

УДК 621.396.6

DOI: https://doi.org/10.54341/20778708_2025_2_63_79

EDN: HPOQHO

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МЕТАЛЛО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

А.П. Преображенский, Т.В. Аветисян, Ю.П. Преображенский

Воронежский институт высоких технологий

DESIGN OF A METAL-DIELECTRIC ANTENNA

A.P. Preobrazhensky, T.V. Avetisyan, Yu.P. Preobrazhensky

Voronezh Institute of High Technologies

Аннотация. Исследование посвящено разработке металло-диэлектрической антенны. В работе применены различные методы для расчетов, включая строгие электродинамические подходы для описания характеристик антенны, численный анализ для структурного и параметрического синтеза, метод интегральных уравнений для определения токов вдоль металлических компонентов, метод коллокаций для решения интегрального уравнения, а также метод конечных разностей для численных расчетов. В результате исследования был разработан алгоритм, который позволяет проектировать металло-диэлектрические антенны с учетом различных длин радиоволн и определять рабочую частоту для антенны.

Ключевые слова: метод интегральных уравнений, рассеяние радиоволн, моделирование, металло-диэлектрическая антенна.

Для цитирования: Преображенский, А.П. Проектирование металло-диэлектрической антенны / А.П. Преображенский, Т.В. Аветисян, Ю.П. Преображенский // Проблемы физики, математики и техники. – 2025. – № 2 (63). – С. 79–83. – DOI: https://doi.org/10.54341/20778708_2025_2_63_79. – EDN: HPOQHO

Abstract. The study is devoted to the development of a metal-dielectric antenna. The work uses various methods for calculations, including rigorous electrodynamic approaches to describe the antenna characteristics, numerical analysis for structural and parametric synthesis, the integral equation method for determining currents along metal components, the collocation method for solving the integral equation, and the finite difference method for numerical calculations. As a result of the study, an algorithm was developed that allows designing metal-dielectric antennas taking into account various radio wave lengths and determining the operating frequency for the antenna.

Keywords: method of integral equations, radio wave scattering, modeling, metal-dielectric antenna.

For citation: Preobrazhensky, A.P. Design of a metal-dielectric antenna / A.P. Preobrazhensky, T.V. Avetisyan, Yu.P. Preobrazhensky // Problems of Physics, Mathematics and Technics. – 2025. – № 2 (63). – P. 79–83. – DOI: https://doi.org/10.54341/20778708_2025_2_63_79 (in Russian). – EDN: HPOQHO

Введение

В составе различных технических объектов можно наблюдать применение металло-диэлектрических антенн [1]. Их структура является достаточно сложной. В этой связи для описания их характеристик следует применять соответствующие строгие электродинамические методы. Тогда можно обеспечивать процессы проектирования при высокой точности.

Для того чтобы осуществлять структурный, а также параметрический синтез металло-диэлектрических антенн во многих случаях необходимо проводить их численный анализ. При этом требуется по комплексу параметров, а также структурному построению реализовывать процессы варьирования. Это требует в ходе осуществления процессов автоматизированного проектирования проводить соответствующий выбор иерархии моделей и алгоритмов.

В ряде работ решались определенные частные задачи, связанные с анализом рассеяния как

на металлических, так и на диэлектрических дифракционных структурах [2]–[4]. В представленной статье проведено обобщение таких подходов.

Целью работы является исследование возможностей проектирования металло-диэлектрических антенн на основе комбинации нескольких подходов.

1 Описание моделей

На рисунке 1.1 показана иллюстрация структуры анализируемой антенны. В качестве основы применяется диэлектрический волновод [5]. Вокруг него размещается металлический кожух. На поверхности диэлектрика располагаются металлические полоски. Диэлектрический волновод рассматривается в виде прямоугольного поперечного сечения. Плоская волна обеспечивает процесс возбуждения такого волновода с торца. По металлическим компонентам анализируемой гребенки протекали токи. Для того, чтобы их определить, мы использовали метод

интегральных уравнений. Его удобно использовать, когда дифракционные объекты относятся к резонансной области. Структура рассматривается как периодическая. Это определяет соответствующие особенности в ходе ее проектирования. Если анализировать один период, тогда для него справедливо интегральное уравнение [6]

$$\vec{n} \times \vec{E} = -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \vec{n} \times \times \int_S \left(-\omega^2 \mu \vec{J} G + Z \vec{n} \times \vec{J} \times \overline{\text{grad}}'(G) - \frac{i}{\omega\epsilon} \text{Div}(\vec{J}) \cdot \overline{\text{grad}}'(G) \right) ds' \quad (1.1)$$

В указанном выражении $\vec{n}$ – показывает нормаль, которая соответствует точке расположения приемника; $\vec{E}$ – вектор напряженности радиоволны; ω – циклическая частота; ϵ и μ – значения диэлектрических и магнитных проницаемостей воздуха; $\vec{J}$ – на поверхности анализируемой антенны значение тока, которое соответствует точке q ; G – обозначение функции Грина, которая будет соответствовать свободному пространству; Z – значение поверхностного импеданса, который соответствует диэлектрическому волноводу; S – в интегральном уравнении поверхность, которая соответствует анализируемому объекту.

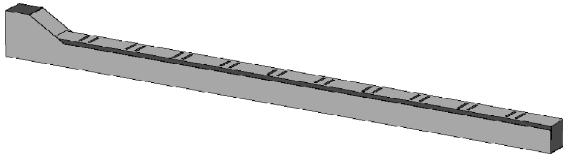


Рисунок 1.1 – Иллюстрация структуры металло-диэлектрической антенны

В ходе математического моделирования может быть использован подход, в котором рассматриваемая гребенка рассматривается как бесконечная. Если будет анализироваться преимущественно только одно направление, тогда задача будет одномерная. Используя технологию дискретизации, мы перейдем от (1.1) к бесконечной системе интегральных уравнений. Для того, чтобы обеспечить формализацию в ходе решения задачи, выделим нулевой элемент для решетки, остальные будут пронумерованы в обе стороны (рисунок 2.1). Осуществляется процесс перехода от (1.1) к (1.2)

$$\vec{n} \times \vec{E} = = \dots - \frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \vec{n} \times \int_S \left(-\omega^2 \mu \vec{J}_{-1} G + Z \vec{n} \times \vec{J}_{-1} \times \overline{\text{grad}}'(G) - \frac{i}{\omega\epsilon} \text{Div}(\vec{J}_{-1}) \overline{\text{grad}}'(G) \right) ds' - \quad (1.2)$$

$$- \frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \vec{n} \times \int_S \left(-\omega^2 \mu \vec{J}_0 G + Z \vec{n} \times \vec{J}_0 \times \overline{\text{grad}}'(G) - \frac{i}{\omega\epsilon} \text{Div}(\vec{J}_0) \overline{\text{grad}}'(G) \right) ds' - \frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \vec{n} \times \int_S \left(-\omega^2 \mu \vec{J}_1 G + Z \vec{n} \times \vec{J}_1 \times \overline{\text{grad}}'(G) - \frac{i}{\omega\epsilon} \text{Div}(\vec{J}_1) \overline{\text{grad}}'(G) \right) ds' - \dots$$

При решении задачи вследствие того, чтобы сдвиг между металлическими компонентами является постоянной величиной, тогда разность фаз между компонентами $\psi = kdc\cos\theta$. Основываясь на этом в ходе моделирования справедлива теория периодических структур.

Интегральное уравнение решается с использованием метода коллокаций. В результате получается система уравнений, в которой матрица имеет размеры $N \times N$, строки и столбцы нумеруются, соответственно $i, j = 1, \dots, N$; N – соответствует количеству точек на поверхности анализируемой антенны.

Если мы применяем конечно-разностный метод [7], тогда для того, чтобы численным образом рассчитывать $\text{Div}(\vec{J})$, применим двойной индекс $j \rightarrow (m, p)$. Тогда получим

$$\text{Div}(\vec{J}_{m,p}) = \frac{\partial J_x}{\partial x} + \frac{\partial J_y}{\partial y} + \frac{\partial J_z}{\partial z} \approx \approx \frac{J_{x_{m+1,p}} - J_{x_{m-1,p}}}{2 \cdot \Delta x} + \frac{J_{y_{m,p+1}} - J_{y_{m,p-1}}}{2 \cdot \Delta y} + \frac{J_{z_{m,p+1}} - J_{z_{m,p-1}}}{2 \cdot \Delta z} \quad (1.3)$$

В выражении (1.3) $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ рассматриваются в виде элементарных размеров на поверхности антенны.

С учетом того, что на поверхности антенны выделяется множество точек, можно записать функцию Грина таким образом

$$G_{ij} = \frac{\exp(-ik_\ell r_{ij})}{r_{ij}} \quad (1.4)$$

В выражении (1.4) $k_\ell = 2\pi/\lambda$ – соответствует металлической поверхности; $k_\ell = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ – соответствует диэлектрической поверхности; λ – длина радиоволны. Для трехмерной функции Грина определяем компоненты для декартовой системы координат:

$$\frac{\partial G}{\partial x'_{ij}} = -(x_i - x_j) \frac{1 + ik_\ell r_{ij}}{r_{ij}^3} \exp(-ik_\ell r_{ij}),$$

$$\frac{\partial G}{\partial y'_{ij}} = -(y_i - y_j) \frac{1 + ik_\ell r_{ij}}{r_{ij}^3} \exp(-ik_\ell r_{ij}),$$

$$\frac{\partial G}{\partial z'_{ij}} = -(z_i - z_j) \frac{1 + ik_\ell r_{ij}}{r_{ij}^3} \exp(-ik_\ell r_{ij}).$$

В методе коллокаций применяются кусочно-постоянные функции. Тогда получим следующую систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} U_{xx} & U_{xy} & U_{xz} \\ U_{yx} & U_{yy} & U_{yz} \\ U_{zx} & U_{zy} & U_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_x \\ R_y \\ R_z \end{bmatrix}.$$

Для трехмерного случая нормаль к поверхности имеет вид:

$$\vec{n} = \vec{x}_0 \cdot nx + \vec{y}_0 \cdot ny + \vec{z}_0 \cdot nz.$$

В системе уравнений правая часть представляется следующим образом:

$$R = \begin{bmatrix} R_x \\ R_y \\ R_z \end{bmatrix}, \quad R_x = ny_i Ez_i - nz_i Ey_i,$$

$$R_y = -(nx_i Ez_i - nz_i Ex_i), \quad R_z = nx_i Ey_i - ny_i Ex_i.$$

Элементы в матрице записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{xx_{ij}} &= Um_{xx_{ij}} + Ud_{xx_{ij}}, & U_{xy_{ij}} &= Um_{xy_{ij}} + Ud_{xy_{ij}}, \\ U_{xz_{ij}} &= Um_{xz_{ij}} + Ud_{xz_{ij}}, & U_{yx_{ij}} &= Um_{yx_{ij}} + Ud_{yx_{ij}}, \\ U_{yy_{ij}} &= Um_{yy_{ij}} + Ud_{yy_{ij}}, & U_{yz_{ij}} &= Um_{yz_{ij}} + Ud_{yz_{ij}}, \\ U_{zx_{ij}} &= Um_{zx_{ij}} + Ud_{zx_{ij}}, & U_{zy_{ij}} &= Um_{zy_{ij}} + Ud_{zy_{ij}}, \\ U_{zz_{ij}} &= Um_{zz_{ij}} + Ud_{zz_{ij}}. \end{aligned}$$

В указанных выражениях, где члены начинаются с «Um», будет осуществляться рассмотрение точек на металлической поверхности. Где члены начинаются с «Ud», будет осуществляться рассмотрение точек на диэлектрической поверхности. Необходимо в ходе расчетов учесть соответствие между индексами, согласно тому, как мы это указали выше $j \rightarrow (m, p)$. В рассмотренных уравнениях для тех компонент, которые соответствуют металлическим поверхностям [8], запишем:

$$\begin{aligned} Um_{xx_{ij}} &= -Z \frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(ny_i \left(ny_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} - nz_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) + \right. \\ &+ nz_i \left(ny_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} - ny_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) + \left. \frac{i}{\omega\epsilon Z} nz_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} \frac{1}{2\Delta x} \right) ds, \\ Um_{xy_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(-nz_i i\omega^2 \mu G_{ij} + \right. \\ &+ Z \left(ny_i \left(ny_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} - nz_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) + \right. \\ &+ \left. \left. nz_i \left(ny_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} - ny_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) \right) + \frac{i}{\omega\epsilon} nz_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} \frac{1}{2\Delta y} \right) ds, \\ Um_{xz_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(-ny_i i\omega^2 \mu G_{ij} + Z ny_i nx_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) ds, \\ Um_{yx_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(nz_i i\omega^2 \mu G_{ij} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ Z \left(nx_i \left(ny_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} - nz_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) + \right. \\ &+ \left. \left. nz_i \left(-nz_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} - ny_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} \right) \right) - \frac{i}{\omega\epsilon} nz_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \frac{1}{2\Delta x} \right) ds, \\ Um_{yy_{ij}} &= -Z \frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(-nx_i ny_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} + \right. \\ &+ \left. \left. nz_i nx_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} - \frac{i}{\omega\epsilon Z} nz_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \frac{1}{2\Delta y} \right) ds, \\ Um_{yz_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(-nx_i i\omega^2 \mu G_{ij} + \right. \\ &+ \left. \left. Z \left(nx_i nx_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} + nz_i nx_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} \right) \right) ds, \\ Um_{zx_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(-ny_i i\omega^2 \mu G_{ij} + \right. \\ &+ \left. \left. Z \left(-nx_i \left(ny_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} - ny_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) + \right. \right. \right. \\ &+ \left. \left. \left. ny_i \left(-nz_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} - ny_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} \right) \right) \right) ds, \\ Um_{zy_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S \left(nx_i i\omega^2 \mu G_{ij} + \right. \\ &+ \left. \left. Z \left(-nx_i \left(-nz_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} - nx_i \frac{\partial G}{\partial x_{ij}} \right) + ny_i nx_i \frac{\partial G}{\partial y_{ij}} \right) \right) ds, \\ Um_{zz_{ij}} &= -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \int_S Z ny_i nx_i \frac{\partial G}{\partial z_{ij}} ds. \end{aligned}$$

Подобным образом мы можем представить компоненты в уравнениях, которые соответствуют диэлектрическим поверхностям [9]. Постоянная распространения электромагнитной волны k_ϵ определяется характеристиками диэлектрика.

После определения токов на поверхности антенны можно определить рассеянное электромагнитное поле [10]

$$\begin{aligned} E^S(\vec{r}) &= \frac{i\omega\mu \exp(-ikr)}{r} \times \\ &\times \int_S \left((\vec{r}\vec{J})\vec{r} - \vec{J} - \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} Z\vec{n} \times \vec{J} \times \vec{r} \right) \exp(ik\vec{r}\vec{r}') dS'. \end{aligned} \quad (1.5)$$

В указанном выражении $\vec{r}$ – вектор, который связывает точку интегрирования и наблюдения, при этом он имеет единичную длину

$$\vec{r}' = \vec{x}_0 x' + \vec{y}_0 y' + \vec{z}_0 z'.$$

Каким образом можно осуществить расчет по характеристикам анализируемой антенны? Шаги алгоритма:

1. Описываются размеры антенны.

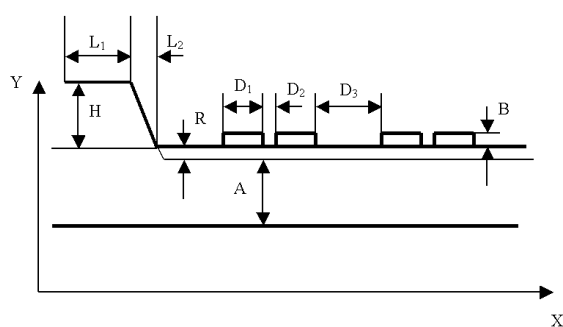
2. Расчет токов для одной металлической компоненты.

3. Расчет токов для всех металлических компонент на базе подхода, в котором применяются периодические структуры.

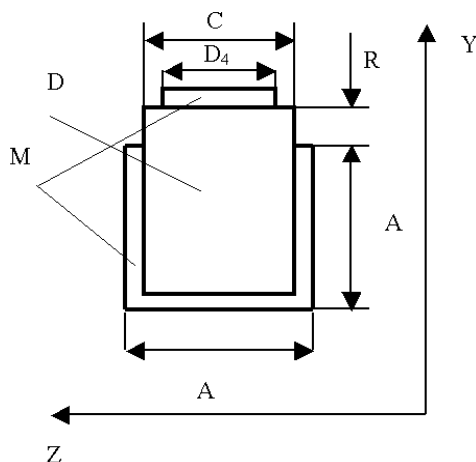
4. На основе выражения (1.5) будет рассчитываться рассеянное поле.

2 Результаты

На рисунке 2.1 показана иллюстрация поперечного сечения анализируемой антенны. При помощи обозначения D показан диэлектрический слой. При моделировании рассматривался полистирол: $\varepsilon = 2,55$, $\text{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-4}$. При помощи обозначения M показана металлическая составляющая в проектируемом объекте.



а) соответствует плоскости XOY



б) соответствует плоскости YOZ

Рисунок 2.1 – Поперечное сечения анализируемой антенны

Оценки рассеивающих свойств антенны осуществлялись при таких размерах: $A = 11$ мм, $B = 0,052$ мм, $D_1 = 1,05$ мм, $D_2 = 3,08$ мм, $D_3 = 15,1$ мм, $L_1 = 10,2$ мм, $L_2 = 4,95$ мм, $H = 4,96$ мм, $R = 1,77$ мм, $D_4 = 6,35$ мм, значение C предполагалось между 9 мм и 10 мм.

Проводилась оценка сходимости решения. В ходе рассмотрения расчета рассеянных полей поверхность анализируемой антенны в рамках одного периода разбивалась на некоторое число

точек N . Невязка решения приведена в зависимости от N в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Невязка решения в зависимости от числа точек разбиения

	Число точек разбиения поверхности, N		
	2030	3040	3800
Невязка решения, %	0,137	0,088	0,065

Таким образом, видна сходимость решения, а также существует возможность контроля решения в зависимости от числа точек разбиения поверхности.

В ходе моделирования анализировался диапазон частот $10 \div 11,7$ ГГц. Для определения значения C использовался генетический алгоритм. Было установлено, что $C = 9,4$ мм, при этом в ходе процессов проектирования было показано, что для антенны рабочая частота равна 11,5 ГГц.

Расчет рабочей частоты антенны осуществлялся в ходе варьирования ее параметров и обеспечения максимального значения коэффициента усиления, который оказался равным 35,6 дБ, а коэффициент использования поверхности составил 51%.

Особенности разработанного алгоритма:

1. Можно проводить моделирование характеристик металло-диэлектрических антенн с учетом разных длин радиоволн.
2. Можно определить для антенны рабочую частоту.

Заключение

В работе даны предложения по основным этапам алгоритма, дающего возможности для проектирования использования модели полой структуры с простой формой при оценках характеристик рассеяния полых структур со сложной формой. Осуществлены оценки возможности применения таких моделей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пелевин, А. Исследование антенных решеток на основе волноводно-щелевых антенн с диэлектрическим заполнением / А. Пелевин, А. Лерер, Г.Ф. Заргано // СВЧ-электроника. – 2022. – № 1 (20). – С. 33–35.
2. Pelevin, A.O. Planar slotted ridged waveguide arrays with dielectric filling / A.O. Pelevin, G.F. Zargano, O.Y. Pelevin // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves. IEEE. – 2021. – С. 199–202.
3. Boysunov, B.P.O. Integrated antenna on a substrate made of metamaterial based on dielectric and magnetic resonators / B.P.O. Boysunov // Current scientific research in the modern world. – 2021. – № 4-2 (72). – С. 11–16.

4. Павлов, И.Д. Сверхширокополосная диэлектрическая стержневая антенна / И.Д. Павлов, Я.В. Караев, М.А. Кот // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 38–45.

5. Милошенко, О.В. О проектировании антенн на основе планарных диэлектрических волноводов / О.В. Милошенко, А.А. Головин // Вестник Воронежского института высоких технологий. – 2014. – № 13. – С. 42–44.

6. Преображенский, А.П. Моделирование и алгоритмизация анализа дифракционных структур в САПР радиолокационных антенн / А.П. Преображенский. – Воронеж, 2007. – 248 с.

7. Бештокова, З.В. Конечно-разностные методы решения нелокальной краевой задачи для многомерного параболического уравнения с граничными условиями интегрального вида / З.В. Бештокова // Дальневосточный математический журнал. – 2022. – Т. 22, № 1. – С. 3–27.

8. Петров, Б.М. Граничные условия на плоском слое нелинейного диэлектрика, расположенного на металле / Б.М. Петров // В сборнике: Рассеяние электромагнитных волн. Межведомственный сборник научно-технических статей. – Таганрог. – 2004. – С. 146–157.

9. Гульельми, А.В. К 70-летию формулировки граничного условия Леонтовича (отклик на статью В.И. Алышица и В.Н. Любимова «Обобщение приближения Леонтовича для электромагнитных полей на границе диэлектрик – металл») / А.В. Гульельми // Успехи физических наук. – 2010. – Т. 180, № 1. – С. 105.

10. *Electromagnetic scattering from a cavity embedded in an impedance ground plane* / K. Du, B. Li, W. Sun, H. Yang // Math. Methods Appl. Sci. – 2018. – № 23.

Поступила в редакцию 25.10.2024.

Информация об авторах

Преображенский Андрей Петрович – д.т.н., профессор

Аветисян Татьяна Владимировна – преподаватель

Преображенский Юрий Петрович – к.т.н., доцент