

Сравнительный анализ характеристик разреженных структур рефлекторной антенны X-диапазона на разных частотах

Мань Туан Нгуен, Аднан Ф. Алхадж Хасан, Тальгат Р. Газизов
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
nguyen.t.2213-2022@e.tusur.ru, alkhadzh@tusur.ru, talgat.r.gazizov@tusur.ru

Аннотация. Как известно, распределение тока в антенной структуре меняется на разных частотах в пределах рабочего диапазона частот. Между тем разреженная структура из проводной сетки (ПС), полученная после аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС) и её модификациями, зависит от распределения тока в исходной ПС. В данной работе металлическая поверхность рефлекторной антенны, работающей в X-диапазоне, аппроксимировалась с использованием ПС. Проанализировано влияние выбора частоты на разреженную структуру после применения АОТС и её модификаций к исходной ПС. Характеристики антенны, полученные для исходной ПС, сравнивались с экспериментальными данными для прототипа антенны из сплошного металла. Сравнение показало хорошее согласие и подтвердило возможность использования исходной ПС вместо сплошной металлической конструкции. Сравнительный анализ характеристик разреженной ПС показал, что разреженные структуры, основанные на распределении тока исходной ПС на самой низкой частоте в рабочем диапазоне частот, демонстрируют наименьшие отклонения по сравнению с характеристиками исходной ПС. Кроме того, характеристики разреженных антенн, созданных на высоких частотах рабочего диапазона, меньше зависят от изменения значения ДУЭС, чем на низких частотах. Этот сравнительный анализ может помочь производителям выбрать соответствующую частоту, при которой АОТС и её модификации дадут подходящую разреженную рефлекторную антенну из ПС, соответствующую конкретным требованиям.

Ключевые слова: проводная сетка; разреженная антенна; рефлекторная антенна; метод моментов; аппроксимация оптимальной токовой сеткой; X-диапазон

I. ВВЕДЕНИЕ

Антенны являются незаменимыми элементами всех современных телекоммуникационных и радиолокационных систем. X-диапазон (8–12 ГГц) является важной частью электромагнитного спектра, характеризующейся такими техническими свойствами, как обеспечение широкого диапазона частот и возможность высокоскоростной передачи данных. В этом диапазоне частот используется множество типов антенн, включая дипольные [1, 2], рупорные [3, 4], микрополосковые патч-антенны [5, 6] и особенно рефлекторные [7, 8]. Каждый тип антенн имеет свои характеристики и области применения, но рефлекторная антенна отличается своей способностью к эффективной фокусировке и направлению электромагнитных волн [9]. Благодаря своим превосходным характеристикам она широко используется в военных, аэрокосмических и

телекоммуникационных областях. В военной сфере рефлекторные антенны широко применяются в радиолокационных системах для отслеживания и обнаружения целей [10, 11]. В аэрокосмической области рефлекторные антенны используются в системах спутниковой связи [12, 13]. Спутники используют рефлекторные антенны для передачи данных на Землю, включая спутниковые изображения, данные о погоде и другую научную информацию. В телекоммуникационной сфере рефлекторные антенны применяются в системах передачи микро- и миллиметровых волн, а также в беспроводных сетях [14, 15]. Поскольку рефлекторная антенна способна обеспечить широкополосный доступ, она позволяет повысить качество и скорость передачи данных, чтобы удовлетворить возрастающие потребности пользователей.

Хотя рефлекторные антенны имеют множество преимуществ, их проектирование и производство также сталкиваются с некоторыми трудностями. Одной из основных трудностей является разработка рефлекторной антенны с меньшими размерами и массой, но при этом обеспечивающей требуемые характеристики. Они могут работать на высоких частотах в X-диапазоне, однако их размеры и масса становятся значительными. Для уменьшения массы в последнее время широко используется подход, основанный на использовании проводной сетки (ПС), особенно в рефлекторных антеннах, устанавливаемых на спутниках [16–18]. Рефлекторная структура ПС состоит из тонких металлических проводов, соединенных для формирования поверхности рефлектора. Хотя структура ПС не является сплошной металлической поверхностью, она может обеспечить эффективное отражение и фокусировку электромагнитных волн. Это позволяет уменьшить массу рефлекторной антенны без снижения эффективности отражения электромагнитных волн.

На основе значительных преимуществ рефлекторной антенной структуры из ПС разработана аппроксимация оптимальной токовой сеткой (АОТС), основанная на методе моментов (МоМ), для проектирования разреженных структур из ПС. Это впервые предложено в [19] и применено к рефлекторной антенне С-диапазона. Разреженная структура из ПС создается исключением проводов, нормированный модуль тока которых меньше заранее заданного уровня, называемого допуском удаления элементов сетки (ДУЭС). Регулировка данного значения позволяет получить разреженную структуру, отвечающую определенным требованиям. Однако при этом некоторые провода будут отсоединены от ПС, что усложняет процесс изготовления непечатных антенн.

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

Для устранения этой трудности в работе [20] предложены две модификации АОТС: «устраняющая» АОТС (УАОТС) и «соединяющая ближайшие» АОТС (СБАОТС). УАОТС устраняет все свободные провода, а СБАОТС восстанавливает только необходимые для соединения свободных проводов с ПС после применения АОТС

Согласно этим подходам, разреживание ПС зависит от распределения тока в ней. На разных частотах в рабочем диапазоне получаются различные распределения тока в ПС [21, 22]. В этой связи, возникает необходимость сравнительного анализа разреженных структур, генерируемых на определенных частотах. Однако такой анализ был проведен только для рупорных антенн в [23] и еще не проводился для рефлекторных антенн. Поэтому целью данной работы является анализ влияния выбора частоты, на которой генерируется разреженная структура после применения АОТС и её модификаций к структуре рефлекторной антенны из ПС, работающей в X-диапазоне.

Данное исследование организовано следующим образом. В разделе II рассматривается использование ПС для аппроксимации металлической поверхности рефлекторной антенны, работающей в X-диапазоне. В нем проводится сравнение результатов, полученных с помощью МоМ для ПС модели и измерений прототипа сплошной металлической рефлекторной антенны. В разделе III анализируется зависимость разреженных структур от ДУЭС на некоторых частотах в рабочем диапазоне, а также рассматриваются результаты, полученные разными АОТС. В разделе IV сравниваются характеристики разреженных структур, созданных с помощью АОТС и её модификаций с определенным значением ДУЭС, с характеристиками исходной ПС в рабочем диапазоне частот. Также даются рекомендации по выбору оптимальных частот для получения оптимальной разреженной структуры. В разделе V кратко описаны результаты исследования.

Аппроксимация поверхности рефлектора ПС

Для достижения цели данной работы выбрана рефлекторная антенна из [24], предназначенная для работы в диапазоне частот 10–12 ГГц. Её геометрические параметры включают диаметр рефлектора $D=400$ мм, глубину рефлектора $h=140$ мм и фокусное расстояние $F=71,4$ мм. Металлическая поверхность рефлекторной антенны аппроксимировалась ПС из 116 радиальных и 36 концентрических проводов. Всего использовались $N=8352$ провода с радиусом $\lambda_0/30$ для аппроксимации всей поверхности антенны, где λ_0 – длина волны на центральной частоте (11 ГГц). Для возбуждения антенны провод с разностью потенциалов 1 В, длиной $\lambda_0/3,6$ и радиусом $\lambda_0/3,6$ размещался в центре рефлектора на расстоянии F от его центра. Модели рефлекторной антенны со сплошной металлической поверхностью и аппроксимацией ПС показаны на Рис. 1.

Для проверки эффективности ПС структуры ее основные антенные характеристики, рассчитанные с помощью МоМ, сравнивались с полученными экспериментально для прототипа антенны из сплошного металла. Сравнение максимального коэффициента усиления (KU_{\max}), модуля коэффициента отражения ($|S_{11}|$) и ширины луча (ШЛ) в диапазоне частот приведено в Таблице I. Для верификации направленности структуры из ПС сравнение диаграмм направленности (ДН) излучения в плоскостях E и H на частоте 10,7 ГГц представлено на Рис. 2.

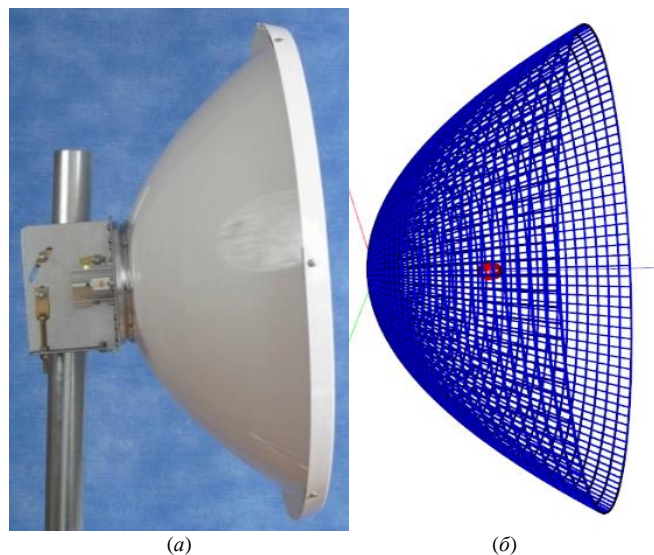


Рис. 1. Сплошная металлическая [24] (а) и ПС (б) структуры рефлекторной антенны.

ТАБЛИЦА I. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗЛИЧНЫХ СТРУКТУР РЕФЛЕКТОРА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Структура	KU_{\max} , дБ	$ S_{11} $, дБ	ШЛ (E/H), °
Прототип [24]	28–31	≤ -14	4.6 ± 1
ПС	29.1–30.4	≤ -17	$5.7-7.1 / 3.7-4.5$

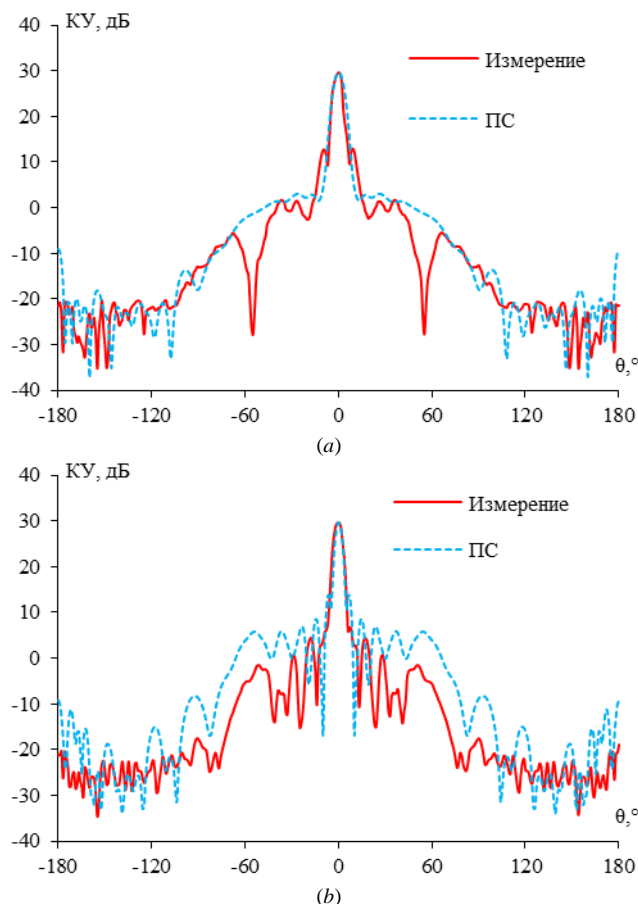


Рис. 2. Полученные ДН рефлекторной антенны в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 10,7 ГГц экспериментально [24] и с помощью ПС.

Результаты сравнения, представленные в Таблице I и на Рис. 2, показывают, что результаты для структуры из ПС хорошо согласуются с результатами измерений для прототипа антенны в виде сплошного металлического

рефлектора. Полученные значения характеристик антенны в рабочем диапазоне частот для структуры из ПС не имеют значительных расхождений с результатами измерений. В частности, значения KU_{\max} для структуры из ПС находятся в диапазоне результатов измерений, $|S_{11}|$ для структуры из ПС даже ниже, а ШЛ немного выше в E плоскости, но ниже в H плоскости.

При сравнении ДН на Рис. 2 заметно, что в главном направлении излучения результаты для ПС и измерений прототипа из сплошного металла хорошо согласуются. KU_{\max} для ПС составляет 29,68 дБ, а прототипа из сплошного металла – 29,62 дБ. Однако в боковом и обратном направлениях излучения уровни боковых лепестков (УБЛ) и задних лепестков (УЗЛ) для ПС немного выше, чем измерений. УБЛ в E и H плоскостях для ПС составляет минус 26,83 и минус 15,91 дБ, а для эксперимента – минус 16,90 и минус 25,17 дБ, а УЗЛ для ПС структуры – минус 31,72 дБ, а для эксперимента – минус 50,74 дБ. Средние расхождения ДН для ПС по сравнению с прототипом из сплошного металла в E и H плоскостях составляют 4,31 и 7,69 дБ, соответственно. Они объяснимы изменениями в направлениях бокового и обратного излучения. Несмотря на это, результаты приемлемы, поскольку основной задачей антенны данного типа является излучение в главном направлении. Результаты сравнения демонстрируют эффективность аппроксимации сплошной металлической структуры с помощью ПС. Структура из ПС может быть использована в качестве исходной для создания разреженных структур из ПС путем применения различных аппроксимаций.

II. ЗАВИСИМОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН ОТ ДУЭС

Полученная разреженная структура после применения АОТС и её модификаций во многом зависит от распределения тока в ПС структуре. Как известно, распределение тока в структуре антенны отличается на разных частотах в рабочем диапазоне. В этой связи, для анализа влияния этого изменения на получаемую разреженную структуру рассматриваются распределения токов на частотах 10, 11 и 12 ГГц. Полученные разреженные структуры на этих частотах обозначены как S_1 , S_2 и S_3 , соответственно. Количество оставшихся проводов в разреженной структуре после АОТС и её модификаций зависит от ДУЭС. Это напрямую влияет на уменьшение массы антенны и времени и памяти, необходимыми для последующего моделирования. Их зависимость от ДУЭС для различных разреженных структур показана на Рис. 3.

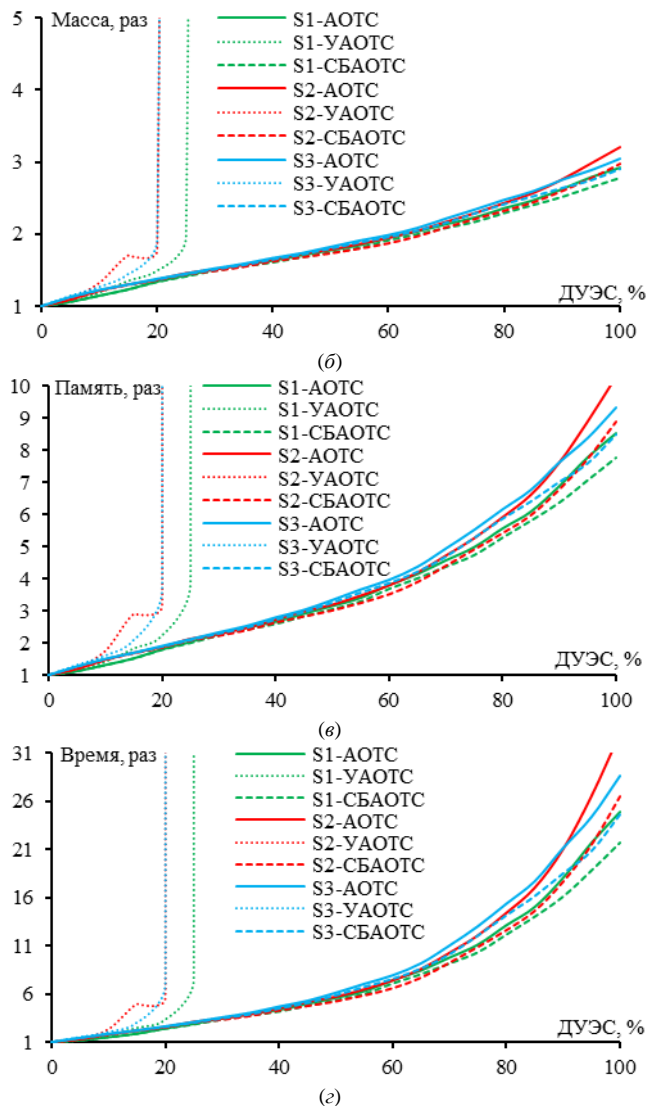
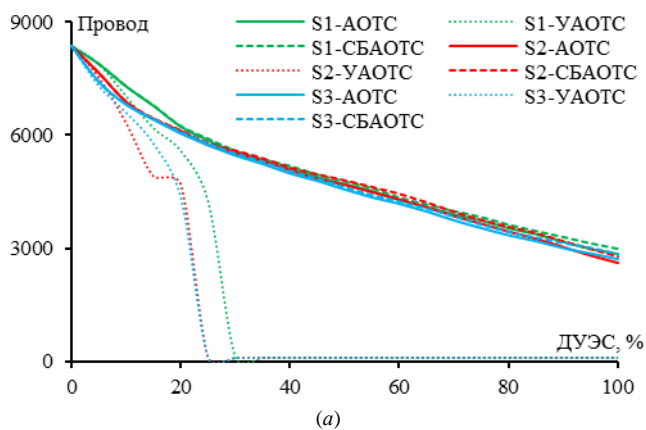


Рис. 3. Зависимости от ДУЭС общего количества оставшихся проводов (а), уменьшения: массы антенны (б) и требуемых памяти (в) и времени (г) для последующего моделирования, после АОТС, УАОТС и СБАОТС для рефлекторов S_1 , S_2 и S_3 .

Рис. 3 показывает, что количество оставшихся проводов для структуры S_1 всегда немного больше, чем для S_2 и S_3 . В результате масса и вычислительные затраты для S_1 немного больше, чем для других. Сравнивая результаты различных подходов, и учитывая принципы их работы, можно заметить, что после применения УАОТС оставшихся проводов всегда меньше, чем после АОТС и СБАОТС. Следовательно, УАОТС максимально уменьшает массу антенны и затраты на моделирование, а затем идут АОТС и СБАОТС. Кроме того, при ДУЭС более 25 % количество оставшихся проводов в разреженной ПС после УАОТС значительно меньше, чем после АОТС и СБАОТС. Это объясняется тем, что при ДУЭС более 25 % в разреженной ПС структуре появляется много свободных проводов, которые УАОТС эффективно устраняет.

Далее проанализировано влияние изменения количества проводов в ПС на характеристики антенны. KU_{\max} , коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), $|S_{11}|$ и модуль входного импеданса $|Z|$ для различных разреженных структур рассматриваются и сравниваются с этими же характеристиками исходной структуры (ДУЭС=0%) в рабочем диапазоне частот. Данные для исходной ПС приведены в Таблице II.

Зависимости от ДУЭС для разреженных структур S_1 , S_2 и S_3 (до 100%) на частотах 10, 11 и 12 ГГц представлены на Рис. 4–6, соответственно. В Таблице III представлены максимальные расхождения, полученные при сравнении характеристик исходной ПС на различных частотах и разреженных структур, полученных с помощью АОТС, УАОТС и СБАОТС.

Результаты сравнения на Рис. 4–6 показывают, что при ДУЭС < 20% характеристики разреженных и исходной структур практически не отличаются. Однако при ДУЭС > 20% расхождения заметнее, особенно после УАОТС. Анализ максимальных расхождений на различных частотах для каждой разреженной структуры показывает, что они наименьшие обычно на самой высокой частоте в рабочем диапазоне (жирные значения в Таблице III). В частности, количество таких значений составляет 15 на частоте 10 ГГц, 0 на частоте 11 ГГц и 21 на частоте 12 ГГц. Этот вывод согласуется с результатами, полученными в [23]. Более того, при сравнении различных разреженных структур на одной и той же частоте (значения выделены курсивом в Таблице III) видно, что на частоте 10 ГГц наименьшие расхождения наблюдаются для S_1 (2 раза) и S_3 (6 раз). На 11 ГГц наименьшие расхождения наблюдаются для S_1 (5 раз) и S_2 (3 раза), а на 12 ГГц – для S_1 (5 раз), S_2 (2 раза) и S_3 (1 раз).

ТАБЛИЦА II. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСХОДНОЙ ПС СТРУКТУРЫ НА РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТАХ

f , ГГц	КУ _{макс} , дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом
10	29.11	1.28	-18.31	42.44
11	30.01	1.22	-19.97	41.17
12	30.49	1.33	-16.94	65.55

ТАБЛИЦА III. СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИСХОДНОЙ И РАЗРЕЖЕННЫХ СТРУКТУР РЕФЛЕКТОРНОЙ АНТЕННЫ

f , ГГц	Разреженные структуры	Максимальные расхождения, %				
		КУ _{макс}	КСВН	$ S_{11} $	$ Z $	
10	S_1	АОТС	7.87	9.14	14.32	10.82
		УАОТС	84.53	10.74	16.32	12.56
		СБАОТС	7.75	6.81	11.19	7.01
	S_2	АОТС	9.86	8.02	12.85	10.05
		УАОТС	84.53	10.74	16.32	12.56
		СБАОТС	10.19	7.09	11.58	7.57
	S_3	АОТС	9.32	6.57	10.85	6.98
		УАОТС	84.53	10.74	16.32	12.56
		СБАОТС	9.45	4.53	7.81	4.12
11	S_1	АОТС	10.72	7.43	20.94	8.21
		УАОТС	90.70	10.35	33.93	12.86
		СБАОТС	9.60	5.54	14.41	6.49
	S_2	АОТС	12.72	7.79	22.31	8.64
		УАОТС	90.80	10.35	33.93	12.86
		СБАОТС	11.67	4.43	11.03	4.86
	S_3	АОТС	12.04	8.73	26.19	8.97
		УАОТС	90.80	10.35	33.93	12.86
		СБАОТС	11.05	6.92	19.06	6.76
12	S_1	АОТС	8.75	5.83	11.94	6.36
		УАОТС	86.80	9.04	20.40	9.94
		СБАОТС	8.41	5.02	10.06	4.98
	S_2	АОТС	10.06	5.96	12.24	6.55
		УАОТС	86.80	9.04	20.40	9.94
		СБАОТС	9.67	4.38	8.62	4.40
	S_3	АОТС	9.05	8.04	17.59	7.53
		УАОТС	86.80	9.04	20.40	9.94
		СБАОТС	9.01	5.10	10.22	4.14

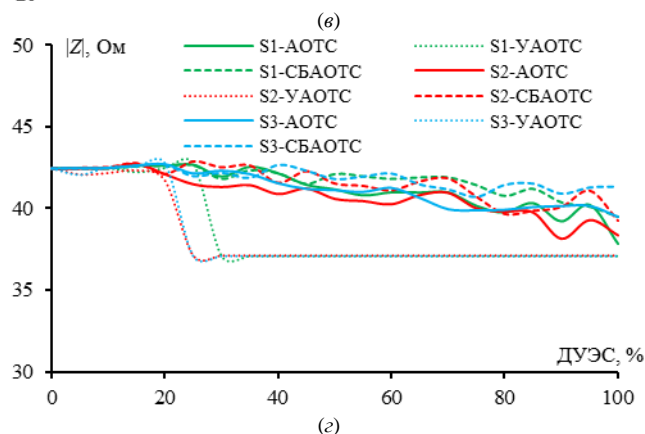
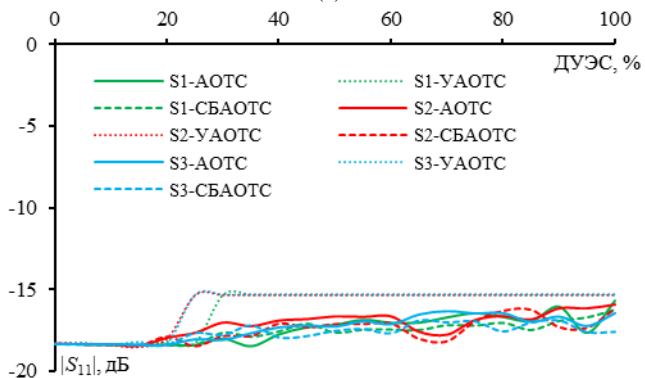
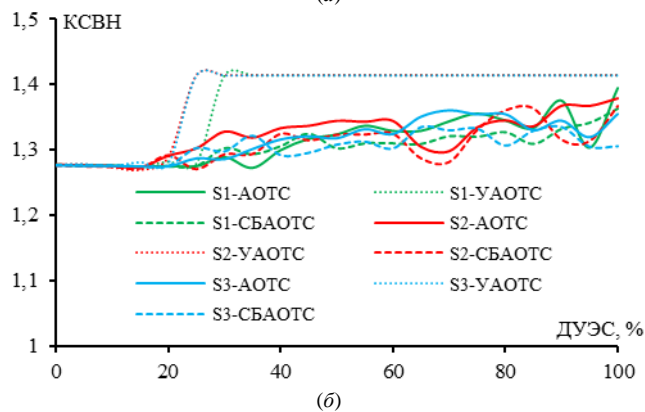
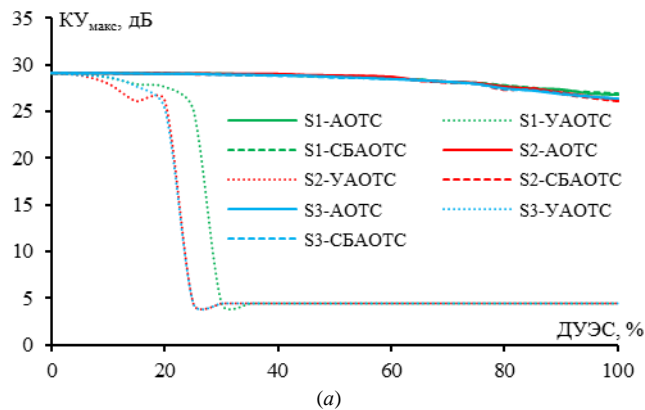


Рис. 4. Зависимости КУ_{макс} (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС после АОТС, УАОТС и СБАОТС для S_1 , S_2 и S_3 на частоте 10 ГГц.

В целом, структура S_1 постоянно дает наименьшие расхождения по сравнению с исходной, причем на всех рассматриваемых частотах наименьшие расхождения наблюдаются 12 раз. Данное наблюдение также согласуется с результатами сравнительного анализа из [23].

Сравнение всех разреженных структур на одной и той же частоте после применения различных аппроксимаций показывает, что максимальные расхождения наименьшие при СБАОТС (подчеркнутые значения). Это также подтверждают Рис. 4–6, где характеристики разреженных структур после СБАОТС не только имеют наименьшие расхождения с исходной, но и демонстрируют меньшую зависимость от ДУЭС. Это наблюдение согласуется с выводами из [23].

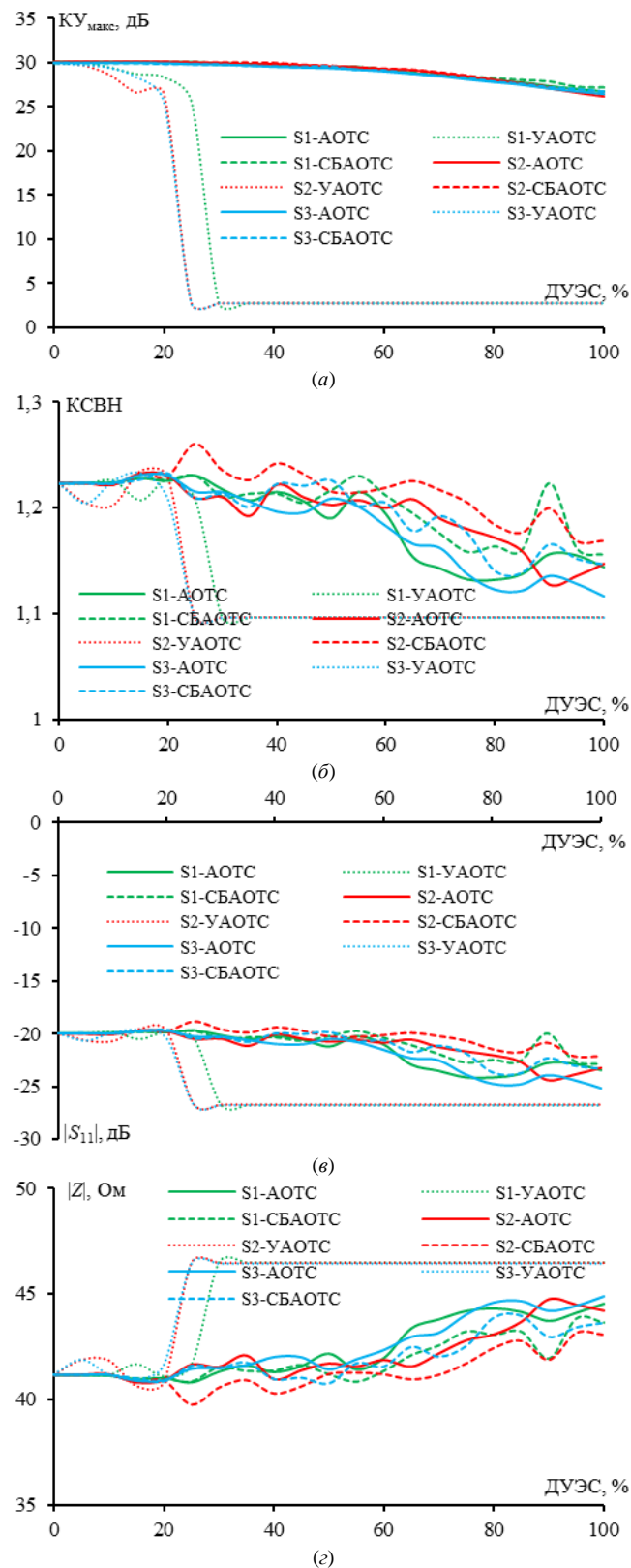


Рис. 5. Зависимости KU_{\max} (а), KСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС после АОТС, УАОТС и СБАОТС для S_1 , S_2 и S_3 на частоте 11 ГГц.

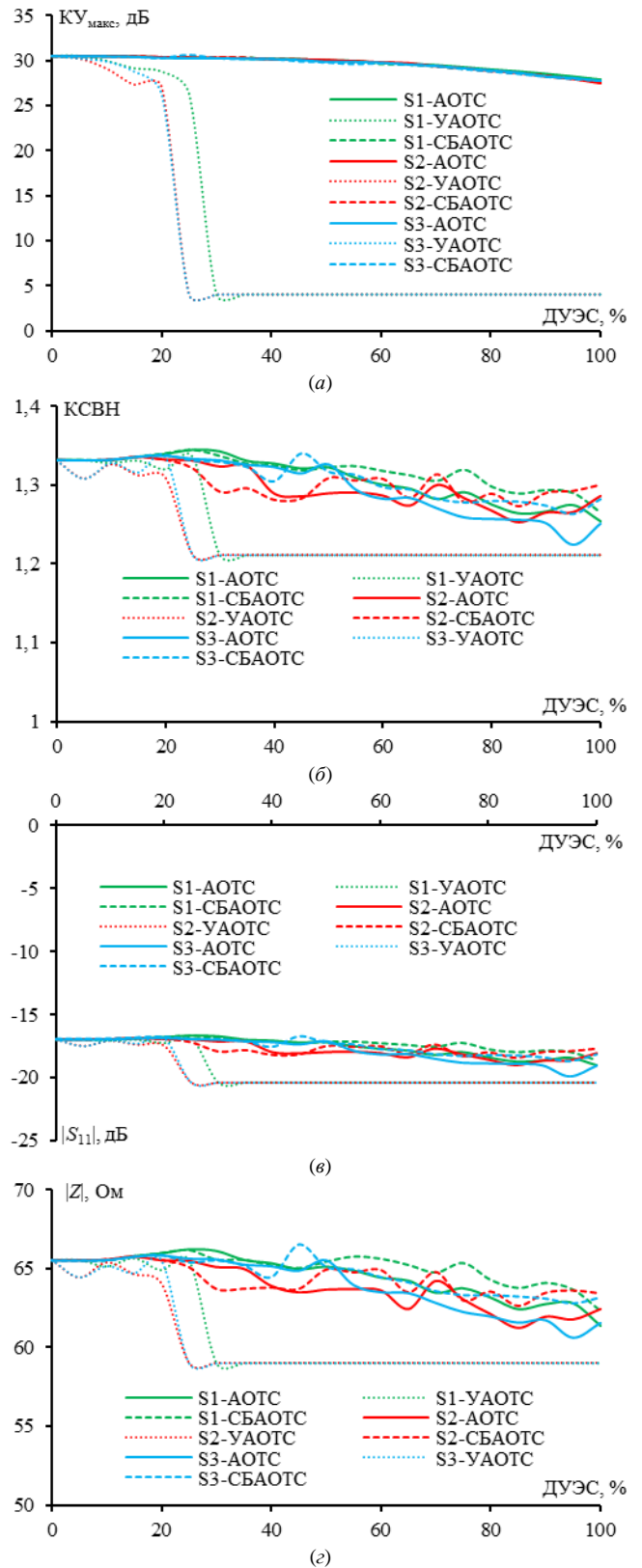


Рис. 6. Зависимости KU_{\max} (а), KСВН (б), $|S_{11}|$ (в), $|Z|$ (г) от ДУЭС после АОТС, УАОТС и СБАОТС для S_1 , S_2 и S_3 на частоте 12 ГГц.

Более того, при сравнении результатов на всех частотах для всех структур расхождения в характеристиках антенн наименьшие после СБАОТС (красные значения). Это доказывает, что СБАОТС лучше сохраняет характеристики исходной антенны по сравнению с АОТС и УАОТС, поскольку ПС непрерывна и не разрывает путей тока. Однако СБАОТС имеет тенденцию создавать разреженные ПС с большей

массой и повышенными вычислительными затратами для последующего моделирования. Производители должны учитывать эти недостатки при выборе подходящего подхода.

III. ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН ПРИ ЗАДАННОМ ДУЭС

Разреженные структуры в рабочем диапазоне частот анализировались при ДУЭС=20%. На Рис. 7 показаны разреженные структуры S_1 , S_2 , S_3 , после АОТС и её модификаций. Заметно, что АОТС приводит к появлению нескольких свободных проводов (Рис. 7а, г, ж). Однако УАОТС устраняет их (Рис. 7б, д, з), а СБАОТС восстанавливает необходимые провода для установления связей между свободными проводами и ПС (Рис. 7в, е, и). Более того, видно, что S_1 , S_2 и S_3 мало различаются при применении одного и того же подхода. Это приводит к незначительным различиям между этими структурами в отношении уменьшения массы антенны, занимаемой памяти и вычислительного времени, необходимых для последующего моделирования, по сравнению с использованием исходной ПС или сплошной модели антенны. В Таблице IV приведены данные по количеству оставшихся проводов для каждой структуры и результирующее уменьшение массы, памяти и времени моделирования.

ТАБЛИЦА IV. ОБЩЕЕ КОЛИЧЕСТВО ОСТАВШИХСЯ ПРОВОДОВ В РАЗРЕЖЕННЫХ СТРУКТУРАХ И ИХ УЛУЧШЕНИЯ ПО СРАВНЕНИЮ С ИСХОДНОЙ

Разреженные структуры	Количество оставшихся проводов	Уменьшение, раз			
		Масса	Память	Время	
S_1	АОТС	6223	1.34	1.80	2.42
	УАОТС	5583	1.50	2.24	3.35
	СБАОТС	6239	1.34	1.79	2.40
S_2	АОТС	6101	1.37	1.87	2.57
	УАОТС	4693	1.78	3.17	5.64
	СБАОТС	6131	1.36	1.86	2.53
S_3	АОТС	6046	1.38	1.91	2.64
	УАОТС	4352	1.92	3.68	7.07
	СБАОТС	6088	1.37	1.88	2.58

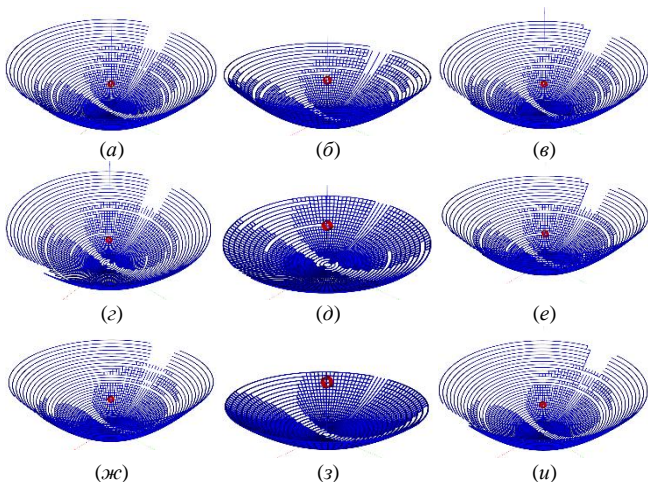


Рис. 7. Разреженные структуры из ПС для рефлекторной антенны после АОТС, УАОТС и СБАОТС при ДУЭС=20%: S_1 (а, б, в), S_2 (г, д, е) и S_3 (ж, з, и) соответственно.

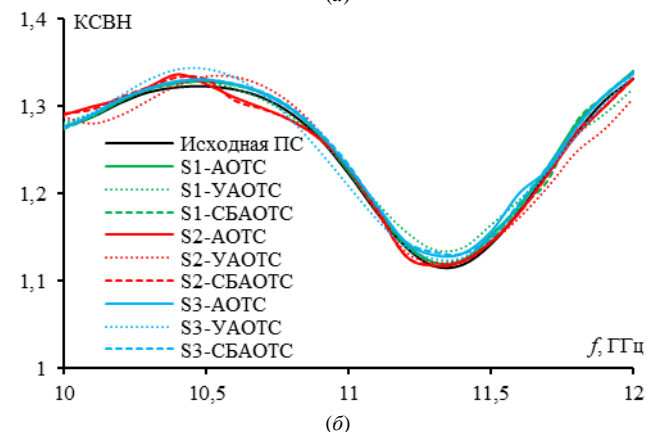
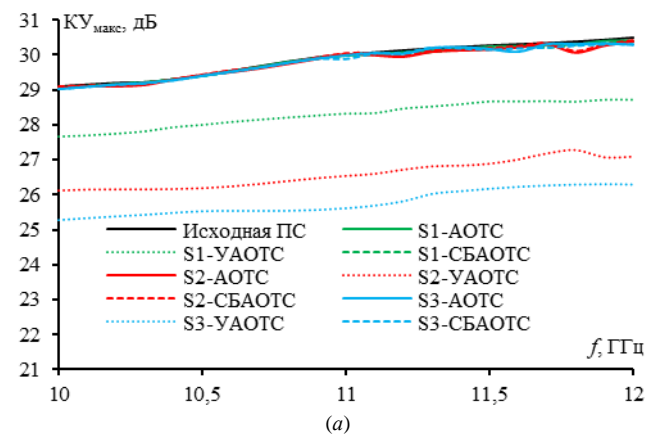
В Таблице IV показано, что S_3 сохраняет наименьшее количество проводов после различных аппроксимаций, что дает наибольшее уменьшение массы антенны и затрат

на моделирование по сравнению с другими структурами. Однако необходимо провести анализ характеристик различных разреженных структур в рабочем диапазоне частот. Поэтому их KU_{\max} , КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ сравнены между собой и исходной ПС в диапазоне частот 10–12 ГГц (Рис. 8). В Таблице V приведены максимальные расхождения между разреженными и исходной структурами в этом диапазоне частот. Кроме того, ДН для различных разреженных структур из ПС, полученных в результате различных аппроксимаций, рассматриваются на частоте 11 ГГц в E и H плоскостях. Эти ДН сравниваются друг с другом и с ДН исходной ПС структуры, как показано на Рис. 9.

ТАБЛИЦА V. МАКСИМАЛЬНЫЕ РАСХОЖДЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕНН И ИСХОДНОЙ ПС В ДИАПАЗОНЕ 10–12 ГГц

Разреженные структуры	Максимальные расхождения				
	KU_{\max} , дБ	КСВН	$ S_{11} $, дБ	$ Z $, Ом	
S_1	АОТС	0.11	0.010	0.56	0.42
	УАОТС	1.77	0.023	1.29	0.84
	СБАОТС	0.12	0.013	0.37	0.59
S_2	АОТС	0.30	0.014	0.63	0.54
	УАОТС	3.47	0.032	0.85	1.48
	СБАОТС	0.28	0.016	0.61	0.70
S_3	АОТС	0.22	0.021	0.89	0.71
	УАОТС	4.40	0.020	0.57	0.68
	СБАОТС	0.18	0.016	1.05	0.48

Результаты сравнения на Рис. 8 показывают, что характеристики разреженных и исходной структур незначительно расходятся в рабочем диапазоне частот. Наиболее значительное расхождение наблюдается для разреженной ПС структуры после УАОТС. В частности, KU_{\max} для S_1 постоянно выше, чем для других разреженных структур после УАОТС. При этом полученные КСВН, $|S_{11}|$ и $|Z|$ разреженных структур хорошо согласуются с характеристиками исходной.



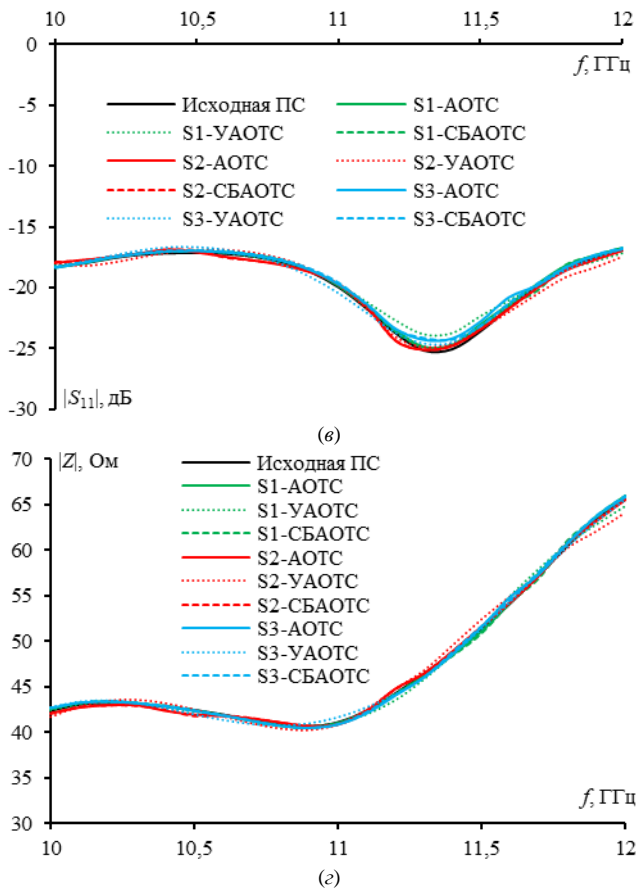


Рис. 8. Частотные зависимости полученных KU_{max} (а), КСВН (б), $|S_{11}|$ (в) и $|Z|$ (г) исходной и разреженной ПС антенн после АОТС, УАОТС и СБАОТС для S_1 , S_2 и S_3 при ДУЭС=20%

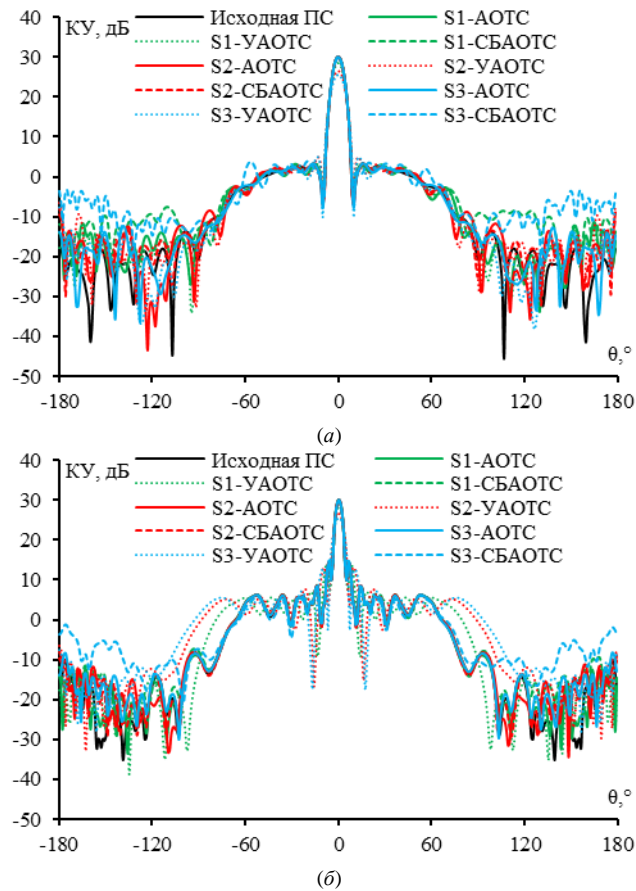


Рис. 9. Полученные ДН в E (а) и H (б) плоскостях на частоте 11 ГГц для исходной и разреженных S_1 , S_2 и S_3 ПС структур после АОТС, УАОТС и СБАОТС при ДУЭС=20%

Рис. 9 показывает, что ДН разреженных после АОТС и СБАОТС и исходной структур почти совпадают в основном направлении излучения. Однако в некоторых боковых направлениях излучения наблюдаются небольшие расхождения. В отличие от этого, ДН для разреженных структур после УАОТС показывают значительные расхождения как в основном, так и в боковых направлениях излучения. Тем не менее, эти расхождения приемлемы, учитывая уменьшения массы и затрат на моделирование после УАОТС.

Кроме того, максимальные расхождения для одного и того же подхода, приведенные в Таблице V показывают, что S_1 обычно дает наименьшие расхождения после АОТС и СБАОТС, тогда как S_3 обеспечивает наименьшие расхождения после УАОТС (жирные значения в Таблице V). Следовательно, целесообразно создавать разреженные антенны из ПС на более низких частотах рабочего диапазона, поскольку они ближе по характеристикам к исходной ПС.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе металлическая поверхность рефлекторной антенны, работающей в X-диапазоне, аппроксимировалась с помощью ПС. Также анализировалось влияние выбора частоты на создание разреженных структур с использованием АОТС и её модификаций. Характеристики антенны из ПС сравнивались с экспериментальными для прототипа сплошной металлической антенны. Хорошее согласование подтвердило эффективность применения ПС структуры вместо сплошной металлической.

Различные разреженные структуры сгенерировались после АОТС, УАОТС и СБАОТС на основе различных распределений тока в ПС на разных частотах. Их характеристики в зависимости от ДУЭС сравнивались с характеристиками исходной структуры на определенных частотах. Результаты сравнения хорошо согласовались с выводами и рекомендациями предыдущих исследований. На более высоких частотах в рабочем диапазоне характеристики разреженных антенн меньше зависят от ДУЭС по сравнению с более низкими частотами.

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

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Feng B., Lai J., Zeng Q., Chung K.L. A dual-wideband and high gain magneto-electric dipole antenna and its 3D MIMO system with metasurface for 5G/WiMAX/WLAN/X-band applications // IEEE Access. 2018. Т. 6. С. 33387–33398. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2848476.

- [2] Barzegari R., Ghobadi C., Nourinia J., Shokri M. A dual-band dipole array antenna with fan-beam characteristics for C- and X-band applications // *IEEE Access*. 2023. T. 11. C. 67330–67338. doi: 10.1109/ACCESS.2023.3291417.
- [3] Goode I., Saavedra C.E. 3D printed linearly polarized X-band conical horn antenna and lens // *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*. 2022. T. 3. C. 549–556. doi: 10.1109/OJAP.2022.3173161.
- [4] Goode I., Saavedra C.E. 3-D printed dually symmetric orthomode transducer and horn antenna at X-band // *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*. 2023. T. 4. C. 383–391. doi: 10.1109/OJAP.2023.3264250.
- [5] Islam M.T., Anika N.U., Mahmud M.S., Islam M.H., Abir M.R.H. and Chy M.H. Design of a microstrip patch antenna for both C-band and X-band applications // 2020 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technology (ICAICT), Dhaka, Bangladesh. 2020. C. 7–10. doi: 10.1109/ICAICT51780.2020.9333453.
- [6] Singh V., Mishra B., Singh R. A compact and wide band microstrip patch antenna for X-band applications // 2015 Second International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering, Dehradun, India. 2015. C. 296–300. doi: 10.1109/ICACCE.2015.135.
- [7] Martínez V.S., Jiménez F.M., Baladrón I.P., Bautista I.M., Ingelmo J.V., Idoigabeitia I.G., Mascarello M. Steerable high-gain dual-reflector antenna at X-band for solar orbiter // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2020. T. 68. №. 8. C. 5784–5795. doi: 10.1109/TAP.2020.2980333.
- [8] Dubovitskiy M.A., Gusevsky V.I. Design of an X-band phased antenna array on parabolic reflector antennas with beam steering by phase center displacement control // 2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russia. 2019. C. 1–6. doi: 10.1109/REEPE.2019.8708834.
- [9] Rahmat-Samii Y., Haupt R. Reflector antenna developments: a perspective on the past, present and future // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2015. T. 57. №. 2. C. 85–95. doi: 10.1109/MAP.2015.2414534.
- [10] Marty L., Gerbaud P., Christophe F. From passive to active radar reflectors and beyond // 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), France. 2021. C. 605–607. doi: 10.1109/CAMA49227.2021.9703473.
- [11] Rahmat-Samii Y., Manohar V., Kovitz J.M., Hodges R.E., Freebury G., Peral E. Development of highly constrained 1 m Ka-band mesh deployable offset reflector antenna for next generation cubesat radars // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. T. 67. №. 10. C. 6254–6266. doi: 10.1109/TAP.2019.2920223.
- [12] Gupta R.C., Sagi S.K., Raja K.P., Sharma N.K., Jyoti R. Shaped prime-focus reflector antenna for satellite communication // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2017. T. 16. C. 1945–1948. doi: 10.1109/LAWP.2017.2689800.
- [13] Rotshild D., Abramovich A. Ultra-wideband reconfigurable X-band and Ku-band metasurface beam-steerable reflector for satellite communications // *Electronics*. 2021. T. 10. C. 2165. doi: 10.3390/electronics10172165.
- [14] Zhang Z.-Y., Zhao Y., Liu N.-W., Ji L.-Y., Zuo S., Fu G. Design of a dual-beam dual-polarized offset parabolic reflector antenna // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. T. 67. №. 2. C. 712–718. doi: 10.1109/TAP.2018.2882593.
- [15] Chou H.-T., Chou S.-J., Chiu C.-W., Sun C.-C., Yu C.-T. Quasi-orthogonal multibeam radiation of reflector antennas for radio coverage of mobile communication at millimeter-wave frequencies // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2018. T. 66. №. 11. C. 6340–6345. doi: 10.1109/TAP.2018.2861988.
- [16] Chahat N., Hodges R.E., Sauder J., Thomson M., Peral E., Rahmat-Samii Y. CubeSat deployable Ka-band mesh reflector antenna development for earth science missions // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2016. T. 64. №. 6. C. 2083–2093. doi: 10.1109/TAP.2016.2546306.
- [17] Chahat N., Sauder J., Mitchell M., Beidleman N., Freebury G. One-meter deployable mesh reflector for deep-space network telecommunication at X-band and Ka-band // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2020. T. 68. №. 2. C. 727–735. doi: 10.1109/TAP.2019.2943394.
- [18] Rahmat-Samii Y., Wang J., Zamora J., Freebury G., Hodges R.E., Horst S.J. A 7 m × 1.5 m aperture parabolic cylinder deployable mesh reflector antenna for next-generation satellite synthetic aperture radar // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2023. T. 71. №. 8. C. 6378–6389. doi: 10.1109/TAP.2023.3283134.
- [19] Alhaj Hasan A., Nguyen T.M., Kuksenko S.P., Gazizov T.R. Wire-grid and sparse MoM antennas: past evolution, present implementation and future possibilities // *Symmetry*. 2023. T. 15. №. 2. C. 378. doi: 10.3390/sym15020378.
- [20] Hasan A.A., Nguyen T.M., Gazizov T.R. Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures,” 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation. 2023. C. 570–576. doi: 10.1109/EDM58354.2023.10225219
- [21] Yang S.J., Pan Y.M., Zhang Y., Gao Y., Zhang X.Y. Low-profile dual-polarized filtering magneto-electric dipole antenna for 5G applications // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. T. 67. №. 10. C. 6235–6243. doi: 10.1109/TAP.2019.2925151.
- [22] Hu P.F., Pan Y.M., Zhang X.Y., Hu B.-J. A filtering patch antenna with reconfigurable frequency and bandwidth using F-shaped probe // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. T. 67. №. 1. C. 121–130. doi: 10.1109/TAP.2018.2877301.
- [23] Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. 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), Novosibirsk, Russian Federation. 2023. C. 530–536. doi: 10.1109/APEIE59731.2023.10347852.
- [24] Parabolic antenna JRMD-400-10/11. Jirous antennas direction for your waves. URL: <https://en.jirous.com/antennas-10ghz/jrmd-400-10-11/> (Дата обращения: 15.06.2024)