

## Согласование входного импеданса полосковых вибраторов кольцевой антенной решетки над цилиндрическим экраном с подводщими линиями питания

И.А. ФАНАЕВ<sup>1</sup>, В.П. КУДИН<sup>2</sup>

Произведено согласование входного импеданса полосковых вибраторов вертикальной и горизонтальной поляризации в составе фазированной антенной решетки над цилиндрическим экраном с подводщими линиями питания с волновым сопротивлением 50 Ом. Задача решена путем использования идеального одноступенчатого трансформатора и отрезка линии передачи. Численные исследования показали, что для подобных сканирующих антенных систем за счет применения согласующего устройства можно достичь уровня КСВ, не превышающего величины 1,52.

**Ключевые слова:** фазированная антенная решетка, входной импеданс, коэффициент стоячей волны, согласующее устройство, полосковый вибратор.

The input impedance of the strip radiators of vertical and horizontal polarization as a part of a phased antenna array near a cylindrical screen with power supply lines with a wave impedance of 50 Ohms was matched. The problem is solved by using an ideal single-stage transformer and a segment of the transmission line. Numerical studies have shown that for such scanning antenna systems through the use of a matching device, it is possible to achieve a low level of SWR that does not exceed the value of 1,52.

**Keywords:** phased antenna array, input impedance, standing wave ratio, matching device, strip radiator.

**Введение.** Цилиндрические антенные решетки (АР) исследуются на протяжении многих лет, однако до сих пор имеются некоторые неразрешенные вопросы, требующие внимания или уточнения. Непспадающий интерес именно к цилиндрическим антенным решеткам объясняется тем, что они в силу своей осесимметричности обладают рядом свойств, отсутствующих у линейных и плоских антенн [1]. Такие АР позволяют реализовать широкоугольное сканирование луча без изменения коэффициента усиления и формы диаграммы направленности, расширить рабочую полосу частот и другое [2].

Однако для цилиндрических антенных решеток вопрос о широкополосном согласовании излучателей с линиями питания остается не до конца разрешенным. Это связано с тем, что неравномерность значений входного импеданса излучателей присутствует изначально из-за специфики фокусирования луча. А сканирование лучом может осуществляться за счет поворота возбуждающего сектора. Поскольку входные импедансы излучателей в секторе возбуждения оказываются различными и отличаются (иногда значительно) от волнового сопротивления подводщих линий передачи [3], то нахождение такого режима линий, при котором передача мощности в нагрузки осуществлялась бы с наиболее высокими электрическими показателями, является актуальной задачей. В плане практической реализации это означает, что на вход каждого излучателя должно быть добавлено трансформирующее устройство и осуществлено одновременное согласование для всех излучателей в решетке. Подобные вопросы поднимались в работе [1], однако они носили оценочный характер. Расчет входного сопротивления одного излучателя вертикальной поляризации в антенной решетке, расположенной над проводящей цилиндрической поверхностью, показан в работе [4], но численных значений входных сопротивлений на всех входах АР при фокусировке луча не проводилось.

**Постановка задачи.** В данной работе реализуется согласование входного импеданса полоскового вибратора фазированной антенной решетки над проводящим цилиндрическим экраном с волновым сопротивлением подводщих линий передачи за счет использования четырехполюсника и отрезка линии передачи с волновым сопротивлением  $Z_2$  длиной  $l_2$ .

Для расчетов была взята кольцевая АР с параметрами:  $N = 32$  – число излучателей в кольце;  $\alpha = 120^\circ$  – сектор возбуждения;  $\Delta = 0,25\lambda$  – расстояние между излучателем и цилиндром;  $U_{inc} = 1$  В – напряжение от генератора; параметры излучателя:  $w = 0,05\lambda$ ,  $L = 0,5\lambda$ ,  $h = 0,01\lambda$ . Луч фокусировался в направлении  $\theta_0 = \pi/2$ ,  $\varphi_0 = 0$ . Более подробное описание фазированной антенной решетки представлено в [5]. Все расчеты производились в программе Mathcad.

**Входной импеданс вибратора.** Как было показано в [5]–[6], для фазированных антенных решеток над проводящей цилиндрической поверхностью из полосковых излучателей вертикальной (V-типа) и горизонтальной (H-типа) поляризации, входное сопротивление вибратора  $Z_g(q, k_{z0})$  зависит от  $q$  номера режима (номера моды) и  $k_{z0} = \frac{\Psi}{d_z}$  начального волнового вектора ( $\Psi$  – разность фаз между соседними излучателями по оси  $z$ ).

Входное сопротивление электрического вибратора V-типа равно

$$Z_g(q, k_{z0}) = \frac{V_g}{\langle I_g \rangle},$$

где  $\langle I_g \rangle$  – средний ток в зазоре.

$$Z_g^V(q, k_{z0}) = \frac{Nk\pi^2 L^2}{4d_z (A_{p,u}^{-1} B_p) B_u} W \quad [5]. \quad (1)$$

Входное сопротивление электрического вибратора H-типа выражается как

$$Z_g^H(q, k_{z0}) = \frac{kb\pi^3 L^2}{2d_\phi d_z (A_{p,u}^{-1} B_p) B_u} W \quad [6]. \quad (2)$$

**Эквивалентная схема питания вибратора в составе антенной решетки.** При детальном рассмотрении выражений (1) и (2) возникает вопрос, каким образом согласовать входной импеданс вибраторов с линиями питания. Ведь выходит так, что входной импеданс зависит от номера моды и начального волнового вектора. Также на входной импеданс вибраторов повлияет режим фокусирования луча (фазирование AP).

Для согласования электрических вибраторов с линиями питания на вход каждого излучателя добавим четырехполосник и отрезок линии передачи (одинаковые для всех каналов). Отрезок линии передачи может понадобиться, чтобы отвести вибратор на требуемое расстояние от проводящего экрана. Четырехполосник служит трансформирующим и (или) согласующим устройством, так как входной импеданс полосковых излучателей V- и H-типа значительно отличаются от стандартного волнового сопротивления 50 Ом. Объединяя все в единую конструкцию, получаем следующую схему (рисунок 1).

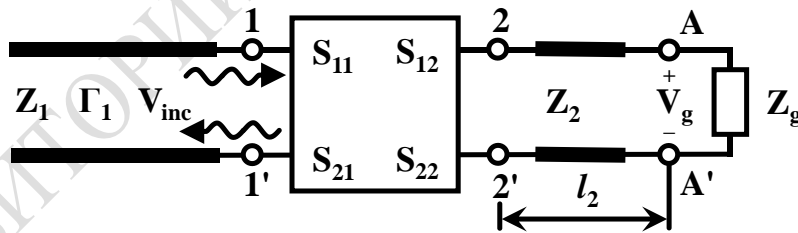


Рисунок 1 – Эквивалентная схема питания электрического вибратора в составе антенной решетки

Рассчитаем напряжение на входе вибратора для данной схемы. Обозначим:  $V^\pm$  – амплитуда падающей (отраженной) волны,  $\Gamma$  – коэффициент отражения.

Запишем систему уравнений:

$$\begin{cases} V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \\ V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \end{cases}$$

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-}{V_1^+}, \quad \Gamma_2 = \frac{V_2^-}{V_2^+}, \quad \begin{cases} V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^-\Gamma_2 \\ V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^-\Gamma_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Gamma_1 V_1^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^-\Gamma_2 \\ V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^-\Gamma_2 \end{cases}$$

$$V_2^- - S_{12}V_2^-\Gamma_2 = S_{21}V_1^+, \quad V_2^- = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_2} V_1^+, \quad V_2(0) = V_2^- + V_2^+ = \frac{S_{21}(1 + \Gamma_2)}{1 - S_{22}\Gamma_2} V_1^+.$$

Учитывая, что коэффициент отражения в сечении 2-2' ( $\Gamma_2$ ) связан с коэффициентом отражения в А-А' соотношением

$$\Gamma_2 = \Gamma_g e^{-i2\beta_2 l_2}, \quad (3)$$

где  $\beta_2$  – постоянная распространения,  $l_2$  – длина линии передачи, причем отсчет длины ведется от сечения 2-2', а

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_2}{Z_g + Z_2}, \quad (4)$$

получим

$$V_2(l_2) = V_g = V_2^+(0) e^{-i\beta_2 l_2} (1 + \Gamma_g), \quad V_2(0) = V_2^+ (1 + \Gamma_2), \quad V_2^+ = \frac{V_2(0)}{1 + \Gamma_2}.$$

$$V_1 = V_1^+ + V_1^-, \quad V_1^- = 0, \quad V_1^+ = V_{inc}.$$

$$V_g(q, k_{z0}) = \frac{S_{21}(1 + \Gamma_g)}{1 - S_{22}\Gamma_2} e^{-i\beta_2 l_2} V_{inc}. \quad (5)$$

Здесь  $V_{inc}$  – напряжение на генераторе. Теперь остается только определить S-параметры четырехполюсника.

В самом простом случае в качестве согласующего устройства будем использовать идеальный трансформатор (рисунок 2).

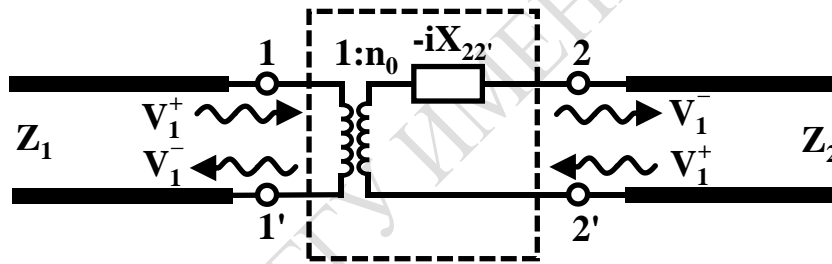


Рисунок 2 – Электрическая схема согласующего четырехполюсника

Для элементов эквивалентной схемы имеем

$$Z_g = R_g + iX_g, \quad Z_{22'} = R_{22'} + iX_{22'}, \quad Z_{22'} = Z_2 \frac{Z_g + iZ_2 \operatorname{tg}(\beta_2 l_2)}{Z_2 + iZ_g \operatorname{tg}(\beta_2 l_2)}, \quad n_0 = \sqrt{\frac{R_{22'}}{Z_1}}.$$

Коэффициенты отражения и передачи на входах будут определяться следующими формулами

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} = \frac{Z_{22'}^* - Z_2}{Z_{22'}^* + Z_2}, \quad (6)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \frac{Z_2}{Z_1} \frac{2\sqrt{R_{22'} Z_1}}{Z_{22'}^* + Z_2}. \quad (7)$$

Учитывая тот факт, что  $Z_2 = \operatorname{Re}(Z_g)$ , а  $Z_1 = Z_{ex}$ , подставляя (6), (7) в формулу (5), можем теперь определить напряжение на входе вибратора V- и H-типа с учетом согласующего устройства.

**Численные результаты.** Согласование оценивалось по уровню КСВ на каждом входе вибратора. В ходе исследований было установлено, что для полосковых вибраторов V-типа наиболее низкий уровень КСВ получается при длине отрезка линии передачи равным  $l_2 = 0,5\lambda$ , а для полосковых вибраторов H-типа оптимальным значением является отрезок длиной  $l_2 = 0,46\lambda$ .

На рисунке 3 приведены зависимости КСВ от номера возбужденного излучателя  $n$ . Кривая КСВ\_V (рисунок 3, а) иллюстрирует КСВ на входах вибраторов V-типа без согласующего устройства, а КСВ\_Vs – с четырехполосником в виде идеального трансформатора и отрезком линии передачи длиной  $l_2$ . Аналогично, на рисунке 3, б показаны две кривые КСВ\_H и КСВ\_Hs, характеризующие уровень КСВ на входах вибраторов H-типа без и с согласующим устройством соответственно.

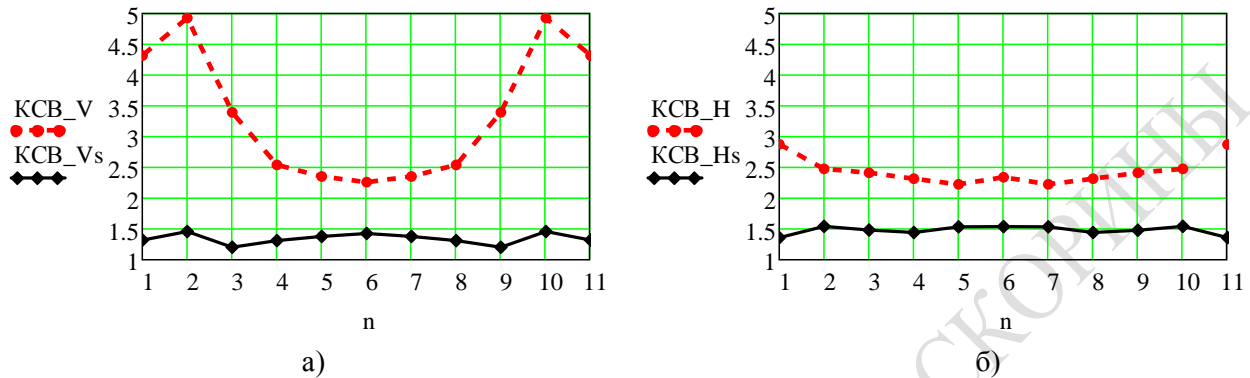


Рисунок 3 – Зависимость КСВ от  $n$  номера излучателя для вибраторов V- и H-типа

Зависимость уровня КСВ от нормированной частоты  $f$  для двух типов согласованных вибраторов приведена на рисунке 4.

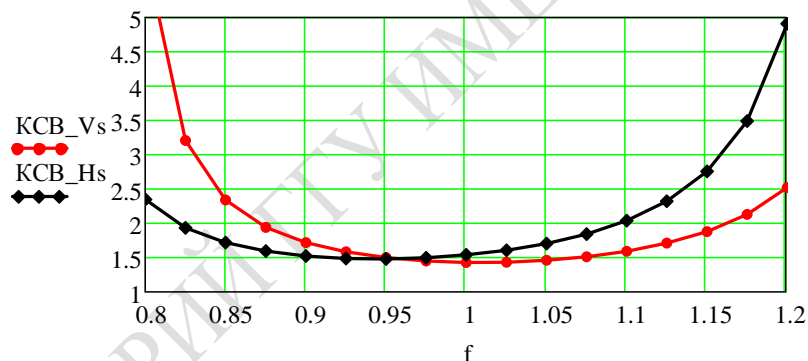


Рисунок 4 – Зависимость КСВ от частоты для двух типов согласованных вибраторов

Таким образом, с помощью согласующих устройств удалось снизить КСВ излучателей фазированной АР до приемлемых значений: уровень КСВ не превышает величин 1,44 и 1,55 для вибраторов вертикальной и горизонтальной поляризации соответственно.

Как видно из рисунка 4, применение простого согласующего устройства позволило получить рабочую полосу  $f_{\max}/f_{\min} < 1,35$  по уровню КСВ = 2. Узкополосность согласования объясняется тем, что при решении задачи были взяты узкополосные элементы: отрезок линии передачи равный (близкий) к половине длины волны и идеальный одноступенчатый трансформатор.

**Заключение.** В данной работе проведено согласование полосковых вибраторов вертикальной и горизонтальной поляризации в составе фазированной АР над цилиндрическим экраном волнового сопротивления с подводщими линиями передачи за счет использования четырехполосника и отрезка линии передачи. В качестве четырехполосника использовался идеальный одноступенчатый трансформатор.

Численные исследования показали, что использование простого согласующего устройства позволяет получить рабочую полосу  $f_{\max}/f_{\min} < 1,35$  по уровню КСВ = 2.

## Литература

1. Воскресенский, Д.И. Выпуклые сканирующие антенны / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, В.С. Филипов. – М. : Сов. радио, 1978. – 304 с.
2. Шелег, Б. Кольцевая решетка с матричной схемой возбуждения для непрерывного сканирования / Б. Шелег // ТИИЭР. – 1968. – Т. 56 (11). – С. 287–298.
3. Фаняев, И.А. Входные характеристики фазированных антенных решеток над проводящей цилиндрической поверхностью / И.А. Фаняев // Известия Гомельского гос. ун-та им. Ф. Скорины. – 2018. – № 6 (111). – С. 191–198.
4. Herper, J.C. Element pattern of an axial dipole in a cylindrical phased array. Part I: Theory / J.C. Herper, A. Hessel, V. Tomasic // Transactions on Antennas and Propagation. – 1985. – Vol. 33, № 3. – P. 259–272.
5. Фаняев, И.А. Фазированная антенная решетка кругового обзора над проводящей цилиндрической поверхностью из излучателей вертикальной поляризации / И.А. Фаняев, В.П. Кудин // Известия Гомельского гос. ун-та им. Ф. Скорины. – 2014. – № 6 (87). – С. 191–198.
6. Фаняев, И.А. Фазированная антенная решетка кругового обзора над проводящей цилиндрической поверхностью из излучателей горизонтальной поляризации. Часть 1: Методика электродинамического моделирования / И.А. Фаняев, В.П. Кудин // Антенны. – 2016. – № 2. – С. 3–10.

<sup>1</sup>Гомельский государственный университет им. Ф. Скорины

<sup>2</sup>Гомельский государственный технический университет им. П.О. Сухого

Поступила в редакцию 17.04.2020