

УДК 621.372.512

МЕТОД СИНТЕЗА КОНФОРМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С УЧЕТОМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ СВОЙСТВ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

М.О. БУСЕЛ

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 20 июня 2017

Аннотация. Статья посвящена методу численного синтеза конформных антенных решеток заданной конструкции, учитывающему поляризационные свойства излучающих элементов и произвольное расположение их в раскрыве по требованиям к двум взаимно ортогональным компонентам поля. Эффективность данного метода синтеза подтверждена численным моделированием сферической антенной решетки при расчете амплитудно-фазового распределения в пределах заданной активной области решетки.

Ключевые слова: конформные антенные решетки, синтез, поляризация, кроссполяризация.

Abstract. Article is devoted a method of numerical synthesis conformal array of the set design, considering polarizing properties of radiating elements, and there any arrangement in aperture under requirements to two mutually orthogonal components of a field. Efficiency of the given method of synthesis is confirmed by numerical modeling of a spherical antenna lattice at calculation of peak-phase distribution within the set active area of a lattice.

Keywords: conformal array, synthesis, polarization, cross-polarization.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 107, No. 5, pp. 5-12
Synthesis method of conformal array lattice taking into account polarizing properties of radiators
M.O. Busel

Введение и постановка задачи

Конформная антенная решетка (КАР) – это система излучателей, размещенных на выпуклой (конформной) поверхности. Наиболее распространенными конформными поверхностями являются: сфера, цилиндр, конус, эллипсоид и другие. Пространственная ориентация излучателей такова, что направление максимума диаграммы направленности (ДН) каждого из них совпадает с направлением нормали в месте расположения излучателя. КАР позволяют реализовать широкоугольное сканирование лучом без изменения характеристик решетки в секторе сканирования, расширить рабочую полосу частот, совместить излучающее полотно антенной решетки с поверхностью различных объектов и т. д. [1–3].

Задачей синтеза антенной решетки в широком смысле является определение размеров и формы излучающего устройства, законов распределения амплитуды, фазы и поляризации источников излучения по требованиям к векторной ДН, отражающей информацию по двум взаимно ортогональным компонентам поля. Для упрощения решения задачи синтеза по требованиям к векторной ДН считают известными: геометрию (форму) излучающей системы, поляризацию и ДН излучателей. Таким образом, в большинстве случаев задача синтеза сводится к определению амплитудно-фазового распределения (АФР) источников излучения по заданным требованиям к векторной ДН. Элементы плоских и линейных решеток имеют одинаковую ориентацию в пространстве, поэтому поляризацию поля излучения каждого из них можно не учитывать. Задача синтеза для непрерывных и дискретных излучающих линейных и плоских антенн в настоящее время достаточно хорошо проработана [4]. Такие

антенны являются частным случаем КАР. Особенности размещения излучателей, такие как различная ориентация и неэквидистантность при расположении излучателей на поверхности КАР, делают невозможным применение методов синтеза линейных и плоских к таким антеннам. Следовательно, есть необходимость в разработке метода синтеза КАР с учетом поляризационных свойств излучателей.

Цель – разработка метода синтеза КАР, отличающегося возможностью синтезировать КАР с произвольным размещением излучателей, учетом поляризационных свойств излучателей, позволяющего проводить расчет АФР в пределах заданной активной области решетки по требованиям к ДН как по основной, так и по кроссполяризационной (паразитной) составляющим.

Основная часть

В наиболее общем случае задача синтеза по требованиям к векторной ДН формулируется следующим образом: заданы желаемая форма ДН по двум компонентам поля и конфигурация антенной решетки, требуется найти распределение комплексных амплитуд возбуждения излучателей антенной решетки, обеспечивающих воспроизведение требуемой векторной ДН.

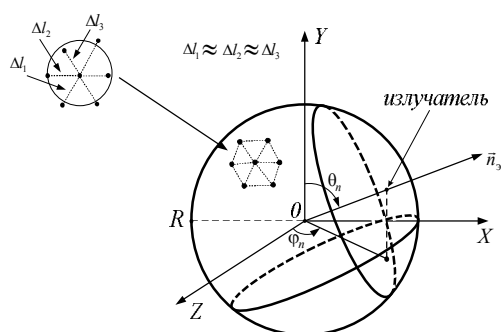


Рис. 1. Конструкция сферической антенной решетки

Класс КАР наиболее представлен. Поэтому для рассмотрения возьмем наиболее общую конструкцию – сферическую поверхность. Конструкция сферической антенной решетки (САР) с квазигексагональным размещением излучателей представлена на рис. 1. Она представляет собой систему из N излучателей, расположенных на поверхности радиуса R . Для управления компонентами поля необходимо, чтобы излучатель имел два независимо управляемых входа. В качестве такого излучателя в общем случае рассмотрим элемент Гюйгенса с эллиптической поляризацией и заданными значениями параметров поляризации [5].

Для численного решения задачи синтеза воспользуемся среднеквадратической мерой близости требуемой $\vec{F}_{TR}(\theta, \varphi)$ и синтезированной $\vec{F}_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ ДН:

$$\sigma_2 = \int_{-0,5\pi}^{0,5\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left| \vec{F}_{TR}(\theta, \varphi) - \vec{F}_{\Sigma}(\theta, \varphi) \right|^2 d\theta d\varphi = \sigma_A + \sigma_{\Phi} + \sigma_P \rightarrow \min, \quad (1)$$

где σ_A , σ_{Φ} , σ_P – среднеквадратическая ошибка по амплитудной, фазовой и поляризационной ДН соответственно.

Требуемая векторная комплексная ДН описывается следующим выражением:

$$\vec{F}_{TR}(\theta, \varphi) = A_{TR}(\theta, \varphi) e^{i\Phi_{TR}(\theta, \varphi)} \vec{p}_{TR}(\theta, \varphi), \quad (2)$$

где $A_{TR}(\theta, \varphi)$, $\Phi_{TR}(\theta, \varphi)$, $\vec{p}_{TR}(\theta, \varphi)$ – требуемая векторная комплексная ДН, включающая в себя амплитудную, фазовую и поляризационную диаграммы соответственно.

Выражение (2) в классической теории антенн записывается:

$$\vec{F}_{TR}(\theta, \varphi) = \dot{F}_{TR}(\theta, \varphi) \vec{p}_{TR}(\theta, \varphi), \quad (3)$$

где $\dot{F}_{TR}(\theta, \varphi)$ – требуемая комплексная ДН.

Требуемая поляризационная ДН описывается следующим выражением:

$$\vec{p}_{TR}(\theta, \varphi) = p_{TR}^{\theta}(\theta, \varphi) \vec{\theta}_0 + p_{TR}^{\varphi}(\theta, \varphi) \vec{\varphi}_0, \quad (4)$$

где $p_{TR}^{\theta}(\theta, \varphi) \vec{\theta}_0$, $p_{TR}^{\varphi}(\theta, \varphi) \vec{\varphi}_0$ – проекции поляризационного вектора на θ -ю и φ -ю компоненты соответственно, причем $|\vec{p}_{TR}(\theta, \varphi)| = 1$ [4]; $\vec{\theta}_0$ и $\vec{\varphi}_0$ – орты сферической системы координат.

Имея две компоненты поля, будем одну из них считать основной, например, θ -ю компоненту, а вторую, φ -ю компоненту – кроссполяризационной. Причем $p_{TR}^{\theta}(\theta, \varphi) = p_{TR}^{ocH}(\theta, \varphi)$,

$p_{\Gamma P}^{\varphi}(\theta, \varphi) = p_{\Gamma P}^{\text{кросс}}(\theta, \varphi)$. Основная компонента $p_{\Gamma P}^{\text{очн}}(\theta, \varphi) = 1$, а кроссполаризационная – $K^{\text{кросс}}(\theta, \varphi)$. На основании этого выражение (4) примет вид:

$$\vec{p}_{\Gamma P}(\theta, \varphi) = \vec{\theta}_0 + K^{\text{кросс}}(\theta, \varphi)\vec{\varphi}_0. \quad (5)$$

Выражение для векторной комплексной ДН $\vec{F}(\theta, \varphi)$ запишем в следующем виде:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \dot{A}_n \vec{F}_{1n}(\theta, \varphi) e^{i O_n(\theta, \varphi)}, \quad (6)$$

где \dot{A}_n – АФР n -го излучателя; $\vec{F}_{1n}(\theta, \varphi)$ – векторная ДН n -го излучателя [5], $O_n(\theta, \varphi)$ – коэффициент, учитывающий кривизну конформной поверхности от n -го излучателя:

$$O_n(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z_n \cos \theta), \quad (7)$$

где λ – длина волны; x_n, y_n, z_n – декартовы координаты n -го излучателя.

Векторная комплексная ДН n -го излучателя имеет следующий вид [5]:

$$\vec{F}_{1n}(\theta, \varphi) = \dot{F}_{1\theta n}(\theta, \varphi)\vec{\theta}_0 + \dot{F}_{1\varphi n}(\theta, \varphi)\vec{\varphi}_0, \quad (8)$$

где $\dot{F}_{1\theta n}(\theta, \varphi)$ ($\dot{F}_{1\varphi n}(\theta, \varphi)$) – ДН n -го излучателя по θ -й (φ -й) компонентам поля соответственно:

$$\dot{F}_{1\theta n}(\theta, \varphi) = \dot{A}_n^B p_n^{\theta}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi) + \dot{A}_n^{\Gamma} p_n^{\theta}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi); \quad (9)$$

$$\dot{F}_{1\varphi n}(\theta, \varphi) = \dot{A}_n^B p_n^{\varphi}(\theta, \varphi) F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) + \dot{A}_n^{\Gamma} p_n^{\varphi}(\theta, \varphi) F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi). \quad (10)$$

Выражения (9)–(10) с учетом (3) и (5) запишем в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} 1 & K^{\text{кросс}}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_n^{\theta}(\theta, \varphi) & p_n^{\varphi}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi) & F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) \\ F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) & F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Коэффициенты $p_n^{\theta}(\theta, \varphi)$ и $p_n^{\varphi}(\theta, \varphi)$ находятся из решения уравнения (11):

$$\begin{bmatrix} p_n^{\theta}(\theta, \varphi) & p_n^{\varphi}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & K^{\text{кросс}}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi) & F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) \\ F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) & F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) \end{bmatrix}^{-1}. \quad (12)$$

Коэффициенты $p_n^{\theta}(\theta, \varphi)$ и $p_n^{\varphi}(\theta, \varphi)$ имеют следующий вид:

$$p_n^{\theta}(\theta, \varphi) = \frac{F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi)}{F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) - F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi)} - \frac{K^{\text{кросс}}(\theta, \varphi) F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi)}{F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) - F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi)}; \quad (13)$$

$$p_n^{\varphi}(\theta, \varphi) = \frac{K^{\text{кросс}}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi)}{F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) - F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi)} - \frac{F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi)}{F_{1\varphi n}^B(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) - F_{1\varphi n}^{\Gamma}(\theta, \varphi) F_{1\theta n}^B(\theta, \varphi)}. \quad (14)$$

Синтезированная диаграмма направленности $\vec{F}_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ имеет вид:

$$\vec{F}_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \dot{A}_n \vec{F}_{1n}(\theta, \varphi) e^{i O_n(\theta, \varphi)}, \quad (15)$$

где $\dot{A}_n = \dot{A}_n^B + \dot{A}_n^{\Gamma}$ – АФР, включающее в себя АФР горизонтального и вертикального входов n -го излучателя соответственно; $\vec{F}_{1n}(\theta, \varphi)$ – векторная ДН n -го излучателя [5].

Представим АФР для горизонтального и вертикального входов на раскрые КАР в виде разложений в бесконечные ряды Фурье:

$$\dot{A}_n^B = \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \{ \dot{a}_{l,s}^B S_{l,s} [\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0] + \dot{b}_{l,s}^B C_{l,s} [\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0] \}; \quad (16)$$

$$\dot{A}_n^{\Gamma} = \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \{ \dot{a}_{l,s}^{\Gamma} S_{l,s} [\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0] + \dot{b}_{l,s}^{\Gamma} C_{l,s} [\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0] \}, \quad (17)$$

где $\dot{a}_{l,s}^B$ ($\dot{a}_{l,s}^\Gamma$) и $\dot{b}_{l,s}^B$ ($\dot{b}_{l,s}^\Gamma$) – комплексные коэффициенты разложения (в самом общем случае в бесконечный ряд Фурье) для вертикального (горизонтального) входа; $S_{l,s}[\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0] = \sin[l(\theta_n - \theta_0)]\sin[s(\varphi_n - \varphi_0)]$ и $C_{l,s}[\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0] = \cos[l(\theta_n - \theta_0)]\cos[s(\varphi_n - \varphi_0)]$ – функции разложения.

Далее по тексту в целях сокращения записи вместо $S_{l,s}[\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0]$ и $C_{l,s}[\theta_n - \theta_0, \varphi_n - \varphi_0]$ будет использоваться $S_{l,s}[\theta_n, \varphi_n]$ и $C_{l,s}[\theta_n, \varphi_n]$.

Подставим (16) и (17) в (15). Тогда выражение для синтезированной векторной комплексной ДН КАР можно записать следующим образом:

$$\vec{F}_\Sigma(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{s=0}^S \sum_{l=0}^L \left\{ (\dot{a}_{l,s}^B + \dot{a}_{l,s}^\Gamma) S_{l,s}[\theta_n, \varphi_n] + (\dot{b}_{l,s}^B + \dot{b}_{l,s}^\Gamma) C_{l,s}[\theta_n, \varphi_n] \right\} \vec{F}_{1n}(\theta, \varphi) e^{iO_n(\theta, \varphi)}, \quad (18)$$

где $L = S -$ конечное число членов ряда Фурье, характеризует точность разложения двух функций [6].

$$L = \text{ent} \left(0,5 \left(\frac{2\pi}{2\varphi_{0,5}} - 1 \right) \right) \left(S = \text{ent} \left(0,5 \left(\frac{2\pi}{2\theta_{0,5}} - 1 \right) \right) \right). \quad (19)$$

Введем новое обозначение и представим выражение (18) как

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \sum_{s=0}^S \sum_{l=0}^L \left\{ (\dot{a}_{l,s}^B + \dot{a}_{l,s}^\Gamma) (\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi) + \dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)) + (\dot{b}_{l,s}^B + \dot{b}_{l,s}^\Gamma) (\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi) + \dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)) \right\}, \quad (20)$$

где $\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi)$ ($\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)$), $\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi)$ ($\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)$) – базисные функции для вертикального (горизонтального) входа, которые описываются следующими соотношениями:

$$\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ F_{10n}^B(\theta, \varphi) (p_n^\theta(\theta, \varphi) + p_n^\varphi(\theta, \varphi)) S_{l,s}[\theta_n, \varphi_n] e^{-iO_n(\theta, \varphi)} \right\}; \quad (21)$$

$$\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ F_{10n}^B(\theta, \varphi) (p_n^\theta(\theta, \varphi) + p_n^\varphi(\theta, \varphi)) C_{l,s}[\theta_n, \varphi_n] e^{-iO_n(\theta, \varphi)} \right\}; \quad (22)$$

$$\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ F_{10n}^\Gamma(\theta, \varphi) (p_n^\theta(\theta, \varphi) + p_n^\varphi(\theta, \varphi)) S_{l,s}[\theta_n, \varphi_n] e^{-iO_n(\theta, \varphi)} \right\}; \quad (23)$$

$$\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ F_{10n}^\Gamma(\theta, \varphi) (p_n^\theta(\theta, \varphi) + p_n^\varphi(\theta, \varphi)) C_{l,s}[\theta_n, \varphi_n] e^{-iO_n(\theta, \varphi)} \right\}. \quad (24)$$

Как видно из выражения (16), суть предлагаемого метода заключается в представлении заданной ДН в виде разложения в ряд Фурье по системе базисных функций $\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi)$ ($\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)$), $\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi)$ ($\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)$), нахождении комплексных коэффициентов $\dot{a}_{l,s}^B$ ($\dot{a}_{l,s}^\Gamma$) и $\dot{b}_{l,s}^B$ ($\dot{b}_{l,s}^\Gamma$) с дальнейшей подстановкой их в формулу (15) для расчета комплексных амплитуд возбуждения излучателей КАР.

Из соотношений (21)–(24) видно, что функции $\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi)$ ($\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)$), $\dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi)$ ($\dot{Z}_{l,s}^\Gamma(\theta, \varphi)$) содержат в себе информацию как о конструктивных особенностях КАР, так и о направленных и поляризационных свойствах ее элементов.

Коэффициенты разложения $\dot{a}_{l,s}^B$ ($\dot{a}_{l,s}^\Gamma$) и $\dot{b}_{l,s}^B$ ($\dot{b}_{l,s}^\Gamma$) в самом общем случае находятся с использованием стандартной процедуры [7]:

$$\dot{a}_{l,s}^B = \frac{2}{\pi^2} \int_{-0,5\pi}^{0,5\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \vec{F}_{\text{ТР}}(\theta, \varphi) \dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi) d\theta d\varphi; \quad (25)$$

$$\dot{b}_{l,s}^B = \frac{2}{\pi^2} \int_{-0,5\pi}^{0,5\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \vec{F}_{\text{ТР}}(\theta, \varphi) \dot{Z}_{l,s}^B(\theta, \varphi) d\theta d\varphi; \quad (26)$$

$$\dot{a}_{l,s}^{\Gamma} = \frac{2}{\pi^2} \int_{-0,5\pi}^{0,5\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \vec{F}_{\text{ТР}}(\theta, \varphi) \dot{Z}_{l,s}^{\Gamma}(\theta, \varphi) d\theta d\varphi ; \quad (27)$$

$$\dot{b}_{l,s}^{\Gamma} = \frac{2}{\pi^2} \int_{-0,5\pi}^{0,5\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \vec{F}_{\text{ТР}}(\theta, \varphi) \dot{Z}_{l,s}^{\Gamma}(\theta, \varphi) d\theta d\varphi . \quad (28)$$

Следует отметить, что $\vec{F}_{\text{ТР}}(\theta, \varphi)$ в ряде случаев можно получить, задавая требуемые направленные свойства в двух главных плоскостях [8]:

$$\vec{F}_{\text{ТР}}(\theta, \varphi) = \vec{F}_{\theta\text{ТР}}(\theta) \vec{F}_{\varphi\text{ТР}}(\varphi), \quad (29)$$

где $\vec{F}_{\theta\text{ТР}}(\theta)$ и $\vec{F}_{\varphi\text{ТР}}(\varphi)$ – требуемые векторные комплексные ДН в соответствующих главных плоскостях.

Выражения (1)–(29) описывают метод численного синтеза АФР КАР заданной конструкции по требованиям к двум взаимно ортогональным компонентам поля.

Пример

В качестве примера синтезирована сферическая антенная решетка с квазигексагональным размещением излучающих элементов ($\Delta l \approx 0,6 \lambda$), радиус принят равным $R = 9\lambda$ с равномерным амплитудным распределением и фазовым распределением, компенсирующим набеги фазы для получения плоского фронта волны (рис. 2). Для САР задавалась активная область, ограниченная телесным углом $-2\theta_{\text{обл}} = 130^\circ$ и $2\varphi_{\text{обл}} = 130^\circ$.

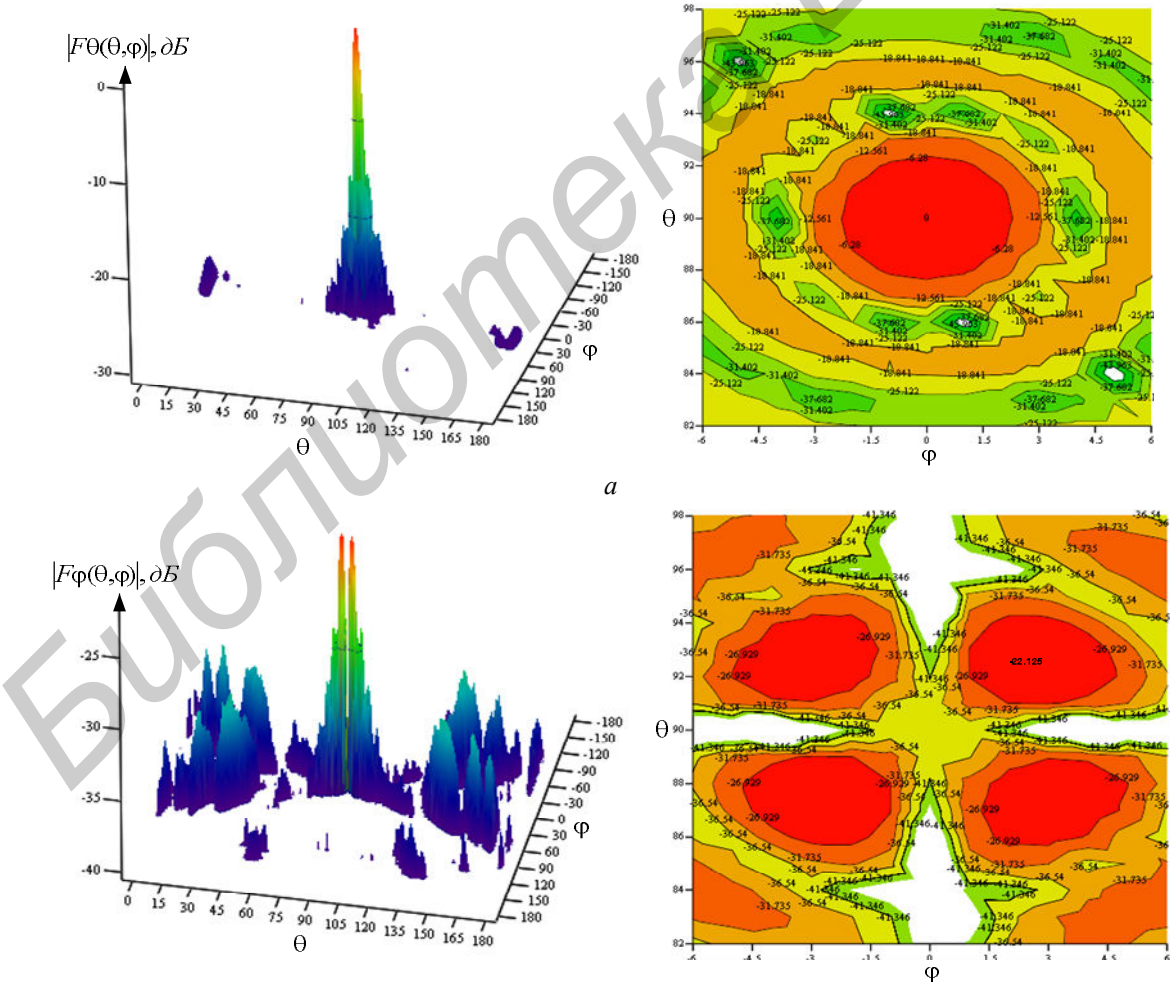


Рис. 2. Объемные ДН САР при равномерном АФР с учетом кривизны решетки: а – ДН по θ -й компоненте (основная компонента); б – ДН по φ -й компоненте (кроссполяризованная компонента)

Представленная на рис. 2 ДН по кроссполяризованной компоненте ≈ -22 дБ с графической точностью воспроизводит кроссполяризованную ДН, представленную в [1]. Представленные на рис. 2 ДН показывают значительный уровень паразитной компоненты. Лепестки кроссполяризованной ДН с максимальным уровнем ≈ -22 дБ находятся в главном лепестке ДН по основной компоненте. Диаграмма направленности по основной компоненте имеет уровень бокового излучения ≈ -17 дБ, что связано с пространственным разворотом излучателей решетки.

Для проверки работоспособности предложенного метода синтеза КАР была синтезирована сферическая антенная решетка с аналогичной конструкцией. Для основной ДН (по θ -й компоненте) задавались следующие параметры: $F_B = F_{\Phi B} = F_{\Theta B} = -25$ дБ; $2\theta_{0,5} = 4^\circ$; $2\varphi_{0,5} = 4^\circ$. Крестовая ДН не должна превышать уровень, задаваемый коэффициентом $K^{\text{крест}}(\theta, \varphi) = -35$ дБ.

Результаты численного синтеза КАР приведены на рис. 3, 4. Из этих рисунков видно, что требования по уровню боковых лепестков $F_B = -25$ дБ и ширине главного лепестка ДН в двух плоскостях ($2\theta_{0,5} = 4^\circ$, $2\varphi_{0,5} = 4^\circ$), синтезируемых по основной и результирующей ДН, а также требование по уровню крестовой компоненты КАР практически полностью выполнены. Это подтверждает работоспособность предложенного метода синтеза КАР с учетом поляризационных свойств излучателей. Отклонения требуемых и синтезируемых ДН можно объяснить неравномерностью разбиения поверхности КАР на квазигексагональную сетку при $\Delta l \approx 0,6 \lambda$, компенсацией крестовой компоненты, ошибками при округлении результатов вычисления [9] и др.

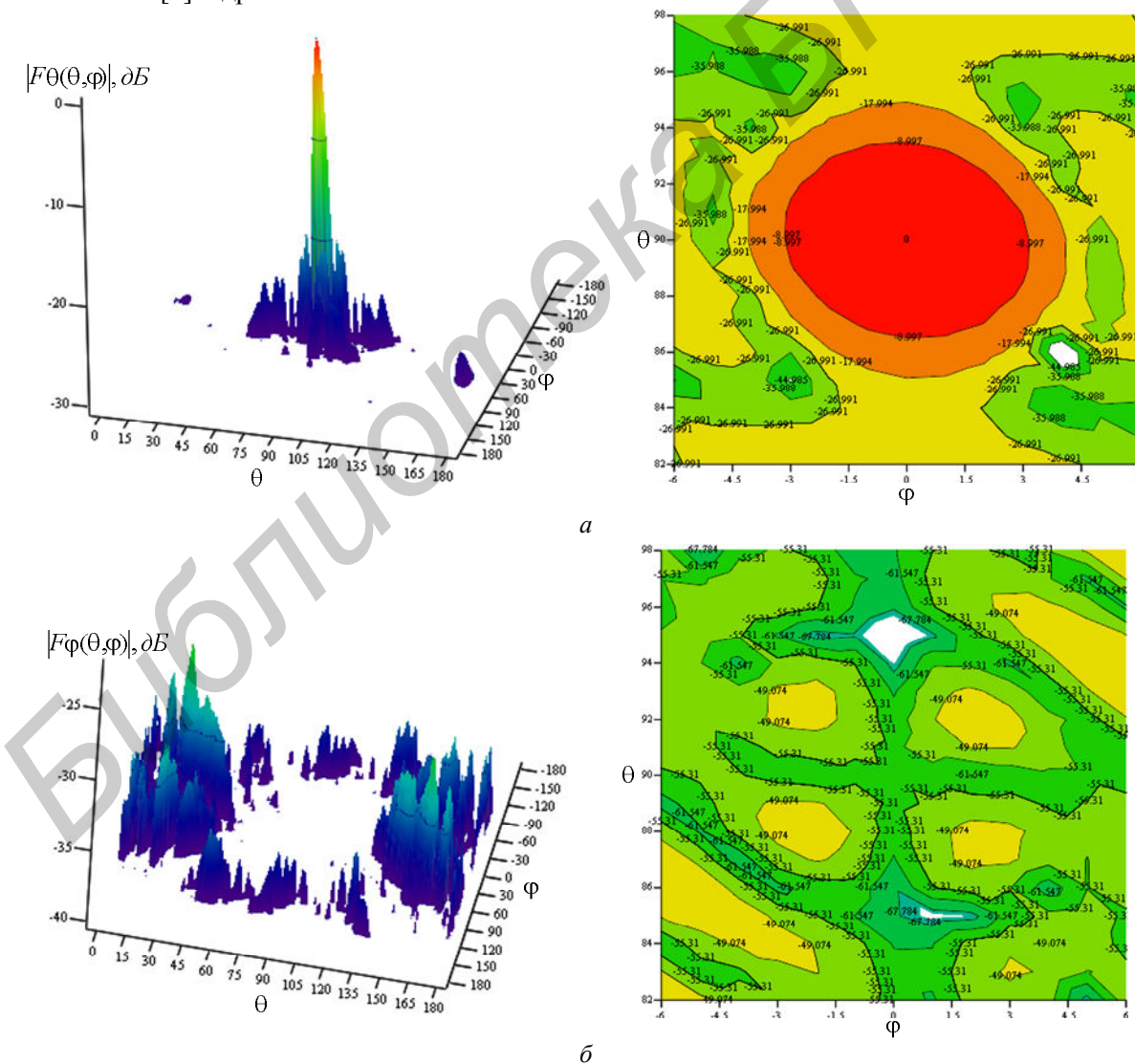


Рис. 3. Объемные ДН КАР с синтезированным АФР: а – ДН по θ -й компоненте (основная компонента); б – ДН по φ -й компоненте (кроссполяризованная компонента)

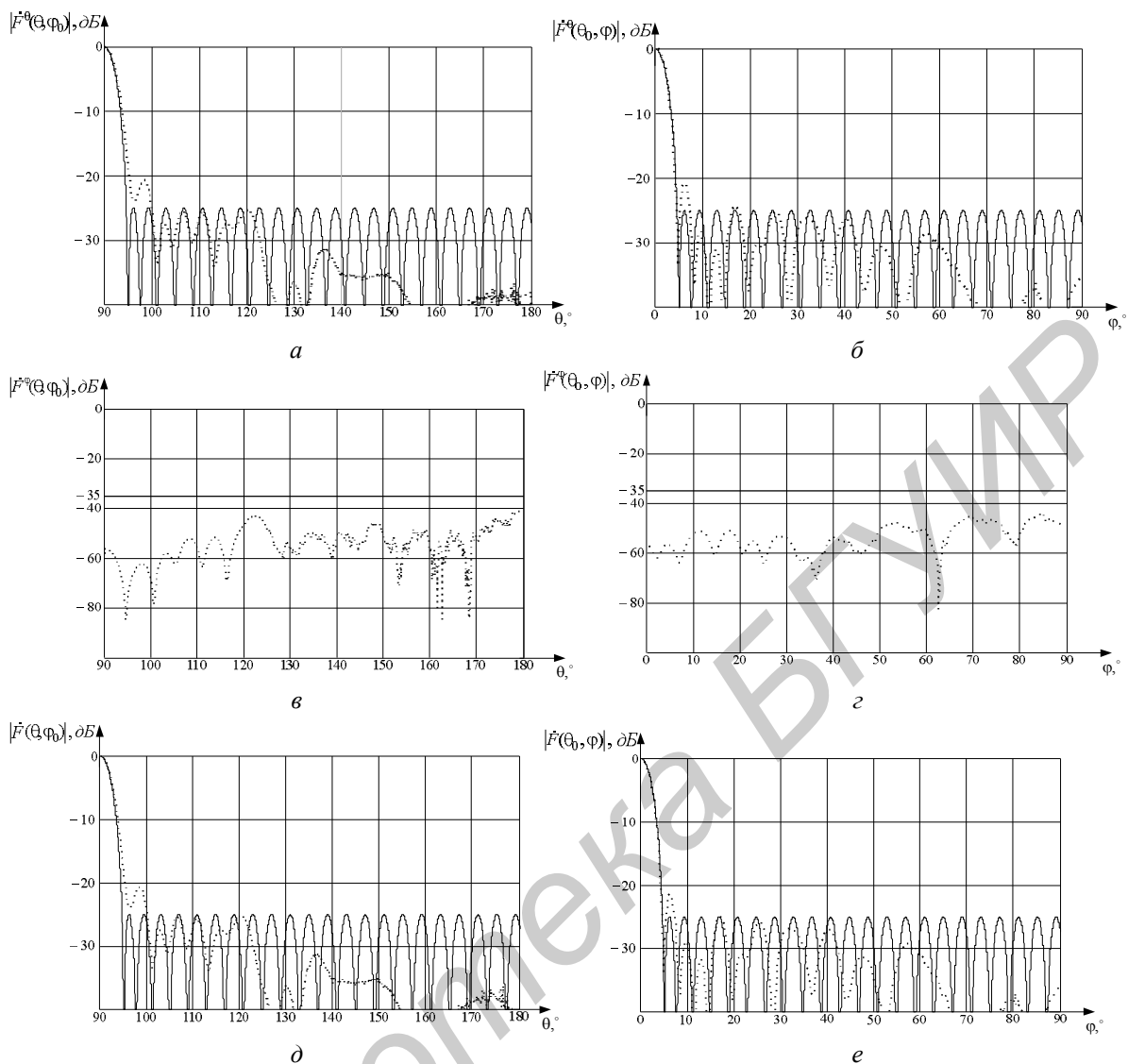


Рис. 4. ДН САР: *а, в, д* – плоскость θ $F^0(\theta, \varphi_0)$, $F^0(\theta, \varphi_0)$, $F(\theta, \varphi_0)$ соответственно;
б, г, е – плоскость φ $F^0(\theta_0, \varphi)$, $F^0(\theta_0, \varphi)$, $F(\theta_0, \varphi)$ соответственно

Заключение

Разработан метод синтеза КАР, отличающийся возможностью синтезировать КАР с произвольным размещением излучателей, учетом поляризационных свойств излучателей, позволяющий за счет этого обеспечить снижение уровня кроссполаризационного излучения в направлении главного лепестка ≈ 25 дБ.

При моделировании равномерного амплитудного распределения и фазового распределения, учитывающего кривизну сферической поверхности на раскрые антенной решетки, сформирована ДН на кроссполаризационной составляющей поля, которая с графической точностью воспроизводит ДН, представленную в [1].

Метод синтеза основан на представлении искомого АФР на раскрые в виде двумерного ряда Фурье и вычислении коэффициентов для каждого из входов излучателя. На основании полученных выражений (1)–(29) рассчитывается АФР на $2N$ -входах КАР.

Результаты численного моделирования на примере синтеза сферической антенной решетки по расчету АФР (т. е. решения задачи синтеза) в пределах заданной активной области САР с учетом поляризационных свойств излучателей подтверждают высокую эффективность данного метода.

Список литературы

1. Josefsson L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2006. 488 p.
2. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
3. Воскресенский Д.И., Пономарёв Л.И., Филиппов В.С. Выпуклые сканирующие антенны. М.: Радио и связь, 1978. 306 с.
4. Марков Л.Н. Антенные системы радиоэлектронной техники. М.: Воениздат. 1993. 368 с.
5. Бусел М.О., Калинин А.А., Романович А.Г. Математическая модель излучателя конформной антенной решетки с учетом его поляризационных свойств // Сб. научных статей Воен. акад. Респ. Бел. 2016. № 30. С. 86–95.
6. Калинин А.А., Романович А.Г. Метод численного синтеза чебышевских кольцевых антенных решеток // Доклады БГУИР. 2010. № 7 (53). С. 5–11.
7. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука, 1964. 772 с.
8. Заневский Д.В., Носков В.В. Аппроксимация двумерной диаграммы направленности радиосредства по ее сечениям в горизонтальной и вертикальной плоскостях // Вест. Воен. акад. Респ. Бел. 2008. № 3. С. 25–28.
9. Романович А.Г., Калинин А.А. Влияние неидентичностей излучающих модулей на характеристики и параметры кольцевых антенных решеток // Вест. Воен. акад. Респ. Бел. 2010. № 4. С. 66–72.

References

1. Josefsson L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2006. 488 p.
2. Hansen R.S. Fazirovannye antennye reshetki. M.: Tehnosfera, 2012. 560 s. (in Russ.)
3. Voskresenskij D.I., Ponomarjov L.I., Filippov V.S. Vypuklye skanirujushhie anteny. M.: Radio i svjaz', 1978. 306 s. (in Russ.)
4. Markov L.N. Antennye sistemy radiojelektronnoj tehniky. M.: Voenizdat. 1993. 368 s. (in Russ.)
5. Busel M.O., Kalinin A.A., Romanovich A.G. Matematicheskaja model' izluchatelja konformnoj antennoj reshetki s uchetom ego poljarizacionnyh svojstv // Sb. nauchnyh statej Voen. akad. Resp. Bel. 2016. № 30. S. 86–95. (in Russ.)
6. Kalinin A.A., Romanovich A.G. Metod chislenного sinteza chebyshevskih kol'cevyyh antennyh reshetok // Doklady BGUIR. 2010. № 7 (53). S. 5–11. (in Russ.)
7. Anjo A. Matematika dlja jelektro- i radioinzhenеров. M.: Nauka, 1964. 772 s. (in Russ.)
8. Zanevskij D.V., Noskov V.V. Approksimacija dvumernoj diagrammy napravlenности radiosredstva po ee sechenijam v gorizont'al'noj i vertikal'noj ploskostjeh // Vest. Voen. akad. Resp. Bel. 2008. № 3. S. 25–28. (in Russ.)
9. Romanovich A.G., Kalinin A.A. Vlijanie neidentichnostej izluchajushhih modulej na harakteristiki i parametry kol'cevyyh antennyh reshetok // Vest. Voen. akad. Resp. Bel. 2010. № 4. S. 66–72. (in Russ.)

Сведения об авторе

Бусел М.О., м.т.н., адъюнкт кафедры радиотехники Военной академии Республики Беларусь.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-571-76-88;
e-mail: mischabox@yandex.by
Бусел Михаил Олегович

Information about the author

Busel M.O., master of technical science, adjunct the engineer of radioengineering department of Military academy of Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosty ave., 220,
Military academy of Republic of Belarus
tel. +375-29-571-76-88;
e-mail: mischabox@yandex.by
Busel Mikhail Olegovitch