

УДК 621.396.67

Шифр специальности ВАК: 2.2.14

С.Б. Чинь, Т.Р. Газизов

Влияние аппроксимации оптимальной токовой сеткой на массу и моностатическую эффективную площадь рассеяния параболической рефлекторной проводно-сеточной антенны

Актуальность. Актуальной задачей в области телекоммуникационных и радиолокационных систем является снижение массы и моностатической эффективной площади рассеяния (МЭПР) антенн при сохранении излучательных характеристик на практически приемлемом уровне. Для снижения массы эффективно использование антенн из проводной сетки (ПС) с её разреживанием посредством аппроксимации оптимальной токовой сеткой (АОТС) на основе метода моментов (МоМ), когда удаляются провода с модулем тока ниже заданного допуска удаления элементов сетки (ДУЭС). **Цель исследования.** Оценка влияния АОТС на МЭПР разреженной антенны. **Методы.** Исследование выполнено на примере параболической рефлекторной антенны из ПС, возбуждаемой диполем и согласованной в полосе 3,25–3,85 ГГц. Моделирование выполнялось в среде MATLAB. Характеристики излучения оценивались в режиме возбуждения антенны диполем, а МЭПР для линейной и круговой поляризации падающей волны вычислялась при замене возбуждающего сегмента сопротивлением 50 Ом, учитываемым в матрице импедансов МоМ. **Научная новизна.** Впервые исследована МЭПР проводно-сеточной параболической антенны, разреженной с помощью АОТС. Показано, что АОТС позволяет снизить не только массу антенны, но и её МЭПР в главном направлении, причём без дополнительных вычислительных затрат на учёт критерия уменьшения МЭПР при сохранении излучательных характеристик на практически приемлемом уровне. **Результаты.** При ДУЭС = 30, 35, 40% достигнуто уменьшение массы в 1,57; 1,65 и 1,73 раза при приемлемом сохранении согласования и коэффициента усиления (снижение не более 0,11 дБ) и стабильной ширины главного лепестка. Кроме того, в расширенном диапазоне 3–5 ГГц средняя МЭПР в главном направлении снизилась на 4,4–4,8 дБ (максимально до 13,9 дБ на частоте 3,8 ГГц) при линейной поляризации и на 1,7–2,53 дБ (максимально до 4,6 дБ на частоте 4 ГГц) при круговой. При этом в отдельных приосевых направлениях ($\theta \approx \pm 12^\circ$) МЭПР возрастает, поскольку критерий по МЭПР не входит в процесс разреживания, что указывает направление дальнейшего совершенствования подхода. **Практическая значимость.** Полученные результаты показывают, что разреживание снижает массу антенны и сопровождается снижением МЭПР в главном направлении, где МЭПР исходной структуры максимальна, и открывает путь к интеграции критерия уменьшения МЭПР в процесс разреживания. **Ключевые слова:** рефлекторная антенна, проводная сетка, аппроксимация оптимальной токовой сеткой, метод моментов, моностатическая эффективная площадь рассеяния, разреженная антенна. DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-2-48-56

Введение

В современных телекоммуникационных и радиолокационных системах антенна является одним из важных элементов. Различные типы антенн отличаются характеристиками излучения и массой, что определяет области их применения. Среди них рефлекторная антенна широко используется как в военной [1, 2], так и гражданской сферах, например, в системах спутниковой связи [3, 4], благодаря её способности эффективно фокусировать и концентрировать электромагнитные волны [5]. Рефлекторы антенны обычно изготавливаются из сплошных металлических плоскостей, что приводит к относительно большой массе, требующей прочных опорных конструкций [6, 7]. Данная проблема особенно важна в космических применениях с жёсткими требованиями к массе [8, 9], поэтому снижение массы антенны в целом, а рефлекторных антенн в частности, при сохранении их излучательных характеристик является актуальной задачей.

Кроме того, в последних исследованиях антенн значительное внимание уделяется снижению моностатической эффективной площади рассеяния (МЭПР), поскольку она напрямую влияет на скрытность всей системы [10, 11]. В ряде работ предло-

жены методы снижения МЭПР на основе метаповерхностей [12–14], частотно-селективных поверхностей (FSS) [15, 16], радиопоглощающих материалов [17] и анализа характеристических мод [18, 19], которые позволили достичь заметных результатов. Однако перечисленные методы, как правило, требуют интеграции дополнительных структур или этапов проектирования, что усложняет создание антенн. В ряде случаев дополнительные структуры ухудшают характеристики излучения антенны [20]. Таким образом, в современном моделировании и проектировании антенн актуально одновременное снижение массы и МЭПР при сохранении излучательных характеристик антенны.

Для снижения массы можно заменить сплошную поверхность проводной сеткой (ПС), а затем применить аппроксимацию оптимальной токовой сеткой (АОТС) для разреживания на основе метода моментов (МоМ). Исследования АОТС показали эффективность снижения массы антенн [21–24], рассеивателей [25] и даже электромагнитных экранов [26] из ПС удалением отдельных проводов ПС. При этом результаты моделирования были многократно подтверждены результатами экспериментов. Для разреженных антенн из ПС удаляются провода с малым током,

а значит, и вкладом в излучение. Благодаря этому получают разреженные, более лёгкие структуры при сохранении характеристик антенны на уровне, близком к исходному. Однако разреженные антенны после АОТС рассматривались лишь с точки зрения снижения массы и сохранения излучательных характеристик на практически приемлемом уровне, тогда как их МЭПР не рассматривалась.

Цель работы – исследовать влияние АОТС на массу и МЭПР параболической рефлекторной проводно-сеточной антенны.

Применение АОТС к параболической антенне с проводной сеткой

Суть АОТС заключается в удалении проводов с малым током, поскольку мал их вклад в характеристики антенны. Другими словами, после разреживания сохраняются только провода, вносящие значительный вклад в излучение, что подтверждено в работах [21–24]. АОТС следует подходу, изложенному в [23]: антенна из ПС анализируется МоМ [27] со ступенчатыми базисными функциями.

Каждый провод представляется одним сегментом, а возбуждающий элемент (где требуется более детальное описание распределения тока) разбивается на несколько сегментов. Вектор возбуждения $\mathbf{v}$ имеет только один ненулевой элемент, соответствующий напряжению 1 В, приложенному к возбуждающему сегменту. Решается система уравнений МоМ $\mathbf{Z}\mathbf{i} = \mathbf{v}$, где $\mathbf{Z}$ – матрица импедансов, а $\mathbf{i}$ – вектор распределения тока, элементы которого соответствуют токам на отдельных проводах. После получения $\mathbf{i}$ на частоте f модули токов нормируются по их максимальному или среднему значению, а затем сравниваются с заданным допуском удаления элементов сетки (ДУЭС). Если провод имеет нормированный модуль тока меньше ДУЭС, он считается проводом с малым током и удаляется.

Таким образом, изменяя ДУЭС, можно получить различные разреженные антенны: чем больше ДУЭС, тем более разреженной и лёгкой становится структура, однако характеристики антенны могут ухудшаться, поэтому ДУЭС следует выбирать так, чтобы обеспечить баланс между снижением массы и сохранением характеристик антенны на приемлемом уровне.

В данной работе АОТС применяется к параболической рефлекторной антенне [28, 29], согласованной в полосе 3,25–3,85 ГГц с резонансной частотой $f = 3,5$ ГГц. Рефлектор имеет диаметр $D = 680$ мм, глубину $h = 245$ мм и фокусное расстояние $F = 118$ мм (рис. 1). Поверхность рефлектора разбита на $N_r = 76$ радиальных и $N_c = 25$ концентрических рядов проводов для формирования поверхности ПС (3800 проводов). Сетка с диаметром проводов $d = 0,02\lambda$ (λ – длина волны на 3,5 ГГц) (рис. 2, а). Антенна возбуждается диполем с диаметром $d = 0,02\lambda$ и длиной $l = 0,35\lambda$, расположенным вдоль оси x в фокусе параболического рефлектора и разделённым на 3 сегмента длиной около $0,12\lambda$, что удовлетворяет условиям тонкопроводной аппроксимации. Возбуждающее напряжение 1 В приложено к среднему сегменту диполя, выполняющему роль возбуждающего сегмента в векторе возбуждения $\mathbf{v}$ системы уравнений МоМ.

В среде MATLAB АОТС применяется на частоте $f = 3,5$ ГГц, при этом токи в проводах нормируются по среднему значению. В работе рассматриваются исходная и разреженные антенны при ДУЭС = 30, 35, 40% (см. рис. 2).

Как исходная, так и разреженные антенны хорошо согласованы по импедансу на 3,5 ГГц (рис. 3, а) с очень малым отличием (не более 0,19 дБ относительно исходной при ДУЭС = 40%). Коэффициент отражения $|s_{11}| = -14,96; -14,8; -14,82; -14,77$ дБ для исходной антенны и при ДУЭС = 30, 35, 40% соответственно. Более того, зависимость $|s_{11}|$ разреженных антенн близко повторяет исходную с полосой 3,25–3,85 ГГц (около 17%). Таким образом, после АОТС разреженные антенны сохраняют хорошее согласование импеданса, близкое к исходной структуре, во всём рабочем диапазоне.

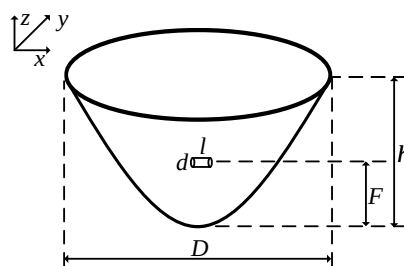


Рис. 1. Изометрический вид рефлекторной антенны

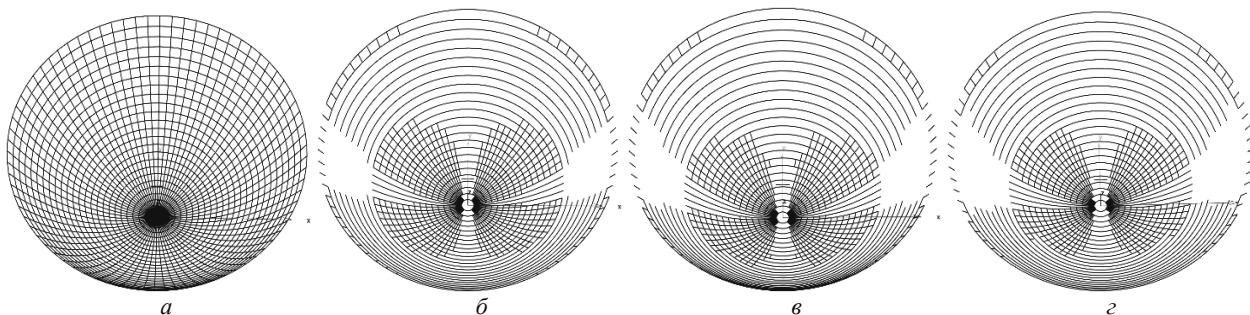


Рис. 2. Рефлекторные антенны из ПС: исходная (а), ДУЭС = 30 (б), 35 (в), 40% (г)

Излучательные характеристики также сохраняются на хорошем уровне. Так, максимальные коэффициенты усиления $KU_{\text{макс}}$ разреженных и исходной антенн очень близки во всем рабочем диапазоне (рис. 3, б). На резонансной частоте $KU_{\text{макс}} = 22,89; 22,86; 22,81$ дБи при ДУЭС = 30, 35, 40% соответственно, а у исходной $KU_{\text{макс}} = 22,92$ дБи. $KU_{\text{макс}}$ немного снижается с ростом ДУЭС, что объяснимо тем, что разреживание изменяет эффективную отражающую площадь параболического рефлектора. Такой эффект также наблюдался в исследованиях [22–25], но снижение в данном случае (не более 0,11 дБ при ДУЭС = 40%) может считаться приемлемым.

Анализ диаграмм направленности (ДН) на резонансной частоте в плоскостях $\varphi = 0^\circ$ и 90° (рис. 3, в, г) показывает, что разреженные антенны очень хорошо сохраняют излучательные характеристики исходной. Максимальный КУ в главном направлении ($\theta = 0^\circ$) изменяется очень незначительно, как отмечено выше. Ширина ДН $\theta_{0,5\text{p}}$ также стабильна в обеих плоскостях (около $13,1^\circ$ при $\varphi = 0^\circ$ и $7,7^\circ$ при $\varphi = 90^\circ$). Это подтверждает, что разреживание данной антенны для снижения массы мало влияет на главный лепесток (ГЛ).

Примечательно, что в боковых лепестках (БЛ) разреженные антенны проявляют преимущество в ряде направлений. Так, при $\varphi = 0^\circ$ вблизи направления

$\theta \approx 90^\circ/270^\circ$ уровень БЛ снижается более чем на 10 дБ при ДУЭС = 40%. Это также наблюдается в направлении $\theta \approx 120^\circ/240^\circ$ при ДУЭС = 30, 35%. В плоскости $\varphi = 90^\circ$ наибольший уровень БЛ (около $\theta \approx 46^\circ/314^\circ$) практически не изменяется и даже немного снижается при ДУЭС = 30, 35% (с 3,77 дБи до 3,72 и 3,68 дБи). Таким образом, в ряде направлений вне ГЛ разреживание способствует снижению БЛ. Эти полезные эффекты могут быть связаны с фазой токов на проводах. Поскольку АОТС выбирает удаляемые провода только по модулю тока, не учитывая фазу, влияние разреживания на разные направления неоднородно. В направлении ГЛ, где вклады проводов практически синфазны и определяются в основном проводами с большим током, удаление проводов с малым током почти не изменяет характеристики излучения. Уровни БЛ же формируются интерференцией множества вкладов с различными фазами, поэтому удаление части проводов может снижать БЛ в одном направлении, незначительно изменяя его в другом.

Вместе с тем есть некоторое ухудшение, хотя и незначительное, и сосредоточенное главным образом в области обратного излучения плоскости $\varphi = 0^\circ$. В частности, отношение излучения вперед-назад в этой плоскости снижается с 35,3 дБ (исходная) до примерно 33,7 дБ (при ДУЭС = 35, 40%).

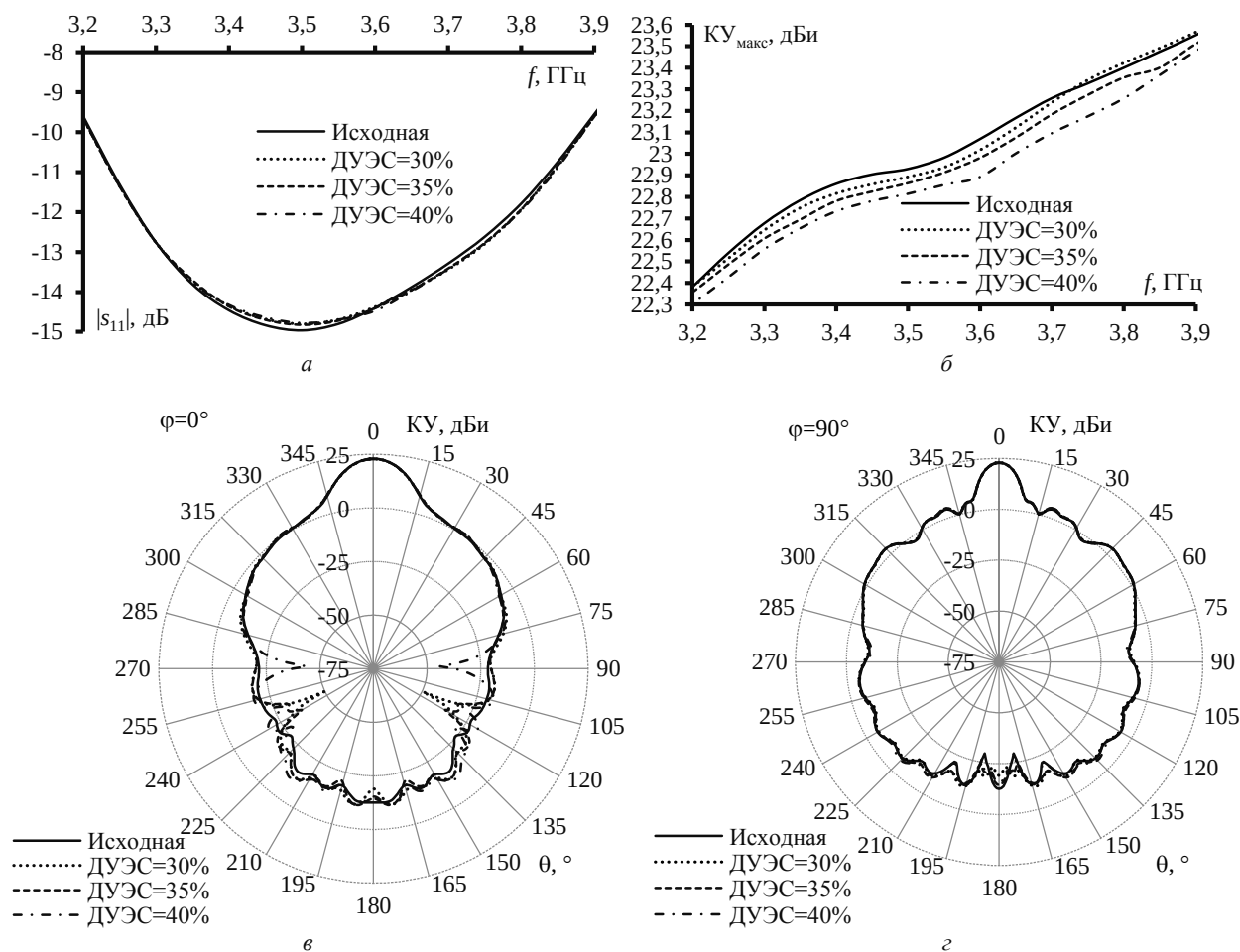


Рис. 3. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (а), $KU_{\text{макс}}$ (б) и ДН в плоскостях $\varphi = 0^\circ$ (в), 90° (г) для исходной и разреженных антенн

При этом максимальный уровень обратного излучения возрастает с $-12,3$ дБи до примерно $-10,8$ дБи (ухудшается примерно на $1,5$ дБ). В плоскости $\varphi = 90^\circ$ отношение излучения вперед-назад практически сохраняется (≈ 29 дБ). Здесь отношением излучения вперед-назад называется отношение уровня излучения в направлении главного максимума ($\theta = 0^\circ$) к уровню излучения в обратном направлении ($\theta = 180^\circ$), выраженное в дБ. Причиной данного ухудшения считается то, что после удаления части проводов поверхность становится более разреженной и небольшая доля энергии проникает назад. Степень ухудшения также имеет тенденцию слегка возрастать с ростом ДУЭС, но общая форма ДН не изменяется.

Масса антенны заметно снизилась. Для оценки этого вводится параметр, называемый отношением масс (M) проводов исходной и разреженной антенн. После АОТС отношение масс равно $1,57$; $1,65$; $1,73$ при ДУЭС = 30 , 35 , 40% соответственно. Таким образом, масса разреженных антенн значительно уменьшилась при сохранении важных характеристик антенны.

В итоге разреживание антенны приемлемо сохраняет основные излучательные характеристики и даже снижает БЛ в ряде направлений. Одновременно достигается довольно большое отношение масс при незначительном ухудшении $KU_{\text{макс}}$. В частности, на резонансной частоте $KU_{\text{макс}}$ только снижается на $0,03$; $0,06$; $0,11$ дБ относительно исходной при ДУЭС = 30 , 35 , 40% соответственно, и примерно на $1,5$ дБ ухудшается отношение излучения вперед-назад в плоскости $\varphi = 0^\circ$. Для оценки МЭПР после АОТС для каждой антенны МЭПР определялась для двух поляризаций падающей волны: линейной и круговой. Падающая плоская волна задается в терминах единичных векторов $(\hat{\theta}, \hat{\phi})$ сферической системы координат и фазора $e^{+j\mathbf{k}\mathbf{r}}$, где $\mathbf{k}$ – волновой вектор, направленный вдоль направления распространения волны, а $\mathbf{r}$ – радиус-вектор точки наблюдения. При линейной поляризации θ -поляризованная падающая волна имеет вектор электрического поля, направленный вдоль $\hat{\theta}$, и записывается как

$$\mathbf{E}_{\text{inc}} = \hat{\theta} e^{+j\mathbf{k}\mathbf{r}}, \quad (1)$$

а при круговой

$$\mathbf{E}_{\text{inc}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{\theta} - j\hat{\phi}) e^{+j\mathbf{k}\mathbf{r}}, \quad (2)$$

что соответствует волне с правой круговой поляризацией (ПКП) – волне, у которой вектор электрического поля вращается по часовой стрелке при наблюдении в направлении распространения волны.

Следует отметить, что при исследовании МЭПР антенна не возбуждается в месте расположения источника: вместо этого сегмент заменяется сопротивлением 50 Ом в соответствии с волновым сопротивлением тракта. В МоМ это реализуется добавлением 50 Ом к диагональному элементу матрицы импедансов Z , соответствующему сегменту источника. В итоге получаемая МЭПР включает как структурную

составляющую рассеяния от ПС, так и переизлучение антенны через оконечную нагрузку.

При падающей волне θ -поляризации в диапазоне 3 – 5 ГГц в направлении $(0,0)$ наблюдается снижение МЭПР (рис. 4, а). Средняя МЭПР снижается с $12,23$ дБм² для исходной структуры до $7,78$; $7,68$ и $7,47$ дБм² при ДУЭС = 30 , 35 , 40% (примерно на $4,4$ – $4,8$ дБ) (таблица). На некоторых частотах снижение очень велико (до $13,9$ дБ на $3,8$ ГГц при ДУЭС = 40%). Снижение может быть обусловлено тем, что АОТС удалила часть проводов, существенно влияющих на рассеяние. Одновременно разреживание изменяет эффективную отражающую площадь параболического рефлектора, что также способствует снижению МЭПР. Однако снижение неравномерно по частоте: в области $3,0$ – $3,2$ ГГц оно весьма мало.

Причину этого можно объяснить следующим образом. Отражающие свойства ПС зависят от отношения размера ячейки к длине волны λ . Когда ячейка мала по сравнению с λ , сетка отражает лучше, а когда частота возрастает и размер ячейки сравним с λ , отражение более чувствительно к плотности проводов. Ввиду этого в области низких частот ячейки даже после разреживания в большинстве своём остаются достаточно малыми, так что удаление части проводов мало изменяет отражённое поле и МЭПР снижается незначительно. Напротив, при возрастании частоты тот же уровень разреживания вызывает более заметные изменения и МЭПР ниже.

Исследование по углу на частоте $3,5$ ГГц в плоскости $\varphi = 0^\circ$, содержащей диполь (см. рис. 4, б), показывает наиболее впечатляющий результат именно в направлении $(0,0)$: МЭПР снижается с $12,93$ до $4,70$; $4,59$; $4,05$ дБм². Однако в направлениях, отклонённых от нормали, особенно вблизи $\theta \approx \pm 12^\circ$ – $\pm 15^\circ$, МЭПР разреженных антенн выше, чем исходной (при $\theta = \pm 12^\circ$ возрастает с $7,4$ до $12,1$ дБм²). Тем самым энергия рассеяния от зеркального максимума перераспределяется в другие направления.

Следует отметить, что АОТС выполняет разреживание только на основе модуля тока, не учитывая характеристику рассеяния в критерии удаления, поэтому возрастание МЭПР в некоторых приосевых направлениях является неконтролируемым следствием процесса разреживания. Это может быть связано с нарушением фазовой компенсации токов проводов, удерживавшей рассеяние в этих направлениях низким. На частотах $3,8$ и $4,8$ ГГц (см. рис. 4, в, г) получается аналогично.

В главном направлении МЭПР снижается с $11,91$ дБм² до $-0,21$; $-0,92$ и $-2,01$ дБм² на $3,8$ ГГц и с $13,47$ дБм² до $7,05$; $7,13$ и $7,03$ дБм² на $4,8$ ГГц при ДУЭС = 30 , 35 , 40% соответственно. При этом максимум МЭПР по углу не возрастает, а снижается: с $12,93$ до $12,11$ – $12,18$ дБм² на $3,5$ ГГц, с $11,91$ до $10,45$ – $10,60$ дБм² на $3,8$ ГГц и с $13,47$ до $11,98$ – $12,18$ дБм² на $4,8$ ГГц.

Таким образом, обнаруженный эффект наблюдается в рассмотренном диапазоне, включая частоты за пределами рабочей полосы антенны.

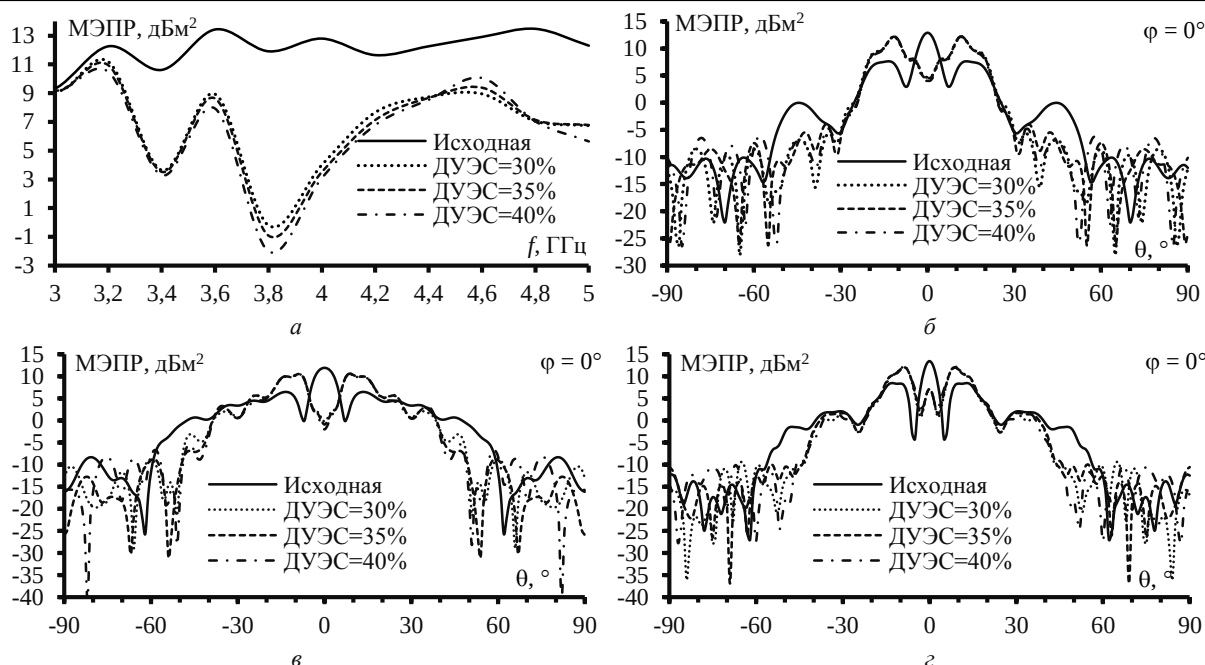


Рис. 4. МЭПР при падающей волне θ -поляризации для исходной и разреженных антенн в диапазоне 3–5 ГГц (а) и в плоскости $\varphi = 0^\circ$ на 3,5 (б), 3,8 (в) и 4,8 ГГц (г)

$|S_{11}|$, КУ_{макс}, средняя МЭПР в главном направлении и отношение масс для исходной и разреженных антенн

Структура	$ S_{11} $ на 3,5 ГГц, дБ	КУ _{макс} на 3,5 ГГц, дБи	Средняя МЭПР, 3–5 ГГц, θ -поляризация, дБм²	Средняя МЭПР, 3–5 ГГц, ПКП, дБм²	M
Исходная ДУЭС, %	-14,96	22,92	12,23	10,23	—
30	-14,8	22,89	7,78	8,53	1,57
35	-14,82	22,86	7,68	8,05	1,65
40	-14,77	22,81	7,47	7,7	1,73

При падающей волне ПКП разреженные структуры также дают снижение МЭПР в главном направлении в диапазоне 3–5 ГГц, за исключением области 3,0–3,2 ГГц, где снижение практически отсутствует (рис. 5, а). По сравнению с исходной (10,23 дБм²) средняя МЭПР при ДУЭС = 30, 35, 40% снижается до 8,53; 8,05 и 7,7 дБм², что меньше на 1,7; 2,18 и 2,53 дБ. Максимальное снижение до 4,6 дБ на частоте 4 ГГц при ДУЭС = 35%. Исследование по углу в плоскости $\varphi = 0^\circ$ (см. рис. 5, б) показывает, что наиболее выраженный эффект по-прежнему в главном направлении (0,0): МЭПР снижается с 10,21 дБм² до 6,57; 6,2 и 5,92 дБм², на 3,64–4,29 дБ. Аналогично случаю линейной поляризации часть энергии рассеяния смещается в приосевые направления: вблизи $\theta \approx \pm 12^\circ$ МЭПР разреженных антенн возрастает с 5,48 дБм² до примерно 9,6–9,9 дБм², тогда как в области больших углов ($\theta = 30 \dots 40^\circ$) разреженные структуры имеют заметно меньшую МЭПР, чем исходная. Таким образом, АОТС снижает МЭПР в наиболее важном направлении и для ПКП, что подтверждает результаты, полученные для линейной поляризации. Однако снижение в главном направлении для ПКП меньше: примерно 4 дБ против 8–9 дБ при линейной поляризации. Это меньшее снижение можно объяснить тем, что разреживание выполняется по току при возбуждении диполем: удаляются провода, ориентированные почти ортогонально его поляризации.

Волна θ -поляризации совпадает с выделенной поляризацией, а ПКП содержит две ортогональные составляющие, из которых лишь одна ей соответствует; кроме того, критерий уменьшения МЭПР не учитывается в разреживании.

На частотах 3,8 и 4,8 ГГц (см. рис. 5, в, г) в главном направлении МЭПР снижается с 9,67 дБм² до 6,59; 6,01 и 5,30 дБм² на 3,8 ГГц и с 11,28 дБм² до 8,28; 7,99 и 7,45 дБм² на 4,8 ГГц при ДУЭС = 30, 35, 40% соответственно. Максимум МЭПР по углу также снижается: с 10,21 до 9,57–9,86 дБм² на 3,5 ГГц, с 9,67 до 8,40–8,44 дБм² на 3,8 ГГц и с 11,28 до 9,47–9,89 дБм² на 4,8 ГГц. Следовательно, эффект наблюдается при обеих поляризациях падающей волны в рассмотренном диапазоне.

Следует подчеркнуть, что при разреживании ток каждого провода определяется в режиме возбуждения антенны от источника и провода с малым током удаляются исходя только из этого распределения тока. При этом рассеяние в критерии удаления проводов не учитывается. Тем не менее полученные разреженные антенны одновременно со снижением массы (отношение масс до 1,73) обеспечивают снижение МЭПР в главном направлении (в среднем на 4,4–4,8 дБ при θ -поляризации и на 1,7–2,53 дБ при ПКП). Таким образом, снижение МЭПР в главном направлении представляет собой сопутствующий эффект разреживания по току, что показано впервые.

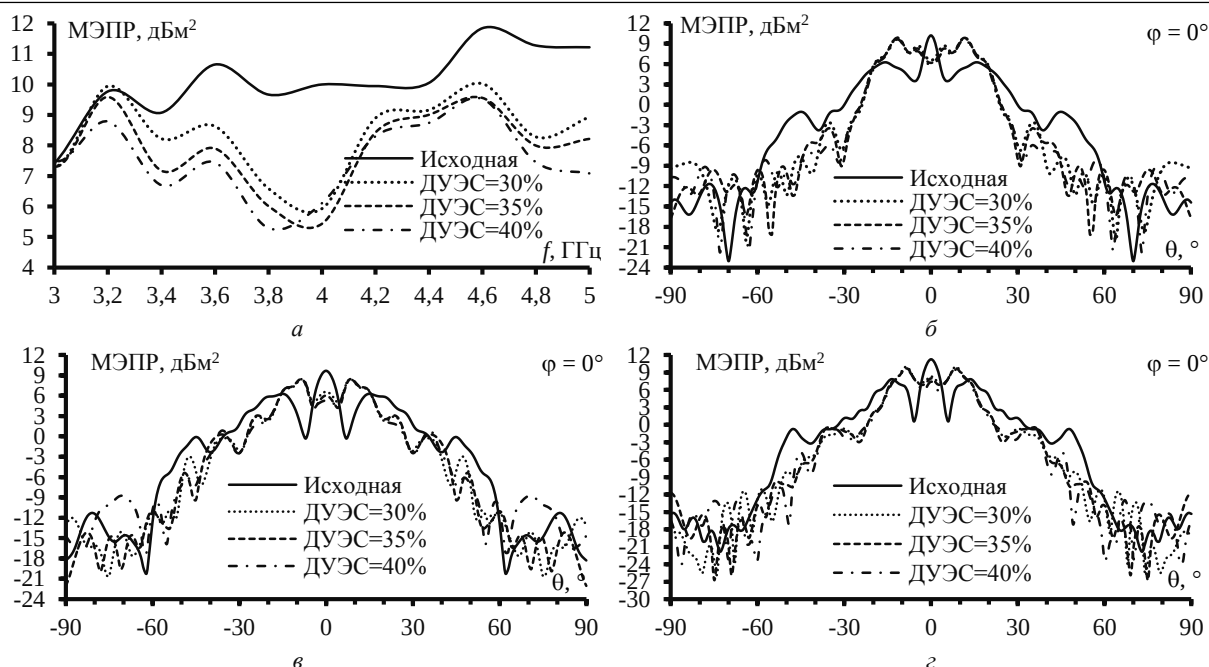


Рис. 5. МЭПР при падающей волне ПКП для исходной и разреженных антенн в диапазоне 3–5 ГГц (а) и в плоскости $\varphi = 0^\circ$ на 3,5 (б), 3,8 (в) и 4,8 ГГц (г)

Вместе с тем этот положительный эффект сопровождается возрастанием МЭПР в отдельных приосевых направлениях: поскольку удаление проводов не контролируется по критерию рассеяния, то и перераспределение рассеянной энергии остаётся неконтролируемым. Отсюда вытекают направления дальнейших исследований: учёт критерия уменьшения МЭПР при разреживании и фазы тока наряду с его амплитудой, что позволит управлять перераспределением рассеянной энергии и снижать массу и МЭПР согласованно без ухудшения излучательных характеристик и согласования импеданса. Кроме того, как отмечено в [24], удаление проводов может приводить к появлению свободных проводов, не связанных с сеткой, что усложняет изготовление, поэтому подход АОТС целесообразно дополнить механизмом восстановления связности оставшихся проводов.

Заключение

АОТС была применена к параболической рефлекторной антенне из ПС в диапазоне 3,25–3,85 ГГц с целью снижения массы, после чего впервые исследовано влияние разреживания на МЭПР. При ДУЭС = 30, 35, 40% разреженные структуры достигают отношения масс $M = 1,57; 1,65; 1,73$, сохраняя при этом хорошие излучательные характеристики: $|S_{11}|$ и $KU_{\text{макс}}$ мало изменяются (снижаются не более 0,11 дБ), ширина $\theta_{0,5\text{p}}$ стабильна, а БЛ в ряде направлений даже уменьшаются. Одновременно разреживание снижает МЭПР: при падающей волне линейной поляризации МЭПР в главном направлении снижается в среднем на 4,4–4,8 дБ в расширенном диапазоне частот 3–5 ГГц, который шире рабочего диапазона антенны (3,25–3,85 ГГц), и до 8–9 дБ на 3,5 ГГц, а её максимальное снижение достигает 13,9 дБ на частоте 3,8 ГГц (при ДУЭС = 40%). При ПКП снижение

меньше, но заметно, и максимальное снижение достигает 4,6 дБ на частоте 4 ГГц (при ДУЭС = 35%). В то же время МЭПР возрастает в некоторых приосевых направлениях. Важно подчеркнуть, что снижение МЭПР получено без дополнительных вычислительных затрат на оптимизацию по критерию уменьшения рассеяния. Таким образом, впервые исследована МЭПР проводно-сеточной антенны, разреженной с помощью АОТС. Результаты показали, что разреживание АОТС снижает массу антенны и сопровождается снижением МЭПР в главном направлении, где МЭПР исходной структуры максимальна, и открывает путь к интеграции критерия уменьшения МЭПР в процесс разреживания.

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

Литература

1. Development of highly constrained 1 m Ka-band mesh deployable offset reflector antenna for next generation cubesat radars / Y. Rahmat-Samii, V. Manohar, J.M. Kovitz, R.E. Hodges, G. Freebury, E. Peral // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – Vol. 67, No. 10. – P. 6254–6266. DOI: 10.1109/TAP.2019.2920223.
2. Marty L. From passive to active radar reflectors and beyond / L. Marty, P. Gerbaud, F. Christophe // 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA). – France: IEEE, 2021. – P. 605–607. DOI: 10.1109/CAMA49227.2021.9703473.
3. Shaped prime-focus reflector antenna for satellite communication / R.C. Gupta, S.K. Sagi, K.P. Raja, N.K. Sharma, R. Jyoti // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Vol. 16. – P. 1945–1948. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2689800.
4. Rotshild D. Ultra-wideband reconfigurable X-band and Ku-band metasurface beam-steerable reflector for satellite communications / D. Rotshild, A. Abramovich // Electronics. –

2021. – Vol. 10. – Art. 2165. DOI: 10.3390/electronics10172165.
5. Rahmat-Samii Y. Reflector antenna developments: a perspective on the past, present and future / Y. Rahmat-Samii, R. Haupt // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2015. – Vol. 57, No. 2. – P. 85–95. DOI: 10.1109/MAP.2015.2414534.
6. 3D-printed dual-reflector antenna with self-supported dielectric subreflector / A. Rebollo, A.F. Vaquero, M. Arrebola, M.R. Pino // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – P. 209091–209100. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3038739.
7. Chinese deep space stations: a brief review [Antenna Applications Corner] / G. He, M. Liu, X. Gao, X. Du, H. Zhou, H. Zhu // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2022. – Vol. 64, No. 1. – P. 102–111. DOI: 10.1109/MAP.2021.3129690.
8. Antenna designs for CubeSats: a review / S. Abulga-sem, F. Tubbal, R. Raad, P.I. Theoharis, S. Lu, S. Iranmanesh // *IEEE Access*. – 2021. – Vol. 9. – P. 45289–45324. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3066632.
9. A review of multibeam phased array antennas as LEO satellite constellation ground station / G. He, X. Gao, L. Sun, R. Zhang // *IEEE Access*. – 2021. – Vol. 9. – P. 147142–147154. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3124318.
10. 3D-printed microwave patch antenna via fused deposition method and ultrasonic wire mesh embedding technique / M. Liang, C. Shemelya, E. MacDonald, R. Wicker, H. Xin // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2015. – Vol. 14. – P. 1346–1349. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2405054.
11. Design of low-RCS antenna using antenna array / Y. Shi, X.F. Zhang, Z.K. Meng, L. Li // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2019. – Vol. 67, No. 10. – P. 6484–6493. DOI: 10.1109/TAP.2019.2925180.
12. Low-cost, low-profile wide-band radar cross section reduction using dual-concentric phase-gradient modulated surface / Y. Azizi, M. Soleimani, S.H. Sedighy, L. Matekovits // *Electronics*. – 2021. – Vol. 10. – Art. 1552. DOI: 10.3390/electronics10131552.
13. Ultra-wideband low-RCS and gain-enhanced phase gradient metasurface-based antenna using characteristic mode analysis / T. Zhang, J. Ren, Y. Yang, X. Pang, Q. Zheng // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. – 2024. – Vol. 183. – Art. 155370. DOI: 10.1016/j.aeue.2024.155370.
14. Broadband low-profile and low-RCS circular polarization metasurface antenna based on hybrid mechanism with characteristic mode analysis / Z. Tian, L. Yang, Z. Cheng, B. Cai, Y. Cheng, H. Luo, X. Li // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. – 2025. – Vol. 202. – Art. 156043. DOI: 10.1016/j.aeue.2025.156043.
15. Tilted beam Fabry–Perot antenna with enhanced gain and broadband low backscattering / H. Umair, T.B.A. Latef, Y. Yamada, W.N.L.B.W. Mahadi, M. Othman, K. Kamardin, M.I. Hussein, A.I. Najam // *Electronics*. – 2021. – Vol. 10. – Art. 267. DOI: 10.3390/electronics10030267.
16. Wideband RCS reduction in microstrip antennas using integrated artificial magnetic conductors and frequency-selective surface / S.A. Harooni, M. Naser-Moghadasi, B. Ghahm-kari, M. Khatir // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. – 2026. – Vol. 205. – Art. 156135. DOI: 10.1016/j.aeue.2025.156135.
17. Saxena G. Design of metasurface absorber for low RCS and high isolation MIMO antenna for radio location & navigation / G. Saxena, Y.K. Awasthi, P. Jain // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. – 2021. – Vol. 133. – Art. 153680. DOI: 10.1016/j.aeue.2021.153680.
18. Design of broadband low-RCS array antennas based on characteristic mode cancellation / J. Han, D. Jia, B. Du, G. Han, Y. Jia, Z. Zhao // *Electronics*. – 2023. – Vol. 12. – Art. 1536. DOI: 10.3390/electronics12071536.
19. Liu Y. Design of broad-angle low-RCS microstrip antenna for dual-polarization using characteristic mode analysis / Y. Liu, B. Du, D. Jia // *Electronics*. – 2025. – Vol. 14. – Art. 2121. DOI: 10.3390/electronics14112121.
20. A progression in the techniques of reducing RCS for the targets / M.U. Ullah, T.B.A. Latef, M. Othman, M.I. Hussein, H.M. Alkhoori, Y. Yamada, K. Kamardin, R. Khalid // *Alexandria Engineering Journal*. – 2024. – Vol. 100. – P. 153–169. DOI: 10.1016/j.aej.2024.05.001.
21. Alhaj Hasan A.F. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost / A.F. Alhaj Hasan, M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // *Microwave Review*. – 2023. – Vol. 29, No. 2. – P. 83–94. DOI: 10.18485/mts_mr.2023.29.2.10.
22. Alhaj Hasan A.F. Novel MoM-based approaches for generating wire-grid sparse antenna structures / A.F. Alhaj Hasan, T.M. Nguyen, T.R. Gazizov // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Novosibirsk: IEEE, 2023. – P. 570–576. DOI: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
23. Nguyen M.T. Generating sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation / M.T. Nguyen, A.F. Alhaj Hasan, T.R. Gazizov // *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*. – 2026. – Vol. 7, No. 2. – P. 652–665. DOI: 10.1109/OJAP.2025.3543559.
24. Nguyen M.T. Design of monopole antennas with various grounds for 2.4 GHz applications / M.T. Nguyen, T.R. Gazizov // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. – 2025. – Vol. 202. – Art. 156050. DOI: 10.1016/j.aeue.2025.156050.
25. Данг Т.Ф. Усовершенствование аппроксимации оптимальной токовой сеткой для разреженных рассеивающих структур / Т.Ф. Данг, Т.Р. Газизов // *Радиотехника*. – 2025. – Т. 89, № 9. – С. 181–192. DOI: 10.18127/j00338486-202509-20.
26. Лукас К.С. Разреженные электромагнитные экраны из проводной сетки / К.С. Лукас, Т.Ф. Данг, Т.Р. Газизов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2025. – Т. 28, № 4. – С. 13–19. DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-4-13-19.
27. Harrington R.F. Matrix methods for field problems // *Proceedings of the IEEE*. – 1967. – Vol. 55, No. 2. – P. 136–149. DOI: 10.1109/PROC.1967.5433.
28. Parabolic antenna JRB-25 MIMO. Jirous antennas [Электронный ресурс]. – URL: https://en.jirous.com/antenna-3,5ghz/jrb-25_mimo/ (дата обращения: 15.05.2026).
29. Нгуен М.Т. Сравнительный анализ характеристик разреженных структур рефлекторной антенны X-диапазона на разных частотах / М.Т. Нгуен, А.Ф. Алхадж Хасан, Т.Р. Газизов // Антенны и распространение радиоволн: сб. докл. Всерос. науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, 23–25 октября 2024 г. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), 2024. – С. 20–27.

Чинь Суан Ба

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0000-5711-5878
Тел.: +7-920-115-04-68
Эл. почта: xuanba6420@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. ТУ ТУСУРа

Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050

ORCID: 0000-0002-1192-4853

Тел.: +7-913-826-07-24

Эл. почта: talgat.r.gazizov@tusur.ru

Поступила в редакцию: 23.06.2026.

Принята к публикации: 01.09.2026.

Trinh X.B., Gazizov T.R.

Effect of optimal current grid approximation on the mass and monostatic radar cross-section of a wire grid parabolic reflector antenna

Relevance. Reducing the mass of antennas and their monostatic radar cross-section (MRCS) while preserving the radiation characteristics at a practically acceptable level is a relevant problem in telecommunication and radar systems. To reduce the mass, it is effective to use wire grid (WG) antennas with subsequent sparsification of the grid by optimal current grid approximation (OCGA) based on the method of moments (MoM), in which wires with a normalized current magnitude below a specified grid element elimination tolerance (GEET) are removed.

Purpose of the study. Evaluating the effect of OCGA on the MRCS of a sparse antenna. **Methods.** The study is carried out on a dipole-fed WG parabolic reflector antenna matched over 3.25–3.85 GHz. The simulation is performed in MATLAB. The radiation characteristics are evaluated with the antenna excited by the dipole, while the MRCS under linearly and circularly polarized incident waves is computed by replacing the feed segment with a 50 Ohm resistance included in the MoM impedance matrix. **Novelty.** The MRCS of a WG parabolic antenna sparsified by OCGA is investigated for the first time. It is shown that OCGA reduces not only the antenna mass but also its MRCS in the main direction, without additional computational cost for accounting for an MRCS reduction criterion and while preserving the radiation characteristics at a practically acceptable level.

Results. At GEET = 30, 35, 40%, the mass was reduced by factors of 1.57, 1.65 and 1.73 with acceptable preservation of impedance matching and gain (degradation no more than 0.11 dB) and a stable main lobe width. In addition, over 3–5 GHz band the average MRCS in the main direction decreased by 4.4–4.8 dB (maximum up to 13.9 dB at 3.8 GHz) under linear polarization and by 1.7–2.53 dB (maximum up to 4.6 dB at 4 GHz) under circular polarization. At the same time, the MRCS increased in some near-axis directions ($\theta \approx \pm 12^\circ$), since an MRCS reduction criterion is not included in the sparsification process, which indicates a direction for further improvement of the approach. **Practical significance.** The results show that sparsification reduces the antenna mass and is accompanied by a reduction of the MRCS in the main direction, where the MRCS of the initial structure is maximum, and they open a path to integrating an MRCS reduction criterion into the sparsification process.

Keywords: reflector antenna, wire grid, optimal current grid approximation, method of moments, monostatic radar cross-section, sparse antenna.

Funding: This research was funded by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation project FEWM-2024-0005.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-2-48-56

References

1. 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, vol. 67, no. 10, pp. 6254–6266. DOI: 10.1109/TAP.2019.2920223.

2. Marty L., Gerbaud P., Christophe F. From passive to active radar reflectors and beyond. 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), France, 2021, pp. 605–607. DOI: 10.1109/CAMA49227.2021.9703473.

3. 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, vol. 16, pp. 1945–1948. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2689800.

4. Rotshild D., Abramovich A. Ultra-wideband reconfigurable X-band and Ku-band metasurface beam-steerable reflector for satellite communications. *Electronics*, 2021, vol. 10, art. 2165. DOI: 10.3390/electronics10172165.

5. Rahmat-Samii Y., Haupt R. Reflector antenna developments: a perspective on the past, present and future. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2015, vol. 57, no. 2, pp. 85–95. DOI: 10.1109/MAP.2015.2414534.

6. Rebollo A., Vaquero A.F., Arrebola M., Pino M.R. 3D-printed dual-reflector antenna with self-supported dielectric subreflector. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 209091–209100. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3038739.

7. He G., Liu M., Gao X., Du X., Zhou H., Zhu H. Chinese deep space stations: a brief review [Antenna Applications Corner]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2022, vol. 64, no. 1, pp. 102–111. DOI: 10.1109/MAP.2021.3129690.

8. Abulgaseem S., Tubbal F., Raad R., Theoharis P.I., Lu S., Iranmanesh S. Antenna designs for CubeSats: a review. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 45289–45324. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3066632.

9. He G., Gao X., Sun L., Zhang R. A review of multibeam phased array antennas as LEO satellite constellation ground station. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 147142–147154. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3124318.

10. Liang M., Shemelya C., MacDonald E., Wicker R., Xin H. 3D-printed microwave patch antenna via fused deposition method and ultrasonic wire mesh embedding technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2015, vol. 14, pp. 1346–1349. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2405054.

11. Shi Y., Zhang X.F., Meng Z.K., Li L. Design of low-RCS antenna using antenna array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, vol. 67, no. 10, pp. 6484–6493. DOI: 10.1109/TAP.2019.2925180.

12. Azizi Y., Soleimani M., Sedighy S.H., Matekovits L. Low-cost, low-profile wide-band radar cross section reduction using dual-concentric phase-gradient modulated surface. *Electronics*, 2021, vol. 10, art. 1552. DOI: 10.3390/electronics10131552.

13. Zhang T., Ren J., Yang Y., Pang X., Zheng Q. Ultra-wideband low-RCS and gain-enhanced phase gradient metasurface-based antenna using characteristic mode analysis. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 2024, vol. 183, art. 155370. DOI: 10.1016/j.aeue.2024.155370.

14. Tian Z., Yang L., Cheng Z., Cai B., Cheng Y., Luo H., Li X. Broadband low-profile and low-RCS circular polarization metasurface antenna based on hybrid mechanism with characteristic mode analysis. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 2025, vol. 202, art. 156043. DOI: 10.1016/j.aeue.2025.156043.

15. Umair H., Latef T.B.A., Yamada Y., Mahadi W.N.L.B.W., Othman M., Kamardin K., Hussein M.I., Najam A.I. Tilted beam Fabry-Perot antenna with enhanced gain and broadband low backscattering. *Electronics*, 2021, vol. 10, art. 267. DOI: 10.3390/electronics10030267.

16. Harooni S.A., Naser-Moghadasi M., Ghalamkari B., Khatir M. Wideband RCS reduction in microstrip antennas using integrated artificial magnetic conductors and frequency-selective surface. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 2026, vol. 205, art. 156135. DOI: 10.1016/j.aeue.2025.156135.
17. Saxena G., Awasthi Y.K., Jain P. Design of metasurface absorber for low RCS and high isolation MIMO antenna for radio location & navigation. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 2021, vol. 133, art. 153680. DOI: 10.1016/j.aeue.2021.153680.
18. Han J., Jia D., Du B., Han G., Jia Y., Zhao Z. Design of broadband low-RCS array antennas based on characteristic mode cancellation. *Electronics*, 2023, vol. 12, art. 1536. DOI: 10.3390/electronics14112121.
19. Liu Y., Du B., Jia D. Design of broad-angle low-RCS microstrip antenna for dual-polarization using characteristic mode analysis. *Electronics*, 2025, vol. 14, art. 2121. DOI: 10.3390/electronics14112121.
20. Ullah M.U., Latif T.B.A., Othman M., Hussein M.I., Alkhoori H.M., Yamada Y., Kamardin K., Khalid R. A progression in the techniques of reducing RCS for the targets. *Alexandria Engineering Journal*, 2024, vol. 100, pp. 153–169. DOI: 10.1016/j.aej.2024.05.001.
21. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., Gazizov T.R. Modeling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost. *Mikrotałasna Revija (Microwave Review)*, 2023, vol. 29, no. 2, pp. 83–94. DOI: 10.18485/mtts_mr.2023.29.2.10.
22. Alhaj Hasan A.F., Nguyen M.T., 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, IEEE, 2023, pp. 570–576. DOI: 10.1109/EDM58354.2023.10225219.
23. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. Generating sparse wire-grid antennas using maximum current-based optimal current grid approximation. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 2026, vol. 7, no. 2, pp. 652–665. DOI: 10.1109/OJAP.2025.3543559.
24. Nguyen M.T., Gazizov T.R. Design of monopole antennas with various grounds for 2.4 GHz applications. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, 2025, vol. 202, art. 156050. DOI: 10.1016/j.aeue.2025.156050.
25. Dang T.P., Gazizov T.R. [Improving the optimal current grid approximation for sparse scattering structures]. *Radiotekhnika*, 2025, vol. 89, no. 9, pp. 181–192. DOI: 10.18127/j00338486-202509-20 (in Russ.).
26. Lukas K.S., Dang T.F., Gazizov T.R. [Sparse electromagnetic shields obtained from wire grid]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2025, vol. 28, no. 4, pp. 13–19. DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-4-13-19 (in Russ.).
27. Harrington R.F. Matrix methods for field problems. *Proceedings of the IEEE*, 1967, vol. 55, no. 2, pp. 136–149. DOI: 10.1109/PROC.1967.5433.
28. Parabolic antenna JRB-25 MIMO. Jirous antennas. Available at: https://en.jirous.com/antenna-3,5ghz/jrb-25_mimo/ (accessed: 15.05.2026).
29. Nguyen M.T., Alhaj Hasan A.F., Gazizov T.R. *Sravnitel'nyy analiz kharakteristik razrezhennykh struktur reflektornoy anteny X-diapazona na raznykh chastotakh* [Comparative analysis of the characteristics of sparse X-band reflector antenna structures at different frequencies]. *Antennы i rasprostraneniye radiovoln* [Antennas and radio wave propagation]. *Proc. of the All-Russian Scientific and Technical Conf., St. Petersburg*, 2024, pp. 20–27. EDN QLBCKE.

Xuan Ba Trinh

Postgraduate Student, Department of Television and Control (TC), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0000-5711-5878
Phone: +7-920-115-04-68
Email: xuanba6420@gmail.com

Talgat R. Gazizov

Doctor of Engineering, Professor, Head of the Department of TC, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-1192-4853
Phone: +7-913-826-07-24
Email: talgat.r.gazizov@tusur.ru

Received: 23.06.2026.

Accepted: 01.09.2026.