



мо отметить, что обновление рекордного значения происходит достаточно редко (примерно в 1% подзадач) и эффективной реализацией данного участка кода было бы применение блокировок на «запись» и «чтение». К сожалению, методами OpenMP реализовать данный вид блокировок не удалось.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект 17-07-00510.

Литература

[1] Евтушенко Ю. Г. Численный метод поиска глобального экстремума функций (перебор на неравномерной сетке) // Журнал вычислительной математики и математической физики, 1971, vol. 6. – pp.1390-1403.

[2] Gorchakov A. Y. Application of method nonuniform coverings for maximum information content of predicate search // International Journal of Open Information Technologies. 2017. Т. 5. N. 2. – pp. 29-33.

[3] Posypkin M., Usov A. Implementation and verification of global optimization benchmark problems // Open Engineering. – Т. 7. – №. 1. – С. 470-478.

[4] Global optimization test functions [Электронный ресурс]: сайт. – <https://github.com/alusov/mathexplib> (дата обращения: 19.03.2018).

[5] Федеральный исследовательский центр Информатика и управление РАН [Электронный ресурс]: сайт. – Москва: ФИЦ ИУ РАН. – URL: <http://frccsc.ru>

В.П. Заярный, С.А. Парпула

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКИХ КОРОТКИХ ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

(Волгоградский государственный технический университет)

Известно, что антенны и антенные устройства являются важнейшими функциональными звеньями в радиотехнических системах, поэтому, в настоящее время продолжается разработка и исследование их новых образцов. Учитывая существующую тенденцию к миниатюризации элементной базы в составе объемных интегральных схем микроволнового и оптического диапазонов для сверхбыстрой передачи и обработки информации, а также разработка новых антенн с минимизацией их размеров для антенных решеток [1], исследование их электродинамических характеристик представляется важным и актуальным.

В данной работе при помощи компьютерного моделирования исследовались диаграммы направленности (ДН) плоских симметричных антенн осевого излучения с линейно расширяющимся раскрывом (рис. 1), длина L которых соизмерима с длиной волны излучения в окрестности частоты $f_0 = 10$ ГГц (± 2 ГГц), а угол раскрыва антенн изменялся в пределах от 30° до 120° с интервалом



30°. Изменение угла раскрыва антенн производилось с целью изучения его влияния на форму ДН исследовавшихся антенн при их длине $L = \lambda_0 = 30$ мм.

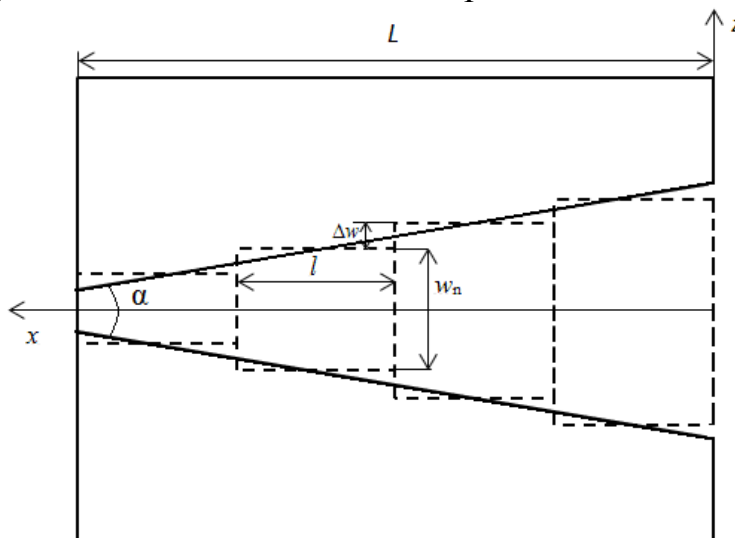


Рис. 1. Внешний вид исследовавшихся антенн

Расчет диаграмм направленности для исследовавшихся антенн производился с использованием обобщенных модельных представлений, приведенных в [2], адаптированных для случая коротких антенн. Шаг увеличения ширины щели нерегулярной направляющей структуры (раскрыва антенны) выбирался согласно условию:

$$w_n - w_{n-1} = w_{n+1} - w_n = \Delta w < \frac{\lambda_0}{4}, \quad (1)$$

где w_n – ширина щели n – го регулярного участка направляющей структуры антенны, Δw – шаг увеличения ширины щели нерегулярной направляющей структуры, λ_0 – длина волны электромагнитных колебаний на входе антенны. Это условие является вполне приемлемым для случая коротких антенн, при этом результирующее поле в дальней зоне пространства будет определяться суммированием вклада в излучение, вносимого каждым регулярным участком, согласно выражению [2]:

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N E_n(\theta, \varphi), \quad (2)$$

где $E_n(\theta, \varphi)$ – вклад в поле дальней зоны n -м участком, θ, φ – угловые координаты в E – плоскости и H – плоскости, соответственно. Условие постоянства мощности, проходящей через каждый регулярный участок направляющей структуры антенны также сохраняется:

$$P_{n-1} = P_n = P_{n+1} = const. \quad (3)$$

Мощность, проходящая вдоль n - го участка регулярной структуры, определяется согласно формуле

$$P_n = \frac{V_n^2}{Z_n}, \quad (4)$$



где V_n – разность потенциалов на n -м регулярном участке, а Z_n – его волновое сопротивление. Выражение (2), с учетом (3), (4), заменив V_n на поперечную составляющую поля регулярной симметричной щелевой линии и положив $P_n = 1$, можно представить, как

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sqrt{Z_n} \cdot E_{0n}(\theta, \varphi), \quad (5)$$

где E_{0n} – поле излучения n -го регулярного участка, а Z_n определяется по формуле [3]:

$$Z_n = \frac{60\pi^2}{\ln\left(\frac{2H}{w} + \sqrt{\left(\frac{2H}{w}\right)^2 - 1}\right)}. \quad (6)$$

В данном случае расчеты показывают, что для изучаемых коротких антенн результаты хорошо сходятся, когда значение $\Delta w = \lambda_0/16$.

Поперечная компонента электрической составляющей напряжённости электромагнитного поля для n -го регулярного участка антенны определяется следующим выражением [3]:

$$E_\theta(\theta, \varphi) = \frac{j\omega \mathcal{A}v \cdot \sin \varphi \cdot e^{-jk_0 r}}{4\pi^2 r} \int_{-w/2}^{w/2} \frac{e^{jk_0 z' \cos \theta}}{\sqrt{\left(\frac{w}{2}\right)^2 - z'^2}} dz' \times \quad (7)$$

$$\times \int_0^L e^{jk_0 x' \sin \theta \cos \varphi} \cdot e^{k_x x'} \cdot \left[1 + e^{j\frac{\pi}{4}} F\left(v \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}\right) + \frac{\sqrt{2} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{-j\frac{\pi}{2} v^2}}{\pi v} \right] dx'.$$

Здесь

$$F(v) = \int_0^v e^{-jt^2} dt \quad \text{– интеграл Френеля,}$$

$$v = \sqrt{\frac{2k_0 x' \sin \theta (1 + \cos \varphi)}{\pi}},$$

ω – частота электромагнитных колебаний на входе антенны, ε – диэлектрическая проницаемость, k_0 – волновое число, r – расстояние до рассматриваемой точки в дальней зоне (в нашем случае $r = 3$ м – расстояние от передающей, до приемной антенны), x и z – продольная и поперечная координаты направляющей структуры антенны (соответственно x' и z' – параметры интегрирования), j – мнимая единица.

На рис. 2 представлены диаграммы направленности, рассчитанные (по мощности) в результате моделирования с использованием формул (1)-(7), в E – плоскости, для случаев, когда углы раскрыва антенны имели значения 60° , 90° и 120° .

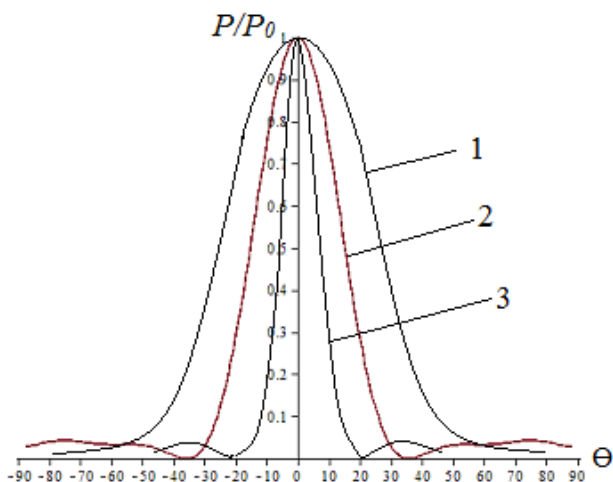


Рис. 2. Рассчитанные диаграммы направленности исследуемых антенн длиной $L = 30$ мм, для случаев: 1 – $\alpha = 60^\circ$; 2 – $\alpha = 90^\circ$; 3 – $\alpha = 120^\circ$

Из графиков видно, что, при увеличении угла раскрыва α исследованных антенн, главный лепесток их ДН сужается. Его ширина по уровню половинной мощности составляет: для случая $\alpha = 60^\circ$ – 58° , для случая $\alpha = 90^\circ$ – 32° , а для случая $\alpha = 120^\circ$ – 18° . Следует также отметить, что уровень боковых лепестков не превышает значения 0,05 от максимального значения мощности излучения в направлении главной оси (при $\theta = 0$).

Полученные результаты предполагается использовать для практического применения при разработке новых антенн и антенных систем, аналогичных приведенным в [1].

Литература

1. Фролов А.А., Гирич С.В., Заярный В.П. Антенна кругового обзора. Патент на полезную модель № 103676. Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 20 апреля 2014 г.
2. Заярный, В.П. Изучение характеристик плоских антенн СВЧ диапазона с линейно расширяющимся раскрывом для дисковых антенных решеток / В.П. Заярный, С.А. Парпула, В.С. Гирич // ЖТФ. – 2014. – Т. 84. – № 11. – С. 106–111.
3. Janaswamy, R. Analysis of the transverse electromagnetic mode linearly tapered slot antenna / R. Janaswamy, D. H. Schaubert, D.M. Pozar // Radio Science. – v. 21. – P. 797–804.