

МІКРОХВИЛЬОВІ ДВОЧАСТОТНІ ТРАНСФОРМАТОРИ ІМПЕДАНСУ З СИМЕТРИЧНОЮ СТРУКТУРОЮ НА ОСНОВІ ВІДРІЗКА ЗВ’ЯЗАНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

© Оборжицький В.І., 2009

Наведено методи розрахунку електричних параметрів декількох варіантів високочастотних симетричних схем на основі відрізків зв’язаних ліній передачі для трансформації на двох частотах опору навантаження у задане значення вхідного опору.

The method for electrical parameters calculation of several types of dual-frequencies symmetric coupled-line impedance transformer are offered.

Вступ

Трансформатори імпедансу належать до основних елементів мікрохвильового тракту, які виконують функцію узгодження опорів, входять до складу різного роду пристроїв сумування та ділення потужності. Класичні схеми узгодження реалізують на основі одно- та багатоступінчастих чвертьхвильових трансформаторів, характерним недоліком яких є доволі великі габарити, а також необхідність застосування відрізків ліній з хвильовим опором, який важко реалізувати [1]. Один з можливих шляхів вирішення цієї проблеми полягає у використанні відрізків зв’язаних ліній передачі. Залежно від способу підведення вхідного сигналу, способу з’єднання вільних кінців цих ліній, варіантів їх навантаження такі трансформатори можуть мати несиметричну чи симетричну структуру. До несиметричних схем належать різновиди на відрізках нерегулярно-увімкнених ліній [2, 3, 4], на несиметрично навантажених відрізках [5]. Симетричні трансформатори реалізують на відрізках ліній з діагонально-симетричними навантаженнями у вигляді розімкнених чи короткозамкнених кінців відрізків [6, 7, 8], з двосторонніми симетричними навантаженнями [9], з односторонніми симетричними навантаженнями [10]. В усіх наведених вище випадках застосування пристроїв передбачається трансформація, як правило, активного опору навантаження на заданій робочій частоті чи в частотній смузі.

Швидкий розвиток і введення в експлуатацію багатосмугових систем зв’язку, наприклад, типу безпроводної локальної мережі (WLAN), а також необхідність забезпечення роботи мобільних пристроїв у смугах декількох телекомунікаційних систем викликають потребу у створенні дво- та багаточастотних мікрохвильових вузлів. До першочергових завдань у цьому напрямку належать і створення двочастотних трансформаторів імпедансу як базових елементів високочастотних трактів. В [11, 12] розглядалось лише застосування двоступінчастих структур. Одержані результати обмежувались трансформацією тільки активного опору навантаження, значними габаритами пристрою. Як і в односмуговому випадку, шлях можливого вирішення цієї проблеми полягає у використанні зв’язаних ліній. Тому дослідження у напрямі створення методів розрахунку двочастотних трансформаторів імпедансу на основі відрізків зв’язаних ліній є актуальними, що і визначило мету роботи.

1. Схеми трансформаторів імпедансу

Як зазначалось вище, трансформатори на основі відрізків зв’язаних ліній можуть бути реалізовані за несиметричною чи симетричною структурами. У першому випадку не завжди вдається отримати аналітичний розв’язок задачі навіть в одночастотній постановці, що вимагає використання числових методів [2, 3, 4]. До симетричних структур можна застосувати метод

синфазно-протифазного збудження і в результаті звести задачу до аналізу порівняно простих двополосних схем. Тому такі структури вибрано предметом подальших досліджень.

Якщо розглядати трансформатор імпедансу як чотириполосник з опором навантаження $\dot{Z}_L=R_L+jX_L$, який необхідно трансформувати у задане значення вхідного опору $\dot{Z}_p=R_p+jX_p$, то зв'язок між цими опорами, нормованими до хвильового опору Z_c лінії на вході симетричного чотириполосника, матиме вигляд [13]

$$\dot{z}_p = \frac{\dot{z}_L \cdot (\dot{z}_{ie} + \dot{z}_{io}) + 2 \cdot \dot{z}_{ie} \cdot \dot{z}_{io}}{2 \cdot \dot{z}_L + \dot{z}_{ie} + \dot{z}_{io}}, \quad (1)$$

де $\dot{z}_L = \dot{Z}_L/Z_c = r_L + jx_L$, $\dot{z}_p = \dot{Z}_p/Z_c = r_p + jx_p$, а $\dot{z}_{ie} = r_e + jx_e$ та $\dot{z}_{io} = r_o + jx_o$ – нормовані до Z_c вхідні опори парціальних двополосників синфазного (e) і протифазного (o) збудження. Якщо чотириполосник реактивний, то $r_e = r_o = 0$, і враховуючи (1), для нормованих реактивних вхідних опорів можна записати:

$$x_e^2 \cdot A + 2 \cdot x_e \cdot C - B = 0, \quad (2)$$

$$x_o = \frac{x_e \cdot (x_L - x_p) + 2 \cdot (r_p \cdot r_L - x_p \cdot x_L)}{x_p - x_L - 2 \cdot x_e},$$

де $A = r_p - r_L$; $B = r_L \cdot |\dot{z}_p|^2 - r_p \cdot |\dot{z}_L|^2$; $C = x_p \cdot r_L + x_L \cdot r_p$.

Параметри елементів схеми трансформуючого чотириполосника визначаються з умови забезпечення розрахованих за (2) значень вхідних опорів двополосників. У разі трансформації на двох заданих частотах f_1 та f_2 схема повинна забезпечити дві пари вхідних реактивностей x_{e1} , x_{o1} та x_{e2} , x_{o2} на цих частотах. Для цього в структурі кожного з парціальних двополосників трансформатора повинен бути хоча б один частотнозалежний елемент, параметри якого необхідно визначити під час розрахунку схеми. На рис. 1 показано три пари варіантів можливої схемної реалізації трансформаторів імпедансу з симетричною структурою, які задовольняють вказану вимогу. У кожній парі схеми відрізняються лише способом під'єднання реактивного опору jX (послідовно чи паралельно). Крім того, у схемах (рис. 1, *в-е*) реактивність під'єднується до кінців відрізка зв'язаних ліній за допомогою двох відрізків одиночних ліній завдовжки l_k з хвильовим опором Z_k , а самі ці схеми мають вертикальну симетрію стосовно вхідних полюсів на відміну від схем (рис. 1, *а, б*) з горизонтальною симетрією.

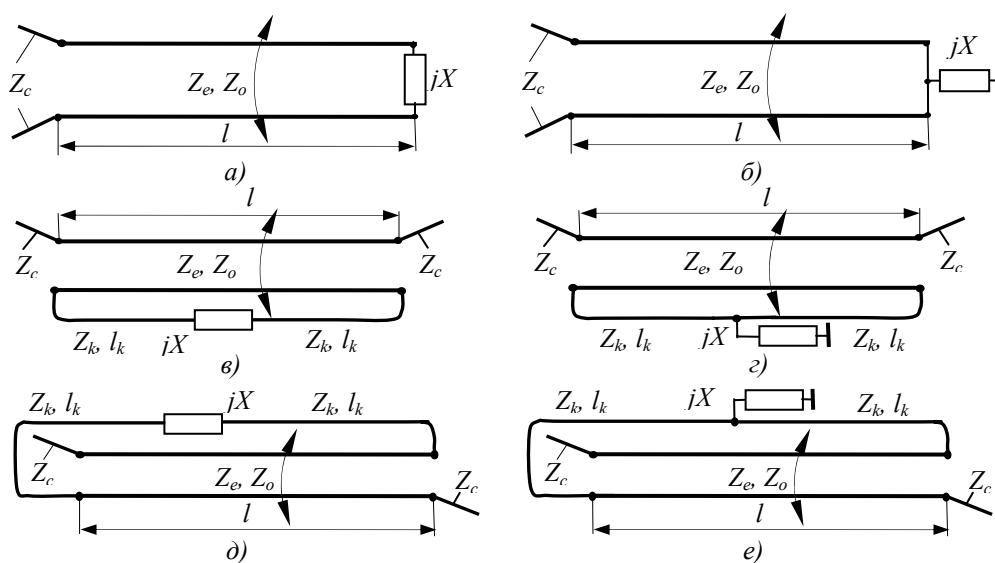


Рис. 1. Схеми симетричних трансформаторів

2. Основні розрахункові співвідношення

Один з парціальних двополюсників схем з горизонтальною симетрією (рис. 1, а, б) являє собою розімкнений на кінці чи короткозамкнений відрізок лінії з хвильовим опором Z_e парної моди (для схеми з послідовною реактивністю) чи з хвильовим опором Z_o непарної моди (для схеми з паралельною реактивністю), для яких можна записати:

$$z_e = -x_{ei} \cdot \operatorname{tg}(\beta_{ei} \cdot l) \quad \text{– послідовна реактивність;} \quad (3)$$

$$z_o = x_{oi} / \operatorname{tg}(\beta_{oi} \cdot l) \quad \text{– паралельна реактивність,}$$

де $z_e = Z_e/Z_c$, $z_o = Z_o/Z_c$ – нормовані значення опорів; β_{ei} , β_{oi} – фазові сталі парної і непарної мод на частоті f_i ($i=1,2$) у відрізку зв'язаних ліній завдовжки l . Безпосередньо з виразів (3) випливають співвідношення для визначення електричної довжини відрізка $\beta_{ei}l$ чи $\beta_{oi}l$ на частоті f_i :

$$\frac{x_{e2}}{x_{e1}} = \frac{\operatorname{tg}(\beta_{e1} \cdot l)}{\operatorname{tg}(K \cdot \beta_{e1} \cdot l)} \quad \text{– послідовна реактивність;} \quad (4)$$

$$\frac{x_{o1}}{x_{o2}} = \frac{\operatorname{tg}(\beta_{o1} \cdot l)}{\operatorname{tg}(K \cdot \beta_{o1} \cdot l)} \quad \text{– паралельна реактивність,}$$

де $K=f_2/f_1$. Тут і надалі зроблено припущення, що у межах частотної смуги $f_1 - f_2$ дисперсією у лініях передачі можна знехтувати. Нормовані до Z_c значення реактивного опору jX_i на частотах f_i розраховуються за співвідношеннями:

$$x_i = z_o \cdot \frac{2 \cdot [x_{oi} - z_o \cdot \operatorname{tg}(\beta_{oi} \cdot l)]}{z_o + x_{oi} \cdot \operatorname{tg}(\beta_{oi} \cdot l)} \quad \text{– послідовна реактивність,} \quad (5)$$

$$x_i = z_e \cdot \frac{x_{ei} - z_e \cdot \operatorname{tg}(\beta_{ei} \cdot l)}{2 \cdot [z_e + x_{ei} \cdot \operatorname{tg}(\beta_{ei} \cdot l)]} \quad \text{– паралельна реактивність.}$$

Співвідношення для розрахунку параметрів схем з вертикальною симетрією (рис. 1, в–е) можна отримати, враховуючи наявність горизонтальної симетрії у їхніх парціальних двополюсників, які, своєю чергою, доцільно розглядати у вигляді горизонтально-симетричних чотириполіусників, навантажених реактивними опорами x_{kei} , x_{koi} . Ці опори утворені відрізками l_k одиночної лінії та реактивністю jX . Вони трансформуються горизонтально-симетричними чотириполіусниками у значення вхідних опорів x_{ei} , x_{oi} . Враховуючи з (1), а також з виразу для вхідних опорів парціальних двополюсників горизонтально-симетричних чотириполіусників, записаних за їх схемами, отримаємо співвідношення для розрахунку значень опорів навантаження. Для схем на рис. 1, в, г:

$$x_{kei} = \frac{x_{ei} \cdot (z_e \cdot t_{oi} + z_o \cdot t_{ei}) + 2 \cdot z_e \cdot z_o}{2 \cdot x_{ei} \cdot t_{ei} \cdot t_{oi} + z_e \cdot t_{oi} + z_o \cdot t_{ei}}, \quad (6)$$

$$x_{koi} = \frac{2 \cdot z_e \cdot z_o \cdot t_{ei} \cdot t_{oi} - x_{oi} \cdot (z_e \cdot t_{ei} + z_o \cdot t_{oi})}{2 \cdot x_{oi} - (z_e \cdot t_{ei} + z_o \cdot t_{oi})},$$

де $t_{ei} = \operatorname{tg}(\beta_{ei} \cdot l/2)$; $t_{oi} = \operatorname{tg}(\beta_{oi} \cdot l/2)$. Для схем на рис. 1, д, е:

$$x_{kei} = \frac{x_{ei} \cdot (z_e - z_o \cdot t_{ei} \cdot t_{oi}) - 2 \cdot z_e \cdot z_o \cdot t_{oi}}{2 \cdot x_{ei} \cdot t_{ei} + z_e - z_o \cdot t_{ei} \cdot t_{oi}}, \quad (7)$$

$$x_{koi} = \frac{x_{oi} \cdot (z_o - z_e \cdot t_{ei} \cdot t_{oi}) - 2 \cdot z_e \cdot z_o \cdot t_{ei}}{2 \cdot x_{oi} \cdot t_{oi} + z_o - z_e \cdot t_{ei} \cdot t_{oi}}.$$

Водночас для нормованого до Z_c хвильового опору Z_k відрізків з'єднувальних ліній усіх трансформаторів, враховуючи схеми їх парціальних двополюсників, можна записати:

$$z_k = -x_{kei} \cdot \operatorname{tg}(\beta_{ki} \cdot l_k) \quad \text{– послідовна реактивність,} \quad (8)$$

$$z_k = x_{koi} / \operatorname{tg}(\beta_{ki} \cdot l_k) \quad \text{– паралельна реактивність,}$$

де β_{ki} – фазова стала хвилі у лінії з хвильовим опором Z_k .

Для визначення довжини відрізка l_k , за якої забезпечується двочастотна трансформація імпедансу, використовуються аналогічні до (4) співвідношення:

$$\frac{x_{ke2}}{x_{ke1}} = \frac{\operatorname{tg}(\beta_{k1} \cdot l_k)}{\operatorname{tg}(K \cdot \beta_{k1} \cdot l_k)} \quad \text{– послідовна реактивність,} \quad (9)$$

$$\frac{x_{ko1}}{x_{ko2}} = \frac{\operatorname{tg}(\beta_{k1} \cdot l_k)}{\operatorname{tg}(K \cdot \beta_{k1} \cdot l_k)} \quad \text{– паралельна реактивність.}$$

Нормовані до Z_c значення реактивного опору X_i розраховуються за виразами, отриманими теж, враховуючи з парціальні схеми двополюсників:

$$x_i = 2 \cdot \frac{x_{kei} \cdot x_{koi} + z_k^2}{x_{kei} - x_{koi}} \quad \text{– послідовна реактивність,} \quad (10)$$

$$x_i = z_k^2 \cdot \frac{x_{kei} - x_{koi}}{2 \cdot (x_{kei} \cdot x_{koi} + z_k^2)} \quad \text{– паралельна реактивність.}$$

Співвідношення (8–10) належать до усіх варіантів схем з вертикальною симетрією (рис. 1, в–е).

3. Послідовність виконання розрахунків

Вихідними даними для розрахунку трансформаторів імпедансу є значення робочих частот f_1 , f_2 , опорів навантаження \dot{Z}_{L1} , \dot{Z}_{L2} та вхідних опорів \dot{Z}_{p1} , \dot{Z}_{p2} на цих частотах, значення хвильового опору Z_c вхідних ліній. За цими даними за допомогою співвідношень (2) розраховуються значення двох пар вхідних реактивних опорів x_{e1} , x_{e2} та x_{o1} , x_{o2} парціальних двополюсників, за яких забезпечується трансформація \dot{Z}_{Li} в \dot{Z}_{pi} , і враховуючи які, необхідно визначати електричні параметри елементів схеми.

Для схем з горизонтальною симетрією (рис. 1, а, б) наступним кроком розрахунку є ітераційний пошук за співвідношеннями (3) значень електричної довжини $\beta_{e1}l$ чи $\beta_{o1}l$ і розрахунок за (4) значень відповідного хвильового опору Z_e чи Z_o однієї з мод. Далі необхідно задати значення хвильового опору іншої моди і для одержаної пари хвильових опорів відрізка зв'язаних ліній задати відповідні значення фазових сталих β_{e1} , β_{o1} на частоті f_1 , що дають змогу розрахувати за отриманими вище значеннями електричної довжини довжину відрізка l . За допомогою виразів (5) розраховуються нормовані значення x_1 , x_2 реактивного опору jX , які він повинен приймати на відповідних частотах.

Для схем з вертикальною симетрією (рис. 1, в–е) до вказаних вище вхідних даних необхідно додати електричні параметри відрізка зв'язаних ліній, тобто Z_e , Z_o , β_{e1} , β_{o1} , та його довжину l . За співвідношеннями (6) для схем рис. 1, в, г чи (7) для схем рис. 1, д, е розраховуються значення реактивного опору навантаження x_{kei} (для схем з послідовною реактивністю) чи x_{koi} (для схем з паралельною реактивністю), які вони приймають на робочих частотах. Далі за (9) ітераційно визначається електрична довжина $\beta_{k1}l_k$ відрізка одиночної лінії на частоті f_1 . За (8) розраховується значення хвильового опору Z_k цього відрізка, що дає можливість задати значення його фазової сталої β_{k1} на частоті f_1 , а за ним розрахувати і саму довжину l_k відрізка. За допомогою виразів (10) розраховуються нормовані значення x_i реактивного опору jX схеми.

4. Способи реалізації реактивного опору

Двочастотна трансформація імпедансу за допомогою вказаних схем може бути здійснена лише за умови реалізації реактивного опору jX , який на робочих частотах повинен приймати нормовані значення x_1 , x_2 . Здебільшого ця проблема вирішується шляхом використання:

- а) дискретних елементів;
- б) одиночного шлейфа з відрізка лінії передачі;

- в) двоступінчастого шлейфа;
- г) одиночного шлейфа з реактивним навантаженням.

Дискретні елементи насамперед застосовуються в схемах з послідовно увімкненим опором. При цьому потрібно не менше двох реактивностей для забезпечення заданих значень сумарного опору на робочих частотах. Наприклад, у разі паралельного з'єднання ємності C та індуктивності L їх значення розраховують так:

$$L = \frac{x_1 \cdot x_2 \cdot (\omega_2^2 - \omega_1^2)}{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot (x_2 \cdot \omega_2 - x_1 \cdot \omega_1)}, \quad (11)$$

$$C = \frac{x_1 - \omega_1 \cdot L}{x_1 \cdot \omega_1^2 \cdot L},$$

де $\omega_i = 2 \cdot \pi \cdot f_i$. Отримані за (11) значення елементів повинні уможливити їх фізичну реалізацію.

Хороші результати дає використання одиночного шлейфа у вигляді розімкненого на кінці чи короткозамкненого відрізка лінії завдовжки l_s з хвильовим опором Z_s . Знайти довжину цього відрізка можна за допомогою співвідношення

$$S = \frac{tg(\beta_{s1} \cdot l_s)}{tg(K \cdot \beta_{s1} \cdot l_s)}, \quad (12)$$

де $S=x_2/x_1$ для розімкненого, чи $S=x_1/x_2$ для короткозамкненого шлейфа; β_{s1} – фазова стала відрізка на робочій частоті f_1 . Значення x_1 та знайдене за (12) ітераційним шляхом значення $tg(\beta_{s1} l_s)$ використовуються для розрахунку хвильового опору Z_s за відомими співвідношеннями для вхідного опору відрізка лінії передачі.

Якщо розрахунок одиночного шлейфа дає неприйнятні значення його хвильового опору, то необхідно використати складніший варіант реалізації реактивного опору у вигляді ступінчастого шлейфа. У цьому випадку другий відрізок лінії забезпечує такі значення реактивного навантаження першого відрізка x_{ai} , які можуть бути трансформовані першим відрізком у значення x_i . Задавши, наприклад, завдовжки l_{s1} і хвильовий опір Z_{s1} першого відрізка, знаходимо ці проміжні значення:

$$x_{ai} = \frac{x_i \cdot z_{s1} - z_{s1}^2 \cdot tg\theta_i}{z_{s1} + x_i \cdot tg\theta_i}, \quad (13)$$

де $z_{s1}=Z_s/Z_c$; $\theta_i=\beta_{s1}l_{s1}$; β_{s1} – фазова стала першого відрізка на i -ій робочій частоті. Далі за методом розрахунку одиночного шлейфа з заміною x_i на x_{ai} визначаються параметри другого відрізка.

Ще один варіант реалізації реактивного опору полягає у використанні одиночного шлейфа, навантаженого на кінці додатковою реактивністю, наприклад, ємністю. У цьому випадку задається електрична довжина шлейфа θ_1 на f_1 і визначається його хвильовий опір Z_s з квадратного рівняння:

$$a \cdot Z_s^2 + b \cdot Z_s + c = 0, \quad (14)$$

де $a = \omega_2 \cdot t_2 - \omega_1 \cdot t_1$; $b = (\omega_2 \cdot X_1 - \omega_1 \cdot X_2) \cdot t_1 \cdot t_2 - \omega_2 \cdot X_2 + \omega_1 \cdot X_1$; $c = X_1 \cdot X_2 \cdot (\omega_1 \cdot t_2 - \omega_2 \cdot t_1)$; $t_1=tg\theta_1$; $t_2=tg(K \cdot \theta_1)$. Значення додаткової ємності розраховується за співвідношенням:

$$C = \frac{Z_s + X_1 \cdot t_1}{\omega_1 \cdot Z_s \cdot (Z_s \cdot t_1 - X_1)}. \quad (15)$$

Аналогічні до (14, 15) співвідношення можуть бути записані і для шлейфа, навантаженого додатковою індуктивністю.

5. Приклад застосування методів розрахунку та результати моделювання

Для перевірки можливості застосування запропонованих схем та методів розрахунку їх параметрів вибрано дві робочі частоти: одна $f_1=0.95$ ГГц в смузі Глобальної системи мобільного зв'язку, друга $f_2=2.15$ ГГц – у смузі Універсальної мобільної телекомунікаційної системи в Європі.

Опір навантаження для обох частот прийнято таким, що дорівнює 100 Ом, що відповідає типовому значенню коефіцієнта трансформації за напругою 1:2 [2, 3, 5] за опору на вході, що дорівнює хвильовому $Z_c=50$ Ом. За результатами розрахунків електричних параметрів елементів трьох варіантів схем виконано їх комп'ютерне моделювання, результати якого у вигляді частотних характеристик коефіцієнтів відбиття та передачі показано на рис. 2.

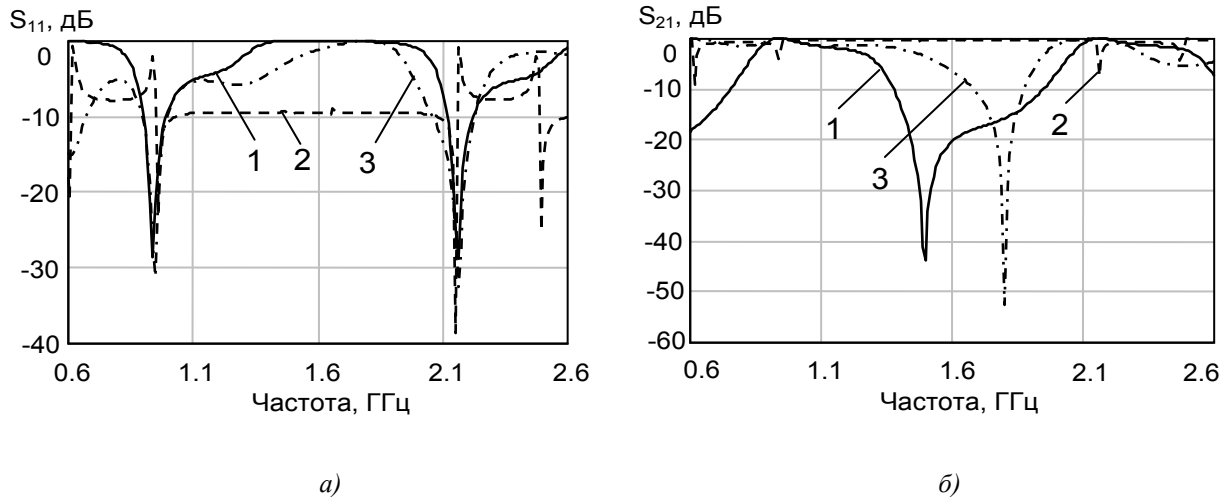


Рис. 2. Частотні залежності коефіцієнта відбиття (а) та коефіцієнта передачі (б)

Криві 1 відповідають схемі з горизонтальною симетрією і паралельною реактивністю (рис. 1, б). Розраховані значення електричних параметрів елементів цієї схеми становлять: $Z_e=121.7$ Ом, $Z_o=92.1$ Ом, $\theta_{e1}=141^\circ$. Реактивний опір реалізовано одиночним шлейфом з додатковою ємністю, параметри яких такі: $Z_s=30$ Ом, $\theta_{s1}=124^\circ$, $C=6$ пФ. Криві 2 відповідають схемі зі з'єднаними симетричними виходами і паралельним одиночним шлейфом (рис. 1, з), параметри елементів якої становлять: $Z_e=74.5$ Ом, $Z_o=35$ Ом, $\theta_{e1}=109^\circ$, $Z_k=13$ Ом, $\theta_{k1}=166^\circ$, $Z_s=31.7$ Ом, $\theta_{s1}=162^\circ$. Криві 3 відповідають схемі з діагонально з'єднаними виходами та паралельним реактивним опором (рис. 1, е). У цьому випадку електричні параметри елементів схеми такі: $Z_e=74.5$ Ом, $Z_o=35$ Ом, $\theta_{e1}=70.5^\circ$, $Z_k=21$ Ом, $\theta_{k1}=115.5^\circ$, $Z_s=12.6$ Ом, $\theta_{s1}=61.8^\circ$. В усіх випадках розглядалась мікросмужкова реалізація відрізків ліній на підкладці з $\epsilon=9.8$ завтовшки 0.5 мм. З результатів моделювання зрозуміло, що перший і третій варіанти схем забезпечують двочастотну трансформацію з подібними частотними характеристиками. В обох випадках ширина робочих смуг на рівні відбиття 15 дБ близька до 5%. При цьому рівень внесеного загасання не перевищує 0.5 дБ. На відміну від першого варіанта схема з діагонально з'єднаними виходами вимагає складнішого технологічного вирішення, наприклад, за багатошаровою технологією об'ємних інтегрованих схем, чи за технологією багатошарових інтегрованих схем на низькотемпературній, одночасно випалюваній кераміці (LTCC). Варіант схеми зі з'єднаними симетричними виходами забезпечує трансформацію, але в дуже вузьких смугах. Це пояснюється резонансними властивостями схеми за рахунок кільцевого елемента в її складі, що обмежує можливості трансформаторів такого типу.

Висновки

Запропоновані у роботі методи розрахунку трансформаторів імпедансу з симетричною структурою на основі відрізків зв'язаних ліній дають змогу визначати їх електричні параметри, за яких забезпечується трансформація заданих значень опору навантаження у вхідний опір на двох робочих частотах. Описаний при цьому підхід може бути використаний для розроблення методів

розрахунку інших варіантів схемних рішень. Наведені у роботі результати розрахунків та комп'ютерного моделювання вказують на доцільність застосування запропонованих схем та методів в процесі проектування двочастотних мікрохвильових пристроїв.

1. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. *Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи*. – Т.1. – М.: Связь, 1971. – 439 с.
2. Liu S.-P. *Planar transmission line transformer using coupled microstrip lines* // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* – Vol. II. – 1998. – P. 789–792.
3. Ang K.S., Lee C.H., Leong Y.C. *A broad-band quarter-wave length impedance transformer with three reflection zeros within passband* // *IEEE Trans. Microwave Theory Thech.* – Vol. 52. – № 12. – 2004. – P. 2640–2644.
4. Зарванский И.А. *Согласующий СВЧ-трансформатор на НВЛ* // *Тр. Междунар. науч. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» ИРЭМВ-2007*. – Т.1. – Таганрог, 2007. – С. 121–123.
5. Jensen T., Zhurbenko V., Krozer V., Meincke P. *Coupled transmission lines as impedance transformer* // *IEEE Trans. Microwave Theory Thech.* – Vol. 55. – № 12. – 2007. – P. 2957–2965.
6. Podcameni A. *Symmetrical and asymmetrical edge-coupled-line impedance transformers with a prescribed insertion loss design* // *IEEE Trans. Microwave Theory Thech.* – Vol. 34. – № 1. – 1986. – P. 1–7.
7. Ang K., Lee C.H., Leong Y.C. *Analysis and design of coupled line impedance transformers* // *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* – 2004. – P. 1951–1954.
8. Оборжицкий В.И. *Метод расчета электрических параметров трансформирующих устройств на базе отрезка связанных линий с диагонально-симметричными нагрузками* // *Материалы 16-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо-2005*. – Севастополь, 2007. – С. 531–532.
9. Оборжицкий В. *Трансформуючі властивості відрізка зв'язаних ліній передачі з двостороннім симетричним навантаженням* // *Вісник НУ “Львівська політехніка” “Радіоелектроніка та телекомунікації”*. – 2006. – №557. – С. 43–48.
10. Oborzhytskyu V.I. *Method for calculation of electrical parameters of microwave devices with the loaded section of two-coupled lines* // *Proc. 16th Intern. Confer. on microwaves, radar and wireless communications MIKON-2006*. – Vol. 1. – Krakow, 2006. – P. 326–329.
11. Chow Y.L., Wan K.L. *A transformer of one-third wavelength in two sections for a frequency and its harmonic* // *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.* – Vol. 12. – 2002. – P. 22–23.
12. Monzon C. *A small dual-frequency transformer in two sections*. – Vol. 51. – №1. – 2003. – P. 1157–1161.
13. Оборжицький В.І. *Метод розрахунку параметрів симетричного височастотного чотириполюсника в задачах трансформації імпедансу* // *Зб. наук. праць ІПМЕ НАН України*. – К., 2005. – Вип. 34. – С. 131–137.