

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-20-29

УДК 621.396.674.37

С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, М. И. Сугак
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЬЦЕВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ¹

Аннотация. Кольцевые антенные решетки (КАР), выполненные из симметричных вибраторных излучателей, широко используются в системах связи, навигации и мониторинга. Несмотря на их широкое применение, ряд существенных моментов исследован недостаточно. К ним следует отнести анализ частотной зависимости антенного фактора (АФ) (отношения модуля напряженности электрического поля к амплитуде напряжения на нагрузке, подключенной к выходным зажимам) элементов КАР в корректной электродинамической постановке.

Целью статьи является анализ частотной зависимости АФ одиночной симметричной вибраторной антенны (СВА) при разных геометрии и характере нагрузки как в свободном пространстве, так и в составе КАР, а также оценка погрешности определения разности фаз между ее элементами, обусловленной учетом взаимного влияния элементов.

С применением математической модели, основанной на системе связанных интегральных уравнений (СИУ), выполнен анализ частотной зависимости АФ одиночной СВА, получены конкретные аналитические выражения для АФ одиночной СВА в одно- и трехмодовом приближениях, указаны границы их применимости в полосе частот. Решение СИУ получено методом Галеркина в кусочно-синусоидальном базисе при произвольном числе базисных функций для восьми- и четырехэлементных КАР. Решение может быть обобщено на произвольное количество элементов в составе КАР. Показано, что для улучшения частотной зависимости АФ целесообразно использовать СВА с высокоомной нагрузкой, а также с большим диаметром. Рассмотрены фазовые ошибки относительно выбранного опорного излучателя в разных элементах КАР для сигналов, наводимых внешним падающим полем плоской волны.

Обнаружено наличие существенных осцилляций в частотной зависимости АФ и фазовой ошибки, обусловленных взаимным влиянием излучателей, которые существенно зависят от расстояния между элементами. Приведенные результаты могут представлять интерес для разработчиков фазовых пеленгаторов.

Ключевые слова: пеленгаторная антенная решетка, кольцевая антенная решетка, антенный фактор, коэффициент калибровки, система интегральных уравнений, симметричная вибраторная антенна

Для цитирования: Анализ характеристик кольцевой пеленгаторной антенной решетки / С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, М. И. Сугак // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 20–29. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-20-29

Svyatoslav V. Ballandovich, Grigory A. Kostikov, Liubov M. Liubina, Mikhail I. Sugak
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

PERFORMANCE ANALYSIS FOR DIRECTION-FINDING CIRCULAR ANTENNA ARRAY

Abstract. This paper considers circular antenna arrays comprised of symmetrical dipole radiators applied in communication, navigation and monitoring systems. Despite their widespread use, a number of significant issues is underinvestigated. Among them are frequency dependence of the antenna factor (the ratio of the electric field intensity module to the voltage amplitude at the load connected to the output terminals) of the circular antenna array elements in the correct electrodynamic setting. The purpose of this paper is to analyse the antenna factor frequency dependence of a single dipole antenna with different geometry and load both in free space and as circular antenna element. The estimation of phase difference error between the circular antenna array elements caused by their cross coupling is also of interest.

¹ При подготовке публикации использовались результаты работ по проекту "Разработка многопозиционного комплекса полуактивной радиолокации и радиомониторинга излучающих и радиомолчащих объектов" (Соглашение от 21 ноября 2018 г. № 075-11-2018-035) с использованием мер государственной поддержки, предусмотренных постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218.

Specific expressions are obtained for the antenna factor of the dipole antenna for single-mode and three-mode approximations. The limits of their applicability in frequency band are considered. The solution to the coupled integral equations is obtained using the Galerkin method with piecewise sinusoidal current distribution and with an arbitrary number of basis functions for eight- and four-element circular antenna array. This solution may be generalized to an arbitrary number of circular antenna array elements. It is demonstrated that to improve the antenna factor frequency dependence it is advisable to use dipole antennas with high-resistance load, as well as with large diameter. Phase errors for different circular antenna array element signals are considered with respect to the reference element. The dependence of these phase errors on the circular antenna array geometry is presented. It is concluded that there are significant oscillations of the antenna factor when the dipole is the part of the circular antenna array. They are caused by cross coupling between the circular antenna array elements, which significantly depend on the element spacing. The results presented may be of interest to phase direction finder development engineers.

Key words: direction finding antenna array, circular antenna array, antenna factor, calibration factor, integral equations system, dipole antenna

For citation: Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M., Sugak M. I. Performance Analysis for Direction-Finding Circular Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 20-29. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-20-29 (In Russian)

Введение. Кольцевые антенные решетки (КАР), выполненные из вибраторных излучателей, широко используются в системах связи и мониторинга [1]–[6]. Несмотря на обширную библиографию по данному вопросу, ряд существенных моментов отражен в литературе недостаточно. К ним следует отнести анализ частотной зависимости антенного фактора (АФ) элементов КАР. При формулировке требований к широкополосным приемным антеннам нередко прибегают к понятию АФ (antenna factor [1], коэффициент калибровки антенны [2], [7]) как отношения модуля напряженности электрического поля к амплитуде напряжения на нагрузке, подключенной к выходным зажимам (как правило, в качестве нагрузки выступает входное сопротивление усилительного каскада приемного тракта). Таким образом, АФ измеряется в метрах в минус первой степени и является величиной, обратной действующей высоте антенны.

Для серийно выпускаемых измерительных антенн используются заводские калибровочные кривые как для коэффициента усиления (КУ), так и для АФ в рабочем диапазоне частот. Вместе с тем, данных о поведении АФ в широкой полосе частот для одиночных вибраторных антенн и пеленгационных КАР на их основе значительно меньше [8]–[13].

Помимо этого для эффективной обработки сигналов в КАР, предназначенных для фазовой пеленгации, большой практический интерес представляет вопрос об инструментальной ошибке [3], обусловленной взаимным влиянием элементов. Адекватное исследование этого вопроса требует построения точной электродинамической модели КАР.

В данной статье представлен анализ частотной зависимости АФ одиночной симметричной

вибраторной антенны (СВА) и СВА в составе КАР, а также оценка погрешности определения разности фаз между элементами КАР, обусловленной эффектами взаимного влияния для различных геометрических параметров.

Частотная зависимость АФ уединенной СВА различной геометрии при разных нагрузках. Для вывода основных соотношений будем отталкиваться от математической модели, основанной на решении интегрального уравнения Покинтона относительно тока в приемной цилиндрической антенне при ее внешнем возбуждении. На СВА длиной $2l$, диаметром $2a$, нагруженную в центре на комплексную сосредоточенную нагрузку Z_0 , перпендикулярно оси СВА падает плоская волна согласованной поляризации (рис. 1):

$$E_{\text{пад}} = e_z E_0, \quad (1)$$

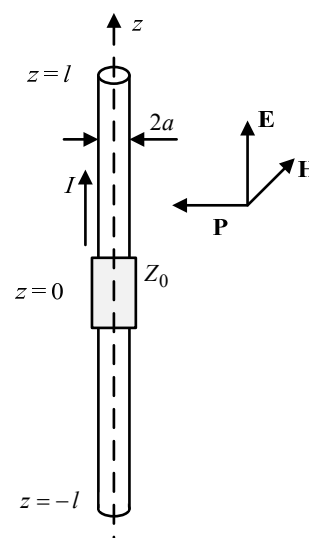


Рис. 1

где \mathbf{e}_z – единичный вектор с направлением, совпадающим с осью проводника антенны; E_0 – амплитуда падающего поля, В/м. С учетом (1) при наличии нагрузки сосредоточенного характера в центре СВА z -я компонента стороннего электрического поля может быть записана следующим образом:

$$E_{z\text{ст}}(z) = E_0 - I(z=0)Z_0\delta(z), \quad (2)$$

где $I(z)$ – распределение тока в СВА; Z_0 – сопротивление нагрузки; $\delta(z)$ – дельта-функция. Связь между $E_{z\text{ст}}(z)$ из (2) и распределением тока в одиночной СВА в соответствии с интегральным уравнением (ИУ) Поклингтона имеет вид [14]:

$$E_{z\text{ст}}(z) = \int_{-l}^l I(z')K(z',z)dz', \quad (3)$$

где z' – координата точки интегрирования;

$$K(z',z) = -\frac{1}{4\pi i\omega\epsilon} \left(\frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp[-ikR(z',z)]}{R(z',z)} -$$

ядро уравнения Поклингтона в осевом приближении; ϵ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды (воздух); ω – круговая частота, соответствующая длине волны λ ;

$$R(z',z) = \sqrt{(z'-z)^2 + a^2}; \quad k = 2\pi/\lambda.$$

Для приближенных инженерных оценок найдем токовое распределение в СВА в виде разложения по системе трех ($N=3$) кусочно-синусоидальных базисных функций (БФ), которое с учетом симметрии задачи можно записать в виде

$$I(z) = I_1 f_1(z) + I_2 f_2(z) + I_3 f_3(z) = I_2 f_2(z) + I_1 [f_1(z) + f_3(z)], \quad (4)$$

где $I_1 = I_3$; I_2 – искомые базисные коэффициенты амплитуд токов; $f_1(z)$, $f_2(z)$, $f_3(z)$ – кусочно-синусоидальные БФ [9]:

$$f_2(z) = \begin{cases} \frac{\sin(kl/2 - |kz|)}{\sin(kl/2)}, & |z| \leq l/2, \\ 0, & z \notin [-l/2, l/2]; \end{cases} \quad (5)$$

$$f_3(z) = f_2(z - l/2);$$

$$f_1(z) = f_2(z + l/2).$$

При произвольном N основная БФ определяется как

$$f_N(z) = \begin{cases} \frac{\sin[2kl/(N+1) - |kz|]}{\sin[2kl/(N+1)]}, & |z| \leq 2l/(N+1); \\ 0, & z \notin [-2l/(N+1), 2l/(N+1)]. \end{cases}$$

В результате применения процедуры Галеркина к уравнению (3), с учетом выбранного представления искомого тока (4), (5) и принятой нумерации БФ, можно получить систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) третьего порядка:

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I}, \quad (6)$$

где \mathbf{U} – вектор-столбец напряжений; \mathbf{Z} – матрица обобщенных взаимных импедансов; \mathbf{I} – вектор-строка базисных коэффициентов амплитуд токов в сегментах СВА.

Элементы вектора-столбца напряжений запишутся следующим образом:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_0 \\ U_0 - I_2 Z_0 \\ U_0 \end{bmatrix},$$

где

$$U_1 = U_3 = \int_0^{kl} E_0 \frac{\sin(kl/2 - |kz - kl/2|)}{\sin(kl/2)} dz = \frac{2E_0 l}{kl} \text{tg}(kl/4) = U_0;$$

$$U_2 = \int_{-kl/2}^{kl/2} E_0 \frac{\sin(kl/2 - |kz|)}{\sin(kl/2)} dz = \frac{2E_0 l}{kl} \text{tg}(kl/4) - I_2 Z_0 = U_0 - I_2 Z_0. \quad (7)$$

Выражение (7) получено с учетом того, что $E_{z\text{ст}}(z)$ в ИУ (3) содержит в рассматриваемом случае дополнительное слагаемое $-I_2 Z_0 \delta(z)$, которое соответствует фиктивному сосредоточенному генератору напряжения, амплитуда которого зависит от сопротивления нагрузки.

Матрица обобщенных взаимных импедансов \mathbf{Z} в системе (6) с учетом симметрии задачи является матрицей Тейлица:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\text{где } Z_{ij} = Z_{ji} = \int_{-kl}^{kl} \int_{-kl}^{kl} f_i(z') f_j(z) K(z',z) dz' dz;$$

$$1 \leq i \leq 3, \quad 1 \leq j \leq 3.$$

Элементы матрицы Z в (8) вычислялись сведением двойных интегралов к одиночным с применением формулы Бехмана [14], [15] и последующим численным интегрированием по стандартной процедуре. Ввиду симметрии токового распределения относительно центра СВА третья строка системы (6) с учетом (7) является информационно избыточной, поэтому СЛАУ можно упростить:

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ U_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_{13} & Z_{12} \\ 2Z_{12} & Z_{11} + Z_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Решая систему (9) относительно базисных коэффициентов удается получить компактное выражение для токов через элементы матрицы Z_{ij} и сопротивление нагрузки в центре антенны:

$$I_2 = U_0 \frac{Z_{11} + Z_{23} - 2Z_{12}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^2}, \quad (10)$$

$$I_3 = I_1 = U_0 \frac{Z_{11} + Z_0 - Z_{12}}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^2}.$$

С использованием (10) напряжение на нагрузке приемной антенны запишется следующим образом:

$$U_H = I_2 Z_0 = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}(kl/4) \times \frac{(Z_{11} + Z_{23} - 2Z_{12})Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^2}.$$

Из последнего соотношения получим связь напряженности падающего на СВА электрического поля и напряжения на нагрузке A_f (антенный фактор) в виде

$$A_f = \frac{E_0}{U_H} = \frac{k}{2 \operatorname{tg}(kl/4)} \times \frac{[(Z_{11} + Z_0)(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^2]}{(Z_{11} + Z_{23} - 2Z_{12})Z_0}. \quad (11)$$

В области низких частот, где электрические размеры СВА малы, достаточную точность в оценке АФ дает одномодовая аппроксимация токового распределения. В этом случае СЛАУ (6), (9) превращается в уравнение: $U_0 = I_1 (Z_{11} + Z_0)$, где $U_0 = (2E_0/k) \operatorname{tg}(kl/2)$; Z_{11} – входное сопротивление СВА при $N=1$. Отсюда вытекает простое соотношение для АФ в одномодовом приближении:

$$A_f = \frac{E_0}{U_H} = \frac{k}{2 \operatorname{tg}(kl/2)} \frac{(Z_{11} + Z_0)}{Z_0}. \quad (12)$$

При анализе АФ в широкой полосе частот целесообразно иметь решение ИУ (3) при произвольном числе базисных функций. В этом случае применение процедуры Галеркина приводит к СЛАУ вида

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I},$$

где Z – матрица Тейлора размером $N \times N$, N – число БФ (нечетное). Ее вид

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & \dots & Z_{1j} & \dots & Z_{1N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & Z_{11} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{1N} & \dots & Z_{1j} & \dots & Z_{11} \end{bmatrix}.$$

Элементы вектор-столбца напряжений в данном случае запишутся следующим образом:

$$U_n = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}\left(\frac{kl}{N+1}\right); \quad 1 \leq n < \frac{N+1}{2}, \quad \frac{N+1}{2} < n \leq N,$$

$$U_n = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}\left(\frac{kl}{N+1}\right) - I_n Z_0; \quad n = \frac{N+1}{2}.$$

Токи в приемной антенне определяются из уравнения $\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{U}$, напряжение на нагрузке

$$U_H = (\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{U})_{(N+1)/2} Z_0,$$

откуда получаем окончательное соотношение для АФ в многомодовом приближении:

$$A_f = \frac{1}{(\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{U})_{(N+1)/2} Z_0}. \quad (13)$$

Представление о сходимости результата вычисления АФ уединенной СВА для разного числа БФ дает рис. 2 (здесь число БФ равно 1, 3, 7, в центре СВА установлена резистивная нагрузка $Z_0 = 50$ Ом, длина плеча СВА 0.1 м). Штриховая кривая соответствует искусственно организованному полуволново-

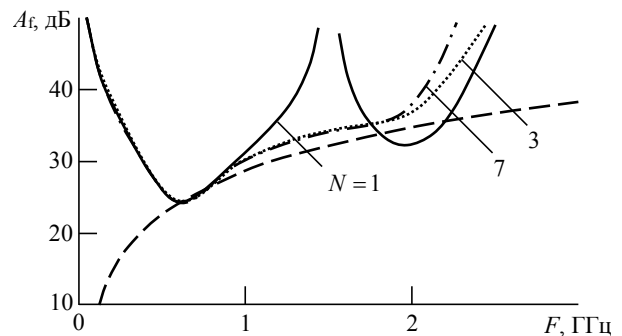


Рис. 2

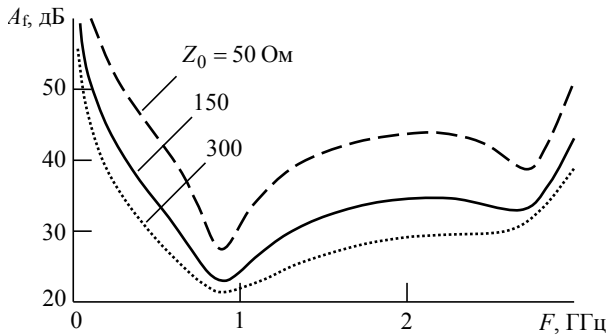


Рис. 3

му режиму на каждой частоте. Из графика видно, что формула (12) для одной БФ (сплошная кривая) применима в интервале частот 0.2...1.0 ГГц, формулы (11) и (13) можно использовать до 2 ГГц.

Влияние сопротивления нагрузки на поведение АФ в полосе частот представлено на рис. 3. Здесь даны частотные зависимости АФ для длины плеча $l = 0.1$ м при сопротивлении нагрузок 50, 150 и 300 Ом, отношение длины плеча к радиусу СВА составляет $l/a = 100$. Наилучшие результаты дает высокоомная нагрузка.

Частотная зависимость АФ при длинах плеча СВА 25, 50 и 100 мм приведена на рис. 4 (сопротивление нагрузки 50 Ом). Тремя этими литерами перекрывается интервал частот 0.5...4 ГГц исходя из критерия границы, где отличие от штриховой кривой не превышает 5 дБ. Таким образом, рис. 4 дает представления о возможностях улучшения частотной зависимости АФ СВА за счет дистан-

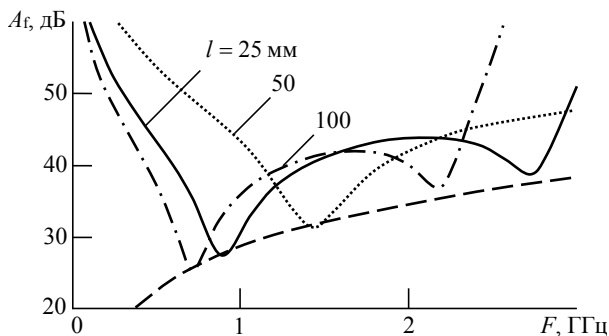


Рис. 4

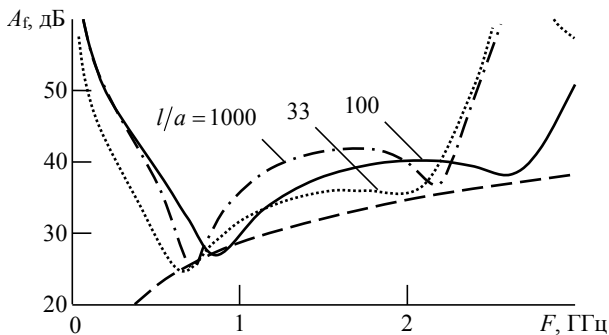


Рис. 5

ционной электрической коммутации длины плеча СВА (например, с помощью $p-i-n$ -диодов).

На рис. 5 дана частотная зависимость АФ для СВА с длиной плеча 100 мм при разном отношении длины к диаметру ($l/a = 1000, 100$ и 33). Видно, что полосой рабочих частот 0.7...2.0 ГГц с отклонениями от штриховой кривой не более чем на 3 дБ обладает наиболее толстый вибратор.

Частотная зависимость АФ для СВА в составе КАР. Математическую модель для АФ СВА, входящих в состав КАР, построим на основе системы связанных интегральных уравнений (СИУ) относительно токов в M одинаковых параллельных излучателях, расположенных эквиугольно на расстоянии $D_0/2$ от центра (рис. 6), где D_0 – диаметр КАР.

С учетом взаимного влияния элементов КАР и

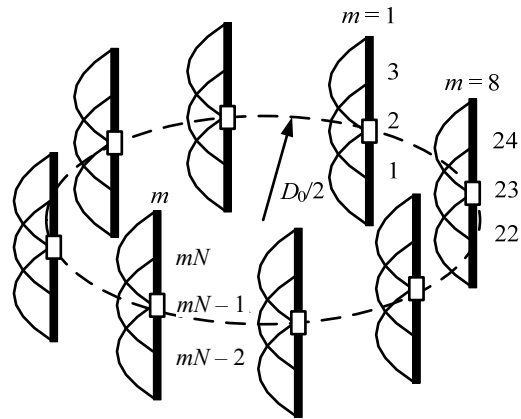


Рис. 6

наличия внешнего возбуждения в виде поля падающей плоской волны необходимо решать СИУ M -го порядка, а не ограничиваться одним ИУ, как это было бы при одинаковых токах во всех элементах кольцевой АР, например при синфазном возбуждении в передающем режиме. Реализация граничных условий для касательной компоненты электрического поля на СВА приводит к системе

$$\left\{ \begin{aligned} E_{z\text{ст}}^{(1)}(z) &= \sum_{p=1-l}^M \int I_p(z') K_{p,1}(z', z) dz'; \\ &\dots \\ E_{z\text{ст}}^{(m)}(z) &= \sum_{p=1-l}^M \int I_p(z') K_{p,m}(z', z) dz'; \quad (14) \\ &\dots \\ E_{z\text{ст}}^{(M)}(z) &= \sum_{p=1-l}^M \int I_p(z') K_{p,M}(z', z) dz'; \end{aligned} \right. \quad 1 \leq p \leq M;$$

$$1 \leq m \leq M,$$

$$\text{где } K_{p,m}(z', z) = -\frac{1}{4\pi i \omega \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \times \frac{\exp[-ikR_{p,m}(z', z)]}{R_{p,m}(z', z)}.$$

Расстояние между точками интегрирования z' и наблюдения z на излучающих элементах кольцевой АР, используемое в записи ядра СИУ (рис. 7):

$$R_{p,m} = \sqrt{(z - z')^2 + [D_0 \sin(\pi|m - p|/M)]^2}.$$

Стороннее поле на m -м элементе запишется

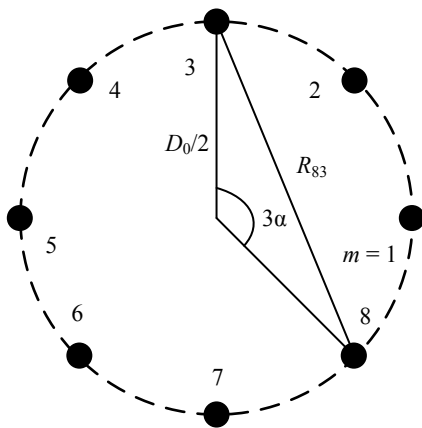


Рис. 7

таким образом:

$$E_{z_{\text{ст}}}^{(m)}(z) = E_0 e^{-ik\Delta_m} - I_m(z=0) Z_0 \delta(z).$$

Для каждого элемента КАР фаза падающего поля обусловлена индивидуальной разностью хода относительно опорного элемента. Выражение для разности хода падающего поля Δ_m на m -м элементе в приемной КАР получается из геометрии, представленной на рис. 8 (прямоугольный тре-

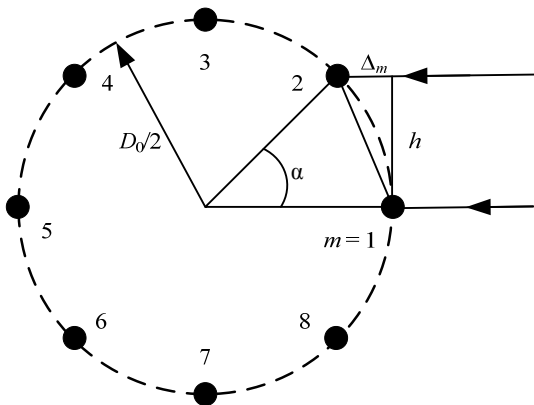


Рис. 8

угольник с катетами Δ_m и h). Разность хода лучей Δ_m КАР запишется как

$$\Delta_m = D_0 \sqrt{[\sin(\alpha_m/2)]^2 - [\sin(\alpha_m/2) \cos(\alpha_m/2)]^2} = D_0 \sin^2[\pi(m-1)/M].$$

Решать СИУ (14) будем, представляя токи в каждом элементе в виде разложения по системе БФ:

$$I_m(z') = \sum_{n=1}^N I_n^{(m)} f_n^{(m)}(z').$$

Воспользовавшись методом Галеркина, после несложных преобразований получим СЛАУ, которая в общем случае также имеет вид

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I}. \tag{15}$$

При одномодовой аппроксимации распределения тока ($N = 1$) матрица-столбец \mathbf{U} состоит из M элементов вида

$$\mathbf{U} = \frac{2E_0 \operatorname{tg}(kl/2)}{k} \left[1 \dots e^{-i\varphi_m} \dots e^{-i\varphi_M} \right]^T;$$

$$\varphi_m = kD_0 \sin^2 \left[\frac{(m-1)\pi}{M} \right].$$

Матрица взаимных обобщенных импедансов \mathbf{Z} в этом случае имеет размер $M \times M$ и при одинаковых нагрузках в каждом излучателе является матрицей Тейлица:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_0 & Z_{12} & \dots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} + Z_0 & \dots & Z_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{M1} & \dots & \dots & Z_{MM} + Z_0 \end{bmatrix}$$

Заметим, что расстояния между одинаковыми точками на всех параллельных СВА в КАР будут в этом случае описываться выражением

$$R_{m,p} = D_0 \sin(\pi|m - p|/M).$$

Решая СЛАУ (15) найдем напряжения на нагрузках всех элементов КАР в виде

$$U_m = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{U} Z_0 = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}(kl/2) \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{U}_0 Z_0,$$

где элементы матрицы \mathbf{U}_0 равны:

$$U_{0m} = e^{-ikD_0 \sin^2 \left[\frac{(m-1)\pi}{M} \right]},$$

откуда АФ для m -го вибратора равен:

$$A_{fm} = \frac{k}{2 \operatorname{tg}(kl/2) \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{U}_0 Z_0}, \quad 1 \leq m \leq M. \tag{16}$$

В случае многомодового подхода к решению СИУ (14) для токов в СВА матрица обобщенных импедансов Z после алгебраизации будет иметь блочно-теплицевый характер; вектор \mathbf{U} – блочный. Для трех мод тока на каждом вибраторе (рис. 6) вектор \mathbf{U} равен:

$$\mathbf{U} = \frac{2E_0 \operatorname{tg}(kl/4)}{k} \times$$

$$\times \left[\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} e^{-i\varphi_m} & e^{-i\varphi_m} & e^{-i\varphi_m} \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} e^{-i\varphi_M} & e^{-i\varphi_M} & e^{-i\varphi_M} \end{bmatrix} \right]^T,$$

$$\text{где } \varphi_m = kD_0 \sin^2 \left[\frac{(m-1)\pi}{M} \right].$$

Полное число элементов вектора \mathbf{U} равно MN , число членов в каждом блоке N . Формула для элементов m -го блока вектора \mathbf{U} в общем случае имеет вид

$$U_m = \frac{2E_0 \operatorname{tg}[kl/(N+1)]}{k} e^{-ikD_0 \sin^2 \left[\frac{(m-1)\pi}{M} \right]}.$$

Структура матрицы импедансов Z при многомодовом анализе КАР имеет вид

$$Z = \begin{bmatrix} [Z_1] & [Z_2] & \dots & [Z_M] \\ [Z_2] & [Z_1] & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ [Z_M] & \dots & \dots & [Z_1] \end{bmatrix}.$$

В свою очередь каждый диагональный блок $[Z_1]$ описывает взаимодействие сегментов в пределах своего излучателя и состоит из $N \times N$ элементов, причем центральный элемент главной диагонали содержит добавку, равную сопротивлению нагрузки Z_0 :

$$Z_{(N+1)/2, (N+1)/2} = Z_{11} + Z_0.$$

Размер матрицы Z равен $NM \times NM$, однако, учитывая симметрию тока в плечах каждой СВА при падении плоской волны в плоскости КАР, ее можно уменьшить до $(N-1)M \times (N-1)M$. Решая СЛАУ, можно найти токи при всех сегментах КАР, из которых для определения АФ нужно только M центральных, затем по формуле, аналогичной (16), находятся АФ всех элементов.

Результаты расчета частотной зависимости АФ СВА, находящихся в составе четырехэлементной КАР в многомодовом приближении, приведены на рис. 9 (*а* – для элементов с $m=1$ и $m=2$; *б* – для элементов с $m=3$ и $m=4$). Здесь принята следующая геометрия: $l=0.1$ м; $l/a=33$, $D_0=0.2$ м;

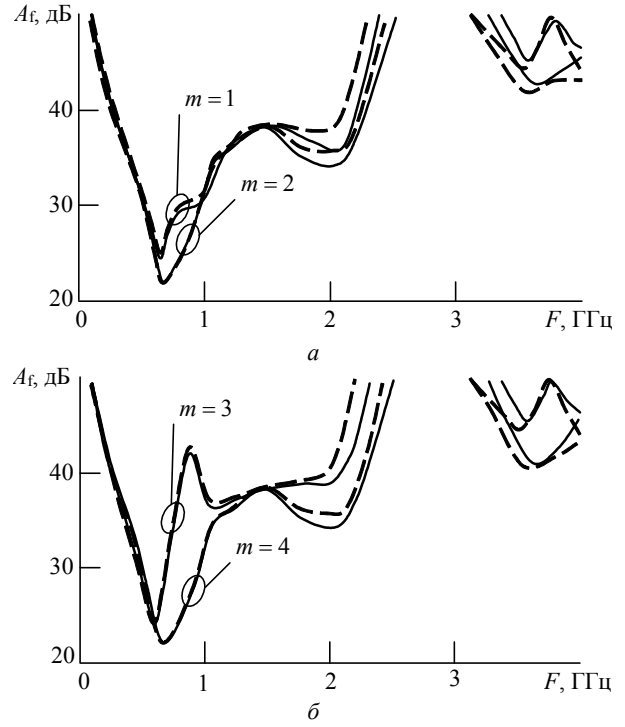


Рис. 9

все нагрузки равны 50 Ом, для расчета по предложенной математической модели (сплошные линии) использовалось 5 базисных функций. Для моделирования методом конечных элементов (штриховые линии) использовался пакет ANSYS HFSS. Внешнее поле падает на элемент с номером $m=1$ в азимутальной плоскости в направлении центра КАР.

При анализе рис. 9 *а, б* обращает на себя внимание факт существенного взаимного влияния элементов, который проявляется в заметных осцилляциях в поведении АФ по сравнению с аналогичным АФ СВА в свободном пространстве. Расчеты показывают, что с увеличением радиуса КАР эти отличия полностью исчезают, так как взаимные связи ослабевают. Наиболее сильные искажения частотной зависимости АФ наблюдаются для "заднего" элемента ($m=3$) в результате эффекта затенения, что проявляется в виде характерного выброса на рис. 9, *б*. Отметим, что наблюдается хорошее совпадение данных, полученных по предложенной математической модели и на основе метода конечных элементов даже при сравнительно небольшом количестве базисных функций ($N=5$), что является подтверждением адекватности предложенного метода оценки АФ.

Решение СИУ для токов в элементах КАР позволяет определить разности фаз наводимых сигналов от внешнего источника плоского поля относительно выбранного опорного элемента ($m=1$). Сравнивая их с разностью фаз, обусловленной

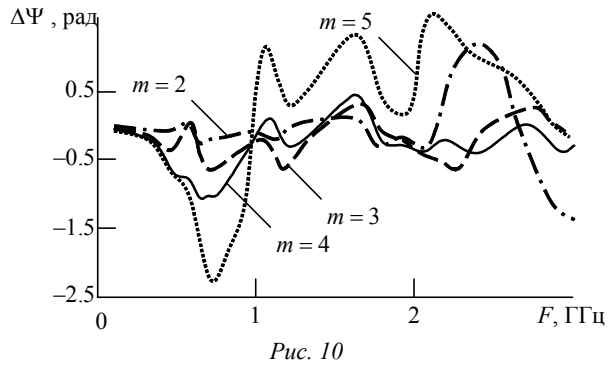


Рис. 10

только пространственным расположением излучателей в КАР (формула для Δ_m), можно определить фазовую погрешность, представляющую интерес для разработки алгоритмов пеленгования. Частотная зависимость фазовой ошибки для элементов восьмизначной КАР приведена на рис. 10. На рисунке каждая кривая соответствует своему элементу ($m = 2 \dots 5$), плоская волна падает на первый элемент в направлении центра КАР. Здесь видно, что для СВА с номером 2 в низкочастотной части диапазона ошибка минимальна, однако с ростом частоты она достигает примерно 0.4 рад, наибольшие погрешности фазы наблюдаются для СВА с номером 5 ввиду эффектов затенения.

Моделирование показывает, что с увеличением радиуса КАР $D_0/2$ фазовые ошибки уменьшаются, и уже при $D_0/2 \rightarrow (10 \dots 12)l$ все зависимости вырождаются в прямые линии с весьма малыми осцилляциями вблизи нуля.

Заключение. В статье описана математическая модель приемной кольцевой многоэлементной антенной решетки, состоящей из произвольного числа тонких симметричных вибраторов, нагруженных на сосредоточенные сопротивления. Антенная решетка возбуждается плоской волной, падающей на СВА в плоскости кольца. Распределение тока в элементах ищется из системы связанных интегральных уравнений, решаемых методом Галеркина при произвольном числе базисных функций. Для малоэлементных КАР построены частотные зависимости антенного фактора и дано сравнение результатов расчета с аналогичным элементом, находящимся в свободном пространстве.

Рассмотрено влияние взаимных связей между элементами КАР на разность фаз токов, показана возможность наличия значительных фазовых ошибок. Приведенные результаты могут представлять интерес для разработчиков фазовых пеленгаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Naval Air Warfare Center Weapons Division. Electronic Warfare & Radar Systems Engineering Handbook. Morrisville: Lulu Press, Inc, 2013. P.450.
2. Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Рембовский А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. 3-е изд. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. 641 с.
3. Кукес И. С., Старик М. Е. Основы радиопеленгации. М.: Сов. радио, 1964. 640 с.
4. Анализ существующих конструкций антенных элементов пеленгаторных решеток / К. О. Волков, Ю. Г. Пастернак, К. А. Разинкин, С. М. Федоров // Вестн. ВГТУ. 2015. № 6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-suschestvuyuschih-konstruktsiy-antennyh-elementov-pelengatornyh-reshetok> (дата обращения: 10.12.2018).
5. Виноградов А. Д., Михин А. Ю., Подшивалова Г. В. Методика проектирования эквидистантных кольцевых антенных решеток широкодиапазонных фазочувствительных радиопеленгаторов // Антенны. 2012. № 4 (179). С. 11–21.
6. Виноградов А. Д., Зибров Г. В., Леньшин А. В. Структуры и свойства пеленгаторных кольцевых антенных решеток с нечетной симметрией диаграмм направленности антенн // Антенны. 2013. № 5 (192). С. 4–17.
7. ГОСТ CISPR 16-1-4-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Ч. 1–4. Аппаратура для измерения радиопомех и помехоустойчивости. Антенны и испытательные площадки для измерения излучаемых помех. М.: Стандартинформ, 2015. 88 с.
8. Rohde&Schwarz. Antennas and Accessories Catalog 2014/2015. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/downloads_45/common_library_45/brochures_and_datasheets_45/Antennas_and_Accessories_Catalog.pdf (дата обращения 10.12.2018).
9. Rohde&Schwarz. Radiomonitoring&Radiolocation Catalog 2016. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/downloads_45/common_library_45/brochures_and_datasheets_45/Radiomonitoring_and_Radiolocation_Catalog.pdf (дата обращения 10.12.2018).
10. Каталог ИРКОС 2017 г. Автоматизированные системы и технические средства. URL: <http://www.ircos.ru/zip/cat2017.pdf> (дата обращения 10.12.2018).
11. Trainotti V., Figueroa G. Vertically Polarized Dipoles and Monopoles, Directivity, Effective Height and Antenna Factor // IEEE Transactions on Broadcasting. 2010. Vol. 56, № 3. P. 379–409. doi: 10.1109/TBC.2010.2050627
12. Wu D., Zhu G. The Study on Geometry-Specific Antenna Factor // 2009 3rd IEEE Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 27–29 Oct. 2009, Beijing, China. Piscataway: IEEE, 2009. P. 195–198. doi: 10.1109/MAPE.2009.5355720
13. D. Meng, L. Xiao and H. Y. Kong, Characterizing OMNI-Directional Antenna by Complex Normalized Ef-

fective Height Based on Broadband Calculable Antennas // 2018 Conf. on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018), Paris, France, 8–13 July 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 1–2. doi: 10.1109/CPEM.2018.8500934

14. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов. 2-е изд. М.: Энергия, 1975. 528 с.

15. Вычислительные методы в электродинамике / под ред. Р. Митра. М.: Мир, 1977.

Статья поступила в редакцию 10 декабря 2018 г.

Балландович Святослав Владимирович – кандидат технических наук (2015), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Костиков Григорий Александрович – кандидат технических наук (2008), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Область научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.
E-mail: gakostikov@gmail.com

Любина Любовь Михайловна – магистр по направлению "Радиотехника" (2017), ассистент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.
E-mail: invers93@gmail.com

Сугак Михаил Иванович – кандидат технических наук (1987), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Область научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.
E-mail: sugakmi@yandex.ru

REFERENCES

1. Naval Air Warfare Center Weapons Division. Electronic Warfare & Radar Systems Engineering Handbook. Morrisville, Lulu Com, 2013, 450 p.

2. Rembovsky A., Ashikhmin A., Kozmin V. *Radiomonitoring: zadachi, metody, sredstva* [Radiomonitoring: Tasks. Methods. Tools. 3rd ed.] Moscow, *Goryachaya liniya – Telekom*, 2012, pp.461. (in Russian)

3. Kukes I. S., Starik M. Y. *Osnovy Radiopelengatsii* [Principles of Radio Direction Finding]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1962. (in Russian)

4. Volkov K. O., Pasternak Yu. G., Razinkin K. A., Fedorov S. M. Analysis of Antenna Element Existing Structures for DF Arrays. Available at: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-suschestvuyuschih-konstruktsiy-antennyh-elementov-pelengatornyh-reshetok> (accessed: 10.12.2018) (in Russian).

5. Vinogradov A. D., Mihin A. Ju., Podshivalova G. V. Technique for Designing Equidistant Annular Antenna Arrays of Wide-Range Phase Sensitive Radio Direction Finders. *Antennas*. 2012, no. 4 (179), pp. 11–21. (in Russian).

6. Vinogradov A. D., Zibrov G. V., Len'shin A. V. Structures and Properties of Direction-Finding Circular Antenna Arrays with Antennas Directional Diagrams Odd Symmetry. *Antennas*. 2013, no. 5 (192), pp. 4–17. (in Russian)

7. GOST CISPR 16-1-4-2013. Electromagnetic Compatibility of Technical Equipment. Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods. Part 1–4. Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus. Antennas and Test Sites for Radi-

ated Disturbance Measurements. Moscow, *Standartinform*, 2015, 88 p. (in Russian)

8. Rohde&Schwarz. Antennas and Accessories Catalog 2014/2015. Available at: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/downloads_45/common_library_45/brochures_and_datasheets_45/Antennas_and_Accessories_Catalog.pdf (accessed: 10 December 2018).

9. Rohde&Schwarz. Radiomonitoring&Radiolocation Catalog 2016. Available at: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/downloads_45/common_library_45/brochures_and_datasheets_45/Radiomonitoring_and_Radiolocation_Catalog.pdf (accessed: 10 December 2018).

10. The Catalogue 2017 of IRCOS JSC products. Available at: <http://www.ircos.ru/zip/cat2017en.pdf> (accessed: 10 December 2018).

11. Trainotti V., Figueroa G. Vertically Polarized Dipoles and Monopoles, Directivity, Effective Height and Antenna Factor. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2010, vol. 56, no. 3, pp. 379–409. doi: 10.1109/TBC.2010.2050627

12. Wu D., Zhu G. The Study on Geometry-Specific Antenna Factor. 2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 27–29 October 2009, Beijing, China. Piscataway: IEEE, 2009, pp. 195–198. doi: 10.1109/MAPE.2009.5355720

13. Meng D., Xiao L., Kong H. Y. Characterizing OMNI-Directional Antenna by Complex Normalized Effective Height Based on Broadband Calculable Antennas.

2018 Conf. on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018), Paris, 8–13 July 2018, Piscataway, IEEE, 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/CPEM.2018.8500934

14. Markov G. T., Sazonov D. M. Antennas. Moscow, *Energiia*, 1975, 528 p. (in Russian)

15. Computing Techniques for Electromagnetics. Ed. by R. Mittra. Oxford, Pergamon Press, 1973, 488 p.

Received December, 10, 2018

Svyatoslav V. Ballandovich – Ph.D. in Engineering (2015), Assistant of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.

E-mail: sssr2123@yandex.ru

Grigory A. Kostikov – Ph.D. in Engineering (2007), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.

E-mail: gakostikov@gmail.com

Liubov M. Liubina – Master's Degree in Radio Engineering (2017), Assistant of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas.

E-mail: invers93@gmail.com

Mikhail I. Sugak – Ph.D. in Engineering (1987), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 publications. Area of expertise: electrodynamics and antennas.

E-mail: sugakmi@yandex.ru
