

УДК 621.396

DOI: 10.30987/conferencearticle\_61c997eddbd2f6.91578385

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА АНТЕННЫ МЕТОДОМ МОМЕНТОВ

*Дмитрий Владимирович Клюкин*<sup>1</sup>, инженер, yuhoo11@mail.ru

*Александр Витальевич Демаков*<sup>2</sup>, доцент, к.т.н., demakov\_av@tu.tusur.ru

*Антон Андреевич Иванов*<sup>3</sup>, м.н.с, anton.ivvv@gmail.com

*Сергей Петрович Куксенко*<sup>4</sup>, доцент, д.т.н., ksergp@mail.ru

<sup>1,3</sup>НИЛ «ФИЭМС» ТУСУР, Россия, Томск

<sup>2,4</sup>ТУСУР, Россия, Томск

*Аннотация.* Выполнено сравнение моделей источников возбуждения при моделировании антенн методом моментов. На примере симметричного электрического вибратора показано, что использование набора смежных ребер при задании воздействия позволяет получить корректные результаты при учащении расчетной сетки модели антенны.

*Ключевые слова:* численные методы, метод моментов, источник возбуждения, входной импеданс, антенна.

### MODELING THE ANTENNA INPUT IMPEDANCE BY THE METHOD OF MOMENTS

Dmitry V. Klyukin<sup>1</sup>, engineer, yuhoo11@mail.ru)

Alexander V. Demakov<sup>2</sup>, associate professor, PhD, demakov\_av@tu.tusur.ru

Anton A. Ivanov<sup>3</sup>, junior researcher, anton.ivvv@gmail.com

Sergey P. Kuskenco<sup>4</sup>, associate professor, doctor of technical sciences, ksergp@mail.ru

<sup>1,3</sup>Research Laboratory «FSEMC» TUSUR, Russia, Tomsk

<sup>2,4</sup>TUSUR, Russia, Tomsk

*Abstract.* The paper presents a comparison of excitation source models when modeling antennas by the method of moments. By using a set of adjacent edges when specifying the impact, it is possible to obtain correct results when the computational grid of the antenna model is more frequent. This is shown on the example of a symmetric electric vibrator.

*Keywords:* numerical methods, method of moments, gap source, input impedance, antenna.

При автоматизированном проектировании антенн широко используется метод моментов (МоМ) [1]. Согласно методу, проводящие поверхности проектируемой антенны заменяются эквивалентными поверхностными электрическими токами, после чего решается задача возбуждения электромагнитного поля этими токами для заданных граничных условий. Для аппроксимации криволинейных границ поверхностей геометрических моделей антенны часто используется их представление в виде треугольной полигональной сетки, а для описания тока в ячейках сетки – базисные функции RWG [2]. Вычисление плотности распределения токов  $\mathbf{I}$  на поверхности модели выполняется путем сведения задачи к решению системы линейных алгебраических уравнений вида  $\mathbf{ZI}=\mathbf{V}$  с матрицей порядка  $N$  и

заданным вектором воздействия  $\mathbf{V}$ . При этом структура часто возбуждается источником напряжения  $V_{in}$ , приложенным к бесконечно малому зазору  $\Delta$  между двумя смежными треугольниками сетки с общим ребром  $m$  длиной  $l_m$  (рис. 1) [3]. Входной импеданс антенны  $Z_{in}$  определяется отношением  $V_{in}$  к значению тока в ребре  $m$ , что может приводить к некорректным результатам при уменьшении шага дискретизации сетки. Для повышения точности вычислений используются модели, основанные на использовании набора смежных треугольников для введения  $V_{in}$  в исследуемую структуру [4, 5]. Однако для разработки универсального метода задания возбуждения целесообразен сравнительный анализ этих моделей на примере моделирования входного импеданса антенны. Цель работы – выполнить этот анализ.

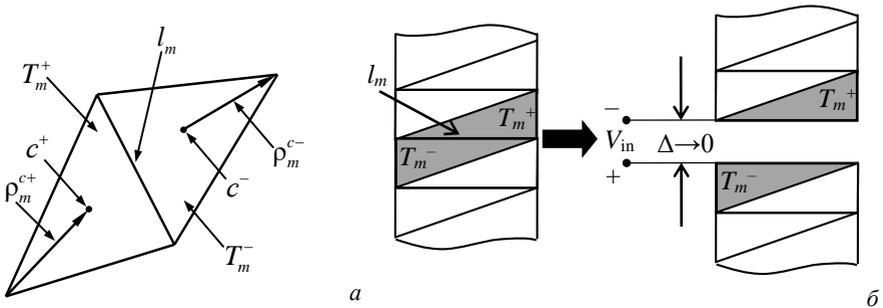


Рисунок 1 – Два смежных треугольника с общим ребром (а) и модель источника возбуждения (б)

Известна модель источника возбуждения в виде плоского проводника прямоугольной формы с шириной  $W$ , устанавливаемого в зазор исследуемой структуры [4]. Электрическое поле в зазоре может быть представлено как

$$\mathbf{E}_z = \frac{V_{in}}{W} \left[ u\left(z + \frac{W}{2}\right) - u\left(z - \frac{W}{2}\right) \right] \mathbf{n}_z,$$

где  $u(\cdot)$  – функция Хевисайда,  $\mathbf{n}_z$  – единичный орт, направленный вдоль оси  $z$ .

Элементы  $V_m$  вектора воздействия для всех пар треугольников внутри модели источника вычисляются как

$$\begin{aligned} V_m = & \frac{l_m V_{in}}{2W} \left[ u\left(z^{c^+} + \frac{W}{2}\right) - u\left(z^{c^+} - \frac{W}{2}\right) \right] (\boldsymbol{\rho}_m^{c^+} \cdot \mathbf{n}_z) + \\ & + \frac{l_m V_{in}}{2W} \left[ u\left(z^{c^-} + \frac{W}{2}\right) - u\left(z^{c^-} - \frac{W}{2}\right) \right] (\boldsymbol{\rho}_m^{c^-} \cdot \mathbf{n}_z), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\boldsymbol{\rho}_m^{c^+}$  – вектор, направленный от свободной вершины треугольника  $T_m^+$  к его центру,  $\boldsymbol{\rho}_m^{c^-}$  – вектор, направленный от центра треугольника  $T_m^-$  к его свободной вершине,  $z^{c^+}$  и  $z^{c^-}$  – координаты  $z$  точек  $c^+$  и  $c^-$  (рис. 1а).

Входной импеданс антенны  $Z_{in}$  определяется как

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_k l_k},$$

где  $k=1, 4$  или  $5$  – номер базисной функции (рис. 2а).

Обобщением данной модели является случай, когда на границе источника и антенны располагаются несколько треугольников [5]. При этом значения  $V_m$  для всех пар треугольников внутри источника вычисляются по (1), а  $Z_{in}$  – как

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{\sum_p I_p l_p},$$

где  $p$  – номера базисных функций на смежных треугольниках, общие ребра которых лежат на границе между источником и антенной.

Выполнена реализация моделей источников возбуждения [3–5] в математическом пакете GNU Octave [6]. Для их сравнения использована модель плоского симметричного электрического вибратора (диполя) на частоте 75 МГц (длина волны  $\lambda=4$  м) [4]. Вычисления  $Z_{in}$  антенны выполнены при  $W=0,025$  м и изменении шага дискретизации сетки  $\lambda/40$  и  $\lambda/250$ , что соответствует размещению одной (рис. 2а) и четырех пар (рис. 2б) смежных треугольников на границе между источником и антенной.

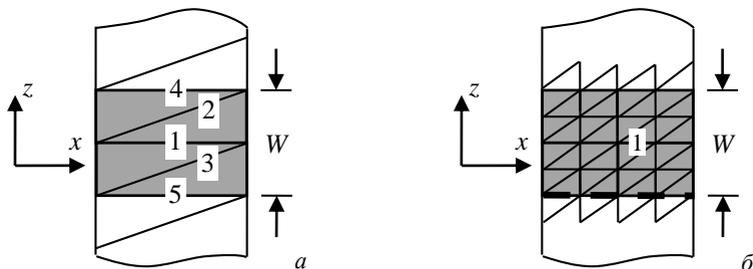


Рисунок 2 – Источник возбуждения диполя при дискретизации  $\lambda/40$  (а) и  $\lambda/250$  (б)

Для верификации полученных результатов использована система EMPro [7], в которой для рассматриваемой дипольной антенны получено  $Z_{in}=97,54+i39,4$  Ом.

При грубой дискретизации (рис. 2а) напряжение  $V_{in}=1$  В задавалось в ребре 1 (модель из [3]) и ребрах 1–5 (модель из [4]). Полученные значения входного импеданса сведены в табл. 1. Видно, что обе модели дали близкие к EMPro значения. При этом наименьшее расхождение наблюдается при использовании модели из [3], для которой разница  $Z_{in}$  составила  $2,96-i0,82$  Ом.

При частой дискретизации (рис. 2б) напряжение  $V_{in}=1$  В задавалось в ребре 1 (модель из [3]) и во все 48 ребер, расположенных внутри зазора (модель из [5]). Из полученных результатов видно, что использование

одного смежного ребра для задания воздействия при частой сетке приводит к некорректным результатам (табл. 1). При этом результаты, полученные с помощью модели [5], близки к значению, вычисленному в EMPro (разница  $Z_{in}$  составила 5,49–i8,89).

Таблица 1 – Значения  $Z_{in}$  диполя при изменении модели возбуждения

| Сетка  | $N$  | Модель возбуждения | Число ребер в источнике | $Z_{in}$ , Ом    |
|--------|------|--------------------|-------------------------|------------------|
| Грубая | 67   | [3]                | 1                       | $94,58 + i40,22$ |
|        | 67   | [5]                | 5                       | $90,63 + i43,68$ |
| Частая | 1502 | [3]                | 1                       | $4e-4 + i1,41$   |
|        | 1502 | [5]                | 48                      | $92,05 + i48,29$ |

В результате, на примере диполя показано, что модель из [4, 5] дает корректные результаты при любом шаге дискретизации сетки. Тем не менее, наименьшие различия значений входного импеданса относительно системы EMPro получены для модели из [3] при грубой расчетной сетке. Однако применение данной модели при учащении сетки приводит к некорректным результатам. В дальнейшем целесообразно исследовать применение этих моделей к более сложным структурам антенн в диапазоне частот. Полученные результаты могут быть использованы при разработке САПР для проектирования антенн и СВЧ-устройств.

*Исследование поддержано Министерством Науки и Высшего Образования (проект FEWM-2020-0039).*

#### Список литературы

1. Makarov S. N. Antenna and EM modeling with MATLAB. New York: John Wiley & Sons, 2002. 288 p.
2. Rao S., Wilton D., Glisson A. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1982. Vol. 30. No. 3. P. 409–418.
3. Gibson W.C. The method of moments in electromagnetic. Boca Raton: Chapman & Hall/CRC, 2008. 272 p.
4. An enhanced gap source model / W. Ding, et al. // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2013. Vol. 61. No. 3. P. 1266–1272.
5. Du P., Fu W.J. Comparison of two feed models considering gap width for antennas // Proceedings of IEEE Asia-Pacific conference on antennas and propagation (APCAP). 2018. P. 23–24.
6. GNU Octave [Электронный ресурс]. URL: <https://www.gnu.org/software/octave/> (дата обращения: 10.10.2021).
7. Система EMPro [Электронный ресурс]. URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> (дата обращения: 10.10.2021).

*Материал принят к публикации 12.10.21.*