

УДК 621.396

Инновационные подходы к проектированию разреженных проводно-сеточных антенн: разработка алгоритмов и оценка их эффективности

Нгуен М. Т.

Постановка задачи: в настоящее время уменьшение массы и размеров космических антенн является важной задачей при проектировании систем космической связи. Легкие и компактные антенны эффективно интегрируются в космические аппараты, обеспечивая повышенную эффективность и гибкость при разработке и эксплуатации систем связи. Для достижения данной задачи широко известен подход, использующий проводную сетку (ПС) на основе метода моментов (МоМ), позволяющий аппроксимировать проводящие поверхности различных типов антенн. Он снижает затраты ресурсов по сравнению с другими подходами, при этом сохраняя требуемые характеристики антенны. В связи с растущей потребностью в уменьшении массы и размеров антенн значительное внимание уделяется разработке разреженных антенн. Так, предложены различные аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС) для создания разреженных антенн. Между тем выявлены ограничения этих аппроксимаций, влияющие на характеристики антенн. Поэтому, необходима модернизация данных аппроксимаций для улучшения их эффективности при создании разреженных структур с оптимизированными характеристиками. **Целью работы** является модернизация алгоритмов АОТС для устранения их ограничений и улучшения характеристик разреженных антенн, полученных с их помощью. **Используемые методы:** в работе применены модернизированные алгоритмы на примерах рефлекторной и конической рупорной антенн. Результаты моделирования сравниваются с результатами использованных ранее подходов и измерений промышленных антенн. **Новизна:** предложены усовершенствованные алгоритмы, которые устраняют свободные провода, сохраняют непрерывность сетки и оптимизируют разреженные структуры. Эти алгоритмы обеспечивают более высокую точность и эффективность по сравнению с предыдущими. **Результат:** модернизированные алгоритмы показали значительное снижение массы антенн, требований к памяти и времени моделирования, а также улучшение характеристик разреженных антенн в сравнении с исходными структурами. **Практическая значимость:** исследование предоставляет производителям антенн возможность выбора подходящих алгоритмов для проектирования разреженной антенны и оптимальных значений их параметров для конкретных применений, что способствует оптимизации характеристик антенн и снижению затрат на их производство. Возможное дальнейшее применение результатов включает разработку антенн с использованием технологии 3D-печати и сравнение результатов измерения и моделирования.

Ключевые слова: проводная сетка, метод моментов, разреженные антенны, аппроксимация оптимальной токовой сеткой, коническая рупорная антенна, зеркальная рефлекторная антенна.

Введение

В настоящее время запуск космических аппаратов не только способствует освоению космического пространства, но и открывает новые возможности для изучения и эксплуатации внеземных природных ресурсов [1–3]. Однако, преж-

Библиографическая ссылка на статью:

Нгуен М. Т. Инновационные подходы к проектированию разреженных проводно-сеточных антенн: разработка алгоритмов и оценка их эффективности // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 4. С. 1-47. DOI: 10.24412/2410-9916-2024-4-001-047

Reference for citation:

Nguyen M. T. Innovative approaches to the design of sparse wire-grid antennas: development of algorithms and evaluation of their effectiveness. *Systems of Control, Communication and Security*, 2024, no. 4, pp. 1-47 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2024-4-001-047

де чем использовать этот огромный потенциал, необходимо преодолеть множество трудностей. Одной из них является разработка и развертывание систем космической связи [4, 5]. Этот сложный процесс требует значительных технических и финансовых ресурсов. Во-первых, для отправки радиоустройств в космос необходимы современные и высокоэффективные технологии, которые обеспечат стабильную и надежную работу систем в суровых условиях космоса. Это требует тщательных исследований и постоянных разработок. Во-вторых, производство и транспортировка этих устройств представляют собой ещё одну из основных проблем. Стоимость производства аэрокосмических и телекоммуникационных компонентов часто оказывается очень высокой из-за строгих требований к качеству. В условиях перечисленных вызовов уменьшение массы беспроводных устройств приобретает особую значимость [6, 7]. Малая масса не только снижает транспортные расходы, но и повышает удобство использования и эффективность работы оборудования в космосе. Одновременно с этим снижение массы открывает новые перспективы в проектировании и разработке космических технологий, охватывающие применение как легких материалов, так и передовых производственных технологий.

Антенны играют ключевую роль в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА). Уменьшение массы и размеров космических антенн является неотъемлемой частью разработки и развертывания систем связи в космосе [8, 9]. Более легкие и компактные антенны могут быть эффективнее интегрированы в космические аппараты, обеспечивая повышенную производительность и гибкость при проектировании и эксплуатации систем связи. Существуют различные подходы к снижению массы антенн, включая использование легких материалов, технологий 3D-печати и инновационных конструкций [10, 11]. Одним из перспективных и эффективных направлений стало применение разреженных антенн [12–14]. При соответствующем выборе и расположении элементов традиционных антенн возможно создание разреженных конструкций, соответствующих требованиям по снижению массы и размеров для использования в космосе. Такие антенны отличаются простой конструкцией и легкостью изготовления, что способствует снижению производственных и транспортных затрат. Однако уменьшение массы космических антенн, наряду с очевидными преимуществами, сопряжено с множеством технических и технологических сложностей. Одной из наиболее сложных задач является обеспечение надежной работоспособности антенны в сложных условиях космоса при сохранении её компактности и легкости [15, 16]. Кроме того, уменьшение массы часто сопровождается сокращением физических размеров антенны, что затрудняет поддержание её характеристик, так как это напрямую влияет на способность принимать и передавать сигналы.

Моделирование играет ключевую роль в процессе производства антенн, обеспечивая высокую производительность и надежность конечного продукта [17–19]. Благодаря моделированию инженеры и разработчики могут эффективно тестировать и оптимизировать конструкции антенн до их изготовления и запуска в космос, что позволяет существенно сократить время и затраты на разработку. Кроме того, моделирование увеличивает гибкость процесса разработ-

ки и производства новых антенн. Вместо дорогостоящих физических испытаний различные варианты и модификации традиционных антенн могут быть быстро проверены с помощью моделирования, что позволяет найти оптимальное решение в кратчайшие сроки. Это не только сокращает временные и финансовые издержки, но и обеспечивает необходимую гибкость для оперативного реагирования на изменения требований рынка.

Метод моментов (МоМ) представляет собой важный и мощный инструмент для моделирования и проектирования новых типов антенн [20–22]. Широко применяемый в телекоммуникационной и аэрокосмической промышленности, МоМ позволяет эффективно анализировать и оптимизировать характеристики антенн в различных условиях эксплуатации. Значимость МоМ продолжает возрастать, поскольку его алгоритм способен точно моделировать характеристики антенн при меньших затратах по сравнению с другими методами. МоМ применим для моделирования как простых, так и сложных антенн, включая простые проводные антенны и сложные пространственные структуры. Анализируя взаимодействие элементов антенны между собой и с окружающей средой, МоМ позволяет точно оценить её характеристики в любых условиях эксплуатации.

Кроме того, МоМ активно используется при проектировании новых антенн и совершенствовании существующих. С его помощью разработчики могут оптимизировать форму и размеры антенн, чтобы достичь наилучших характеристик в конкретных приложениях, таких как космическая телекоммуникация, спутниковая передача данных и мобильная связь. Одним из перспективных подходов, основанных на МоМ, является аппроксимация проводящей поверхности антенны с помощью проводной сетки (ПС) [23–25]. В ряде работ представлены историческое развитие и перспективы этого подхода [26, 27]. Для уменьшения массы антенн и вычислительных затрат на их моделирование, исследователи предложили заменить традиционную сплошную структуру антенны на сетку из соединённых проводов [28, 29]. Эти исследования показали, что ПС способна точно воспроизводить основные характеристики антенны, позволяя разработчикам анализировать и оптимизировать её работу при меньших вычислительных затратах.

В свете растущей необходимости уменьшения массы и размеров антенн в последнее время значительное внимание уделяется разработке разреженных антенн. Используя преимущества антенн, построенных на основе МоМ и ПС, в [30] предложен эффективный подход к созданию разреженных антенн, известный как «аппроксимация оптимальной токовой сеткой» (АОТС), отставляющий только провода со значительными токами (это и есть основа критерия оптимальности). Из него сформулирован способ для изготовления антенны на основе проводной сетки и получен патент на изобретение [31]. Этот подход позволяет формировать разреженную структуру антенны из ПС за счет исключения проводов с током ниже заданного уровня, называемого допуском удаления элемента сетки (ДУЭС). Этот допуск может основываться на максимальном или среднем токе. Однако применение АОТС к непечатным конструкциям ан-

тени представляет технические сложности из-за наличия несоединенных проводов в сетке.

Для решения этих проблем в работе [30] предложена модификация АОТС, названная «соединяющая» АОТС (САОТС). В ней восстанавливается ряд проводов для непрерывности путей тока в антенне. Это увеличивает массу разреженной антенны и вычислительные затраты при последующем её моделировании по сравнению с исходной ПС и её разреженной структурой после АОТС.

Чтобы устранить эти недостатки, в [32] разработана еще одна модификация оригинального подхода, названная «устраняющей» АОТС (УАОТС). В рамках УАОТС проверяются соединения между всеми оставшимися проводами, после чего удаляются провода, не соединённые со структурой. Кроме того, в [32] предложена другая модификация АОТС, называемая «соединяющей ближайшие» АОТС (СБАОТС). В ней восстанавливаются только те провода, которые необходимы для соединения между свободным проводом и ближайшим проводом в структуре. В работе [33] подробно описаны АОТС, её модификации и их развития, а в работе [34] верифицирована их эффективность.

Тем не менее, указанные подходы основаны на геометрическом положении проводов в сетке, что ограничивает их точность. Более того, они применимы только к радиальным структурам из ПС, таким как рефлекторные и конические рупорные антенны. В этой связи, возникает необходимость в модернизации существующих подходов для улучшения точности и расширения их применения на все типы структур из ПС. Цель данной работы – восполнить этот пробел. На основе АОТС и её модификаций разработаны новые алгоритмы, использующие начальные и конечные координаты проводов в сочетании с алгоритмом поиска свободных проводов и определения короткого пути для их соединения. Эти алгоритмы отличаются повышенной точностью, эффективностью и универсальностью, что позволяет применять их к различным типам структур из ПС.

Для достижения цели работы она структурирована следующим образом. В разделе 1 детально рассматриваются недостатки и ограничения существующих подходов к моделированию и созданию разреженных антенн, а также обосновывается необходимость их модернизации. Далее описаны модернизированные алгоритмы, их работа и преимущества. В разделе 2 представлены результаты применения модернизированных подходов к рефлекторной и конической рупорной антеннам для создания их разреженных структур. Эти результаты сравниваются с результатами предыдущих исследований, а также с данными, полученными с помощью метода конечных разностей во временной области (МКРВО). Проведен детальный сравнительный анализ, выявляющий преимущества и недостатки каждого из подходов. Наконец, в выводах подводятся итоги исследования, представлены выводы из сравнительного анализа, и обсуждаются перспективы дальнейших исследований и применения модернизированных подходов.

1. Модернизация алгоритмов построения и разреживания проводной сетки

1.1. Недостатки и ограничения предыдущих подходов

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 [30, 33], индексы проводов, нормированные модули токов которых ниже заданного уровня (ДУЭС), сохраняются в отдельном списке. Для создания разреженной антенны структура ПС строится заново, при этом провода с соответствующими индексами из списка исключаются. Хотя этот процесс полностью соответствует принципам АОТС, он усложняет построение разреженных структур. В этой связи, возникает необходимость улучшить АОТС, чтобы обеспечить возможность генерации разреженных структур без необходимости повторного начала построения ПС.

Применение АОТС приводит к появлению в разреженной структуре ПС некоторых проводов, которые не соединены с основной структурой. Это создает значительные сложности при производстве непечатных антенн. В работе [32] для решения этой проблемы предложен подход УАОТС. Основным его принципом является выявление всех изолированных (свободных) проводов и их удаление в процессе формирования разреженной структуры из ПС, оставляя только те провода, которые связаны с основной сеткой. В [32] данный подход реализован на основе геометрического расположения проводов в сетке, и выявлено устранение большинства свободных проводов, снизившее сложность изготовления непечатных разреженных антенн. Однако после АОТС некоторые провода оказываются соединенными между собой, но не соединены с основной структурой (рис. 1а). В результате, после применения УАОТС такие группы проводов не удаляются, как можно наблюдать на рис. 1б [32]. Поэтому необходимо усовершенствовать алгоритм, чтобы полностью устранить все сложности при производстве антенн. Это требует удаления не только отдельных свободных проводов, но и целых изолированных групп после применения УАОТС.

Для уменьшения трудностей при производстве разреженных антенн в работе [30] предложена САОТС. Основная её идея заключается в восстановлении радиальных проводов для соединения свободных проводов с основной структурой, поскольку токи, в основном, протекают именно по радиальным проводам. Это доказало свою эффективность, позволив создать непрерывную разреженную антенную структуру. Однако основным его недостатком оказался значительный рост числа восстановленных проводов для соединений, что увеличивает массу разреженной антенны и вычислительные затраты на последующее моделирование.

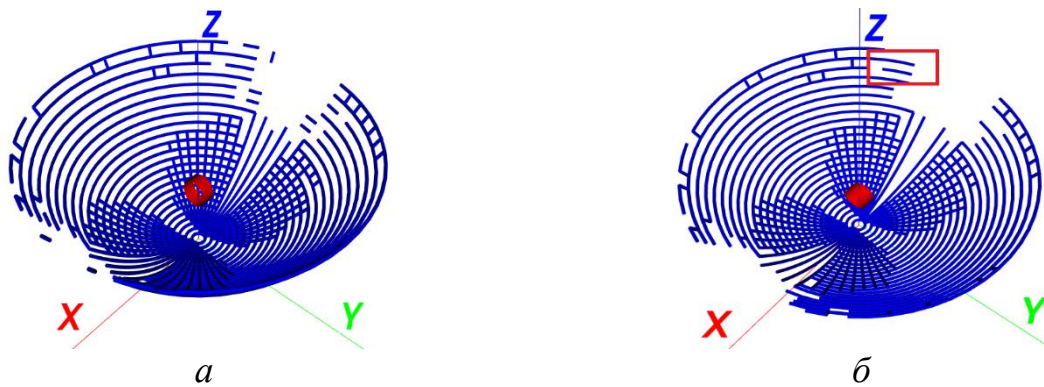


Рис. 1. Разреженные рефлекторные антенны после АОТС (а) и УАОТС с отмеченным недостатком (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС=10% [32]

Чтобы преодолеть эту проблему, в работе [32] предложена СБАОТС. Её основная идея заключается в восстановлении только тех проводов, которые необходимы для установления связи между свободными проводами и основной структурой. Алгоритм СБАОТС, представленный в [32], продемонстрировал свою эффективность, восстанавливая меньшее количество проводов по сравнению с САОТС, что снижает массу и вычислительные затраты. Однако, как отмечается в [30] и [32], САОТС и СБАОТС основаны на геометрическом расположении проводов в сетке, что может приводить к восстановлению избыточного количества проводов в некоторых случаях (рис. 2). Кроме того, это применимо только к структурам из ПС с радиальными проводами. Таким образом, необходимо усовершенствовать СБАОТС, обеспечив её корректную работу в различных ситуациях и применимость ко всем типам антенн из ПС.

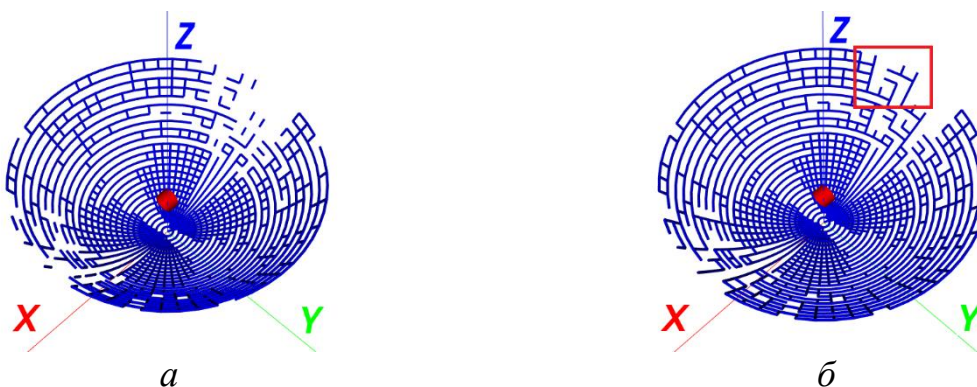


Рис. 2. Разреженные рефлекторные антенны после АОТС (а) и СБАОТС с отмеченным недостатком (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС=10% [32]

1.2. Модернизация АОТС

Для развития и повышения точности АОТС и её модификаций их алгоритмы модернизированы на основе использования начальных и конечных координат проводов в ПС, а не их расположения в сетке.

При аппроксимации поверхности антенны с помощью ПС каждый провод в структуре получает уникальный и постоянный индекс. Основные параметры каждого провода, такие как координаты начальной и конечной точек, радиус и

количество сегментов, сохраняются в специальном массиве. После расчета и решения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вычисляются элементы вектора тока i для каждого провода, которые сохраняются в соответствии с их индексами. Затем, в соответствии с общим принципом работы АОТС, модули токов в проводах нормируются относительно максимального или среднего модуля тока в ПС. Провода с нормированным модулем тока меньше ДУЭС удаляются. Индексы оставшихся проводов, у которых нормированный модуль тока превышает ДУЭС, сохраняются в новом массиве, называемом массивом оставшихся проводов (МОП).

На основе МОП оставшиеся провода поочередно восстанавливаются с сохранением ранее заданных параметров (по индексам). Этот процесс не зависит от процесса аппроксимации начальной структуры ПС, что позволяет быстрее и точнее создать разреженную структуру благодаря использованию отдельных массивов данных. По завершении построения всех проводов формируется разреженная антенна, после чего рассчитываются её характеристики. Алгоритм модернизированной АОТС представлен на рис. 3.

1.3. Модернизация УАОТС

После АОТС могут оставаться свободные провода, не соединённые с основной структурой. Чтобы определить, является ли провод в сетке свободным, необходимо сначала выделить основную точку в сетке, к которой большинство проводов должно подключаться после АОТС. Эта точка используется как отправная (начальный элемент) при создании нового массива, содержащего координаты точек проводов, связанных с ней.

Формирование данного массива позволяет проверить, соединены ли провода разреженной структуры после АОТС с этой основной точкой. Вначале координаты основной точки сохраняются в массиве координат связанных точек (МКСТ) для проверки наличия пути к ней. Для каждого провода анализируются координаты его начальной и конечной точек. Если координаты начальной точки проверяемого провода совпадают с точками в МКСТ, то конечная точка этого провода добавляется в МКСТ. Аналогично, если координаты конечной точки проверяемого провода совпадают с точками в МКСТ, то начальная точка этого провода также добавляется в МКСТ. Индекс этого провода сохраняется в массиве соединённых проводов (МСП).

Затем цикл повторяется с самого первого провода, за исключением тех, чьи индексы уже добавлены в МСП. Цикл продолжается до тех пор, пока не будут проверены все провода. В результате будет получен полный МСП. После этого необходимо сравнить каждый индекс оставшихся проводов после применения АОТС с МСП. Все провода, не входящие в МСП, считаются свободными и сохраняются в массиве свободных проводов (МСВП) размером W .

Чтобы избежать разрыва связи между оставшимися свободными проводами и основной сеткой после АОТС, УАОТС удаляет провода из МСВП и создаёт разреженную структуру только на основе МСП по их индексам. Алгоритм модернизированной УАОТС представлен на рис. 4.

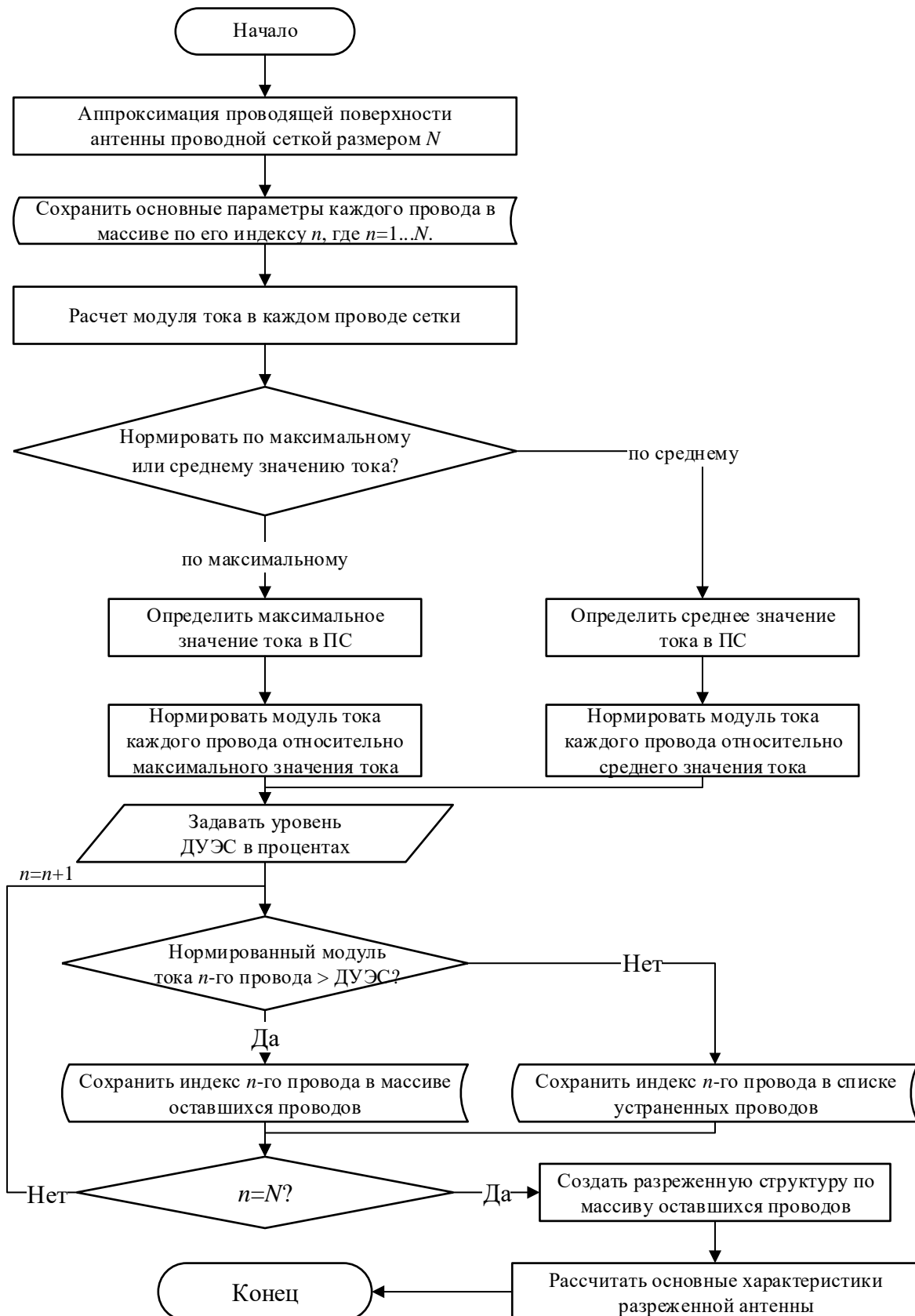


Рис. 3. Алгоритм модернизированной АОТС

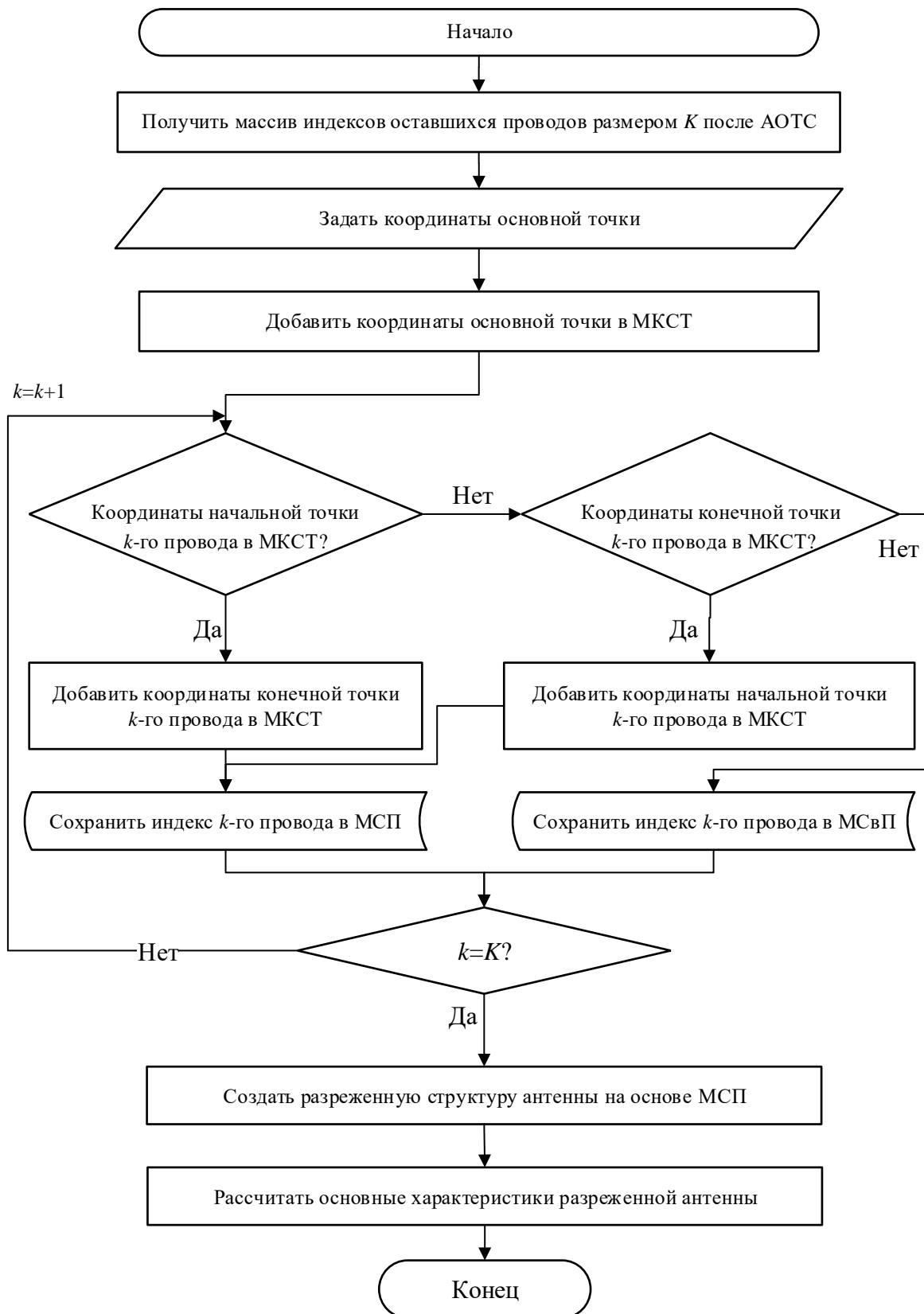


Рис. 4. Алгоритм модернизированной УАОТС

1.4. Модернизация СБАОТС

Для модернизации СБАОТС разработан новый алгоритм, основанный на поиске в ширину (Breadth-First Search, BFS). Алгоритм BFS широко используется для поиска кратчайшего пути от исходной вершины до целевой. Его работа заключается в обходе графа по уровням, начиная с исходной вершины и продвигаясь по соседним вершинам.

Граф, используемый в данном алгоритме, представляет собой структуру, состоящую из "вершин" и "рёбер", которые соединяют эти вершины. По рёбрам графа можно переходить от одной вершины к другой. Алгоритм BFS сначала проходит по всем вершинам, ближайшим к исходной, а затем переходит на следующий уровень. Для наглядности, работа алгоритма представлена поэтапно (рис. 5).

Шаг 1 – подготовка и начало работы. На нем необходимо задать исходную вершину, целевую вершину и граф. Чтобы избежать путаницы, вершины в графе обозначаются следующим образом: непосещённые вершины – «белые», вершины в списке очереди действий (СОД) – «серые», а посещённые вершины – «чёрные». В начале алгоритма все вершины в графе считаются непосещёнными и помечаются как «белые» (рис. 5а). После задания исходной вершины алгоритм добавляет её в СОД и помечает как «серую» вершину (рис. 5б). Она становится текущей для проверки. Если исходная вершина совпадает с целевой, алгоритм завершает работу, но это редко происходит на практике.

Шаг 2 – поиск соседних вершин. На нем поочерёдно проверяется каждая соседняя вершина исходной. 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» (рис. 5в). Процесс продолжается пока все соседние вершины текущей не будут проверены.

Шаг 3 – переход к следующей вершине. После проверки всех соседних вершин текущая вершина помечается как посещённая (чёрная) (рис. 5г). 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 (рис. 5д). Это обеспечивает поэтапный обход графа по уровням.

Шаг 4 – завершение алгоритма. Если на шаге 3 проверяемая вершина совпадает с целевой, алгоритм завершает работу и возвращает кратчайший путь от исходной вершины до целевой. Если СОД становится пустой, это означает, что больше нет непосещённых (белых) и посещаемых (серых) вершин. Тогда алгоритм также завершает работу, что свидетельствует об отсутствии пути от исходной вершины к целевой (рис. 5е).

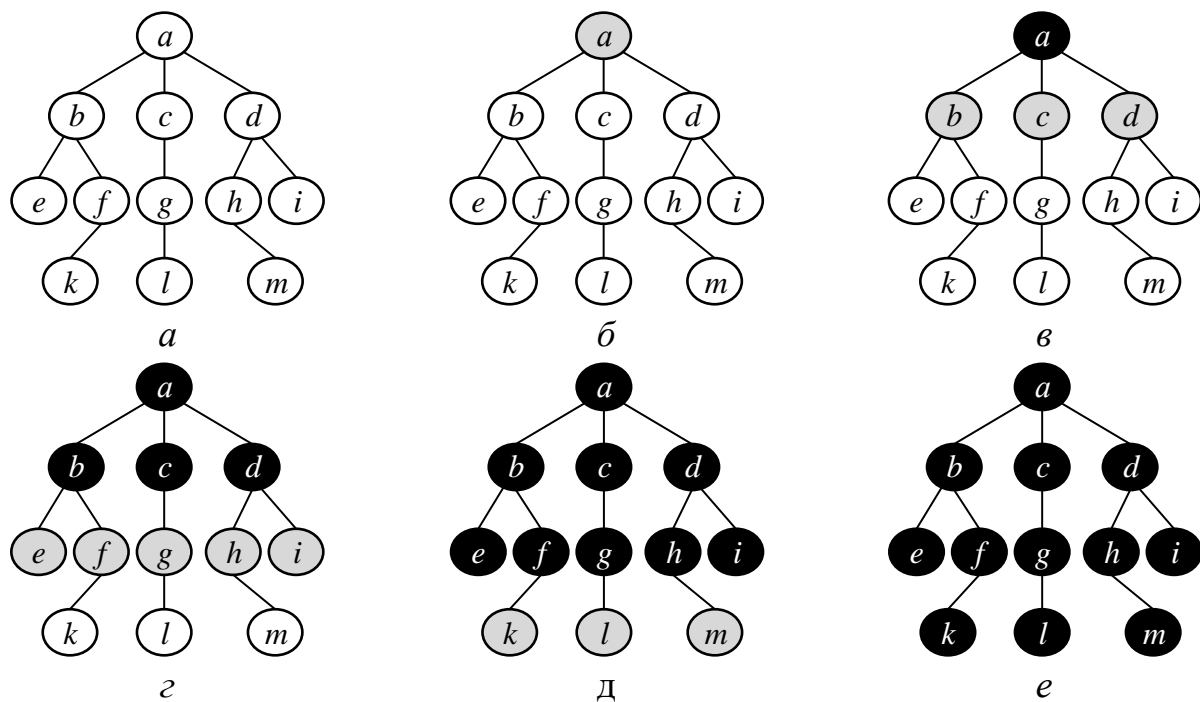


Рис. 5. Пример алгоритма поиска в ширину BFS

Основная идея СБАОТС заключается в том, что после АОТС восстанавливаются только те провода, которые необходимы для соединения между свободным проводом и соединёнными проводами сетки. Для этого, после получения МСП и МСвП, требуется дополнительная обработка.

Сначала с помощью массива, содержащего индексы и основные параметры всех проводов исходной ПС, проверяется наличие соединений между проводами. В частности, необходимо проверить связь провода с индексом n и других проводов в структуре, основываясь на координатах его начальной и конечной точек. Все остальные провода, у которых начальная или конечная точка совпадает с координатами этих двух точек, будут считаться соединёнными с проводом с индексом n . Затем индексы всех таких проводов сохраняются в графе с вершиной n . Повторяя этот процесс для всех проводов, формируется граф, где вершины представляют собой индексы всех проводов.

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 МСП. После BFS формируется список, содержащий индексы проводов, которые необходимо восстановить. На его основе восстанавливаются соответствующие провода, и их индексы добавляются в МСП. Применяя этот цикл ко всем свободным проводам из МСвП, можно получить разреженную структуру без свободных проводов. Алгоритм модернизированной СБАОТС представлен на рис. 6.

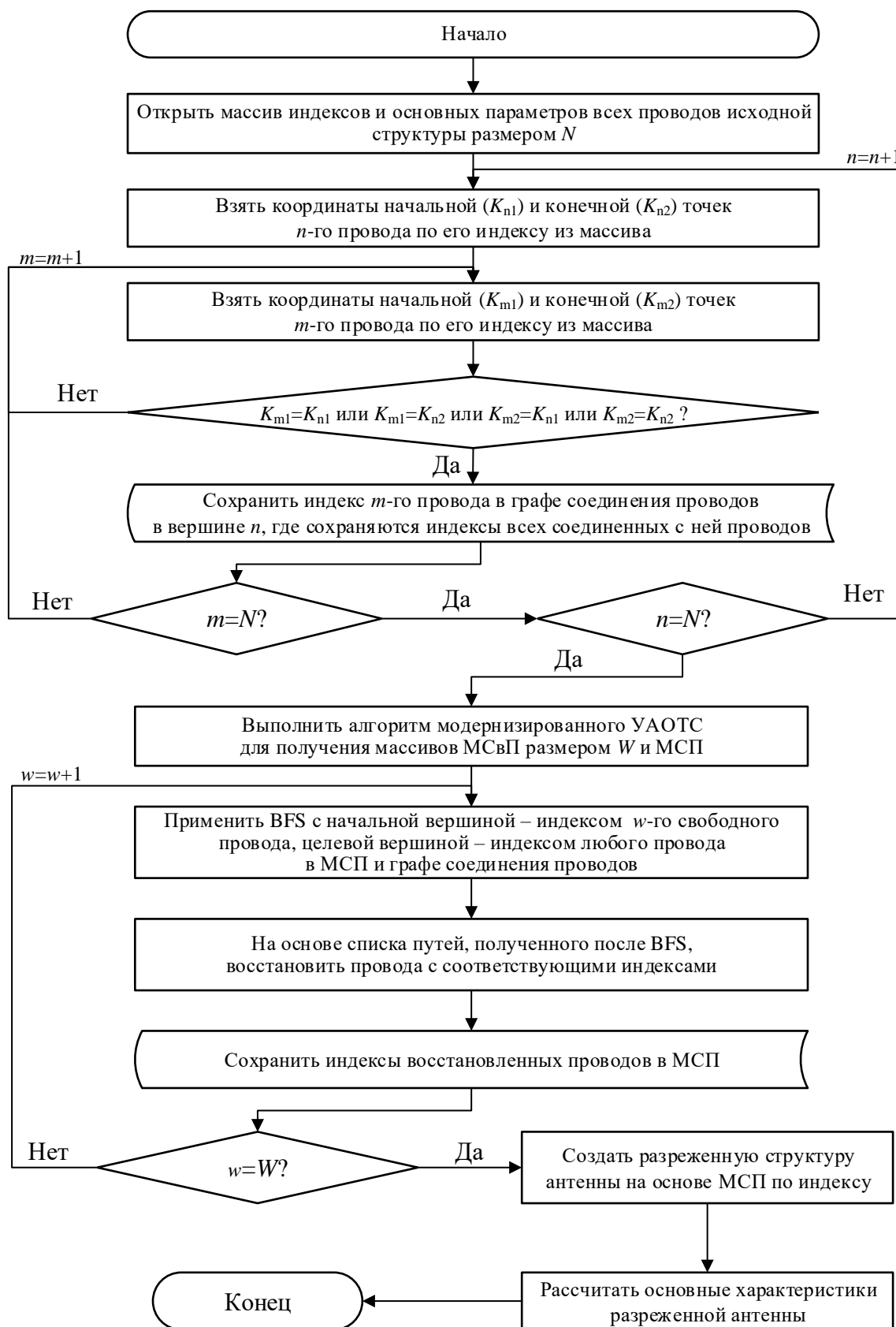


Рис. 6. Алгоритм модернизированной СБАОТС

2. Применение модернизаций к созданию разреженных антенн

Для проверки эффективности модернизаций они применены к рефлекторной антенне JRC-24DD MIMO из [35] (рис. 7а) и конической рупорной антенне из [36] (рис. 8а). Основные геометрические параметры рефлекторной антенны: диаметр $D=400$ мм, глубина $h=143,6$ мм, фокусное расстояние $F=75$ мм (рис. 7б). В качестве источника возбуждения использован провод длиной $l=\lambda/3,6$, размещенный в фокусе отражателя. Радиус провода возбуждения выбран равным $R_1=\lambda/3,6$, а остальных проводов $R_2=\lambda/30$. Для аппроксимации поверхности рефлектора использована ПС из 60 радиальных и 25 концентрических проводов, представленная на рис. 7в (далее – исходная ПС рефлекторной антенны). Каждый провод представлялся одним сегментом, а всего их 3000.

Основные геометрические параметры конической рупорной антенны: диаметр регулярной части $d=30$ мм, максимальный диаметр нерегулярной части $D=61,76$ мм, общая длина $L=43,25$ мм, длина регулярной части $l_1=31,25$ мм, длина нерегулярной части $l_2=12$ мм (рис. 8б). Для возбуждения антенны использовался диполь длиной $l_d=0,36\lambda$, размещенный в центре пересечения регулярной и нерегулярной частей антенны. Радиус всех проводов сетки принят равным 0,1 мм. Поверхности конического рупора аппроксимирована ПС из 36 радиальных и 50 концентрических проводов, представленной на рис. 8в (далее – исходная ПС конической рупорной антенны). Каждый провод также представлялся одним сегментом, а всего их 3600.

Уменьшение массы антенны рассчитывалось как N_X/N_S , где N_X – число проводов в исходной ПС, а N_S – в разреженной. Основные затраты времени на решение СЛАУ (здесь методом Гаусса), пропорциональны третьей степени её порядка $O(N)^3$, а памяти – $O(N)^2$. Таким образом, экономия памяти составляет $(N_X/N_S)^2$, а времени – $(N_X/N_S)^3$.

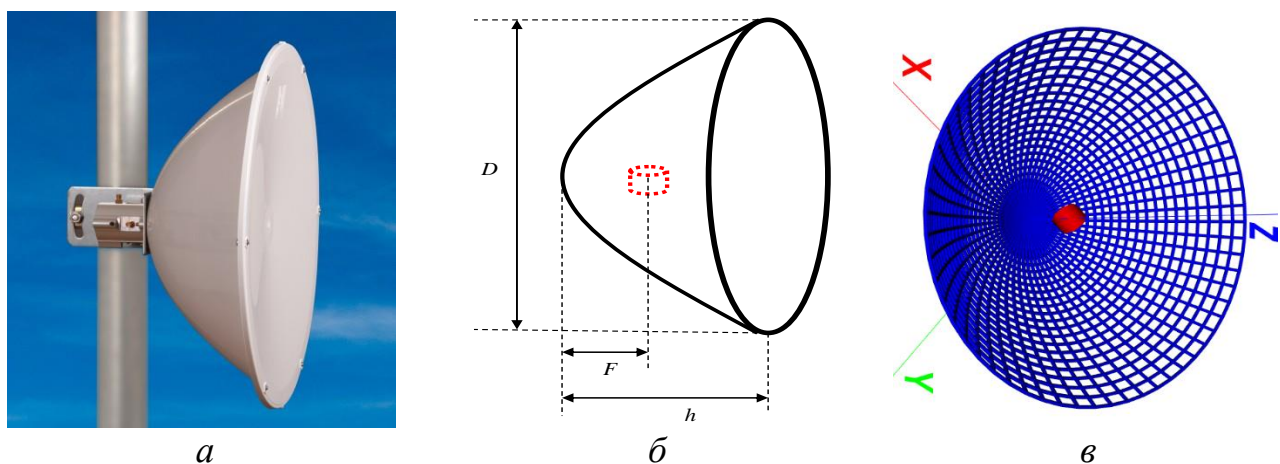


Рис. 7. Рефлекторная антенна из [35] (а), её изометрический вид (б) и эквивалентная ПС (в)

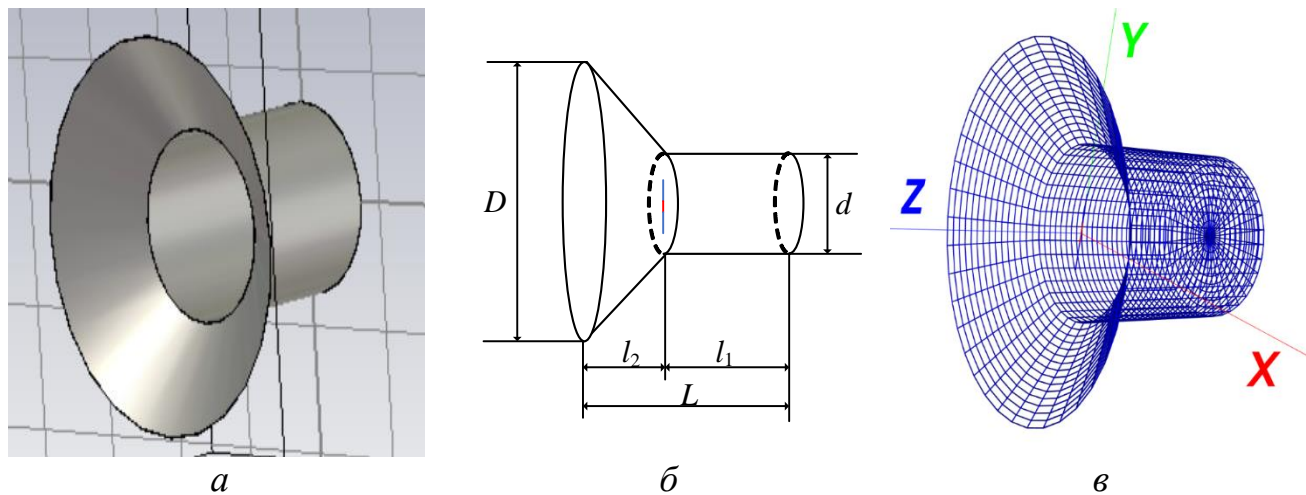


Рис. 8. Коническая рупорная антенна из [36] (а), её изометрический вид (б) и эквивалентная ПС (в)

В модернизациях УАОТС и СБАОТС из раздела 1, выбирается основная точка для проверки и определения свободных проводов. В случае рефлекторных и конических рупорных антенн провод источника не подключён напрямую к основной структуре, что требует предварительного исследования распределения тока в исходной структуре ПС перед выбором основной точки.

Распределение тока в исходной ПС рефлекторной и конической рупорной антенн показано на рис. 9. Видно, что распределение тока в различных структурах неравномерно, и провода с более высоким током формируют группы, которые соединяются между собой. В результате, после применения АОТС, такие провода почти всегда остаются. Поэтому в качестве основных точек в МКСТ для проверки наличия пути к ним принимаются координаты проводов с максимальным током в исходной ПС.

Для определения провода с максимальным током в исходной ПС, после расчёта тока в ней, необходимо добавить в алгоритм шаг по определению индекса провода с максимальным током. После определения основной точки модернизированные алгоритмы продолжают работу в соответствии с описанием в разделе 1.

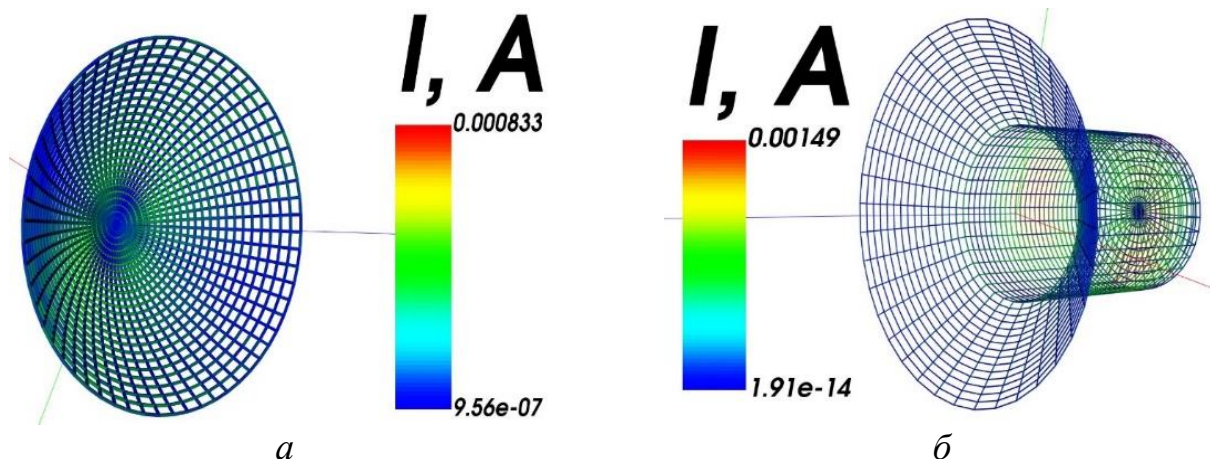


Рис. 9. Распределения токов в исходных ПС рефлекторной (а) и конической рупорной (б) антенн

2.1. Применение модернизированной АОТС

2.1.1. Применение модернизированной АОТС к рефлекторной антенне

Разреженные рефлекторные антенны, полученные после применения АОТС из [33] и модернизированной АОТС при ДУЭС=10% на частотах 5,1 ГГц и 5,9 ГГц, представлены на рис. 10 и 11. Для оценки эффективности модернизированной АОТС проанализированы полученные диаграммы направленности (ДН) после её применения, которые затем сравнивались с полученными для исходной ПС, а также с измеренными, в плоскостях E и H на частотах 5,1 ГГц и 5,9 ГГц (рис. 12 и 13). Кроме того, ДН, полученные после модернизированной АОТС, сопоставлялись с полученными после АОТС из [33] (рис. 14 и 15).

Число проводов исходной ПС составляет $N_x=3000$. После АОТС из [33] при ДУЭС=10% число проводов составило 1988 на частоте 5,1 ГГц и 2112 на частоте 5,9 ГГц. Те же значения получены и после модернизированной АОТС. Число проводов разреженной структуры определяет массу антенны, объем памяти и время для последующего моделирования. Расчетные улучшения этих характеристик относительно исходной ПС приведены в таблице 1.

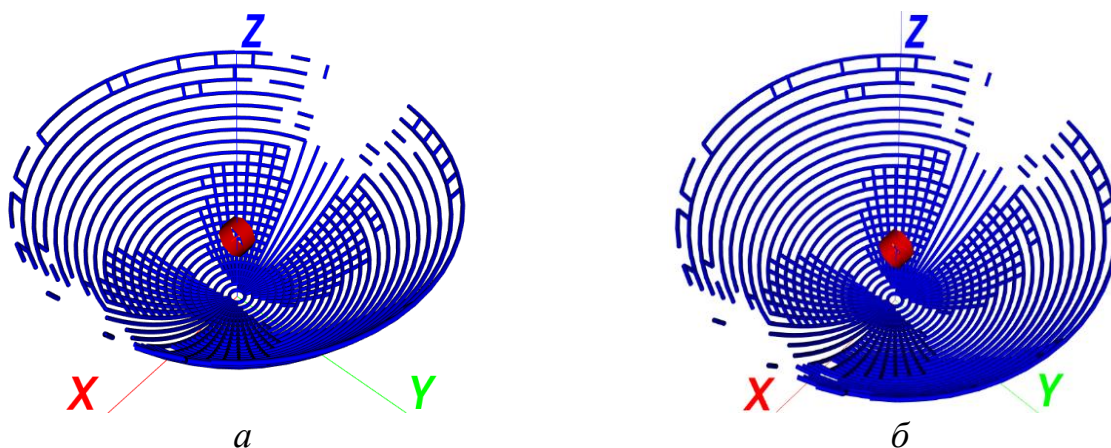


Рис. 10. Разреженные структуры рефлекторной антенны после АОТС из [33] (а) и модернизированной АОТС (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС=10%

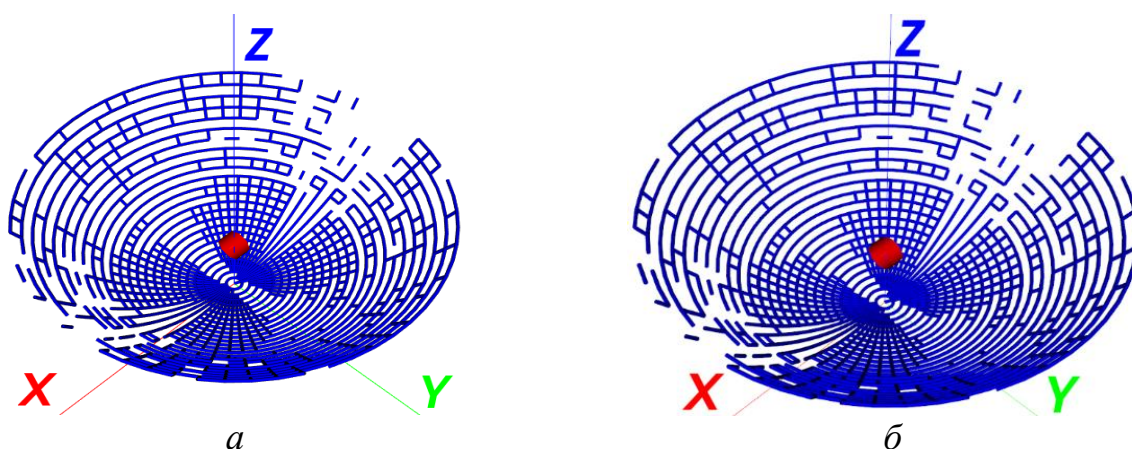


Рис. 11. Разреженные структуры рефлекторной антенны после АОТС из [33] (а) и модернизированной АОТС (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС=10%

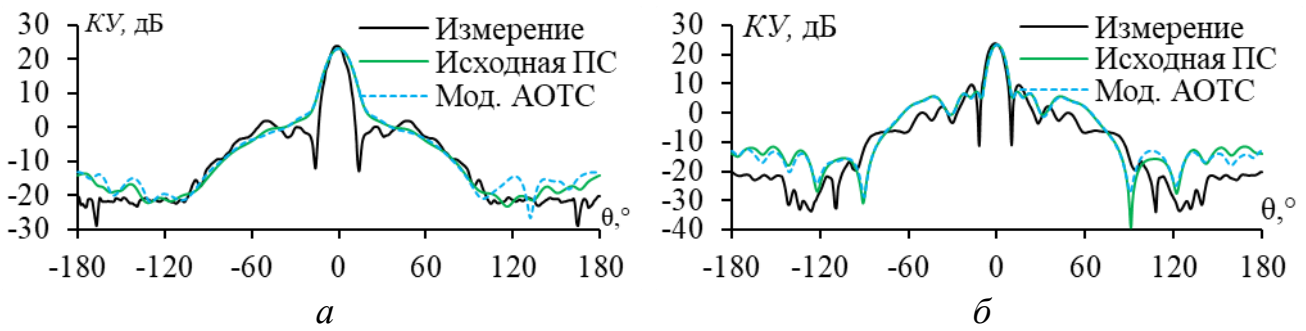


Рис. 12. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [35] (—) и вычисленные для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,1 ГГц

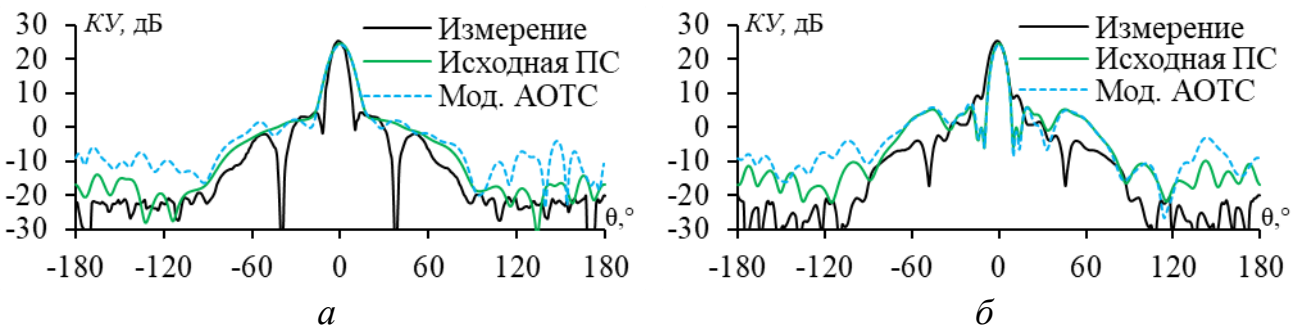


Рис. 13. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [35] (—) и вычисленные для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,9 ГГц

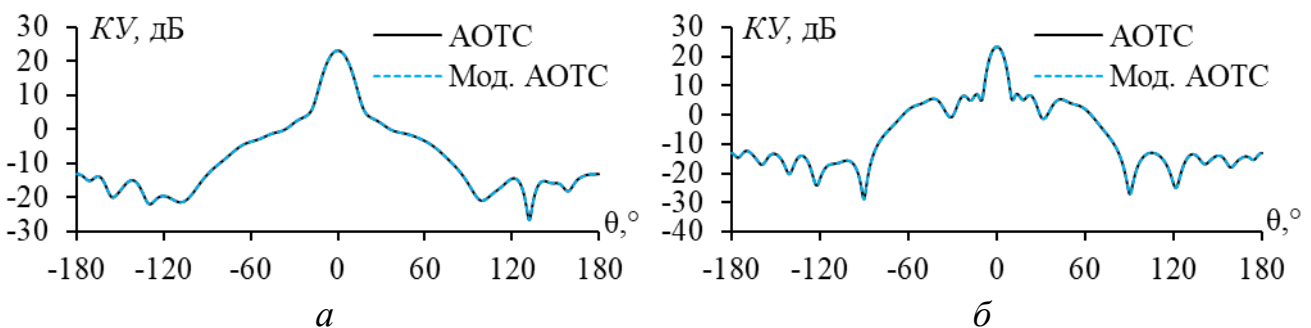


Рис. 14. ДН рефлекторной антенны после АОТС из [33] (—) и модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,1 ГГц

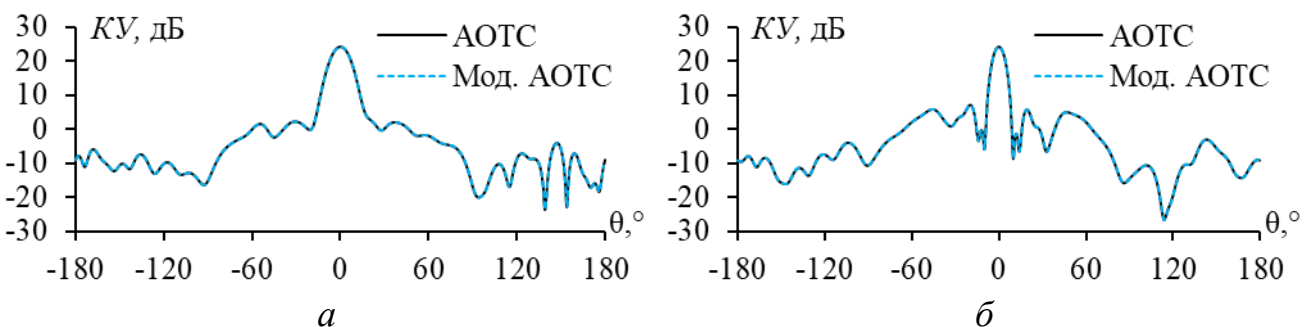


Рис. 15. ДН рефлекторной антенны после АОТС из [33] (—) и модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,9 ГГц

Таблица 1 – Улучшения характеристик разреженной структуры после АОТС относительно исходной ПС рефлекторной антенны

Аппроксимация	Частота, ГГц	Уменьшение		
		Масса, раз	Память, раз	Время, раз
АОТС [33]	5,1	1,51	2,28	3,44
Модернизированная АОТС		1,51	2,28	3,44
АОТС [33]	5,9	1,42	2,02	2,87
Модернизированная АОТС		1,42	2,02	2,87

Из анализа разреженных структур рефлекторной антенны на рис. 10 и 11 видно, что нет различий между структурами, полученными после применения АОТС из [33] и модернизированной АОТС. Соответственно, уменьшение массы антенны и затраты на моделирование после применения обоих подходов оказались одинаковыми (таблица 1). Более того, на рис. 14 и 15 показано, что ДН, полученные после АОТС из [33] и модернизированной АОТС, также не имеют расхождений на частотах 5,1 ГГц и 5,9 ГГц. Это подтверждает, что модернизированный алгоритм корректно работает в соответствии с основными принципами АОТС.

Примечательно, что при сравнении времени вычислений модернизированный алгоритм показал примерно на 7% большую скорость по сравнению с АОТС из [33]. В частности, время вычислений после АОТС из [33] на частотах 5,1 ГГц и 5,9 ГГц составило 6,66 и 7,11 с соответственно, тогда как после модернизированной АОТС – 6,22 и 6,70 с.

На рис. 12 и 13 из сравнения с результатами измерений видно, что после АОТС наблюдаются несколько более высокие уровни задних лепестков, но при этом уровни боковых лепестков в плоскостях E и H ниже. На частоте 5,9 ГГц уровни задних лепестков после АОТС также выше по сравнению с исходной ПС. Однако на частоте 5,1 ГГц ДН после АОТС не имеют значительных расхождений с исходной ПС, за исключением некоторых углов.

В основном направлении излучения все ДН после АОТС демонстрируют хорошую согласованность с результатами измерений и исходной ПС. Учитывая, что основной задачей рефлекторной антенны является излучение в основном направлении, полученные результаты можно считать приемлемыми.

2.1.2. Применение модернизированной АОТС к конической рупорной антенне

Разреженные структуры конической рупорной антенны после АОТС из [33] и модернизированной АОТС на частоте 8 ГГц при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% представлены на рис. 16 и 17. Для оценки эффективности модернизированной АОТС ДН при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% сравнивались с результатами исходной ПС и расчетами по МКРВО из [36] в плоскостях E и H (рис. 18 и 19). Также сравнены ДН, полученные после модернизированной АОТС и АОТС из [33] при одинаковых ДУЭС (рис. 20 и 21).

Число проводов исходной ПС составляет $N_x=3600$. После АОТС из [33] на частоте 8 ГГц при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% число проводов 2846 и 2362 соответственно, те же значения достигаются и при модернизированной АОТС. Время моделирования после АОТС из [33] при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% составляет 18,65 и 13,93 с, а после модернизированной АОТС – 17,97 и 13,48 с соответственно. Расчетные улучшения характеристик относительно исходной ПС и МКРВО приведены в таблице 2.

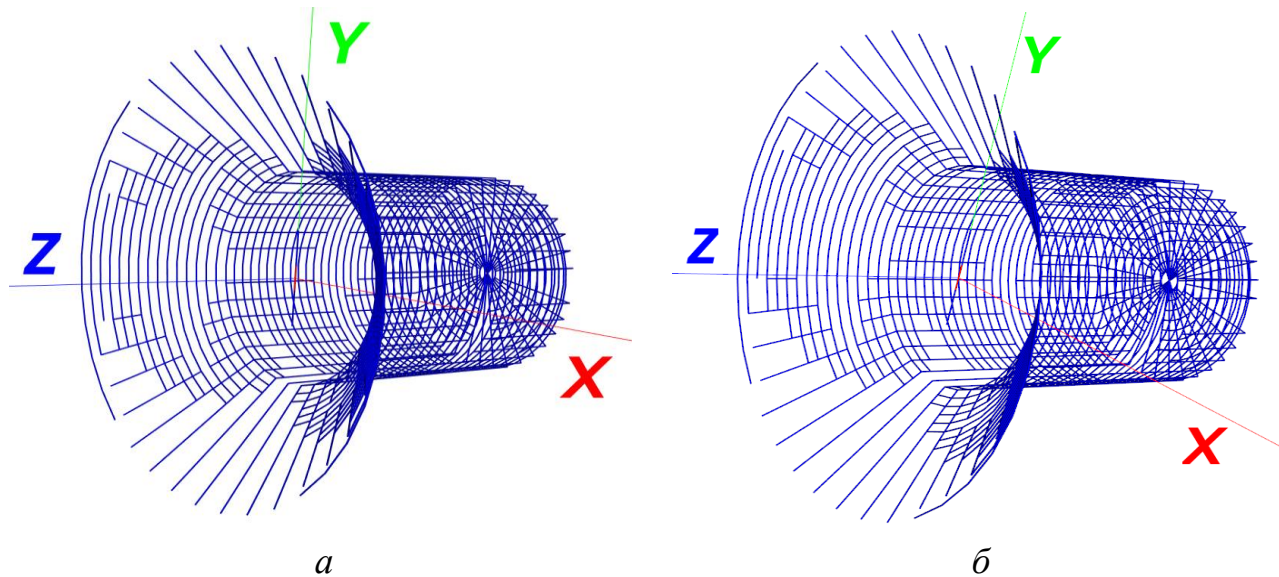


Рис. 16. Разреженные структуры конической рупорной антенны после АОТС из [33] (а) и модернизированной АОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

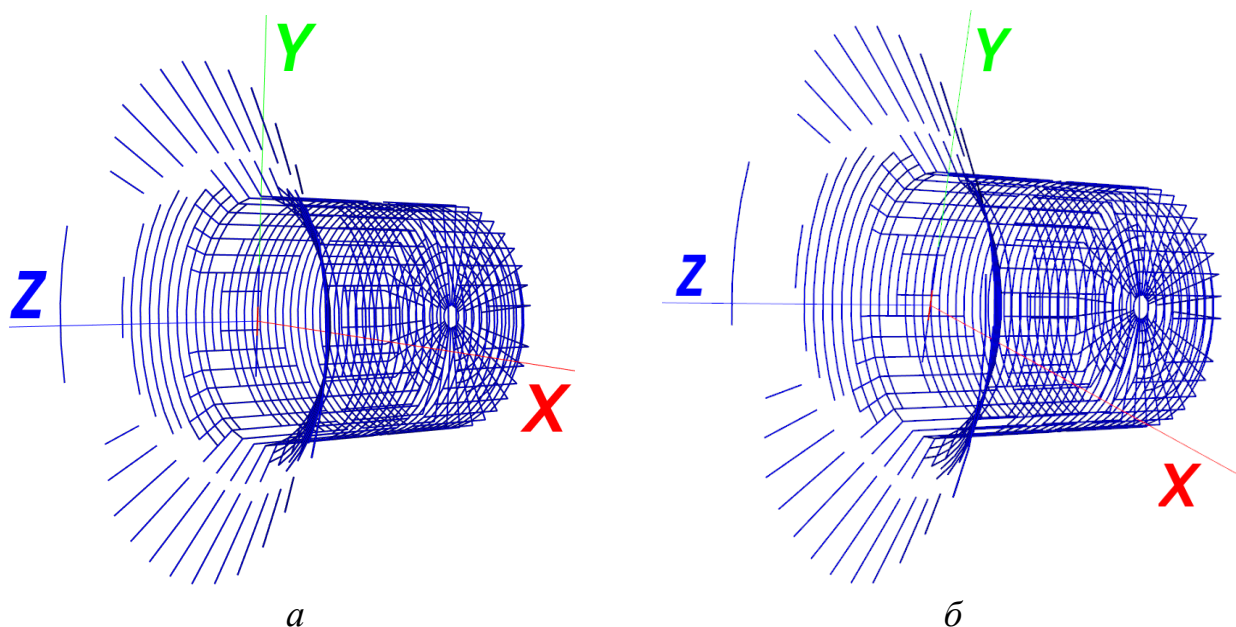


Рис. 17. Разреженные структуры конической рупорной антенны после АОТС из [33] (а) и модернизированной АОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

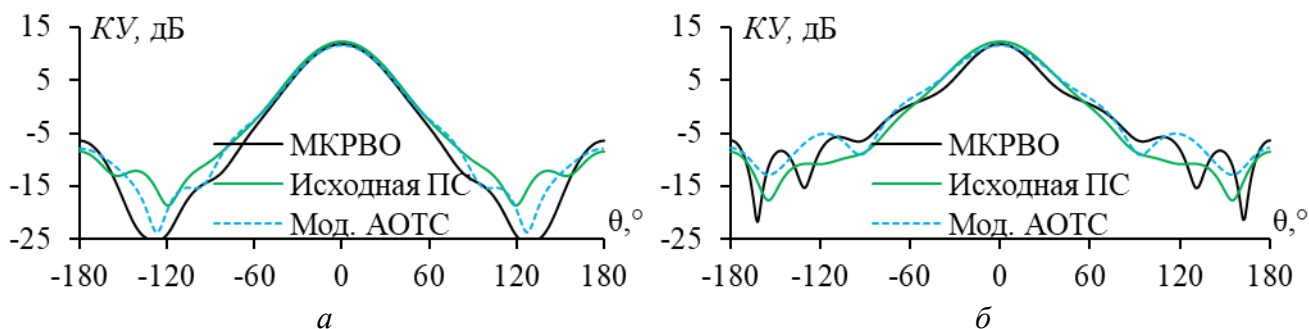


Рис. 18. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО из [36] (—) и для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

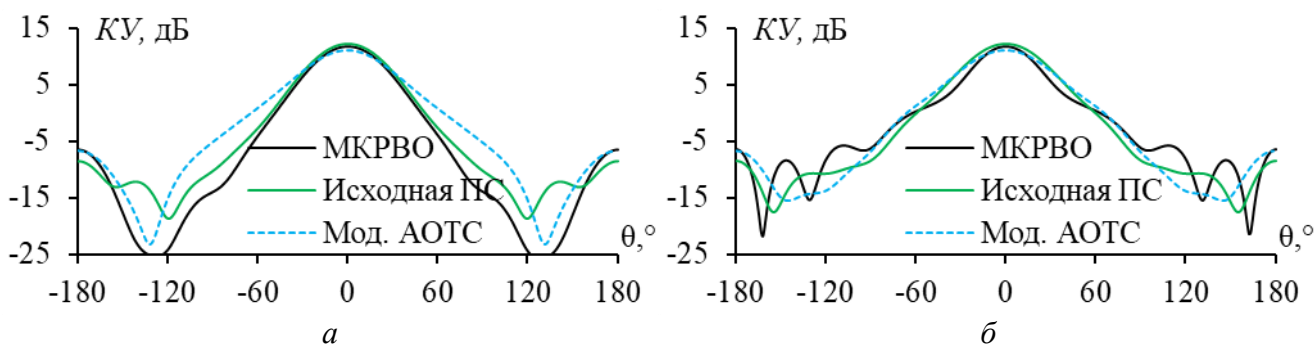


Рис. 19. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО из [36] (—) и для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

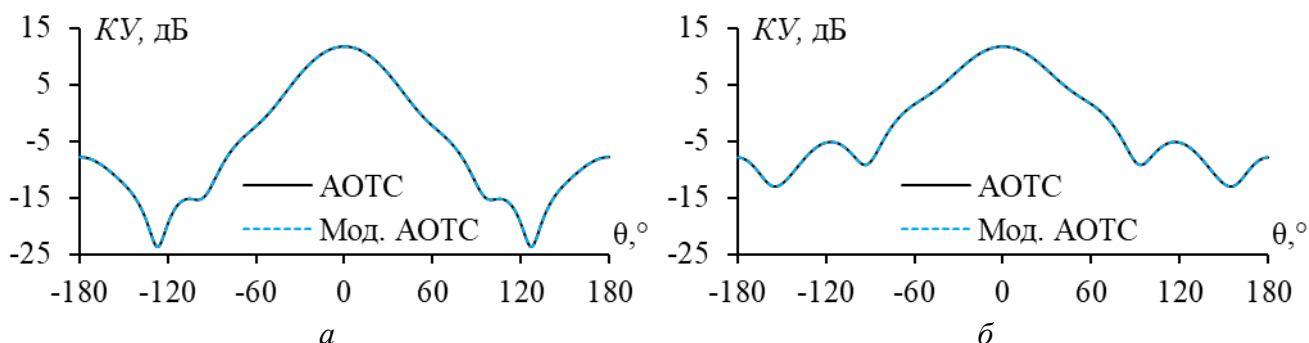


Рис. 20. ДН конической рупорной антенны после АОТС из [33] (—) и модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

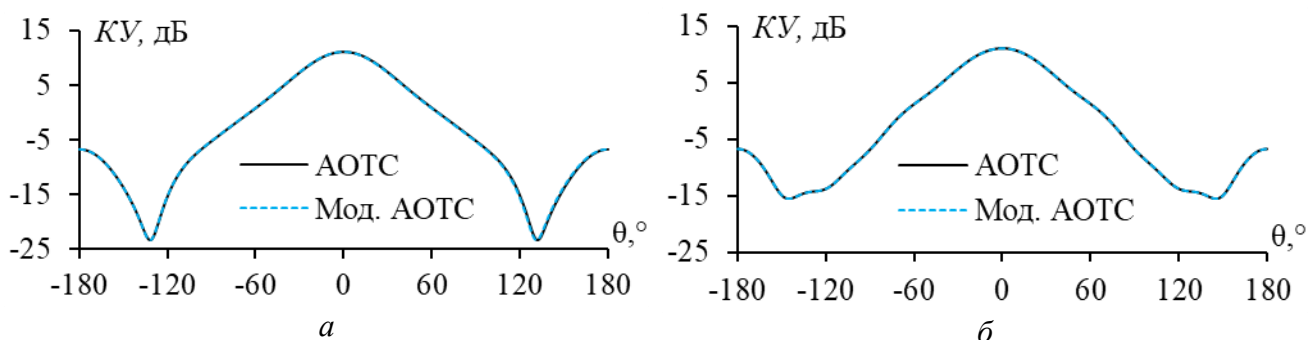


Рис. 21. ДН конической рупорной антенны после АОТС из [33] (—) и модернизированной АОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

Таблица 2 – Улучшения характеристик разреженной структуры после АОТС относительно исходной ПС и МКРВО для конической рупорной антенны

Аппроксимация	ДУЭС, %	Уменьшение по сравнению с исходной ПС			Уменьшение времени по сравнению с МКРВО, раз
		Масса, раз	Память, раз	Время, раз	
АОТС [33]	6	1,26	1,60	2,02	2,14
Модернизированная АОТС		1,26	1,60	2,02	2,23
АОТС [33]	10	1,52	2,32	3,54	2,87
Модернизированная АОТС		1,52	2,32	3,54	2,97

Из представленных на рис. 16 и 17 разреженных структур конической рупорной антенны видно, что разницы между структурами, полученными после АОТС из [33] и модернизированной АОТС, нет. Также на рис. 20 и 21 показано, что ДН, полученные с использованием этих подходов при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10%, совпадают. Это подтверждает, что модернизированный алгоритм работает корректно и соответствует основным принципам АОТС.

В результате, уменьшение массы антенны и затрат на моделирование по сравнению с исходной ПС после АОТС из [33] и модернизированной АОТС, оказалось одинаковым (таблица 2). Однако модернизированный алгоритм на 3,8% быстрее АОТС из [33].

На рис. 18 и 19, при сравнении с результатами, МКРВО, видно, что уровни задних лепестков после модернизированной АОТС при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% ниже на 1,4 и 0,3 дБ соответственно. По сравнению с исходной ПС, уровни задних лепестков выше на 0,7 и 1,8 дБ соответственно при тех же ДУЭС.

Максимальный коэффициент усиления ($KU_{\text{макс}}$) после модернизированного АОТС при ДУЭС=6% хорошо согласуется с полученными МКРВО и для исходной ПС. Однако при ДУЭС=10% $KU_{\text{макс}}$ меньше на 0,8 и 1,2 дБ соответственно. Несмотря на небольшое снижение $KU_{\text{макс}}$ при ДУЭС=10%, масса разреженной антенны значительно меньше, чем у исходной ПС, что существенно сокращает затраты времени и памяти для последующего моделирования по сравнению с МКРВО и исходной ПС.

2.2. Применение модернизированной УАОТС

2.2.1. Применение модернизированной УАОТС к рефлекторной антенне

Разреженные рефлекторные антенны, полученные после УАОТС из [33] и модернизированного УАОТС при ДУЭС=10% на частотах 5,1 и 5,9 ГГц, представлены на рис. 22 и 23. Для оценки эффективности модернизированной УАОТС ДН, полученные после её применения, сравнивались с результатами для исходной ПС и измеренными в плоскостях E и H на частотах 5,1 и 5,9 ГГц (рис. 24 и 25). Дополнительно, ДН, полученные с использованием модернизи-

рованной УАОТС, сопоставлялись с результатами, полученными после УАОТС из [33] (рис. 26 и 27).

Исходная ПС включает 3000 проводов. После УАОТС из [33] число проводов при ДУЭС=10% на частотах 5,1 и 5,9 ГГц составляет 1958 и 2084, соответственно. После модернизированной УАОТС число проводов уменьшается до 1666 и 2075, соответственно. Плотность разреженной структуры непосредственно влияет на массу антенны, объем памяти и затраты времени на последующее моделирование. Таблица 3 содержит расчеты по улучшению этих характеристик в сравнении с исходной ПС.

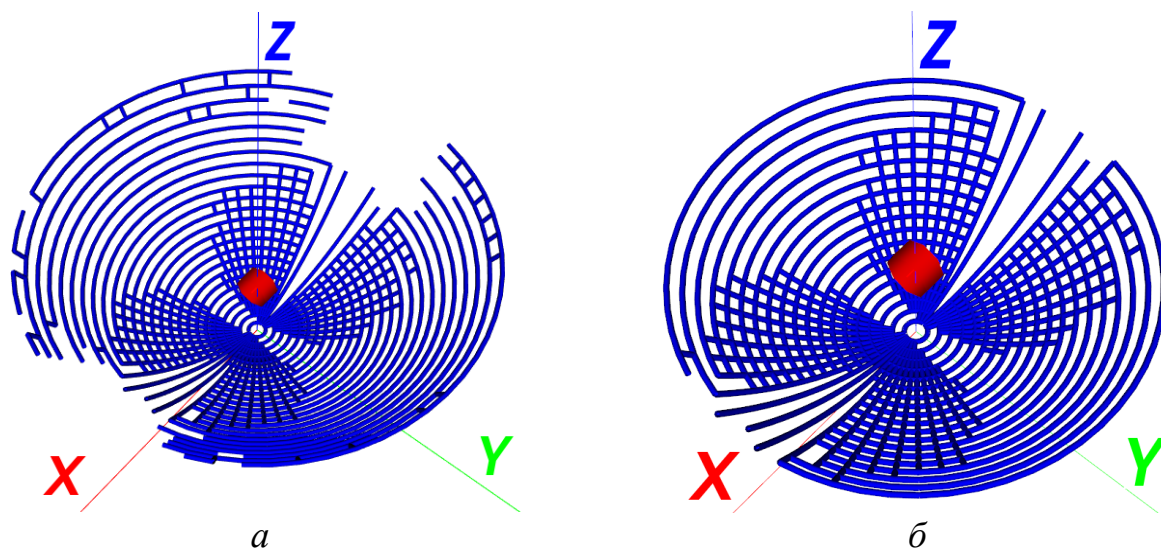


Рис. 22. Разреженные рефлекторные антенны после УАОТС из [33] (а) и модернизированной УАОТС (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС=10%

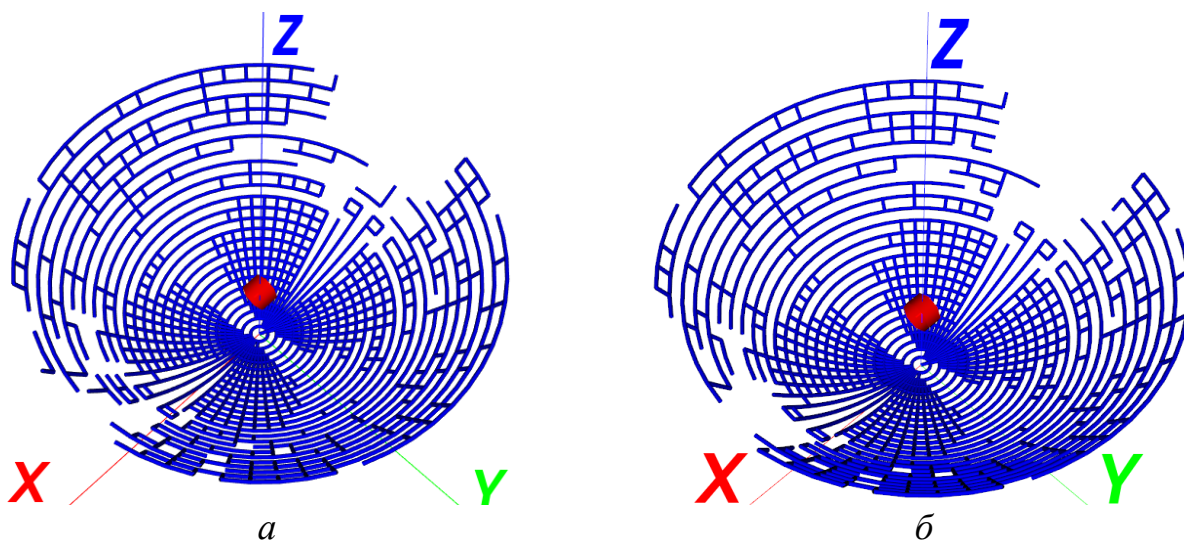


Рис. 23. Разреженные рефлекторные антенны после УАОТС из [33] (а) и модернизированной УАОТС (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС=10%

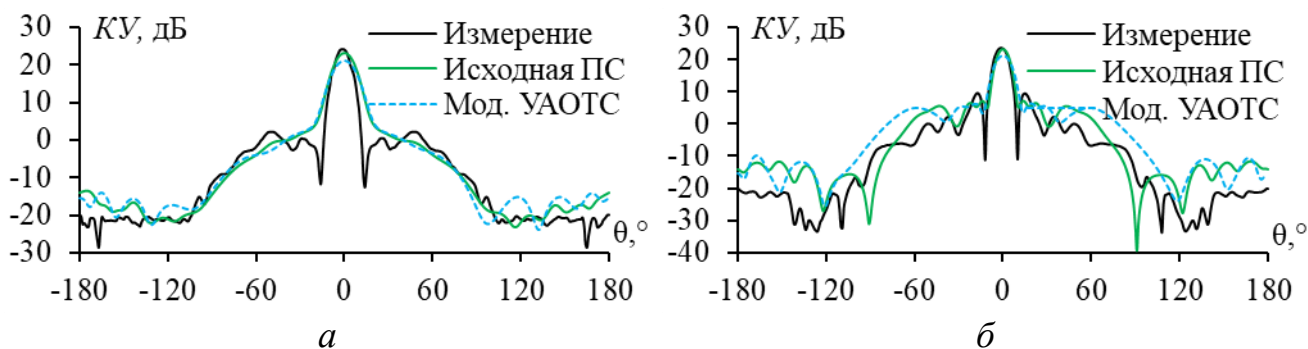


Рис. 24. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [35] (—) и вычисленные для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,1 ГГц

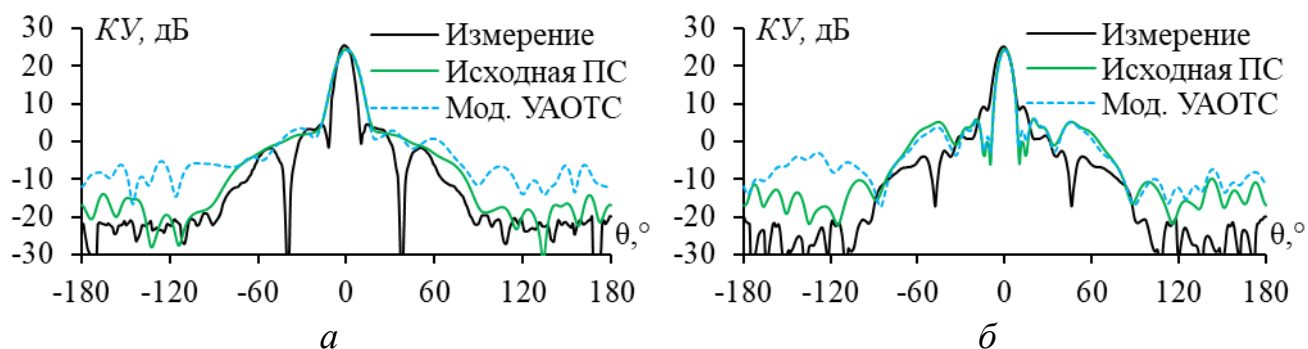


Рис. 25. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [35] (—) и вычисленные для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,9 ГГц

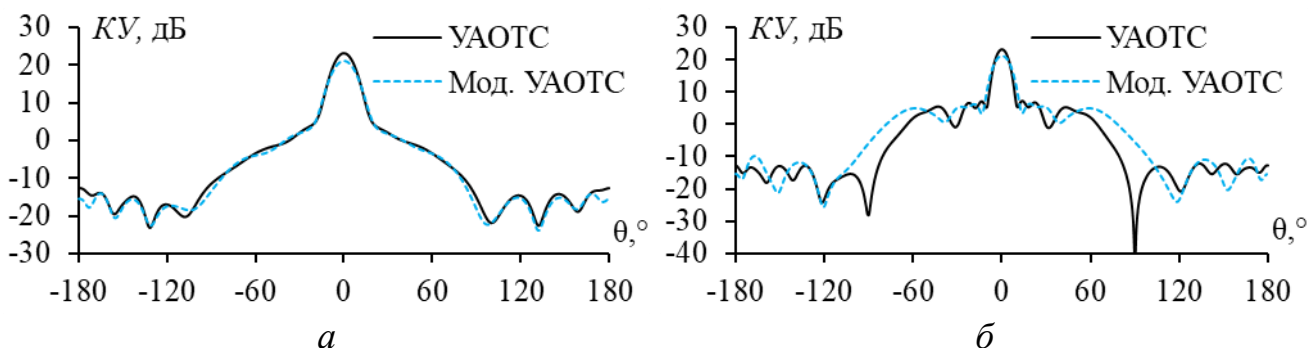


Рис. 26. ДН рефлекторной антенны после УАОТС из [33] (—) и модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,1 ГГц

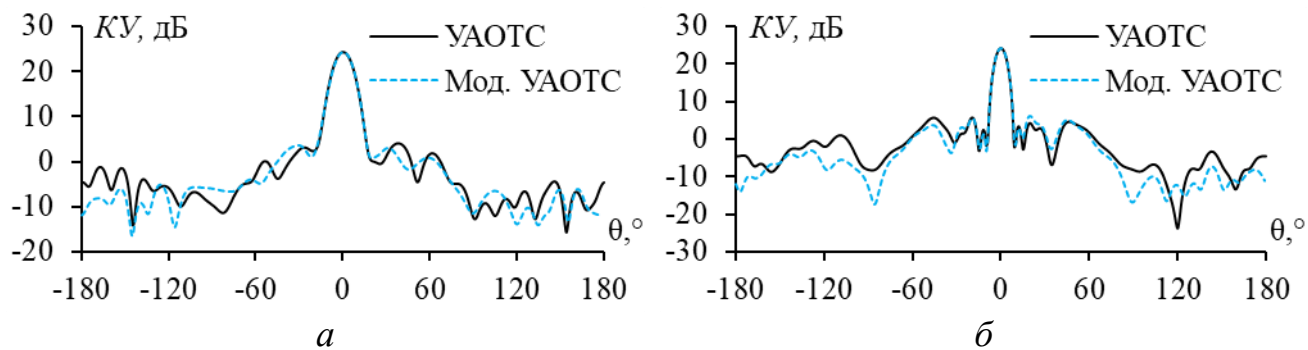


Рис. 27. ДН рефлекторной антенны после УАОТС из [33] (—) и модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,9 ГГц

Таблица 3 – Улучшения характеристик разреженной структуры после УАОТС относительно исходной ПС рефлекторной антенны

Аппроксимация	Частота, ГГц	Уменьшение		
		Масса, раз	Память, раз	Время, раз
УАОТС [33]	5,1	1,53	2,35	3,60
Модернизированная УАОТС		1,80	3,24	5,84
УАОТС [33]	5,9	1,44	2,07	2,99
Модернизированная УАОТС		1,45	2,09	3,03

Из разреженных рефлекторных антенн на рис. 22 и 23 видно, что модернизированная УАОТС устранила все свободные провода. На частоте 5,1 ГГц применение УАОТС из [33] оставляет некоторые группы свободных проводов, в то время как модернизированная УАОТС полностью их удаляет, сохраняя только основную структуру. На частоте 5,9 ГГц также все группы свободных проводов удалены.

Сравнивая ДН разреженной структуры с результатами измерений и исходной структуры на частоте 5,1 ГГц, можно заметить, что в основном направлении KU_{\max} разреженной структуры меньше на 2,8 и 2,2 дБ соответственно. Однако уровни боковых и задних лепестков полученной ДН показывают хорошую согласованность с исходной структурой. На частоте 5,9 ГГц ДН разреженной структуры после модернизированной УАОТС хорошо совпадает с ДН исходной структуры и результатами измерений в основном направлении. Однако ДН разреженной структуры на частоте 5,9 ГГц показывает уровни задних лепестков на 5 дБ выше по сравнению с исходной структурой и 10 дБ – с измерениями.

При сравнении ДН разреженных структур после модернизированной УАОТС и УАОТС из [33] на частоте 5,1 ГГц, заметно, что KU_{\max} после модернизированной УАОТС меньше на 2,1 дБ. Однако ДН после модернизированной УАОТС показывает более низкие уровни задних лепестков, максимум на 2,7 дБ. Это объясняется тем, что на частоте 5,1 ГГц модернизированная УАОТС исключила много свободных проводов и их групп, что привело к снижению характеристик разреженной антенны. На частоте 5,9 ГГц в главном направлении ДН после модернизированной УАОТС хорошо согласуется с ДН после УАОТС из [33], и также показывает более низкие уровни задних лепестков, максимум на 7,2 дБ.

Результаты таблицы 3, показывают, что снижение массы антенны, времени и объема памяти для последующего моделирования после модернизированной УАОТС всегда превосходит УАОТС из [33]. Более того, время вычислений после модернизированной УАОТС примерно на 41% меньше, чем у УАОТС из [33]. В частности, после УАОТС из [33] на частотах 5,1 и 5,9 ГГц время вычислений составляет 6,16 и 6,93 с, а после модернизированной УАОТС – 4,37 и 6,37 с.

2.2.2. Применение модернизированной УАОТС к конической рупорной антенне

Разрезенные конические рупорные антенны после УАОТС из [33] и модернизированной УАОТС на основных частотах 8 ГГц при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% представлены на рис. 28 и 29. Для оценки эффективности модернизированной УАОТС, ДН при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10%, сравнивались с результатами исходной ПС и вычисленными МКРВО из [36] в плоскостях E и H (рис. 30 и 31). Также сравнивались ДН после модернизированной УАОТС и УАОТС из [33] при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% (рис. 32 и 33).

Число проводов исходной ПС составляет $N_x=3600$. После УАОТС из [33] на частоте 8 ГГц число проводов при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% сократилось до 2818 и 2020 соответственно, а модернизированной УАОТС – 1310 и 19 проводов. Время моделирования после УАОТС из [33] при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10%, составило 18,65 и 13,93 с, соответственно, а модернизированной УАОТС – 4,22 и 0,06 с. Расчетные улучшения характеристик аппроксимаций относительно исходной ПС и МКРВО представлены в таблице 4.

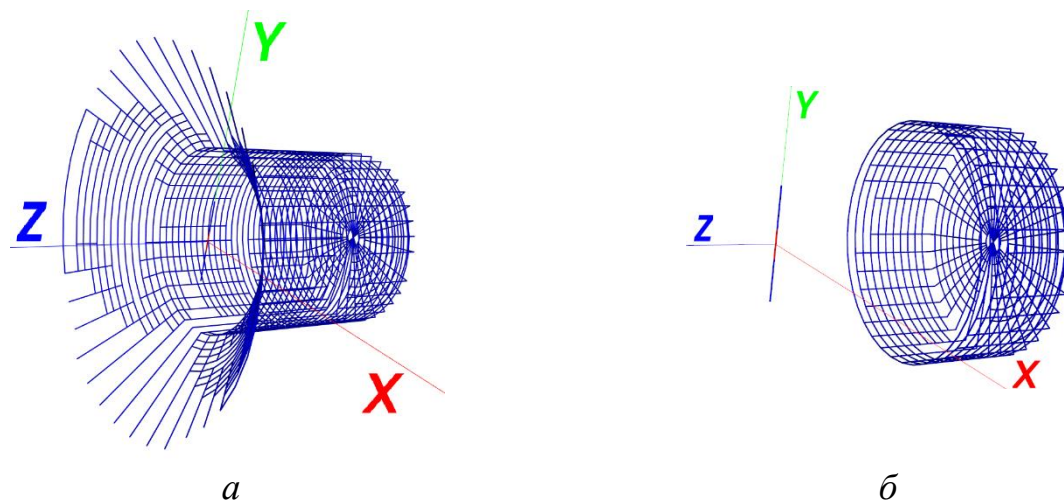


Рис. 28. Разрезенные структуры конической рупорной антенны после УАОТС из [33] (а) и модернизированной УАОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

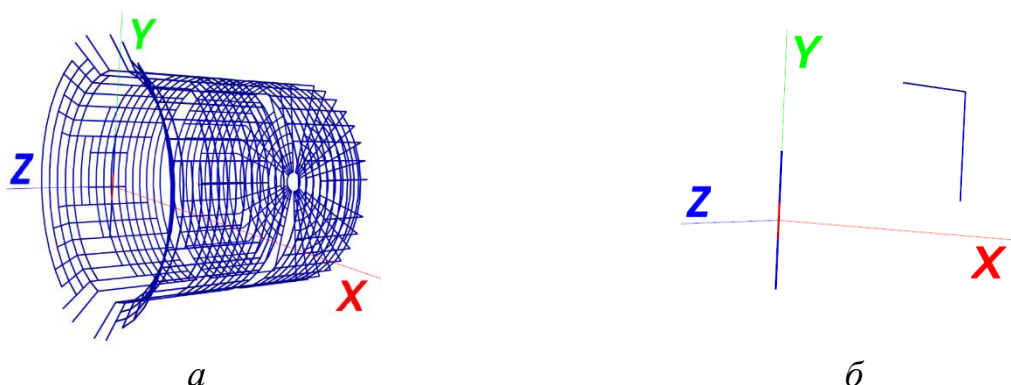


Рис. 29. Разрезенные структуры конической рупорной антенны после УАОТС из [33] (а) и модернизированной УАОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

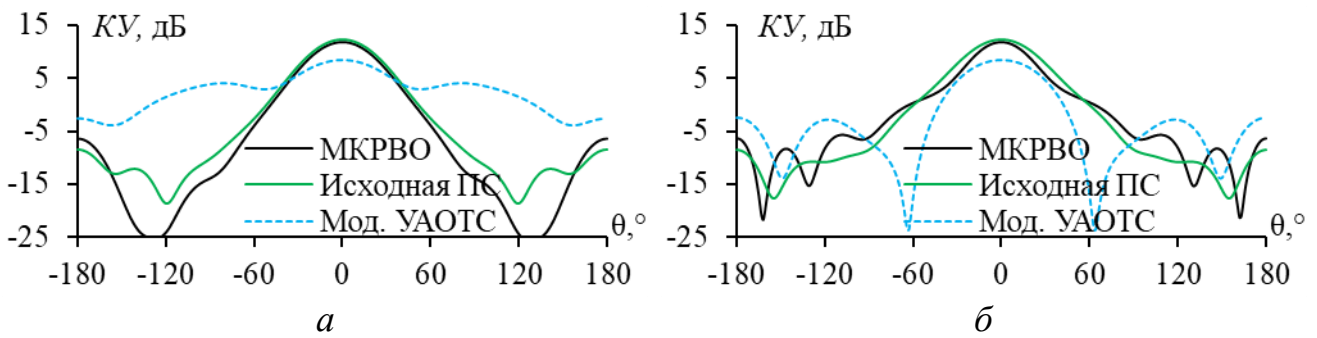


Рис. 30. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО из [36] (—), для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

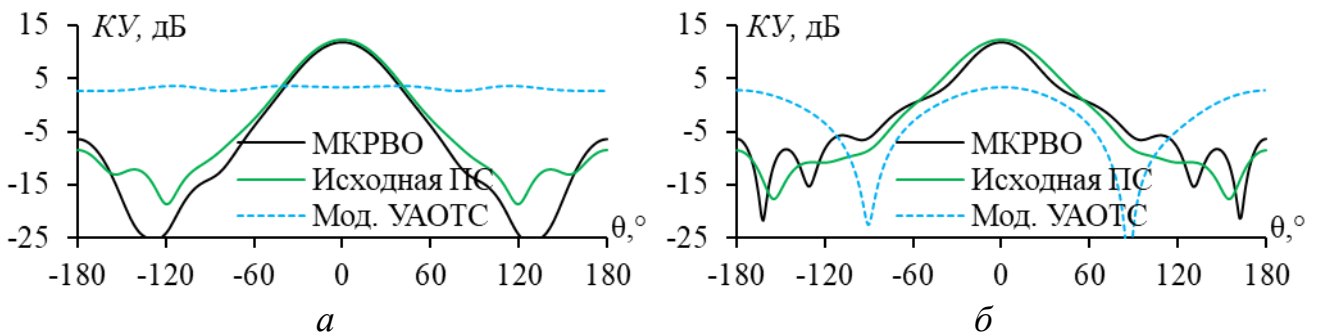


Рис. 31. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО из [36] (—), для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

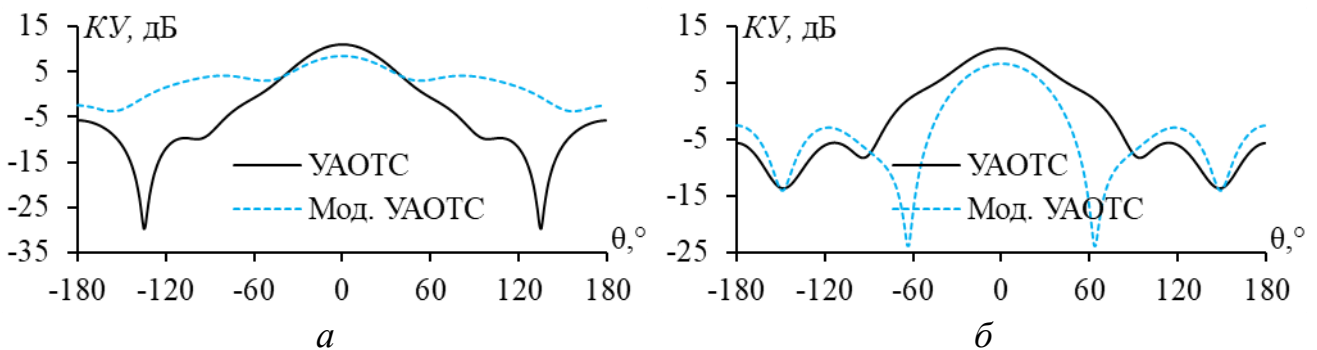


Рис. 32. ДН конической рупорной антенны после УАОТС из [33] (—) и модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

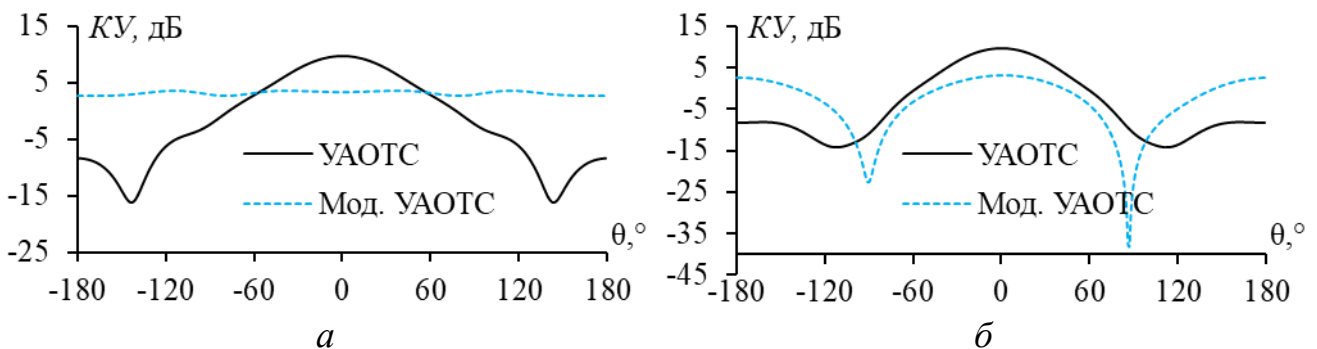


Рис. 33. ДН конической рупорной антенны после УАОТС из [33] (—) и модернизированной УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

Таблица 4 – Улучшения характеристик разреженной структуры после УАОТС относительно исходной ПС и МКРВО для конической рупорной антенны

Аппроксимация	ДУЭС, %	Уменьшение по сравнению с исходной ПС			Уменьшение времени по сравнению с МКРВО, раз
		Масса, раз	Память, раз	Время, раз	
УАОТС [33]	6	1,28	1,63	2,08	2,17
Модернизированная УАОТС		2,75	7,55	20,75	9,48
УАОТС [33]	10	1,78	3,18	5,66	4,21
Модернизированная УАОТС		189,47	35900,28	6802157,75	640,15

Из рис. 28 и 29 следует, что модернизированная УАОТС полностью устранила свободные провода и группы таких проводов. В отличие от предыдущей, оставлявшей некоторые свободные элементы, модернизированная УАОТС удаляет все подобные элементы, что приводит к значительному уменьшению числа оставшихся проводов. Это можно наблюдать на рис. 29, где разреженная структура стала проще.

Удаление большинства свободных проводов и их групп прямо влияет на характеристики разреженной антенны. Рис. 30–33, демонстрируют, что ДН разреженной антенны после модернизированной УАОТС значительно отличаются от исходной. Тем не менее, заметны уменьшения массы антенны и затрат на моделирование по сравнению с исходной структурой и МКРВО, как указано в таблице 4.

2.3. Применение модернизированной СБАОТС

2.3.1. Применение модернизированной СБАОТС к рефлекторной антенне

Разреженные рефлекторные антенны после СБАОТС из [33] и модернизированной СБАОТС при ДУЭС=10% на основных частотах 5,1 ГГц и 5,9 ГГц показаны на рис. 34 и 35. Видно, что модернизированная СБАОТС улучшила структуру по сравнению с предыдущим подходом. Для оценки эффективности модернизированной СБАОТС сравнены ДН после неё и для исходной ПС и измерений, в плоскостях E и H на частотах 5,1 и 5,9 ГГц (рис. 36 и 37). Также сравнены ДН после модернизированной СБАОТС и СБАОТС из [33] (рис. 38 и 39).

Число проводов исходной ПС составляет $N_x=3000$. После СБАОТС из [33] на частотах 5,1 и 5,9 ГГц число проводов составило 2027 и 2166 соответственно, а после модернизированной СБАОТС – 2021 и 2137. Расчетные улучшения характеристик после применения модернизаций по сравнению с исходной ПС представлены в таблице 5.

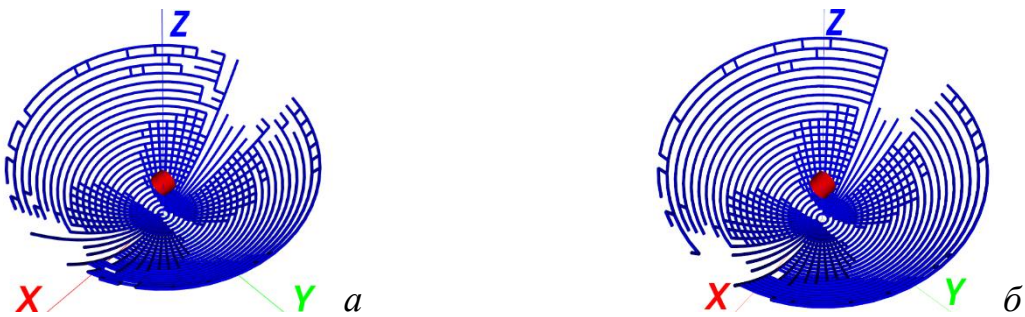


Рис. 34. Разреженные структуры рефлекторной антенны после СБАОТС из [33] (а) и модернизированной СБАОТС (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС=10%



Рис. 35. Разреженные структуры рефлекторной антенны после СБАОТС из [33] (а) и модернизированной СБАОТС (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС=10%

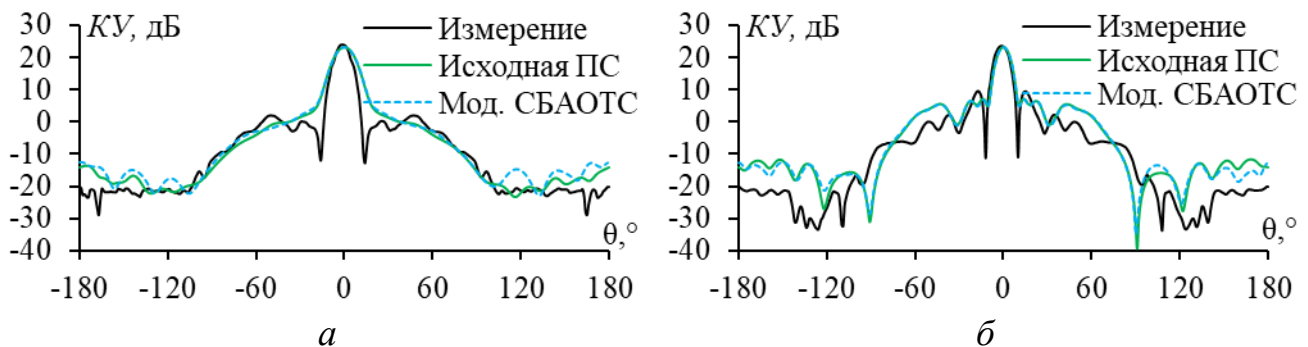


Рис. 36. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [35] (—) и вычисленные для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,1 ГГц

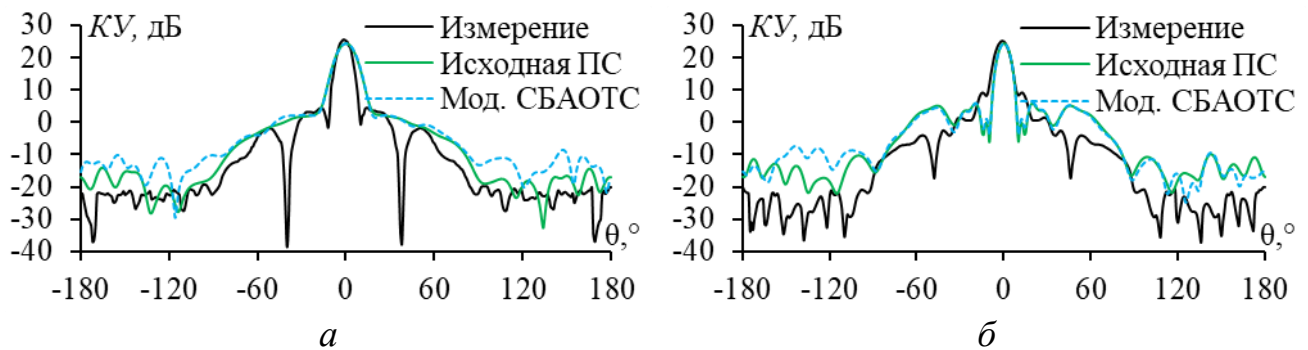


Рис. 37. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [35] (—) и вычисленные для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,9 ГГц

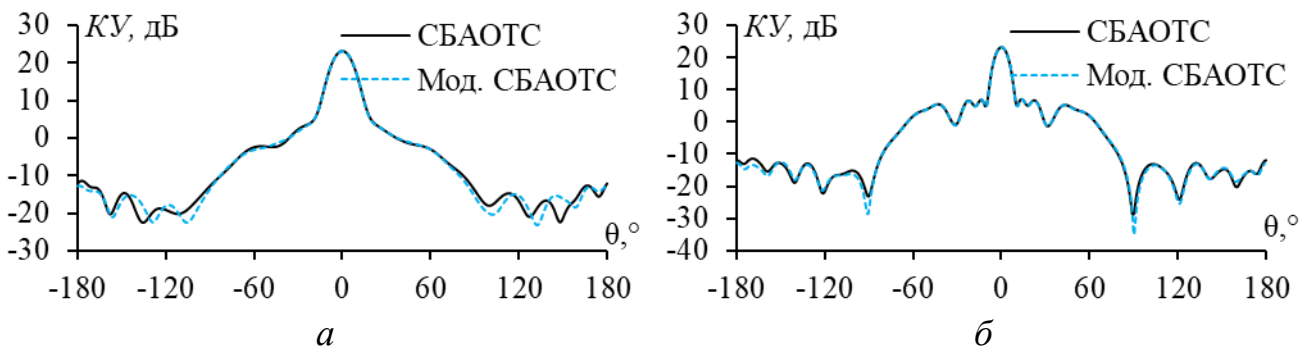


Рис. 38. ДН рефлекторной антенны после СБАОТС из [33] (—) и модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,1 ГГц

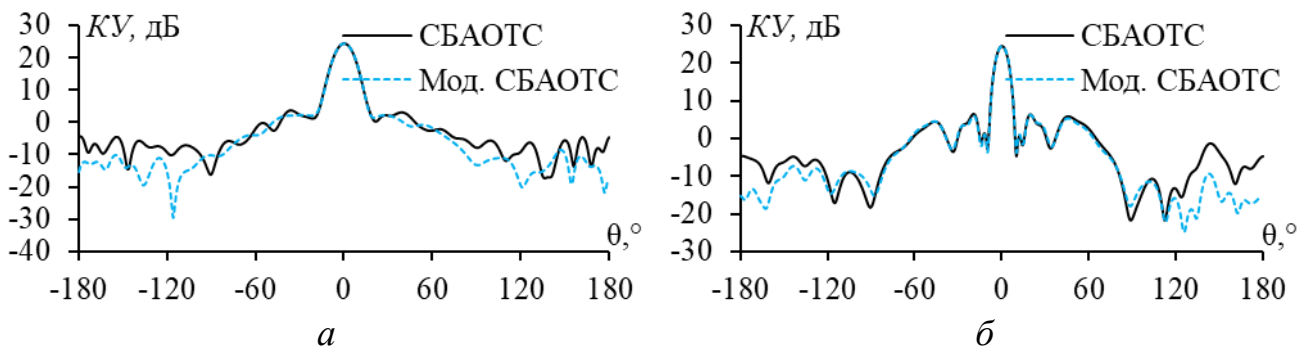


Рис. 39. ДН рефлекторной антенны после СБАОТС из [33] (—) и модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 5,9 ГГц

Таблица 5 – Улучшения характеристик разреженной структуры после СБАОТС относительно исходной ПС рефлекторной антенны

Аппроксимация	Частота, ГГц	Уменьшение		
		Масса, раз	Память, раз	Время, раз
СБАОТС [33]	5,1	1,481	2,192	3,245
Модернизированная СБАОТС		1,485	2,205	3,274
СБАОТС [33]	5,9	1,386	1,920	2,660
Модернизированная СБАОТС		1,404	1,972	2,769

Из рис. 34 и 35, следует, что модернизированная СБАОТС значительно улучшила результат по сравнению с СБАОТС из [33]. При этом новый алгоритм эффективно восстановил только необходимые соединения между свободными проводниками и основной структурой, тогда как алгоритм из [33] восстанавливал некоторые ненужные провода. Это привело к тому, что число проводов в разреженной структуре после модернизированной СБАОТС меньше, чем после СБАОТС из [33].

В таблице 5 приведены данные, подтверждающие, что модернизация больше сокращает массу, объем памяти и время на моделирование, чем исходная структура и результаты из [33]. Например, на частоте 5,1 ГГц сокращение массы, памяти и времени составляет соответственно 0,3, 0,6 и 0,9%, а на частоте 5,9 ГГц – 1,3, 2,7 и 4,1%. Также модернизированная СБАОТС уменьшает время вычислений на 6,5% по сравнению с СБАОТС из [33]: на частотах 5,1 и 5,9 ГГц 6,31 и 7,57 с соответственно, а у предыдущего алгоритма – 6,72 и 7,66 с.

На рис. 36 и 37 показано, что после модернизированной СБАОТС уровни задних лепестков выше, а боковых – ниже, чем для измерений в плоскостях E и H . На частоте 5,9 ГГц уровни задних лепестков после модернизированной СБАОТС, немного выше по сравнению с исходной ПС, но уровни боковых лепестков хорошо согласуются. На частоте 5,1 ГГц результаты практически не отличаются от исходной ПС, с небольшими расхождениями на некоторых углах. В основном направлении излучения, ДН после модернизированной СБАОТС демонстрирует хорошую согласованность с полученными для измерений и исходной ПС, что подтверждает приемлемость полученных результатов.

Рис. 38 и 39 показывают, что ДН после модернизированной СБАОТС хорошо согласуются с полученными после СБАОТС из [33], особенно в основном направлении. Более того, модернизированная СБАОТС значительно снижает уровни задних лепестков (до 10,6 дБ), что свидетельствует о высокой эффективности алгоритма как по уменьшению массы антенны, памяти и времени моделирования, так и сохранению характеристик рефлекторной антенны.

2.3.2. Применение модернизированной СБАОТС к конической рупорной антенне

Полученные разреженные конические рупорные антенны после СБАОТС из [33] и модернизированной СБАОТС на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6, 10% показаны на рис. 40 и 41. Видно, что модернизированная СБАОТС и СБАОТС из [33] продемонстрировали различные структуры. На частоте 8 ГГц при ДУЭС=6, 10% модернизированный алгоритм сохранил чуть больше проводов по сравнению с предыдущим, что можно наблюдать по рис. 40 и 41. В то время как число проводов после СБАОТС из [33] составило 2850 и 2426 соответственно, модернизированный СБАОТС оставил 2879 и 2460 проводов.

Для проверки эффективности работы модернизированной СБАОТС сравнивались ДН после её применения и исходной ПС, а также вычисленными МКРВО в [36], в плоскостях E и H (рис. 42 и 43). Также сравнены ДН после модернизированной СБАОТС и СБАОТС из [33] при ДУЭС=6, 10% (рис. 44 и 45).

Время моделирования при ДУЭС=6, 10% составило 18,8 и 14,0 с соответственно, а после СБАОТС из [33] – 19,2 и 14,8 с. Расчетные улучшения характеристик по сравнению с исходной ПС и МКРВО приведены в таблице 6.

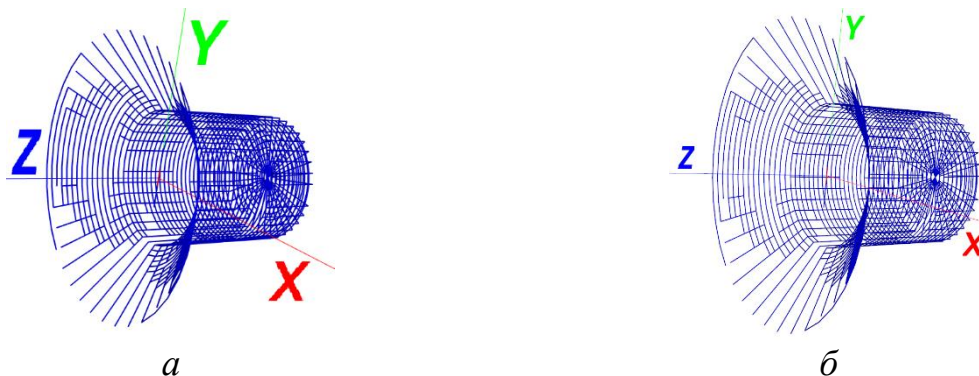


Рис. 40. Разреженные структуры конической рупорной антенны после СБАОТС из [33] (а) и модернизированной СБАОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

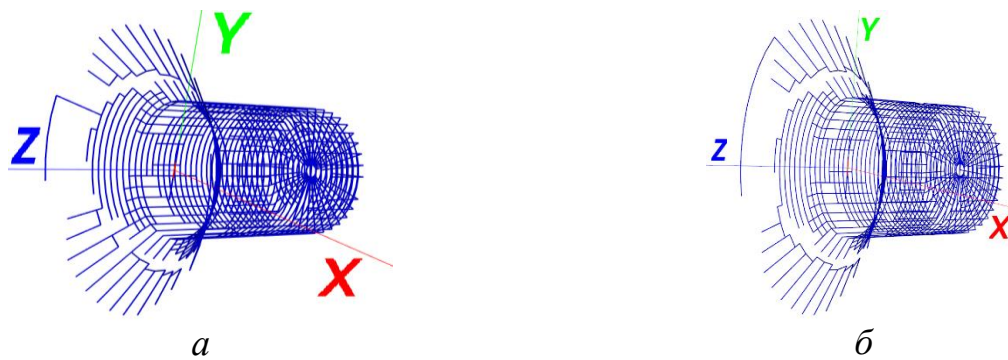


Рис. 41. Разреженные структуры конической рупорной антенны после СБАОТС из [33] (а) и модернизированной СБАОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

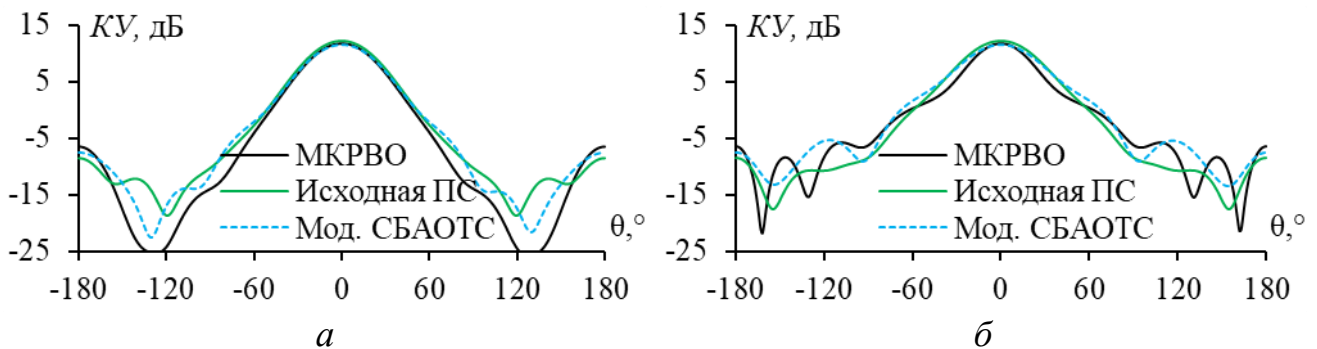


Рис. 42. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО из [36] (—), для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

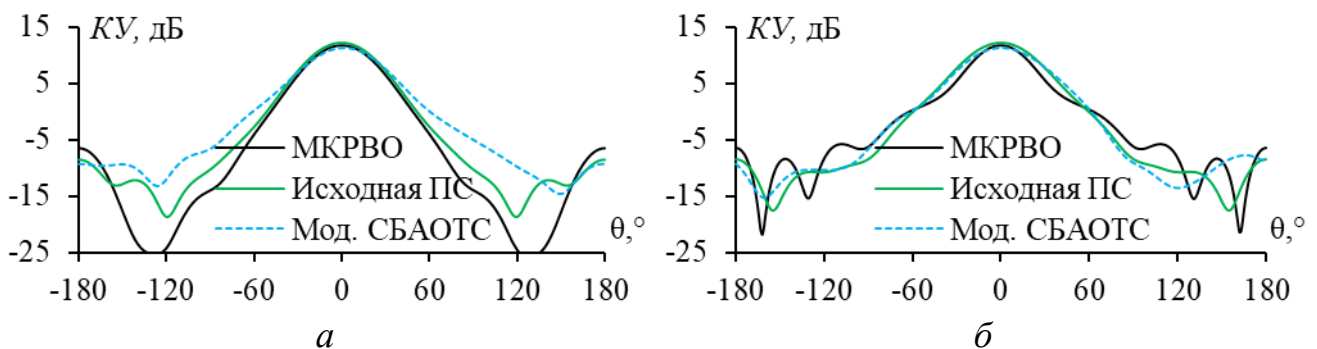


Рис. 43. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО из [36] (—), для исходной ПС [33] (—) и после модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

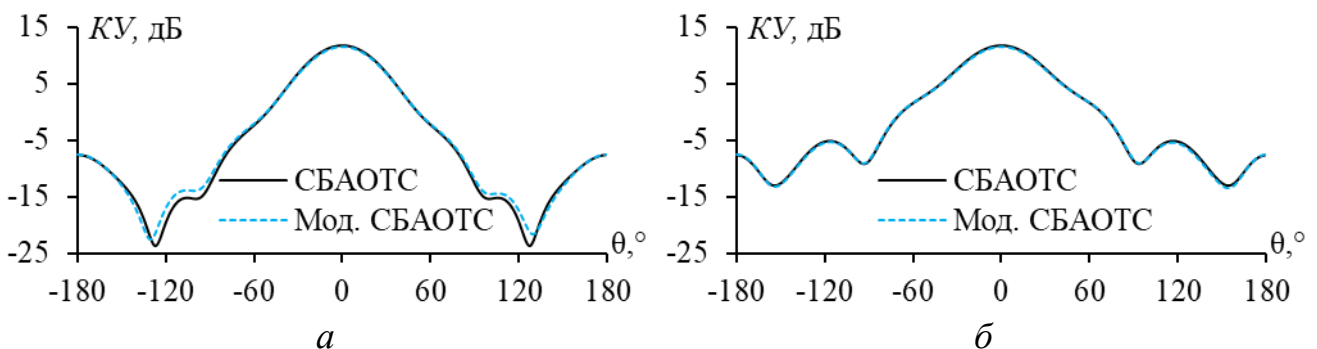


Рис. 44. ДН конической рупорной антенны после СБАОТС из [33] (—) и модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=6%

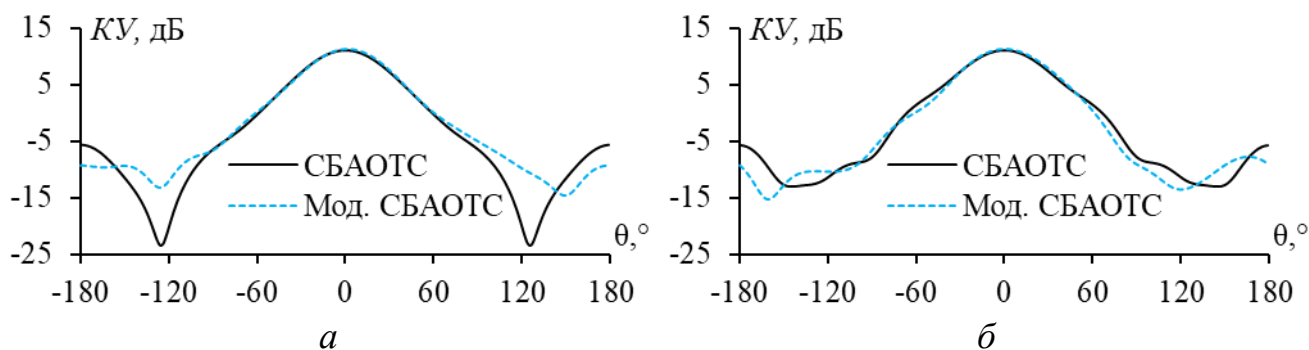


Рис. 45. ДН конической рупорной антенны после СБАОТС из [33] (—) и модернизированной СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС=10%

Таблица 6 – Улучшения характеристик разреженной структуры после СБАОТС относительно исходной ПС и МКРВО для конической рупорной антенны

Аппроксимация	ДУЭС, %	Уменьшение по сравнению с исходной ПС			Уменьшение времени по сравнению с МКРВО, раз
		Масса, раз	Память, раз	Время, раз	
СБАОТС [33]	6	1,26	1,60	2,02	2,08
Модернизированная СБАОТС		1,25	1,56	1,96	2,13
СБАОТС [33]	10	1,48	2,20	3,27	2,70
Модернизированная СБАОТС		1,46	2,14	3,13	2,86

Из рис. 40 и 41, можно заметить, что после модернизированной СБАОТС и СБАОТС из [33] восстановлены некоторые провода для соединения свободных проводов с основной структурой. Однако при внимательном рассмотрении рис. 40а и 41а видно, что после СБАОТС из [33] соединение было восстановлено только для отдельных свободных проводов, а группы свободных проводов остались несоединёнными между собой. Модернизированная СБАОТС, в свою очередь, обеспечила соединение всех свободных проводов и их групп, что позволило создать неразрывную разреженную структуру.

В результате, число проводов после модернизированной СБАОТС оказалось немного больше, чем после СБАОТС из [33]. Это привело к несколько меньшему уменьшению массы антенны, а также памяти и времени для последующего моделирования, по сравнению с результатами после СБАОТС из [33]. Однако время моделирования после модернизированной СБАОТС на 6% меньше.

При ДУЭС=6% ДН после модернизированной СБАОТС и СБАОТС из [33], почти не отличаются, за исключением некоторых углов. При ДУЭС=10% модернизированная СБАОТС снижает уровни боковых лепестков на 3,7 дБ по сравнению с СБАОТС из [33]. В главном направлении излучения также заметен небольшой рост $KU_{\text{макс}}$ после модернизированной СБАОТС. При сравнении ДН с результатами вычислений МКРВО на рис. 42 и 43 видно, что при двух значениях ДУЭС равных 6% и 10% уровни задних лепестков после модернизированной

ной СБАОТС меньше на 1,05 и 2,87 дБ соответственно. В сравнении с исходной ПС, ДН после модернизированной СБАОТС при ДУЭС=6% имеют уровни задних лепестков выше на 1,03 дБ, а при ДУЭС=10% – ниже на 0,79 дБ. $KU_{\text{макс}}$ после модернизированной СБАОТС при ДУЭС=6% демонстрирует хорошую согласованность с результатами МКРВО и исходной ПС, а при ДУЭС=10% он немного ниже – на 0,5 и 0,8 дБ соответственно. Несмотря на незначительное уменьшение $KU_{\text{макс}}$ при ДУЭС=10%, масса разреженной антенны существенно меньше, чем исходной ПС, что значительно сокращает время и объём памяти для моделирования, по сравнению с методом МКРВО и исходной ПС.

2.4. Сравнительный анализ

При изменении ДУЭС число проводов в разреженной антенне меняется. Это, в свою очередь, влияет на массу антенны и её основные характеристики, такие как коэффициент усиления, уровни боковых и задних лепестков, а также согласование. Следовательно, изменение ДУЭС требует тщательного и конкретного анализа для каждого типа антенн. Для различных приложений выбор оптимального ДУЭС может варьироваться в зависимости от специфических потребностей и условий эксплуатации. Например, в ситуациях, где критична минимизация массы антенны, таких как использование антенн в космических аппаратах или устройствах интернета вещей, предпочтительно выбирать ДУЭС, позволяющий минимизировать число проводов и, соответственно, массу антенны. Однако в медицинских приложениях, где требуются высокая точность и эффективность работы антенны, предпочтительнее ДУЭС, обеспечивающий наилучшую ДН и минимальные уровни боковых и задних лепестков. В этом разделе представлено подробное сравнение модернизаций с различными ДУЭС на примере рефлекторных и конических рупорных антенн. Также проведено сравнение с результатами, полученными с использованием подходов, описанных в работе [33]. Такой анализ выявляет оптимальные параметры для каждой конкретной задачи и обеспечивает выбор наиболее подходящего подхода и значения ДУЭС для достижения требуемых характеристик антенны.

2.4.1. Сравнительный анализ рефлекторной антенны

При изменении ДУЭС число исключаемых проводов в ПС может варьироваться. Это число после модернизаций сравнивалось с результатами подходов, описанных в работе [33], на частотах 5,1 и 5,9 ГГц (рис. 46). Видно, что после УАОТС число удаленных проводов всегда больше, чем после АОТС, тогда как после СБАОТС оно наименьшее. Это объясняется тем, что для непрерывности сетки согласно СБАОТС, некоторые провода, исключенные после АОТС, восстановлены для соединения свободных проводов с основной структурой. В то же время, согласно УАОТС, все свободные провода после АОТС полностью удалялись. На рис. 47 сравнены зависимости уменьшения массы, памяти и времени от ДУЭС после применения модернизаций по сравнению с подходами из [33] на частотах 5,1 и 5,9 ГГц соответственно. Кроме того, число проводов влияет на характеристики антенны, которые необходимо тщательно рассмот-

реть перед выбором оптимального ДУЭС. Основные характеристики антенны после применения различных подходов сопоставлялись между собой и с характеристиками исходной антенны (при ДУЭС=0%, см. таблицу 7). В частности, проанализированы такие характеристики антенны, как KU_{\max} , коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), модули входного импеданса $|Z|$ и его обратной величины $|Y|$, коэффициент отражения $|S_{11}|$, коэффициент передачи по мощности (КПМ), а также максимальные модули тока $|I|_{\max}$ с учетом и без учета источника. Результаты при варьировании ДУЭС до 50% для частот 5,1 и 5,9 ГГц представлены на рис. 48 и рис. 49 соответственно.

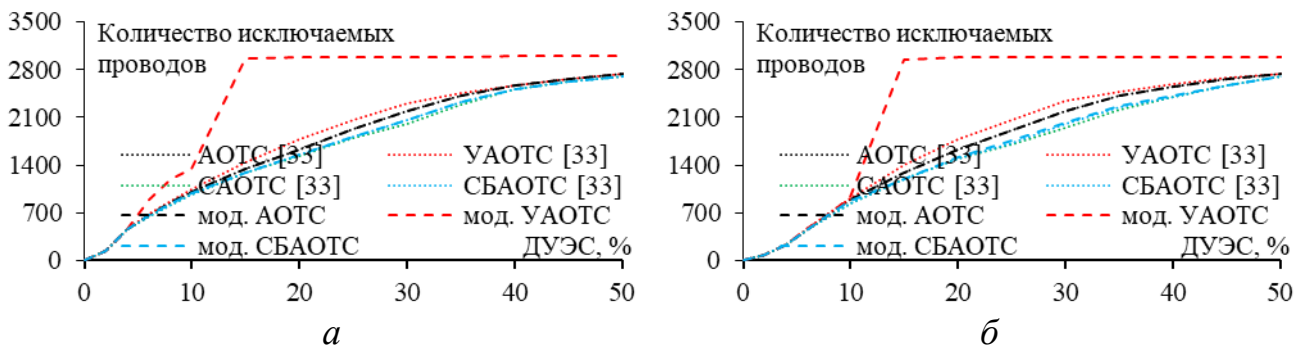
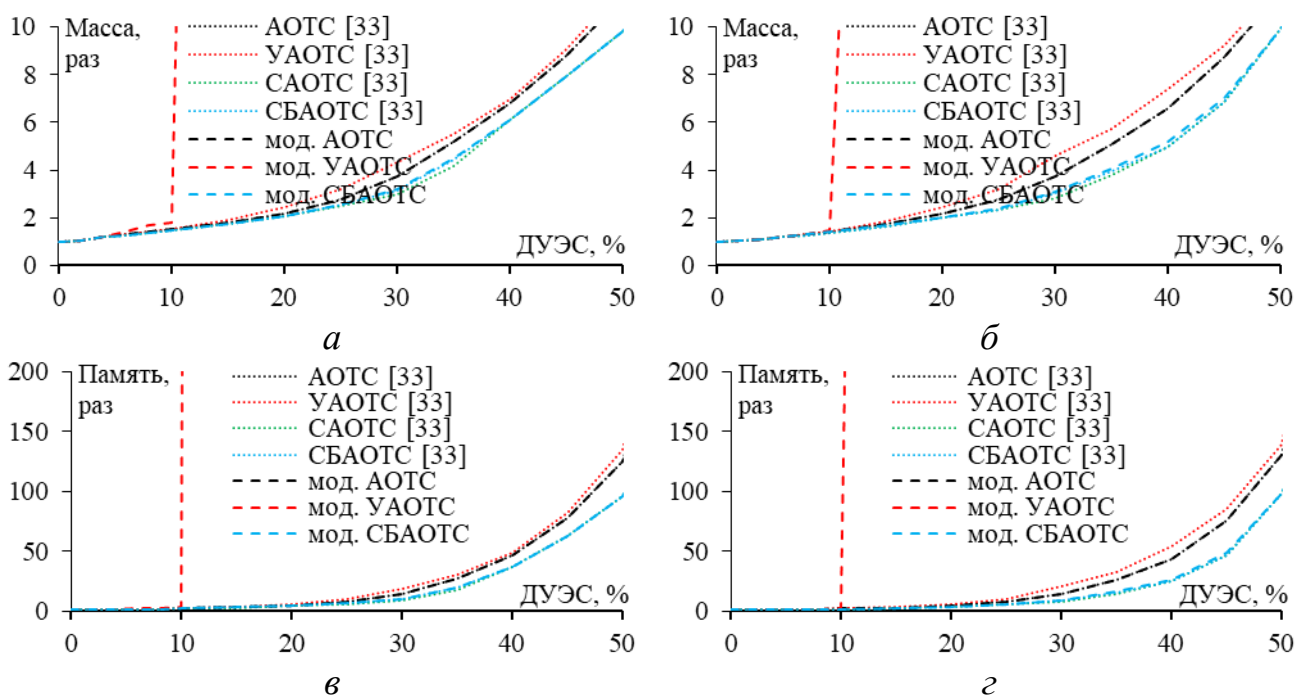


Рис. 46. Зависимости количества исключаемых проводов рефлекторной антенны из ПС от ДУЭС после применения различных подходов на частотах 5,1 (а) и 5,9 (б) ГГц

Таблица 7 – Характеристики исходной ПС рефлекторной антенны на основных частотах

f , ГГц	KU_{\max} , дБ	КСВН	S_{11}	$ Z $, Ом	$ Y $, См	КПМ	$ I _{\max}$ с учетом источника	$ I _{\max}$ без учета источника
5,1	23,27	1,22	0,098	49,98	0,02	0,990	0,02	0,00083
5,9	24,49	1,25	0,113	51,95	0,02	0,988	0,02	0,00081



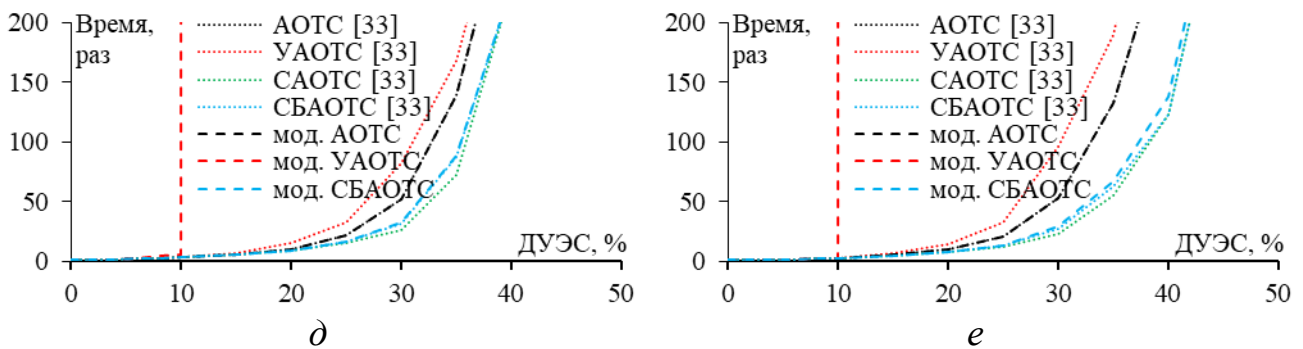


Рис. 47. Зависимости уменьшения массы (а, б), памяти (в, г) и времени (д, е) на последующее моделирование для разреженной рефлекторной антенны от ДУЭС после применения различных подходов на частоте 5,1 и 5,9 ГГц

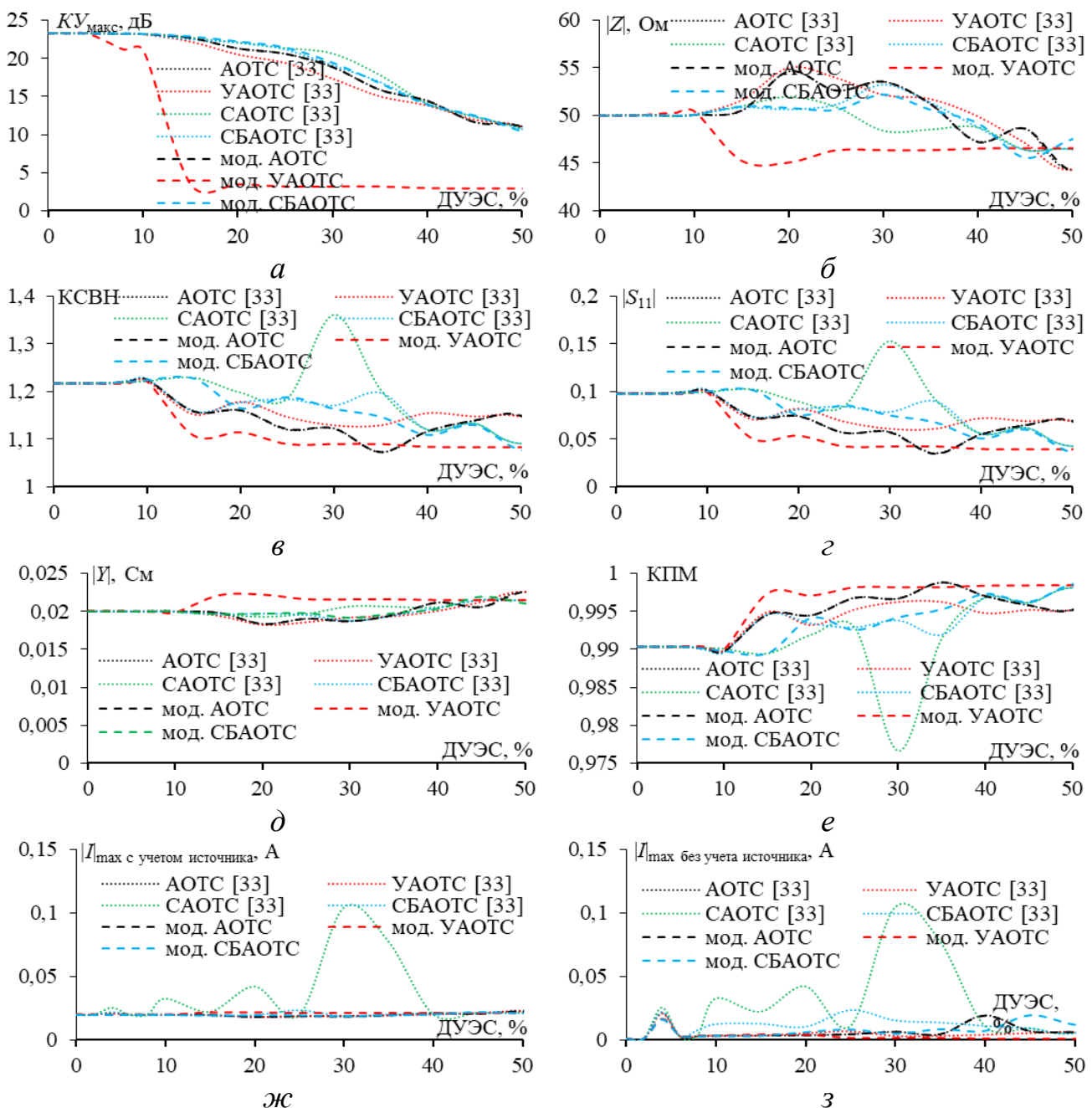


Рис. 48. Зависимости KU_{\max} (а), $|Z|$ (б) и КСВН (в), $|S_{11}|$ (г), $|Y|$ (д) и КПМ (е), $|I_{\max}$ с учетом (ж) и без учета (з) источника разреженной рефлекторной антенны от ДУЭС после применения различных подходов на частоте 5,1 ГГц

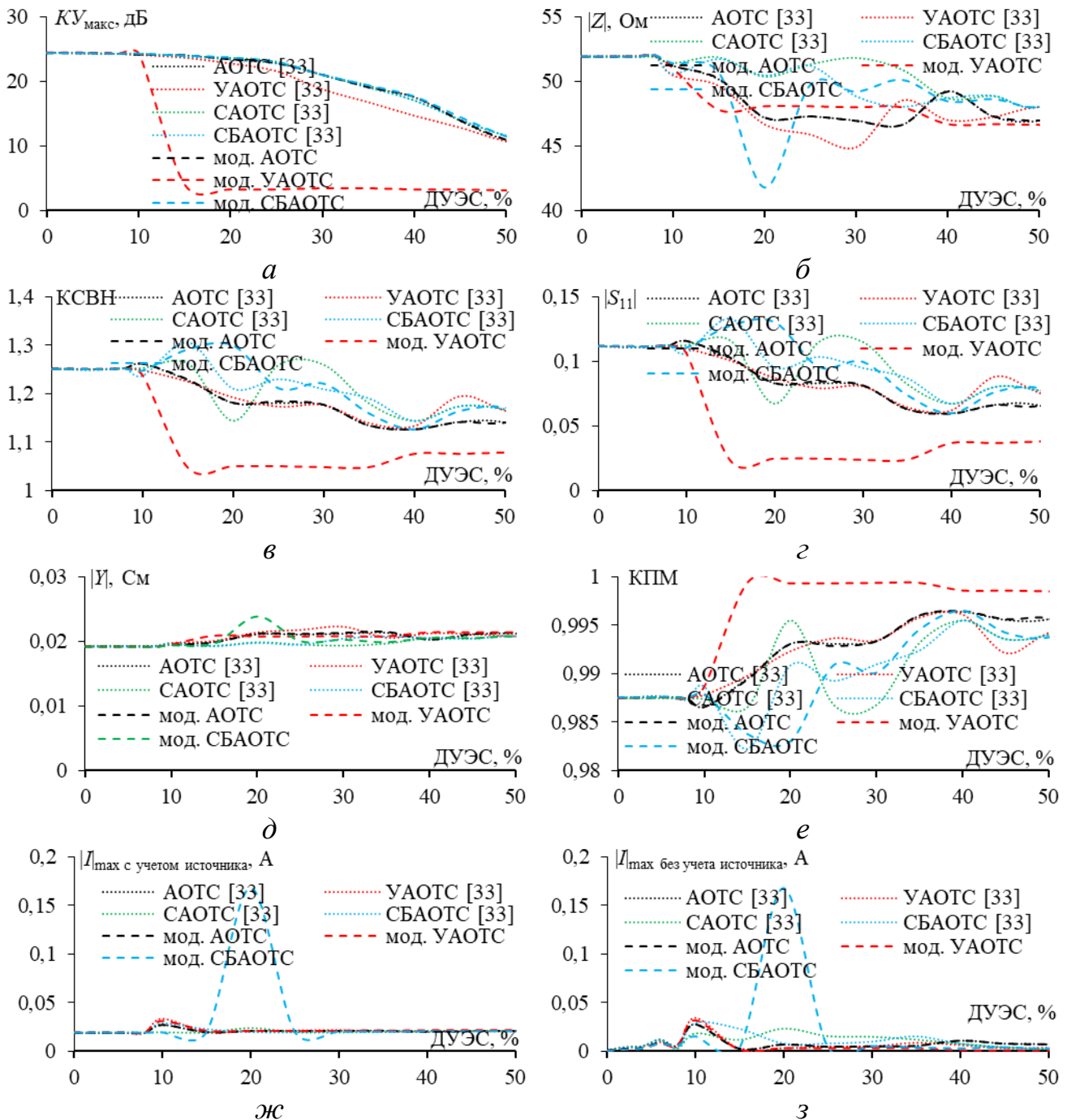


Рис. 49. Зависимости KU_{\max} (а), $|Z|$ (б) и КСВН (в), $|S_{11}|$ (г), $|Y|$ (д) и КПМ (е), I_{\max} с учетом (ж) и без учета (з) источника разреженной рефлекторной антенны от ДУЭС после применения различных подходов на частоте 5,9 ГГц

Из рис. 47 видно, что при $ДУЭС < 10\%$ разница в уменьшении массы антенны, памяти и времени для моделирования между различными подходами незначительна. Однако при $ДУЭС > 10\%$ расхождения заметнее, особенно после модернизированной УАОТС. Так, снижение массы, объема памяти и времени на моделирование значительно увеличивается, что можно объяснить тем, что модернизированная УАОТС эффективно удаляет все свободные провода, а также группы свободных проводов. В итоге проводов остается значительно меньше по сравнению с другими подходами.

При сравнении результатов после модернизированной УАОТС и АОТС из [33] можно отметить полное отсутствие расхождений при всех значениях ДУЭС, что подтверждает точное соответствие модернизаций работе АОТС. Кроме того, при сопоставлении результатов модернизированной СБАОТС, САОТС и СБАОТС из [33] видно, что уменьшение массы антенны, памяти и времени на моделирование после модернизированной СБАОТС всегда немного выше. Это свидетельствует об эффективности модернизаций по сравнению с алгоритмами из [33].

Из рис. 48 и рис. 49, видно, что при $ДУЭС < 10\%$ существенного расхождения в характеристиках разреженных антенн, полученных по различным подходам, по сравнению с исходной рефлекторной антенной, на частотах 5,1 и 5,9 ГГц практически нет. Однако при $ДУЭС > 10\%$ расхождения заметнее, особенно после модернизированной УАОТС. В этом случае число проводов значительно меньше, чем после других подходов, что значительно снижает характеристики антенны по сравнению с исходной структурой.

Производители могут учитывать изменения характеристик разреженных структур, а также уменьшение массы, объема памяти и времени моделирования, чтобы принять оптимальное решение и выбрать ДУЭС по их требованиям. При сравнении характеристик, полученных после модернизированной АОТС и АОТС из [33], видно, что при всех ДУЭС расхождений нет, что подтверждает эффективность модернизации, которая может заменить АОТС из [33].

Кроме того, характеристики, полученные после модернизированной СБАОТС, также демонстрируют стабильность и ближе к характеристикам исходной структуры по сравнению с результатами после САОТС и СБАОТС из [33]. Это подтверждает эффективность модернизированной СБАОТС, которая может быть успешно использована для разработки разреженных антенн с характеристиками, принятыми для различных типов антенн.

2.4.2. Сравнительный анализ конической рупорной антенны

При изменении ДУЭС можно исключить разное число проводов из ПС после применения различных подходов к исходной ПС. Сравнялось число исключенных проводов после использования модернизированных подходов и подходов из [33] (рис. 50а).

Видно, что УАОТС удаляет больше проводов, чем АОТС, а СБАОТС удаляет меньше всего проводов. Это объясняется тем, что для непрерывности сетки, согласно СБАОТС, некоторые провода, исключенные после АОТС, восстанавливаются для соединения свободных проводов со структурой. В то же время, согласно УАОТС, все свободные провода, оставшиеся после АОТС, удаляются.

На рис. 50 сравнены зависимости уменьшения массы, занимаемой памяти и времени моделирования от ДУЭС после применения модернизированных подходов и подходов из [33] на частоте 8 ГГц.

Основные характеристики антенны после применения различных подходов сравниваются между собой и с характеристиками исходной конической рупорной антенны (при $ДУЭС = 0\%$, см. таблицу 8). Основные параметры, такие

как KU_{\max} , КСВН, $|Z|$, $|Y|$, $|S_{11}|$, КПМ, $I|_{\max}$ (с учетом и без учета источника), оценивались при ДУЭС от 0 до 50% и частоте 8 ГГц (рис. 51).

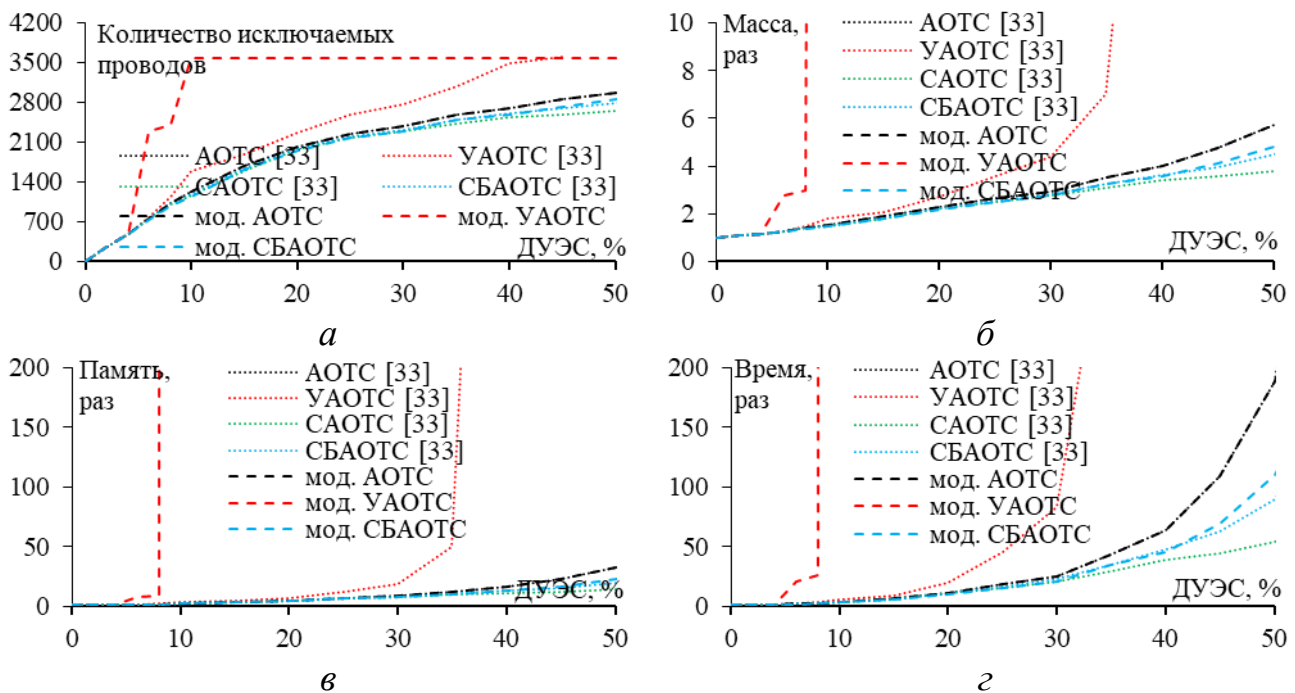
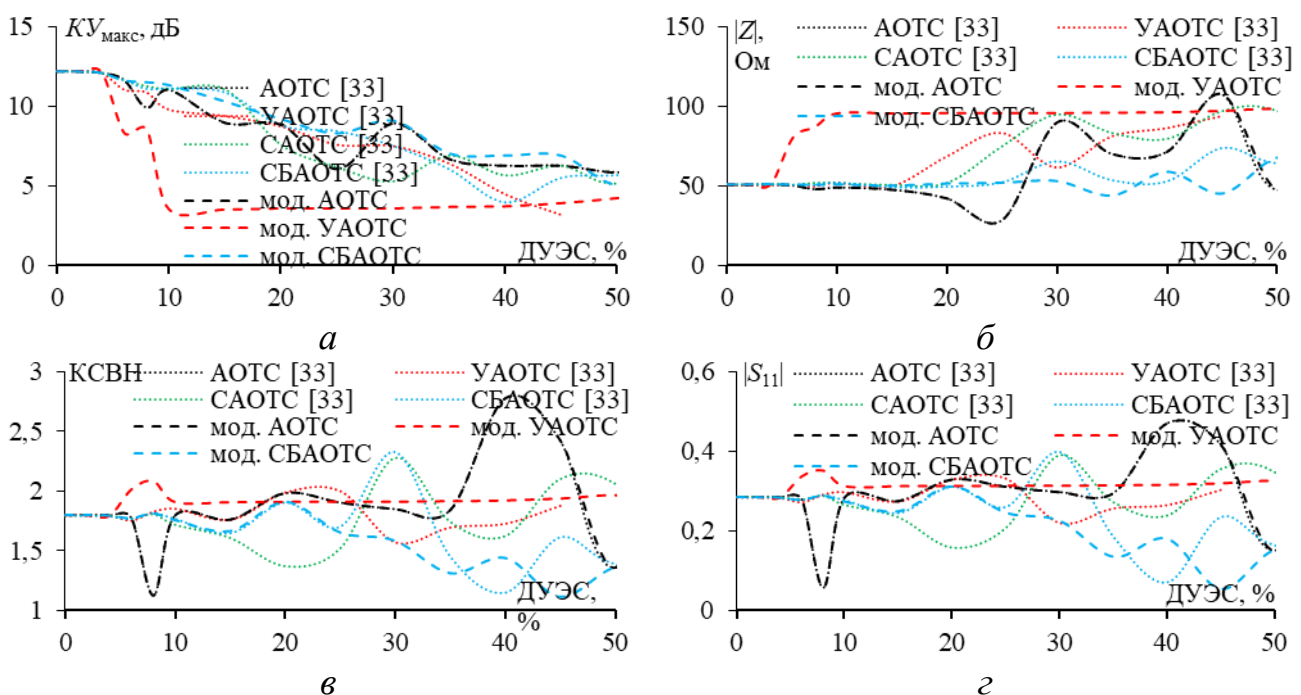


Рис. 50. Зависимости количества исключаемых проводов (а), уменьшения массы (б), памяти (в) и времени (г) на последующее моделирование для разреженной конической рупорной антенны из ПС от ДУЭС после применения различных подходов

Таблица 8 – Характеристики исходной структуры конической рупорной антенны из ПС на частоте 8 ГГц

KU_{\max} , дБ	КСВН	S_{11}	$ Z $, Ом	$ Y $, См	КПМ	$I _{\max}$ с учетом источника	$I _{\max}$ без учета источника
12,24	1,80	0,286	50,84	0,0197	0,918	0,0239	0,001487



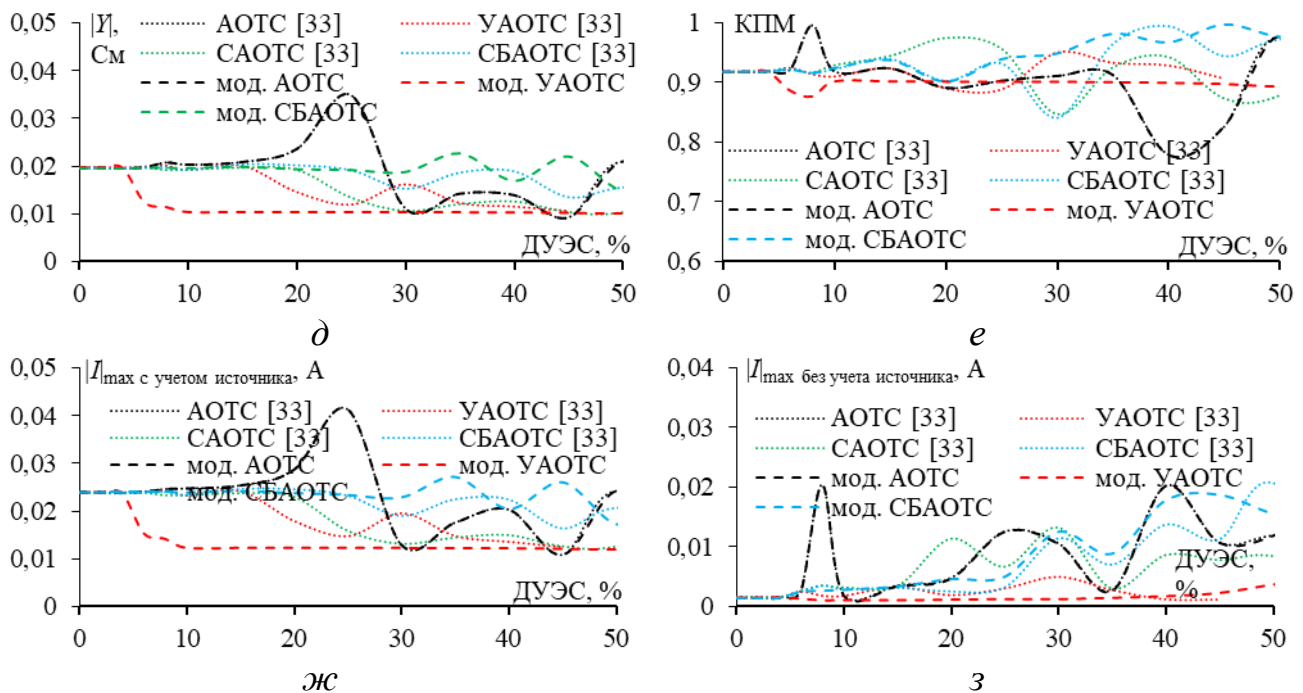


Рис. 51. Зависимости $KУ_{\max}$ (а), $|Z|$ (б), КСВН (в), $|S_{11}|$ (г), $|Y|$ (д) и КПМ (е), $|I|_{\max}$ с учетом (ж) и без учета (з) источника разреженной конической рупорной антенны от ДУЭС после применения различных подходов

Из рис. 50, видно, что при ДУЭС < 6% уменьшение массы антенны, памяти и времени моделирования незначительно различается между различными подходами. Однако при ДУЭС > 6% расхождения больше, особенно после модернизированной УАОТС. После неё при ДУЭС > 6% резко растет уменьшение массы, памяти и времени моделирования. Это объясняется тем, что модернизированная УАОТС устраняет все свободные провода и группы свободных проводов, в результате чего число проводов значительно уменьшается по сравнению с другими подходами.

При сравнении применений модернизированной УАОТС и УАОТС из [33], видно отсутствие расхождений при любых ДУЭС. Это подтверждает работоспособность модернизации и её точное соответствие АОТС. Кроме того, из сравнения применений модернизированной СБАОТС, САОТС и СБАОТС из [33] видно, что уменьшение массы антенны, памяти и времени моделирования после модернизированной СБАОТС всегда немного выше, что доказывает её эффективность по сравнению с подходами из [33].

Из рис. 51 следует, что при ДУЭС < 6% значительных расхождений в характеристиках разреженных антенн, полученных с применением различных подходов, по сравнению с исходной конической рупорной антенной на частоте 8 ГГц, практически нет. Однако при ДУЭС > 6% расхождения больше, особенно после модернизированной УАОТС. После неё число проводов значительно меньше, чем после других подходов, что значительно ухудшает характеристики по сравнению с исходной структурой.

Производители могут ориентироваться на характеристики разреженных структур, а также на уменьшение массы, памяти и времени моделирования, чтобы принимать обоснованные решения и выбирать ДУЭС по их требованиям.

Сравнение характеристик после модернизированной АОТС и АОТС из [33], показывает отсутствие расхождений при любых ДУЭС, что подтверждает эффективность модернизации и её пригодность для замены АОТС из [33].

Кроме того, характеристики после модернизированной СБАОТС также демонстрируют стабильность и точнее соответствуют характеристикам исходной структуры, чем полученные после САОТС и СБАОТС из [33]. Это подтверждает эффективность модернизированной СБАОТС, которая может быть использована для различных типов антенн, чтобы получить разреженные антенны с заданными характеристиками.

Выводы

В данной работе подробно рассмотрены модернизации АОТС, УАОТС и СБАОТС для создания разреженных антенн. Основные результаты исследования заключаются в выявлении ограничений предыдущих алгоритмов и подробном описании модернизации каждого для устранения этих ограничений. Для проверки эффективности модернизации они применены к рефлекторной и конической рупорной антеннам. Результаты их применения сопоставлялись с результатами предыдущих подходов, а также с расчетными данными исходной ПС для каждого типа антенн. Кроме того, эффективность модернизаций проверялась сравнением с результатами измерений для промышленной рефлекторной антенны и с данными, полученными МКРВО для конической рупорной антенны. Сравнение подтвердило, что модернизации успешно преодолевают ограничения предыдущих подходов и демонстрируют улучшенные характеристики по сравнению с разреженными структурами, полученными ранее.

Анализ зависимости характеристик рефлекторной антенны от ДУЭС показал, что при $ДУЭС < 10\%$ изменения характеристик антенны минимальны, а при $ДУЭС > 10\%$ существенно изменяют их характеристики, особенно после модернизированной УАОТС. Аналогичный анализ для конической рупорной антенны показал, что при $ДУЭС < 6\%$ практически нет значительных расхождений в характеристиках разреженных антенн по сравнению с исходной конической рупорной антенной, а при $ДУЭС > 6\%$ расхождения больше, особенно после модернизированной УАОТС. Исследование подчеркивает возможность АОТС, УАОТС и СБАОТС находить баланс между характеристиками и затратами, позволяя производителям выбирать оптимум ДУЭС по конкретным требованиям.

Таким образом, представлена полная и детализированная информация о характеристиках и преимуществах разреженных антенн, полученных при применении различных подходов, что помогает выбрать наиболее подходящую структуру для конкретных применений. Исследование способствует оптимизации характеристик антенн и эффективному использованию ресурсов в современных беспроводных системах связи.

Дальнейшая работа может быть направлена на изготовление разреженных антенн, разработанных в данном исследовании, с использованием технологии 3D-печати и проведение сравнительного анализа результатов измерений с ре-

результатами моделирования. В целом, проделанная работа дает полезные сведения о применении АОТС, УАОТС и СБАОТС для проектирования разреженных антенн, подчеркивая их возможности по снижению затрат и оптимизации характеристик при производстве антенн.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту (FEWM-2023-0014) в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники.

Литература

1. Dallas J. A., Raval S., Gaitan J. P. A., Saydam S., Dempster A. G. Mining beyond earth for sustainable development: Will humanity benefit from resource extraction in outer space? // Acta Astronautica. 2020. Vol. 167. P. 181–188. doi: 10.1016/J.ACTAASTRO.2019.11.006.
2. Абашидзе А. Х., Черных И. А. Космические ресурсы в фокусе повышенного внимания человечества // Обозреватель - Observer. 2020. № 11 (370). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/kosmicheskie-resursy-v-fokuse-povyshennogo-vnimanija-chelovechestva> (дата обращения: 22.08.2024).
3. Попова О. А. Национальное присвоение природных ресурсов в международном космическом праве // Международное право и международные организации. 2021. № 1. С. 46–59. doi: 10.7256/2454-0633.2021.1.35099.
4. Kodheli O., et al. Satellite communications in the new space era: a survey and future challenges // IEEE Commun. Surv. Tutorials. 2021. Vol. 23. No. 1. P. 70–109. doi: 10.1109/COMST.2020.3028247.
5. You L., Li K. X., Wang J., Gao X., Xia X. G., Ottersten B. Massive MIMO transmission for LEO satellite communications // IEEE J. Sel. Areas Commun. 2020. Vol. 38. No. 8. P. 1851–1865. doi: 10.1109/JSAC.2020.3000803.
6. Davarian F., et al. Improving small satellite communications in deep space—A review of the existing systems and technologies with recommendations for improvement. Part I: Direct to Earth links and SmallSat telecommunications equipment // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2020. Vol. 35. No. 7. P. 8–25. doi: 10.1109/MAES.2020.2980918.
7. Двирный В. В., Еременко Н. В., Двирный Г. В. Уменьшение массы кабельной продукции для космических аппаратов // Сибирский аэрокосмический журнал. 2015. № 3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/umenshenie-massy-kabelnoy-produktsii-dlya-kosmicheskikh-apparatov> (дата обращения: 22.08.2024).
8. Головин В. В., Тыщук Ю. Н. Исследование характеристик развертываемой космической зеркальной антенны с разреженной отражающей поверхностью // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 1. doi: 10.30898/1684-1719.2023.1.10.
9. Gao S., Rahmat-Samii Y., Hodges R. E., Yang X. -X. Advanced antennas for small satellites // Proceedings of the IEEE. 2018. Vol. 106. No. 3. P. 391–403. doi: 10.1109/JPROC.2018.2804664.

10. Fallahpour M., Zoughi R. Antenna miniaturization techniques: a review of topology- and material-based methods // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2018. Vol. 60. No. 1. P. 38–50. doi: 10.1109/MAP.2017.2774138.

11. Tawk Y., Chahoud M., Fadous M., Costantine J., Christodoulou C. G. The miniaturization of a partially 3-D printed quadrifilar helix antenna // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017. Vol. 65. No. 10. P. 5043–5051. doi: 10.1109/TAP.2017.2737039.

12. Zhang S., Zhang S., Gao F., Ma J., Dobre O. A. Deep learning optimized sparse antenna activation for reconfigurable intelligent surface assisted communication // *IEEE Transactions on Communications*. 2021. Vol. 69. No. 10. P. 6691–6705. doi: 10.1109/TCOMM.2021.3097726.

13. Tohidi E., Coutino M., Chepuri S. P., Behroozi H., Nayebi M. M., Leus G. Sparse antenna and pulse placement for colocated MIMO radar // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2019. Vol. 67. No. 3. P. 579–593. doi: 10.1109/TSP.2018.2881656.

14. Ding J., Wang Z., Ma W., Wu X., Wang M. TDM-MIMO automotive radar point-cloud detection based on the 2-D hybrid sparse antenna array // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2022. Vol. 60. P. 1–15. doi: 10.1109/TGRS.2022.3166770.

15. Мочалов В. В. Обзор по проблеме компенсации деформаций рефлектора крупногабаритной спутниковой МГЗА // *Новые технологии, материалы и оборудование российской авиакосмической отрасли: Материалы Всероссийской научно-практической конференции с международным участием. Материалы докладов, Казань, 08-10 августа 2018 года. Том 3. – Казань: Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева. 2018. С. 215–220.*

16. Haagensohn T., Noghianian S., de Leon P., Chang Y. -H. Textile antennas for spacesuit applications: Design, simulation, manufacturing, and testing of textile patch antennas for spacesuit applications // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2015. Vol. 57. No. 4. P. 64–73. doi: 10.1109/MAP.2015.2453890.

17. Hussain N., Awan W. A., Ali W., Naqvi S. I., Zaidi A., Le T. T. Compact wideband patch antenna and its MIMO configuration for 28 GHz applications // *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 2021. Vol. 132. P. 153612. doi: 10.1016/J.AEUE.2021.153612.

18. Van Baelen D., Lemey S., Verhaevert J., Rogier H. A novel manufacturing process for compact, low-weight and flexible ultra-wideband cavity backed textile antennas // *Materials*. 2018. Vol. 11. No. 1. P. 67. doi: 10.3390/ma11010067.

19. Saman K. E., Sattar O. H., Mudhaffer M. A. Microstrip patch antenna design, simulation and fabrication for 5G applications // *Simulation Modelling Practice and Theory*. 2022. Vol. 116. P. 102497. doi: 10.1016/j.simpat.2022.102497.

20. Konno K., Yuan Q., Chen Q., Yokokawa K., Goto J., Fukawasa T. Efficient method of moments for numerical analysis of antennas with variable load impedance // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2020. Vol. 68. No. 12. P. 8233–8237. doi: 10.1109/TAP.2020.2985979.

21. Mohamed B., Gamil A., Lahcen A., Naima A. T., Mohamed A. Applying biorthogonal and orthogonal wavelets basis functions to the method of moments for modeling the helix antenna // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. 2021. Vol. 35. No. 6. P. 822–832. doi: 10.1080/09205071.2020.1856006.

22. Hatamkhani A., Faraji-Dana R. Stochastic method of moments (SMoM) analysis of wire antenna arrays with random elements locations // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022. Vol. 70. No. 5. P. 3587–3594. doi: 10.1109/TAP.2021.3137404.

23. 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. 4. P. 57–63. doi: 10.1109/JMMCT.2019.2900702.

24. Rashid A. K., Zhang Q. An efficient method of moments for thick-wire antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022. Vol. 70. No. 12. P. 12399–12404. doi: 10.1109/TAP.2022.3209277.

25. Zhu X., Wu W., Zhang G., Cai L. Analysis of radiation field of a new wire-grid TEM horn // *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - Fall)*, Xiamen, China. 2019. P. 3188–3191. doi: 10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021734.

26. 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.

27. Abulgasem S., Tubbal F., Raad R., Theoharis P. I., Lu S., Iranmanesh S. Antenna designs for cubesats: a review // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 45289–45324. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3066632.

28. Nguyen M. T., Alhaj Hasan A., 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). 2023. P. 194–199. doi: 10.1109/UralCon59258.2023.10291056.

29. Huang G. L., Zhou S. G., Sim C. Y. D., Chio T. H., Yuan T. Lightweight perforated waveguide structure realized by 3D printing for RF applications // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017. Vol. 65. No. 8. P. 3897–3904. doi: 10.1109/TAP.2017.2715360.

30. Alhaj Hasan A., Nguyen M. T., Kuksenko S. P., Gazizov T. R. Wire-grid and sparse MoM antennas: Past evolution, present implementation, and future possibilities // *Symmetry*. 2023. Vol. 15. No. 2. P. 378. doi: 10.3390/sym15020378.

31. Алхадж Хасан А. Ф., Газизов Т. Р. Способ изготовления антенны на основе проводной сетки // Патент на изобретение № 2814795 РФ, МПК Н 01 Q 23/00, опубл. 04.03.2024, Бюл. № 7. 14 с.

32. Alhaj Hasan A., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures // *2023 IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. – Altai Republic (Russia). 2023. P. 570–576. doi: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.

33. 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. 2024. № 6. doi: 10.30898/1684-1719.2024.6.6.

34. Alhaj Hasan A., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost // MICROWAVE REVIEW. 2023. Vol. 29. No. 2. P. 83–94. doi: 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.

35. Parabolic antenna JRC-24DD MIMO. Jirous antennas direction for your waves [Электронный ресурс]. URL: https://en.jirous.com/antenna-5ghz-parabolic/jrc-24DD_MIMO. (дата обращения: 15.05.2023)

36. Shamshad F., Amin M. Simulation comparison between HFSS and CST for design of conical horn antenna // Journal of Expert Systems (JES). 2012. Vol. 1. No. 4. P. 84–90.

References

1. Dallas J. A., Raval S., Gaitan J. P. A., Saydam S., Dempster A. G. Mining beyond earth for sustainable development: Will humanity benefit from resource extraction in outer space? *Acta Astronautica*, 2020, vol. 167, pp. 181–188. doi: 10.1016/J.ACTAASTRO.2019.11.006.

2. Abashidze A. K., Chernykh I. A. Kosmicheskiye resursy v fokuse povyshennogo vnimaniya chelovechestva [Space resources in the focus of increased attention of mankind]. *Obozrevatel'* [Observer], 2020, no. 11 (370). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/kosmicheskie-resursy-v-fokuse-povyshennogo-vnimaniya-chelovechestva> (accessed: 22.08.2024) (in Russian).

3. Popova O. A. Natsional'noye prisvoyeniye prirodnikh resursov v mezhdunarodnom kosmicheskom prave [National appropriation of natural resources in international space law] *Mezhdunarodnoye pravo i mezhdunarodnyye organizatsii* [International law and international organizations], 2021, no. 1, pp. 46–59. doi: 10.7256/2454-0633.2021.1.35099 (in Russian).

4. Kodheli O., et al. Satellite communications in the new space era: A survey and future challenges. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, vol. 23, no. 1, pp. 70–109. doi: 10.1109/COMST.2020.3028247.

5. You L., Li K. X., Wang J., Gao X., Xia X. G., Ottersten B. Massive MIMO transmission for LEO satellite communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, vol. 38, no. 8, pp. 1851–1865. doi: 10.1109/JSAC.2020.3000803.

6. Davarian F., et al. Improving small satellite communications in deep space—a review of the existing systems and technologies with recommendations for improvement. Part I: direct to earth links and smallsat telecommunications equipment. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2020, vol. 35, no. 7, pp. 8–25. doi: 10.1109/MAES.2020.2980918.

7. Dvirnyy V. V., Yeremenko N. V., Dvirnyy G. V. Umen'sheniye massy kabel'noy produktsii dlya kosmicheskikh apparatov [Reducing the weight of cable

products for spacecraft] *Sibirskiy aerokosmicheskiy zhurnal* [Siberian Aerospace Journal]. 2015, no. 3. Available at: <https://cyberleninka.ru/article/n/umenshenie-massy-kabelnoy-produktsii-dlya-kosmicheskikh-apparatov> (accessed: 22.08.2024) (in Russian).

8. Golovin V. V., Tyschuk Y. N. Investigation of the characteristics of a deployable space mirror antenna with a sparse reflecting surface. *Zhurnal radioelektroniki* [Journal of Radio Electronic]. 2023, no.1. Available at: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.1.10> (accessed: 22.08.2024) (in Russian).

9. Gao S., Rahmat-Samii Y., Hodges R. E., Yang X. -X. Advanced antennas for small satellites. *Proceedings of the IEEE*, 2018, vol. 106, no. 3, pp. 391–403. doi: 10.1109/JPROC.2018.2804664.

10. Fallahpour M., Zoughi R. Antenna miniaturization techniques: a review of topology- and material-based methods. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2018, vol. 60, no. 1, pp. 38–50. doi: 10.1109/MAP.2017.2774138.

11. Tawk Y., Chahoud M., Fadous M., Costantine J., Christodoulou C. G. The miniaturization of a partially 3-D printed quadrifilar helix antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 10, pp. 5043–5051. doi: 10.1109/TAP.2017.2737039.

12. Zhang S., Zhang S., Gao F., Ma J., Dobre O. A. Deep learning optimized sparse antenna activation for reconfigurable intelligent surface assisted communication. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, vol. 69, no. 10, pp. 6691–6705. doi: 10.1109/TCOMM.2021.3097726.

13. Tohidi E., Coutino M., Chepuri S. P., Behroozi H., Nayebi M. M., Leus G. Sparse antenna and pulse placement for colocated MIMO radar. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, vol. 67, no. 3, pp. 579–593. doi: 10.1109/TSP.2018.2881656.

14. Ding J., Wang Z., Ma W., Wu X., Wang M. TDM-MIMO automotive radar point-cloud detection based on the 2-D hybrid sparse antenna array. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, vol. 60, pp. 1–15. doi: 10.1109/TGRS.2022.3166770.

15. Mochalov V. V. Obzor po probleme kompensatsii deformatsiy reflektora krupnogabaritnoy sputnikovoy MGZA [Review of the problem of compensation of reflector deformations of large-sized satellite MGZA] *Novyye tekhnologii, materialy i oborudovaniye rossiyskoy aviakosmicheskoy otrasli : Materialy Vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiyem. Materialy dokladov* [New technologies, materials and equipment of the Russian aerospace industry: Proceedings of the All-Russian scientific and practical conference with international participation. Materials of reports]. Kazan, 08-10 August 2018, Vol. 3, pp. 215–220. (in Russian).

16. Haagenson T., Noghianian S., de Leon P., Chang Y. -H. Textile antennas for spacesuit applications: Design, simulation, manufacturing, and testing of textile patch antennas for spacesuit applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2015, vol. 57, no. 4, pp. 64–73. doi: 10.1109/MAP.2015.2453890.

17. Hussain N., Awan W. A., Ali W., Naqvi S. I., Zaidi A., Le T. T. Compact wideband patch antenna and its MIMO configuration for 28 GHz applications. *AEU-*

International Journal of Electronics and Communications, 2021, vol. 132, pp. 153612. doi: 10.1016/J.AEUE.2021.153612.

18. Van Baelen D., Lemey S., Verhaevert J., Rogier H. A novel manufacturing process for compact, low-weight and flexible ultra-wideband cavity backed textile antennas. *Materials*, 2018, vol. 11, no. 1, pp. 67. doi: 10.3390/ma11010067.

19. Saman K. E., Sattar O. H., Mudhaffer M. A. Microstrip patch antenna design, simulation and fabrication for 5G applications. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2022, vol. 116, pp. 102497. doi: 10.1016/j.simpat.2022.102497.

20. Konno K., Yuan Q., Chen Q., Yokokawa K., Goto J., Fukawasa T. Efficient method of moments for numerical analysis of antennas with variable load impedance. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, vol. 68, no. 12, pp. 8233–8237. doi: 10.1109/TAP.2020.2985979.

21. Mohamed B., Gamil A., Lahcen A., Naima A. T., Mohamed A. Applying biorthogonal and orthogonal wavelets basis functions to the method of moments for modeling the helix antenna. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2021, vol. 35, no. 6, pp. 822–832. doi: 10.1080/09205071.2020.1856006.

22. Hatamkhani A., Faraji-Dana R. Stochastic method of moments (SMoM) analysis of wire antenna arrays with random elements locations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, vol. 70, no. 5, pp. 3587–3594. doi: 10.1109/TAP.2021.3137404.

23. 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. 4, pp. 57–63. doi: 10.1109/JMMCT.2019.2900702.

24. Rashid A. K., Zhang Q. An efficient method of moments for thick-wire antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, vol. 70, no. 12, pp. 12399–12404. doi: 10.1109/TAP.2022.3209277.

25. Zhu X., Wu W., Zhang G., Cai L. Analysis of radiation field of a new wire-grid TEM horn. *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - Fall)*, Xiamen, China, 2019, pp. 3188–3191. doi: 10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021734.

26. Alhaj Hasan A. F., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Antenna modeling using the method of moments: surface approximation by wires. *Proceedings of TUSUR University*, 2023, vol. 26, no. 2, pp. 51–71. doi: 10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71 (in Russian).

27. Abulgasem S., Tubbal F., Raad R., Theoharis P. I., Lu S., Iranmanesh S. Antenna designs for cubesats: A review. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 45289–45324. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3066632.

28. Nguyen M. T., Alhaj Hasan A., 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), 2023, pp. 194–199. doi: 10.1109/UralCon59258.2023.10291056.

29. Huang G. L., Zhou S. G., Sim C. Y. D., Chio T. H., Yuan T. Lightweight perforated waveguide structure realized by 3D printing for RF applications. *IEEE*

Transactions on Antennas and Propagation, 2017, vol. 65, no. 8, pp. 3897–3904. doi: 10.1109/TAP.2017.2715360.

30. Alhaj Hasan A., Nguyen M. T., Kuksenko S. P., Gazizov T. R. Wire-grid and sparse MoM antennas: Past evolution, present implementation, and future possibilities. *Symmetry*, 2023, vol. 15, no. 2, pp. 378. doi: 10.3390/sym15020378.

31. Alhaj Hasan A., Gazizov T. R. Method of manufacturing an antenna based on wire grid. Patent Russia, no. RU 2814795 C1. Publish. 04.03.2024, bul. no. 7 (in Russian).

32. Alhaj Hasan A., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures. *2023 IEEE 24th Int. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, Altai Republic (Russia), 2023, pp. 570–576. doi: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.

33. Nguyen M. T., Alhaj Hasan A. F., Gazizov T. R. The evolution and application of new approaches for modeling and developing of sparse wire grid antennas. *Journal of Radio Electronics*, 2024, no. 6. Available at: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.6> (accessed: 22.08.2024) (in Russian).

34. Alhaj Hasan A., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost. *MICROWAVE REVIEW*, 2023, vol. 29, no. 2, pp. 83–94. doi: 10.18485/mrts_mr.2023.29.2.10.

35. *Parabolic antenna JRC-24DD MIMO. Jirous antennas direction for your waves*. Available at: https://en.jirous.com/antenna-5ghz-parabolic/jrc-24DD_MIMO. (accessed: 15.05.2023)

36. Shamshad F., Amin M. Simulation comparison between HFSS and CST for design of conical horn antenna. *Journal of Expert Systems (JES)*, 2012, vol. 1, no. 4, pp. 84–90.

Статья поступила 23 сентября 2024 г.

Информация об авторах

Нгуен Мань Туан – соискатель ученой степени кандидата технических наук. Аспирант кафедры телевидения и управления. Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Область научных интересов: численные методы и компьютерное моделирование антенн. E-mail: nmtuan31121997@gmail.com

Адрес: 634050, Россия, г. Томск, Ленина пр., д. 40.

Innovative approaches to the design of sparse wire-grid antennas: development of algorithms and evaluation of their effectiveness

M. T. Nguyen

Problem Statement: reducing the mass and size of space antennas is a critical challenge in the design and development of space communication systems. Lightweight and compact antennas can be efficiently integrated into satellites and spacecraft, enhancing efficiency and flexibility in the development and operation of communication systems. The wire grid (WG) approach, based on the Method of Moments (MoM), is widely used to approximate conductive surfaces of various types of antennas. This approach reduces resource costs compared to other methods while maintaining the required antenna characteristics. Given the growing demand for reducing the mass and size of antennas, significant attention is being paid to the development of sparse antennas. Previous studies have proposed the Optimal Current Grid Approximation (OCGA) approach and its modifications for creating sparse antennas. However, limitations in existing approximations have been identified, affecting the performance of the antennas. Therefore, there is a need to modernize these approaches to enhance their effectiveness in creating optimized sparse structures. **Objective:** the aim of this study is to modernize the OCGA algorithms to overcome the limitations of existing methods and improve the characteristics of sparse antennas created using these approaches. **Methods:** the study applies the modernized algorithms to reflector and conical horn antennas. Simulation results are compared with those of previous approaches and measurements of industrial antennas. **Novelty:** advanced algorithms have been introduced that eliminate free wires, maintain grid continuity, and optimize sparse structures. These algorithms offer higher accuracy and efficiency compared to previous ones. **Results:** the modernized algorithms have demonstrated significant reductions in antenna mass, memory requirements, and modeling time, as well as improved characteristics of sparse antennas compared to the original structures. **Practical relevance:** this research provides antenna manufacturers with the ability to choose the appropriate algorithms for designing sparse antenna and their optimal values for specific applications, contributing to antenna optimization and cost reduction. Potential further applications of the results include the development of sparse antennas using the considered approaches with the modernized algorithms and 3D printing technology and comparing measurement results with modeling.

Key words: wire grid, method of moments, sparse antennas, optimal current grid approximation, conical horn antenna, reflector antenna.

Information about Author

Manh Tuan Nguyen – Applicant for a Degree Candidate of Technical Sciences. The postgraduate student of the Department of television and control. Tomsk state university of control systems and radioelectronics. Junior Researcher of the research laboratory of «Safety and electromagnetic compatibility of radioelectronic facilities». Field of research: numerical methods and computer modeling of antennas. E-mail: nmtuan31121997@gmail.com

Address: Russia, 634050, Tomsk, Lenina prospekt, 40.