

Висновки

Отримані результати показують, що запропонований багаторівневий метод забезпечує найменшу ймовірність похибки (ймовірність пропуску цілі – 0,0642 проти 0,1040, та ймовірність хибної тривоги – 0,0022 проти 0,0039) порівняно з системами, що використовують окремі канали. Порівняння з системами, де було використано комплексування на рівні пікселів, показало, що при дещо гіршій ймовірності хибної тривоги (0,0022 – як результат роботи методу, проти 0,0005 – у випадку піксельного комплексування даних 1-го, 3-го та 5-го каналів) було досягнуто значне покращання ймовірності пропуску цілі (0,0642 – як результат роботи методу, проти 0,2826 – у випадку піксельного комплексування даних 1-го, 2-го та 3-го каналів).

1. <http://landsat.gsfc.nasa.gov>. 2. <http://ltpwww.gsfc.nasa.gov>. 3. Hall D. (ed) and Llinas J. (ed.), *Handbook of Multisensor Data Fusion*, CRC Press LLC, 2001. 3. <http://www.infoterra-global.com>. 4. Гмурман В.Е., *Теория вероятностей и математическая статистика*, М.: ВШ, 2000. 5. A.K. Jain and R.C. Dubes. *Algorithms for Clustering Data*, Prentice Hall, 1988. 6. P. Felzenszwalb, D. Huttenlocher, *Image Segmentation Using Local Variation*, Proc. IEEE, Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, pp. 98–104, 1998. 7. MathWorks MatLab release 14 software operation manual. 8. I. Prudyus, T. Holotyak, L. Lazko, *Multilevel data fusion in multichannel imaging systems*, Proc. SPIE, *Photonics applications in astronomy, communications, industry and high-energy physics experiments IV*, volume 6159, pp. 61594C-1–61594C-5, Wilga, Poland, 2005.

УДК 621.396.67.01

М.І. Андрійчук, О.Ф. Заморська

Інститут прикладних проблем механіки і математики
ім. Я. С. Підстригача НАН України

ОПТИМІЗАЦІЯ АМПЛІТУДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИПРОМІНЮВАННЯ ХВИЛЕВОДНИХ АНТЕН У ЧАСТОТНОМУ ДІАПАЗОНІ

© Андрійчук М.І., Заморська О.Ф., 2006

Розглянуто задачі синтезу за заданими амплітудними характеристиками у частотному діапазоні. Варіаційна постановка задач дає змогу враховувати вимоги до амплітудної діаграми напрямленості і коефіцієнта спрямованої дії як у робочому діапазоні частот, так і поза цим діапазоном. Для розв'язування отриманих нелінійних інтегральних рівнянь використовують методи послідовних наближень. Наведено результати числового моделювання.

The synthesis problems according to the prescribed amplitude radiation characteristics in the frequency range are considered. The variational statement of problems allows to take into account the requirements to the amplitude radiation pattern and front-to-rear factor in the operating frequency range, as well as outside of this range. The methods of successive approximations are used for solving the received nonlinear integral equations. The results of numerical modeling are presented.

Вступ

У зв'язку зі зростанням на сучасному етапі кількості радіоінженерних пристроїв, які працюють на близьких частотах, актуальною є проблема їхньої електромагнітної сумісності. Цю проблему широко розглядають у науковій літературі протягом двох останніх десятиріч і її вирішення втілено у низці наукових публікацій як вітчизняних, так і зарубіжних авторів [1–6]. Тому

задачі синтезу антенних систем, розв'язки яких, з одного боку, забезпечують необхідне наближення синтезованої діаграми напрямленості (ДН) до заданої у робочому діапазоні частот [7], а з іншого, дають змогу отримати постійний або мінімальний коефіцієнт напрямленої дії (КНД) поза цим діапазоном [1, 4], є актуальними з погляду практичних застосувань.

З метою забезпечення різних вимог до антени задачі синтезу необхідно формулювати як оптимізаційні. Варіаційна постановка задач є найзручнішою для цієї мети. Критерій оптимізації повинен враховувати всі вимоги до характеристик антени, які підлягатимуть оптимізації. Розподіл струмів на окремих випромінюючих елементах антени, геометричні розміри цих елементів, їхнє розміщення і форма випромінюючих апертур (розкриттів) є оптимізаційними параметрами у задачах синтезу.

У статті розглядається варіаційна постановка задач синтезу для хвильоводних антен за заданими амплітудними характеристиками. Амплітудна ДН розглядається як характеристика випромінювання для хвильоводної антенної решітки. Синтез резонаторної антени з хвильоводним збудженням здійснюється на основі КНД. Функціонали, які використовуються у варіаційних постановках задач синтезу, дають змогу враховувати різноманітні вимоги щодо характеристик напрямленості антен як в робочому діапазоні частот, так і за межами цього діапазону.

Наукова новизна запропонованого підходу полягає у розробці таких математичних моделей хвильоводних антен, які, з одного боку, з достатньою для практики точністю описують їхні електродинамічні властивості, а з іншого, на основі варіаційної постановки задачі синтезу дозволяють визначати конструктивні параметри у реальному масштабі часу, що є однією з важливих вимог до проектування антенних випромінюючих систем.

Основні співвідношення

Розглянемо плоску лінійну хвильоводну решітку, яка складається з N ($N = 2M + 1$) ідентичних хвильоводів шириною l і довжиною L . Віддаль між хвильоводами вздовж меншої сторони дорівнює d . Хвильоводи випромінюють в однорідний півпростір. У припущенні, що L є значно більше ніж l , і за умови однорідного розподілу поля вздовж L , можна розділити змінні і розглядати незалежно дві задачі синтезу в площинах zOx та zOy . Решітка розглядається за наявності нескінченної ідеально провідної площини S_0 . Отже, вплив країв випромінюючого розкриття не враховується.

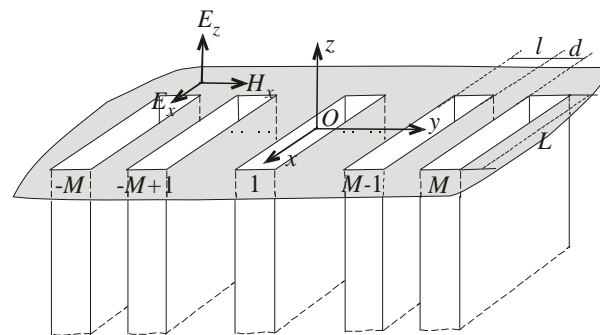


Рис. 1. Геометрія хвильоводної решітки

Запишемо ДН такої решітки, використовуючи формулу для дальнього поля плоского розкриття з еліптичною поляризацією [8], яка має такий вигляд:

$$\mathbf{E}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{4\pi} \frac{e^{-ikr}}{r} \mathbf{D}(\theta, \varphi), \quad (1)$$

де

$$\mathbf{D}(\theta, \varphi) = [\mathbf{i}_r \times (\mathbf{n} - \mathbf{i}_r) \times \mathbf{f}(\theta, \varphi)], \quad (2)$$

$$\mathbf{f}(\theta, \varphi) = \iint_S \sum_{i=-M}^M \mathbf{U}_i(x_i, y_i) \times \exp(x_i \sin \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \sin \varphi) dx_i dy_i. \quad (3)$$

Тут \mathbf{i}_r – радіальний орт у сферичній системі координат, $\mathbf{n} = -\mathbf{i}_z$, $\mathbf{f}(\theta, \varphi)$ – векторна ДН, $\mathbf{U}_i(x_i, y_i)$ – струми в апертурах хвильоводів. Оскільки $\mathbf{n} = -\mathbf{i}_z$, то функції $\mathbf{U}_i(x_i, y_i)$ описують тангенціальні компоненти електричного вектора \mathbf{E} або вектора струмів, які протікають в апертурах хвильоводів

$$\mathbf{U}_i(x_i, y_i) = U_{i_x}(x_i, y_i)\mathbf{i}_x + U_{i_y}(x_i, y_i)\mathbf{i}_y. \quad (4)$$

Враховуючи останню рівність, компоненти вектора

$$\mathbf{f} = f_x\mathbf{i}_x + f_y\mathbf{i}_y \quad (5)$$

в декартовій системі координат набувають вигляду [9]

$$f_{x,y}(\theta, \varphi) = \iint_S \sum_{i=-M}^M U_{i_{x,y}}(x_i, y_i) \times \exp(x_i \sin \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \sin \varphi) dx_i dy_i. \quad (6)$$

Формула (6) з точністю до множника $(1 + \cos \theta)$ описує компоненти вектора ДН у деякій модифікованій просторовій системі координат у дальній зоні. У той самий час, важливим є те, що кожна з компонент поля в точці спостереження пов'язана тільки з однією компонентою вектора поля в апертурі антени. Цей факт є визначальним для подальшого спрощення, яке використовується під час розв'язування задачі синтезу. Подання для ДН можна записати як добуток двох функцій, а саме: ДН плоскої лінійної хвилеводної решітки і ДН лінійної антени. Таке спрощення, з одного боку, дозволяє визначати оптимізаційні параметри антени з достатньою для практики точністю, а з іншого, воно дає змогу розв'язувати задачу аналізу хвилеводної решітки із врахуванням взаємного впливу окремих випромінювачів [10, 11].

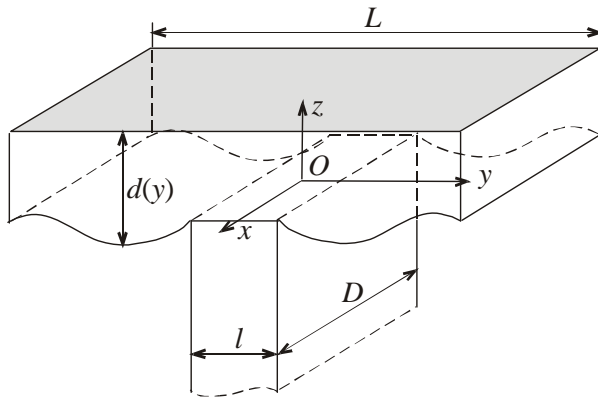


Рис. 2. Геометрія резонаторної антени

Геометрію резонаторної антени з хвилеводним збудженням зображено на рис. 2. З метою створення досить вузьких ДН, довжина L антени повинна бути набагато більшою від довжини хвилі λ . Висота d має порядок $\lambda/2$. Збудження відбувається металічним одноמודовим хвилеводом з напівпрозорою сіткою, ширина хвилевода l порядку $\lambda/2$, а його довжина і довжина D антени вздовж осі Ox є порядку L .

Використовуючи міркування, аналогічні випадку хвилеводної решітки, отримаємо формулу для компонент ДН

$$f(\theta, \varphi) = \iint_S u(x, y) \exp[ik(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)] dx dy. \quad (7)$$

За умови лінійної поляризації поля в апертурі збуджуючого хвилевода і при виконанні вищевказаних припущень про структуру поля над антеною, ДН (7) можна представити як добуток двох функцій, а саме: ДН плоскої антени зі змінними висотою $d(y)$ нижньої стінки і прозорістю $\rho(y)$ верхньої стінки, і ДН лінійної антени в площині xOz . При такому розділенні змінних ДН в площині zOy можна записати так [12]:

$$f(\theta, \varphi) = k \sin \theta \int_{-L/2}^{L/2} u(y, 0) \exp(iky \sin \varphi) dy. \quad (8)$$

Числові обрахунки можуть бути значно спрощені, якщо припустити, що поле безпосередньо над антеною можна записати наближено у вигляді [12]

$$u|_{|y|<L/2} \underset{z \rightarrow +0}{\cong} u(y, 0) \exp(-ikz). \quad (9)$$

Звичайно чим більша довжина L антени і чим вужча ДН, тим точнішим є таке подання.

Постановка задач синтезу

Під час постановки задач синтезу в заданому частотному діапазоні, як правило, вимагається забезпечення найкращого наближення до заданої амплітудної ДН в робочому діапазоні $[k_1, k_2]$ і мінімальне значення КНД поза цим діапазоном, тобто для $k \in [k_1^0, k_1)$ і $k \in (k_2, k_2^0]$.

Функціонал, який дає змогу мінімізувати середньоквадратичне відхилення заданої і отриманої амплітудних ДН, має вигляд [11]

$$\sigma = \int_{k_1^0}^{k_2^0} \iint_{\Omega} [F(k, \theta, \varphi) - |f(k, \theta, \varphi)|]^2 p(k, \theta, \varphi) d\Omega dk + \alpha \|\mathbf{a}\|^2, \quad (\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_N)). \quad (10)$$

Функція $F(k, \theta, \varphi)$ задається постійною поза діапазоном $[k_1, k_2]$ з метою забезпечити мінімальне значення КНД. Як правило, для практичних застосувань функції $F(k, \theta, \varphi)$ і $p(k, \theta, \varphi)$ задаються однаковими для всіх точок робочого діапазону, тобто розглядається випадок $F(k, \theta, \varphi) = F(\theta, \varphi)$ і $p(k, \theta, \varphi) = p(\theta, \varphi)$.

Задача синтезу полягає у визначенні коефіцієнтів a_n збудження струмів в окремих хвилеводах решітки, які мінімізують функціонал (10).

З урахуванням зроблених припущень про характер збуджуючого поля в апертурах хвилеводів, задачу синтезу тривимірної ДН можна розділити на дві окремі задачі, а саме: синтез плоскої хвилеводної решітки [13] і синтез решітки лінійних антен. Нижче розглянемо задачу синтезу лінійної хвилеводної решітки в площині yOz .

Пропонується також узагальнення варіаційної постановки задачі синтезу для резонаторної антени. Методику розв'язування такої задачі було запропоновано в [14]. Задача полягає у визначенні функцій $d(y)$ і $\rho(y)$, які максимізують КНД в робочому діапазоні частот $[k_1, k_2]$. У такій постановці за критерій оптимізації вибирається найменше значення КНД в робочому діапазоні, і це значення максимізується вибором функцій d і ρ . Тобто розглядається така варіаційна задача:

$$\eta_1 = \max_{k_1 \leq k \leq k_2} \min \eta(k). \quad (11)$$

У функціонал (11) можна включати додатковий оптимізаційний параметр $1 - |R_1(k)|^2$ ($R_1(k)$ – коефіцієнт відбиття основної хвилі в збуджуючому хвилеводі) з деяким ваговим множником. У цьому випадку прозорість апертури хвилевода можна використати як додатковий параметр оптимізації.

Мінімізація КНД поза робочим діапазоном частот є однією з вимог електромагнітної сумісності для випромінюючих систем [1]. При цьому, значення КНД повинно залишатись якомога більшим в головному діапазоні частот. Враховуючи ці умови, розглядається таке узагальнення варіаційної постановки задачі: знайти функції d і ρ , які максимізують функціонал η_1 , і в той самий час мінімізують додатково такий функціонал [15]:

$$\eta_2 = \min_{k_0 \leq k < k_1, k_2 < k \leq k_3} \max \eta(k), \quad (12)$$

тобто вимагається мінімізація максимального значення КНД поза діапазоном $[k_1, k_2]$.

Звичайно, через нелінійність такої двокритеріальної задачі, з фізичних міркувань необхідно накладати певні обмеження на функції $d(y)$ і $\rho(y)$

$$d_0 < d(y) < d_m, \quad \rho_0 < \rho(y) < \rho_m. \quad (13)$$

Наприклад, d_0, d_m – граничні значення висоти, які забезпечують одномодовий режим в антені, а ρ_0, ρ_m – граничні значення прозорості, які забезпечують задовільну добротність антени в потрібному діапазоні частот. Зрозуміло також, що отримані функції повинні задовольняти додаткові умови гладкості, які можна сформулювати як обмеження на другі похідні

$$|d''(y)| \leq M_1, \quad |\rho''(y)| \leq M_2. \quad (14)$$

Метод розв'язування

З використанням стандартної методики варіаційного числення [16], мінімізація функціоналу (10) дає змогу отримати систему нелінійних рівнянь щодо невідомих коефіцієнтів збудження a_n . Підставивши цей вираз у формулу для ДН, отримуємо нелінійне інтегральне рівняння для синтезованої ДН $f(k, \xi)$

$$\alpha f(k, \xi) + \int_{-1}^1 K(k, \xi, \xi') f(k, \xi') d\xi' = \int_{-1}^1 K(k, \xi, \xi') F(\xi') \exp(i \arg f(k, \xi')) d\xi'. \quad (15)$$

Ядро $K(k, \xi, \xi')$ записується так:

$$K(k, \xi, \xi') = \sum_{n=1}^N f_n(k, \xi) f_n^*(k, \xi'). \quad (16)$$

Функція $f_n(k, \xi)$ – ДН n -го хвилевода має вигляд

$$f_n(k, \xi) = \sum_{j=1}^N \exp(ikjd) \int_{-L/2}^{L/2} I_j^{(n)}(k, \zeta) \exp(ik\xi\zeta) d\zeta. \quad (17)$$

Тут ξ – узагальнена кутова координата в дальній зоні антени, яка пов'язана з кутовою координатою φ так: $\xi = \sin \varphi$, $(-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2)$.

Величини $I_j^{(n)}(k, \zeta)$ – струми в апертурах хвилеводів з урахуванням взаємовпливу [10]. Їх визначають під час розв'язування задачі аналізу, а загальний струм $I_j(k, \zeta)$ в апертурі j -го хвилевода можна записати у вигляді суми

$$I_j(k, \zeta) = \sum_{n=1}^N a_n I_j^{(n)}(k, \zeta). \quad (18)$$

Визначення величин $I_j^{(n)}$ зводиться до розв'язування лінійної системи інтегральних рівнянь [17]

$$\int_{-1/2}^{1/2} I_p^{(n)}(k, \zeta) M_p(k, \eta, \zeta) d\zeta + \sum_{j=1-l/2}^N \int_{-l/2}^{l/2} I_j^{(n)}(k, \zeta) M_{jp}(k, \eta, \zeta) d\zeta = -F_{np}(k, \eta), (n, p = \overline{1, N}), \quad (19)$$

де ядра $M_p(k, \eta, \zeta)$ і $M_{jp}(k, \eta, \zeta)$ визначаються згідно з [10].

Розв'язавши рівняння (15) щодо ДН, оптимальні значення коефіцієнтів a_n обчислимо за явною формулою

$$a_n(k) = \int_{-1}^1 (F(\xi) - |f(k, \xi)|) \exp(i \arg f(k, \xi)) f_n^*(k, \xi) d\xi, (n = \overline{1, N}). \quad (20)$$

Рівняння (15) розв'язується числово методом послідовних наближень. Інтервал $[k_1, k_2]$ ділять на K рівних частин, і коефіцієнти a_n визначаються в кожній точці. Отже, отримуємо числову залежність коефіцієнтів a_n від частоти k .

Аналогічно до випадку частотно-незалежного синтезу, можна показати, що послідовність значень $\{\sigma_i = \sigma(f_i(k, \xi))\}$ є монотонно-спадною, що забезпечує збіжність ітераційного процесу за нормою коефіцієнтів a_n [7].

Оптимізація функціоналу η_1 і визначення шуканих значень функцій $d(y)$ і $\rho(y)$ здійснюється за допомогою ряду складних обчислювальних процедур. Як основний алгоритм оптимізації використовується метод локальних варіацій [18], суть якого полягає в тому, що на кожному його елементарному кроці оптимізуючі функції $d(y)$ і $\rho(y)$ змінюються лише на невеликому проміжку (після дискретизації задачі – в одній або декількох точках), а величина цих змін визначається із

умови досягнення максимуму КНД у заданому діапазоні частот і його мінімуму поза цим діапазоном. Як показують числові розрахунки, для отримання гладких функцій d і ρ необхідно задавати певні обмеження під час оптимізації. Найефективнішим при цьому є застосування не дуже жорстких обмежень на другі похідні функцій d і ρ (які вираховуються числово), оскільки занадто жорсткі обмеження суттєво сповільнюють ітераційний процес.

Результати числового моделювання

На рис. 3 показано результати розв'язування задачі синтезу хвильоводної решітки за двома критеріями. Суцільні криві відповідають задачі синтезу без додаткових обмежень на значення КНД поза робочим діапазоном частот. Штрихові криві відповідають задачі синтезу за критерієм (10), при цьому поза робочим діапазоном частот значення функції $F \equiv 1$, що дає можливість забезпечити найближче до постійного значення КНД поза робочим діапазоном. Параметри решітки такі: $L = l = 1$, задана амплітудна ДН для основного діапазону частот задавалась у вигляді: $F(\varphi) = \cos^{32}(\varphi)$. На рис. 3, а результати показано для решітки з $N = 11$ елементів, а на рис. 3б – для решітки з $N = 15$ елементів. З одержаних результатів випливає, що значення середньоквадратичного відхилення σ є кращими як у випадку решітки з більшою кількістю випромінювачів, так і у разі синтезу без додаткової вимоги на оптимізацію КНД поза робочим діапазоном частот.

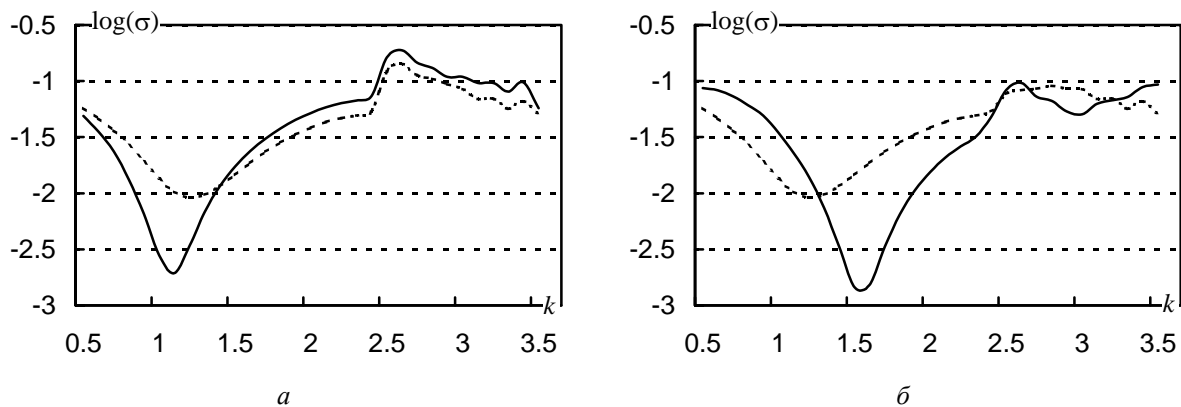


Рис. 3. Порівняння результатів синтезу хвильоводної решітки для двох критеріїв

На рис. 4 зображено задані F і синтезовані $|f|$ амплітудні ДН для значення $k = 3.5$. Суцільна товста крива відповідає ДН F , штрихова крива відповідає синтезованій амплітудній ДН $|f|$ з додатковими вимогами на рівень КНД, а тонка суцільна крива – синтезованій ДН без додаткових вимог. Наведені результати показують, що введення додаткових вимог на рівень випромінювання поза робочим діапазоном призводить до збільшення рівня бокових пелюсток і значного розширення головної пелюстки ДН.

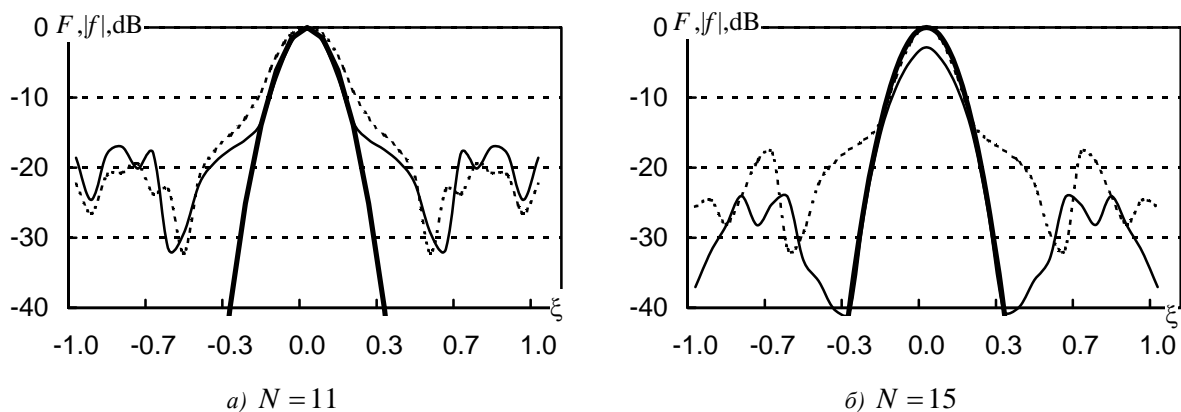
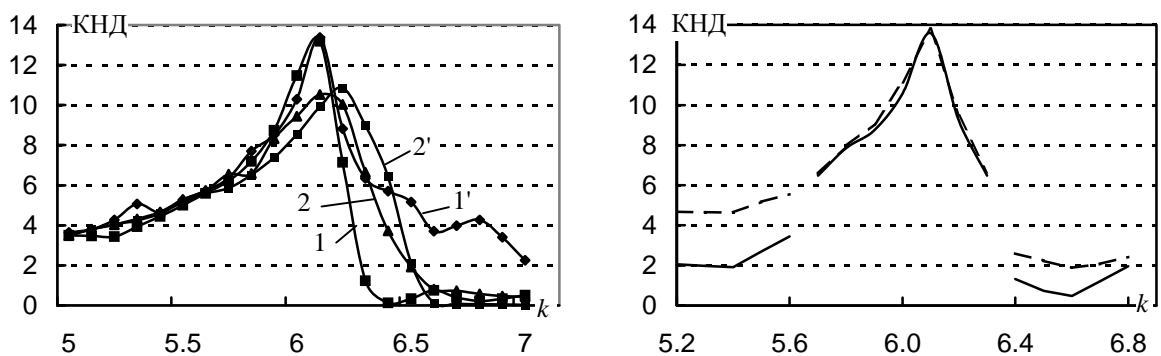


Рис. 4. Задані і синтезовані амплітудні ДН для решітки з різною кількістю елементів

Результати числової оптимізації параметрів резонаторної антени показано на рис. 5. На рис. 5, а показано результати розрахунку значення КНД без оптимізації (криві 1 і 2), а також результати оптимізації КНД згідно з критерієм (11) (криві 1' і 2'). Криві 1 і 1' відповідають антені довжиною $L = 5.0$, а криві 2 і 2' відповідають антені довжиною $L = 6.0$. Використання процедури оптимізації КНД значно покращує його значення, особливо для тих k , які більші за довжину L антени.

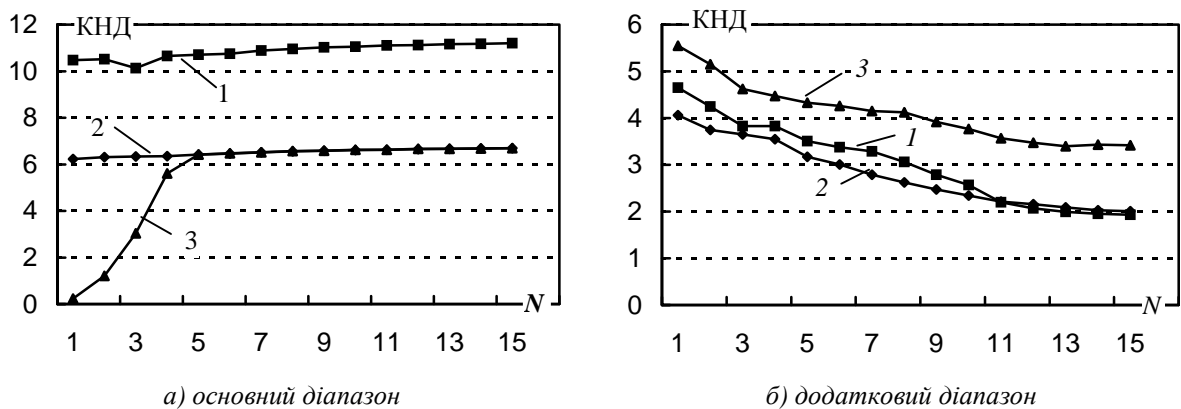
На рис. 5б зображено результати розв'язування задачі максимізації КНД у діапазоні $\pm 5.0\%$ в околі центральної частоти $k_0 = 6.0$. Необхідно було мінімізувати значення КНД поза цим діапазоном для $5.2 < k < 5.6$ і $6.4 < k \leq 6.8$. Параметри антени такі: довжина антени $L = 6.0$, довжина збуджуючого хвилевода $l = 0.6$, число відбитих хвиль у хвилеводі $M1 = 5$, число хвиль у фоні $M1 = 20$. Оптимізовані значення КНД η позначено суцільними кривими у головному і додатковому діапазонах, штрихові криві відповідають неоптимізованим значенням КНД у додаткових діапазонах і значенню КНД, яке оптимізоване тільки у головному діапазоні частот. За рахунок використання додаткового функціонала (12) досягнуто зменшення КНД у додаткових діапазонах на 2-4 дБ, при цьому рівень КНД у головному робочому діапазоні зменшився не більше ніж на 0.5 дБ.



а) Оптимізовані і неоптимізовані значення КНД у робочому діапазоні частот

б) Оптимізовані значення КНД у робочому і додатковому діапазонах частот

Рис. 5. Результати оптимізації КНД у основному і додатковому діапазонах частот



а) основний діапазон

б) додатковий діапазон

Рис. 6. Залежність значень КНД від номера ітерації

При цьому оптимальна форма $d(y)$ нижньої границі антени і прозорість $\rho(y)$ верхньої границі змінилися не значно.

Зміну значень КНД в ітераційному процесі для трьох точок (дві крайні і середня) основного і додаткового діапазонів частот показано на рис. 6. Ширина основного діапазону дорівнює 10%, а ширина додаткового – 7.4%. На рис. 6а крива 1 відповідає центральному значенню частоти $k = 6.0$, а криві 2 і 3 відповідають зовнішнім точкам $k = 5.7$ і $k = 6.3$ відповідно. На рис. 6б крива 1 відповідає центральній частоті $k = 5.4$, а криві 2 і 3 відповідають значенням $k = 5.2$ і $k = 5.6$ для

додаткового діапазону. З наведених результатів випливає, що основна оптимізація відбувається на перших ітераціях, а на наступних відбувається покращення лише в молодших десяткових розрядах. Тому достатньо зробити 5–7 ітерацій в основному діапазоні і 9–11 у додатковому для отримання практичних результатів.

Висновки

Розглянуті оптимізаційні задачі хвилеводних антен дають можливість враховувати різні вимоги щодо ДН та КНД у робочому діапазоні частот. Розроблені алгоритми дозволяють отримати мінімальне середньоквадратичне відхилення σ заданих і синтезованих амплітудних ДН і оптимізувати (максимізувати чи мінімізувати) значення КНД η як для одного, так і для декількох діапазонів частот.

Значення оптимізованих параметрів d і ρ , отриманих на основі числових розрахунків, є конструктивними характеристиками резонаторних антен і їх можна використовувати під час їхнього проектування і виготовлення.

Узагальнення результатів роботи можливе як у напрямку розгляду суттєво тривимірних електродинамічних моделей даних антенних систем, врахування векторного характеру електромагнітного поля, формулювання таких оптимізаційних задач, які б дозволяли враховувати інші додаткові вимоги до характеристик антен, так і у вдосконаленні розроблених комплексів програм для практичних потреб.

1. *Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В. И. Владимиров, А. Л. Докторов, Ф. В. Елизаров и др. Под ред. Н. М. Царькова. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.*
2. K. L. Wong, *Compact and Broad-band Microstrip Antennas. – New York: Wiley, 2002.* 3. G. Kumar, K. Ray, *Broad-band Microstrip Antennas. Norwood, MA: Artech House, 2003.* 4. A. D. Yaghjian, S. R. Best, “Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas”, *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, vol. 53, no 4, pp. 1298-1324, April 2005. 5. S. D. Rogers, “Electromagnetic-Bandgap Layers for Broad-Band Suppression of TEM Modes on Power Planes,” *IEEE Trans. Microw. Theory & Tech.*, vol. 53, no 8, pp. 2495-2505, August 2005. 6. S. Braun. P. Russer, “A Low-Noise Multiresolution High-Dynamic Ultra-Broad-Band Time-Domain EMI Measurement System,” *IEEE Trans. Microw. Theory & Tech.*, vol. 53, no 11, pp. 3354-3363, November 2005. 7. М. И. Андрийчук, Н. Н. Войтович, П. А. Савенко, В. П. Ткачук. Синтез антенн по амплитудной диаграмме направленности. Численные методы и алгоритмы. – К.: Наук. думка, 1993. – 256 с. 8. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: Сов. Радио, 1980. – 296 с. 9. Савенко П.О. Нелінійні задачі синтезу випромінюючих систем (теорія і методи розв’язування). – Львів: ІППММ НАН України, 2002. – 320 с. 10. Дмитриев В.И., Березина Н. И. Численные методы решения задач синтеза излучающих систем. – М.: Изд-во МГУ, 1986. – 112 с. 11. Андрийчук М.І. Синтез лінійної антенної решітки з хвилеводними випромінювачами // Математичні методи та фізико-механічні поля. 2003. Том 46, № 3. – С. 166–173. 12. Войтович Н. И., Войтович Н. Н., Заморская О. Ф., Каценеленбаум Б.З. Расчет диаграммы направленности плоской резонаторной антенны с переменными прозрачностью и высотой // Радиотехника и электроника. 1993, т. 38, № 7. – С. 1247–1255. 13. М. I. Andriychuk, “Investigation of solution of the nonlinear synthesis problem for the waveguide array,” in *Proc. of Vth International Seminar/ Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic an Acoustic Wave Theory (DIPED-2000). Tbilisi, Georgia. Oct. 2000, pp 47-51.* 14. Войтович Н. Н., Германюк Р. И., Заморская О. Ф. Оптимизация параметров плоской резонаторной антенны с переменными высотой и прозрачностью // Радиотехника и электроника. 1994, т. 39, № 8–9. – С. 1321–1328. 15. Andriychuk M. I. and Zamorska O. F., “The antenna systems synthesis according to the amplitude characteristics under condition of electromagnetic compatibility,” in *2004 Second Intern. Workshop on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine. Sept. 2004, – pp. 135-137.* 16. Гельфанд И.М., Фомин С.В. Вариационное исчисление. – М.: ГИФМЛ, 1961. – 228 с. 17. Андрийчук М.І., Заморська О.Ф. Моделювання хвилеводних випромінювальних систем на основі їхніх амплітудних характеристик // Комп’ютерні системи проектування. Теорія і практика. Вісн. Нац.о ун-ту “Львівська політехніка”, 2004, № 522. – С. 129–136. 18. Каценеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Изд. АН СССР, 1961. – 172 с.