

УДК 621.396.67

В.В. Павлюк, Р.Л. Ставісюк

Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова ДУТ, Житомир

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ НЕРЕГУЛЯРНОГО ХВИЛЕВОДНО-РУПОРНОГО ПЕРЕХОДУ НА БАЗІ ЖОЛОБКОВОГО ХВИЛЕВОДУ

У статті запропоновано підхід до розрахунку хвилеводно-рупорного переходу на базі жолобкового хвилеводу, що базується на застосуванні методу поперечних перерізів. Для спрощення математичних викладок при розрахунку використано власні функції прямокутного хвилеводу та власні числа жолобкового хвилеводу. Результати отримані шляхом моделювання з використанням пакетів прикладного математичного моделювання середовища MathCad.

Ключові слова: жолобковий хвилевід, хвилеводно-рупорний перехід, власні функції хвилеводу, власні числа хвилеводу.

Вступ

Постановка задачі в загальному вигляді. У зв'язку із розробкою новітніх систем зв'язку, різноманіття їх технічних особливостей постає питання щодо удосконалення існуючих та розробки нових елементів, що використовуються даними системами. В загальному випадку, модернізація систем зв'язку передбачає підвищення тактико-технічних характеристик основних її елементів – передавача, приймача та антенної системи. Одним із перспективних типів антенних опромінювачів надвисокочастотного (НВЧ) діапазону, що широко використовується в апаратурі зв'язку, є рупор [1]. До його переваг, в порівнянні з іншими типами опромінювачів, відносяться забезпечення роботи в широкому діапазоні частот, простота конструкції та надійність експлуатації.

Актуальність досліджень. Для проектування дзеркальних антен НВЧ діапазону необхідно забезпечити ряд вимог до їх опромінюючих елементів, а саме, вісесиметричність основного пелюстка діаграми направленості, низький рівень бічних пелюсток, хороше узгодження із зовнішнім простором у всьому діапазоні робочих частот (широкодіапазонність).

Основним підходом при проектуванні опромінювачів на основі рупорних антен є збільшення їх розмірів в площині поперечного перерізу, що, в свою чергу, впливає на збільшення довжини рупорного переходу. Дана методика дозволяє забезпечити робочу смугу частот з перекриттям не більше 1,4:1 [2]. В зв'язку із цим здійснюють проектування рупорних антен на основі хвилеводів зі складною формою поперечного перерізу, таких як жолобкові хвилеводи (ЖХ). Перевагами даного типу опромінювачів є те, що за рахунок зміни геометрії поперечного перерізу можна впливати на внутрішні та зовнішні електродинамічні характеристики, тобто зменшуючи розміри забезпечити роботу рупора в заданих діапазонах та робочу смугу [3]. Проектування та розробка рупорних антен на основі ЖХ, які відпові-

дали б сучасним вимогам, вимагає застосування новітніх підходів до їх розрахунку, ефективних та простих методів аналізу електромагнітних полів та визначення геометричних характеристик.

Аналіз попередніх досліджень. Задача проектування рупорних антен різної конфігурації може бути сформульована на основі електродинамічних представлень. Враховуючи її складність при рішенні інженерних задач, доцільно використати один із наближених інженерних методів, що дуже близькі по фізичному змісту до рішення задач обчислення коефіцієнта відбиття рупора P . Така подібність обумовлена його властивостями. Рупор, як і хвилеводно-рупорний перехід, призначений для узгодження хвилеводів різного розміру. Різниця лише в тому, що у випадку використання рупора досягається лише часткове узгодження його із зовнішнім простором.

Найбільш повний аналіз методів, що застосовуються до розрахунку хвилеводно-рупорних переходів викладено у [4]. У праці описано методи, що стосуються переходів на основі прямокутних хвилеводів. Їх доцільно застосовувати і до складних конструкцій. Узагальнені методи розрахунку хвилеводно-рупорних переходів на основі хвилеводів зі складною формою поперечного перерізу також приведені у працях авторів [5–10]. В загальному, проаналізувавши основні підходи до розрахунку хвилеводно-рупорних переходів на основі хвилеводів зі складною формою поперечного перерізу можна сказати, що на сьогоднішній день не існує чітко сформульованої методики їх розрахунку.

Метою статті є узагальнення результатів, що отримані шляхом застосування існуючих методів розрахунку хвилеводно-рупорних переходів зі складною формою поперечного перерізу та розробка методики розрахунку нерегулярних рупорних переходів на базі жолобкового хвилеводу. Це означає знаходження прямої залежності основних електродинамічних характеристик при вирішенні внутрішньої задачі від геометрії твірних хвилеводно-рупорного переходу.

Постановка завдання досліджень. Структура хвилеводно-рупорного переходу, що розглядається, представлена на рис. 1.

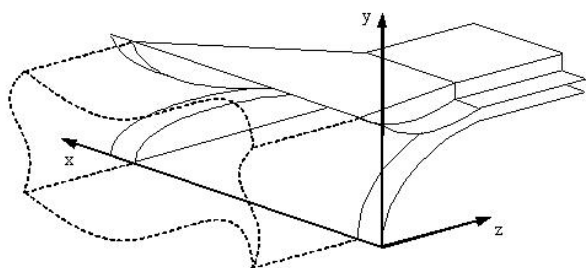


Рис. 1. Геометрія хвилеводно-рупорного переходу на основі жолобкового хвилеводу

При розрахунку даної структури заданими параметрами є поперечні розміри на вході та виході хвилеводно-рупорного переходу, діапазон робочих частот Δf та максимально допустиме значення коефіцієнта відбиття P_{\max} .

Знаходженню підлягають закони зміни твірних розкриву та щілин вздовж переходу.

Дана стаття є продовженням робіт авторів, що викладені у публікаціях [11, 12].

Виклад основного матеріалу

Для розрахунку хвилеводно-рупорного переходу на основі жолобкового хвилеводу використаємо метод поперечних перерізів (МПП) [13], основною перевагою якого є поєднання задовільної точності та фізичної практичності.

Основна ідея методу полягає у тому, що в будь-якому перерізі нерегулярного хвилеводу поля записуються у вигляді суперпозиції полів хвиль обох напрямків, що існують у допоміжному прямолінійному регулярному хвилеводі того ж перерізу і з тим же розподілом електричної ϵ та магнітної μ проникності у поперечному перерізі. Коефіцієнти даної суперпозиції задовольняють систему простих диференціальних рівнянь першого порядку. Загальна задача знаходження поля в нерегулярному хвилеводі зводиться до задачі знаходження поля в регулярному хвилеводі та до рішення системи простих диференціальних рівнянь [13].

Визначення залежності коефіцієнта відбиття (КВ) від поперечних та поздовжньої координат. Коефіцієнт відбиття хвилі основного типу розраховується як сума коефіцієнтів відбиття від основних нерегулярностей [4]:

$$P_{\Sigma} = P_A + P_P, \quad (1)$$

де P_A – коефіцієнт відбиття від апертури рупорного розкриву; P_P – коефіцієнт відбиття від горловини рупора та вздовж твірних.

Коефіцієнт відбиття на вході рупора відповідно до [13] з твірними, поперечні розміри яких плавно змінюються, описується виразом:

$$P_P = \int_0^L S_{mn}(z, k_z) \cdot \exp\left(-2 \int_0^z h(z, k) dz\right) dz, \quad (2)$$

де k – постійна розповсюдження у вільному просторі; $h(z, k)$ – постійна розповсюдження в рупорі для основного типу хвилі; $S\left(z, \sqrt{k^2 - \alpha^2(z)}\right)$ – функція, однозначно визначена формою і поперечним перерізом рупора, довжиною і типом хвилі.

Розрахунок коефіцієнта відбиття від горловини та твірних розраховується як амплітуда власної хвилі основного типу зворотного напрямку, приведеної до площини апертури рупорного розкриву [14]. Для опису поля в хвилеводно-рупорному переході зі складною формою поперечного перерізу потрібно, згідно методу поперечних перерізів, розбити його на хвилеводи порівняння, а поле в будь-якому перерізі $z = \text{const}$ описати, використавши ряди Фур'є, по полям хвиль в відповідних хвилеводах порівняння.

Розкладемо поперечні компоненти поля в хвилеводно-рупорному переході по поперечним складовим полів хвиль усіх типів, що можуть існувати у хвилеводі порівняння

$$\begin{aligned} E_x &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot E_x^i, & E_y &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot E_y^i, \\ H_x &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot H_x^i, & H_y &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot H_y^i, \end{aligned} \quad (3)$$

де p_i – невідомі коефіцієнти, що залежать від поздовжньої координати z .

Підставивши рівняння (3) до рівнянь Максвелла, записаних у прямокутній системі координат, отримаємо для поздовжніх компонент поля такий же розклад

$$E_z = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot E_z^i, \quad H_z = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot H_z^i, \quad (4)$$

Отже, $p_i(z)$ можна розглядати як амплітуди хвиль, що існують у хвилеводі.

Згідно з [13, 14] підставивши рівняння (3) та (4) у відповідні рівняння Максвелла, провівши деякі перетворення та використавши умови ортогональності отримаємо вираз для $p_i(z)$

$$\frac{\partial p_j}{\partial z} + j \cdot k_{zji} \cdot p_j = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_i \cdot S_{ij}, \quad (5)$$

де S_{ij} – коефіцієнт зв'язку між хвилями i – прямого та j – відбитого типів.

Вираз (5) представляє собою систему диференціальних рівнянь першого роду, розв'язком яких є визначення амплітуд хвиль у нерегулярному хвилеводно-рупорному переході. Загальний вираз для коефіцієнта зв'язку в хвилеводі змінного поперечного перерізу отримано у [13]. Він має вигляд:

$$S_{ij} = \left(1 / \left(2 \cdot h_j \cdot (h_j - h_i) \right) \right) \times \oint v(s) \cdot \left(E_n^i E_n^j + H_z^i H_z^j - H_s^i H_s^j \right) \partial S, \quad (6)$$

де h_j та h_i – хвильові числа хвилеводу порівняння; $v(s)$ – тангенс кута нахилу до осі z прямої, що з'єднує відповідні точки сусідніх поперечних перерізів.

Використання власних функцій та структури поля ЖХ для обчислення коефіцієнтів зв'язку дозволить отримати результати з високою точністю. Але при цьому збільшується обчислювальна складність при визначенні амплітуд хвиль.

Тому, для спрощення подальших розрахунків використаємо систему власних функцій прямокутного хвилеводу з розмірами, що відповідають зовнішнім розмірам ЖХ [14] та значення власних чисел ЖХ для відповідних поперечних перерізів.

Враховуючи подібність структури поля магнітної хвилі основного типу у прямокутному хвилеводі H_{10} та хвилі H_{11} жолобковому хвилеводі, зупинимось на розгляді лише даного типу хвилі.

Вираз для коефіцієнта зв'язку у прямокутному хвилеводі з розмірами a та b має вигляд [14]:

$$S_{mn} = \left(\omega \varepsilon / \left(2 N_m k^2 (k_{zm} - k_{zn}) \right) \right) \times \left\{ \frac{\partial a(z)}{\partial z} a(z) A_E + K_2 m_x n_x \cdot \pi^2 / \left(a(z)^2 \right) \times \left[\begin{array}{l} K_1 \left(\begin{array}{l} 1(m_x + n_x) + \\ + 1(m_x - n_x) \end{array} \right) \\ \times \left(\begin{array}{l} 1(m_x - n_x) - \\ - 1(m_x + n_x) \end{array} \right) \end{array} \right] + \frac{\partial b(z)}{\partial z} a(z) A_H + K_2 m_y n_y \cdot \pi^2 / \left(b(z)^2 \right) \times \left[\begin{array}{l} K_1 \left(\begin{array}{l} 1(m_y + n_y) + \\ + 1(m_y - n_y) \end{array} \right) \\ \times \left(\begin{array}{l} 1(m_y - n_y) - \\ - 1(m_y + n_y) \end{array} \right) \end{array} \right] \right\}, \quad (7)$$

де $A_E = 1 + (-1)^{(m_y + n_y)}$, $A_H = 1 + (-1)^{(m_x + n_x)}$,

$$K_1 = \left\{ \left(m_y \pi / b(z) \right)^2 + \left(m_x \pi / a(z) \right)^2 \right\} \times \left\{ \left(n_y \pi / b(z) \right)^2 + \left(n_x \pi / a(z) \right)^2 \right\}, \quad (8)$$

$$K_2 = \left(k_{zm} k_{zn} - k^2 \right).$$

Норма поля прямокутного хвилеводу визначається виразом:

$$N_m = k_{zm} f_z(z), \quad (9)$$

$$\text{де } f(z) = \frac{a(z)b(z)}{2\omega\mu} \left\{ \begin{array}{l} \left(m_y \pi / b(z) \right)^2 \times \\ \times \left(1 - 1(m_y) \right) \left(1 + 1(m_x) \right) + \\ + \left(m_x \pi / a(z) \right)^2 \times \\ \times \left(1 + 1(m_y) \right) \left(1 - 1(m_x) \right) \end{array} \right\} \quad (10)$$

$$1(x) = \lim_{\xi \rightarrow x} \left\{ \frac{\sin(\pi\xi)}{\pi\xi} \right\} = \begin{cases} 1, x = 0; \\ 0, x \neq 0. \end{cases} \quad (11)$$

Підставивши до (8 – 10) відповідні індекси m_x, m_y, n_x, n_y для прямої та відбитої хвилі отримуємо:

$$A_E = 2, \quad A_H = 2, \quad K_1 = \left\{ \left(\pi / b(z) \right)^2 + \left(\pi / a(z) \right)^2 \right\} \left\{ \left(\pi / b(z) \right)^2 + \left(\pi / a(z) \right)^2 \right\},$$

$$f(z) = \frac{a(z) \cdot b(z)}{2 \cdot \omega \cdot \mu} \cdot \left\{ \left(\pi / b(z) \right)^2 + \left(m_x \cdot \pi / a(z) \right)^2 \right\}, \quad (12)$$

$$N_m = k_{zm}(z) \cdot \frac{a(z) \cdot b(z)}{2 \cdot \omega \cdot \mu} \times \left\{ \left(\pi / b(z) \right)^2 + \left(m_x \cdot \pi / a(z) \right)^2 \right\}.$$

Вираз для коефіцієнта зв'язку в прямокутному хвилеводі після підстановки відповідних індексів m_x, m_y, n_x, n_y буде мати вигляд:

$$S_{mn} = \left(k_{zm}(z) \cdot a(z) \cdot b(z) \cdot \left\{ \left(\frac{\pi}{b(z)} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a(z)} \right)^2 \right\}^{-1} + \left(\frac{m_x \cdot \pi}{a(z)} \right)^2 \right) \cdot (k_{zm} - k_{zn}) \cdot \left\{ \frac{\partial a(z)}{\partial z} 2a(z) \times \left[\begin{array}{l} \left\{ \left(\frac{\pi}{b(z)} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a(z)} \right)^2 \right\} \times \\ \left\{ \left(\frac{\pi}{b(z)} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a(z)} \right)^2 \right\} + \\ + \left(k_{zm} \cdot k_{zn} - k^2 \right) \cdot \frac{\pi^2}{a(z)^2} \end{array} \right] + \frac{\partial b(z)}{\partial z} 2b(z) \times \left[\begin{array}{l} \left\{ \left(\frac{\pi}{b(z)} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a(z)} \right)^2 \right\} \times \\ \left\{ \left(\frac{\pi}{b(z)} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a(z)} \right)^2 \right\} + \\ + \left(k_{zm} \cdot k_{zn} - k^2 \right) \cdot \frac{\pi^2}{b(z)^2} \end{array} \right] \right\}. \quad (13)$$

Відомо, що збільшення діапазонності рупора відбувається за рахунок збільшення його довжини, тобто кращого узгодження із зовнішнім простором, що впливає на зменшення коефіцієнта відбиття або знаходження форми рупора, яка б дозволила мінімізувати його довжину при заданому коефіцієнті відбиття P .

В загальному випадку задача «оптимізації» хвилеводно-рупорного переходу зводиться до знаходження залежності коефіцієнта відбиття від геометричних розмірів переходу.

Отже, алгоритм розрахунку хвилеводно-рупорного переходу зводиться до послідовності виконання дій, наведеної на рис. 2.

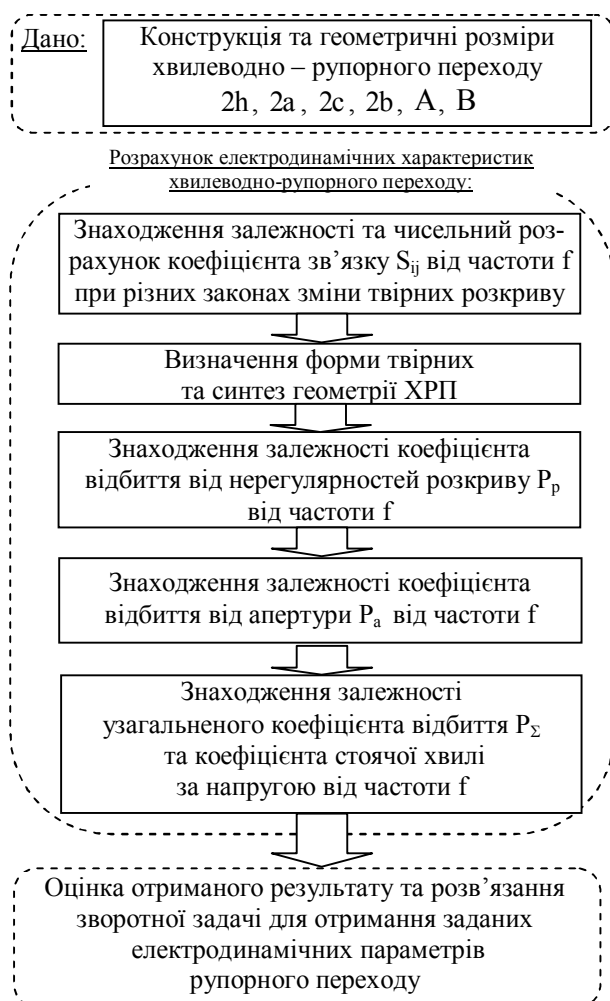


Рис. 2. Алгоритм розрахунку хвилеводно-рупорного переходу на основі ЖХ із заданими електродинамічними характеристиками

Результати чисельних розрахунків та порівняльна оцінка

Опишемо геометрію задачі, яка вирішується. Згідно із рис. 3, прямокутний хвилевід розміром $A \times B$ переходить у жолобковий хвилевід з розмірами $2h \times 2b$ та розмірами щілин $2c$ та $2a$, довжиною рупорного переходу L .

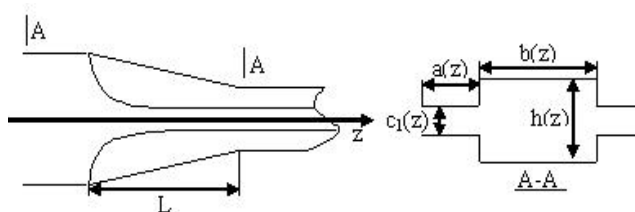


Рис. 3. Щодо пояснення геометрії хвилеводно-рупорного переходу

Аналітично геометрію розкриву опишемо системою рівнянь:

$$\begin{aligned}
 a(z) &= \begin{cases} a/2, z < 0; \\ a/2 - \tan(\theta_1) \cdot z, 0 < z < L; \\ a/2 - \tan(\theta_1) \cdot L, z > L; \end{cases} \\
 c_1(z) &= \begin{cases} h/2, z < 0; \\ h/2 \cdot \exp(\gamma(z) \cdot z), 0 < z < L; \\ h/2 \cdot \exp(\gamma(z) \cdot L), z > L; \end{cases} \\
 h(z) &= \begin{cases} h/2, z < 0; \\ h/2 - \tan(\theta_2) \cdot z, 0 < z < L; \\ h/2 - \tan(\theta_2) \cdot L, z > L; \end{cases} \\
 b(z) &= \begin{cases} b/2, z < 0; \\ b/2 - \tan(\theta_1) \cdot z, 0 < z < L; \\ b/2 - \tan(\theta_1) \cdot L, z > L; \end{cases}
 \end{aligned} \tag{14}$$

де θ_1, θ_2 – кути розкриву хвилеводно-рупорного переходу; L – довжина хвилеводно-рупорного переходу; $h(z), a(z), b(z), c_1(z)$ – відповідні розміри початкового хвилеводу.

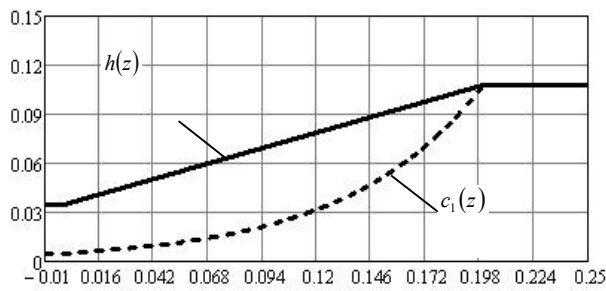
Для порівняльної оцінки обрано закони зміни твірних хвилеводно-рупорного переходу на базі жолобкового хвилеводу, наведені на рис. 4.

Відповідно до виразу (13) для синтезованих форм хвилеводно-рупорного переходу (рис. 4) отримано числові значення залежності коефіцієнта зв'язку S_{ij} від довжини переходу L (табл. 1, рис. 5).

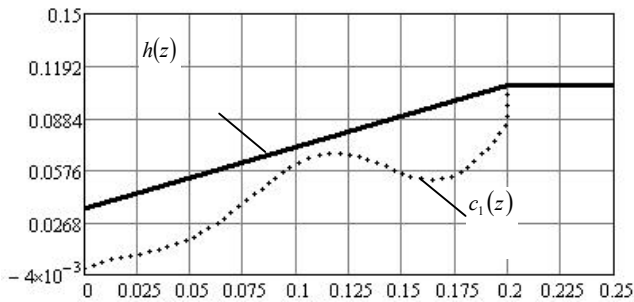
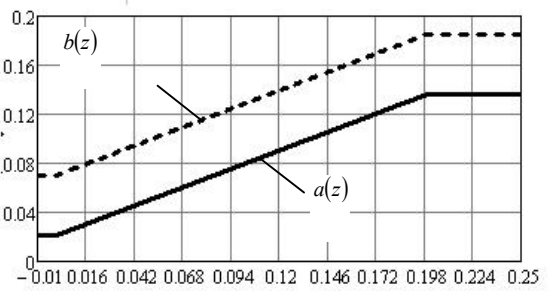
Таблиця 1

Розраховані значення коефіцієнта зв'язку для різних законів зміни твірних розкриву жолобкового хвилеводу та прямокутного хвилеводу

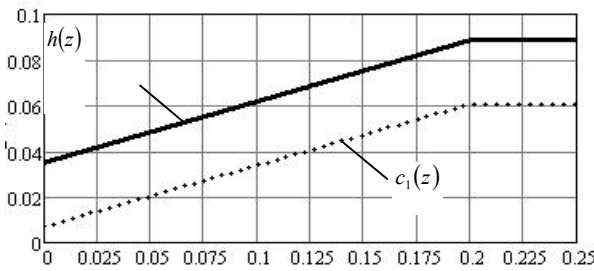
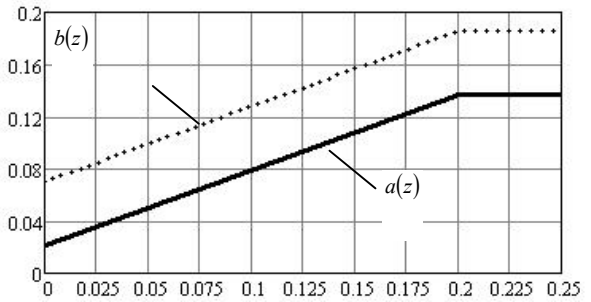
Довжина переходу, м	Експоненціальний	Косинусоїдальний	Лінійний	Прямокутний хвилевід
0,01	1,5973	1,5918	1,7	66,22
0,05	0,6325	0,6371	0,8	16,22
0,1	0,27	0,2744	0,38	4,32
0,15	0,1401	0,1404	0,21	1,53
0,2	0,0821	0,0821	0,12	0,65
0,21	0	0	0	0



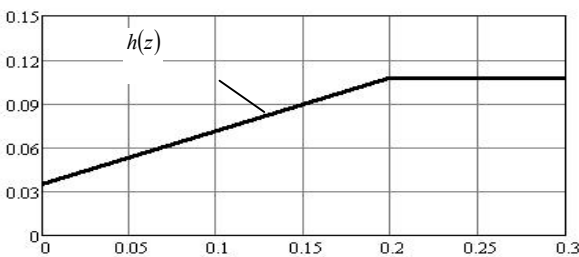
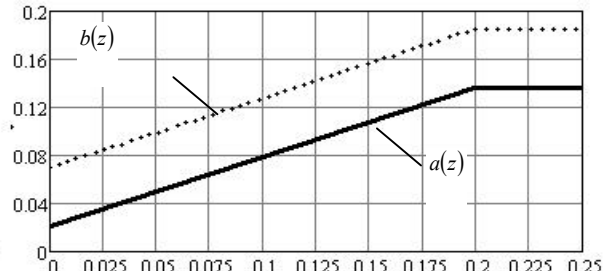
а – експоненціальний закон зміни твірних розкриву



б – криволінійний закон зміни твірних розкриву



в – лінійний закон зміни твірних розкриву;



г – прямокутний ХРП без щілин

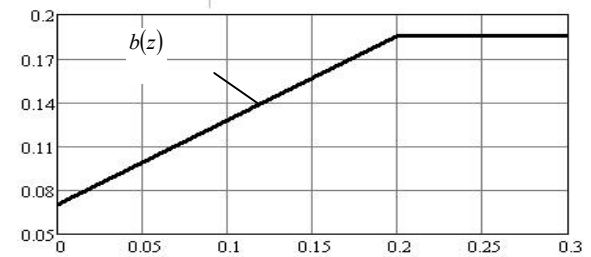


Рис. 4. Види законів зміни твірних розкриву жолобкового хвилеводу

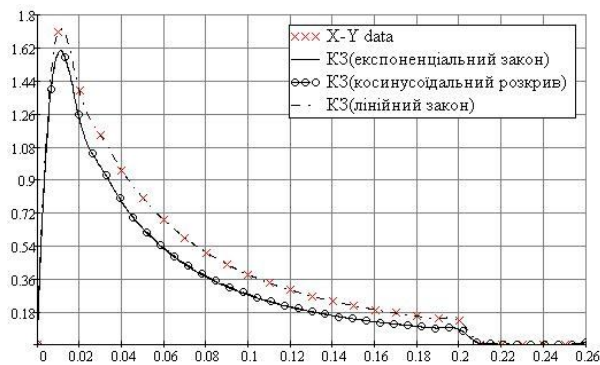


Рис. 5. Графік залежності коефіцієнта зв'язку залежності коефіцієнта зв'язку S_{ij} від довжини переходу L

За основу взято жолобковий хвилевід із прямокутними жолобами розмірами:

$$h = 0.035\text{ м}, a = 0.021\text{ м},$$

$$b = 0.07\text{ м}, c_1 = 0.035\text{ м},$$

кути розкриву хвилеводно-рупорного переходу в магнітній площині $H - \theta_1 = 20^\circ$, в електричній площині $E - \theta_2 = 30^\circ$, довжина хвилі $\lambda = 0.02\text{ м}$.

Графік на рис. 6 показує, що залежність коефіцієнта зв'язку при $\lambda = \text{const}$ можна описати експоненціальним законом.

Для лінійного закону зміни твірних розкриву хвилеводно-рупорного переходу має більші числові

значення коефіцієнта зв'язку S_{ij} , ніж для експоненціального та криволінійного законів. Тому доцільно для подальших викладок обрати за основу хвильоводно-рупорний опромінювач із експоненціальним законом зміни твірних щілин.

Для аналізу залежності електродинамічних характеристик від частоти f необхідно визначити коефіцієнт відбиття від основних нерегулярностей переходу: горловина та апертура рупора.

Використавши рівняння (2), запишемо вираз для коефіцієнта відбиття хвилі основного типу від нерегулярностей розкриву:

$$P_{\text{нерег}} = \frac{1}{2} \int_0^L S_{mn}(z) \cdot \exp \left\{ -j2 \int_0^z \sqrt{k^2 - k_s^2} \partial z \right\} \partial z. \quad (15)$$

На основі співвідношення (15) отримано графік залежності коефіцієнта відбиття від нерегулярностей розкриву $P_{\text{нерег}}$, що залежить від частоти f .

Один із варіантів виразу для розрахунку коефіцієнта відбиття хвилі основного типу від відкритого кінця опромінювача має вигляд:

$$|P_A| = \frac{1 - z_0/z_n}{1 + z_0/z_n} \quad \text{або} \quad |P_A| = \frac{1 - k/k_z}{1 + k/k_z},$$

де $z_0 = 120\pi$ та $z_n = z_0 \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{kr})}$ – хвильові опори вільного простору та хвильоводу відповідно.

Для оцінки співвідношень між коефіцієнтами відбиття від апертури та нерегулярностей розкриву на (рис. 7) наведено числові значення відповідних величин від частоти для жолобкового хвильоводу із прямокутними жолобами розмірами: $h = 0.035\text{м}$, $a = 0.021\text{м}$, $b = 0.07\text{м}$, $c_1 = 0.035\text{м}$, кутами розкриву хвильоводно-рупорного переходу в магнітній площині $H - \theta_1 = 20^\circ$, в електричній площині $E - \theta_2 = 30^\circ$, довжина переходу $L = 0.2\text{м}$.

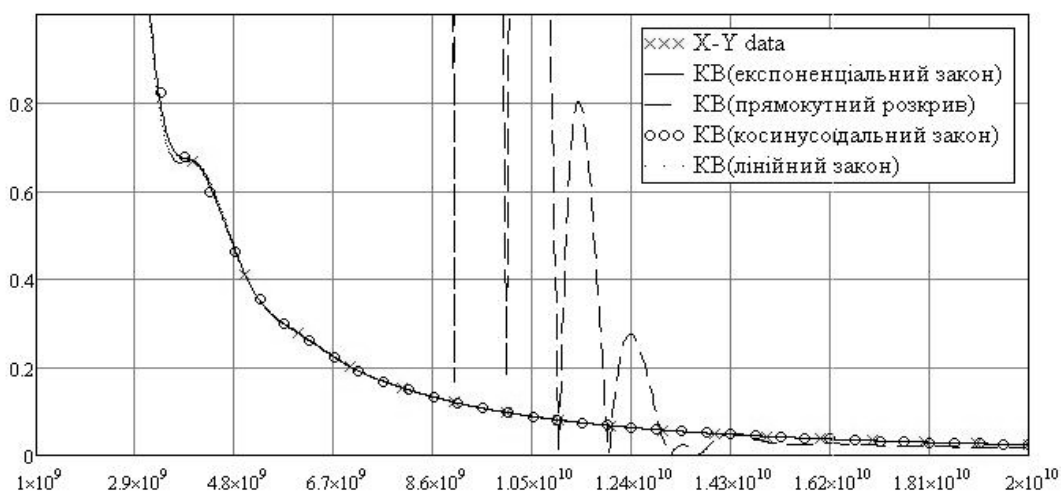


Рис. 6. Графік залежності коефіцієнта відбиття від нерегулярностей розкриву $P_{\text{нерег}}$ для різних значень частот при визначених законах зміни твірних розкриву жолобкового хвильоводу

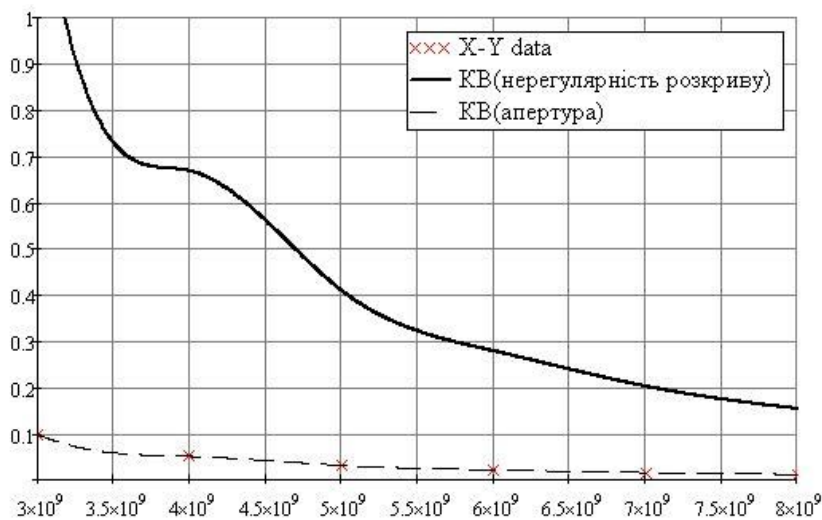


Рис. 7. Графік залежності коефіцієнта відбиття від апертури P_A та від нерегулярностей розкриву $P_{\text{нерег}}$ при різних значеннях частоти

Таким чином, $R_{\text{переріз}}$ має значно більші значення в порівнянні з R_A . Тому для спрощення подальших викладок допускається можливість компенсації однієї із величин та зменшення другої за рахунок вибору оптимальних геометричних параметрів, що є зворотною до задачі, що вирішується.

Висновки

Отже, на основі отриманих результатів, приведених в таблиці 1, а також на (рис. 4), (рис. 5) можна зробити висновок, що врахування власного числа жолобкових хвильоводів k_s при розрахунку хвильоводно-рупорного переходу еквівалентне врахуванню закону зміни жолобів вздовж стінок хвильоводу складного поперечного перерізу.

Аналіз електродинамічних характеристик переходів, утворених на базі жолобкового хвильоводу з різними законами зміни твірних щілин, показав, що найкращі показники можна отримати при використанні експоненціального закону зміни твірних розкриттів.

Шляхом математичного моделювання та дотримуючись класичної теорії вирішення електродинамічних задач перевірено працездатність методики розрахунку нерегулярного хвильоводно-рупорного переходу на базі жолобкового хвильоводу методом поперечних перерізів. Послідовність операцій для розрахунку основних електромагнітних характеристик приведена на (рис. 3).

Отримана методика дозволяє на основі нескладних математичних обчислень застосовувати її для вирішення інженерних задач при проектуванні складних електродинамічних структур на базі жолобкового хвильоводу.

Список літератури

1. Проектирование антенных устройств СВЧ / Заикин И.П., Тоцкий А.В., Абрамов С.К., Лукин В.В. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 107 с.
2. Манойлов В.П. Широкоуголові рупорні антени на основі хвильоводів зі складною формою поперечного

перерізу / Манойлов В.П., Павлюк В.В. // Перша всеукраїнська науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння і військової техніки в збройних силах України»: тези доповідей. – Львів: ЛІСВ, 2008. – С. 183

3. Котов Ю.В. Широкополосные волноводные антенные решетки интегрированных радиоэлектронных комплексов. – Дисс. ... д-ра техн. наук / Ю.В. Котов. – М., 2004. – 359 с.

4. Шумлянський І.І. Рупорные излучатели со ступенчатými и криволинейными образующими / І.І. Шумлянський. – К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986. – 147 с.

5. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики / В.В. Никольский. – М.: Наука, 1967. – 460 с.

6. Laura A.P. Aplicacione de la tearie de variable compleja al calculo de antovalores en quail de onda seccion arbitraria / A.P. Laura // An. Soc. Cient. Argent. – 1976. – V. 202, № 1. – P. 17-36.

7. Машиковцев Б.М. Теория волноводов / Б.М. Машиковцев, К.Н. Цибилов, Б.Ф. Емелин. – М.: Наука, 1966. – 351 с.

8. Davies I.B. Review of methods for numerical solution of the Hollow Waveguide Problem / I.B. Davies // Proc. IEEE. – 1972. – V. 119, № 1. – P. 33-37

9. Минкович Б.М. Теория синтеза антенн / Б.М. Минкович, В.П. Яковлев. – М.: Сов. радио, 1969. – 294 с.

10. Миттра Р. Аналитические методы теории волноводов / Р. Миттра, С. Ли. – М.: Мир, 1974. – 327 с.

11. Павлюк В.В. Проблематика ведення радіотехнічного моніторингу в надвисокочастотному діапазоні / В.В. Павлюк, Р.Л. Ставісюк, О.Л. Сидорчук // Вісник інженерної академії України. – К., 2013. – № 3-4. – С. 107-109.

12. Манойлов В.П. Характеристики жолобкового хвильоводу з прямокутним поперечним перерізом / В.П. Манойлов, В.В. Павлюк, Р.Л. Ставісюк // Вісник Житомирського державного технологічного університету. – Житомир: ЖДТУ, 2013. – С. 74-85.

13. Каценеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Б.З. Каценеленбаум. – М.: Изд. АН СССР, 1961. – 216 с.

14. Манойлов В.П. Рупорні антени на основі хвильоводів зі складною формою поперечного перерізу / В.П. Манойлов, В.В. Павлюк, В.В. Чухов. – Житомир: ЖДТУ, 2008. – Ч. 1. – 99 с.

Надійшла до редколегії 2.02.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.П. Манойлов, Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова Державного університету телекомунікацій, Житомир.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА НЕРЕГУЛЯРНОГО ВОЛНОВОДНО-РУПОРНОГО ПЕРЕХОДА НА БАЗЕ ЖЕЛОБКОВОГО ВОЛНОВОДА

В.В. Павлюк, Р.Л. Ставісюк

В статье предложен подход к расчету волноводно-рупорного перехода на базе желобкового волновода, основанный на применении метода поперечных сечений. Для упрощения математических выкладок при расчете использованы собственные функции прямоугольного волновода и собственные числа желобкового волновода. Результаты получены путем моделирования с использованием пакетов прикладного математического моделирования среды MathCad.

Ключевые слова: желобковая волновод, волноводно-рупорный переход, собственные функции волновода, собственные числа волновода.

METHODIC OF CALCULATION NON-REGULAR GUIDE-HORN TRANSITION BASED ON GROOVE WAVEGUIDE

V.V. Pavlyuk, R.L. Stavisyuk

Methodic of calculation non-regular guide-horn transition based on groove guide is considered in this article. The own functions of rectangular waveguide and constant propagation was used for simplify mathematics expressions in process of calculations. Calculated results are derived by simulation modeling in MathCad.

Keywords: groove waveguide, waveguide-horn transition, own function, constant propagation.