

## **АНАЛИЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ШИРОКИМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ МЕТОДОМ НАВОДИМЫХ ЭДС**

*Аннотация.* Рассматриваются вопросы моделирования излучателей полосковых антенных решеток. Описывается моделирование при помощи метода наводимых электродвижущих сил, заключающееся в анализе полного входного сопротивления широкого излучателя, находящегося в составе решетки.

*Ключевые слова:* моделирование, микрополосковые антенны, метод наводимых ЭДС.

*Abstract.* The purpose of this issue is description of microstrip arrays simulation. It describes simulation and analysis for full input impedance of array width patch by induced EMF method.

*Keywords:* simulation, microstrip antennas, induced EMF method.

### **Введение**

При проектировании современных антенных систем с использованием полосковых антенн редко используются одиночные антенны, так как их применение не может удовлетворить высоким требованиям, предъявляемым к электрическим и энергетическим параметрам современных антенных систем. Поэтому полосковые антенны объединяются в решетки. Наиболее применяемой является фазированная антенная решетка (ФАР), в которой управление диаграммой направленности (ДН) осуществляется за счет изменения фазы подаваемых на излучатели электромагнитных волн.

Одним из важных этапов в проектировании антенных решеток является учет взаимодействия излучателей между собой. Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования показали, что нельзя пренебрегать взаимным влиянием излучателей решетки, которое проявляется в том, что входное сопротивление излучающего элемента в ФАР отличается от его сопротивления в свободном пространстве и является функцией угла сканирования.

В результате этого важнейшей задачей при проектировании антенных решеток (АР) являются расчет и анализ входного сопротивления излучателя в составе решетки.

### **1. Применение метода наводимых ЭДС для анализа микрополосковых антенн**

Анализ микрополосковых антенн можно проводить, используя метод наводимых ЭДС. В работе [1] рассматривается математическая модель полосковой антенны, основанная на методе наводимых ЭДС и позволяющая моделировать входное сопротивление антенны с высокой точностью.

Данная модель основана на учете одной гармоники тока для линейной решетки из одинаковых линейных излучателей. Это обеспечивает достаточную точность расчета для резонансных излучателей, для излучателей, малых по сравнению с длиной волны, а также для других излучателей, расстояния между которыми в решетке значительны и форма распределения тока мало изменяется за счет взаимных связей.

Согласно данной модели распределение тока по полосковому вибратору принимается синусоидальным. Также учитывается наличие подложки путем введения эффективной диэлектрической проницаемости в закон распределения тока [2]. Для полосковых антенн с высоким значением диэлектрической проницаемости подложки (а именно такие антенны применяются чаще всего) характерно то, что большинство линий напряженности электрического поля находится между излучателем и экраном. Поэтому есть возможность учесть влияние подложки введением эффективной диэлектрической проницаемости. Эффективная диэлектрическая проницаемость позволяет моделировать полосковые антенны, как если бы излучатель находился в однородной среде с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{\text{эф}}$ .

## 2. Применение метода наводимых ЭДС для широких излучателей

Математическая модель, описанная в разд. 1, также может быть использована для полосковых антенн с широким излучающим элементом, например, прямоугольной полосковой антенны. Из теории полосковых антенн известно, что токи по излучателю текут по его краям [3]. Воспользовавшись этим, можно принять эти токи за воображаемые вибраторы и рассчитать их входные сопротивления. Причем выбираются токи, текущие по большим краям излучателя. Эти токи выбираются исходя из того, что тангенциальные составляющие полей у больших краев синфазны и формируют в поперечном направлении максимум излучения. А так как при расчете методом наводимых ЭДС учитывается именно тангенциальная составляющая поля, то при расчете входного сопротивления полоскового излучателя необходимо принимать в расчет именно эти два тока, текущих по большим краям.

Так как длина прямоугольной антенны примерно равна  $\lambda/2$  ( $\lambda$  – длина волны), то необходимо рассматривать полуволновые вибраторы. Сопротивление этих воображаемых вибраторов рассчитывается согласно рассмотренной математической модели по методу наводимых ЭДС [1]. Диаметр воображаемых вибраторов принимается равным толщине металлизации. После вычисления их входного сопротивления необходимо найти общее сопротивление излучателя. Общее сопротивление будет вычисляться исходя из взаимного расположения этих вибраторов (расстояния между ними) и в точке, расположенной в центре излучателя, рассчитывается как параллельное соединение входных сопротивлений этих воображаемых вибраторов в этой точке (рис. 1).

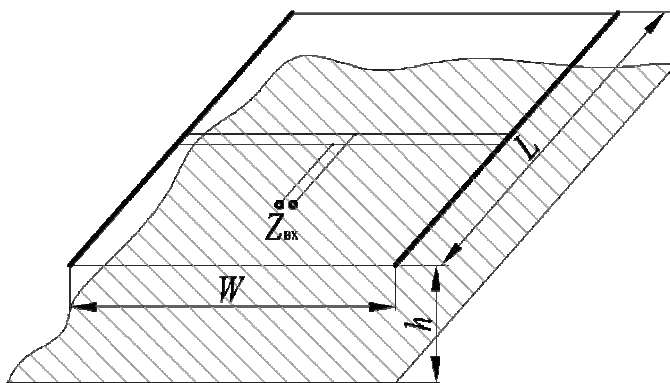


Рис. 1. Модель прямоугольной антенны

Сопротивление каждого из вибраторов в центре излучателя может быть вычислено по формуле для расчета сопротивления линии передач с учетом расстояния от края излучателя до его центра. Зная сопротивление каждого вибратора в точке, находящейся в центре излучателя, можно рассчитать входной импеданс антенны в данной точке как равный сопротивлению параллельного соединения этих двух вибраторов в этой точке, а затем при необходимости можно пересчитать импеданс для точки подвода питания.

Сопротивление вибратора в центре излучателя может быть вычислено по методу длинных линий. Для этого необходимо знать характеристическое сопротивление полосковой линии. Согласно [4] характеристическое сопротивление полоскового излучателя для перерасчета входного импеданса излучателя к точке питания может быть рассчитано по следующей формуле:

$$Z_0 = \frac{300}{\left(1 + \frac{w}{h}\right) \sqrt{\epsilon_r}},$$

где  $w$  – ширина полосковой линии;  $h$  – высота подложки;  $\epsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость.

Для перерасчета сопротивления вибраторов к центру излучателя величина  $w$  будет равна длине излучателя  $L$ , а для пересчета сопротивления к точке подвода питания – ширине излучателя  $W$ .

### **3. Анализ микрополосковых антенных решеток методом наводимых ЭДС**

Для резонансных вибраторов можно считать, что их ДН в составе решетки за счет взаимодействия существенно не меняется, а меняется их входное сопротивление и сопротивление излучения.

Пользуясь методом наводимых ЭДС, можно определить характеристики АР с учетом взаимодействия излучателей. Так, для вибраторных антенных решеток, где ДН единичного излучателя в первом приближении можно считать неизменной, этим методом рассчитываются входное сопротивление и сопротивление излучения вибраторов в решетке, а также их собственное сопротивление.

В соответствии с методом наводимых ЭДС сопротивление излучения  $n$ -го вибратора с синусоидальным распределением тока в составе решетки из  $N$  элементов длиной  $L$  в общем виде может быть представлено так:

$$R_{\Sigma n} = R_{\Sigma nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N R_{\Sigma nk},$$

где  $R_{\Sigma nn}$  – собственное сопротивление вибратора;  $R_{\Sigma nk} = \frac{i_k}{i_n} R_{\text{вз}nk}$  – наведенное сопротивление в  $n$ -й вибратор со стороны  $k$ -го;  $R_{\text{вз}nk}$  – взаимное сопротивление вибратора, определяемое параметрами вибраторов. При равных токах наведенное и взаимное сопротивления совпадают.

Мощность излучения  $n$ -го вибратора определяется как

$$P_{\Sigma n} = \frac{U_n I_n^*}{2} = \frac{1}{2} I_n^2 R_{\Sigma n}. \quad (1)$$

Для системы из  $N$  вибраторов мощность излучения будет представлять сумму мощностей излучения всех вибраторов:

$$P_{\Sigma} = \sum_{n=1}^N P_{\Sigma n} = \sum_{n=1}^N \frac{U_n I_n^*}{2} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N I_n^* I_k R_{\Sigma nk}.$$

Если учесть реактивную запасенную мощность и ввести полную комплексную мощность, то можно перейти к комплексному входному сопротивлению, которое будет определяться выражением, аналогичным (1):

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{U_n I_n^*}{2} = \frac{1}{2} I_n^2 Z_n; \\ U_n &= I_n \left( Z_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N Z_{nk} \right) = I_n \left( Z_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N \frac{I_k}{I_n} Z_{\text{вз}nk} \right) = \\ &= I_n Z_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N I_k Z_{\text{вз}nk}, \quad n = 1, 2, \dots, N. \end{aligned}$$

Если токи в вибраторах одинаковы, то входное сопротивление вибратора не зависит от отношения токов и определяется только собственным и взаимными сопротивлениями:

$$Z_n = Z_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N Z_{\text{вз}nk}. \quad (2)$$

Обозначим отношение комплексных амплитуд токов на входах вибраторов как

$$\frac{i_k}{i_n} = q_{nk} \exp(j\Phi_{nk}).$$

Тогда полные входные сопротивления вибраторов будут определяться из соотношений

$$Z_n = Z_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N q_{nk} Z_{\text{вз}nk} \exp(j\Phi_{nk}). \quad (3)$$

Мощность излучения  $n$ -го вибратора с учетом наведенных сопротивлений:

$$P_{\Sigma n} = \frac{I_n I_n^*}{2} \operatorname{Re} Z_n = \frac{I_n I_n^*}{2} R_{\Sigma n} =$$

$$= \frac{I_n I_n^*}{2} \left[ R_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N q_{nk} (R_{nk} \cos \Phi_{nk} - X_{nk} \sin \Phi_{nk}) \right]. \quad (4)$$

Полная мощность излучения всех вибраторов, отнесенная к току в пучности  $n$ -го вибратора, равна сумме излучаемых мощностей  $P_{\Sigma n}$ :

$$P_{\Sigma} = \sum_{n=1}^N \frac{I_n I_n^*}{2} R_{\Sigma n} = \frac{I_n I_n^*}{2} \left\{ \sum_{k=1}^N q_{nk}^2 \left[ R_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^N q_{nk} (R_{nk} \cos \Phi_{nk} - X_{nk} \sin \Phi_{nk}) \right] \right\}. \quad (5)$$

Если учесть, что  $q_{nk} \exp(\Phi_{nk}) = \frac{1}{q_{kn}} \exp(-i\Phi_{kn})$ , то (4) и (5) можно преобразовать к следующему виду:

$$\begin{aligned} Z_n = & R_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^n \frac{1}{q_{kn}} (R_{kn} \cos \Phi_{kn} + X_{kn} \sin \Phi_{kn}) + \\ & + \sum_{k=n+1}^N q_{nk} (R_{nk} \cos \Phi_{nk} - X_{nk} \sin \Phi_{nk}) + \\ & + i \left[ X_{nn} - \sum_{k=1, k \neq n}^n \frac{1}{q_{kn}} (R_{kn} \cos \Phi_{kn} - X_{kn} \sin \Phi_{kn}) + \right. \\ & \left. + \sum_{k=n+1}^N q_{nk} (R_{nk} \cos \Phi_{nk} + X_{nk} \sin \Phi_{nk}) \right]; \\ P_{\Sigma} = & \frac{I_n I_n^*}{2} \left\{ \sum_{k=1}^N q_{nk}^2 \left[ R_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^n \frac{1}{q_{kn}} (R_{kn} \cos \Phi_{kn} + X_{kn} \sin \Phi_{kn}) \right] + \right. \\ & \left. + \sum_{k=n+1}^N q_{nk} (R_{nk} \cos \Phi_{nk} + X_{nk} \sin \Phi_{nk}) \right\}. \quad (6) \end{aligned}$$

Из (6) следует, что полное сопротивление излучения системы связанных вибраторов равно:

$$\begin{aligned} Z_{\Sigma} = & \sum_{k=1}^N q_{nk}^2 \left[ Z_{nn} + \sum_{k=1, k \neq n}^n \frac{1}{q_{kn}} (R_{kn} \cos \Phi_{kn} + X_{kn} \sin \Phi_{kn}) \right] + \\ & + \sum_{k=n+1}^N q_{nk} (R_{nk} \cos \Phi_{nk} - X_{nk} \sin \Phi_{nk}). \end{aligned}$$

Еще одним способом анализа антенных решеток является анализ при помощи матриц взаимных сопротивлений.

Матрица  $[Z]$  по определению связывает между собой столбцы нормированных напряжений и токов на входах излучателей:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \dots & Z_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ Z_{N1} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix} \quad (7)$$

Каждый диагональный элемент  $Z_{nn}$  в (7) представляет собой собственный импеданс излучателя с номером  $n$ , а любой недиагональный элемент  $Z_{nk} = Z_{kn}$  есть взаимный импеданс излучателей с номерами  $n$  и  $k$ ; собственные и взаимные импедансы определяются при условиях холостого хода на входных сечениях других излучателей. Поэтому матрица  $[Z]$  оказывается жестко привязанной к определенным плоскостям отсчета фаз в фидерных линиях излучателей, и при смещении этих плоскостей в новые положения происходит изменение всех элементов матрицы. Нормирование собственных и взаимных импедансов осуществляется путем замены любых реальных линий передачи эквивалентными линиями с единичным волновым сопротивлением.

Расписывая произведение какой-либо строки с номером  $n$  в матрице  $[Z]$  на столбец распределения тока  $I$  по входам излучателей решетки, получаем

$$U_n = Z_{n1}I_1 + Z_{n1}I_1 + \dots + Z_{nn}I_n + \dots + Z_{nN}I_N.$$

Разделив нормированное напряжение  $U_n$  на входной ток  $I_n$ , находим нормированный входной импеданс излучателя с номером  $n$  в антенной решетке:

$$Z_n = \frac{U_n}{I_n} = \sum_{k=1}^N Z_{nk} \left( \frac{I_k}{I_n} \right). \quad (8)$$

Согласно формуле (8) входной импеданс излучателя решетки является суммой его собственного импеданса  $Z_{nn}$  и целого набора вносимых импедансов из других  $(N - 1)$  излучателей, что идентично формуле (2).

Если составить уравнение (8) для каждого излучателя антенной решетки, то получим систему уравнений, в которой количество неизвестных будет равно количеству уравнений. Решив эту систему и подставляя значения для взаимных и собственных сопротивлений, можно найти сопротивление каждого излучателя в решетке.

Взаимные сопротивления микрополосковых вибраторов можно вычислить по следующей формуле:

$$Z_{вз} = -j \frac{2\rho_0 k_0^2}{\pi^2 \sin(k_0 l)} \int_{-\infty}^{+\infty} \int \left( \frac{\sin(x_2 b)}{x_2 b} \right)^2 \left( \frac{\cos(x_1 l) - \cos(k_0 l)}{k_0^2 - x_1^2} \right)^2 \times \\ \times \left( \frac{x_1^2 \gamma^2 \epsilon_2}{\epsilon_2 \gamma + \gamma_1 + th(h\gamma_1)} - \frac{x_2^2 k_0^2}{\gamma + \gamma_1 ch(h\gamma_1)} \right) \frac{e^{-jx_2 d}}{(x_1^2 + x_2^2)} dx_1 dx_2,$$

где  $2l$  – длина элемента;  $2b$  – его ширина;  $\gamma = \sqrt{\chi_1^2 + \chi_2^2 - k_0^2}$ ;  
 $\gamma_1 = \sqrt{\chi_1^2 + \chi_2^2 - k_1^2}$ ;  $k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_2}$ ;  $d$  – расстояние между излучателями.

Считается, что ток в вибраторах задан в виде

$$\eta = I_{\text{эx}} \frac{1}{2b} \tau(x)\tau(y)\delta(z-0);$$
$$\tau(x) = \frac{\sin[\beta(l-|x|)]}{\sin(\beta l)}, \quad -l \leq x \leq l;$$

$$\beta = 2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}/\lambda, \quad \tau(y) = 1, \quad d-b \leq y \leq d+b.$$

Согласно [5], зная выражение для  $Z_{\text{вз}}$  двух идентичных параллельных вибраторов и уменьшая расстояние  $d$  между ними до значения половины ширины  $b$ , можно определить входное сопротивление уединенного вибратора или собственное сопротивление вибратора:

$$Z_{\text{соб}} = \lim_{d \rightarrow b} Z_{\text{вз}}.$$

При вычислении входного импеданса антенны с широким излучающим элементом, входящей в состав антенной решетки, необходимо воспользоваться методом расчета, описанным в разд. 2, с той только разницей, что расчет входного сопротивления воображаемых вибраторов необходимо производить с учетом влияния остальных элементов антенной решетки по формуле (8).

### **Заключение**

Предложенный в данной статье способ вычисления входного сопротивления излучателей полосковых ФАР может быть использован при инженерных расчетах для оценки взаимного влияния излучателей в решетке как наиболее точный из простых и нетрудоемких методов расчета, а также для моделирования полного входного сопротивления полосковой антенны, входящей в состав ФАР.

### **Список литературы**

1. **Литвинов, Д. А.** Математическая модель полоскового вибратора / Д. А. Литвинов // Электронная техника : сб. науч. тр. / под ред. Д. В. Андреева. – Вып. 9. – Ульяновск : УлГТУ, 2007. – С. 41–45.
2. **Литвинов, Д. А.** Математическая модель закона распределения тока на полосковом излучателе / Д. А. Литвинов // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем : труды Пятой Всероссийской научно-практ. конф. (с участием стран СНГ) (5–15 июля 2007, Ульяновск). – Ульяновск : УлГТУ, 2007. – С. 258–260.
3. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства / Е. И. Нефедов, В. В. Козловский, А. В. Згурский. – К. : Техника, 1990. – 160 с.
4. **Balanis, C. A.** Antenna theory: analysis and design. Second edition. / C. A. Balanis. – John Wiley & Sons Inc., 1997. – 941 p.
5. **Лавров, Г. А.** Взаимное влияние линейных вибраторных антенн / Г. А. Лавров. – М. : Связь, 1975. – 128 с.

**Литвинов Дмитрий Анатольевич**

аспирант, Ульяновский государственный  
технический университет

E-mail: litvinov\_dmitry@mail.ru

**Litvinov Dmitry Anatolyevich**

Postgraduate student,  
Ulyanovsk State Technical University

---

УДК 621.396.677

**Литвинов, Д. А.**

**Анализ микрополосковых антенных решеток с широкими излучателями методом наводимых ЭДС / Д. А. Литвинов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2010. – № 2 (14). – С. 70–77.**