

Ж.М. Хоменко, асист.
М.Ф. Хоменко, ст. викл.

Житомирський державний технологічний університет

ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИЧНОГО ОПОРУ ХВИЛЕВОДНО-ЩІЛИСТИХ ЛІНІЙ

(Представлено д.т.н., проф. Маноїловим В.П.)

Запропонована і експериментально перевірена нова методика вимірювання характеристичного опору хвильоводно-щілистих ліній (ХЩЛ) передачі, що є важливим елементом сучасних інтегральних НВЧ- і КВЧ-пристроїв.

Вступ. Хвильоводно-щілисті лінії (ХЩЛ) знаходять усе більш широке застосування в активних і пасивних НВЧ-пристроях [1, 2]. Основним конструктивним елементом існуючих різновидів ХЩЛ (рис. 1) є металізована діелектрична підкладка 1, розташована в Е-площині порожнистого прямокутного хвильоводу 2, тонкий провідний шар 3. ХЩЛ має гальванічний або електричний контакт з широкими стінками хвильоводу. Вузька подовжня щілина в шарі металізації розташовується поблизу осі хвильоводу і дозволяє включати у ХЩЛ напівпровідникові та інші активні елементи, а також створювати смугово-замикаючі і смугово-проникні фільтрові пристрої.

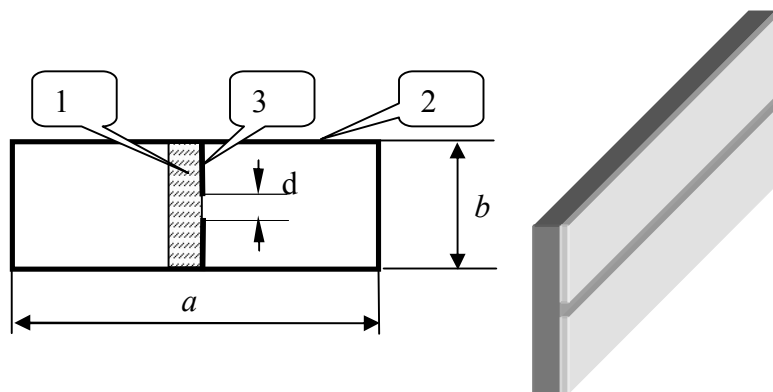


Рис. 1

Аналіз попередніх досліджень. Електродинамічний аналіз дає лише наближене чисельне рішення для характеристичного (хвильового) опору Z_c таких ліній передачі за найпростіших умов. Труднощі, що зустрічаються на цьому шляху, мають не тільки обчислювальний, але і більш загальний характер. Хвильовий опір, виражений через потужність, струм або напругу хвилі, що біжить, є однозначним тільки для "чистої хвилі" Т-типу. Проте у разі, коли ХЩЛ мають неоднорідне діелектричне заповнення, доводиться мати справу з хвилями гібридних типів. Розбіжності у визначенні чисельних значень Z_c ХЩЛ стають досить істотними [1, 3, 4].

В цих умовах представляє інтерес безпосереднє вимірювання характеристичного опору при реальних конструктивно-технологічних параметрах ХЩЛ. Проте відомі лише небагато спроб таких вимірювань для конкретних конструктивних варіантів ХЩЛ [5], а методи визначення хвильових опорів, вживані для звичайних ліній передачі [6], мало придатні у разі хвильоводно-щілистих ліній.

Мета статті – дослідження нової методики експериментального визначення характеристичного опору ХЩЛ і його залежності від робочої частоти. В основу описуваної вимірювальної методики покладені загальні властивості ліній передачі, пов'язані з поняттями коефіцієнта відбиття і втрат, що вносяться при роботі лінії в однохвильовому режимі.

Постановка задачі. Розглянемо відрізок однорідної ХЩЛ з різкими межами, завдовжки ℓ , включений у хвильоводний тракт, розміри поперечного перетину a , b якого такі ж, як у досліджуваної ХЩЛ. Обмежимося для прикладу конструктивним варіантом лінії, зображеним на рис. 1, що часто використовується. Для спрощення вимірювань і усунення впливу якості контактів замінимо цю ХЩЛ моделлю, в якій шар металізації покриває всю центральну частину поверхні підкладки, але не має контакту з корпусом хвильоводу. Проте висота підкладки, як і раніше, відповідає вузькому розміру перетину хвильоводу. Це дозволяє при вимірюваннях просто всовувати підкладку в хвильовід і оперативно

змінювати її геометричну довжину ℓ без зміни інших конструктивних і електричних параметрів (рис. 2, позначення такі, як на рис. 1).

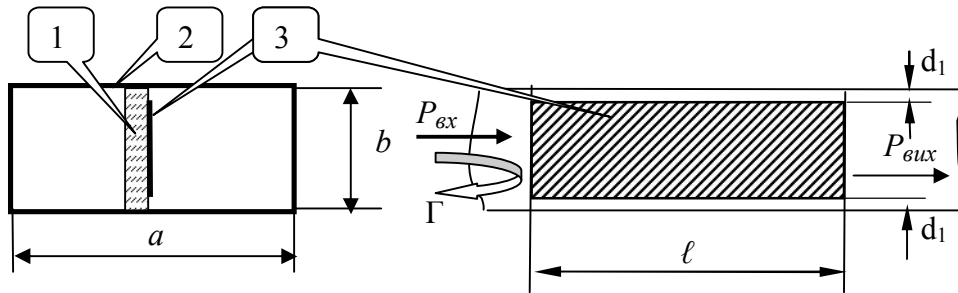


Рис. 2

Ширину двох зазорів d_1 , створених між шаром металізації і найближчими широкими стінками хвильоводу, виберемо рівними половині ширини щілини d в дослідній ХЩЛ, що має центральну щілину: $d_1 = d/2$. Тоді на основі принципу дзеркальних зображень дана E -площинна модель повністю еквівалентна варіанту ХЩЛ, зображеному на рис. 1.

Пройходження сигналу по хвильоводу, що містить описану безконтактну вставку (рис. 2), визначається локальними відбиттями від двох стрибкоподібних неоднорідностей на межах вставки. Якщо нехтувати затуханнями хвилі на короткій ділянці вставки, то втрати, що вносяться, можна представити у вигляді:

$$L = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вих}}} = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} [\text{дБ}], \tag{1}$$

де $P_{\text{вх}}$ і $P_{\text{вих}}$ – вхідна і вихідна потужності; Γ – результуючий комплексний коефіцієнт відбиття на вході вставки. При фіксованій довжині вставки ℓ величина Γ є періодичною функцією частоти.

Максимуми втрат, що вносяться, в такій системі існують на частотах, при яких по довжині вставки укладається непарну кількість чвертей довжин хвиль λ тому, що розглядається ХЩЛ. Зважаючи на це, для деякої фіксованої частоти f_0 максимуми характеристики $L_{\text{BH}}(f)$ спостерігатимуться при довжинах вставки

$$\ell = (2n + 1) \frac{\lambda_{\text{в0}}}{4}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \tag{2}$$

Тут $\lambda_{\text{в0}}$ – довжина хвилі у ХЩЛ на частоті $f = f_0$, при якій є максимуми втрат L_{BH} (деякі міркування про вплив вищих типів хвиль, що не розповсюджуються, на результати вимірювань див. нижче).

Розглянемо порядок розрахунку чебишевського триступінчатого переходу. Можливі два методи розрахунку: наближений – метод невизначених коефіцієнтів, вживаний у разі малої кількості сходинок, і строгий метод – більш трудомісткий, що дозволяє точно розраховувати переходи з будь-якою кількістю сходинок. Скористаємося першим методом [9]. Прагнутимо наступної частотної залежності коефіцієнта відбиття:

$$|\dot{\Gamma}_{11}| = \gamma |T_3(tx)|, \quad x = \cos \theta, \tag{3}$$

де γ – позитивний коефіцієнт, визначальний допуск на неузгодження; t – масштабний множник, залежний від заданої смуги частот, що пропускаються; $\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_g}$ – електрична довжина сходинки.

Класична матриця передачі каскадного з'єднання:

$$\begin{bmatrix} \dot{a} & \dot{b} \\ \dot{c} & \dot{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -j \\ 0 & -1 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

звідси витікає, що класичні матриці передачі обох чотириполосників співпадають (з точністю до знака). Відмінність у знаку означає, що фази вихідних напруг і струму в другому чотириполоснику мають істотний додатковий зсув на 180° , тобто $\lambda/2$.

Пропонована методика знаходження характеристичного опору Z_c ХЩЛ вимагає проведення лише двох відліків: визначення максимального значення втрат $L_{\text{внmax}}$, що вносяться, при вибраній довжині вставки ℓ і вимірювання положення цього максимуму на шкалі частот $f = f_0$.

Насправді, вхідний опір вставки, відповідний умові (2), визначається рівнянням чвертьхвильового трансформатора:

$$Z_{BX} = \frac{(Z_c)^2}{Z_B}, \tag{4}$$

де Z_B – характеристичний опір хвильоводу, що не містить вставки, на тій же частоті $f=f_0$:

$$Z_B = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}},$$

Z_c – характеристичний опір хвильоводно-щілистої лінії з урахуванням (2), (4):

$$Z_c(f) = \left[113.19 - 23.257x + \frac{125y}{(114.59 - 22.531x)} \right] + 20(1 - y)(y - 0.2) - [0.15 + 0.1x + y(-0.79 + 0.9x)] \times \\ \times \left[10.25 - 2.171x + y(2.1 - 0.617x) - \frac{h}{\lambda} 10^2 \right]^2 \cdot \left[\cos\left(2\pi \frac{l - (\lambda_g / 2)}{\lambda}\right) + 1 \right]$$

де $x = \ln \epsilon$; $y = d/h$ – відношення ширини щілини до товщини діелектрика з ϵ .

Коефіцієнт відбиття в цьому режимі складає:

$$\Gamma = \frac{(Z_c / Z_B)^2 - 1}{(Z_c / Z_B)^2 + 1}. \tag{5}$$

Звідси, з урахуванням (1), маємо:

$$L_{BH \max} = 10 \lg \left[\frac{1 + (Z_c / Z_B)^2}{2(Z_c / Z_B)} \right]^2 \text{ [дБ]} \tag{6}$$

Аналогічним чином можна розрахувати не тільки максимальне значення втрат, що вносяться, але і всю функцію $L_{BH}(f)$ в будь-якому діапазоні частот при відомих дисперсійних властивостях "порожнього хвильоводу" і ХЩЛ, що розглядається. Для прикладу на рис. 3 показана розрахункова залежність $L_{BH}(f)$ при незмінному відношенні характеристичних опорів $Z_c/Z_B = 0,4$ і розмірах перетину $a = 23$ мм; $b = 10$ мм, критичні довжини хвиль "порожнього хвильоводу" і ХЩЛ для даного ілюстративного розрахунку прийняті однаковими. Крива $n = 2$ відповідає довжині вставки $\ell = 50$ мм, крива $n = 3 - \ell = 70$ мм. Гострота максимумів функції $L_{BH}(f)$ зростає при подальшому збільшенні довжини ℓ ($n = 3, 4, \dots$). Мінімуми характеристики на рис. 3 відповідають частотам, при яких по довжині вставки укладається ціле число півхвиль.

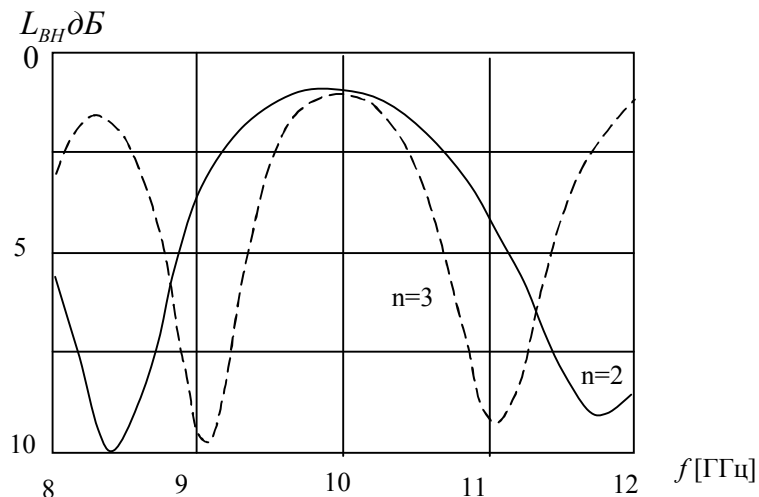


Рис. 3

Проте для визначення відношення опорів Z_c/Z_B за експериментально спостережуваною характеристикою $L_{BH}(f)$ представляє інтерес тільки одна точка на цій характеристиці – значення $L_{BH \max}$:

знання абсолютного значення довжини вставки ℓ і довжини хвилі $\lambda_{\text{В0}}$ при цьому не є необхідним. З (4) з урахуванням умови $Z_c < Z_B$ можна отримати:

$$\frac{Z_c}{Z_B} = \sqrt{L_{\text{махабс}}} - \sqrt{L_{\text{махабс}} - 1}, \tag{7}$$

$$L_{\text{махабс}} = \left[\frac{1 + (Z_c / Z_B)^2}{2(Z_c / Z_B)} \right]^2, \tag{8}$$

де $L_{\text{махабс}}$ – значення максимальних втрат, що вносяться, представлено для зручності запису не в логарифмічних, а в абсолютних одиницях.

Експериментальна перевірка запропонованої методики проводилася на панорамній вимірювальній установці (панорамний індикатор Я2Р67) в діапазоні частот 8...12 ГГц, хвилеводний тракт перетином 10х23 мм. Зразки безконтактних вставок виготовлялися з фольгованого матеріалу ФАФ-4 завтовшки 1 мм. Шар металізації зберігався тільки на одній з поверхонь підкладки. Ширина зазорів d_1 по краях вставки (рис. 2) варіювалася в межах 0,1...1,3 мм.

У всіх випадках вставки розташовувалися в центральній E -площині хвилеводу. Для підвищення точності і відтворення вимірювань, особливо при малій ширині зазорів d , варіація довжини вставки ℓ проводилася для одного і того ж зразка шляхом його поступового вкорочення з достатньо малим кроком (~1 мм).

Дослід підтверджує описані вище підходи й очікувану залежність. Типові діапазонні характеристики $Z_{\text{ВН}}(f)$ наведені на рис. 4 і 5 при ширині зазорів $d_1 = 1,3$ мм і $d_1 = 0,9$ мм. Експериментальні криві (рис. 5) відповідають геометричним довжинам ℓ , близьким до п'яти чвертей довжини хвилі у ХЩЛ ($n = 2$, $\ell = 48$ мм), трьом чвертям довжини хвилі ($n = 1$, тоді $\ell = 30$ мм) і одній чверті довжини хвилі ($n = 0$, $\ell = 8$ мм).

Як і передбачалося, ширина максимумів втрат, що вносяться, при $\ell = 5\lambda_{\text{в0}}/4$ ($n = 2$) значно менша, ніж у випадку $\ell = 3\lambda_{\text{в0}}/4$ ($n = 1$) і тим більше – при $\ell = \lambda_{\text{в0}}/4$ ($n = 0$). Максимальні значення $L_{\text{ВН}}$ практично однакові при $n = 1$ та $n = 2$ (частота максимумів $f_0 = 9,2$ ГГц), що також узгоджується з очікуваною залежністю (рис. 3). Проте у випадку $n = 0$ (довжина вставки ℓ близька до $\lambda_{\text{в0}}/4$) максимум втрат, що вносяться, дещо підвищений, порівняно з випадками $n = 1$ та $n = 2$. Останнє вказує на відхилення від найпростішої еквівалентної схеми, що встановлена в основу (3), та на взаємодію неоднорідностей на межах вставки по типах хвиль, що не розповсюджуються, при малій довжині вставки ℓ .

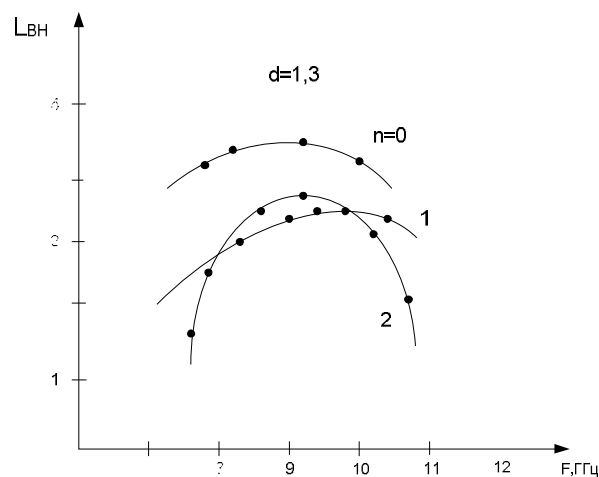


Рис. 4

Характеристики на рис. 5 відповідають невеликій зміні довжини вставки ℓ в межах спостереження одного й того ж максимуму втрат відповідно, що вносяться, відповідають такому випадку: $n = 1$ ($\ell_1 = 3\lambda_{\text{в0}}/4$); $\ell_1 = 30$ мм; $\ell_2 = 29$ мм; $\ell_3 = 27$ мм. Видно, що скорочення довжини ℓ при $n = \text{const}$ супроводжується зсувом характеристики $L_{\text{ВН}}(f)$, що чітко фіксується, у бік більш високих частот.

Видно також, що при цьому відбувається зміна максимальних втрат, що вносяться, обумовлена частотною дисперсією відношення характеристичних опорів ХЩЛ і "пустого" хвилеводу.

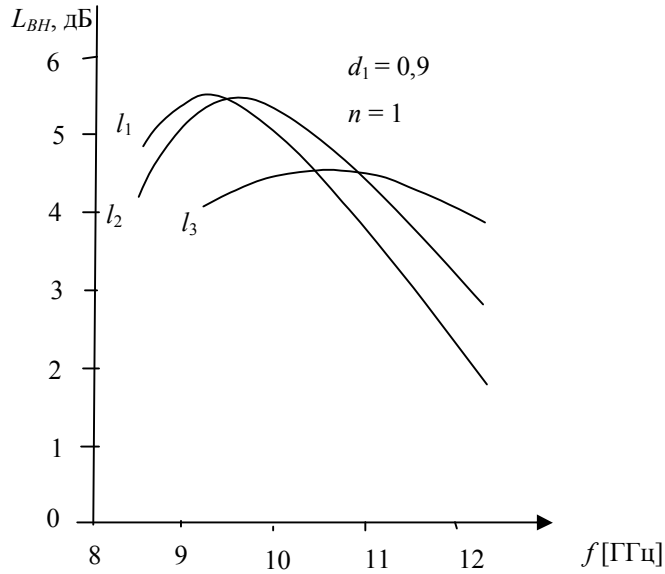


Рис. 5

Кожне зміряне значення $L_{вн\max}$ і відповідне йому абсолютне значення максимальних втрат $L_{\maxабс}$, що вносяться, дозволяють обчислити за (7). На рис. 6 показано такі характеристики, отримані при ширині зазорів $d_1 = 0,9$ та $1,3$ мм для випадків, коли по довжині вставки ℓ укладаються приблизно $3\lambda_{e0}/4$ та $5\lambda_{e0}/4$. Як видно з рис. 6, у вимірювальному діапазоні частот існує залежність відношення характеристичних опорів Z_c/Z_e від робочої частоти.

У ряді застосувань важливо знати величину характеристичного опору лінії в абсолютних одиницях. Якщо скористатися однією з відомих формул для характеристичного опору Z_B порожнього прямокутного хвильоводу на хвилі H_{10} , то описувана методика дозволяє отримати значення характеристичного опору Z_c ХЩЛ [Ом] шляхом прямого перерахунку. На рис. 7 та 8 представлено такі характеристики, що розраховані для Z_B та Z_c та визначаються через величину передаточної потужності і напругу падаючої хвилі:

$$Z_B = \frac{2b}{a} \frac{377}{\sqrt{1 - (c/2af)^2}} [\text{Ом}],$$

де c – швидкість світла у вільному просторі.

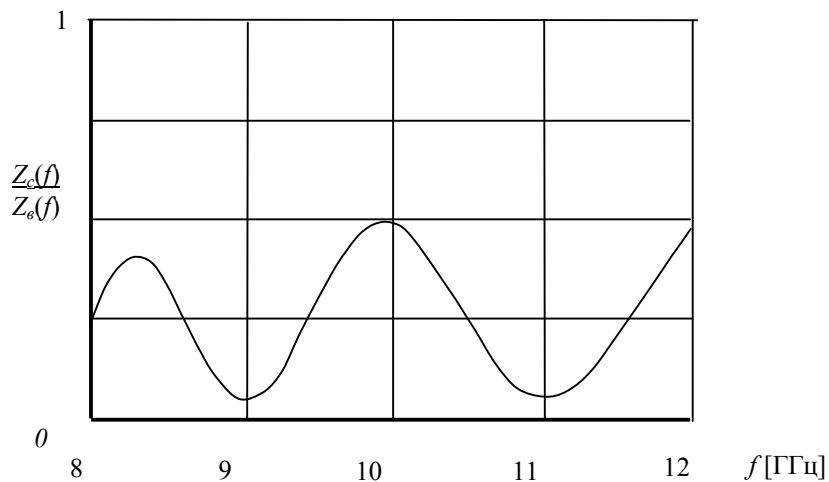


Рис. 6

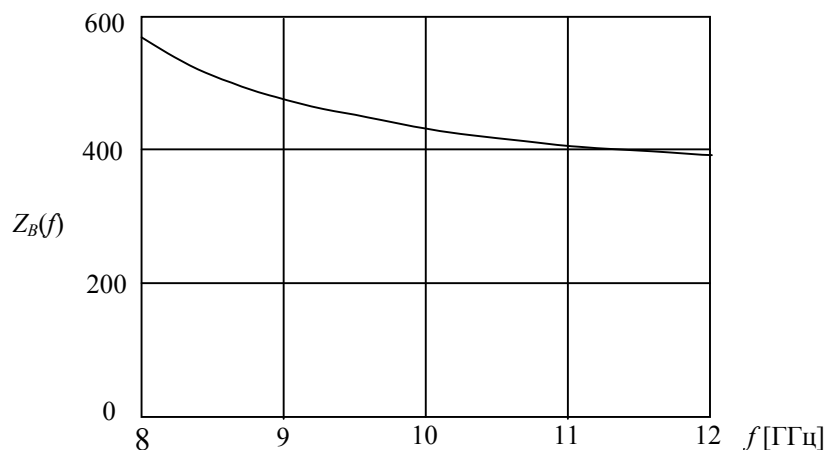


Рис. 7

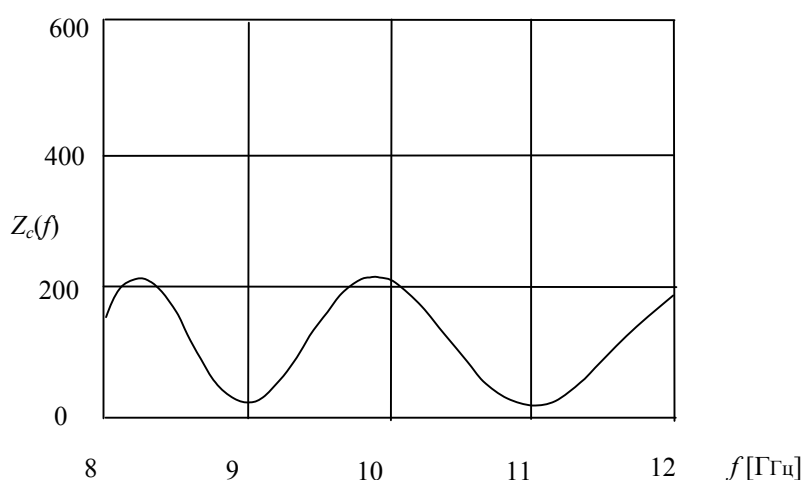


Рис. 8

З розрахунків та графіків видно, що типові значення характеристичного опору досліджуваних ХЩЛ лежать у межах 100–200 Ом при характеристичному опорі "порожнього хвильоводу" $Z_B = 400...500$ Ом.

Похибка у вимірюваннях за описаною методикою значною мірою обумовлена точністю визначення максимального значення втрат L_{BHmax} , що вносяться, і можливістю знаходження частоти $f = f_0$, відповідної цьому максимуму. Як показують рис. 3 і 4, з погляду підвищення точності вимірювання частоти f_0 , слід віддати перевагу можливо більшій довжині експериментальної вставки ($n = 2, 3$ і більше). Проте надмірне збільшення довжини вставки підвищує складність її виготовлення і установки в Е - площині хвильоводу, а значить, і похибку, пов'язану з цим. Похибки можуть досить сильно зростати при малих значеннях ширини зазорів d_1 (близько 0,1 мм), оскільки в цьому випадку навіть невелике відхилення величини d_1 викликає істотну зміну значення втрат, що вносяться. Тому при малій ширині зазорів d_1 необхідно підвищувати точність виготовлення вставки.

Іншим чинником похибки може бути наростання дисипативних втрат при збільшенні довжини вставки. Проте, як видно з рис. 4, зміна довжини вставки від $\ell = 3\lambda_{e0}/4$ до $\ell = 5\lambda_{e0}/4$ супроводжується зміною L_{BHmax} не більше ніж на 0,2...0,3 дБ, що знаходиться в межах похибки вимірювання втрат, що вносяться. З урахуванням відзначених чинників типова похибка вимірювання абсолютного значення характеристичного опору ХЩЛ може складати 4...5 % при типовому рівні значень $Z_c = 100$ Ом.

Важливим для обліку погрішності вимірювань є також згадане питання про вищі типи хвиль, які виникають на кінцевих неоднорідностях вставки, що не розповсюджуються. Порівняння результатів вимірювань для $\ell = \lambda_{e0}/4$ та $\ell = 3\lambda_{e0}/4$ з одного боку, і для $\ell = 3\lambda_{e0}/4$ та $\ell = 5\lambda_{e0}/4$ – з іншого (рис. 4) дозволяє, як уже наголошувалося, зробити висновок про те, що для вставок впливом такої взаємодії можна нехтувати, тоді як при $\ell = \lambda_{e0}/4$ похибка в значенні втрат, що вносяться, може бути істотною.

Враховуючи вплив перерахованих чинників, можна для експериментів за даною методикою рекомендувати довжину вставки $\ell = 3\lambda_{\text{ф0}}/4$ або $\ell = 5\lambda_{\text{ф0}}/4$. В літературі є теоретичні розрахунки характеристичного опору ХЩЛ, де використовуються різні припущення і підходи [1, 3, 4, 7]. Отримані експериментальні дані в цілому узгоджуються з розрахунковими. Більш детальне дослідження характеристичного опору ХЩЛ і його залежності від численних конструктивних параметрів не входило в задачі даної роботи. Проте описана методика дозволяє провести такі дослідження і оцінити достовірність наявних розрахункових даних.

Запропонована експериментальна методика відрізняється простотою і універсальністю в порівняно із зондовим методом, описаним в [5]. Застосовність цієї методики не обмежена яким-небудь конструктивним типом ХЩЛ. Вона вільна також від похибок, властивих зондовим методам.

Висновки. Проведені експерименти дозволяють зробити висновок про ефективність запропонованої методики для вирішення важливої задачі, знаходження характеристичного опору ХЩЛ і його залежності від частоти, а також для більш широкого дослідження дисперсійних властивостей таких ліній. Використовування описаної методики представляє особливий інтерес у розробці пристроїв інтегральної НВЧ-електроніки, у тому числі нових керуючих НВЧ-пристроїв [8].

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Bhat B.* Analysis, design, and applications of fin lines / *B.Bhat, S.K. Koul.* – Artech House, 1987.
2. *Неганов В.А.* Полосково-щелевые структуры сверх- и крайневысоких частот / *В.А. Неганов, Е.И. Нефедов, Г.П. Яровой.* – М. : Наука, 1996.
3. *Лерер А.М.* Расчет волновых сопротивлений волноводно-щелевых линий / *А.М. Лерер, В.С. Михалевский, С.М. Цветковская* // Изв. вузов : Сер. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 26. – № 8.
4. *Knorr J.B.* Millimeter-wave fin-line characteristics / *J.B. Knorr, P.M. Shoyda.* – IEEE Trans, on MTT. – 1980. – V. 28. – № 7.
5. *Willing H.A.* Experimental assessment of bilateral finline impedance for device matching / *H.A. Willing, B.E. Spielman.* – IEEE MTT-S Internal-Symp. Digest. – N.Y., 1981. – P. 105–107.
6. *Ремез Г.А.* Курс основных радиотехнических измерений / *Г.А. Ремез.* – М. : Связьиздат., 1956.
7. *Pramanick P.* A new model for the apparent characteristic impedance of finned waveguide and fin-lines / *P.Pramanick, P.Bhartia.* – IEEE Trans. on MTT. – 1986. – V. 34. – № 12.
8. *Лебедев И.В.* Развитие переключательных и защитных СВЧ-устройств / *И.В. Лебедев.* // Радиотехника. – 1999. – № 4.
9. *Сезонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ : учеб. для радиотехнич. спец. вузов / *Д.М. Сезонов.* – М. : Высш. шк., 1988. – 432 с.

ХОМЕНКО Жанна Миколаївна – асистент кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:
– НВЧ-техніка.

ХОМЕНКО Микола Федорович – старший викладач кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:
– антени та пристрої НВЧ.

Подано 14.01.2010

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ ЛИНИЙ.

Предложена и экспериментально проверенная новая методика измерения характеристического сопротивления волноводно-щелевых линий (ХЩЛ) передачи, что является важным элементом современных интегральных НВЧ- и КВЧ-устройств.

MEASURING OF CHARACTERISTIC RESISTANCE OF WAVEGUIDE-CRACK LINES.

It is offered and experimentally the tested new method of measuring of characteristic resistance of waveguide-crack lines (WCL) of transmission, that is the important element of the modern integral HEF band devices.