

УДК 621.396.674.1

ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КРУГЛЫХ РАМОЧНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Проценко М.Б., Посный О.А., Громоздин В.В.

Севастопольский национальный технический университет

Студгородок Стрелецкая балка, г. Севастополь, 99053

E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований частотных свойств двухэлементной антенной решетки, состоящей из круглых рамочных излучателей. Анализ частотных характеристик проведен с учетом электродинамического взаимодействия излучателей на основе обобщенного метода наводимых ЭДС. Показана возможность увеличения полосы частот антенной решетки по сравнению с частотными свойствами одиночного излучателя.

Характеризуя методологию анализа частотных характеристик антенных решеток, необходимо отметить традиционный подход [1], основанный на предположении отсутствия взаимного влияния излучателей, что связано с математическими трудностями электродинамического анализа, особенно для излучателей сложной конфигурации. При этом взаимное влияние считается негативным и предельным значением полосовых свойств антенной решетки является полоса частот уединенного излучателя. Однако ряд проведенных исследований [2] относительно взаимного сопротивления излучения круглых рамочных излучателей как в теоретическом, так и в экспериментальном аспектах, свидетельствует о возможности увеличения полосовых свойств антенной решетки именно благодаря взаимному влиянию излучателей друг на друга.

Основные соотношения. Для расчета и анализа входного сопротивления излучателей, входящих в состав антенной решетки, воспользуемся методом наводимых ЭДС [1], согласно которому для двухэлементной антенной решетки можно записать систему уравнений:

$$\begin{cases} U_1 = I_1 \cdot Z_{11} + I_2 \cdot Z_{12}; \\ U_2 = I_1 \cdot Z_{21} + I_2 \cdot Z_{22}, \end{cases} \quad (1)$$

где U_1 , U_2 и I_1 , I_2 – соответственно потенциалы, приложенные к элементам антенной решетки и токи в них; Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} , Z_{21} – собственные и взаимные сопротивления излучения каждого элемента, представленные в комплексной форме ($Z = R + jX$), причем на основании принципа взаимности выполняется тождество $Z_{12} = Z_{21}$.

На основании уравнений (1) можно определить входное

сопротивление излучателей, находящихся в составе антенной решетки, если учесть, что все переменные, входящие в уравнения (1), отнесены к входным зажимам соответствующих излучателей, а тепловые потери отсутствуют

$$\begin{cases} Z_{\text{ex1}} = \frac{U_1}{I_1} = Z_{11} + \frac{I_2}{I_1} \cdot Z_{12}; \\ Z_{\text{ex2}} = \frac{U_2}{I_2} = Z_{22} + \frac{I_1}{I_2} \cdot Z_{12}. \end{cases} \quad (2)$$

Пользуясь уравнениями (1), можно определить также токи на зажимах каждого из элементов антенной решетки, если известны подведенные к ним потенциалы. Решая уравнения (1) относительно I_1 и I_2 , получаем:

$$\begin{cases} I_1 = U_1 \cdot \frac{Z_{22}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12}^2} - U_2 \cdot \frac{Z_{12}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12}^2}; \\ I_2 = U_2 \cdot \frac{Z_{11}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12}^2} - U_1 \cdot \frac{Z_{12}}{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12}^2}, \end{cases} \quad (3)$$

а отношение токов на основании уравнений (3) равно

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_{11} - \frac{U_1}{U_2} Z_{12}}{Z_{22} - \frac{U_2}{U_1} Z_{12}} \cdot \frac{U_2}{U_1}. \quad (4)$$

Частным случаем решения уравнений (2) с использованием полученного отношения токов (4) для равноамплитудного синфазного $U_1 = U_2$ и противофазного $U_1 = -U_2$ возбуждения излучателей является

$$\begin{cases} Z_{\text{ex1}} = Z_{11} \pm Z_{12}; \\ Z_{\text{ex2}} = Z_{22} \pm Z_{12}, \end{cases} \quad (5)$$

где знак « $\pm$ » – соответственно определяет синфазное или противофазное возбуждение излучателей.

Таким образом, входное сопротивление излучателя с учетом его взаимодействия в составе антенной решетки и заданного возбуждения элементов U_1 , U_2 определяется только значениями Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} , которые зависят от конфигурации излучателей, их размеров относительно длины волны источников возбуждения и взаимного расположения излучателей.

При достаточно простой формулировке задачи расчета и анализа входного сопротивления элементов антенной решетки на основе метода наводимых ЭДС существуют определенные математические трудности при вычислении Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} , среди которых можно выделить следующие:

– вследствие интегрального характера комплексных сопротивлений излучения Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} не всегда можно получить аналитические

выражения, особенно для излучателей сложной конфигурации

– задача определения Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} относительно входных зажимов излучателей, в том числе с использованием метода интегральных уравнений, часто является неустойчивой приводящей к расходящимся результатам, что сказывается на точности получаемого решения.

Причем, если для преодоления первой проблемы можно использовать численное интегрирование, то для решения второй – необходимо разрабатывать особые методологии. Одним из вариантов решения второй проблемы является определение Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} относительно пучности тока и дальнейший их пересчет к входным зажимам излучателя, например, на основе известных соотношений теории длинных линий. Таким методом осуществлен расчет входного сопротивления круглого рамочного излучателя, результаты которого представлены в [3]. Однако при физической обоснованности и устойчивости получаемого данным методом решения, вычисление Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} для случая антенных решеток существенно усложняется вследствие необходимости введения дополнительных переменных, носящих интегральный характер (собственные и взаимные волновые сопротивления излучателей, постоянные распространения электромагнитной волны тока в излучателях), а также учета асимметрии в структуре при $Z_{11} \neq Z_{22}$.

Другой путь определения Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} относительно входных зажимов излучателей основан на использовании обобщенного метода наводимых ЭДС [1]. На основании данного метода каждый излучатель, в том числе и входящий в состав антенной решетки, представляется в виде совокупности элементарных сегментов, которые в общем случае могут иметь криволинейную форму. Далее определяется вклад (взаимодействие) полей, создаваемых этими сегментами, в результирующую функцию амплитудно-фазового распределения тока при заданном возбуждении элементов антенной решетки и, соответственно, сопротивления излучения, отнесенные к точкам приложения заданных потенциалов. При этом электродинамическое взаимодействие полей, создаваемых сегментами, описывается также на основании введенных понятий собственных и взаимных сопротивлений излучения, но уже применительно к сегментам.

Рассмотрим более подробно данный вариант определения Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} . Пусть первый излучатель двухэлементной антенной решетки представляется в виде совокупности n сегментов, а второй — из m сегментов. Тогда сопротивления излучения сегментов первого и второго излучателей можно обозначить соответственно

собственные $z_{\xi\xi}^1, z_{\xi\xi}^2$ при $\xi = \zeta$;

взаимные $z_{\xi\zeta}^1, z_{\xi\zeta}^2$ при $\xi \neq \zeta$ и $z_{\xi\xi}^{12}, z_{\xi\xi}^{21}$, (6)

где верхние индексы в (6) обозначают, к какому излучателю относятся рассматриваемые сегменты; $\xi = 1 \dots n$ и $\zeta = 1 \dots m$.

Зададим также способ возбуждения элементов антенной решетки и места подключения источников ЭДС. При этом, переходя к соответствующим сегментам, определим те из них, к которым непосредственно подводятся заданные потенциалы u_ξ^1 , u_ζ^2 , например, сегменты с индексами $\xi = 1$ и $\zeta = 1$. Тогда остальные сегменты будут возбуждаться наводимыми в них токами за счет их электродинамического взаимодействия. Все это позволяет перейти к системе уравнений относительно сегментов с ненулевыми потенциалами u_1^1 , u_1^2 и наводимых в сегментах токов i_ξ^1 , i_ζ^2 :

$$\begin{cases} u_1^1 = i_1^1 \cdot \left[z_{11}^1 + \frac{i_2^1}{i_1^1} \cdot z_{12}^1 + \dots + \frac{i_n^1}{i_1^1} \cdot z_{1n}^1 \right] + i_1^2 \cdot \left[z_{11}^{12} + \frac{i_2^2}{i_1^2} \cdot z_{12}^{12} + \dots + \frac{i_m^2}{i_1^2} \cdot z_{1m}^{12} \right]; \\ u_1^2 = i_1^1 \cdot \left[z_{11}^{21} + \frac{i_2^1}{i_1^1} \cdot z_{12}^{21} + \dots + \frac{i_n^1}{i_1^1} \cdot z_{1n}^{21} \right] + i_1^2 \cdot \left[z_{11}^2 + \frac{i_2^2}{i_1^2} \cdot z_{12}^2 + \dots + \frac{i_m^2}{i_1^2} \cdot z_{1m}^2 \right]. \end{cases} \quad (7)$$

Сравнивая уравнения (7) с аналогичными уравнениями (1), учитывая также, что $u_1^1 = U_1$, $u_1^2 = U_2$ и $i_1^1 = I_1$, $i_1^2 = I_2$, получаем:

$$Z_{11} = \sum_{\xi=1}^n \frac{i_\xi^1}{i_1^1} \cdot z_{1\xi}^1; \quad Z_{22} = \sum_{\zeta=1}^m \frac{i_\zeta^2}{i_1^2} \cdot z_{1\zeta}^2; \quad Z_{12} = \sum_{\zeta=1}^m \frac{i_\zeta^2}{i_1^2} \cdot z_{1\zeta}^{12} = \sum_{\xi=1}^n \frac{i_\xi^1}{i_1^1} \cdot z_{1\xi}^{21}. \quad (8)$$

Вычисление сопротивлений излучения сегментов $z_{\xi\xi}^1$, $z_{\xi\xi}^2$; $z_{\xi\xi}^{12}$, $z_{\xi\xi}^{21}$ и

наводимых в них токов i_ξ^1 , i_ξ^2 можно осуществить одним из известных

методов (см., например, [1]). В частности, интегральные выражения для

определения численных значений сопротивлений излучения сегментов

прямолинейной формы в цилиндрической системе координат

синусоидальным распределением тока вдоль них приведены в [1], а для

общего случая – произвольная форма и взаиморасположение сегментов в декартовой системе координат, а также произвольно-заданная функция амплитудно-фазового распределения тока вдоль сегментов, представлены в [4].

Таким образом, на основании (8) разработан алгоритм расчета сопротивлений излучения двухэлементной антенной решетки относительно входных зажимов излучателей Z_{11} , Z_{22} и Z_{12} , и соответственно их входных сопротивлений с использованием выражения (2). Это позволило провести численное моделирование входного сопротивления излучателей в широком диапазоне частот при различных способах их возбуждения

Анализ результатов исследований и выводы. В качестве исследуемой антенной системы рассмотрена двухэлементная антенная решетка, состоящая из круглых рамочных излучателей с аксиальным и компланарным расположением рамок, схематическое изображение которых в проекциях показано на рисунках 1 и 2, соответственно. Здесь же введены обозначения: a – радиус круглой рамки; r – радиус проводника круглой рамки; d_a – расстояние между аксиальными излучателями (см. рисунок 1); d_k – расстояние между центрами компланарно расположенных излучателей (см. рисунок 2).

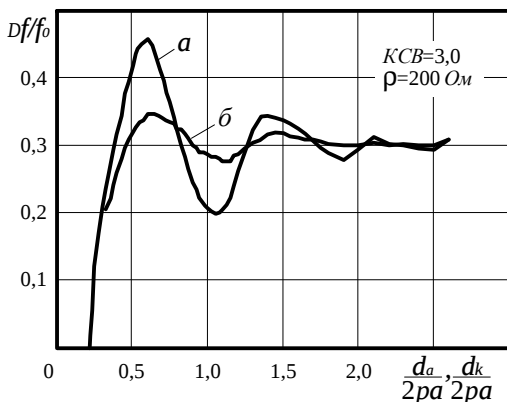


Рисунок 3 – Частотные свойства антенной решетки из круглых рамочных излучателей: а) аксиальные рамки; б) компланарные рамки

Характер частотного изменения входного сопротивления круглого рамочного излучателя в составе антенной решетки практически полностью соответствует результатам, представленным в [3]. Поэтому основное внимание уделено анализу полосовых свойств излучателя, соответствующих допустимому уровню рассогласования излучателя с питающей линией вблизи последовательного резонанса (волновая рамка).

На рисунке 3 показаны некоторые результаты теоретического анализа, характеризующие изменение полосы частот излучателя в зависимости от расстояния между элементами антенной решетки и их взаимным расположением при следующих геометрических параметрах двух идентичных рамок: $a = \lambda_0/2\pi$ при $\lambda_0 = 1000$ мм ($f_0 = 300$ МГц); $r = 2,5$ мм, и волновом сопротивлении ρ линии возбуждения, равном $\rho = 200$ Ом. При этом полоса частот излучателя определялась по уровню допустимого рассогласования, равного $KCB \leq 3,0$.

Согласно представленным кривым видно, что в зависимости от расстояния между излучателями изменение полосы частот $\Delta f/f_0$ носит

Для представленных вариантов расположения элементов антенной решетки произведены расчеты входного сопротивления круглой рамки в составе антенной решетки. Причем использовано равноамплитудное противофазное возбуждение элементов (5), что является одним из важных для практики случаев, например, при использовании излучателя с апериодическим рефлектором.

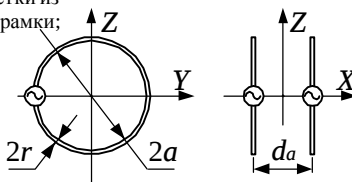


Рисунок 1 – Антенная решетка из аксиальных рамок

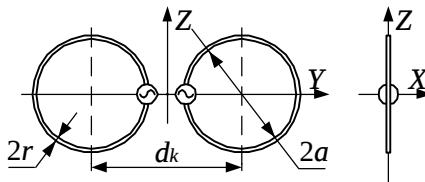


Рисунок 2 – Антенная решетка из компланарных рамок

осциллирующий характер, причем по отношению к полосе частот уединенного излучателя наблюдается как увеличение полосы частот в более чем 1,5 раза, так и ее уменьшение. Характер изменения $\Delta f/f_0$ типичен для различных вариантов взаимного расположения излучателей (аксиальное, компланарное), хотя при этом пределы изменения полосовых свойств излучателя при компланарном его расположении в составе антенной решетки меньше аналогичных пределов для его аксиального расположения, что обусловлено в первую очередь направленностью осевого излучения круглой рамки при выбранных геометрических соотношениях ($2\pi a = \lambda_0$).

Экспериментальные исследования заключались в измерении частотных характеристик входного сопротивления круглого рамочного излучателя в составе антенной решетки с целью оценки адекватности полученных теоретических результатов. Исследования проводились в диапазоне частот 200...450 МГц на измерительном комплексе Р4-11.

В ходе эксперимента был применен один из наиболее простых способов практической реализации рассматриваемых вариантов расположения рамок и их возбуждения заключающийся в использовании метода зеркальных отображений. При этом экспериментальная установка состояла из несимметричного эквивалента круглой рамки (полурамки, соответствующим образом расположенной на металлическом экране) и вспомогательного металлического полотна. Это позволило исключить ряд проблем, связанных с возбуждением и симметрированием элементов антенной решетки. На основании метода зеркальных отображений входное сопротивление исследуемой симметричной рамки получено в результате удвоения измеренного входного сопротивления несимметричного эквивалента [1]. Вспомогательное полотно располагалось ортогонально плоскости экрана таким образом, чтобы реализовать тот либо иной вариант взаимного расположения рамок, а именно аксиальное — с противофазным возбуждением, либо компланарное — также с противофазным возбуждением и расположением зажимов рамок друг напротив друга. Расстояние между физическим излучателем и его мнимым изображением соответствовало удвоенному расстоянию от излучателя до экрана.

Результаты экспериментальных исследований входного сопротивления круглого рамочного излучателя при расположении его в составе двухэлементной антенной решетки для различных вариантов расположения излучателей изображены на рисунках 4 и 5. Изменение входного сопротивления излучателя с частотой показано графически на комплексной плоскости $R - X$ с помощью кривых, определяющих входное сопротивление излучателя на

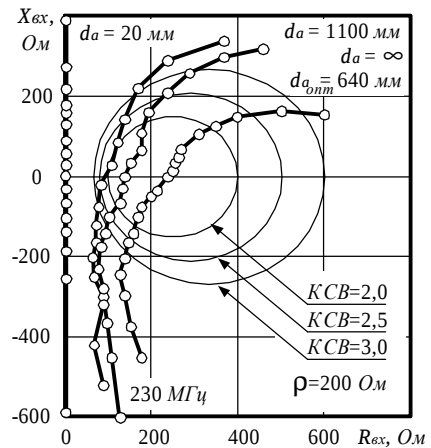


Рисунок 4 – Антенная решетка из аксиальных рамок

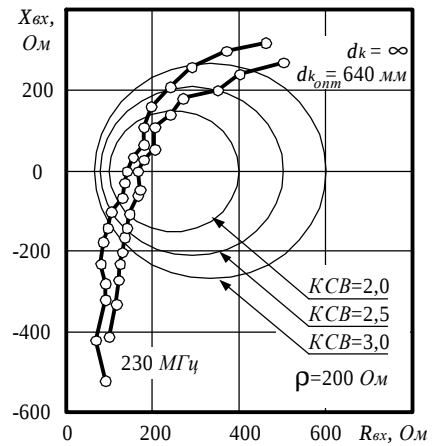


Рисунок 5 – Антенная решетка из компланарных рамок

отдельных частотах. Отсчет частоты ведется от 230 МГц равномерно с шагом 10 МГц. Здесь же изображены окружности максимально допустимого KCB , ограничивающие частотный диапазон изменения входного сопротивления излучателя, соответственно для $KCB = 2,0; 2,5; 3,0$ при $\rho = 200 \text{ Ом}$.

Для аксиального расположения излучателей (см. рисунок 4) представлены кривые изменения входного сопротивления излучателя при $d_a = 20$ мм; $d_a = 640$ мм (максимальная полоса частот) и $d_a = 1100$ мм (минимальная полоса частот). Для компланарного расположения излучателей (см. рисунок 5) представлена зависимость входного сопротивления излучателя при $d_k = 640$ мм (максимальная полоса частот). Для сопоставления результатов на рисунках 3 и 4 изображены также частотные зависимости входного сопротивления уединенного излучателя ($d_a = \infty$, $d_k = \infty$).

При этом наблюдается достаточно хорошее качественное и количественное совпадение результатов анализа (теория и эксперимент).

Таким образом, на основании проведенных исследований можно сформулировать следующее заключение:

- учет взаимного влияния излучателей, расположенных в составе антенной решетки, позволяет выявить и реализовать потенциальные свойства антенной системы по обеспечению максимальной широкополосности путем оптимального выбора расстояний между круглыми рамочными излучателями при различных вариантах их расположения (аксиальное, компланарное);
- для оценки степени взаимного влияния излучателей, в том числе криволинейной формы, достаточно приемлемым с точки зрения вычислительной трудоемкости является метод наводимых ЭДС, а также его развитие, реализованное в обобщенном варианте данного метода;
- для двухэлементной антенной решетки, состоящей из идентичных

рамочных излучателей круглой формы (волновые рамки – $2\pi a = \lambda_0$), наблюдается расширение полосы частот по входному сопротивлению в 1,52 раза при аксиальном расположении излучателей на расстоянии $d_{a\text{ ант}} = 0,640 \cdot \lambda_0$ и в 1,12 раза при компланарном их расположении входными зажимами друг к другу, также на расстоянии $d_{k\text{ ант}} = 0,64 \cdot \lambda_0$, где λ_0 – средняя длина волны источника возбуждения

Библиографический список

1. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов Э.М. Журбенко/ Под ред. Г.З. Айзенберга. — М.: Радио и связь, 1985. — 536 с.
2. Лобкова Л.М. Взаимные сопротивления излучения круглых рамок в малоэлементных антенных решетках / Л.М. Лобкова М.Б. Проценко О.А. Посный // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника — 2001. — Т. 44. — № 5. — С. 33–40.
3. Лобкова Л.М. Частотные характеристики входного сопротивления рамочной антенны / Л.М. Лобкова М.Б. Проценко О.А. Посный // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника — 1998. — Т. 41. — № 12. — С. 20–25.
4. Лобкова Л.М. Электродинамическая модель взаимного импеданса для проволочных антенных элементов произвольной конфигурации / Л.М. Лобкова М.Б. Проценко // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Материалы Всерос. науч. техн. конф., Таганрог, 18-21 июня 2001 г. — Таганрог, 2001. — С. 119–121.

Поступила в редакцию 6.12.2001 г.