

УДК 621.396.67

Оптимизация размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя антенны по критерию минимума коэффициента отражения

Н.Н. КАРАЩУК

Предлагается методика оптимизации размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя антенны. Обосновано введение и аналитическое описание интегрального коэффициента отражения от щели в заданном диапазоне частот. Задача оптимизации решена путем определения оптимальных значений геометрических размеров и положения щели по критерию минимума коэффициента отражения методом генетического алгоритма. Результаты исследования целесообразно использовать при синтезе (проектировании) широкополосных волноводно-щелевых облучателей с уменьшенными потерями мощности сигнала.

Ключевые слова: прямоугольный волновод, щель, волноводно-щелевой облучатель, волноводно-щелевая антенна (ВЩА), коэффициент отражения.

Method of sizes and position optimization of broadband slotted waveguide antenna exciter is proposed in the article. Introduction and the analytical description of integral reflection coefficient from waveguide slot in specified frequency range are justified. The optimisation problem is solved by definition of optimum values of the geometrical sizes and crack position by criterion of a minimum of factor of reflection by a method of genetic algorithm. Researching results are reasonable to be used in synthesis (designing) of broadband slotted waveguide antenna exciters with reduced losses of signal power.

Keywords: rectangular waveguide, slot, slotted waveguide exciter, slotted waveguide antenna, reflection coefficient.

Введение. Зеркальные антенны широко используются в различных радиоэлектронных средствах как одни из лучших типов высоконаправленных антенн. Важнейшим элементом зеркальной антенны является облучатель, который в значительной степени определяет ее параметры и характеристики [1]. Среди других, в качестве облучателей однозеркальных антенн целесообразно использовать волноводно-щелевые антенны, которые минимизируют теневой эффект. Но при этом есть проблема в потере мощности сигнала в облучателе по причине неравенства входного сопротивления щели и волнового сопротивления волновода. Степень рассогласования щели с волноводом можно охарактеризовать коэффициентом отражения от щели. Минимизировать коэффициент отражения от щели можно путем изменения ее размеров и положения, которые являются функциями частоты (длины волны) [2]. Поэтому для широкополосного волноводно-щелевого облучателя этот подход имеет трудности [3].

Существуют точные и приближенные методы расчета ВЩА. Для инженерных расчетов обычно используются приближенные методы [4], [5]. Эффективный метод синтеза ВЩА малых размеров резонансного и нерезонансного типа, учитывающий как внутреннюю (по основной волне), так и внешнюю связь излучателей, был предложен Эллиотом [6]. Метод основан на вычислении активных, собственных и взаимных проводимостей щелей и применении аппарата теории цепей. В этих работах считается, что электрическое поле в каждой щели имеет только поперечную составляющую, и его распределение косинусоидально по амплитуде и эквифазно (это справедливо, если щели достаточно узкие, высота волновода не слишком мала и смещения щелей от центра волновода не слишком велики). Кроме того не учитывалось взаимодействие по высшим типам волн в волноводе между различными щелями. Тео-

рия Эллиота ориентирована на расчет волноводно-щелевых антенных решеток на одной частоте рабочего диапазона [6]. При этом за рамками анализа остаются диапазонные свойства антенной решетки. В [6] предложены две методики анализа волноводно-щелевых антенных решеток в заданном диапазоне частот с учетом взаимной связи излучателей. Прямой и итерационный методы анализа [6] основаны на уравнениях Эллиота для эквивалентных проводимостей щелей и позволяют оценить характеристики согласования и направленности антенных решеток в заданном диапазоне частот.

Необходимо отметить, что различные упрощающие предположения относительно распределения поля на щели и т. п., использованные в указанных выше работах, существенно сужают область применения разработанных в них моделей ВЩА [6]. В работах, посвященных расчету электродинамических характеристик щелей с произвольными размерами и положением [7], вопросы оптимизации не рассматриваются.

Для оптимизации геометрических размеров и параметров антенн используется множество методов, в том числе генетические алгоритмы [8], алгоритмы оптимизации, использующие метод Тэгучи и его модификации [9], метод «Роя пчел» [10], нейронно-генетический метод [10] и др. Однако, вопросы оптимизации размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя антенны по критерию минимума коэффициента отражения остаются неисследованными.

Итак, нерешенной частью общей проблемы синтеза волноводно-щелевых облучателей есть оптимизация размеров и положения щели широкополосного облучателя для уменьшения коэффициента отражения. Соответственно, целью статьи есть получение выражения для интегрального коэффициента отражения от щели в заданном частотном диапазоне и выбор метода оптимизации размеров положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя с анализом полученных результатов.

Основная часть. Рассматривается прямоугольный волновод с наклонной щелью (рисунок 1), где Δ, ℓ – ширина и длина щели; θ – угол между осями y и η ; y_1, z_1 – координаты центра щели; p – расстояние от центра щели к короткозамкнутой (КЗ) перемычке.

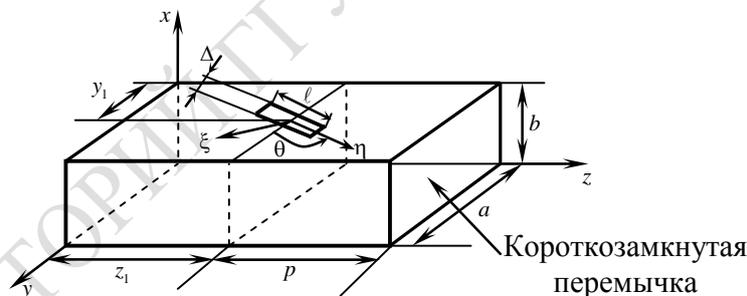


Рисунок 1 – Прямоугольный волновод с наклонной щелью

Коэффициент отражения от щели при наличии КЗ перемычки определяется по соответствующей формуле [7]:

$$\Gamma_{\text{от}} = \frac{2 \cos^2 \left(k_z p + \frac{\Psi_-}{2} \right) - [g + jb - j \sin(2k_z p + \Psi_-)]}{2 \cos^2 \left(k_z p + \frac{\Psi_-}{2} \right) + [g + jb - j \sin(2k_z p + \Psi_-)]} \cdot e^{-j2k_z p}, \quad (1)$$

где k_z – волновое число ($k_z = 2\pi/\lambda_z$), $\lambda_z = \lambda/\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{сп}})^2}$ – длина волны в волноводе; Ψ_{\pm} – фазовый угол коэффициента отражения (для поперечной щели в волноводе $\Psi_{\pm} = 0$, для продольной – $\Psi_{+} = \Psi_{-} = \pm\pi$); g – нормированная активная проводимость излучения щели в свободное пространство; b – нормированная реактивная проводимость щели.

Нормированные активная и реактивная проводимости определяются таким образом [1]:

$$g + jb = \frac{G_{\Sigma}}{G_0} + j \frac{B}{G_0}, \quad (2)$$

где G_{Σ} – проводимость излучения во внешнее пространство, которая устанавливает связь между квадратом напряжения в центре щели и активной мощностью, что излучается щелью во внешнее пространство; G_0 – проводимость излучения щели в волновод, которая устанавливает связь между квадратом напряжения в центре щели и активной мощностью, что излучается щелью в волновод; jB – реактивная проводимость щели, которая определяется через мнимую часть потока мощности, которая переносится полем щели.

Проводимость излучения щели во внешнее пространство зависит от ее размеров и рассчитывается по формуле [7]:

$$G_{\Sigma} = \frac{0,5R_{11} \sin \frac{\pi \ell}{\lambda} - \frac{\pi \ell}{\lambda} \cos \frac{\pi \ell}{\lambda}}{(60\pi)^2 \left(1 - \cos \frac{\pi \ell}{\lambda}\right)}, \quad (3)$$

где R_{11} – сопротивление «эквивалентного» вибратора длиной $\ell = 0,5\lambda$ и шириной $\Delta \leq \ell$, R_{11} зависит от значения радиуса провода r_e «эквивалентного» вибратора: $r_e = 0,25\Delta$.

Аналитическое описание сопротивления излучения «эквивалентного» вибратора R_{11} , полученное с помощью графиков зависимости $R_{11} = f(\Delta/2\lambda)$ [5] с использованием полиномиальной аппроксимации при $\Delta = 0,2 \text{ см}$, имеет такой вид:

$$R_{11} = -1,4994\lambda^3 + 14,84\lambda^2 - 50,03\lambda + 140,76. \quad (4)$$

Проводимость излучения щели в волновод определяется следующим образом [7]

$$G_0 = |\alpha_{\mp}|^2 N, \quad (5)$$

где α_{\mp} – коэффициент связи щели с волноводом на основном типе поля; N – норма собственной функции волновода.

Коэффициент связи щели с волноводом находится по формуле [4]

$$\alpha_{\mp} = \frac{1}{N} \int_{-\ell/2}^{\ell/2} \bar{H}_{\pm\eta} \varphi(\eta) d\eta, \quad (6)$$

где $\bar{H}_{\pm\eta} = \bar{e}_{\eta} H_{\pm}$ – проекция вектора напряженности магнитного поля основного типа на продольную ось щели; \bar{e}_{η} – единичный орт вдоль продольной координаты щели η ; $\varphi(\eta)$ – функция распределения напряжения вдоль щели [7].

Норма собственной функции волновода рассчитывается следующим образом [4]:

$$N = 2 \int_{S_p} [\bar{E}_{\pm}, \bar{H}_{\mp}] d\bar{S}, \quad (7)$$

где S_p – поперечное сечение волновода; \bar{E}_{\pm} – вектор напряженности электрического поля обратной и прямой волн основного типа; \bar{H}_{\mp} – вектор напряженности магнитного поля прямой и обратной нормированных волн основного типа.

Реактивная проводимость щели в волноводе B определяется через реактивное сопротивление «эквивалентного» электрического вибратора X_e [7]:

$$B = \frac{X_e}{(60\pi)^2} + B_d, \quad (8)$$

где B_d – дополнение к реактивной проводимости щели, что учитывает конечную толщину стенки d , в которой прорезана щель:

$$B_d \approx \frac{1}{240} \frac{\ell}{\Delta} \left(\frac{2\ell}{\lambda} - \frac{\lambda}{2\ell} \right), \quad (9)$$

$$X_e = X_{11} + X_{\text{вн}} - z_n \operatorname{ctg} \frac{\pi \ell}{\lambda}, \quad (10)$$

$$z_n = 120 \left[(\ln(4\ell/\Delta)) - 1 \right], \quad (11)$$

где X_{11} – собственное реактивное сопротивление полуволнового вибратора; $X_{\text{вн}}$ – вносимое сопротивление, обусловленное реакцией стенок волновода на поле, что создается щелью; z_n – волновое сопротивление «эквивалентного» вибратора.

Аналитическое описание собственного реактивного сопротивления полуволнового вибратора, полученное с помощью графика зависимости $X_{11} = f(\Delta/2\lambda)$ [5] с использованием полиномиальной аппроксимации при $\Delta = 0,2$ см имеет такой вид:

$$X_{11} = -1,3333\lambda^4 + 16,4\lambda^3 - 75,017\lambda^2 + 151,69\lambda + 65,746. \quad (12)$$

Вносимое сопротивление рассчитывается методом наведенных электродвижущих сил, который позволяет получить формулу [7]:

$$X_{\text{вн}} = 120 \frac{\cos(kr)}{kr} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta}, \quad (13)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; $r = r_e = 0,25\Delta$ – эквивалентный радиус.

Подставляя формулы (2)–(13) в (1) можно получить аналитическое описание зависимости коэффициента отражения от частоты (или длины волны) для заданных значений ℓ , Δ , y_1 , z_1 , θ . Тогда в формуле (1) нормированная активная проводимость излучения щели в свободное пространство и нормированная реактивная проводимость щели будут определяться так:

$$g = \frac{0,5R_{11} \sin \frac{\pi \ell}{\lambda} - \frac{\pi \ell}{\lambda} \cos \frac{\pi \ell}{\lambda}}{(60\pi)^2 \left(1 - \cos \frac{\pi \ell}{\lambda}\right)}, \quad (14)$$

$$\left| \frac{1}{N} \int_{-\ell/2}^{\ell/2} \bar{H}_{\pm\eta} \varphi(\eta) d\eta \right|^2 \left| 2 \int_{S_p} [\bar{E}_{\pm}, \bar{H}_{\mp}] d\bar{S} \right|^2$$

$$b = \frac{X_{11} + 120 \frac{\cos(kr)}{kr} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta} - (120 [(\ln(4\ell/\Delta)) - 1]) \operatorname{ctg} \frac{\pi \ell}{\lambda} + \frac{1}{240} \frac{\ell}{\Delta} \left(\frac{2\ell}{\lambda} - \frac{\lambda}{2\ell} \right)}{(60\pi)^2} \left| \frac{1}{N} \int_{-\ell/2}^{\ell/2} \bar{H}_{\pm\eta} \varphi(\eta) d\eta \right|^2 \left| 2 \int_{S_p} [\bar{E}_{\pm}, \bar{H}_{\mp}] d\bar{S} \right|^2}. \quad (15)$$

В соответствии с (14) и (15) для волны типа H_{10} составляющие формулы (1) будут следующими:

$$g = \frac{0,5R_{11} \sin \frac{\pi \ell}{\lambda} - \frac{\pi \ell}{\lambda} \cos \frac{\pi \ell}{\lambda}}{(60\pi)^2 \left(1 - \cos \frac{\pi \ell}{\lambda}\right)}, \quad (16)$$

$$\left| -j \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\lambda \lambda_z}{ab}} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \left\{ L e^{\pm j \frac{\pi}{a} y_1} + M e^{\mp j \frac{\pi}{a} y_1} \right\} e^{\mp j k_z z_1} \right|^2,$$

$$b = \frac{X_{11} + 120 \frac{\cos(kr)}{kr} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta} - (120[(\ln(4\ell/\Delta)) - 1]) \operatorname{ctg} \frac{\pi \ell}{\lambda} + \frac{1}{240} \frac{\ell}{\Delta} \left(\frac{2\ell}{\lambda} - \frac{\lambda}{2\ell}\right)}{(60\pi)^2} \left| -j \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\lambda \lambda_z}{ab}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \left\{ L e^{\pm j \frac{\pi}{a} y_1} + M e^{\mp j \frac{\pi}{a} y_1} \right\} e^{\mp j k_z z_1} \right|^2, \quad (17)$$

где

$$L = \left(\frac{\ell}{a} \sin \theta + \frac{2\ell}{\lambda_z} \cos \theta \right) \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{\ell}{a} \cos \theta - \frac{2\ell}{\lambda_z} \sin \theta \right)\right) \sin\left(\frac{\pi \Delta}{2} \left(\frac{\sin \theta}{a} - \frac{2 \cos \theta}{\lambda_z} \right)\right)}{1 - \left(\frac{\ell}{a} \cos \theta - \frac{2\ell}{\lambda_z} \sin \theta \right)^2 \frac{\pi \Delta}{2} \left(\frac{\sin \theta}{a} - \frac{2 \cos \theta}{\lambda_z} \right)},$$

$$M = \left(\frac{\ell}{a} \sin \theta - \frac{2\ell}{\lambda_z} \cos \theta \right) \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{\ell}{a} \cos \theta + \frac{2\ell}{\lambda_z} \sin \theta \right)\right) \sin\left(\frac{\pi \Delta}{2} \left(\frac{\sin \theta}{a} + \frac{2 \cos \theta}{\lambda_z} \right)\right)}{1 - \left(\frac{\ell}{a} \cos \theta + \frac{2\ell}{\lambda_z} \sin \theta \right)^2 \frac{\pi \Delta}{2} \left(\frac{\sin \theta}{a} + \frac{2 \cos \theta}{\lambda_z} \right)}.$$

С учетом вышеизложенного коэффициент отражения щели Γ_{ex} должен быть минимальным во всем диапазоне рабочих частот $[f_{\min}, f_{\max}]$ для уменьшения потерь мощности сигнала.

Соответственно, следует исследовать не непосредственно значение Γ_{ex} , а зависимость данного параметра от частоты – $\Gamma_{\text{ex}}(f)$. Для обеспечения минимизации потерь мощности сигнала в заданном диапазоне частот $[f_{\min}, f_{\max}]$ целесообразно ввести интегральный коэффициент отражения в этом диапазоне – $\overline{\Gamma}_{\text{ex}}$.

Итак, интегральный коэффициент отражения в заданном частотном диапазоне может быть описан таким способом:

$$\overline{\Gamma}_{\text{ex}} = \frac{\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \Gamma_{\text{ex}}(f) df}{f_{\max} - f_{\min}} = \frac{1}{f_{\max} - f_{\min}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \left(\frac{2 \cos^2\left(f_z p + \frac{\Psi_-}{2}\right) - \left[g + jb - j \sin\left(2f_z p + \frac{\Psi_-}{2}\right) \right]}{2 \cos^2\left(f_z p + \frac{\Psi_-}{2}\right) + \left[g + jb - j \sin\left(2f_z p + \frac{\Psi_-}{2}\right) \right]} \right) e^{-j2k_z p} df, \quad (18)$$

где

$$g = \left(\frac{0,5R_{11} \sin \frac{\pi \ell f}{c} - \frac{\pi \ell f}{c} \cos \frac{\pi \ell f}{c}}{(60\pi)^2 \left(1 - \cos \frac{\pi \ell f}{c}\right)} \right) \left/ \left(\left| \frac{1}{N} \int_{-\ell/2}^{\ell/2} \overline{H}_{\pm n} \varphi(\eta) d\eta \right|^2 2 \int_{S_p} [\overline{E}_{\pm}, \overline{H}_{\mp}] d\overline{S} \right) \right., \quad (19)$$

$$b = \frac{X_{11} + 120 \frac{\cos\left(\frac{2\pi f}{c} r\right) \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\frac{2\pi f}{c} r \sin^2 \theta} - 120 \left[\left(\ln\left(\frac{4\ell}{\Delta}\right) \right) - 1 \right] \operatorname{ctg} \frac{\pi \ell f}{c}}{(60\pi)^2} + \frac{1}{240} \frac{\ell}{\Delta} \left(\frac{2\ell f}{c} - \frac{c}{2\ell f} \right), \quad (20)$$

$$\left| \frac{1}{N} \int_{-\ell/2}^{\ell/2} \overline{H}_{\pm n} \varphi(\eta) d\eta \right|^2 2 \int_{S_p} [\overline{E}_{\pm}, \overline{H}_{\mp}] d\overline{S}$$

где $f_z = c/\lambda_z$ – частота сигнала в волноводе; c – скорость света.

С учетом (18)–(20) задача оптимизации размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя антенны по критерию минимума коэффициента отражения может быть описана так:

$$\overline{\Gamma_{ex}}(\ell, \Delta, z_1, x_1, \theta) \rightarrow \min. \quad (21)$$

Анализ (21) показывает, что все параметры, которые оптимизируются, физически имеют сравнительно ограниченный диапазон значений:

$$\begin{cases} \ell \in [0; a]; \\ \Delta \in [0; a/2]; \\ z_1 \in [0; 2a]; \\ y_1 \in [0; a/2]; \\ \theta \in [0; \pi/2]. \end{cases} \quad (22)$$

Основным требованием к методу нахождения экстремума (21) является гарантированность решения задачи, при этом вычислительные (временные) затраты не принципиальны. Поэтому задача оптимизации (21) с учетом системы ограничений (22) может быть решена методом генетического алгоритма [11], [12], который обеспечит высокую надежность и эффективность в определении оптимальных значений параметров $\widehat{\ell}, \widehat{\Delta}, \widehat{z}_1, \widehat{x}_1, \widehat{\theta}$ по минимуму $\overline{\Gamma_{ex}}$, то есть:

$$\begin{aligned} (\widehat{\ell}, \widehat{\Delta}, \widehat{z}_1, \widehat{x}_1, \widehat{\theta}) = \arg \min_{\substack{\ell \in [0; a] \\ \Delta \in [0; a/2] \\ z_1 \in [0; 2a] \\ y_1 \in [0; a/2] \\ \theta \in [0; \pi/2]}} & \left[\frac{1}{f_{max} - f_{min}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} \overline{\Gamma_{ex}}(f, \ell, \Delta, z_1, x_1, \theta) df \right]. \end{aligned} \quad (23)$$

Генетический алгоритм оптимизации размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя включает:

1. Создание произвольного исходного семейства – матрицы размерами $(I \times J)$, где I – набор значений $\overline{\Gamma_{ex}}$, рассчитанных по формуле (18) с учетом (19), (20); J – число переменных (параметров $\ell, \Delta, z_1, x_1, \theta$).

2. Алгоритм формирует некоторую последовательность новых семейств или поколений. На каждом новом отдельном шаге алгоритм выполняет стохастический отбор значений параметров $\ell, \Delta, z_1, x_1, \theta$, которые дают минимальное значение $\overline{\Gamma_{ex}}$, учитывая систему ограничений (22), с полученного ранее семейства для расчета значения $\overline{\Gamma_{ex}}$ по формуле (18) с учетом (19), (20).

3. С помощью последовательного отбора поколений происходит «эволюция» в направлении определения оптимальных размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя (оптимальных значений параметров $\widehat{\ell}, \widehat{\Delta}, \widehat{z}_1, \widehat{x}_1, \widehat{\theta}$) как таких, при которых достигается минимальное значение $\overline{\Gamma_{ex}}$ (23).

Заключение. Таким образом, в результате проведенных исследований предложено решение задачи оптимизации размеров и положения щели широкополосного волноводно-щелевого облучателя. Обосновано и аналитически описано интегральный коэффициент отражения облучателя в заданном диапазоне частот с использованием полиномиальной аппроксимации сопротивления излучения «эквивалентного» вибратора и собственного реактивного сопротивления полуволнового вибратора. Выбран генетический алгоритм оптимизации на каждой итерации которого генерируется семейство точек. Полученное семейство сводится к оптимальному решению. Выбор следующего семейства точек осуществляется на основании стохастических расчетов. Практическим значением результатов исследования есть возможность синтеза (проектирования) широкополосных волноводно-щелевых облучателей с уменьшенными потерями мощности сигнала.

Перспективы дальнейших исследований в заданном направлении заключаются в решении задачи оптимизации размеров и положения щели волноводно-щелевого облучателя с учетом требований к его диаграмме направленности, а также реализации генетического алгоритма в приложении Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox.

Литература

1. Фельд, Я.Н. Основы теории антенн / Я.Н. Фельд, Л.С. Бененсон. – М. : Дрофа, 2007. – 491 с.
2. Карашук, Н.М. Дослідження залежності електродинамічних характеристик щілини, прорізаної у прямокутному хвилеводі, від зміни її розмірів та положення / Н.М. Карашук, О.Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. – 2016. – № 3 (78). – С. 33–46.
3. Слободянюк, П.В. Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (теория и практика построения системы радиомониторинга) / П.В. Слободянюк, В.Г. Благодарный. – Прилуки : Изд-во «Air-Поліграф», 2010. – 296 с.
4. Вайнштейн, Л.А. Электромагнитные волны / Л.А. Вайнштейн – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1988. – 440 с.
5. Воскресенский, В.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / В.И. Воскресенский. – М. : Радиотехника, 2003. – 624 с.
6. Кашин, А.В. Методы проектирования и исследования волноводно-щелевых антенных решеток / А.В. Кашин. – М. : Радиотехника, 2006. – 60 с.
7. Карашук, Н.М. Методика розрахунку електродинамічних характеристик щілини довільних розмірів та положення, прорізаної в стінках прямокутного хвилеводу / Н.М. Карашук // Проблеми створення, випробування та застосування складних інформаційних систем: зб. наук. праць. – Житомир: ЖВІ, 2016. – Вип. 13. – С. 73–84.
8. Charbonneau, P. Genetic Algorithms PIKAIA [Электронный ресурс] // P. Charbonneau Département de Physique Université de Montréal. – Режим доступа : www.hao.ucar.edu/public/research/si/pikaia/pikaia.html. – Дата доступа : 14.12.2016.
9. Лось, В.Ф. Оптимизация геометрических параметров антенн с использованием модифицированного метода Тэгучи / В.Ф. Лось, И.О. Порохов // Радиотехника. Антенны. – 2010. – Вып. 1 (152). – С. 38–44.
10. Козлов, К.В. Эффективный алгоритм оптимизации многопараметрических задач – метод роя пчёл / К.В. Козлов, В.Ф. Лось // Радиотехника. Антенны. – 2005. – Вып. 4 (95). – С. 18–21.
11. Ковтуненко, А.П. Основы анализа сложных технических систем. Теория и приложения: монография / А.П. Ковтуненко, В.В. Зубарев. – К. : НАУ, 2009. – 483 с.
12. Sierra-Castaner, M Double-Beam Parallel-Plate SlotAntenna / M. Sierra-Castaner, M. Vera-Isassa, M. Sierra-Perez, J.L. Fernandez-Jambrina // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2005. – Vol. 53, № 3. – P. 977–984.

Житомирский военный
институт им. С.П. Королева

Поступила в редакцию 16.12.2016