

ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ С ОГРАНИЧЕНИЕМ УРОВНЯ КРОССПОЛЯРИЗОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Поляризационная развязка антенн является одним из распространенных способов обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Однако, он оказывается эффективным только в том случае, когда антенны имеют низкий уровень кроссполяризационного излучения. Вопросам построения таких антенн посвящен целый ряд публикаций (см., например, работу [1]), где авторы наряду с достижением высоких технических и эксплуатационных показателей ставят задачу снижения уровня излучаемого поля паразитной поляризации в одном или нескольких заданных направлениях. Такая постановка задачи оправдана лишь в тех случаях, когда заранее известны условия эксплуатации проектируемой антенны и электромагнитная обстановка в месте ее установки. Если такой информации нет априори, то для повышения электромагнитной совместимости устройств целесообразно снижать общий уровень излучаемой мощности на волнах кроссполяризации, уменьшая тем самым «загрязнение» окружающей среды побочными продуктами работы радиоэлектронных систем. В настоящей работе предлагается метод нахождения возбуждения антенной решеткой (АР), обеспечивающего ее максимальный коэффициент усиления (КУ) при заданных ограничениях на интегральный уровень кроссполяризованного излучения.

Рассмотрим произвольную антенную решетку, состоящую из N излучателей, векторные диаграммы направленности (ДН) $\vec{f}_n(\vec{u})$ ($n = \overline{1, N}$) которых в общей системе координат будем считать известными [2]:

$$\vec{f}_n(\vec{u}) = \sqrt{\frac{D_n r_{\Sigma n}}{4\pi}} \vec{F}_n(\vec{u}),$$

где D_n – максимальный коэффициент направленного действия (КНД) n -го излучателя, $r_{\Sigma n}$ – его нормированное (относительно волнового сопротивления питающей линии $Z_{вн}$) собственное сопротивление излучения, $\vec{F}_n(\vec{u})$ – ДН излучателя, нормированная относительно ее значения в направлении главного максимума, \vec{u} – единичный вектор направления излучения.

Поставим задачу: необходимо найти оптимальное амплитудно-фазовое распределение (АФР) токов на входах излучателей АР, обеспечивающее максимум ее КУ в направлении \vec{u}_0 при заданных ограничениях на величину коэффициента поляризационных потерь (КПП) $a_c \leq a_{c \text{ lim}}$, который определяется отношением [3]

$$a_c = P_c / P_\Sigma. \quad (1)$$

Здесь P_c – мощность излучения АР на кроссполяризованных волнах, которые определены в заданном ортогональном поляризационном базисе с ортами (\vec{b}^0, \vec{c}^0) ; P_Σ – суммарная мощность излучения антенны; $a_{c \text{ lim}}$ – предельно допустимое значение КПП.

Запишем КУ АР в следующем виде:

$$G(\vec{u}_0) = 4\pi R^2 |\vec{S}(\vec{u}_0)| / P_a, \quad (2)$$

где $|\vec{S}(\vec{u}_0)|$ – модуль вектора Пойнтинга на сфере радиуса R в дальней зоне антенны в направлении \vec{u}_0 ; $P_a = P_\Sigma + P_d$ – входная мощность антенной решеткой, P_d – мощность джоулевых потерь в излучателях.

Выразим мощности, входящие в (1) и (2), через токи на входах излучателей и представим их в виде эрмитовых форм [2,4]:

$$R^2 |\bar{S}(\bar{u}_0)| = |\langle i \bar{f}(\bar{u}_0) \rangle|^2 = \langle i^* \bar{f}^*(\bar{u}_0) \rangle \langle \bar{f}(\bar{u}_0) i \rangle = \langle i^* \mathbf{A} i \rangle;$$

$$P_a = \langle i^* \mathbf{r} i \rangle, P_\Sigma = \langle i^* \mathbf{r}_\Sigma i \rangle, P_c = \langle i^* \mathbf{r}_{cc} i \rangle, P_d = \langle i^* \mathbf{r}_d i \rangle,$$

где $\langle i$ – матрица-строка (i – матрица-столбец), описывающая АФР нормированных I токов на входах излучателей АР; \mathbf{A} – квадратная матрица, определяемая как $\mathbf{A} = [\bar{f}^*(\bar{u}_0) \rangle \langle \bar{f}(\bar{u}_0)]$; $\mathbf{r} = \mathbf{r}_\Sigma + \mathbf{r}_d = \text{Re}(\mathbf{z})$, \mathbf{z} – матрица нормированных собственных и взаимных сопротивлений на входах излучателей, \mathbf{r}_d и \mathbf{r}_Σ – матрицы нормированных сопротивлений потерь и сопротивлений излучения; \mathbf{r}_{cc} – матрица нормированных поляризационных сопротивлений излучения, описывающая взаимные связи между излучателями на волнах кроссполяризации [3]; знак * означает комплексное сопряжение. Последние две матрицы определяются выражениями:

$$\mathbf{r}_\Sigma = \int_{\Omega} [\bar{f}^*(\bar{u}) \rangle \langle \bar{f}(\bar{u})] d\Omega, \mathbf{r}_{cc} = \int_{\Omega} [f_c^*(\bar{u}) \rangle \langle f_c(\bar{u})] d\Omega,$$

где матрица-столбец $f_c(\bar{u}) = \bar{c}^0 \bar{f}_n(\bar{u}) \rangle$ определяет ДН излучателей на кроссполяризованных волнах; Ω – телесный угол, равный 4π , если излучатели находятся в свободном пространстве, или 2π , если они расположены над бесконечным плоским проводящим экраном; $d\Omega$ – элемент телесного угла.

Теперь задачу определения оптимального АФР токов $i \rangle_{\text{opt}}$, обеспечивающего максимум функционала $G(i \rangle)$ при наличии ограничений на область I допустимых значений аргумента, можно сформулировать в следующем матричном виде:

$$\max_{i \rangle \in I} \{G(i \rangle)\} = \max_{i \rangle \in I} \{ \langle i^* \mathbf{A} i \rangle / \langle i^* \mathbf{r} i \rangle \}, \quad I = \{ i \rangle : \langle i^* \mathbf{r}_{cc} i \rangle / \langle i^* \mathbf{r}_\Sigma i \rangle \leq a_{c \text{ lim}} \},$$

а ее решение удобно искать с помощью метода неопределенных множителей Лагранжа [5]. Учитывая, что эрмитовы матрицы \mathbf{A} , \mathbf{r} , \mathbf{r}_Σ и \mathbf{r}_{cc} являются положительно (или неотрицательно) определенными, можно показать, что искомое АФР определяется выражением

$$i \rangle = (\mathbf{r} + p(\mathbf{r}_{cc} - a_{c \text{ lim}} \mathbf{r}_\Sigma))^{-1} f(\bar{u}_0) \rangle, \quad (4)$$

где p – коэффициент, подлежащий определению. Для его нахождения используем условие

$$\langle i^* \mathbf{r}_{cc} i \rangle / \langle i^* \mathbf{r}_\Sigma i \rangle = a_{c \text{ lim}}, \quad (5)$$

которое превращается в нелинейное уравнение относительно p после подстановки в него вместо $i \rangle$ выражения (4). Поскольку уровень паразитного излучения a_c монотонно убывает с ростом p (при $p > 0$) [5], полученное уравнение можно решить, применяя один из численных методов. Найденное таким образом p_{opt} соответствует заданному уровню КПП $a_{c \text{ lim}}$ и тем самым определяет искомое АФР токов $i \rangle$ (4), максимизирующее значение $G(\bar{u}_0)$ с учетом введенных ограничений. При этом следует помнить, что область возможных значений $a_{c \text{ lim}}$ ограничена слева и справа значениями минимального μ_{min} и максимального μ_{max} собственных чисел регулярного пучка эрмитовых форм $\langle i^* \mathbf{r}_{cc} i \rangle - \mu \langle i^* \mathbf{r}_\Sigma i \rangle$, которые для каждой решетки являются индивидуальными, поскольку определяются матрицами \mathbf{r}_Σ и \mathbf{r}_{cc} .

Приведенный выше алгоритм оптимизации КУ использовался для синтеза плоской антенной решетки нормального излучения, работающей на волнах круговой поляризации. Решетка состояла из семи полуволновых турникетных вибраторов (рис. 1, а), которые располагались на вершинах и в цен-

1 Нормировка токов и сопротивлений осуществляется согласно известному правилу [2]: $i_n = I_n \sqrt{Z_{\text{вн}}/2}$, $z_{mn} = Z_{mn} / \sqrt{Z_{\text{вн}} Z_{\text{вн}}}$, где $Z_{\text{вн}}$ – волновое сопротивление линии передачи, подключенной ко входу n -го излучателя.

тре правильного шестиугольника со стороной $d = 0,7\lambda$. Распределение тока вдоль вибраторов определялось с помощью метода моментов с использованием базиса кусочно-синусоидальных пробных функций. Элементы матриц \mathbf{r}_Σ и \mathbf{r}_{cc} рассчитывались с помощью методики, изложенной в [6]. Матрица сопротивлений потерь системы излучателей считалась диагональной, а КПД η всех вибраторов одинаковыми. В результате решения задачи синтеза определялось оптимальное распределение токов $i)_{opt}$ на входах вибраторов, максимизирующее КУ решетки для каждого заданного значения КПД, рассчитывались ДН решетки и величина $G_{\max}(\vec{u}_0)$. Результаты этих расчетов сравнивались с аналогичными для случая безусловной максимизации КУ.

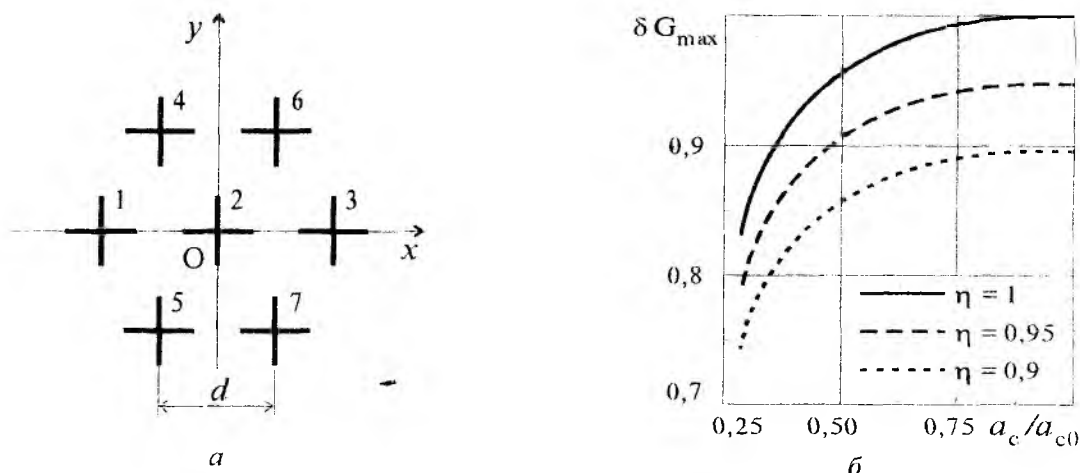


Рис. 1

Большой интерес при этом представляет влияние вводимых ограничений на достижимую величину $G_{\max}(\vec{u}_0)$. На рис. 1, б показана зависимость отношения $\delta G_{\max} = G_{\max}(\vec{u}_0)/G_{0\max}(\vec{u}_0)$ от величины относительного снижения КПД a_c/a_{c0} , где $G_{0\max}(\vec{u}_0)$ и a_{c0} – КУ и КПД решетки без джоулевых потерь ($\eta = 1$) с распределением токов, найденным при безусловной максимизации ее КУ. Для рассматриваемой АР $a_{c0} = 0,01688$. Из графиков следует, что более чем трехкратное подавление уровня КПД сопровождается всего лишь 15-процентным снижением КУ решетки, что говорит о возможности заметного снижения уровня мощности, излучаемой антенной на волнах кроссполяризации, при незначительном уменьшении ее усиления.

На рис. 2, а, б приведены ДН решетки на волнах основной $F_b(\theta)$ и паразитной $F_c(\theta)$ поляризации в плоскости $y = 0$ ($\varphi = 0^\circ$) и в плоскости $x = 0$ ($\varphi = 90^\circ$) для двух значений КПД: $a_c = a_{c0}$ (случай безусловной максимизации КУ) и $a_{c\lim} = a_{c0}/3$. Как и следовало ожидать, при уменьшении задаваемого значения $a_{c\lim}$, т.е. при ужесточении требований к величине предельного КПД, снижается уровень излучения на волнах паразитной поляризации. Кроме того, из графиков следует, что одновременно со снижением уровня лепестков $F_c(\theta)$ уменьшаются еще и боковые лепестки основной ДН $F_b(\theta)$, а также несколько расширяется ее главный луч, что более заметно по положению нуля, чем на уровне половинной мощности.

Отмеченные изменения формы ДН $F_b(\theta)$ обычно сопутствуют изменению амплитудного распределения возбуждения антенны от равномерного к спадающему к краям. Вместе с тем, анализ оптимального АФР говорит о более сложных его трансформациях, направленных на подавление паразитного излучения не только в области боковых лепестков, но и в пределах главного луча основной ДН.

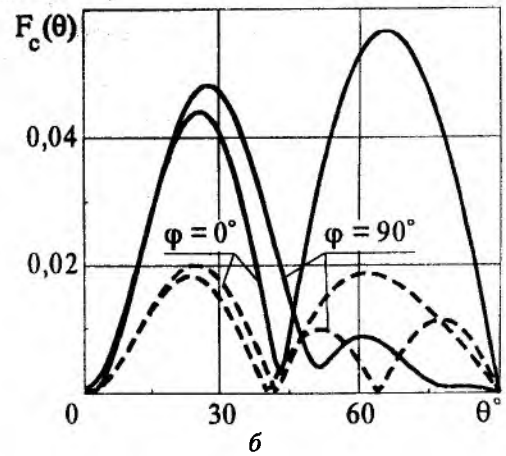
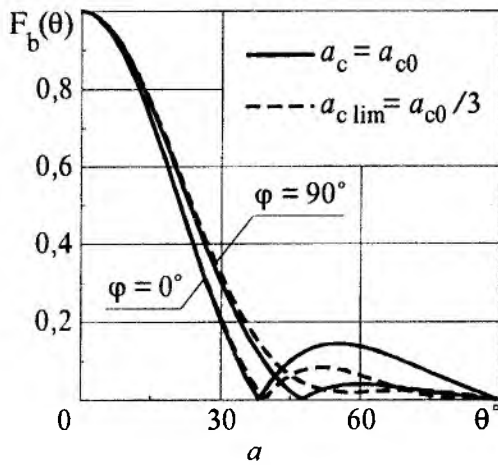


Рис. 2

Вероятно, что другие способы подавления уровня кроссполяризованного излучения АР также могут дать похожий эффект, но от предлагаемого здесь метода они отличаются тем, что не гарантируют оптимального баланса между заданной величиной КПП АР и достижимым максимумом ее КУ, а это неизбежно ведет либо к недостаточной степени подавления КПП, либо к дополнительным потерям КУ.

Приведенные результаты численных расчетов позволяют сделать вывод о том, что предложенный метод оптимизации антенных решеток позволяет добиться существенного снижения уровня их излучения на волнах кроссполяризации с одновременным подавлением боковых лепестков основной ДН при сохранении высокого уровня коэффициента усиления.

Список литературы: 1. Корниенко Л.Г., Задорожко Ю.Л. Максимум коэффициента направленного действия антенных решеток при наличии ограничений на вид поляризации излучаемого поля в ряде фиксированных направлений // Радиотехника. 1983. Вып. 64. С.37—42. 2. Панченко Б.А., Ошивалов В.Д. Поляризационные потери турникетных вибраторов // Радиотехника. 1987. № 5. С.62—63. 3. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия, 1975. 528 с. 4. Токарский П.Л. Импедансный подход к анализу поляризационных потерь в антенных решетках // Радиотехника и электрон. 1992. Т. 37, № 8. С.1388—1395. 5. Мартынов М.А., Павлюк В.А., Рыбалко А.М. Максимизация интегральных параметров антенных решеток с подавлением бокового излучения // Радиотехника и электрон. 1977. Т. 22, № 3. С.609—613. 6. Токарский П.Л., Синелун А.В. Приближенный расчет поляризационных сопротивлений излучения вибраторов // Радиотехника. 1998. Вып. 105. С. 31—41.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редакцию 1.04.99.