

УДК 621.396.677

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

А.В. УЛАНОВСКИЙ, В.В. КИЗИМЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 9 августа 2012

Описывается применение метода интегральных уравнений для нахождения характеристик и параметров микрополосковых антенных решеток. При моделировании решеток полосковых вибраторов, каждый излучатель заменяется проволочным, учет диэлектрической подложки производится введением в интегральное уравнение эффективной диэлектрической проницаемости. По найденному распределению тока определяется входное сопротивление полосковых вибраторов с учетом взаимодействия с соседними элементами, рассчитывается диаграмма направленности решетки и коэффициент направленного действия. Результаты моделирования сравниваются с результатами, описанными в литературе и рассчитанными в современных пакетах электродинамического моделирования CST MWS, AWR MWO и FEKO.

Ключевые слова: плоская антенная решетка, полосковые вибраторы, метод интегральных уравнений, эффективная диэлектрическая проницаемость.

Введение

Одним из способов моделирования антенных решеток состоящих их микрополосковых вибраторов является использование метода интегральных уравнений (МИУ). Краткое описание возможности применения МИУ для нахождения характеристик и параметров плоских эквидистантных микрополосковых антенных решеток симметричных вибраторов приведено в [1].

Решетка представляет собой систему вибраторов на диэлектрической подложке с бесконечным проводящим экраном (рис. 1). Плоскость решетки параллельна плоскости XOY . Вибраторы могут быть ориентированы по оси OX или по OY . Расстояние между центрами соседних вибраторов вдоль оси OX – dx , вдоль OY – dy .

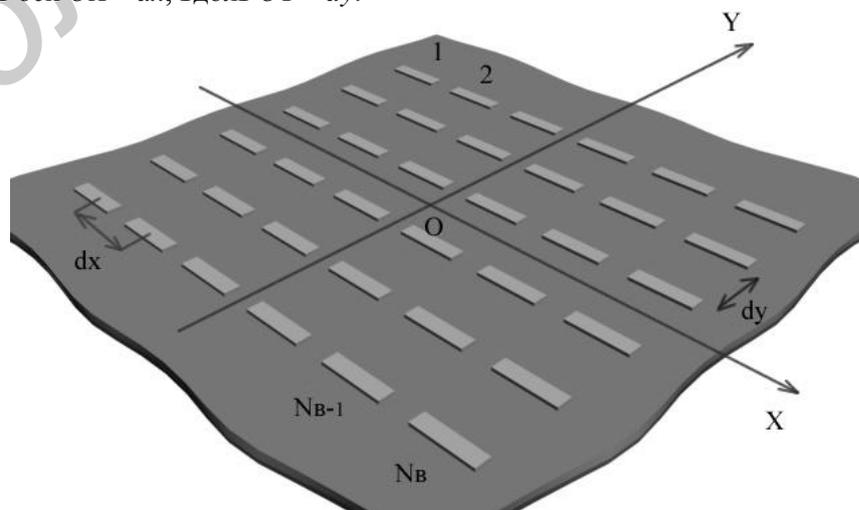


Рис. 1. Внешний вид антенной решетки микрополосковых вибраторов

Закон возбуждения – разделяющееся амплитудно-фазовое распределение (АФР) вида

$$A_n = A_{nx} A_{ny} e^{-jk(x_n \cos \varphi_{ск} + y_n \cos \theta_{ск}) \sin \theta_{ск}}, \quad (1)$$

где x_n, y_n – координаты центра n -го вибратора, $n = 1, 2, \dots, N_B$;

$$\begin{cases} A_{nx} = t_x + (1 - t_x) \cos^{P_x} \left(\frac{\pi x_n}{L_x} \right) \\ A_{ny} = t_y + (1 - t_y) \cos^{P_y} \left(\frac{\pi y_n}{L_y} \right) \end{cases}, \quad (2)$$

где $L_x = dx \cdot (N_{Bx} - 1)$, $L_y = dy \cdot (N_{By} - 1)$ – расстояния между центрами крайних вибраторов в решетке из N_{Bx} столбцов и N_{By} строк ($N_B = N_{Bx} \cdot N_{By}$); $P_x, P_y = 1, 2, \dots$ – степени косинусов, описывающих спадающее к краям решетки амплитудное распределение (АР); $\theta_{ск}, \varphi_{ск}$ – сферические координаты направления сканирования; $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ – волновое число свободного пространства.

Каждый микрополосковый вибратор заменяется проволочным вибратором (рис. 2) с радиусом равным четверти ширины w микрополоскового вибратора.

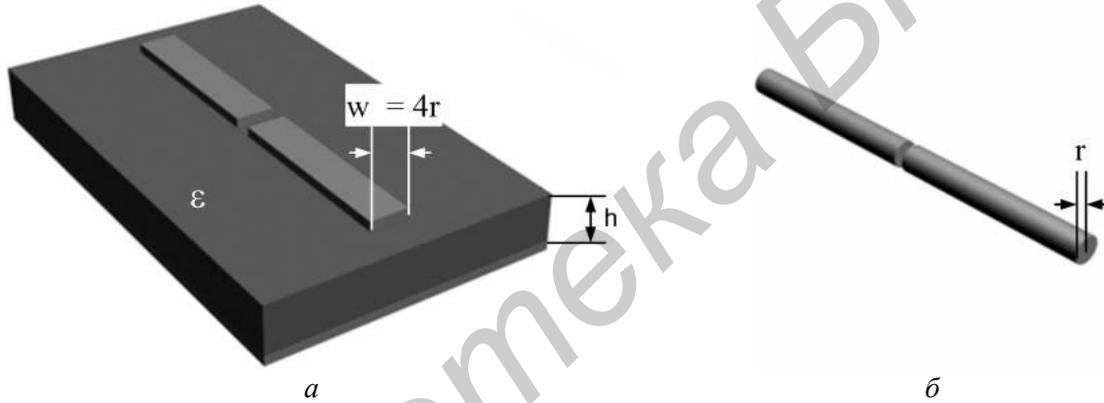


Рис. 2. Модель микрополоскового (а) и проволочного (б) вибратора

Приведенные амплитуды и фазы присваиваются точечным δ -генераторам в центрах проволочных вибраторов. АФР (1) используется для получения правой части СЛАУ, к которой сводится интегральное уравнение для тонкопроволочных излучателей. С целью экономии вычислительных ресурсов выбрано интегральное уравнение (ИУ) Харрингтона:

$$\int_L \left[G(l_q, l_p) \cdot I(l_q) \cdot (\vec{l}_0, \vec{S}_0) + \frac{1}{k^2} \frac{G(l_q, l_p)}{dl_p} \frac{dI(l_q)}{dl_q} \right] dl_q = -i \frac{4\pi}{\omega \mu_a} (\vec{E}_{ст}, \vec{S}_0),$$

где $G(l_q, l_p)$ – функция Грина.

Проволочный вибратор делится на сегменты длиной $\Delta L = \frac{L}{M}$, где M – число сегментов.

Распределение тока по вибратору $I(l_q)$ находится при решении интегрального уравнения с использованием кусочно-синусоидальных базисных и весовых функций вида [2]:

$$f_m = \frac{I_{m-1} \sin[k(Z_m - l_q)] + I_m \sin[k(l_q - Z_{m-1})]}{\sin(k\Delta L_m)} \quad \text{при } l_q \in \Delta L_m,$$

где Z_{m-1}, Z_m – координаты левого и правого концов сегмента ΔL_m .

При этом учет подложки производится путем использования в ИУ эффективной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_{\text{э}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{(\varepsilon - 1) \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}}{2},$$

где ε – диэлектрическая проницаемость подложки; h – толщина подложки; w – ширина полоскового вибратора (выбирается равной четырем радиусам его поперечного сечения r).

По найденному распределению токов вибраторов определяются основные характеристики решетки:

– входное сопротивление вибраторов

$$Z_{\text{ВХ}_n} = \frac{\dot{A}_n}{I_n e^{j\varphi_n}},$$

где I_n, φ_n – амплитуда, фаза тока в точке питания n -го вибратора;

– диаграммы направленности решетки для θ -й и φ -й составляющих поля в плоскости

$\varphi = \varphi_{\text{ск}}$:

$$\dot{f}(\theta, \varphi) = \dot{f}_1(\theta, \varphi) F_{\text{с1}}(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^{N_{\text{в}}} I_n e^{j\varphi_n} e^{jkR_n \cos \alpha_n}, \quad (3)$$

где $\dot{f}_1(\theta, \varphi)$ – комплексная ДН плеча вибратора, т.е. его половины; $F_{\text{с1}}(\theta, \varphi) = |\cos(kl \sin \theta \sin \varphi)|$ – множитель системы двух плеч симметричного вибратора, которые располагаются вплотную друг к другу, запитаны равномерно и синфазно; $l = L/2$ – длина плеча; третий множитель в (3) в виде суммы по n от 1 до $N_{\text{в}}$ есть множитель системы решетки вибраторов;

$$R_n \cos \alpha_n = x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z_n \cos \theta,$$

где θ, φ – угловые координаты точки наблюдения.

ДН плеча вычисляется по формулам для одиночной прямоугольной МПА с ориентацией вектора поляризации \vec{E} вдоль ОУ, приведенным в [3]:

$$\dot{f}_{\theta}(\theta, \varphi) = M_1(\theta, \varphi) \left[\frac{\cos \theta \sin \varphi \cdot e^{j\frac{\eta l}{2}}}{\sqrt{\tilde{\xi}^2 + (\varepsilon \cos \theta \cdot \text{ctg} \tilde{\xi} kh)^2}} \cdot \frac{\varepsilon}{\tilde{\xi}} + kh \sin \varphi \cdot e^{-j\frac{\eta l}{2}} \right],$$

$$\dot{f}_{\varphi}(\theta, \varphi) = M_1(\theta, \varphi) \left[\frac{\cos \theta \cos \varphi \cdot e^{j\frac{\eta l}{2}}}{\sqrt{\cos^2 \theta + (\tilde{\xi} \text{ctg} \tilde{\xi} kh)^2}} + kh \cos \theta \cos \varphi \cdot e^{-j\frac{\eta l}{2}} \right],$$

$$\text{где } \xi = k \cdot \sin \theta \cos \varphi; \tilde{\xi} = \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta}; \eta = k \cdot \sin \theta \sin \varphi; M_1(\theta, \varphi) = \frac{w}{h} \cdot \left| \frac{\sin \frac{\xi w}{2}}{\frac{\xi w}{2}} \right|; w = 4b.$$

Максимальный КНД решетки находится путем численного интегрирования нормированных ДН в главных плоскостях: $F_{\theta}(\theta)$ при $\varphi=90^\circ$; $F_{\varphi}(\theta)$ при $\varphi=0^\circ$. Вначале определяются пар-

циальные КНД $D_m(\theta, \varphi) = \frac{4}{\sum_{i=1}^N F_{\theta, \varphi}^2(\theta) |\sin(\theta_i - \theta'_{\text{ск}})| \cdot \Delta \theta}$, где N – количество угловых направлений,

для которых найдены значения ДН; $\theta'_{\text{ск}}$ – полученный в результате расчета угол направления максимума ДН; $\Delta \theta$ – шаг изменения угла наблюдения θ .

Результирующий КНД определяется как среднегеометрическое значение

$$D_m = \sqrt{D_{m\theta} \cdot D_{m\phi}}.$$

Результаты моделирования

Для моделирования характеристик антенной решетки тонких микрополосковых вибраторов была разработана программа FAR_MPA_Vib. Программа состоит из четырех EXE-файлов, являющихся законченными функциональными модулями, DAT-файлов, представляющих собой таблицы входных и выходных данных исполняемых модулей. Все расчетные модули написаны на языке FORTRAN F 90.

Тестирование программы проводилось путем расчета одинаковых конструкций микрополосковых излучателей в разработанной программе и в пакетах электродинамического моделирования CST MWS, AWR MWO и FEKO.

Результаты расчета зависимости активной и реактивной частей входного сопротивления от частоты для одиночного микрополоскового вибратора представлены на рис. 3. Моделирование было проведено с использованием пакетов CST MWS, AWR MWO и с помощью МИУ (на графике обозначено «MIE»). Для выбранной центральной частоты $f = 9,4$ ГГц (длина волны $\lambda_0 = 32$ мм) длина вибратора составляет $2L = 0,534\lambda_0 = 17,1$ мм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 3,48$, толщина $h = 1,524$ мм. В программе MWO задавался вибратор в виде полоски идеального проводника шириной $w = 0,3$ мм, длиной $2L = 17,1$ мм. Размер расчетной области 45×45 мм. При расчете с помощью МИУ устанавливались следующие параметры: радиус проволочного вибратора $a_0 = 0,0725$ мм, $2L = 17$ мм, $\varepsilon = 3,42$, $h = 1,524$ мм, число сегментов на длину волны $NV = 25$. Результаты расчета резонансных частот: CST – $f_r = 9,624$ ГГц, MWO – $f_r = 9,6$ ГГц, МИУ – $f_r = 9,585$ ГГц.

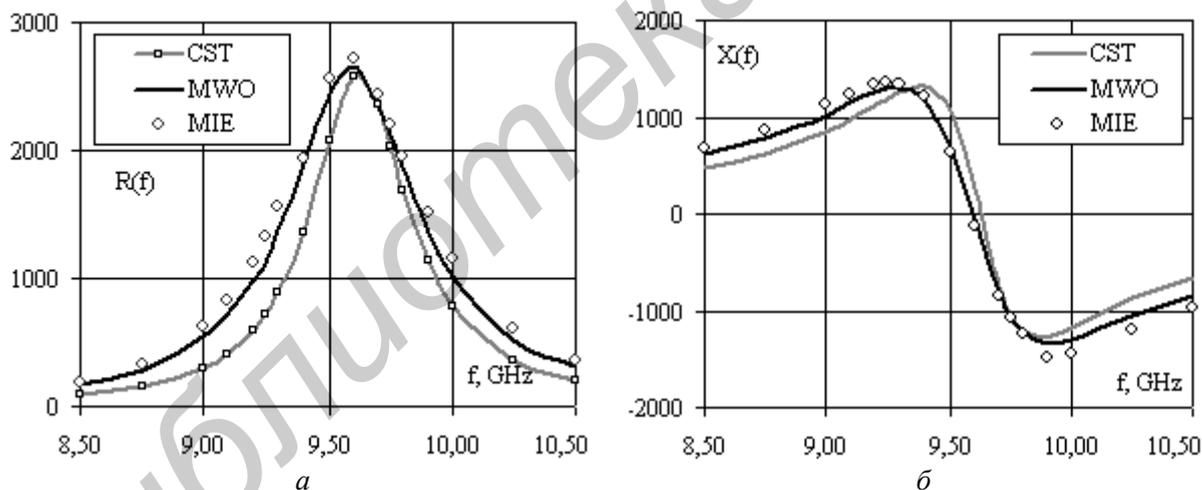


Рис. 3. Активная (а) и реактивная (б) части входного сопротивления одиночного микрополоскового вибратора

Из рис. 3 следует, что результаты, полученные с использованием МИУ, достаточно хорошо совпадают с результатами моделирования в известных пакетах. Следовательно, разработанная модель может быть использована для нахождения параметров микрополосковых вибраторов.

Для исследования эффекта ослепления решетки была рассчитана зависимость коэффициента отражения R от угла сканирования θ в решетке 9×9 полосковых вибраторов (см. рис.4). Расстояние между излучателями $dx = dy = 0,5\lambda_0 = 16$ мм, $\lambda_0 = 32$ мм, радиус вибраторов $a_0 = 0,0805$ мм, $2L = 0,334\lambda_0 = 10,68$ мм, $\varepsilon = 2,548$, $h = 1,28$ мм.

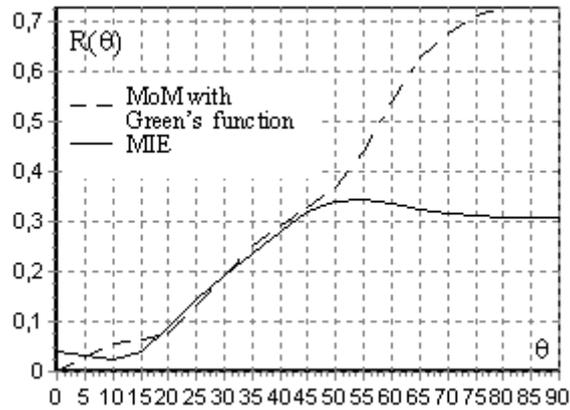


Рис. 4. Зависимости модуля коэффициента отражения от угла сканирования

На рис. 4 также отображена зависимость $R(\theta)$, рассчитанная с использованием Метода моментов (MoM) с применением тензорной функции Грина, приведенная в статье [4]. Видно, что в диапазоне углов $\theta = 0 \dots 45^\circ$ два графика практически совпадают, а при больших углах θ они расходятся. Это может быть объяснено тем, что при больших углах сканирования увеличивается влияние поверхностной волны, которая не учитывается в разработанной модели полоскового вибратора. Тем не менее, сектор углов сканирования $\pm 45^\circ$ является достаточным для широкого круга практических задач.

На рис. 5, 6 приведены результаты расчета основных параметров линейной антенной решетки в зависимости от числа полосковых вибраторов.

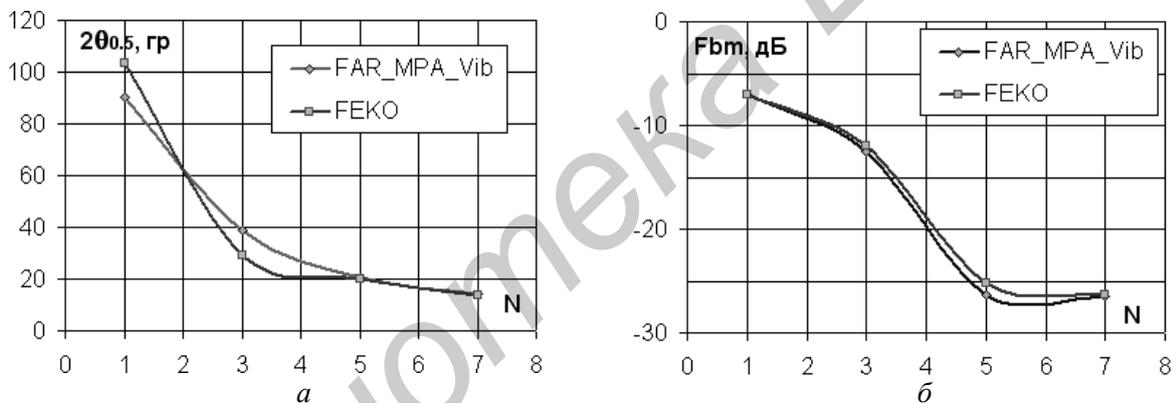


Рис. 5. Зависимость ширины главного лепестка ДН (а) и максимального уровня боковых лепестков (б) от количества вибраторов в антенной решетке

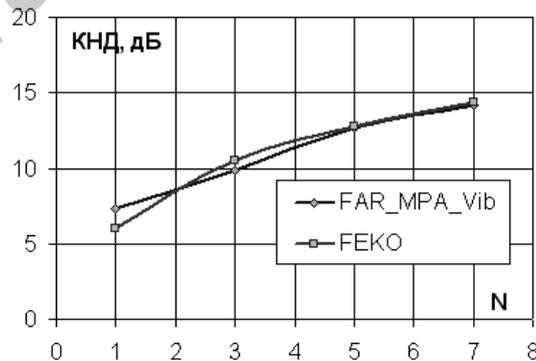


Рис. 6. Зависимость КНД от количества вибраторов в антенной решетке, рассчитанная в программах FAR_MPA_Vib и FEKO

Сравнение результатов расчета (рис. 5, 6) одинаковых линейных антенных решеток в разработанной программе FAR_MPA_Vib и пакете FEKO показывает, что МИУ может применяться для расчета основных характеристик и параметров антенных решеток полосковых вибраторов.

Однако использование тонкопроволочной аппроксимации дает существенный выигрыш во времени расчета и объеме требуемой оперативной памяти компьютера (см. рис. 7). Объем требуемой памяти при расчете решетки из 5 вибраторов с использованием программы FAR_MPA_Vib не превышает 5,2 МБ, время моделирования – не более 1 с. Расчет производился на компьютере Intel Xeon с тактовой частотой 2.5 GHz, 32 ГБ ОЗУ.

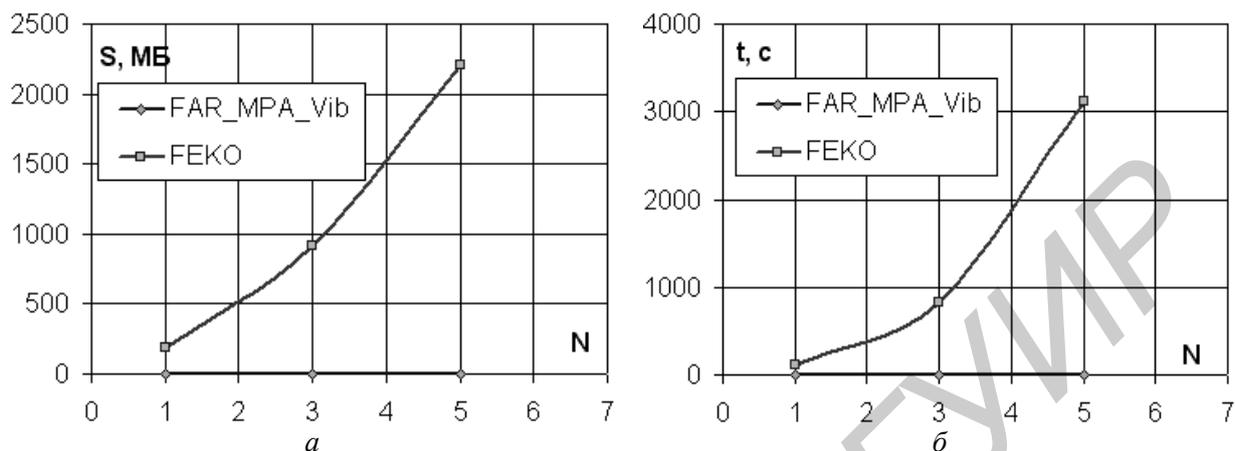


Рис. 7. Зависимости объема оперативной памяти (а) и времени расчета (б) от количества вибраторов в антенной решетке при моделировании

При моделировании антенных решеток прямоугольных полосковых излучателей исходный сплошной микрополосковый излучатель может заменяться однородной равномерной сеткой полосок [5].

Для сокращения времени моделирования была разработана модель излучателя, в которой полоски заменяются тонкопроволочными элементами и дальнейшие расчеты проводятся с использованием МИУ и кусочно-постоянных базисных функций. На рис. 8 приводятся результаты расчета зависимостей входного сопротивления прямоугольного излучателя от частоты с помощью метода МИУ (MIE) и пакета MWO. Параметры излучателя: ширина $a = 17$ мм, высота $b = 11$ мм, $\epsilon = 2,36$, $h = 3,175$ мм. Центральная частота $f_0 = 6,8$ ГГц ($\lambda_0 = 44,118$ мм). В пакете MWO ширина полосковых проводников сетки задавалась равной $dw = 0,5$ мм, число проводников по горизонтали $N_h = 17$, по вертикали $N_v = 11$. При расчете MIE использовалось такое же количество проводников, шаг сетки $dx = 1,0625$ мм, $dy = 1,1$ мм.

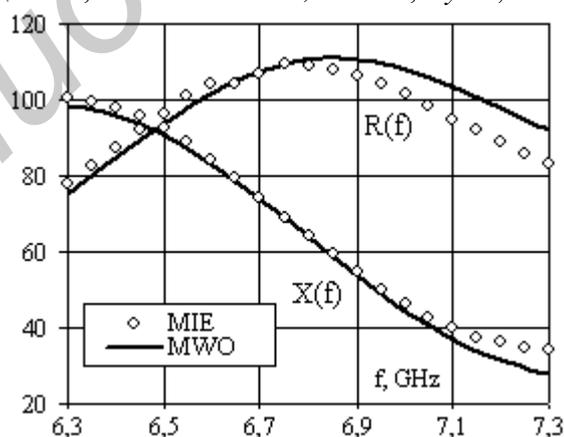


Рис. 8. Зависимости активной и реактивной частей входного сопротивления прямоугольного излучателя от частоты

Как видно из рис. 8, использование тонкопроволочной аппроксимации геометрии прямоугольного излучателя позволяет достаточно точно определить характер зависимости входного сопротивления от частоты.

Заключение

Сравнение результатов моделирования ДН решеток с различным числом вибраторов полученных с использованием программ FAR_MPA_Vib и FEKO показывает, что, несмотря на некоторые различия в форме диаграмм, основные параметры – ширина главного лепестка, уровень бокового излучения, КНД рассчитываются в программе FAR_MPA_Vib достаточно точно и с ростом числа излучателей разница в результатах сокращается. К примеру, для решетки из 7 вибраторов разность между вычисленными максимальными уровнями боковых лепестков составляет 0,13 дБ, КНД – 0,18 дБ.

Уменьшение времени расчета на несколько порядков, крайне низкая требовательность к объему оперативной памяти компьютера (порядка нескольких десятков МБ) делает программу FAR_MPA_Vib, разработанную на основе предлагаемой модели полосковых излучателей, удобным средством для расчета и оптимизации антенных решеток полосковых вибраторов.

MODELING OF MICROSTRIP ANTENNA ARRAYS USING THE INTEGRAL EQUATION METHOD

A.V. ULANOUSKI, V.V. KIZIMENKO

Abstract

The application of the method of integral equations for finding the characteristics and parameters of microstrip antenna arrays is described. When modeling an array of microstrip dipoles each radiator is replaced a wire. The dielectric substrate is taking into account by an introduction of the effective permittivity to the integral equation. From the obtained current distribution it is determined the microstrip dipoles input impedance, taking into account the interaction with the neighboring elements, and calculated radiation pattern of the array and its directivity. The simulation results are compared with the results described in the literature and calculated in the current electrodynamic simulation packages CST MWS, AWR MWO and FEKO.

Список литературы

1. Kizimenko V., Ulanouski A. // Proceedings of the TCSET'2012 Conference. 21–24 February 2012, Lviv–Slavske, Ukraine.
2. Мутра Р. Вычислительные методы в электродинамике. М., 1977.
3. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М., 1986
4. David M. Pozar. // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1985. Vol. AP-33, №10, P. 1045.
5. Pradeep K. Agrawal, Bailey M.C. // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1977. Vol. AP-25, № 6. P. 756.