УДК 621.372.8

ЗОВНІШНІ ПАРАМЕТРИ З'ЄДНАННЯ ПРЯМОКУТНОГО ХВИЛЕВОДА, ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНОГО ЛІНІЙНИМ ДІЕЛЕКТРИКОМ З ПРЯМОКУТНИМ ХВИЛЕВОДОМ, ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНИМ НЕЛІНІЙНИМ ДІЕЛЕКТРИКОМ

DOI 10.36994/2707-4110-2020-1-28-09

Почерняєв В.М., д.т.н., проф., Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова, Київ, Україна. vprochernaev@gmail.com

Сивкова Н.М., Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова, Київ, Україна. natsivonat@gmail.com

Анотація. В роботі визначені зовнішні параметри з'єднання прямокутного хвилеводу частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвилеводом частково заповненим нелінійним діелектриком. Знання зовнішніх параметрів такого з'єднання забезпечує розрахунок пристроїв з відкритими нелінійними елементами. Перспективні СВЧ тракти радіотехнічних систем на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів (ЧЗДПВ) включають велику різноманітність активних і пасивних пристроїв НВЧ. Плоско-поперечний стик цих хвилеводів розглянуто при різних геометричних розмірах діелектричних брусків і їх відносних діелектричних проникностей. Такий стик характеризується реактивною провідністю, яка визначається через суму реактивних провідностей місцевих полів. Поперечне електричне поле на стику представляється через власну векторну функцію геометричної поверхні кордону, яка збігається з поперечним перерізом хвилеводів. Матриця розсіювання плоско-поперечного стику визначається через провідності відрізків двох хвилеводів і провідності даного плоско-поперечного стику. Залежності коефіцієнта бігучої хвилі і модуля коефіцієнта відбиття від геометричних розмірів діелектрика побудовані з врахуванням місцевих полів, що утворюються на плоско поперечному стику. На стику двох хвилеводів змінювалися не тільки геометричні розміри діелектричних брусків вздовж широкої і вузької стінок хвилеводу, а й їх відносна діелектрична проникність. В одному випадку враховувалося два вищих типи хвиль: квазі - H_{30} і квазі - H_{12} , в іншому випадку - чотири вищих типи хвиль: квазі - H_{30} , квазі - H_{12} , квазі - E_{12} , квазі - H_{50} . Розрахунки показують, що збільшення числа вищих типів хвиль практично не відображається на точності обчислень. Отримані результати свідчать про швидку внутрішню збіжність отриманих рішень і правильний вибір поперечної електричної власної векторної функції ЧЗДПВ як апроксимуючої поле на стику двох хвилеводів.

Ключові слова: Частково заповнений діелектриком прямокутний хвилевод, відкритий нелінійний елемент, поперечна електрична власна векторна функція, коефіцієнт бігучої хвилі, модуль коефіцієнта відбиття.

EXTERNAL PARAMETERS OF THE CONNECTION OF A RECTANGULAR WAVEGUIDE PARTIALLY FILLED OF LINEAR DIELECTRIC WITH A RECTANGULAR WAVEGUIDE PARTIALLY FILLED OF NONLINEAR DIELECTRIC

Pochernyaev V.N., Dr. habil., Prof., O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications, Kyiv, Ukraine, vpochernyaev@gmail.com

Syvko N.M. O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications, Kyiv, Ukraine, natsivonat@gmail.com

Abstract. In the article, the external parameters of the connection of a rectangular waveguide partially filled of linear dielectric with a rectangular waveguide partially filled of a nonlinear dielectric are determined. Knowledge of the external parameters of such a connection ensures the design of devices with open nonlinear elements. Promising microwave paths of radio engineering systems based on rectangular waveguides partially filled of dielectric include a wide variety of active and passive microwave devices. The plane-transverse junction of these waveguides is considered for various geometric dimensions of dielectric plates and their relative permittivity. Such a junction is characterized by reactive conductivity, which is determined through the sum of the reactive conductivities of local fields. The transverse electric field at the junction is represented through the eigenvector function of the geometric surface, which coincides with the cross section of the waveguides. The scattering matrix of the plane-transverse junction is determined through the conductivity of the sections of the two waveguides and the conductivity of the plane-transverse junction. The dependences of the traveling wave coefficient and the modulus of the reflection coefficient on the geometric dimensions of the dielectric plate are plotted taking into account the local fields generated at the plane transverse junction. At the junction of two waveguides, not only changed the geometric dimensions of the dielectric plates along the wide and narrow walls of the waveguide, but also their relative permittivity. In one case, two higher types of waves were taken into account: quasi - H_{30} and quasi - H_{12} , in the other case - four higher types of waves: quasi - H_{30} , quasi - H_{12} , quasi - E_{12} , quasi - H_{50} . Calculations show that an increase in the number of higher types of waves has practically no effect on the accuracy of calculations. The results obtained indicate the rapid internal convergence of the obtained solutions and the correct choice of the transverse electric eigenvector function of rectangular waveguides partially filled of dielectric as approximate the field on the junction of two waveguides.

Keywords: rectangular waveguides partially filled of dielectric, open nonlinear element, transverse electric eigenvector function, traveling wave coefficient, modulus of the reflection coefficient.

Вступ

Перспективні НВЧ тракти на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах (ЧЗДПХ) включають велику різноманітність пристроїв і елементів НВЧ. З'єднання цих пристроїв здійснюється за допомогою відрізків регулярних ЧЗДПХ. Умови узгодження подібних пристроїв між собою і регулярними ЧЗДПХ можна сформулювати по відомим зовнішніми параметрами таких з'єднань. Зовнішні параметри з'єднань в

електродинамічних ланцюгах можна визначити за методом власних функцій [1,2]. Результати, отримані у [3], дозволили побудувати теорію ЧЗДПХ в аналітичному вигляді та розвинути метод власних функцій стосовно до пристроїв і елементів на ЧЗДПХ. Для створення методик проектування та інженерного розрахунку активних пристроїв і елементів на ЧЗДПХ на основі методу власних функцій необхідно рішення ключову задачу по з'єднанню прямокутного хвильовода, частково заповненого лінійним діелектриком, тобто ЧЗДПХ, з прямокутним хвильоводом, частково заповненим нелінійним діелектриком.

Основний зміст

Ключові задачі по визначенню зовнішніх параметрів з'єднань полого прямокутного хвильовода ЧЗДПХ та двох ЧЗДПХ були вирішені в роботах [4,5]. Під лінійним діелектриком будемо мати на увазі безкорпусний нелінійний опір у вигляді якого застосовується відкрита напівпровідникова структура, яку будемо називати відкритим нелінійним елементом (ВНЕ). Вирішенню цього завдання і присвячена ця робота.

Рис. 1. а) З'єднання прямокутного хвильовода, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвильоводом, частково заповненим нелінійним діелектриком та його схема заміщення, б) еквівалентна схема такого з'єднання

Розглянемо плоско-поперечний стик прямокутного хвильовода, частково заповненого лінійним діелектриком з прямокутним хвильоводом, частково заповненим нелінійним діелектриком, тобто хвильоводом з ВНЕ (рис.1,а). У кожному з хвильоводів діелектрик має форму прямокутного бруска і розміщений симетрично відносно осі прямокутного хвильоводу, не торкаючись його стінок. Поперечні перерізи і діелектричні проникності брусків різні. Такий стик хвильоводів 1 і 2 з хвильовими провідностями Y_1 та Y_2 при наявності в кожному з них однієї хвилі, що розповсюджується має схему заміщення, представлену на рисунку 1,б. Ця провідність обумовлена наявністю місцевих полів, що виникають на стику. Точно таку ж схему заміщення має стик хвильоводів 2 і 3 з хвильовими провідностями Y_2 та Y_3 . Враховуючи, що параметри

діелектричного заповнення хвильоводів 1 і 3 збігаються маємо: $Y_3 = Y_1$. Матриця розсіювання схеми заміщення, зображеної на рис.1, б, має вигляд [2]:

$$[S] = \left\| \begin{array}{cc} \frac{(y_1/y_2)(1-b_c)-1}{(y_1/y_2)(1+b_c)+1} & \frac{2\sqrt{y_1/y_2}}{(y_1/y_2)(1+b_c)+1} \\ \frac{2\sqrt{y_1/y_2}}{(y_1/y_2)(1+b_c)+1} & \frac{1-(y_1/y_2)(1+b_c)}{(y_1/y_2)(1+b_c)+1} \end{array} \right\|, \quad (1)$$

де $y_1 = \frac{Y_1}{Y_1}$, $y_2 = \frac{Y_2}{Y_1}$, $Y_1 = \frac{\gamma_1}{j\omega\mu}$, $Y_2 = \frac{\gamma_2}{j\omega\mu}$; γ_1, γ_2 – постійні поширення хвилі квазі – H_{10} у хвильоводах 1 та 2 відповідно.

Відповідно до методу часткових областей [2] для визначення провідності b_c необхідно задати дотичне електричне поле на стику хвильоводів 1 і 2. Дотичне електричне поле на стику будемо представляти власною векторною ортонормованою функцією геометричної поверхні границі, що збігається з поперечним перерізом хвильоводів. При порушенні стику з боку хвильоводу 1 в якості функції, що апроксимує поле на стику, доцільно взяти поперечну електричну власну векторну функцію основної хвилі квазі – H_{10} ЧЗДПХ [3]. Функція має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} = & \sqrt{\frac{128}{ab(64+q^2+p^2+q^2p^2)}} \frac{1}{\kappa_{h_{10}}} * \left\{ \left[\left(\frac{\pi}{a} \right) \sin \frac{\pi x}{a} - \left(\frac{p\pi}{2a} \right) * \right. \right. \\ & * \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{3q\pi}{ba} \right) \sin \frac{3\pi x}{a} + \left(\frac{3q\pi}{16a} \right) \sin \frac{3\pi x}{a} \cos \frac{2\pi y}{b} \Big] \bar{y}^0 + \\ & \left. + \left[\left(\frac{p\pi}{b} \right) \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{2\pi y}{b} - \left(\frac{2q\pi}{8b} \right) \cos \frac{3\pi x}{a} \sin \frac{2\pi y}{b} \right] \bar{x}^0 \right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

де $\kappa_{h_{10}}$ – поперечне хвильове число основної квазі – H_{10} хвилі ЧЗДПХ, q, p – параметри діелектричного заповнення.

Реактивна провідність стику у формулі (1) визначається через суму реактивних провідностей місцевих полів, що виникають з боку ЧЗДПХ:

$$b_c = \left(\frac{1}{N_0^2} \right) \sum_{k=1}^{\infty} N_k^2 y_k \quad (3)$$

де N_0, N_k – коефіцієнти трансформації; індекс «0» відноситься до основної поширювальної хвилі, індекс « k » - до місцевих полів, y_k – хвильові провідності вищих типів хвиль ЧЗДПХ. Вираз для коефіцієнтів трансформації в (3) мають вигляд:

$$\begin{aligned} N_0 &= \int_S \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} \bar{\mathcal{E}}_H dS, \\ N_k &= \int_S \bar{\mathcal{E}}_{h_{10}} \bar{\mathcal{E}}_k dS, \end{aligned}$$

де $\bar{\mathcal{E}}_H$ – поперечна електрична власна векторна функція прямокутного хвильоводу з ВНЕ, $\bar{\mathcal{E}}_k$ – поперечні електричні власні векторні функції вищих типів хвиль ЧЗДПХ, S – площа поперечного перерізу прямокутного хвильоводу.

Функція $\bar{\varepsilon}_H$ має вигляд виразу (2), в якому величина $\kappa_{h_{10}}^2$ замінюється на величину $\hat{\kappa}_H^2$:

$$\hat{\kappa}_H^2 = k_0^2 \left(\varepsilon_{\text{еф}} (1 + \alpha \bar{\varepsilon}_{10}^2) \right) - \gamma_2^2,$$

де k_0 – хвильове число, $\varepsilon_{\text{еф}}$ – ефективна діелектрична проникність [3], $\alpha \bar{\varepsilon}_{10}^2$ – фактор нелінійності, що збурює поле в хвилеводі 2, α – параметр, що залежить від матеріалу ВНЕ, $\bar{\varepsilon}_{10}$ – поперечна електрична власна векторна функція полого прямокутного хвилеводу.

На рис.2 представлені залежності модуля коефіцієнта відбиття від відношення c_1/c_2 . Криві 1,2 відповідають випадку $d/b = 0.6$ и $d/b = 0.8$ відповідно, у хвилевода 1 величина відносної діелектричної проникності $\varepsilon_r = 4$, а у хвилевода 2 величина $\varepsilon_r = 10$. При цьому по формулі (3) в обох випадках враховувалося по два вищих типи хвиль: квазі - H_{30} і квазі - H_{12} . Криві 3,4 побудовані для тих же параметрів, однак у формулі (3) враховувалися чотири вищих типи хвиль: квазі - H_{30} , квазі - H_{12} , квазі - E_{12} , квазі - H_{50} .

Рис. 2. Залежність модуля коефіцієнта відбиття від відношення c_1/c_2

Збільшення числа членів ряду в (3) майже не позначається на точності обчислень. Це пояснюється тим, що зовнішні параметри з'єднання є функціоналами апроксимуючої функції, спотворення якої на геометричній поверхні границі помітно не позначаються на самому функціоналі.

На рис.3 показані залежності коефіцієнта бігучої хвилі (КБХ) від відношення величин c_1/c_2 . Розрахунок проводився за формулою:

$$\text{КБХ} = (1 - |S_{11}|) / (1 + |S_{11}|).$$

Криві 1,3 побудовані для відношення $d_1/d_2 = 0.75$, а криві 2,4 - $d_1/d_2 = 1$. Відносна діелектрична проникність пластини і ВНЕ однакові і рівні $\varepsilon_r = 10$. Криві 1,2 побудовані з врахуванням двох вищих типів хвиль: квазі - H_{30} і квазі - H_{12} , а криві 3,4 – чотирьох вищих типів хвиль: квазі - H_{30} , квазі - H_{12} , квазі - E_{12} , квазі - H_{50} . Дані результати також свідчать про швидку внутрішню збіжність отриманих рішень, відповідний вибір поперечної електричної власної векторної функції ЧЗДПХ в якості апроксимуючої і виправдане наближення, взятого для власної векторної функції $\bar{\varepsilon}_H$.

Рис. 3. Залежність коефіцієнту бігучої хвиль c_1/c_2

Висновки

На закінчення відзначимо, що зовнішні параметри дослідженого в роботі з'єднання необхідні при розрахунках пристроїв на ЧЗДПХ з активними елементами, як наприклад, керуючі пристрої, атенюатори, перемикачі, пристрої регулювання, фазообертачі, обмежувачі потужності і інші.

Література

1. Кисунько Г.В. Электродинамика полых систем. – Л:ВАС, 1949. – 426с.
2. Машковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелин Б.Ф. Теория волноводов. – М:Наука, 1966. – 351с.
3. Почерняев В.Н., Цибизов К.Н. Теория сложных волноводов. – Киев: Науковий світ, 2003. – 224с.
4. Почерняев В.Н., Скрыпник Л.В. Внешние параметры соединения полого и частично заполненного прямоугольных волноводов // Радиоэлектроника, 1989. - №11. – С.70-72 (Изв. висш. учебн. завед.)
5. Почерняев В.Н., Скрыпник Л.В. Внешние параметры соединения двух частично заполненных прямоугольных волноводов // Радиоэлектроника, 1991. - №2. – С.112-113 (Изв. висш. учебн. завед.)

References

1. Kisunko G.V., Electrodynamics hollow systems. - L: VAS, 1949. -- 426s.
2. Mashkovtsev B.M., Tsibizov K.N., Emelin B.F. Waveguide theory. - Moscow: Nauka, 1966. – 351s.
3. Pochernyaev V.N., Tsibizov K.N. Theory of complex waveguides. - Kiev: Naukoviy svit, 2003. -224s.
4. Pochernyaev V.N., Skrypnik L.V. External parameters of the connection of hollow and partially filled rectangular waveguides // Radioelectronics, 1989. - №11. - S.70-72.
5. Pochernyaev V.N., Skrypnik L.V. External parameters of the connection of two partially filled rectangular waveguides // Radioelectronics, 1991. - №2. - P.112-113.