

УДК 621.396

Влияние шага исходной проводной сетки на создание разреженных антенн

Нгуен М. Т.

Постановка задачи: с быстрым развитием инфокоммуникационных технологий разработка новых антенн с меньшей массой и размерами при сохранении требуемых характеристик является актуальной задачей, особенно для военных приложений. Эффективна для этого аппроксимация поверхности традиционных антенн проводной сеткой (ПС). Такие структуры имеют меньшую массу, чем сплошные металлические структуры, благодаря чему они широко используются в аэрокосмических приложениях, где предъявляются жесткие требования к массе. Для дополнительного уменьшения массы антенн разработана аппроксимация оптимальной токовой сеткой (АОТС), позволяющая создавать разреженные структуры из ПС. Ранее проведенные исследования, в основном, направлены на изучение влияния шага сетки на характеристики исходных структур из ПС. Однако при создании разреженных структур из ПС изменения в исходной структуре из ПС напрямую влияют на полученные результаты, и важно учитывать это влияние. **Целью работы** является изучение влияния шага сетки исходной ПС на создание разреженных ПС на примере рупорной антенны. **Используемые методы:** в работе использован метод моментов для моделирования антенны из ПС и применена АОТС для создания разреженных антенн. **Новизна:** проанализировано влияние шага сетки на характеристики антенны, отличающееся применением к разреженным структурам после АОТС. **Результат:** Анализ проводится на примере рупорной антенны УНФ-диапазона. Её сплошная металлическая структура аппроксимирована посредством ПС с различным шагом. Характеристики антенн сравнены друг с другом и результатами моделирования другими численными методами, а также с экспериментально измеренными для антенны из сплошного металла. Затем АОТС была применена к структурам из ПС с различным шагом для создания разреженных структур. Проанализировано влияние допуска удаления элемента сетки (ДУЭС) на массу антенны и затраты для последующего моделирования. Кроме того, в рабочем диапазоне частот проанализированы разреженные структуры после АОТС с определенными значениями ДУЭС. Для баланса между уменьшением массы и сохранением требуемых характеристик представлены некоторые рекомендации. **Практическая значимость:** Результаты данной работы позволят производителю выбрать исходную структуру из ПС с подходящим шагом сетки для получения разреженной структуры, отвечающей конкретным требованиям.

Ключевые слова: проводная сетка, разреженные антенны, рупорная антенна, метод моментов, аппроксимация оптимальной токовой сеткой, шаг сетки.

Введение

Антенны являются незаменимой частью современных систем связи, отвечающей за преобразование токов и напряжений в электромагнитные волны и наоборот. В современном мире антенны широко используются в беспроводных системах связи: от персональных устройств, таких как мобильные телефоны [1, 2] и ноутбуки [3, 4], до сложных систем, таких как аэрокосмические [5, 6] и

Библиографическая ссылка на статью:

Нгуен М. Т. Влияние шага исходной проводной сетки на создание разреженных антенн // Системы управления, связи и безопасности. 2025. № 2. С. 39-63. DOI: 10.24412/2410-9916-2025-2-039-063

Reference for citation:

Nguyen M. T. Influence of the original wire grid cell size on the creation of sparse antennas. *Systems of Control, Communication and Security*, 2025, no. 2, pp. 39-63 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2025-2-039-063

военные [7–9]. Более того, с развитием Интернета вещей (IoT) антенны также широко используются в «умных» датчиках [10, 11], медицинских устройствах [12] и интеллектуальных системах управления городами [13].

Антенны, несмотря на их важность, часто имеют довольно большие размеры и массу, особенно в космических и спутниковых приложениях [14]. Это непосредственно влияет на общую массу устройства, а также на систему беспроводной связи. Поэтому уменьшение массы и размеров антенн без снижения их производительности является актуальной задачей в настоящее время. Одной из основных целей уменьшения массы антенн является уменьшение стоимости. В космических системах запуск спутников на орбиту обходится очень дорого, и каждый дополнительный килограмм значительно увеличивает общую стоимость. Поэтому уменьшение массы антенн поможет уменьшить стоимость запуска, что позволит запускать больше спутников при тех же затратах [15]. Кроме того, уменьшение массы может привести к сокращению энергопотребления. Более легкие устройства требуют меньше энергии для поддержания и работы, особенно в космических системах, где энергетические ресурсы часто ограничены. Это также может продлить срок службы оборудования и систем, повышая общую эффективность.

Для уменьшения массы антенн исследователи уделяют особое внимание разработке новых материалов и усовершенствованных технологий производства. Легкие и прочные композитные материалы, такие как углеродные нити [16, 17] и специальные полимеры [18], используются для создания более легких антенн, обеспечивая при этом высокую прочность и производительность. Технология 3D-печати также открыла новые возможности для проектирования и производства антенн [19, 20], позволяя создавать сложные конструкции, которые невозможно получить с помощью традиционных методов производства, минимизируя излишки материала и оптимизируя массу. Кроме того, одним из перспективных решений является использование проводной сетки (ПС) для аппроксимации поверхности традиционных антенн, которое также активно развивается в последние годы, особенно в аэрокосмических приложениях [21, 22]. ПС состоят из соединенных между собой проводов, образующих форму, похожую на сплошную металлическую структуру. Одно из важных преимуществ ПС перед сплошными металлическими поверхностями заключается в том, что они значительно легче. Это особенно важно для применения в аэрокосмической промышленности, где масса компонентов может существенно влиять на производительность и эксплуатационные расходы. Кроме того, процесс производства антенн из ПС более экономичен, так как используется меньше металла, чем при изготовлении сплошных металлических поверхностей.

Однако провода с малым модулем тока можно исключить из ПС, поскольку их вклад в излучение мал. Поэтому на основе метода моментов (MoM) в [23] предложена аппроксимация оптимальной токовой сеткой (АОТС), применяемая к исходной ПС для создания разреженных ПС, состоящих только из проводов с нормированным модулем тока выше заданного уровня, называемого допуском удаления элемента сетки (ДУЭС). После получения модуля тока каждого провода в ПС, они нормируются в соответствии со средним или макси-

мальным модулем тока в ПС. Затем нормированные значения тока сравниваются с ДУЭС. Провода с нормированным модулем тока меньше ДУЭС исключаются из исходной ПС. В результате получается разреженная ПС меньшего объема, чем исходная, и при этом сохраняющая требуемые характеристики. Предложены модификации АОТС, дополнительно модернизированные в [24].

Изменяя расстояние между проводами и их размер в ПС, можно оптимизировать характеристики антенны для каждого конкретного приложения [25, 26]. Однако влияние шага сетки исходной ПС на создание разреженных антенн не рассматривалось. Исследование этого влияния особенно актуально, поскольку разреженная ПС создается на основе исходной ПС. Любое изменение в исходной ПС напрямую влияет на характеристики создаваемой разреженной антенны. Поэтому целью данной работы является изучение влияния шага сетки исходной ПС на создание разреженных ПС на примере рупорной антенны.

1. Влияние шага сетки исходной ПС на характеристики рупорной антенны

Выбран прототип рупорной антенны, предназначенной для работы в УНФ–диапазоне [27]. Антенна состоит из регулярной и нерегулярной частей. Регулярная представляет собой прямоугольный волновод, предназначенный для работы в требуемом диапазоне частот CDMA (824–894 МГц) и GSM 900 (890–960 МГц). Размеры рупорной антенны приведены в таблице 1, а общий вид показан на рис. 1а. Исходя из указанных размеров, в [27] эта антенна смоделирована в CST и изготовлена из сплошного металла (рис. 1б, в).

Таблица 1 – Геометрические параметры рупорной антенны

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

Металлическая поверхность рупорной антенны аппроксимирована с помощью ПС с различным шагом (Δ), зависящим от длины волны λ_0 (327,9 мм на центральной частоте 0,915 ГГц) как $\Delta = \lambda_0/k$, где $k=2, \dots, 20$. Регулярная часть антенны делится на N_{RX} , N_{RY} и N_{RZ} частей вдоль осей ОХ, ОУ и ОZ соответственно, а нерегулярная – на N_{IX} , N_{IY} и N_{IZ} частей. Эти величины определяются как $N_{RX}=a_1/\Delta$, $N_{RY}=b_1/\Delta$, $N_{RZ}=l_1/\Delta$, $N_{IX}=2N_{RX}$, $N_{IY}=2N_{RY}$, $N_{IZ}=l_2/\Delta$. Чтобы избежать путаницы, каждая ПС обозначается соответственно с её шагом сетки. Обозначенные ПС и их параметры представлены в таблице 2. В [27] толщина металлического листа не показана, поэтому для моделирования радиус проводов во всех ПС выбран равным 3,5 мм (намного меньше длины волны). Кроме того, рупорная антенна из ПС возбуждается проводом с напряжением 1 В, подключенным с нижней стороны регулярной части и внутри нее вдоль оси ОУ. Этот провод размещен в середине волновода на расстоянии 67,5 мм от закрытой поверхности волновода. Провод возбуждения имеет длину 65,6 мм и радиус 6,56 мм и разделен на 5 сегментов, а для остальных проводов сетки используется 1 сегмент. Исходная антенна аппроксимируется посредством ПС с различным шагом, показанным на рис. 2. Основные характеристики для ПС с различ-

ным шагом сетки сравниваются с результатами измерений и моделирования другими методами для сплошной металлической структуры. Полученные значения максимального коэффициента усиления ($KU_{\text{макс}}$) и модуля коэффициента отражения ($|S_{11}|$) для каждой структуры сравниваются в диапазоне рабочих частот (0,7–1,3 ГГц) и показывается на рис. 3.

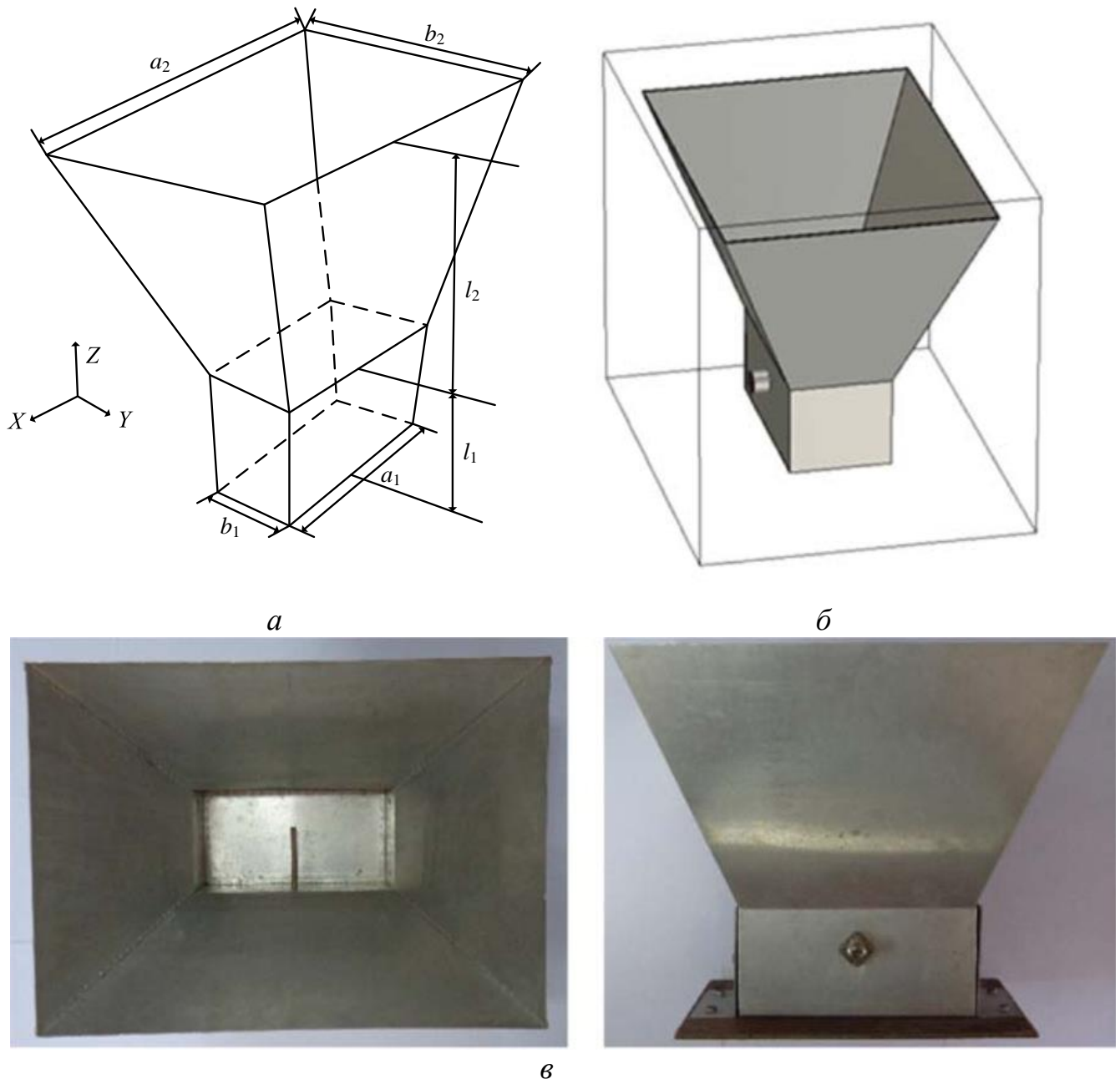


Рис. 1. Рупорная антенна: изометрический вид (а), смоделированная в CST (б) и изготовленная с использованием сплошной металлической поверхности (в) из [27]

Таблица 2 – Параметры аппроксимации рупорной антенны ПС с разным шагом

ПС	k	Δ , мм	N_{RX}	N_{RY}	N_{RZ}	N_{IX}	N_{IY}	N_{IZ}	Количество проводов
S2	2	163,93	1	1	1	2	2	2	52
S5	5	65,57	4	2	2	8	4	4	275
S8	8	40,98	6	3	3	12	6	6	604
S11	11	29,81	8	4	4	16	8	8	1061
S14	14	23,42	10	5	5	20	10	11	1766
S17	17	19,28	12	6	6	24	12	13	2503
S20	20	16,39	15	7	7	30	14	15	3536

Данные в таблице 2 показывают, что с ростом k шаг сетки уменьшается. В результате требуется больше проводов для аппроксимации сплошной металлической поверхности рупорной антенны ПС (рис. 2). Рост числа проводов напрямую влияет на массу рупорной антенны из ПС. В частности, уменьшение массы ПС по сравнению с сплошной структурой, изготовленной из того же металла с толщиной в два радиуса провода, для S2, S5, S8, S11, S14, S17 и S20 составляет 9,62, 4,52, 3,07, 2,32, 1,81, 1,52 и 1,28 раза, соответственно. Кроме того, изменение числа проводов в ПС также влияет на характеристики антенны.

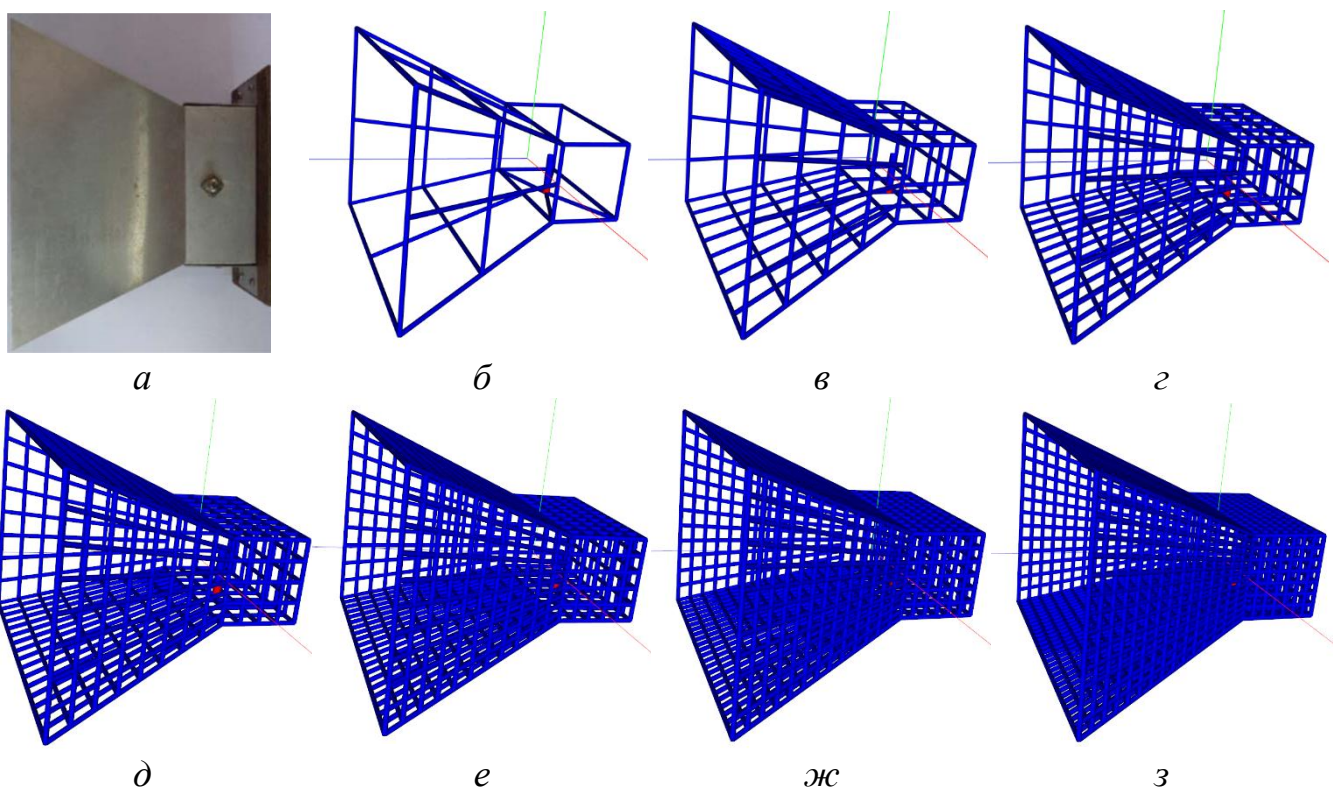


Рис. 2. Прототип рупорной антенны (а) [27] и её аппроксимации посредством ПС: S2 (б), S5 (в), S8 (з), S11 (д), S14 (е), S17 (ж), S20 (з)

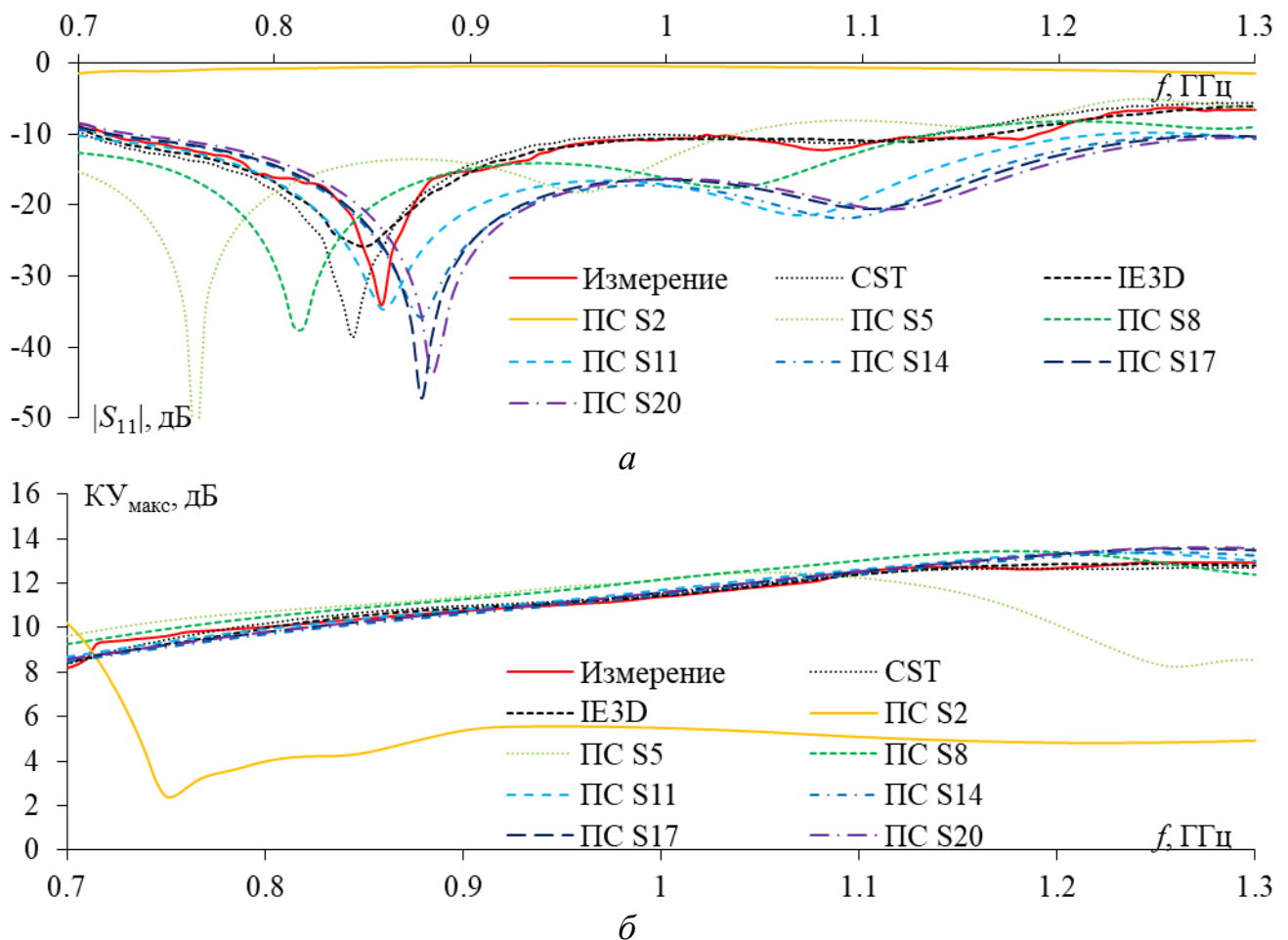


Рис. 3. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и KU_{\max} (б) антенны, полученные измерением [27], моделированием в CST [27], IE3D [27] и аппроксимацией ПС с различным шагом

Сравнение на рис. 3 показывает, что S2 имеет совершенно другие характеристики по сравнению с измеренными для рупорной антенны, а остальные структуры из ПС имеют меньшие расхождения. Из частотной зависимости $|S_{11}|$ видно, что резонансная частота растет и приближается к центральной при уменьшении шага сетки. Из частотной зависимости KU_{\max} видно, что, за исключением структуры S2, большинство структур из ПС хорошо согласуются с результатами измерений, а также моделирования другими методами. Из рис. 3 значения характеристик антенны в рассмотренном диапазоне частот, такие как минимум, резонансная частота, полоса пропускания ($|S_{11}| < -10$ дБ), максимум и минимум KU_{\max} для различных моделей антенн, представлены в таблице 3. Кроме того, максимальные расхождения характеристик антенн в рабочем диапазоне частот для различных структур из ПС при сравнении с результатами измерений и моделирования другими методами представлены в таблице 4.

Таблица 3 – Характеристики различных моделей рупорной антенны в диапазоне 0,7–1,3 ГГц

Модель	$ S_{11} $		Полоса пропускания		КУ _{макс}	
	Минимум, дБ	Частота резонанса, ГГц	Полоса пропускания, ГГц	Диапазон частот, ГГц	Максимум, дБ	Минимум, дБ
Измерение [27]	-34,07	0,855	0,48	0,71–1,19	12,94	8,20
CST [27]	-38,60	0,84	0,42	0,71–1,13	12,71	8,34
IE3D [27]	-25,81	0,845	0,45	0,71–1,16	12,90	8,42
ПС S2	-1,45	1,3	–	–	10,22	2,43
ПС S5	-54,70	0,76	0,33	0,7–1,03	12,46	8,25
ПС S8	-37,30	0,815	0,43	0,7–1,13	13,47	9,28
ПС S11	-34,67	0,855	0,525	0,7–1,225	13,38	8,69
ПС S14	-35,78	0,875	0,585	0,715–1,3	13,40	8,50
ПС S17	-47,22	0,875	0,58	0,72–1,3	13,56	8,60
ПС S20	-43,79	0,88	0,57	0,73–1,3	13,59	8,58

Таблица 4 – Максимальные расхождения характеристик структур из ПС при сравнении с результатами измерения и моделирования другими методами

ПС	$\Delta S_{11} $, дБ			$\Delta\text{КУ}_{\text{макс}}$, дБ		
	Измерение	CST	IE3D	Измерение	CST	IE3D
S2	33,46	37,94	25,17	8,10	7,84	8,07
S5	42,23	40,89	41,68	4,69	4,44	4,63
S8	20,80	17,16	18,48	1,07	0,93	0,85
S11	9,77	11,60	10,80	0,65	0,74	0,50
S14	17,59	17,40	16,39	0,62	0,74	0,52
S17	29,02	28,68	27,83	0,64	0,87	0,70
S20	27,30	26,15	25,56	0,65	0,89	0,74

Из таблицы 3 видно, что наилучшие значения в основном получены для ПС с малым шагом (жирные значения). Это демонстрирует, что уменьшение шага ПС улучшает характеристики антенны. Однако это увеличивает массу структур из ПС и время моделирования, которое для S2, S5, S8, S11, S14, S17 и S20 составляет 64, 71, 216, 645, 1637, 3154, и 6588 с соответственно. Поэтому необходимо балансировать между характеристиками антенны и ее массой, чтобы выбрать структуру из ПС, соответствующую конкретным требованиям. При рассмотрении максимально частых ПС, по сравнению с результатами измерений, а также моделирования другими методами, из расхождений в диапазоне частот, заметно, что S11 позволяет получить большинство наименьших значений (жирные значения). Для сравнения направленности структур из ПС, их диаграммы направленности (ДН) сравнивались с измеренными и полученными моделированием в CST для сплошной металлической структуры. Сравнение ДН в плоскостях *E* и *H* на частотах 0,85 ГГц и 1 ГГц представлено на рис. 4 и 5, соответственно.

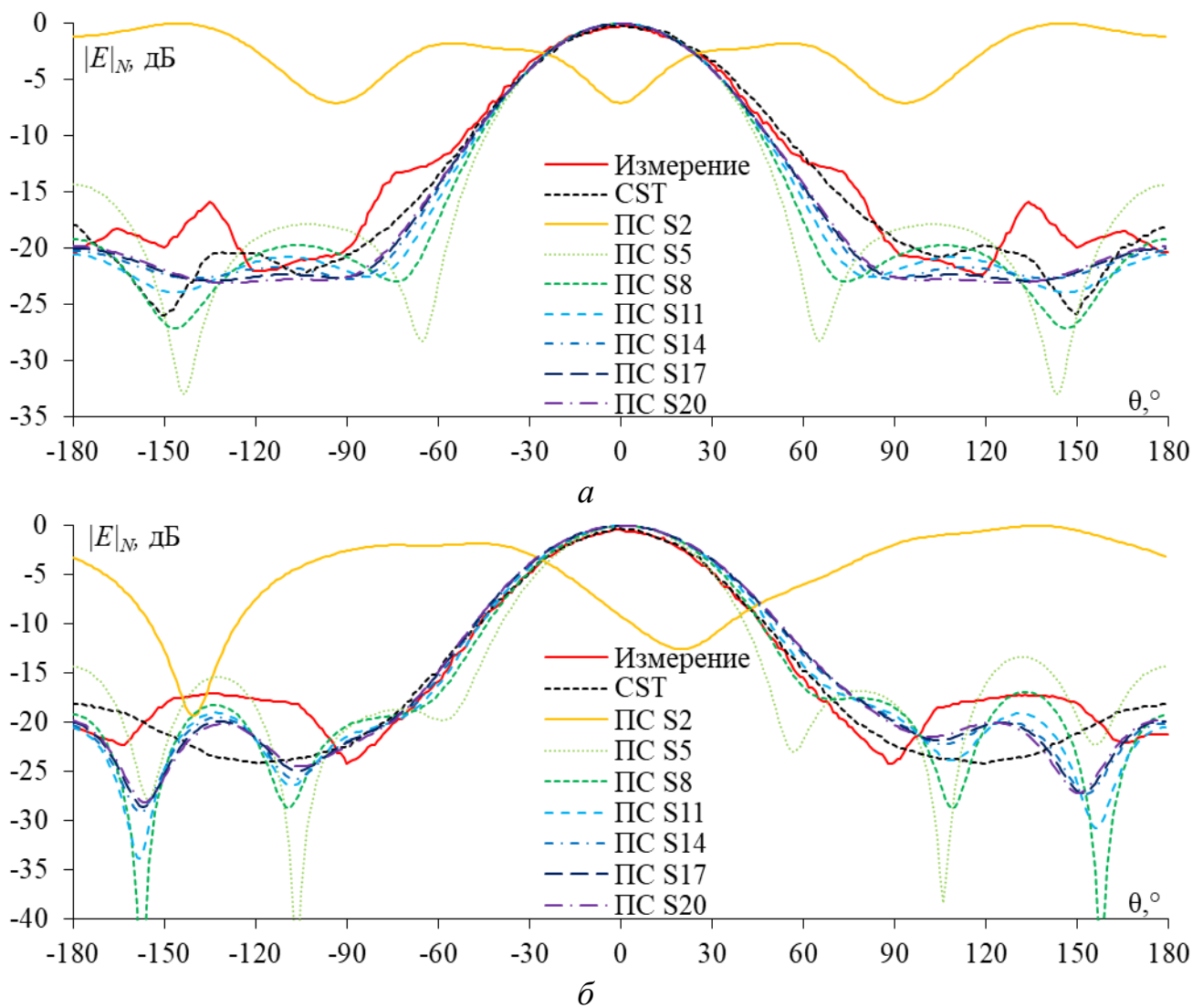


Рис. 4. ДН рупорной антенны, полученные измерением [27], моделированием в CST [27], IE3D [27] и аппроксимацией ПС с различным шагом сетки в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 0,85 ГГц

Сравнение ДН на рис. 4 и 5 показывает, что полученные результаты для S2 имеют большое расхождение по сравнению с результатами измерений, а для остальных структур из ПС наблюдается улучшение согласования в главном направлении излучения. На боковых направлениях излучения расхождение становится более заметным, особенно для ПС с большим шагом. Кроме того, уровни задних лепестков ДН для структур из ПС уменьшаются при уменьшении шага сетки. Это можно объяснить тем, что структуры из ПС с большим шагом недостаточно экранируют электромагнитные волны, что приводит к рассеиванию части энергии в боковых и задних направлениях излучения.

Сравнение структур из ПС с различным шагом показало, что больший шаг дает меньшую массу антенны, но их характеристики значительно расходятся с измеренными, и наоборот – для меньшего шага сетки. В зависимости от конкретных требований можно выбрать подходящую структуру из ПС, которая будет соответствовать этим требованиям. Сравнение показало, что S11 обладает характеристиками, наиболее близкими к измеренным, сохраняя при этом до-

статочное уменьшение массы антенны в сравнении со сплошной металлической структурой рупорной антенны.

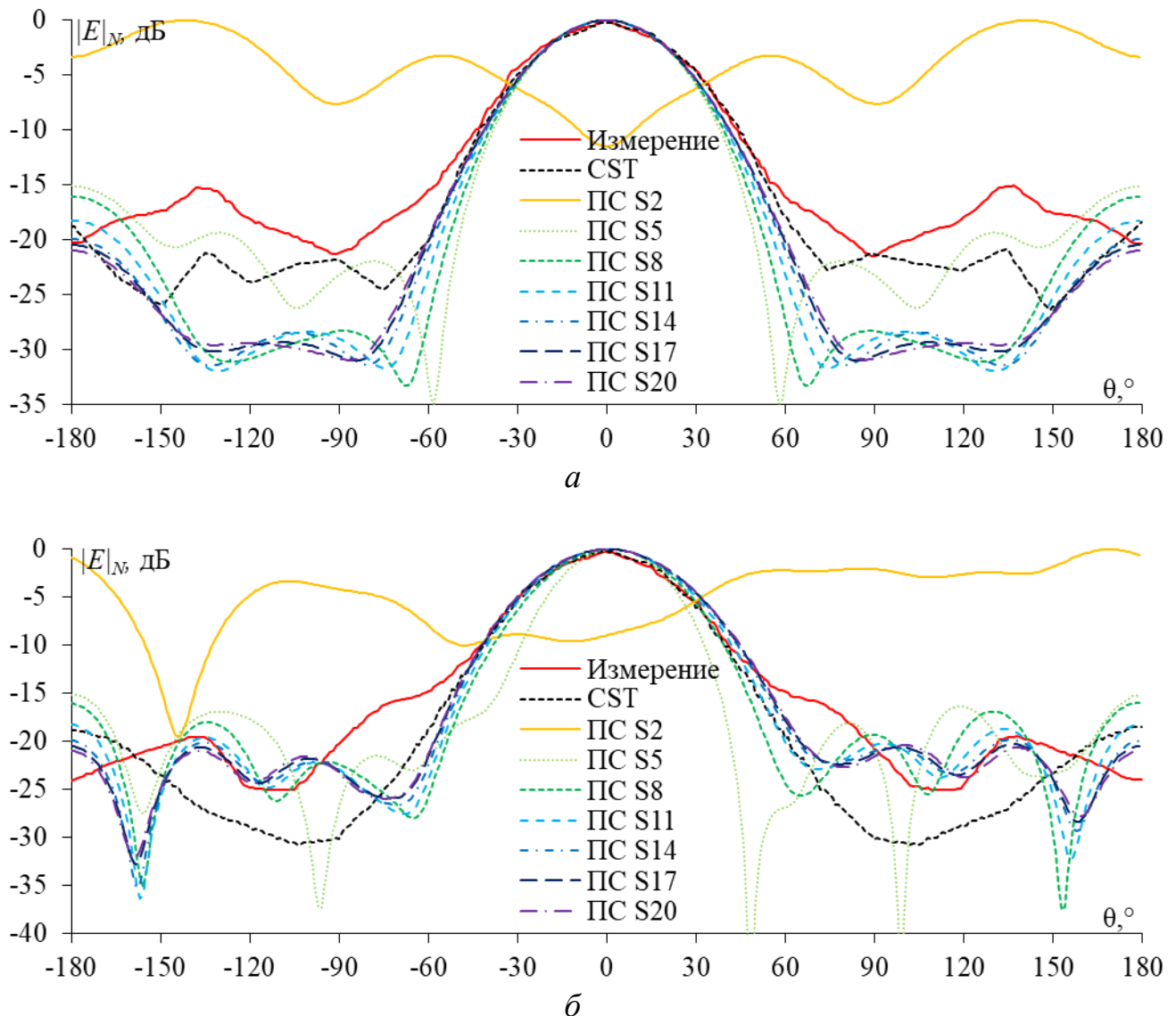


Рис. 5. ДН рупорной антенны, полученные измерением [27], моделированием в CST [27], IE3D [27] и аппроксимацией ПС с различным шагом сетки в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 1 ГГц

2. Влияние шага исходной ПС на характеристики разреженных антенн после АОТС

Для анализа влияния шага ПС на создание разреженных структур, АОТС применена к структурам из раздела 1. После вычисления тока в ПС, провода с нормированным модулем тока меньше ДУЭС удаляются из исходной ПС и получается соответствующая разреженная структура. Влияние изменения ДУЭС на число оставшихся проводов в разреженных структурах представлено на рис. 6а. Это число непосредственно влияет на массу антенны, память и вре-

мя на последующие моделирования. Как известно, уменьшение массы определяется N_X/N_S , где N_X – число проводов исходной ПС структуре, а N_S – разреженной. Для моделирования с помощью МоМ, память и время, затрачиваемые на решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) методом Гаусса, пропорциональны второй и третьей степеням её порядка соответственно. Тогда уменьшения памяти и времени при использовании разреженных структур для последующего моделирования определяются как $(N_X/N_S)^2$ и $(N_X/N_S)^3$ соответственно. Их зависимости от ДУЭС для разреженных ПС после АОТС представлены на рис. 6. Кроме этого, изменение числа оставшихся проводов в разреженных ПС также влияет на их характеристики. Для анализа этого влияния зависимости от ДУЭС характеристик, таких как $KU_{\text{макс}}$, КСВН, $|S_{11}|$, $|Z|$, полученные на центральной частоте 0,915 ГГц для разреженных ПС, сравниваются между собой и с полученными для исходной ПС, при ДУЭС=0% (рис. 7). Максимальные расхождения по характеристикам антенн между разреженной и ее исходной структурами приведены в таблице 5.

Таблица 5 – Максимальные расхождения по характеристикам для разреженных ПС при сравнении с соответствующей исходной ПС

Разреженные структуры	Максимальные расхождения, %			
	$KU_{\text{макс}}$	КСВН	$ S_{11} $	$ Z $
S2	76,98	17,06	25,35	11,45
S5	15,89	23,08	56,61	47,29
S8	15,09	19,48	48,57	41,57
S11	12,67	19,94	26,42	23,98
S14	19,53	21,86	31,30	10,38
S17	15,99	9,56	17,48	6,88
S20	10,25	15,53	23,98	13,91

Из рис. 6 видно, что с ростом ДУЭС уменьшение массы, памяти и времени для S2 изменяется резко, а для остальных – медленнее. Такое резкое изменение также быстро меняет характеристики S2. Из рис. 7 видно, что характеристики S2 стабильны и не имеют разницы по сравнению с исходной структурой только при ДУЭС<20%, а для остальных структур эта стабильность сохраняется при ДУЭС<50%. Кроме того, стабильность и меньшая зависимость от ДУЭС растут при уменьшении шага сетки (таблица 5). Наименьшие значения в таблице 5 (жирные значения), в основном, получены для S17 по КСВН, $|S_{11}|$, $|Z|$ и для S20 по $KU_{\text{макс}}$. Для сравнения частотных зависимостей характеристик разреженных структур после АОТС, выбрано ДУЭС=20, 50%. Разреженные структуры после АОТС исходных ПС с различным шагом с выбранными ДУЭС показаны на рис. 8.

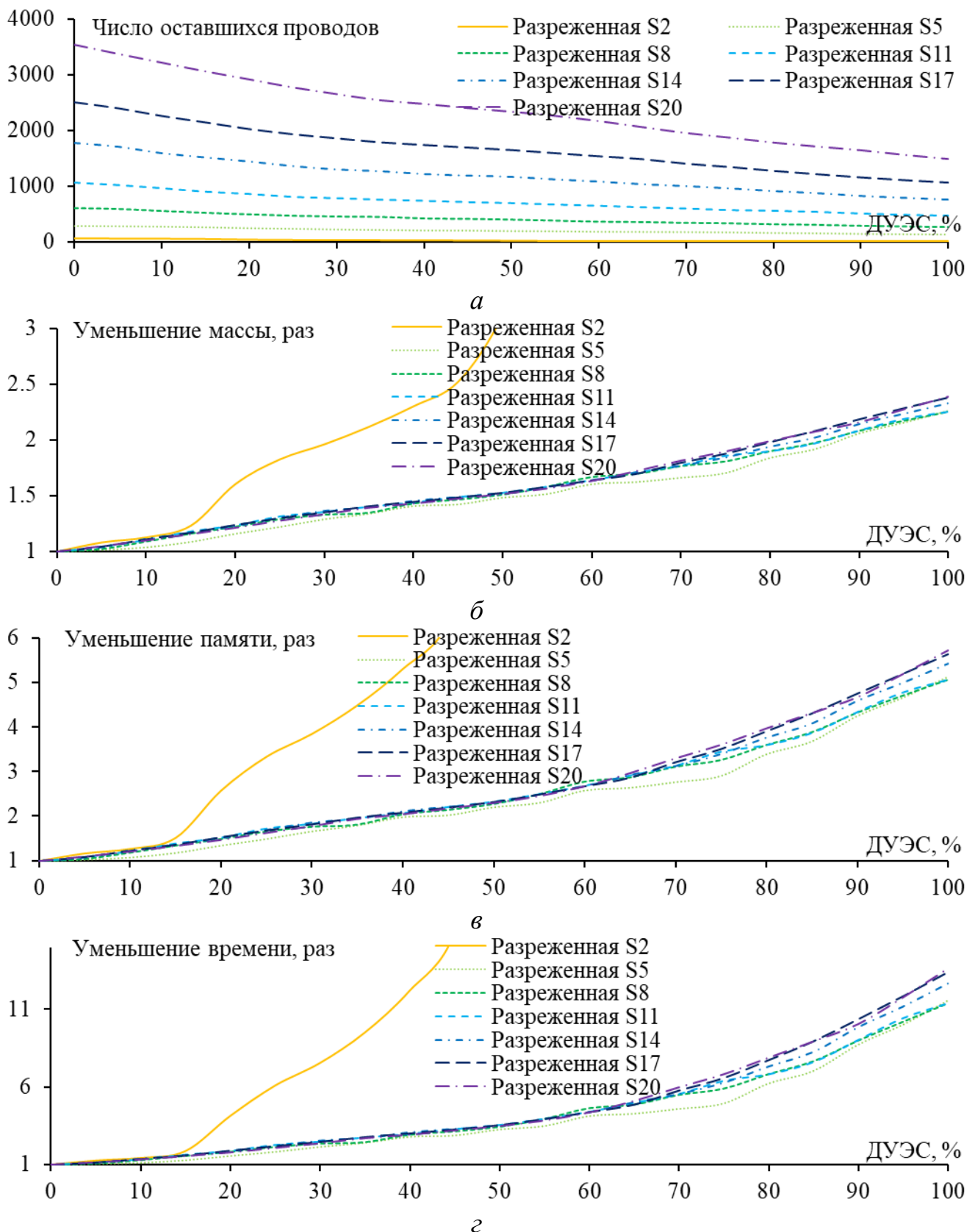


Рис. 6. Зависимости числа оставшихся проводов (*а*), уменьшения массы (*б*), памяти (*в*) и времени (*г*) на последующее моделирование от ДУЭС для разреженных ПС после АОТС исходных ПС

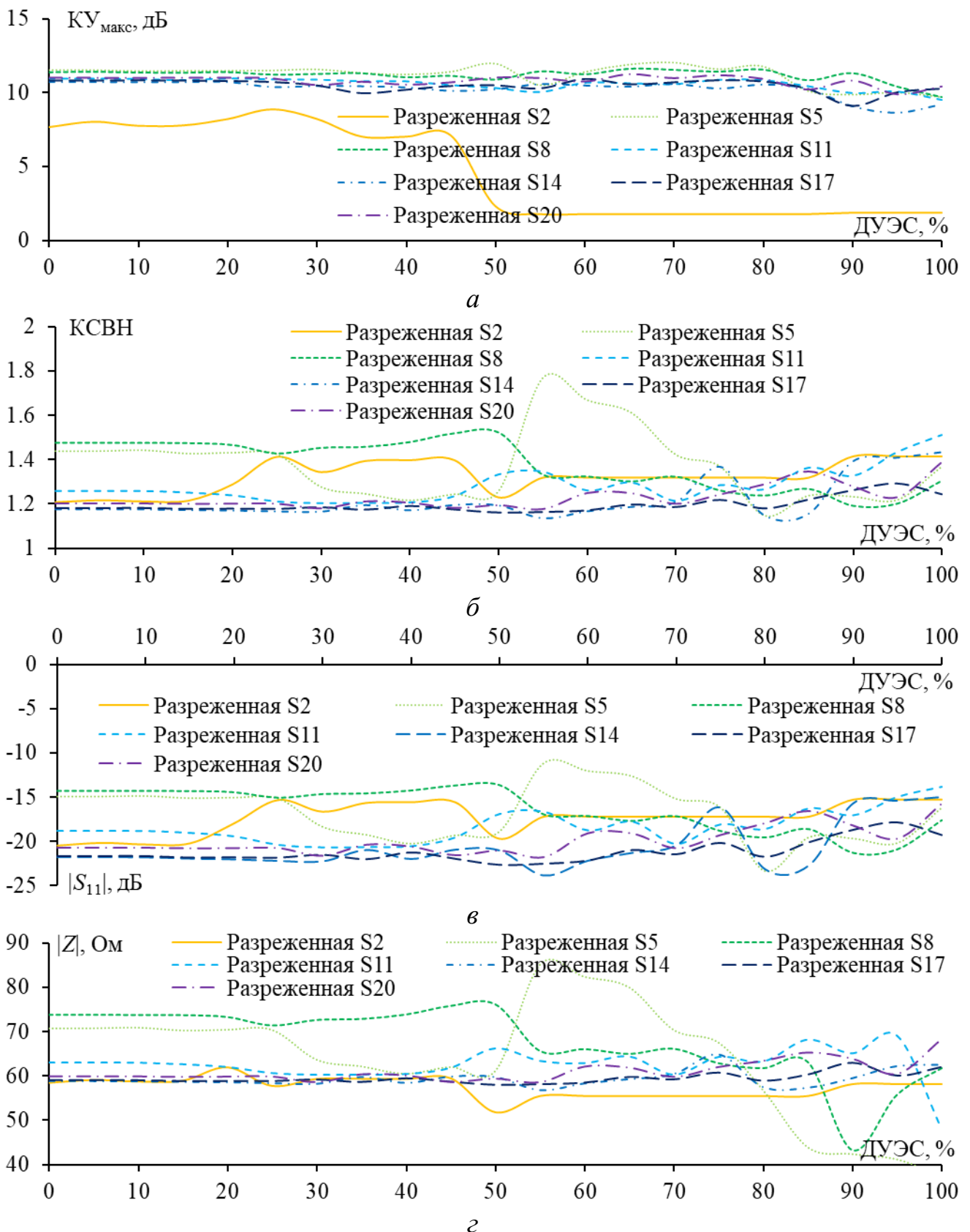


Рис. 7. Зависимости KU_{\max} (*a*), KСВН (*б*), $|S_{11}|$ (*в*), $|Z|$ (*г*) от ДУЭС для разреженных ПС после АОТС исходных ПС

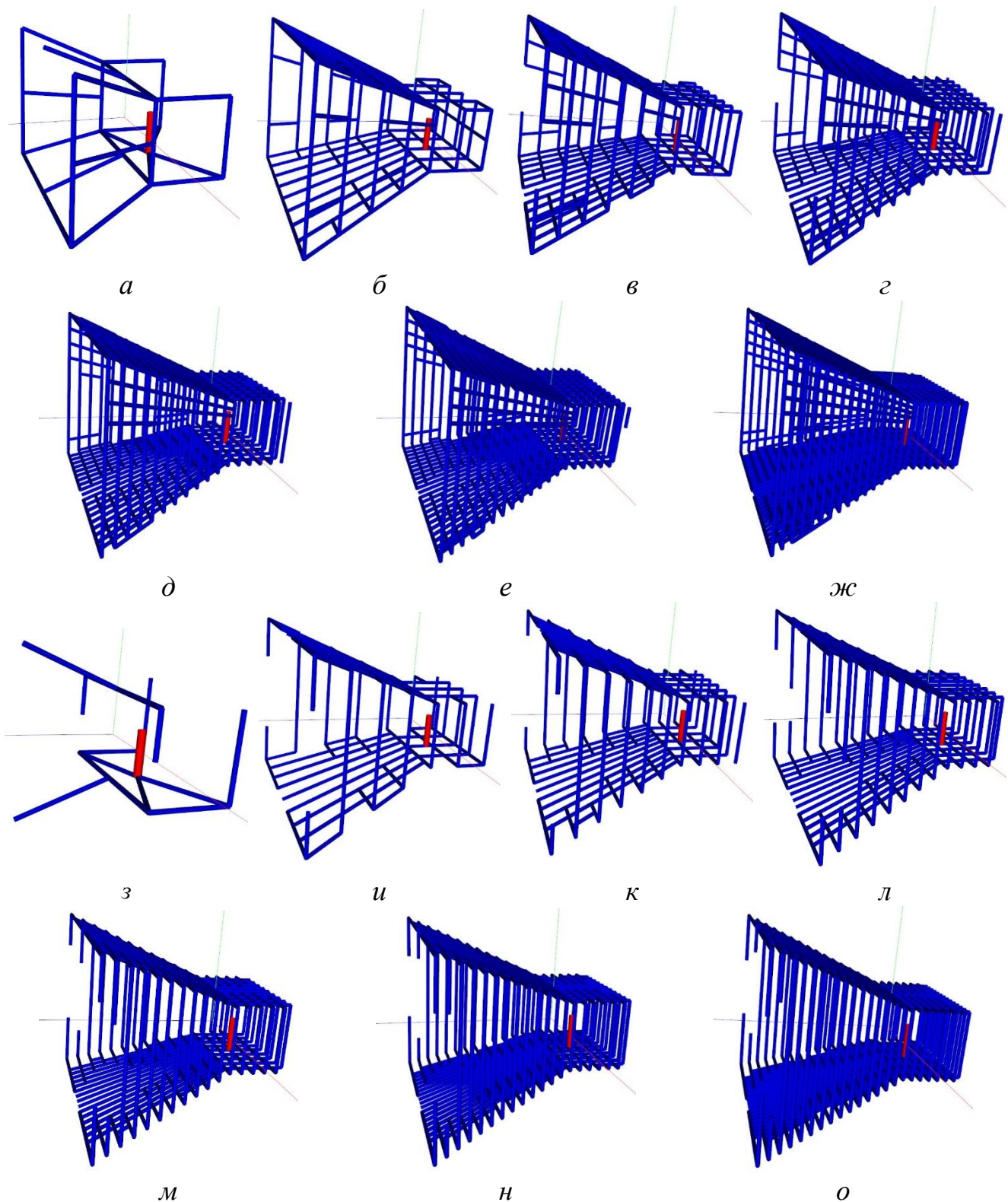


Рис. 8. Разреженные структуры после АОТС с ДУЭС=20 (а–ж),
50 (з–о) % исходной ПС S2 (а, з), S5 (б, и), S8 (в, к), S11 (г, л),
S14 (д, м), S17 (е, н), S20 (ж, о)

Число оставшихся проводов в разреженных структурах, а также уменьшение массы, памяти и времени, затрачиваемого на последующее моделирование, по сравнению с исходными ПС, приведены в таблице 6. Для анализа характеристик разреженных структур их характеристики сравнены между собой, а

также с результатами измерения и моделирования другими методами для сплошной металлической структуры. Сравнение $KU_{\text{макс}}$ и $|S_{11}|$ в диапазоне частот 0,7–1,3 ГГц показано на рис. 9 и 10 для разреженных структур после АОТС с ДУЭС=20, 50%, соответственно.

Таблица 6 – Улучшения характеристик разреженной структуры после АОТС с ДУЭС=20, 50% относительно исходной ПС рупорной антенны

Разреженная		Число оставшихся проводов	Уменьшение по сравнению с исходной ПС		
ДУЭС, %	ПС		Масса, раз	Память, раз	Время, раз
20	S2	33	1,61	2,58	4,14
	S5	238	1,16	1,34	1,56
	S8	495	1,22	1,49	1,83
	S11	860	1,23	1,52	1,88
	S14	1437	1,23	1,51	1,86
	S17	2022	1,24	1,53	1,90
	S20	2913	1,21	1,47	1,79
50	S2	17	3,12	9,72	30,30
	S5	186	1,48	2,20	3,27
	S8	401	1,51	2,28	3,43
	S11	696	1,53	2,33	3,55
	S14	1164	1,52	2,30	3,50
	S17	1642	1,52	2,33	3,55
	S20	2331	1,52	2,30	3,49

Рис. 8 показывает, что много проводов в S2 устранено из исходной ПС, особенно при ДУЭС=50%, когда разреженные структуры значительно отличаются от исходной ПС и сплошной металлической структуры. Также видно, что после АОТС исходной ПС с меньшим шагом разреженные структуры мало отличаются от исходных, таких как S17 и S20. Уменьшения массы антенны, а также памяти и времени, для разреженных структур относительно исходных почти не отличаются, за исключением S2 (таблица 6).

Из рис. 9 и 10, характеристики антенны в диапазоне частот 0,7–1,3 ГГц, такие как минимум, полоса пропускания, максимум и минимум $KU_{\text{макс}}$, для разреженных структур приведены в таблице 7. Кроме того, в таблице 8 представлены их максимальные расхождения в сравнении с измеренными и полученными моделированием в CST и IE3D в рассмотренном диапазоне частот. Для сравнения направленности разреженных ПС, их полученные ДН в E и H плоскостях сравнены между собой на центральной частоте 0,915 ГГц. Сравнение ДН разреженных структур после АОТС с ДУЭС=20, 50% представлено на рис. 11 и 12, соответственно.

Таблица 7 – Характеристики разреженных антенн в диапазоне 0,7–1,3 ГГц

Разреженная		$ S_{11} $		Полоса пропускания ($ S_{11} < -10$ дБ)		$KU_{\text{макс}}$	
ДУЭС, %	ПС	Минимум, дБ	Частота резонанса, ГГц	Ширина, ГГц	Диапазон частот, ГГц	максимум, дБ	минимум, дБ
20	S2	-24,24	0,895	0,47	0,83–1,3	9,24	2,52
	S5	-35,53	0,765	0,325	0,7–1,025	12,10	8,79
	S8	-44,45	0,81	0,43	0,7–1,13	12,91	7,11
	S11	-31,04	0,87	0,51	0,705–1,215	13,16	8,48
	S14	-39,98	0,875	0,575	0,725–1,3	13,16	8,46
	S17	-58,95	0,875	0,58	0,72–1,3	13,31	8,37
	S20	-36,16	0,875	0,575	0,725–1,3	13,69	8,73
50	S2	-22,43	0,895	0,17	0,82–0,99	10,30	2,27
	S5	-40,10	0,76	0,36	0,7–1,06	12,04	7,51
	S8	-32,65	0,83	0,42	0,7–1,12	13,44	8,72
	S11	-55,61	0,845	0,49	0,745–1,235	13,26	7,25
	S14	-33,56	0,875	0,475	0,765–1,24	13,10	8,38
	S17	-57,93	0,885	0,52	0,78–1,3	13,43	8,61
	S20	-51,74	0,88	0,515	0,785–1,3	13,28	8,55

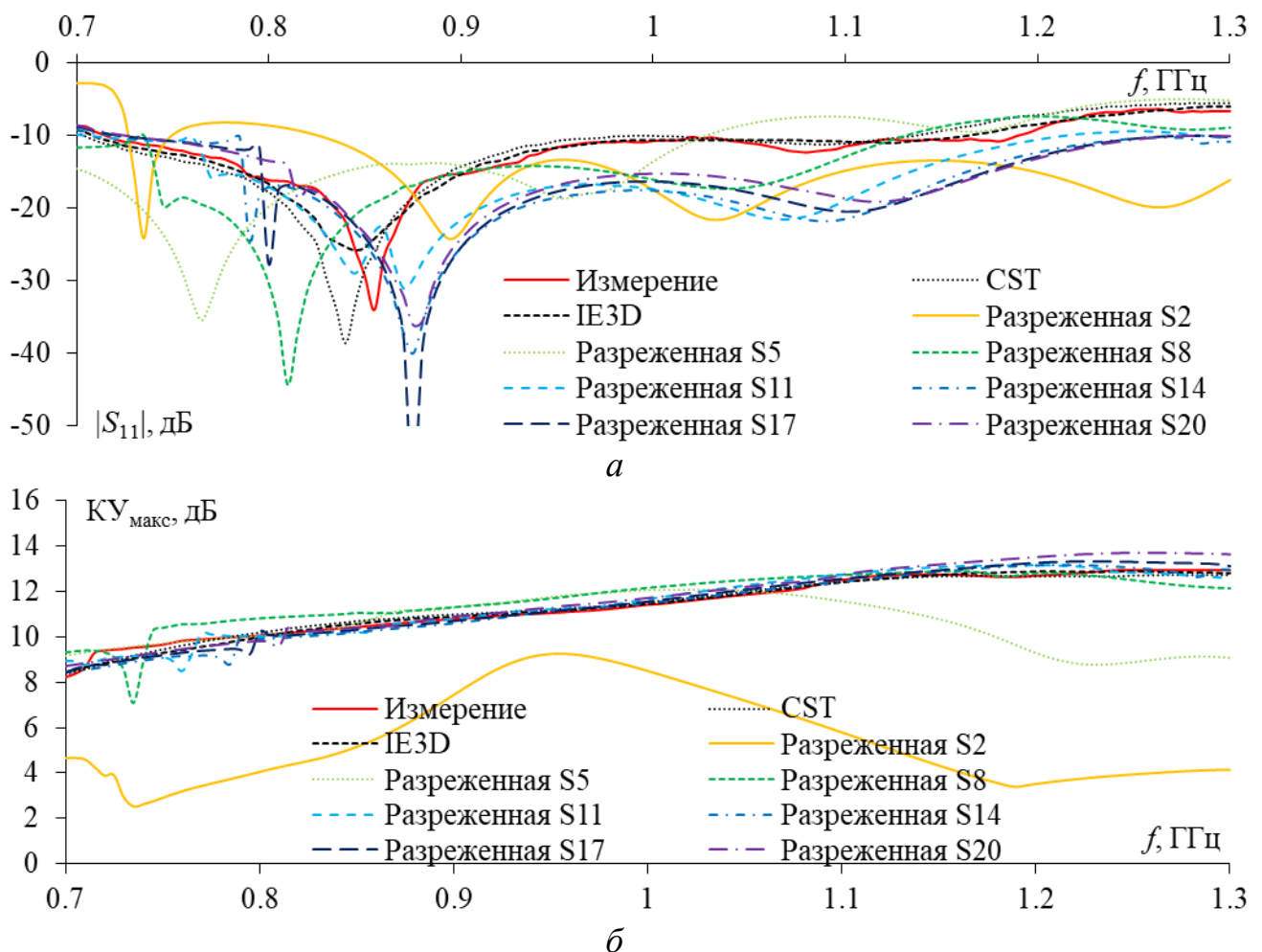


Рис. 9. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\text{макс}}$ (б), полученные измерением [27], моделированием в CST [27], IE3D [27] и для разреженных структур после АОТС с ДУЭС=20%

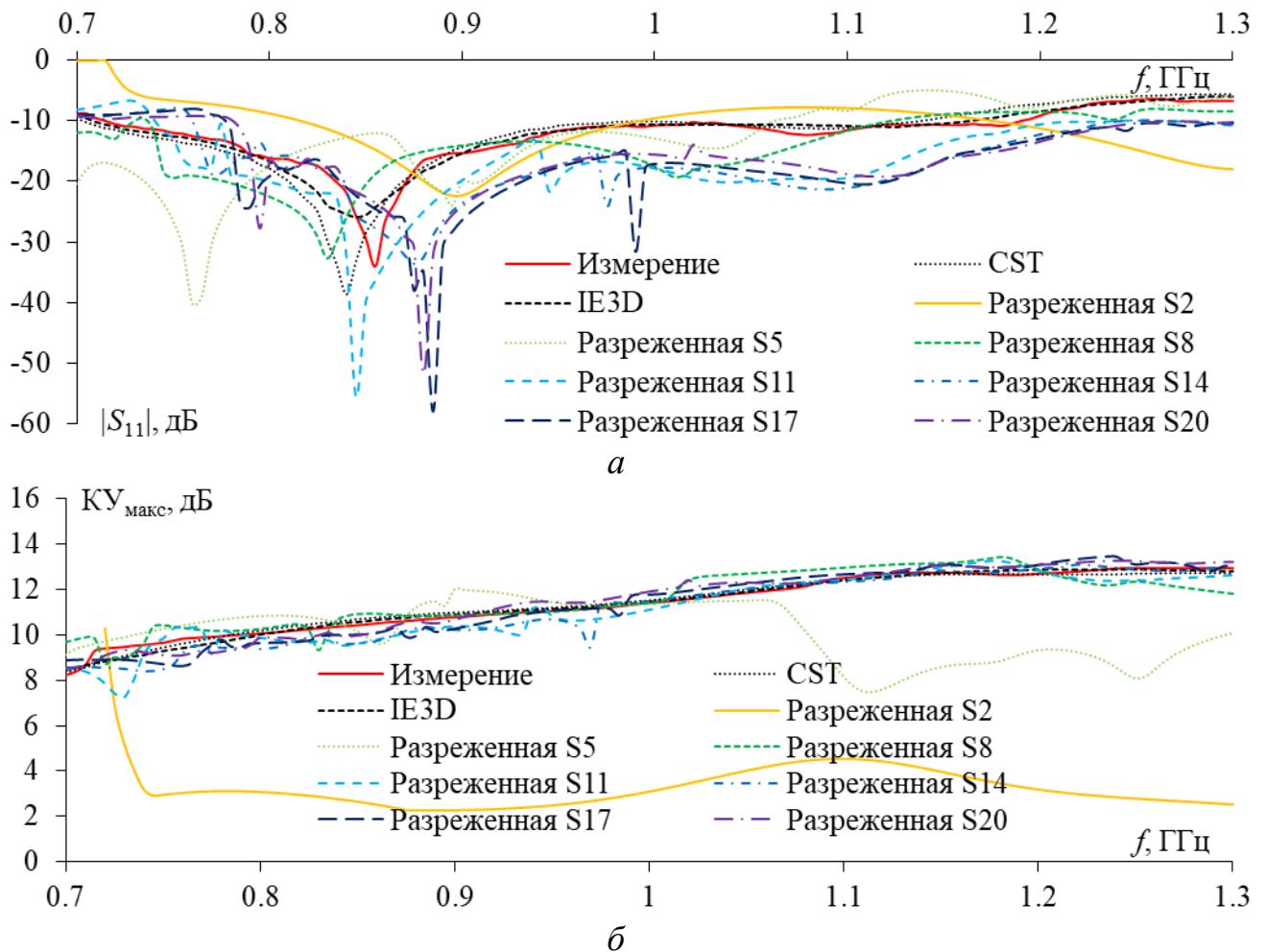


Рис. 10. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а) и $KU_{\text{макс}}$ (б), полученные измерением [27], моделированием в CST [27], IE3D [27] и для разреженных структур после АОТС с ДУЭС=50%

Таблица 8 – Максимальные расхождения характеристик разреженных антенн в сравнении с измеренными и полученными моделированием другими методами

Разреженная		$\Delta S_{11} $, дБ			$\Delta KU_{\text{макс}}$, дБ		
ДУЭС, %	ПС	Измерение	CST	IE3D	Измерение	CST	IE3D
20	S2	20,73	27,31	14,08	9,27	9,28	9,50
	S5	22,86	23,68	22,22	4,11	3,85	4,09
	S8	28,12	24,48	25,80	2,39	2,06	1,93
	S11	11,64	11,30	10,93	1,33	1,14	0,92
	S14	21,79	21,44	20,59	1,13	1,18	0,93
	S17	40,75	40,41	39,56	0,80	0,91	0,68
	S20	19,17	18,02	17,42	0,83	1,03	0,82
50	S2	19,31	26,07	12,83	10,41	10,17	10,29
	S5	27,62	26,29	27,08	5,15	5,00	5,02
	S8	15,27	12,72	8,75	1,46	1,33	1,25
	S11	29,86	22,46	29,80	2,20	1,82	1,70
	S14	16,02	16,88	14,28	1,68	1,84	1,80
	S17	41,92	41,19	40,32	1,20	1,01	0,87
	S20	35,25	34,10	33,50	0,85	0,73	0,81

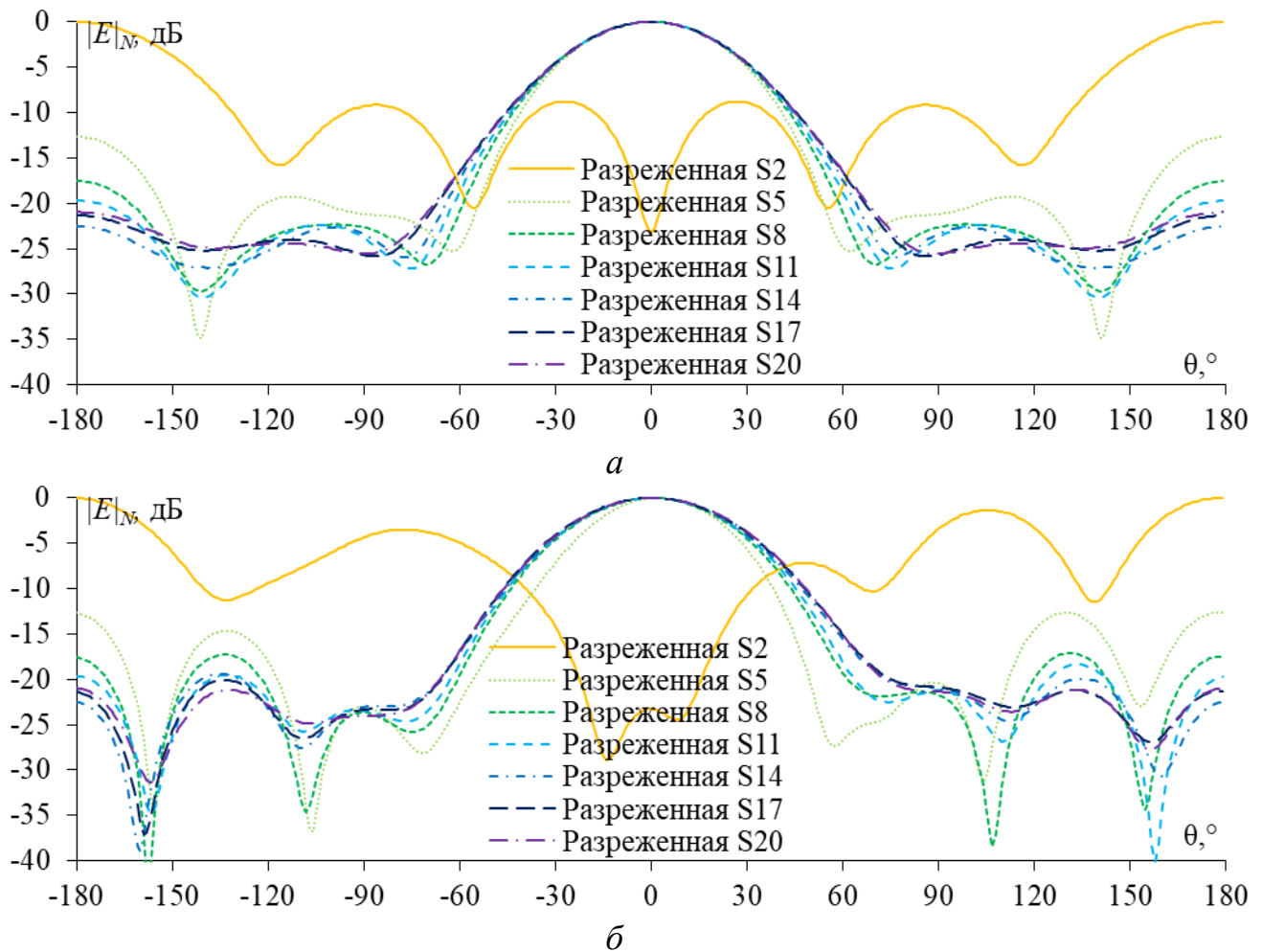


Рис. 11. ДН разреженных структур после АОТС с ДУЭС=20% в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 0,915 ГГц

При сравнении характеристик антенн в рабочем диапазоне частот видно, что разреженные структуры после АОТС исходной ПС с меньшим шагом, имеют лучшие результаты. В частности, после АОТС при ДУЭС=20% наилучшие значения (жирные в таблице 7) получены для S17, S20 и S8, а при ДУЭС=50% – для S17 и S8. Сравнение максимальных расхождений в диапазоне рабочих частот относительно измеренных и полученных моделированием другими методами дает аналогичные результаты. В частности, после АОТС при ДУЭС=20% наименьшие максимальные расхождения (жирные в таблице 8) получены для S11 и S17, а при ДУЭС=50% – для S8 и S20. Сравнение ДН показывает, что разреженные структуры, полученные из исходной ПС с большим шагом сетки, обеспечивают худшую направленность, особенно S2. При уменьшении шага сетки исходной структуры направленность разреженной структуры увеличивается. В частности, уровни боковых и задних лепестков у разреженных S17 и S20 значительно меньше, чем у S2 и S5.

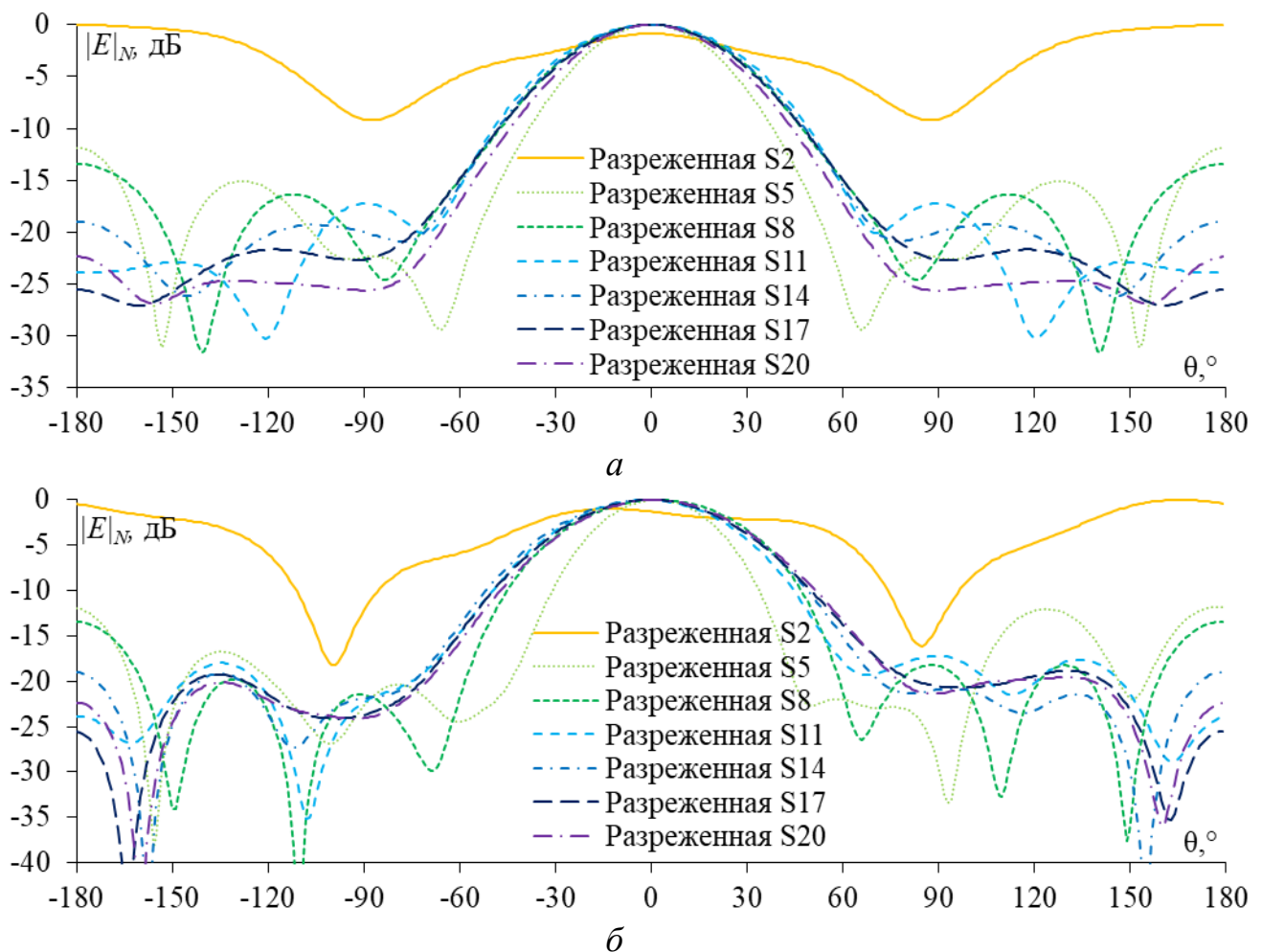


Рис. 12. ДН разреженных структур после АОТС с ДУЭС=50% в плоскостях E (а) и H (б) на частоте 0,915 ГГц

Сравнения показали, что характеристики и масса разреженных структур после АОТС значительно зависят от шага исходной ПС. С ростом шага сетки исходной структуры, характеристики соответствующих разреженных структур становятся лучше и ближе к результатам измерений. Однако характеристики разреженных структур S11–S20 имеют малые и незначительные расхождения. Поэтому, чтобы сбалансировать массу и характеристики разреженных структур рекомендуется исходная S11 для создания разреженных структур после АОТС к ней. Когда требуется антенна с меньшей массой, для создания разреженной структуры можно использовать ПС с большим шагом, а когда требуются лучшие характеристики – с меньшим шагом сетки.

Выводы

В данной работе проведен анализ влияния шага исходной ПС на создание её разреженных структур. Такой анализ проведен для рупорной антенны, работающей в УНФ-диапазоне. Сплошная металлическая структура данной антенны аппроксимирована посредством ПС с различным шагом. Их характеристики сравнены друг с другом и полученными моделированием другими численными методами, а также измеренными для антенны из сплошного металла. Результа-

ты сравнения показали, во сколько раз можно уменьшить массу антенны при сохранении её характеристик в заданных пределах.

Затем к структурам из ПС с различным шагом была применена АОТС для создания разреженных структур. Анализ влияния ДУЭС на уменьшение массы антенны, а также затраты для последующего моделирования показал, что разреженные структуры из ПС с меньшим шагом обладают стабильными характеристиками и менее зависимы от ДУЭС по сравнению с другими структурами. Кроме того, в рабочем диапазоне частот проанализированы разреженные структуры после АОТС с определенными ДУЭС. Разреженные антенны имеют меньшую массу, а также требуют меньше времени и памяти для последующего моделирования по сравнению с соответствующими исходными ПС. Сравнение разреженных структур, созданных на основе исходных ПС с различным шагом, показало, что разреженные структуры из исходной ПС с большим шагом имеют меньшую массу, но худшие характеристики. Напротив, разреженные структуры из исходной ПС с меньшим шагом сетки имеют большую массу, но характеристики, близкие к результатам измеренным и полученным моделированием другими методами. Для баланса между уменьшением массы и сохранением требуемых характеристик даны рекомендации.

Результаты работы позволяют разработчикам выбрать исходную ПС с подходящим шагом для получения разреженной структуры, отвечающей конкретным требованиям. В перспективе полезно выполнить аналогичные исследования на других типах антенн.

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

Литература

1. Kishore N., Senapati A. 5G smart antenna for IoT application: A review // International Journal of Communication Systems. 2022. Vol. 35. No. 13. P. e5241. doi: 10.1002/dac.5241.
2. Анисимов В. Г., Айметова Д. М. Антенны 4G диапазона для мобильных устройств // Вузовская наука в современных условиях: сборник материалов 55-й научно-технической конференции, Ульяновск, 25–30 января 2021 года. Том 1. – Ульяновск: Ульяновский государственный технический университет. 2021. С. 121–124.
3. Kulkarni J. Multiband triple folding monopole antenna for wireless applications in the laptop computers // International Journal of Communication Systems. 2021. Vol. 34. No. 8. P. e4776. doi: 10.1002/dac.4776.
4. Анисимов В. Г., Доминова А. Ф. Антенна GSM для мобильных устройств // Вузовская наука в современных условиях: сборник материалов 54-й научно-технической конференции, Ульяновск, 27 января – 01 февраля 2020 года. Том 1. – Ульяновск: Ульяновский государственный технический университет. 2020. С. 143–146.

5. Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. Миниатюрные антенны для малых космических аппаратов CubeSat // Сибирский журнал науки и технологий. 2018. Т. 19. № 2. С. 259–270. doi: 10.31772/2587-6066-2018-19-2-259–270.

6. Занин К. М. Критерий эффективности применения антенн с контурными диаграммами направленности в составе бортовых комплексов систем спутниковой связи // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 2. С. 1–13. doi: 10.24412/2410-9916-2024-2-001-013.

7. Гаджиев Х. М., Челушкина Т. А., Шкурко А. С. Цифровая антенна в форме уголкового отражателя с р-и-п диодами для управления беспилотным летательным аппаратом // Новая наука: Стратегии и векторы развития. 2016. № 10. С. 92–94.

8. Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е. Сфокусированные антенны в задачах неразрушающего радиоволнового контроля // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 2. С. 131–146. doi: 10.24412/2410-9916-2023-2-131-146.

9. Лянгузов Д. А. Низкопрофильная антенна с изменяемой диаграммой направленности // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 2. С. 80–91. doi: 10.24412/2410-9916-2022-2-80-91.

10. Заярный В. П., Нефёдов Е. И., Сидякин Ю. И., Пономарев И. Н., Заярный Д. В. Оптимизация конструкции дисковой антенны кругового обзора микроволнового диапазона для датчиков, содержащих приемо-передающие устройства // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2022. Т. 65. № 2. С. 125–131. doi: 10.17586/0021-3454-2022-65-2-125-131.

11. Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е. Прямые и обратные задачи для широкополосных антенных решеток, функционирующих в зоне ближнего излученного поля // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 2. С. 71–85. doi: 10.24412/2410-9916-2024-2-071-085.

12. Веснин С. Г., Седанкин М. К., Гудков А. Г., Леушин В. Ю., Сидоров И. А., Порохов И. О., Агасиева С. В., Видякин С. И. Печатная антенна со встроенным инфракрасным датчиком температуры для медицинского многоканального микроволнового радиотермографа // Медицинская техника. 2020. № 4. С. 4–7.

13. Пичугин В. Н. Математическое моделирование влияния укрытия щелевой антенны на характеристики радиотехнических систем управления // Вестник научных конференций. 2017. № 1. С. 95–96.

14. Rahmat-Samii Y., Densmore A. C. Technology trends and challenges of antennas for satellite communication systems // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. Vol. 63. No. 4. P. 1191–1204. doi: 10.1109/TAP.2014.2366784.

15. Gao S., Clark K., Unwin M., Zackrisson J., Shiroma W. A., Akagi J. M., Maynard K., Garner P., Boccia L., Amendola G., Massa G., Underwood C., Brenchley M., Pointer M., Sweeting M. N. Antennas for modern small satellites // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2009. Vol. 51. No. 4. P. 40–56. doi: 10.1109/MAP.2009.5338683.

16. Беляев Г. Р. Исследование возможности создания рефлекторов для антенн из углекомпозитных материалов // Информационные системы и

технологии ИСТ-2018: Материалы докладов XXIV Международной научно-технической конференции, посвященной 100-летию Нижегородской радиолaborатории, Нижний Новгород, 20 апреля 2018 года. – Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева. 2018. – С. 236–239.

17. Patil A. S., Arnold E. J. Characterizing Carbon Fiber Conductivity for Structural Antenna Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022. Vol. 70. No. 1. P. 451–458. doi: 10.1109/TAP.2021.3102037.

18. Гаришин О. К., Свистков А. Л., Шадрин В. В. Надутная антенна для космических аппаратов // Патент на изобретение № 2698960 РФ, МПК Н 01 Q 1/28, опубл. 02.09.2019, бюл. № 25. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=39535036> (дата обращения 04.02.2025).

19. Кусайкин Д. В., Григорьев И. В., Денисов Д. В., Туральчук П. А. Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27. № 2. С. 6–36. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-6-36.

20. Ванютин А. С., Садикова Д. З., Мотлях Е. С. Перспективы применения 3D-печати в антенной и СВЧ-технике // Вестник воздушно-космической обороны. 2017. Т. 16. № 4. С. 34–37.

21. Chahat N., Hodges R. E., Sauder J., Thomson M., Rahmat-Samii Y. The Deep-Space Network Telecommunication CubeSat Antenna: Using the deployable Ka-band mesh reflector antenna // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2017. Vol. 59. No. 2. P. 31–38. doi: 10.1109/MAP.2017.2655576.

22. Rahmat-Samii Y., Wang J., Zamora J., Freebury G., Hodges R. E., Horst S. J. A 7m×1.5m Aperture Parabolic Cylinder Deployable Mesh Reflector Antenna for Next-Generation Satellite Synthetic Aperture Radar // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2023. Vol. 71. No. 8. P. 6378–6389. doi: 10.1109/TAP.2023.3283134.

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

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

25. Huang J., Jo S. J., Seo C. W., Lee S. A., Yoon S. S., Park S. O. Electrical Performance Analysis and Prediction for Complex Mesh based on Model Angles // IEEE Access. 2024. Vol. 12. P. 125726–125734. doi: 10.1109/ACCESS.2024.3431037.

26. Inclán-Sánchez L. Performance Evaluation of a Low-Cost Semitransparent 3D-Printed Mesh Patch Antenna for Urban Communication Applications // Electronics. 2024. Vol. 13. No. 1. P. 153. doi: 10.3390/electronics13010153.

27. Kumar H., Kumar G. Coaxial Feed Pyramidal Horn Antenna with High Efficiency // IETE Journal of Research. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 51–58. doi: 10.1080/03772063.2017.1323563.

References

1. Kishore N., Senapati A. 5G smart antenna for IoT application: A review. *International Journal of Communication Systems*, 2022, vol. 35, no. 13, pp. e5241. doi: 10.1002/dac.5241.
2. Anisimov V. G., Aymetova D. M. Antenny 4G diapazona dlya mobil'nykh ustroystv [4G antennas for mobile devices]. *Vuzovskaya nauka v sovremennykh usloviyakh: sbornik materialov 55-y nauchno-tekhnicheskoy konferentsii* [University science in modern conditions: collection of materials of the 55th scientific and technical conference], Ulyanovsk, 25–30 January 2021, Vol. 1, pp. 121–124 (in Russian).
3. Kulkarni J. Multiband triple folding monopole antenna for wireless applications in the laptop computers. *International Journal of Communication Systems*, 2021, vol. 34, no. 8, pp. e4776. doi: 10.1002/dac.4776.
4. Anisimov V. G., Dominova A. F. Antenna GSM dlya mobil'nykh ustroystv [GSM antenna for mobile devices]. *Vuzovskaya nauka v sovremennykh usloviyakh: sbornik materialov 54-y nauchno-tekhnicheskoy konferentsii* [University science in modern conditions: collection of materials of the 54th scientific and technical conference], Ulyanovsk, 27 January – 01 February 2020, Vol. 1, pp. 143–146 (in Russian).
5. Generalov A. G., Gadzhiev E. V. Miniature antennas for Cubersat. *Siberian Journal of Science and Technology*, 2018, vol. 19, no. 2, pp. 259–270. doi: 10.31772/2587-6066-2018-19-2-259–270 (in Russian).
6. Zanin K. M. The Criterion of the Efficiency of Use of Antennas with Contour Beams in Satellite Communication Systems. *Systems of Control, Communication and Security*, 2024, no. 2, pp. 1–13. doi: 10.24412/2410-9916-2024-2-001-013 (in Russian).
7. Gadzhiyev KH. M., Chelushkina T. A., Shkurko A. S. Tsifrovaya antenna v forme ugolkovogo otrazhatelya s p-i-n diodami dlya upravleniya bespilotnym letatel'nyim apparatom [Digital antenna in the form of a corner reflector with p-i-n diodes for controlling an unmanned aerial vehicle]. *Novaya nauka: Strategii i vektory razvitiya* [New Science: Strategies and Vectors of Development], 2016, no. 10, pp. 92–94.
8. Vedenkin D. A., Sedelnikov Y. E. Focused antennas in non-destructive radio wave testing. *Systems of Control, Communication and Security*, 2023, no. 2, pp. 131–146. doi: 10.24412/2410-9916-2023-2-131-146 (in Russian).
9. Lyanguzov D. A. Low Profile Variable Beam Antenna. *Systems of Control, Communication and Security*, 2022, no. 2, pp. 80–91. doi: 10.24412/2410-9916-2022-2-80-91 (in Russian).
10. Zayarnyi V. P., Nefyodov E. I., Sidyakin Yu. I., Ponomarev I. N., Zayarnyi D. V. Optimization of microwave circular-view disc antenna design for sensors containing transceivers. *Journal of Instrument Engineering*, 2022, vol. 65, no. 2, pp. 125–131. doi: 10.17586/0021-3454-2022-65-2-125-131 (in Russian).

11. Vedenkin D. A., Sedelnikov Y. E. Direct and inverse problems for broadband antenna arrays operating in the near-radiated field zone. *Systems of Control, Communication and Security*, 2024, no. 2, pp. 71–85. doi: 10.24412/2410-9916-2024-2-071-085 (in Russian).

12. Vesnin S. G., Sedankin M. K., Gudkov A. G., Leushin V. YU., Sidorov I. A., Porokhov I. O., Agasiyeva S. V., Vidyakin S. I. Pechatnaya antenna so vstroyennym infrakrasnym datchikom temperatury dlya meditsinskogo mnogokanal'nogo mikrovolnovogo radiotermografa [Printed antenna with a built-in infrared temperature sensor for a medical multichannel microwave radiothermograph]. *Meditsinskaya tekhnika* [Medical equipment], 2020, no. 4, pp. 4–7 (in Russian).

13. Pichugin V. N. Matematicheskoye modelirovaniye vliyaniya ukrytiya shchelevoy anteny na kharakteristiki radiotekhnicheskikh sistem upravleniya [Mathematical modeling of the influence of slot antenna shelter on the characteristics of radio engineering control systems]. *Vestnik nauch-nykh konferentsiy* [Bulletin of scientific conference], 2017, no. 1, pp. 95–96 (in Russian).

14. Rahmat-Samii Y., Densmore A. C. Technology trends and challenges of antennas for satellite communication systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 63, no. 4, pp. 1191–1204. doi: 10.1109/TAP.2014.2366784.

15. Gao S., Clark K., Unwin M., Zackrisson J., Shiroma W. A., Akagi J. M., Maynard K., Garner P., Boccia L., Amendola G., Massa G., Underwood C., Brenchley M., Pointer M., Sweeting M. N. Antennas for modern small satellites. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2009, vol. 51, no. 4, pp. 40–56. doi: 10.1109/MAP.2009.5338683.

16. Belyayev G. R. Issledovaniye vozmozhnosti sozdaniya reflektorov dlya antenn iz uglekompozitnykh materialov [Study of the possibility of creating reflectors for antennas from carbon composite materials]. *Informatsionnyye sistemy i tekhnologii IST-2018: Materialy dokladov XXIV Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii, posvyashchennoy 100-letiyu Nizhegorodskoy radiolaboratorii* [Information systems and technologies IST-2018: Proceedings of the reports of the XXIV International scientific and technical conference dedicated to the 100th anniversary of the Nizhny Novgorod radio laboratory], Nizhny Novgorod, 20 April 2018, pp. 236–239 (in Russian).

17. Patil A. S., Arnold E. J. Characterizing Carbon Fiber Conductivity for Structural Antenna Applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, vol. 70, no. 1, pp. 451–458. doi: 10.1109/TAP.2021.3102037.

18. Garishin O. K., Svistkov A. L., Shadrin V. V. Inflatable antenna for spacecrafts. Patent Russia, no. RU 2698960 C1. Publish. 09.02.2019, bul. no. 25. Available at: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=39535036> (accessed 04 February 2025) (in Russian).

19. Kusaykin D. V., Grigoriev I. V., Denisov D. V., Turalchuk P. A. Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2024, vol. 27, no. 2, pp. 6–36. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-6-36 (in Russian).

20. Vanyutin A. S., Sadikova D. Z., Motlyakh E. S. Perspektivy primeneniya 3D-pechati v antennoy i SVCH-tekhnikе [Prospects for the application of 3D printing in antenna and microwave technology]. *Vestnik vozdushno-kosmicheskoy oborony* [Bulletin of Air and Space Defense], 2017, vol. 16, no. 4, pp. 34–37 (in Russian).

21. Chahat N., Hodges R. E., Sauder J., Thomson M., Rahmat-Samii Y. The Deep-Space Network Telecommunication CubeSat Antenna: Using the deployable Ka-band mesh reflector antenna. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2017, vol. 59, no. 2, pp. 31–38. doi: 10.1109/MAP.2017.2655576.

22. Rahmat-Samii Y., Wang J., Zamora J., Freebury G., Hodges R. E., Horst S. J. A 7m×1.5m Aperture Parabolic Cylinder Deployable Mesh Reflector Antenna for Next-Generation Satellite Synthetic Aperture Radar. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, vol. 71, no. 8, pp. 6378–6389. doi: 10.1109/TAP.2023.3283134.

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

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

25. Huang J., Jo S. J., Seo C. W., Lee S. A., Yoon S. S., Park S. O. Electrical Performance Analysis and Prediction for Complex Mesh based on Model Angles. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 125726–125734. doi: 10.1109/ACCESS.2024.3431037.

26. Inclán-Sánchez L. Performance Evaluation of a Low-Cost Semitransparent 3D-Printed Mesh Patch Antenna for Urban Communication Applications. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 1, pp. 153. doi: 10.3390/electronics13010153

27. Kumar H., Kumar G. Coaxial Feed Pyramidal Horn Antenna with High Efficiency. *IETE Journal of Research*, 2018, vol. 64, no. 1, pp. 51–58, doi: 10.1080/03772063.2017.1323563.

Статья поступила 27 февраля 2025 г.

Информация об авторе

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

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

Influence of the original wire grid cell size on the creation of sparse antennas

M. T. Nguyen

Problem statement: with the rapid development of info-communication technologies, the design of new antennas with lower mass and size while maintaining the required characteristics is an actual task, especially for military applications. The approximation of the traditional antenna surface using wire-grid (WG) is effective for this task. These structures have lower mass than solid metallic structures, making them widely used in aerospace applications with stringent mass requirements. To further reduce the mass of antennas, the optimal current grid approximation (OCGA) is developed to generate sparse WG structures. Previous studies are mainly focused on the influence of the grid cell size on the antenna characteristics of the original WG structures. However, when generating sparse WG structures, changes in the original WG structure directly influence the obtained results, and it is important to consider this influence. **Objective:** The aim of this study is to investigate the influence of the original grid cell size on the generation of sparse WG structures using a horn antenna as an example. **Methods:** in this study, the method of moments is used to simulate the WG antenna and OCGA is applied to generate sparse antennas. **Novelty:** the influence of the grid cell size on the antenna characteristics is analyzed, which is differentiated by applying to sparse structures after OCGA. **Results:** The analysis is carried out on the example of the UHF-band horn antenna. Its solid metallic structure is approximated using WG with different cell size. The antenna characteristics are compared with each other and simulation results using other numerical methods, as well as with those experimentally measured for the solid metal antenna. Then, OCGA was applied to the WG structures with different cell size to generate sparse structures. The influence of Grid Element Elimination Tolerance (GEET) on antenna mass and costs for subsequent simulations was analyzed. In addition, the sparse structures after OCGA with certain values of GEET are analyzed in the operating frequency range. Some recommendations are presented to balance between mass reduction and maintaining the required characteristics. **Practical relevance:** The results of this study allow the manufacturer to select an original WG structure with suitable cell size to obtain the sparse structure to meet specific requirements.

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

Information about Author

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

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