Предполагается, что волноводная система поддерживает волну с постоянной распространения $\gamma_y = \beta - j\alpha$, где β – коэффициент фазы, α – коэффициент затухания.

Поле вне волновода для одиночной щели может быть найдено по формулам

$$H_x = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{-j}{\xi^2+\eta^2}\left[\frac{\xi^2}{k_1^2}\gamma_1\left(\vec{Y}^H(z_0)\frac{\omega\mu_C}{\gamma_1}\cos\gamma_1 z - j\sin\gamma_1 z\right) + \frac{\eta^2}{\omega\varepsilon_C}\left(\vec{Y}^E(z_0)\cos\gamma_1 z - j\frac{\omega\varepsilon_C}{\gamma_1}\sin\gamma_1 z\right)\right]\times$$
$$\times e^{-j\xi x}e^{-j\eta y}\frac{\sin\eta\frac{W}{2}}{\eta\frac{W}{2}}\frac{2\pi}{L}\frac{\cos\xi\frac{L}{2}}{\left(\frac{\pi}{L}\right)^2-\xi^2}d\xi d\eta. \quad (1)$$

Поле внутри волновода находится по аналогичной формуле с переходом от непрерывного спектра по волновым числам ξ к дискретному. Отличие состоит также в записи модальных проводимостей $\vec{Y}^H(z_0)$ и $\vec{Y}^E(z_0)$.

При использовании теоремы Флоке интеграл по волновым числам η в (1) заменяется разложением в ряд по волновым гармоникам $\gamma_y + \frac{2\pi n}{p}$, где p – расстояние между краями по оси y, n – индекс суммирования. Для определения постоянной распространения «сшиваем» компоненты магнитного поля в щели для поля во внешней области и внутри частично заполненного волновода. Отметим, что при переходе к однородному заполнению волновода и отсутствию покрытия экрана выражения (1) и (2) аналитически переходят к приведенным в [1].

Исследованы условия существования распространяющихся и не распространяющихся волн в зависимости от электрических размеров волновода и параметров заполнения. Отмечено, что рассмотренная структура может поддерживать три вида волн в зависимости от частоты и параметров заполнения: волноводные, поверхностные и вытекающие волны. Продемонстрированы возможности применения рассмотренных структур в антенной технике.

Литература

1. 1. Liu J., Jackson D.R. Long Y. Modal Analysis of Dielectric-Filled Rectangular Waveguide With Transverse Slots / IEEE Trans. On Antennas and Propag., vol. 50. N 9. 2011, p. 3194-3203.
2. 2. Электродинамический расчет характеристик полосковых антенн / Панченко Б.А., Князев С.Т. и др. // М.: Радио и связь. 2002. 256 с.

РАСЧЕТ ВЕКТОРНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЧИСТО ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Ю.Е. Мительман[1], Б.С. Соболев[2]
([1]Екатеринбург, ФГАОУ ВПО «Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина», ymitelman@yandex.ru;
[2]Екатеринбург, Институт математики и механики УрО РАН, sbs2810@mail.ru)

CALCULATION OF VECTOR RADIATION PATTERN OF REFLECTOR-ARRAY ANTENNA WITH PURE PHASE CONTROL

Yu.E. Mitelman, B.S. Sobolev

Растущий интерес к разработке математических моделей антенных систем различных конфигураций в основном связан со все возрастающими требованиями к современным радиотехническим системам. Этот интерес также связан с быстрым развитием вычислительных систем, которые позволяют заменить дорогостоящее макетирование антенных систем их численным моделированием. Существующие численные модели содержат одно фундаментальное ограничение – невозможность учета потерь в элементах. Это приводит к сужению круга решаемых антенных задач. В [1] и [2] представлена скалярная модель гибридной зеркальной антенны (ГЗА), включающей облучающую решетку. Также показаны эффективные методы формирования диаграмм направленности (ДН) ГЗА с амплитудно-фазовым, двойным фазовым и только фазовым синтезом амплитудно-фазового распределения (АФР) на облучающей решетке. Для синтеза можно использовать такие параметры как ширина ДН, уровень боковых лепестков, положение нулей ДН и т.д.

Рассмотрим синтез антенной системы в порядке усложнения. Самой простой антенной системой будет отражательная решетка, облучаемая одиночным облучателем. В зависимости от требований к антенной системе она может располагаться на Земле или на спутнике.

Антенная система состоит из излучающих элементов с фазовыми центрами в точках M_t (t = 1,2,…,T) (фактически, произвольно расположенных в пространстве), линий питания и управляемых фазовращателей (УФВ). Для упрощения считаем, что ДН элементов может быть представлена как $\cos^{\beta}\theta$ (β это действительное число). В случае облучения антенной решетки с одинаковыми элементами облучателем с заданной поляризацией (вектор $\vec{q}_o$) и ДН $\cos^{\alpha}\theta$ из точки C с координатами (x_0,y_0,z_0), АФР эквивалентно распределению токов I_t на входах линий питания ее элементов, работающих в режиме приема. Допустим, что ток I_t пропорционален скалярному произведению напряженности электрического поля $\vec{E}_t$ вблизи t-го элемента и комплексной нормированной ДН $\vec{F}_t$ этого элемента в направлении точки C. АФР на входе антенной решетки $\{I_t\}_{t=1}^{T}$ определяет соотношения между мощностями, переносимыми направляемыми волнами в линиях питания, подключенных к элементам решетки. Обозначим фазовый сдвиг, получаемый электромагнитной волной, проходящей через линии питания, УФВ и после отражения от конца линии φ_t. В итоге АФР на выходе $I'_t = I_t e^{j\varphi_t}$ (t = 1,2,…,T).

Учитывая вышеприведенные обозначения и нормировку, комплексная амплитуда вектора напряженности магнитного поля вблизи элементов антенной решетки в режиме приема $\vec{H}_t$ с точностью до постоянного множителя (включая определяющие ее размерность) определяется так:

$$\vec{H}_t = \left(\vec{q}_o \times \overrightarrow{CM_t^0}\right)\left(\vec{l}_o, \overrightarrow{CM_t^0}\right)^{\alpha} \frac{e^{-jk\left|\overrightarrow{CM_t}\right|}}{\left|\overrightarrow{CM_t}\right|}, \tag{1}$$

где $\vec{l}_0$ – нормированный вектор оси облучателя, $\left(\vec{l}_0, \overrightarrow{CM_t^0}\right)^{\alpha}$ – его ДН, $\overrightarrow{CM_t^0}$ – нормированный вектор $\left|\overrightarrow{CM_t}\right|$. Тогда можем определить напряженность электрического поля и связанные с ней характеристики следующим образом:

$$\vec{E}_t = \left(\vec{H}_t \times \overrightarrow{CM_t^0}\right); \quad I_t = \left(\vec{E}_t, \vec{F}_t\right); \quad \vec{F}_t = \vec{q}_t \left(\vec{l}_t, \overrightarrow{M_t C^0}\right)^{\beta} e^{j\Phi_t}, \tag{2}$$

где $\vec{q}_t$ – единичный вектор поляризации t-го элемента, $\left(\vec{l}_t, \overrightarrow{M_t C^0}\right)^{\beta}$ – его амплитудная ДН в режиме приема, β – действительное число, $\vec{l}_t$ – единичный вектор оси элемента. В итоге I'_t определяется так:

$$I'_t = \left(\left(\left(\vec{q}_0 \times \overrightarrow{CM_t^0} \right) \times \overrightarrow{CM_t^0} \right), \vec{q}_t \right) \left(\vec{l}_o, \overrightarrow{CM_t^0} \right)^{\alpha} \left(\vec{l}_t, \overrightarrow{M_t C^0} \right)^{\beta} \frac{e^{j\left(\varphi_t - k\left|\overrightarrow{CM_t}\right|\right)}}{\left|\overrightarrow{CM_t}\right|}. \quad (3)$$

Напряженность магнитного поля $\vec{H}_P$ в точке наблюдения $P(r,\theta,\phi)$ с точностью до постоянного множителя запишем следующим образом:

$$\vec{H}_P = \sum_{t=1}^{T} \left(\vec{q}_t \times \overrightarrow{M_t P^0} \right) \left(\vec{l}_t, \overrightarrow{M_t P^0} \right)^{\beta} I'_t \frac{e^{-jk\left|\overrightarrow{M_t P}\right|}}{\left|\overrightarrow{M_t P}\right|}, \quad (4)$$

где $\overrightarrow{M_t P^0}$ – нормированный вектор $\overrightarrow{M_t P}$, $\left(\vec{l}_t, \overrightarrow{M_t P^0} \right)^{\beta}$ – ДН t-го элемента решетки в режиме передачи в направлении точки P.

С учетом известных допущений в дальней зоне запишем (4) в следующем виде:

$$\vec{H}_P = \sum_{t=1}^{T} \left(\vec{q}_t \times \overrightarrow{R_P^0} \right) \left(\vec{l}_t, \vec{R}_P^0 \right)^{\beta} I'_t e^{-jk\left(\overrightarrow{OM_t}, \vec{R}_P^0\right)}, \quad (5)$$

и получим

$$\vec{E}_P = \left(\vec{H}_P \times \vec{R}_P^0 \right) = \sum_{t=1}^{T} \left(\left(\vec{q}_t \times \vec{R}_P^0 \right) \times \vec{R}_P^0 \right) \left(\vec{l}_t, \vec{R}_P^0 \right)^{\beta} I'_t e^{-jk\left(\overrightarrow{OM_t}, \vec{R}_P^0\right)} \quad (6)$$

где $\left(\vec{l}_t, \vec{R}_P^0 \right)^{\beta}$ – амплитудная ДН t-го элемента решетки, $\vec{R}_P^0 = \vec{i}_x \sin\theta\cos\phi + \vec{i}_y \sin\theta\sin\phi + \vec{i}_z \cos\theta$ – единичный вектор, направленный в точку наблюдения из начала системы координат, $\vec{i}_x, \vec{i}_y, \vec{i}_z$ – орты системы координат.

Точкам наблюдения в дальней зоне можем поставить в соответствие угловые направления θ, ϕ. Известно, что наиболее распространенными используемыми видами поляризации являются линейная (ЛП) и круговая (КП). Т.к. поле волны круговой поляризации может рассматриваться как суперпозиция полей двух линейно поляризованных волн, рассмотрим только ЛП. Положим, что для антенной системы с вертикальной поляризацией (ВП) вектор поляризации в декартовой системе координат $\vec{q} = \vec{i}_x$, а для с горизонтальной поляризации (ГП) $\vec{q} = \vec{i}_y$. Если зададим ориентацию магнитного поля $\vec{H}_P$ в дальней зоне в виде $\vec{q}_H = \left(\vec{q} \times \vec{R}_p^0 \right)$, и электрического поля $\vec{E}_P$ в виде $\vec{q}_E = \left(\left(\vec{q} \times \vec{R}_p^0 \right) \times \vec{R}_p^0 \right)$, то единичные поляризационные вектора для ВП $\vec{q}_{HV}, \vec{q}_{EV}$ и ГП $\vec{q}_{HH}, \vec{q}_{EH}$ соответственно равны

$$\begin{aligned} \vec{q}_{HV} &= \left(\vec{i}_x \times \vec{R}_p^0 \right); \; \vec{q}_{EV} = \left(\left(\vec{i}_x \times \vec{R}_p^0 \right) \times \vec{R}_p^0 \right); \\ \vec{q}_{HH} &= \left(\vec{i}_y \times \vec{R}_p^0 \right); \; \vec{q}_{EH} = \left(\left(\vec{i}_y \times \vec{R}_p^0 \right) \times \vec{R}_p^0 \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Эти выражения позволяют определить векторную комплексную ДН без нормировки с помощью скалярных произведений векторов. Например, для ВП ДН для главной $F_{main}(\theta,\varphi)$ и кросс-поляризации $F_{cp}(\theta,\varphi)$ примет следующий вид:

$$F_{main}(\theta,\phi)=\left(\vec{q}_{EV},\vec{E}_P\right),\; F_{cp}(\theta,\phi)=\left(\vec{q}_{HV},\vec{E}_P\right),$$
$$\vec{F}=\vec{q}_E F_{main}+\vec{q}_H F_{cp}. \qquad (8)$$

Такая модель позволяет рассчитывать параметры антенных систем хорошо известными методами. Таким образом, предложена обобщенная векторная математическая модель отражательной антенной решетки. В этой антенной системе АФР на решетке, изначально созданное облучателем, и ориентация главного лепестка ДН в пространстве управляются только состоянием УФВ вблизи элементов.

Литература

1. K. Pobedonostsev, B. Poperechenko, V. Gusevsky, B. Sobolev, N. Chernykh, V. Balagansky, et al. “Complex Design of Hybrid Reflector Antennas”. Proceedings of international symposium of satellite communication and remote sensing. Sept. 22-26, 1996 Xi’n, China. Pp. 567–573.
2. I. V. Galindo, Lee Shung-Wy, R. Mittra. “Synthesis of a laterally displaced cluster field for a reflector antenna with application to multiple beams and contoured patterns” IEE. Trans. Antennas and Propagation, vol. 26, 3, pp. 220–228, 1978.