

В.В. Павлюк, к.т.н.

Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова
Національного авіаційного університету**МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГРЕБЕНЕВИХ
РУПОРНИХ АНТЕН З КРИВОЛІНІЙНИМИ ТВІРНИМИ**

Сформульовано та розв'язано задачу розрахунку гребеневих рупорних антен, яка передбачає визначення їх геометричних характеристик (форми твірних стінок та гребенів) для забезпечення мінімальних значень коефіцієнта відбиття хвилі основного типу в робочому діапазоні частот. Розроблено методика, яка базується на теорії власних хвиль з використанням методу поперечних перерізів для визначення їх амплітуд. Наведено кінцеві вирази для проведення числових розрахунків та їх порівняльні результати.

Постановка проблеми у загальному вигляді. Забезпечення необхідної робочої смуги частот є основною вимогою, що висувається до сучасних радіотехнічних систем та визначає нові принципи їх побудови. У першу чергу вимога широкосмуговості стосується антенних систем та фідерного тракту. Для сантиметрової ділянки надвисокочастотного діапазону як елементи фідерного тракту та антенних систем переважного застосування набули хвилевідні лінії та рупорні антени (РА) зі складною формою поперечного перерізу: дво- та чотиригребеневі [1–3]. Проектування та розробка відповідних елементів та пристроїв, які відповідали б сучасним вимогам, вимагає застосування новітніх підходів до їх розрахунку, ефективних та простих методів аналізу електромагнітних полів та визначення геометричних характеристик.

Актуальність досліджень. Невід'ємним явищем, що спостерігається при функціонуванні розкриву РА, як нерегулярної ділянки хвилевідної лінії, що живиться хвилею основного типу, є утворення хвиль вищих типів прямого та зворотного напрямків, а також відбитої хвилі основного типу. Числовим показником, що характеризує це явище, служить коефіцієнт втрат енергії хвилі основного типу, який визначається виразом [4]:

$$F = \sum_{m \neq n}^{\pm\infty} |P_m|^2 = \sum_{m \neq n}^{\pm\infty} P_m P_m^*, \quad (1)$$

де P_m та P_m^* – відносні амплітуди хвиль з індексом m та комплексно спряжені до них величини відповідно, n – індекс хвилі основного типу. Індекси m та n означають пару індексів, враховуючи прийняту класифікацію типів хвиль у хвилеводах.

Для хвиль вищих типів, що утворюються на нерегулярностях розкриву РА, в основній частині робочого діапазону частот РА умови поширення не виконуються, що обмежує їх негативний вплив. Крім того, як показують розрахунки та експерименти [4, 5], їх амплітуди у порівнянні з амплітудою хвилі основного типу складають близько $10^{-2} \dots 10^{-4}$, що свідчить про потенційно незначний їх вплив. Натомість, відбита хвиля основного типу має більш значний негативний вплив (спотворення амплітудно-фазового розподілу у площині апертури, погіршення узгодження з вільним простором і лінією живлення), оскільки для неї виконуються умови поширення, а відносна амплітуда може складати $0,1 \dots 0,5$.

Враховуючи це, актуальним напрямком наукових досліджень антенної теорії і практики є проектування РА зі зменшеним впливом відбитої хвилі основного типу на характеристики антен у робочому діапазоні частот. Особливо це важливо при проектуванні гребеневих РА, що є потенційно широкосмуговими за хвилею основного типу.

Аналіз попередніх досліджень. Амплітуди хвиль, що утворюються на розкритті РА, визначаються його довжиною, формою твірних та відношенням сталих розповсюдження хвиль відповідних типів до основної. Тому першим підходом до зменшення амплітуд хвиль вищих типів є збільшення довжини розкриву не залежно від форми твірних [4], що також забезпечує покращення фазового розподілу на апертурі та зростання коефіцієнта спрямованої дії РА. Даний підхід є однозначно дієвим при проектуванні РА як з лінійними, так і з криволінійними і ступінчастими твірними [5], проте сучасні вимоги, що висуваються до габаритних розмірів антен, обмежують застосування даного підходу на практиці.

У випадку необхідності проектування РА з невеликими поздовжніми розмірами покращення узгодження досягається за рахунок відповідного вибору заповнення порожнини розкриття [6], величини діелектричної та магнітної проникності якого також є функціями від поздовжньої координати, або використанням імпедансних гребенів у вигляді поздовжньої періодичної структури. Проте розрахунки таких структур є досить складними, а технологія їх виготовлення досі не відпрацьована.

Більш ефективним підходом до зменшення втрат на перетворення, який застосовується у випадку необхідності забезпечення невеликої довжини розкриву, є знаходження відповідним чином геометричних характеристик розкриву РА як нерегулярної ділянки хвилеводу. Для РА з простою формою поперечного перерізу це передбачає застосування ступінчатих та криволінійних твірних [5–7]. Проте задачі знаходження геометричних характеристик розв’язані лише для випадків Н-секторіального рупора [5] та пірамідального криволінійного рупора з постійним співвідношенням між висотою та шириною [6, 7]. Знайдені закони твірних розкриву задовольняють мінімуму коефіцієнта відбиття основної хвилі та коефіцієнта перетворення у хвилю типу H_{30} . Головним недоліком підходів [5–7] є обмеженість їх застосування до конструкцій РА, що мають порівняно невелику широкосмуговість (коефіцієнт перекриття за частотою K_f становить близько 0,15...0,20) та не можуть бути застосовані у сучасних радіотехнічних системах.

Гребеневі РА є потенційно широкосмуговими ($K_f = 10...18$) [8, 9], проте знаходження їх геометричних характеристик пов’язано зі значними труднощами, оскільки, окрім висоти та ширини розкриву, додатковими невідомими, що підлягають знаходженню, є товщина гребенів та розмір зазору між ними. Більшість сучасних дослідних та промислових зразків гребневих РА мають лінійні твірні стінок, постійну товщину гребенів та експоненціальну залежність зазору між ними від поздовжньої координати [8]. Як виняток, в [9] запропоновано використовувати «квадратичні» та «косинусоїдальні» гребені, проте обґрунтування цьому не наведено. Методика визначення вигляду залежності зазору між гребенями від поздовжньої координати при постійній їх ширині та лінійних твірних розкриву рупорної обґрунтована в [9, 11]. Зокрема, наведені в [11] форми профілів гребенів, розраховані для рупорного випромінювача діапазону 2,5...10,0 ГГц, дозволяють покращити характеристики узгодження антени у вказаному частотному діапазоні.

Загальним недоліком розглянутих підходів є їх обмеженість щодо конструкцій РА та неможливість застосування при проектуванні РА, в яких криволінійними одночасно є як твірні стінок розкриву, так і гребенів (їх товщина та розмір зазору). Застосування подібних конструкцій РА дозволить забезпечити кращі, в порівнянні з попередньо розглянутими, характеристики узгодження у робочому діапазоні частот при постійних вимогах до поздовжніх розмірів.

Метою даної статті є узагальнення отриманих раніше результатів та розповсюдження розроблених підходів на випадок гребневих РА з криволінійними твірними, шириною гребенів та розміром зазорів між ними, що мають залежність від поздовжньої координати. Це передбачає розробку методики визначення геометричних характеристик гребневих РА з криволінійними твірними. Дана стаття є продовженням попередніх праць автора [9–13] та спирається на отримані раніше результати.

Постановка завдання досліджень. Структура розкриву гребневої РА, що підлягає розгляду, вживані позначення та система координат наведені на рис. 1. Задача проектування гребневих РА з криволінійними твірними передбачає два можливі варіанти формулювання:

- мінімізація довжини L розкриву РА як нерегулярної ділянки хвилеводу, для якої коефіцієнт втрат енергії $F_{-10} = (P_{-10})^2$ хвилі основного типу H_{10} не перевищує заданого максимально допустимого значення;
- мінімізація F_{-10} при сталій L .

В даній статті більш детально буде розглянуто другий варіант формулювання задачі, проте обидва вони є однаково важливими для практики, передбачають спорідненість підходів до їх розв’язання та подібні математичні викладки та розв’язки.

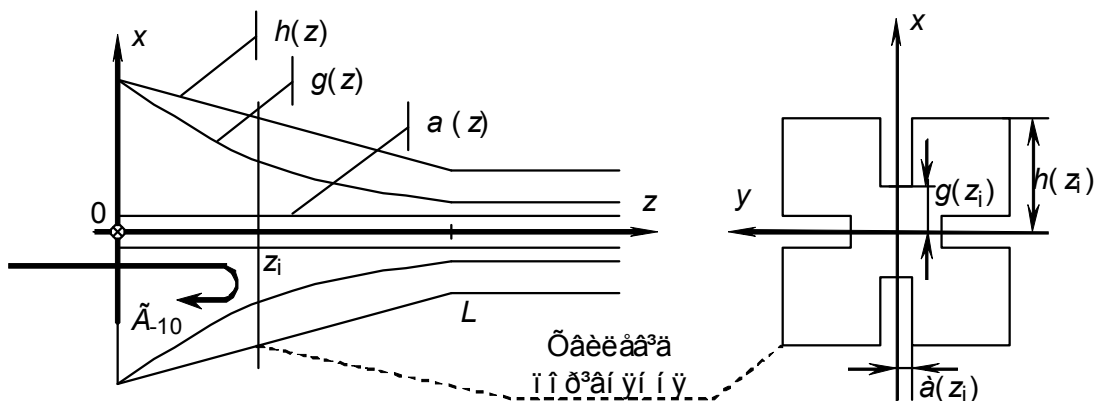


Рис. 1. Розкрив гребневої РА, вживані позначення та прийнята система координат

Знаходженню підлягають функції $h(z)$, $g(z)$ та $a(z)$, які описують залежності від поздовжньої координати відповідних розмірів конструкції РА.

Введено такі обмеження:

- рупор має квадратну форму поперечного перерізу з двома або чотирма гребенями;
- вплив неминучих при виготовленні відхилень розмірів від розрахункових на погіршення характеристик узгодження в смузі частот є незначним;
- залежність F_{-10} від частоти строго монотонна.

Викладення основного матеріалу. Згідно з теорією методу поперечних перерізів (МПП), ефективність застосування якого до подібних задач неодноразово доведена [1–4, 8–11], розкрив РА розглядається як відрізок нерегулярного хвилеводу, навантажений з обох сторін на регулярні хвилеводи з різними розмірами [9]. Врахування гребенів, що поміщені у розкрив антени, залежно від їх кількості та орієнтації, здійснюється за рахунок використання власних чисел дво- та чотиригребневих хвилеводів, які розраховуються відповідно до методик, наведених в [12] та [13] відповідно.

Основна ідея даних досліджень полягає у використанні методики, описаній в [11]. Вона забезпечує визначення профілю гребенів при постійній їх ширині та наперед заданій формі твірних зовнішніх стінок. В [11] використано лінійний закон твірних зовнішніх стінок (з точки зору простоти розрахунку та виготовлення антени), проте залишено можливість використання іншого (нелінійного) закону, що описується у вигляді функціональної залежності розміру від поздовжньої координати. Очевидно, подальшого покращення характеристик узгодження РА слід очікувати здійснивши попереднє визначення закону твірних зовнішніх стінок РА без врахування гребенів, з подальшим використанням отриманого закону функції $h(z)$ в методиці [11].

Визначення залежності твірних зовнішніх стінок РА від поздовжньої координати. Відносна амплітуда власної хвилі з індексом m при падінні на нерегулярну ділянку довжиною L хвилі основного типу з індексом n в однохвильовому наближенні визначається таким виразом [8]:

$$P_m(L) = \pm \int_0^L S_{nm} \sqrt{\frac{k_{zn}(0) k_{zn}(z)}{k_{zm}(0) k_{zm}(z)}} \exp\left\{-j \int_0^z (k_{zn}(\eta) - k_{zm}(\eta)) d\eta\right\} dz, \quad (2)$$

де S_{nm} – коефіцієнт зв'язку між хвилями відповідних типів, k_{zn} , k_{zm} – їх сталі розповсюдження у хвилеводі. Знак «+» відповідає прямим хвилям, знак «-» – зворотнім.

При падінні на розкрив РА хвилі основного типу H_{10} , коефіцієнт її відбиття Γ_{-10} є відносною амплітудою хвилі цього типу, що утворилась на нерегулярностях розкриву та поширюється у зворотному напрямку:

$$\tilde{A}_{-10} = \frac{1}{2} \int_0^L S_{10-10} \exp\left\{-j 2 \int_0^z k_{z10}(\eta) d\eta\right\} dz. \quad (3)$$

Як більшість задач електродинаміки, дана задача передбачає наявність аналогії, яка описується за допомогою теорії кіл та сигналів а також теорії довгих ліній [4]. За своєю специфікою такі випадки є зручними для застосування сучасних математичних методів та передбачають наявність точних, або нескладних наближених розв'язків. В [4, 5] показано, що задачу синтезу нерегулярної ділянки хвилеводу можна звести до аналогічної задачі створення широкосмугового узгодження між двома довгими лініями, наприклад, коаксіальними, з різним хвильовим опором. Даною аналогією слід скористатись при визначенні структури хвилевідного переходу та в подальшому розповсюдити отримані результати на рупорний розкрив на основі гребеневого хвилеводу.

Для відрізка довгої лінії з нерегулярним хвильовим опором $Z(z)$ коефіцієнт відбиття визначається за допомогою виразу [4]:

$$\tilde{A}_{\tilde{A}E} = \frac{1}{2} \int_0^L \frac{d \ln Z(z)}{dz} \exp\left\{-j 2 \int_0^z k_z(\eta) d\eta\right\} dz, \quad (4)$$

який за рахунок підекспоненційного множника враховує дисперсійні властивості довгої лінії. Враховуючи (3), зробивши заміну

$$\frac{d \ln Z(z)}{dz} = \frac{1}{2} S_{10-10}(z), \quad (5)$$

приходимо до повної відповідності приведених виразів [4, 8].

У загальному випадку коефіцієнт відбиття визначається згідно з виразом:

$$\tilde{A}(\sigma) = \frac{1}{2} \int_0^1 \frac{d \ln Z(\zeta)}{d\zeta} \exp\{-j \sigma \zeta\} d\zeta, \quad (6)$$

де $\zeta = z/L$ – безрозмірна змінна інтегрування, $\sigma = 2kL$ є узагальненою частотно-просторовою змінною для випадку недисперсійного середовища. Для рівняння (6) детально розглянуті розв’язки зворотної задачі: знаходження залежності $Z(z)$ при певних обмеженнях на $\tilde{A}(\sigma)$ [4]. В такій постановці функція $Z(\zeta)$ визначається, виходячи з вимоги:

$$|\Gamma(\sigma_i)| < \Gamma_{\max} \text{ при } \sigma_i > \sigma_{\min}. \quad (7)$$

Функція $Z(\zeta)$ буде оптимальною, якщо для неї Γ_{\max} буде найменшим досяжним при заданому σ_{\min} , або якщо σ_{\min} буде найменшим при фіксованому Γ_{\max} . Оскільки σ пропорційна L , то оптимальна функція $Z(\zeta)$ забезпечить найменший коефіцієнт відбиття при найменшій довжині.

Відомо декілька підходів до визначення оптимальної функція $Z(\zeta)$ та функцій, що близькі до неї. Так, в [4] визначено, що оптимальна функція $Z(\zeta)$ повинна мати розриви на кінцях. Хвилевідний перехід, побудований на основі даної функції повинен мати на кінцях невеликі сходинки. Для оптимальної функція $Z(\zeta)$ існує простий зв’язок між Γ_{\max} та σ_{\min} :

$$\frac{|\tilde{A}_{\max}|}{\frac{1}{2} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)}} = \frac{1}{ch \frac{\sigma_{\min}}{2}}. \quad (8)$$

Тут і надалі $Z(L)$ та $Z(0)$ – хвильові опори довгої лінії у кінці та на початку нерегулярної ділянки. Розглянемо детальніше та проведемо порівняльну оцінку відомих функції $Z(\zeta)$, які мають неперервну похідну при $0 < \zeta < L$. Вирази, що характеризують геометричні та електричні характеристики проаналізованих переходів, наведено у табл. 1.

Порівняльні залежності коефіцієнта відбиття від узагальненої частотно-просторової змінної для проаналізованих законів згідно з табл. 1 наведено на рис. 2.

Таблиця 1

№ з/п	Вираз для $\frac{d \ln Z(\zeta)}{d\zeta}$ (назва)	Вираз для $Z(\zeta)$	Вираз для $\Gamma(\zeta)$
1	$\frac{1}{2} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \pi \sin \pi \zeta$	$Z(\zeta) = Z(0) e^{\left\{ \frac{1}{2} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} (1 - \cos \pi \zeta) \right\}}$	$\frac{\pi^2}{4} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \frac{1 + e^{-j\sigma}}{\pi^2 - \sigma^2}$
2	$\frac{1}{2} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \times$ $\times \left[1 + \sum_{m=1}^M 2m\pi\alpha_m \cos 2m\pi\zeta \right]$	$Z(0) \times$ $\times e^{\ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \left(\zeta + 1 + \sum_{m=1}^M \alpha_m \sin 2m\pi\zeta \right)}$	$e^{-j\frac{\sigma}{2}} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \frac{\sin \sigma/2}{\sigma} \times$ $\times \left[1 + \sum_{m=1}^M 2m\pi\alpha_m \frac{(\sigma/2)^2}{(\sigma/2)^2 - (m\pi)^2} \right]$
3	$\frac{Z(L) - Z(0)}{Z(0) + (Z(L) - Z(0))\zeta}$ (лінійний)	$Z(0) + (Z(L) - Z(0))\zeta$	не виражається через елементарні функції
4	$\frac{d \ln Z(\zeta)}{d\zeta} = \ln \frac{Z(L)}{Z(0)}$ (експоненціальний плавний)	$Z(0) \times$ $\times \exp \left\{ -\ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \zeta \right\}$	$e^{-j\frac{\sigma}{2}} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \frac{\sin \sigma/2}{\sigma}$
5	$\ln \frac{Z(L)}{Z(0)} [1 + 2\pi\alpha_1 \cos 2\pi\zeta]$ (експоненціальний компенсований)	$Z(0) \times$ $\times e^{-\ln \frac{Z(L)}{Z(0)} (\zeta + \alpha_1 \sin 2\pi\zeta)}$	$e^{\left\{ -j\frac{\sigma}{2} \right\}} \ln \frac{Z(L)}{Z(0)} \frac{\sin \sigma/2}{\sigma} \left[1 + 2\pi\alpha_1 \frac{(\sigma/2)^2}{(\sigma/2)^2 - (\pi)^2} \right]$

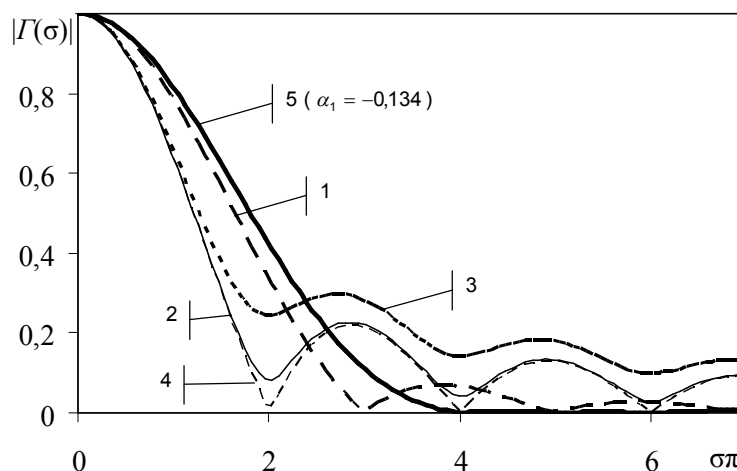


Рис. 2. Залежності коефіцієнта відбиття від узагальненої частотно-просторової змінної для проаналізованих виглядів переходів (позначення згідно з табл. 1)

Враховуючи графічні дані, наведені на рис. 2, для подальшого розгляду обрано експоненціальний компенсований перехід з $\alpha_1 = -0,134$, який забезпечує широкі можливості вибору необхідних співвідношень між довжиною нерегулярної ділянки та максимально допустимим рівнем модуля коефіцієнта відбиття. Додатковими перевагами даного переходу є простота його конструкції та невисокі вимоги до точності виготовлення.

Отриманий таким чином за допомогою теорії довгих ліній вираз для залежності $d \ln Z(\zeta)/d\zeta$ згідно з виразом (5) повністю визначає вигляд залежності коефіцієнта зв'язку від поздовжньої координати $S'_{10-10}(z)$:

$$S'_{10-10}(z) = 2 \ln \frac{Z_L}{Z_0} [1 - 0,268 \pi \cos 2\pi z]. \tag{9}$$

На цьому етапі закінчується використання підходів теорії довгих ліній, а залежність $S'_{10-10}(z)$, що описується виразом (9), повинна в подальшому бути досягнута шляхом відповідного вибору геометричних характеристик розкриття.

Враховуючи, що стала розповсюдження електромагнітних хвиль основного типу у прямокутному (квадратному) хвилеводі без гребенів $k_{z10}(z)$, а також коефіцієнт зв'язку $S_{10-10}(z)$ описуються відомими виразами [4, 8]

$$k_{z10}(z) = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{h(z)}\right)^2}, \quad (10)$$

$$S_{10-10}(z) = \frac{1}{2} \frac{dh(z)}{dz} \frac{1}{h(z)} \left(1 - \left(\frac{\pi}{h(z)k_{z10}(z)}\right)^2\right), \quad (11)$$

безпосереднє знаходження залежності $h(z)$ здійснюється шляхом мінімізації функціоналу (3) відносно невідомої функції $h(z)$ після підстановки до нього виразів (10) та (11). У даному випадку методом Гальоркіна залежність $h(z)$ знайдена у вигляді степеневого ряду. Дослідження показали, що для практичних випадків кількість членів ряду має значення 8...12.

Знаходження залежностей розмірів гребенів від поздовжньої координати при встановленій залежності твірних зовнішніх стінок РА. Встановлений на попередньому етапі вигляд залежності $h(z)$ слід використати безпосередньо в методиці, описаній в [11]. При цьому подання $h(z)$ у вигляді степеневого ряду значно спрощує необхідні у подальшому операції знаходження першої похідної від $h(z)$. Проте додатково слід врахувати ту обставину, що гребені, введені у розкрит РА впливають як на сталу розповсюдження $k_{z10}(z)$, так і на коефіцієнт зв'язку $S_{10}(z)$. Дане протиріччя вирішено наступним чином. Оскільки стала розповсюдження хвилі основного типу у хвилеводі із гребенями описується виразом

$$k_{z10}^r(z) = \sqrt{k^2 - k_{s10}^2}, \quad (12)$$

частковим випадком якого є вираз (10), а головним чинником, що впливає на зміну коефіцієнта зв'язку хвиль у хвилеводі із гребенями $S_{-10}^r(z)$ в порівнянні з $S_{10}(z)$ є відповідна зміна $k_{z10}^r(z)$ у порівнянні з $k_{z10}(z)$, то остаточному визначенню підлягає лише величина $k_{z10}^A(z)$. У виразі (12) змінна k_{s10}^2 означає поперечне хвильове число хвилі основного типу у хвилеводі із гребенями, яке знаходиться за допомогою методик, наведених у [12] та [13] для випадків дво- та чотиригребневих РА відповідно. Проте слід відмітити, що вказаний спосіб розв'язання зазначеного вище протиріччя призводить до виникнення множини можливих розв'язків $g(z)$ та $a(z)$, згідно з якими, як показують результати моделювання, отримані форми рупорних розкриттів матимуть подібні характеристики узгодження.

Знаходження остаточної залежності $k_{z10}^r(z)$ здійснюється, виходячи з умов фізичної реалізуємості, які описуються у такому вигляді:

$$k_{z10}^r(0) = k_{z10}(0), \quad (13)$$

$$k_{z10}^r(L) = k_{z10}(z) \frac{f_{кр}}{f_{кр0}}, \quad (14)$$

$$k_{z10}^r(z) \geq k_{z10}(z), \quad 0 \leq z \leq L. \quad (15)$$

Умова (13) означає відсутність гребенів у площині апертури. Умова (14) визначає необхідність роботи горловини та хвилеводу живлення розкриття на частотах, яка менша за критичну частоту відповідного хвилеводу без гребенів. Умова (15) відповідає розміру проміжку між гребенями, який не перевищує відстань між стінками, до яких прикріплено гребені. Для деяких значень поздовжньої координати $0 \leq z \leq L$ може виконуватись гранична рівність в лівій частині (15). Рівність $k_s(z) = k_{s0}(z)$ для всіх $0 \leq z \leq L$ відповідає повній відсутності гребенів.

При встановлених на даному етапі залежностей $h(z)$ та $k_{z10}^A(z)$ залежності розмірів $g(z)$ та $a(z)$ знаходяться шляхом розв'язання неявних виразів, які пов'язують власні числа та розміри складної області поперечного перерізу гребневих хвилеводів, наведених у [12] та [13] для двох та чотирьох гребенів відповідно.

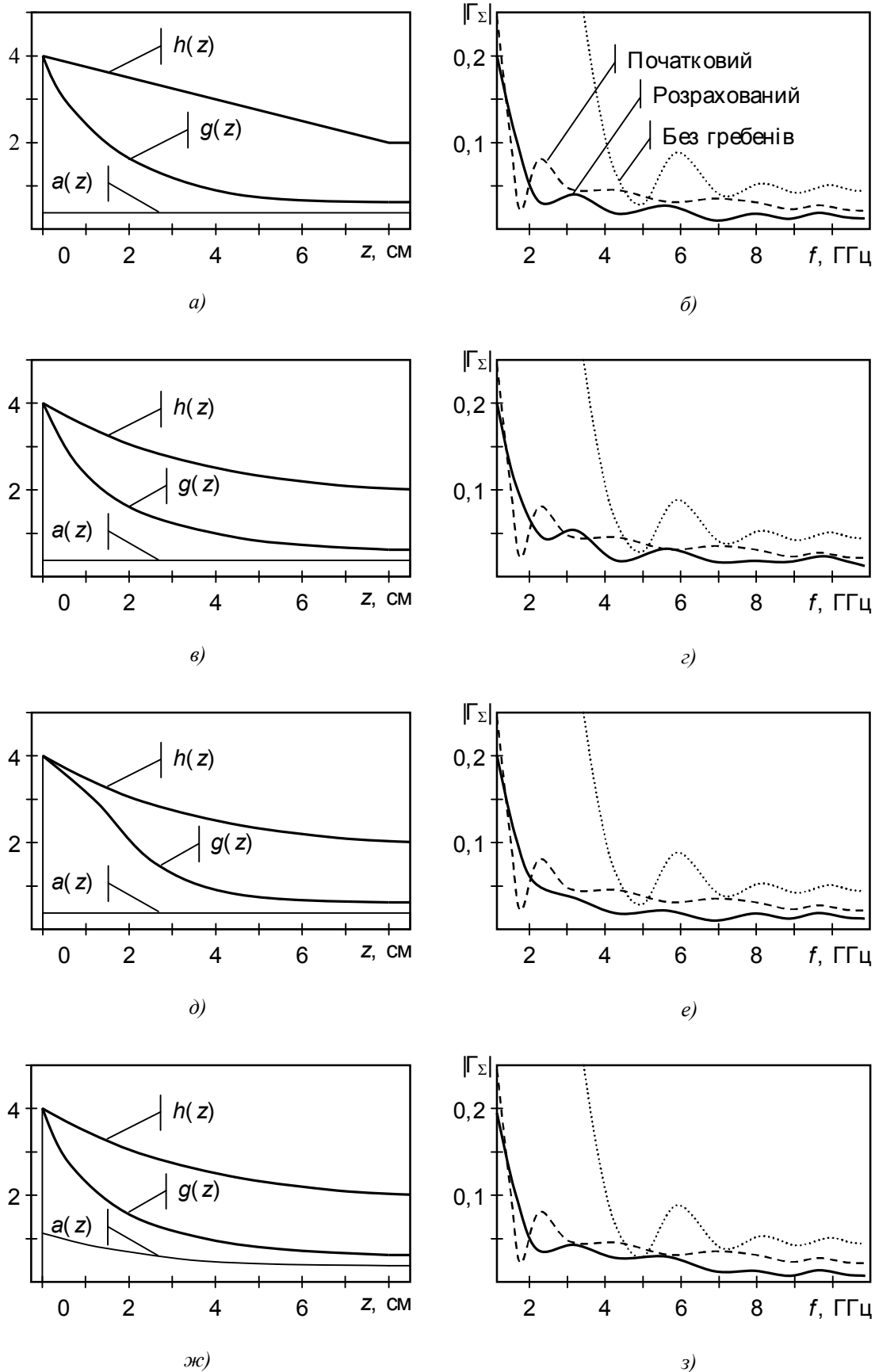


Рис. 3. Поперечна структура чотиригребеневого хвилевідно-рупорного випромінювача (а, в, д, ж) та відповідні їм залежності модуля сумарного коефіцієнта відбиття від частоти (б, з, е, з)

Таким чином, методика визначення геометричних характеристик гребневих РА описується такою послідовністю операцій.

1. Отримання виразів для поздовжньої залежності хвильового опору еквівалентної довгої лінії $Z(\zeta)$ згідно з табл. 1 (експоненціальний компенсований закон).

2. Визначення необхідного вигляду залежності коефіцієнта зв'язку від поздовжньої координати за результатами використання підходів теорії довгих ліній (вираз (9) для обраного закону $Z(\zeta)$).

3. Визначення залежності твірних зовнішніх стінок РА від поздовжньої координати без врахування гребенів у вигляді степеневого ряду за методом Гальоркіна.

4. Визначення залежності сталої розповсюдження електромагнітних хвиль у хвилеводі із гребенями, які відповідають вимогам фізичної реалізуємості (13–15) згідно з методикою [11].

5. Знаходження законів, що описують розміри гребенів $g(z)$ та $a(z)$ для забезпечення необхідної залежності сталої розповсюдження електромагнітних хвиль у хвилеводі із гребенями згідно з методиками [12] та [13].

Результати розрахунків. Відповідно до розробленої методики проведено розрахунки чотири гребеневого хвилевідно-рупорного випромінювача з квадратним перерізом для діапазону 2,5...10 ГГц. Результати розрахунків у вигляді поперечного перерізу випромінювача і відповідними йому кривими частотної залежності коефіцієнта відбиття наведено на рис. 3. При цьому рис. 3 *a, б* відповідає випадку лінійних твірних зовнішніх стінок та постійній товщині гребеня.

Як свідчать наведені результати моделювання, гребеневі хвилевідно-рупорні випромінювачі з криволінійними твірними, геометричні характеристики яких (залежність твірних зовнішніх стінок, товщини гребенів та розмір зазору між ними від поздовжньої координати) розраховані відповідно до розробленої методики, мають покращені характеристики узгодження. Крім того, забезпечується також зменшення значень коефіцієнта відбиття хвилі основного типу поблизу нижньої та верхньої границь робочого частотного діапазону та більш рівномірний характер залежності коефіцієнта відбиття від частоти в його межах.

Висновки. Сформульовано та розв'язано задачу розрахунку геометричних характеристик гребневих рупорних антен квадратної форми перерізу, яка передбачає визначення залежностей твірних зовнішніх стінок, товщини гребенів та розміру зазору між ними від поздовжньої координати для забезпечення мінімальних значень коефіцієнта відбиття хвилі основного типу в робочому діапазоні частот. Розроблено методику розрахунку, яка базується на теорії власних хвиль з використанням методу поперечних перерізів для визначення їх амплітуд. Розраховані за допомогою розробленої методики геометричні характеристики гребневих РА забезпечують покращення характеристик їх узгодження: зменшення середнього значення коефіцієнта відбиття, покращення характеру його поведінки поблизу границь та всередині робочого частотного діапазону.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Манойлов В.П., Павлюк В.В., Чухов В.В. Рупорні антени на основі хвилеводів зі складною формою поперечного перерізу: Метод. посіб. – Житомир: ЖДТУ, 2008. – Ч. 1. – 100 с.
2. Rodriguez V. New broadband EMC double-ridged guide horn antenna // R.F. Design. – 2004. – Vol. 27. – № 5. – Р. 44–47.
3. Дубровка Ф.Ф., Глуценко В.М., Ена Г.Н. Сверхширокополосные антенны со значительным различием ширин диаграмм направленности в Е- и Н-плоскостях // Радиотехника. – 2007. – № 1. – С. 73–80.
4. Каценеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Изд. АН СССР, 1961. – 216 с.
5. Шумлянский И.И. Рупорные излучатели со ступенчатыми и криволинейными образующими. – К.: Вища школа, 1986. – 147 с.
6. Карпенко А.А., Лепих Я.И. Пирамидальный СВЧ излучатель с криволинейной формой огибающих // 17-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо–2007): материалы. – Севастополь: Вебер, 2007. – С. 400–402.
7. Карпенко А.А., Лепих Я.И. Излучатель электромагнитных волн с комбинированной формой образующих // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – № 7. – С. 818–824.
8. Манойлов В.П., Павлюк В.В., Чухов В.В. Рупорні антени на основі хвилеводів зі складною формою поперечного перерізу. – Житомир: ЖДТУ, 2008. – Ч. 2. – 64 с.
9. Azimi M.A, Arazm F., Mohassel J.R., Faraji-Dana R. Design and optimization of a new 1–18 GHz double ridged guide horn antenna // Journal of Electromagnetic Wave and Applications. – 2007. – Vol. 21. – № 4. – Р. 501–506.
10. Манойлов В.Ф., Павлюк В.В. Анализ рупорных антенн со сложной формой поперечного сечения // Третий Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и

перспективы развития» (МРФ–2008): Сборник трудов. – Т. 1. Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации (СРРСН-2008). – Ч. 2.– Харьков: ХНУРЭ, 2008. – С. 38–40.

11. *Манойлов В.Ф., Павлюк В.В.* Определение профиля гребней широкополосных гребневых рупорных антенн // 18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2008): материалы докладов. – Севастополь: Вебер. – 2008. – С. 365–366.

12. *Манойлов В.П., Павлюк В.В.* Сталі розповсюдження Н- та П-подібного хвилеводу // Вісник ЖДТУ / Технічні науки. – Житомир: ЖДТУ, 2007. – № 3 (42). – С. 79–89.

13. *Манойлов В.П., Павлюк В.В.* Методика визначення власних функцій та розрахунку власних чисел чотиригребневих хвилеводів // Проблеми створення, випробовування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем. Технічні науки: Збірник наукових праць. – Житомир: Житомирський військовий інститут Національного авіаційного університету, 2008. – Вип. 1. – С. 148-154.

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

Наукові інтереси:

– вдосконалення складних функціональних блоків та алгоритмів функціонування радіотехнічних систем;

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

Подано 08.10.2009

Павлюк В.В. Методика визначення геометричних характеристик гребневих рупорних антен з криволінійними твірними

Павлюк В.В. Методика определения геометрических характеристик гребенных рупорных антенн с криволинейными образующими

Pavlyk V.V. The method of curvilinear formative horn antennas geometrical characteristics definition

УДК 621.396.67

Методика определения геометрических характеристик гребенных рупорных антенн с криволинейными образующими / В.В. Павлюк

Сформулирована и развязана задача расчета гребенных рупорных антенн, предусматривающая определение их геометрических характеристик (формы образующих стенок и гребней) для обеспечения минимальных значений коэффициента отражения волны основного типа в рабочем диапазоне частот. Разработана методика, базирующаяся на теории собственных волн с использованием метода поперечных сечений для определения их амплитуд. Приведены конечные выражения для проведения числовых расчетов и их сравнительные результаты.

УДК 621.396.67

The method of curvilinear formative horn antennas geometrical characteristics definition / Pavlyk V.V.

The task of curvilinear formative horn antennas calculation, is formulated and decided. It requires geometrical characteristics (formatives and ridges forms) definition for providing of minimum dominant mode reflectivity in the working frequency range. The method is based on the eigenwaves theory used cross sections methods for amplitudes definition. Final equalisations are resulted for the leadthrough of numerical calculations and them comparative results.