УДК 621.396.67

В.В. Павлюк, к.т.н.
Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова
Національного авіаційного університету

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ШИРОКОСМУГОВИХ ГРЕБЕНЕВИХ РУПОРНИХ АНТЕН

Запропоновано методику розрахунку широкосмугових рупорних антен, створених на основі гребеневих хвилеводів. Методика базується на теорії власних хвиль прямокутних хвилеводів з використанням методу поперечних перерізів для визначення їх амплітуд та відрізняється від відомих застосуванням власних чисел гребеневих хвилеводів. Розроблена методика дозволяє знаходити характеристики дво- та чотиригребеневих рупорних антен і здійснювати оптимізацію їх розмірів відповідно до вимог застосування.

Вступ. Постановка проблеми. Основним фактором розвитку сучасних радіотехнічних систем є використання широкосмугових радіосигналів, що, у свою чергу, визначає вимоги до ширини смуги перепускання антенно-фідерного та приймального трактів радіотехнічних систем [1, 2]. Як самостійні антени, опромінювачі дзеркальних та лінзових антенних систем, а також як елементи антенних решіток широко використовуються рупорні антени із прямокутною апертурою [3], перевагами яких є низький рівень бокового та тилового випромінювань, простота конструкції. Широкосмуговість даного типу антен досягається шляхом застосування складної форми поперечного перерізу – дво- та чотиригребеневої [4], що забезпечує можливість їх функціонування у смузі частот з перекриттям до декількох десятків разів [5–8].

Актуальність дослідження. Незважаючи на широке застосування рупорних антен, на сьогодні не існує ні точної теорії їх розрахунку, ні узагальнених методик аналізу та синтезу. У зв'язку з цим для знаходження електродинамічних характеристик рупорних антен застосовуються різні наближення, інженерні методи й методики.

Таким чином, розробка широкосмугових антен, зокрема рупорних антен на основі гребеневих хвилеводів, розвиток та вдосконалення математичних апаратів їх аналізу та синтезу є актуальним напрямком сучасних наукових досліджень.

Аналіз попередніх досліджень. У сучасній науковій літературі висвітлено лише деякі часткові підходи до розв'язання окремих задач розрахунку рупорних антен на основі гребеневих хвилеводів. Уперше рупорні антени на основі дво- та чотиригребеневих хвилеводів запропоновано в [5]. Обґрунтування та результати експериментальних досліджень наведено в [6–7]. Зазначені дослідні зразки мали широкосмуговість за коефіцієнтом стоячої хвилі у навантаженні (КСХН) близько 12 : 1 при КСХН $\leq$ 2,8. На той час уже існували підходи до розрахунку регулярних хвилеводів довільної форми поперечного перерізу [8, 9], що базувалися на безпосередньому розв'язанні двовимірного хвильового рівняння за допомогою сіткових та кінцево-різницевих методів. Проте безпосереднє застосування даних підходів до розрахунку нерегулярних хвилеводів, якими є рупорні розкриви, викликає значні математичні труднощі, навіть на сучасному етапі розвитку обчислювальної техніки.

Найбільш повний аналіз підходів до розрахунку рупорних антен наведено в [10] та [11]. Хоча дана робота стосується антен на основі прямокутного хвилеводу, більшість зазначених підходів справедлива і для гребеневих антен. Узагальнений теоретичний та експериментальний аналіз хрестоподібних і чотиригребеневих хвилевідно-рупорних випромінювачів здійснено у [12], де для дослідження електродинамічних характеристик застосовуються різновиди сіткових методів з кількістю елементів 350–10000 та розглядаються досить вузькосмугові випромінювачі з коефіцієнтом перекриття за частотою 1,4–2,0. У [13] запропоновано конструкції двогребеневих рупорних антен зі значними відмінностями в ширині діаграми спрямованості за основними площинами для частотного діапазону 1–12 ГГц. Для електродинамічного аналізу зазначених антен застосовано різновиди методів інтегральних рівнянь та кінцевих елементів, що мають часткову спрямованість та стосуються лише конкретного варіанта конструкції антени.

Основна частина закордонних досліджень гребеневих рупорних антен базується на проекційних та сіткових методах, які, окрім великої обчислювальної складності, мають ряд істотних недоліків, детально описаних у [14]. Крім того, деякі етапи розрахунку здійснюються виключно за допомогою комерційних програмних пакетів електродинамічного моделювання надвисокочастотних пристроїв [15–17].

Таким чином, основною складністю, що виникає при узагальненні отриманих результатів, є погана узгодженість окремих методик та підходів до розв'язання кінцевої задачі – розрахунку гребеневої рупорної антени в цілому.

 © В.В. Павлюк, 2010

Мета дослідження – узагальнення методичних та математичних підходів до розрахунку широкосмугових гребеневих рупорних антен і формулювання методики розрахунку їх характеристик та оптимізації.

Основна частина

Загальна послідовність розрахунку широкосмугової рупорної антени.

Розрахунок характеристик антени передбачає визначення залежностей між характеристиками та чинниками, що на них впливають. Для більшості практичних потреб обмежуються основними електродинамічними характеристиками (внутрішніми та зовнішніми характеристиками антени) та основними чинниками (розмірами та геометрією, діелектричними, магнітними властивостями матеріалів, робочою частотою) [11]. Рупорна антена належить до класу апертурних, що визначає послідовність операцій її розрахунку (розглянемо її з кінця).

Отримання *зовнішніх характеристик* антени (поля дальньої зони, діаграми спрямованості, поляризаційних характеристик) здійснюється на основі амплітудно-фазового розподілу (АФР) на площині апертури антени, який розраховується шляхом «зшивання» у площині розкриву рупорної антени полів усередині рупора та поля вільного простору.

Знаходження *внутрішніх характеристик* рупорної антени здійснюється як результат суперпозиції власних хвиль усередині рупора. Цей підхід до опису поля всередині рупора є узагальненням теорії власних функцій (власних хвиль), яка застосовується для аналізу більшості існуючих типів антен і надвисокочастотних пристроїв [10, 11, 18].

Причинами виникнення власних хвиль різних типів прямого та зворотного напрямків у рупорній антені є її апертура, нерегулярність розкриву, горловина та вузол збудження. *Розрахунок амплітуд власних хвиль* вимагає *представлення рупорного розкриву як нерегулярного відрізка хвилеводу* [18], що дає змогу застосовувати відомі методи [10], зокрема метод поперечних перерізів [10, 18]. У разі потреби може бути здійснена *корекція розмірів та геометрії з метою досягнення заданих характеристик антени.*

Застосування такої послідовності операцій для гребеневих антен пов’язано з певними труднощами. Основні з них стосуються розрахунку гребеневих хвилеводів, які застосовуються для розширення смуги робочих частот рупорної антени, оскільки на сьогодні не знайдено у замкнутому вигляді їх власних функцій. Числовими методами вдається знаходити власні функції у вигляді нескінченних рядів [9], проте застосування таких розв’язків обмежене регулярністю хвилеводів та не може бути здійснене для рупорних антен, що розглядаються.

Для подолання вказаних труднощів розроблено узагальнений методичний та математичний апарат аналізу та синтезу гребеневих рупорних антен, який базується на теорії власних хвиль із застосовуванням методу поперечних перерізів для розрахунку їх амплітуд [18]. У зв’язку з відсутністю явних виразів для власних функцій гребеневих хвилеводів у даній роботі як компроміс між обчислювальною складністю та очікуваною точністю результатів пропонується побудувати подальші дослідження на такому припущенні: електромагнітне поле у будь-якому перерізі розкриву гребеневої рупорної антени вважається таким, що в середньому подібне до поля прямокутного хвилеводу. Врахування впливу відмінностей даних полів пропонується здійснювати шляхом використання власного числа (сталої розповсюдження) гребеневих хвилеводів, обчисленого із запевне високою точністю.

Запропонований підхід дозволяє використовувати власні функції прямокутного хвилеводу, що не вимагає значних аналітичних викладок та дозволяє отримувати нескладні кінцеві аналітичні вирази. При цьому в кінцеві результати заздалегідь вноситься певна похибка, величина якої прогнозується порівняною з відповідною похибкою застосування числових розв’язків для власних функцій та обмеженням кількості членів у рядах.

З урахуванням вказаних підходів загальна послідовність операцій розрахунку широкосмугової рупорної антени на основі гребеневого хвилеводу матиме вигляд, наведений на рисунку 1. Така послідовність у загальному вигляді є класичною, проте удосконалення «ядра» розрахунків (етапи 2.1 та 2.2, що виділені на рисунку) шляхом застосування розробленого підходу дозволяє здійснювати розрахунки рупорних антен на основі гребеневих хвилеводів, а також хвилеводів з довільною формою поперечного перерізу, для яких відомі власні числа.

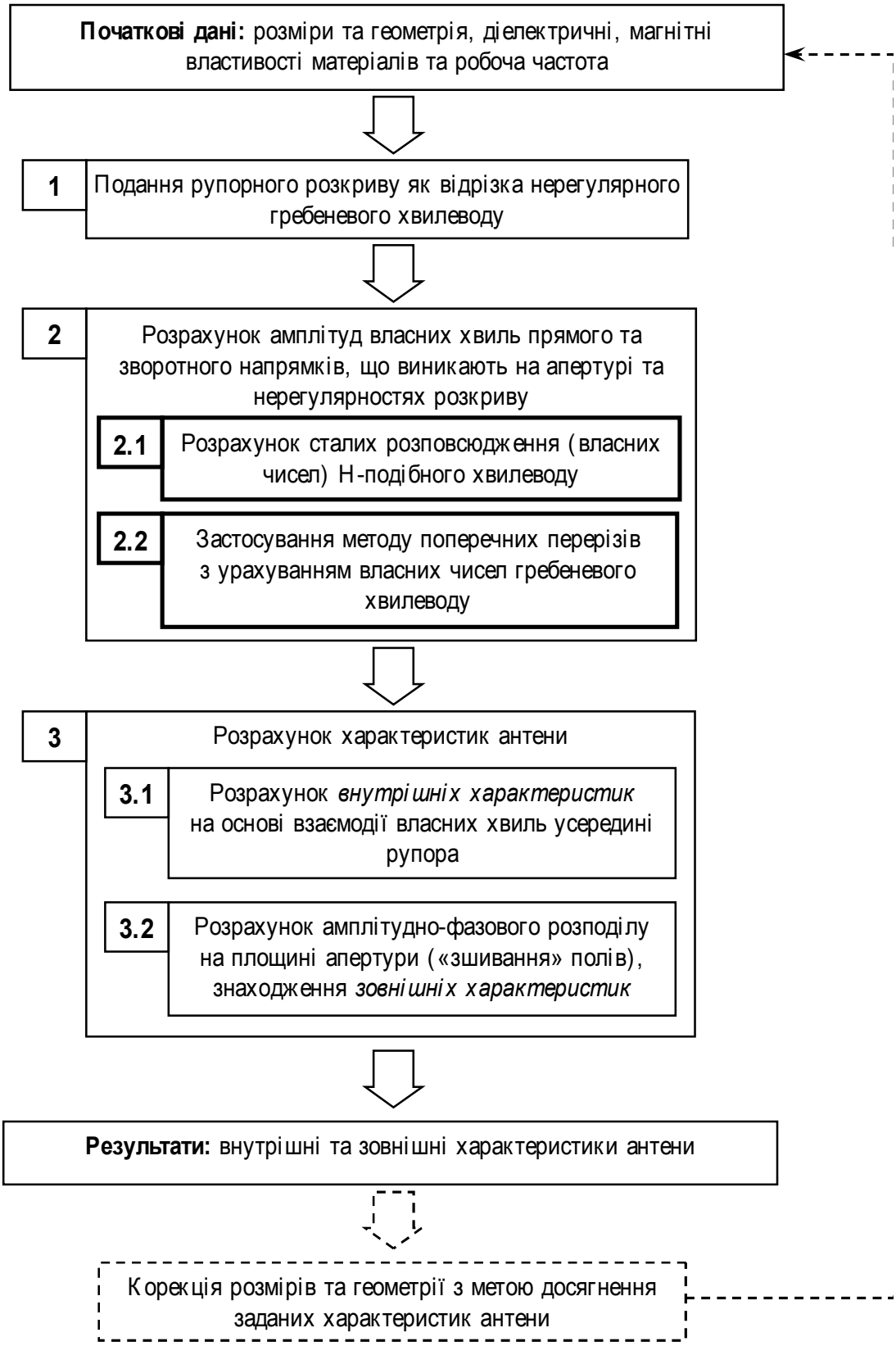


Рис. 1. Загальна послідовність операцій розрахунку широкосмугової рупорної антени на основі хвилеводу зі складною формою поперечного перерізу

У даній роботі розглядається розрахунок широкосмугової рупорної антени на основі двогребеневого хвилеводу для частотного діапазону 1–18 ГГц, загальний вигляд якої наведено на рисунку 2, *а*. Розміри

горловини обираються, виходячи із забезпечення необхідних умов узгодження з лінією живлення та одномодового режиму функціонування в робочому частотному діапазоні. Форма та розміри розкриву обираються з умов забезпечення необхідних характеристик спрямованості антени та узгодження з вільним простором. Далі вважається, що живлення антени здійснюється за допомогою регулярного гребеневого хвилеводу з розмірами горловини.

На рисунку 2, *б* наведено геометрію рупорного розкриву та прийняту систему координат. Зовнішні розміри розкриву та розміри гребенів вважаються дійсними функціями від повздовжньої координати z.

Розрахунок амплітуд власних хвиль з урахуванням власних чисел гребеневих хвилеводів

Відповідно до методу поперечних перерізів електромагнітне поле в будь-якому перерізі нерегулярного хвилеводу зображується у вигляді повного набору власних хвиль регулярних хвилеводів порівняння з амплітудними коефіцієнтами, залежними від повздовжньої координати [18, 19]:

$$\vec{E} = \sum_{n=\pm\infty} P_n \vec{E}^n, \ \vec{H} = \sum_{n=\pm\infty} P_n \vec{H}^n, \tag{1}$$

де $\vec{E}^n$ та $\vec{H}^n$ – комплексні векторні функції власних хвиль *n*-го типу регулярних хвилеводів порівняння; P_n – амплітудні коефіцієнти. Вигляд та розміри поперечного перерізу хвилеводу порівняння з повздовжньою координатою z_i зображені на рисунку 2, *в*.

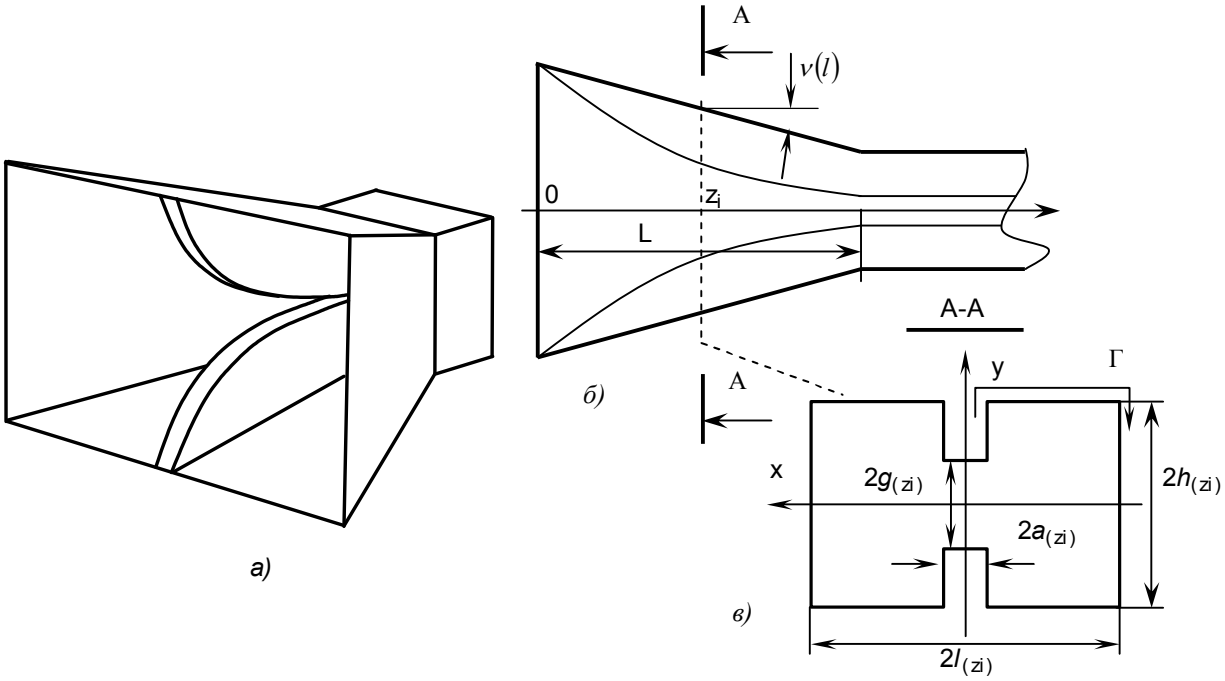


Рис. 2. Широкосмугова рупорна антена на основі двогребеневого хвилеводу:
а) загальний вигляд; б) структура рупорного розкриву;
в) поперечний переріз хвилеводу порівняння

Після підстановки виразів для власних хвиль хвилеводів порівняння отримуємо систему лінійних диференціальних рівнянь відносно амплітудних коефіцієнтів даних хвиль у такому вигляді [19]:

$$\frac{\partial p_m}{\partial z} + jk_{zm} p_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_n S_{nm}, \ m = -\infty \ldots + \infty, \tag{2}$$

де S_{nm} – коефіцієнт зв'язку між власними хвилями відповідних типів; k_{zm} – фазова стала *m*-ої власної хвилі.

Коефіцієнт зв'язку між двома власними хвилями визначається шляхом інтегрування скалярного добутку даних хвиль за поперечним перерізом хвилеводу порівняння, використання умов ортогональності та нормування хвиль за допомогою такого виразу:

$$S_{mn} = \frac{\omega}{N_n \left(k_{zm} - k_{zn}\right)} \oint_{\Gamma} \mathrm{tg}\left(\nu(l)\right) \left\{ \frac{\mu}{\varepsilon} \left(H_z^m H_z^n - H_\tau^m H_\tau^n \right) + E_n^m E_n^n \right\} dl, \tag{3}$$

де ω – циклічна частота коливання; Г – контур поперечного перерізу; $\nu(l)$ – залежність кута нахилу твірної рупорного розкриву від положення на контурі поперечного перерізу; μ та ε – магнітна та діелектрична проникності середовища заповнення розкриву; N_n – норма поля n-ої хвилі, що визначається за формулою:

$$N_n = 2\int_s \left\{ \left[\vec{E}^n \vec{H}^n \right], \vec{z}^o \right\} ds \,. \tag{4}$$

Коефіцієнт зв'язку S_{mn} прямо пропорційний тангенсу кута нахилу твірної рупорної антени. У загальному випадку він також залежить від повздовжньої координати, оскільки містить фазові сталі хвиль, що взаємодіють.

У разі відсутності критичних перерізів амплітуди власних хвиль, що виникають на неоднорідності переходу, знаходяться шляхом інтегрування (2) за всією довжиною переходу L. Для випадку однієї хвилі основного типу з індексом n та відсутності взаємодії між відбитими хвилями вираз для визначення амплітуди хвилі з індексом m матиме такий вигляд:

$$P_m = \int_0^L \sqrt{\frac{k_{zn}(0)k_{zm}(z)}{k_{zm}(0)k_{zn}(z)}} S_{mn} \exp\left\{ -j\int_0^z \left(k_{zn}(\zeta) - k_{zm}(\zeta)\right) d\zeta \right\} dz \,. \tag{5}$$

На основі суперпозиції власних хвиль усередині рупорного розкриву та на його апертурі знаходяться відповідно внутрішні та зовнішні характеристики рупорної антени. До (5) входять власні числа гребеневих хвилеводів, знаходження яких пропонується здійснювати за допомогою підходу, що розглянуто далі.

Розрахунок власних чисел гребеневих хвилеводів

Власні числа пропонується знаходити за допомогою методу часткових областей та методу дзеркального відображення [20, 21]. Усі складові поля у хвилеводі виражаються через скалярну функцію поперечних координат хвилеводу H(x, y), яка для хвиль магнітного типу еквівалентна повздовжній складовій магнітного поля H(x, y) = H_z(x, y) та задовольняє хвильове двовимірне рівняння у площині поперечного перерізу:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial^2 \mathrm{x}} + \frac{\partial^2 H}{\partial^2 \mathrm{y}} + k_s^2 H = 0 \,, \tag{6}$$

де k_s – шукані власні числа.

Застосування вдосконаленого методу часткових областей [21] з урахуванням граничних умов на зовнішньому контурі області та на лініях прилягання часткових областей приводить до системи однорідних інтегральних рівнянь із симетричним ядром. У випадку однієї лінії прилягання (дві суміжні часткові області) маємо інтегральне рівняння такого вигляду:

$$\int \left\{ P_0 + P(k_s, x, \xi) \right\} \psi(\xi) d\xi = 0 \,, \tag{7}$$

де P_0 та $P(k_s, x, \xi)$ – елементи ядра; $\psi(\xi) = \partial H / \partial n$ – нормальна похідна власної функції на лінії «зшивання». Розв'язання (7) здійснюється за допомогою методу Гальоркіна [22], а умова існування нетривіального розв'язку передбачає рівність визначника нулю:

$$\left| \mathbf{M} - P_0 \mathbf{N} \right| = 0 \,, \tag{8}$$

де **M** та **N** – квадратні симетричні матриці, елементи яких визначаються як внутрішній добуток елементів ядра (7) та апроксимуючих функцій. Таким чином, (8) є характеристичним рівнянням для визначення k_s, а найменший його корінь є власним числом основної (H_{10}) хвилі. У першому наближенні власне число k_s визначається методом половинного ділення з такого виразу:

$$\sum_{n=0}^{N} \frac{2cth(s_n' g)}{s_n' l} \left(\frac{\cos(s_n a)}{s_n} \right)^2 - \frac{\mathrm{ctg}(k_s(h-g))}{k_s(l-a)} (l-a)^2 = 0 \,; \tag{9}$$

$$s_n = \frac{\pi}{2l}(1+2n), \; s_n' = \sqrt{s_n^2 - k_s^2} \,,$$

де h та l – висота та ширина хвилеводу; a – ширина гребенів; g – розмір проміжку між гребенями.

Таким чином, визначено всі необхідні складові для розрахунку рупорної антени згідно із запропонованою схемою (рис. 1).

Розрахунок внутрішніх та зовнішніх характеристик широкосмугової рупорної антени

Внутрішніми характеристиками, які підлягають обчисленню, є коефіцієнт відбиття хвилі основного типу та КСХН у лінії живлення антени. Коефіцієнт відбиття хвилі основного типу обчислюється як сума коефіцієнтів відбиття від основних нерегулярностей [11, 18]:

$$P_\Sigma = P_A + P_P, \tag{10}$$

де P_A та P_P – коефіцієнти відбиття від апертури та нерегулярностей розкриву (горловини та вздовж твірних) відповідно. Останній обчислюється згідно з (5) як амплітуда власної хвилі основного типу зворотного напрямку, приведеної до площини апертури рупорного розкриву. Коефіцієнти P_A та P_P є комплексними величинами, за допомогою чого відбувається врахування фазових співвідношень між хвилями при описі їх взаємодії.

КСХН у навантаженні з урахуванням (10) описується відомим виразом [11]:

$$Kc = \frac{1+|P_\Sigma|}{1-|P_\Sigma|}. \tag{11}$$

Типові залежності КСХН від частоти, розраховані згідно із запропонованою методикою для різних законів зміни розміру проміжку між гребенями $g(z)$, та експериментальні залежності наведено на рисунку 3. Вони побудовані для геометрії широкосмугової рупорної антени ВВНА-9120D, для якої відомі результати експериментальних досліджень КСХН у робочому діапазоні частот 1–18 ГГц [23]. Для даної геометрії розрахункові дані досить добре збігаються з експериментальними, що свідчить про адекватність прийнятої моделі.

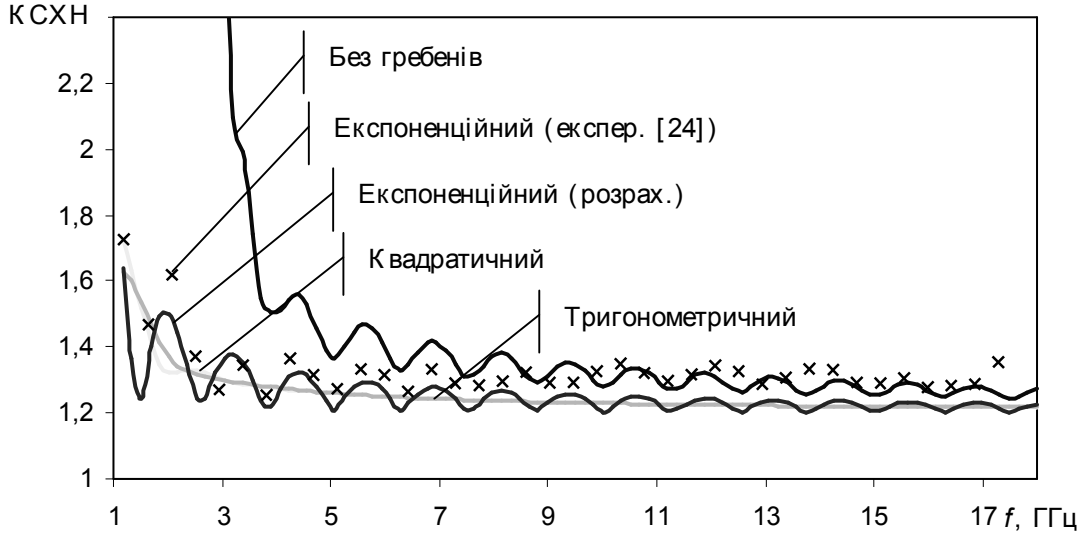


Рис. 3. Залежність КСХН від частоти широкосмугової рупорної антени на основі двогребеневого хвилеводу для різних законів зміни твірних розкриву

Для пірамідального рупорного розкриву без гребенів спостерігається збільшення критичної частоти до 3,1 ГГц (критична частота гребеневого хвилеводу горловини рупорної антени становить 0,85 ГГц) та збільшення середнього значення КСХН в робочому частотному діапазоні. Також додатково досліджено геометрію із квадратичним ($g(z)\sim(L - z)^2$) та тригонометричним ($g(z)\sim\cos\alpha(L - z)$) законами зміни проміжку між гребенями. На відміну від експоненціального закону [23], зазначена геометрія має менше середнє значення та меншу величину осциляцій КСХН у робочому частотному діапазоні.

Остаточні закони зміни твірних зовнішніх стінок рупорного розкриву та розмірів гребенів обираються залежно від очікуваного характеру зміни КСХН у робочому частотному діапазоні, а також допустимого значення КСХН в області частот, близьких до критичної.

Зовнішні характеристики рупорної антени повністю визначаються полем, що випромінене рупорною антеною. Амплітудна діаграма спрямованості (АДС) рупорного розкриву у сферичній системі координат (θ, φ) визначається згідно з відомим виразом [11]:

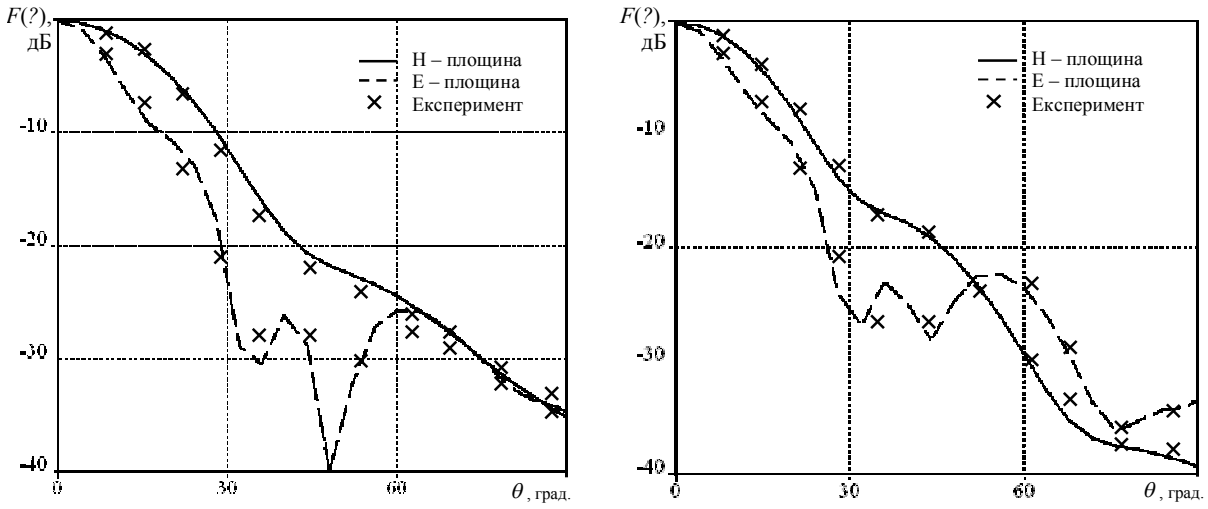
$$F(\theta,\varphi) = \left| \iint_S E(x,y) \exp\{jk(x\cos\varphi + y\sin\varphi)\sin\theta\} dxdy \right|, \tag{12}$$

де θ, φ – просторові координати сферичної системи координат; S – площина апертури; $E(x, y)$ – амплітудно-фазовий розподіл на апертурі, який визначається як суперпозиція власних хвиль $H_m(x, y)$ так:

$$E(x,y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} P_m H_m(x,y) \exp\left(j\Phi_m(x,y)\right), \tag{13}$$

де P_m – комплексні амплітудні коефіцієнти власної хвилі з відповідними індексами (власні хвилі прямокутного хвилеводу з розмірами апертури); $\Phi_m(x, y)$ – фазовий розподіл у площині апертури.

Порівняльні розрахунки нормованої АДС для відомої геометрії широкосмугової рупорної антени BBHA-9120D [23] в основних площинах на частотах 5 та 10 ГГц наведені на рисунку 4, *а* та *б* відповідно. Розрахункові дані досить добре збігаються з експериментальними, що свідчить про адекватність прийнятої моделі.



а) *б)*

Рис. 4. Нормовані амплітудні діаграми спрямованості гребеневої рупорної антени в основних площинах для частот 5 ГГц (а) та 10 ГГц (б)

Оптимізація рупорної антени за внутрішніми характеристиками здійснюється шляхом визначення співвідношення внутрішніх розмірів розкриву з метою досягнення мінімального рівня КСХН у заданому діапазоні частот. Параметрами оптимізації є довжина розкриву L, закони зміни твірних розкриву та гребенів залежно від повздовжньої координати. Звичайно, максимально допустима довжина розкриву визначається, виходячи із застосування антени, та встановлюється заздалегідь. Також вважається, що закони зміни твірних зовнішніх стінок розкриву лінійні, а ширина гребенів постійна, що спрощує конструкцію та технічний процес виготовлення антени. Таким чином, параметром оптимізації є закон зміни розміру проміжку між гребенями $g(z)$.

Усі розрахунки здійснено за допомогою пакета математичного моделювання Mathcad 2001 Professional та пакета символьної математики Mapple 9.0.

Висновки. Запропоновано методику розрахунку характеристик та оптимізації розмірів гребеневих рупорних антен. Відповідно до запропонованої методики отримано аналітичні співвідношення між геометричними розмірами широкосмугової рупорної антени та її основними характеристиками, що дає змогу здійснювати електродинамічний розрахунок характеристик широкосмугових рупорних антен та знаходити розміри антени з наперед заданими характеристиками. Результати розрахунку характеристик узгодження та діаграми спрямованості для відомої геометрії широкосмугової рупорної антени збігаються з експериментальними даними. Встановлено, що геометрія рупорної антени із квадратичним та тригонометричним законами зміни проміжку між гребенями має потенційно кращі характеристики, порівняно з відомою геометрією з використанням експоненціального закону.

На основі отриманих результатів пропонується реалізувати більш ефективні алгоритми оптимізації геометрії та розмірів з метою досягнення електродинамічних характеристик, необхідних для ефективного застосування антени.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Залогин Н.Н.* Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах / *Н.Н. Залогин, В.В. Кислов.* – М. : Радиотехника. – 2006.
2. Сверхширокополосные антенны : пер. с англ. *С.В. Попова, В.А. Журавлева* / под ред. *Л.С. Бененсона.* – М. : Мир. – 1964. – 416 с.
3. *Thomas A.* Milligan Modern antenna design / *A.Thomas*. – 2-nd ed. John Wiley & Sons. Inc. Hoboken. – New Jersey, 2005.
4. Волноводы сложных сечений / *Г.Ф. Зарано* и др. – М. : Радио и связь – 1986. – 124 с.
5. *Walton K.L.* Broadband ridged horn design / *K.L. Walton* // Microwave Journal. – 1964. – Mar. – Pp. 96–101.
6. *Kerr J.L.* Broadband horns Tech. Rep. ECOM-3319, AD714994. – 1970. – 76 p.
7. *Kerr J.L.* Short axial length broadband horns / *J.L. Kerr* // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. AP–21, № 5. – Pp. 710–714.
8. *Cohn S.B.* Properties of Ridge Wave Guide / *S.B. Cohn* // Proceedings of the IRE. – 1947. – Vol. 35, № 8. – Pp. 783–788.
9. *Григорьев А.Д.* Численные методы расчета электромагнитных полей свободных волн и колебаний в регулярных волноводах и полых резонаторах / *А.Д. Григорьев, В.В. Янкевич* // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – № 5. – С. 43–67.
10. *Шумлянский И.И.* Рупорные излучатели со ступенчатыми и криволинейными образующими / *И.И. Шумлянский*. – К. : Вища школа. – 1986. – 147 с.
11. Основы проектирования антенных устройств СВЧ / *В.Н. Ловеров, В.Е. Ямайкин, В.Н. Ковалев, О.А. Юрцев*. – Мн. : изд-во МВИЗРУ ПВО, 1970. – 546 с.
12. *Василенко Ю.Н.* Крестообразные и четырехгребенчатые волноводно-рупорные излучатели. Внешние и внутренние характеристики / *Ю.Н. Василенко, А.С. Ильинский, Ю.Я. Харланов* // Радиотехника и электроника. – 2006. – № 1. – С. 6–23.
13. Сверхширокополосные рупорные антенны со значительным различием ширин диаграмм направленности в Е- и Н-плоскостях / *Ф.Ф. Дубровка, В.Н. Глушенко, Г.А. Ена* и др. // Известия ВУЗов / Радиоэлектроника. – 2006. – № 1. – С. 73–80.
14. *Burns C.* Analysis and Simulation of 1–18 GHz Broadband doubl-ridged Horn Antenna / *C.Burns, P.Leuchtmann, R.Vahdiek* // IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. – 2003. – Vol. 45, № 1.
15. *Burns C.* Comprehensive Analysis and Simulation of 1–18 GHz Broadband Parabolic Reflector Horn Antenna System / *C.Burns, P.Leuchtmann, R.Vahdiek* // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 51, № 6.
16. *Xotaros B.M.* Two numerical techniques for analysis of pyramidal horn antennas with continuous metallic ridges / *B.M. Xotaros, C.D. McCarrick, D.P. Kasilingam* // Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propagation. – 2003. – Vol. 2. – Pp. 560–563.
17. Design and optimization of a new 1–18 GHz double ridged guide horn antenna / *M.A. Azimi, F.Arazm, J.R. Mohassel, R.Faraji-Dana* // Journal of Electromagnetic Wave and Applications. – 2007. – Vol. 21, № 4. – Pp. 501–506.
18. *Каценеленбаум Б.З.* Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / *Б.З. Каценеленбаум*. – М. : Изд-во АН СССР, 1961. – 216 с.
19. *Манойлов В.П.* Методика розрахунку широкосмугового переходу між хвилеводами різних розмірів / *В.П. Манойлов, В.В. Павлюк* // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – 2006. – № 4(39). – С. 141–147.
20. *Дерюгин Л.Н.* Расчет критической частоты П- и Н-волноводов / *Л.Н. Дерюгин* // Радиотехника. – 1948. – № 6. – С. 50–61.
21. *Манойлов В.П.* Сталі розповсюдження Н- та П-подібного хвилеводу / *В.П. Манойлов, В.В. Павлюк* // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – 2006. – № 3(42). – С. 79–89.
22. *Флетчер К.* Численные методы на основе метода Галеркина / *К.Флетчер* ; пер. с англ. *Л.В. Соколовской* ; под ред. *В.Л. Шидловского*. – М. : Мир, 1988. – 354 с.
23. Antennas and measuring equipments catalogue. – Schwarzbeck Mess – Electronic. – 2005. – 126 p.

ПАВЛЮК Володимир Володимирович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник наукового центру Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Національного авіаційного університету.

Наукові інтереси:

– удосконалення блоків та алгоритмів функціонування радіотехнічних систем;

– розробка методів аналізу електромагнітного поля, проектування широкосмугових антен та антенних систем.

Подано 21.04.2010

Павлюк В.В. Методика розрахунку широко смугових гребеневих рупорних антен
Павлюк В.В. Методика расчета широкополосных гребневых рупорных антенн
Pavluk V.V. The method of the wideband ridged horn antennas calculation

УДК 621.396.67

Методика расчета широкополосных гребневых рупорных антенн / В.В. Павлюк

Предложена методика расчета широкополосных рупорных антенн созданных на основе гребневых волноводов. Методика базируется на теории собственных волн прямоугольных волноводов с использованием метода поперечных сечений для определения их амплитуд и отличается от известных применением собственных чисел гребенных волноводов. Разработанная методика позволяет находить характеристики двух- и четырехгребневых рупорных антенн и осуществлять оптимизацию их размеров в соответствии с требованиями применения.

УДК 621.396.67

The method of the wideband ridged horn antennas calculation / V.V. Pavluk

The method of the ridged waveguide based horn antennas calculation is offered. A method is based on the rectangular waveguide eigen-waves theory with the application of cross-sections method for their amplitudes determination. It differs from well-known ones by the ridged waveguides eigen-values application. The developed method allows to determine the double- and quad-ridged horn antennas and to perform the antennas optimization to achieve the requirements of application.