

СФЕРИЧЕСКАЯ АНТЕННА ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Ю.М. ПЕНКИН, В.А. КАТРИЧ, В.М. ДАХОВ, М.В. НЕСТЕРЕНКО, С.В. ПШЕНИЧНАЯ

Рассмотрена четырехвibratorная сферическая антенна, предназначенная для использования в системах мобильной связи. Моделирование поля излучения антенны в дальней зоне проведено на основании выражений, полученных в общем случае для системы радиальных импедансных монополей, расположенных на идеально проводящей сфере произвольным образом. Показано, что используя разные режимы питания двух пар противоположно расположенных резонансных монополей на сфере четвертьволнового радиуса, возможна реализация зонального покрытия полем излучения антенны всего окружающего пространства.

Ключевые слова: мобильная связь, турникетная антенна, многовibratorная сферическая антенна, поле излучения, дальняя зона.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается быстрая динамика развития технологий мобильной коммуникации. Это связано не только с переходом систем сотовой связи нового поколения к стандартам 3G и 4G, но и с проникновением систем мобильной связи в смежные направления человеческой деятельности. Спектр таких приложений достаточно широк: от беспроводных сенсорных сетей контроля и мониторинга, до многоуровневых систем оперативного управления [1]. При этом для организации каналов связи могут использоваться разные частотные диапазоны и различные виды сигналов.

Сложные условия эксплуатации систем мобильной связи предопределяют общие проблемы, возникающие при передаче радиосигналов (искажение и затухание сигнала, возникновение теневых зон, многолучевое распространение сигналов, замирания сигнала, его временные задержки и т.п.). Все применяемые способы борьбы с такими негативными воздействиями на сигнал (перемежение, разнесённый по времени или пространству приём, перестройка по частоте, адаптивная коррекция, помехоустойчивое кодирование, управление мощностью) на аппаратном уровне связаны с выбором конкретных типов используемых антенн. В любом случае среди антенн, расположенных на мобильных объектах с произвольной ориентацией в пространстве, наиболее универсальными являются квазиизотропные антенны [2]. Среди последних различают амплитудно-изотропные антенны, интенсивность поля излучения которых не зависит от пространственного направления, и поляризационно-изотропные антенны, которые во всех пространственных направлениях излучают поле с одинаковыми поляризационными параметрами.

Ввиду принципиальной невозможности создать поляризационно-изотропную антенну без энергетических нулей [2, 3], т. е. обеспечить одновременно амплитудную и поляризационную изотропность антенны, на практике отдают предпочтение антеннам с амплитудной изотропностью. Это связано с тем, что при использова-

нии методики поляризационно разнесённого приема удается избежать энергетических потерь на поляризационное рассогласование антенн. Действительно, какова бы ни была ориентация мобильного объекта в пространстве и какова бы ни была поляризация сигнала в месте приема, его всегда можно разложить на две ортогональные линейно- или круго-поляризованные составляющие, из которых по крайней мере одна не будет равна нулю. Другими словами, если прием осуществляется на две антенны с ортогональной поляризацией, то интенсивность сигнала на выходе приемников будет мало зависеть от пространственной ориентации мобильного объекта.

Однако при использовании амплитудно-изотропной антенны затраты энергетических ресурсов, имеющихся на мобильном объекте, являются не оптимальными, что является принципиально важным вопросом при ограниченном лимите этих ресурсов. Поэтому здесь представляется целесообразным применение для антенны нескольких режимов коммутации, которые совместно обеспечивают возможность перекрываемого зонирования всего пространства полем ее излучения.

В данной статье авторы предлагают для использования в системах мобильной связи конструкцию антенны сферического типа, которая отличается достаточной дешевизной изготовления и простотой в эксплуатации. В случае специальных приложений внутренняя полость сферического рассеивателя может рассматриваться как автономный контейнер для размещения технических модулей. Возможности реализации необходимых режимов изменения диаграммы направленности (ДН) антенны подтверждены результатами физически адекватного математического моделирования.

1. ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ СИСТЕМЫ РАДИАЛЬНЫХ МОНОПОЛЕЙ НА СФЕРЕ

На сферических рассеивателях, размеры которых соизмеримы с длиной волны радиосвязи, широко применяются несимметричные радиально ориентированные vibratorные излу-

тели [4,5], что объясняется простотой осуществления питания таких излучателей с помощью устройств из коаксиальных фидеров. Из многоэлементных вибраторных антенн, имеющих сравнительно слабо выраженные направленные свойства, наибольшее распространение получили антенны турникетного типа (например, на многих космических летательных аппаратах [2, 6]). Обычная турникетная антенна состоит из двух симметричных прямолинейных вибраторов, расположенных взаимно перпендикулярно и питаемых со сдвигом фаз $\pi/4$. При размещении такой антенны на сфере удобнее считать, что она состоит не из двух симметричных вибраторов, а из четырех несимметричных (четвертьволновых) радиальных вибраторов, равномерно распределенных по ее экватору. Причем, в отличие от классической турникетной антенны (у которой плечи вибраторов расположены рядом), в данном случае каждая пара противоположащих вибраторов разнесена на расстояние, равное диаметру сферы. Именно такая конструкция сферической антенны авторами была выбрана для исследований как базовая. Заметим, что при сохранении традиционной схемы питания вибраторов антенна излучает в направлении полярной оси поле с круговой поляризацией, а в экваториальной плоскости (плоскости расположения вибраторов) – поле с линейной поляризацией.

При исследовании полей излучения сферической антенны, содержащей несколько вибраторных излучателей, ключевой является задача определения электрического тока в одиночном радиальном монополе, расположенном на сфере и возбуждаемом точечным генератором. Решение этой задачи посредством математического моделирования в строгой электродинамической постановке (при учете конкретной геометрии вибраторного элемента и сферического объекта) оказывается достаточно сложным. В случае идеально проводящих поверхностей сферического рассеивателя и вибратора эта задача была решена в [4, 5] численным методом моментов. Также, используя численный подход, в работах [7, 8] были исследованы электродинамические характеристики решеток из монополей, расположенных на идеально проводящей сфере. Однако, применение численных методов решения оказывается крайне неэффективным (по отношению ко времени моделирования и объему используемых вычислительных ресурсов) при необходимости исследования трехмерных пространственных ДН излучения многовибраторных сферических антенн.

Альтернативный подход, лишенный указанных недостатков и основанный на численно-аналитическом методе решения краевой задачи, был предложен в работах [9, 10]. Здесь для более общего случая тонкого импедансного вибратора, расположенного на сфере, было получено решение для тока в вибраторе методом последовательных итераций. Это решение и последующее определение полей излучения антенны было

выполнено с помощью использования функции Грина для электрического потенциала Герца, построенной в монографии [11] для пространства вне идеально проводящей сферы. Далее в работе для моделирования полей излучения вибраторов на сфере будем использовать аналитическое представление нулевого приближения тока в импедансном вибраторе из статьи [10].

Свяжем со сферической антенной, расположенной в однородном пространстве с материальными параметрами (ϵ_1, μ_1) , системы прямоугольных (x, y, z) и сферических (ρ, θ, ϕ) координат, как показано на рис. 1. Здесь полагается, что на идеально проводящей сфере радиусом \tilde{R} размещена система из N радиально ориентированных тонких цилиндрических импедансных монополей M_n (где $n=1, 2, \dots, N$) с радиусами r и длинами L_n ($r/L_n \ll 1$), оси которых совмещены с направлениями $\theta = \theta_n$, $\phi = \phi_n$ соответственно. Согласно принятой в [10] модели тонкого проводника, поля поверхностных токов каждого из монополей считаются эквивалентными полям линейных электрических токов $J_n(\rho)$, протекающих по их продольным осям.

В случае возбуждения монополей непосредственно у основания δ -генераторами напряжений с амплитудами V_n , электрические токи $J_n(\rho)$ могут быть аппроксимированы следующим выражением [10]:

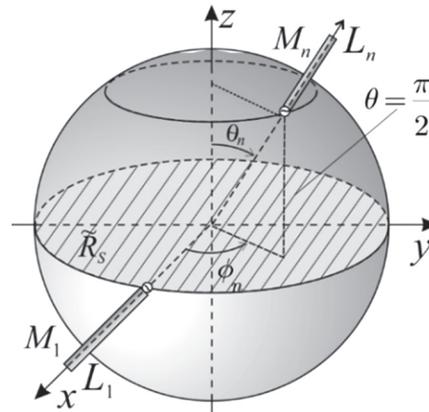


Рис. 1. Геометрия сферической антенной решетки и принятые обозначения

$$J_n(\rho) = C_n \frac{\sin(\tilde{k}_{1n}[\rho - \tilde{R} - L_n])}{\tilde{k}_{1n}\rho \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n])} - \frac{\alpha_n i \omega \epsilon_1 V_n}{2k_1 \tilde{k}_{1n} \rho \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n])} \times \begin{bmatrix} \cos(\tilde{k}_{1n}\rho) \sin(\tilde{k}_{1n}L_n) - \\ -\sin(\tilde{k}_{1n}[\rho - \tilde{R}]) \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n]) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где

$$C_n = - \frac{\alpha_n i \omega \epsilon_1 V_n}{2k_1 \left[2\sin(\tilde{k}_{1n}L_n) - \tilde{k}_{1n}\tilde{R} \cos(\tilde{k}_{1n}L_n) \right]} \times \left\{ \begin{aligned} &\tilde{k}_{1n}\tilde{R} \cos(\tilde{k}_{1n}[\tilde{R} + L_n]) + \\ &+ \sin(\tilde{k}_{1n}L_n) \left[2\cos(\tilde{k}_{1n}\tilde{R}) - \tilde{k}_{1n}\tilde{R} \sin(\tilde{k}_{1n}\tilde{R}) \right] \end{aligned} \right\},$$

$k_1 = k\sqrt{\epsilon_1\mu_1}$, $k = 2\pi/\lambda$, где λ – длина волны в свободном пространстве; $\tilde{k}_{1n} = k_1\sqrt{1+i2\alpha_n\tilde{Z}_{sn}/(kr)}$, где \tilde{Z}_{sn} – постоянный нормированный (на 120π Ом) поверхностный импеданс, распределенный на n -м монополе; $\alpha_n \approx \frac{1}{2\ln(r/L_n)}$ – малые параметры; ϵ_1 и μ_1 – диэлектрическая и магнитная проницаемости среды соответственно.

Учитывая, что электрический ток в n -м монополе полагается заданным (1), можем определить радиальный компонент вектора Герца каждого излучателя в следующем виде:

$$\Pi_{\rho n}(\vec{r}) = \frac{1}{i\omega\epsilon_1} \int_{\tilde{R}}^{\tilde{R}+L_n} J_n(\rho') G_{\rho\rho'}(\rho, \theta, \varphi; \rho', \theta_n, \varphi_n) d\rho', \quad (2)$$

где $G_{\rho\rho'}(\rho, \theta, \varphi; \rho', \theta', \varphi')$ – функция Грина электрического типа для пространства вне идеально проводящей сферы из [11]:

$$G_{\rho\rho'}^e(\rho, \theta, \varphi; \rho', \theta_n, \varphi_n) = -\sum_{m=0}^{\infty} \frac{m+1/2}{2\pi} h_m(\rho, \rho') P_m \left(\begin{matrix} \cos\theta\cos\theta_n + \\ + \sin\theta\sin\theta_n \cos(\varphi - \varphi_n) \end{matrix} \right). \quad (3)$$

Здесь функции:

$$h_m(\rho, \rho') = \begin{cases} k_1 h_m^{(2)}(k_1 \rho') \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho) \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho) \end{bmatrix}, & \tilde{R} \leq \rho < \rho'; \\ k_1 h_m^{(2)}(k_1 \rho) \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho') \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho') \end{bmatrix}, & \rho > \rho', \end{cases}$$

$$\bar{Q}_m(y(k_1 \tilde{R})) = \frac{k_1 \tilde{R} y_{m-1}(k_1 \tilde{R}) - m y_m(k_1 \tilde{R})}{k_1 \tilde{R} h_{m-1}^{(2)}(k_1 \tilde{R}) - m h_m^{(2)}(k_1 \tilde{R})},$$

$P_m(\cos\theta)$ – полиномы Лежандра,

$$h_m^{(2)}(k_1 \rho) = j_m(k_1 \rho) - i y_m(k_1 \rho) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 \rho}} H_{m+1/2}^{(2)}(k_1 \rho) -$$

сферические функции Ханкеля второго рода, сферические функции Бесселя

$$j_m(k_1 \rho) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 \rho}} J_{m+1/2}(k_1 \rho)$$

и Неймана

$$y_m(k_1 \rho) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_1 \rho}} N_{m+1/2}(k_1 \rho)$$

соответственно, $J_{m+1/2}(k_1 \rho)$ – функции Бесселя, $N_{m+1/2}(k_1 \rho)$ – функции Неймана и $H_{m+1/2}^{(2)}(k_1 \rho)$ – функции Ханкеля второго рода с полуцелым индексом [12]. Отметим, что на поверхности идеально проводящей сферы затребовано выполнение граничных условий для функций электрического типа $h_m(\rho, \rho')$ в виде:

$$\left. \frac{d(\rho h_m(\rho, \rho'))}{d\rho} \right|_{\rho=\tilde{R}} = 0.$$

Далее по известным соотношениям:

$$\vec{E} = \text{rotrot}(\tilde{\rho}^0 k_1 \rho \Pi_\rho^e) \text{ и } \vec{H} = i\omega\epsilon_1 \text{rot}(\tilde{\rho}^0 k_1 \rho \Pi_\rho^e) \quad (4)$$

можно определить электрическое и магнитное поля излучения монополя, расположенного на сфере, в любой точке наблюдения. Учитывая, что напряженности электрического и магнитного поля в дальней зоне излучения антенны являются связанными между собой величинами (соотношением: $H = 120\pi E$, как и в случае плоской волны), будем рассматривать далее только магнитные поля:

$$H_\rho(\vec{r}) = 0; \quad H_\theta(\vec{r}) = \frac{i\omega\epsilon_1 k_1}{\sin\theta} \frac{\partial \Pi_\rho(\vec{r})}{\partial \varphi};$$

$$H_\varphi(\vec{r}) = -i\omega\epsilon_1 k_1 \frac{\partial \Pi_\rho(\vec{r})}{\partial \theta}. \quad (5)$$

Используя известное асимптотическое представление [12] для сферических функций Ханкеля второго рода:

$$h_m^{(2)}(k\rho) \approx (i)^{m+1} \frac{e^{-ik\rho}}{k\rho}, \quad (6)$$

которое является корректным в дальней зоне антенны при выполнении условий $\tilde{k}_1 \rho \rightarrow \infty$ и $|\tilde{k}_1 \rho| \gg m$, а также понимая, что формула (3) при этом используется для случая $\rho > \rho'$, на основании соотношений (2 – 5) можно получить выражения для компонент магнитного поля излучения n -го монополя в следующем виде:

$$H_{\theta n}(\vec{r}) = -\frac{k_1 e^{-ik_1 \rho}}{\rho \sin\theta} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m+1/2}{2\pi} (i)^{m+1} \times$$

$$\times \int_{\tilde{R}}^{\tilde{R}+L_n} J_n(\rho') \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho') \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho') \end{bmatrix} \frac{\partial P_m(u)}{\partial \varphi} d\rho', \quad (7)$$

$$H_{\varphi n}(\vec{r}) = \frac{k_1 e^{-ik_1 \rho}}{\rho} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m+1/2}{2\pi} (i)^{m+1} \times$$

$$\times \int_{\tilde{R}}^{\tilde{R}+L_n} J_n(\rho') \begin{bmatrix} h_m^{(2)}(k_1 \rho') \bar{Q}_m(y_m(k_1 \tilde{R})) - \\ - y_m(k_1 \rho') \end{bmatrix} \frac{\partial P_m(u)}{\partial \theta} d\rho',$$

где

$$u = \cos\theta\cos\theta_n + \sin\theta\sin\theta_n \cos(\varphi - \varphi_n),$$

$$\frac{\partial P_n(u)}{\partial \varphi} = \frac{dP_n(u)}{du} \times \frac{du}{d\varphi} = \frac{n+1}{u^2-1} [P_{n+1}(u) - uP_n(u)] \frac{du}{d\varphi};$$

$$\frac{\partial P_n(u)}{\partial \theta} = \frac{dP_n(u)}{du} \times \frac{du}{d\theta} = \frac{n+1}{u^2-1} [P_{n+1}(u) - uP_n(u)] \frac{du}{d\theta},$$

а ток в монополе $J_n(\rho')$ определяется формулой (1).

Полагая, что вибраторные излучатели являются настроенными в резонанс за счет подбора внутренних сопротивлений δ -генераторов, позволяющего скомпенсировать их взаимное влияние, общее поле излучения сферической антенны в точке наблюдения определяем путем простого суммирования вкладов каждого монополя:

$$H_{\theta\Sigma}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^N H_{\theta n}(\vec{r}); \quad H_{\varphi\Sigma}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^N H_{\varphi n}(\vec{r}). \quad (8)$$

2. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании в качестве базовой конструкции сферической антенны была рассмотрена четырехвibratorная структура турникетного типа, поскольку из многоэлементных vibratorных систем именно антенны такого вида получили на практике наибольшее распространение [2]. Классическая турникетная антенна состоит из двух симметричных прямолинейных vibratorов, расположенных взаимно перпендикулярно и питаемых со сдвигом фаз $\pi/2$. Ее основными преимуществами являются сравнительно слабо выраженные в пространстве направленные свойства излучения и простота реализации схемы питания.

Если турникетная антенна размещена на сфере, то для анализа ее ДН излучения удобнее рассматривать вместо пары симметричных vibratorов – четыре несимметричных монополя, равномерно размещенных по периметру сферы. В отличие от обычной турникетной антенны, где vibratorы расположены рядом, в данном случае каждая пара противоположных vibratorов (рис. 2) разнесена на расстояние, равное диаметру сферы $2\tilde{R}$. Если оно велико по отношению к длине волны, то между интерферирующими полями монополей может существовать большой сдвиг по фазе и ДН антенны в плоскости расположения vibratorных элементов приобретает лепестковый характер с характерными провалами. Поэтому применение четырехвibratorной сферической антенны оказывается целесообразным для сфер с малыми диаметрами $2\tilde{R} \leq 0.5\lambda$. Следует заметить, что в литературе для излучателей антенных решеток применяют термины «синфазные» и «противофазные» по отношению как к их электрическим токам, так и к напряжению источников возбуждения. В нашем случае эти термины будем относить к напряжению источников, понимая, что каждый монополь подсоединен к сфере одинаково. Поэтому при заданной разности фаз $\Delta\Phi = 0$ (синфазные источники напряжения, как показано на рис. 2, а) электрические токи в монополях противоположны, а при $\Delta\Phi = \pi$ (противофазные источники напряжения, как показано на рис. 2, б) токи в монополях являются сонаправленными.

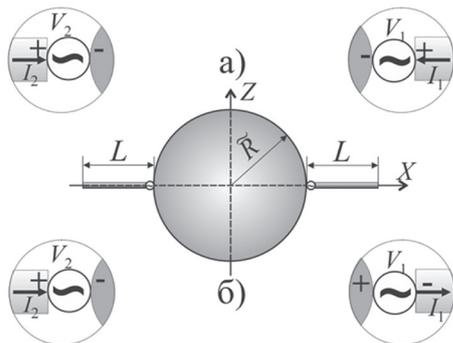


Рис. 2. Система двух монополей на сфере

Полагая реализацию на базовой станции принципа поляризационно-разнесенного приема (на две антенны с ортогональной линейной поляризацией в базисе $(E_x; E_y)$), при моделировании четырехвibratorной сферической антенны мобильного объекта исследовались нормированные ДН полного поля излучения антенны в дальней зоне:

$$RP = |H_{\theta\Sigma}(\vec{r}) + H_{\phi\Sigma}(\vec{r})| / \max(|H_{\theta\Sigma}(\vec{r}) + H_{\phi\Sigma}(\vec{r})|).$$

Целью исследования являлось установление возможности зонального покрытия всего пространства полем излучения антенны при смене режимов возбуждения монополей. Для случая сферы радиуса $\tilde{R} = 0.25\lambda$ с идеально проводящими монополями четвертьволновой длины, равномерно расположенными в экваториальной плоскости антенны XOY ($\theta_n = \pi/2$, рис. 1). Были исследованы антенные решетки четырех монополей с резонансной длиной $L = 0.2375\lambda$ на сфере радиусом \tilde{R} , расположенных в направлениях $\phi_n = n\pi/2, n = 0, 1, 2, 3$.

Параметры различных вариантов возбуждения монополей приведены в табл. 1.

Таблица 1

Вар.	V_1	V_2	V_3	V_4
а	1	0	1	0
б	1	0	$1 \cdot e^{-i\pi}$	0
в	0	1	0	1
г	0	1	0	$1 \cdot e^{-i\pi}$

Антенны вариантов **а** и **б** представляют собой систему из двух диаметрально противоположных монополей V_1 и V_3 вдоль оси OX . Монополи V_2 и V_4 направлены вдоль оси OY и образуют вторую систему монополей. Как видно на рис. 3, а, система синфазных монополей создает ДН «разностного» типа с максимумами вблизи максимумов одиночного монополя, а ДН противофазных монополей на рис. 3, б имеет тороидальный вид в плоскости YOZ , ортогональной линии расположения монополей. Антенна с такой ДН может служить для общего кругового обзора пространства в режиме поиска сигнала.

На рис. 4 для антенн **а** и **б** показаны сечения ДН по мощности в плоскости XOY . В поперечных сечениях торов мощность излучения по уровню -3 дБ мощности излучения обе антенны имеют ширину порядка 45° , а уровень боковых лепестков для антенны **б** равен -10 дБ.

Учитывая это, из рис. 3 видно, что используя разные режимы питания пар противоположно расположенных на сфере монополей, возможна реализация (по минимальному уровню -3 дБ) зонального покрытия полем излучения антенны всего окружающего пространства. Таким образом, предварительно выбрав по критерию максимума сигнала один из четырех (указанных в табл. 1) режимов работы антенны, можно обеспечить необходимый его уровень в канале связи

между базовой станцией и произвольно ориентированным мобильным объектом, размещённым в любой точке пространства. Отметим, что при этом для обеспечения связи будет использоваться в два раза меньше мощности, по сравнению с квазиизотропной четырехвibratorной турникетной антенной, поскольку в любом из режимов работы антенны активной является только одна пара противоположно расположенных на сфере монополей.

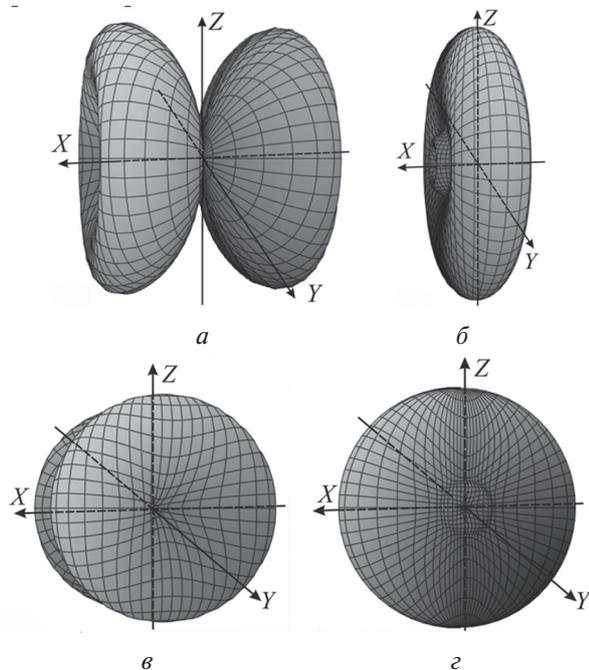


Рис. 3. ДН системы из двух монополей на сфере: *a, в* – $\Delta\Phi = 0$, *г, д* – $\Delta\Phi = \pi$

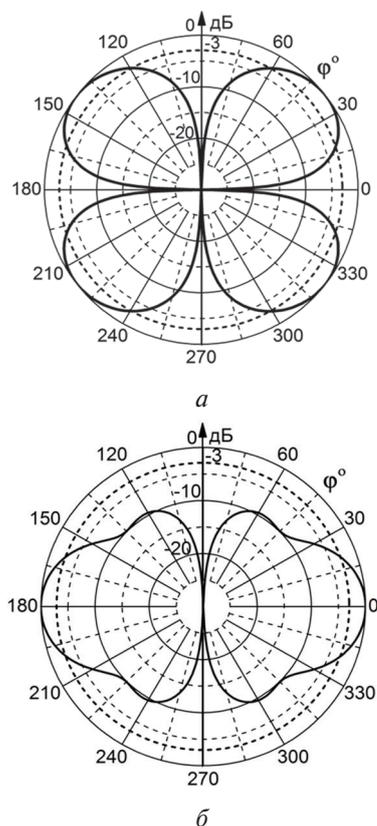


Рис. 4. Сечения ДН в экваториальной плоскости

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе исследованы характеристики направленности излучения четырехвibratorной сферической антенны турникетного типа. Математическое моделирование поля излучения антенны в дальней зоне проведено на основании выражений, полученных в общем случае для системы радиальных импедансных монополей, расположенных на идеально проводящей сфере произвольным образом. В результате моделирования установлено, что используя разные режимы питания двух пар противоположно расположенных монополей на сфере четвертьволнового радиуса, возможна реализация зонального покрытия полем излучения антенны всего окружающего пространства. Такая возможность была показана для настроенных в резонанс четвертьволновых идеально проводящих монополей. Однако, при необходимости миниатюризации общих размеров антенны возможна их замена на более короткие импедансные вибраторы [10]. Заметим, что в этом случае наличие импеданса индуктивного типа, позволяя сохранить настройку монополей в резонанс, существенно не влияет на форму ДН излучения антенны [9]. Поскольку в любом из режимов работы антенны активной остается только одна пара противоположно расположенных на сфере монополей, то для обеспечения связи оказывается необходимым расход мощности в два раза меньший по сравнению со случаем использования всенаправленной турникетной антенны.

Представленные в работе результаты могут быть использованы при разработке сферических антенн для систем мобильной связи.

Литература

- [1] *Iniewski K.* (ed.) *Wireless Technologies: Circuits, Systems, and Devices* / Boca Raton: CRC Press. – 2008. – 693 p.
- [2] *Резников Г.Б.* *Антенны летательных аппаратов* / М.: Сов. радио, 1967. – 416 с.
- [3] *Brouwer L.E.J.* On the vector distributions on surfaces // *Proc. Royal Acad. (Amsterdam)*, 1909. – vol. 11. – P. 850–858.
- [4] *Tesche, F. M., Neureuther R. E.* The analysis of monopole antennas located on a spherical vehicle: Part 1, Theory // *IEEE Trans. EMC*, 1976, EMC-18. – P. 2–8.
- [5] *Tesche, F. M., Neureuther R. E., and Stovall R. E.* The analysis of monopole antennas located on a spherical vehicle: Part 2, Numerical and Experimental results // 1976, *IEEE Trans. EMC*, EMC-18. – P. 8–15.
- [6] *Jamnejad, V., Huang, J., Endler, H., Manshadi, F.* Small omni-directional antenna development for Mars sample return mission // *Aerospace Conference*, 2001, *IEEE Proceedings*, 2001, vol.2. – P. 843–851.
- [7] *Franek, O., Pedersen, G. F., Andersen, J. B.* Numerical modeling of a spherical array of monopoles using FDTD method // *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2006, Vol.54, No.7. – P. 1952–1963.
- [8] *Franek, O., Pedersen, G. F.* Spherical Arrays for Wireless Channel Characterization and Emulation // *A P S Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications. Proceedings* – 2014. – P. 480–483.

- [9] *D. Yu. Penkin, V. A. Katrich, V. M. Dakhov, M. V. Nesterenko and S. L. Berdnik* Radiation Fields of Radial Impedance Monopole Mounted on a Perfectly Conducting Sphere // Proc. VIIIth Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques ICATT'2013. 16-20 September, 2013, Odessa, Ukraine. – 2013. – P. 123–125.
- [10] *D. Yu. Penkin, V. A. Katrich, Yu. M. Penkin, M. V. Nesterenko V. M. Dakhov and S. L. Berdnik* 2015, Electrodynamic Characteristics of a Radial Impedance Vibrator on a Perfect Conduction Sphere // *Electromagnetic waves: Progress In Electromagnetics Research B, PIERB 62*, EMW Publishing, Cambridge, Massachusetts, USA – 2015. – P. 137–151.
- [11] *Пенкин Ю. М., Катрич В. А.* Возбуждение электромагнитных волн в объемах с координатными границами. Харьков: Факт, 2003. – 231 с.
- [12] Справочник по специальным функциям: пер. с англ. / Под ред. Абрамовица М. и Стигана И. Москва. Наука, 1979. – 832 с.

Поступила в редколлегию 10.02.2016



Пенкин Юрий Михайлович, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой фармакоинформатики Национального фармацевтического университета. Научные интересы: теория электромагнетизма, теория возбуждения электромагнитных волн в объемах с криволинейными координатными границами, теория информации в области фармации.



Катрич Виктор Александрович, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: теория электромагнетизма, задачи дифракции в прикладной электродинамике, теория волноводно-щелевых и импедансных вибраторных излучающих структур.



Дахов Виктор Михайлович, н.с. кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: расчет, моделирование излучающих структур, оптимизация характеристик антенных решеток.



Нестеренко Михаил Васильевич, доктор физ.-мат. наук, с.н.с., ведущий научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: теория электромагнетизма, теория тонких им-

педансных вибраторов, щелевых излучателей и отверстий связи электродинамических объемов.



Пшеничная Светлана Викторовна, н.с. кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: технологии реализации композитных импедансных структур и их электрофизические характеристики; расчет и моделирование электродинамических структур.

УДК 621.396.67

Сферична антена для систем мобільного зв'язку / Ю.М. Пенкін, В.О. Катрич, В.М. Дахов, М.В. Нестеренко, С.В. Пшенична // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал.* – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 51–56.

Розглянуто чотиривібраторну сферичну антenu, яка призначена для використання в системах мобільного зв'язку. Моделювання поля випромінювання антени в дальній зоні проведено на основі виразів, які отримані в загальному випадку для системи радіальних імпедансних монополів, розміщених на ідеально провідній сфері довільним способом. Показано, що використовуючи різні режими живлення двох пар протилежно розміщених резонансних монополів на сфері чвертьхвильового радіуса, можлива реалізація зонального покриття полем випромінювання антени всього навколишнього простору.

Ключові слова: мобільний зв'язок, турнікетна антена, багатовібраторна сферична антена, поле випромінювання, далека зона.

Табл.: 1. Іл.: 4. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 621.396.67

Spherical antenna for mobile communication systems / Yu.M. Penkin, V.A. Katrich, V.M. Dakhov, M.V. Nesterenko, S.V. Pshenichnaya // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* – 2016. – Vol. 15. – № 1. – P. 51–56.

A four-dipole spherical antenna for use in mobile communication systems are considered. The radiation field simulation in the far field antenna has been carried out based on the expressions obtained in the general case for the system of impedance radial monopoles located on a perfectly conducting sphere in an arbitrary manner. It is shown that realization of zonal coverage by the radiation field of an antenna in all the surrounding space is possible by using different modes of feeding two pairs of oppositely disposed resonant monopoles on the sphere of a quarter-wavelength radius.

Keywords: mobile communication, turnstile antenna, multidipole spherical antenna, radiation field, far field.

Tab.: 1. Fig.: 4. Ref.: 12 items.