

УДК 621.396.67

Способ изготовления разреженной антенны с уменьшенной массой и эффективной площадью рассеяния

Чинь С. Б., Газизов Т. Р.

Постановка задачи: к современным антеннам, в зависимости от применения, могут предъявляться одновременно требования по массе и радиолокационной заметности. Между тем известные способы снижения эффективной площади рассеяния (ЭПР) антенн, как правило, требуют введения дополнительных слоёв, структур или специальных материалов, то есть достигают результата ценой увеличения массы и усложнения конструкции. Поэтому актуален поиск способов, снижающих ЭПР не такой ценой. **Цель работы** – представить способ изготовления разреженной антенны на основе проводной сетки (ПС), обеспечивающий одновременное уменьшение её массы и ЭПР, на который авторами оформляется патент. **Используемые методы:** при обосновании технического решения и моделировании его функционирования в среде MATLAB использованы метод моментов и аппроксимация оптимальной токовой сеткой. **Новизна:** использование при разреживании ПС двух пороговых значений, задающих базовую и опорную структуры, и дополнительное исключение проводов по критерию их вклада в рассеяние при возбуждении антенны падающей волной (с линейной θ -поляризацией) из заданного множества направлений. **Результат:** на примере проводно-сеточной монополярной антенны число проводов экрана уменьшено с 1625 до 1081, то есть масса уменьшена в 1,5 раза, при этом моностатическая ЭПР в направлении нормали к плоскости экрана антенны в полосе 2,2–10 ГГц снижена в среднем на 3,85 дБ (максимально на 7,38 дБ), а характеристики согласования и излучения остались близкими к полученным для антенны из полной ПС. **Практическая значимость:** решение позволяет снижать ЭПР антенны без введения дополнительных структур и материалов, что делает его применимым при проектировании антенн с жёсткими требованиями одновременно по массе и малозаметности.

Ключевые слова: проводная сетка, разреженная антенна, эффективная площадь рассеяния, метод моментов, снижение массы.

Введение

К современным антеннам, в зависимости от применения, могут предъявляться одновременно два дополнительных требования. Первое – минимальная масса, например, для антенн аэрокосмических систем. Второе – малая эффективная площадь рассеяния (ЭПР), поскольку она определяет радиолокационную заметность системы. Антенна занимает при этом особое место. Она нередко оказывается одним из основных источников рассеяния носителя: на антенны бортового радиоэлектронного оборудования самолёта может приходиться до 30% и более его ЭПР в секторах передней полусферы [1]. Кроме того, антенна остаётся заметной и вне рабочей полосы, где она уже не выполняет полезных функций.

Библиографическая ссылка на статью:

Чинь С. Б., Газизов Т. Р. Способ изготовления разреженной антенны с уменьшенной массой и эффективной площадью рассеяния // Системы управления, связи и безопасности. 2026. № 4. С. 53-66. DOI: 10.24412/2410-9916-2026-4-053-066

Reference for citation:

Trinh X. B., Gazizov T. R. Method of Manufacturing a Sparse Antenna with Reduced Mass and Radar Cross Section. *Systems of Control, Communication and Security*, 2026, no. 4, pp. 53-66 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2026-4-053-066

Для снижения ЭПР антенн предложено много решений. Так, известно устройство уменьшения эффективной поверхности рассеяния антенн [2], выполненное в виде трёхслойной неоднородной структуры, размещаемой перед антенной. Известна радиолокационная антенна с уменьшенной ЭПР [1], в которой перед излучателями размещены устройства частотной селекции, прозрачные в рабочей полосе и отражающие за её пределами, а сами излучатели расположены на проводящей плоскости внутри сквозных отверстий диэлектрического листа. Известна щелевая антенна с поглощающим покрытием, содержащим наноструктурированные проводящие нити [3]. Активно развиваются и способы, основанные на метаповерхностях с фазовым градиентом [4], метаповерхностных поглотителях [5] и компенсации характеристических мод [6]. Они обеспечивают заметное снижение ЭПР, однако оно достигается введением дополнительных элементов – слоёв, структур или специальных материалов. Такое усложнение конструкции, как правило, сопровождается ростом её массы и, возможно, ухудшением характеристик излучения [7].

Между тем известна последовательность проектирования структур проводной сетки (ПС) методом моментов (МоМ), рассмотренная в работе [8]. Она включает: ввод геометрии структуры из N проводов, задаваемой декартовыми координатами начала и конца каждого провода и его радиусом, где провода формируют группы ячеек с 4 проводами, электрически соединёнными в местах пересечения; задание воздействия на структуру; аппроксимацию с помощью ступенчатых базисных функций; тестирование аппроксимированной искомой функции дельта-функциями Дирака; получение элементов квадратной матрицы импедансов $\mathbf{Z}$ порядка N ; решение системы линейных алгебраических уравнений $\mathbf{Z}\mathbf{i} = \mathbf{v}$ методом LU-разложения для получения вектора токов $\mathbf{i}$, по которому вычисляются требуемые радиотехнические характеристики структуры, где $\mathbf{v}$ – вектор возбуждающего напряжения.

При возбуждении антенны в её точке питания все элементы вектора $\mathbf{v}$ равны нулю, кроме элемента, соответствующего проводу возбуждения, который равен напряжению источника $V_{in} = 1$ В. Вектор возбуждающего напряжения $\mathbf{v}$ вычисляется как

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ V_{in} \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

При возбуждении структуры внешней падающей плоской волной вектор $\mathbf{v}$ определяется как

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E_{пад}(1)\Delta l_1 \\ E_{пад}(2)\Delta l_2 \\ \dots \\ E_{пад}(N)\Delta l_N \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где Δl_j – длина j -го провода. Плоская волна имеет вид

$$E_{\text{пад}} = E_0 e^{-jk(x \sin(\theta_{\text{пад}}) \cos(\varphi_{\text{пад}}) + y \sin(\theta_{\text{пад}}) \sin(\varphi_{\text{пад}}) + z \cos(\theta_{\text{пад}}))}, \quad (3)$$

где k – волновое число; x, y, z – координаты центра рассматриваемого провода; $\varphi_{\text{пад}}, \theta_{\text{пад}}$ – азимутальный и зенитный углы, задающие направление падающей плоской волны; E_0 определяется поляризацией падающей волны и проекциями вектора провода на оси декартовой системы координат. По вектору токов $\mathbf{i}$ вычисляется ЭПР структуры, а при совпадении направления наблюдения с направлением падения – моностатическая ЭПР (МЭПР).

Наиболее близким к заявляемому является способ изготовления антенны на основе ПС [9], включающий: проектирование проводной сетки антенны, состоящей из группы ячеек с 4 проводами, где провода электрически соединены в местах пересечения; определение датчиками токов в проводах вектора тока $I[j]$, где $j = 1, \dots, N$, для исходной структуры антенны размером N ; определение максимального модуля тока $I_{\text{макс}}$ среди всех элементов вектора тока; задание порогового значения $0 < I_{\text{п}} < 1$; нормировку всех модулей тока для исходной структуры антенны относительно максимального ($I[j]/I_{\text{макс}}$); определение вектора нормированных значений $I_{\text{норм}}[j]$, где $j = 1, \dots, N$; исключение проводов, соответствующих условию $I_{\text{норм}}[j] < I_{\text{п}}$.

Этот способ позволяет уменьшить массу антенны при контролируемой точности её характеристик, поскольку из полной сетки исключаются провода с малыми токами, вклад которых в излучение поля мал. Для нахождения токов в каждом проводе сетки могут быть использованы датчики тока, расположенные на каждом проводе, или результаты моделирования по описанному выше алгоритму. На основе идеи этого способа предложена аппроксимация оптимальной токовой сеткой [10, 11], в которой из полной сетки исключаются провода с малым током, поскольку их вклад в излучение незначителен. В результате масса антенны ещё более уменьшается, а характеристики излучения сохраняются на приемлемом для практики уровне [12, 13].

Однако недостатком способа является то, что провода исключаются только по модулю тока, наведённого при возбуждении антенны в её точке питания, то есть только по вкладу каждого провода в излучение, без учёта вклада каждого провода в рассеяние при возбуждении антенны падающей волной с различных направлений. Ввиду этого данный способ уменьшает массу антенны, но не позволяет целенаправленно уменьшать её МЭПР: среди остающихся проводов могут оказаться провода, вносящие наибольший вклад в рассеяние.

Отметим, что критерий рассеяния при разреживании ПС до настоящего времени рассматривался лишь применительно к чисто рассеивающим структурам [14, 15] и не использовался при проектировании антенн. Известен способ изготовления рассеивателя на основе ПС [16], в котором перечисленные для способа [9] действия выполняют при возбуждении структуры для каждого угла падения плоской волны, находят число появлений каждого провода во множестве полученных разреженных структур и удаляют из сетки провода, число появлений которых меньше заданного порога. Этот способ предназначен для уменьшения массы рассеивателя при сохранении его характеристик рассеяния,

поэтому в нём исключаются провода с малыми токами, то есть слабо влияющие на рассеяние, а провода, вносящие наибольший вклад в рассеяние, сохраняются. Ввиду этого он не позволяет уменьшить МЭПР антенны: используемый в нём критерий исключения противоположен требуемому, а характеристики согласования и излучения, которые для антенны должны быть сохранены, в нём не контролируются.

Вместе с тем именно разреживание представляется естественным способом одновременного решения обеих задач: удаление провода уменьшает и массу конструкции, и рассеяние, причём без введения дополнительных структур и материалов. Цель работы – представить способ изготовления разреженной антенны, на который авторами оформляется патент. Для этого изложена его сущность, показаны отличия от прототипа и продемонстрирована достижимость технического результата.

Предлагаемый способ

Предлагается способ изготовления разреженной антенны на основе ПС, включающий проектирование проводной сетки антенны, состоящей из группы ячеек с 4 проводами, где провода электрически соединены в местах пересечения; определение датчиками токов в проводах вектора тока $I[j]$ с $j = 1, \dots, N$ для исходной структуры антенны размером N ; определение максимального модуля тока $I_{\text{макс}}$ среди всех элементов вектора тока; задание порогового значения $0 < I_{\text{п}} < 1$; нормировку всех модулей тока относительно максимального ($I[j]/I_{\text{макс}}$); определение вектора нормированных значений $I_{\text{норм}}[j]$; получение разреженной структуры исключением проводов, соответствующих условию $I_{\text{норм}}[j] < I_{\text{п}}$, отличающийся тем, что получение разреженной структуры выполняют в два этапа: на первом этапе последовательно по шагам увеличивают $I_{\text{п}}$ и определяют на каждом шаге снижение максимального коэффициента усиления ($G_{\text{макс}}$) получаемой структуры, получают базовую разреженную структуру при $I_{\text{п1}}$ со снижением не более первого заданного допуска и опорную разреженную структуру при $I_{\text{п2}} > I_{\text{п1}}$ со снижением не более второго заданного допуска, большего первого; на втором этапе определяют множество проводов, входящих в базовую структуру и отсутствующих в опорной; при возбуждении базовой структуры плоской волной, падающей с каждого из M направлений заданного диапазона углов с заданным шагом, определяют в проводах модули тока $I[k](\theta_{\text{пад}}, \varphi_{\text{пад}})$, где $k = 1, \dots, N_6$, а N_6 – число проводов базовой структуры, определяют их средние по всем направлениям значения $I[k]_{\text{сред}} = \sum I[k](\theta_{\text{пад}}, \varphi_{\text{пад}})/M$, определяют максимальное из этих средних значений $I_{\text{макс2}}$, задают второе пороговое значение $0 < I_{\text{пЭПР}} < 1$, нормируют средние значения относительно максимального как $I_{\text{норм}}[k] = I[k]_{\text{сред}}/I_{\text{макс2}}$ и изготавливают антенну по структуре, полученной исключением из базовой структуры проводов указанного множества, для которых $I_{\text{норм}}[k] > I_{\text{пЭПР}}$.

Таким образом, от прототипа предлагаемый способ отличается двумя признаками. Во-первых, вместо одной разреженной структуры формируются две – базовая и опорная. Во-вторых, вводится второй этап разреживания, на ко-

тором провода исключаются по критерию их вклада в рассеяние, определяемому при возбуждении структуры падающей волной, а не источником в точке питания. В данном случае базовой называется разреженная структура, обеспечивающая существенное уменьшение массы при характеристиках согласования и излучения, близких к характеристикам антенны из полной ПС. Опорной называется разреженная структура с предельно допустимой степенью разреживания, то есть такая, дальнейшее разреживание которой приводит к недопустимому ухудшению указанных характеристик. Набор проводов опорной структуры является подмножеством набора проводов базовой, а провода, входящие в базовую структуру и отсутствующие в опорной, образуют множество кандидатов на дополнительное исключение. Исключение этих проводов при разреживании базовой структуры до опорной снижает $G_{\text{макс}}$ не более чем на второй заданный допуск, то есть их вклад в излучение мал. Вместе с тем вклад этих проводов в рассеяние различен, поскольку токи в проводах при возбуждении антенны в её точке питания и при возбуждении падающей плоской волной различны. Поэтому среди них выявляют провода с наибольшим средним по направлениям падения модулем тока, то есть вносящие наибольший вклад в рассеяние, и исключают именно их, чем и достигается уменьшение МЭПР антенны.

Ограничение дополнительного исключения проводов множеством кандидатов обеспечивает то, что итоговая структура содержит не меньше проводов, чем опорная, благодаря чему характеристики согласования и излучения антенны сохраняются в заданных пределах.

Выбор значений $I_{п1}$, $I_{п2}$ и $I_{пЭПР}$ зависит от числа проводов сетки, требуемого уменьшения массы и МЭПР, а также допустимого изменения характеристик согласования и излучения, которые интересуют производителя.

Для нахождения модулей тока в каждом проводе сетки как на первом, так и на втором этапе могут быть использованы датчики тока, расположенные на каждом проводе, или результаты моделирования по описанному выше алгоритму МоМ.

Техническим результатом является одновременное уменьшение массы и МЭПР антенны на основе ПС при контролируемом изменении характеристик согласования и излучения в рабочем диапазоне частот. Он достигается тем, что получение разреженной структуры выполняют в два этапа: на первом этапе из полной ПС исключают провода, вносящие малый вклад в излучение, и получают базовую и опорную структуры; на втором этапе из базовой структуры дополнительно исключают провода, отсутствующие в опорной и вносящие наибольший вклад в рассеяние.

Достижимость технического результата

Реализуемость предлагаемого способа и достижимость технического результата продемонстрируем на конкретном примере. Рассматривается проводно-сеточная монополярная антенна на частоту 2,4 ГГц, содержащая квадратный экран из ПС и расположенный над ним перпендикулярно ему штырь диаметром 1,5 мм и длиной 26,5 мм в центре экрана со стороной 190 мм (28 × 28 ячеек)

при диаметре провода 0,9 мм. Полная ПС антенны содержит $N = 1625$ проводов. Экран антенны приведён на рис. 1. Токи в проводах вычислялись МоМ со ступенчатыми базисными функциями в среде MATLAB, при этом каждый провод сетки представлялся одним сегментом.

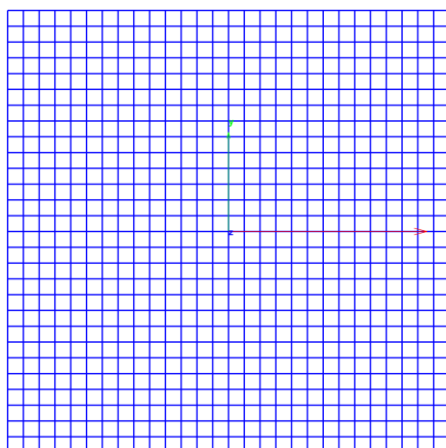


Рис. 1. Экран проводно-сеточной монополюсной антенны

На первом этапе на частоте 2,4 ГГц удаляются провода, мало влияющие на излучение: по результатам моделирования МоМ определяются модули тока $I[j]$ с $j = 1, \dots, N$ в проводах структуры из полной ПС (N проводов); определяется максимальный модуль тока $I_{\text{макс}}$ среди $I[j]$; задаётся пороговое значение $0\% < I_{\text{п}} < 100\%$; элементы $I[j]$ нормируются относительно максимального как $I_{\text{норм}}[j] = (I[j]/I_{\text{макс}}) \times 100\%$; исключаются провода с $I_{\text{норм}}[j]$ меньше $I_{\text{п}}$, поскольку их вклад в излучение мал.

Пороговое значение $I_{\text{п}}$ последовательно увеличивают, определяя на каждом шаге характеристики согласования и излучения получаемой структуры. При $I_{\text{п1}} = 0,5\%$ получена базовая структура из 1258 проводов: на частоте 2,4 ГГц её $|S_{11}|$ отличается от $|S_{11}|$ антенны из полной ПС примерно на 0,3 дБ, а снижение $G_{\text{макс}}$ не превышает 0,03 дБ, то есть характеристики базовой структуры близки к характеристикам антенны из полной ПС (рис. 2а, б). При $I_{\text{п2}} = 0,75\%$ получена опорная структура из 978 проводов: её $G_{\text{макс}}$ снижается во всей рабочей полосе, но незначительно – около 0,17 дБ на частоте 2,4 ГГц, то есть предельно допустимым, поскольку при дальнейшем разреживании, например, при $I_{\text{п}} = 0,8\%$, снижение $G_{\text{макс}}$ достигает 0,8 дБ в полосе 2,54–2,6 ГГц, что недопустимо. Провода, входящие в базовую структуру и отсутствующие в опорной, в количестве 280 образуют множество кандидатов на дополнительное исключение.

На втором этапе на частоте 2,4 ГГц для каждого направления возбуждения базовой структуры падающей волной с линейной θ -поляризацией в диапазоне $\theta_{\text{пад}} = -90 \dots 90^\circ$, $\varphi_{\text{пад}} = -90 \dots 90^\circ$ с шагом 2° ($M = 8281$ направление): определяются модули тока в проводах $I[k](\theta_{\text{пад}}, \varphi_{\text{пад}})$ с $k = 1, \dots, 1258$; определяются средние значения как $I[k]_{\text{сред}} = \sum I[k](\theta_{\text{пад}}, \varphi_{\text{пад}})/M$; определяется максимальное из средних значений $I_{\text{макс2}}$ среди $I[k]_{\text{сред}}$; задаётся пороговое значение по ЭПР $0\% < I_{\text{пЭПР}} < 100\%$; нормируются элементы $I[k]_{\text{сред}}$ относительно максимального как $I_{\text{норм}}[k] = (I[k]_{\text{сред}}/I_{\text{макс2}}) \times 100\%$; получается окончательная разреженная

структура исключением проводов множества кандидатов с $I_{\text{норм}}[k]$ больше $I_{\text{пЭПР}}$, поскольку именно они вносят наибольший вклад в МЭПР. При $I_{\text{пЭПР}} = 14\%$ из 280 проводов множества кандидатов исключаются 177, и окончательная разреженная структура содержит 1081 провод (рис. 3).

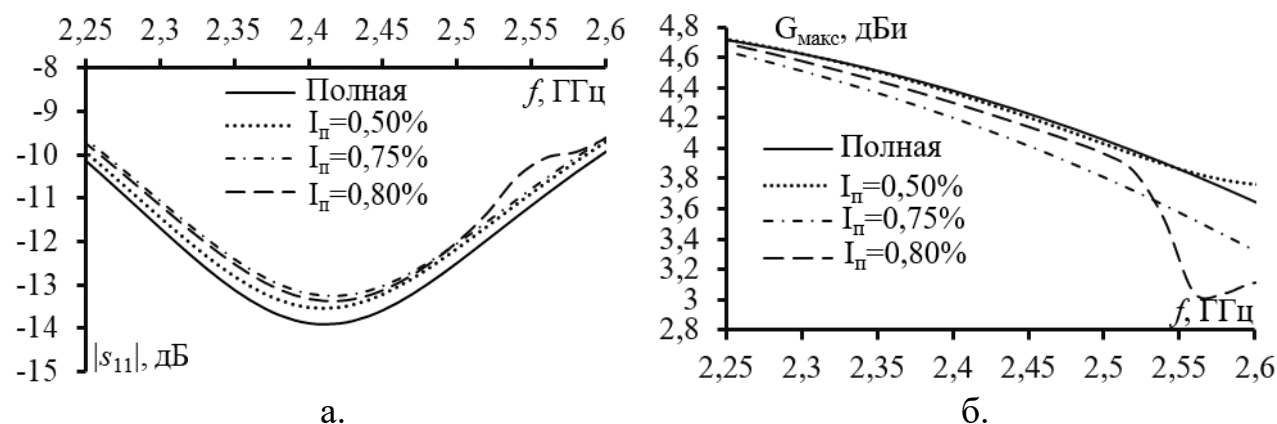


Рис. 2. Вычисленные $|s_{11}|$ (а) и $G_{\text{макс}}$ (б) антенн из полной и разреженных ПС при изменении $I_{\text{п}}$

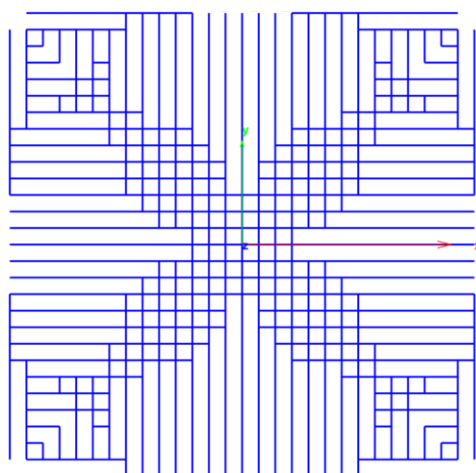


Рис. 3. Окончательная разреженная структура экрана

Характеристики согласования и излучения при этом сохраняются на приемлемом для практики уровне. Вычисленный $|s_{11}|$ разреженной антенны остаётся ниже -10 дБ в полосе $2,26\text{--}2,58$ ГГц, составляя $-13,92$ дБ на частоте $2,4$ ГГц против $-13,88$ дБ у антенны из полной ПС, то есть отклонение составляет лишь $0,04$ дБ (рис. 4а). Вычисленный $G_{\text{макс}}$ разреженной антенны близок к $G_{\text{макс}}$ антенны из полной ПС: на частоте $2,4$ ГГц он составляет $4,32$ дБи против $4,38$ дБи (рис. 4б). В полосе $2,5\text{--}2,6$ ГГц наблюдается рост $G_{\text{макс}}$ примерно на $0,2$ дБ по сравнению с антенной из полной ПС. Диаграммы направленности (ДН) двух антенн в плоскости $\varphi = 0^\circ$ на частоте $2,4$ ГГц практически совпадают (рис. 4в).

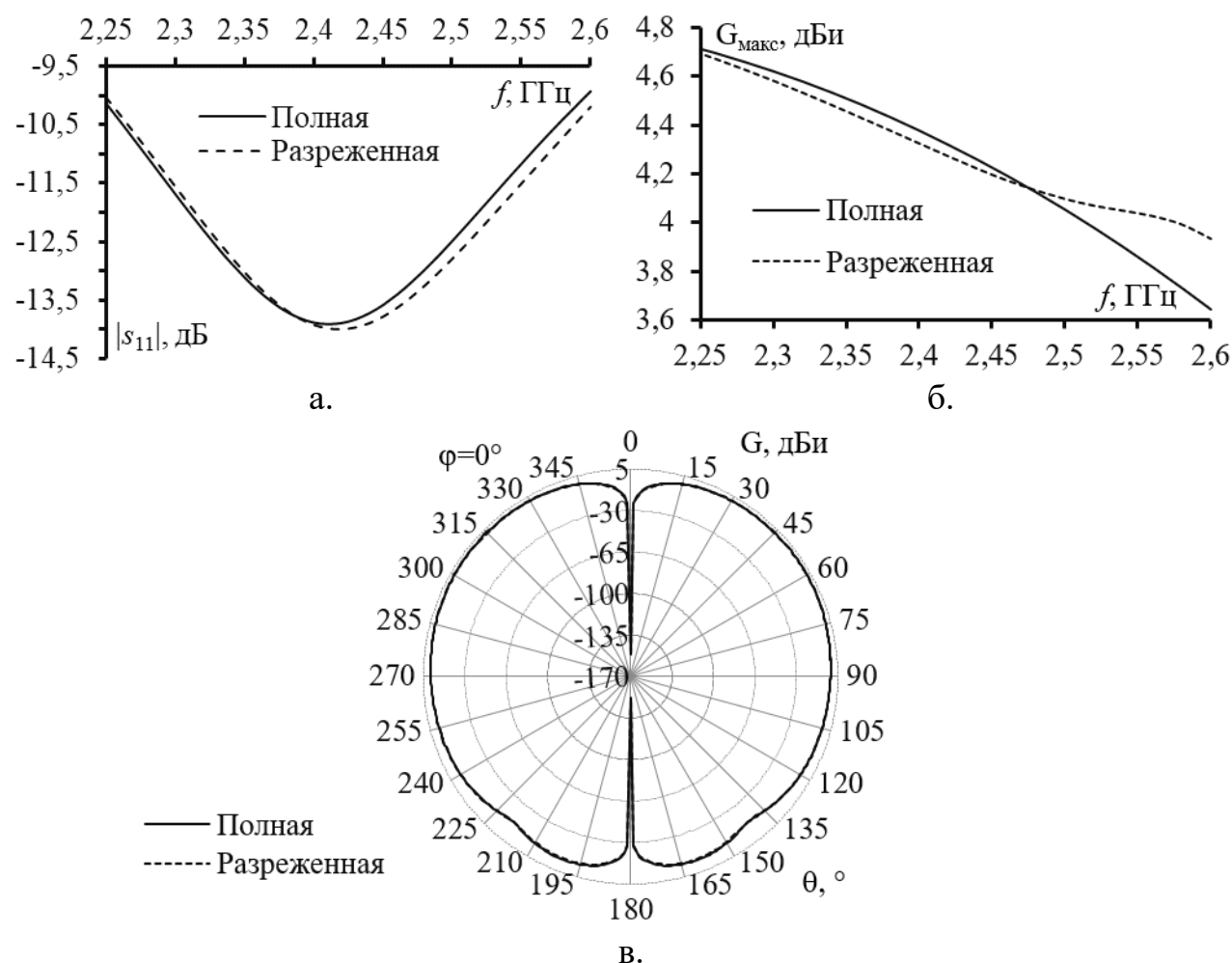


Рис. 4. Вычисленные $|s_{11}|$ (а), $G_{\text{макс}}$ (б) и ДН в плоскости $\varphi = 0^\circ$ на частоте 2,4 ГГц (в) антенн из полной и разреженной ПС

В то же время вычисленная МЭПР разреженной антенны в направлении нормали к плоскости экрана ($\theta = 0^\circ$) в полосе 2,2–10 ГГц в среднем ниже МЭПР антенны из полной ПС на 3,85 дБ. При этом максимальное снижение достигло 7,38 дБ на частоте 2,8 ГГц (рис. 5). Существенно, что снижение наблюдается во всей рассмотренной полосе, включающей как рабочую полосу антенны, так и область за её пределами, где антенна не выполняет полезных функций.

В плоскости $\varphi = 0^\circ$ на частоте 2,4 ГГц снижение МЭПР сосредоточено в угловом секторе $\pm 15^\circ$ вокруг нормали к экрану ($\theta = 0^\circ$) (рис. 6): снижение при $\theta = 0^\circ$ составляет 4,2 дБ. В отдельных соседних направлениях наблюдается рост МЭПР, однако он приходится на направления, в которых МЭПР исходной антенны и без того мала, и остаётся ниже уровня в направлении нормали. Это свидетельствует о перераспределении части рассеянной энергии из главного направления в менее значимые направления. Тем самым достигается технический результат – одновременное уменьшение массы и МЭПР антенны при контролируемом изменении характеристик согласования и излучения в рабочем диапазоне частот.

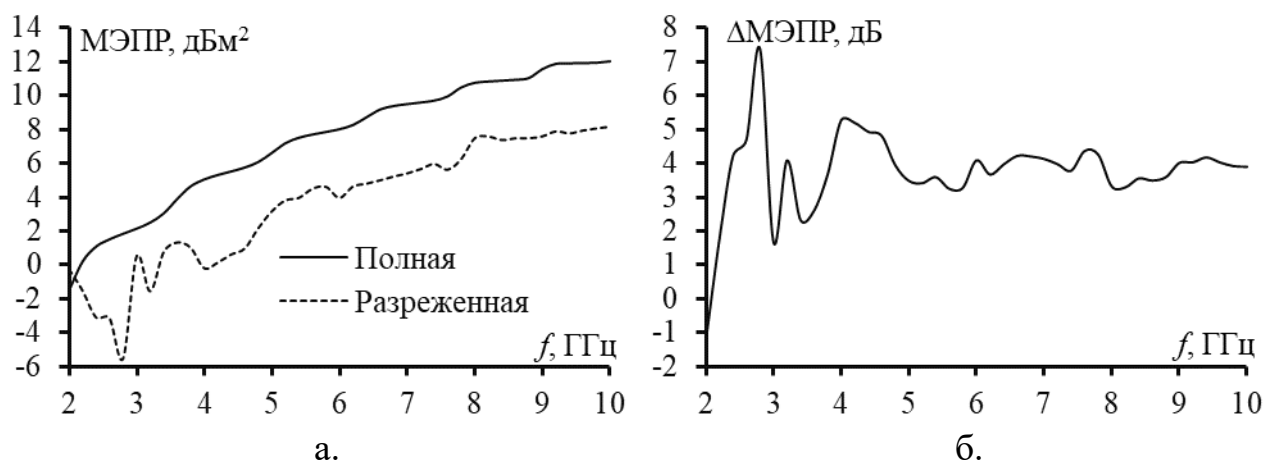


Рис. 5. Вычисленные МЭПР антенн из полной и разреженной ПС (а) и снижение МЭПР (б) в полосе 2,2–10 ГГц



Рис. 6. Вычисленные МЭПР в плоскости $\varphi = 0^\circ$ на частоте 2,4 ГГц для антенн из полной и разреженной ПС

Таким образом, данный способ позволяет изготовить антенну на основе ПС с одновременно уменьшенными массой и МЭПР, сохраняя характеристики её согласования и излучения с контролируемой точностью.

Заключение

Предложен способ изготовления разреженной антенны на основе ПС, отличающийся от известных тем, что при разреживании используются два пороговых значения, задающих базовую и опорную структуры, а дополнительное исключение проводов выполняется по критерию их вклада в рассеяние.

В отличие от известных способов снижения ЭПР предлагаемый способ не вводит в конструкцию антенны ни дополнительных слоёв, ни специальных материалов. Более того, он уменьшает массу антенны, тогда как перечисленные способы её увеличивают. В отличие от прототипа и других способов, он учитывает вклад провода не только в излучение, но и в рассеяние, что и позволяет целенаправленно уменьшать ЭПР. При этом изготовление предельно просто: провода лишь удаляются из готовой сетки.

На рассмотренном примере показано, что число проводов экрана уменьшается с 1625 до 1081, то есть его масса уменьшается в 1,5 раза. При этом МЭПР в главном направлении в широкой полосе 2,2–10 ГГц снижается в среднем на 3,85 дБ с максимальным снижением 7,38 дБ, а характеристики согласования и излучения сохраняются близкими к характеристикам антенны из полной ПС.

В заключение отметим, что в теории решения изобретательских задач используется удобное на практике представление о повышении степени идеальности технической системы: идеальна та система, которой нет, а её функции выполняются [17]. Предложенный способ отвечает этому представлению буквально: уменьшение массы и ЭПР достигается здесь не добавлением чего-либо к антенне, а изъятием из неё того, что не нужно для излучения, но вредно для заметности. Самый лёгкий и самый незаметный провод – тот, которого в антенне нет.

В перспективе планируется применение заявленного способа к созданию антенн различных типов.

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

Литература

1. Грибков А. С., Грибков В. С., Громов А. Н., Ковалев С. В., Нестеров С. М., Олейник В. М., Скородумов И. А. Радиолокационная антенна с уменьшенной эффективной площадью рассеяния // Патент на изобретение RU 2589250 C1, опубл. 10.07.2016, бюл. № 19.
2. Головкин А. А., Девятков А. Г., Козлов С. В., Мальцев А. М., Москалев В. Я. Устройство уменьшения эффективной поверхности рассеяния антенн // Патент на изобретение RU 2304329 C1, опубл. 10.08.2007, бюл. № 22.
3. Кик М. А., Терехова Е. В., Шиляев А. А., Зайцев С. А., Зайцева Т. В., Сальников В. Ю., Рагуткин А. В., Шиляева А. А., Козлов К. В., Сигов А. С. Щелевая антенна с поглощающим покрытием, содержащим наноструктурированные проводящие нити из полуметаллов // Патент на изобретение RU 2716882 C1, опубл. 17.03.2020, бюл. № 8.
4. 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. No. 13. Art. 1552. doi: 10.3390/electronics10131552.
5. 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.
6. 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. No. 7. Art. 1536. doi: 10.3390/electronics12071536.

7. Ullah M. U., Latef 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. P. 153–169. doi: 10.1016/j.aej.2024.05.001.

8. 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.

9. Алхадж Хасан А. Ф., Газизов Т. Р. Способ изготовления антенны на основе проводной сетки // Патент на изобретение RU 2814795 C1, опубл. 04.03.2024, бюл. № 7.

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

11. Alhaj Hasan A. F., 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. Art. 378. doi: 10.3390/sym15020378.

12. 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. P. 652–665. doi: 10.1109/OJAP.2025.3543559.

13. 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.

14. Dang T. P., Nguyen M. T., Alhaj Hasan A. F., Gazizov T. R. Generation of sparse antennas and scatterers based on optimal current grid approximation // *Algorithms*. 2025. Vol. 18. No. 3. Art. 171. doi: 10.3390/a18030171.

15. Данг Т. Ф., Газизов Т. Р. Усовершенствование аппроксимации оптимальной токовой сеткой для разреженных рассеивающих структур // *Радиотехника*. 2025. Т. 89. № 9. С. 181–192. doi: 10.18127/j00338486-202509-20.

16. Данг Т. Ф., Газизов Т. Р., Лукас К. С. Способ изготовления рассеивателя на основе проводной сетки // Патент на изобретение RU 2868642 C1, опубл. 24.08.2026, бюл. № 24.

17. Альтшуллер Г. С., Злотин Б. Л., Зусман А. В., Филатов В. И. Поиск новых идей: от озарения к технологии. Теория и практика решения изобретательских задач. – Кишинёв: Картя Молдовеняскэ, 1989. – 381 с.

References

1. Gribkov A. S., Gribkov V. S., Gromov A. N., Kovalev S. V., Nesterov S. M., Oleinik V. M., Skorodumov I. A. Radar antenna with reduced radar cross section. Patent Russia, no. RU 2589250 C1. Publish. 10.07.2016, bul. no. 19 (in Russian).

2. Golovkov A. A., Devyatkov A. G., Kozlov S. V., Maltsev A. M., Moskalev V. Ya. Device for reducing the radar cross section of antennas. Patent Russia, no. RU 2304329 C1. Publish. 10.08.2007, bul. no. 22 (in Russian).

3. Kik M. A., Terekhova E. V., Shilyaev A. A., Zaitsev S. A., Zaitseva T. V., Salnikov V. Yu., Ragutkin A. V., Shilyaeva A. A., Kozlov K. V., Sigov A. S. Slot antenna with an absorbing coating containing nanostructured conductive semimetal filaments. Patent Russia, no. RU 2716882 C1. Publish. 17.03.2020, bul. no. 8 (in Russian).
4. 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, no. 13, art. 1552. DOI: 10.3390/electronics10131552.
5. 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.
6. 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, no. 7, art. 1536. DOI: 10.3390/electronics12071536.
7. 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.
8. 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.
9. Alhaj Hasan A. F., Gazizov T. R. Method of manufacturing a wire-grid-based antenna. Patent Russia, no. RU 2814795 C1. Publish. 04.03.2024, bul. no. 7 (in Russian).
10. Alhaj Hasan A. F., Nguyen M. T., Gazizov T. R. Modelling and designing wire-grid sparse antennas using MoM-based approaches for enhanced performance and reduced cost. *Microwave Review*, 2023, vol. 29, no. 2, pp. 83–94. DOI: 10.18485/mrts_mr.2023.29.2.10.
11. Alhaj Hasan A. F., 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, art. 378. DOI: 10.3390/sym15020378.
12. 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.
13. 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.
14. Dang T. P., Nguyen M. T., Alhaj Hasan A. F., Gazizov T. R. Generation of sparse antennas and scatterers based on optimal current grid approximation. *Algorithms*, 2025, vol. 18, no. 3, art. 171. DOI: 10.3390/a18030171.
15. Dang T. P., Gazizov T. R. Usovershenstvovanie approksimatsii optimal'noi tokovoi setkoi dlia razrezhennykh rasseivaiushchikh struktur [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 Russian).

16. Dang T. P., Gazizov T. R., Lukas K. S. Method of manufacturing a wire-grid-based scatterer. Patent Russia, no. RU 2868642 C1. Publish. 24.08.2026, bul. no. 24 (in Russian).

17. Altshuller G. S., Zlotin B. L., Zusman A. V., Filatov V. I. *Poisk novykh idei: ot ozareniia k tekhnologii. Teoriia i praktika resheniia izobretatel'skikh zadach* [Searching for new ideas: from insight to technology. Theory and practice of inventive problem solving]. Kishinev, Kartia Moldoveniaske Publ., 1989. 381 p. (in Russian).

Статья поступила 20 августа 2026 г.
Одобрена после рецензирования 21 октября 2026 г.
Принята к публикации 21 октября 2026 г.

Информация об авторах

Чинь Суан Ба – аспирант кафедры телевидения и управления. Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: метод моментов; компьютерное моделирование антенн; разреженные антенны. E-mail: xuanba6420@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой телевидения и управления. Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость; метод моментов; устройства защиты; модальная фильтрация; модальное резервирование. E-mail: talgat.r.gazizov@tusur.ru

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

Method of Manufacturing a Sparse Antenna with Reduced Mass and Radar Cross Section

X. B. Trinh, T. R. Gazizov

Purpose. Depending on the application, modern antennas may be simultaneously subject to requirements on mass and radar signature. Meanwhile, the known ways of reducing the antenna radar cross section (RCS), as a rule, require the introduction of additional layers, structures or special materials, i.e. they achieve the result at the cost of increased mass and a more complicated design. There is therefore a need for methods that reduce the RCS without such a penalty. The aim of this paper is to present a method of manufacturing a sparse wire grid (WG) antenna, which simultaneously reduces the antenna mass and RCS, and for which a patent application has been filed. **Methods.** To validate the proposed solution and to simulate its performance, we employed the method of moments in MATLAB together with the optimal current grid approximation. **Novelty.** The novelty of the method is twofold. First, we used two threshold values to define the base and the reference structures when sparsifying the WG. Second, we additionally removed the wires by the criterion of their contribution to scattering when the antenna was excited by a linearly θ -polarized plane wave incident from a given set of directions. **Results.** For a WG monopole antenna, the number of

screen wires was reduced from 1625 to 1081, which means that the mass was reduced by a factor of 1,5. The monostatic RCS in the direction normal to the screen plane was reduced by 3,85 dB on average (7,38 dB at maximum) over the 2,2–10 GHz band, while the matching and radiation characteristics remained close to those of the original WG antenna. **Practical relevance.** The proposed solution reduces the antenna RCS without introducing additional structures or materials, which makes it applicable when designing antennas for systems with stringent requirements on both mass and radar signature.

Key words: wire grid, sparse antenna, radar cross section, method of moments, mass reduction.

Information about Authors

Xuan Ba Trinh – Postgraduate at the Department of Television and Control. Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: method of moments; computer modeling of antennas; sparse antennas. E-mail: xuanba6420@gmail.com

Talgat Rashitovich Gazizov – Dr. habil. of Engineering Sciences, Professor, Head of Department of Television and Control. Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility; method of moments; protection devices; modal filtering; modal reservation. E-mail: talgat.r.gazizov@tusur.ru

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