

**В.П. Манойлов д.т.н., проф.
В.В. Павлюк, ад'юнкт**

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ШИРОКОСМУГОВОГО ПЕРЕХОДУ МІЖ ХВИЛЕВОДАМИ РІЗНИХ РОЗМІРІВ.

Запропоновано підхід до розрахунку широкосмугових елементів узгодження хвилеводних ліній, що базується на методі поперечних перетинів. Для спрощення розрахунків на прикладі переходу між хвилеводами двох типорозмірів визначено амплітуди паразитних хвиль, що виникають на неоднорідностях переходу.

Вступ. Елементи мікрохвильової техніки є однією з найважливіших складових частин сучасних складних радіотехнічних систем (РТС) різного призначення. Зі зростанням вимог до РТС, пов'язаних з необхідністю функціонування у широкій смузі частот, виникає необхідність удосконалення елементів антенно-фідерного тракту (АФТ) [1–4].

Актуальність задачі, що розв'язується. Основним елементом АФТ на теперішній час є хвилевід. Забезпечення функціонування даних елементів у широкій смузі частот вимагає задіювання різних типів та розмірів хвилеводів, а також їх широкосмугового узгодження. Саме необхідність забезпечення широкосмуговості вимагає розробки нових підходів до розробки елементів антенно-фідерного тракту [5].

Таким чином, розрахунок широкосмугових елементів узгодження є актуальною науковою задачею. Як найбільш доцільний визначено розрахунок узгоджувальних переходів між прямокутними хвилеводами різних розмірів у широкій смузі частот, зокрема для частот, що вищі за максимальну частоту одномодового режиму.

Метою статті є розрахунок широкосмугового переходу між прямокутними хвилеводами різних розмірів. Мета досягається шляхом розробки відповідної методики, котра повинна забезпечувати розрахунок характеристик розповсюдження хвиль у хвилеводі для широкої смуги частот.

Основна частина. Розв'язання даної задачі пов'язане з розрахунком електромагнітного поля (ЕМП) у нерегулярному хвилеводі. Класичні підходи до розв'язання даної задачі мають суттєві недоліки.

Так, метод, що базується на теорії кіл [4, 5], поряд зі своєю простотою, забезпечує гарні результати при розрахунку одномодового режиму роботи лінії. Врахування взаємного впливу хвиль різних типів, що можуть виникати у хвилеводних лініях передач, значно ускладнює розрахунки.

Клас методів, що базуються на методі кінцевих різниць (МКР) та методі кінцевих елементів (МКЕ) [6] забезпечують досить точні результати для хвилеводних структур простої форми, хоча мають велику складність аналітичного пошуку розв'язку, забезпечення умов його існування, та чисельного розрахунку.

Запропоновані, а також інші, існуючі методи мають головний недолік, пов'язаний з малою шириною смуги частот, для яких вони забезпечують здійснення розрахунків. Останні значно ускладнюються при врахуванні частотної залежності вхідних параметрів.

Для реалізації розробленої методики вирішено застосовувати метод поперечних перетинів (МПП) [4, 7]. Даний метод базується на розкладі поля у нерегулярному хвилеводі на поля власних хвиль обох напрямків, котрі можуть існувати у регулярному хвилеводі порівняння. Окрім визначення коефіцієнтів відбиття та проходження хвиль основного та вищих типів, математичний апарат даного методу забезпечує визначення амплітуд паразитних хвиль, що утворюються на нерегулярності хвилеводу. У зв'язку з цим з'являється можливість розрахунку структури поля у будь-якому перетині хвилеводу як суперпозицію власних хвиль. Дана особливість розширює можливості застосування МПП для розв'язання внутрішньої та зовнішньої електродинамічних задач для рупорних розкривів.

Розглянемо основні етапи розрахунку переходу між двома незаповненими хвилеводами за допомогою МПП.

Електрична та магнітна складові ЕМП всередині хвилеводу представляються за допомогою наступних нескінченних сум:

$$\vec{E} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n \vec{E}^n, \quad \vec{H} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n \vec{H}^n, \quad (1)$$

де P_n – шукані амплітуди, \vec{E}^n , \vec{H}^n – вектори електричної та магнітної складових поля власних хвиль хвилеводу порівняння. У загальному випадку сумування слід проводити за двома індексами, за якими прийнято визначати структуру поля у хвилеводі.

Основна складність даного методу, у випадку отримання точного розв'язку, полягає у необхідності розв'язання нескінченної системи звичайних диференціальних рівнянь наступного вигляду:

$$\frac{\partial}{\partial z} P_m + j k_m P_m = \sum_n S_{mn} P_n, \tag{2}$$

де S_{mn} – коефіцієнти зв'язку між власними хвилями відповідних типів, k_m – фазова стала m -ї власної хвилі.

Коефіцієнт зв'язку між двома власними хвилями визначається шляхом інтегрування скалярного добутку даних хвиль за поперечним перерізом хвильоводу порівняння, використання умов ортогональності та нормування хвиль за допомогою наступного поверхневого інтеграла:

$$S_{mn} = \frac{\omega}{N_n(k_{mn} - k_{mn})} \int_s \left\{ \frac{d\varepsilon}{dz} (\vec{E}^{-m} \vec{H}^n) - \frac{d\mu}{dz} (\vec{H}^{-m} \vec{E}^n) \right\} ds, \tag{3}$$

де N_m – норма поля m -ї хвилі. Визначається наступною формулою:

$$N_m = 2 \int_s \left\{ [\vec{E}^m \vec{H}^m], \vec{z}^0 \right\} ds, \tag{4}$$

Вважаючи магнітну сталу у хвильоводі рівною μ_0 , після здійснення граничного переходу за ε для стінок хвильоводу, отримуємо вираз для S_{mn} у вигляді контурного інтеграла:

$$S_{mn} = \frac{\omega}{N_n(k_{zm} - k_{zn})} \oint \left\{ \frac{\mu}{\varepsilon} (H_z^m H_z^n - H_\tau^m H_\tau^n) + E_n^m E_n^n \right\} dl, \tag{5}$$

де $\theta(l)$ – залежність кута нахилу твірної нерегулярної ділянки хвильоводу до осьової лінії. Для формули (5) введена місцева система координат $(\vec{n}, \vec{\tau}, \vec{z})$, положення осей якої, а також контуру інтегрування наведено на рис. 1.

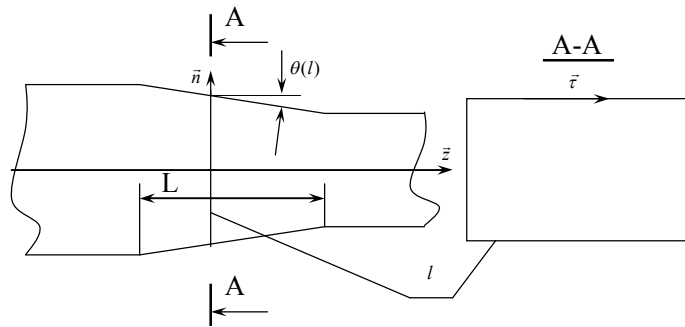


Рис. 1

Для хвильоводів простої форми поперечного перетину S_{mn} виражається в декартовій системі координат через проекції векторів магнітної і електричної складової поля та інтегрується аналітично. Для хвильоводів складної форми поперечного перетину необхідне чисельне інтегрування за відповідним контуром. Коефіцієнт зв'язку S_{mn} прямо пропорційний тангенсу кута нахилу твірної. В загальному випадку він також залежить від поздовжньої координати, оскільки містить у собі фазові сталі хвиль, що взаємодіють.

У випадку відсутності критичних перетинів амплітуди паразитних хвиль, що виникають на неоднорідності переходу, знаходяться шляхом інтегрування виразу (2) за всією довжиною переходу L . Для випадку падіння на перехід однієї хвилі з індексом n та відсутності взаємодії між відбитими хвилями вираз для визначення амплітуди хвилі з індексом m буде мати наступний вигляд:

$$P_m = \int_0^L \frac{k_{zn}(0)k_{zn}(z)}{\sqrt{k_{zm}(0)k_{zn}(z)}} S_{mn} \exp \left\{ -j \int_0^z (k_{zn}(\zeta) - k_{zm}(\zeta)) d\zeta \right\} dz, \tag{6}$$

Кінцеві умови інтегрування виразу (6) визначаються відсутністю утворення прямих паразитних хвиль до початку переходу, а зворотних – відповідно після закінчення переходу та мають наступний вигляд:

$$P_m(0) = 0 \text{ для } m > 0, m \neq n, P_m(L) = 0 \text{ для } m < 0. \tag{7}$$

Залежність фазових сталих від поздовжньої координати для прямокутного хвильоводу має наступний вигляд [8, 9]:

$$k_{zm}(z) = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m_x \pi}{a(z)} \right)^2 - \left(\frac{m_y \pi}{b(z)} \right)^2}, \tag{8}$$

де m_x та m_y – кількість напівперіодів стоячої хвилі вздовж широкої та вузької стінок хвилеводу відповідно; залежність розмірів відповідних стінок від поздовжньої координати для випадку постійної величини кута нахилу твірної має наступний аналітичний вигляд:

$$a(z) = \begin{cases} a_1, & z \leq z_1; \\ a_1 + 2\text{tg}(\theta_{0H}), & z_1 < z < z_2; \\ a_2, & z \geq z_2. \end{cases} \quad b(z) = \begin{cases} b_1, & z \leq z_1; \\ b_1 + 2\text{tg}(\theta_{0E}), & z_1 < z < z_2; \\ b_2, & z \geq z_2. \end{cases} \quad (9)$$

де θ_{0E} та θ_{0H} – кути нахилу твірної у відповідних площинах, a_1, b_1 та a_2, b_2 – відповідні розміри хвилеводів, що узгоджуються, z_1 та z_2 – значення поздовжніх координат, що відповідають початку та закінченню переходу. Знаходження виразу, що визначає залежність розмірів перетину переходу від поздовжньої координати, є предметом оптимізації при розробці узгоджених переходів мінімальної довжини.

Повне відтворення структури поля всередині переходу згідно з формулою (1) вимагає врахування паразитних хвиль всіх типів прямого та зворотного напрямків, що значно ускладнює здійснення розрахунків. Для практичних цілей немає такої необхідності. Кількість власних хвиль, що підлягають врахуванню, а отже і кількість рівнянь, може в такому випадку обмежуватись та визначатись необхідною точністю очікуваних результатів. У такому випадку розв'язання системи диференціальних рівнянь можливо здійснювати чисельними методами із заданою точністю.

Коефіцієнти відбиття K_B та проходження K_{II} власних хвиль визначаються з відношення амплітуд відповідних хвиль за (6) зворотного та прямого напрямків наступними виразами:

$$K_B = \frac{P_{-m}}{P_m}, \quad K_{II} = 1 - \frac{P_{-m}}{P_m}. \quad (10)$$

На прикладі переходу між прямокутними хвилеводами шляхом математичного моделювання визначено амплітуди паразитних хвиль, котрі виникають у даному переході при падінні однієї основної хвилі типу H_{10} . Моделюванню підлягав перехід між хвилеводами типорозмірів 72x33 мм та 35x15,8 мм довжиною 6,5 см на частоті 12 ГГц. Залежність амплітуд прямих та зворотних хвиль від типу (індексів m_x та m_y) наведена у табл. 1.

Таблиця 1

		m_x						
		-3	-2	-1	0	1	2	3
m_y	-3	0	0	0				
	-2	0	0	0,193	0			
	-1	0	0	0	0			
	0	0,081		0,212	-	1,000	0	0,14
	1					0	0	0
	2					0,061	0	0
	3					0	0	0

Додатні індекси відповідають прямим хвилям, від'ємні – зворотним.

З отриманих даних впливає наступне:

- паразитні прямі та зворотні хвилі утворюються, якщо один з її індексів співпадає з відповідним індексом падаючої хвилі, а інша пара індексів у сумі дає парне число;
- для переходу, що розглядається, хвилі з індексами, більшими третього, не утворюються, через наявність для них критичних перетинів для частоти, що розглядається;
- для подальших розрахунків, при нехтуванні величинами порядку 0,01 для даних умов моделювання, кількість паразитних хвиль, що підлягають врахуванню, складає 7; моделювання для інших умов показує, що дана величина не перевищує 10.

При оптимізації форми переходу слід враховувати залежність амплітуд паразитних хвиль як від довжини переходу, так і від робочої частоти. Шляхом моделювання за попередніми умовами отримано залежність модуля сумарних амплітуд паразитних хвиль $|P_{\Sigma}|$ від довжини переходу L . Дана залежність для зазначених частот наведена на рис. 2.

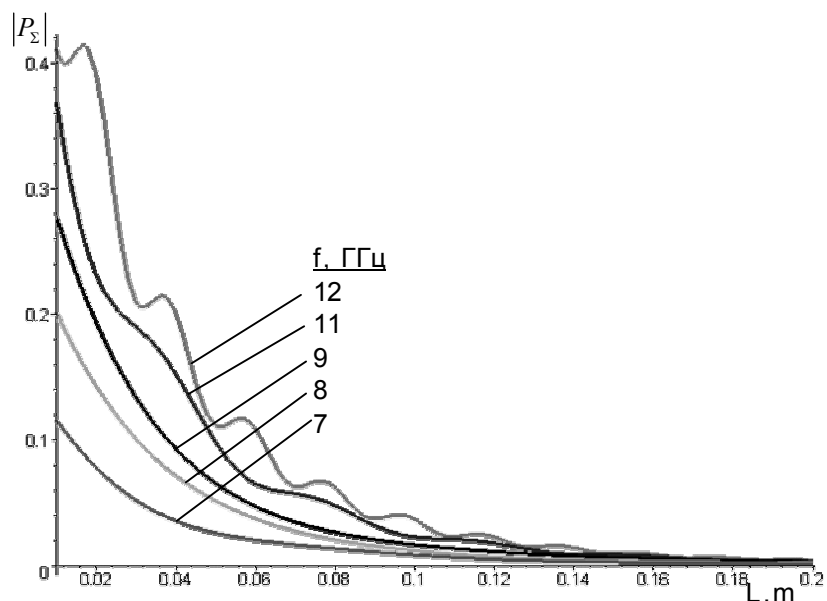


Рис. 2

Як і очікувалось, спостерігається чітка зворотна залежність сумарних амплітуд від довжини переходу. Флуктуації викликані різними величинами набігів фаз для різних типів хвиль. Крім того, для високих частот модуль сумарних амплітуд більший, оскільки більша кількість хвиль, що не мають критичних перетинів та можуть розповсюджуватись у переході. З отриманої залежності за критерієм мінімуму сумарних амплітуд паразитних хвиль розраховується довжина переходу.

Таким чином, загальна методика розрахунку переходу між хвилеводами містить наступну послідовність дій.

1. За розмірами хвилеводів, що узгоджуються, визначаються загальні вирази для власних хвиль та власні числа, зокрема їх залежність від поздовжньої координати.

2. Визначається загальний вираз для коефіцієнта зв'язку (5) залежно від поздовжньої координати та частоти робочого частотного діапазону.

3. Шляхом чисельного розв'язання рівняння (2), або (6), враховуючи кінцеві умови, знаходяться амплітуди паразитних хвиль обох напрямків. На основі цього, враховуючи робочий діапазон частот, визначається перелік типів хвиль, котрі необхідно врахувати.

4. На основі отриманих даних за відомими формулами знаходяться інші характеристики переходу (коефіцієнти відбиття та проходження (10), структура поля (1)).

5. Отримані дані використовуються для оптимізації форми переходу (виразів для $a(z)$ та $b(z)$), або його довжини L за окремими критеріями.

Висновок. Таким чином, запропоновано методику розрахунку ширококутового переходу між хвилеводами різних розмірів, котра базується на методі поперечних перетинів. Дана методика передбачає чисельний розрахунок та добре реалізується за допомогою сучасних обчислювальних програмно-апаратних засобів [10].

Дана методика, окрім ширококутового розрахунку переходів між хвилеводами, забезпечує можливість розрахунку внутрішніх та зовнішніх характеристик рупорних розкривів. З цією метою подальше вдосконалення методики полягає у визначенні впливу узгодження з навколишнім середовищем та врахуванні взаємодії між паразитними хвилями.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Глебович Г.В., Ковалев И.П. Широкополосные линии передачи импульсных сигналов. – М.: Сов. радио, 1973.
2. Воинов Б.С. Широкодиапазонные колебательные системы СВЧ. – М.: Советское радио, 1979.
3. Рамзей В.Х. Частотнезависимые антенны: Пер с англ. В.П. Сахаров. – М.: Мир, 1968. – 176 с.
4. Шумлянский И.И. Рупорные излучатели со ступенчатыми и криволинейными образующими. – К.: Вища школа, 1986. – 147 с.
5. Левин Л. Теория волноводов: методы решения волноводных задач: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Вольфмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 311 с.

6. *Свешников А.Г., Боголюбов А.Н., Буткарев И.А.* Математическое моделирование волноводных переходов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 8. – С. 901–915.
7. *Каценеленбаум Б.З.* Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Изд. АН СССР, 1961. – 216 с.
8. *Айзенберг Г.З.* Антенны ультракоротких волн. – М.: Госизд. лит. по вопр. связи и радио, 1957. – 700 с.
9. *Фрадин А.З.* Антенно-фидерные устройства. – М.: Советское радио, 1977. – 440 с.
10. *Головацкая А.П.* Методы и алгоритмы в вычислительной математике. – М.: Радио и связь, 1999. – 408 с.

МАНОЙЛОВ В'ячеслав Пилипович – доктор технічних наук, професор, головний науковий співробітник науково-дослідного центру Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- складні багатофункціональні радіотехнічні системи;
- антени та техніка НВЧ.

ПАВЛЮК Володимир Володимирович – ад'юнкт Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- вдосконалення складних функціональних блоків та алгоритмів радіотехнічних систем.

Подано 06.11.2006