

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.6>

УДК:621.396.67

РАЗВИТИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ НОВЫХ ПОДХОДОВ К МОДЕЛИРОВАНИЮ И ПРОЕКТИРОВАНИЮ РАЗРЕЖЕННЫХ ПРОВОДНЫХ СЕТОЧНЫХ АНТЕНН

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

**Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, ул. Ленина, 40.**

Статья поступила в редакцию 27 июня 2023 г.

Аннотация. В настоящее время крайне важно непрерывно исследовать и совершенствовать технологии производства антенн, чтобы удовлетворить растущие потребности рынка. Используя преимущества численных методов, исследователи могут расширять границы использования антенн, создавая их новые и высокоэффективные конструкции. В данной работе выполнено предварительное исследование двух подходов к моделированию и проектированию разреженных проводных антенн. Их основная идея заключается в создании оптимальной проводной структуры, которая наилучшим образом соответствует путям тока в антенне, сохраняя ее целостность с минимальной массой. Кроме того, эта структура может использоваться в дальнейшем моделировании с меньшими ресурсами и контролируемой точностью характеристик. Для пояснения алгоритмов предложенных подходов использовались параболическая рефлекторная и коническая рупорная антенны. Для верификации использованы измеренные и рассчитанные характеристики эквивалентной проводной структуры этих антенн. Для оценки эффективности этих подходов, их результаты сравнены с результатами других подходов, предложенных в предыдущих работах. Показаны преимущества предложенных

подходов по сравнению с другими. Даны рекомендации по их использованию и будущим перспективам.

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

Финансирование: работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2023-0014.

Автор для переписки: Алхадж Хасан Аднан Фаезович, alkhadzh@tusur.ru

Введение

Технология изготовления антенных элементов (АЭ) является важной областью исследования [1]. Антенны играют неотъемлемую роль в радиоэлектронных устройствах, а развитие технологий открывает новые возможности для создания АЭ [2-4]. Однако создание АЭ, удовлетворяющих строгим техническим требованиям и оптимизирующих затраты производства, остается сложной задачей. Необходимо достичь компактности, легкости и экономии при сохранении требуемых характеристик [5]. Для этого применяются численные методы, которые позволяют снизить затраты на моделирование и оптимизацию структуры АЭ на этапе проектирования. Эти методы являются основой новых подходов к моделированию АЭ, позволяющих создавать инновационные антенные конструкции с улучшенными характеристиками и минимальной массой.

Однако выбор метода моделирования АЭ не является тривиальной задачей, поскольку он существенно влияет на общую стоимость проектирования. На данный момент существует множество методов моделирования АЭ, таких как метод моментов (МоМ) [6], метод конечных разностей во временной области (МКРВО) [7, 8], метод конечных элементов (МКЭ) [9, 10] и другие. Из этих численных методов метод МоМ часто используется из-за своей простоты и возможности разработки новых подходов на его основе [11]. Поскольку он обладает низкими затратами на дискретизацию, то дает приемлемые результаты,

используя меньше ресурсов и времени вычислений по сравнению с другими методами [12]. Подход к моделированию с использованием проводной сетки (ПС) является одним из подходов, основанных на МоМ. Он используется для минимизации вычислительных затрат путем аппроксимации поверхности АЭ сеткой из соединенных проводов, по которым протекают поверхностные токи [9, 13, 14].

В настоящее время активно исследуется создание разреженных АЭ [15-20]. В ходе значительного количества проведенных исследований по разреженным антеннам, рассматривалось сочетание ПС и технологии проектирования разреженных антенн на основе МоМ для максимального использования их преимуществ [21]. В частности, реализации и построению начальной (неразрезанной) ПС для разных антенн посвящены работы [22, 23], а применению начальных сеток, полученных на разных частотах – работы [24].

В [22] различные поверхностные структуры нескольких типов АЭ моделировались с помощью ПС на основе МоМ. Сравнение результатов, вычисленных, используя ПС, с рассчитанными другими вычислительными методами, а также с результатами измерений, показало хорошую согласованность. Более того, на основе ПС в [25] предложен новый подход, который можно использовать для моделирования и создания разреженных проводных АЭ. Этот подход называется «аппроксимация оптимальной токовой сеткой» (АОТС). Используя АОТС, можно получить эквивалентную проводную структуру антенны в виде разреженной сетки путем исключения проводов сетки, у которых модуль тока меньше заданного уровня относительно максимального модуля тока в проводах сетки. Этот уровень назван допуском удаления элемента сетки (ДУЭС). Однако при применении АОТС для непечатных антенных структур возникают технические трудности из-за наличия свободных (несоединенных) проводов в полученных структурах. Для устранения этих свободных проводов предложены модификации исходной аппроксимации, такие как «соединяющая» АОТС (САОТС), описанная в [25]. В отличие от АОТС, САОТС сохраняет физические соединения проводов сетки, не разрывая

основные пути тока в проводной сетке. Он является оптимальным походом, когда требуется получить разреженную структуру, близкую по характеристикам к исходной структуре. Однако он восстанавливает много проводов, устраненных после применения АОТС, для сохранения целостности и токовых путей в структуре АЭ. Это прямо влияет на массу антенны, изготовленной в разреженном виде, и также увеличивает вычислительные затраты при использовании полученной разреженной структуры в последующем моделировании вместо исходной ПС.

Цель данной работы – предварительное исследование двух подходов к моделированию и проектированию разреженных проводных антенн. Это новые модифицированные подходы, а именно, УАОТС и СБАОТС, модифицирующие АОТС таким образом, чтобы полученная разреженная структура позволила не только снизить технические трудности при ее изготовлении (из-за наличия свободных (несоединенных) проводов), но и использовать ее в последующем моделировании с минимальными вычислительными затратами и достигать при этом приемлемого сохранения полученных характеристик, по сравнению с исходными.

Для достижения поставленной цели сначала описано построение поверхностной структуры антенн из ПС. Затем пояснены предлагаемые походы к моделированию разреженных антенн и представлены результаты их применения к рефлекторной и конической рупорной антеннам, включая сравнительный анализ полученных результатов. В заключение подведены итоги работы, представлены выводы и запланированы будущие исследования.

1. Аппроксимация поверхностной структуры АЭ проводной сеткой.

При моделировании антенн с использованием аппроксимации поверхности ПС могут возникать затруднения, особенно при работе с криволинейными структурами и конструкциями, состоящими из различных типов поверхностей. Поэтому, для расширения возможности подходов, предложенных в данной

работе, в следующем разделе ПС применялась на примерах рефлекторной и конической рупорной АЭ.

1.1. Построение ПС рефлекторного АЭ.

Рефлектор имеет максимальный радиус R , глубину h , фокус F и коэффициент изгиба, рассчитываемый как $b_c = h/R^2$ (рис. 1а). Рефлектор разделен на S участков сетки и T уровней, начиная от центра. Расстояние между уровнями d_r рассчитывается как $d_r = R/T$. Длина радиального провода на каждом уровне, обозначенная l_d , последовательно увеличивается от центра рефлектора и рассчитывается как $l_d = d_r \sqrt{(b_c d_r (2k - 1))^2 + 1}$, где $k = 1, 2, 3, \dots, T$. Количество концентрических проводов на каждом уровне зависит от угла α , который рассчитывается как $\alpha = 2\pi/S$. Длина концентрического провода на каждом уровне, обозначенная l_n , изменяется в зависимости от радиуса уровня и угла α . Значение l_n рассчитывается как $l_n = k \alpha d_r$, где $k = 1, 2, 3, \dots, T$.

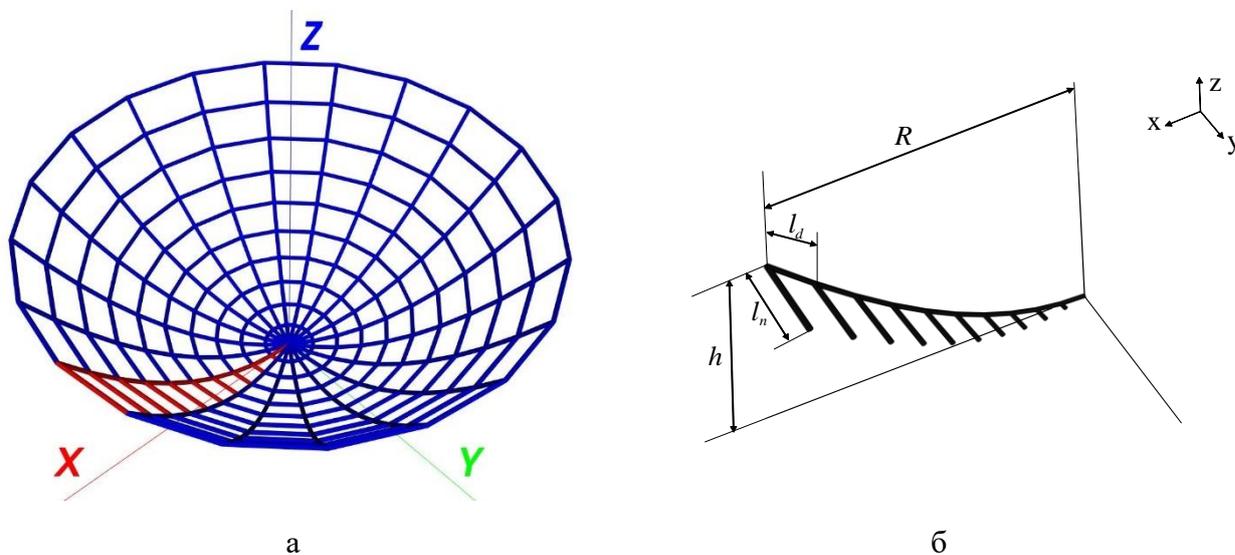


Рис. 1. Полная ПС (а) и участок (б) рефлекторного АЭ.

Полная построенная ПС рефлектора и ее участок показаны на рис. 1. Каждый участок сетки на каждом уровне образуется путем одновременного построения радиальных и концентрических проводов. Каждому радиальному проводу присваивается четный номер, а концентрическому – нечетный. Аналогично строятся остальные участки. Следовательно, количество проводов в каждом участке равно $2T$, а общее количество проводов, необходимых для

построения сетки рефлектора, равно $N_S = 2TS$. Схема построения участка сетки рефлектора показана на рис. 2.

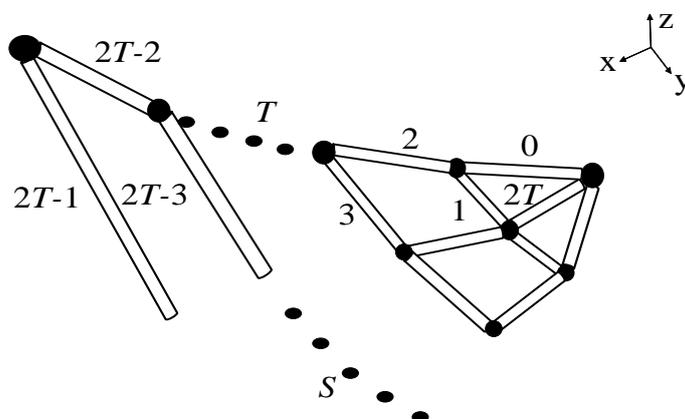


Рис. 2. Схема построения участка ПС рефлекторного АЭ.

1.2. Построение ПС конического рупорного АЭ.

При построении сетки конического рупорного АЭ применяется похожий процесс, но с некоторыми отличиями от рефлектора. Сетка конического рупора также делится на S участков и T уровней. Однако структура конического рупора более сложная, так как она состоит из 3 разных частей: нижней (короткозамыкающая пластина), регулярной и нерегулярной.

Для построения полного участка сетки, необходимо построить отделенные участки на каждой части и электрически соединить их. Количество участков всех частей одинаково и равно S . Нижняя часть имеет дисковой вид с радиусом R_1 . Она разделена на T_1 уровней, расположенных друг от друга на расстоянии равном длине радиального провода диска $l_d = R_1/T_1$. Количество концентрических проводов на каждом уровне зависит от угла α и рассчитывается как $\alpha = 2\pi/S$. Длина концентрического провода l_n на каждом уровне также меняется в зависимости от радиуса текущего уровня и угла α . Она рассчитывается по формуле $l_n = k l_d \alpha$, где $k = 1, 2, 3, \dots, T$. Схема построения одного участка нижней части показана на рис. 3а.

Регулярная часть имеет вид цилиндра с радиусом R_1 и высотой H_1 . Она разделена на T_2 уровней. Длина радиального провода h_{d1} на всех уровнях

данной части одинакова и рассчитывается как $h_{d1} = H_1/T_2$. Радиус регулярной части не меняется на каждом уровне, поэтому длина концентрического провода также одинакова на всех уровнях и равна $h_{n1} = \alpha * R_1$. Схема построения одного участка регулярной части показана на рис. 3б.

Нерегулярная часть имеет вид конуса с маленьким радиусом R_1 и большим радиусом R_2 , а также высотой H_2 . Она разделена на T_3 уровней. Длина радиального провода нерегулярной части h_{d2} одинакова на всех уровнях и рассчитывается как $h_{d2} = \sqrt{(R_2 - R_1)^2 + H_2^2}/T_3$. Радиус нерегулярной части меняется на каждом уровне от R_1 до R_2 , поэтому длина концентрического провода h_{n2} зависит от радиуса текущего уровня и угла α . Изменение значения радиуса на каждом уровне равно $\Delta R = (R_2 - R_1)/T_3$. Тогда длина концентрического провода рассчитывается по формуле $h_{n2} = \alpha * (R_1 + k * \Delta R)$, где $k = 1, 2, 3, \dots, T_3$. Схема построения одного участка нерегулярной части показана на рис. 3в.

При электрическом соединении участков всех частей формируется полная ветвь сетки (рис. 4а). Таким образом, общее количество уровней $T = T_1 + T_2 + T_3$. При повторении этого процесса для S участков получается полная сетка конического рупора (рис. 4б, в). Аналогично построению рефлектора, радиальным проводам конического рупора присваиваются четные номера, а концентрическим проводам – нечетные (рис. 5). Общее количество проводов на каждой ветви сетки будет $2T$, а во всей сетке – $N_S = 2TS$.

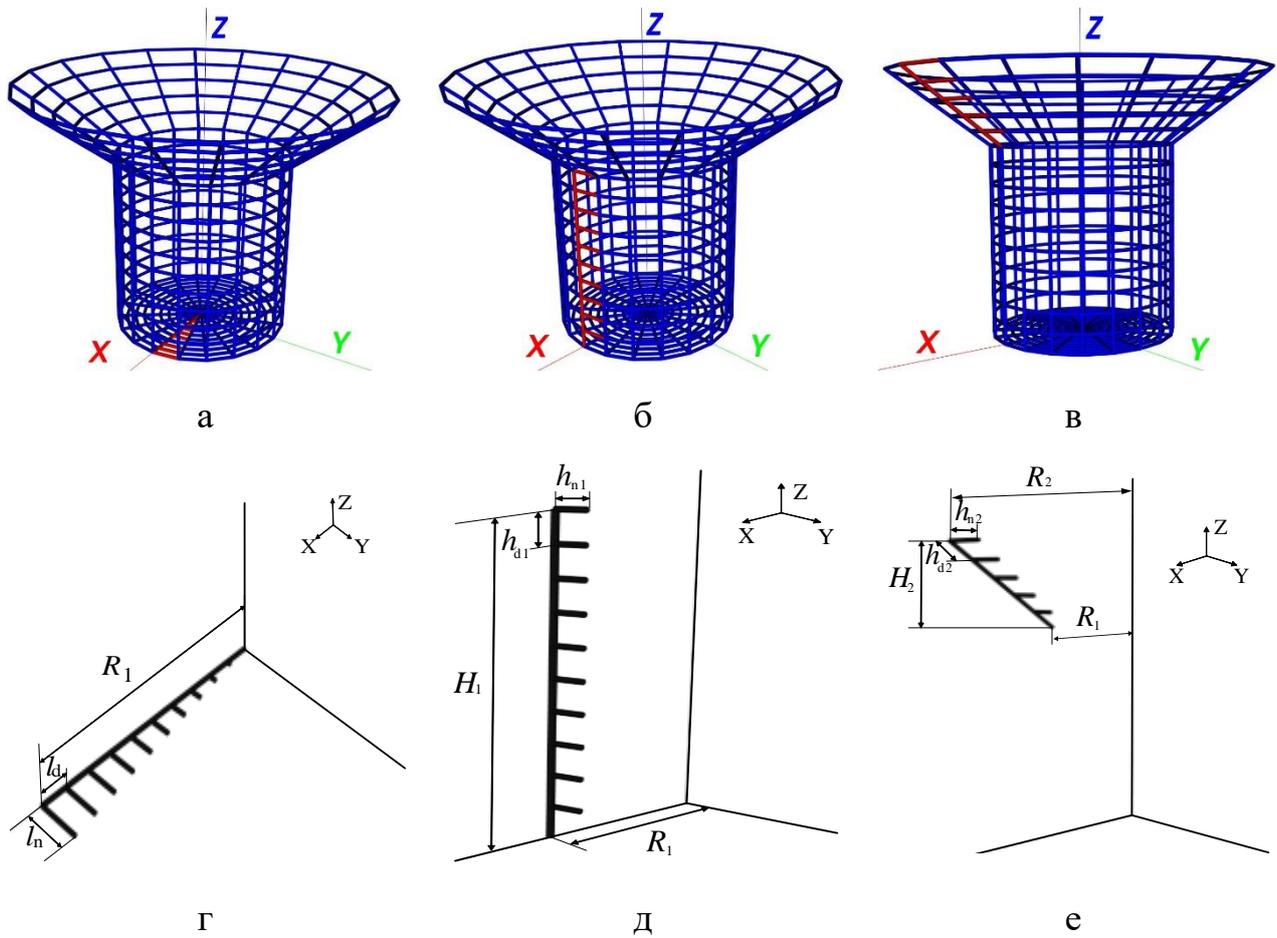


Рис. 3. Схемы построения одного участка нижней (а, г), регулярной (б, д) и нерегулярной (в, е) частей сетки конического рупорного АЭ.

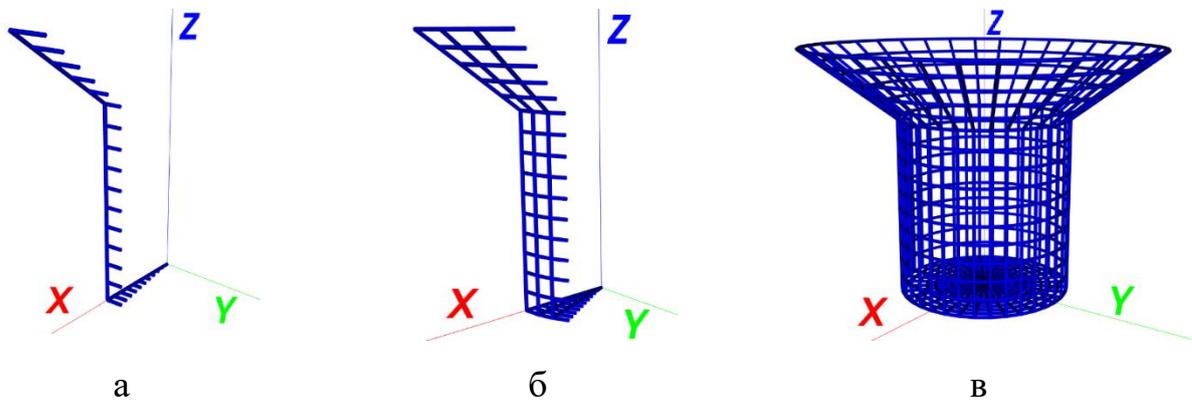


Рис. 4. Виды одного (а), трех (б) и всех (в) участков сетки конического рупорного АЭ.

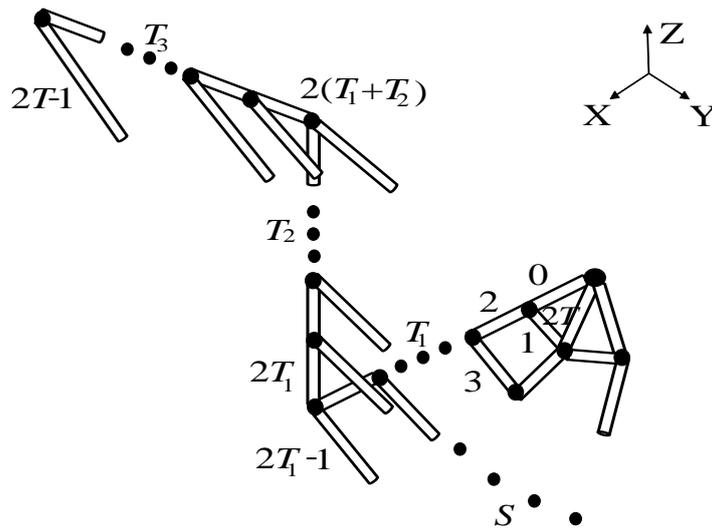


Рис. 5. Схема построения участка ПС конического рупорного АЭ.

2. Подходы к моделированию разреженных антенн.

2.1. АОТС.

Применение АОТС в самом общем случае, направлено на совершенствование излучателей, рассеивателей и экранов электромагнитного поля. В отличие от известных решений, этого можно достичь не усложняя, а упрощая конструкции и моделирование. Основная идея – не использовать провода сетки с малыми токами, поскольку их вклад в излучение поля незначителен. Это можно добиться путем исключения из ПС тех проводов, модуль тока в которых меньше заданного уровня (ДУЭС), относительно максимального значения тока в проводах сетки.

Процесс исключения происходит добавлением некоторых действий в обычный процесс моделирования, для исключения проводов после первого моделирования исходной (полной) сетки. С помощью МоМ формируется и заполняется матрица системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) для исходной ПС, имеющей вид $\mathbf{Z}\mathbf{i} = \mathbf{v}$. Решение СЛАУ дает вектор токов \mathbf{i} в каждом проводе сетки. Затем, вычисляются модули его элементов и нормируются относительно их максимального значения. Далее, исключаются провода сетки, в которых нормированные модули тока меньше ДУЭС и их индексы сохраняются в отдельном списке. После этого удаляются столбцы и строки матрицы СЛАУ,

соответствующие ранее сохраненным индексам в списке. На основе полученной СЛАУ строится разреженная сетка антенны без удаленных элементов. Затем, рассчитываются требуемые характеристики полученной новой сетки антенны.

Таким образом, применение АОТС приводит к уменьшению массы и размеров антенны при приемлемом сохранении ее характеристик. Точность сохранения можно определить по расхождению полученных характеристик разреженной структуры от характеристик исходной структуры и полученных измерением. Точность контролируется значением ДУЭС в зависимости от заданных критериев.

2.2. САОТС.

Для устранения технических сложностей изготовления разреженных структур, полученных после АОТС, в [22] предложена модифицированная АОТС для соединения свободных проводов с основной сеткой. Полученный подход назван «соединяющей» АОТС (САОТС). Однако подробное описание данного подхода еще не представлено. Поэтому в этом разделе подробно описывается принцип работы данного подхода на примере рефлекторного АЭ, схема построения ПС которого пояснена выше.

Основная идея этого модифицированного подхода состоит в том, чтобы восстановить радиальные провода, идущие к свободным проводам до их соединения с любым проводом сетки. Это обусловлено тем, что токи в антенне из ПС имеют тенденцию протекать в радиальных проводах больше, чем в концентрических.

При работе алгоритма данного подхода рассматривается случай, когда свободный провод является радиальным или концентрическим. Сначала необходимо убедиться, что рассматриваемый провод является свободным. Это зависит от наличия его соседних проводов, с которыми он электрически соединен в исходной сетке.

В случае проверки радиального провода (с номером a на рис. 6а), проверяются все его соседние провода с номерами $a-1$, $a-2$ и $a-2T-1$. Если все

эти провода исключены после применения АОТС, то провод a считается свободным. Затем САОТС восстанавливает радиальный провод с номером $a-2k$, где $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$, где $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$ в зависимости от уровня и участка сетки, где расположен провод a . Этот процесс продолжается до $k = k_{\max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $a-2T-2k-1$, $a-2k-1$ или $a-2(k+1)$.

При проверке концентрического провода (с номером b на рис. 6а), в первую очередь, проверяется наличие проводов с номерами $b-1$, $b-2T$, $b+2T-1$ и $b+2T$. Если все эти провода исключены после применения АОТС, то b считается свободным проводом. Затем САОТС восстанавливает провода с номерами $b+1-2k$ (где $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$, где $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$). Этот процесс продолжается также до $k = k_{\max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $b-2k-1$, $b-2k$ или $b-2T-2k$. Применение этой процедуры к каждому свободному проводу приводит к получению новой структуры, в которой все провода электрически соединены (рис. 6б).

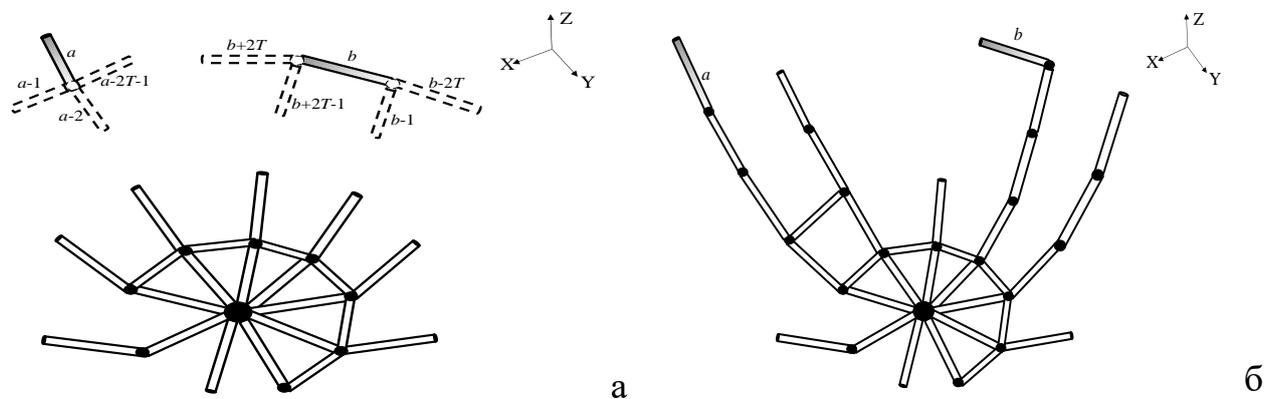


Рис. 6. Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и полученная сетка после САОТС (б).

2.3. УАОТС.

Для избегания разрыва связи между оставшимся свободным проводом и основной сеткой после применения АОТС, простейшая модификация АОТС заключается в их удалении. Это сохраняет целостность структуры и снижает вычислительные затраты при ее использовании вместо исходной структуры в последующих моделированиях. Исходя из этого, такую АОТС можно назвать

«устраняющей» АОТС (УАОТС). После применения АОТС, УАОТС ищет свободные провода и удаляет их, оставляя только подключенные провода к основной сетке.

Процесс проверки свободных проводов в УАОТС также рассматривает случай, когда свободный провод является радиальным или концентрическим (рис. 7а). Процедура проверки для УАОТС аналогична процедуре для САОТС. Однако, если при проверке провод считается свободным, то УАОТС удаляет его. Применение этой процедуры к каждому проводу приводит к новой структуре, в которой остаются только провода, соединенные между собой (рис. 7б).

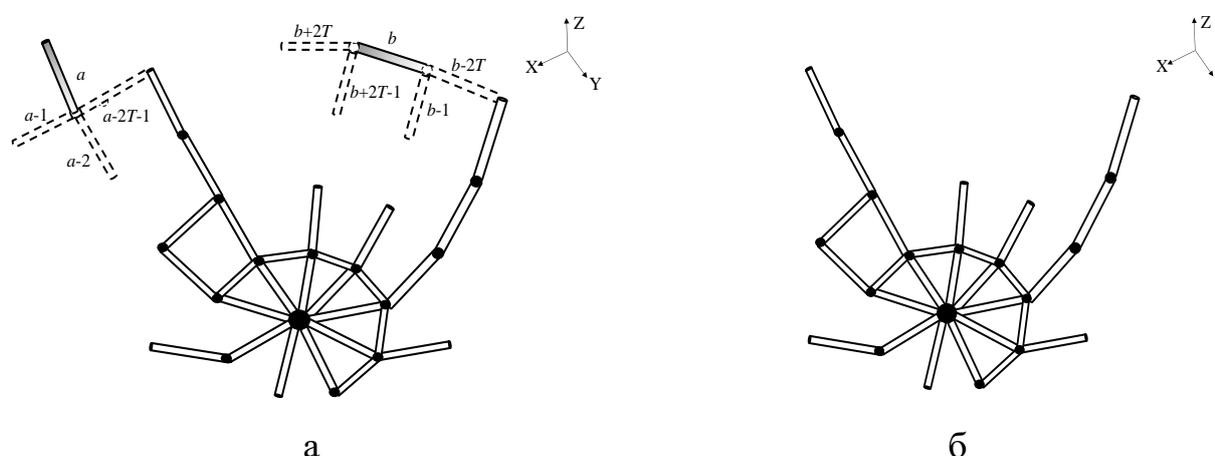


Рис. 7. Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и полученная сетка после УАОТС (б).

2.4. СБАОТС.

Еще один подход предлагает модифицировать АОТС максимально возможным повторением пути тока с меньшим количеством проводов. Он позволит сохранить целостность структуры и уменьшить массу АЭ по сравнению с исходной структурой и даже полученной после САОТС. Этого можно добиться восстановлением только тех проводов, которые необходимы для установления связи между свободными проводами и ближайшими к ним проводами в сетке. Поэтому это можно назвать АОТС, соединяющей только ближайšie провода к свободным (СБАОТС). Реализация идеи заключается в том, что после АОТС проверяется, что удаление любого провода не приводит к обрыву связи между проводами, иначе восстанавливаются только те провода,

которые необходимы для установления связи между этим проводом и ближайшими к нему проводами в сетке.

Процедура проверки и восстановления при СБАОТС также рассматривает два случая со свободным проводом (рис. 8). В случае проверки радиального провода (провод с номером a), сначала проверяется наличие провода с номерами $a-1$, $a-2$ и $a-2T-1$. Если все эти провода исключены после АОТС, то a считается свободным проводом. Затем СБАОТС начинает последовательно проверять провода с номерами $a-2T-2k$, где $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$, где $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$ в зависимости от уровня и участка сетки, где находится провод a . Если найден провод с такими номерами, СБАОТС восстанавливает концентрический провод (провод с номером $a-2T-2k+1$), соответствующий a , а если нет, то восстанавливает радиальный провод с номером $a-2k$. Этот процесс продолжается до $k = k_{\max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $a-2T-2k-1$, $a-2k-1$ или $a-2(k+1)$.

При проверке концентрических проводов (провода с номером b) сначала необходимо проверить провода с номерами $b-1$, $b-2T$, $b+2T-1$ и $b+2T$. Если все эти провода исключены после АОТС, то провод b считается свободным проводом. Затем СБАОТС начинает последовательно проверять провода с номерами $b+1-2T-2k$, где $k = 1, 2, \dots, k_{\max}$, где $k_{\max} = 1, 2, \dots, T$ в зависимости от уровня и участка сетки, где находится провод b . Если найден провод с такими номерами, СБАОТС восстанавливает концентрический провод (провод с номером $b-2T-2k+2$), соответствующий b , а если нет, то восстанавливается радиальный провод с номером $b+1-2k$. Этот процесс продолжается до $k = k_{\max}$ в центре структуры или до появления одного провода с номером $b-2k-1$, $b-2k$ или $b-2T-2k$. Применение этой процедуры к каждому проводу приводит к новой структуре, в которой все провода соединены друг с другом с меньшим количеством восстановленных проводов (рис. 8б).

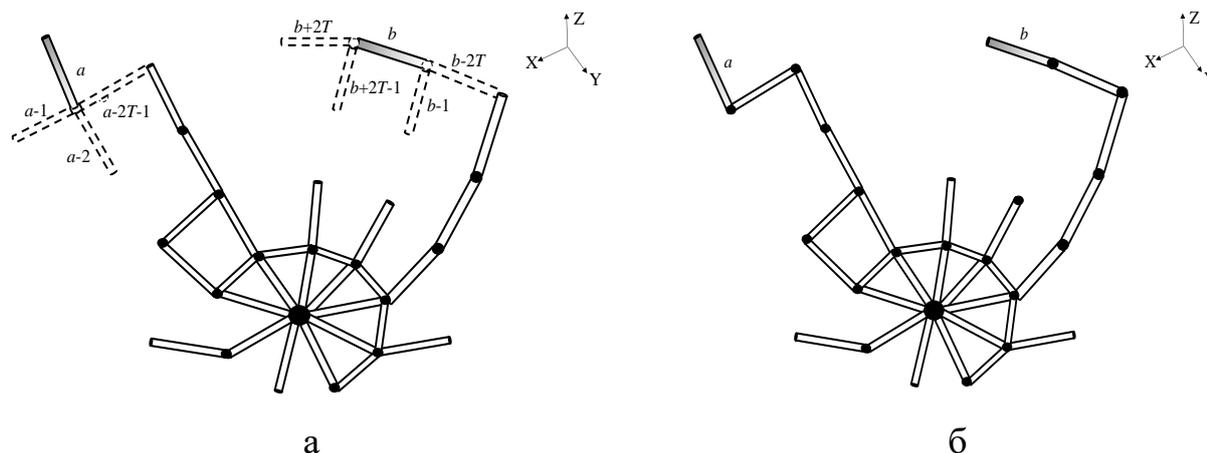


Рис. 8. Схема проверки свободных проводов после АОТС (а) и полученная сетка после СБАОТС (б).

3. Результаты применения предложенных подходов к моделированию разреженных антенн.

Рассмотренные подходы применялись на примере рефлекторной антенны JRC-24DD MIMO из [26] и конической рупорной антенны из [27]. Результаты, полученные с использованием этих подходов, сравнивались с полученными другим численным методом и измерением. Кроме того, они сравнивались с рассчитанными результатами в [25] после применения АОТС и САОТС, чтобы оценить эффективность этих подходов. Более того, оценен выигрыш в массе антенны и вычислительных затратах при последующем моделировании, после применения этих подходов.

Поскольку толщина металла рефлекторной антенны не указана в [26], радиусы провода структуры взяты равными $\lambda/30$, а радиус провода, используемого для имитации источника воздействия, взят равным $\lambda/3$. Согласно параметрам конической рупорной антенны из [27], толщина металла равна 0,1 мм, а радиусы проводов структуры также взяты равными $\lambda/375 = 0,1$ мм. Стоит отметить, что полученная проводная сетка эквивалентна сплошной структуре, а выбор радиуса проводов зависит не только от толщины металла, а еще от частоты моделирования, особенностей конструкции и шага сетки.

Уменьшение массы антенны рассчитывалось как N_X/N_S , где N_X – количество проводов для исходной сетки, а N_S – разреженной. Основные затраты времени на

решение СЛАУ (здесь методом Гаусса), пропорциональны третьей степени ее порядка $O(N)^3$, а памяти – $O(N)^2$. Таким образом, затраты памяти составят $(N_X/N_S)^2$, а времени – $(N_X/N_S)^3$.

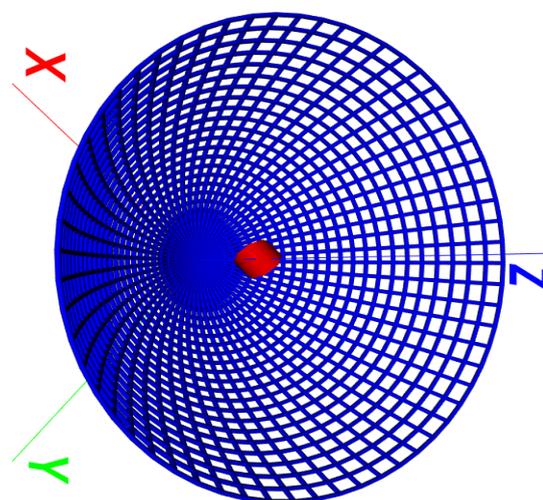
Основные параметры, использованные при моделировании антенн, приведены в табл. 1 и 2. Значения параметров $l_d, l_n, h_{n1}, h_{n2}, h_{d1}, h_{d2}$ изменяются в зависимости от значения k .

Таблица 1. Основные параметры рефлекторной антенны.

R , мм	h , мм	F , мм	b_c	d_r , мм	T	S	α , рад
200	143,6	75	3,59	8	25	60	$\pi/30$



а



б

Рис. 9. Исследуемая рефлекторная антенна [26] (а) и ее ПС (б) [23].

Таблица 2. Основные параметры конической рупорной антенны.

R_1 , мм	R_2 , мм	H_1 , мм	H_2 , мм	T_1	T_2	T_3	S	α , рад
15	30,88	31,25	15	10	25	15	36	$\pi/30$

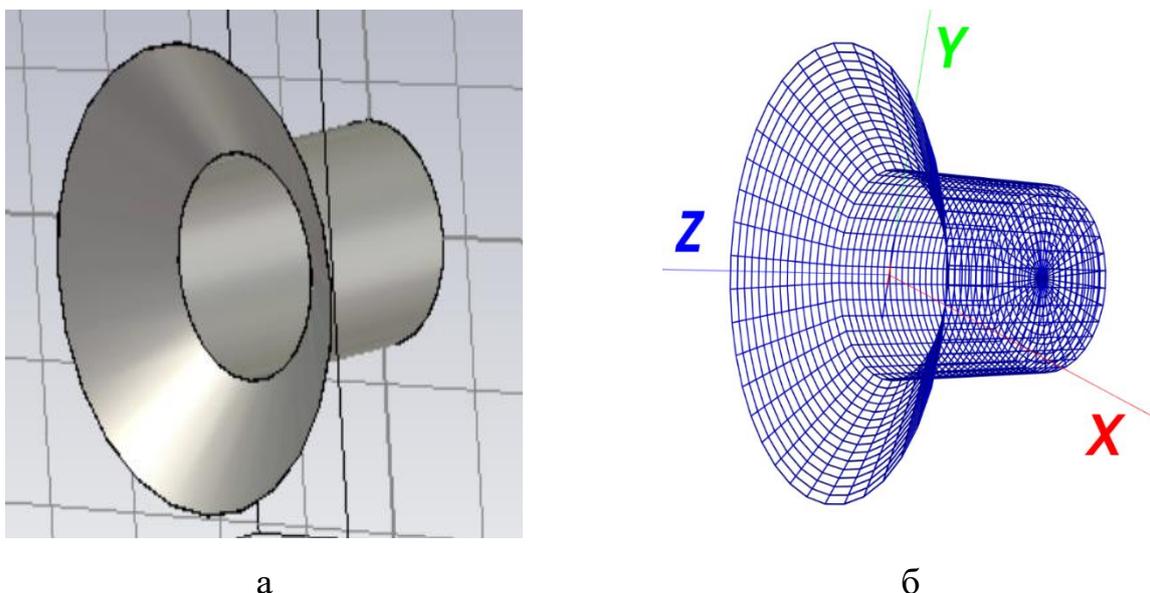


Рис. 10. Исследуемая коническая рупорная антенна, моделированная с помощью МКРВО в [27] (а) и ее ПС (б).

3.1. Результаты применения УАОТС.

3.1.1. УАОТС рефлекторной антенны.

Полученные разреженные рефлекторные антенны после применения АОТС и УАОТС при ДУЭС = 10% на частоте 5,1 ГГц показаны на рис. 11. Сравнивались диаграммы направленности (ДН) в плоскостях E и H после УАОТС, исходной ПС и измеренные, из [26] (рис. 12). ДН после УАОТС, также сравнивались с полученными после АОТС и САОТС в [25] (рис. 13).

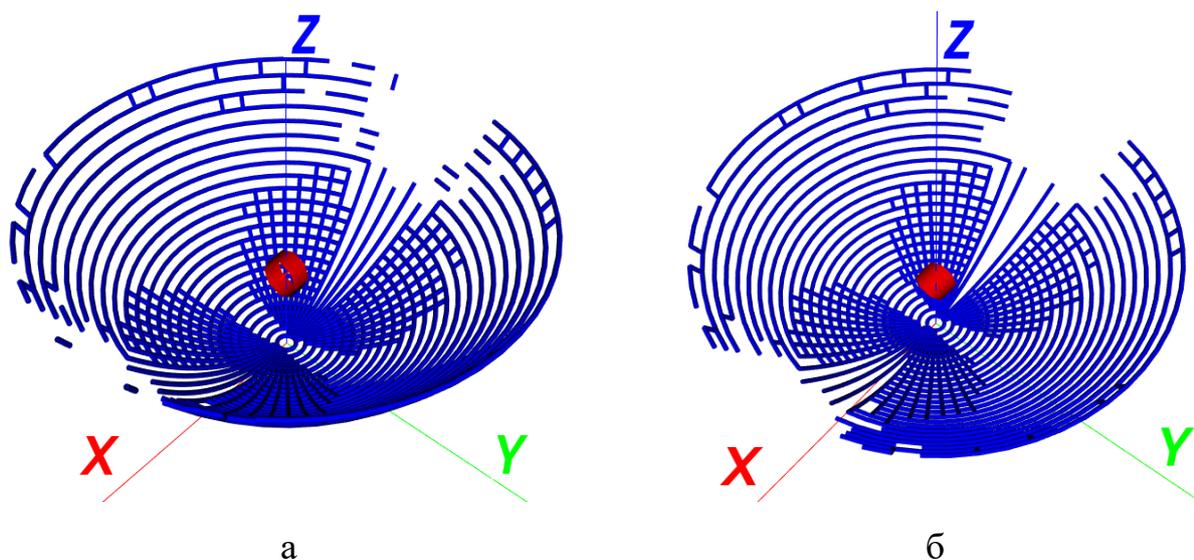


Рис. 11. Разреженные рефлекторные антенны после АОТС [25] (а) и УАОТС (б) на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС = 10%.

Из рис. 12 видно, что уровень задних лепестков после УАОТС немного выше, чем у исходной структуры (максимум на 1,62 дБ), и чем после АОТС (максимум на 1,11 дБ) (рис. 13). При сравнении с САОТС уровень задних лепестков после УАОТС немного меньше в плоскости E , но больше в плоскости H , и расхождения наблюдаются только на некоторых углах. При сравнении с измеренными ДН можно отметить, что уровень задних лепестков после УАОТС также выше, но уровень боковых лепестков меньше в плоскостях E и H . При рассмотрении главного направления УАОТС показывает хорошую согласованность с исходной, АОТС, САОТС и измеренными значениями. Результаты можно считать приемлемыми, поскольку основной задачей таких антенн является усиление излучения в основном направлении.

Общее количество проводов для структуры ПС составляет $N_X = 3000$. После АОТС, САОТС и УАОТС при ДУЭС = 10% на частоте 5,1 ГГц, общее количество оставшихся проводов составляет $N_A = 1988$, $N_C = 2101$ и $N_Y = 1958$, соответственно. Общее количество проводов разреженной структуры напрямую влияет на массу антенны, объем памяти и время, необходимые для последующего моделирования. Расчетные улучшения этих характеристик после рассмотренных аппроксимаций относительно исходной ПС приведены в табл. 3.

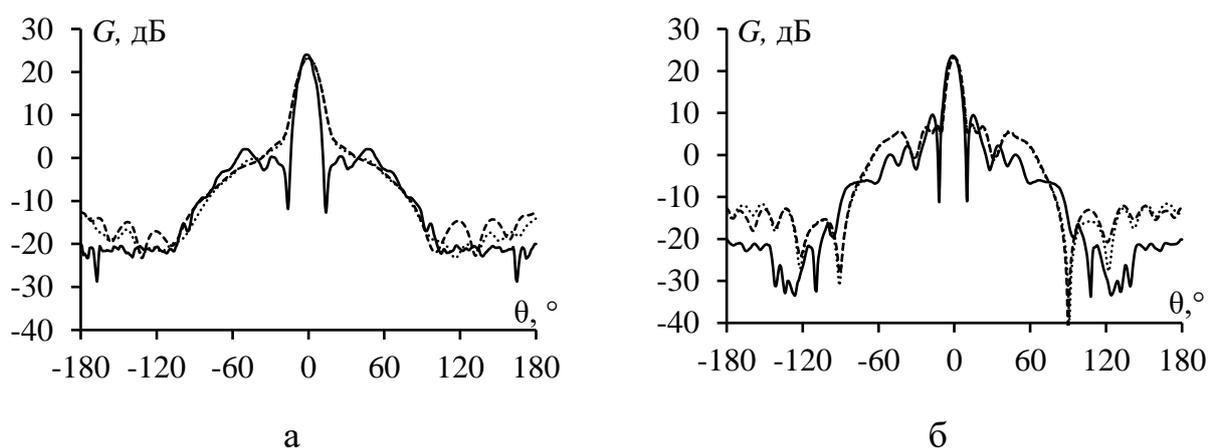


Рис. 12. ДН рефлекторной антенны, измеренные из [26] (—) и вычисленные для исходной ПС [25] (····) и после УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б).

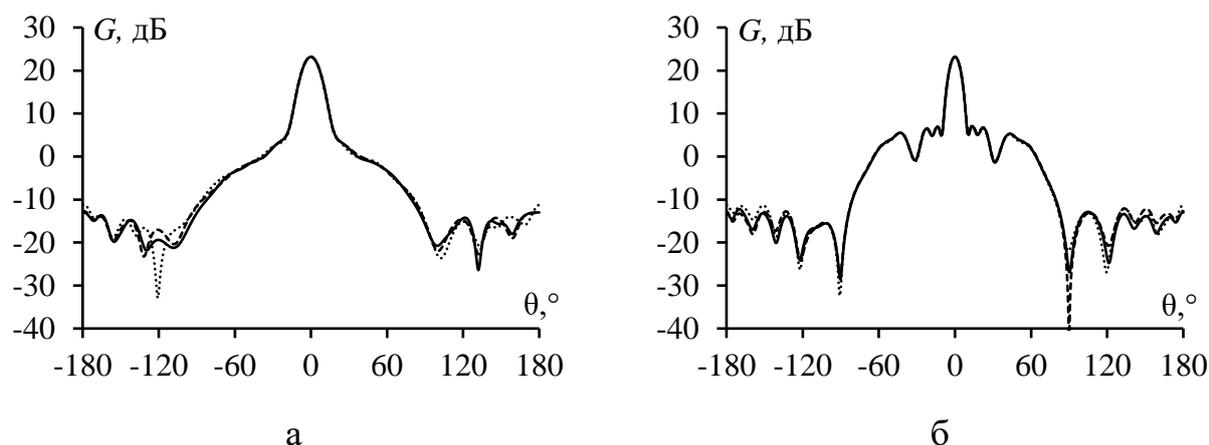


Рис. 13. ДН рефлекторной антенны после АОТС (—) и САОТС (....) в [25] и после УАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б).

Таблица 3. Улучшения характеристик после предложенных аппроксимаций относительно исходной структуры рефлекторной антенны.

Аппроксимация	Масса, раз	Память, раз	Время, раз
АОТС	1,51	2,28	3,44
САОТС	1,43	2,04	2,91
УАОТС	1,53	2,35	3,60

В результате, после УАОТС, уменьшение массы антенны стало в 1,02 раза больше, памяти – 1,03 раза, а времени – 1,05 раза, чем после АОТС. Более того, уменьшение массы антенны после УАОТС больше, чем после САОТС в 1,07 раза, памяти – 1,15 раза, а времени – 1,23 раза. В результате применение УАОТС, предложенной здесь для создания разреженных антенн, дает уровень боковых лепестков немного больше, чем после САОТС. Однако результаты остаются приемлемыми и сопровождаются меньшей массой (на 7%) антенн и меньшими вычислительными затратами (памяти на 15% и времени на 24%), чем после САОТС. При этом сохраняется целостность структуры, что упрощает ее изготовление. Таким образом, результаты показывают, что применение УАОТС позволило добиться наилучшей оптимизации проводной структуры антенны по сравнению с АОТС и САОТС в отношении массы и затрат. Результаты получены при удалении небольшого количества проводов. При удалении большего количества проводов с увеличением значения ДУЭС, возможно ухудшение ДН, что планируется исследовать в будущем.

3.1.2. УАОТС конической рупорной антенны.

Полученные разреженные конические рупорной антенны после АОТС и УАОТС на частоте 8 ГГц при ДУЭС = 6% показаны на рис. 14. Сравнивались ДН в плоскостях E и H после применения УАОТС, исходной структуры и вычисленные МКРВО в [27] (рис. 15). Результаты после УАОТС также сравнивались с полученными после АОТС и САОТС (рис. 16).

Из рис. 15-16 видно, что после УАОТС коэффициент усиления основного лепестка меньше на 0,6 дБ по сравнению с исходной структурой и после АОТС и САОТС. Кроме того, уровень задних лепестков после УАОТС выше, чем у исходной структуры, с максимальным различием 6 дБ. При сравнении с МКРВО уровень задних лепестков после УАОТС выше на 3,9 дБ в плоскости E , но меньше на 2,4 дБ в плоскости H . Уровень задних лепестков после УАОТС также выше, чем после АОТС и САОТС, с максимальным различием 2,9 дБ, но расхождение наблюдается только на нескольких углах. В целом, можно считать, что результаты после УАОТС вполне соответствуют результатам после АОТС и САОТС.

Общее количество проводов для исходной структуры ПС составляет $N_S = 3600$. После применения АОТС, САОТС и УАОТС при ДУЭС = 6% на частоте 8 ГГц, общее количество оставшихся проводов составляет $N_A = 2846$, $N_C = 2850$ и $N_U = 2818$, соответственно. Измеренное время на моделирование по АОТС, САОТС и УАОТС при ДУЭС 6% составило 18,65, 19,19 и 18,47 с, соответственно. Время моделирования после УАОТС минимально. Расчетные улучшения характеристик рассмотренных аппроксимаций относительно исходной ПС и МКРВО приведены в табл. 4.

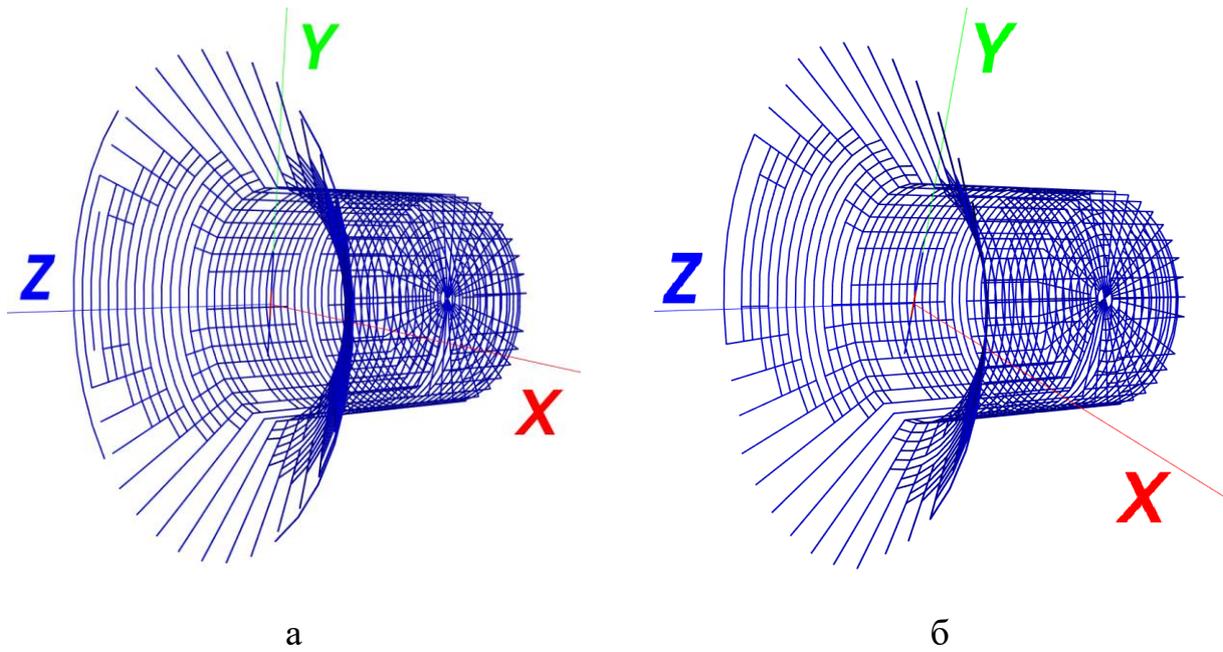


Рис. 14. Полученные разреженные конические рупорные антенны после АОТС (а) и УАОТС (б) на частоте 8 ГГц при ДУЭС = 6%.

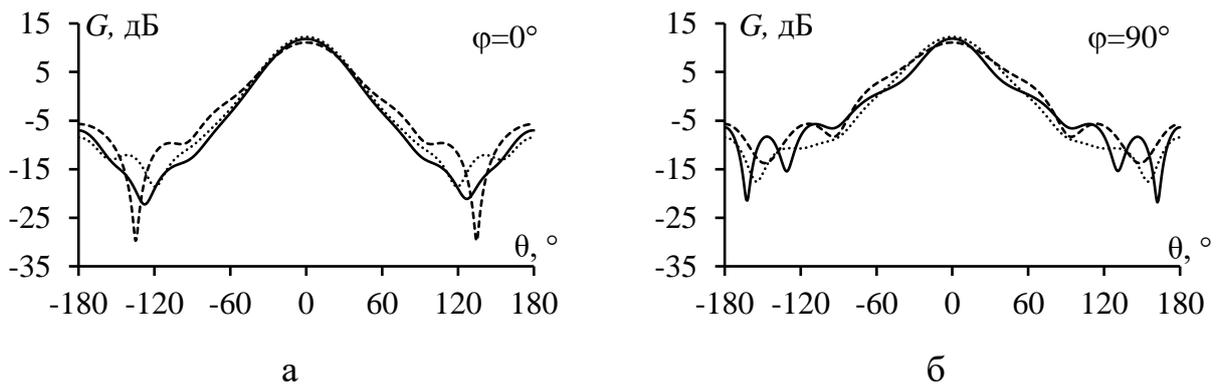


Рис. 15. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО в [27] (—), для исходной ПС (⋯) и после УАОТС (---) в плоскостях *E* (а) и *H* (б).

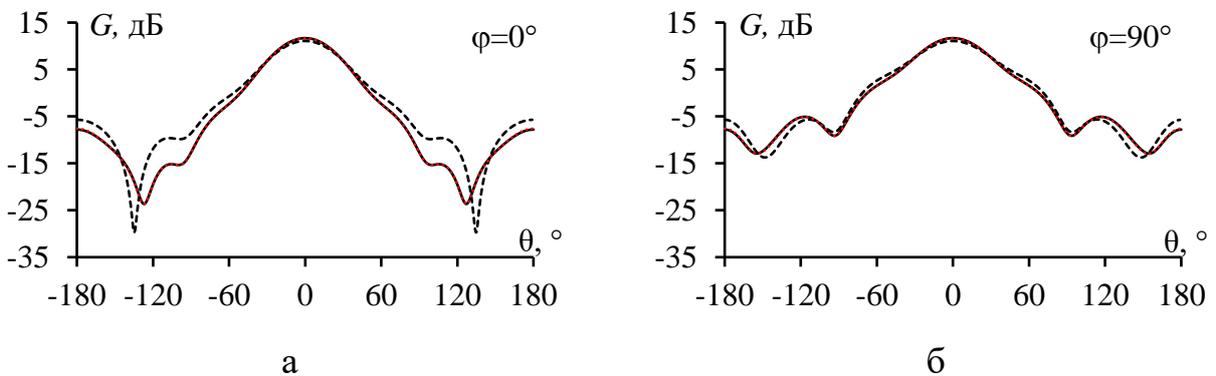


Рис. 16. ДН разреженных структур после АОТС (—), САОТС (⋯) и УАОТС (---) в плоскостях *E* (а) и *H* (б).

Таблица 4. Улучшения характеристик предложенных аппроксимаций относительно исходной ПС и МКРВО для конической рупорной антенны.

Аппроксимация	Масса по сравнению с ПС, раз	Память по сравнению с ПС, раз	Время по сравнению с ПС, раз	Реальное время по сравнению с МКРВО, раз
АОТС	1,26	1,60	2,02	2,14
САОТС	1,26	1,60	2,02	2,08
УАОТС	1,28	1,63	2,08	2,17

Из табл. 4 видно, что результаты после УАОТС наилучшие. Несмотря на то, что после УАОТС уровень боковых лепестков немного больше, чем после АОТС и САОТС, результаты остаются приемлемыми и сопровождаются меньшими вычислительными затратами (памяти на 1,87% и времени на 2,97%) и меньшей массой (на 1,58%) антенн, чем после САОТС.

3.2. Результаты применения СБАОТС.

3.2.1. СБАОТС рефлекторной антенны.

Полученные разреженные рефлекторные антенны после АОТС и СБАОТС при ДУЭС = 10% на частоте 5,9 ГГц показаны на рис. 17. ДН рефлекторной антенны в плоскостях E и H после СБАОТС сравнивались с ДН исходной структуры ПС и измеренными в [26] (рис. 18). Результаты после СБАОТС также сравнивались с полученными после АОТС и САОТС в [25] (рис. 19).

Из рис. 18 видно, что уровень задних лепестков после СБАОТС на 9,5 дБ выше, чем у исходной структуры. Уровень боковых лепестков после СБАОТС хорошо согласуется с исходной структурой и даже меньше, чем у измеренных значений в плоскости H на 4 дБ. При сравнении с САОТС уровень боковых лепестков после СБАОТС также хорошо согласуется, а уровень задних лепестков немного выше, чем после САОТС, с максимальным различием 3,7 дБ, но расхождение наблюдается только под несколькими углами. В основном направлении результаты после СБАОТС хорошо согласуются с результатами после АОТС и САОТС и даже с измеренными значениями. В целом, результаты после СБАОТС также можно считать приемлемыми.

Общее количество проводов для исходной ПС составляет $N_X = 3000$. После АОТС, САОТС и СБАОТС при ДУЭС = 10% на частоте 5,9 ГГц, общее количество проводов остается $N_A = 2112$, $N_C = 2166$ и $N_{CB} = 2166$, соответственно. Расчетные улучшения характеристик рассмотренных аппроксимаций относительно исходной ПС приведены в табл. 5.

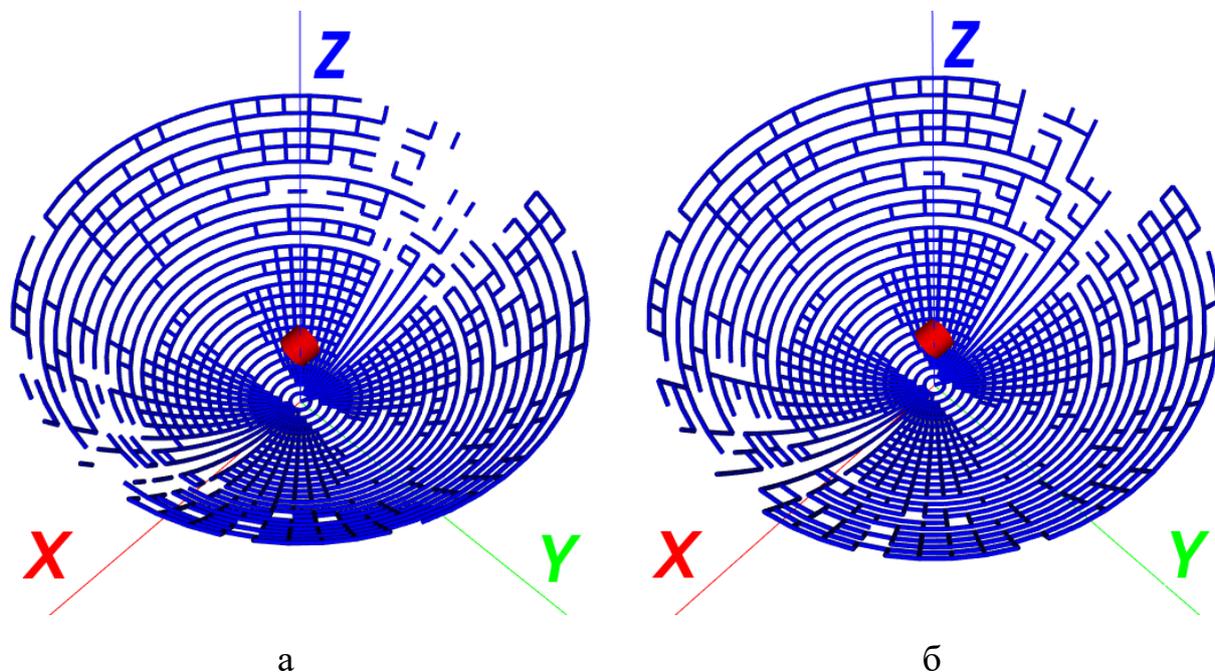


Рис. 17. Полученные разреженные рефлекторные антенны после АОТС [25] (а) и СБАОТС (б) на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС = 10%.

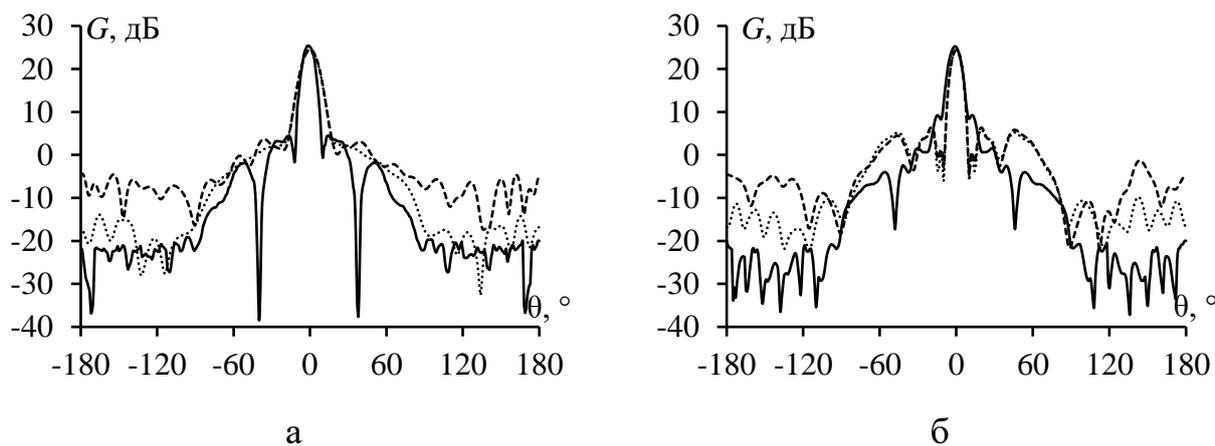


Рис. 18. ДН рефлекторного АЭ, измеренные в [26] (—), и вычисленные для исходной ПС [25] (····) и после СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б).

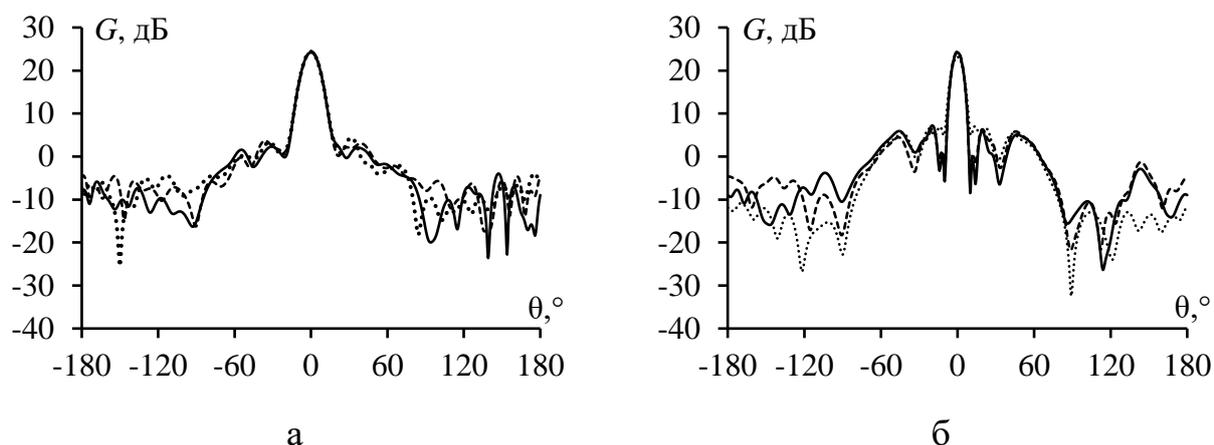


Рис. 19. ДН разреженных структур после АОТС (—) и САОТС (.....) в [25] и после СБАОТС (---) в плоскостях E (а) и H (б).

Таблица 5. Улучшения характеристик предложенных аппроксимаций относительно исходной структуры для рефлекторной антенны.

Аппроксимация	Масса, раз	Память, раз	Время, раз
АОТС	1,42	2,02	2,87
САОТС	1,39	1,92	2,66
СБАОТС	1,39	1,92	2,66

Из табл. 5 видно, что после СБАОТС уменьшение массы антенны стало меньше в 1,02 раза, памяти – 1,05 раза, а времени – 1,08 раза, чем после АОТС. Эти значения идентичны результатам после САОТС, что объяснимо тем, что при ДУЭС < 10% САОТС и СБАОТС исключают из сетки антенны примерно одинаковое количество проводов для сохранения ее целостности.

3.2.2. СБАОТС на конической рупорной антенны.

Разреженные ПС для конической рупорной антенны после АОТС и СБАОТС при ДУЭС = 10% на частоте 8 ГГц показаны на рис. 20. Сравнивались ДН в плоскостях E и H после СБАОТС, исходной структуры и вычисленные МКРВО в [27] (рис. 21). Также сравнивались результаты после СБАОТС, АОТС и САОТС (рис. 22).

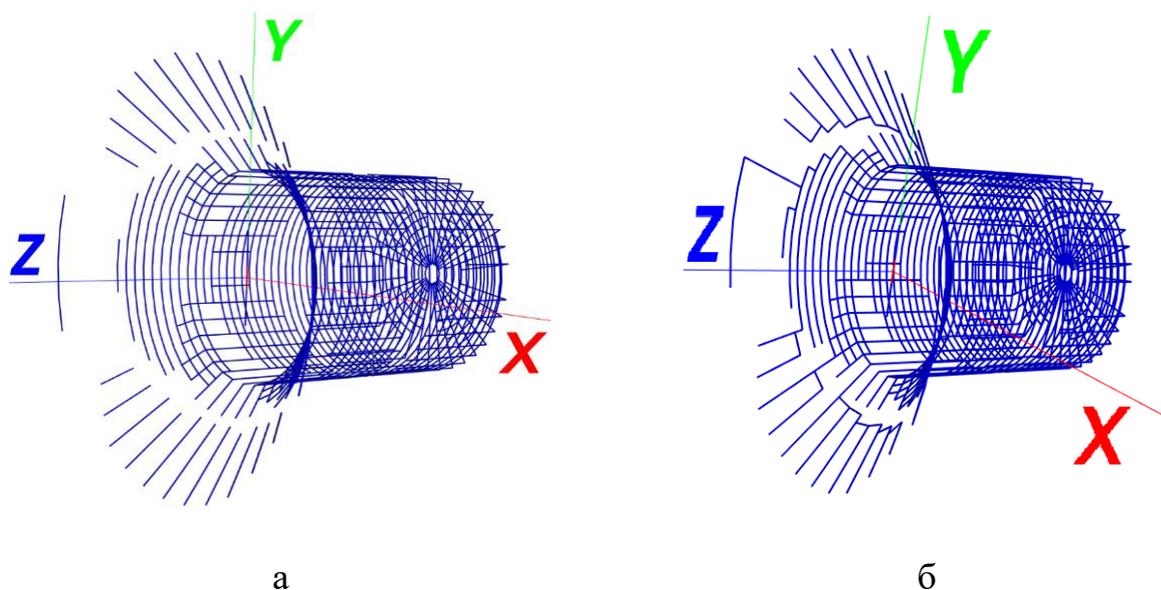


Рис. 20. Полученные разреженные конические рупорные антенны после АОТС (а) и СБАОТС (б) на частоте 8 ГГц с ДУЭС = 10%.

Из рис. 21 видно, что уровень задних лепестков после применения СБАОТС немного выше (максимум на 2,9 дБ), чем у исходной структуры и полученного МКРВО в E плоскости, но немного ниже в H плоскости по сравнению с полученным МКРВО. Уровень задних лепестков ДН после СБАОТС также показывает небольшую разницу по сравнению с АОТС и САОТС (рис. 22). Однако это незначительное отличие можно не принимать во внимание, так как основная задача заключается в проверке основного направления излучения антенны. В основном направлении ДН после СБАОТС показывает хорошую согласованность с полученной для исходной ПС, после АОТС, САОТС и полученной МКРВО.

Общее количество проводов для исходной структуры ПС составляет $N_X = 3600$. После АОТС, САОТС и СБАОТС при ДУЭС = 10% на частоте 8 ГГц, общее количество проводов составляет $N_A = 2362$, $N_C = 2442$ и $N_{CB} = 2426$, соответственно. Время моделирования по АОТС, САОТС и СБАОТС при ДУЭС 10% составило 12,64, 13,67 и 13,50 с, соответственно. Можно отметить, что время моделирования для СБАОТС больше, чем после АОТС и меньше, чем для САОТС. Расчетные улучшения характеристик рассмотренных аппроксимаций относительно исходной ПС и МКРВО приведены в табл. 5.

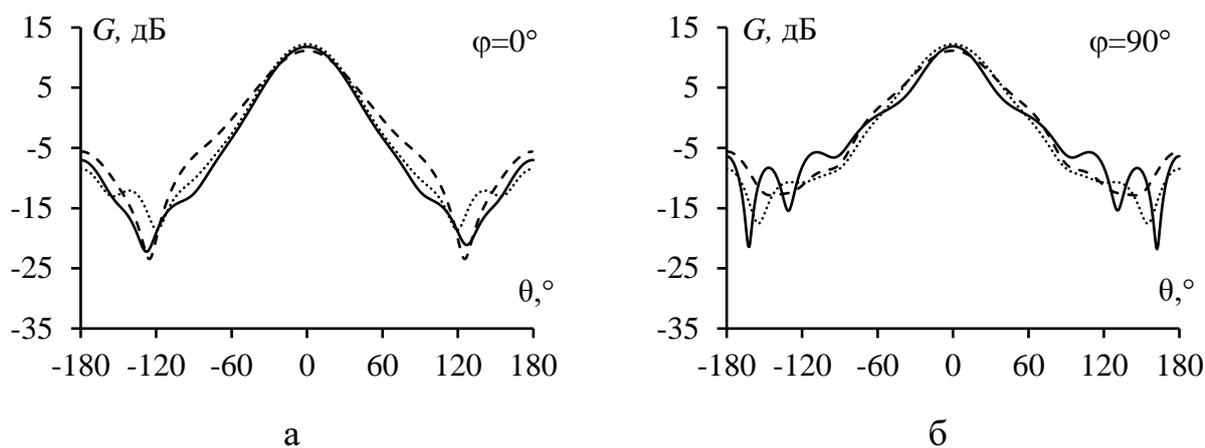


Рис. 21. ДН конической рупорной антенны, вычисленные МКРВО в [27] (—), исходной ПС (····) и разреженной сетки после СБАОТС (---) в плоскостях *E* (а) и *H* (б).

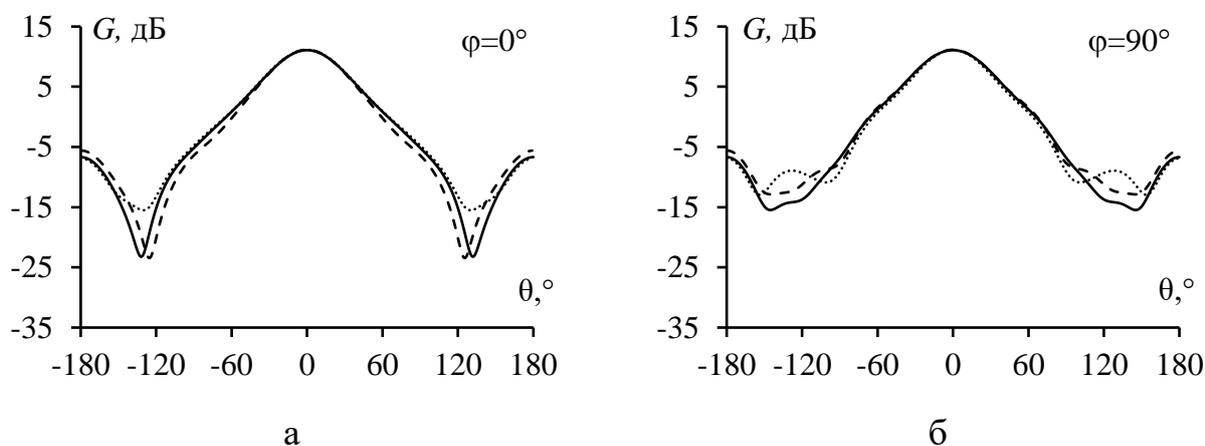


Рис. 22. ДН разреженных структур после АОТС (—), САОТС (····) и СБАОТС (---) в плоскостях *E* (а) и *H* (б).

Таблица 6. Улучшения характеристик предложенных аппроксимаций относительно исходной ПС и МКРВО для конической рупорной антенны.

Аппроксимация	Масса по сравнению с ПС, раз	Память по сравнению с ПС, раз	Время по сравнению с ПС, раз	Реальное время по сравнению с МКРВО, раз
АОТС	1,52	2,32	3,54	3,16
САОТС	1,47	2,17	3,20	2,93
СБАОТС	1,48	2,20	3,27	2,96

В результате после СБАОТС уменьшение массы антенны меньше в 1,027 раза, памяти – в 1,055 раза и времени – в 1,083 раза, чем после АОТС. Уменьшение массы антенны, памяти и времени на последующее моделирование после СБАОТС немного превосходит результаты после САОТС: на 0,68, 1,4 и

2,2 %, соответственно. СБАОТС позволяет существенно сократить время моделирования по сравнению с МКРВО, что подтверждает ее эффективность.

3.3. Сравнительный анализ.

В начале отметим отличия результатов разреженных антенн с полученными измерениями и МКРВО, по ширине основного лепестка ДН и уровню первых боковых лепестков, которые видны на рис. 12а, 15б, 18а и 21б. В целом, эти различия малы (их можно оценить из табл. 7, 8). Они обусловлены изменениями структуры антенны со сплошной металлической поверхности сначала на сетку из проводов, а затем на различные разреженные сетки. В общем, это приводит к изменению излучения разреженных структур по сравнению с сеткой из проводов и со сплошной, причем, разному в разных направлениях. В итоге, меняются отдельные характеристики. Конечно, свой вклад в различие вносят погрешности измерения и отличия МКРВО от МоМ, используемого для разреживания.

Количество удаленных проводов зависит от ДУЭС. Увеличение ДУЭС приводит к исключению проводов и изменению характеристик антенны. Влияние ДУЭС различается для каждого типа антенны. Пользователь или производитель антенны, в зависимости от своих требований, принимает решение о том, приемлемы ли изменения характеристик, что может зависеть от области ее применения. Например, для спутниковых приложений масса антенны является важным фактором, тогда как для бортовых радиоэлектронных устройств точность характеристик антенн, как правило, очень важна. Кроме того, размер антенны и общие затраты являются наиболее значимыми факторами для носимых антенн, а сокращение требуемых ресурсов для моделирования антенны является ценным преимуществом для любого научного исследования в этой области. Поэтому важно рассмотреть улучшения характеристик, которые можно получить после применения рассмотренных подходов. Определяющим является количество оставшихся и исключенных проводов после каждой аппроксимации с ростом ДУЭС. Рис. 23 демонстрирует эти зависимости по сравнению с

исходной ПС рефлекторной (на частоте 5,1 ГГц, всего 3000 проводов) и конической рупорной (на частоте 8 ГГц, всего 3600 проводов) антенны.

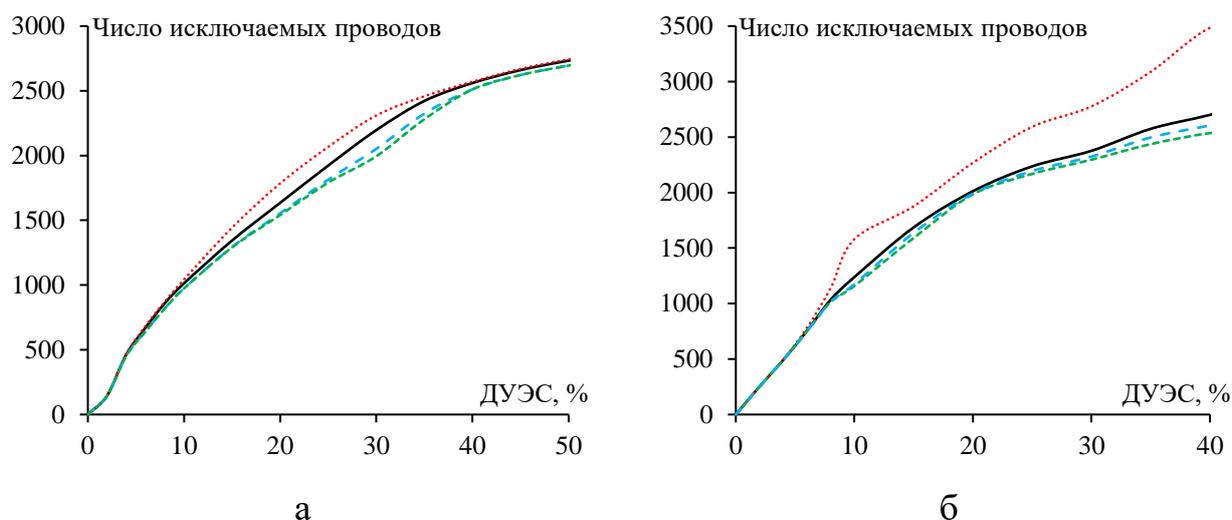


Рис. 23. Зависимость количества исключаемых проводов рефлекторной (а) и конической рупорной (б) антенн от ДУЭС после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (····) и СБАОТС (-.-.).

Для каждого рассмотренного типа антенны вычислены зависимости максимального коэффициента усиления и входного импеданса от ДУЭС (рис. 24, 25), а на рис. 26, 27 показаны зависимости массы антенны и вычислительных затрат на последующее моделирование соответственно.

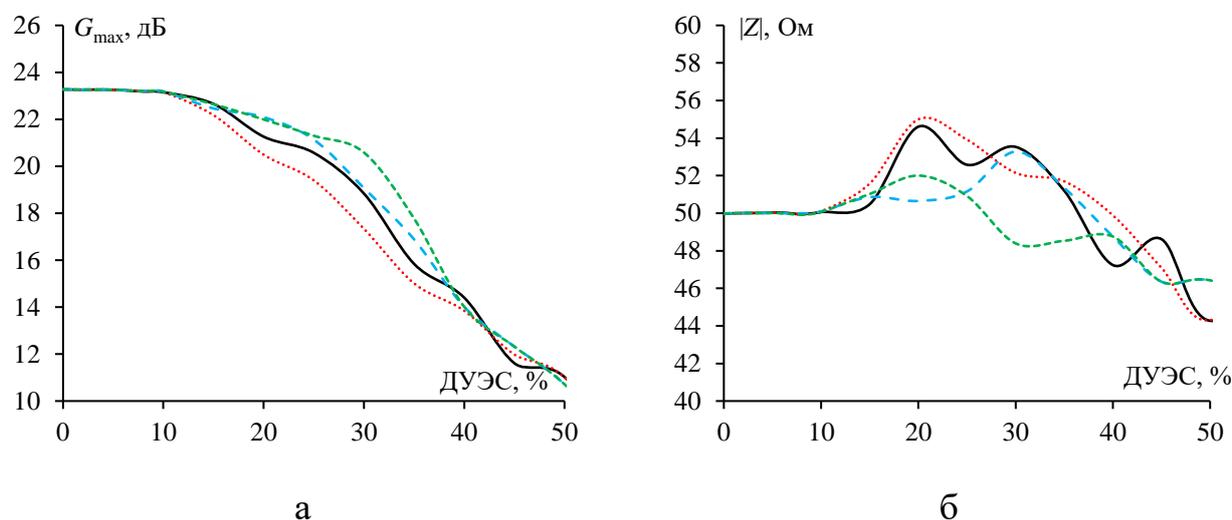


Рис. 24. Зависимости максимального коэффициента усиления (а) и модуля входного импеданса (б) разреженной рефлекторной антенны от ДУЭС после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (····) и СБАОТС (-.-.).

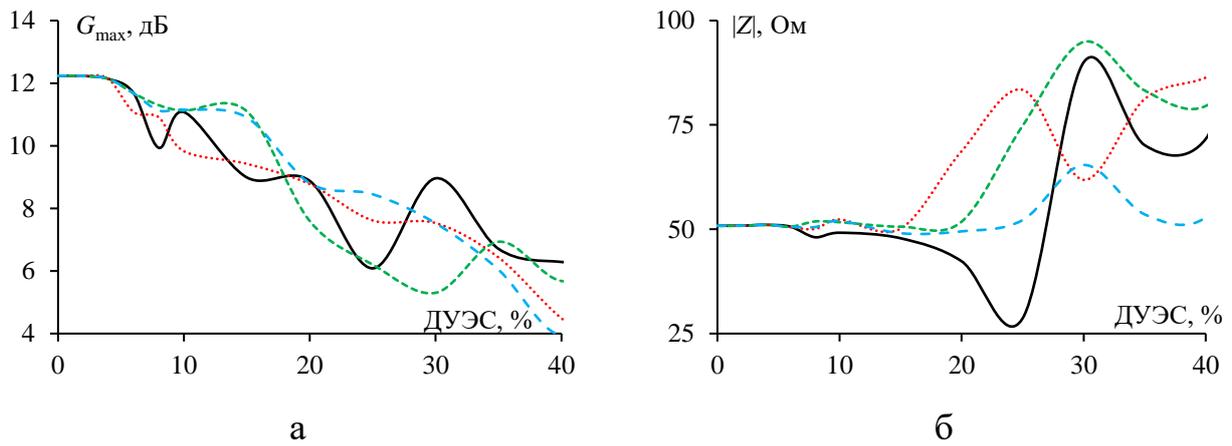


Рис. 25. Зависимости максимального коэффициента усиления (а) и модуля входного импеданса (б) разреженной конической рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (.....) и СБАОТС (-.-).

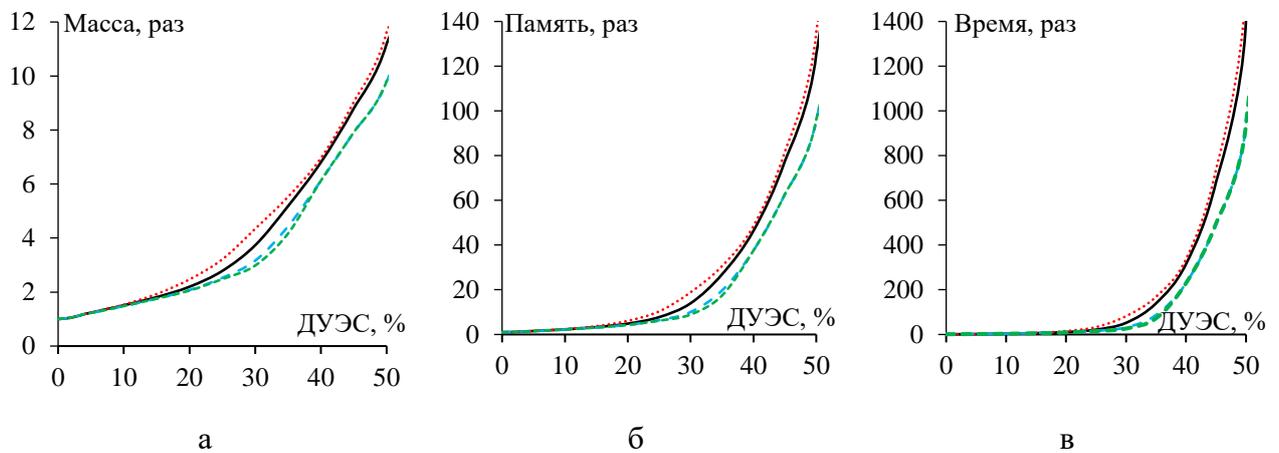


Рис. 26. Зависимости уменьшения массы (а), времени (б) и памяти (в) на последующее моделирование для разреженной рефлекторной антенны от ДУЭС после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (.....) и СБАОТС (-.-).

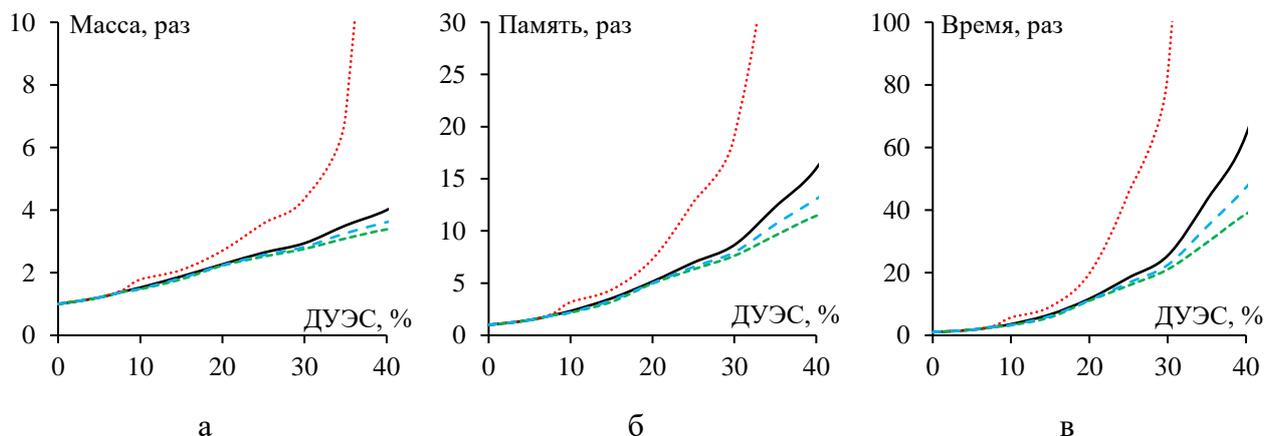


Рис. 27. Зависимости уменьшения массы (а), времени (б) и памяти (в) на последующее моделирование для разреженной конической рупорной антенны от ДУЭС после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (.....) и СБАОТС (-.-).

Из графиков видно, что исследуемые аппроксимации дают новые структуры с малыми различиями в характеристиках пока ДУЭС меньше 10% для рефлекторной и 6% для конической рупорной антенн. После этого, разница более заметна и требует внимательного анализа для каждого типа антенны.

Для рефлекторной антенны при сравнении максимального коэффициента усиления и модуля входного импеданса результаты после САОТС наиболее близки к значениям исходной структуры при ДУЭС больше 10%, а самый неточный результат получается после УАОТС (рис. 24). Однако, если рассматривать уменьшение массы антенны, время и память на последующее моделирование, результаты после УАОТС являются наилучшими, а САОТС – наихудшими (рис. 26). Это можно объяснить количеством оставшихся и исключенных проводов после применения каждого подхода. После АОТС, САОТС восстанавливает наибольшее количество проводов по сравнению с другими подходами, чтобы обеспечить соединение между свободными проводниками и основной структурой. С другой стороны, УАОТС содержит наименьшее количество оставшихся проводов, так как его основное свойство – устранение этих свободных проводов (рис. 23). Стоит отметить, что САОТС и СБАОТС показали небольшую разницу в полученных результатах. СБАОТС имеет преимущество в снижении массы и вычислительных затрат, однако по характеристикам антенны, САОТС дает лучшие результаты.

Для конической рупорной антенны при ДУЭС больше 6% и при сравнении максимального коэффициента усиления и полученного входного импеданса видно, что они имеют тенденцию к уменьшению по мере роста ДУЭС, но не проявляют стабильности для каждого подхода (рис. 25). Можно отметить, что в случае с максимальным коэффициентом усиления результаты после САОТС являются лучшими в интервале ДУЭС от 6% до 18%, после СБАОТС – от 18% до 28%, а после АОТС – от 28% до 40%. По сравнению с уменьшением массы антенны, времени и памяти при последующем моделировании, полученные результаты не сильно отличаются от полученных для рефлекторной антенны. Результаты после УАОТС, по-прежнему, являются наилучшими, а САОТС –

наихудшими. (рис. 27). Это также можно объяснить количеством оставшихся и исключенных проводов после применения каждого подхода (рис. 23). Стоит отметить, что результаты после САОТС и СБАОТС также имеют небольшую разницу. СБАОТС имеет небольшое преимущество в снижении массы и вычислительных затрат, но при сравнении характеристик антенн САОТС дает лучшие результаты в интервале от 0% до 18% и от 32% до 40%, тогда как СБАОТС дает лучшие результаты в интервале от 18% до 32%.

Кроме того, несмотря на то, что все эти подходы имеют свои преимущества и недостатки при их применении к рассмотренным типам АЭ, все они приводят к разреженным структурам, легко изготавливаемым без технических трудностей из-за наличия свободных (несоединенных) проводов в полученных структурах. В табл. 7, 8 представлены максимальные значения коэффициента усиления АЭ ($KU_{\text{макс}}$), коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) и ширины главного лепестка (ШГЛ) рассчитаны для разреженных антенн, полученных после применения всех рассмотренных подходов, а также их сравнение с результатами измерения и МКРВО, полученных в [26] и [27].

Таблица 7. Измеренные и рассчитанные характеристики до и после аппроксимаций для рефлекторной антенны.

Модель АЭ	Частота, ГГц	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	ШГЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ
Измеренный [26]	5,1/5,9	24,5±1	≤1,5	≈9	-23,68/-14,03 -20,77/-15,84
ПС	5,1	23,27	1,22	12/8	-21,49/-17,71
	5,9	24,49	1,25	12/8	-18,92/-27,84
АОТС	5,1	23,15	1,22	12/8	-20,79/-18,10
	5,9	24,22	1,26	12/8	-19,26/-25,55
САОТС	5,1	23,17	1,22	12/8	-20,68/-18,09
	5,9	24,38	1,25	12/8	-18,83/-26,54
УАОТС	5,1	23,15	1,22	12/8	-20,82/-17,93
	5,9	24,19	1,25	12/8	-19,17/-27,41
СБАОТС	5,1	23,19	1,23	12/8	-20,52/-18,19
	5,9	24,42	1,24	12/8	-19,19/-24,88

Таблица 8. Полученные МКРВО и рассчитанные характеристики антенны до и после аппроксимаций для конической рупорной антенны для 8 ГГц.

Модель АЭ	$KU_{\text{макс}}$, дБ	КСВН	ШГЛ (E/H), °	УБЛ (E/H), дБ
МКРВО [27]	11,9	1,14	44/38	-19,66/-13,08
ПС	12,24	1,80	46/48	-17,61/-14,95
АОТС	11,68	1,77	46/50	-16,32/-12,33
САОТС	11,68	1,79	46/50	-16,34/-12,32
УАОТС	11,08	1,75	50/54	-13,72/-10,67
СБАОТС	11,68	1,77	46/50	-16,34/-12,32

Для наглядности, распределения токов в проводах сетки (без учета тока в источнике) исходной рефлекторной антенны на частотах 5,1 и 5,9 ГГц представлены на рис. 28, а после применения рассмотренных подходов и перерасчета характеристик структур – на рис. 29 и рис. 30 соответственно. Из рис. 28 видна симметричность распределения токов в проводах сетки и близость их максимальных модулей при рассмотренных частотах. Из рис. 29 и 30 видно, что провода разреженных структур соответствуют распределению тока на этих частотах. Токи в проводах сетки (без учета значения в источнике) при ДУЭС = 10% после рассмотренных подходов увеличиваются по сравнению с исходной ПС, что объяснимо уменьшением числа параллельно соединенных проводов. Более того, из-за специфики рефлектора, наибольшее влияние на максимум тока оказывают провода вблизи центра рефлектора.

Значения модуля тока в проводах структур (с учетом его значения в источнике и без его учета, а также значение тока в источнике) рефлекторной антенны на частотах 5,1 и 5,9 ГГц при изменении ДУЭС после применения рассмотренных подходов, представлены на рис. 31. Детальный анализ графиков позволяет оценить влияние ДУЭС и конкретного подхода на модуль тока, и может быть легко выполнен, однако выходит за рамки данной работы. Аналогичные выводы можно сделать из анализа рис. 32-34.

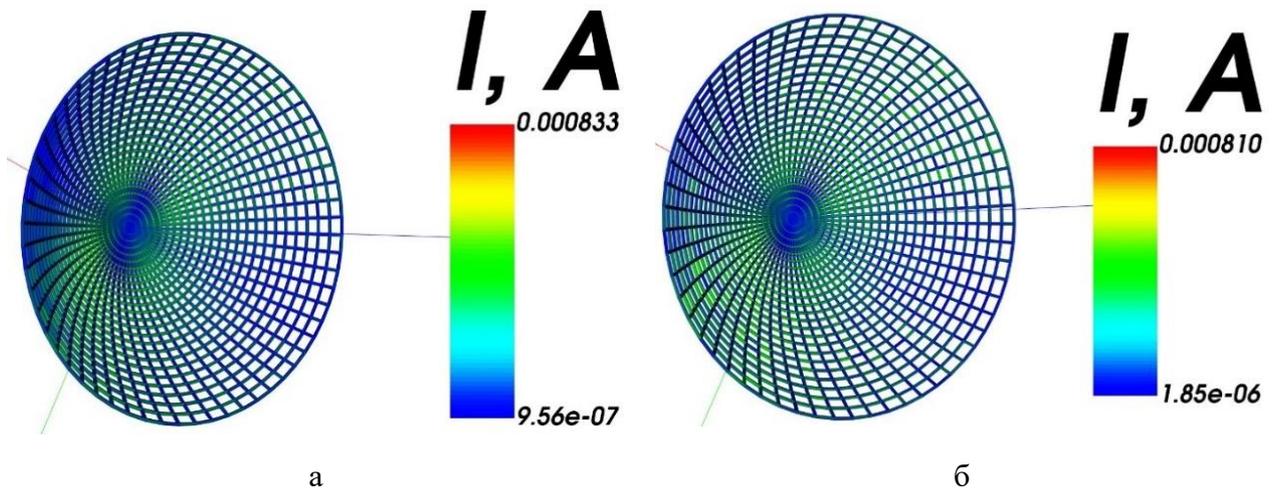


Рис. 28. Распределения токов для исходной структуры рефлекторной антенны на частотах 5,1 (а) и 5,9 (б) ГГц.

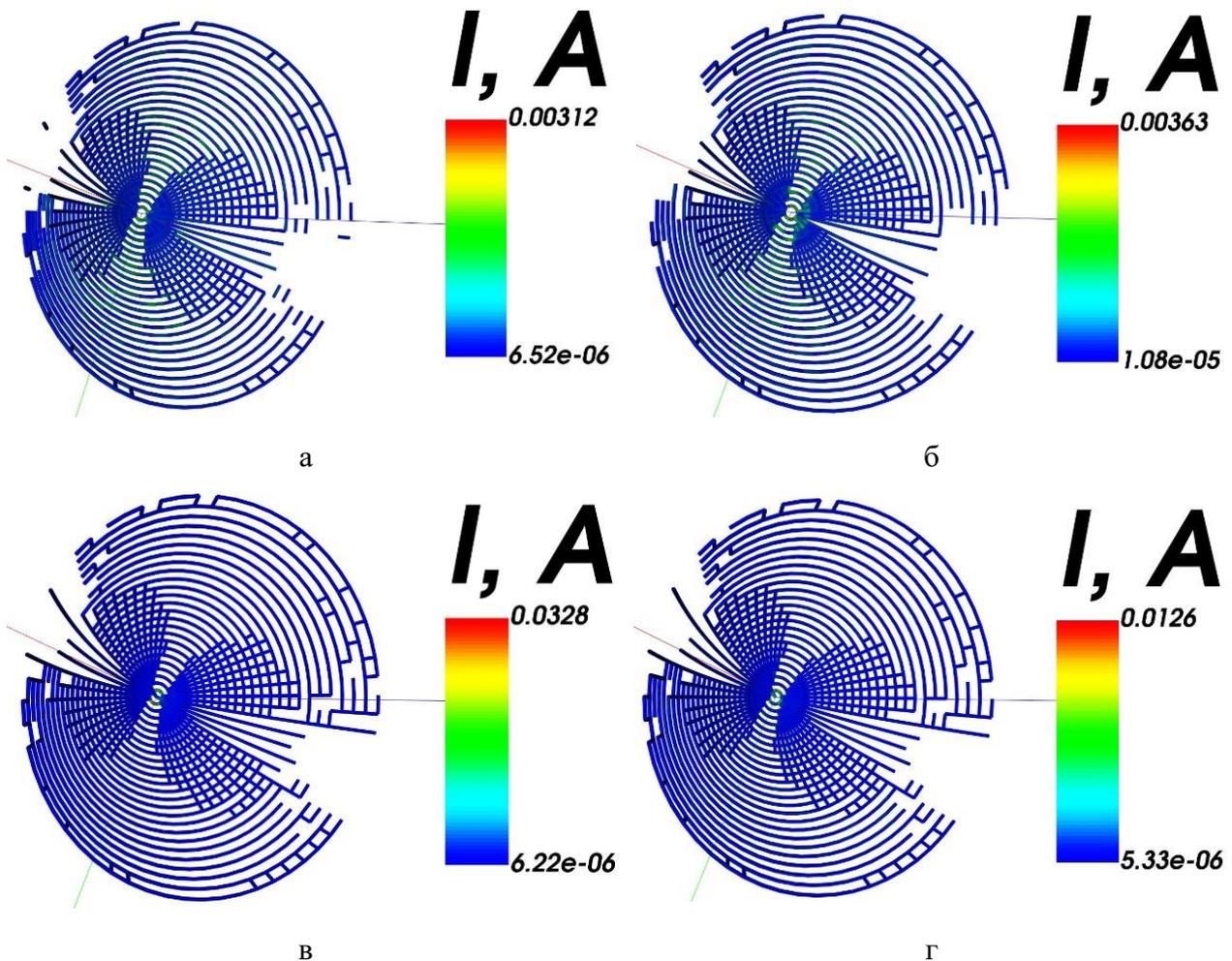


Рис. 29. Распределения токов для разреженных структур рефлекторной антенны на частоте 5,1 ГГц при ДУЭС = 10% после АОТС (а), УАОТС (б), САОТС (в) и СБАОТС (з).

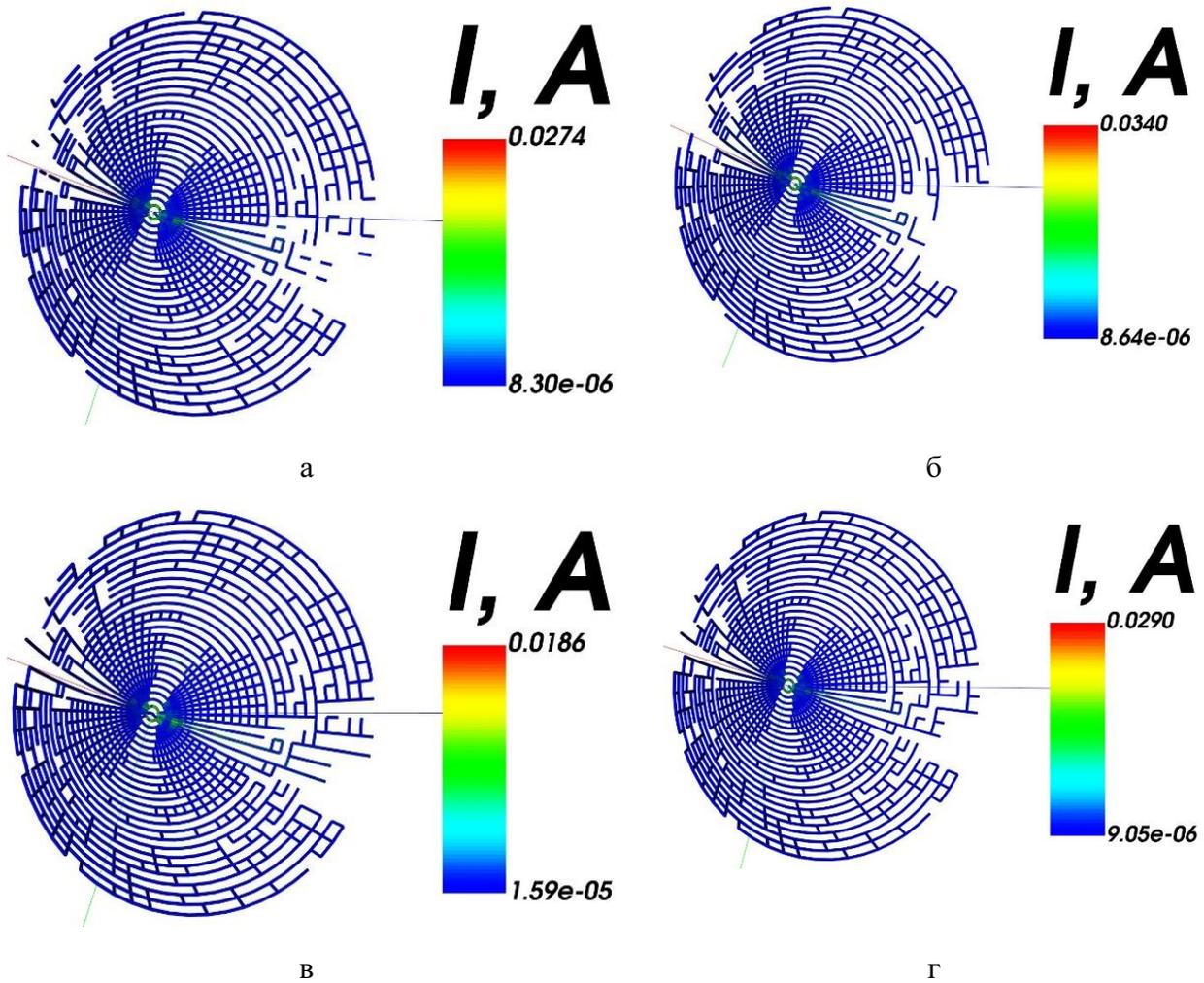


Рис. 30. Распределения токов для разреженных структур рефлекторной антенны на частоте 5,9 ГГц при ДУЭС = 10% после АОТС (а), УАОТС (б), САОТС (в) и СБАОТС (г).

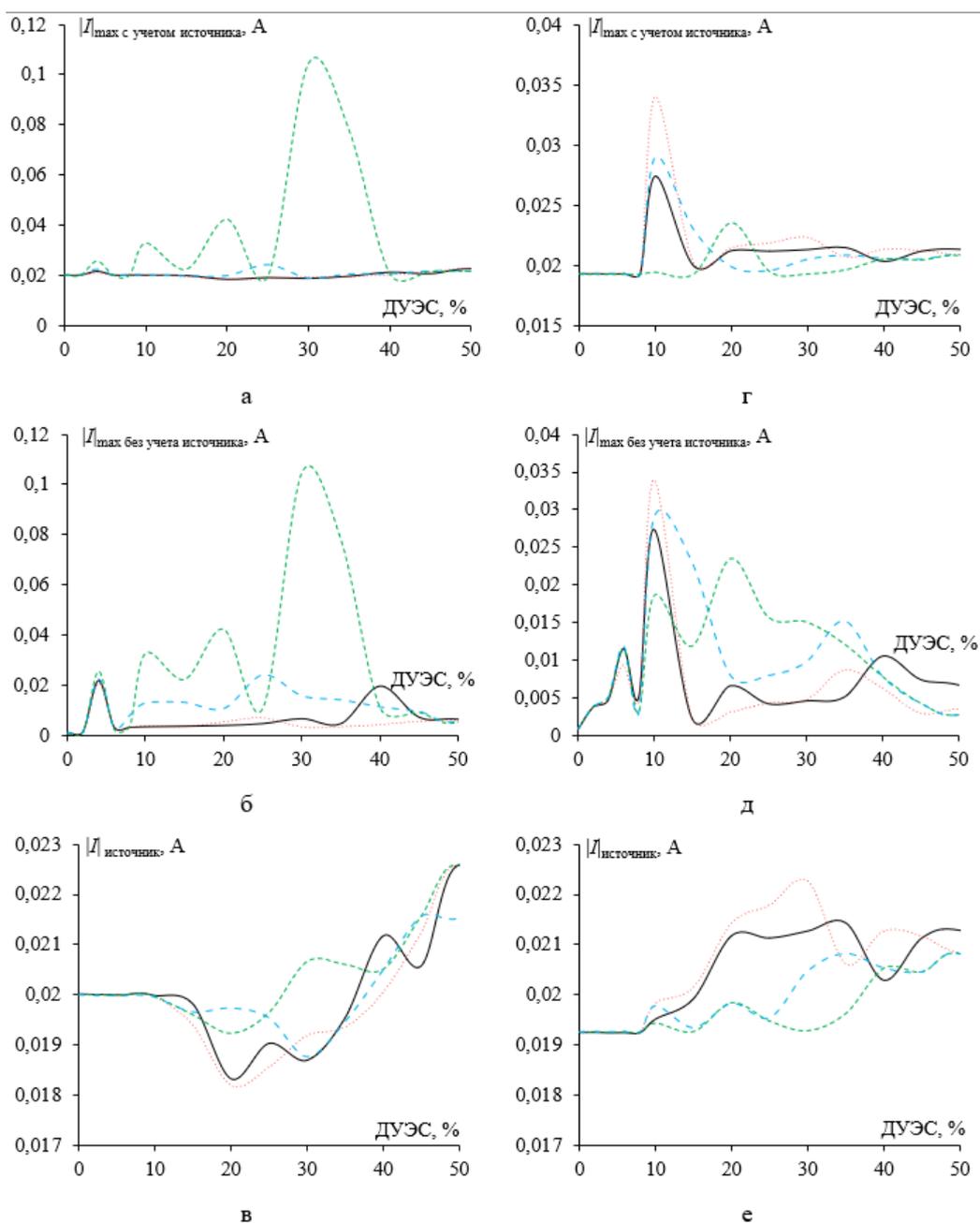


Рис. 31. Значения модуля тока в проводах структур рефлекторной антенны на частотах 5,1 ГГц (а, б, в) и 5,9 ГГц (г, д, е) при изменении ДУЭС после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (....) и СБАОТС (-.-.).

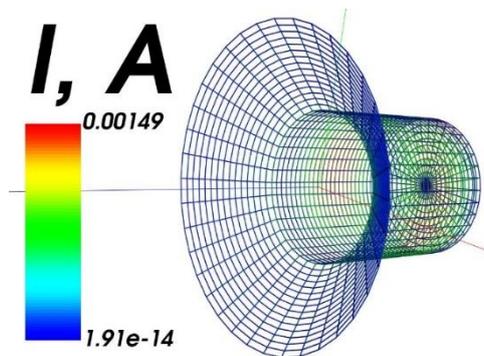


Рис. 32. Распределение токов для исходной структуры конической рупорной антенны на частоте 8 ГГц.

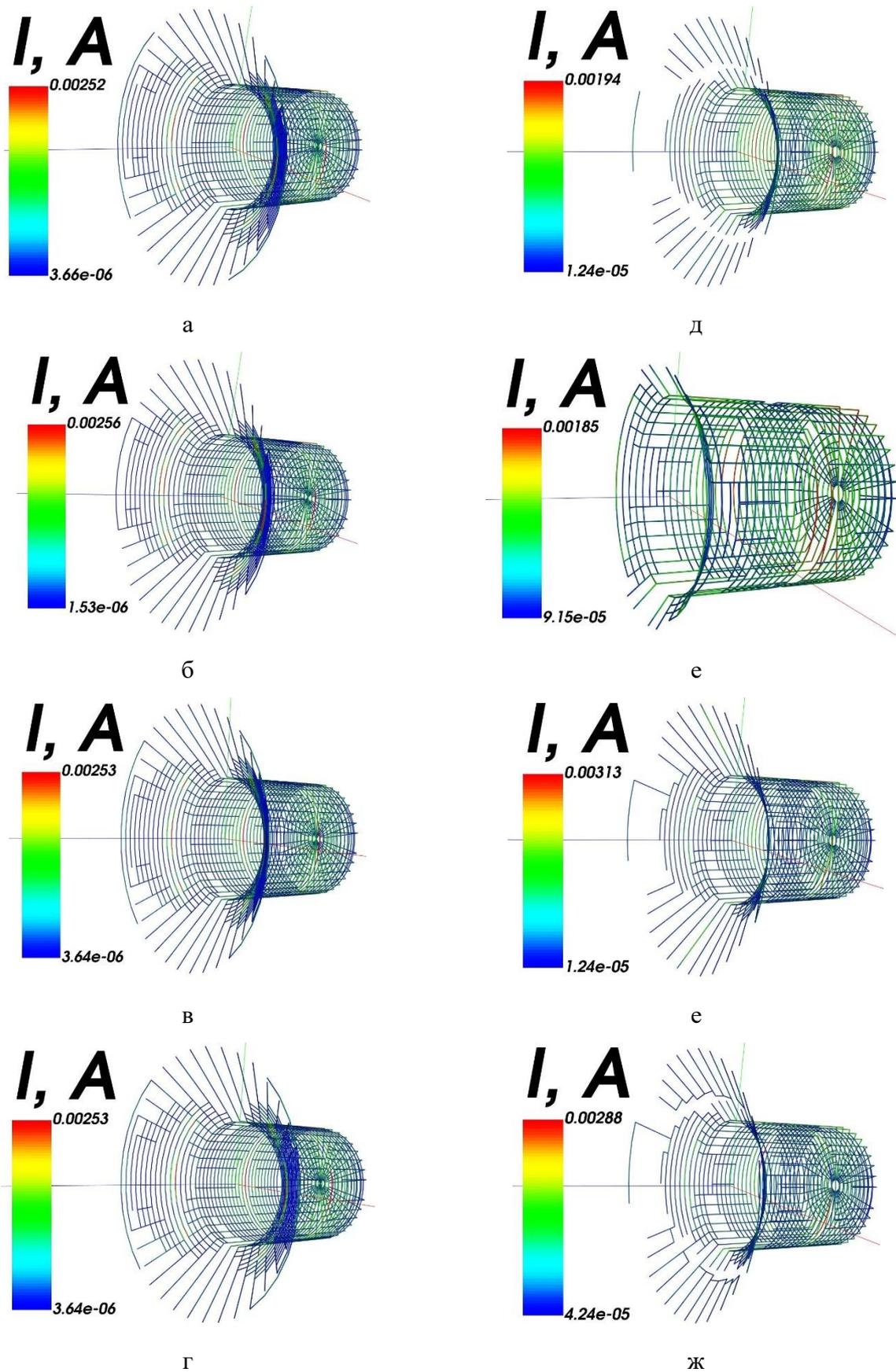
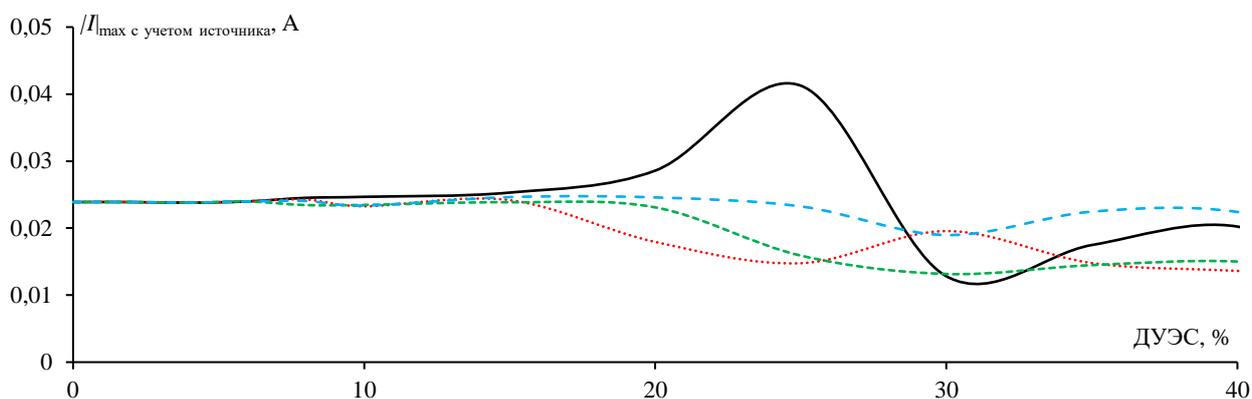
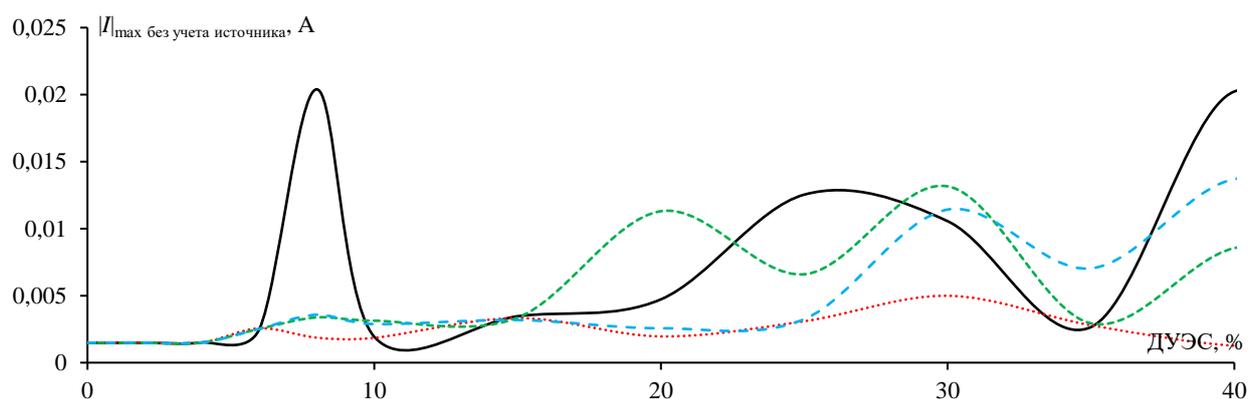


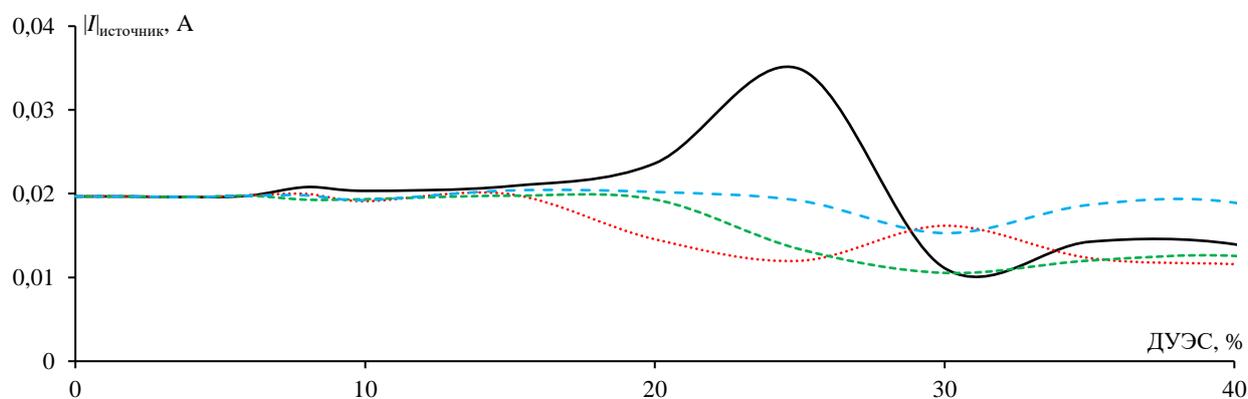
Рис. 33. Распределения токов для разреженных структур конической рупорной антенны на частоте 8 ГГц при ДУЭС = 6% (а, б, в, г) и 10% – (д, е, е, ж) после АОТС, УАОТС, САОТС и СБАОТС соответственно.



а



б



в

Рис. 34. Значения модуля тока в проводах структур конической рупорной антенны на частоте 8 ГГц при изменении ДУЭС с учетом источника (а) и без его учета (б) и значения тока в источнике (в) после АОТС (—), САОТС (---), УАОТС (····) и СБАОТС (-.-.).

В кратком итоге сравнения можно сделать следующие выводы: после применения рассмотренных аппроксимаций различия между полученными результатами и исходной структурой незначительны, когда ДУЭС не превышает 10% и 6% для рефлекторной и конической рупорной антенн соответственно. При

ДУЭС выше 10% и 6% для каждого типа антенны, УАОТС демонстрирует лучшее уменьшение массы и вычислительных ресурсов. Однако, оно также обладает наихудшей точностью характеристик антенны. СБАОТС исключает больше проводов по сравнению с САОТС, но все же обеспечивает целостность структуры антенного элемента. Исходя из этого, рекомендуется использовать УАОТС, если требуется сократить вычислительные затраты на последующее моделирование, особенно при быстром оценивании характеристик антенны. Если необходима высокая точность результатов, предпочтительнее использовать САОТС. Оптимальным выбором, учитывая все эти факторы, является СБАОТС, поскольку он обеспечивает достаточное снижение массы и затрат на моделирование при приемлемой точности результатов по сравнению с другими аппроксимациями.

4. Обсуждение.

В данной работе предложенные ранее и модифицированные подходы сравниваются между собой для одной реализации начальной (неразрезанной) проводной сетки в каждом из двух примеров. Между тем для всестороннего анализа, демонстрирующего возможности и ограничения этих подходов, необходимо исследовать их при использовании разных начальных сеток. Но поскольку это выходит из рамки данной статьи, последующие исследования будут направлены на рассмотрение эффективности применения всех предложенных ранее и модифицированных подходов в целом, при использовании разных начальных сеток. Несмотря на это, стоит отметить, что исследованию реализации и построения начальной (неразрезанной) проводной сетки для других и разных моделей рупорных антенн посвящены работы [22, 23]. Более того, исследование применения данных подходов, используя разные начальные сетки, полученные на разных частотах, рассматривалось в работе [24].

Кроме того, необходимо обратить внимание на то, что разреженные структуры дают характеристики близкие к характеристикам исходной структуры, а точность полученных результатов зависит от ДУЭС и от того,

насколько различия допустимы для производителя. Поэтому, результаты представлены в работе на определенных ДУЭС лишь в качестве примера для демонстрации различий, а не для верификации точности рассчитанных характеристик. Так, в случае необходимости получения более близких результатов по характеристикам к исходной структуре, можно выбрать низкие значения ДУЭС. Для получения более близких результатов к полученным измерением и другими известными методами, необходимо использовать рассмотренные подходы в качестве способа оптимизации с целью получения интересующих характеристик с наименьшим допустимым отклонением при изменении ДУЭС.

В данной работе не обсуждаются критерии построения начальной сетки (как необходимо задавать шаг сетки и радиус проводов) в зависимости от частоты и не обоснован сам выбор формы сетки для выбранных примеров, однако это обсуждалось в работах [22, 23]. Стоит отметить, что для построения начальной сетки, на основе метода моментов [28] и ПС, можно заменить проводящие поверхности структуры сеткой из проводов и рассчитать токи в них без необходимости расчета распределения тока на поверхности данной структуры. Это детально рассмотрено в работе [22], а обзор исследований в этой области на основе ПС представлен в работе [29].

Шаг начальной сетки может влияет на массу получаемой проводной антенны существенно больше, чем применение рассмотренных подходов, но это зависит от заданного ДУЭС. Более того, шаг начальной сетки, в первую очередь, влияет на способность начальной сетки быть эквивалентной сплошной металлической структуре. Как показано в работе [22], уменьшение шага сетки больше, чем надо, не обязательно дает лучше результаты, а просто увеличивает количество проводов и ресурсов, требуемых для расчета. Поэтому можно предполагать, что при увеличении шага сетки, полученные разреженные структуры не изменятся существенно (увеличивается количество удаленных проводов), поскольку вклад лишних проводов мал, и они также будут удаляться после применения рассмотренных подходов. Кроме того, в данной работе

рассматриваются особенности применения рассмотренных подходов и насколько это позволяет уменьшить массу антенны относительно исходной ее структуры. Поэтому не приведены результаты влияния шага начальной стеки на массу антенны.

Важно также исследовать пригодность в диапазоне частот разреженной структуры, полученной на определенной частоте. Однако, в данной работе это исследование не проводилось из-за отсутствия таких данных в выбранных работах для сравнения. Но такое исследование проводилось на примере другой антенны в работе [24], в диапазоне частот и даже при разных исходных и разреженных структурах.

В данной работе использовались результаты, полученные МКРВО, для сравнения с результатами МоМ. Однако вопрос верификации результатов применения АОТС в разных системах автоматизированного проектирования рассматривался в [30] при сравнении с полученными результатами МоМ в MMANA-GAL и HFSS. Между тем в бесплатных версиях таких коммерческих программ есть ограничения на количество сегментов, что уменьшает возможные варианты систем, которые можно использовать при сравнении.

Важно также учесть возможность применения рассмотренных подходов при изготовлении разреженных антенн, таких как в работах [31-35] и особенно 3D-печатных и печатных антенн [36-39], а также при проектировании скрытых антенн [40].

Заключение

В данной работе рассмотрены новые модифицированные подходы, а именно, УАОТС и СБАОТС, для проектирования разреженных антенн. Они описаны и применены на примерах рефлекторной и конической рупорной антенн. Результаты применения этих подходов верифицированы путем сравнения их результатов с рассчитанными для эквивалентной ПС для каждого типа антенны. Их результаты также сравнены с результатами измерений для промышленной рефлекторной антенны, а для конической рупорной антенны –

с полученными МКРВО. Оценка эффективности предложенных подходов осуществлена путем сравнения их результатов с предложенными ранее подходами АОТС и САОТС. Предложенные подходы показали преимущества по сравнению с другими по точности характеристик и снижению массы антенны. Кроме того, они продемонстрировали возможность использования полученных разреженных структур для уменьшения вычислительных ресурсов при последующем моделировании, используя разреженные структуры вместо исходных. Даны преимущества и недостатки каждого подхода, и на основе этого сделаны рекомендации относительно лучшего выбора между всеми рассмотренными подходами. В результате выявлено, что СБАОТС является оптимальным выбором, так как он обеспечивает приемлемые результаты и создает разреженные структуры, которые удовлетворяют всем требованиям.

Действительно, эти подходы кажутся применимыми только в узком диапазоне частот, и дальнейшее исследование границ их эффективности будет важным направлением исследований. Также стоит отметить, что исследование применения этих подходов в присутствии диэлектрика может расширить их область применения, включая печатные антенны. Будущая работа также может включать оценку эффективности данных подходов для различных типов антенных конструкций, а также рассмотрение возможности использования их не только при моделировании и проектировании антенн, но и при оптимизации их характеристик. Эти шаги будут способствовать расширению и улучшению применения данных подходов в различных приложениях. Примечательно, что рассмотренные подходы, в общем случае, применимы к произвольным проводным структурам. Авторы планируют рассмотреть применение этих подходов на примере сложных конструкций электромагнитных экранов с разнообразными щелями и внутренними перегородками.

Финансирование: Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по проекту FEWM-2023-0014.

Литература

1. Kumar O.P. et al. Ultrawideband antennas: Growth and evolution // *Micromachines*. – 2021. – Т. 13. – №. 1. – С. 60. <https://doi.org/10.3390/mi13010060>
2. Jabbar A. et al. Millimeter-Wave Smart Antenna Solutions for URLLC in Industry 4.0 and Beyond // *Sensors*. – 2022. – Т. 22. – №. 7. – С. 2688. <https://doi.org/10.3390/s22072688>
3. Ali U. et al. Design, Analysis and Applications of Wearable Antennas: A Review // *IEEE Access*. – 2023. – Т. 11. С. 14458–14486. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3243292>
4. Munina I. et al. A review of 3D printed gradient refractive index lens antennas // *IEEE Access*. – 2023. – Т. 11. С. 8790–8809. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3239782>
5. Liang M. et al. 3-D printed microwave patch antenna via fused deposition method and ultrasonic wire mesh embedding technique // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2015. – Т. 14. – С. 1346–1349. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2405054>
6. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // *Ж. ТИЭЭР*. – 1967. – №. 2. – С. 5–19.
7. Taflove A. Application of the finite-difference time-domain method to sinusoidal steady-state electromagnetic-penetration problems // *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*. – 1980. – №. 3. – С. 191–202. <https://doi.org/10.1109/TEMC.1980.303879>
8. Yee K. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. – 1966. – Т. 14. – №. 3. – С. 302–307. <https://doi.org/10.1109/TAP.1966.1138693>
9. Cesari C.S., Abel J.F. *Introduction to the Finite Element Method: A Numerical Approach for Engineering Analysis*. – 1972. – 477 с.
10. Jin J.M. *The finite element method in electromagnetics*. – John Wiley & Sons, 2015. – 876 с.

11. 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. – Т. 4. – С. 57–63. <https://doi.org/10.1109/JMMCT.2019.2900702>
12. Makarov S.N. Antenna and EM Modeling with MATLAB. – USA, 2002.
13. Zhu X. et al. Analysis of radiation field of a new wire-grid TEM horn // 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-Fall). – IEEE, 2019. – С. 3188–3191. <https://doi.org/10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021734>
14. Kubwimana J.L., Kirsch N. The Impedance of Optically Transparent Thin Mesh Wire RF Devices // 2021 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS). – IEEE, 2021. – С. 85–91. <https://doi.org/10.1109/PIERS53385.2021.9694773>
15. Silverstein D., Leviatan Y. Design of Irregular Embedded Antenna Arrays for Shaped-Beam Radiation Using Reciprocity and Sparse Optimization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2023. – Т. 71. – №. 4. – С. 3273–3281. <https://doi.org/10.1109/TAP.2023.3240597>
16. Shebert S.R. et al. Multi-Signal Classification Using Deep Learning and Sparse Arrays // MILCOM 2022-2022 IEEE Military Communications Conference (MILCOM). – IEEE, 2022. – С. 1–6. <https://doi.org/10.1109/MILCOM55135.2022.10017861>
17. Liu Q. et al. Sparse Array Radar Staring Imaging Based on Matrix Completion // 2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – IEEE, 2022. – С. 1–3. <https://doi.org/10.1109/ICMMT55580.2022.10022731>
18. Головин В.В., Тыщук Ю.Н. Исследование характеристик развертываемой космической зеркальной антенны с разряженной отражающей поверхностью // Журнал Радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2023. – №. 1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.1.10>

19. Карасев А.С., Степанов М.А. Синтез разреженной линейной антенной решетки с сохранением ширины главного лепестка и минимальным пиковым уровнем боковых лепестков при помощи генетического алгоритма // Журнал Радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2022. – №. 5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.5.5>
20. Потапов А.А. Фрактальная электродинамика. Численное моделирование малых фрактальных антенных устройств и фрактальных 3D микрополосковых резонаторов для современных сверхширокополосных или многодиапазонных радиотехнических систем // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64. – №. 7. – С. 629–665. <https://doi.org/10.1134/S0033849419060068>
21. Yatsenko V.V. et al. Higher order impedance boundary conditions for sparse wire grids // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2000. – Т. 48. – №. 5. – С. 720–727. <https://doi.org/10.1109/8.855490>
22. Alhaj Hasan A. et al. On Wire-Grid Representation for Modeling Symmetrical Antenna Elements // Symmetry. – 2022. – Т. 14. – №. 7. – С. 1354. <https://doi.org/10.3390/sym14071354>
23. Nguyen M.T. et al. Equivalent 3D printed perforated X-band horn antenna sparsed wire-grid structures using OCGA // 2023 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC). – IEEE, 2023. – С. 31–36. <https://doi.org/10.1109/ADMInC59462.2023.10335371>
24. Nguyen M.T. et al. Comparative analysis of C/OCGA sparse horn antenna structures at different frequencies // 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), – IEEE, 2023. – С. 530–536. <https://doi.org/10.1109/APEIE59731.2023.10347852>
25. Alhaj Hasan A. et al. Wire-grid and sparse MoM antennas: Past evolution, present implementation, and future possibilities // Symmetry. – 2023. – Т. 15. – №. 2. – С. 378. <https://doi.org/10.3390/sym15020378>

26. Parabolic antenna JRC-24DD MIMO [сайт]. Jirous antennas direction for your waves. Дата обращения: 15.05.2023. URL: https://en.jirous.com/antenna-5ghz-parabolic/jrc-24DD_MIMO
27. Shamshad F., Amin M. Simulation Comparison between HFSS and CST for Design of Conical Horn Antenna // Journal of Expert Systems (JES). – 2012. – Т. 1. №. 4. – С. 84–90. <https://www.researchgate.net/publication/277875165>
28. Алхадж Хасан А., Квасников А.А., Куксенко С.П. Газизов Т.Р. Верификация моделирования проводных антенн методом моментов // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – №. 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.1>
29. Алхадж Хасан А.Ф., Нгуен М.Т., Газизов Т.Р. Моделирование антенн методом моментов: аппроксимация поверхности проводами // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26. – №. 2. – С. 51–71. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2023-26-2-51-71>
30. Нгуен М.Т., Алхадж-Хасан А.Ф. Верификация результатов применения аппроксимации оптимальной токовой сеткой в разных САПР // XXII Международной конференции имени А.Ф. Терпугова «Информационные технологии и математическое моделирование» (ИТММ – 2023). – Томский государственный университет, 2023.
31. Huang G.L. et al. Lightweight perforated waveguide structure realized by 3-D printing for RF applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Т. 65. – №. 8. – С. 3897–3904. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2715360>
32. Naumant J. et al. Ultralight wide-band double ridged horn antenna using additive technologies // ESA-ESTEC MTT. – 2019. <https://www.elliptika.com/en/ultralight-wide-band-double-ridged-horn-antenna-using-additive-technologies/>
33. Ahn S., Choo H. A systematic design method of on-glass antennas using mesh-grid structures // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2010. – Т. 59. – №. 7. – С. 3286–3293. <https://doi.org/10.1109/TVT.2010.2053227>

34. Sayapin S.N. Analysis of current state and prospects for development of methods for monitoring tension of radio-reflecting mesh on deployable frame of large mirror antenna // *BMSTU Journal of Mechanical Engineering*. – 2021. – Т. 2. – №. 731. – С. 41–55. <http://dx.doi.org/10.18698/0536-1044-2021-2-41-55>
35. Yu Z. et al. Design of window grille shape-based multiband antenna for mobile terminals // *International Journal of Antennas and Propagation*. – 2021. – Т. 2021. – С. 14. <https://doi.org/10.1155/2021/6684959>
36. Yasin T. et al. Analysis and design of highly transparent meshed patch antenna backed by a solid ground plane // *Progress in Electromagnetics Research M*. – 2017. – Т. 56. – С. 133–144. <http://dx.doi.org/10.2528/PIERM16092708>
37. Sharifi H. et al. Semi-transparent and conformal antenna technology for millimeter-wave intelligent sensing // *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. – 2018. – С. 1–4. <https://doi.org/10.1109/ICMIM.2018.8443523>
38. Hautcoeur J. et al. 60 GHz optically transparent microstrip antenna made of meshed AuGL material // *IET Microwaves Antennas & Propagation*. – 2014. – Т. 8. – №. 13. – С. 1091–1096. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2013.0564>
39. Liang M. et al. 3-D printed microwave patch antenna via fused deposition method and ultrasonic wire mesh embedding technique // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2015. – Т. 14. – С. 1346–1349. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2405054>
40. Gazizov T.R. et al. A simple modeling methodology for creating hidden antennas // *2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*. – IEEE, 2023. – С. 1080–1084, <https://doi.org/10.1109/ICIEAM57311.2023.10139026>

Для цитирования:

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. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.6>