

gineering, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, Pennsylvania, August, 2000. 5. Jiangfeng Wu. *Sensing and Control Electronics for Low-Mass Low-Capacitance MEMS Accelerometers* // Carnegie Mellon University, Spring 2002. 6. Hao Luo. *Integrated Multiple Device CMOS-MEMS IMU Systems and RF MEMS Applications* // Carnegie Mellon University, Pittsburgh, Pennsylvania 15213. 7. Babak Vakili Amini, Siavash Pourkamali and Farrokh Ayazi *A High Resolution, Stictionless, CMOS Compatible SOI Accelerometer with a Low Noise, Low Power, 0.25 μ m CMOS Interface* // School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332-0250. 8. Scott Valoff and William J. Kaiser, "Pre-settable Micromachined MEMS Accelerometers" // Electrical Engineering Department, University of California, Los Angeles. 9. Scott A. Valoff and William J. Kaiser, "Self-Balancing Interface Circuit for Pre-settable Micromachined MEMS Accelerometers", Electrical Engineering Department, University of California, Los Angeles. 10. <http://www.memsnet.org>. 11. Тихонов А.Н., Самарский А.А. *Уравнения математической физики*. – М., 1966.. 12. V. Teslyuk, R. Zaharyuk, M. Pereyma. *Mathematical Model of the Capacitive Accelerometer*. CADSM'2005 – 525. 13. Басов К.А., Ansys. *Справочник пользователя. ДМК, Москва, 2005*. 14. VTI Technologies, *Accelerometers and inclinometers*, <http://www.vti.fi/technology/accelometers.html> 2.3.2004. 15. M. Elwenspoek, R. Wiegink: *Mechanical Microsensors*. Sprinkler-Verlag Berlin Heidelberg New York. pp. 230-236. 16. Varadan, V K and Varadan, V V, *Microelectromechanical Systems (MEMS)*, 2000. 17. Allet, G.D., *Interdigital Capacitors and Their Applications to Lumped-element Microwave Integrated Circuits*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-18, Dec.1970. – P.1028–1033.18. Гунтн К., Гардж Р., Чадха Р. *Машинное проектирование СВЧ устройств*. – М., 1987.

УДК 621.396:519.6

М.І. Андрійчук

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

РОЗРАХУНОК І ОПТИМІЗАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИК РОЗСІЯННЯ ХВИЛЕВІДНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

© Андрійчук М.І., 2006

З використанням різних за точністю математичних моделей досліджено властивості випромінювання і оптимізація параметрів лінійної хвильовідної антенної решітки. Параметрами оптимізації є комплексні коефіцієнти збудження окремих хвильоводів. Оптимізація функціоналів зводиться до розв'язування відповідних нелінійних рівнянь Ейлера або ж застосовують прямі градієнтні методи. Результати числового моделювання наведено для решіток з різними геометричними та електрофізичними параметрами, а також для різних типів заданої амплітудної діаграми.

The investigation of radiative performances and optimization of parameters for linear waveguide antenna array using the various on the accuracy mathematical models is performed. The complex excitation coefficients of separate waveguides are the objective parameters. The optimization of used functionals is carried out either by means of solving the corresponding nonlinear Euler equations or applying the direct gradient methods. The results of numerical modeling are shown for the arrays with various geometrical and electrophysical parameters, as well as for several types of the prescribed amplitude pattern.

Вступ

Використання методів математичного моделювання для розроблення і впровадження у практику сучасних радіоелектронних засобів є невід'ємною частиною інженерних досліджень. Побудова систем автоматизованого проектування на підставі розроблених математичних моделей відповідних радіо та телекомунікаційних пристроїв значно здешевлює і пришвидшує їхне

проектування та виготовлення. У зв'язку з цим розроблення адекватних практиці математичних моделей антенних систем та побудова на основі цих моделей комп'ютерних засобів проектування є надзвичайно актуальним завданням.

Розроблення моделі антенної системи складається з двох етапів, на першому з них необхідно побудувати якомога точнішу математичну модель системи. Ця модель передбачає урахування усіх характерних особливостей поведінки електромагнітного поля стосовно геометрії антени, яку розглядають. Визначення характеристик розсіяння антени включає опис поведінки електромагнітного поля на нескінченності (в дальній зоні), що становить задачу аналізу. Ця задача полягає, як правило, у розв'язуванні системи рівнянь Максвелла з відповідними граничними умовами, включаючи умови випромінювання на нескінченності [1, 2], або ж у розв'язуванні інтегральних рівнянь типу Галлена чи Поклінгтона [3].

Від того, наскільки ефективно розв'язана перша задача моделювання (задача аналізу), залежить ефективність розв'язування оберненої задачі (задачі синтезу). Загалом, сутність цієї задачі полягає у визначенні характерних параметрів антени (як геометричних, так і електрофізичних), які б забезпечили необхідні характеристики випромінювання.

До кожної антенної системи ставлять на практиці вимоги формування необхідних характеристик напрямленості, а також додаткові електродинамічні вимоги (малий рівень випромінювання у ближній зоні, енергетична ефективність, широкосмуговість, висока добротність тощо). Для того, щоб забезпечити виконання цих вимог, задачу синтезу розглядають як оптимізаційну, і найзручнішим є її варіаційне формулювання [4]. Залежно від запропонованого критерія оптимізації (функціонала) використовують різні методи знаходження його екстремальних значень. Так, вихідна оптимізаційна задача може бути зведена до розв'язування відповідного рівняння Ейлера, або ж використовують прямі методи оптимізації функціонала, це, як правило, градієнтні методи першого або вищих порядків.

У цій роботі вперше на основі тривимірної моделі хвилевідної антенної решітки одержано формули для діаграми напрямленості (ДН), які дають змогу оптимізувати значення шуканих параметрів як у загальному просторовому випадку, так і у разі розділення змінних для коефіцієнтів збудження окремих хвилеводів, що дає змогу розглядати простіші оптимізаційні задачі у двох взаємно перпендикулярних площинах. Методи послідовних наближень, які використовують під час оптимізації, володіють релаксаційними властивостями, тобто покращують значення функціонала на кожному кроці ітераційного процесу.

Математичні моделі задачі аналізу

Геометрію лінійної хвилевідної антенної решітки наведено на рис. 1. Решітка містить N ($N = 2M + 1$) однакових хвилеводів довжиною L і шириною l . Віддаль між хвилеводами вздовж меншої сторони дорівнює d . Решітка розглядається за наявності необмеженої ідеально провідної площини S_0 , а хвилеводи випромінюють у однорідний півпростір понад цією площиною.

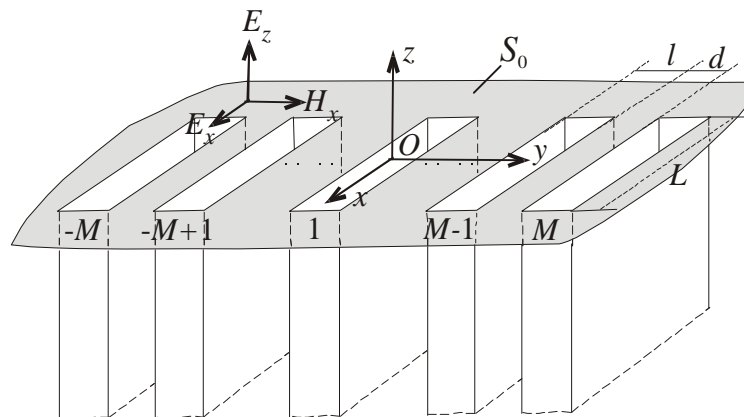


Рис. 1. Геометрія хвилевідної решітки

Оскільки формування оптимізаційної задачі здійснюється за заданою амплітудною ДН, то нам необхідно мати її представлення за струмами в апертурах окремих хвилеводів. Для узагальнення підходу, запропонованого у [5], на тривимірний випадок, запишемо формулу для ДН, використовуючи співвідношення для електромагнітного поля системи випромінювачів, розміщених на одній площині.

У загальному випадку задача аналізу полягає у знаходженні компонент електромагнітного поля (зокрема і в дальній зоні антени) за їхніми значеннями в апертурах випромінювальних хвилеводів. Відомо [6], що поле, створене системою плоских випромінювачів, у дальній зоні можна записати у такому вигляді

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

де

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

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

Функція $\mathbf{D}(\theta, \varphi)$ – це ДН системи плоских випромінювачів. Оскільки кутова залежність складових електромагнітного поля у формулі (2) зосереджена у функції \mathbf{N} , то надалі ми будемо розглядати як характеристику випромінювання саме цю функцію.

Вектори \mathbf{U}_i можна записати у вигляді

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

Підставивши (4) у (2), легко переконатись, що вектор \mathbf{N} також може бути записаний аналогічно

$$\mathbf{N} = N_x \mathbf{i}_x + N_y \mathbf{i}_y, \quad (5)$$

де

$$N_x = \sum_{i=-M}^M \iint_S U_{x_i} \exp[ik(\sin \theta(x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi))] dx_i dy_i, \quad (6a)$$

$$N_y = \sum_{i=-M}^M \iint_S U_{y_i} \exp[ik(\sin \theta(x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi))] dx_i dy_i. \quad (6b)$$

Підставивши (4) в (1), скориставшись відомими формулами [7] і замінивши координатні орти $\mathbf{i}_x, \mathbf{i}_y, \mathbf{i}_z$ на $\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\varphi, \mathbf{i}_r$ сферичної системи координат, отримаємо

$$\mathbf{D} = (1 + \cos \theta)[(N_x \cos \varphi + N_y \sin \varphi) \mathbf{i}_\theta - (N_x \sin \varphi - N_y \cos \varphi) \mathbf{i}_\varphi]. \quad (7)$$

Цей вираз можна спростити, якщо ввести у дальній зоні систему координат з ортами $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$ [6]. Тоді

$$\mathbf{D} = (1 + \cos \theta)(N_x \mathbf{q}_1 + N_y \mathbf{q}_2). \quad (8)$$

Отже, для вектора \mathbf{D} отримано вираз, аналогічний (5) для вектора \mathbf{N} : обидва вектори мають однакові складові N_x і N_y , а відрізняються тільки ортами і множником $(1 + \cos \theta)$.

Рівняння (6) – незалежні: кожна складова поля у точці спостереження пов'язана тільки з відповідною складовою в апертурах хвилеводів. У цьому і полягає істотна перевага введення системи координат з ортами $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3$: у разі розділення змінних у функціях, які описують розподіл електромагнітного поля в окремих апертурах, ДН описується двома незалежними компонентами N_x і N_y .

Отже, система співвідношень (1)–(8) дає змогу розглядати розв'язання задачі аналізу як у загальному тривимірному випадку, так і зводити її до простіших випадків визначення характеристик випромінювання у двох взаємно перпендикулярних площинах.

Математичні моделі задачі синтезу

Під час розгляду задачі аналізу для хвилевідної антенної решітки було встановлено, що залежно від властивостей електромагнітного поля в апертурах хвилеводів і у дальній зоні, ДН можна розглядати як у загальному тривимірному випадку, так і у разі її розділення на дві незалежні функції. Оскільки під час розв'язування задачі синтезу (оберненої задачі) необхідно багатократно розв'язувати задачу аналізу, то такий підхід, з одного боку, дає можливість значно зменшити обсяг обчислень, а з іншого – розглядати точніші моделі задач аналізу, результатом розв'язання яких є явні аналітичні вирази для ДН. Так, наприклад, розглядати задачу аналізу у площині yOz можна з урахуванням взаємовпливу окремих хвилеводів решітки [8]. У такому разі для знаходження ДН решітки необхідно мати значення струмів у хвилеводах, розподілених вздовж осі Oy . Ця задача зводиться до системи лінійних інтегральних рівнянь [9], яка розв'язується методом колокацій [10], або методом Бубнова–Гальоркіна [11]. ДН хвилевідної решітки у площині xOz є ДН лінійної антени і для її знаходження за заданого розподілу струму вздовж осі Ox використовується явна аналітична формула [4].

Оскільки під час проектування і розроблення антенних систем необхідно задовольняти певні вимоги до характеристик випромінювання, то задачі синтезу найкраще формулювати як варіаційні. Критерій оптимізації (функціонал) задають так, щоб задовольнити всі вимоги до вказаних характеристик. У багатьох практичних застосуваннях як характеристика випромінювання задається амплітудна ДН [4]. За критерій оптимізації у цій роботі вибрано середньоквадратичне відхилення заданої F і синтезованої $|f|$ (створеної антеною з характерними параметрами, які підлягають оптимізації) амплітудних ДН. У цей функціонал можна включати доданки, які дають змогу формувати поле із заданими властивостями у ближній зоні антени. Такий функціонал для задачі синтезу за заданою амплітудною ДН в площині yOz має вигляд

$$\sigma = \int_{-1}^1 [p(\xi)(F(\xi) - |f(\xi)|)]^2 d\xi + \sum_{i=1}^K p_i(S_i) |u_i(S_i)|^2 dS_i + \alpha \| \mathbf{a} \|^2, \quad (9)$$

де ξ – узагальнена кутова координата ($\xi = \sin \theta$), кут θ відраховують від осі Oz . Перший доданок дає змогу мінімізувати середньоквадратичне відхилення заданої і синтезованої амплітудних ДН, другий – мінімізувати значення полів $u_i(S_i)$ в заданих областях S_i ближньої зони антени. Третій доданок з квадратом норми коефіцієнтів збудження a_m дає змогу мінімізувати норму вектора \mathbf{a} : з фізичних міркувань це дає змогу виключити з розв'язків струми, які мають велику реактивність [12]. Функція $p(\xi)$ використовується для покращання наближення до заданої амплітудної ДН $F(\xi)$ у певних діапазонах. Для цього її значення у цих межах збільшується порівняно зі значеннями у решті діапазону.

Функціонал (9) є частковим випадком загальнішого функціонала [4], який використовується для оптимізації параметрів антен при розгляді ДН, залежних від двох координат θ і φ .

Методи розв'язування оптимізаційних задач

Визначають оптимальні коефіцієнти a_m мінімізацією функціонала σ . Прирівнявши градієнт σ стосовно величин a_m до нуля, ми отримаємо відповідну систему нелінійних рівнянь Ейлера [13]

$$\alpha a_m + A_m^* [p(\xi)(f(\xi) - F(\xi) \exp(i \arg f(\xi)))] + \sum_{i=1}^K B_m^* [p_i u_i(x, y)] = 0, m = 1, 2, \dots, N, \quad (10)$$

де A – лінійний оператор, за допомогою якого обчислюють ДН за оптимальними коефіцієнтами збудження a_m ; A^* – оператор, спряжений до A [4]; B – оператор обчислення значень полів u_i у ближній зоні за коефіцієнтами a_m , а B^* – оператор, спряжений до B [14].

Для розв'язування системи (10) використовують метод послідовних наближень

$$\alpha a_m^{(k+1)} + A_m^* (p f^{(k+1)}) + \sum_{i=1}^K B_m^* (p_i u_i^{(k+1)}) = A_m^* (p F \exp(i \arg f^{(k)})), k = 1, 2, \dots, \quad (11)$$

де k – номер ітерації. Характерною особливістю цього ітераційного процесу є те, що він на кожній ітерації зменшує значення функціонала σ . Оскільки значення σ обмежене знизу нулем, то звідси випливає, що цей ітераційний процес є збіжним у розумінні досягнення мінімального значення функціонала.

Інший підхід до розв'язання оптимізаційної задачі полягає у застосуванні градієнтних методів для прямої мінімізації функціонала σ . Найоптимальнішим серед методів, які застосовували, є узагальнений градієнтний метод [15]. Його перевагою є те, що у ньому на $k+1$ -му кроці ітераційного процесу використовується інформація з попередніх ітерацій. Загальна формула цього методу має вигляд [4]

$$a_m^{(k+1)} = \sum_{j=1}^P \delta_j^{(k)} v_{mj}^{(k)}, \quad (m = 1, 2, \dots, N), \quad (12)$$

де $v_{m1}^{(k)} = a_m^{(k)}$, $v_{m2}^{(k)} = z_m^{(k)}$, а $v_{m3}^{(k)}, v_{m4}^{(k)}, \dots, v_{mP}^{(k)}$ – сукупність деяких ортогональних напрямків, $\delta_j^{(k)}$ – невідомі коефіцієнти, які визначають з умови мінімуму функціонала як функції цих параметрів на кожному кроці ітераційного процесу. Задача мінімізації функціонала σ як функції параметрів $\delta_j^{(k)}$ зводиться до розв'язування системи P нелінійних алгебраїчних рівнянь стосовно цих коефіцієнтів. На практиці застосовується формула (12) з кількістю доданків $P=3$. У такому разі функція $v_{m3}^{(k)} = h_m^{(k-1)}$, де $h_m^{(k-1)}$ – напрямок оптимізації на попередній ітерації. Система нелінійних рівнянь має вигляд

$$\sum_{j=1}^3 [\alpha(v_{ms}^{(k)}, v_{mj}^{(k)}) + (Av_{ms}^{(k)}, Av_{mj}^{(k)})] \delta_j^{(k)} = (F \exp(i \arg f^{(k+1)}, Av_{mj}^{(k)}), \quad s = 1, 2, 3. \quad (13)$$

Тут розглянуто простіший випадок, коли другий доданок у функціоналі (9) відсутній. Система (13) розв'язується ефективно методом послідовних наближень. Для цього у праву частину замість невідомої функції $\arg f^{(k+1)}$ підставляють її значення з попередньої ітерації, розв'язують лінійну систему відносно $\delta_j^{(k)}$ і визначають нову функцію $\arg f$, яку знову підставляють у праву частину. Обчислення виконуються доти, доки коефіцієнти $\delta_j^{(k)}$ не будуть відрізнятися на сусідніх ітераціях з заданою точністю. Після цього визначають коефіцієнти $a_m^{(k+1)}$ за формулою (12). Кожний крок як внутрішнього, так і зовнішнього ітераційного процесу зменшує значення функціонала (9).

Числове моделювання

Числові розрахунки виконано на підставі моделі з урахуванням розділення змінних у струмах збудження $U_i(x, y)$ окремих хвилеводів на дві незалежні складові U_{x_i} та U_{y_i} . ДН в площині uOz має такий вигляд

$$f(\xi) = Aa \equiv \sum_{m=1}^N a_m f_m(\xi), \quad (14)$$

де $f_m(\xi)$ – ДН окремих хвилеводів

$$f_m(\xi) = \sum_{j=1}^N \exp(ikjd\xi) \int_{-l/2}^{l/2} U_j^{(m)}(\zeta) \exp(ik\xi\zeta) d\zeta. \quad (15)$$

Струми $U_j^{(m)}(\zeta)$ визначаються під час розв'язування прямої задачі (задачі аналізу). Функції $U_j^{(m)}(\zeta)$ – струми в апертурі j -го хвилевода за умови, що m -й хвилевід збуджений нормальною хвилею з одиничною амплітудою, а всі інші хвилеводи не збуджені. Якщо збуджуються всі

хвилеводи одночасно, а амплітуда нормальної хвилі, яка поширюється в m -му хвилеводі, є a_m , то повний струм в апертурі j -го хвилевода має вигляд

$$U_j(\zeta) = \sum_{m=1}^N a_m U_j^{(m)}(\zeta). \quad (16)$$

Для практичних застосувань достатньо розглянути випадок, коли у хвилеводі поширюється тільки одна біжуча хвиля, тоді загальні струми повністю визначаються формулою (16). У такому разі розв'язок прямої задачі одержують з такої системи лінійних інтегральних рівнянь [16]

$$\int_{-l/2}^{l/2} U_p^{(m)}(\zeta) M(\eta, \zeta) d\zeta + \sum_{j=-M}^M \int_{-l/2}^{l/2} U_j^{(m)}(\zeta) M_{jp}(\eta, \zeta) d\zeta = -F_{mp}(\eta), \quad (p = -M \div M), \quad (17)$$

де

$$M(\eta, \zeta) = \frac{i}{kl} + \frac{2i}{l} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\mu_n} \cos \frac{n\pi\eta}{l} \cos \frac{n\pi\zeta}{l}, \quad (18)$$

$$M_{jp}(\eta, \zeta) = \frac{i}{2} H_0^{(1)}(k | \eta - \zeta + (p - j)g |), \quad (19)$$

$$F_{mp}(\eta) = \begin{cases} 0, & p \neq m \\ 2, & p = m \end{cases}, \quad (20)$$

тут $g = d + l$, $\mu_n = \sqrt{k^2 - (n\pi/l)^2}$.

На рис. 2 наведено результати розв'язування задачі синтезу хвилевідної решітки за двома критеріями. Суцільні криві відповідають задачі синтезу за фіксованих значень k . Штрихові криві відповідають задачі синтезу з урахуванням додаткової вимоги на характеристики ДН поза робочим діапазоном частот $0.5 \leq k \leq 2.5$ [5]. Амплітудну ДН F задавали сталою у діапазоні 10% ліворуч і праворуч від робочого діапазону. Для цих значень k функція $F \equiv 1$, що дає змогу забезпечити найближче до постійного значення коефіцієнта напрямленої дії (КНД) поза робочим діапазоном. Параметри решітки такі: $L = l = 1$, задана амплітудна ДН $F(\theta) = \cos^{64}(\theta)$ ($\theta = \arcsin \xi$). На рис. 2, а результати наведено для решітки з $N = 11$ елементів, а на рис. 2, б – для решітки з $N = 15$ елементів. З одержаних результатів випливає, що значення середньоквадратичного відхилення σ є кращими як для решітки з більшою кількістю випромінювачів, так і для синтезу без додаткової вимоги на оптимізацію КНД поза робочим діапазоном частот.

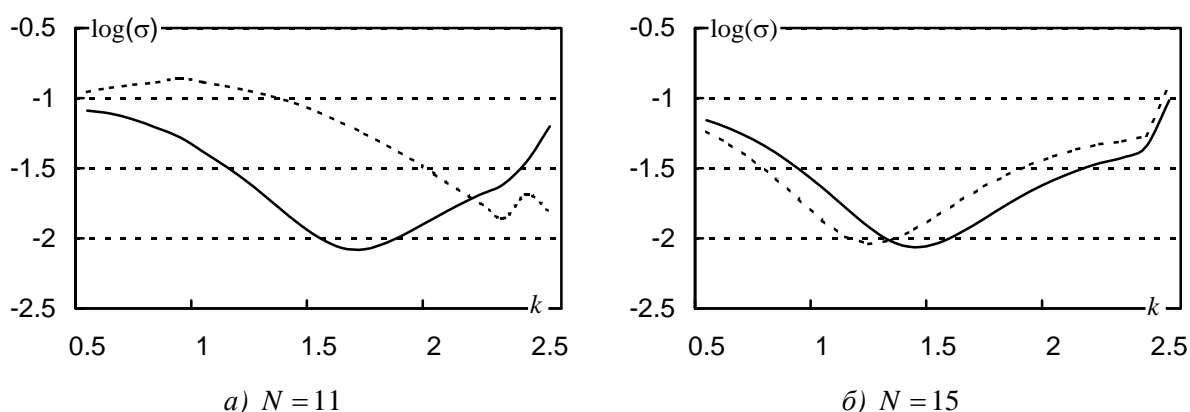


Рис. 2. Порівняння результатів синтезу хвилевідної решітки для двох критеріїв

На рис. 3 зображено задані F і синтезовані $|f|$ амплітудні ДН для значення $k = 1.2$. 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 частот призводить до збільшення рівня бокових пелюсток і значного розширення головної пелюстки ДН.

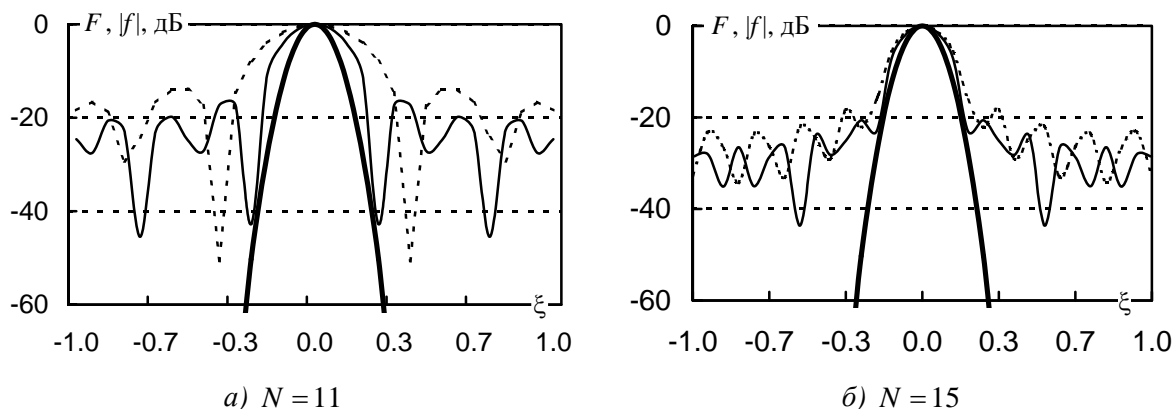


Рис. 3. Задані та синтезовані амплітудні ДН для решітки з різною кількістю елементів

Оптимальний амплітудний розподіл розподіл коефіцієнтів збудження a_m хвилеводів решітки наведено на рис. 4. Для задачі синтезу без додаткових вимог на функцію F поза робочим діапазоном частот амплітудний розподіл коефіцієнтів a_m гладший, що пояснюється відсутністю у такому разі додаткових вимог до амплітудної ДН F . Визначали оптимальні коефіцієнти a_m , розв'язуючи систему нелінійних рівнянь (11). На кожному кроці ітераційного процесу значення функціонала σ зменшується. Аналогічно, як і у [17], доводять його збіжність.

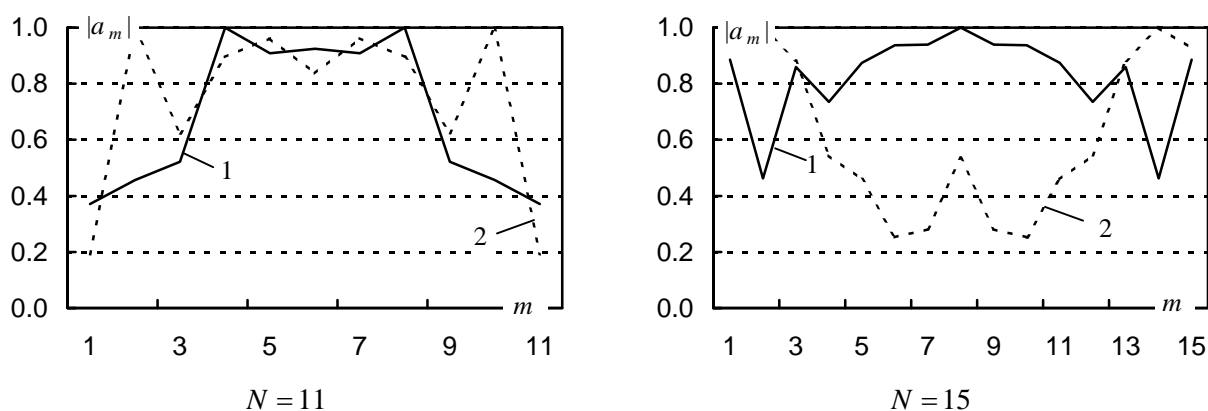


Рис. 4. Оптимальні амплітуди коефіцієнтів збудження хвилеводів решітки

Оптимізація амплітудної ДН у площині xOz відбувається аналогічно. З використанням припущення про розділення змінних струмів збудження в апертурах хвилеводів ДН у площині xOz можна записати у вигляді

$$f(\varphi) = \int_{-L/2}^{L/2} U_x(x) \exp(ikx \sin \varphi) dx. \quad (21)$$

Для дослідження аналітичних властивостей функції $f(\varphi)$ можна перейти від звичайної кутової координати φ до узагальненої ξ [4]. У такому разі функція $f(\xi)$ розглядається на інтервалі $(-\infty < \xi < +\infty)$, що дає змогу оцінювати енергетичні характеристики напрямленості

лінійної антени і відповідно антенної решітки у площині xOz [18]. Після визначення оптимального струму $U_x(x)$ загальний розподіл струму в апертурах хвилеводів визначається як добуток функцій U_j на U_x . Загальна ДН обчислюється за формулою (3).

Висновки

Розглянуті задачі синтезу хвилевідної антенної решітки дають змогу розраховувати амплітудні ДН у широкому діапазоні зміни електрофізичних параметрів за рахунок оптимізації комплексних амплітуд збудження окремих хвилеводів. Розрахунок здійснюють на основі амплітудно-фазових розподілів струмів збудження хвилеводів, які визначають під час розв'язування прямої електродинамічної задачі з використанням різних за точністю математичних моделей. Узагальнення варіаційної постановки задачі дає змогу оптимізувати одночасно ДН решітки, так і розподіл електромагнітних полів у ближній зоні.

Запропоновані моделі для розв'язування задач електродинамічного аналізу і оптимізації параметрів збудження решітки є новими і ґрунтуються на попередніх роботах автора. Результати числових розрахунків демонструють ефективність запропонованих моделей, методи послідовних наближень, які використовуються для розв'язування задач синтезу, є збіжними у розумінні досягнення мінімального значення функціонала, який оптимізується.

Узагальнення результатів роботи можливе як у напрямку розгляду істотно тривимірних (векторних) електродинамічних моделей решітки, формулювання таких оптимізаційних задач, які б давали змогу враховувати інші додаткові вимоги до її характеристик напрямленості, так і у вдосконаленні розробленого програмного забезпечення для практичних потреб.

1. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д. *Синтез излучающих систем (теория и методы расчета)*. – М., 1974. 2. K. L. Wong, *Compact and Broad-band Microstrip Antennas*. New York: Wiley, 2002. 3. Чаплин А.Ф. *Анализ и синтез антенных решеток*. – Львов, 1987. 4. Андрійчук М.И., Войтович Н.Н., Савенко П.А., Ткачук В.П. *Синтез антенн по амплитудной диаграмме направленности. Численные методы и алгоритмы*. – К., 1993. 5. Андрійчук М.И., Заморська О.Ф. *Моделирование хвилевідних випромінювальних систем на основі їхніх амплітудних характеристик // Вісник Національного університету "Львівська політехніка"*. – 2004. – № 522. – С. 129–136. 6. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. *Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием*. М., 1980. 7. *Антенны сантиметровых волн / Под ред. Я.Н. Фельда*. – М., 1950. 8. Дмитриев В.И., Березина Н. И. *Численные методы решения задач синтеза излучающих систем*. – М., 1986. 9. Андрійчук М.И. *Синтез лінійної антенної решітки з хвилевідними випромінювачами // Математичні методи та фізико-механічні поля*. – 2003. Том 46. – № 3. – С. 166–173. 10. Andriychuk M.I., Savenko P.O. *Synthesis of a Waveguide Array with due Regard for the Mutual Coupling of Radiators // Proc. of International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2000), Kharkov, Ukraine, September 12-15, 2000*. – Vol. 2. – P. 604–606. 11. Andriychuk M.I. *Analytical-numerical investigation of the nonlinear equation for a synthesis problem of waveguide array // Proc. of VIIth Intern. Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory. Lviv-Tbilisi, 2002/* – P. 141–144. 12. Минкович Б.М., Яковлев В.П. *Теория синтеза антенн*. – М., 1969. 13. Andriychuk M.I., Zamorska O.F. *Some generalizations for the synthesis problem of the waveguide antenna array // Proc. of Intern. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Dnepropetrovsk, Ukraine. Sept. 14-17, 2004*. – P. 487–489. 14. Andriychuk M.I. *Generalized variational approach to the waveguide array synthesis // Proc. of IXth Intern. Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory. Lviv-Tbilisi, 2004*, – P. 125–128. 15. Андрійчук М.И., Войтович Н. Н. *Синтез замкнутой плоской антенны по заданной амплитудной диаграмме направленности // Радиотехника и электроника*. – 1985. – 30. – № 2. – С. 276–281. 16. Andriychuk M. I. *Investigation of solution of the nonlinear synthesis problem for the waveguide array // Proc. of Vth Intern. Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory. Lviv-Tbilisi, 2000*. – P. 47–51. 17. Савенко П.О. *Нелінійні задачі синтезу випромінюючих систем (теорія і методи розв'язування)*. – Львів, 2002. 18. Вендик О.Г., Паркес М.Д. *Антенны с электрическим сканированием (Введение в теорию)*. – М., 2002.