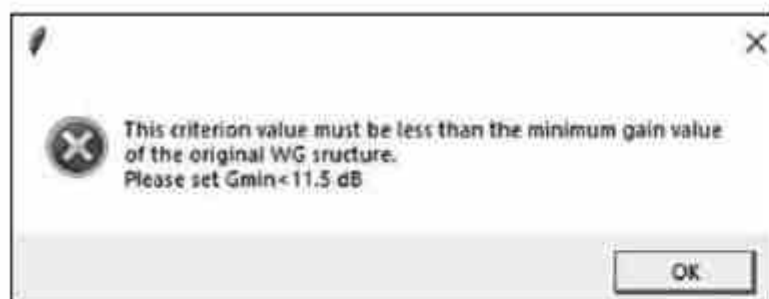
a



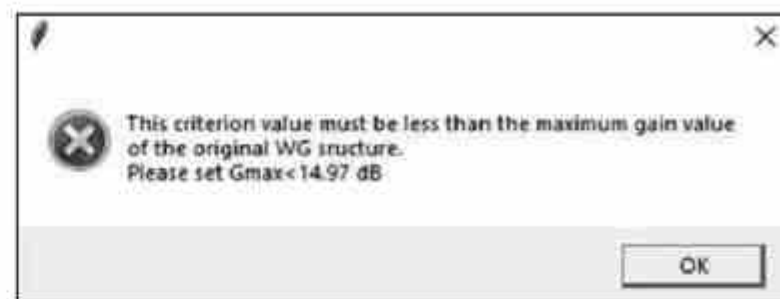
б

Рисунок 4.9 – Окно уведомления о завершении моделирования исходной ПС (*a*), оптимизации и получении оптимальной разреженной структур из ПС (*б*)

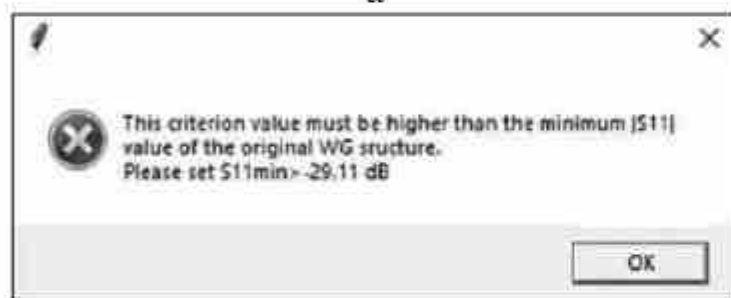
Далее для проверки возможности получения оптимальной разреженной структуры из ПС задали следующие критерии: уменьшение массы в 1,5 раза по сравнению с исходной структурой, среднее расхождение по $KU_{\text{макс}}$ в диапазоне частот по сравнению с исходной структурой менее 1 дБ, среднее расхождение по $|S_{11}|$ – менее 1 дБ, среднее расхождение по $|Z|$ – менее 5 Ом.



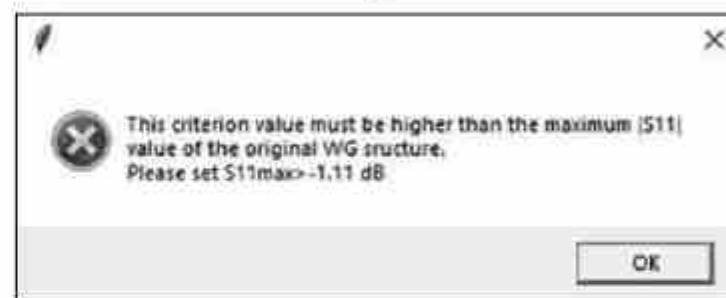
a



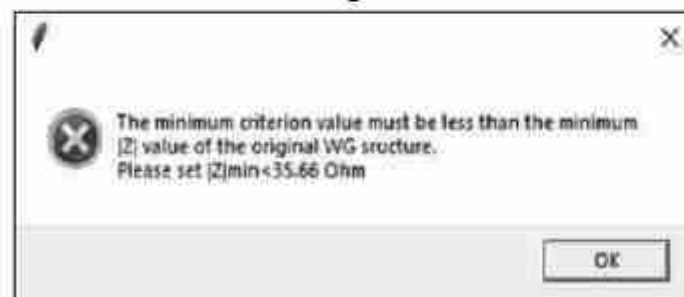
b



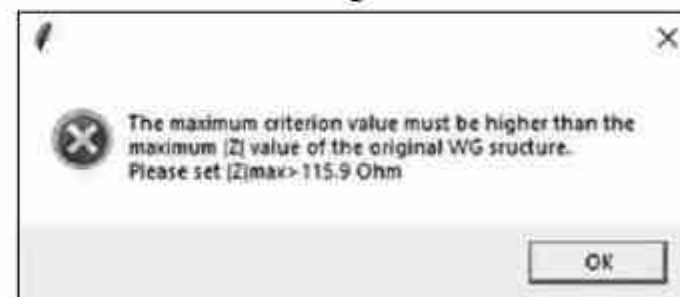
в



г



д



e

Рисунок 4.10 – Окна уведомлений об ошибках при неверном вводе критериев

Значения ДУЭС изменялись 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 4.9,б).

Из таблицы данных оптимизации (см. рисунок 4.8) видно, что при ДУЭС $\leq 30\%$ снижение 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 характеристик антенны. Затем сравнивались характеристики разреженной и исходной структур. Средние расхождения по $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ 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* сопоставлялись частотные зависимости разреженной и исходной структур (рисунок 4.11), которые показали 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 раз, 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 для нахождения оптимальной разреженной ПС (рисунок 4.13). В таблице данных оптимизации отобразился статус каждого критерия при каждом ДУЭС, информируя пользователя о том, какой критерий надо изменить.

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.

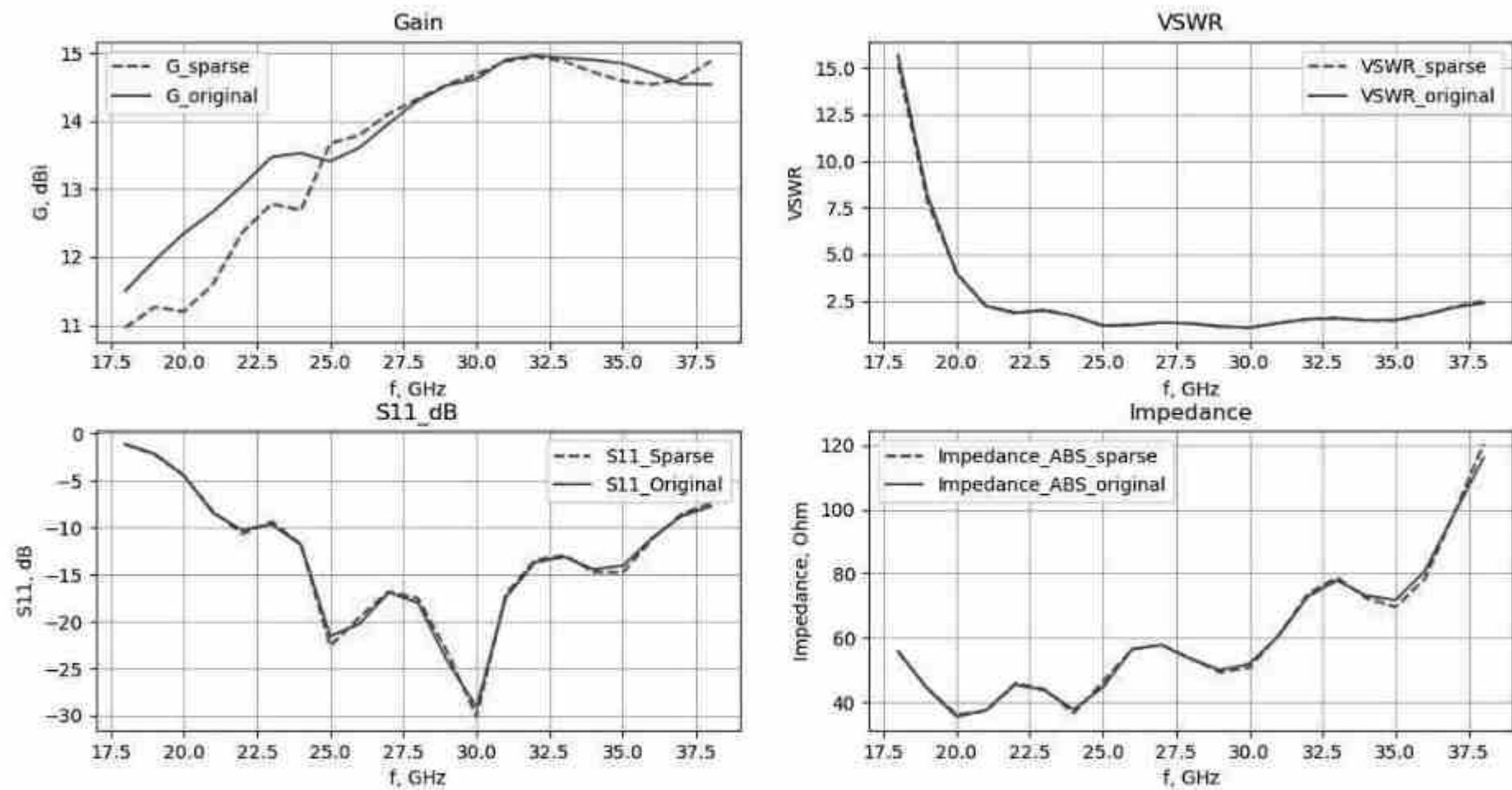


Рисунок 4.11 – Окно, отображающее частотные зависимости характеристик исходной и оптимальной разреженной структур из ПС

Кроме того, компьютерный код позволяет создавать структуры рупорных антенн из ПС с любыми геометрическими параметрами и диапазоном рабочих частот, а также оптимизировать разреженную структуру на основе АОТС.

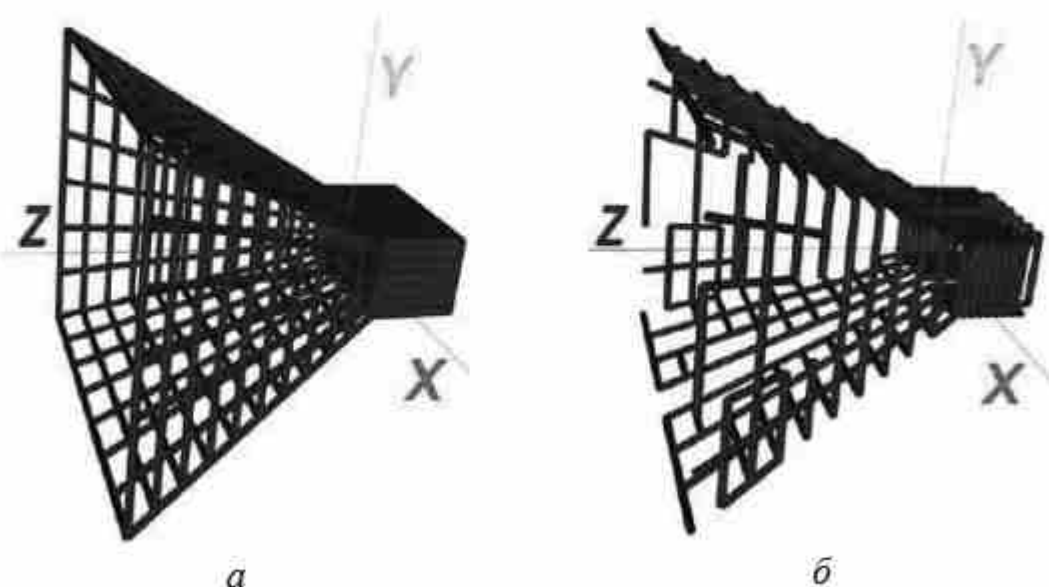


Рисунок 4.12 – Исходная (а) и оптимальная разреженная (б) структуры из ПС

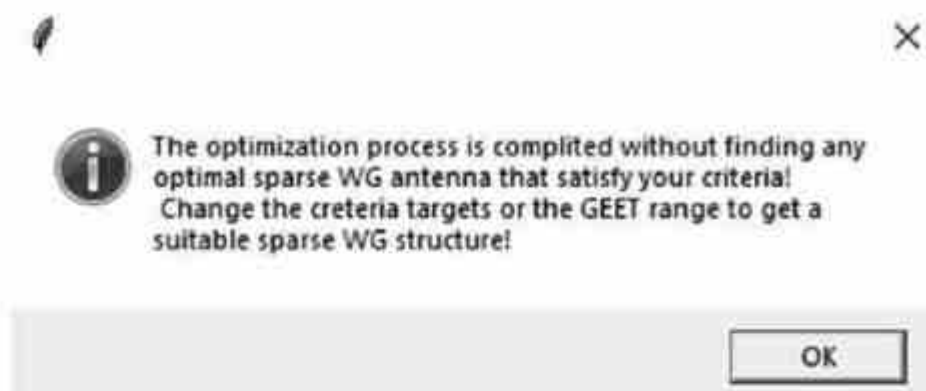


Рисунок 4.13 – Окно уведомления о завершении оптимизации и необходимости изменить заданные критерии

Таким образом, описана и подтверждена работоспособность оптимизационного алгоритма на основе АОТС для создания разреженных структур из ПС, удовлетворяющих заданным критериям в рабочем диапазоне частот. Разработанный алгоритм и компьютерный код образуют эффективный инструмент для создателей антенн, позволяя легко получать разреженные структуры из ПС, отвечающие специфическим требованиям.

4.1.4 Разреженные проводные сетки в различных системах моделирования

АОТС ранее нигде не рассматривалась, кроме как в системе TUSUR.EMC [406]. Поэтому 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 OX , на 2 – вдоль OY и на 6 – вдоль OZ , а для нерегулярной – на 5 частей вдоль оси OX , на 4 – вдоль OY и на 8 – вдоль OZ . 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 OY в 25 мм от стыка регулярной и нерегулярной частей рупора. Этот провод имел длину $l_s = 5,5$ мм, 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 (рисунок 4.14). Эта модель рассматривалась как исходная.

Кроме того, сравнивались результаты ПС в TUSUR.EMC, MMANA-GAL, 4NEC2 и HFSS для перфорированной антенны, описанной в [354]. 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).

На рисунке 4.15,а наблюдается довольно хорошая согласованность полученных результатов. В основном диапазоне рабочих частот (8–12 ГГц) полученные $KY_{\text{макс}}$ в TUSUR.EMC и MMANA-GAL в целом выше полученных в HFSS и измеренных, а в 4NEC2 немного меньше. В частности, максимальное расхождение по KY в системах MMANA-GAL с HFSS составляет 1,39 дБ, а с изме-

рениями – 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.

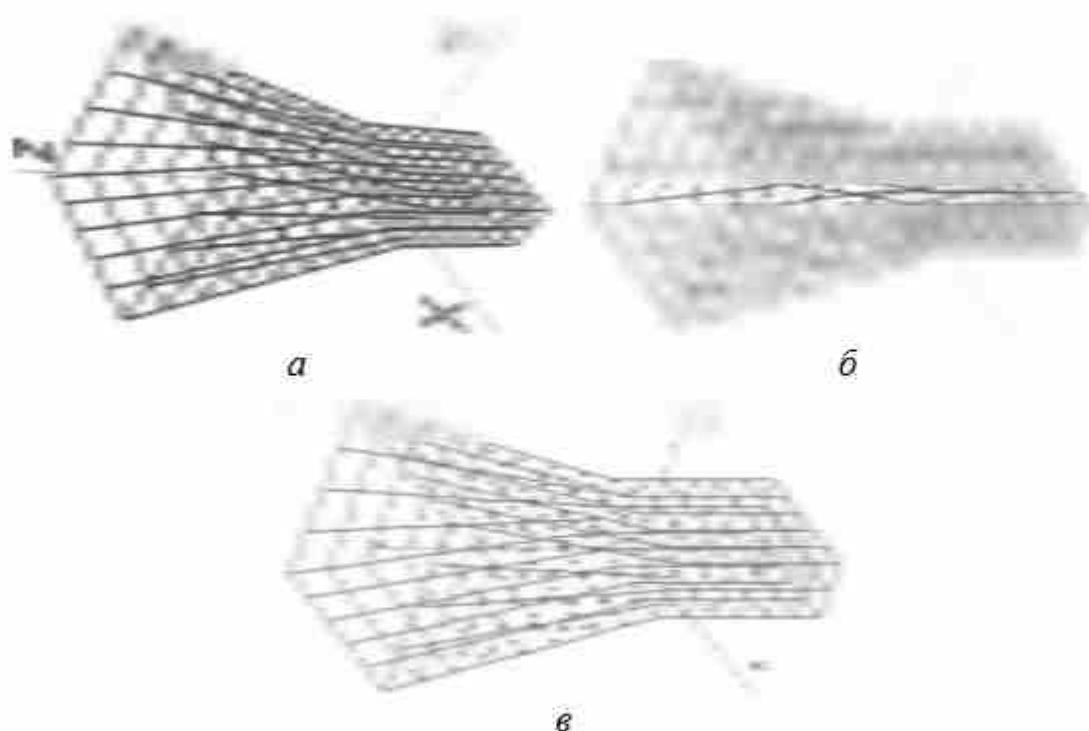


Рисунок 4.14 – Перфорированная рупорная антенна, аппроксимированная посредством ПС в системах TUSUR.EMC (а), MMANA-GAL (б) и 4NEC2 (в)

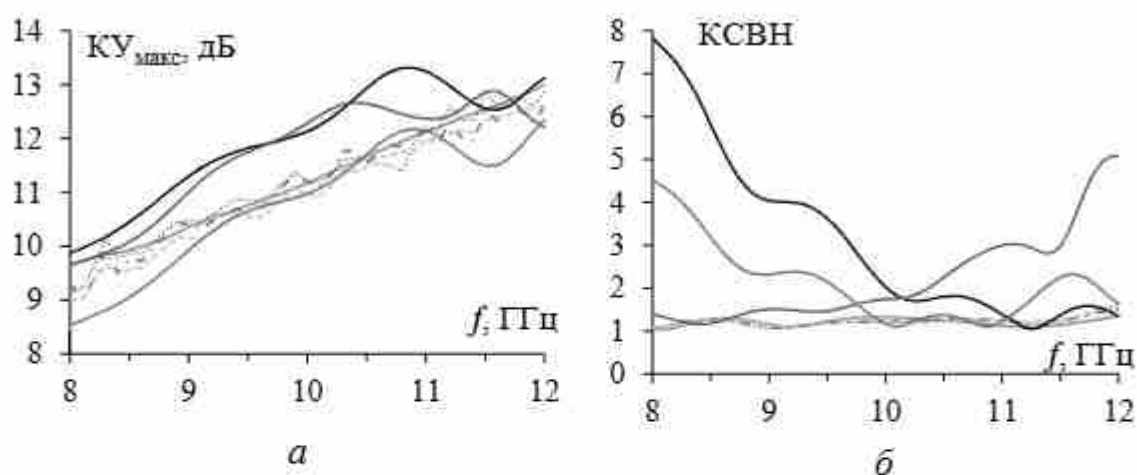


Рисунок 4.15 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а) и $KCBH$ (б) антенны, рассчитанные для ПС в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (—), 4NEC2 (—) и для перфорированной в HFSS (—); измеренные для металлической печати (---), медного покрытия (....) и металлического покрытия (—) модели антенны

В результате КУ в системах 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 4.15,б отмечается большое расхождение результатов КСВН, полученных с помощью ПС, с полученными в HFSS и измеренными в основном диапазоне рабочих частот. Результаты КСВН в системе TUSUR.EMC показывают хорошую согласованность в диапазоне от 8 до 10,5 ГГц, но на других частотах расхождения становятся больше. Показатели 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 согласованы. 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 [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, 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 плоскостях E и H (рисунок 4.16), а также распределение 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.

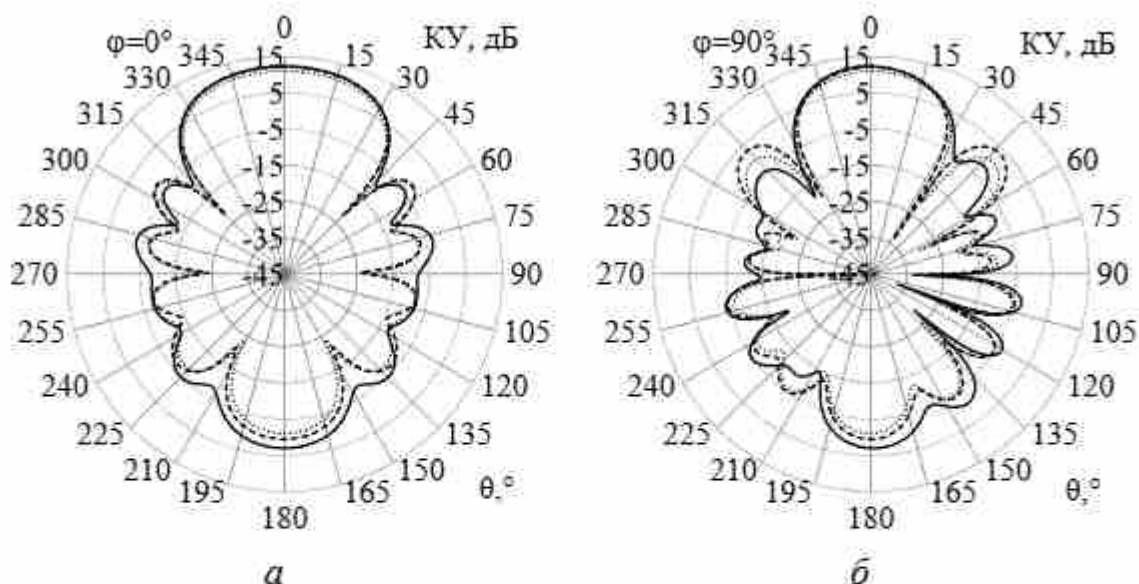


Рисунок 4.16 – ДН ПС рупорной антенны в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (---) и 4NEC2 (....) на частоте 10 ГГц в плоскостях E (а) и H (б)

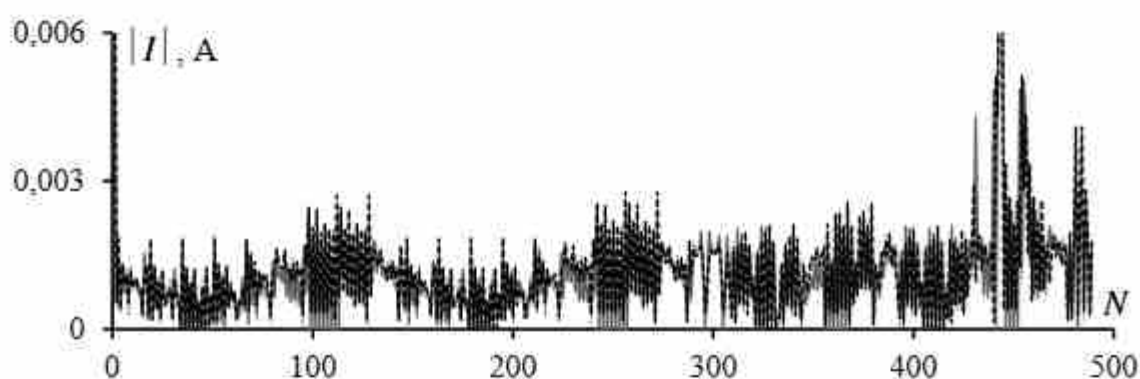


Рисунок 4.17 – Распределение тока в проводах сетки в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (---) и 4NEC2 (....)

На основании сравнений можно сделать следующие выводы (см. рисунки 4.16–4.18): 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. Коэффициент $KУ_{\text{макс}}$ в TUSUR.EMC выше, чем в MMANA-GAL и 4NEC2 на 0,15 и 1,31 дБ соответственно. УБЛ в плоскостях E и H 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 при использовании разных

программ. Метод FSV также подтверждает, что результаты TUSUR.EMC ближе к результатам 4NEC2, чем MMANA-GAL.

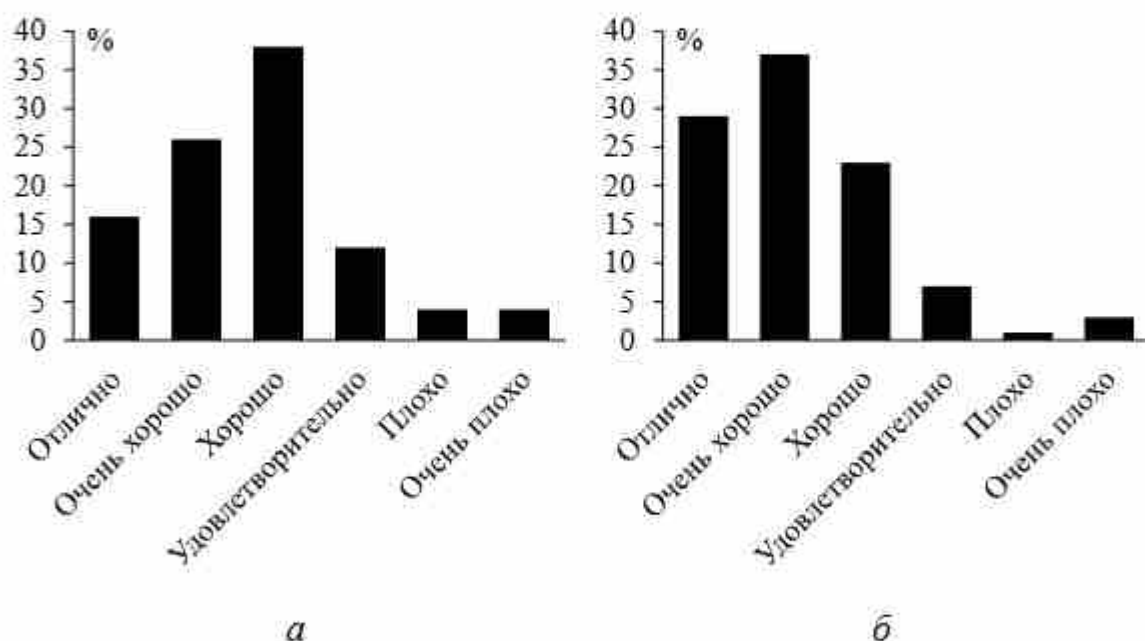


Рисунок 4.18 – Доверительные гистограммы глобальной меры разности после применения FSV при сравнении результатов TUSUR.EMC с MMANA-GAL (а) и 4NEC2 (б)

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 (см. рисунок 4.17). Поэтому модули тока были нормализованы относительно среднего. Изменяя ДУЭС, можно исключать разное число проводов из сетки.

Был 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, составило $N_s = 355$, в MMANA-GAL – $N_s = 341$, а в 4NEC2 – $N_s = 343$, тогда как у исходной антенны $N = 489$. Применение АОТС в системах 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).

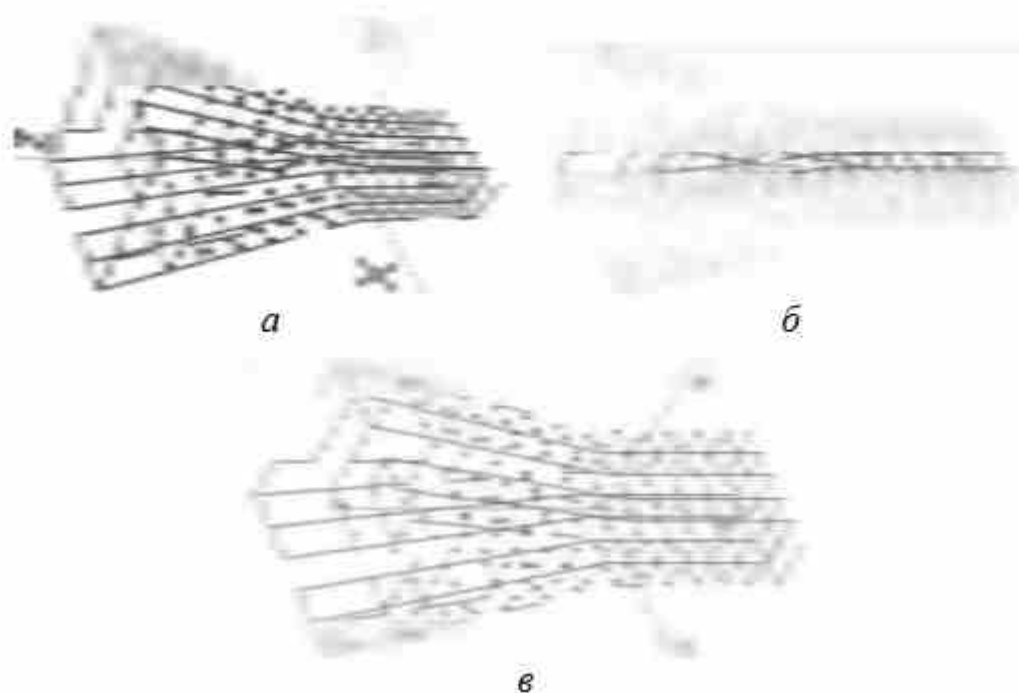


Рисунок 4.19 – Полученные разреженные структуры после АОТС при ДУЭС=50% в TUSUR.EMC (а), MMANA-GAL (б) и 4NEC2 (в)

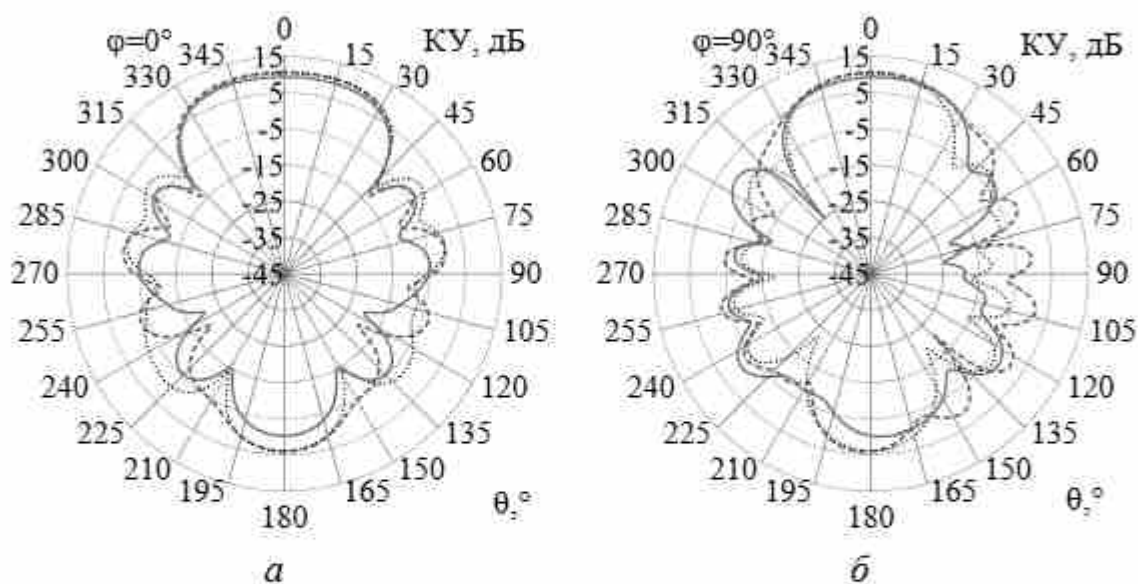


Рисунок 4.20 – ДН КУ разреженных структур в TUSUR.EMC (---), MMANA-GAL (....) и 4NEC2 (—) на частоте 10 ГГц в плоскостях E (а) и H (б)

На рисунке 4.21 представлены $KU_{\text{макс}}$ и КСВН для исходных и разреженных структур в TUSUR.EMC, MMANA-GAL и 4NEC2.

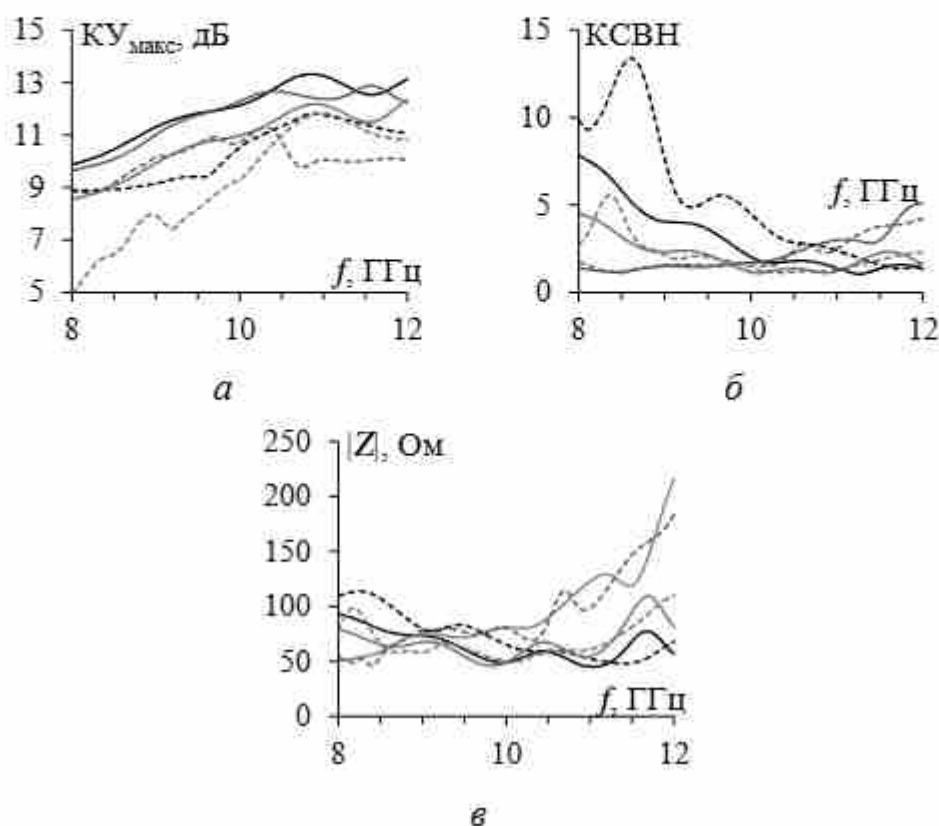


Рисунок 4.21 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б) и входного импеданса (в) для исходных структур в TUSUR.EMC (—), MMANA-GAL (—) и 4NEC2 (—) и разреженных в TUSUR.EMC (---), MMANA-GAL (---) и 4NEC2 (---)

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

Модели антенны		$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	ШЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), 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

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 малое увеличение УБЛ и уменьшение излучения в основном направлении. Эти результаты приемлемы, поскольку главной 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.

4.2 Разреженные рупорные антенны

4.2.1 3D-печатная перфорированная рупорная антенна X-диапазона

Рассматривалась широкополосная перфорированная рупорная антенна из [354] (рисунок 4.22,а). 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, высота $l_1 = 30$ мм, длина нерегулярной части $a_2 = 32$ мм, ширина $b_2 = 32$ мм, высота $l_2 = 50$ мм.

Для уменьшения массы антенны, в целом, можно использовать различные перфорированные конструкции. В [354] исследователи учитывали допустимые потери и возможность изготовления с целью 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 была выбрана толщина сетки 0,5 мм, что соответствует радиусу 0,25 мм.

Первоначально для моделирования рупорной антенны использовался подход, описанный в [346]. Регулярная часть антенной сетки делилась на 9, 4 и 12 частей по осям OX , OY и OZ соответственно, нерегулярная – аналогично, на 9, 8 и 20. Для аппроксимации перфорированной поверхности антенны использовалось $N_T = 2079$ проводов. Каждый провод в сетке предполагалось аппроксимировать одним сегментом. Радиус всех проводов составлял 0,25 мм. Для возбуждения к перфорированной структуре внизу регулярной части подключался провод с разностью потенциалов 1 В, расположенный вдоль оси OY 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 $r_s = 0,5e^{-4} + \left(\left(3e^8/\lambda \right) - 8e^9 \right) (\lambda/3500)$. На рисунке 4.22,б показана аппроксимированная с помощью ПС антенная структура, называемая в дальнейшем трапецевидальной перфорированной структурой (ПС-ТПС).

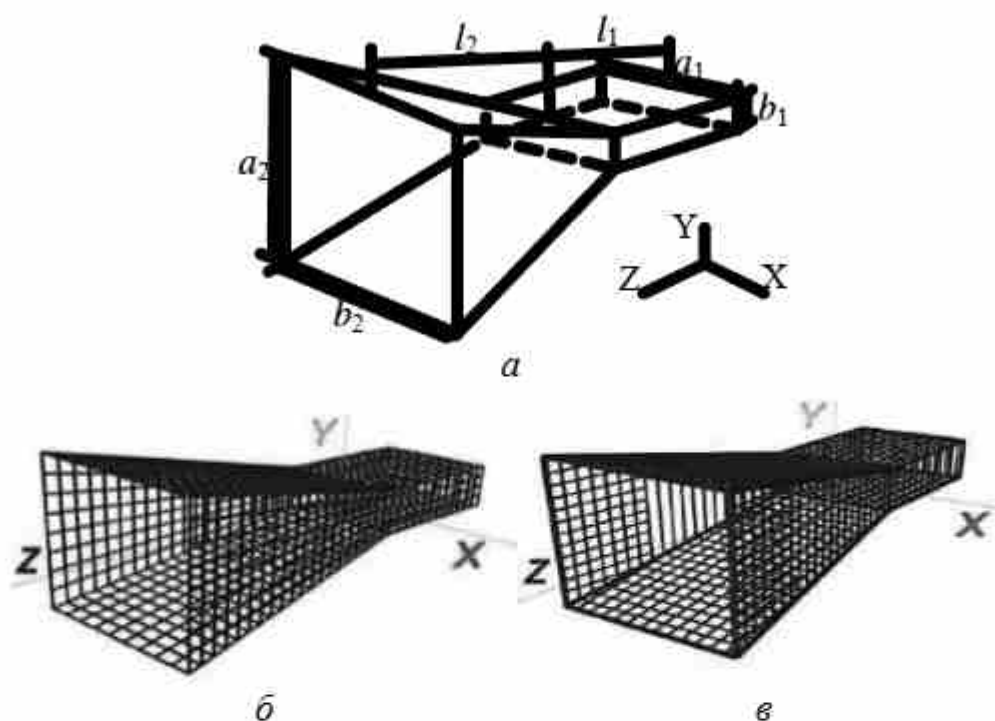


Рисунок 4.22 – Изометрический вид рупорной антенны (а), ПС-ТПС (б) и ПС-КПС (в) перфорированных антенных структур

Кроме того, с помощью ПС выполнена аппроксимация рупорной антенны с частично удаленными продольными проводками на боковых стенках аналогично описанной в [354]. Такая структура в дальнейшем называется квадратной перфорированной структурой (ПС-КПС) и представляет 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 проводками с радиусом 0,5 мм. Остальные участки структуры моделируются проводками с радиусом 0,25 мм. Всего для аппроксимации перфорированной поверхности антенны использовано $N_S = 2137$ проводов. Полученная структура изображена на рисунке 4.22,в. Источник возбуждения и его размещение соответствуют тому же подходу, что и для ПС-ТПС.

Чтобы оценить точность использования ПС для аппроксимации перфорированной поверхности, сравнены результаты нашего моделирования посредством ПС и с помощью программы HFSS из [354]. Основное внимание при этом уделялось КСВН и КУ в рабочем диапазоне частот. С целью оценки эффективности аппроксимации ПС для импедансных характеристик антенны также сравнивались результаты КСВН, полученные для ПС и с помощью программы HFSS (рисунок 4.23,а). Аналогично на рисунке 4.23,б сопоставлены $KU_{\text{макс}}$ для оценки точности ПС для направленных свойств и возможностей концентрации сигнала антенны в исследуемом диапазоне частот.

На рисунке 4.23,а видна хорошая согласованность характеристик. В X-диапазоне частот КСВН $< 1,5$. На центральной частоте результаты HFSS несколько лучше, чем для ПС-ТПС и ПС-КПС. Однако разница мала. В диапазоне 8–11,5 ГГц КУ для ПС-ТПС и ПС-КПС больше, чем по HFSS (см. рисунок 4.23,б). Однако в диапазоне 11,5–12 ГГц результаты по HFSS выше. Кроме того, $KU_{\text{макс}}$ для ПС-ТПС более последовательно увеличивается в диапазоне частот 8–12 ГГц, чем для ПС-КПС.

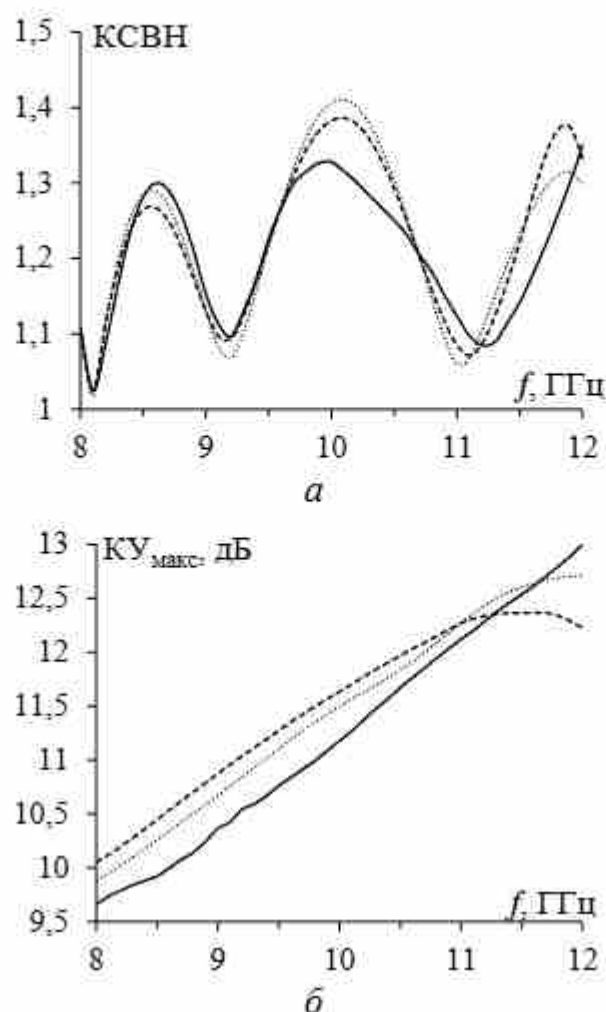
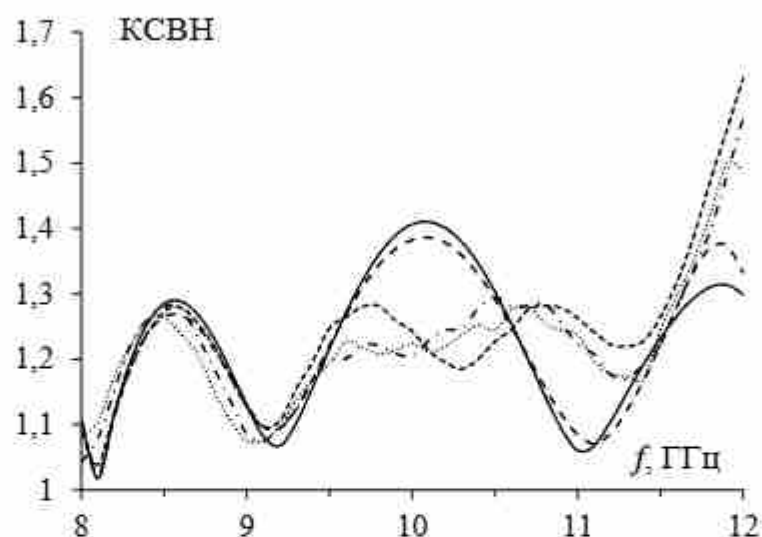
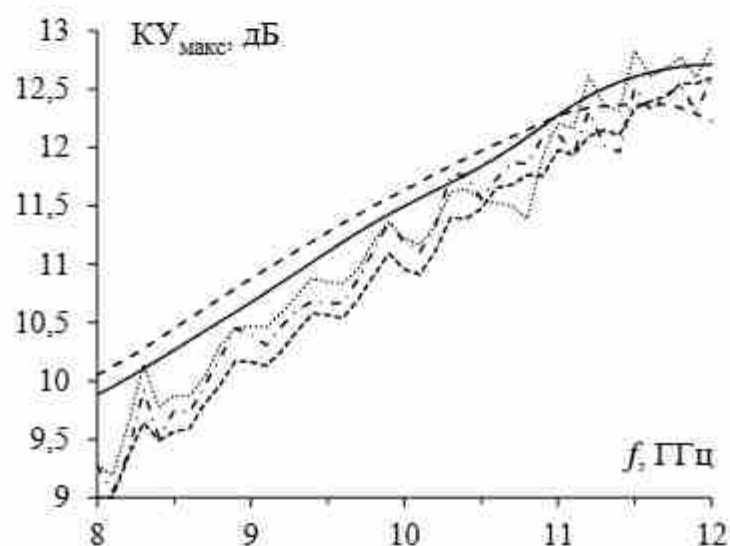


Рисунок 4.23 – Частотные зависимости K_{CBH} (а) и KU_{max} (б) моделей рупорной антенны: вычисленные для ПС-ТПС (···), ПС-КПС (---) и перфорированной структуры по программе HFSS (—)

Для дальнейшего подтверждения эффективности ПС полученные результаты сопоставлены с измеренными для различных структур [354]. С целью сравнения использовались измерения для металлической печати, медного покрытия и металлического покрытия конструкций (рисунок 4.24). Сравнение 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. Его расхождения объяснимы внешними факторами и незначительными погрешностями изготовления, которые могли повлиять на измерения. Однако эта разница мала. Поэтому использование ПС для моделирования характеристик антенны приемлемо.



a



б

Рисунок 4.24 – Частотные зависимости КСВН (*a*) и $KU_{\text{макс}}$ (*б*) моделей рупорной антенны: вычисленные для ПС-ТПС (—), ПС-КПС (---) и измеренные для металлической печати (---), медного покрытия (.....) и металлического покрытия (—)

Кроме КУ, важны ДН антенны на основных частотах. Диаграммы направленности для ПС сравниваются с полученными в HFSS, а также с измеренными в дальней зоне, в безэховой камере для других перфорированных структур. Сравнение нормированных ДН в плоскостях E и H на частотах 8, 10 и 12 ГГц приводится на рисунках 4.25–4.27 [354]. Они демонстрируют хорошее согласование на центральной частоте 10 ГГц.

При сравнении результатов моделирования с помощью ПС и HFSS с измеренными расхождение оказывается незначительным. 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.

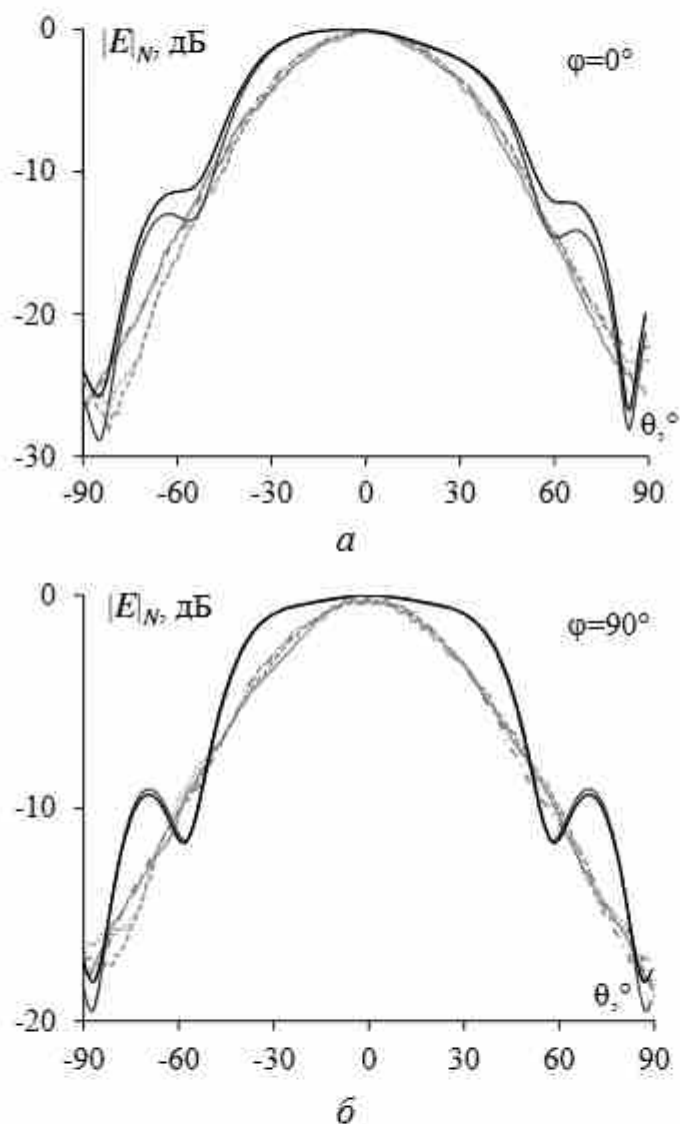


Рисунок 4.25 – ДН, вычисленные с помощью ПС-ТПС (—), ПС-КПС (---) и HFSS (····) и измеренные для структур с металлической печатью (-·-·-), медным покрытием (····) и металлическим покрытием (—) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц

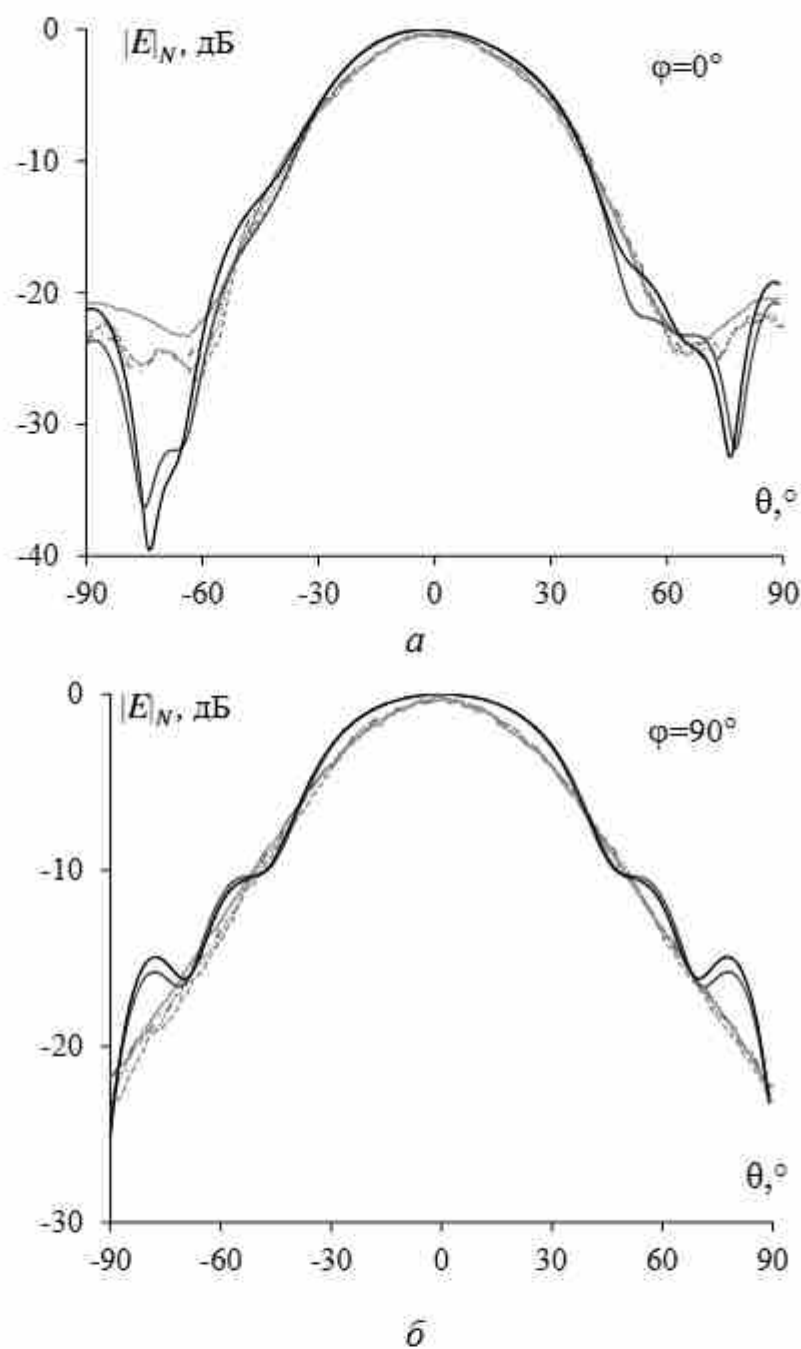


Рисунок 4.26 – ДН, вычисленные с помощью ПС-ТПС (—), ПС-КПС (---) и HFSS (····) и измеренные для структур с металлической печатью (— · — ·), медным покрытием (····) и металлическим покрытием (—) в плоскостях E (a) и H (б) на частоте 10 ГГц

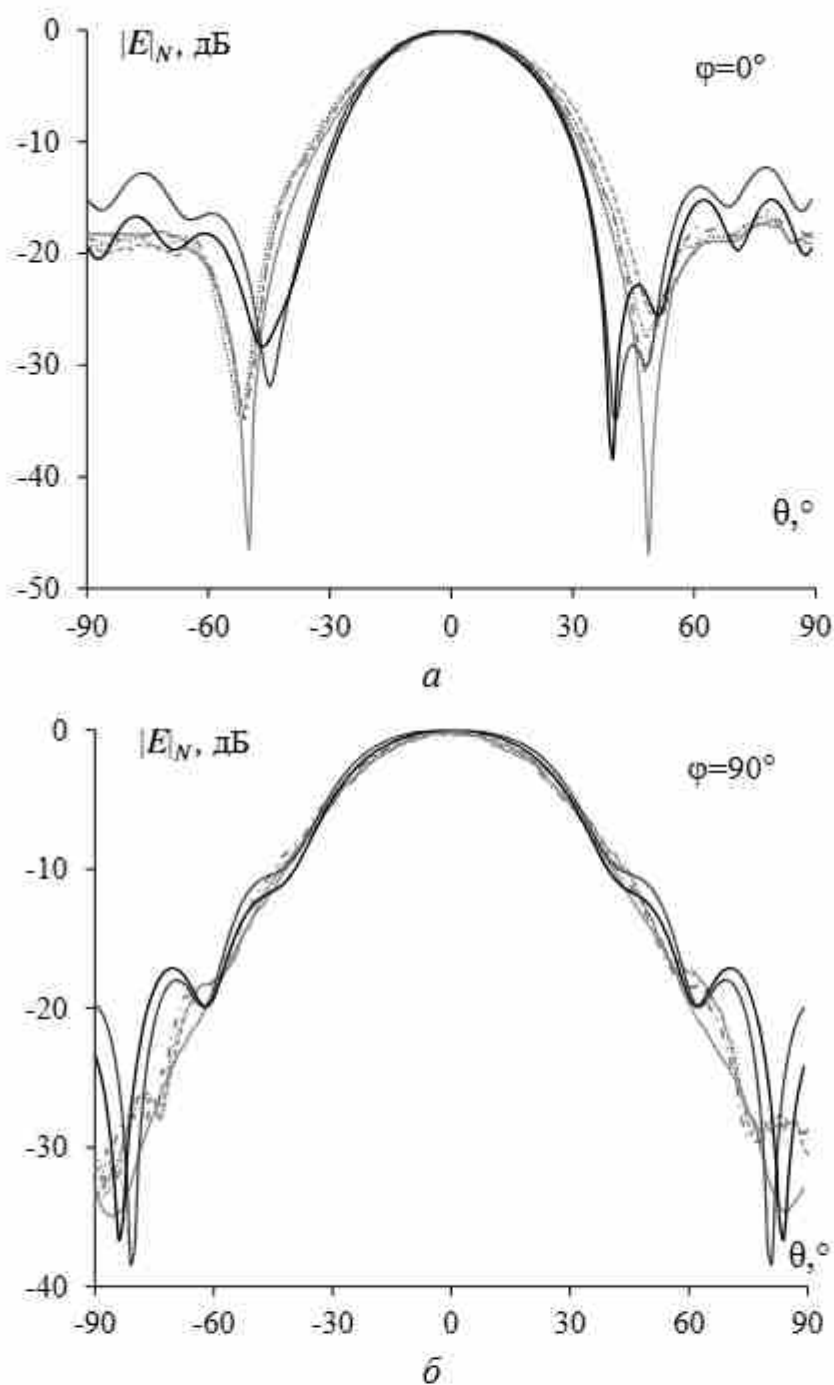


Рисунок 4.27 – ДН, вычисленные с помощью ПС-ТПС (—), ПС-КПС (---) и HFSS (····) и измеренные для структур с металлической печатью (-·-·-), медным покрытием (····) и металлическим покрытием (—) в плоскостях E (a) и H (b) на частоте 12 ГГц

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

Модель антенны		f , ГГц	$KU_{\text{макс}}$, 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 программой 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 является незначительной. 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).

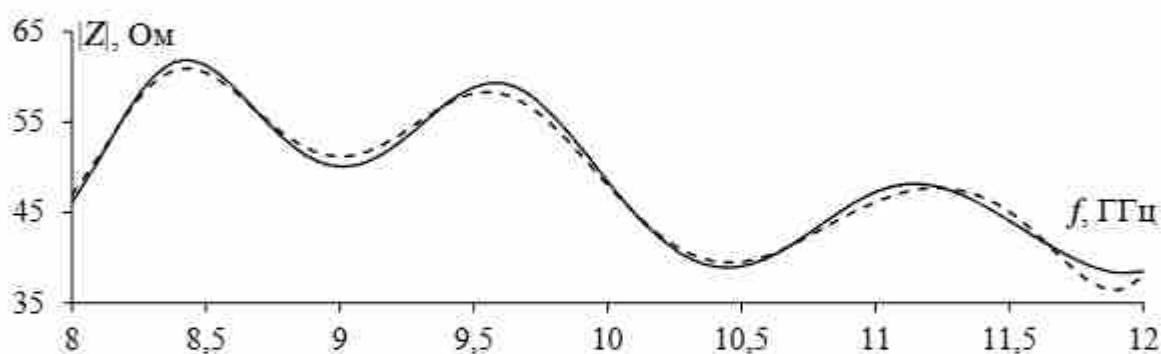


Рисунок 4.28 – Вычисленные частотные зависимости входного импеданса перфорированных антенных структур ПС-ТПС (—) и ПС-КПС (---)

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

Полученные характеристики для каждой структуры ПС-КПС (рисунки 4.29) и ПС-ТПС (рисунки 4.30) сопоставлены между собой (рисунок 4.31) и с результатами HFSS, а также измерениями для структур с металлической печатью, медным покрытием и металлическим покрытием [354].

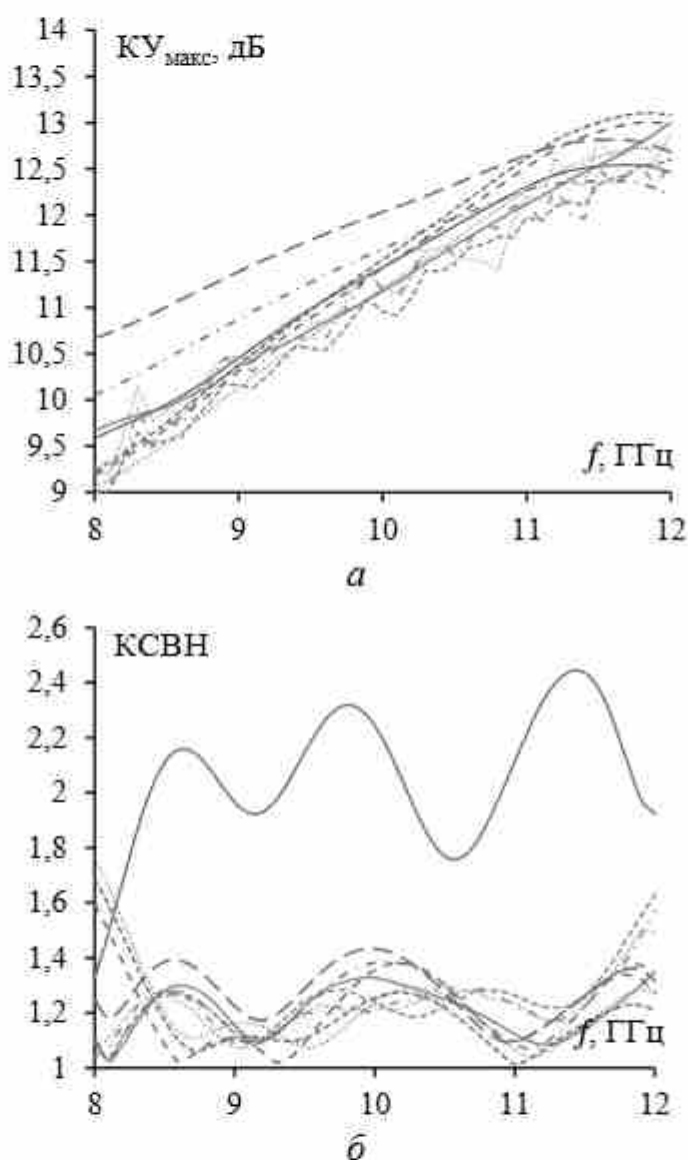


Рисунок 4.29 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а) и $КСВН$ (б) рупорной антенны, рассчитанные для ПС-КПС K_1 (—), K_2 (---), K_3 (—), K_4 (---), K_5 (— · —), K_6 (— —), в HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатью (---), медным покрытием (---) и металлическим покрытием (—)

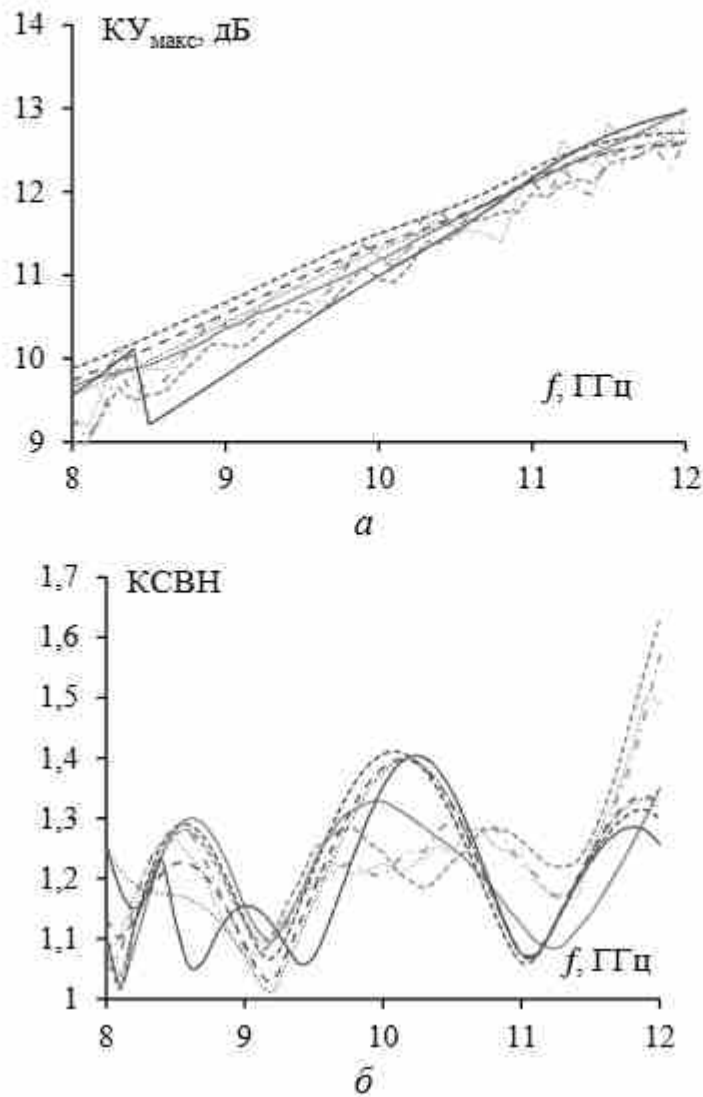


Рисунок 4.30 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а) и $KSVH$ (б) рупорной антенны: рассчитанные для ПС-ТПС T_1 (—), T_2 (---), T_3 (—), T_4 (---), в HFSS (—) и измеренные для структур с металлической печатю (---), медным покрытием (---) и металлическим покрытием (—)

Результаты тестирования показывают, что характеристики, полученные при моделировании с помощью структур K_5 и T_3 , наиболее близки к результатам измерений по $KSVH$ и $KU_{\max}$. Здесь использовался 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 $r_s = 0,5e^{-4} + \left(\left(3e^8/\lambda \right) - 8e^9 \right) (\lambda/3500)$.

Далее представлено влияние ДУЭС на характеристики антенны, уменьшение массы и затрат на моделирование разреженных структур. Кроме того, показано, на какой частоте должна быть получена разреженная структура для лучшего функционирования в рабочем диапазоне частот.

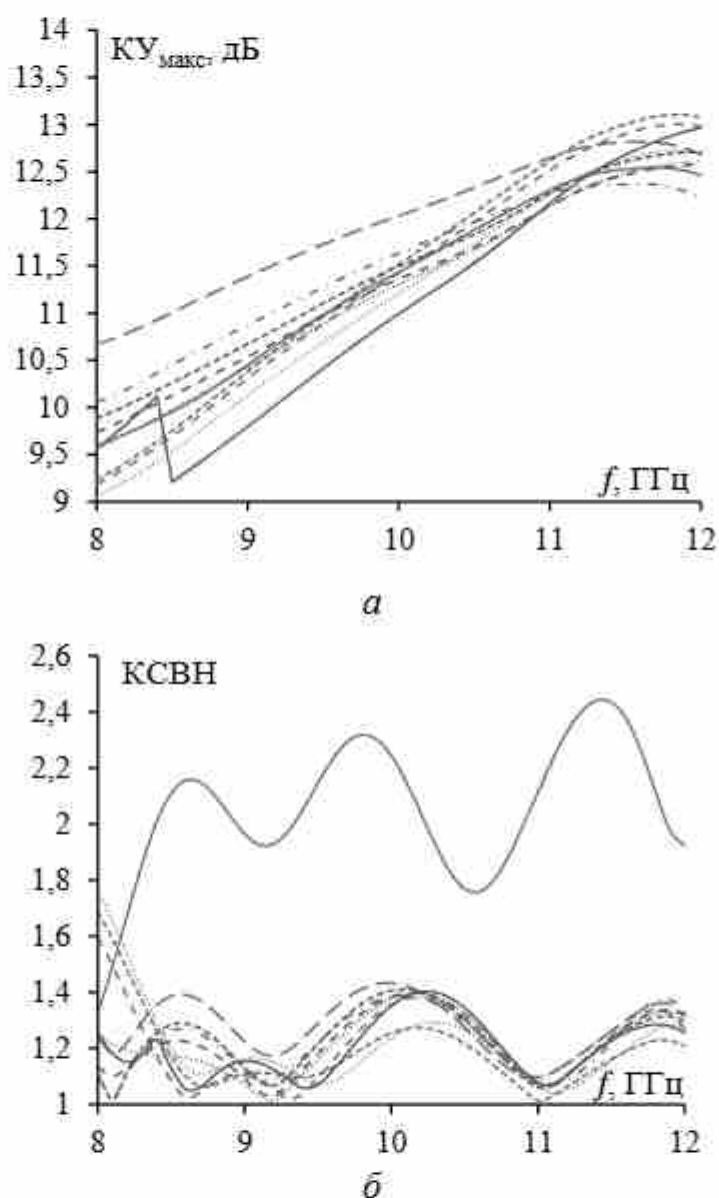


Рисунок 4.30 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (а) и КСВН (б) рупорной антенны, рассчитанные для ПС-КПС K_1 (—), K_2 (---), K_3 (—), K_4 (—), K_5 (— · —), K_6 (— —) и для ПС-КПС T_1 (—), T_2 (---), T_3 (—), T_4 (—)

После применения АОТС и САОТС с разными ДУЭС к исследуемым антеннам были 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 исключает из сетки различное число проводов. Однако на каждой рабочей частоте распределение тока различно, что даёт отличающиеся 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%. 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 [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.

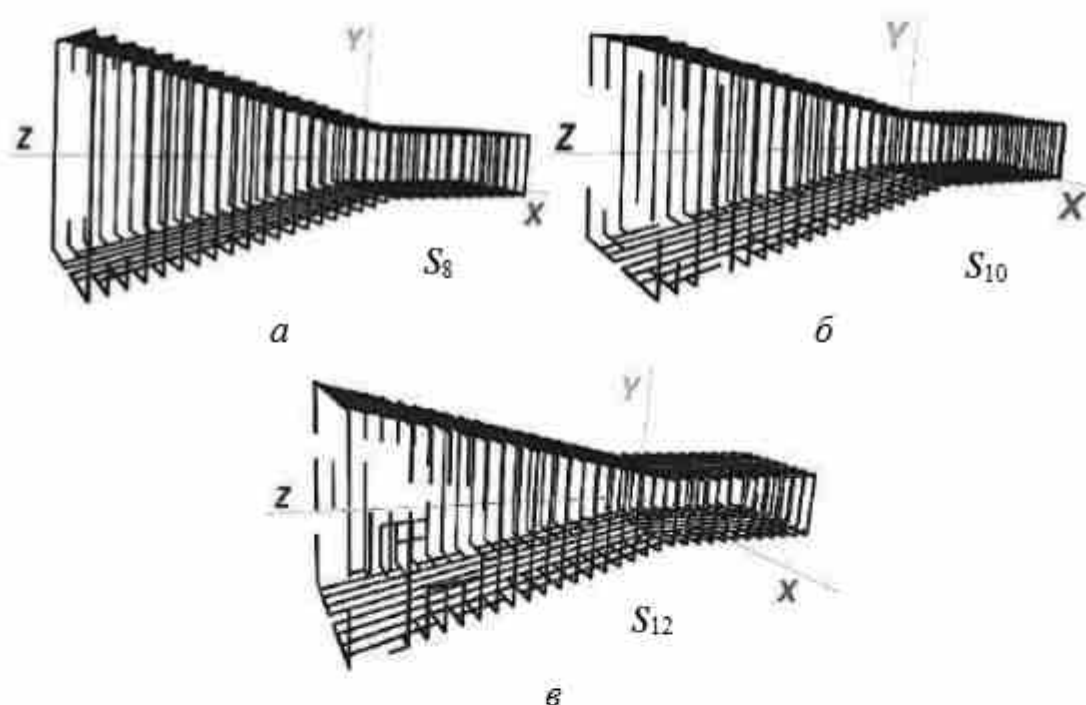


Рисунок 4.32 – Разреженные рупорные антенны, полученные на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц после АОТС с ДУЭС = 60%

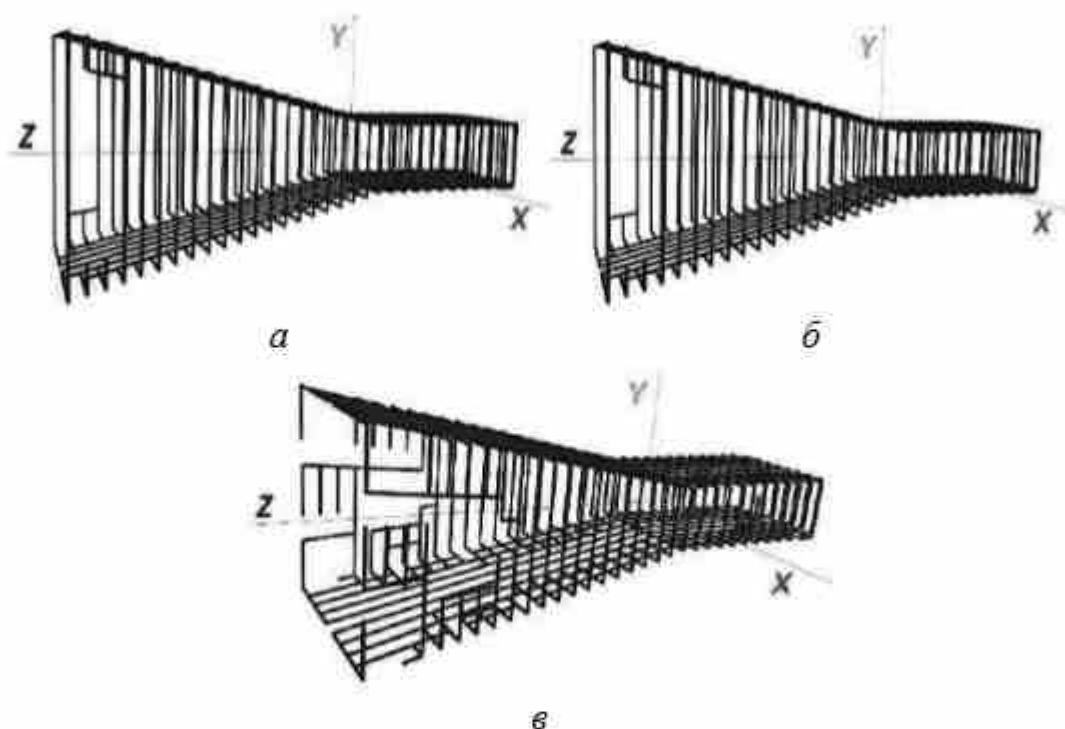


Рисунок 4.33 – Разреженные рупорные антенны, полученные на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц после САОТС с ДУЭС = 60%

С ростом ДУЭС остается всё меньше проводов в сетке при всех трех частотах (рисунок 4.34,а). 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 (рисунок 4.34). Из рисунка видно, что при ДУЭС < 50% уменьшение массы антенны, затрат времени и памяти значительнее для структур S_8 и S_{10} , чем для S_{12} . Однако при ДУЭС > 50% уменьшение параметров 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, $KU_{\max}$ и $|Z|$ были 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 сравнивались с характеристиками исходной ПС (ДУЭС = 0%, таблица 4.5) и представлены на рисунках 4.35–4.37 соответственно.

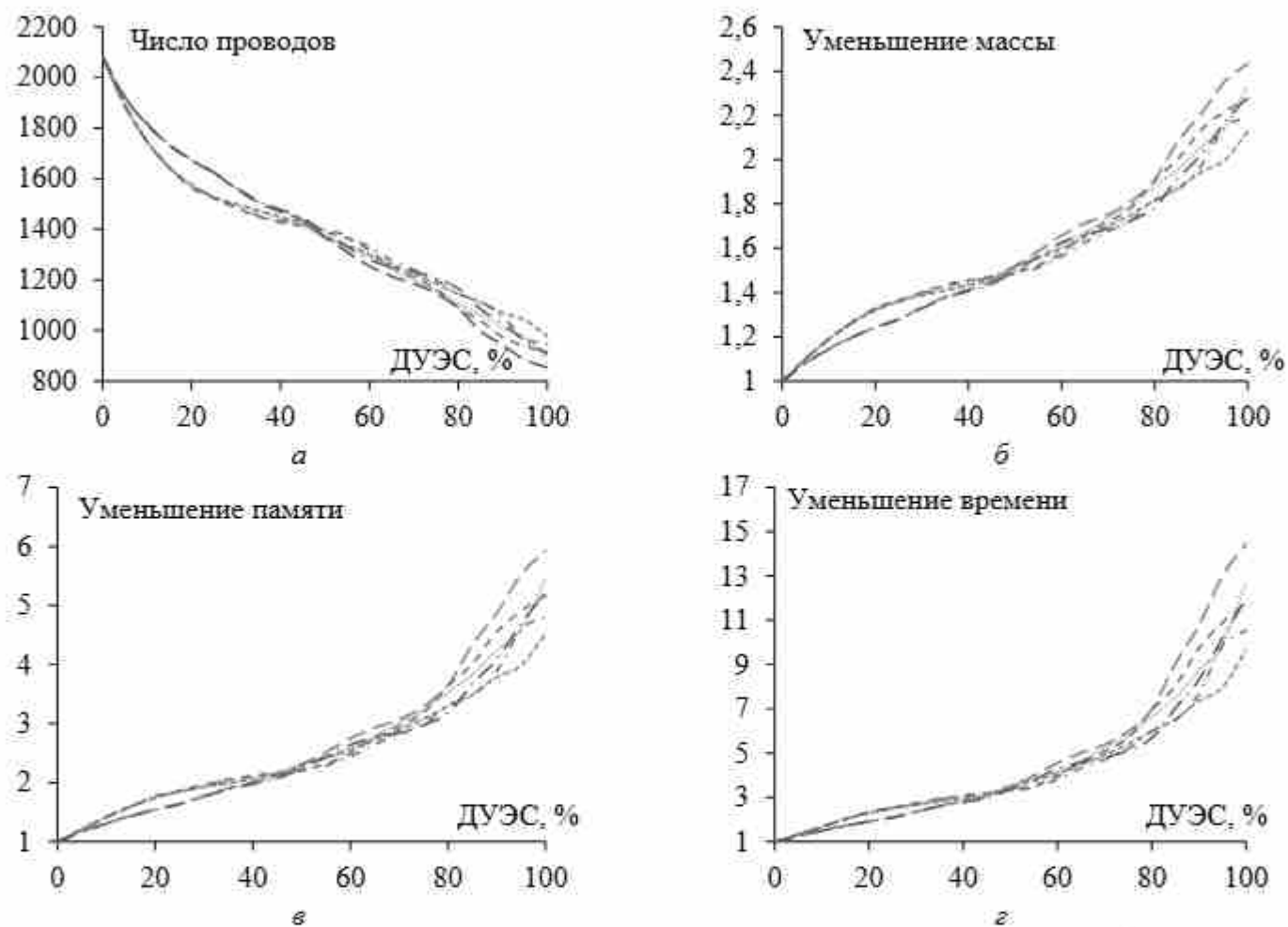


Рисунок 4.34 – Зависимости числа оставшихся проводов (а), уменьшения массы (б), затрат памяти (в) и времени (г) на последующее моделирование от ДУЭС после АОТС (.....) и САОТС (—) для S_8 , АОТС (—) и САОТС (—) для S_{10} , АОТС (—) и САОТС (—) для S_{12}

При сравнении всех характеристик антенны можно заметить, что в случае ДУЭС < 40% разница между исходными и полученными результатами мала. С ростом ДУЭС расхождения становятся 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.

Таблица 4.5 – Характеристики исходной ПС на основных частотах

f , ГГц	KU_{max} , 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

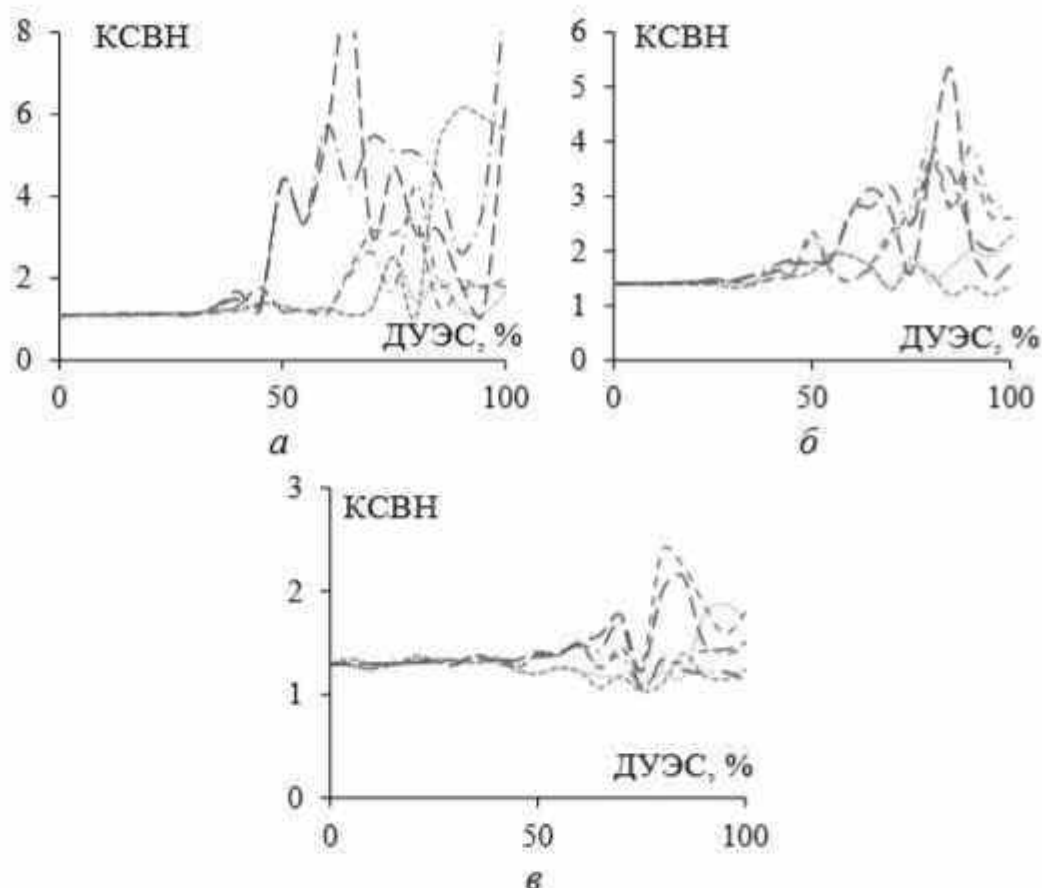


Рисунок 4.35 – Зависимости КСВН разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (---) и САОТС (—) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (—) для S_{10} , АОТС (—) и САОТС (---) для S_{12} на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

$KU_{\text{макс}}$ 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. Можно сделать вывод (см. рисунки 4.36, 4.37), что в целом S_8 имеет преимущество перед другими структурами, так как полученные с её помощью характеристики менее зависимы от ДУЭС.

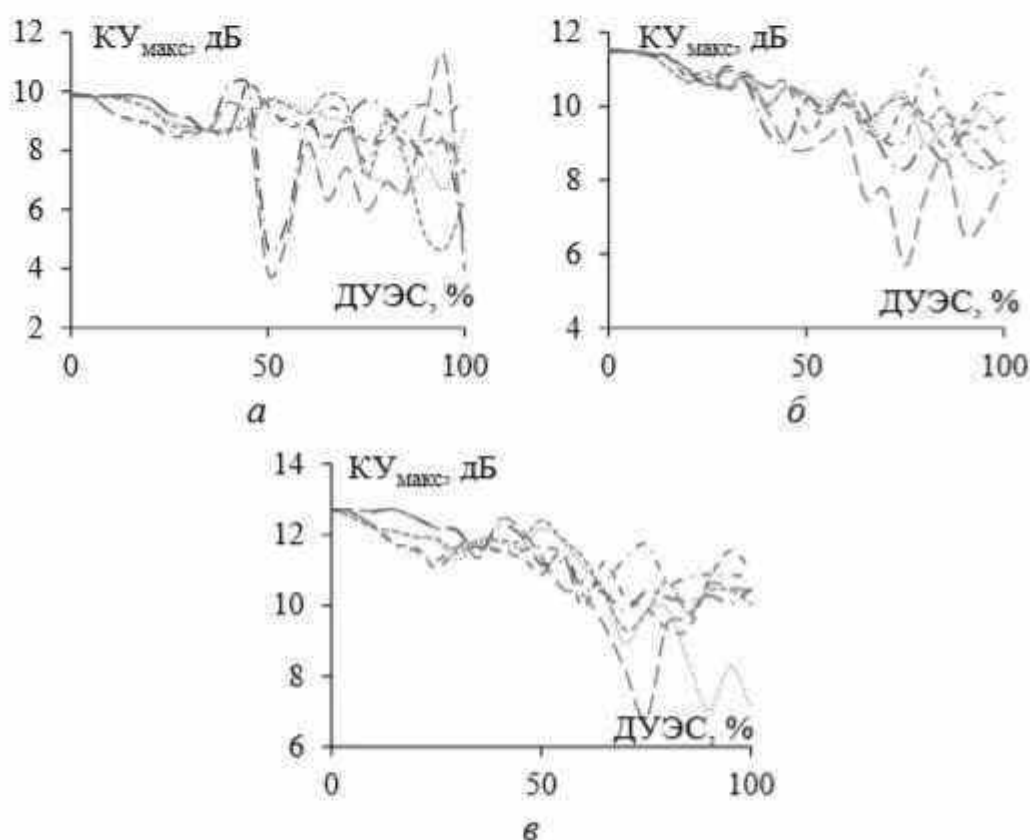


Рисунок 4.36 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (.....) и САОТС (---) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (—) для S_{10} , АОТС (——) и САОТС (---) для S_{12} на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

Для определения наиболее подходящей структуры в таблице 4.6 представлена максимальная разница характеристик по сравнению с исходным рупором для каждой структуры. Приведенные данные позволяют производителям принимать обоснованные решения при проектировании разреженных антенн.

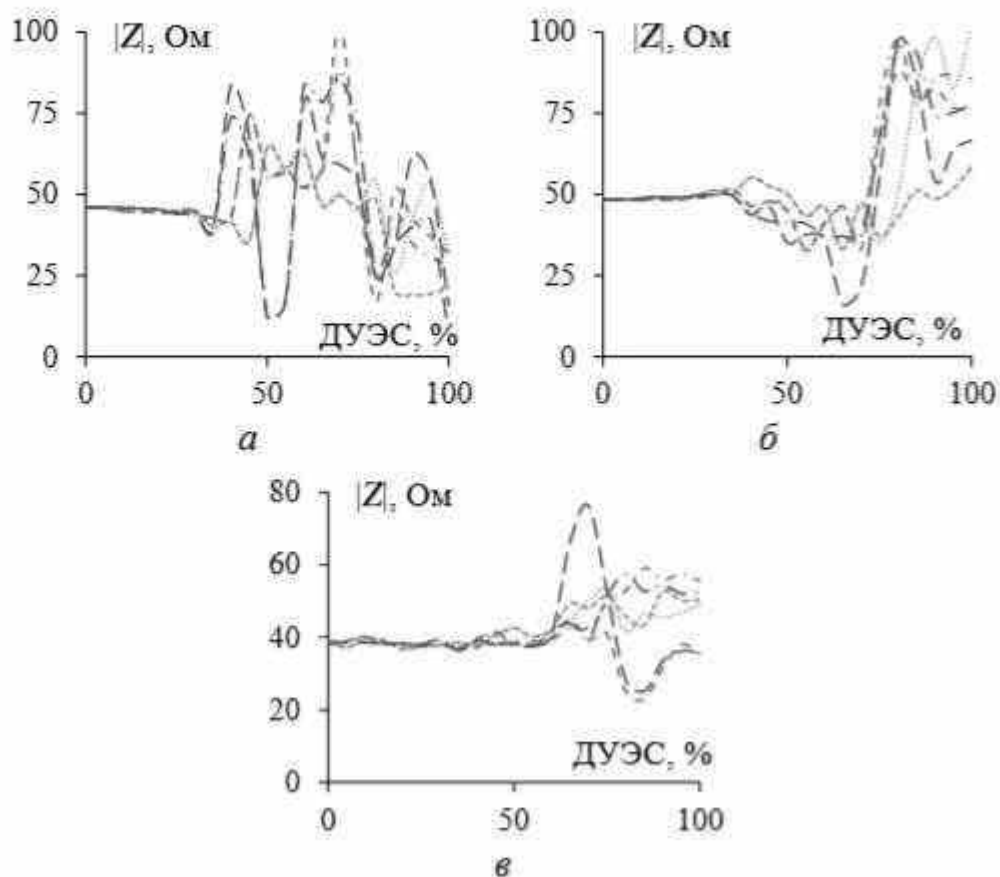


Рисунок 4.37 – Зависимости $|Z|$ разреженной рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (---) и САОТС (—) для S_8 , АОТС (---) и САОТС (—) для S_{10} , АОТС (—) и САОТС (— · —) для S_{12} на частотах 8 (а), 10 (б) и 12 (в) ГГц

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 лучшие результаты. Тем не менее при выборе подходящего подхода необходим компромисс. САОТС связана с ростом массы антенны и более высокими требованиями ко времени и памяти для моделирования, чем АОТС. Поэтому следует тщательно оценить специфические требования и ограничения для выбора наиболее подходящего решения.

Таким образом, выбор любой разреженной структуры (независимо от того, на какой частоте в полосе пропускания она была получена) при ДУЭС < 40% дал практически одинаковые результаты. Однако для большего снижения массы и стоимости антенны следует увеличивать ДУЭС. Наилучший результат по КСВН и наиболее стабильные показатели КУ и $|Z|$ демонстрирует антенна S_8 , затем S_{10} и 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 САОТС/АОТС в целом достаточно близки к результатам исходной структуры на высоких частотах, независимо от того на какой частоте в полосе пропускания получена разреженная антенна (см. таблицу 4.6, полужирные значения). Например,

$KU_{\text{макс}}$ для САОТС на частоте 12 ГГц минимально отличается от $KU_{\text{макс}}$ 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 (см. таблицу 46, курсивные значения). Например, $|Z|$ для САОТС/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

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 4.38,а). Её геометрические параметры подробно описаны в [353]. Для аппроксимации металлической поверхности посредством ПС используются 1062 провода радиусом 3,5 мм (рисунок 4.38,б). 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 закрытой поверхности. Провод возбуждения длиной 65,6 мм и радиусом 6,56 мм разделен на 5 сегментов, а каждый провод сетки представлен одним сегментом.

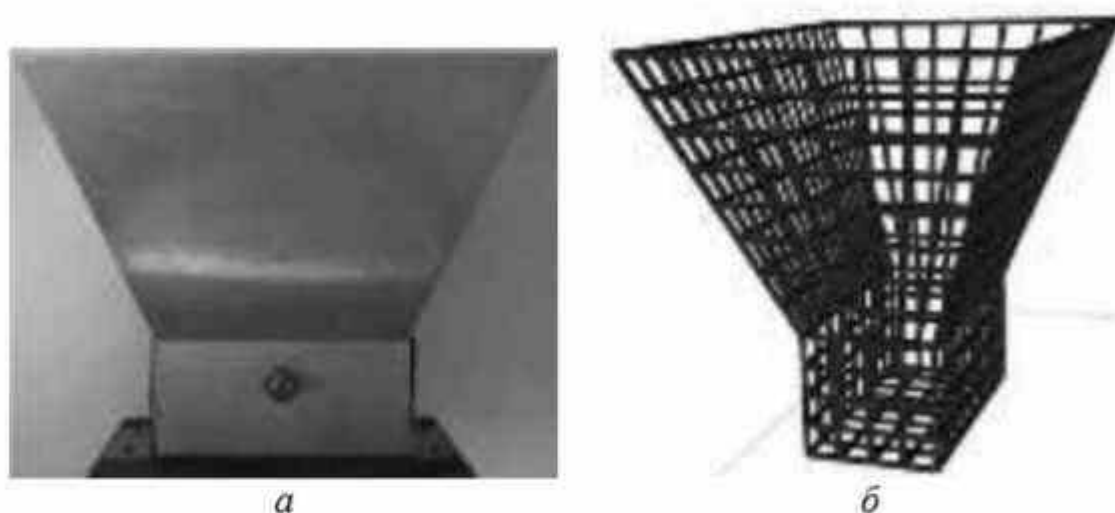
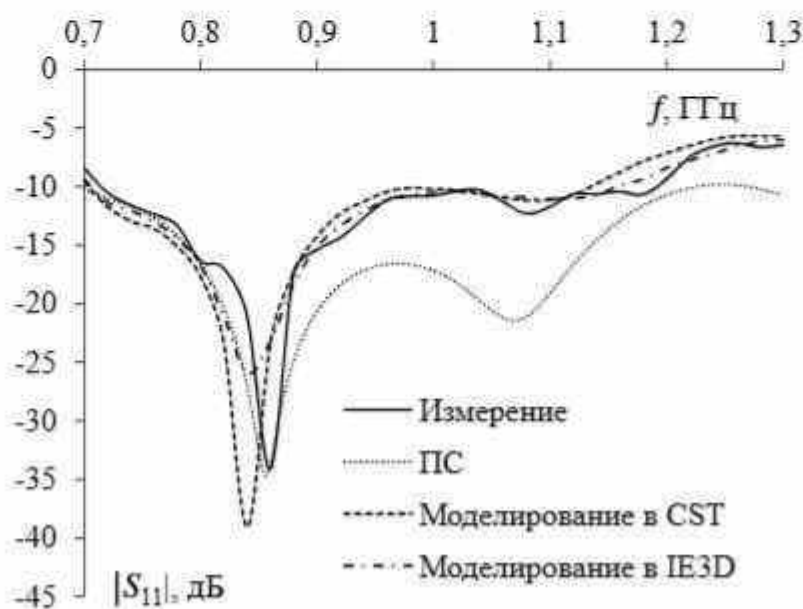
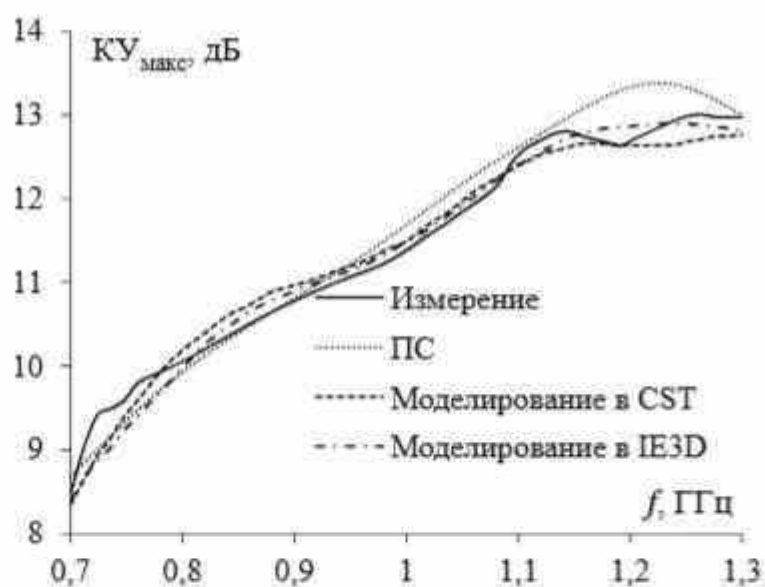


Рисунок 4.38 – Рупорные антенные структуры из сплошного металла (а) и ПС (б)

Параметры $KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ антенны из ПС сравниваются с вычисленными при помощи CST и IE3D, а также с результатами измерений для сплошной металлической антенны (рисунок 4.39) [353]. Сравнение показало хорошую согласованность с результатами измерений.



a



б

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

В частности, минимум для резонанса структуры из ПС составляет минус 34,5 дБ на частоте 855 МГц, 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. Показатели $KU_{\text{макс}}$ для ПС оказались немного выше, чем измеренные, в диапазоне частот 950–1300 МГц. Это демонстрирует, что ПС может применяться вместо сплошного металла с уменьшением массы антенны при сохранении требуемых характеристик. Кроме того, она может быть использована как исходная для получения разреженных структур после аппроксимации оптимальной токовой сеткой.

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 непосредственно воздействует на полученную разреженную структуру, изменяя число оставшихся проводов после АОТС, это также влияет на уменьшение массы антенны, времени и памяти, необходимых для последующего моделирования. Такие зависимости от ДУЭС для различных разреженных структур после АОТС, УАОТС и СБАОТС показаны на рисунке 4.40.

Из рисунка 4.40 видно, что при $ДУЭС < 45\%$ число оставшихся проводов для S_3 всегда больше, чем для S_1 и S_2 , а это уменьшает массу и вычислительные затраты для S_3 значительно, чем для остальных.

Иная 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 видов аппроксимации и в соответствии с принципами их работы число проводов после УАОТС всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС. Аналогично минимальное снижение массы антенны и вычислительных затрат получается после СБАОТС, затем после АОТС и УАОТС.

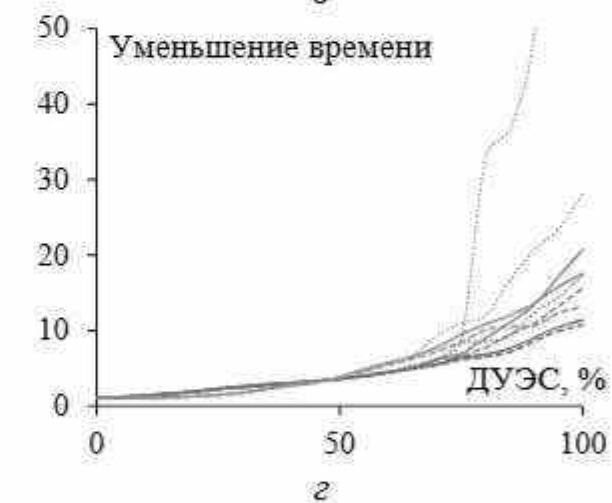
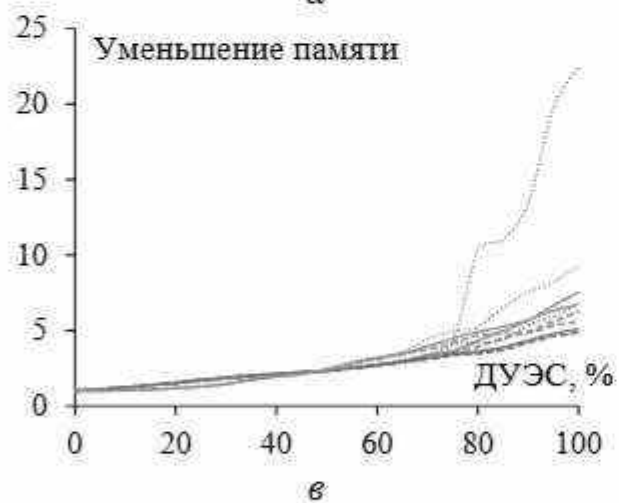
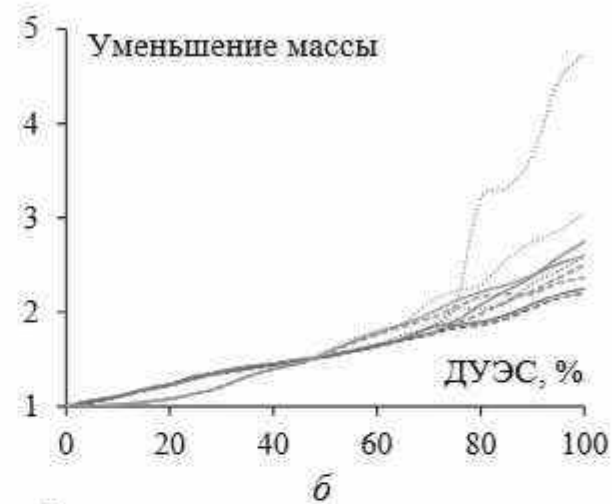
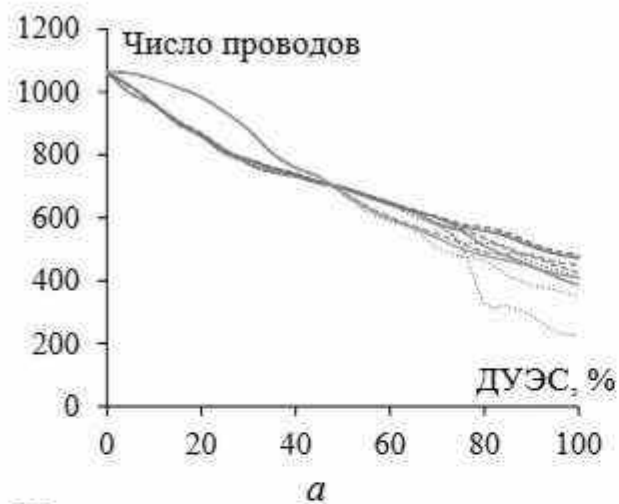


Рисунок 4.40 – Зависимости от ДУЭС числа оставшихся проводов (*a*), уменьшения массы антенны (*б*), требуемой памяти (*в*) и времени (*г*) для последующего моделирования разреженных ПС: S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (····), S_1 –СБАОТС (---), S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (····), S_2 –СБАОТС (---), S_3 –АОТС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

Рассмотрим 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 показаны на рисунках 4.41–4.43 соответственно. В таблице 4.8 приведены максимальные расхождения при сравнении характеристик исходных структур из ПС и разреженных структур на разных частотах 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

На рисунках 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 также на частоте 1300 МГц при ДУЭС < 40%. С ростом ДУЭС расхождения становятся больше. Из максимальных расхождений на разных частотах для каждой разреженной структуры видно, что они обычно минимальны на самой высокой частоте в рабочем диапазоне (полужирные значения, см. таблицу 4.8). В частности, число наименьших расхождений на частоте 700 МГц составляет 4, на частоте 915 МГц – 10 и на частоте 1300 МГц – 22. Кроме того, при сравнении различных разреженных структур на одной и той же частоте (курсивные значения, см. таблицу 4.8) заметно, что наименьшие расхождения в основном получены на частоте 700 МГц для S_1 (6 раз) и S_2 (6 раз), на 915 МГц для S_2 (9 раз) и S_3 (3 раза), а на 1300 МГц для 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.

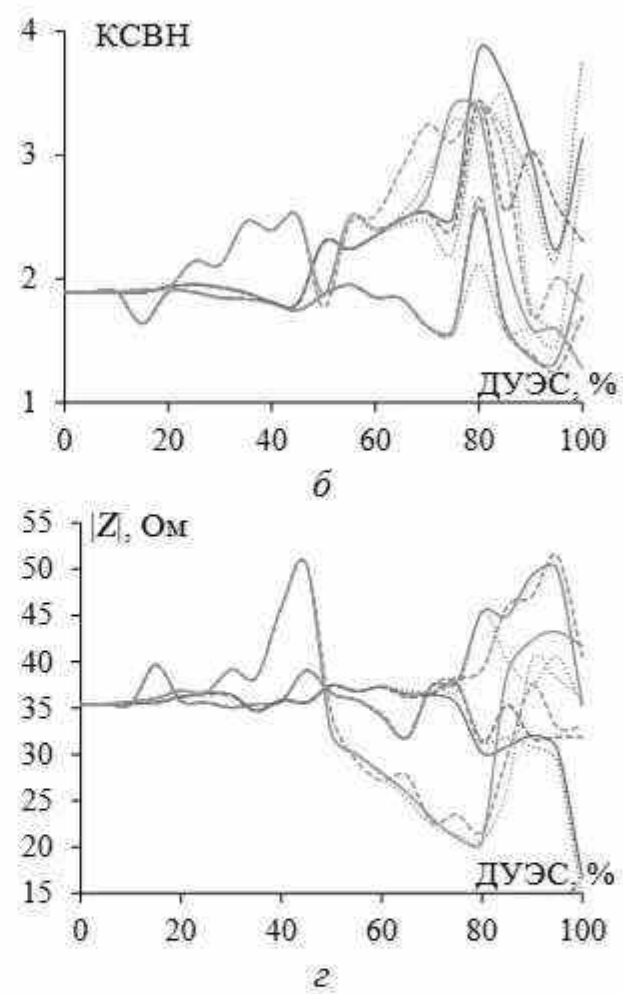
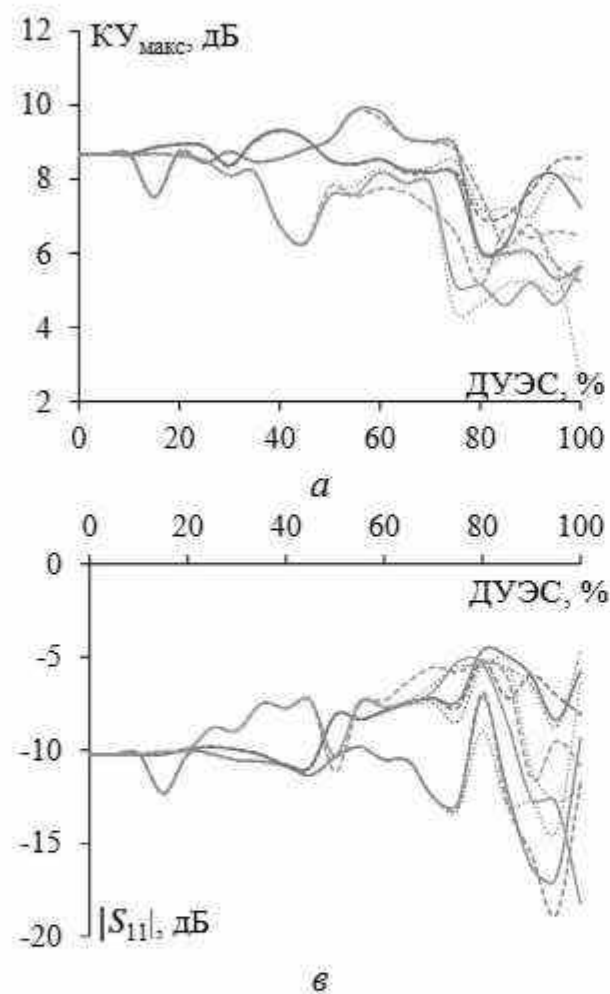
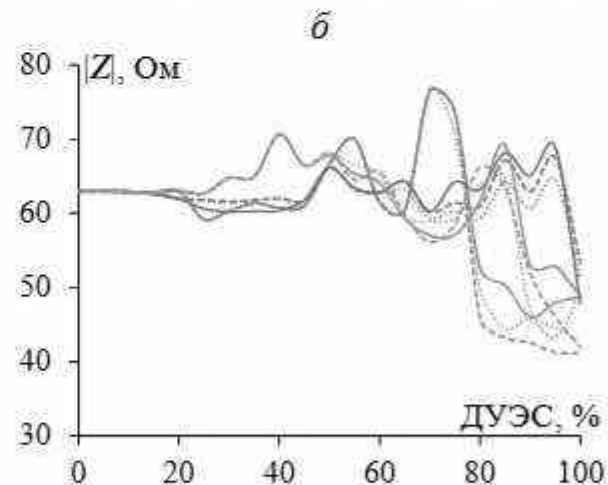
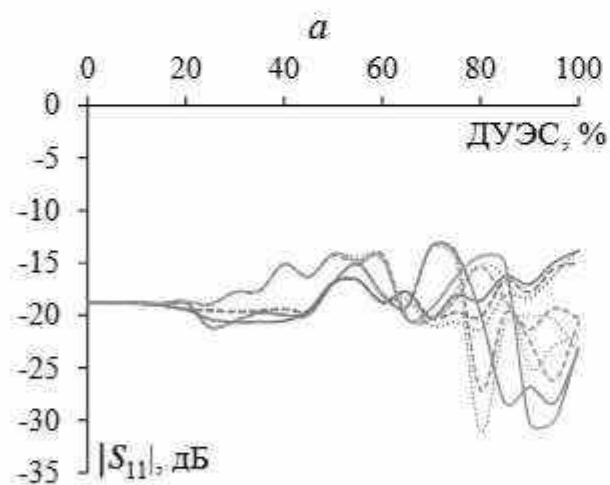
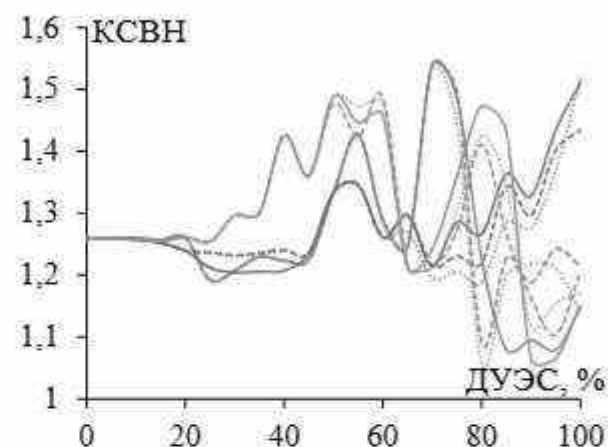
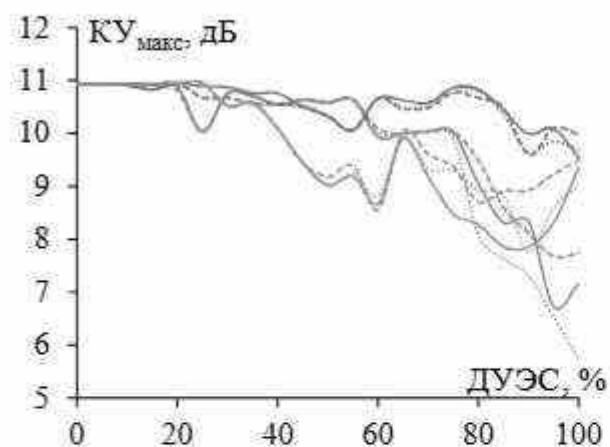


Рисунок 4.41 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\max}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 0,7 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (---), S_1 -СБАОТС (- -); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (---), S_2 -СБАОТС (- -);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (---), S_3 -СБАОТС (- -)



a

б

в

г

Рисунок 4.42 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (*a*), 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 (---)

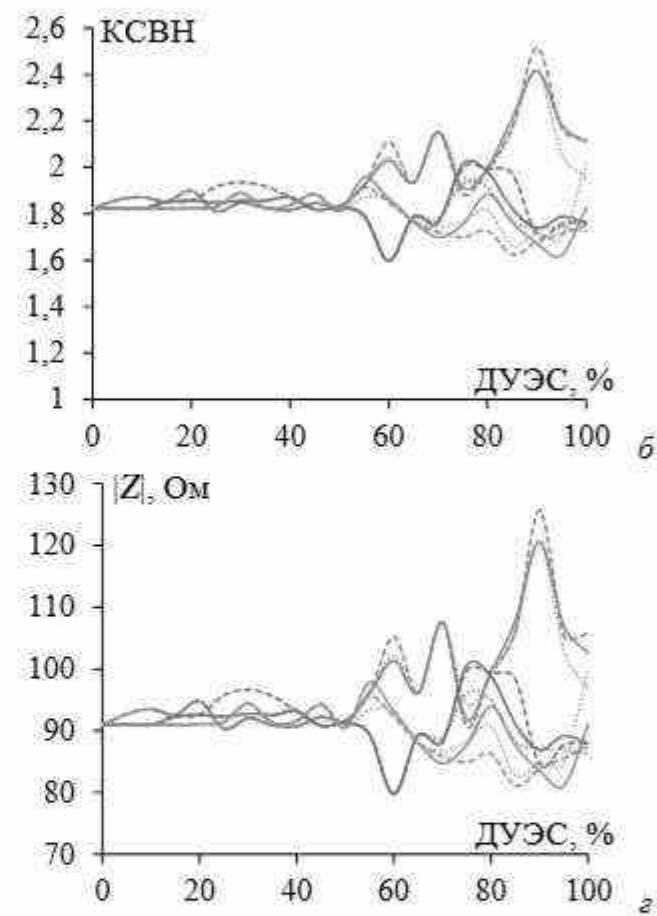
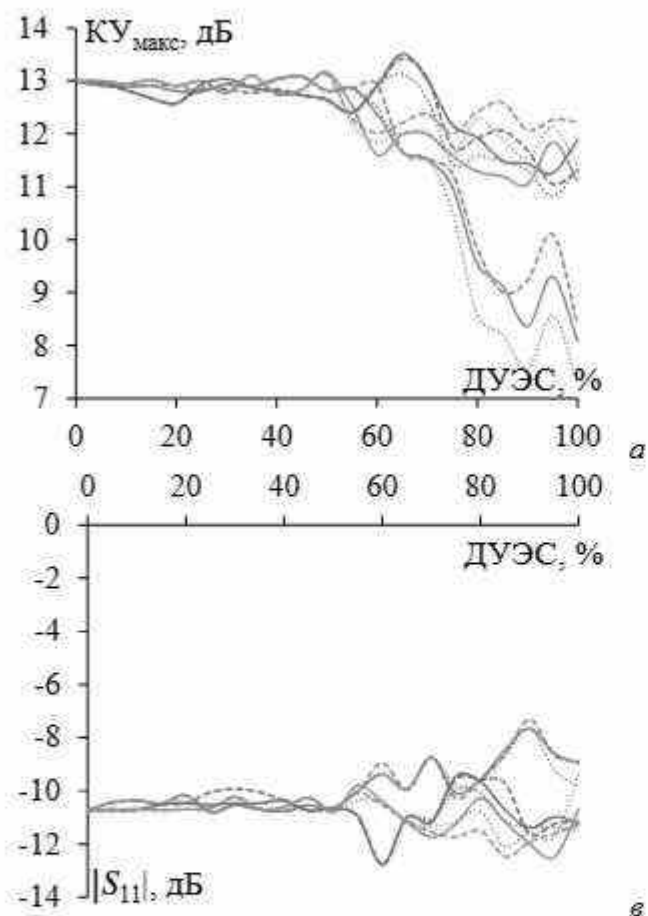


Рисунок 4.43 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 1,3 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (----), S_1 -СБАОТС (- -); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (----), S_2 -СБАОТС (- -);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (----), S_3 -СБАОТС (- -)

Таблица 4.8 – 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	14,52
		УАОТС	6,08	1,00	<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	5,00	<u>4,17</u>
	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	<u>1,29</u>	0,26	5,08	11,68
		СБАОТС	1,34	<u>0,17</u>	<u>3,83</u>	<u>9,62</u>
	S_3	АОТС	3,08	0,23	11,38	14,12
		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	1,74	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	0,20	1,79	9,84
		УАОТС	1,62	0,205	<u>1,38</u>	9,29
		СБАОТС	<u>1,00</u>	<u>0,196</u>	1,75	<u>9,82</u>

Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после различных АОТС показывает наименьшие максимальные расхождения в основном после СБАОТС (подчеркнутые значения, см. таблицу 4.8). 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 за-

висят от ДУЭС. Кроме того, при сравнении результатов между собой на всех частотах для всех структур наименьшие расхождения $KU_{\text{макс}}$, КСВН и $|Z|$ получены после СБАОТС, а $|S_{11}|$ – после УАОТС (обведенные значения, см. таблицу 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 проводные сетки, которые имеют несколько большую массу и требуют больше времени и памяти для дальнейшего моделирования, что следует учитывать в дальнейшем.

Сравнительный анализ также показал, что при высоких ДУЭС характеристики разреженных структур значительно отличаются от характеристик исходной и требуют тщательного рассмотрения. Поэтому в качестве примера для анализа характеристик различных разреженных структур в рабочем диапазоне частот принимается $\text{ДУЭС} = 75\%$ (рисунок 4.44). Видно, что после АОТС появляется несколько свободных проводов (рисунок 4.44, *а, г, ж*), но УАОТС устраняет их (рисунок 4.44, *б, д, з*), а СБАОТС восстанавливает провода, необходимые для их соединений с ПС (рисунок 4.44, *в, е, и*). Кроме того, заметно, что структуры S_1 , S_2 и S_3 немного различаются при применении одной и той же аппроксимации. Это приводит к небольшим изменениям при уменьшении массы антенны, памяти и времени для последующего моделирования (в случае использования их вместо исходной ПС или твердотельной модели). В таблице 4.9 приведено число оставшихся проводов структур, а также полученные уменьшения параметров.

Из таблицы 4.9 также видно, что число оставшихся проводов в S_3 стало минимальным после различных аппроксимаций. Это означает, что для данной структуры уменьшение массы антенны, а также затрат на моделирование становится максимальным по сравнению с другими структурами. Тем не менее важно все-таки проанализировать характеристики других разреженных структур в частотном диапазоне. Поэтому $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для структур 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.

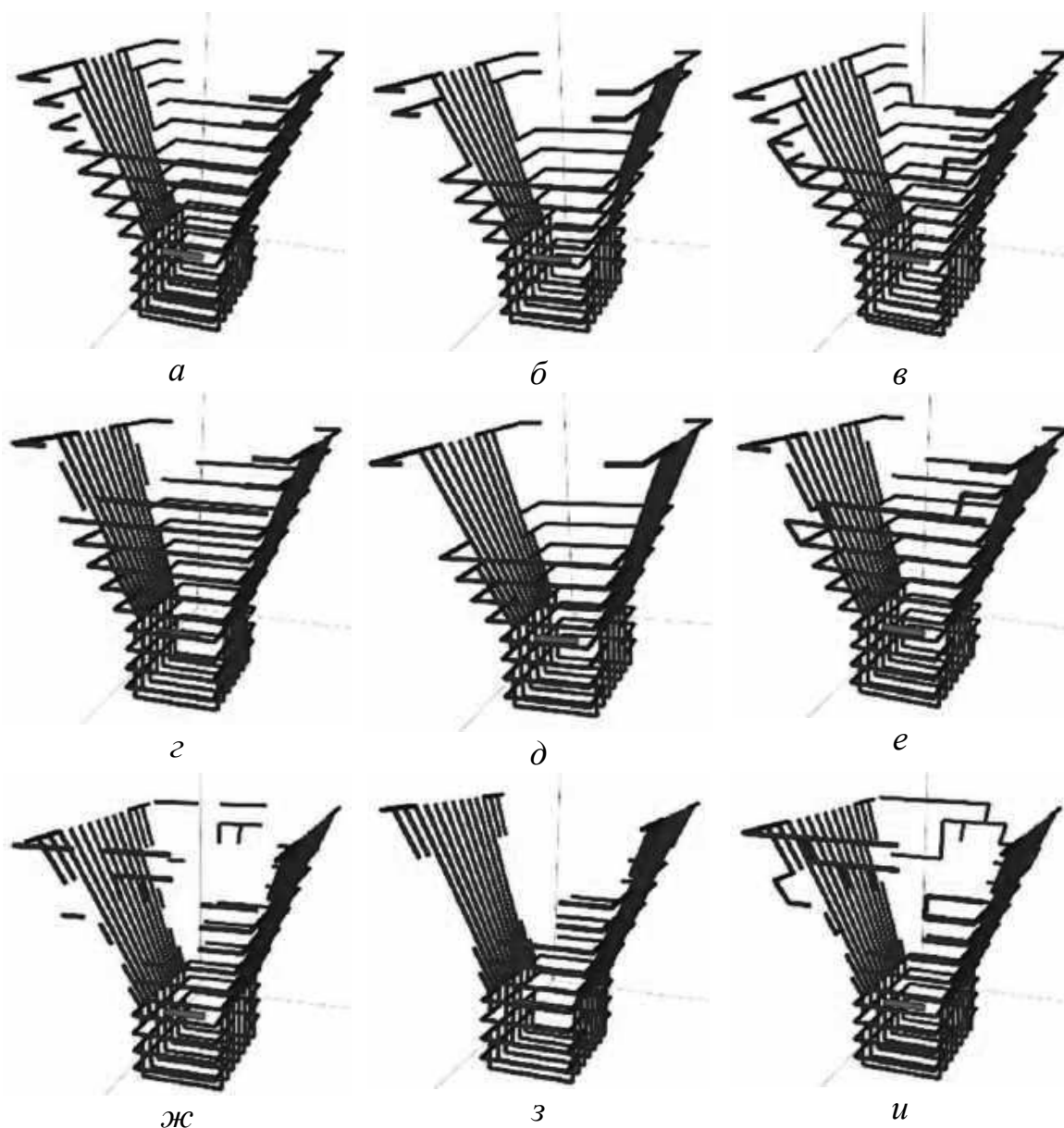


Рисунок 4.44 – Разреженные структуры рупорной антенны после АОТС, УАОТС и СБАОТС при ДУЭС = 75%:
 S_1 (а, б, в), S_2 (г, д, е) и S_3 (ж, з, и) соответственно

Кроме того, полученные ДН излучения для различных разреженных ПС после всех подходов на частоте 0,915 ГГц в плоскостях E и H также сравниваются между собой и с ДН исходной ПС (рисунок 4.46).

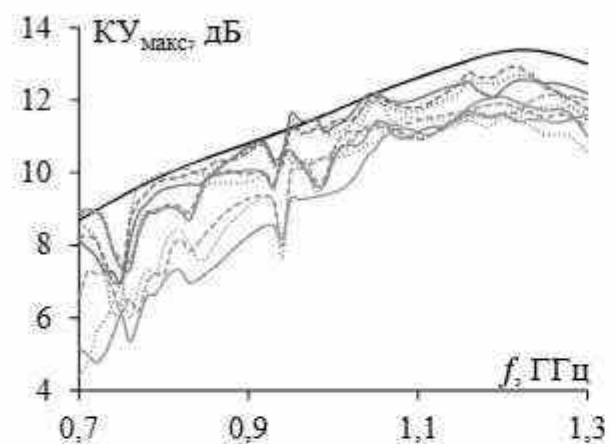
Таблица 4.9 – Общее число оставшихся проводов в разреженных структурах и улучшение их по сравнению с исходной

Разреженные структуры		Число оставшихся проводов	Уменьшение параметров		
			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

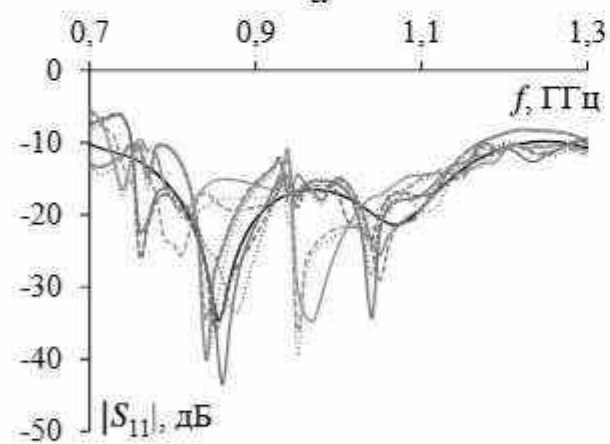
Таблица 4.10 – Максимальные расхождения характеристик разреженных антенн по сравнению с исходной ПС в диапазоне 0,7–1,3 ГГц

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

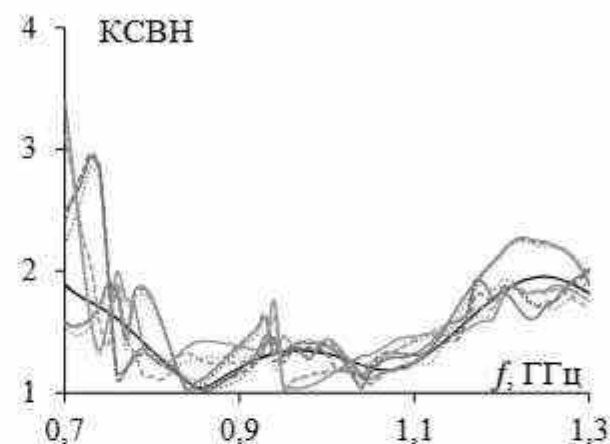
Из рисунка 4.45 видно, что характеристики S_1 и S_2 соответствуют характеристикам исходной структуры, а характеристики S_3 значительно отличаются. В частности, коэффициенты $KU_{\text{макс}}$ для S_2 являются самыми высокими и близкими к полученным для исходной ПС в частотном диапазоне, затем следуют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



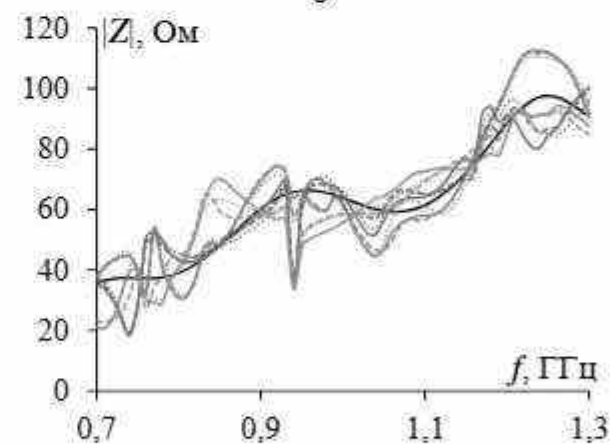
a



e



б



з

Рисунок 4.45 – Частотные зависимости при ДУЭС = 75% $KU_{\text{макс}}$ (*a*), 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 (см. рисунок 4.45). По параметрам $|S_{11}|$ 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 (полужирные значения, см. таблицу 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 – для S_1 после УАОТС (обведенные значения, см. таблицу 4.10). Это дополнительно подтверждает эффективность СБАОТС для получения разреженных структур.

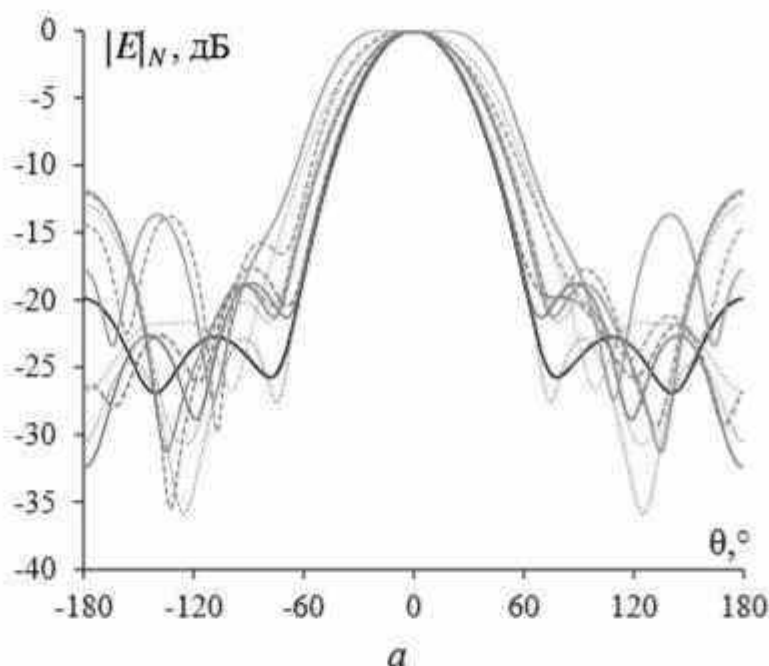
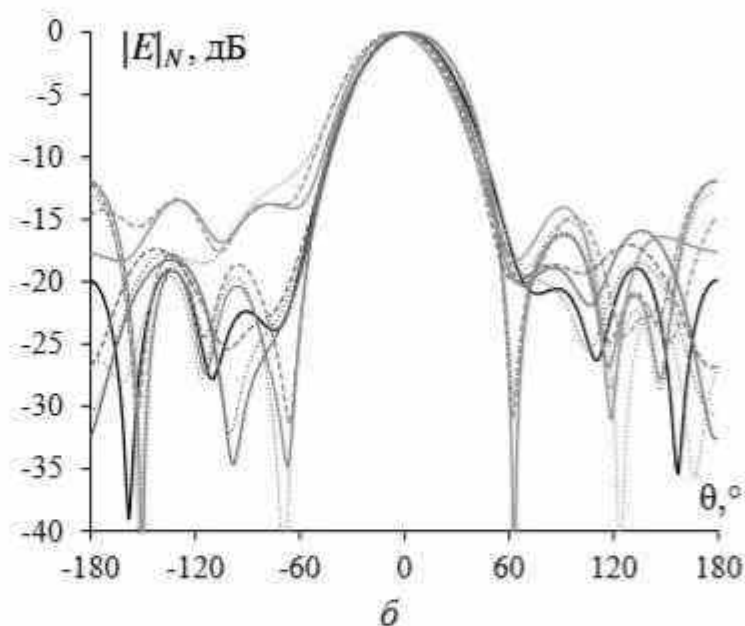


Рисунок 4.46 – Полученные ДН в плоскостях E (a) и H (θ) на частоте 0,915 ГГц при ДУЭС=75% исходной (—) и разреженных ПС: S_1 –АОТС (---), S_1 –УАОТС (···), S_1 –СБАОТС (— · —); S_2 –АОТС (---), S_2 –УАОТС (···), S_2 –СБАОТС (— · —); S_3 –АОТС (---), S_3 –УАОТС (···), S_3 –СБАОТС (— · —)
(Окончание см. на с. 169)



Окончание (начало см. на с. 168)

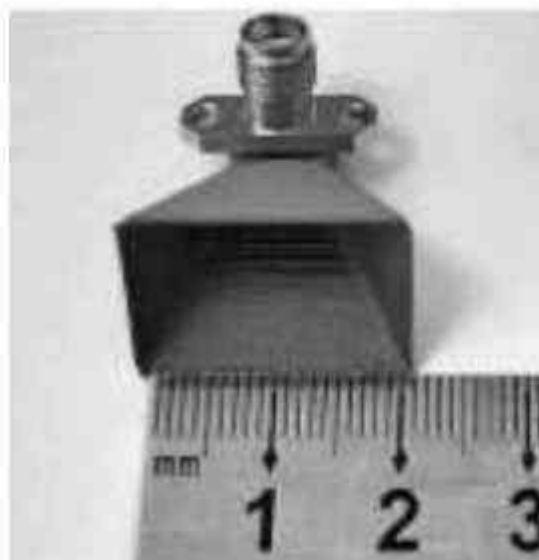
На рисунке 4.46 видно, что лучше всего согласуются диаграммы направленности исходной структуры и S_2 в E -плоскости, а также ДН исходной структуры и S_1 в H -плоскости. Следовательно, рекомендуется проектировать разреженные рупорные антенные структуры на центральной или низкой частоте рабочего диапазона, чтобы получить результаты, близкие к показателям исходной структуры. В целом такой анализ позволяет выбрать разреженную структуру, наилучшим образом отвечающую требованиям разработчика.

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

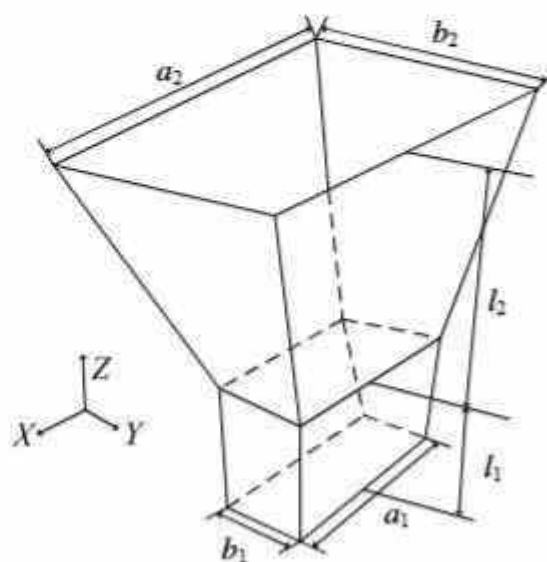
Сравним характеристики разреженных антенн, полученных после АОТС и всех её модификаций, и исходной антенны, предложенной для работы в сетях 5G диапазона К/Ка. Рассмотрим 3D-печатную рупорную антенну, изготовленную из проводящей нити и подробно описанную в [355]. Она состоит из регулярной и нерегулярной частей. Регулярная часть – стандартный прямоугольный волновод WR34, работающий в диапазоне от 22 до 33 ГГц, а нерегулярная – продолжение и расширение волновода [409]. Геометрические размеры частей приведены в таблице 4.11 и показаны с антенной на рисунке 4.47.

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

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



a



б



в



г

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

Сначала рупорная антенна моделировалась с помощью ПС. Для аппроксимации регулярной части сетка делилась на 7 частей вдоль оси OX , на 6 – вдоль OY и на 10 – вдоль OZ , для нерегулярной – 7 частей вдоль оси OX , 6 – вдоль OY и 10 – вдоль OZ . Всего

использовалось $N = 1139$ 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, 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 4.47, в, 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 $KU_{\text{макс}}$ в рабочем диапазоне частот данной антенны показано на рисунке 4.48.

Из рисунка 4.48, а следует, что полоса пропускания по измерениям составляет 16,5 ГГц (19,9–36,4 ГГц) [355], по 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, 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 4.48, а заметны резонансные частоты.

По результатам измерений параметра $|S_{11}|$ резонансы минус 12,13 дБ, 36,3 дБ и 44,39 дБ появляются на частотах 20,9 ГГц, 26,3 ГГц и 29,7 ГГц соответственно; при моделировании ПС в TUSUR.EMC – минус 10,29 дБ, 25,69 дБ и 42,92 дБ на частотах 21,9 ГГц, 25,3 ГГц и 29,7 ГГц; в 4NEC2 с ручной сегментацией – минус 14,98 дБ, 23,62 дБ и 26,06 дБ на частотах 25,5 ГГц, 30,3 ГГц и 34,7 ГГц; с автоматической – минус 17,18 дБ, 21,13 дБ и 35,98 дБ на частотах 25,6 ГГц, 30,3 ГГц и 35,2 ГГц; в CST – минус 18,77 дБ, 45,29 дБ и 14,6 дБ на частотах 25,5 ГГц, 28,0 ГГц и 31,4 ГГц.

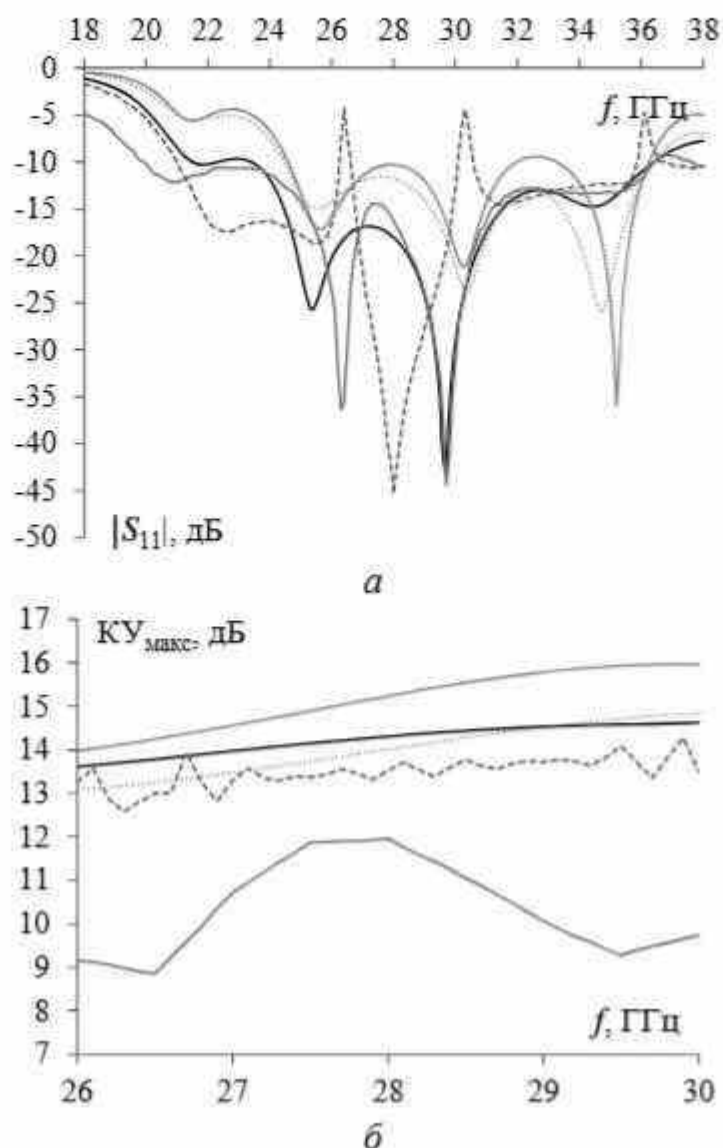


Рисунок 4.48 – $|S_{11}|$ (а) и $KУ_{\text{max}}$ (б) при измерении (—), моделировании в CST (---), аппроксимации проводной сеткой в TUSUR.EMC (— · —) и 4NEC2 (ручная (····) и автоматическая (— —) сегментации) для 3D-печатной рупорной антенны

Анализ полученных результатов показывает, что появившиеся основные резонансы $|S_{11}|$ при измерении и моделировании ПС в TUSUR.EMC наблюдаются на частоте 29,7 ГГц, а это демонстрирует хорошее согласование. На центральной частоте 28 ГГц $|S_{11}|$ по измерениям составляет минус 16,02 дБ, по моделированию ПС в TUSUR.EMC – минус 18 дБ, в 4NEC2 с ручной сегментацией – минус 11,76 дБ, с автоматической – минус 10,29 дБ, с помощью CST – минус 45,29 дБ. Несмотря на то что показатели $|S_{11}|$, полученные в TUSUR.EMC и измерением на центральной частоте, не опти-

мальны как в CST, они приемлемы с учетом расширения полосы пропускания.

На рисунке 4.48,б 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, в CST – 13,6 дБ. Разница между результатами моделирования и измерений объясняется неизбежными погрешностями изготовления по технологии 3D-печати. Однако в целом эта 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 (рисунок 4.49, таблица 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 составляет 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, 4NEC2 (при ручной и автоматической сегментации) и измерением [355]. ДН сравнивались в плоскостях E и H , на центральной частоте 28 ГГц (рисунок 4.50). Значения ШЛ и УБЛ приведены в таблице 4.12.

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 полученные с помощью TUSUR.EMC и 4NEC2: например, меньше значения 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.

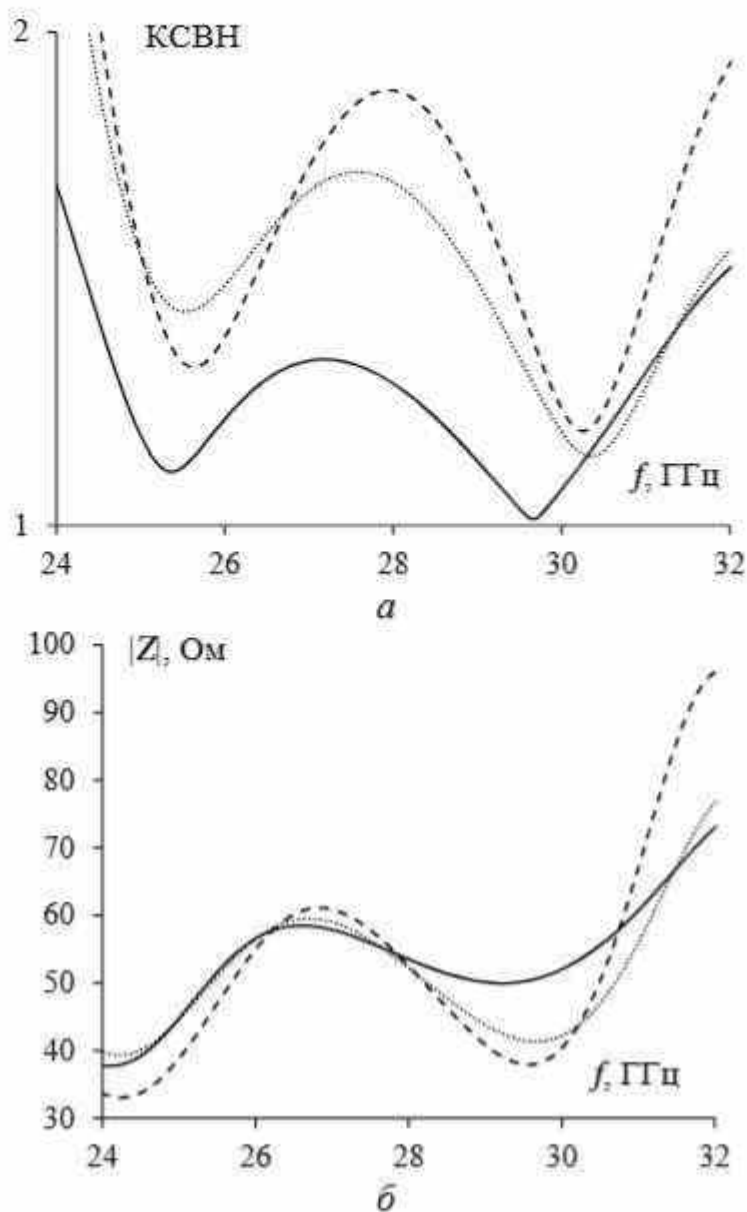


Рисунок 4.49 – Частотные зависимости КСВН (а) и $|Z|$ (б) в TUSUR.EMC (—) и 4NEC2 с ручной (---) и автоматической (····) сегментацией

Таблица 4.12 – Характеристики рупорной антенны на частоте 28 ГГц

Модель антенны	$KY_{\text{макс}}$, 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

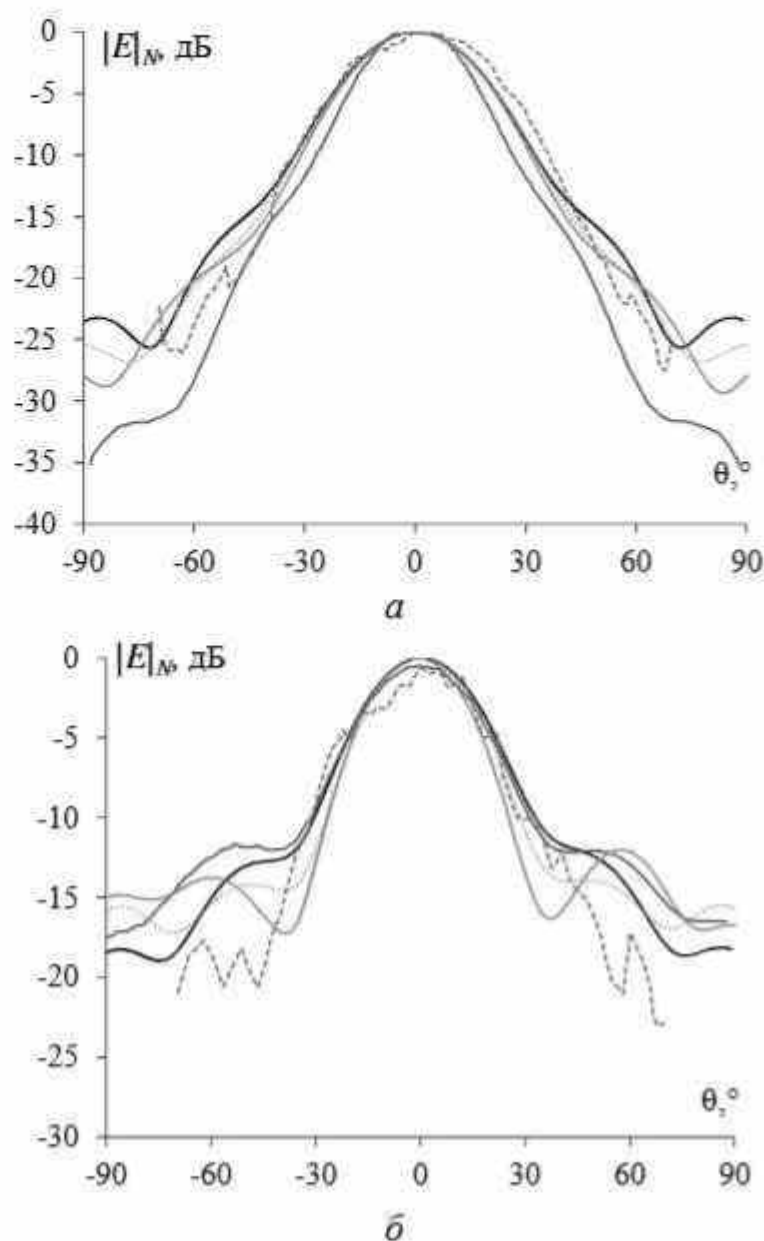


Рисунок 4.50 – ДН рупорной антенны, полученные измерением (—), моделированием в CST (---), ПС в TUSUR.EMC (—) и 4NEC2 (ручная (····) и автоматическая (—) сегментации) на частоте 28 ГГц в плоскостях E (a) и H (б)

Проведенное 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 она выбрана 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

$(|I|_{\text{ср}})$ значения. Пример распределения тока по проводам ПС показано на рисунке 4.51. Влияние роста ДУЭС при нормировании относительно $|I|_{\text{макс}}$ и $|I|_{\text{ср}}$ на общее число оставшихся проводов и $KУ_{\text{макс}}$, полученные на центральной частоте 28 ГГц после АОТС, представлены на рисунке 4.52.

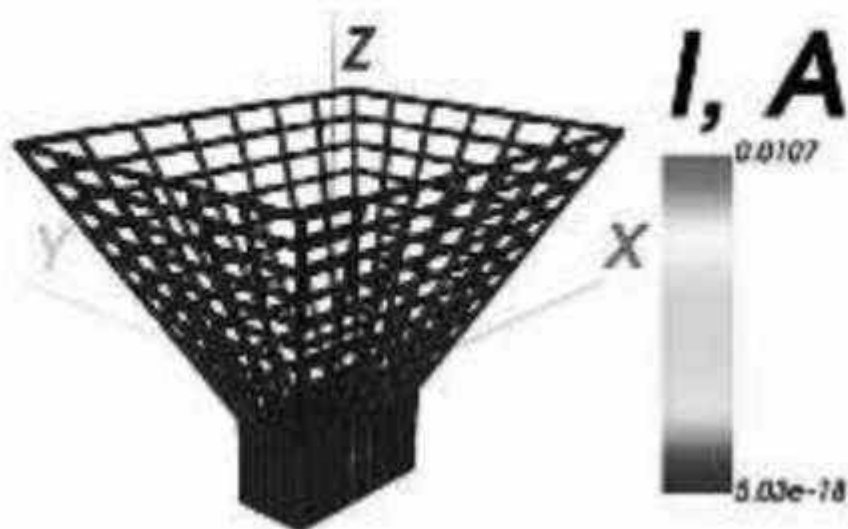


Рисунок 4.51 – Распределение тока по ПС рупорной антенны на частоте 28 ГГц

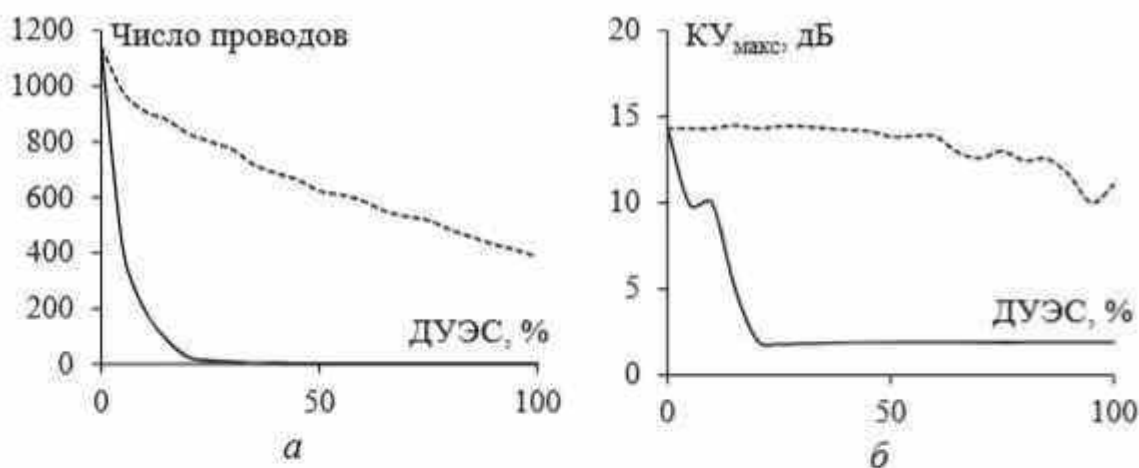
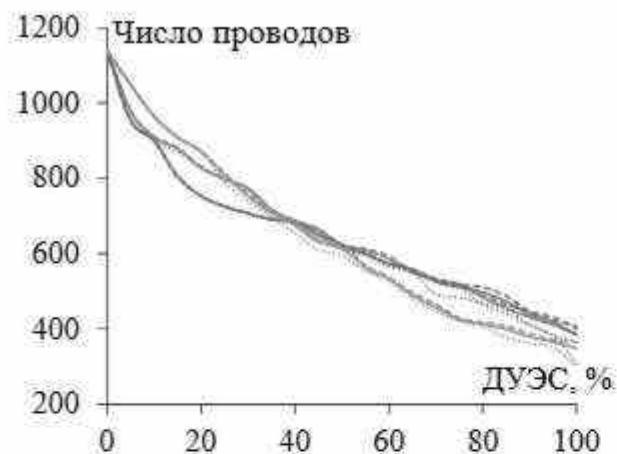


Рисунок 4.52 – Зависимости общего числа оставшихся проводов в разреженной рупорной антенне из ПС (а) и её $KУ_{\text{макс}}$ (б) от ДУЭС при нормировании относительно $|I|_{\text{макс}}$ (—) и $|I|_{\text{ср}}$ (---) после АОТС на частоте 28 ГГц

На рисунке 4.52,б видно, что с ростом ДУЭС при нормировании по $|I|_{\text{макс}}$ коэффициент $KU_{\text{макс}}$ рупорной антенны быстро снижается относительно исходной структуры (при ДУЭС = 0%), а при нормировании по $|I|_{\text{ср}}$ демонстрирует стабильность и близость к $KU_{\text{макс}}$ исходной структуры. При нормировании по $|I|_{\text{ср}}$ и при ДУЭС от 0 до 50% $KU_{\text{макс}}$ 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 $|I|_{\text{макс}}$ удаляет много проводов после АОТС (рисунок 4.52,а). 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 $|I|_{\text{ср}}$.

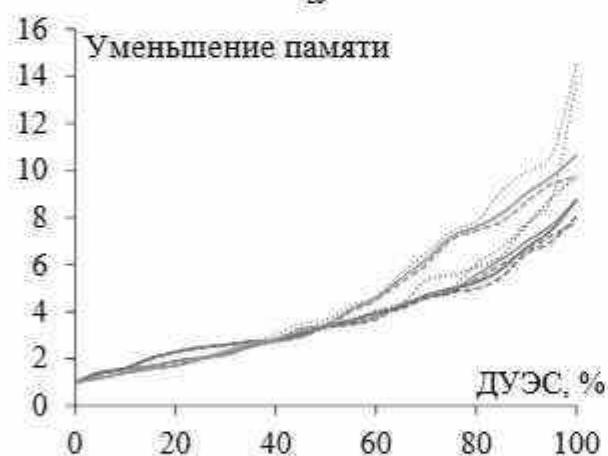
Для сравнения выбраны центральная частота 28 ГГц и граничные частоты 18 и 38 ГГц, а разреженные структуры, полученные на данных частотах, обозначены как S_{28} , S_{18} и S_{38} соответственно. Сначала рассчитывается распределение тока в исходной ПС на данных частотах. Затем модули тока нормируются относительно 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 4.53,а). Чтобы подробнее рассмотреть влияние ДУЭС на уменьшение массы, памяти и времени моделирования, результаты сравнивались на различных частотах (рисунок 4.53). В результате можно сделать следующие выводы. При ДУЭС < 40% минимум проводов присутствует в структуре S_{18} , а при ДУЭС > 40% – в S_{38} . В итоге при ДУЭС < 40% уменьшение массы антенны, памяти и времени для моделирования структуры S_{18} выгодно отличается от S_{28} и S_{38} .



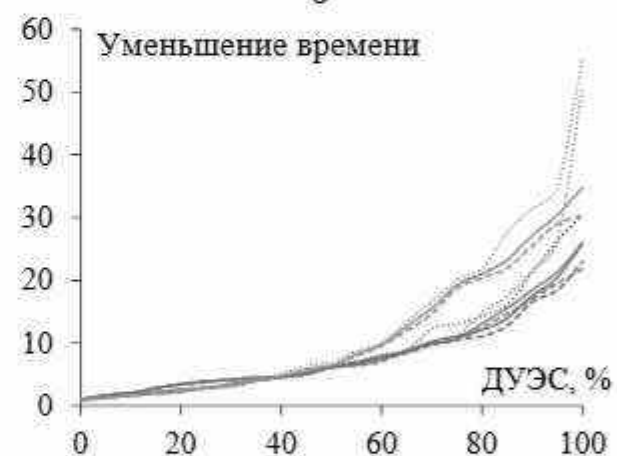
a



б



в



г

Рисунок 4.53 – Зависимости от ДУЭС числа оставшихся проводов (*a*), 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 (---)

Однако при ДУЭС > 40% уменьшение данных параметров для S_{38} лучше, чем для S_{18} и S_{28} . Кроме того, при ДУЭС > 40% результаты S_{18} и S_{28} очень близки.

Также были рассчитаны КСВН, $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ 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. Параметры сравнивались с характеристиками исходной структуры при ДУЭС = 0% (таблица 4.13) и представлены на рисунках 4.54–4.57 соответственно.

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

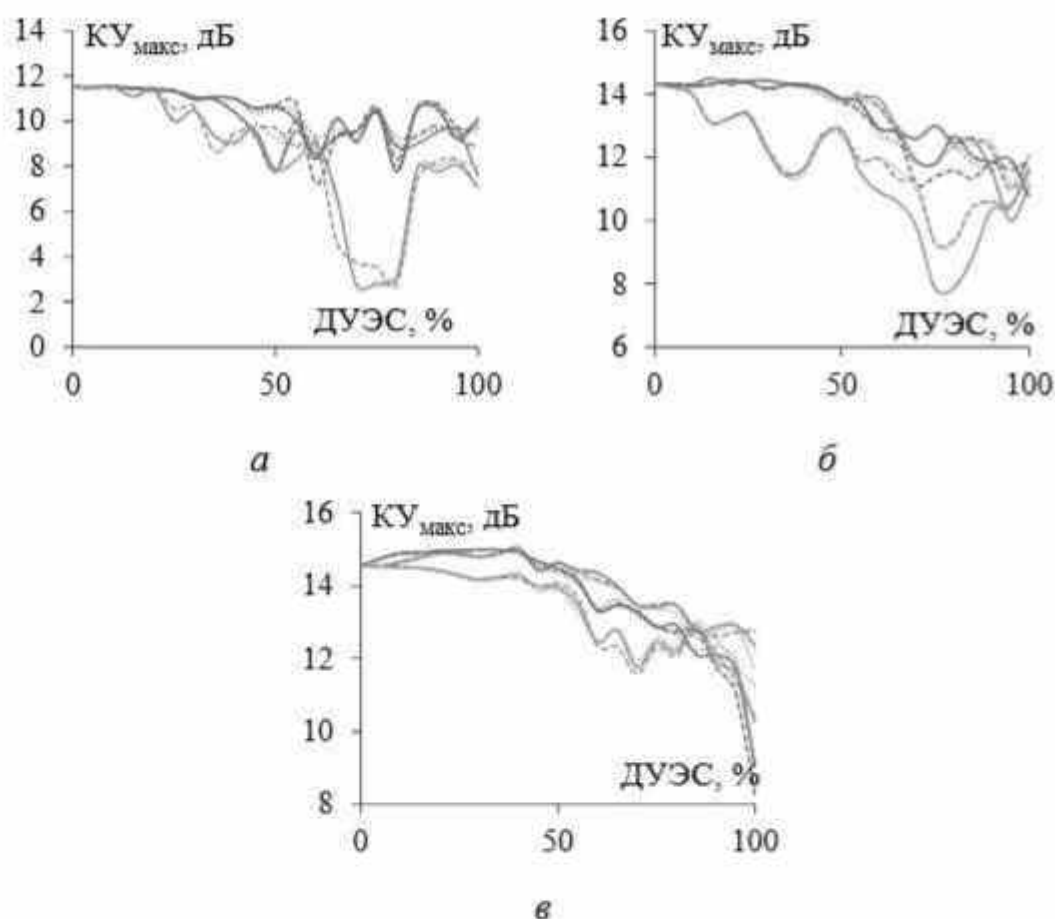


Рисунок 4.54 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (---), S_{28} –СБАОТС (— · —); S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (---), S_{18} –СБАОТС (— · —); S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (---), S_{38} –СБАОТС (— · —)

В процессе сравнения 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 целом с ростом ДУЭС расхождение становится более заметным для каждой разреженной структуры. В частности, на рисунке 4.54 при сравнении $KU_{\text{макс}}$ видно, что S_{18} и S_{28} имеют близкие результаты и всегда лучшие, чем у S_{38} .

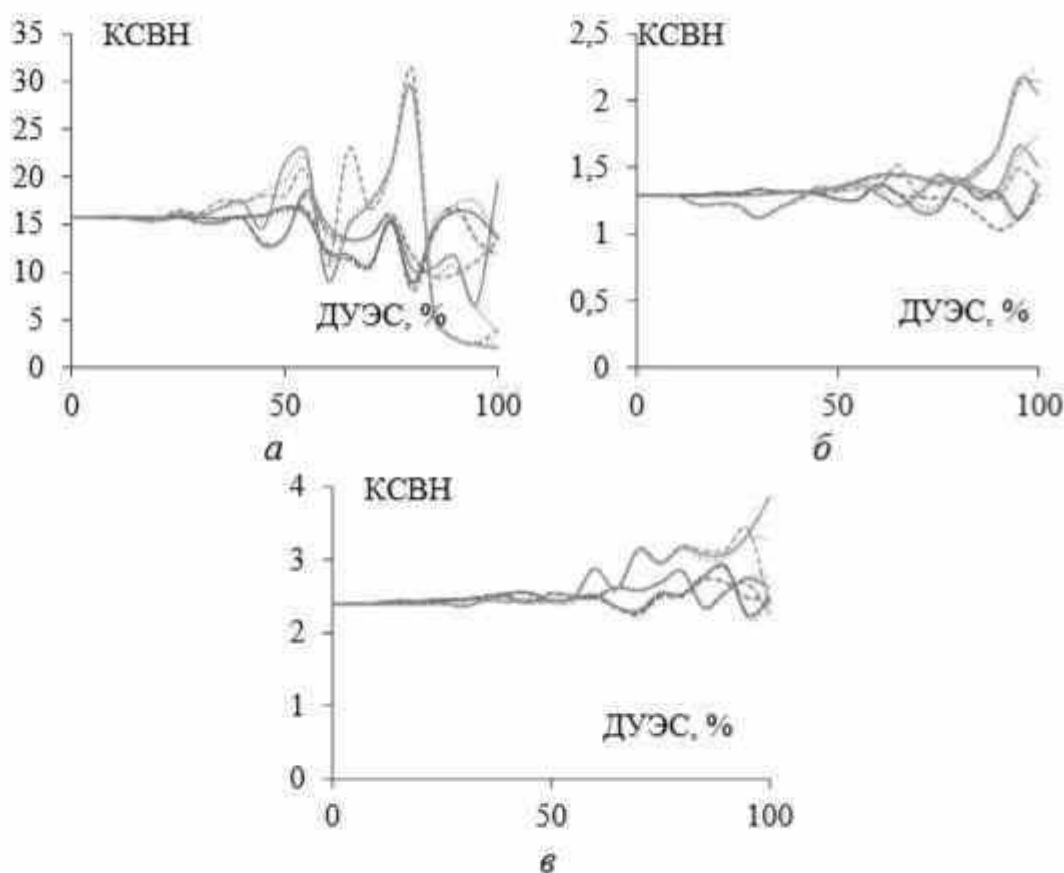


Рисунок 4.55 – Зависимости КСВН от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (---), S_{28} –СБАОТС (-.-); S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (---), S_{18} –СБАОТС (-.-); S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (---), S_{38} –СБАОТС (-.-)

Кроме того, сравнение КСВН на рисунке 4.55 показывает, что при ДУЭС < 40% структура S_{18} демонстрирует стабильность и меньшие значения 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} КСВН всегда меньше 1,4.

Выводы из сравнения параметров $|S_{11}|$ 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 при ДУЭС < 40% на всех частотах, а при ДУЭС > 40% расхождение начинают увеличиваться. Между тем S_{38} сохраняет стабильность только при меньших ДУЭС.

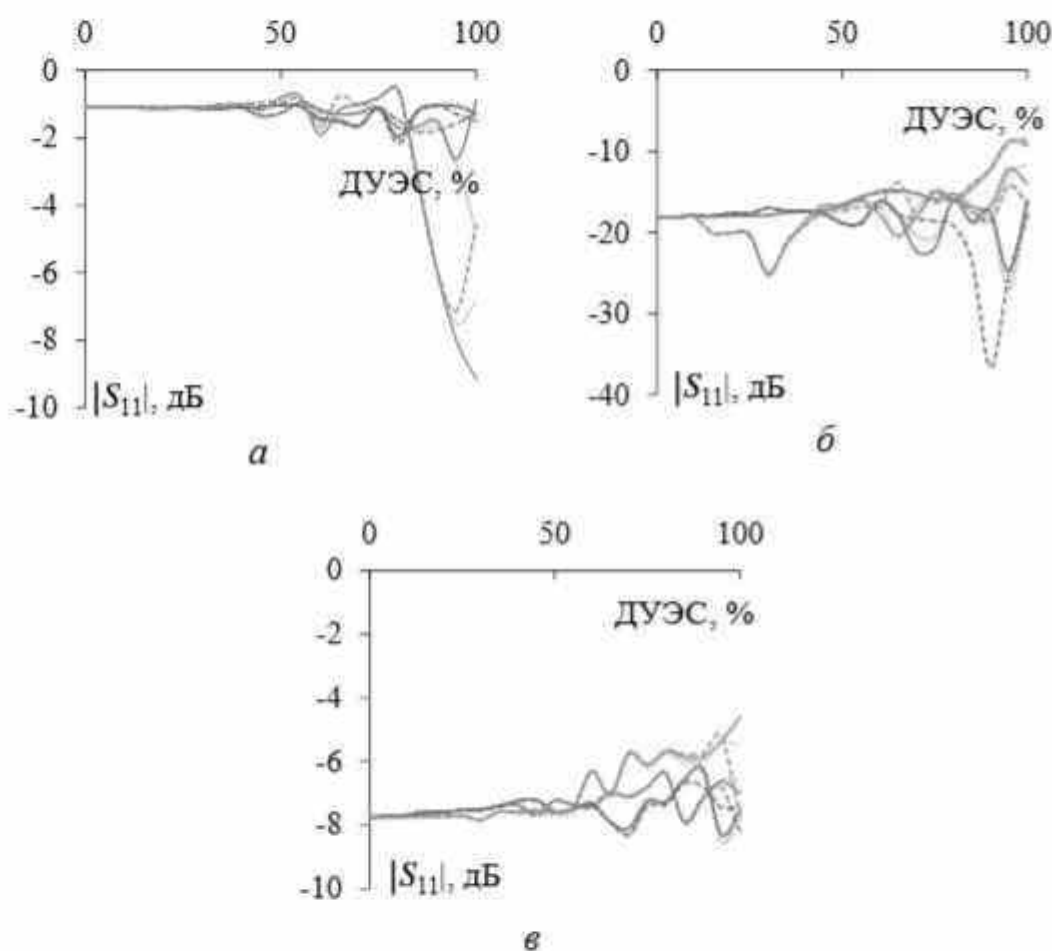


Рисунок 4.56 – Зависимости $|S_{11}|$ от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} -АОТС (—), S_{28} -УАОТС (····), S_{28} -СБАОТС (---); S_{18} -АОТС (—), S_{18} -УАОТС (····), S_{18} -СБАОТС (---); S_{38} -АОТС (—), S_{38} -УАОТС (····), S_{38} -СБАОТС (---)

В целом структура 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 становится существенной только при некоторых ДУЭС. Для выявления наиболее подходящей структуры в таблице 4.14 приведены максимальные расхождения характеристик антенны после АОТС, УАТОС и САОТС для каждой структуры по сравнению с исходной на частотах 18, 28, 38 ГГц. Эти данные позволяют принимать обоснованные решения при разработке разреженных антенн.

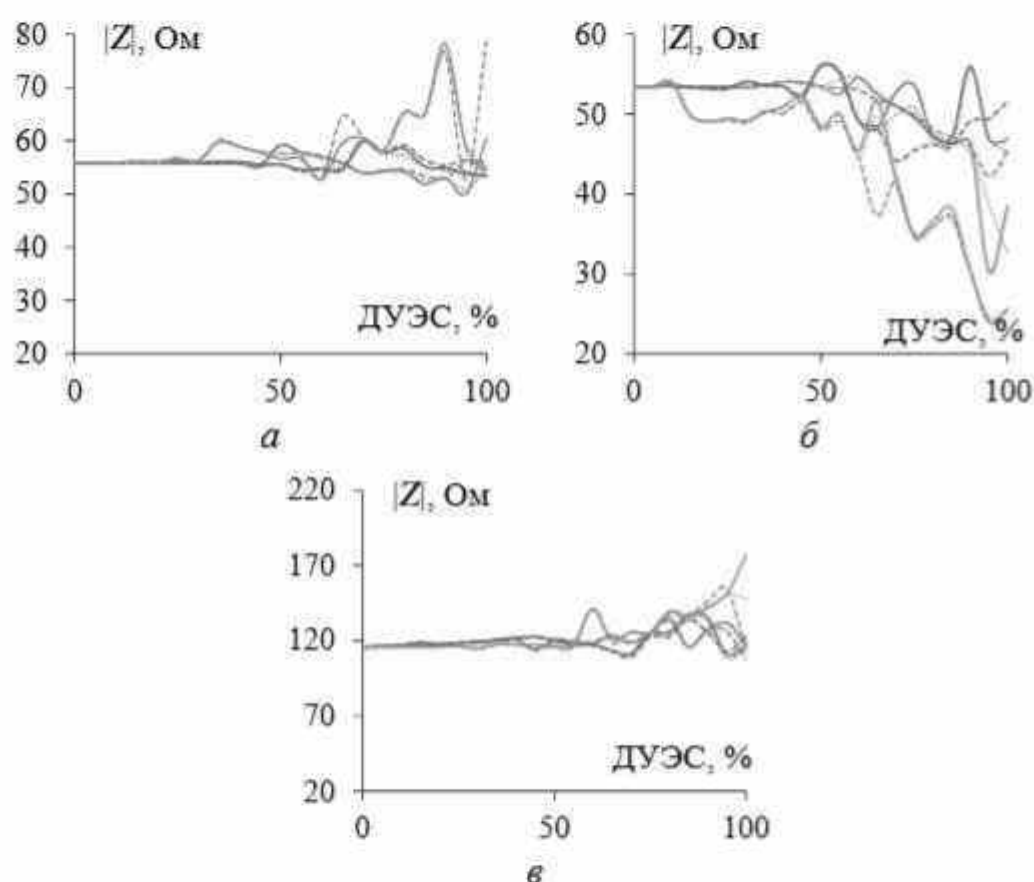


Рисунок 4.57 – Зависимости $|Z|$ от ДУЭС на частотах 18 (а), 28 (б), 38 (в) ГГц разреженных ПС: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (····), S_{28} –СБАОТС (---); S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (····), S_{18} –СБАОТС (---); S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (····), S_{38} –СБАОТС (---)

Из таблицы 4.14 следует, что на основных частотах наименьшие расхождения чаще всего бывают после СБАОТС (подчеркнутые цифры, таблица 4.14): на частоте 18 ГГц по КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$, на 28 ГГц – по $|S_{11}|$, а на 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 $KY_{\text{макс}}$. Кроме того, при сравнении результатов между собой на всех частотах наименьшие расхождения по $KY_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ получаются после СБАОТС, и только по КСВН – после АОТС (цифры обведены).

Таблица 4.14 – Сравнительный анализ разреженных структур с исходной структурой рупорной антенны

f , ГГц	Разреженные структуры		Максимальное расхождение, %			
			$KY_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
18	S_{18}	АОТС	3,72	6,77	0,85	3,94
		УАОТС	3,53	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>	<u>0,72</u>	<u>3,21</u>
	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	<u>0,17</u>	6,85	<u>6,69</u>
		УАОТС	2,79	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	18,97
		УАОТС	2,86	0,46	1,38	18,84
		СБАОТС	<u>1,93</u>	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

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 большую массу антенны и затраты для моделирования. Поэтому следует оценить конкретные требования к антенне и возможности, прежде чем выбрать подходящий метод.

Рассматривая расхождения на разных частотах для одной и той же разреженной структуры (полужирные значения, см. таблицу 4.14), видно, что коэффициенты $KU_{\text{макс}}$ минимально расходятся на частоте 28 и 38 ГГц, КСВН – на частоте 28 ГГц, $|S_{11}|$ – на 18 и 38 ГГц, а $|Z|$ – на частоте 18 ГГц. Более того, получение разреженной структуры на самой низкой или центральной частоте в полосе частот даёт более точные результаты (курсивные значения, см. таблицу 4.14). Например, $KU_{\text{макс}}$ для S_{18} на частоте 28 ГГц имеет минимальное расхождение с $KU_{\text{макс}}$ исходной ПС (3,54, 2,79, 3,15 дБ), а на частоте 38 ГГц $KU_{\text{макс}}$ имеет минимальное расхождение для S_{28} (2,19, 2,86, 1,93 дБ). Более того, для антенн, работающих в диапазоне К/Ка, структуры, полученные не только на минимальной, но и на 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, берутся структуры S_{18} , S_{28} и S_{38} после АОТС, УАОТС и СБАОТС при ДУЭС 50% и 80% (рисунки 4.58, 4.59). Число проводов в этих структурах и уменьшение параметров приведены в таблице 4.15. Видно, что большое количество 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.

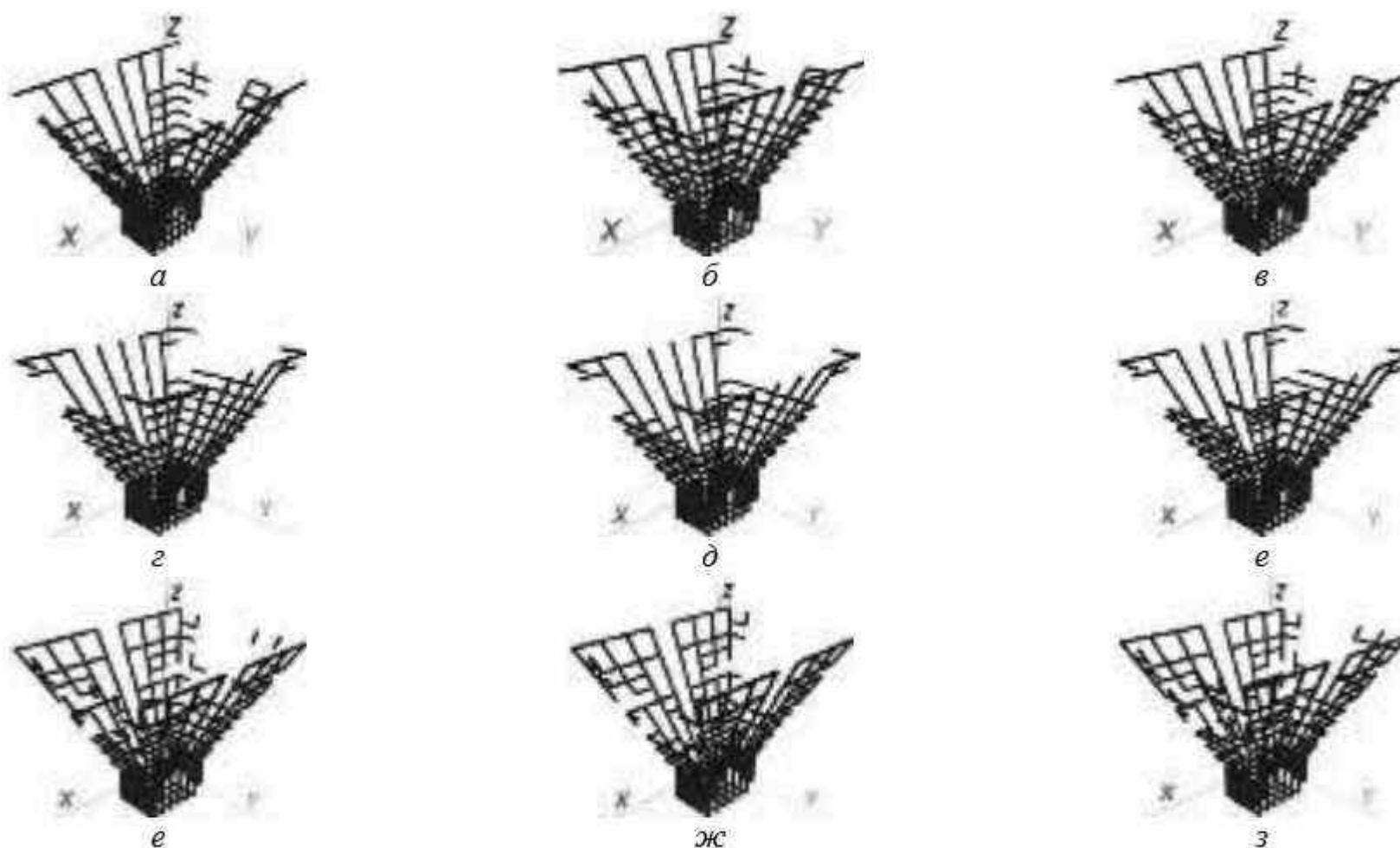


Рисунок 4.58 – Разреженные рупорные структуры S_{18} (а, б, в), S_{28} (z, д, е) и S_{38} (ё, ж, з) после АОТС (а, z, ё), УАОТС (б, д, ж) и СБАОТС (в, е, з) при ДУЭС = 50%

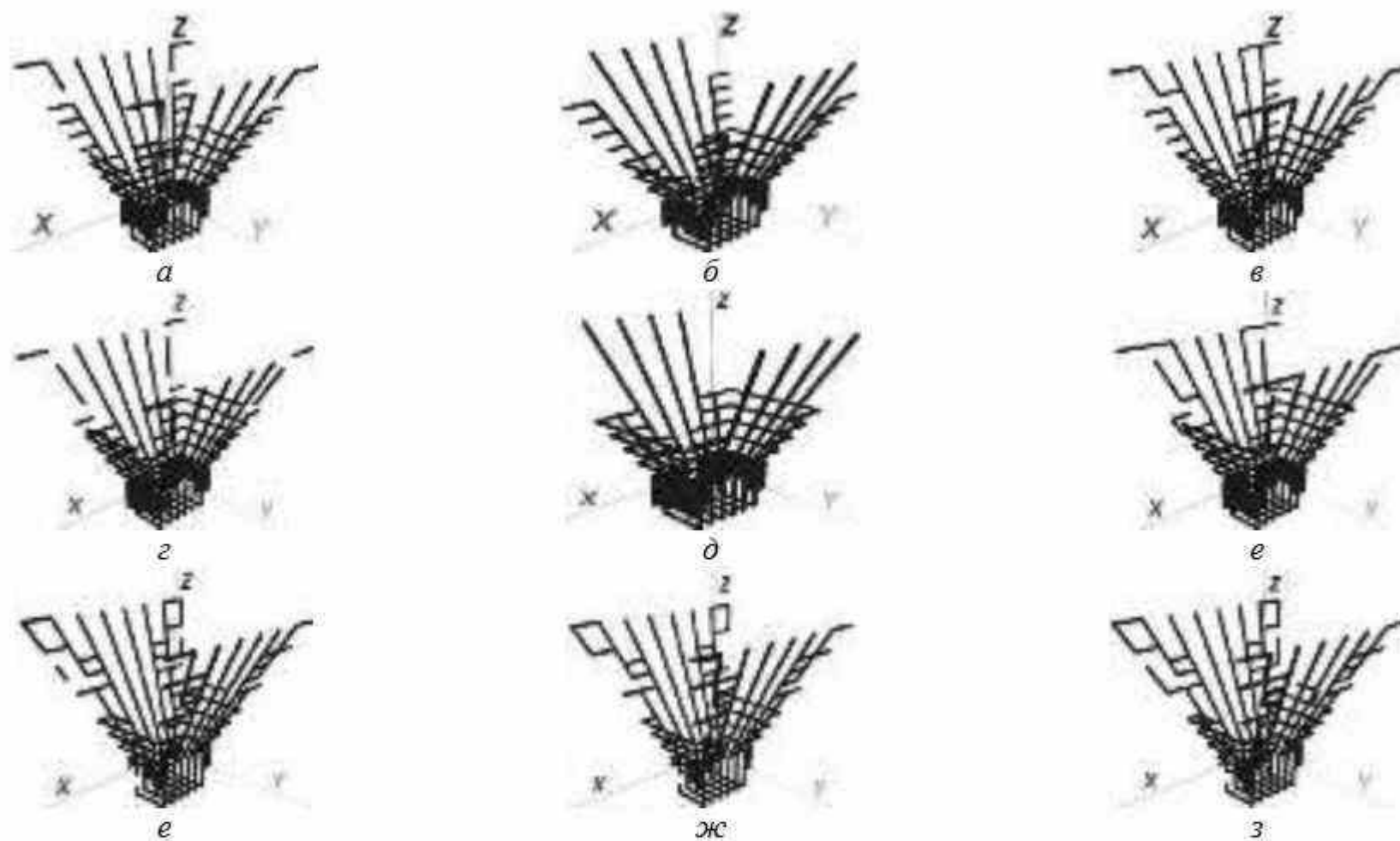


Рисунок 4.59 – Разреженные рупорные структуры S_{18} (а, б, в), S_{28} (г, д, е) и S_{38} (ё, ж, з) после АОТС (а, г, ё), УАОТС (б, д, ж) и СБАОТС (в, е, з) при ДУЭС = 80%

Таблица 4.15 – Улучшение 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 аппроксимаций сравнивались между собой и с исходной ПС в рабочем диапазоне частот. Частотные зависимости $|S_{11}|$, $KU_{\text{макс}}$, КСВН и $|Z|$ при ДУЭС 50% и 80% приведены на рисунках 4.60 и 4.61 соответственно.

На рисунке 4.60 видно, что при ДУЭС = 50% результаты для S_{28} и S_{18} мало отличаются от результатов исходной ПС, а для S_{38} присутствуют значительные отличия от исходной ПС. Например, $KU_{\text{макс}}$ для S_{38} гораздо меньше, чем для S_{18} , S_{28} и для исходной ПС. В то же время рисунок 4.61 отражает существенные отличия результатов для всех структур от исходной при ДУЭС = 80%. 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.

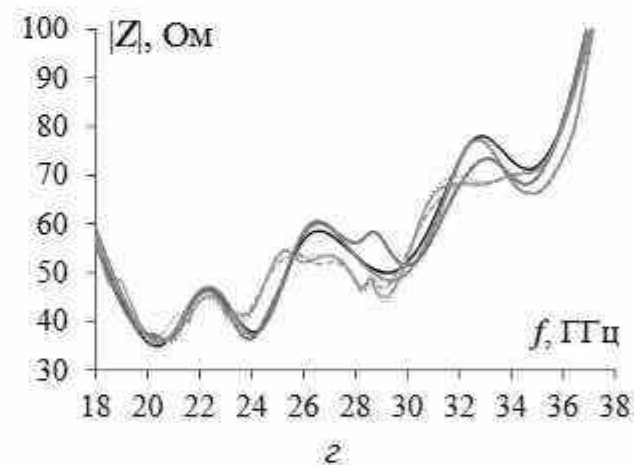
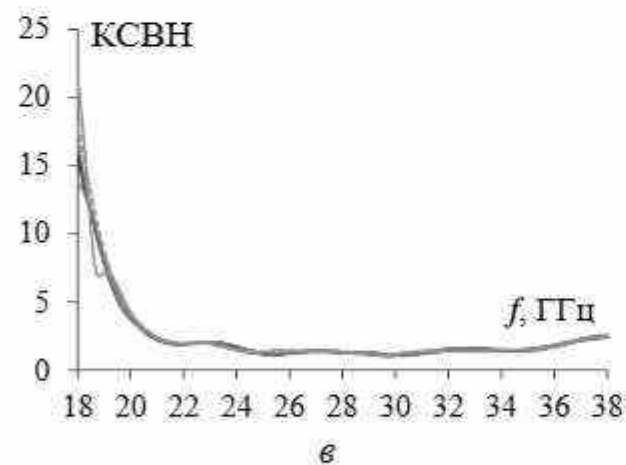
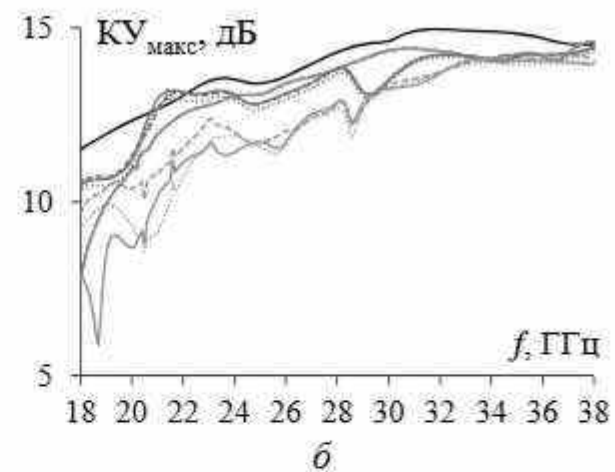
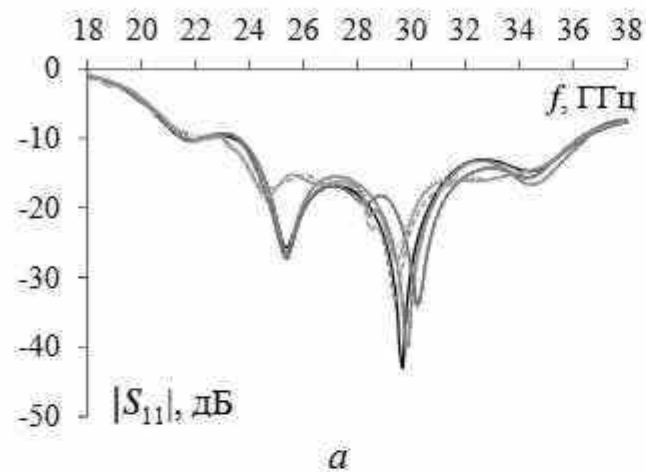
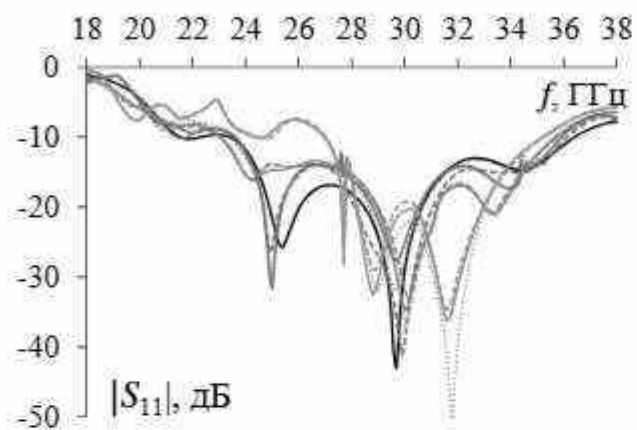
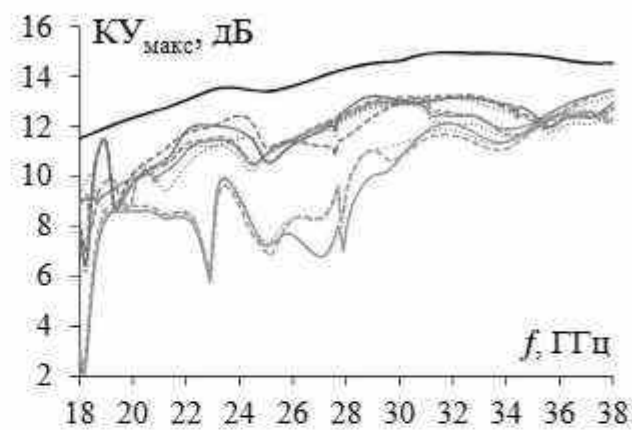


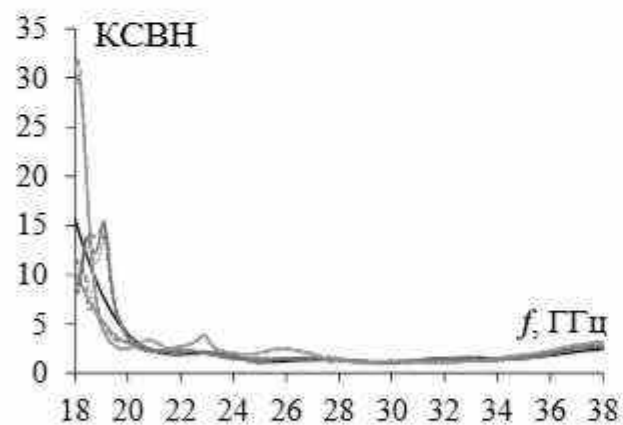
Рисунок 4.60 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*), $KV_{\max}$ (*б*), $K_{\text{СВН}}$ (*в*), $|Z|$ (*г*) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС = 50%: S_{28} –АОТС (—), S_{28} –УАОТС (· ·), S_{28} –СБАОТС (— —); S_{18} –АОТС (—), S_{18} –УАОТС (· ·), S_{18} –СБАОТС (— —); S_{38} –АОТС (—), S_{38} –УАОТС (· ·), S_{38} –СБАОТС (— —)



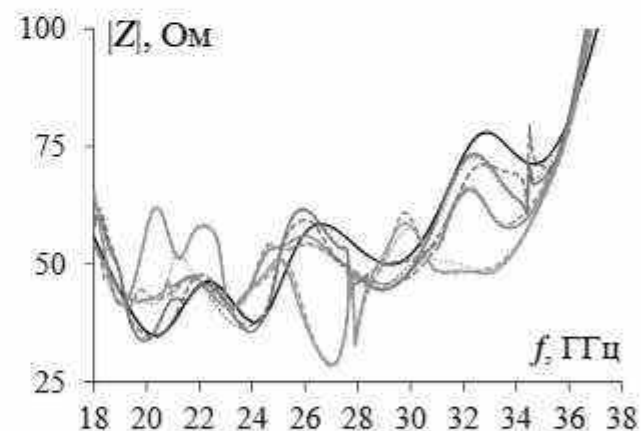
a



б



в



г

Рисунок 4.61 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*), $KU_{\max}$ (*б*), $K_{\text{СВН}}$ (*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 (---)

Кроме того, необходимо рассмотреть некоторые специальные случаи. Например, S_{18} после СБАОТС при ДУЭС = 80% имеет очень близкие характеристики к 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, после всестороннего анализа АОТС, УАОТС и СБАОТС при проектировании разреженных рупорных антенн, работающих в широкополосных приложениях для технологии 5G, можно говорить об успешной аппроксимации 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 в система TUSUR.EMC получены лучшие результаты.

4.3 Разреженные конические рупорные антенны С-диапазона

4.3.1 Аппроксимация конической рупорной антенны проводной сеткой

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

Выберем коническую рупорную антенну [357], изготовленную 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 $N = 1001$ провод. С целью возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В

подключается к регулярной части сетки 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 одним сегментом. Характеристики для ПС сравниваются с полученными для моделей антенн в HFSS и изготовленными по технологии металлического литья. Рассматриваются параметры $|S_{11}|$, $KU_{\text{макс}}$ и $KU_{\text{макс}}$ с учетом потерь на рассогласование $(1 - |S_{11}|^2)$. Сравнения в диапазоне частот показаны на рисунке 4.63.

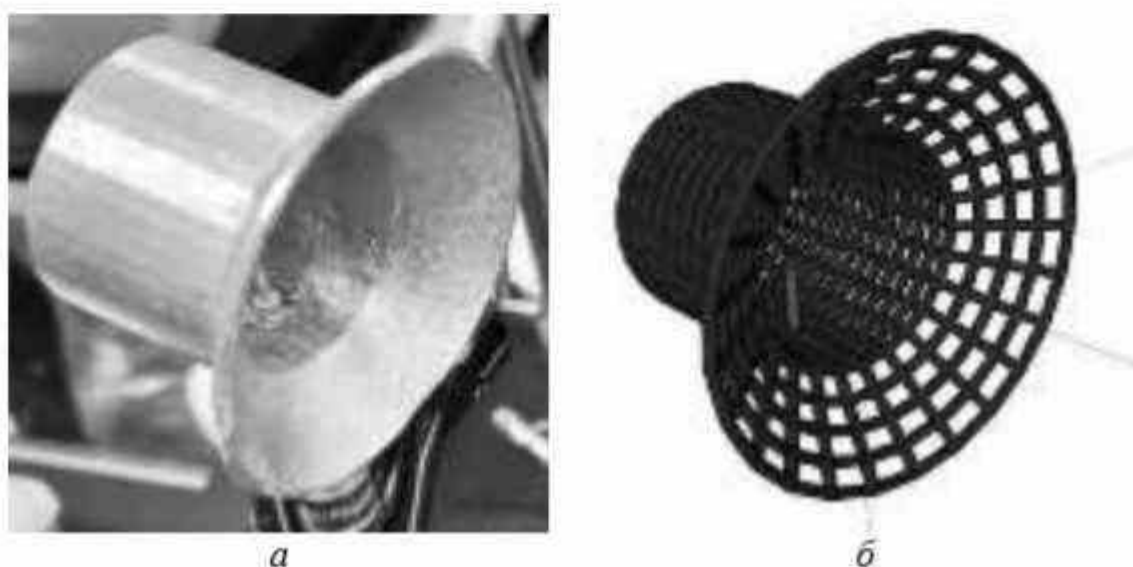
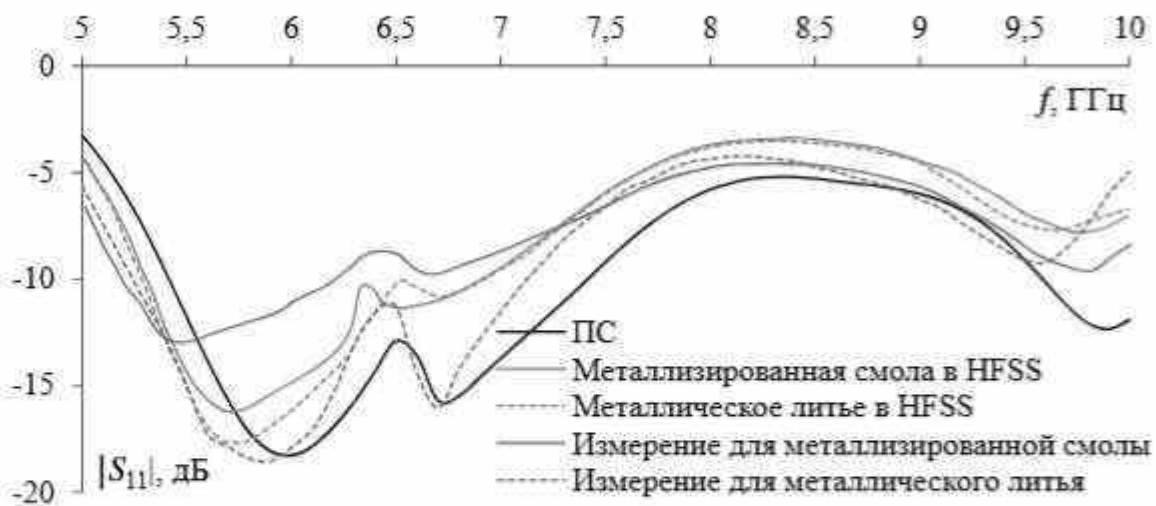
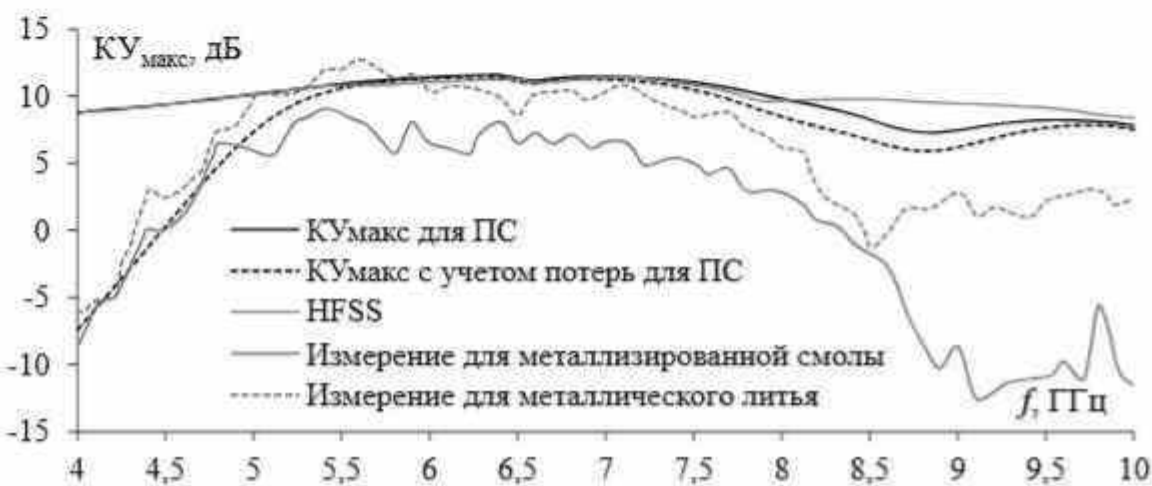


Рисунок 4.62 – Коническая рупорная антенна, изготовленная по технологии металлического литья (а) и аппроксимированная посредством ПС (б)

Модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ для ПС хорошо согласуется с измеренным. Максимальные расхождения между его вычисленными и измеренными значениями 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 4.63 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*) и KU_{max} (*б*), полученные экспериментально для модели из металлического литья и металлизированной смолы, численно с помощью HFSS и аппроксимации ПС

Из рисунка 4.63, *б* видно, что KU_{max} для ПС хорошо согласуется с рассчитанным в HFSS, а KU_{max} с учетом потерь согласуется с измеренным. Структуры из ПС могут заменить сплошные металлические при моделировании и изготовлении, сохраняя при этом требуемые характеристики антенны. Далее такая 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

Рассмотрим разреженные структуры на основе распределений тока в ПС на центральной и граничных частотах. Обозначим структуры как $S_{5,3}$, $S_{5,8}$ и $S_{6,3}$ в соответствии с частотами 5,3, 5,8 и 6,3 ГГц, на которых они получены. Структуры рассматриваются при различных допусках удаления элемента сетки, изменение которых меняет число проводов в разреженной ПС, а следовательно, и массу антенны, память и время для её последующего моделирования. Эти зависимости от ДУЭС для структур после различных АОТС показаны на рисунке 4.64. Видно, что для всех ДУЭС число проводов в структуре $S_{6,3}$ всегда больше, чем в $S_{5,8}$ и $S_{5,3}$, что в меньшей степени понижает массу антенны и затраты на моделирование. Такое число проводов после УАОТС всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС, что объясняется принципами их работы. Аналогично наименьшее снижение массы антенны и затрат на моделирование происходит после УАОТС, затем после АОТС и СБАОТС.

Для исследования разницы в характеристиках $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных структур на рисунках 4.65–4.67 приведены их зависимости от ДУЭС на частотах 5,3, 5,8 и 6,3 ГГц соответственно. Характеристики сравниваются для каждой разреженной структуры и с характеристиками исходной при ДУЭС = 0% (таблица 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, она появляется при ДУЭС > 40%. Сопоставляя характеристики на разных частотах для всех разреженных структур, можно отметить, что минимальное значение из их максимальных расхождений с исходной структурой чаще всего достигается на самых высокой и низкой частотах в рабочем диапазоне (полужирный шрифт, см. таблицу 4.17). В частности, число минимумов на частоте 5,3 ГГц составляет 21, на частоте 5,8 ГГц – 6, а на частоте 6,3 ГГц – 9.

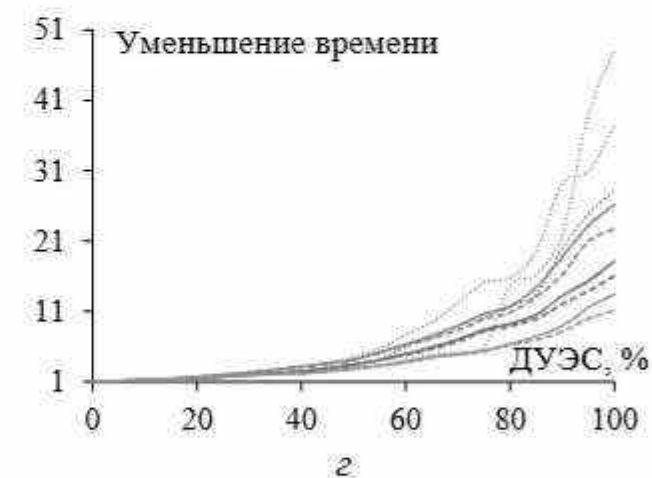
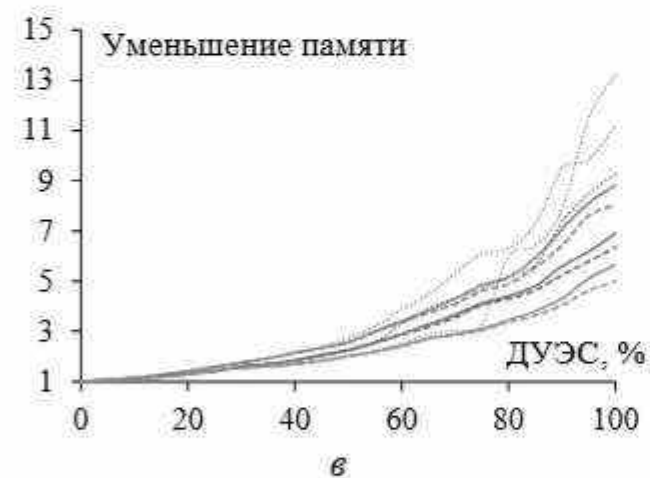
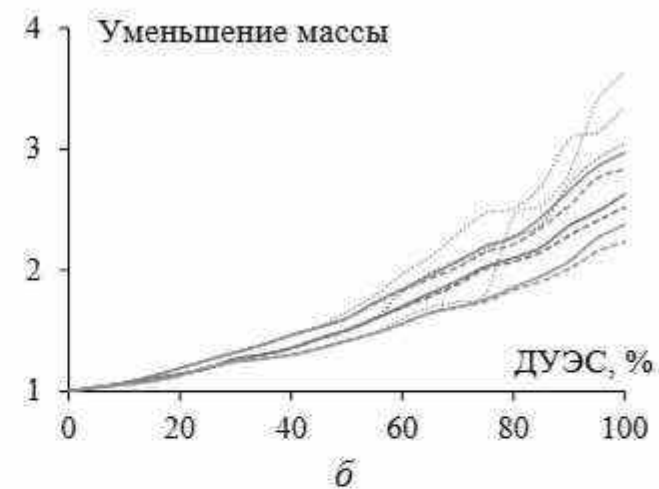
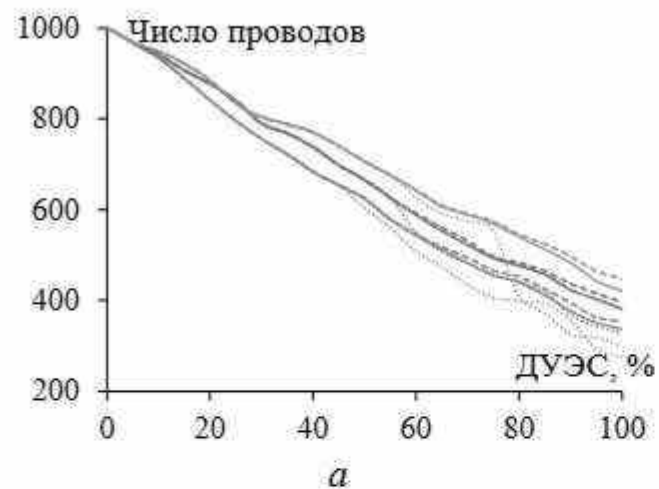


Рисунок 4.64 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (*a*), уменьшения массы антенны (*б*), требуемой памяти (*в*) и времени (*г*) для последующего моделирования разреженных ПС: $S_{5.3}$ -АОТС (—), $S_{5.3}$ -УАОТС (---), $S_{5.3}$ -СБАОТС (- -); $S_{5.8}$ -АОТС (—), $S_{5.8}$ -УАОТС (---), $S_{5.8}$ -СБАОТС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

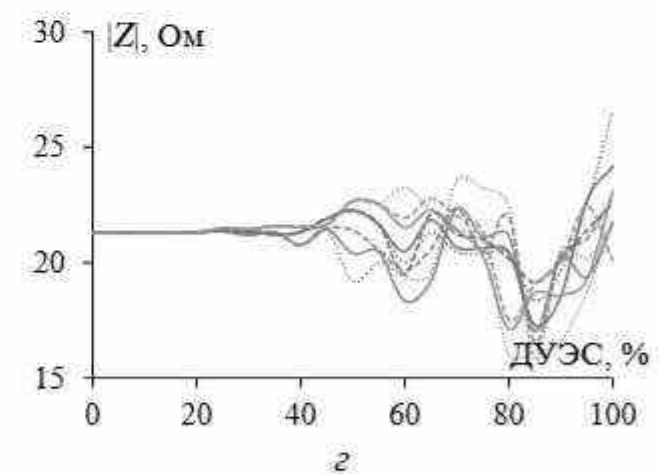
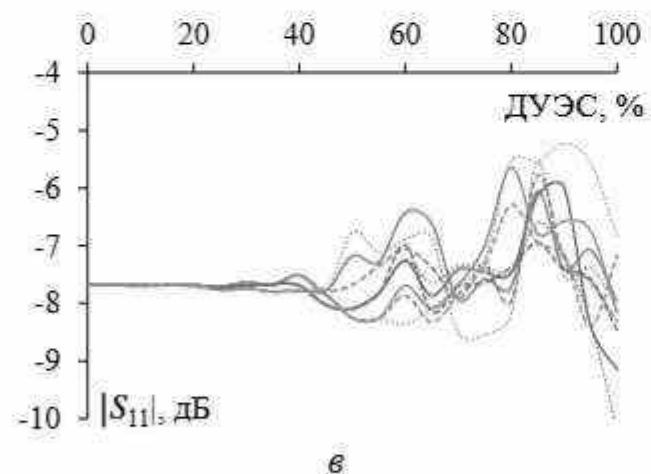
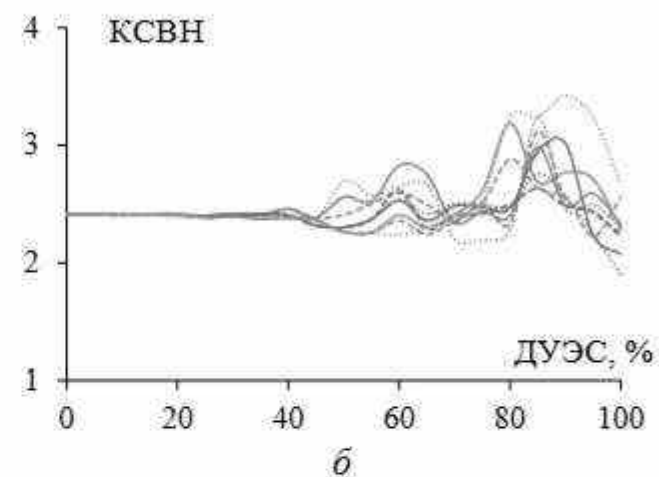
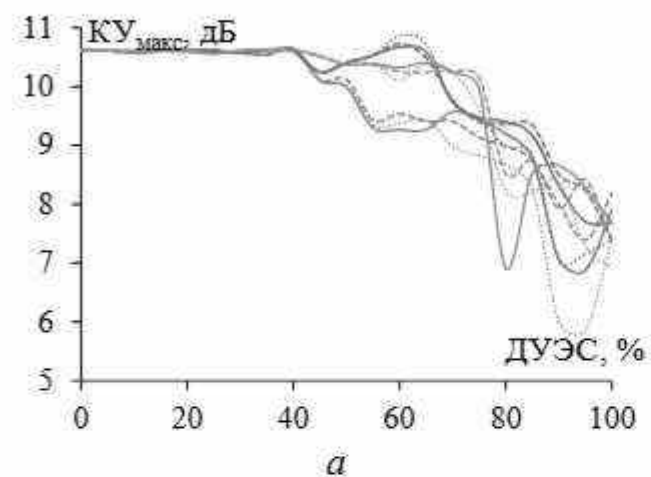


Рисунок 4.65 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\max}$ (a), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 5,3 ГГц разреженных ПС:
 $S_{5.3}$ –АОТС (—), $S_{5.3}$ –УАОТС (---), $S_{5.3}$ –СБАОТС (—); $S_{5.8}$ –АОТС (—), $S_{5.8}$ –УАОТС (---), $S_{5.8}$ –СБАОТС (—);
 $S_{6.3}$ –АОТС (—), $S_{6.3}$ –УАОТС (---),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

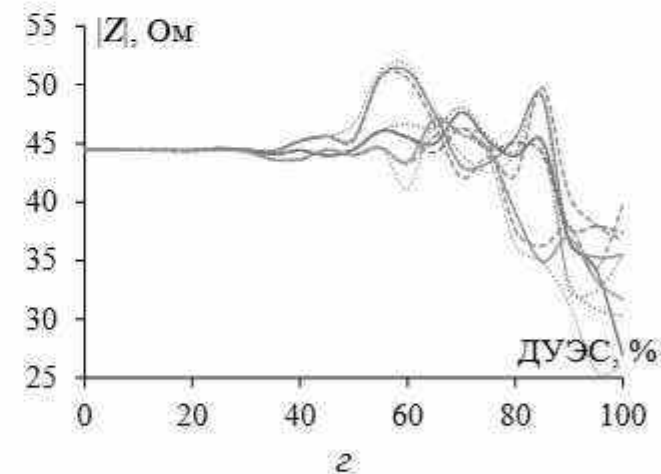
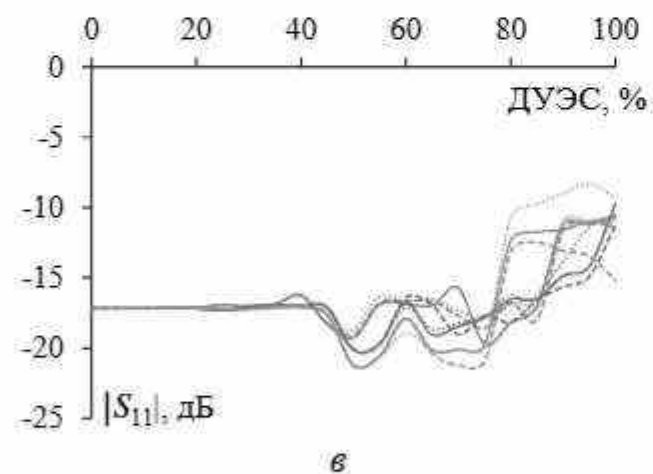
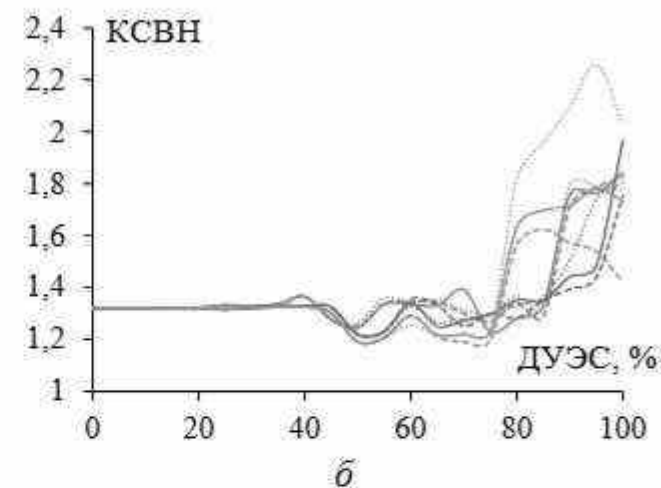
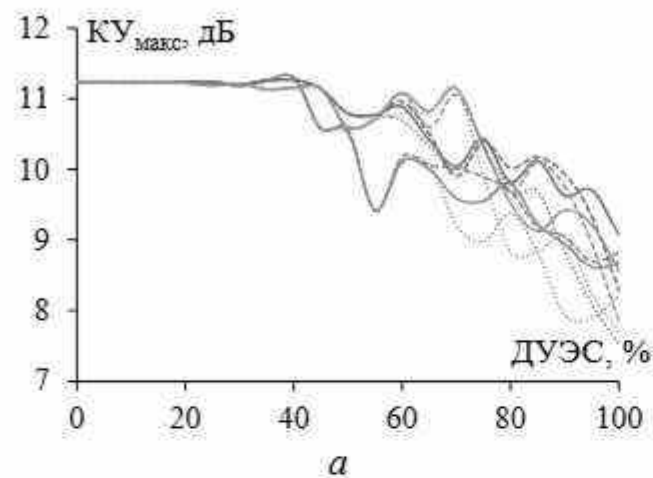


Рисунок 4.66 – Зависимости от ДУЭС $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 5,8 ГГц разреженных ПС:
 $S_{5.3}$ -АОТС (—), $S_{5.3}$ -УАОТС (---), $S_{5.3}$ -СБАОТС (- -); $S_{5.8}$ -АОТС (—), $S_{5.8}$ -УАОТС (---), $S_{5.8}$ -СБАОТС (- -);
 $S_{6.3}$ -АОТС (—), $S_{6.3}$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

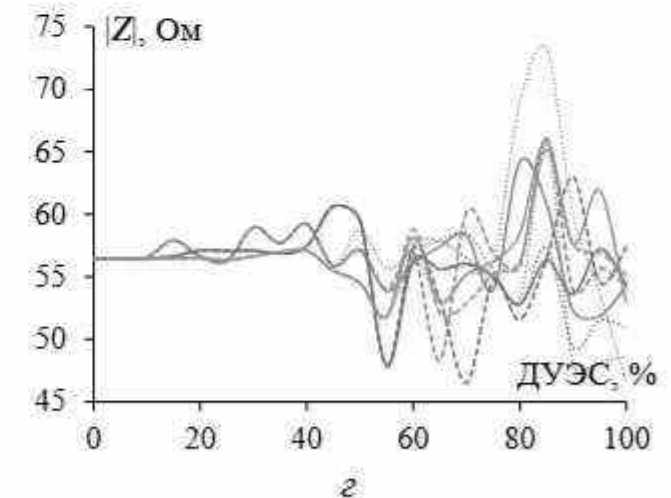
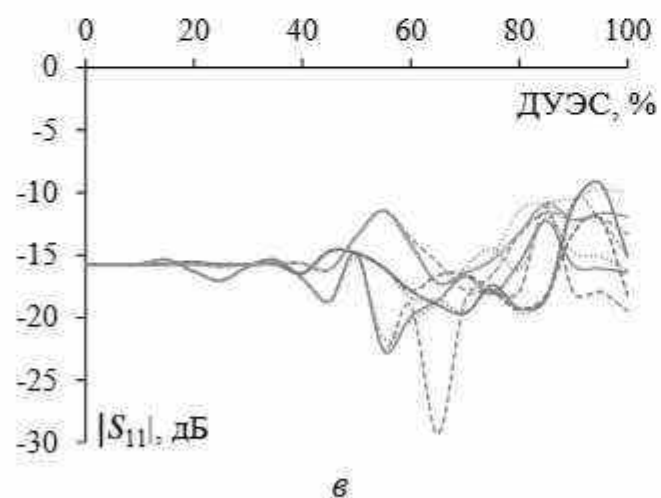
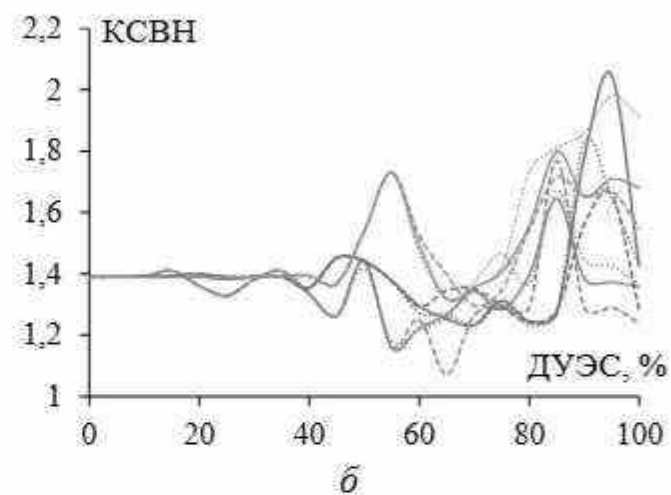
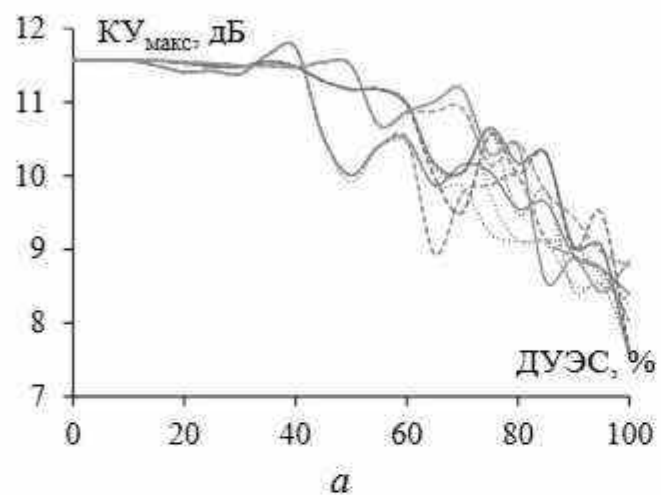


Рисунок 4.67 – Зависимости от ДУЭС $K_{У_{\text{макс}}}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) на частоте 6,3 ГГц разреженных ПС:
 $S_{5.3}$ –АОТС (—), $S_{5.3}$ –УАОТС (---), $S_{5.3}$ –СБАОТС (- · -); $S_{5.8}$ –АОТС (—), $S_{5.8}$ –УАОТС (---), $S_{5.8}$ –СБАОТС (- · -);
 $S_{6.3}$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

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	5,11	8,60
		СБАОТС	3,92	0,27	<u>3,63</u>	9,95
	$S_{6.3}$	АОТС	3,15	0,41	4,88	9,44
		УАОТС	3,33	0,59	6,12	16,87
		СБАОТС	2,79	0,34	4,32	8,68

Сравнивая структуры на одной и той же частоте (курсив, см. таблицу 4.17), можно заметить, что $S_{5.3}$ и $S_{5.8}$ дают наименьшие расхождения по сравнению с исходной структурой (в 13 и 14 раз).

Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после различных аппроксимаций показывает наименьшие расхождения, в основном после СБАОТС (подчеркнутые цифры, см. таблицу 4.17). В частности, число минимумов для СБАОТС равно 8, для АОТС – 4, а для 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.

При сравнении результатов всех структур на всех частотах наименьшие расхождения наблюдаются по КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ после СБАОТС, а по $KU_{\text{макс}}$ – после АОТС (см. таблицу 4.17, обведенные значения). Это демонстрирует, что СБАОТС сохраняет характеристики исходной антенны лучше АОТС и УАОТС, так как сохраняет непрерывную ПС без прерывания путей тока. Однако при СБАОТС, по сравнению с АОТС и УАОТС, получаются разреженные антенны с большей массой и требуют больших затрат для дальнейшего моделирования. Поэтому следует тщательно проанализировать требования к структуре, прежде чем выбрать наиболее подходящий вариант из рассмотренных.

4.3.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки

Для анализа характеристик разреженных антенн в рабочем диапазоне частот используются примеры структур $S_{5.3}$, $S_{5.8}$ и $S_{6.3}$, полученные после АОТС при ДУЭС = 25% (рисунок 4.68).

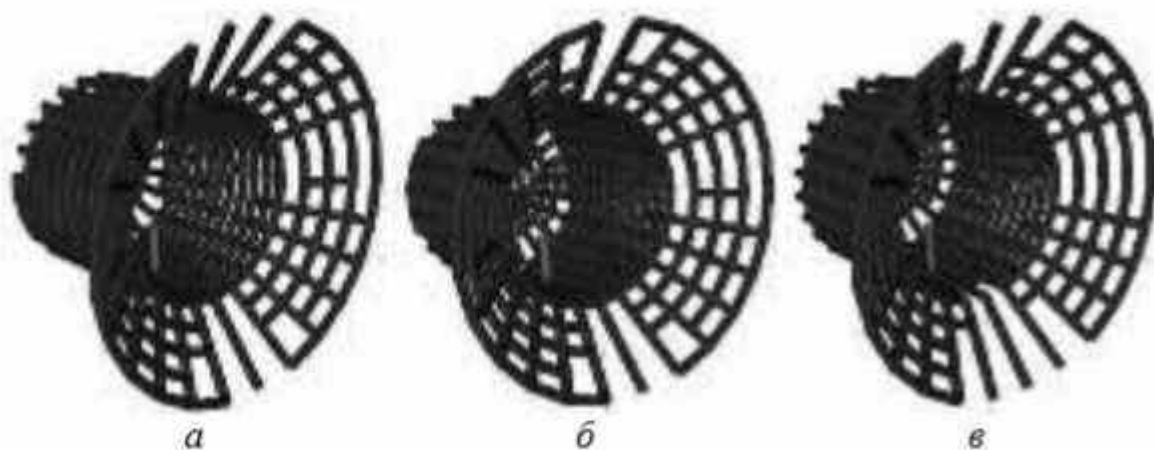


Рисунок 4.68 – Разреженные структуры $S_{5.3}$ (а), $S_{5.8}$ (б) и $S_{6.3}$ (в) конической рупорной антенны после АОТС при ДУЭС = 25%

На разреженных структурах заметно отсутствие свободных проводов. Поэтому применение УАОТС и СБАОТС нецелесообразно, так как при данном ДУЭС результаты одинаковы для всех аппроксимаций. Структуры $S_{5.3}$, $S_{5.8}$ и $S_{6.3}$ содержат 795, 841 и 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, для $S_{5.8}$ – 1,19, 1,42 и 1,69, для $S_{6.3}$ – 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 плоскостях E и H на частоте 5,8 ГГц сравниваются с ДН исходной структуры (рисунок 4.70).

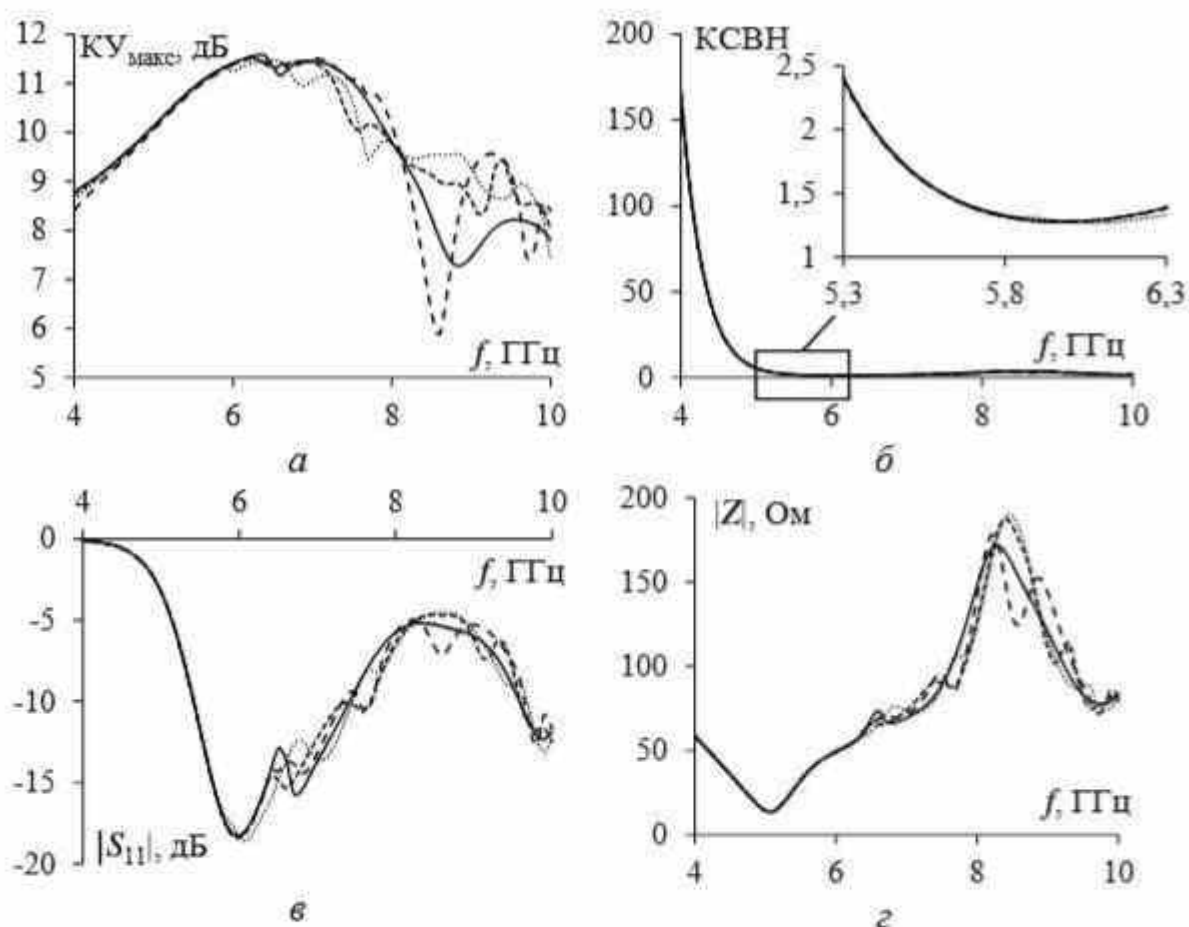


Рисунок 4.69 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) для исходной (—) и разреженной ПС после АОТС при ДУЭС=25% для $S_{5.3}$ (····), $S_{5.8}$ (---) и $S_{6.3}$ (-.-)

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

Расхождения	Структура	$KV_{\text{макс}}$, 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	5,22
	$S_{5.8}$	<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. Расхождения характеристик появляются с ростом частоты. Анализ результатов максимальных расхождений с характеристиками исходной структуры в этом диапазоне частот показывает, что $S_{5.8}$ даёт наименьшие из максимальных расхождений для всех характеристик антенны (полужирные значения, см. таблицу 4.18). Более того, очевидно, что $S_{5.8}$ менее зависима от частоты, чем другие разреженные структуры после АОТС.

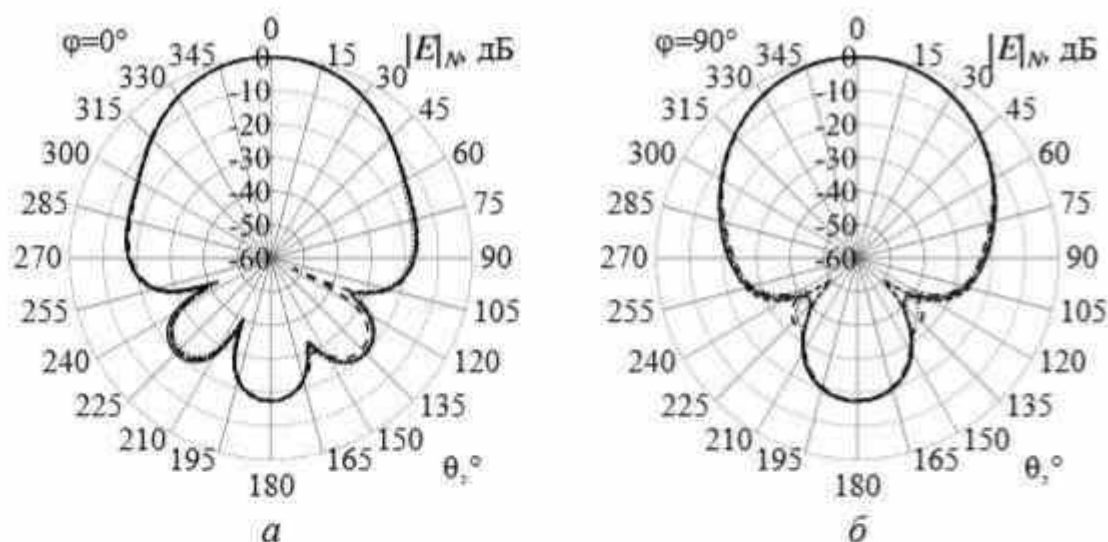


Рисунок 4.70 – ДН в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,8 ГГц для исходной (—) и разреженной ПС после АОТС при ДУЭС=25% для $S_{5.3}$ (····), $S_{5.8}$ (- · -) и $S_{6.3}$ (---)

Кроме того, следует оценить средние расхождения по сравнению с исходной структурой в диапазоне частот. Наименьшие расхождения (подчеркнутые цифры, см. таблицу 4.18) получены по

параметрам $KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ для $S_{5.8}$, по КСВН для $S_{6.3}$ и по $|Z|$ для $S_{5.3}$. Диаграммы направленности разреженных структур хорошо согласуются с ДН исходной (небольшие расхождения наблюдаются только при некоторых углах) (см. рисунок 4.70).

В целом структура $S_{5.8}$ может быть выбрана, когда требуются характеристики с наименьшими из максимальных и средних расхождений по отношению к исходной структуре в рабочем диапазоне частот. Следовательно, для конических рупорных антенн С-диапазона разреженные структуры могут быть сформированы на минимальных, а лучше на центральных частотах.

4.4 Разреженная проводная сетка 3D-печатной патч-антенны

Разработка новых разреженных ПС-антенн на основе АОТС, которые имеют меньшую массу, изготавливаются с использованием технологии 3D-печати, а также могут быть скрытыми, не влияя на общий ландшафт, очень важна для удовлетворения растущих требований приложений 5G. Представим сравнение характеристик скрытой патч-антенны из ПС, полученных экспериментально и численно в различных САПР, применение АОТС и её модификаций для создания новой разреженной структуры из ПС, а также дадим рекомендации по выбору частоты, на которой могут быть созданы разреженные структуры с приемлемыми характеристиками.

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 ОХУ на расстоянии $h = 3$ мм друг от друга вдоль оси ОZ и закреплены диэлектрическими опорами, обеспечивающими механическую под-

держку 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 на 7 частей вдоль оси OY , что соответствует размерам $0,09\lambda \times 0,08\lambda$ (10,73 мм×9,2 мм).

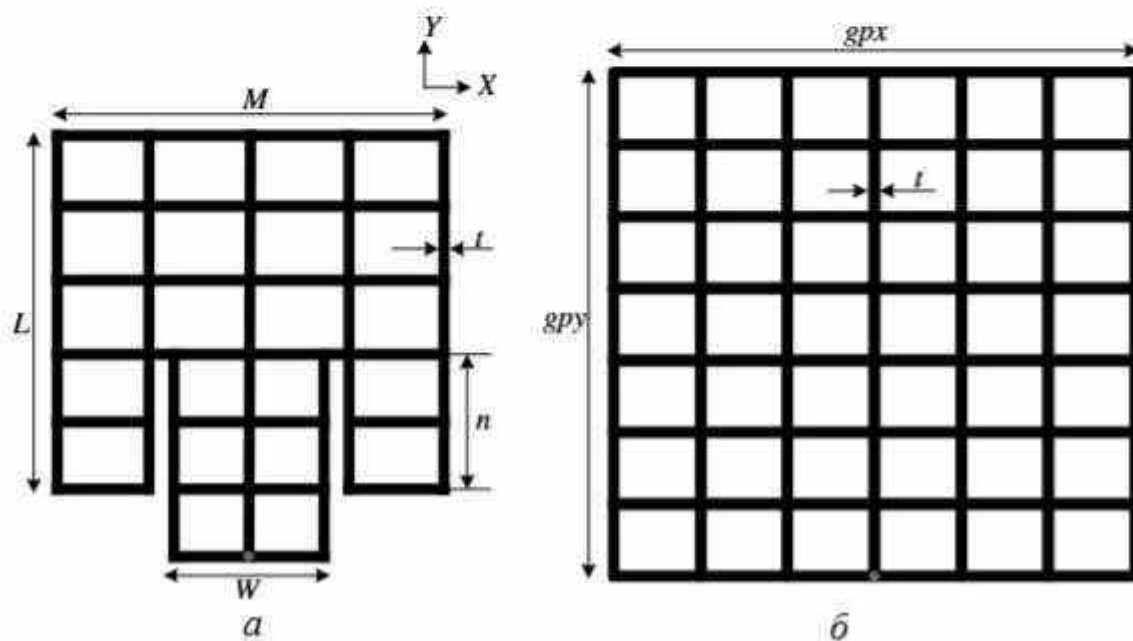


Рисунок 4.71 – Проводная сетка патча (а) и земли (б)

Таблица 4.19 – Геометрические параметры скрытой ПС антенны, мм

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

При моделировании в системах 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, см. рисунок 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, а также

изготовленная с использованием технологии 3D-печати. Для верификации рассчитанные в каждой САПР характеристики сравнивались между собой и с измеренными. Были рассмотрены характеристики $|S_{11}|$ и $KU_{\text{макс}}$ 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.

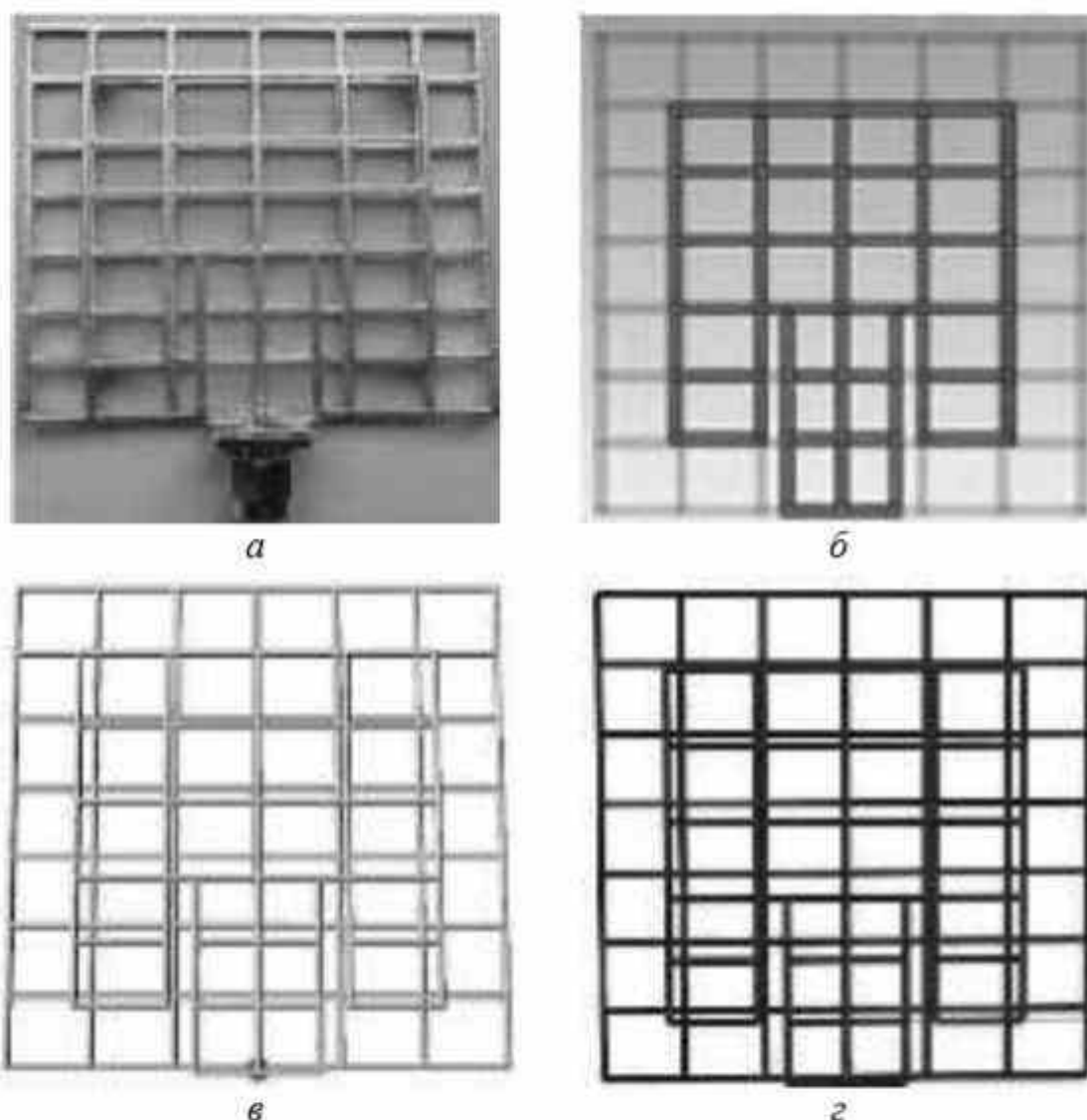
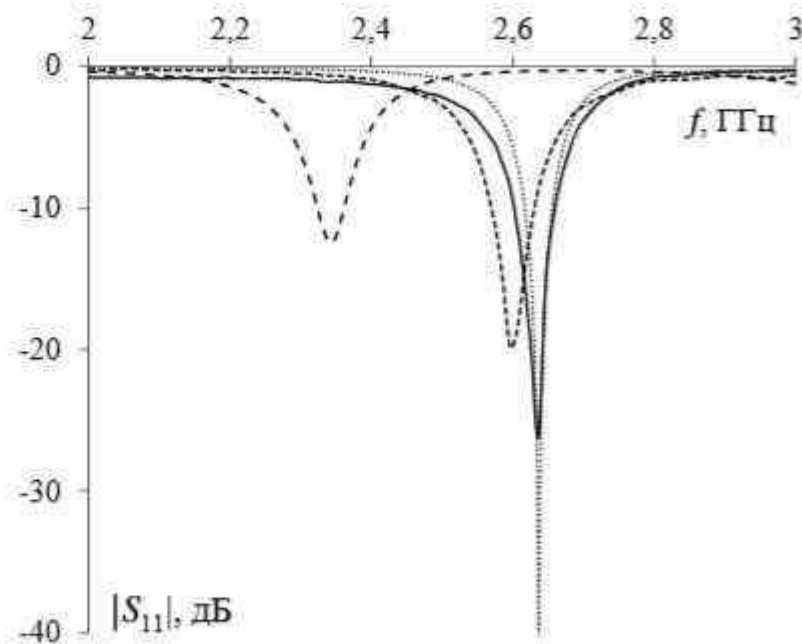
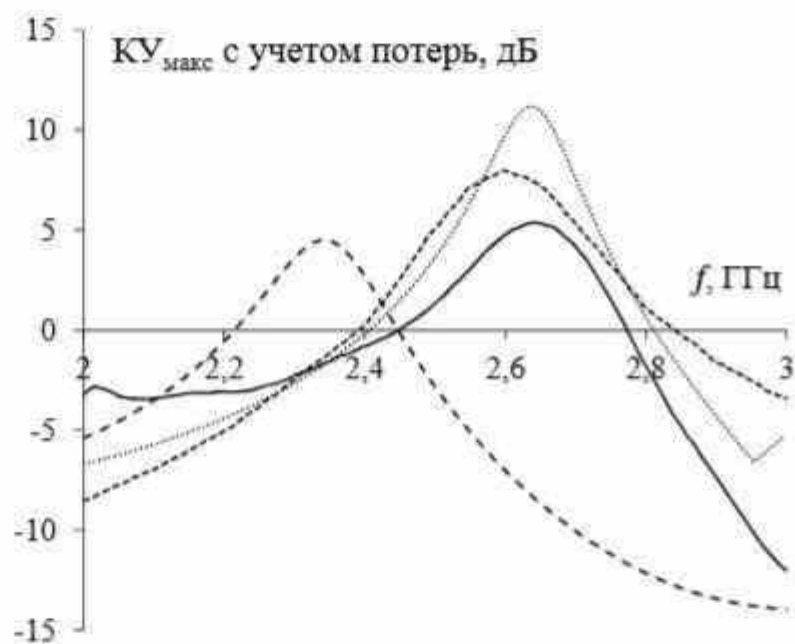


Рисунок 4.72 – Патч-антенна из ПС, изготовленная по технологии 3D-печати (а) и её модели в CST (б), 4NEC2 (в) и TUSUR.EMC (г)



a



б

Рисунок 4.73 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*) и KU_{max} с учетом потерь (*б*) антенны, измеренные (—) и вычисленные в CST(---), TUSUR.EMC (.....) и 4NEC2 (— · —)

Видно (рисунок 4.73, *a*), что модель в CST имеет 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 4.73, *б* демонстрирует

небольшое отклонение $KU_{\text{макс}}$ в CST и TUSUR.EMC от измеренного, в отличие от 4NEC2.

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>	<i>−5,69</i>	<i>9,78</i>	<i>1</i>	<i>37</i>
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

Расхождение результатов CST и TUSUR.EMC объяснимо отличием их моделей от реальной антенны. Большинство лучших результатов (выделены курсивом) получено в TUSUR.EMC (см. таблицу 4.20).

Кроме того, ДН антенны, полученные в различных САПР, сравнивались между собой для плоскостей E и H на частотах 2,5, 2,6 и 2,7 ГГц (рисунок 4.74). Сопоставление диаграмм направленности на разных частотах показало, что они хорошо согласуются между собой – как в системе TUSUR.EMS, так и в CST. 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 уровни, полученные с помощью 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, полученная в TUSUR.EMC, для применения к ней АОТС с модификациями.

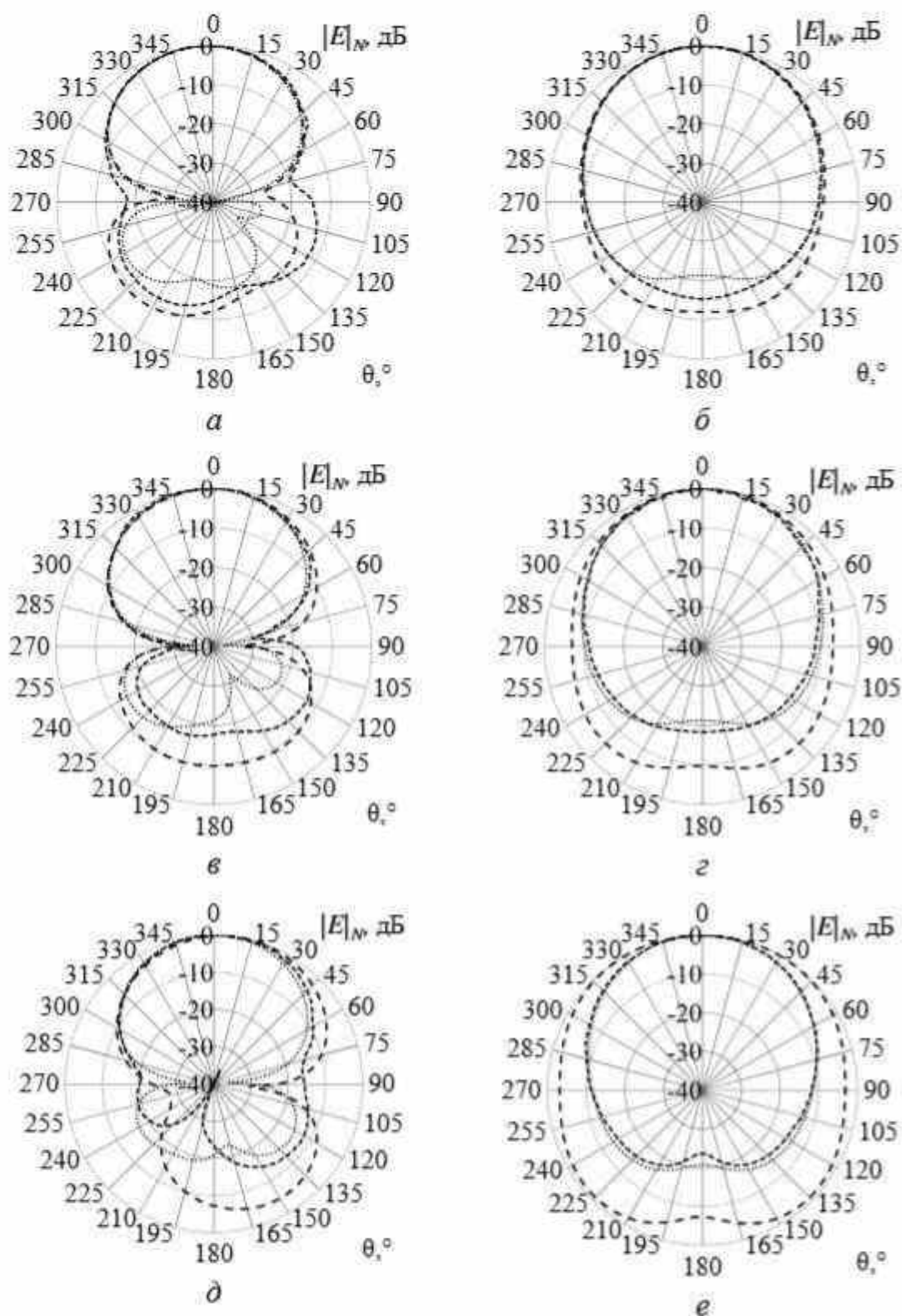


Рисунок 4.74 – ДН антенны, полученные в CST (---), TUSUR.EMC (···) и 4NEC2 (—) в *E* (*a*, *в*, *д*) и *H* (*б*, *г*, *е*) плоскостях на частотах 2,5 (*a*, *б*), 2,6 (*в*, *г*), 2,7 (*д*, *е*) ГГц

4.4.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки

В этом случае 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 распределение тока в них отличается. Максимум модуля тока получается на центральной частоте (0,0224 А), а меньшие значения – на граничных (0,00433 и 0,00791 А).

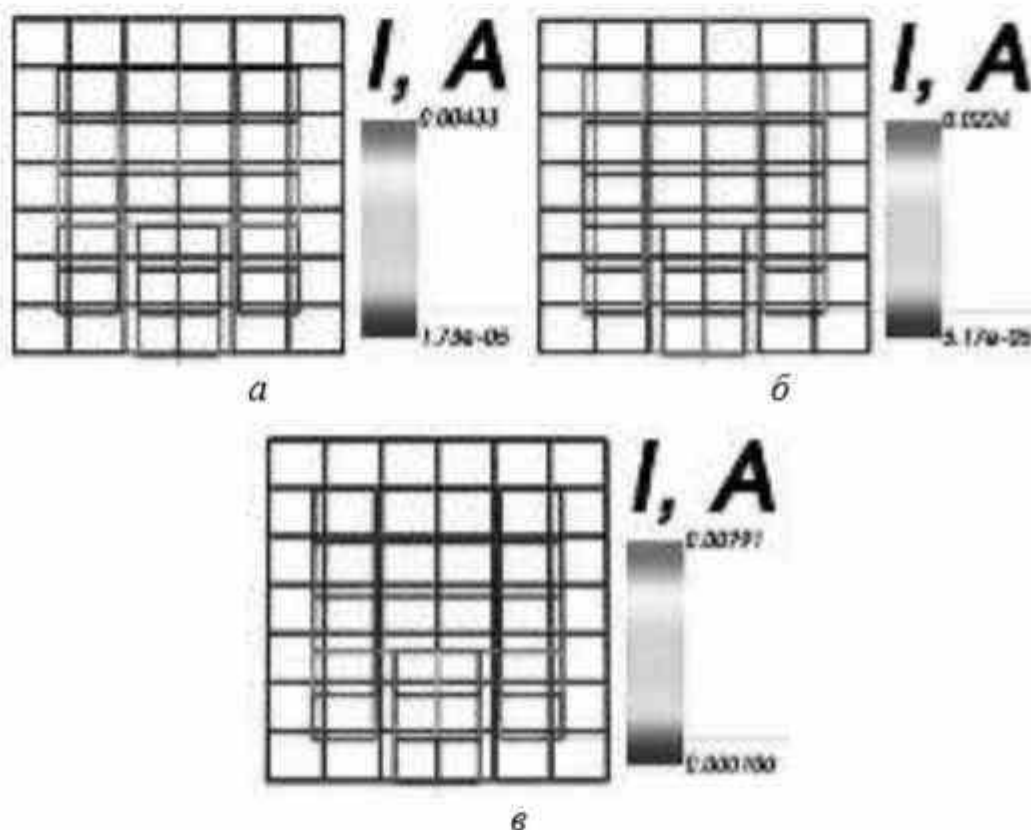


Рисунок 4.75 – Распределение тока в исходной ПС на частотах 2 ГГц (а), 2,6 ГГц (б) и 3 ГГц (в)

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 4.76,а. Изменение числа проводов в ПС влияет на массу

антенны, а также время и память для её последующего моделирования (рисунок 4.76).

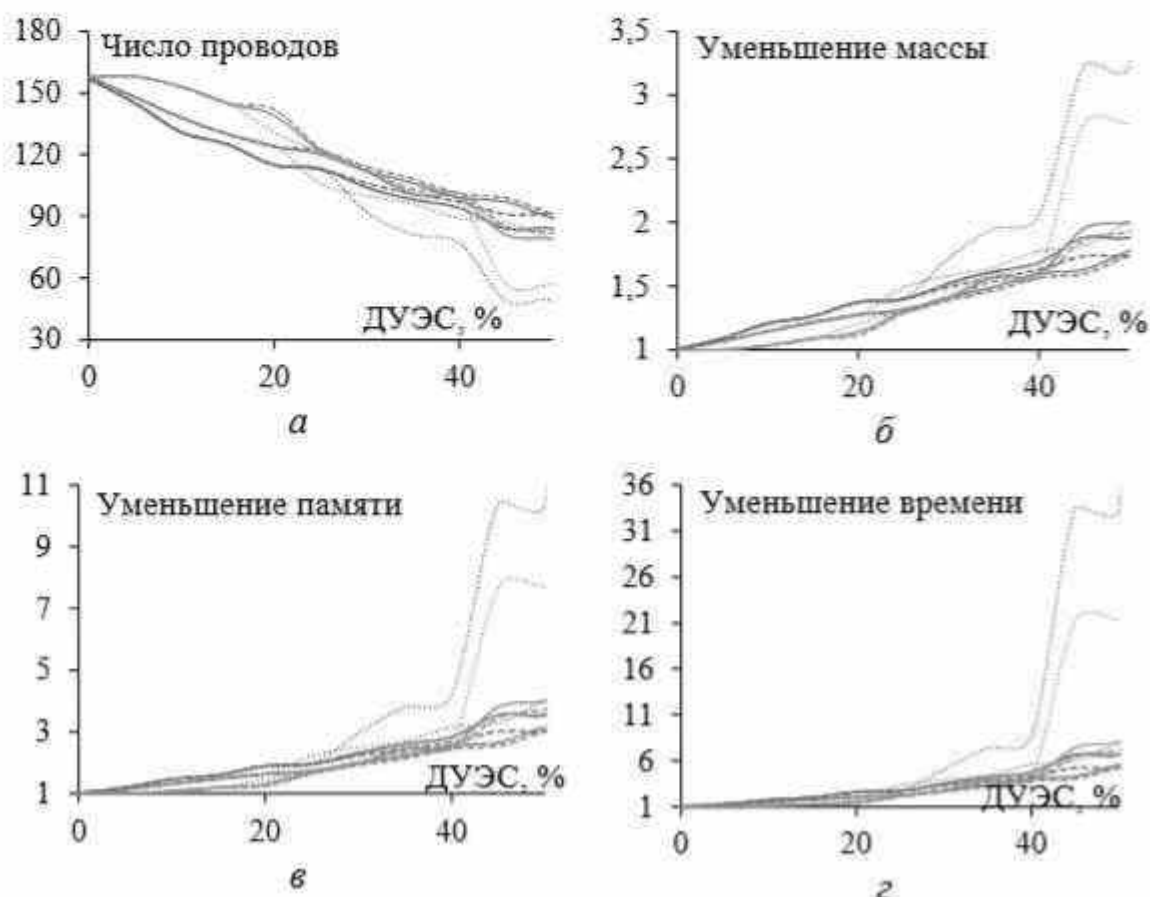


Рисунок 4.76 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (*a*), уменьшения массы антенны (*б*), памяти (*в*) и времени (*г*) для последующего моделирования разреженных ПС: S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (---), S_2 -СБАОТС (- -); $S_{2.6}$ -АОТС (—), $S_{2.6}$ -УАОТС (---), $S_{2.6}$ -СБАОТС (- -); S_3 -АОТС (—),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

На рисунке 4.76,*a* видно, что число проводов в структуре $S_{2.6}$ 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 отличается незначительно. 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 в отличие от 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 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% (таблица 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 способ аппроксимации 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 по сравнению с другими структурами. Также заметно, что большинство минимумов из максимальных расхождений по сравнению с исходной структурой на рассматриваемой частоте достигнуто для полученной из неё структуры, например структура S_2 на 2 ГГц, $S_{2.6}$ на 2,6 ГГц (курсивные значения, см. таблицу 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 (полужирные значения, см. таблицу 4.22), можно заметить, что $KU_{\text{макс}}$, $|Z|$ и КСВН минимально расходятся на центральной частоте 2,6 ГГц, а $|S_{11}|$ – на частоте 3 ГГц. Сравнение результатов после АОТС, УАОТС и СБАОТС показывает небольшие расхождения при низких значениях ДУЭС, но они всё более заметны с ростом допуска удаления, что объяснимо появлением свободных проводников.

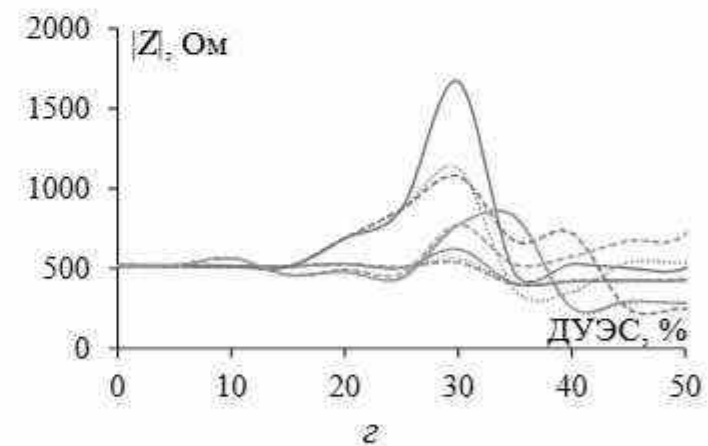
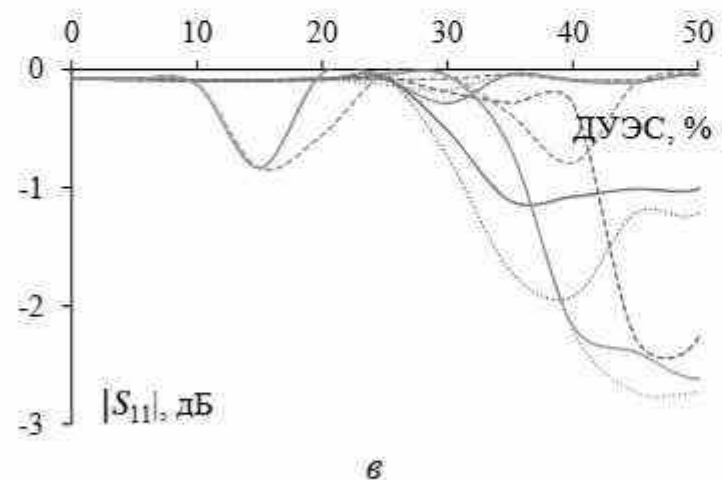
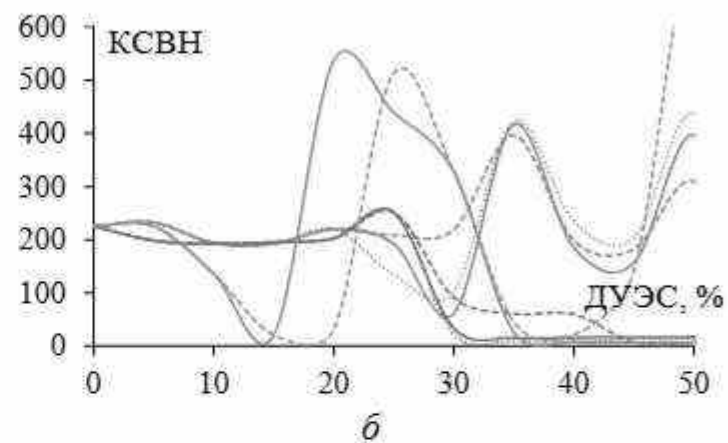
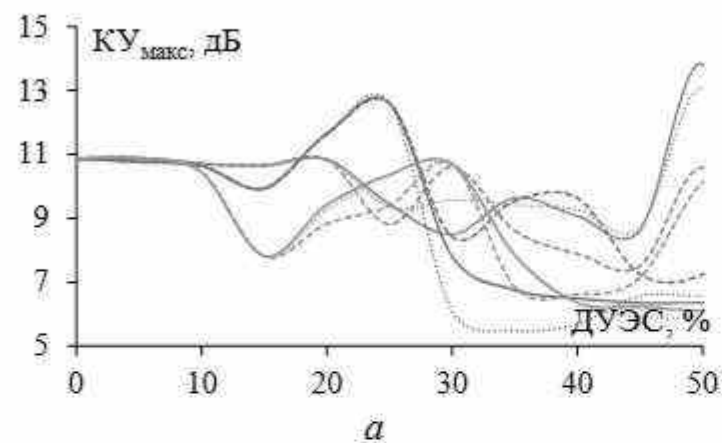


Рисунок 4.77 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (г), $|Z|$ (з) от ДУЭС на частоте 2 ГГц разреженных ПС:
 S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (---), S_2 -СБАОТС (- -); $S_{2,6}$ -АОТС (—), $S_{2,6}$ -УАОТС (---), $S_{2,6}$ -СБАОТС (- -);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (---), S_3 -СБАОТС (- -)

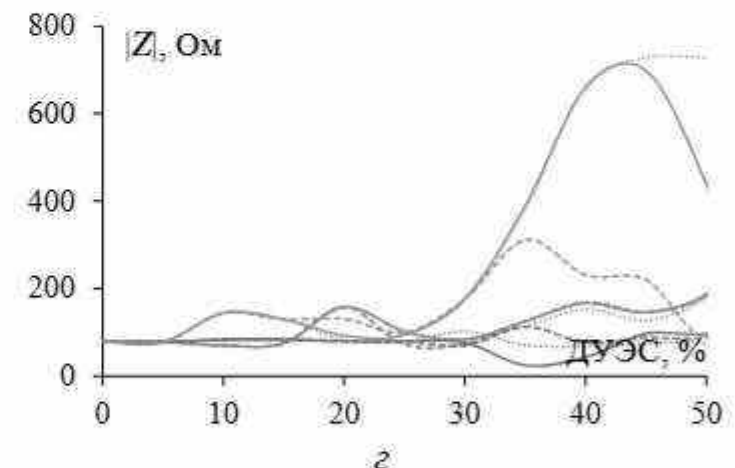
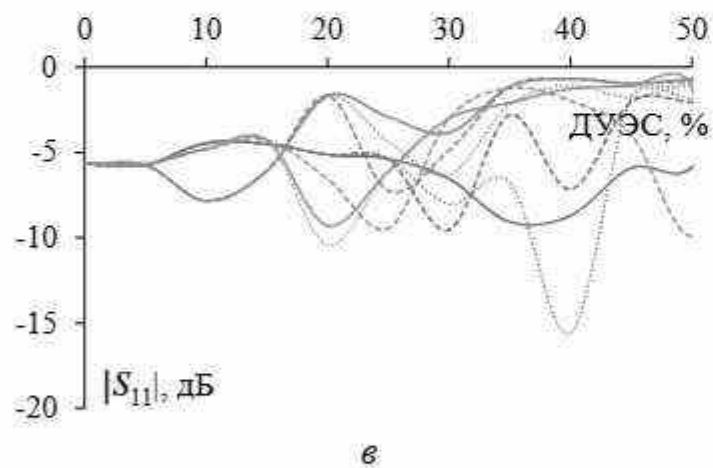
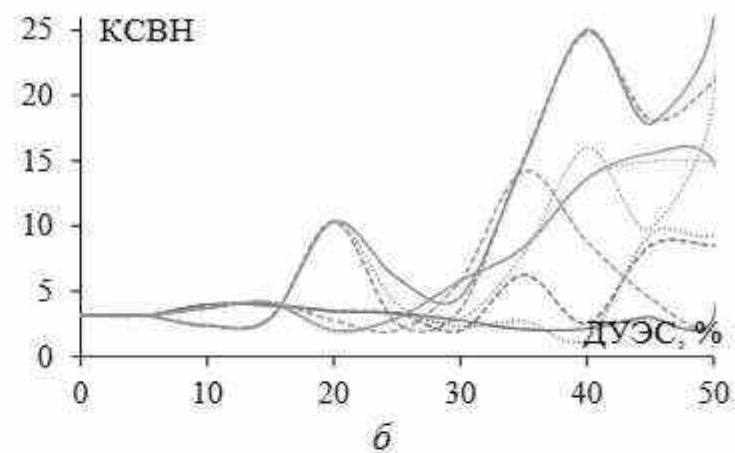
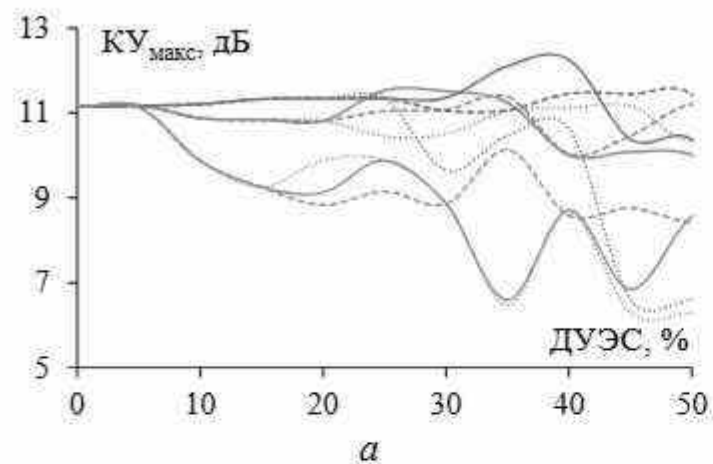


Рисунок 4.78 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 2,6 ГГц разреженных ПС:
 S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (- -); $S_{2.6}$ -АОТС (—), $S_{2.6}$ -УАОТС (····), $S_{2.6}$ -СБАОТС (- -);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС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

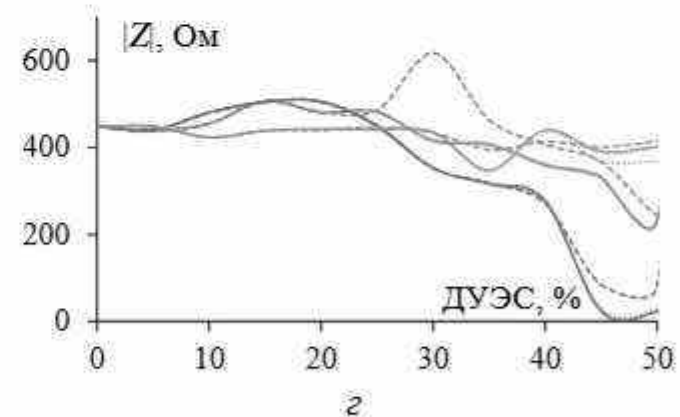
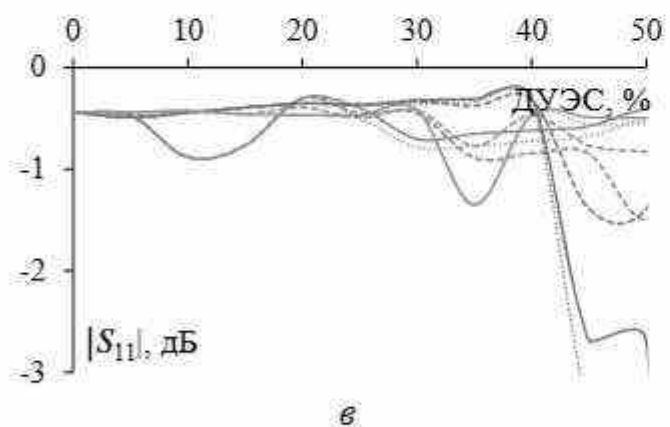
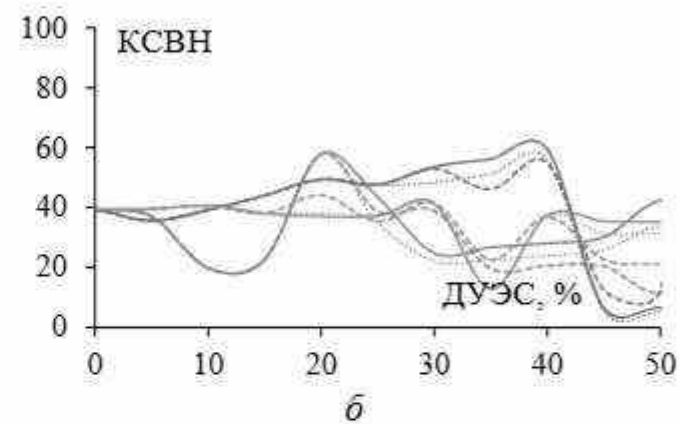
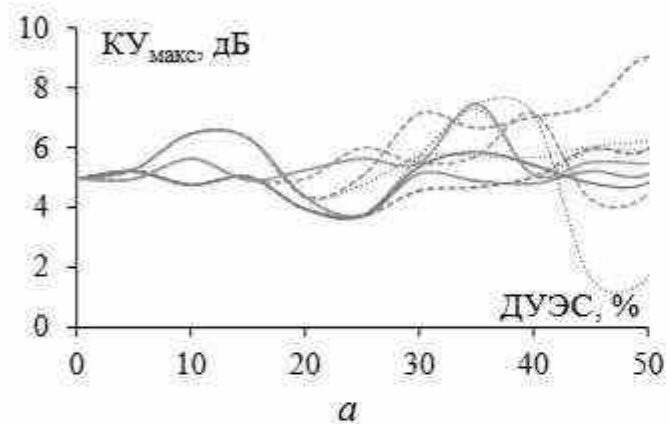


Рисунок 4.79 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 3 ГГц разреженных ПС:
 S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (---); $S_{2.6}$ -АОТС (—), $S_{2.6}$ -УАОТС (····), $S_{2.6}$ -СБАОТС (---);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (---)

Наименьшие расхождения чаще всего наблюдаются после СБАОТС на основных частотах (подчеркнутые значения, см. таблицу 4.22). В частности, количество наименьших из максимальных расхождений после СБАОТС составляет 7, после АОТС – 4, а после УАОТС – 2. Кроме того, при сравнении результатов на всех частотах между собой наименьшие из максимальных расхождений по $KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ получены после СБАОТС, по $|Z|$ – после УАОТС, а по КСВН – после АОТС (обведенные значения, см. таблицу 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	<u>112,57</u>
		УАОТС	<u>2,20</u>	211,78	0,09	113,12
		СБАОТС	3,36	<u>170,44</u>	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	<u>3,39</u>	<u>53,45</u>
		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	<u>1,23</u>	32,97	2,25	425,49
		УАОТС	3,30	34,21	2,90	419,69
		СБАОТС	<u>1,23</u>	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

4.4.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки

Приводятся разреженные структуры S_2 , $S_{2.6}$ и S_3 после АОТС, УАОТС и СБАОТС с ДУЭС = 30%, (рисунок 4.80). Видно, что в структурах S_2 и $S_{2.6}$ после АОТС появилось несколько свободных проводов (рисунок 4.80, *а, г*), поэтому УАОТС удалила их (рисунок 4.80, *б, д*), а СБАОТС восстановила необходимые провода для создания связей между этими свободными проводами и структурой (рисунок 4.80, *в, е*).

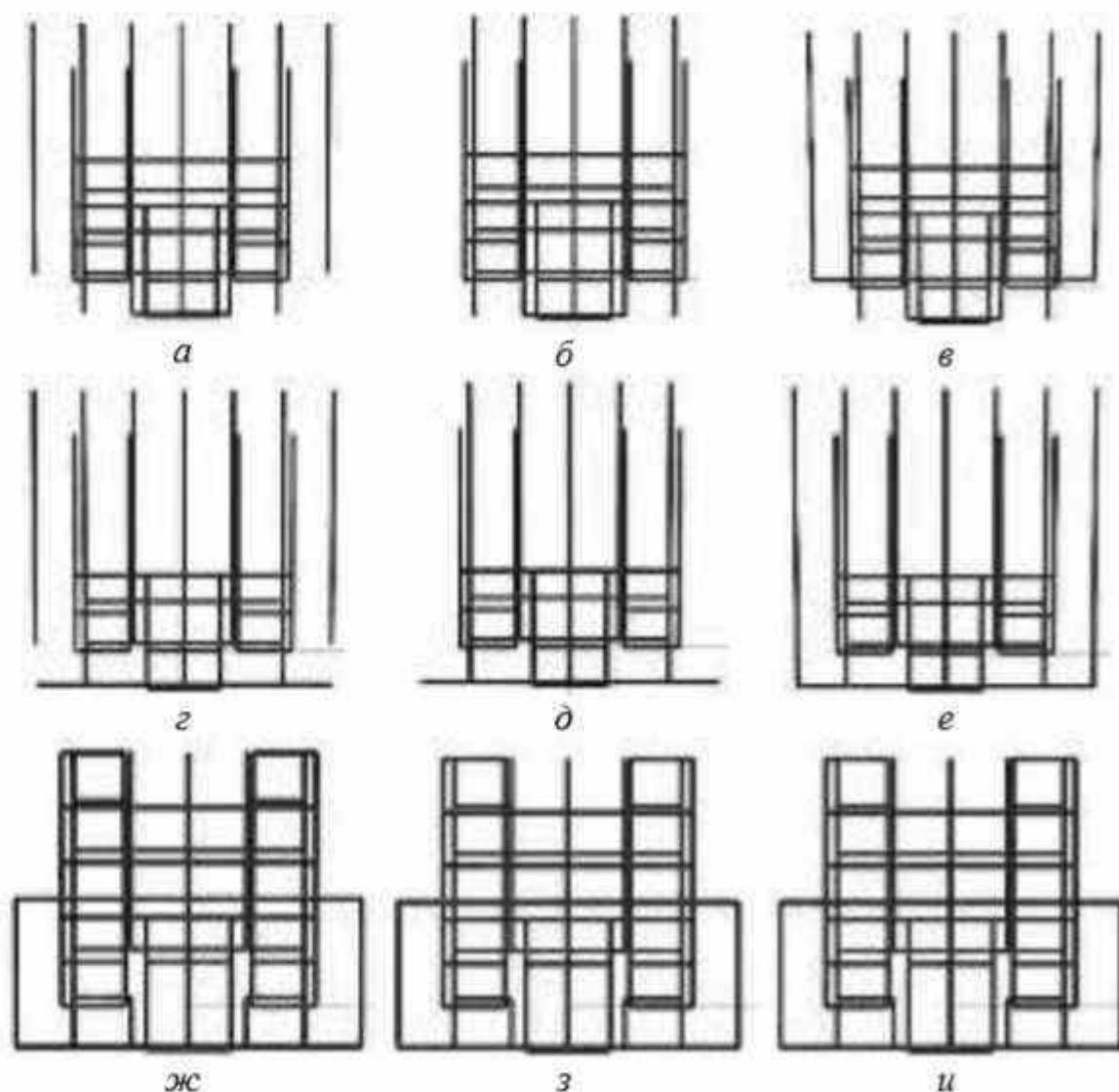


Рисунок 4.80 – Разреженные ПС патч-антенны после АОТС (*а, г, ж*), УАОТС (*б, д, з*) и СБАОТС (*в, е, и*) при ДУЭС = 30%:
 S_2 (*а, б, в*), $S_{2.6}$ (*г, д, е*) и S_3 (*ж, з, и*)

Разреженная структура S_3 не имеет свободных проводов после АОТС, поэтому после УАОТС и СБАОТС получаются одинаковые 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 после аппроксимаций в структурах не одинаково, что приводит к различному уменьшению массы антенны, памяти и времени, необходимых для последующего моделирования каждой разреженной структуры. Число проводов в этих структурах и соответствующие снижения показателей приведены в таблице 4.23.

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

Разреженная структура		Число проводов	Уменьшения		
			массы	памяти	времени
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 видно, что число проводов после применения различных аппроксимаций минимально в разреженной структуре $S_{2.6}$. Это означает, что для нее уменьшение массы антенны, а также затрат на моделирование составляет большую величину по сравнению с другими структурами.

Однако следует проанализировать характеристики разреженных структур в диапазоне частот. Поэтому параметры $KU_{\text{макс}}$, 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 срав-

нению с исходными структурами в этом диапазоне частот приведены в таблице 4.24.

На рисунке 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 значительно расходятся как по характеристикам, так и по амплитуде. Это также видно из таблицы 4.24, где минимальные значения максимальных расхождений после АОТС, УАОТС и СБАОТС получены для S_2 и $S_{2.6}$ (полужирные значения). Анализируя максимальные расхождения всех структур по сравнению с результатами исходной структуры после применения различных аппроксимаций в рассматриваемом диапазоне частот (обведенные значения, см. таблицу 4.24), минимумы для $KU_{\text{макс}}$, КСВН и $|S_{11}|$ присутствуют у $S_{2.6}$ после АОТС, а у S_2 – для $|Z|$ после СБАОТС.

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

Разреженная структура		Максимальное расхождение			
		$KU_{\text{макс}}$, 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

Также получены диаграммы направленности излучения в плоскостях E и H для различных разреженных структур из ПС после всех рассмотренных аппроксимаций на центральной частоте 2,6 ГГц. Диаграммы сравнивались друг с другом, а также с исходной ПС (рисунок 4.82).

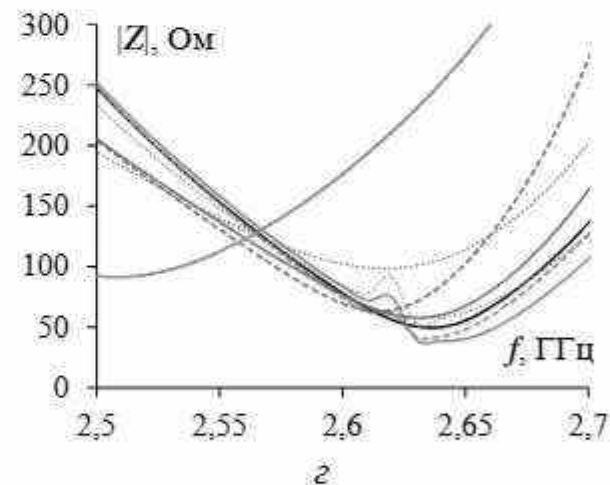
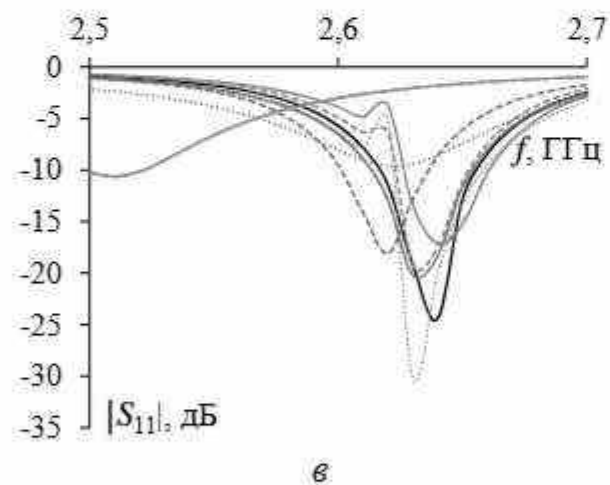
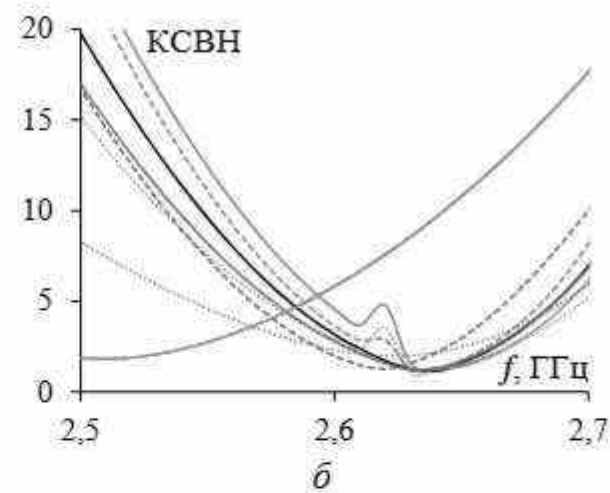
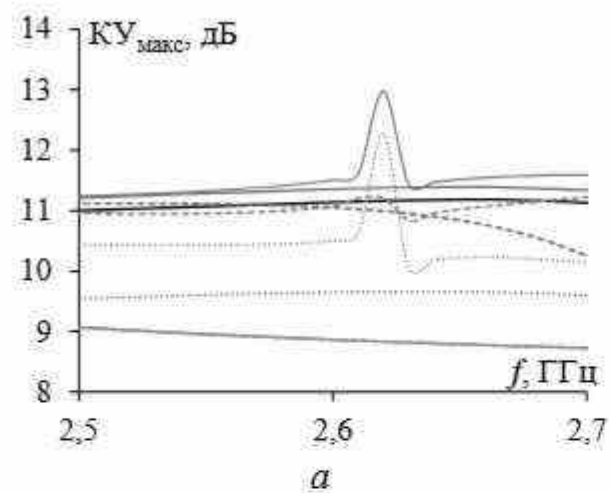


Рисунок 4.81 – Частотные зависимости $KU_{\max}$ (a), $KСВН$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) для исходной (—) и разреженных ПС: S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (- -); $S_{2,6}$ -АОТС (—), $S_{2,6}$ -УАОТС (····), $S_{2,6}$ -СБАОТС (- -); S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (- -)

Сравниваемые ДН (см. рисунок 4.82) показывают хорошее согласование для $S_{2,6}$ после АОТС по сравнению с исходной структурой.

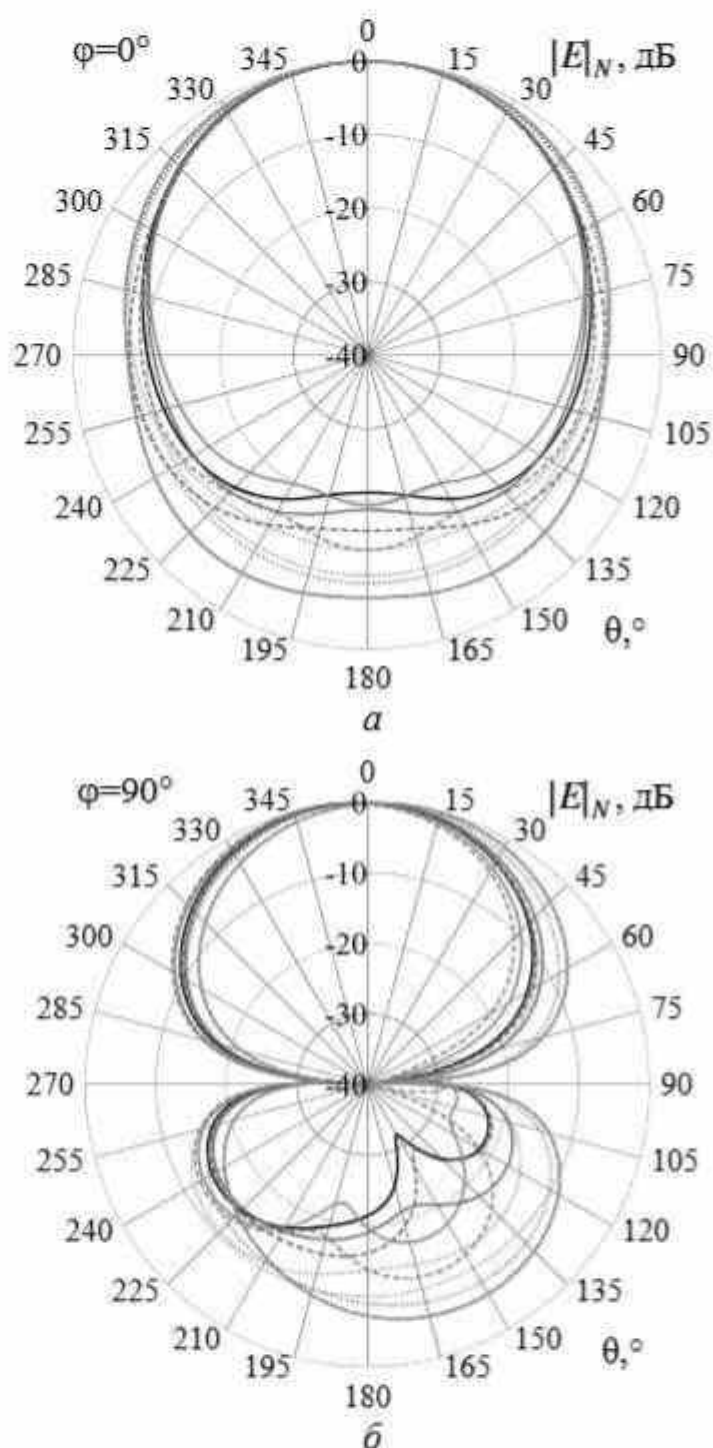


Рисунок 4.82 – ДН в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 2,6 ГГц для исходной (—) и разреженных ПС: S_2 -АОТС (---), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (- · -); $S_{2,6}$ -АОТС (—), $S_{2,6}$ -УАОТС (····), $S_{2,6}$ -СБАОТС (- · -); S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (- · -)

Сопоставляя результаты, полученные при использовании рассматриваемых аппроксимаций, можно заметить, что значения после АОТС и СБАОТС имеют небольшие расхождения с результатами исходной ПС, а при использовании УАОТС расхождения становятся значительными. Однако это является приемлемым с учётом уменьшения массы антенны и затрат на последующее моделирование после УАОТС.

Таким образом, предпочтительной является разреженная структура рассматриваемой патч-антенны на центральной частоте или, что более перспективно, на низких частотах в её рабочем диапазоне, поскольку в этом случае можно получить результаты, близкие к исходным. В целом проведенный анализ позволяет выбрать разреженную структуру, подходящую под требования разработчика. Кроме того, видно, что разреженные структуры имеют разнообразные формы и размеры, а это позволяет легко интегрировать их в городскую среду, не нарушая общего ландшафта, а также в небольшие переносные устройства.

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 с целью создания разреженных антенн выбрана развертываемая космическая зеркальная антенна [412], состоящая из двух несимметричных парабол, формирующих конструкцию антенны и разреженную сетку (рисунки 4.83–4.85). Диаметр параболической конструкции D составляет 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 4.86,а). Радиус проводов, формирующих разреженную сетку рефлектора, $R_m = 2$ мм. Эти провода

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 $2R_s$.

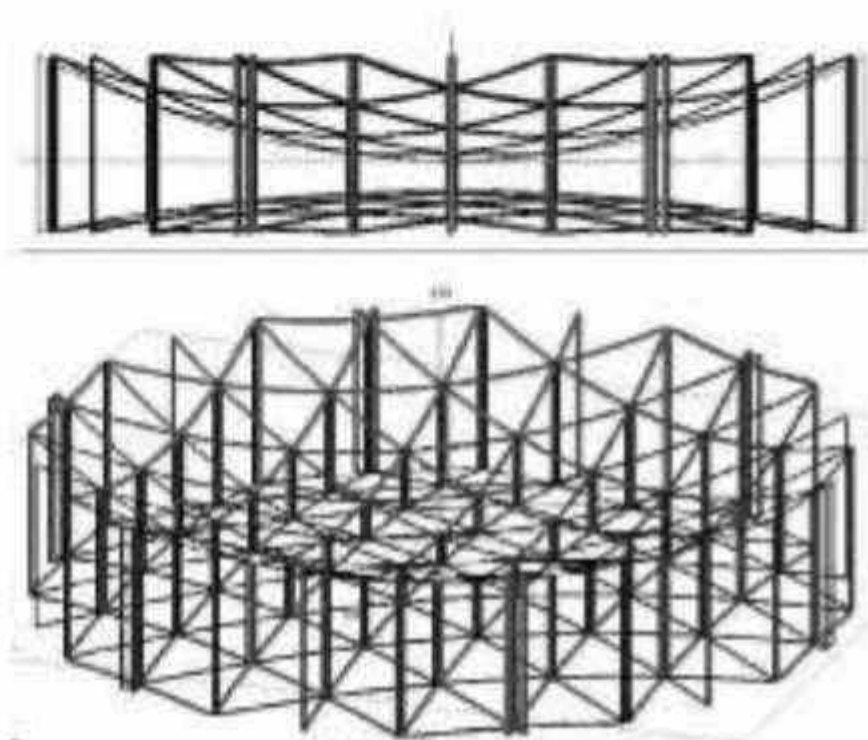


Рисунок 4.83 – Модель ферменной несущей конструкции параболической зеркальной антенны: виды сбоку

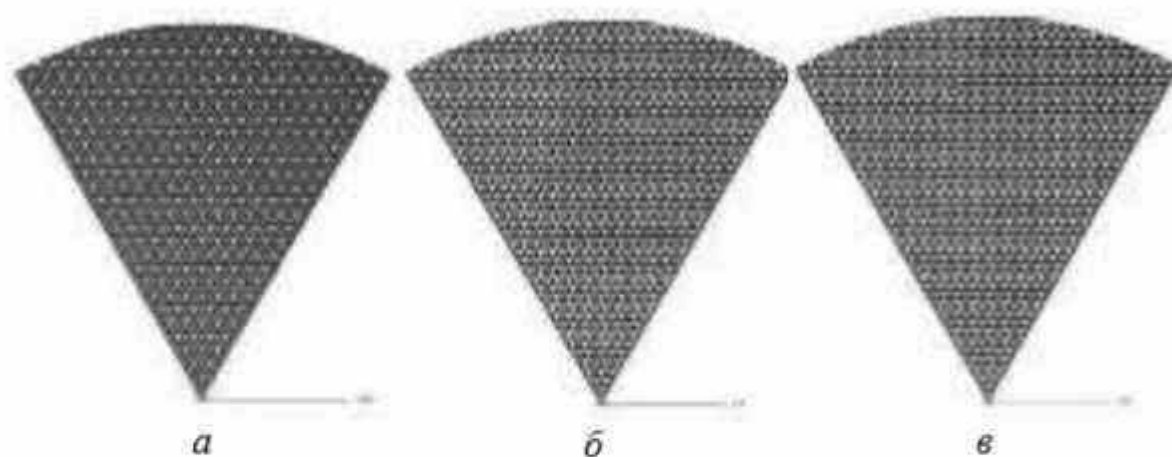


Рисунок 4.84 – Сегменты пленки рефлектора: Тип-1 (а), Тип-2 (б), Тип-3 (в)

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 .

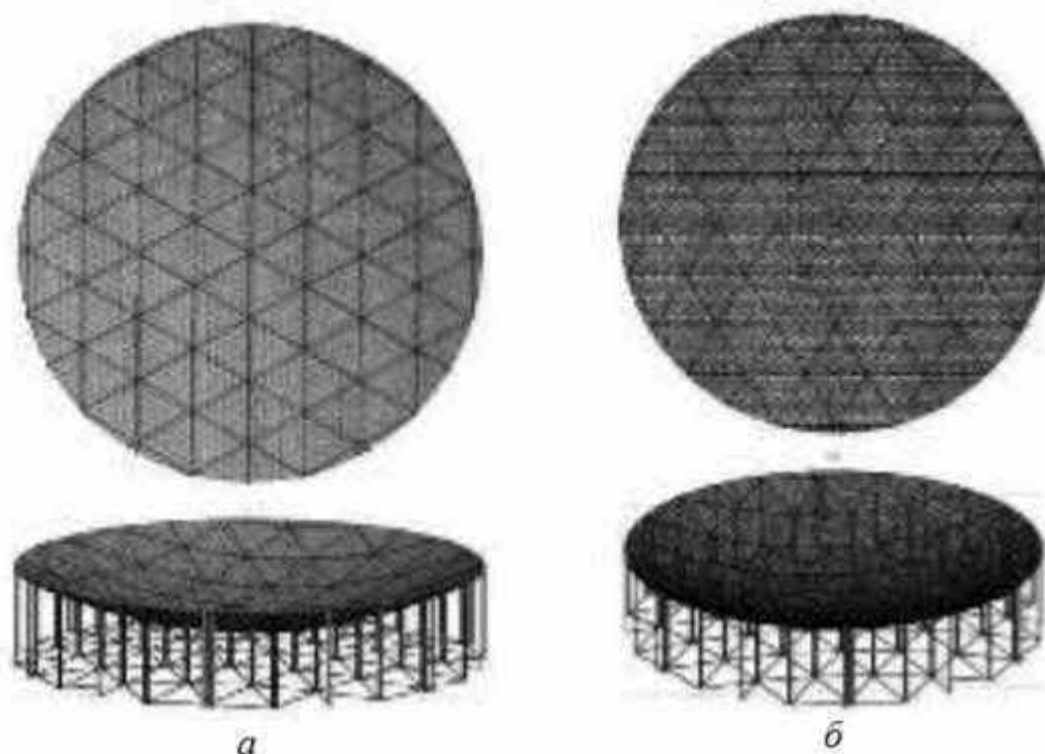


Рисунок 4.85 – Модели конструкции параболической зеркальной антенны с полотном рефлектора Тип-1 (а) и Тип-2 (б)

Полученная ПС из 9902 проводов представлена на рисунке 4.86,б. Её ДН на частоте 2,5 ГГц сравнены с полученными в [412] (рисунок 4.87). Нормированные модули напряженности поля рассчитывались в плоскостях E и H .

Характеристики антенны на частоте 2,5 ГГц сравнены с аналогичными из [412] для трёх разных типов сетки отражающих рефлекторов ($T_{1,2,3}$) (таблица 4.25). Характеристики включают коэффициент усиления 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, КУ – на 6,2 дБ. ШГЛ антенны одинакова для всех типов.

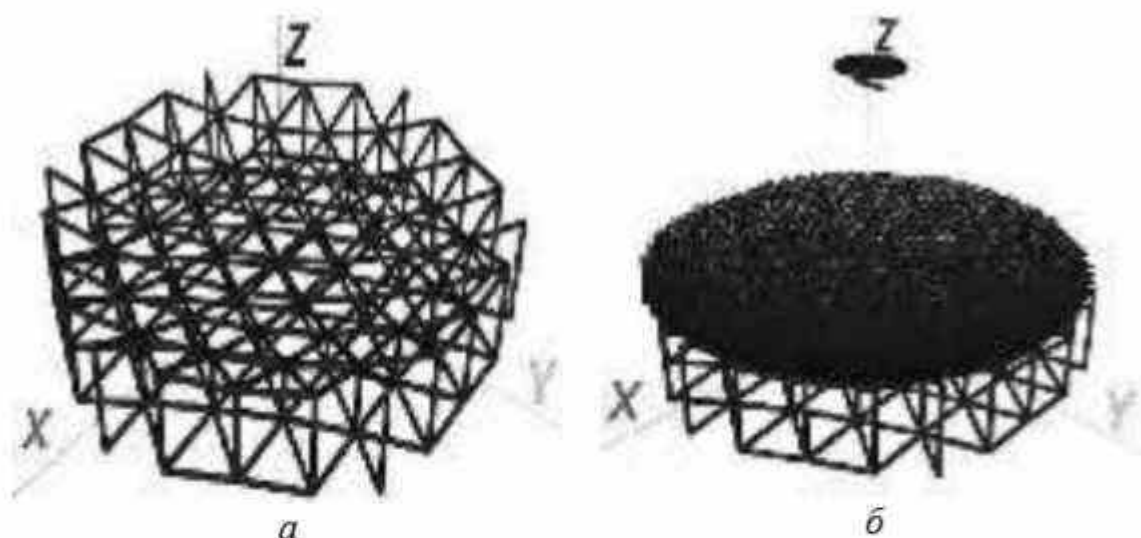


Рисунок 4.86 – Проводные сетки конструкции антенны без рефлектора (а) и с ним (б)

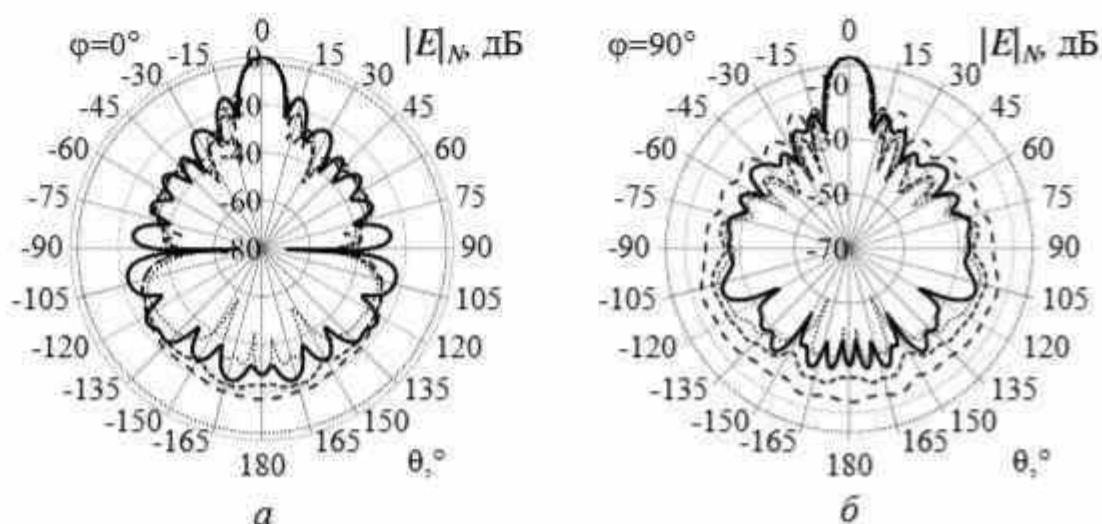


Рисунок 4.87 – ДН антенны для ПС (—), T_1 (··), T_2 (---), T_3 (-·-) в плоскостях E (а) и H (б)

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

Для проверки влияния радиуса провода на характеристики антенны было проведено тестирование. Рассматривались разные антенные структуры (A_1 – A_9) с различными радиусами проводов

источника (R_e) и сетки (R_m) (таблица 4.26). ДН сравнивались с результатами для различных типов сетки из [412] (рисунок 4.88). Нормированные модули напряженности поля рассчитывались в плоскостях E и H . Полученные характеристики зеркальной антенны для всех структур ПС сопоставлялись с результатами для различных типов сетки из [412] (таблица 4.27). Наиболее близкие ДН показала структура A_8 .

Таблица 4.26 – Параметры для тестирования проводной структуры антенны

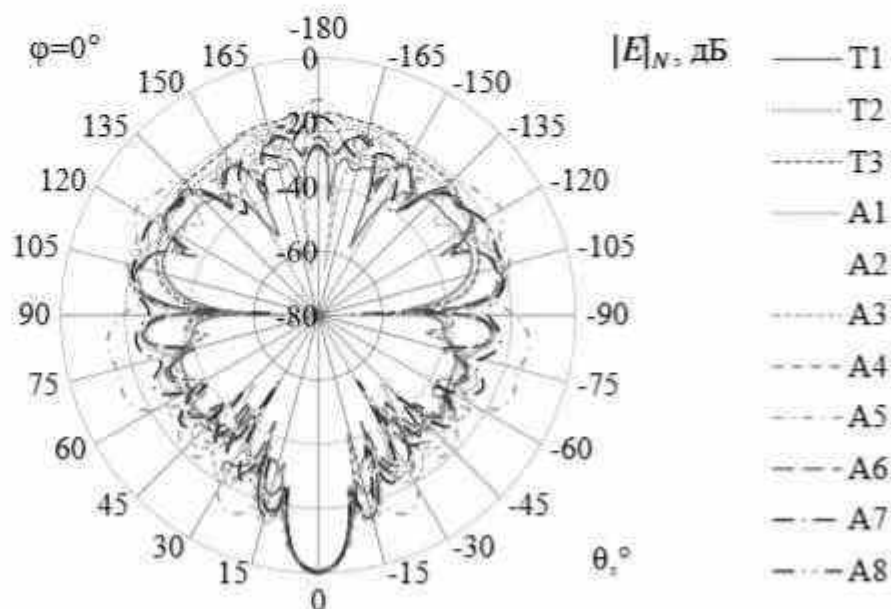
Структура	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8
R_e , мм	2	1	10	6	2	4	0,4	5
R_m , мм	0,2	0,1	2	2	1	2	0,2	2

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

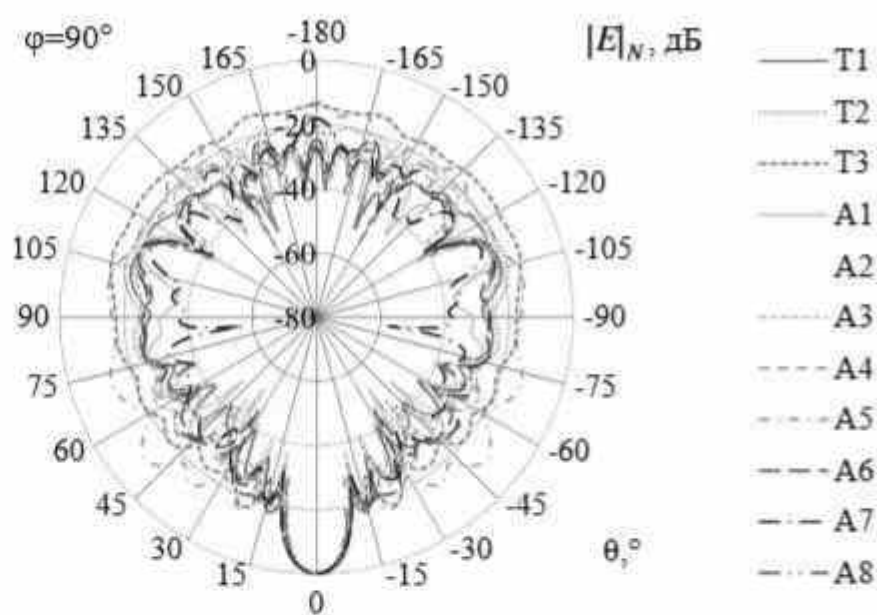
Структура	КУ, раз	КУ, дБ	КЗД, дБ	ШГЛ, °
T_1 [412]	234,4	23,7	27	9
T_2 [412]	120,2	20,8	22	9
T_3 [412]	83,2	19,2	18	9
A_1	273,0	24,4	17,7	9
A_2	240,5	23,8	16,6	9
A_3	314,5	25,0	20,5	9
A_4	341,2	25,3	28,3	9
A_5	502,5	27,0	12,9	9
A_6	350,1	25,4	24,5	9
A_7	233,8	23,7	18,1	9
A_8	345,9	25,4	27,3	9

Для разреженной сетки исходной структуры, согласно АОТС, модули элементов вектора тока в ПС, полученные после первого моделирования, нормировались относительно максимального. Для примера брался $ДУЭС = 5\%$. 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 $N_s = 7401$ (рисунок 4.89,б). В результате масса антенны уменьшилась в $N/N_s = 1,34$ раза, затраты памяти в $(N/N_s)^2 = 1,79$ раза, времени – в $(N/N_s)^3 = 2,40$ раза.



a



б

Рисунок 4.88 – ДН антенны для разных ПС
в плоскостях E (a) 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.

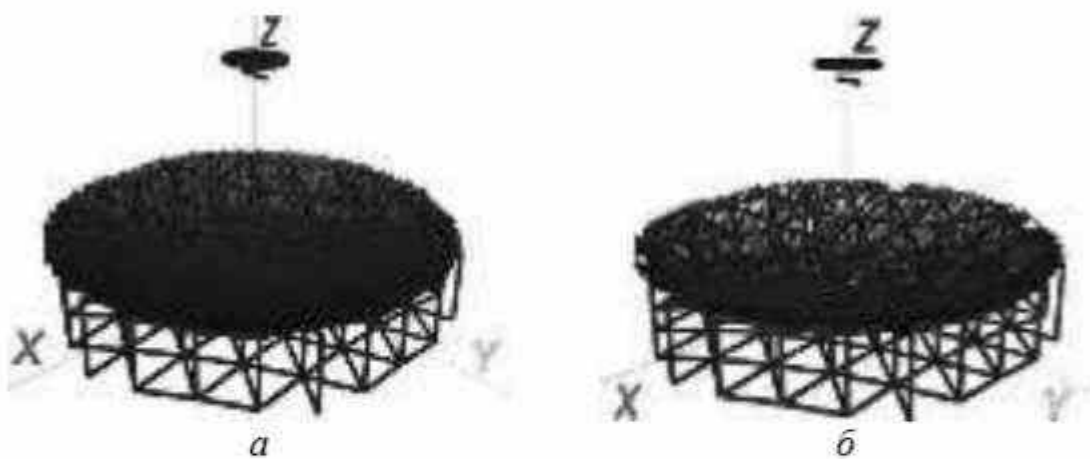
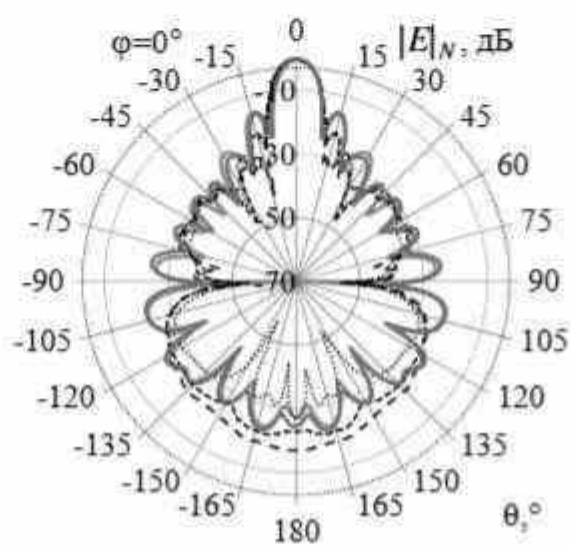
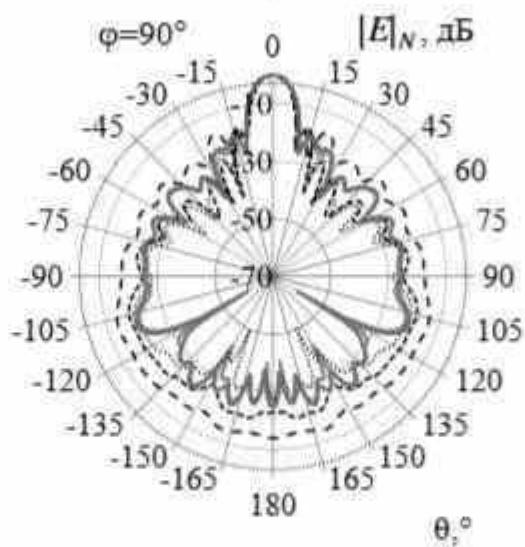


Рисунок 4.89 – Исходная (а) и разреженная после АОТС (б) структуры антенны



а



б

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

Параметры КУ и КЗД, а также УБЛ в плоскостях E и H и ШГЛ на частоте 2,5 ГГц сопоставлялись с исходными и из [412] для трёх разных типов сетки рефлекторов ($T_{1,2,3}$) (таблица 4.28). Видно, что УБЛ после АОТС в E -плоскости выше, чем в [412], и отличается максимум на 6 дБ, а в H -плоскости – на 3 дБ. КЗД с ПС превышает аналогичный коэффициент из [412] максимум на 6 дБ. ШГЛ антенны одинакова для всех типов, а КУ для ПС оказывается гораздо выше – до 6,2 дБ.

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

4.5.2 Рефлекторная антенна S-диапазона

Рассмотрим 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 , глубину 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 [359].

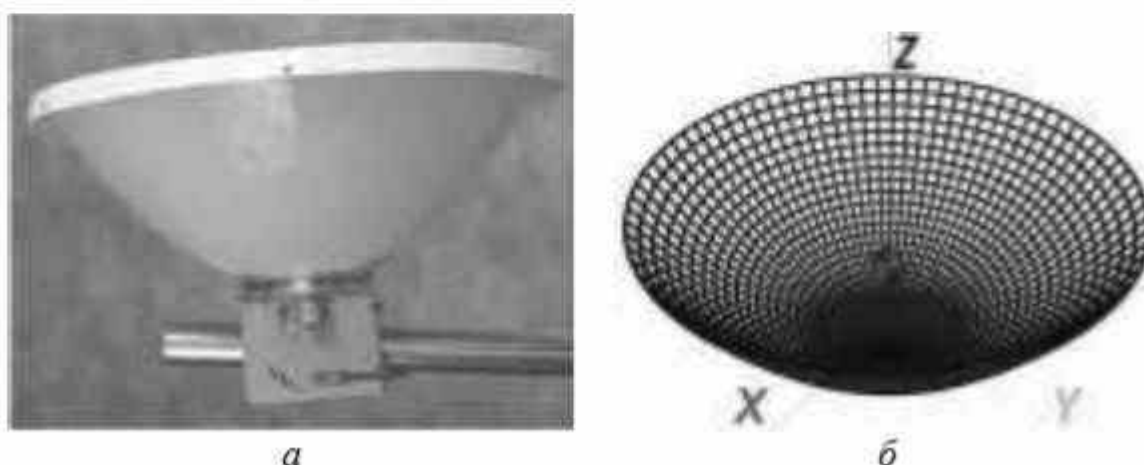


Рисунок 4.91 – Прототип рефлекторной антенны (а) и её эквивалентная ПС (б)

Рефлекторная антенна является направленной антенной, поэтому необходим анализ её ДН-излучения. Для проверки направленности структуры из ПС её вычисленные ДН сравнивались с измеренными на сплошной металлической структуре в [359]. Сравнение проводилось в плоскостях E и H на центральной частоте 3,55 ГГц (рисунок 4.92). Параметры $KU_{\text{макс}}$, ШЛ и УБЛ в плоскостях E и H 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 (см. таблицу 4.30).

На рисунке 4.92 и в таблице 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 измеренную в E -плоскости, при этом в H -плоскости

разница практически отсутствует. В боковом и заднем направлениях излучения УБЛ для структуры из ПС ниже, чем для измеренных антенн в плоскостях E и H .

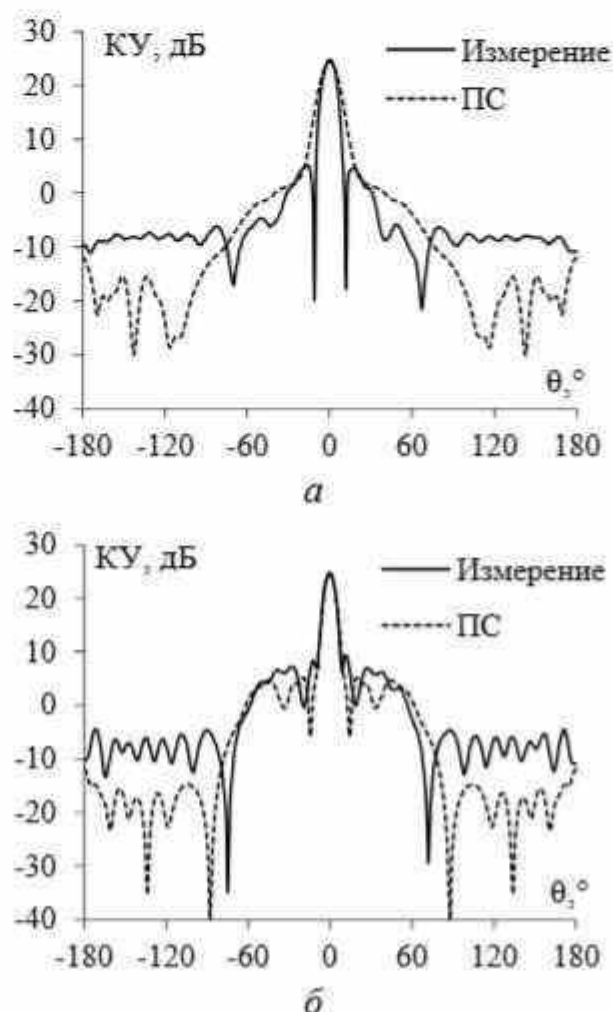


Рисунок 4.92 – Диаграммы направленности рефлекторной антенны в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 3,55 ГГц, полученные экспериментально и с помощью ПС на основе МоМ

Таблица 4.30 – Характеристики для различных моделей рефлектора

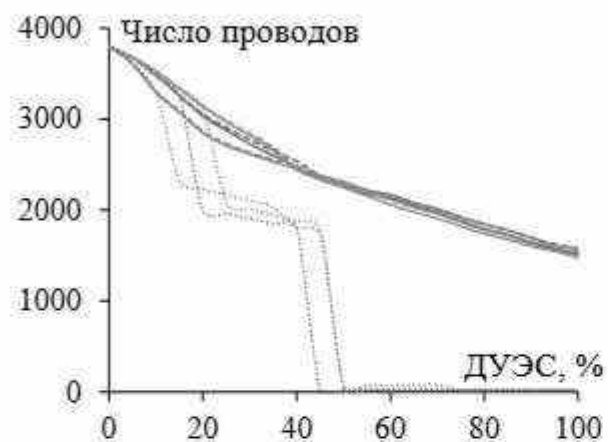
Модель	В диапазоне частот			На частоте 3,55 ГГц		
	КУ _{макс} , дБ	$ S_{11} $, дБ	КСВН	КУ _{макс} , дБ	ШЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ
Прототип [359]	25±0,6	≤ -12,06	≤ 1,5	24,78	8,5	-19,6/-16,4
ПС	24,3–24,8	≤ -15,63	≤ 1,4	24,43	12,1/7,8	-23,4/-19,3

На центральной частоте $KU_{\text{макс}}$ для ПС на 0,35 дБ ниже измеренного, что является приемлемым особенно для направленных антенн. При сравнении характеристик в рабочем диапазоне частот видно, что $KU_{\text{макс}}$ для ПС также немного ниже измеренных для сплошной структуры, а $|S_{11}|$ и КСВН немного лучше. Проведенные сравнения показали эффективность аппроксимации сплошной металлической рефлекторной антенны посредством ПС, уменьшающей массу при сохранении необходимых характеристик.

Распределение тока на основных частотах 3,4, 3,55 и 3,7 ГГц используется далее как основа для АОТС, а полученные при этом 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. Видно, что при ДУЭС < 40% минимальное количество проводов у структуры S_1 , а при ДУЭС > 40% – у S_3 . Это определяет и соответствующее уменьшение массы и затрат.

При сравнении разных аппроксимаций заметно, что число проводов в разреженной структуре после УАОТС всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС, отсюда следует такое же уменьшение массы, затрат для вычислений и времени моделирования.

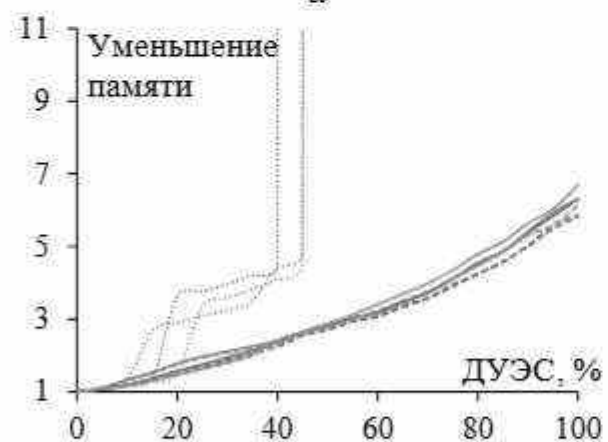
Изменение числа проводов в разреженной структуре влияет на характеристики антенны, что можно заметить при их сравнении в зависимости от ДУЭС для разреженных структур между собой и с исходной (ДУЭС = 0%) (таблица 4.31). Сравнения, проведенные на основных частотах, показаны на рисунках 4.94–4.96. Максимальные расхождения характеристик разреженных структур с исходной сведены в таблицу 4.32.



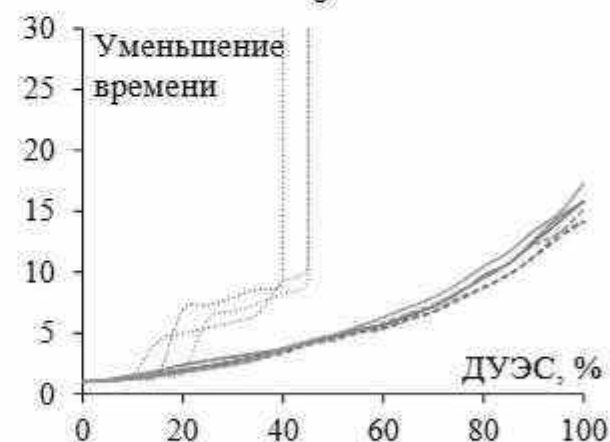
a



б



в



г

Рисунок 4.93 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (*a*) 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 (- -)

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

Заметно (см. рисунки 4.94–4.96), что характеристики разреженных структур имеют минимальные расхождения с исходной после АОТС и СБАОТС при ДУЭС < 40%, а также после УАОТС при ДУЭС < 20%. С ростом ДУЭС расхождения становятся более явными. Их анализ показывает минимальные значения обычно на центральной частоте (полужирные значения, таблица 4.32): наименьшие расхождения наблюдаются 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 (курсивные значения, см. таблицу 4.32) структура S_1 показывает наибольшее число минимумов максимальных расхождений (21 раз), затем следуют S_3 (13 раз) и S_2 (5 раз). При сравнении всех разреженных структур, полученных на одинаковой частоте различными аппроксимациями, наименьшие максимальные расхождения достигаются в основном при СБАОТС (подчеркнутые значения, см. таблицу 4.32): в частности, СБАОТС даёт их 9, АОТС – 3, 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.

На всех частотах и для всех структур наименьшие расхождения в характеристиках наблюдаются при СБАОТС и АОТС (обведенные значения, см. таблицу 4.32). 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 при СБАОТС получаются разреженные ПС с большей массой и требуют более высоких вычислительных затрат при последующем моделировании. Этот факт должен учитываться при выборе аппроксимации для проектирования разреженных структур.

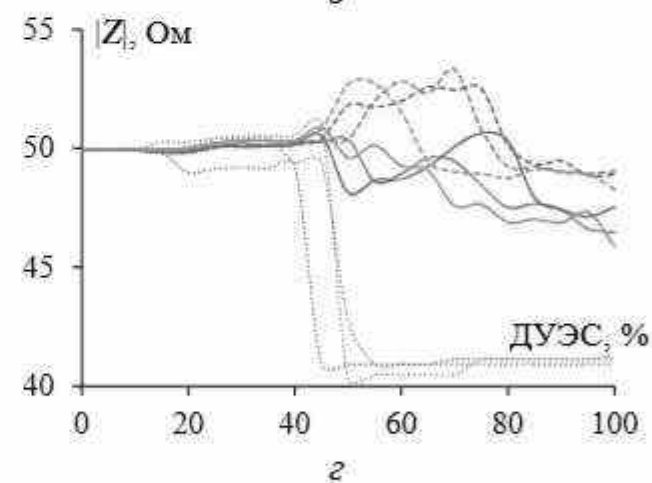
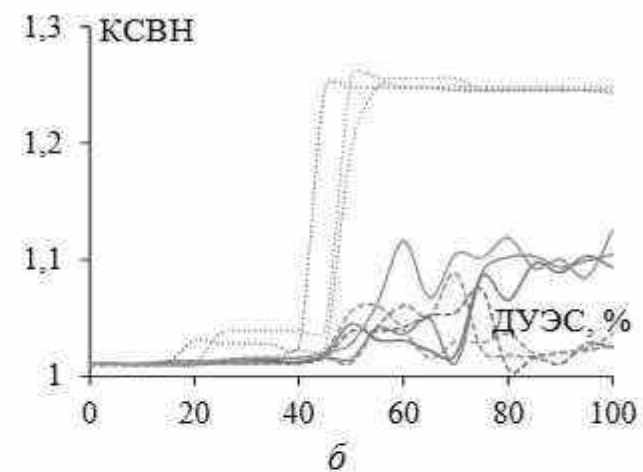
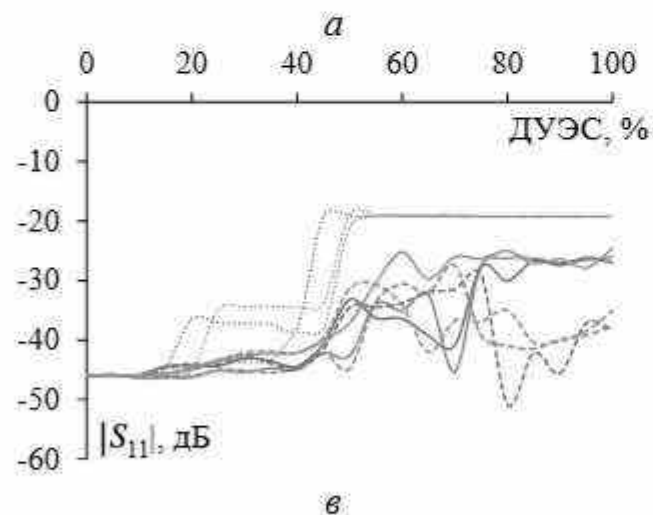
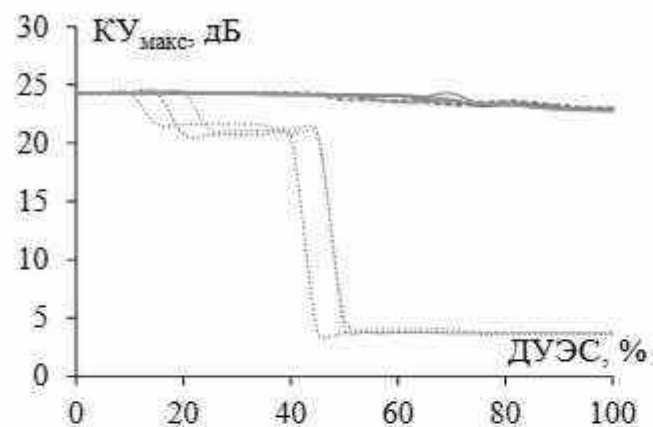


Рисунок 4.94 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $KСВН$ (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 3,4 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (····), S_1 -СБАОТС (---); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (---);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (---)

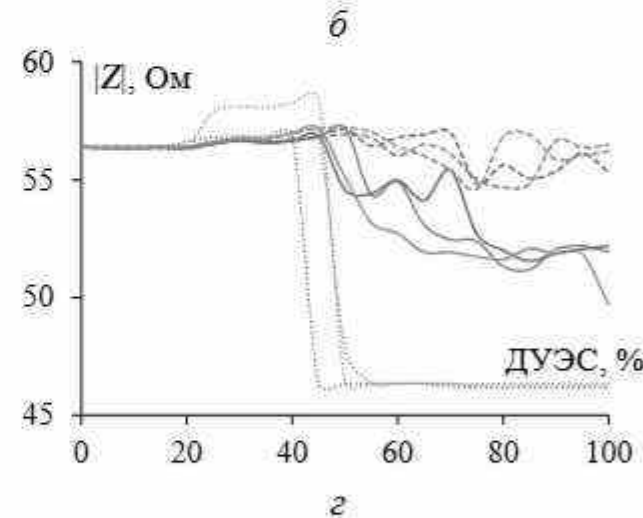
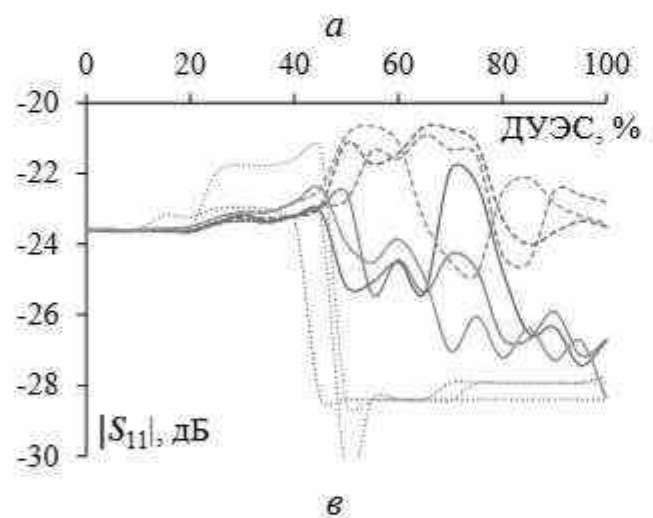
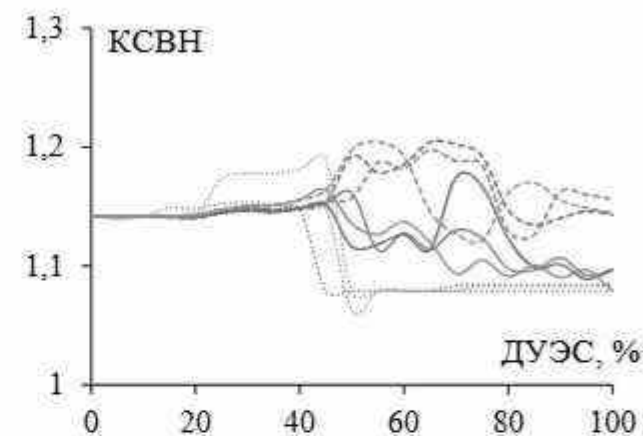
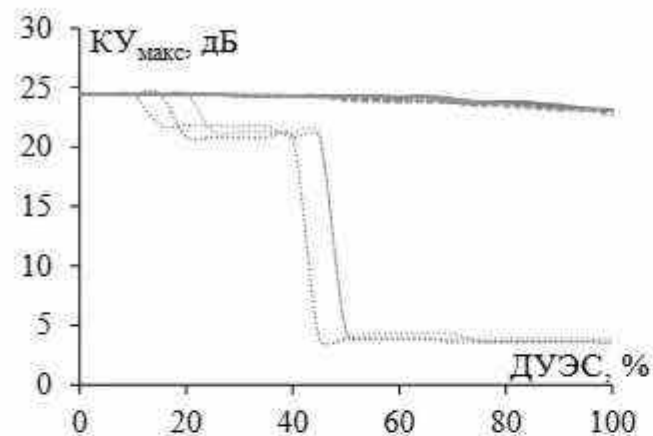


Рисунок 4.95 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (a), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 3,55 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (····), S_1 -СБАОТС (---); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (---);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (---)

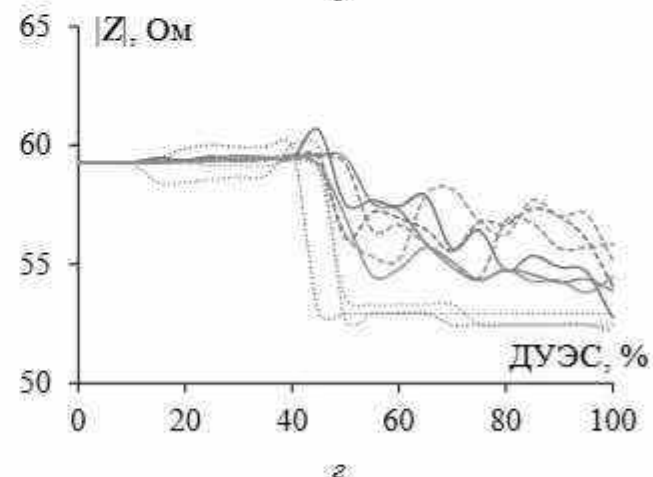
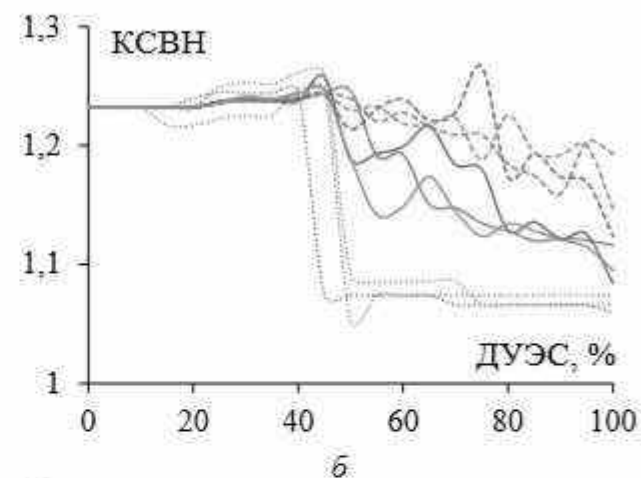
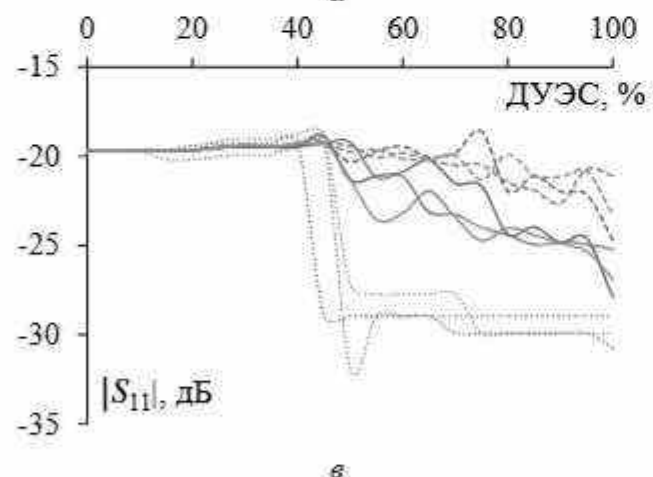
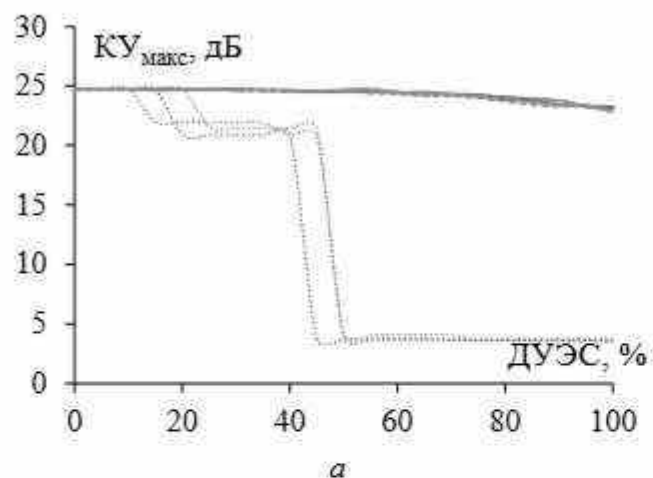


Рисунок 4.96 – Зависимости $K_{У_{\max}}$ (a), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 3,7 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (⋯), S_1 -СБАОТС (---); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (⋯), S_2 -СБАОТС (---);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (⋯), S_3 -СБАОТС (---)

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

Для анализа характеристик разреженных структур в рабочем диапазоне частот выбран ДУЭС = 30%. Их вид после АОТС и её модификаций показан 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.

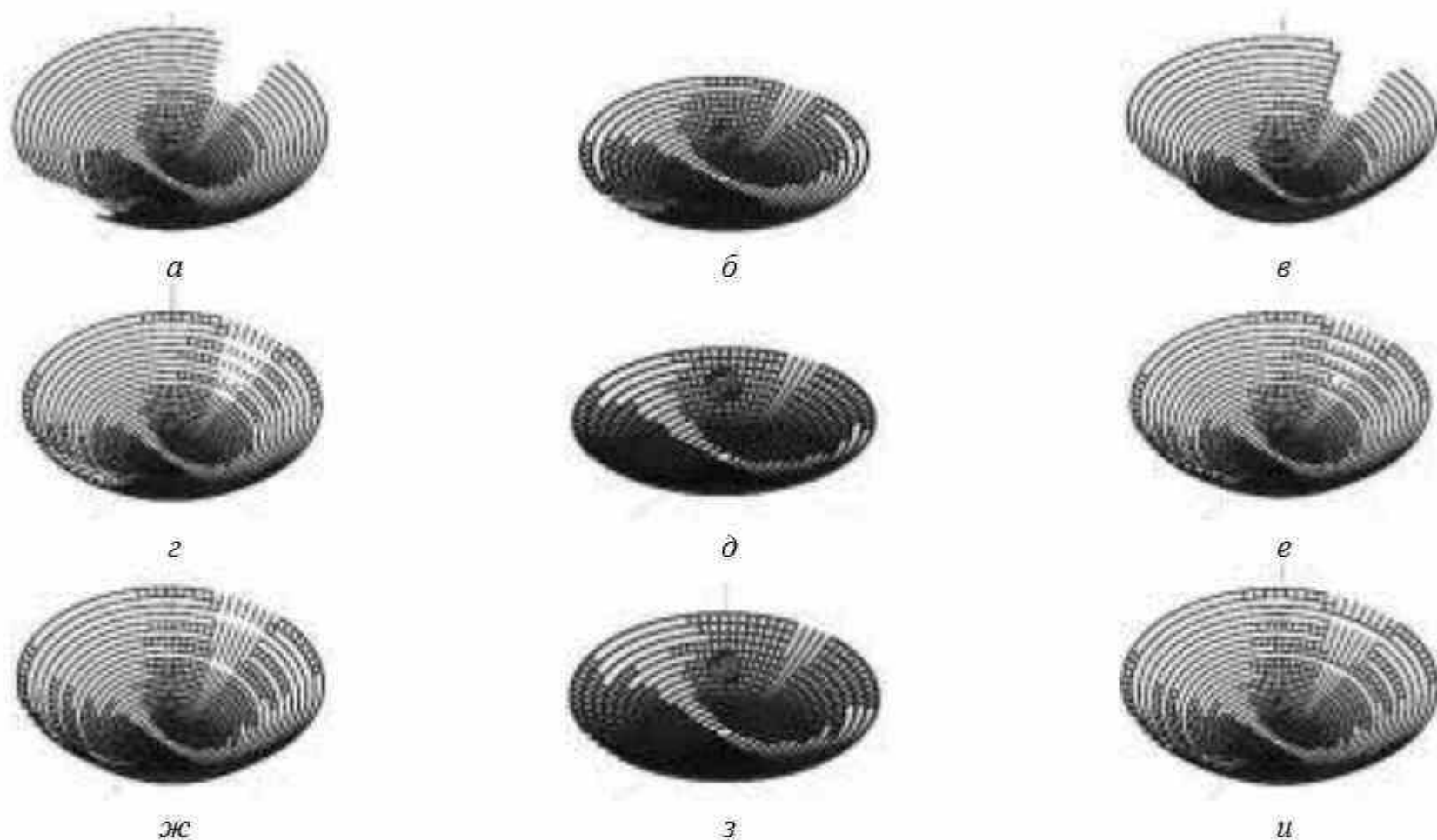


Рисунок 4.97 – Разреженные структуры из ПС для рефлекторной антенны после АОТС (*a*, *г*, *ж*), УАОТС (*б*, *д*, *з*) и СБАОТС (*в*, *е*, *и*) при ДУЭС=30%: S_1 (*a*, *б*, *в*), S_2 (*г*, *д*, *е*) и S_3 (*ж*, *з*, *и*)

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

Из таблицы 4.33 видно, что минимум проводов остался в структуре S₁ после АОТС и СБАОТС, а в S₂ – после УАОТС, что даёт для них большее уменьшение массы антенны и затрат на моделирование.

Характеристики разреженных структур в рабочем диапазоне частот сравниваются между собой и с результатами исходной структуры (рисунок 4.98), их максимальные расхождения отражены в таблице 4.34.

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

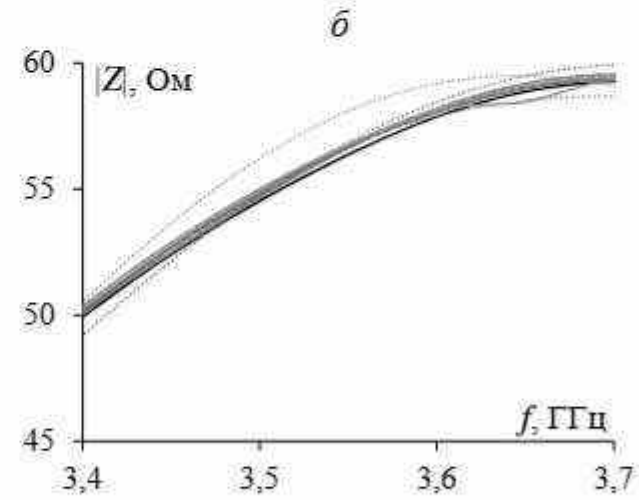
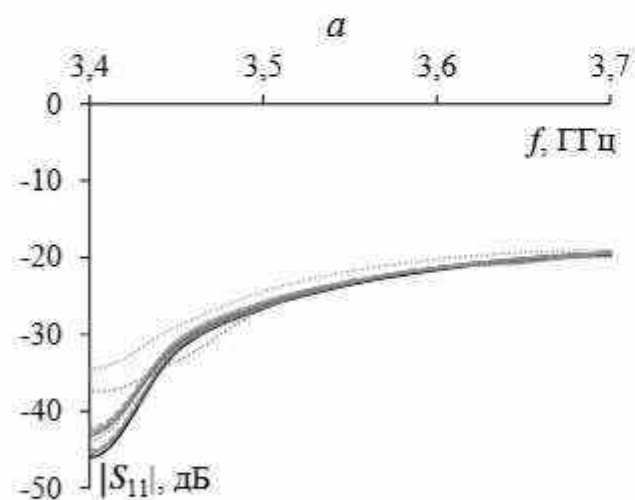
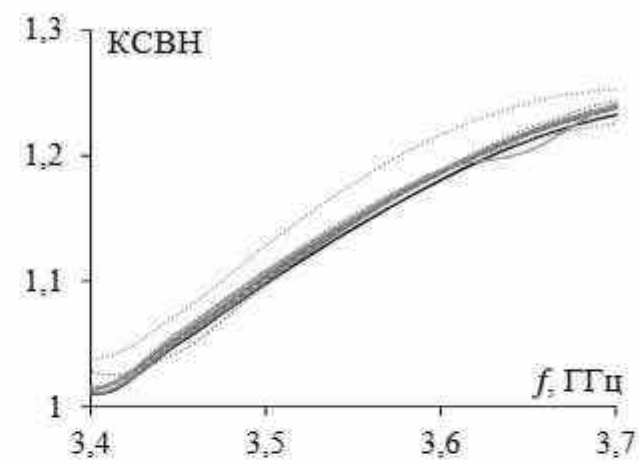
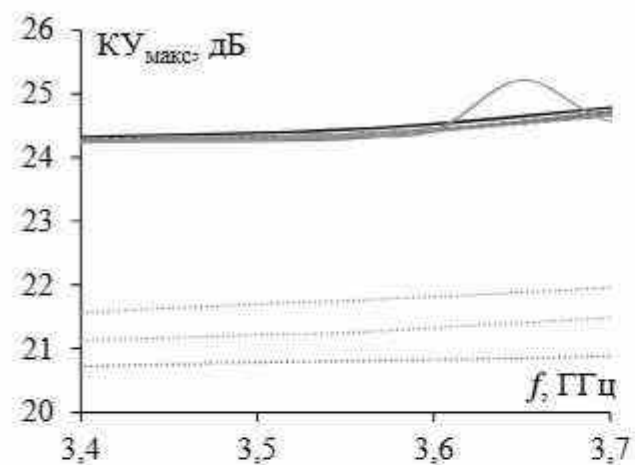


Рисунок 4.98 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (г) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=30%: S_1 -АОТС (---), S_1 -УАОТС (---), S_1 -СБАОТС (---); S_2 -АОТС (---), S_2 -УАОТС (---), S_2 -СБАОТС (---); S_3 -АОТС (---), S_3 -УАОТС (---), S_3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

Видно, что при использовании одной и той же аппроксимации наименьшие расхождения (выделены жирным шрифтом, см. таблицу 4.34) почти всегда у S_1 , а затем у S_2 . Поэтому из распределения тока на самой низкой частоте в рабочем диапазоне получаются разреженные структуры с наименьшими расхождениями по сравнению с исходными характеристиками, используя АОТС и её модификации. При сопоставлении всех разреженных структур, полученных различными аппроксимациями, расхождения минимальны (обведенные значения), чаще всего после СБАОТС.

Кроме того, на рисунке 4.99 сопоставлены ДН разреженных структур на центральной частоте.

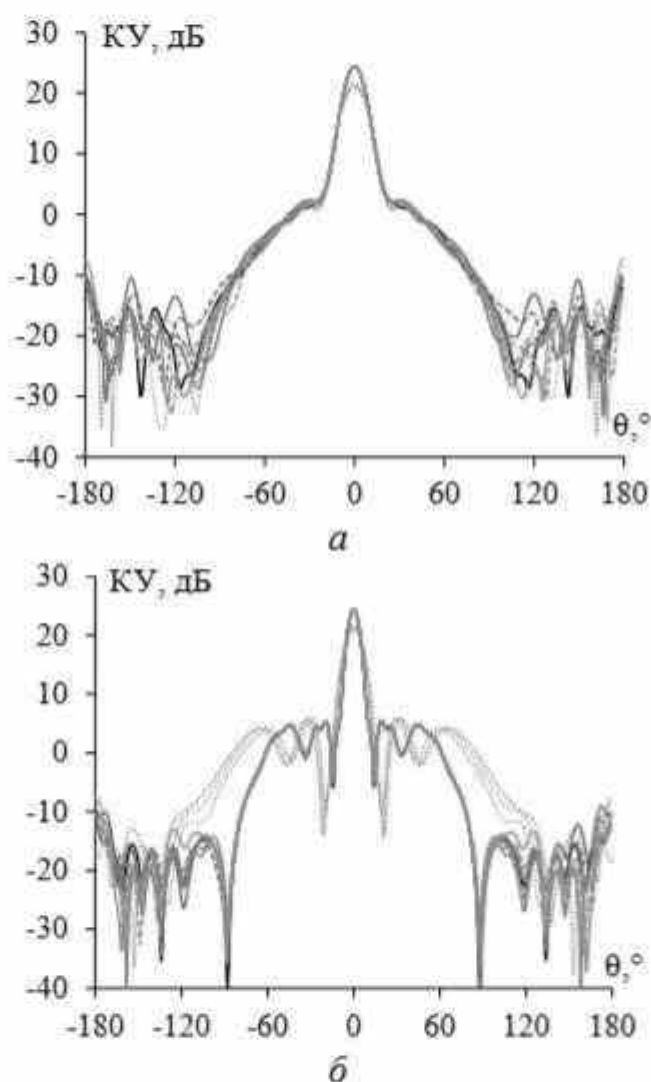


Рисунок 4.99 – ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 3,55 ГГц исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=30%:

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 (– ·)

Можно заметить (см. рисунки 4.98–4.99), что разреженные структуры после АОТС и СБАОТС почти не отличаются по характеристикам от исходной, но 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 к антенне по этим результатам можно выбрать подходящую разреженную ПС.

4.5.3 Рефлекторная антенна X-диапазона

Рассмотрим рефлекторную антенну из [360] для диапазона частот 10–12 ГГц с центральной частотой 11 ГГц ($\lambda_0 = 27,3$ мм) и 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 $\lambda_0/3,6$. Провод 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.

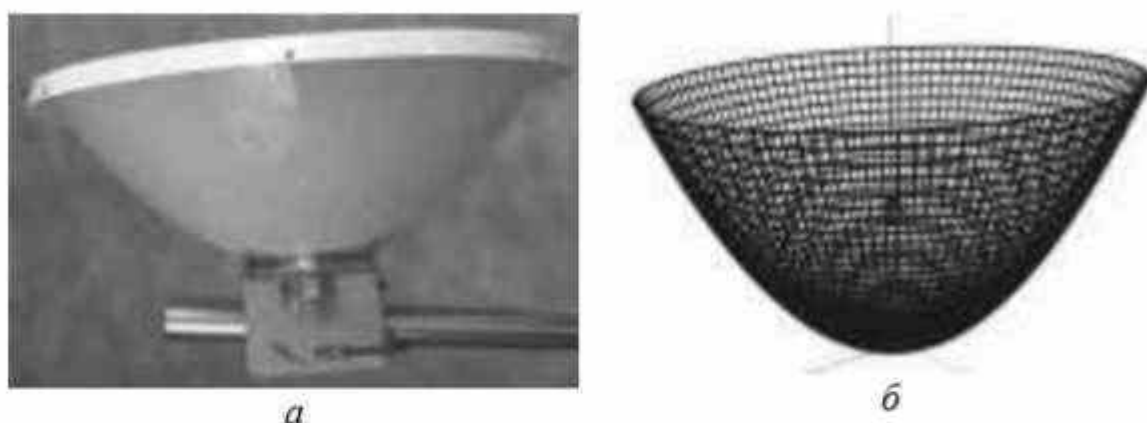


Рисунок 4.100 – Сплошная (а) и проводная (б) структуры рефлекторной антенны

Для проверки направленности структуры из ПС её вычисленная ДН сравнивалась с измеренной у сплошной структуры [360].

Сравнения проводились в плоскостях E и H на частоте 10,7 ГГц (рисунок 4.101). Полученные из ДН $KU_{\text{макс}}$, УЗЛ и УБЛ в плоскостях E и H приведены в таблице 4.35. Основные характеристики, включая $KU_{\text{макс}}$, $|S_{11}|$ и ШЛ в плоскостях E и H для различных структур рефлектора отражены в таблице 4.36.

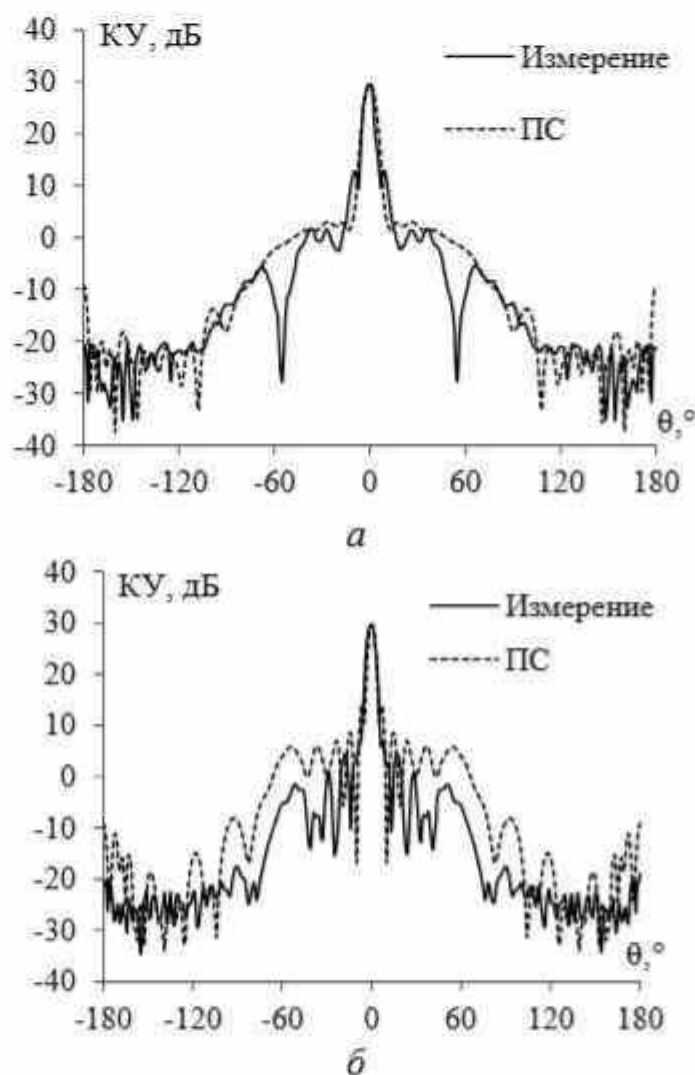


Рисунок 4.101 – ДН рефлекторной антенны в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 10,7 ГГц, полученные измерением сплошной структуры и моделированием ПС

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

Структура	$KU_{\text{макс}}$, 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

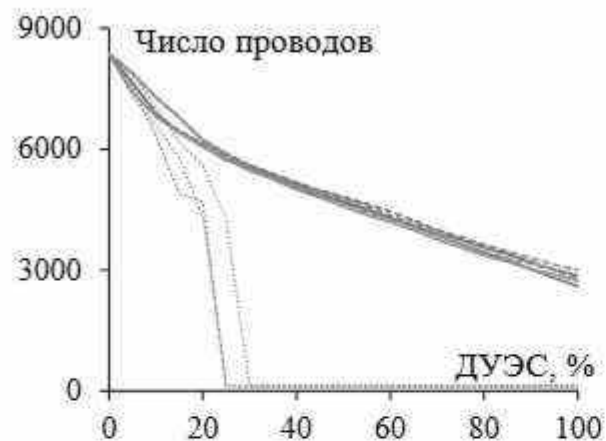
Таблица 4.36 – Характеристики различных структур рефлектора в диапазоне частот

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

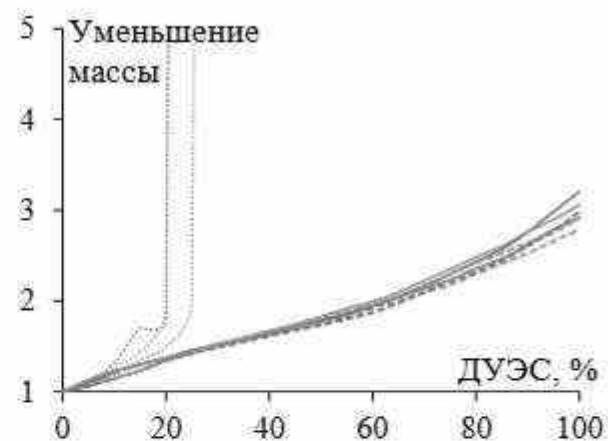
Диаграммы направленности (см. рисунок 4.101, таблицу 4.35) показывают хорошую согласованность структуры из ПС и прототипа в главном направлении излучения. Однако УБЛ и УЗЛ для ПС немного выше, чем для измеренной структуры, что объяснимо изменениями в направлениях бокового и обратного излучения. Средние расхождения ДН для ПС и прототипа из сплошного металла в плоскостях E и H составляют 4,31 дБ и 7,69 дБ соответственно. Несмотря на это, результаты можно считать приемлемыми, поскольку основной задачей антенн данного типа является излучение в главном направлении.

Из таблицы 4.36 также видна хорошая согласованность структур из ПС и прототипа. В рабочем диапазоне частот характеристики ПС близки к измеренным для сплошной структуры. В частности, $KU_{\text{макс}}$ для ПС находится в диапазоне результатов измерений, модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ 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 после применения АОТС и её модификаций.

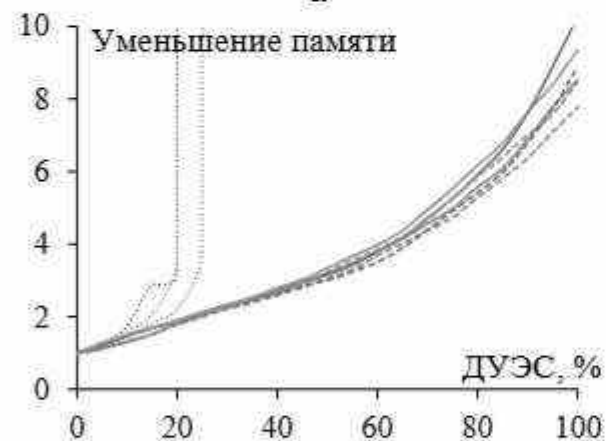
Распределение тока в ПС неодинаково на разных частотах. Влияние этого эффекта на получаемые разреженные структуры рассмотрим на токах с частотой 10, 11 и 12 ГГц. Разреженные структуры, полученные на этих частотах, обозначены как S_1 , S_2 и S_3 соответственно. После АОТС и её модификаций число проводов в разреженной структуре изменяется и зависит от ДУЭС, что влияет на уменьшение массы антенны и затрат для последующего моделирования (рисунок 4.102).



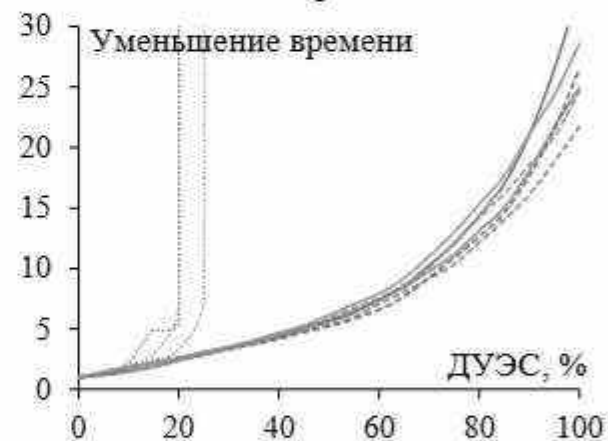
a



б



в



г

Рисунок 4.102 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (*a*), 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 (- -)

На рисунке 4.102 видно, что в структуре S_1 число проводов всегда больше, чем в S_2 и S_3 . Из-за этого снижение массы и вычислительных затрат для S_1 меньше, чем для других структур. При сравнении различных аппроксимаций можно заметить, что после УАОТС в ПС остается всегда меньше проводов, чем после АОТС и СБАОТС. В результате УАОТС максимально уменьшает массу антенны и затраты на моделирование.

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.

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

Зависимости от ДУЭС для структур 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. На рисунках видно, что при ДУЭС < 20% характеристики разреженных и исходной структур почти одинаковы. Однако при ДУЭС > 20% расхождения становятся заметнее, особенно после УАОТС.

В таблице 4.38 представлены максимальные расхождения характеристик исходной ПС на различных частотах и разреженных структур после АОТС, УАОТС и СБАОТС. Максимумы расхождений на различных частотах для каждой разреженной структуры показывают, что они имеют наименьшие значения обычно на самой низкой частоте в рабочем диапазоне (полужирные значения): их 17 на 10 ГГц, 7 на 11 ГГц и 12 на 12 ГГц. При сравнении разреженных структур на одной и той же частоте (курсивные значения) видно, что на частоте 10 ГГц расхождения минимальны для S_1 (2 раза) и S_3 (6 раз), на 11 ГГц – для S_1 (5 раз) и S_2 (3 раза), а 12 ГГц – для S_1 (5 раз), S_2 (2 раза) и S_3 (1 раз). В целом структура S_1 постоянно дает наименьшие расхождения от исходной, причем 12 раз на всех частотах.

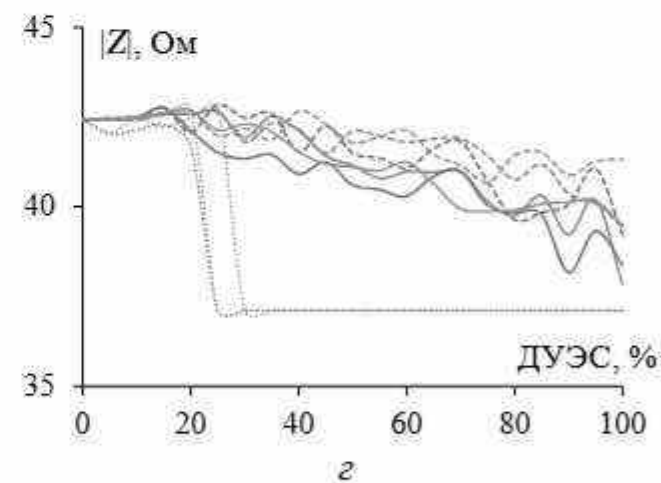
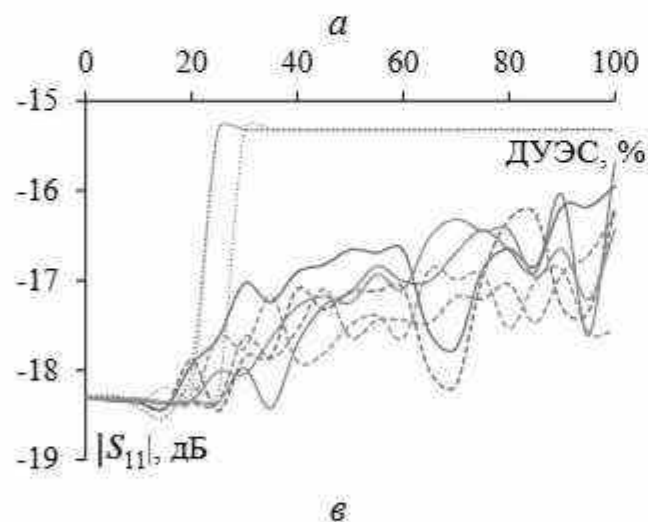
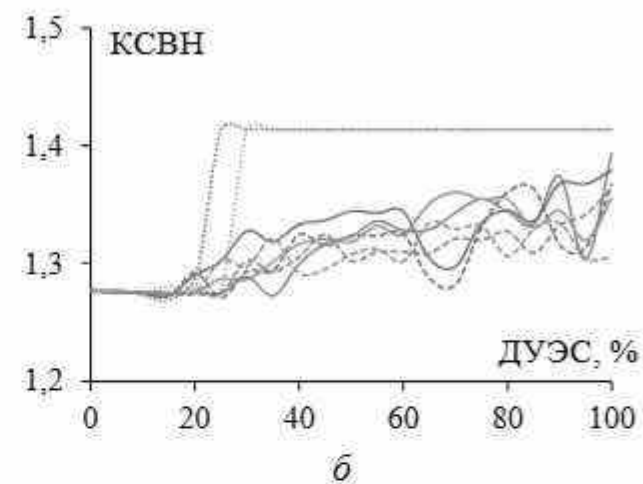
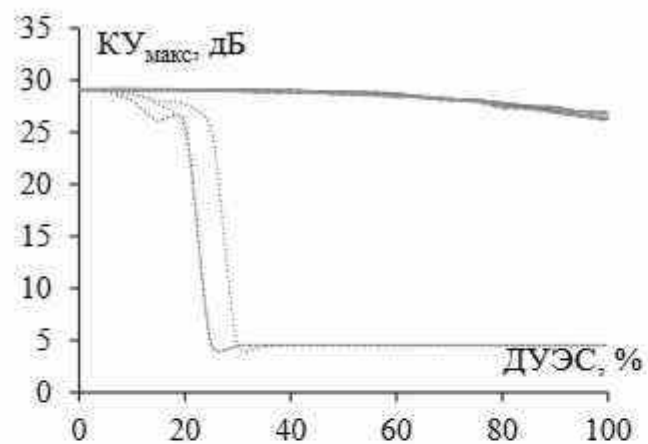


Рисунок 4.103 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 10 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (---), S_1 -СБАОТС (- -); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (---), S_2 -СБАОТС (- -);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (---), S_3 -СБАОТС (- -)

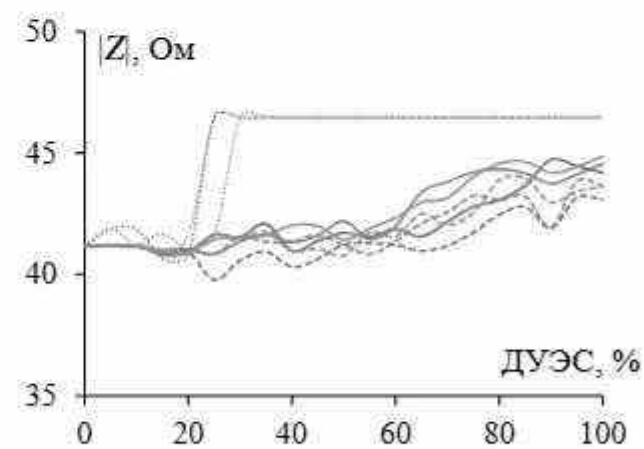
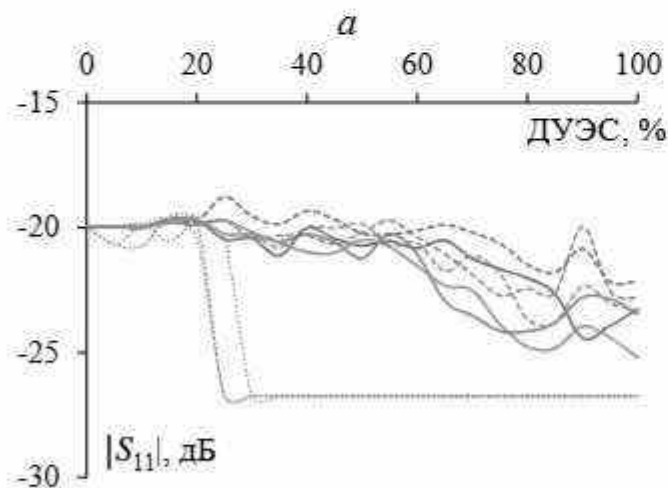
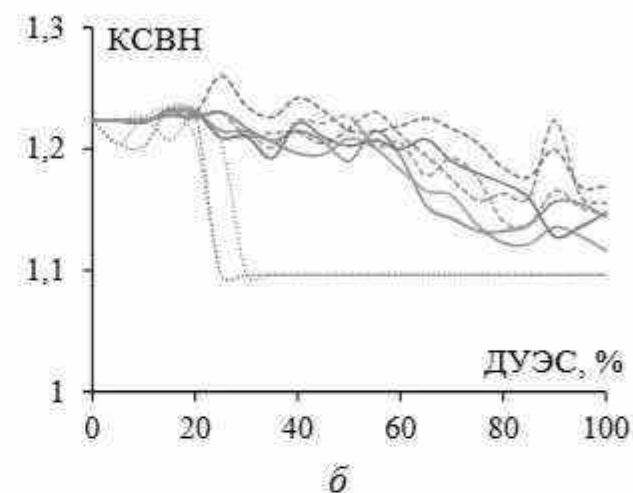
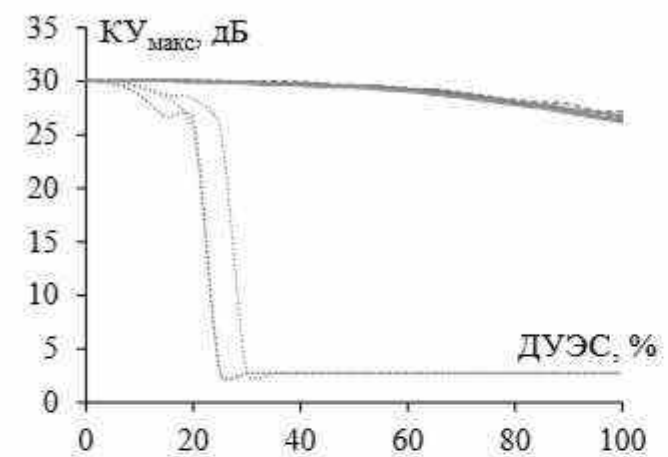


Рисунок 4.104 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 11 ГГц разреженных ПС:
 S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (····), S_1 -СБАОТС (---); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (····), S_2 -СБАОТС (---);
 S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (····), S_3 -СБАОТС (---)

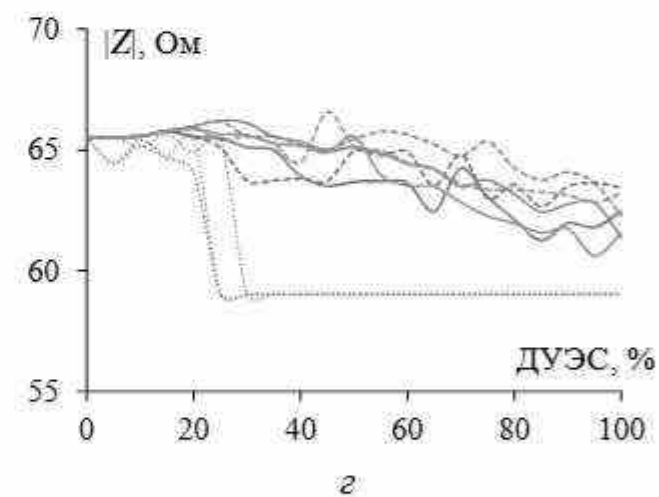
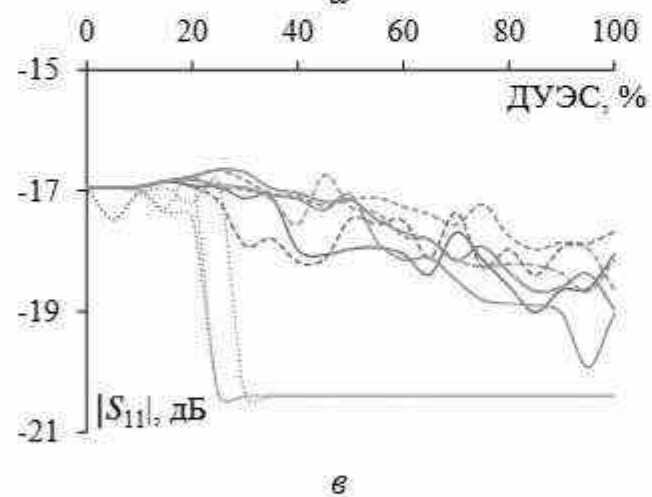
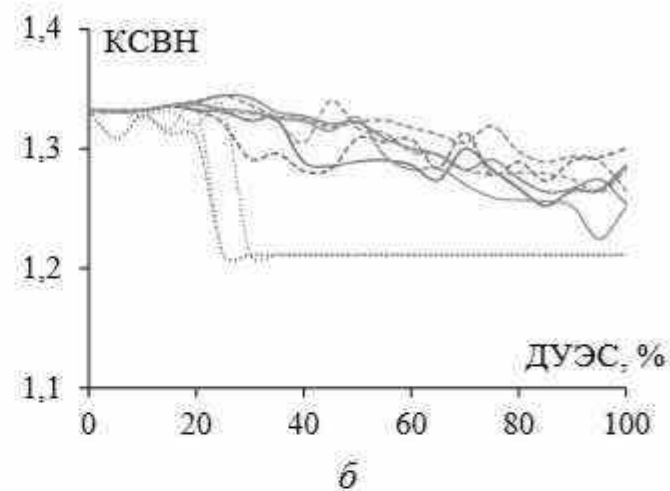
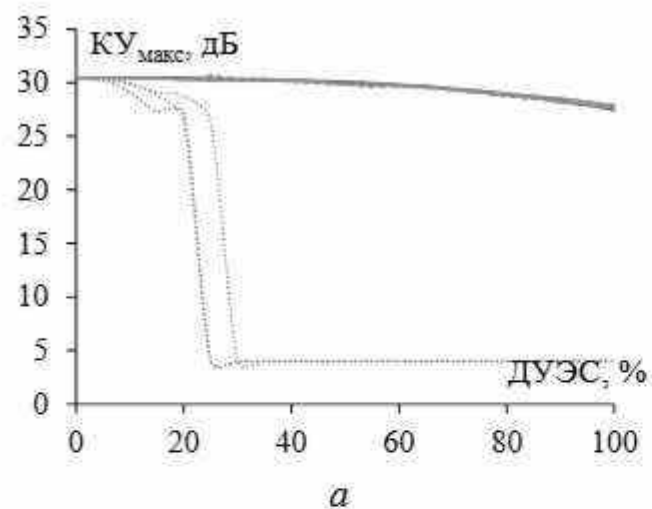


Рисунок 4.105 – Зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС на частоте 12 ГГц разреженных ПС:
 S_1 –АОТС (—), S_1 –УАОТС (---), S_1 –СБАОТС (- -); S_2 –АОТС (—), S_2 –УАОТС (---), S_2 –СБАОТС (- -);
 S_3 –АОТС (—), S_3 –УАОТС (---), S_3 –СБАОТС (- -)

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	<u>2,26</u>	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	<u>0,058</u>	<u>1,43</u>	<u>1,75</u>
11	S_1	АОТС	3,22	0,091	4,18	3,38
		УАОТС	27,24	0,127	6,78	5,30
		СБАОТС	<u>2,88</u>	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	<u>0,054</u>	<u>2,20</u>	<u>2,00</u>
	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	<u>2,57</u>	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	<u>0,058</u>	<u>1,46</u>	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	<u>2,71</u>

Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после различных аппроксимаций показывает, что максимальные расхождения принимают наименьшие значения при СБАОТС (подчеркнутые значения, см. таблицу 4.38). Это также подтверждают рисунки 4.103–4.105, где при СБАОТС видны не только меньшие расхождения характеристик с исходной, но и меньшая зависимость от ДУЭС. При сравнении результатов на всех частотах для всех структур расхождения минимальны после

СБАОТС (обведенные значения, см. таблицу 4.38). Это доказывает, что СБАОТС лучше сохраняет характеристики исходной антенны, поскольку ПС непрерывна. Однако после СБАОТС получаются разреженные ПС с большей массой и требуются большие вычислительные затраты для последующего моделирования.

Далее разреженные структуры в рабочем диапазоне частот анализировались при ДУЭС = 20% (рисунок 4.106).

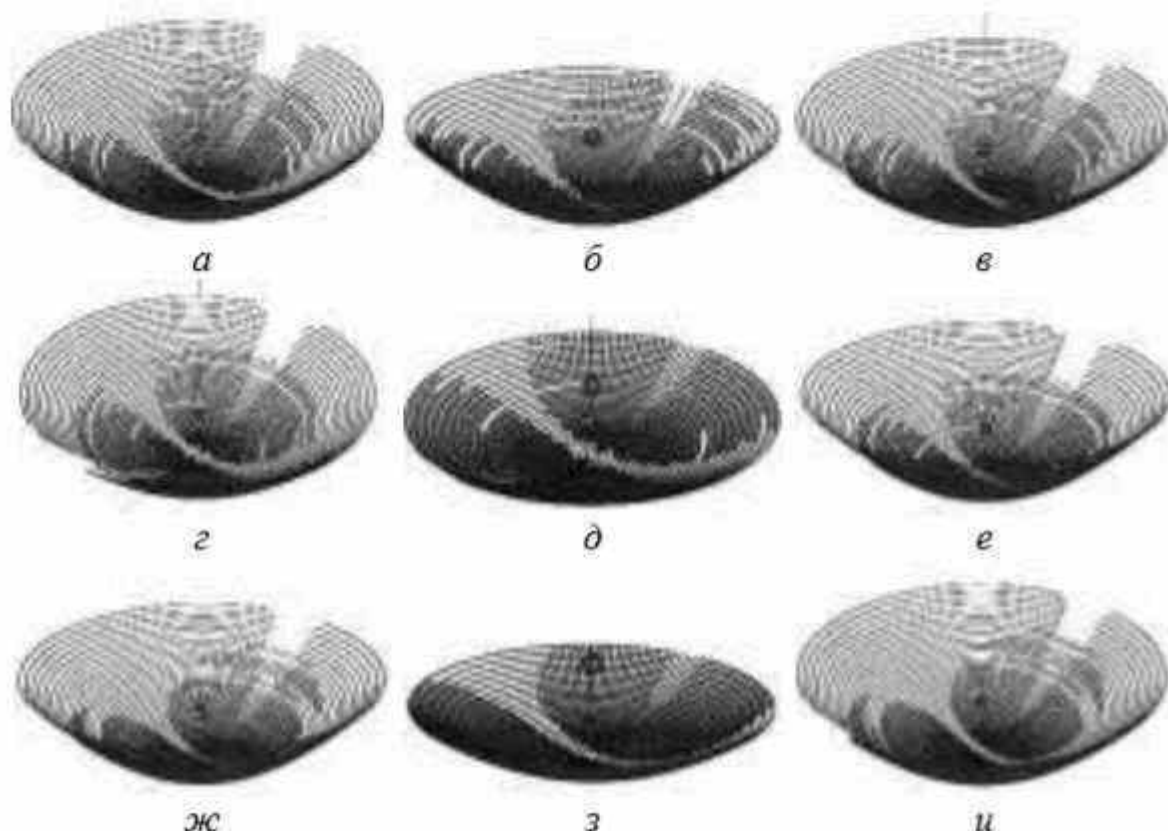


Рисунок 4.106 – Разреженные структуры из ПС для рефлекторной антенны после АОТС (*а, г, ж*), УАОТС (*б, д, з*) и СБАОТС (*в, е, и*) при ДУЭС=20%: S_1 (*а, б, в*), S_2 (*г, д, е*) и S_3 (*ж, з, и*)

Видно, что после АОТС появляется несколько свободных проводов (рисунки 4.106, *а, г, ж*). Однако УАОТС устраняет их (рисунки 4.106, *б, д, з*), а СБАОТС восстанавливает провода, соединяющие свободные провода с ПС (рисунки 4.106, *в, е, и*). Более того, можно заметить, что S_1 , S_2 и S_3 мало различаются при применении одной и той же аппроксимации. Это приводит к малым различиям между 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 для различных аппроксимаций.

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

Разреженные структуры		Число проводов	Уменьшение		
			массы	памяти	времени
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

Из таблицы 4.39 видно, что структура S_3 сохраняет минимум проводов после аппроксимаций, что значительно уменьшает её массу и затраты на моделирование по сравнению с другими структурами. Однако при этом необходим анализ характеристик $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных структур в рабочем диапазоне частот 10–12 ГГц (рисунок 4.107). На рисунке видно, что характеристики разреженных и исходной структур слабо расходятся в рабочем диапазоне частот. Максимальное расхождение появляется после УАОТС, в частности, $KU_{\text{макс}}$ для S_1 постоянно выше, чем для других разреженных структур. При этом КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных и исходной структур хорошо согласуются.

В таблице 4.40 после сравнения приведены максимальные расхождения. Кроме того, ДН разреженных структур из ПС после различных аппроксимаций рассматриваются на частоте 11 ГГц в плоскостях E и H . Эти ДН сравниваются друг с другом и с ДН исходной ПС (рисунок 4.108).

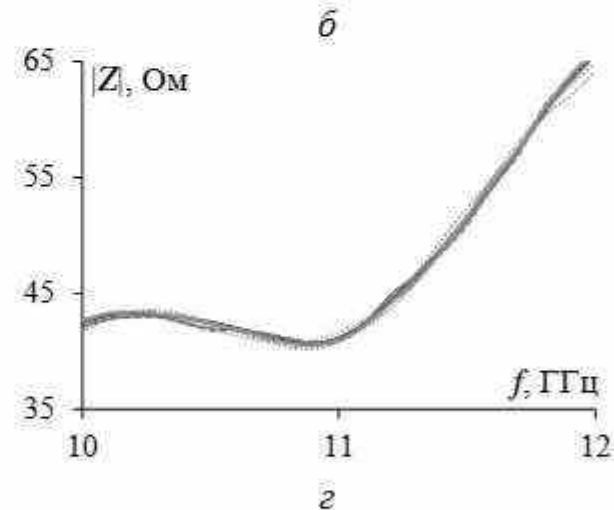
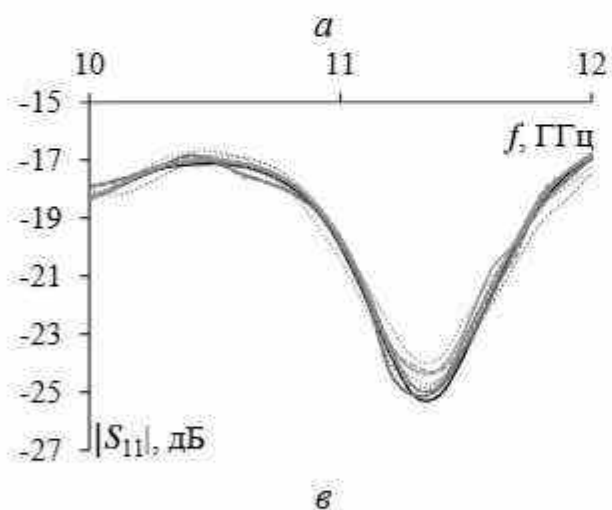
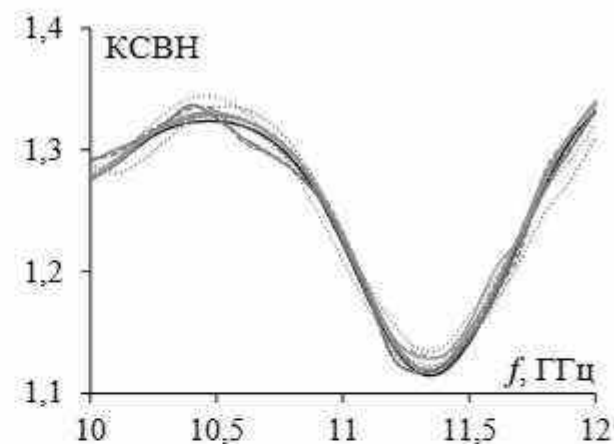
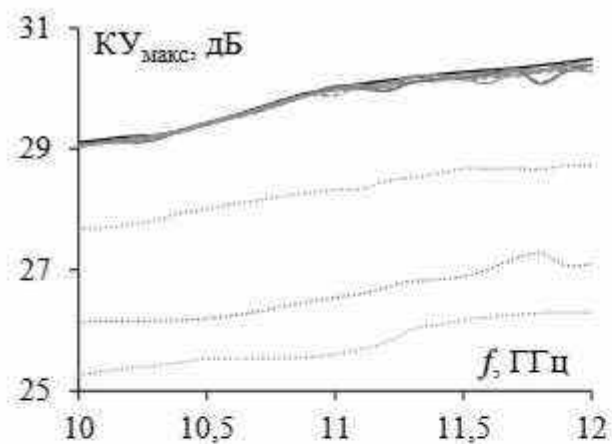


Рисунок 4.107 – Частотные зависимости $KU_{\text{макс}}$ (а), $K_{\text{СВН}}$ (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (г) исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=20%: S_1 -АОТС (—), S_1 -УАОТС (··), S_1 -СБАОТС (—); S_2 -АОТС (—), S_2 -УАОТС (··), S_2 -СБАОТС (—); S_3 -АОТС (—), S_3 -УАОТС (··), S_3 -СБАОТС (—)

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

Разреженные структуры		Максимальные расхождения			
		$KU_{\text{макс}}$, дБ	KCBH	$ 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

Максимальные расхождения для одной и той же аппроксимации из таблицы 4.40 показывают, что структура S_1 обычно дает наименьшие расхождения после АОТС и СБАОТС, в то время как S_3 – после УАОТС (полужирные значения). Следовательно, целесообразно создавать разреженные антенны из ПС на более низких частотах рабочего диапазона, поскольку они ближе по характеристикам к исходной ПС.

Можно заметить (см. рисунок 4.108), что ДН разреженных после АОТС, СБАОТС и исходной структур почти совпадают в основном направлении излучения. Однако в некоторых боковых направлениях излучения наблюдаются малые расхождения. В отличие от них УАОТС даёт большие расхождения как в основном, так и в боковых направлениях излучения, но они приемлемы, учитывая уменьшение массы и затрат на моделирование после выполнения аппроксимации.

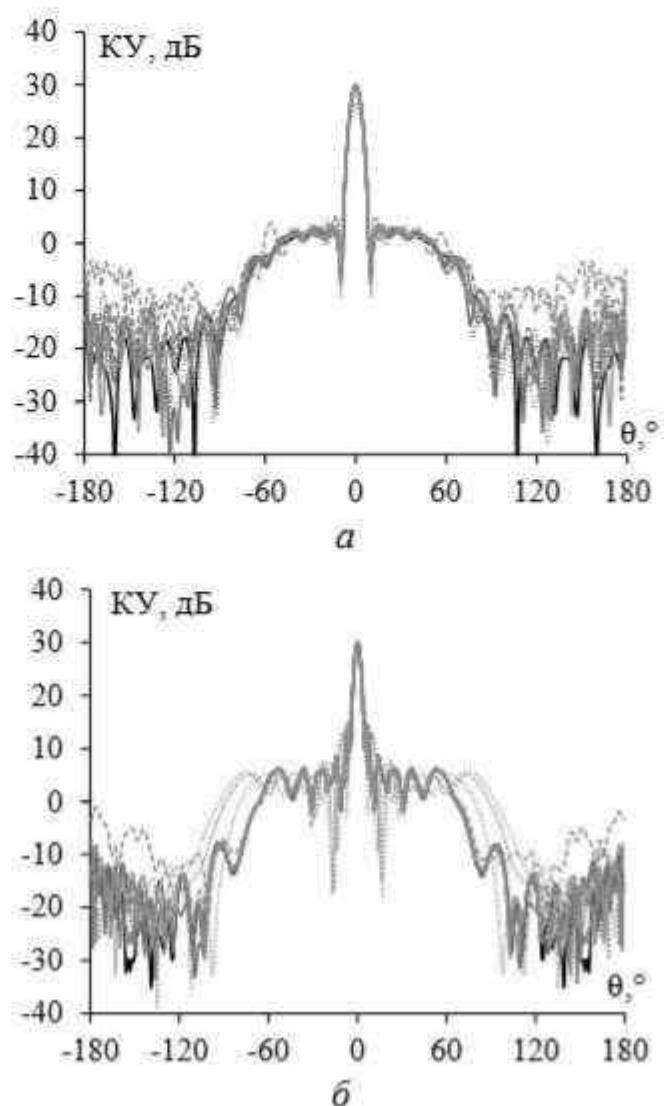


Рисунок 4.108 – Полученные ДН в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 11 ГГц исходной (—) и разреженных ПС при ДУЭС=20%:

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 (– –)

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 выполнения моделирования.

4.6 Скрытые разреженные антенны

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

- 1) преобразование поверхности исходной антенны в ПС;
- 2) АОТС;
- 3) соединяющая АОТС.

Выполнение перечисленных этапов обеспечивает создание новых скрытых антенн 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 4.109, *а*), похожую на корзину, которая хорошо работает в качестве антенны. Стоит отметить, что объем вычислений для анализа распределения тока антенны тонкопроводной аппроксимацией (используемого здесь) обычно ниже затрачиваемого на анализ поверхностного распределения тока.

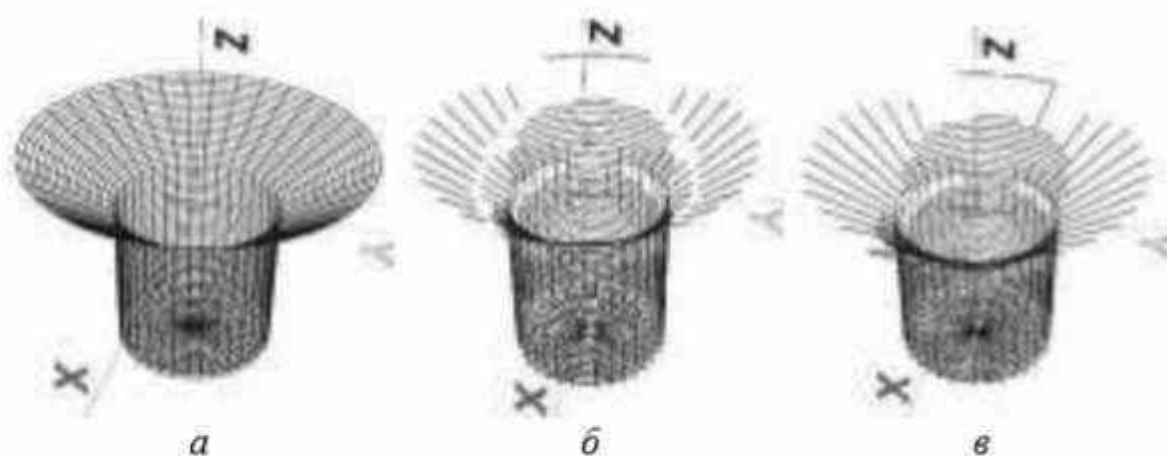


Рисунок 4.109 – Конические рупорные антенны из ПС (*а*), после АОТС (*б*) и САОТС (*в*)

На этапе 2 ПС структуры после АОТС становится более разреженной и не похожей на предыдущую антенну (рису-

нок 4.109,б). 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. Благодаря этому она похожа на сухой куст (рисунок 4.109,в).

5 СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ

5.1 Методика создания разреженных антенн из проводной сетки

Для создания реальных разреженных антенн из ПС с характеристиками, удовлетворяющими конкретным требованиям, и с небольшими затратами на вычисления можно использовать простую методику из следующих шагов [413, 414].

1. Выполнить точную аппроксимацию поверхности сплошного металла с помощью ПС путем моделирования. Некоторые параметры можно отрегулировать для достижения характеристик антенны, схожих с характеристиками сплошной структуры: например, регулируются размер ячейки, радиус провода, длина и радиус источника возбуждения.

2. Создать реальную антенну из ПС на основе результатов моделирования. Сравнить результаты моделирования и эксперимента для этой антенны и антенны из сплошного металла.

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

4. На основе результатов моделирования последовательно создать разреженные ПС с изменением ДУЭС от малых до больших значений и измерить 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 определяется из объема V и плотности ρ металла, из которого изготовлена антенна. Объем сплошной структуры V_{solid}

вычисляется из площади поверхности S_{solid} и толщины t металлической пластины. Площадь S_{solid} рупорной антенной структуры находится в соответствии с её геометрическими параметрами, такими как длина (a_1), ширина (b_1) и высота (l_1) регулярной части, а также длина (a_2), ширина (b_2) и высота (l_2) нерегулярной части. При этом объем структуры из ПС с N проводниками (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, а площадь поверхности ПС S_{WG} – 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 приведенные ниже формулы, можно рассчитать и сравнить массу антенны и силу действующего на неё ветра для сплошной структуры, исходной и разреженной ПС:

$$M = V\rho;$$

$$V_{\text{solid}} = tS_{\text{solid}};$$

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

$$V_{WG} = \sum_{i=1}^N \pi l_i a_i^2;$$

$$F_{\text{wind}} = SP_{\text{wind}};$$

$$S_{WG} = \sum_{i=1}^N 2l_i a_i;$$

$$P_{\text{wind}} = 0,5v_{\text{wind}}^2\rho_{\text{air}}.$$

5.2 Рупорная антенна из проводной сетки

Для создания реальных разреженных структур из ПС на основе предложенной выше методики использовалась рупорная антенна из [353]. Её параметры рассчитаны для работы в UHF-диапазоне с центральной частотой 0,915 ГГц (таблица 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} частей 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 .

Таблица 5.1 – Геометрические параметры рупорной антенны, мм

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

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 пятью сегментами, в то время как каждый из остальных проводов сетки представлен одним сегментом. В реальной ПС использовался соединитель SMA 50 Ом для соединения ПС и провода возбуждения. Сплошная структура [353] и ПС-структура [415] рупорной антенны UHF-диапазона показаны на рисунке 5.1.

Для настройки измерений дипольная антенна UHF-диапазона была размещена на расстоянии 4 м от рупорной антенны для обеспечения условий дальнего поля. Характеристики антенны измерялись векторным анализатором цепей серии P4M-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 $|S_{11}|$ составляют от $\pm 0,01$ до $\pm 0,055$ дБ, а $|S_{21}|$ – от $\pm 0,5$ до $\pm 2,5$ дБ).

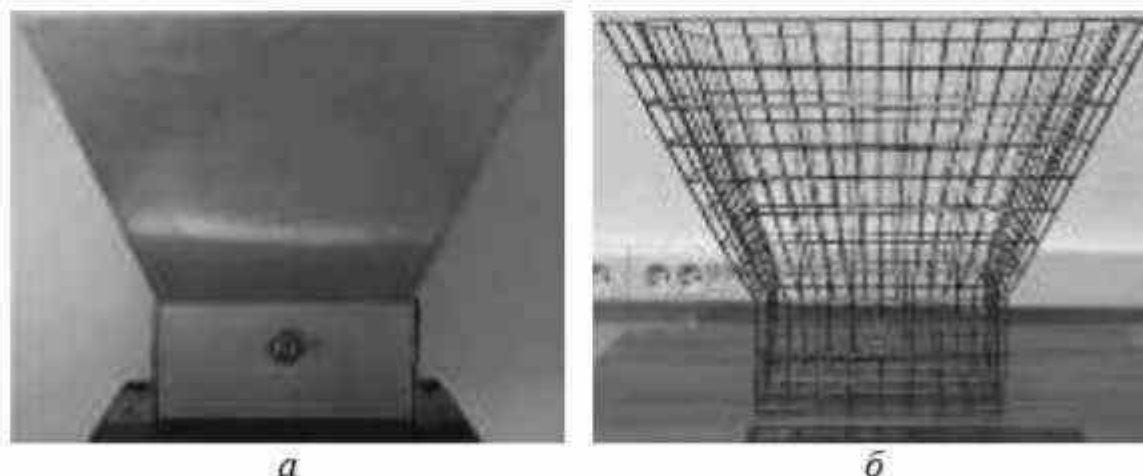


Рисунок 5.1 – Рупорная антенна со сплошной (а) структурой и ПС-структурой (б)

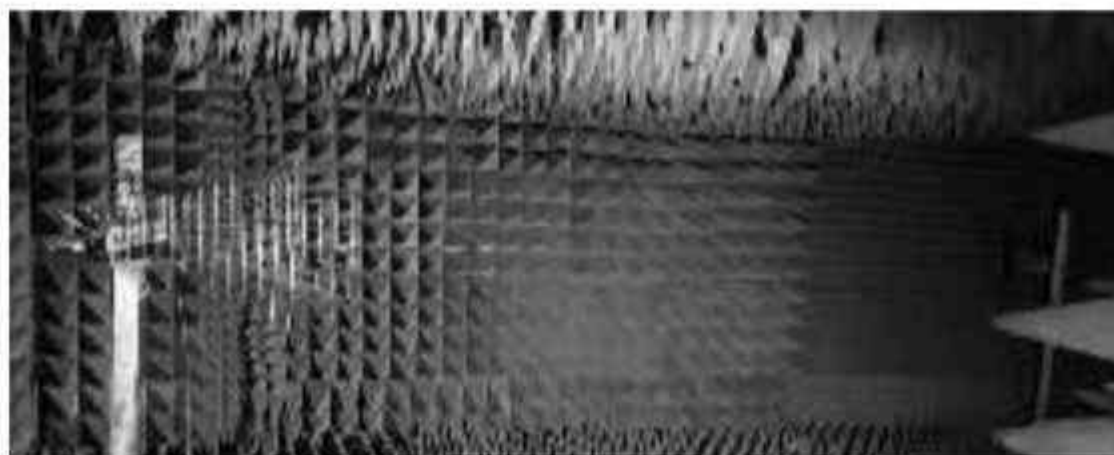
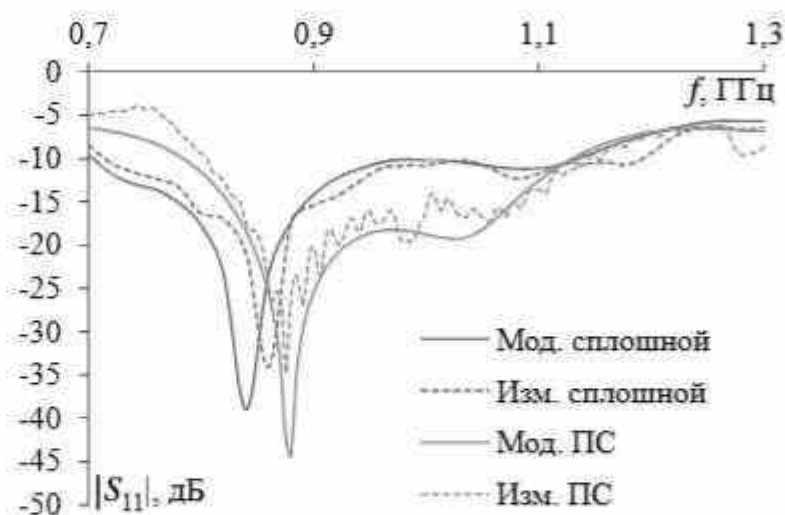
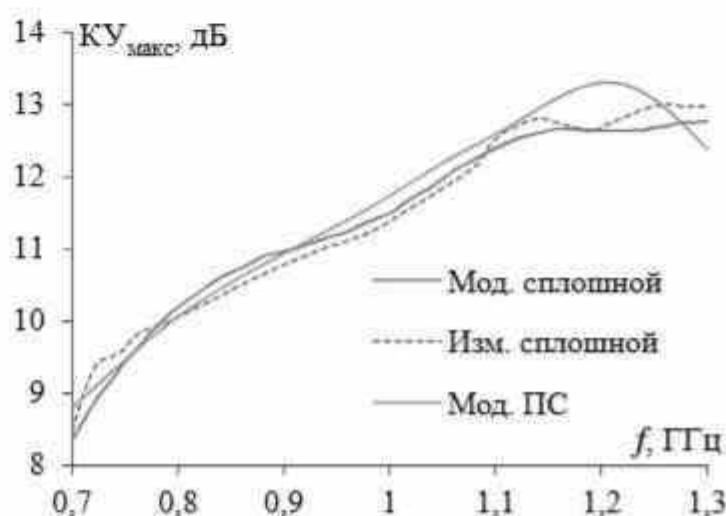


Рисунок 5.2 – Измерение характеристик рупорной антенны из ПС в безэховой камере

Параметры $|S_{11}|$, $KU_{\text{макс}}$ и ДН, полученные при моделировании и экспериментально для сплошной и ПС рупорных антенн, сравнены между собой (рисунки 5.3, 5.4) [353].



a



б

Рисунок 5.3 – Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*) и $KY_{\text{макс}}$ (*б*), полученные экспериментально и численно для ПС и сплошной структур

Сравнение модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ показало, что результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными данными 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 параметр $|S_{11}|$ структуры из ПС со сплошной структурой, можно отметить, что резонансная частота ПС выше и ближе к центральной частоте.

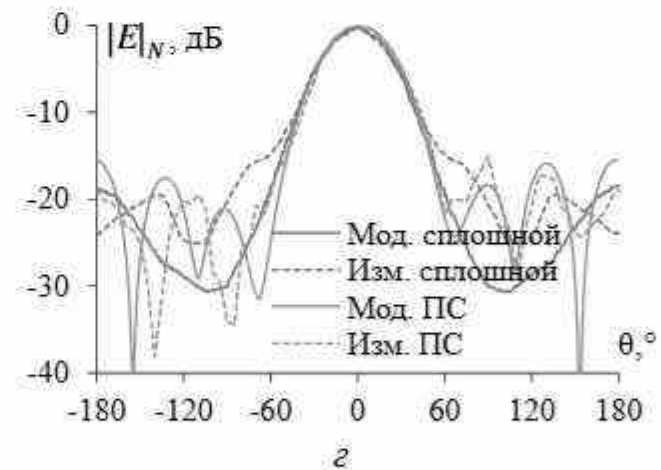
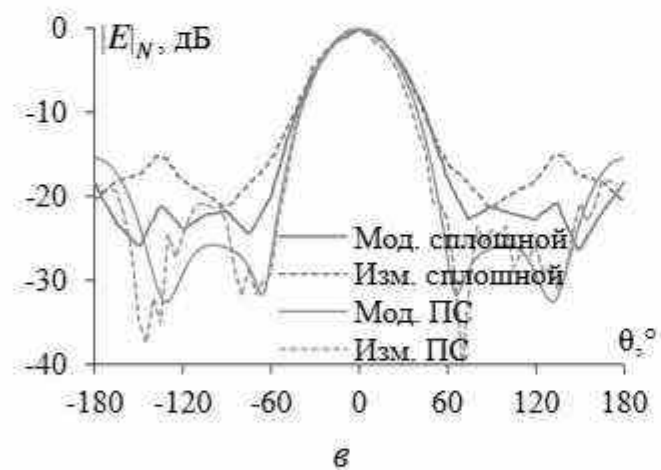
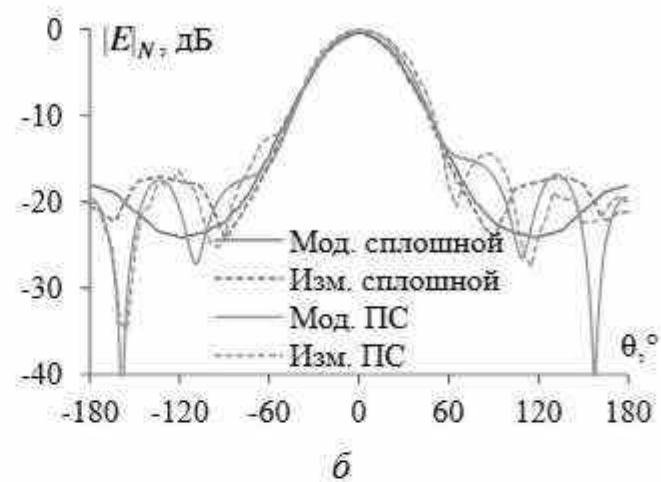
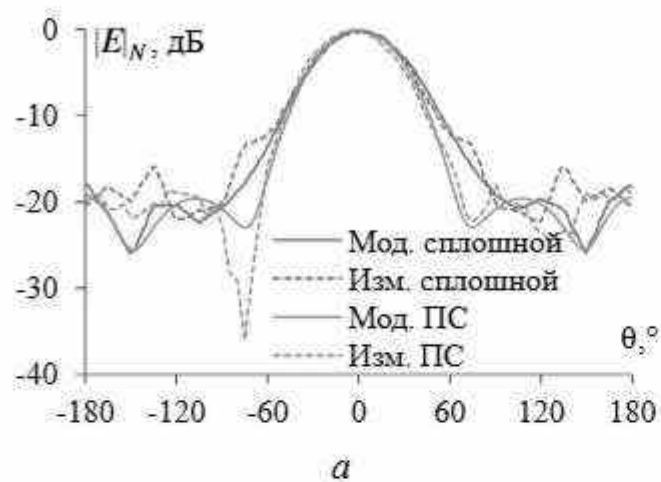


Рисунок 5.4 – ДН в плоскостях E и H на частотах 0,85 (а, б) и 1 (в, г) ГГц, полученные численно и экспериментально для сплошной и ПС структур

Кроме того, в диапазоне частот 0,9–1,1 ГГц параметр $|S_{11}|$ структуры из ПС значительно ниже, чем у сплошной (около 5 дБ). Это демонстрирует хорошую согласованность импеданса структуры из ПС в этом диапазоне частот. Сравнение коэффициентов $KU_{\text{макс}}$ показывает хорошую согласованность структуры 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 обеих структур 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 (рисунок 5.5).

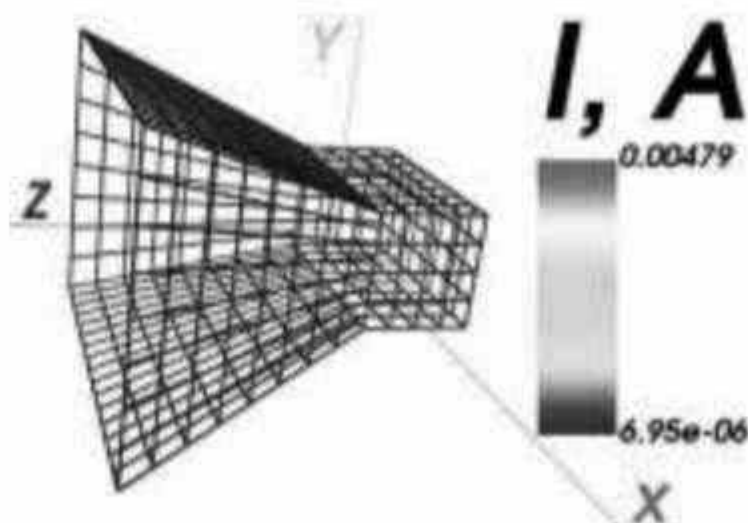
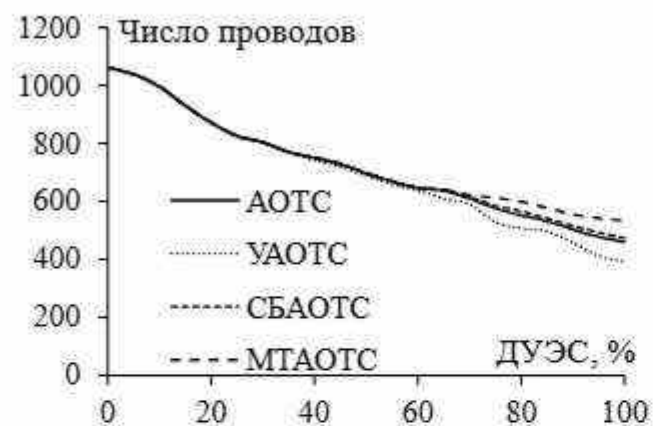


Рисунок 5.5 – Исходная структура из ПС с распределением тока по проводам

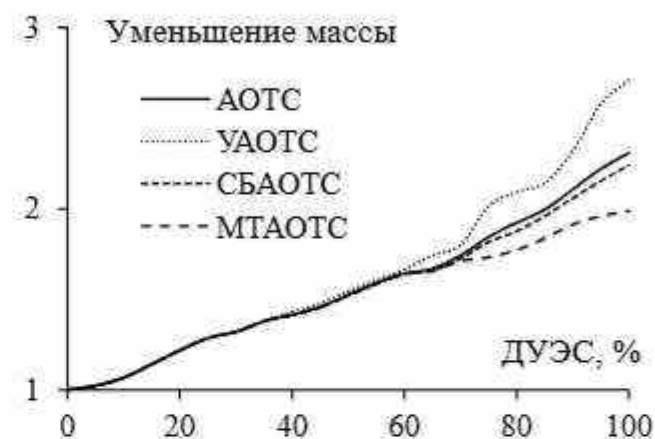
Очевидно, что ток в основном концентрируется вблизи места расположения возбуждающего провода. Следовательно, точка соединения провода возбуждения и структуры из ПС выбирается в качестве основной для подключения всех проводов в полученной разреженной структуре. Кроме того, провода, непосредственно соединенные 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 может варьироваться в зависимости от допусков удаления элемента, что влияет в дальнейшем на уменьшение массы антенны, затрат памяти и времени моделирования (при использовании разреженной структуры вместо исходной), которые также будут различаться. 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 больше. Следовательно, снижение массы антенны, затрат памяти и времени после МТАОТС будет чуть меньше. Это объяснимо тем, что МТАОТС восстанавливает провода для соединения свободных проводов со структурой по пути наибольшего тока.

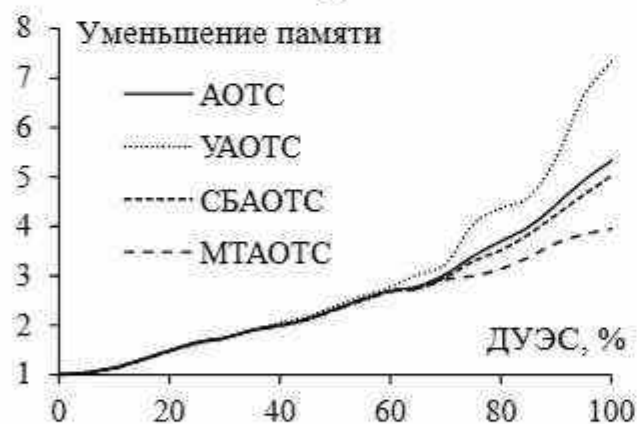
Изменение числа проводов в ПС влияет на характеристики разреженных ПС: $KU_{\text{макс}}$, $K_{\text{СВН}}$, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных структур после аппроксимаций сравнивались с характеристиками исходной ПС (ДУЭС = 0%) на центральной частоте 0.915 ГГц (рисунок 5.7). Максимальные расхождения в характеристиках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



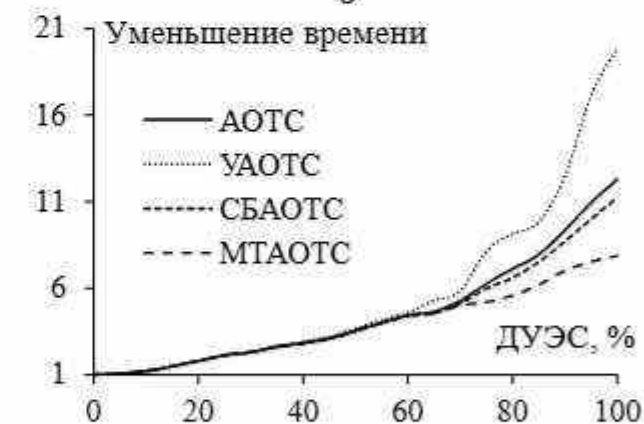
a



б

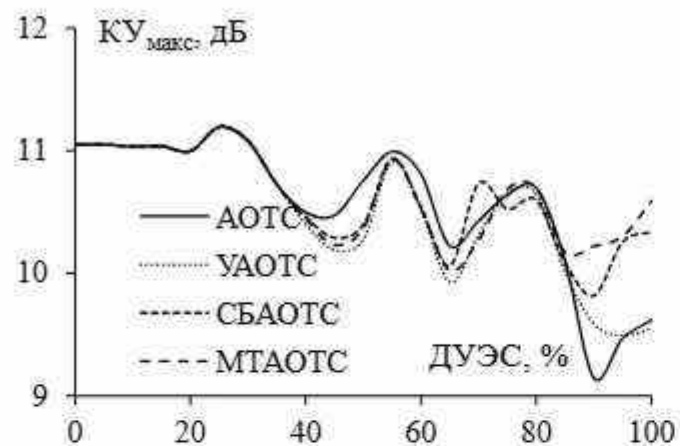


в

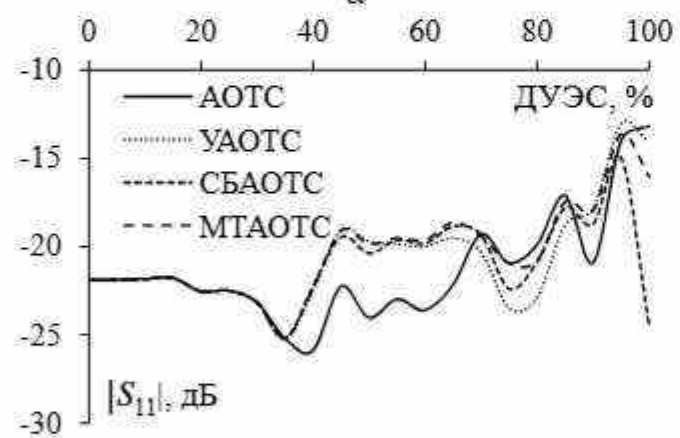


г

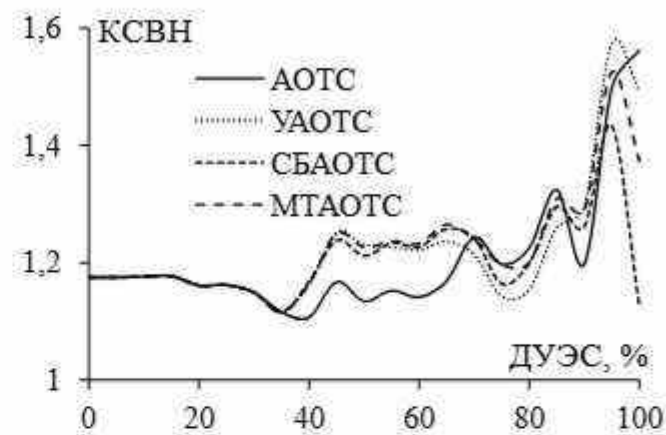
Рисунок 5.6 – Зависимости от ДУЭС числа проводов (*a*) и уменьшения массы антенны (*б*), требуемой памяти (*в*) и времени (*г*) для последующего моделирования после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС



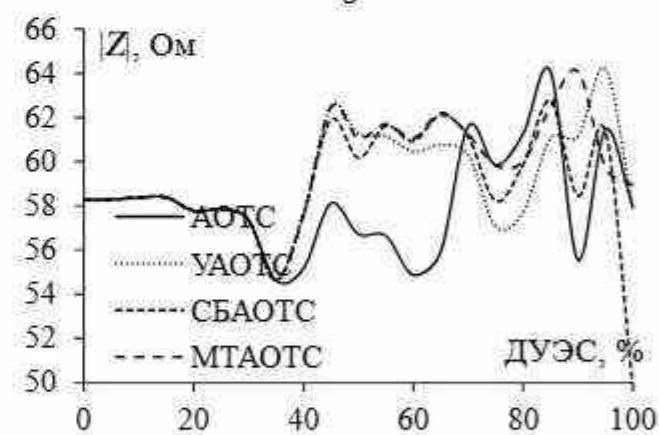
a



б



б



з

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

На рисунке 5.7 видно, что при ДУЭС < 40% характеристики разреженных и исходной структур отличаются мало. Однако с ростом ДУЭС они становятся более заметными. Структуры после МТАОТС меньше всего зависят от ДУЭС, сохраняя характеристики исходной структуры. Далее идут СБАОТС, АОТС и УАОТС соответственно. Таблица 5.3 дополнительно подтверждает эти выводы, показывая, что наименее всего расхождение характеристик (значения выделены полужирным шрифтом) происходит после МТАОТС и СБАОТС (по $KU_{\text{макс}}$ и $|Z|$ – для МТАОТС, по КСВН и $|S_{11}|$ – для СБАОТС).

Таблица 5.3 – Сравнение характеристик разреженных и исходной ПС рупорной антенны

Разреженная структура	Максимальное расхождение			
	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ 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

Эффективность разреженных структур после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС в рабочем диапазоне частот также оценена для ДУЭС = 80% (рисунок 5.8). В разреженной структуре после АОТС обнаруживается несколько свободных проводов в ПС (рисунок 5.8,а). В отличие от этого, на рисунке 5.8,б показано отсутствие таких свободных проводов после УАОТС. После СБАОТС провода восстановлены для соединения свободных проводов с основной ПС (рисунок 5.8,в).

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

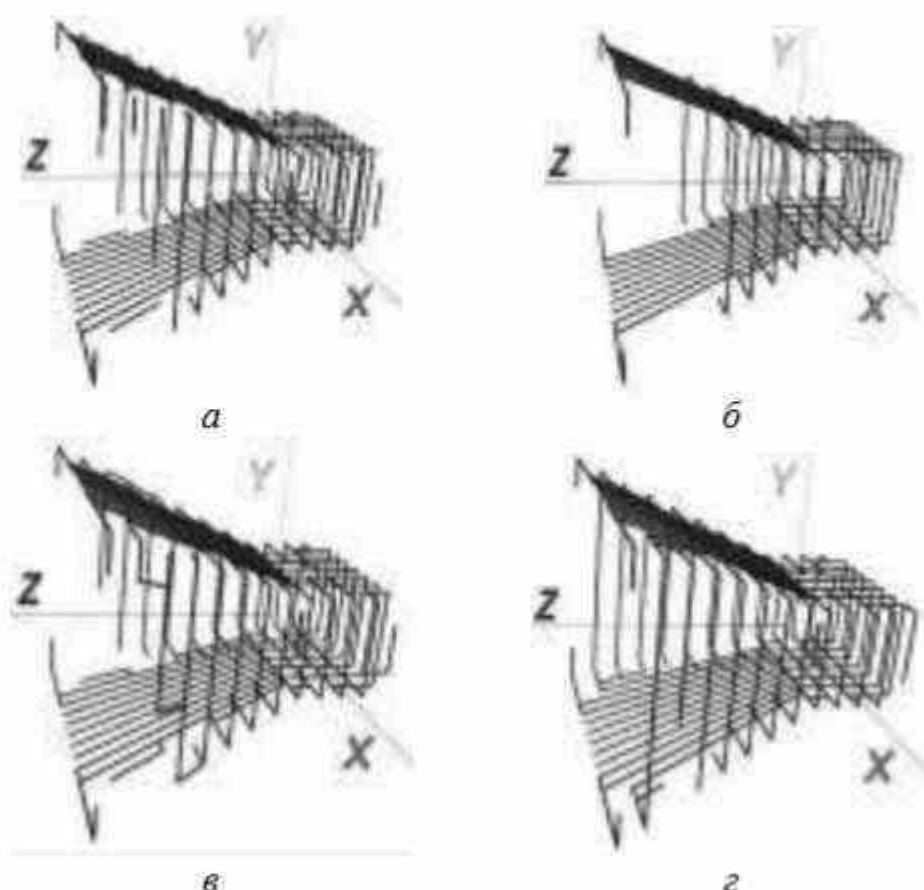


Рисунок 5.8 – Разреженные ПС рупорной антенны после АОТС (а), УАОТС (б), СБАОТС (в) и МТАОТС (г) при ДУЭС = 80%

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 проводной сеткой. В таблице 5.4 приведено число проводов в разреженных структурах и улучшение показателей по сравнению с исходной ПС.

Представленные в таблице 5.4 результаты показывают, что число проводов в разреженной структуре после МТАОТС максимально. Следовательно, снижение массы антенны и затрат на моделирование будет несколько меньше. Это объясняется способностью УАОТС устранять свободные провода, в то время как СБАОТС и МТАОТС восстанавливают провода для соединения свободных проводов и основной ПС.

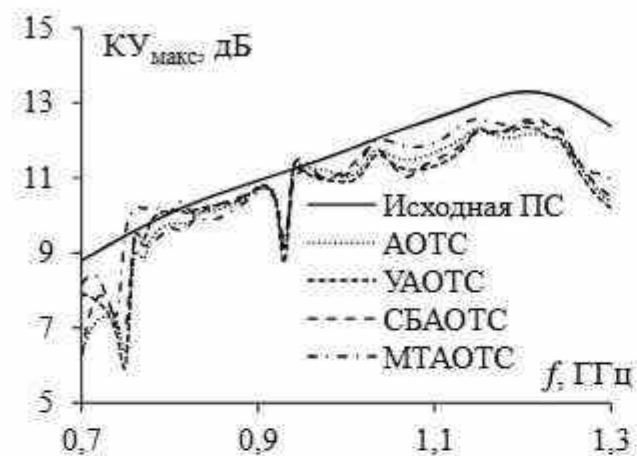
Таблица 5.4 – Число проводов в разреженных структурах и достигнутые улучшения по сравнению с исходной структурой

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

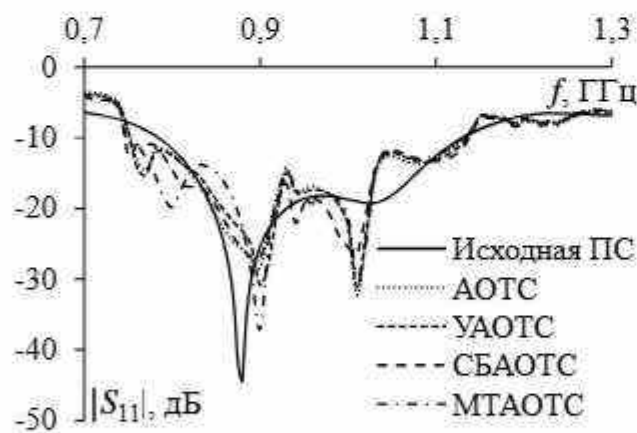
Для оценки эффективности разреженных структур важно анализировать их характеристики в рабочем диапазоне частот, поэтому сопоставлялись $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ для разреженных структур после АОТС и её модификаций сравнены (рисунок 5.9). Результаты показывают, что существенная разница между разреженными структурами отсутствует. Хотя на некоторых частотах и заметны различия между разреженными и исходной структурами, 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 другими способами аппроксимации.

Чтобы проверить направленность разреженных структур из ПС, их ДН на частоте 0,915 ГГц сравнивались с ДН исходной ПС в плоскостях E и H (рисунок 5.10). Видно, 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 определяющей у данной антенны является работа в основном направлении излучения.

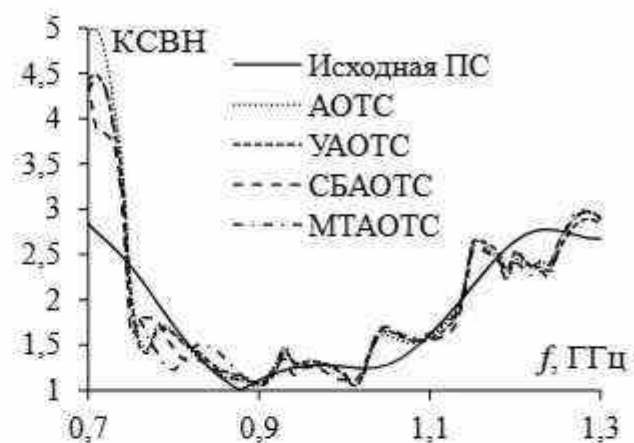
В таблице 5.5 приведены средние расхождения в характеристиках антенн между разреженными и исходной структурами в рабочем диапазоне частот. Приведенные в таблице результаты показывают, что наименьшие средние расхождения (выделены полужирным шрифтом) всегда присутствуют после МТАОТС. Сравнения в целом подтверждают эффективность МТАОТС для получения разреженных структур с характеристиками как у исходной структуры.



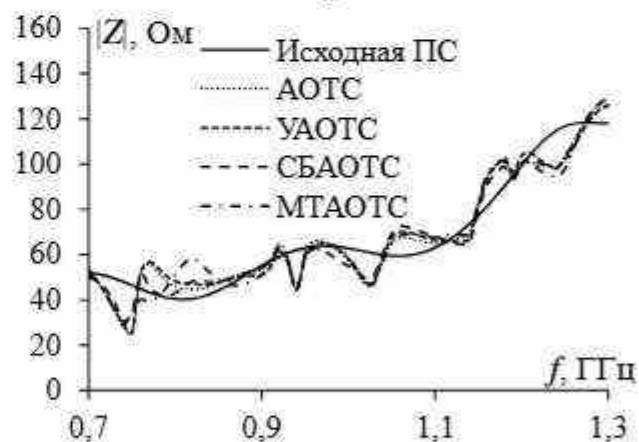
a



б



б



г

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

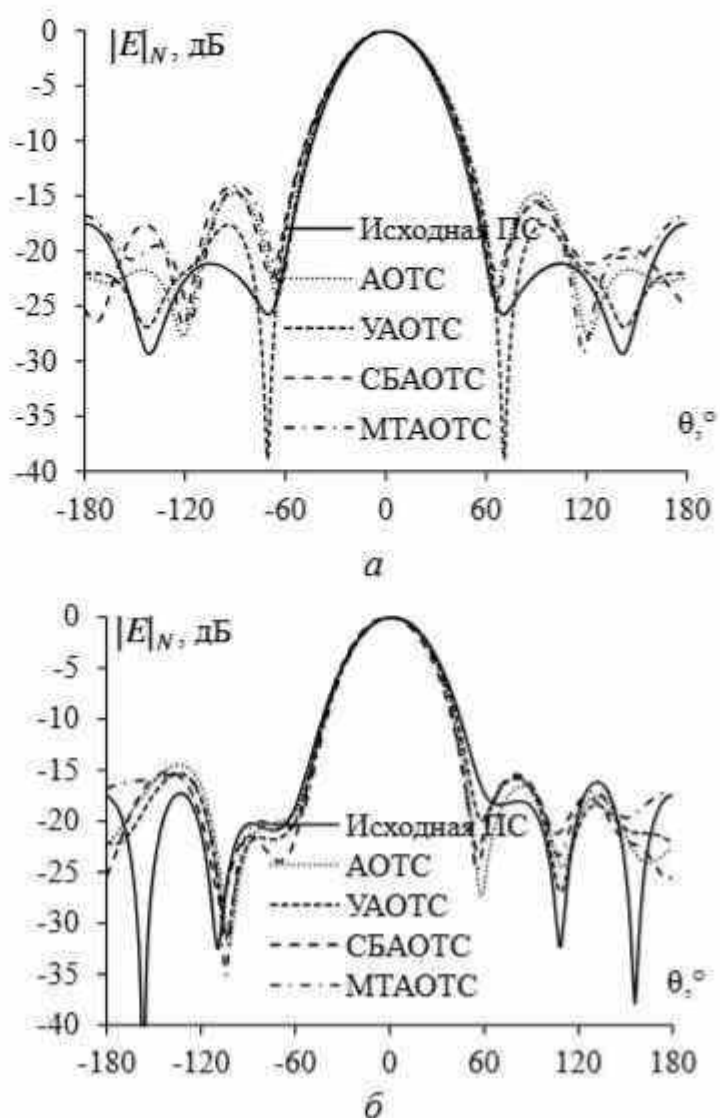


Рисунок 5.10 – ДН в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 0,915 ГГц для исходной и разреженной ПС после АОТС, УАОТС, СБАОТС и МТАОТС при ДУЭС = 80%

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

Разреженная структура	Среднее расхождение			
	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	$ 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

5.4 Сравнение результатов измерения разреженных рупорных антенн

На основе моделирования разреженных ПС провода в реальной исходной проводной сетке вырезались. Для оценки влияния ДУЭС на получаемые разреженные ПС взяты показатели допуска 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 [416] обозначены как SA_5 , SA_{10} , SA_{25} и SA_{40} соответственно (рисунок 5.11).

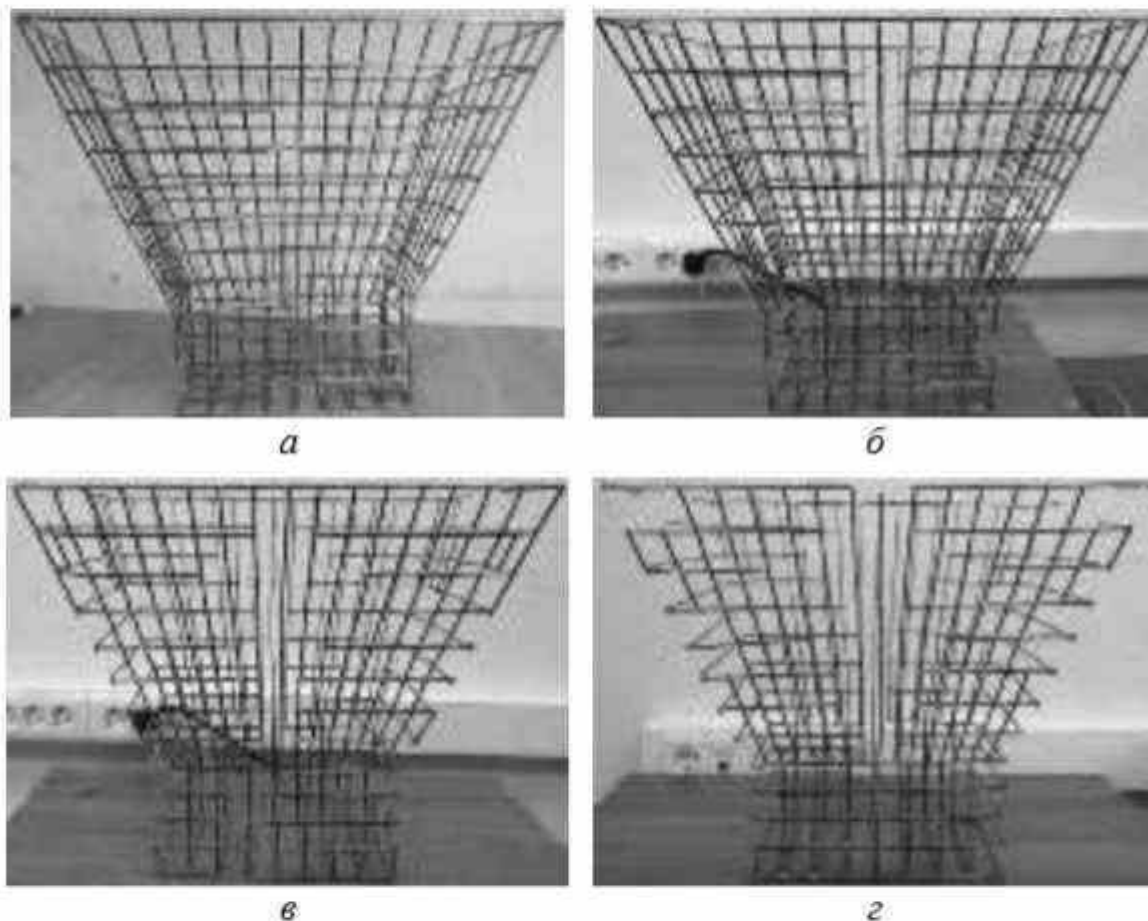


Рисунок 5.11 – Разреженные структуры из ПС рупорной антенны после АОТС и МТАОТС при ДУЭС=5% (а), 10% (б), 25% (в), 40% (г)

Массы этих структур, исходной структуры из ПС и сплошной медной структуры толщиной 3 мм сравнивались между собой (таблица 5.6). Сила ветра F_{wind} , действующая на выбранные струк-

туры, рассчитана при скорости ветра на уровне 12 ($v = 32,7$ м/с) и температуре воздуха $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($\rho_{\text{air}} = 1,2$ кг/м³) (см. таблицу 5.6).

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

Из таблицы видно, что масса антенны и действующая на ПС сила ветра F_{wind} значительно меньше, чем для сплошных структур. Сравнение разреженных ПС с исходной показывает, что масса антенны и сила ветра F_{wind} уменьшаются с ростом ДУЭС.

Однако исключение нескольких проводов из исходной ПС влияет на характеристики антенны. Для измерения характеристик разреженных ПС использовались устройства с параметрами, аналогичными исходной ПС (рисунок 5.12).

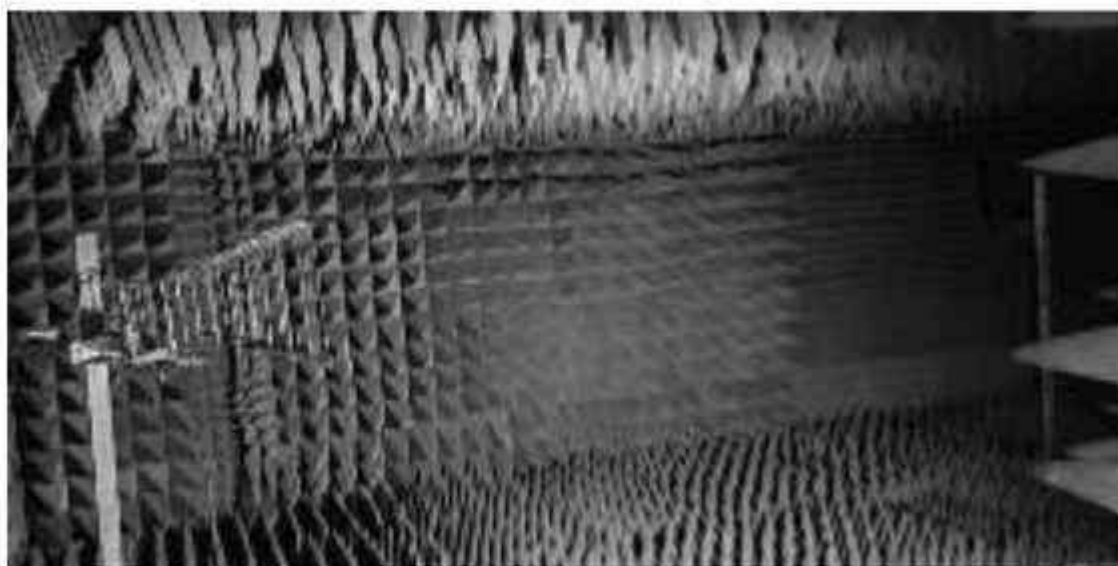


Рисунок 5.12 – Измерение характеристик разреженных ПС в безэховой камере

Сравнивались КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ в рабочем диапазоне частот 0,7–1,3 ГГц (рисунок 5.13), а для оценки направленности разреженных ПС сопоставлялись их ДН 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.

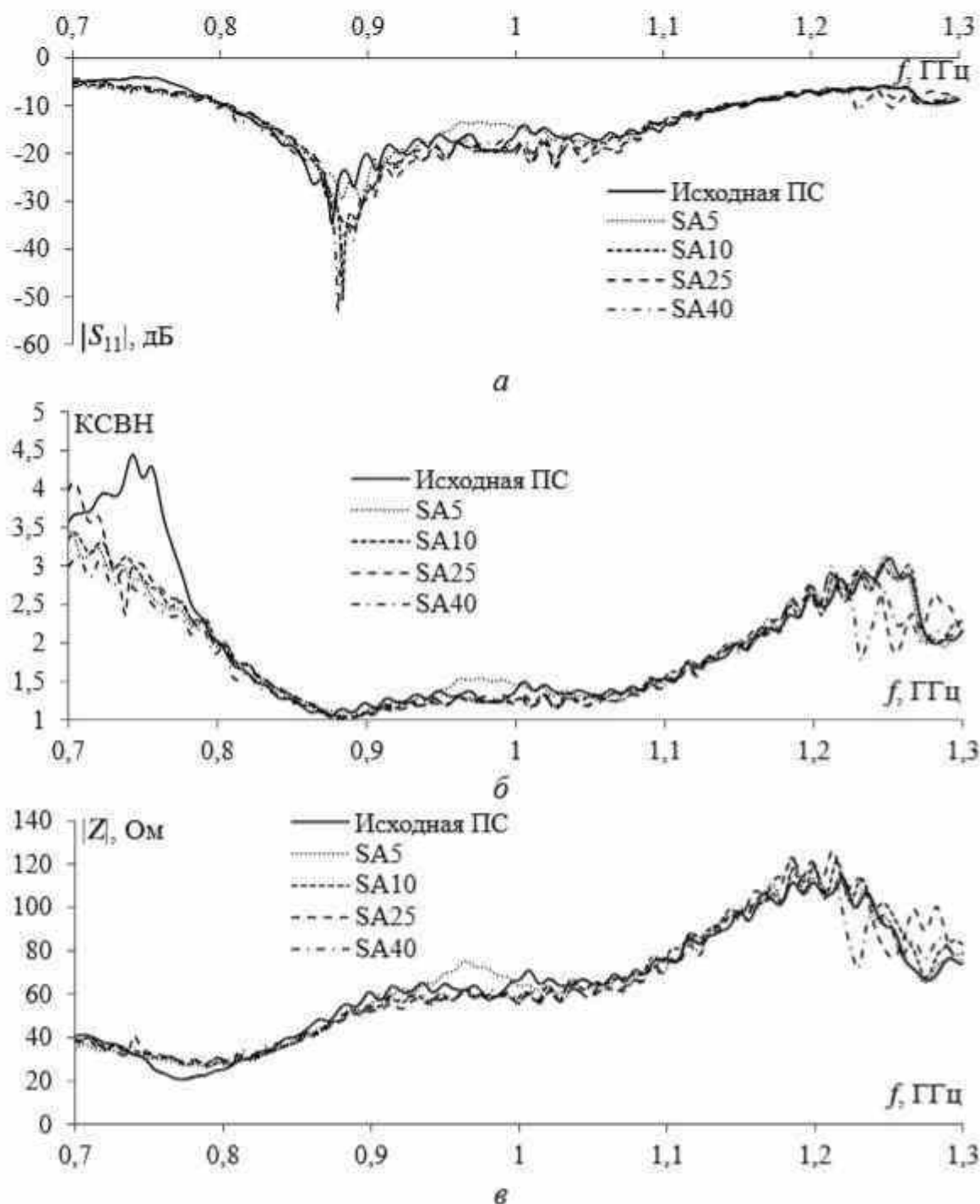


Рисунок 5.13 – Частотные зависимости измеренных $|S_{11}|$ (а), КСВН (б) и $|Z|$ (в) для исходной и разреженных ПС рупорной антенны

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 (см. таблицу 5.7). Однако оно мало и приемлемо с учетом снижения массы антенн.

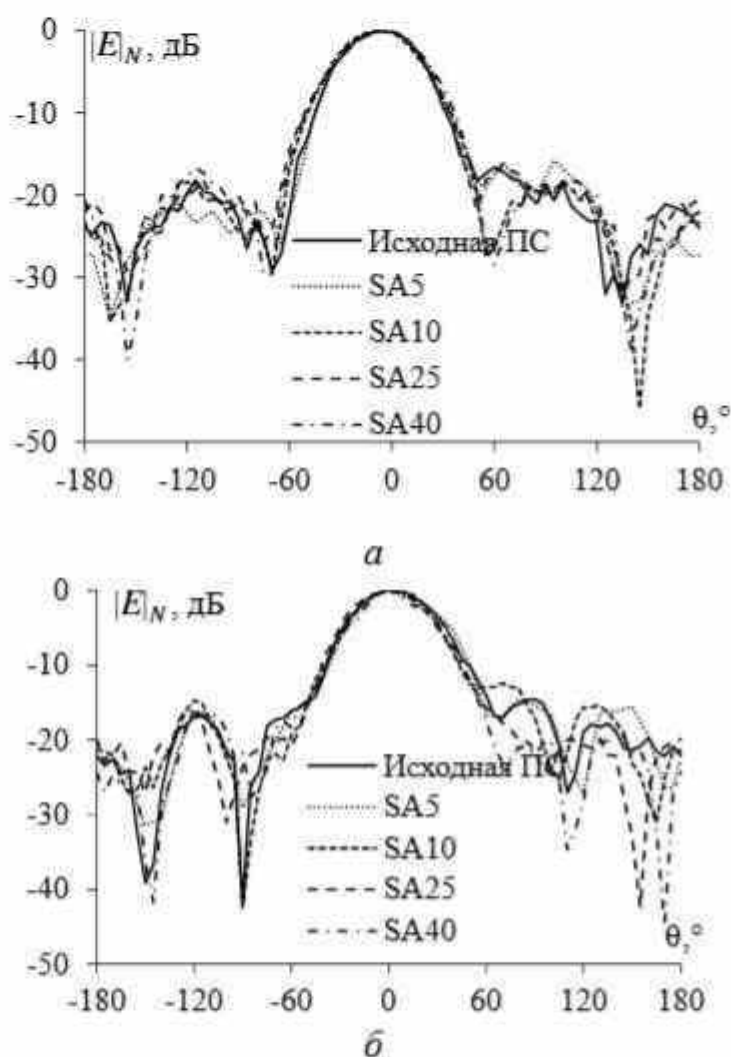


Рисунок 5.14 – Измеренные ДН в плоскостях E (а) и H (б) на центральной частоте 0,915 ГГц для исходной и разреженной ПС рупорной антенны

Наименьшие средние расхождения (полужирные значения, см. таблицу 5.7) получены в основном для структуры 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 выбирать 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

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 (см. таблицу 5.6). Из этого следует, что разреженные ПС могут эффективно работать в сложных погодных условиях по сравнению с другими структурами. Кроме того, с уменьшением площади поверхности антенны также снижается её эффективная площадь рассеяния – это важный момент 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 разреженных антенн

АОТС и её модификации позволяют оптимизировать антенну из ПС на основе распределений тока в её проводках. Формируется разреженная ПС, которая работает почти так же эффективно, как и исходная антенна, но при этом имеет меньшую массу. Такая ПС может заменить исходную для моделирования, обеспечивая в этом случае значительно меньшие вычислительные затраты для последующего анализа. Допуски на основные характеристики разреженной ПС контролируются с помощью ДУЭС. Например, среднее

расхождение $KU_{\text{макс}}$ разреженных и исходной ПС в рабочем диапазоне частот составляет менее 1 дБ для АОТС, даже при относительно высоком ДУЭС (80%). И хотя это приводит к некоторому снижению излучения, разреженная ПС значительно уменьшает массу антенны и вычислительные затраты. Например, МТАОТС формирует разреженную структуру с массой в 1,77 раза меньше исходной, а требуемые память и время для дальнейшего моделирования уменьшаются 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.

Симметрия играет важную роль при 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. Восстанавливается 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 малой асимметрией, которая почти не 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 ее применения в космических и авиационных системах. Разреженные ПС требуют меньше материала и более легкие, а это снижает затраты на запуск спутников, где масса является основным ограничением. Разреженные ПС после АОТС также снижают затраты времени на моделирование и оптимизацию антенных элементов. В сложных системах, таких как радарные устройства 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, снижение требований также открывает возможности для использования более совершенных материалов, которые ранее считались 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 появиться непреднамеренное взаимодействие между проводами, влияющее на работу антенны. Дальнейшие 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 последующих исследованиях по применению АОТС и её модификаций к антенным решеткам, заключается в том, что решетки с разреженными ПС должны быть широкополосными или многополосными, что является важным условием для современных систем.

В процессе исследования было отмечено несколько особенностей, в частности, наблюдались заметные расхождения в импедансе разреженных и исходной ПС по сравнению с измеренными. Эти расхождения, скорее всего, были связаны с моделью источника, используемого для возбуждения структуры из ПС при моделировании на основе МоМ. Аномалии в импедансе приводили к незначительным расхождениям в эффективности излучения, как видно из сравнения диаграмм направленности. Однако это явление 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 является перспективным. Возможность контролировать деградацию выбором ДУЭС или конкретной АОТС обеспечивает гибкость процесса моделирования разреженных антенн: можно контролировать ухудшение характеристик и уменьшение массы в зависимости от требований к структуре, что делает

разреженные ПС легко адаптируемыми к различным приложениям. Такая адаптивность может привести к разработке новых классов антенн, оптимизированных для конкретных случаев использования, например портативных устройств, БПЛА или IoT-приложений, где масса, стоимость и эффективность имеют первостепенное значение.

АОТС, позволяющая создавать легкие и компактные антенны для космической отрасли, может оказать влияние на будущие 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 значительно бережет средства.

АОТС также может положить начало разработке новых реконфигурируемых антенн, структура которых будет изменяться в зависимости от текущих эксплуатационных требований. Антенны с разреженными ПС после АОТС могут создаваться 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. Такая технология особенно актуальна для связи 5G/6G и оборонных приложений, где антенны должны адаптироваться к различным частотным диапазонам и режимам работы.

Заключение

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

Предложены модификации АОТС для создания разреженных антенн. Они позволяют не только снизить технические трудности при их изготовлении, но и использовать в последующем моделировании с минимальными вычислительными затратами, а также достигать при этом приемлемого сохранения полученных характеристик по сравнению с исходными. Представлена 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 порядком 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.

Разработаны рекомендации по проектированию из ПС исходных структур рупорной, конической рупорной и рефлекторной антенн. Показаны различия между новыми и ранее предложенными рекомендациями. Эффективность рекомендаций проверена на различных типах антенн, работающих в разных диапазонах. Характеристики исходных ПС, спроектированных по новым рекомендациям, сопоставлены с полученными численно при помощи 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 разреженных антенн после АОТС и её модификаций.

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 литературных источников. Разреженные антенны создавались с помощью АОТС при различных ДУЭС. Характеристики разреженных структур демонстрировались графически с помощью ГИП. Благодаря такому интерфейсу можно быстро анализировать, оценивать и выбирать 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 для получения разреженных ПС, удовлетворяющих определенным критериям в рабочем диапазоне частот. Кроме того, для подтверждения работоспособности компьютерного кода рассмотрено несколько частных случаев. Разработанный алгоритм и компьютерный код представляют собой эффективный инструмент для производителей и разработчиков антенн, позволяя легко получать разреженные ПС, отвечающие их специфическим требованиям.

Результаты АОТС верифицированы на примере перфорированной рупорной антенны в различных САПР. В TUSUR.EMC достигнуты более высокие $KU_{\text{макс}}$, а также более узкая ширина луча и более низкий уровень боковых лепестков. В то же время различия между результатами, полученными в различных САПР, малы и их можно считать в целом хорошо согласующимися.

Получены разреженные структуры 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, имеет характеристики как у исходной антенны и менее зависима от ДУЭС. Однако АОТС и УАОТС в большей степени уменьшают массу антенны и вычислительные затраты. Сравнены также разреженные структуры из ПС, созданные с помощью различных аппроксимаций при определенном ДУЭС.

Их характеристики сравнивались с характеристиками исходной ПС в рабочем диапазоне частот и на этой основе представлены рекомендации по выбору частот для каждой конкретной антенны при создании разреженных структур.

Предложена простая методика моделирования для создания скрытых антенн. С этой целью описана их классификация, дан краткий обзор трех методов моделирования, пригодных для предлагаемой методики, а также сформулирована сама методика с иллюстративными примерами полученных антенн, которая позволяет значительно уменьшить вычислительные затраты при создании новых структур.

Представлена 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 силы ветра, действующего на антенну. Характеристики антенны, полученные моделированием и с помощью эксперимента для ПС, хорошо согласуются с характеристиками сплошной структуры. На основе этого с помощью АОТС и её модификаций сгенерированы разреженные структуры из ПС, которые имеют массу до 1,41 раза меньше, чем исходная ПС, и до 9,23 раза меньше, чем сплошная структура (при сохранении характеристик антенны). Вместе с тем такие структуры 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 местах, 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.

Модификации АОТС могут использоваться для получения непрерывных разреженных структур из ПС без технических сложностей и применяться в учебном процессе, в различных НИР,

а также в качестве основы для дальнейших исследований различных типов антенн, отвечающих современным требованиям.

Перед применением АОТС и её модификаций необходимо выполнить точное моделирование характеристик исходной структуры из ПС по предложенным рекомендациям. Перед изготовлением разреженных антенн из ПС необходимо точно смоделировать её характеристики и выбрать подходящий допуск удаления элемента сетки. Для быстрого получения исходных и разреженных ПС лучше использовать предложенные программные модули с ГИП. При разреживании исходных ПС путем вырезки рекомендуется выбирать ДУЭС от малых до больших для минимизации материальных затрат в процессе производства.

Список сокращений и условных обозначений

АОТС – аппроксимация оптимальной токовой сеткой
ГИП – графический интерфейс пользователя
ГСП – граф соединенных проводов
ДН – диаграмма направленности
ДУЭС – допуск удаления элемента сетки
КЗД – коэффициент защитного действия
КПС – квадратная перфорированная структура
КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению
КУ – коэффициент усиления
МВН – метод взвешенных невязок
МКР – метод конечных разностей
МКРВО – метод конечных разностей во временной области
МКСТ – массив координат связанных точек
МКЭ – метод конечных элементов
МоМ – метод моментов
МПЛ – микрополосковая линия
МПП – массив параметров провода
МСТ – метод сопряженных градиентов
МТАОТС – максимально-токовая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
ПС – проводная сетка
РК – реверберационная камера
РЭУ – радиоэлектронное устройство
САОТС – соединяющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой
СБАОТС – соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой
СВЧ – сверхвысокочастотный
СЛАУ – система линейных алгебраических уравнений
СОД – список очереди действий
СОП – список оставшихся проводов
ССвП – список свободных проводов
ССП – список соединённых проводов
СУП – список устраненных проводов

ТПС – трапецеидальная перфорированная структура
УАОТС – устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сет-
кой
УБЛ – уровень боковых лепестков
УЗЛ – уровень задних лепестков
ШГЛ – ширина главного лепестка
ШЛ – ширина луча
CGM – метод сопряженных градиентов
EAR – правило «одинаковой площади поверхности»
NEC – цифровой электромагнитный код
SAR – удельный коэффициент поглощения

Литература

1. Алхадж Хасан А.Ф., Нгуен М.Т., Газизов Т.Р. Моделирование антенн методом моментов: аппроксимация поверхности проводниками // Доклады ТУСУР. 2023. Т. 26, № 2. С. 51–71. DOI 10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71.
2. Wire-grid and sparse MoM antennas: Past evolution, present implementation, and future possibilities / A. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov // Symmetry. 2023. Vol. 15, N 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, N 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, N 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, N 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, N 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, N 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, N 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, N 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, N 2. P. 336. DOI 10.3390/electronics9020336.
11. Zhang K., Soh P.J., Yan S. Meta-Wearable Antennas – A review of metamaterial based antennas in wireless body area networks // Materials. 2020. Vol. 14, N 1. P. 149. DOI 10.3390/ma14010149.

12. Goudarzi A., Honari M.M., Mirzavand R. Resonant cavity antennas for 5G communication systems: a review // *Electronics*. 2020. Vol. 9, N 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, N 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, N 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, N 5. P. 717. DOI 10.3390/mi13050717.
16. Benavente-Peces C., Herrero-Sebastián I. Worldwide coverage mobile systems for supra-smart cities communications: featured antennas and design // *Smart Cities*. 2020. Vol. 3, N 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, N 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, N 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, N 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, N 5. P. 720–727. DOI 10.1109/8.855490.
21. Rubinstein A., Rachidi F., Rubinstein M. On wire-grid representation of solid metallic surfaces // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2005. Vol. 47, N 1. P. 192–195. DOI 10.1109/TEMC.2005.838230.
22. Manabe T., Murk A. Transmission and reflection characteristics of slightly irregular wire-grids with finite conductivity for arbitrary angles of incidence and grid rotation // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2005. Vol. 53, N 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, N 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, N 3. P. 1068–1071. DOI 10.1109/TMAG.2009.2012584.

25. Topa T., Karwowski A., Noga A. Using GPU with CUDA to accelerate MoM-based electromagnetic simulation of wire-grid models // 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. Vandembosch, G.G.E. Gielen, E.A. Soliman // Journal of Lightwave Technology. 2017. Vol. 35, N 21. P. 4700–4706. DOI 10.1109/JLT.2017.2751674.

27. Happ F., Brüns H.-D., Gronwald F. An efficient implementation of the periodic method of moments for shielding effectiveness calculations of thin-wire grids // 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., Mirotznik M.S. Design and fabrication of 3D wire grid antenna an integrated method for optimization in constrained volumes // 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, N 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 // 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 // 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 // 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, France. 2017. P. 202–206. DOI 10.23919/EuCAP.2017.7928531.

34. Hestenes M.R., Stiefel E. Methods of conjugate gradients for solving linear systems // Journal of research of the National Bureau of Standards. 1952. Vol. 49. P. 409–436.

35. Axelsson O., Barker V.A. Finite Element solution of boundary value problems: theory and computation. New York: Academic, 1984. 427 p.

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, N 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, N 3. P. 191–202. DOI 10.1109/TEMC.1980.303879.
38. Kunz K.S., Luebbers R.J. The finite difference time domain method for electromagnetics. Boca Raton: CRC Press, 1993. 464 p.
39. Zivanovic S.S., Yee K.S., Mei K.K. A subgridding method for the time-domain finite-difference method to solve Maxwell's equations // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1991. Vol. 39, N 3. P. 471–479. DOI 10.1109/22.75289.
40. Chew W.C. Waves and fields in inhomogeneous media. Van Nostrand New York: Reinhold, 1990; Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995 (reprint). 632 p.
41. Courant R. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations // Bulletin of american mathematical society. 1943. Vol. 49, N 1. P. 1–23.
42. Silvester P.P., Ferrari R.L. Finite elements for electrical engineers. 2nd ed. Cambridge: Cambridge Univ. Press, 1996. 514 p.
43. Jin J.M., Volakis J.L., Collins J.D. A finite element-boundary integral method for scattering and radiation by two- and three-dimensional structures // IEEE Antennas Propagat. Mag. 1991. Vol. 33. P. 22–32. DOI 10.1109/74.88218.
44. Jian-Ming J., Volakis J.L. Scattering and radiation analysis of three-dimensional cavity arrays via a hybrid finite-element method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1993. Vol. 41, N 11. P. 1580–1586. DOI 10.1109/8.267360.
45. Jin J., Lee S.W. Hybrid finite-element analysis of scattering and radiation by a class of waveguide-fed structures // Microwave and Optical Technology Letters. 1994. Vol. 7. P. 798–803.
46. Jin J.M., Lu N. Application of adaptive absorbing boundary condition to finite element solution of three-dimensional scattering // IEEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation. 1996. Vol. 143, N 1. P. 57–61. DOI 10.1049/ip-map:19960017.
47. Ling F., Sheng X.Q., Jin J.M. Hybrid MoM/SBR and FEM/SBR methods for scattering by large bodies with inhomogeneous protrusions // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (Digest). Montreal, 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, N 3. P. 303–311. DOI 10.1109/8.662648.

49. Forgy E.A., Chew W.C., Jin J.M. A hybrid MoM/FDTD technique for studying human head/antenna interactions // 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., Abel J.F. Introduction to the finite element method: a numerical approach for engineering analysis. New York: Van Nostrand Reinhold, 1972. 477 p.
51. Silvester P., Chari M. Finite element solution of saturate magnetic field problems // IEEE Transactions on power apparatus and systems. 1970. Vol. 89, N 7. P. 1642–1651.
52. Jin J.M. The finite element method in electromagnetics. 3rd ed. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2014. 1231 p.
53. Monk P. Finite element methods for Maxwell's equations. Oxford: Clarendon Press, 2003. 450 p.
54. Jin J.M., Liepa V.V. A note on hybrid finite element method for solving scattering problems // 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., Goldstein C.I., Turkel E. On accuracy conditions for the numerical computation of waves // 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, N 11. P. 1565–1570. DOI 10.1109/8.362777.
59. Lee R., Cangellaris A.C. A study of discretization error in the finite element approximation of wave solutions // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1992. Vol. 40, N 5. P. 542–549. DOI 10.1109/8.142629.
60. Devezé T., Beaulieu L., Tabbara W. A fourth-order scheme for the FDTD algorithm applied to Maxwell's equations // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (Digest), Chicago, IL, USA. 1992. Vol. 1. P. 346–349. DOI 10.1109/APS.1992.221928.
61. Manry C.W., Broschat S.L., Schneider J.B. Higher-order FDTD methods for large problems // 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.
65. Канторович А.В., Акилов Г.П. Функциональный анализ в нормированных пространствах. М.: Физматлит, 1959. 684 с.
66. Кравчук М.Ф. О методе Крылова в теории приближенного интегрирования дифференциальных уравнений // Труды физ.-мат. отдел. ВУАН. 1926. Т. 5, № 2. Р. 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., Hofer W.J. Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation. 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., Scriven L.E. The method of weighted residuals: a review // Applied mechanics reviews. 1966. Vol. 19. Р. 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, N 1. Р. 1033–1076.
76. Lucka T.F., Lucka A.Y. Development of direct methods in mathematical physics in the works of M.P. Kravchuk // Ukrainian mathematical journal. 1992. Vol. 44, N 7. Р. 931–939.
77. Кутателадзе С.С., Макаров В.Л., Романовский И.В. Научное наследие Л.В. Канторовича (1912–1986) // Сибирский журнал промышленной 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, N 10. Р. 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. New York: Wiley, 1989. Р. 133–213.
80. Rautio J.C., Harrington R.F. An electromagnetic time-harmonic analysis of shielded microstrip circuits // IEEE Transactions on Microwave Theory

and Techniques. 1987. Vol. 35, N 8. P. 726–730. DOI 10.1109/TMTT.1987.1133738.

81. Dunleavy L.P., Katehi P.B. A generalized method for analyzing shielded thin microstrip discontinuities // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1988. Vol. 36, N 12. P. 1758–1766. DOI 10.1109/22.17411.

82. Horng T.-S., McKinzie W.E., Alexopoulos N.G. Full-wave spectral-domain analysis of compensation of microstrip discontinuities using triangular subdomain functions // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40, N 12. P. 2137–2147. DOI 10.1109/22.179874.

83. Becks T., Wolff I. Analysis of 3-D metallization structures by a full-wave spectral domain technique // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40, N 12. P. 2219–2227. DOI 10.1109/22.179883.

84. Nmhadam K., Nuteson T.W. Efficient analysis of passive microstrip elements in MMICs // 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, N 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., Misra P. Order recursive method of moments: A powerful computational tool for microwave CAD and optimization // 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., Mittra R. Complex multipole beam approach to electromagnetic scattering problems // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. Vol. 42, N 3. P. 366–372. DOI 10.1109/8.280723.

91. Chang D.C., Zheng J.-X. Electromagnetic modeling of passive circuit elements in MMIC // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40, N 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, N 1. P. 396–400. DOI 10.1109/7.481279.

93. Johnson J.M., Rahmat-Samii Y. Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1999. Vol. 47, N 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., Loison R., Gillard R. A multistructure method of moments for EM optimization // *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 // *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, N 6. P. 795–804. DOI 10.1007/s10958-016-2945-4.
98. Li R., Saad Y. Divide and conquer low-rank preconditioners for symmetric matrices // *SIAM Journal on Scientific Computing*. 2013. Vol. 35. P. A2069–A2095. DOI 10.1137/120872735.
99. Carson E., Knight N., Demmel J. Avoiding communication in non-symmetric Lanczosbased Krylov subspace methods // *SIAM Journal on Scientific Computing*. 2013. Vol. 35, N 5. P. 42–61. DOI 10.1137/12088119.
100. Bebendorf M., Kramer F. Hierarchical matrix preconditioning for low-frequency-full-Maxwell simulations // *Proceedings of the IEEE*. 2013. Vol. 101, N 2. P. 423–433. DOI 10.1109/JPROC.2012.2204849.
101. Shaeffer J. Million plus unknown MOM LU factorization on a PC // *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., Cela J.M. A review of block Krylov subspace methods for multisource electromagnetic modeling // *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. Wuppertal, 2015. 250 p.
104. Olyslager F., Zutter D.De, Blomme K. Rigorous analysis of the propagation characteristics of general lossless and lossy multiconductor transmission lines in multilayered media // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1993. Vol. 41. P. 79–88. DOI 10.1109/22.210232.
105. Gillard R., Citerne J. An electromagnetic optimization of microwave and millimeter-wave planar circuits with the use of the method of moments // *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 // Proceedings of the Tenth International Conference on Grounds Penetrating Radar, 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. Chakarothai, J. Wang, O. Fujiwara, K. Wake, S. Watanabe // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2014. Vol. 56, N 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. Chakarothai, M. Kojima, K. Sasaki [et al.] // Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation, Nanjing, China. 2013. P. 59–62.
110. Karwowski A., Noga A. Fast MM-PO-based numerical modelling technique for wideband analysis of antennas near conducting objects // Electronics letters. 2007. Vol. 43. P. 486–487. DOI 10.1049/el:20070557.
111. Karwowski A., Noga A. Wide-band hybrid MM-PO computational electromagnetics technique using [Z] matrix interpolation and adaptive frequency sampling // Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, HI, USA. 2007. P. 1–4. DOI 10.1109/IEMC.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., Zhao K. Efficient large scale simulations with a hybrid finite element boundary integral technique // 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, N 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, N 1. P. 2–9. DOI 10.1109/TAP.1964.1138164.
116. Nie Z., Que X. Analysis of wire antennas mounted on large perfectly conducting platforms using MLFMA // Journal of Systems Engineering and Electronics. 2007. Vol. 18, N 4. P. 679–684. DOI 10.1016/S1004-4132(08)60003-1.

117. Cui T.J., Chew W.C. Accurate model of arbitrary wire antennas in free space, above or inside ground // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2000. Vol. 48, N 4. P. 482–493. DOI 10.1109/8.843661.
118. Altman Z., Mittra R., Boag A. New designs of ultra-wide-band communication antennas using a genetic algorithm // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997. Vol. 45, N 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, N 3. P. 297. DOI 10.1109/8.999619.
120. Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 2005. 1097 p.
121. Schantz H.G. The art and science of ultrawideband antennas. 2nd ed. Boston, London: Artech House, 2015. 591 p.
122. Stutzman W.L., Thiele G.A. Antenna theory and design. 3rd ed. USA: John Wiley & Sons, 2012. 598 p.
123. Tesche F.M., Ianoz M., Karlsson T. EMC analysis methods and computational models. New York, NY, USA: Wiley-Interscience, 1996. 656 p.
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 Upsalensis 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.
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, N 8. P. 796–804. DOI 10.1109/PROC.1965.4057.
129. Werner D.H., Werner P.L., Breakall J.K. Some computational aspects of Pocklington electric field integral equation for thin wires // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. Vol. 42, N 4. P. 561–563. DOI 10.1109/8.286230.
130. Kraus J.D., Marhefka R.J. Antennas for all applications. 3rd ed. New Delhi, India: McGraw-Hill, 2006. 892 p.
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 // Numerical methods and programming. 2017. Vol. 18, N 1. P. 80–102. DOI 10.26089/NumMet.v18r107.
132. Pissanetzky S. Sparse Matrix Technology. London: Academic Press, 1984. 321 p.

133. Tewarson R.P. Sparse matrices. New York, London: Academic Press, 1973. 160 p.
134. Saad Y. Iterative methods for sparse linear systems. 2nd ed. Philadelphia, USA: SIAM, 2003. 547 p.
135. Das A., Nair R.R., Gope D. Efficient adaptive mesh refinement for MoM-based package-board 3D full-wave extraction // 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., Djordjevic T.K., Arvas E. On the choice of expansion and weighting functions in the numerical solution of operator equations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1985. Vol. 33, N 9. P. 988–996. DOI 10.1109/TAP.1985.1143707.
137. Klein C.A., Mittra R. The effect of different testing functions in the moment method solution of thin-wire antenna problem // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1975. Vol. 23, N 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., Lin Z., Zhang Y. Performance of parallel out-of-core MoM accelerated by SSD // 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. Zhang Y., Mei X., Lin H. OpenMP-CUDA accelerated moment method for homogeneous dielectric objects // 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. Kuksenkov S.P., Gazizov T.R., Kostarev I.S. Approximation of an initial matrix by a Toeplitz one for acceleration of iterative solution of dense linear algebraic systems in scattering problems // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Moscow, Russia. 2016. P. 1–5. DOI 10.1109/SIBCON.2016.7491736.
142. Tyrtshnikov E.E. Incomplete cross approximation in the Mosaic-Skeleton method // Computing. 2000. Vol. 64, N 4. P. 367. DOI 10.1007/s006070070031.
143. Antonini G., Orlandi A., Ruehli A.E. Analytical integration of quasi-static potential integrals on nonorthogonal coplanar quadrilaterals for the PEEC method // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2002. Vol. 44, N 2. P. 399–403. DOI 10.1109/TEMC.2002.1003407.
144. John A., Jansen R.H. Evolutionary generation of (M) MIC component shapes using 2.5 D EM simulation and discrete genetic optimization //

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., Hall C.A. Construction of curvilinear coordinate systems and applications to mesh generation // 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, N 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, N 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., Tulyathan P. A surface patch model for polygonal plate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1982. Vol. 30, N 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., Imdadul Islam Md. Selection of antenna elements of AAS based on simulation of RWG edge elements // Jahangirnagar University Journal of Science JUJS. 2017. Vol. 40, N 2. P. 15–30.

155. Leat C.J., Shuley N.V., Stickley G.F. Triangular-patch model of bow-tie antennas: Validation against Brown and Woodward // IEEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation. 1998. Vol. 145, N 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 // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2003. Vol. 51, N 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., Itoh J. Integral equation technique. Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures // IEEE Antennas and

Propagation Society Newsletter. 1989. Vol. 31, N 5. P. 31–32. DOI 10.1109/MAP.1989.6102064.

159. Singh J., Adams A. A nonrectangular patch model for scattering from surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1979. Vol. 27, N 4. P. 531–535. DOI 10.1109/TAP.1979.1142128.

160. Albertsen N., Hansen J., Jensen N. Computation of radiation from wire antennas on conducting bodies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1974. Vol. 22, N 2. P. 200–206. DOI 10.1109/TAP.1974.1140783.

161. Newman E., Pozar D. Electromagnetic modeling of composite wire and surface geometries // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1978. Vol. 26, N 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., Wilburn A. On the development of numerical techniques for treating arbitrarily-shaped surfaces. The University of Mississippi, 1978. 295 p.

164. NEC based antenna modeler and optimizer [Electronic resource]. URL: <https://www.qsl.net/4nec2/> (accessed: 15.01.2025).

165. MMANA–CAL basic [Electronic resource]. URL: <http://gal-ana.de/basicmm/en/> (accessed: 15.01.2025).

166. CONCEPT-II – Institut für Theoretische Elektrotechnik [Electronic resource]. URL: <https://www.tet.tuhh.de/en/concept-2/> (accessed: 15.01.2025).

167. Kadlec D.L., Coffey E.L. General electromagnetic model for the analysis of complex systems (GEMACS) computer code documentation (Version 3) // Final Technical Report. 1983. P. 1247–1690.

168. AN-SOF overview antenna simulation software [Electronic resource]. URL: <https://antennasimulator.com/index.php/knowledge-base/an-sof-overview/> (accessed: 15.01.2025).

169. Newman E., Pozar D. Considerations for efficient wire/surface modeling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1980. Vol. 28, N 1. P. 121–125. DOI 10.1109/TAP.1980.1142270.

170. Peng J., Balanis C.A., Barber G.C. NEC and ESP codes: guidelines, limitations, and EMC applications // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1993. Vol. 35, N 2. P. 124–133. DOI: 10.1109/15.229428.

171. Analoui M., Kagawa Y. On the surface-patch and wire-grid modeling for planar antenna mounted on metal housing // 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., Takada J., Ito K. Surface-patch modelling of a Wheeler cap for radiation efficiency simulation of a small loop antenna with NEC2 // *Electronics Letters*. 1994. Vol. 30, N 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, N 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, N 5. P. 672–675. DOI 10.1109/TAP.1972.1140276.
177. Wait J.R., Hill D.A. Electromagnetic scattering by two perpendicular wire grids over a conducting half-space // *Radio Science*. 1976. Vol. 11, N 8–9. P. 725–730. DOI 10.1029/RS011i008p00725.
178. Wang Z., Zhou B. A quasi-optical method of measuring polarised wire grids at short millimetre wavelengths // *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, N 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, N 2. P. 99–102. DOI 10.1109/TMTT.1957.1125106.
181. Young J.L., Wait J.R. Note on the impedance of a wire grid parallel to homogeneous interface // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1989. Vol. 37, N 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, N 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, N 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., Spies K. On the radiation from a vertical dipole with an inductive wire-grid ground system // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1970. Vol. 18, N 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 // *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, N 2. P. 233–254. DOI 10.1109/JRPROC.1936.226415.
188. Saenz E., Gonzalo R., Ederra I. Design of a planar meta-surface based on dipoles and wires for antenna applications // *Proceeding 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, N 5. P. 1149–1158. DOI 10.1109/TAP.2004.827530.
190. Belov P.A., Simovski C.R., Tretyakov S.A. Two-dimensional electromagnetic crystals formed by reactively loaded wires // *Physical Review E*. 2002. Vol. 66, N 3. P. 036610. DOI 10.1103/PhysRevE.66.036610.
191. Belov P.A., Tretyakov S.A., Viitanen A.J. Dispersion and reflection properties of artificial media formed by regular lattices of ideally conducting wires // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 2002. Vol. 16, N 8. P. 1153–1170. DOI 10.1163/156939302X00688.
192. Moses C.A., Engheta N. Electromagnetic wave propagation in the wire medium: a complex medium with long thin inclusions // *Wave Motion*. 2001. Vol. 34, N 3. P. 301–317. DOI 10.1016/S0165-2125(01)00095-6.
193. Taub J.J., Goldberg J. A new technique for multimode power measurement // *PGMTT National Symposium Digest*. 1962. P. 64–69. DOI 10.1109/PGMTT.1962.1122388.
194. Schiffman B.M., Young L., Larrick R.B. Wire-grid waveguide bolometers for multimode power measurement // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1965. Vol. 13, N 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, N 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, N 10. P. 2692–2700. DOI 10.1109/TAP.2007.905926.
197. Malyuskin O., Fusco V.F., Schuchinsky A. Modelling of impedance-loaded wire frequency-selective surfaces with tunable reflection and transmission characteristics // *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 // *Antennas and Propagation Society International Symposium, Long Island, NY, USA*. 1964. P. 7–12. DOI 10.1109/APS.1964.1150167.
199. Tanner R., Andreassen M. A wire-grid lens antenna of wide application part I: The wire-grid lens-Concept and experimental confirmation // *IRE*

Transactions on Antennas and Propagation. 1962. Vol. 10, N 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, N 3. P. 484–486. DOI 10.1109/TAP.1967.1138923.

201. Jones E. Measured performance of the wire-grid lens HF antenna (Luneburg lens) // 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, N 6. P. 744–749. DOI 10.1109/TAP.1967.1139041.

203. Andreasen M.G., Tanner R.L. 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 // IRE Transactions on Antennas and Propagation. 1962. Vol. 10, N 4. P. 416–429. DOI 10.1109/TAP.1962.1137889.

204. Rahmat-Samii Y., Lee S.-W. Vector diffraction analysis of reflector antennas with mesh surfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1985. Vol. 33, N 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., Rao S. The application of the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic scattering from arbitrarily oriented wire antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1984. Vol. 32, N 4. – P. 398–403. DOI 10.1109/TAP.1984.1143331.

207. Cwik T., Mittra R. Spectral domain solution of scattering from periodic surfaces using the FFT // Antennas and Propagation Society International Symposium. 1984. P. 913–916. DOI 10.1109/APS.1984.1149217.

208. Christodoulou C.G., Kauffman J.F. On the electromagnetic scattering from infinite rectangular grids with finite conductivity // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. Vol. 34, N 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, N 13. P. 777–782. DOI 10.1002/mop.4650061316.

210. Sarkar T., Arvas E., Rao S. Application of FFT and the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic radiation from electrically large and small conducting bodies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. Vol. 34, N 5. P. 635–640. DOI 10.1109/TAP.1986.1143871.

211. Christodoulou C.G., Yin S., Kauffman J.F. Effects of the Schottky impedance of wire contact points on the reflection properties of a mesh // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1988. Vol. 36, N 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, N 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, N 3. P. 426–431. DOI 10.1109/TAP.1982.1142815.
214. Glisson A., Butler C. Analysis of a wire antenna in the presence of a body of revolution // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1980. Vol. 28, N 5. P. 604–609. DOI 10.1109/TAP.1980.1142389.
215. Nagy L. Analysis of bodies of revolution antennas with circular ground plane // 21st European Microwave Conference. 1991. P. 769–773. DOI 10.1109/EUMA.1991.336395.
216. Kawakami H., Sato G. Broad-band characteristics of rotationally symmetric antennas and thin wire constructs // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1987. Vol. 35, N 1. P. 26–32. DOI 10.1109/TAP.1987.1143967.
217. Li R., Nakano H. Numerical analysis of arbitrarily shaped probe-excited single-arm printed wire antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1998. Vol. 46, N 9. P. 1307–1317. DOI 10.1109/8.719974.
218. Knepp D., Goldhirsh J. Numerical analysis of electromagnetic radiation properties of smooth conducting bodies of arbitrary shape // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1972. Vol. 20, N 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, N 6. P. 947–952. DOI 10.1029/RS013i006p00947.
220. Waterman P.C. Matrix formulation of electromagnetic scattering // Proceedings of the IEEE. 1965. Vol. 53, N 8. P. 805–812. DOI 10.1109/PROC.1965.4058.
221. Baghdasarian A., Angelakos D.J. Scattering from conducting loops and solution of circular loop antennas by numerical methods // Proceedings of the IEEE. 1965. Vol. 53, N 8. P. 818–822. DOI 10.1109/PROC.1965.4060.
222. Kamardin K., Khamas S. Stationary phase analysis of a printed circular wire loop antenna with dielectric superstrate cover based on an efficient moment method // 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, N 6. P. 782–786. DOI 10.1109/TAP.1966.1138783.
224. Chen W., Chuang H. Numerical computation of human interaction with arbitrarily oriented superquadric loop antennas in personal communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1998. Vol. 46, N 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, N 8. P. 796–804. DOI 10.1109/PROC.1965.4057.
226. Lin J., Curtis W., Vincent M. Radar cross section of a rectangular conducting plate by wire mesh modeling // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1974. Vol. 22, N 5. P. 718–720. DOI 10.1109/TAP.1974.1140885.
227. Lin J., Curtis W., Vincent M. Radar cross section of a conducting plate by wire mesh modeling // 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, N 2. P. 186–190. DOI 10.1109/TAP.1971.1139900.
229. Pradeep K.A., Bailey M.C. An analysis technique for microstrip antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1977. Vol. 25, N 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, N 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., Zarrillo G., Law C. Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1982. Vol. 30, N 5. P. 904–909. DOI 10.1109/TAP.1982.1142923.
233. Wang J., Ryan C. Application of wire-grid modelling to the design of low-profile aircraft antenna // Antennas and Propagation Society International Symposium, Stanford, CA, USA. 1977. P. 222–225. DOI 10.1109/APS.1977.1147721.
234. Polycarpou A.C., Balanis C.A. Rotor modulation of helicopter antenna characteristics // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 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 // Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. 1992. P. 223–232. DOI 10.1109/ANTEM.1992.7854268.
236. Austin B.A., Najm R.K. Wire-grid modelling of vehicles with flush-mounted window antennas // Seventh International Conference on Antennas and Propagation, ICAP 91 (IEE). 1991. Vol. 2. P. 950–953.
237. Imbriale W.A., Galindo-Israel V., Rahmat-Samii Y. On the reflectivity of complex mesh surfaces (spacecraft reflector antennas) // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1991. Vol. 39, N 9. P. 1352–1365. DOI 10.1109/8.99044.

238. Ghaderi P., Aliakbarian H. , Sadeghzadeh R. Integration of one dimensional wire grid antennas with solar cells for LEO satellite application // Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC). 2015. P. 1–4. DOI 10.1109/LAPC.2015.7366120.
239. Sarolic A., Modlic B., Poljak D. Measurement validation of ship wire grid models of different complexity // IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Cat. No.01CH37161). 2001. Vol. 1. P. 147–150. DOI 10.1109/IEMC.2001.950573.
240. Electromagnetic modelling of a warship at high frequency / J. McLachlan, Y.M.M. Antar, S.J. Kubina, S. Kashyap // Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. 1992. P. 662–667. DOI 10.1109/ANTEM.1992.7854217.
241. Lin Y.T., Richmond J.H. EM Modeling of aircraft at low frequencies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1975. Vol. 23, N 1. P. 53–56. DOI 10.1109/TAP.1975.1140994.
242. Palmer K.D., Cloete J.H. Synthesis of the microstrip wire grid array // 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., Coburn W.O. Microstrip grid array fed against an EBG // 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., McNamara D.A. Experimental verification of an integral equation analysis of etched wire-grid antenna arrays // 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., Brammer D.J. Electromagnetic scattering by an infinite array of periodic broken wires buried in a dielectric sheet // 13th European Microwave Conference. 1983. P. 778–782. DOI 10.1109/EUMA.1983.333193.
246. Schneider S.W., Munk B.A. The scattering properties of "Super Dense" arrays of dipoles // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. Vol. 42, N 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, N 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 // 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, N 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., Newhouse T. A hybrid technique for combining moment methods with the geometrical theory of diffraction // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1975. Vol. 23, N 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, N 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, N 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, N 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, N 4. P. 575–578. DOI 10.1109/TMAG.2006.872020.

256. Lewis G., Fortuny-Guasch J., Sieber A. Bistatic radar scattering experiments of parallel wire grids // 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., Akimov V.P., Alanen E. Image theory for dipole excitation of fields above and below a wire grid with square cells // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1986. Vol. 28, N 2. P. 107–110. DOI 10.1109/TEMC.1986.4307257.

260. Harrington R., Mautz J. Theory of characteristic modes for conducting bodies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1971. Vol. 19, N 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, N 5. P. 457–469. DOI 10.1109/8.52263.

262. Chung A.M., Balmain K.G. Tray-shape effect in a computational model of microwave heating // Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering. 1995. Vol. 20, N 4. P. 173–178. DOI 10.1109/CJECE.1995.7102073.

263. Tsunekawa K., Ando A. Advanced wire grid method for solving the scattered field of a lossy dielectric object // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1992. Vol. 2. P. 797–800. DOI 10.1109/APS.1992.221688.

264. Goňa S., Jilková J. Homogenization of composite consisting from dielectric slab and wire grid assuming negative and non-negative permittivity, a comparison // 15th Conference on Microwave Techniques COMITE 2010. 2010. P. 209–212. DOI 10.1109/COMITE.2010.5481269.

265. Yung E.K.N., Cheng C.C. Scattering of electromagnetic waves by a wire grid of hexagonal meshes // 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., Lager I.E., Antonini G. Time-domain analysis of thin-wire structures based on the Cagniard-DeHoop method of moments // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022. Vol. 70, N 6. P. 4655–4662. DOI 10.1109/TAP.2022.3140782.

268. Kedzia J.C., Jecko B. Frequency and time domain analysis of microstrip antennas // 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. Yespkina // 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. № 8. P. 1506–1515.

271. Электродинамика сетчатых структур / М.И. Конторович, М.И. Астрахан, В.П. Акимов, Г.А. Ферсман. М.: Радио и связь, 1987. 134 с.

272. Castillo J.P., Chen K.C., Singaraju B.K. Calculation of currents induced on a disk by a wire grid code // Interaction Note. 1975. Vol. 230. P. 14.

273. Numerical Electromagnetic Code (NEC) / G.J. Burke, A.J. Poggio, J.C. Logan, J.W. Rockway // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 1979. P. 1–3. DOI 10.1109/ISEMC.1979.7568787.

274. Çakir G., Sevgi L. Radar cross-section (RCS) analysis of high frequency surface wave radar targets // 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., Kubina S.J. Verifying wire-grid model integrity with program 'Check'// The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES). 1990. Vol. 5, N 2. P. 17–42.
277. Yang X.H., Shafai L., Sebak A. A comparison study on wire-grid model and point matching technique with subdomain basis functions // Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics. 1992. P. 656–661. DOI 10.1109/ANTEM.1992.7854316.
278. Elliniadis P., Breakall J.K. An investigation of near fields for ship-board antennas using the numerical electromagnetics code (NEC) // 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., Strait B.S. Computer programs for radiation and scattering by arbitrary configurations of bent wires // 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., Thomas D. Wire grid modeling with interactive graphics // Antennas and Propagation Society International Symposium. 1985. P. 269–271. DOI 10.1109/APS.1985.1149504.
284. Tam D.W.S., Azu C. A computer-aided design technique for EMC analysis // Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 1995. P. 234–235. DOI 10.1109/ISEMC.1995.523553.
285. Lee K.S.H., Marin L., Castillo J.P. Limitations of wire-grid modeling of a closed surface // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1976. Vol. EMC-18, N 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, N 9. P. 1045–1048. DOI 10.1109/TAP.1987.1144220.
287. Rubinstein A., Rubinstein M., Rachidi F. A physical interpretation of the equal area rule // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2006. Vol. 48, N 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 // 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., Kubina S.J. Fields of complex surfaces using wire grid modelling // IEEE Transactions on Magnetics. 1991. Vol. 27, N 5. P. 4262–4267. DOI 10.1109/20.105043.

291. Awan Z.A., Rizvi A.A. Effects of random positioning errors upon electromagnetic characteristics of a wire grid // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2011. Vol. 25, N 2. P. 351–364. DOI 10.1163/156939311794362768.

292. Tulyathan P., Newman E.H. The circumferential variation of the axial component of current in closely spaced thin-wire antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1979. Vol. 27, N 1. P. 46–50. DOI 10.1109/TAP.1979.1142035.

293. Sarkar T., Siarkiewicz K., Stratton R. Survey of numerical methods for solution of large systems of linear equations for electromagnetic field problems // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1981. Vol. 29, N 6. P. 847–856. DOI 10.1109/TAP.1981.1142695.

294. Ferguson T.R., Balestri R.J. Solution of large wire grid moments problems // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 1976. P. 1–5. DOI 10.1109/ISEMC.1976.7568690.

295. Yung E.K.N., Law C.L. Scattering of EM waves by a wire grid of linear and non-linear wire segments // Antennas and Propagation Society Symposium Digest. 1991. Vol. 2. P. 806–809. DOI 10.1109/APS.1991.174967.

296. Burton M., Kashyap S. Using software to push back the limits of the moment method // Antennas and Propagation Society Symposium Digest. 1991. Vol. 3. P. 1504–1507. DOI 10.1109/APS.1991.175137.

297. Ferguson T., Lehman T., Balestri R. Efficient solution of large moments problems: Theory and small problem results // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1976. Vol. 24, N 2. P. 230–235. DOI 10.1109/TAP.1976.1141314.

298. Fourie A.P.C., Nitch D.C. A fast sparse iterative method (SIM) for method of moments // 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., Nitch D.C. Comparing the sparse iterative method (SIM) with the banded Jacobi and conjugate gradient techniques // 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, N 2. P. 177–188. DOI 10.1109/TEMPC.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. техн. 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 // 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland. 2019. P. 1–4.
306. Ahn S., Choo H. A systematic design method of on-glass antennas using mesh-grid structures // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2010. Vol. 59, N 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. Aloï, G. Kittinger // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2023. Vol. 22, N 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, N 1. P. 27–32. DOI 10.1109/TAP.2013.2287007.
309. Turpin T.W., Baktur R. Meshed patch antennas integrated on solar cells // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2009. Vol. 8. P. 693–696. DOI 10.1109/LAWP.2009.2025522.
310. Yang F., Zhang L., Wu H. Design of conformal on-glass antenna for vehicle communication // 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., Sundarsingh E.F. A compact conformal windshield antenna for location tracking on vehicular platforms // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68, N 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 // 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., Linden D.S. Wire-antenna designs using genetic algorithms // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1997. Vol. 39, N 2. P. 33–43. DOI 10.1109/74.584498.

315. Jafar-Zanjani S., Inampudi S., Mosallaei H. Adaptive genetic algorithm for optical metasurfaces design // Scientific Reports. 2018. Vol. 8. P. 1–16. DOI 10.1038/s41598-018-29275-z.

316. Johnson J.M., Rahmat-Samii Y. Genetic algorithms and method of moments (GA/MoM): A novel integration for antenna design // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (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, N 4. P. 725–732. DOI 10.1109/8.768813.

318. Gabrieland V.F., Andreasen N.G. Investigation of methods of scanning the beam of large antennas. Menlo park, CA: Stanford research institute, 1961. 336 p.

319. Sharp E.D. Electromagnetic theory of wire-grid lens HF antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965. Vol. 13, N 5. P. 703–709. DOI 10.1109/TAP.1965.1138530.

320. Ando M., Takei K. Reflection and transmission coefficients of a thin strip grating for antenna application // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1987. Vol. 35, N 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.

324. Blore I.E., Musal H. The radar cross section of metal hemispheres, spherical segments, and partially capped spheres // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965. Vol. 13, N 3. P. 478–479. DOI 10.1109/TAP.1965.1138435.
325. Owen J. Wire grid modelling of helicopter HF aeri­als // Antennas and Propagation Society International Symposium, Quebec, Canada. 1980. P. 722–725. DOI 10.1109/APS.1980.1148259.
326. Kim I.S., Hoefer W.J.R. A local mesh refinement algorithm for the time domain-finite difference method using Maxwell’s curl equations // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Vol. 38, N 6. P. 812–815. DOI 10.1109/22.130985.
327. Rao S., Wilton D., Glisson A. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1982. Vol. 30, N 3. P. 409–418. DOI 10.1109/TAP.1982.1142818.
328. Cristina S., Orlandi A. EMC effects of the lightning protection system: shielding properties of the roof-grid // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Cherry Hill, NJ, USA. 1991. P. 78–83. DOI 10.1109/ISEMC.1991.148188.
329. Daniele V., Gilli M., Zich R.E. Analysis of planar wire-mesh shields, loaded by general anisotropic and/or chiral stratified structure // 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» [Electronic resource]. URL: <https://www.iss-reshetnev.ru>. (accessed: 15.10.2023).
331. Единый портал продукции и комплектующих ракетно-космической промышленности [Электронный ресурс]. URL: <https://trade.glavkosmos.com/ru> (дата обращения: 15.01.2025).
332. Федеральный исследовательский центр информационных и вычислительных технологий [Электронный ресурс]. URL: <http://www.ict.nsc.ru/ru> (дата обращения: 15.01.2025).
333. Способ изготовления антенны на основе проводной сетки : пат. на изобретение 2814795 Рос. Федерация, СПК Н 01 Q 1/12. № 2023116781 / Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. ; заявл. 27.06.2023 ; опубл. 04.03.2024, Бюл. № 7. 14 с.
334. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. Развитие и применение новых подходов к моделированию и проектированию разреженных проводных сеточных антенн // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2024. № 6. DOI 10.30898/1684-1719.2024.6.6.
335. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Novel MoM-based Approaches for Generating Wire-grid Sparse Antenna Structures // IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). Altai Republic (Russia), June 29–July 3, 2023. P. 570–576. DOI 10.1109/EDM58354.2023.10225219.

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., Алхадж Хасан А.Ф. Оптимальные разреженные антенны с минимальными вычислительными затратами при моделировании // XX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», Томск. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 25–28 апреля 2023 г. 2003. Т. 7. С. 100–102.

338. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Оптимальные разреженные антенны с минимальной массой // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУ-СУР 2023», 17–19 мая 2023 г. Томск. Томск: В-Спектр, 2023. Ч. 2. С. 26–30.

339. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023616977 / Алхадж Хасан А.Ф., Нгуен М.Т., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 04.03.2023 ; зарег. 04.04.2023.

340. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617502 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 05.04.2023 ; зарег. 11.04.2023.

341. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт устраняющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617713 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 06.04.2023 ; зарег. 12.04.2023.

342. Генерация конструкции зеркальной антенны за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальным количеством проводов : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023617597 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 06.04.2023 ; зарег. 11.04.2023.

343. Генерация конструкции рупорных антенн за счёт АОТС : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667728 / Нгуен М.Т. ; заявл. 04.07.2024 ; зарег. 29.07.2024.

344. Генерация конструкции рупорных антенн за счёт соединяющей аппроксимации оптимальной токовой сеткой с минимальным количеством проводов и проверкой их соединения по координатам : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667325 / Нгуен М.Т.; заявл. 04.07.2024 ; зарег. 23.07.2024.

345. Генерация конструкции рупорных антенн за счёт УАОТС : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024667727 / Нгуен М.Т. ; 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, N 7. P. 1354. DOI 10.3390/sym14071354.

347. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. Рекомендации по проектированию конических рупорных структур из проводной сетки для создания разреженных антенн // *Известия вузов. Радиофизика*. 2025. Т. 68, № 2. С. 140–156. DOI 10.52452/00213462_2025_68_02_140.

348. Gazizov T.R., Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T. A simple modeling methodology for creating hidden antennas // *International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*. Sochi (Russia), 15–19 May 2023. 2023. P. 1080–1084. DOI 10.1109/ICIEAM57311.2023.10139026.

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

350. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Recommendations on designing wire grid conical horn structures for sparse antenna generation // *International conference on actual problems of electron devices engineering (APEDE)*. 2024. P. 107–112. DOI 10.1109/APEDE59883.2024.10715816.

351. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Recommendation on modeling wire grid reflector structures for sparse antenna generation // *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.* 2024. Ч. 1. С. 99–104.

353. Kumar H., Kumar G. Coaxial Feed Pyramidal Horn Antenna with High Efficiency // *IETE Journal of Research*. Informa UK Limited. 2017. Vol. 64, N 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, N 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, N 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, N 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 [Electronic resource]. URL: https://en.jirous.com/antenna-2,4ghz/jra-25dd_mimo/, свободный (accessed: 15.01.2025).
359. Parabolic antenna JRB-25 MIMO. Jirous antennas [Electronic resource]. URL: https://en.jirous.com/antenna-3,5ghz/jrb-25_mimo/, свободный (accessed: 15.01.2025).
360. Parabolic antenna JRMD-400-10/11. Jirous antennas direction for your waves [Electronic resource]. URL: <https://en.jirous.com/antennas-10ghz/jrmd-400-10-11/> (accessed: 15.01.2025)
361. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost // *Microwave Review*. 2023. Vol. 29, N 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of C/OCGA sparse horn antenna structures at different frequencies // *IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirs (Russia). 2023. P. 530–536. DOI 10.1109/APEIE59731.2023.10347852.
364. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. Верификация модифицированного подхода к аппроксимации антенн проводной сеткой // *Радиотехника*. 2023. Т. 87, № 12. С. 118–128. DOI 10.18127/j00338486-202312-13.
365. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of OCGA-based sparse K/Ka band horn antenna structures at different frequencies // *Microwave Review*. 2024. Vol. 30, N 2. P. 60–70. DOI 10.18485/mtts_mr.2024.30.2.8
366. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Wire grid sparse antennas: Verification of a modified modeling approach // *IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*, Yekaterinburg (Russia), 15–17 May 2023. 2023. P. 100–104. DOI 10.1109/USBREIT58508.2023.10158826.

367. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Efficient sparse antenna design using MoM-WG: Comparative study of horn, conical horn, and reflector antennas by advanced approximations // International Russian Automation Conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. 2023. P. 709–715. DOI 10.1109/RusAutoCon58002.2023.10272841.

368. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Simulation-based performance evaluation of wire-grid approach for 3D printed antennas: comparative analysis and experimental validation // International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon 2023). – Magnitogorsk (Russia), September 29–October 01 2023. 2023. P. 194–199. DOI 10.1109/UralCon59258.2023.10291056.

369. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Equivalent 3D printed perforated X-band horn antenna sparsed wire-grid structures using OCGA // Antenna Design and Measurement International Conference (ADMInC'23), St. Petersburg, (Russia). 2023. P. 31–36. DOI 10.1109/ADMInC59462.2023.10335371.

370. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Sparse structures of 3D printed K/Ka-band horn antenna using OCGA and its modification // 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Sparse wire grid 3D printed patch antenna // 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of 5G patch antenna sparse structures characteristics at different frequencies // 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Sparse wire grid UHF-band pyramidal horn antenna // International Russian automation conference (RusAutoCon), Sochi, Russian Federation. 2024. P. 449–455. DOI 10.1109/RusAutoCon61949.2024.10694540.

374. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of C-band conical horn antenna sparse structures characteristics at different frequencies // Lecture Notes in Electrical Engineering. 2025. Vol. 1324. P. 163–175. DOI 10.1007/978-3-031-82494-4_16

375. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Sparse wire grid C-band conical horn antenna // 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of UHF-band horn antenna sparse structures characteristics at different fre-

quencies // 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of sparse structures characteristics of X-band reflector antenna at different frequencies // Antenna Design and Measurement International Conference (ADMInC'24), Saint-Petersburg, (Russia). 2024. P. 16–22. DOI 10.1109/ADMInC63617.2024.10775937.

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

380. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of sparse structures characteristics of S-band reflector antenna at different frequencies // 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., Алхадж Хасан А.Ф. Об аппроксимации поверхности зеркальной антенны оптимальной токовой сеткой // V Национальная научно-практическая конференция молодых ученых, специалистов организаций «Техносферная и информационная безопасность», Тольятти. 13 апреля 2023 г. Тольятти: Тольяттинский государственный университет, 2023. С. 73–78.

382. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Сравнительный анализ разных аппроксимаций для проектирования разреженных антенн // 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., Алхадж Хасан А.Ф. Верификация модифицированного подхода к аппроксимации антенн проводной сеткой // XXVIII Всероссийская открытая научная конференция «Распространение радиоволн», Йошкар-Ола, 16–19 мая 2023 г. Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2023. С. 556–560.

384. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Коническая рупорная антенна, разреженная с помощью соединённой аппроксимации оптимальной токовой сеткой // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск, 17–19 мая 2023 г. Томск: В-Спектр, 2023. Ч. 2. С. 17–21.

385. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Эквивалентная проводная сетка для развертываемой космической зеркальной антенны из композитных материалов // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2023», Томск, 17–19 мая 2023 г. Томск: В-Спектр, 2023. Ч. 2. С. 22–25.

386. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Сравнение эффективности электродинамических САПР, на примере дипольной антенны // 4-я Международная научная конференция перспективных разработок молодых ученых «Школа молодых новаторов», Курск, 13 июня 2023 г. Курск: Университетская книга, 2023. Т. 2. С. 84–87.

387. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Использование проводной сетки при создании широкополосной рупорной антенны // 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., Шайманов Н.Ю., Алхадж Хасан А.Ф. Верификация результатов моделирования антенн из проводной сетки мом в разных САПР // 26-я Всероссийская молодежная научная конференция «Актуальные проблемы физической и функциональной электроники», Ульяновск, 24–26 октября 2023 г. 2023. С. 179–183. DOI 10.61527/APRFE-2023.179-183.

389. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. Эквивалентные структуры из разреженной проводной сетки для трехмерной печатной перфорированной рупорной антенны X-диапазона с использованием АОТС // Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн 2023» (APR'23), Санкт-Петербург, 19–21 октября 2023 г. 2023. С. 47–53.

390. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Разреженные антенны с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой в различных САПР // XIX Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ-2023), 15–17 ноября 2023 г., Томск. Томск: В-Спектр, 2023. Т. 2. С. 9–13.

391. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Верификация результатов применения аппроксимации оптимальной токовой сеткой в разных САПР // XXII Международная конференция имени А.Ф. Терпугова «Информационные технологии и математическое моделирование» (ИТММ–2023), Томск, 4–9 декабря 2023 г. 2023. С. 271–278.

392. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Программный модуль для упрощения процесса моделирования рупорной антенны проводной сеткой в системе TALGAT // Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР 2024», Томск, 15–17 мая 2024 г. 2024. Ч. 2. С. 46–50.

393. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Разработка программного модуля для моделирования разреженных рупорных антенн в системе TALGAT // XX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», Томск. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 23–26 апреля 2024 г. 2024. Т. 7. С. 109–111.

394. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. Использование TALGAT для моделирования патч антенны проводной сеткой // 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., Алхадж Хасан А.Ф. Разреженная патч антенна с помощью аппроксимации оптимальной токовой сеткой // 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., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Comparative analysis of UHF-band horn antenna sparse structures characteristics at different frequencies using OCGA // 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT-2024). 2024. P. 90–93.

397. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Sparse wire grid C-band conical horn antenna using OCGA // 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT-2024). 2024. P. 97–100.

398. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. Сравнительный анализ характеристик разреженных структур рефлекторной антенны Х-диапазона на разных частотах // Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн 2024» (APR'24), Санкт-Петербург. 2024. С. 20–27.

399. Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. Рефлекторная антенна Х-диапазона из разреженной проводной сетки // XIX Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (МНПК ЭСиСУ-2024), 20–22 ноября 2024 г., Томск. Томск: В-Спектр, 2024. С. 16–18.

400. Генерация эквивалентной разреженной проводной сетки для развертываемой зеркальной антенны из композитных материалов : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619337 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 27.04.2023 ; зарег. 10.05.2023.

401. Генерация конструкции рупорной антенны за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023619600 / Алхадж Хасан А.Ф.,

Нгуен М.Т., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 27.04.2023 ; зарег. 12.05.2023.

402. Генерация эквивалентной проводной сетки для развертываемой зеркальной антенны из композитных материалов : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023660653 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. ; заявл. 19.05.2023 ; зарег. 23.05.2023.

403. Генерация конструкции конической рупорной антенны С-диапазона за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024682479 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. ; заявл. 21.09.2024 ; зарег. 24.09.2024.

404. Генерация конструкции пирамидальной рупорной антенны УВЧ-диапазона за счёт аппроксимации оптимальной токовой сеткой : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024682626 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф. ; заявл. 21.09.2024 ; зарег. 25.09.2024.

405. Система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости ТУСУР.ЭМС (TUSUR.EMC) : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024664804 / Газизов Т.Р., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Квасников А.А., Иванов А.А., Белоусов А.О., Максимов А.Е., Клюкин Д.В., Алхадж Х.А.Ф., Ким Г.Ю., Жечев Е., Осинцев А.В., Семенюк В.А., Нгуен М.Т., Комнатнов М.Е. ; заявл. 10.06.2024 ; опублик. 25.06.2024.

406. Система TUSUR.EMC [Электронный ресурс]. URL: <https://emc.tusur.ru/talgat-software/>, свободный (дата обращения: 15.01.2025).

407. Python [Электронный ресурс]. URL: <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, N 3. P. 449–459.

409. Chu L.J., Barrow W.L. Electromagnetic horn design // Electrical Engineering. 1939. Vol. 58, N 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, N 1. P. 153. DOI 10.3390/electronics13010153.

411. Kang S.H., Jung C.W. Transparent Patch Antenna Using Metal Mesh // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, N 4. P. 2095–2100. DOI 10.1109/TAP.2018.2804622.

412. Головин В.В., Тыщук Ю.Н. Исследование характеристик развертываемой космической зеркальной антенны с разреженной отражающей

поверхностью // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2023. № 1. DOI 10.30898/1684-1719.2023.1.10.

413. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Generating Sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. 2025. DOI 10.1109/OJAP.2025.3543559.

414. 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, N 3. P. 171. DOI 10.3390/a18030171.

415. Пирамидальная рупорная антенна из проводной сетки : пат. на изобретение. № 2025104526 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. ; заявл. 27.02.2025.

416. Пирамидальная рупорная антенна из разреженной проводной сетки : пат. на изобретение. № 2025104520 / Нгуен М.Т., Алхадж Хасан А.Ф., Газизов Т.Р. ; заявл. 27.02.2025.

Оглавление

Введение	3
1 ОБЗОР ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ АНТЕНН ПРОВОДНОЙ СЕТКОЙ.....	5
1.1 Обоснование выбора метода моментов	6
1.2 Аппроксимация проводами антенной поверхности.....	19
1.3 Разреженные антенны из проводной сетки и метод моментов.....	37
2 МОДИФИКАЦИИ АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ СЕТКОЙ	47
2.1 Модификации на основе геометрического положения	47
2.1.1 Аппроксимация поверхности рефлекторной и конической рупорной антенн.....	47
2.1.2 Соединяющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой.....	52
2.1.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой.....	54
2.1.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой	55
2.2 Модификация на основе координат проводов	57
2.2.1 Недостатки модификации на основе геометрического положения	58
2.2.2 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой	60
2.2.3 Устраняющая аппроксимация оптимальной токовой сеткой.....	62
2.2.4 Соединяющая ближайшие аппроксимация оптимальной токовой сеткой	64
2.2.5 Аппроксимация оптимальной токовой сеткой на основе максимального тока.....	67
3 РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН	71
3.1 Рекомендации для создания рупорных разреженных антенн.....	71
3.2 Рекомендации для создания разреженных конических антенн.....	83
3.3 Рекомендации для создания рефлекторных разреженных антенн.....	93

3.4 Влияние видов нормирования тока на уменьшение массы разреженных антенн	101
4 ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ К РАЗЛИЧНЫМ ТИПАМ АНТЕНН.....	105
4.1 Программный модуль для моделирования и оптимизации антенны из проводной сетки в системе TUSUR.EMC.....	105
4.1.1 Моделирование рупорной антенны проводной сеткой ..	105
4.1.2 Моделирование разреженных рупорных антенн	110
4.1.3 Оптимизация разреженных рупорных антенн.....	116
4.1.4 Разреженные проводные сетки в различных системах моделирования.....	128
4.2 Разреженные рупорные антенны.....	135
4.2.1 3D-печатная перфорированная рупорная антенна X-диапазона.....	135
4.2.2 Рупорная антенна UHF-диапазона	155
4.2.3 3D-печатная рупорная антенна К/Ка-диапазона.....	169
4.3 Разреженные конические рупорные антенны С-диапазона.....	190
4.3.1 Аппроксимация конической рупорной антенны проводной сеткой.....	190
4.3.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки.....	193
4.3.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки	199
4.4 Разреженная проводная сетка 3D-печатной патч-антенны.....	202
4.4.1 Патч-антенна из проводной сетки: моделирование и сравнение	202
4.4.2 Зависимости характеристик от допуска удаления элемента сетки.....	208
4.4.3 Характеристики при определенном допуске удаления элемента сетки	215
4.5 Разреженные структуры рефлекторной антенны.....	220
4.5.1 Развертываемая космическая зеркальная антенна из композитных материалов	220
4.5.2 Рефлекторная антенна S-диапазона.....	227
4.5.3 Рефлекторная антенна X-диапазона.....	241
4.6 Скрытые разреженные антенны	255

5 СОЗДАНИЕ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН	
ИЗ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ.....	257
5.1 Методика создания разреженных антенн	
из проводной сетки	257
5.2 Рупорная антенна из проводной сетки.....	259
5.3 Сравнение результатов моделирования разреженных	
рупорных антенн.....	263
5.4 Сравнение результатов измерения разреженных	
рупорных антенн.....	272
5.5 Достоинства и перспективы разреженных антенн.....	276
Заключение	280
Список сокращений и условных обозначений	284
Литература.....	286

Научное издание
Нгуен Мань Туан
Алхадж Хасан Аднан Фаезович
Газизов Тальгат Рашитович
АНТЕННЫ ИЗ РАЗРЕЖЕННОЙ ПРОВОДНОЙ СЕТКИ
Монография

Подписано в печать 10.07.25. Формат 60х84/16.

Усл. печ. л. 18,83. Тираж 100 экз. Заказ № 105.

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.