



РАДІОЕЛЕКТРОНІКА

<https://doi.org/10.23939/ict2023.02>

МІКРОСМУЖКОВИЙ ДВОСМУГОВИЙ ТРАНСФОРМАТОР КОМПЛЕКСНИХ ІМПЕДАНСІВ З РІЗНИМИ ЗНАЧЕННЯМИ У ДІАПАЗОНАХ ЧАСТОТ

В. Оборжицький [ORCID: 0000-0002-4829-7451], В. Протасевич [ORCID: 0009-0006-4590-3061]

Національний університет “Львівська політехніка”, вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна

Відповідальний за рукопис: Валерій Оборжицький (e-mail: voborz@icteet.com).

(Подано 1 вересня 2023)

У статті розроблено схему двосмугового трансформатора комплексних імпедансів навантаження у задане дійсне значення вхідного опору та методу розрахунку електричних параметрів елементів у її складі. Запропонована схема складається із двох відрізків одиночних ліній, доповнених паралельним шлейфом зі сторони входу. Для зняття обмежень на можливі значення комплексних імпедансів, які загалом різні у різних частотних смугах, схема може доповнюватися двома додатковими відрізками ліній, параметри яких вибирають довільно. Це може бути відрізок для приєднання навантаження до схеми, а також відрізок у вигляді шлейфа з боку навантаження. Запропоновану схему трансформатора перевірили, порівнявши результати її комп'ютерного моделювання з відомими результатами.

Ключові слова: мікрохвильові двосмугові пристрої; трансформація імпедансу; комплексний імпеданс; мікросмужковий трансформатор.

УДК: 621.372.8.049.75

1. Вступ

Розроблення схем трансформації імпедансу навантаження для узгодження із заданим значенням вхідного опору належить до одного з найважливіших завдань мікрохвильової техніки, оскільки цим досягається максимальне передавання потужності, мінімізується рівень шуму чи спотворення сигналу через відбиття. Водночас, через широке застосування багатодіапазонних радіотехнічних та телекомунікаційних систем, зокрема систем мобільного зв'язку, для деяких пристроїв, таких як малощумні підсилювачі, підсилювачі потужності, змішувачі та мікросмужкові антени, зростає вимога щодо узгодження комплексного імпедансу, який змінюється залежно від частоти. Це потребує створення дво- та багатосмугових пристроїв узгодження імпедансу. До перших спроб, пов'язаних з вирішенням вказаної проблеми, належить робота [1], в якій розглянуто двочастотний трансформатор комплексних опорів, утворений двома відрізками ліній передачі. Для його розрахунку необхідно шукати розв'язок нелінійних рівнянь відносно невідомих параметрів елементів схеми. Позбутися цієї складності дало змогу введення у схему трансформатора третього відрізка лінії [2] і використання підходу, за яким перший відрізок трансформує різні на різних частотах

комплексні імпеданси навантаження у комплексно спряжені вхідні опори, які далі двома відрізками трансформуються у задане значення опору на вході. Щоб забезпечити двосмугову трансформацію комплексних імпедансів навантаження у комплексні вхідні опори, попередню схему доповнено [3] четвертим відрізком лінії та наведено метод її розрахунку. В більшості наступних публікацій використано запропонований у [2] метод трансформації відрізком різних комплексних імпедансів навантаження у комплексно спряжені опори на вході відрізка, але з різними варіантами організації подальшого узгодження. Так, у [4] таке узгодження забезпечує відрізок зв'язаних ліній передачі на вході. В [5] використано Т-подібну схему, утворену двома відрізками ліній і відгалуженням у вигляді паралельного шлейфу в місці їх з'єднання, де другий відрізок і шлейф забезпечують трансформацію комплексно спряжених вхідних опорів першого відрізка у заданий опір на вході схеми. Для зняття обмежень на допустимі співвідношення середніх частот робочих смуг у [6] в Т-подібну схему введено додатковий відрізок лінії на вході. В [7] також використано Т-схему, в якій вхідним є відрізок зв'язаних ліній передачі, що одночасно з узгодженням забезпечує блокування постійного струму. В роботі [8] у Т-подібній схемі обидва відрізки одиночних ліній передачі замінено відрізками зв'язаних ліній, які виконують вказані вище функції. В основу іншого підходу до розроблення трансформаторів покладено використання класичної односмугової одношлейфної схеми узгодження, в якій відрізок лінії та шлейф реалізуються двосмуговими елементами. Це можуть бути двоступінчасті з'єднання відрізків одиночних ліній [9], де двосмугова трансформація забезпечується вибором електричної довжини відрізків за заданих значень їх хвильових опорів, чи мостове з'єднання дискретних елементів із двочастотними властивостями [10]. Для двосмугової трансформації комплексного імпедансу також використано П-подібну схему з одного відрізка лінії та двох шлейфів [11].

Загалом аналізування запропонованих схем двочастотної трансформації комплексних імпедансів свідчить про існування проблем, пов'язаних зі складністю запропонованих співвідношень, розв'язання яких здійснюється ітераційним пошуком, наприклад, як у [1, 9, 11], існують обмеження на співвідношення середніх частот робочих смуг, а також обмеження на допустимі значення імпедансів навантаження. Тому поставлено завдання – розробити схему двосмугового трансформатора комплексного імпедансу і метод її розрахунку з вирішенням вказаних проблем.

2. Схема двосмугового трансформатора та метод її розрахунку

Мікрохвильові трансформатори комплексного опору, які придатні для виготовлення за планарною технологією, можуть різнитися способом реалізації їх компонентів, а саме: на базі дискретних елементів, з відрізків одиночних чи зв'язаних ліній передачі, змішаного типу. Хоч використання зосереджених елементів у деяких ситуаціях ефективно з погляду габаритів, проте їх виготовлення на вищих частотах для двосмугової роботи ускладнене необхідністю підтримки заданого значення елемента в широкому діапазоні частот. У разі використання для двосмугового узгодження мікросмужкових зв'язаних ліній необхідно компенсувати вплив різниці фазових швидкостей їхніх парних і непарних мод. Тому ми вибрали простіший варіант із використанням відрізків одиночних ліній передачі. Наведена на Рис. 1 схема трансформатора імпедансу складається з послідовно з'єднаних двох відрізків з хвильовими опорами Z_1 , Z_2 та з електричною довжиною θ_{1i} , θ_{2i} . З боку входу з вхідним опором Z_0 до цієї пари приєднано паралельний шлейф з електричними параметрами, а саме: з хвильовим опором Z_3 та електричною довжиною θ_{3i} . З протилежного боку до схеми підводиться навантаження, комплексний імпеданс якого позначено як $Z_{Li}=R_{Li}+jX_{Li}$. Навантаження приєднано не безпосередньо, а через ланку, утворену відрізком лінії з параметрами Z_a , θ_{ai} та паралельним шлейфом із параметрами Z_b , θ_{bi} . Обидва шлейфи можуть бути як закороченими, так і розімкненими (відкритими) на кінці. Індекс i в позначеннях електричної довжини та імпедансу навантаження вказує на залежність параметра від частоти: значенню $i=1$ відповідає значення параметра на середній частоті f_1 першої робочої смуги частот, а якщо $i=2$,

параметр набуває значення, яке відповідає середній частоті f_2 другої робочої смуги частот. Отже, схема на частотах f_1 і f_2 повинна забезпечити трансформацію значень комплексних опорів Z_{L1} і Z_{L2} у дійсне значення опору Z_0 на вході.

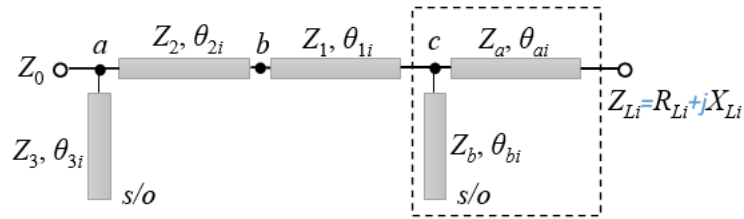


Рис. 1. Схема трансформатора імпедансу

Потреба у додатковій ланці, розміщеній перед навантаженням, пояснюється необхідністю подолання обмежень на допустимі значення Z_{L1} і Z_{L2} чи на допустимі значення частотного відношення $k=f_2/f_1$. Причина цих обмежень пов'язана з тим, що для деяких значень Z_{L1} і Z_{L2} хвильовий опір одного або декількох елементів схеми в результаті розрахунків набуває значення, яке виходить за придатні для виготовлення технологічно допустимі межі. Оскільки комплексні опори навантаження можуть бути довільними, необхідно мати інструмент впливу на процес розрахунку, щоб отримати бажані результати. Такий вплив дають змогу здійснити так звані “вільні” елементи схеми, значення електричних параметрів яких можна задавати довільно. У схемі на рис. 1 вільними елементами є відрізок лінії і шлейф з параметрами $Z_a, Z_b, \theta_{a1}, \theta_{b1}$. Залежно від вибору цих параметрів змінюються значення імпедансу, якими безпосередньо навантажено схему і які надалі вона трансформує у значення Z_0 . Відрізок лінії з параметрами Z_a, θ_{a1} водночас виконує функцію підвідної лінії для навантаження. Такого типу підхід під назвою “відновлення навантаження” розглянуто в роботі [12]. Виконуючи розрахунки, допустимих значень хвильових опорів відрізків ліній схеми досягають ітераційною зміною одного чи декількох параметрів вільних елементів. Якщо задано всі чотири параметри $Z_a, Z_b, \theta_{a1}, \theta_{b1}$, де θ_{a1}, θ_{b1} є електричними довжинами відрізків на частоті f_1 , а на частоті f_2 відповідно становлять $\theta_{a2}=k\theta_{a1}, \theta_{b2}=k\theta_{b1}$, то заданий імпеданс навантаження Z_{Li} трансформується вільними елементами у вхідний імпеданс Z_{ci} вузлової точки c схеми (рис. 1). Оскільки схема трансформатора містить паралельні розгалуження ліній, далі доцільно перейти до повних вузлових провідностей (адмітансів). З використанням загальновідомих співвідношень для вхідного адмітансу Y_{ci} вузла c можна записати:

$$Y_{ci} = \frac{1}{Z_{ci}} = G_{ci} + jB_{ci} = Y_{cai} + Y_{cbi}, \quad (1)$$

де $Y_{cai} = \frac{Z_a + jZ_{Li}t_{ai}}{Z_a Z_{Li} + jZ_a^2 t_{ai}}$; $Y_{cbi} = j \frac{-1}{Z_b t_{bi}}$ для закороченого на кінці шлейфу, чи $Y_{cbi} = j \frac{t_{bi}}{Z_b}$ для

відкритого на кінці шлейфу; $t_{ai} = \operatorname{tg} \theta_{ai}$; $t_{bi} = \operatorname{tg} \theta_{bi}$.

Отримані значення адмітансу Y_{ci} схема трансформує у значення вхідної провідності $Y_0=1/Z_0$ в такій послідовності. Відрізок лінії з параметрами Z_1, θ_{1i} забезпечує на своєму вході у вузлі b вхідний адмітанс з комплексно спряженими значеннями у першій і другій смугах частот, тобто на f_1 маємо $Y_{b1}=G_b+jB_b$, а на f_2 буде $Y_{b2}=G_b-jB_b$. Для забезпечення такої трансформації електричні параметри відрізка визначають за методикою, наведеною у [2]. Якщо використовувати повні провідності, то розрахункові співвідношення набудуть вигляду:

$$Y_1^2 = G_{c1}G_{c2} + B_{c1}B_{c2} - \frac{(B_{c1} + B_{c2})(G_{c1}B_{c2} - G_{c2}B_{c1})}{G_{c1} - G_{c2}}, \quad (2a)$$

$$\theta_{11} = \frac{n\pi + \operatorname{arctg} \left(Y_1 \frac{G_{c1} - G_{c2}}{G_{c1}B_{c2} - G_{c2}B_{c1}} \right)}{1+k}, \quad (2б)$$

де $Y_1=1/Z_1$; θ_{11} – електрична довжина відрізка на f_1 , на f_2 вона становить $\theta_{12} = k\theta_{11}$; $n = 0, 1, 2 \dots$ задають. У цьому випадку для складових адмітансу Y_{bi} можна записати:

$$G_b = Y_1^2 \frac{G_{c1}(1+t_{11}^2)}{(Y_1 - B_{c1}t_{11})^2 + G_{c1}^2 t_{11}^2}, \quad (3a)$$

$$B_b = Y_1 \frac{Y_1 B_{c1}(1-t_{11}^2) + t_{11}(Y_1^2 - B_{c1}^2 - G_{c1}^2)}{(Y_1 - B_{c1}t_{11})^2 + G_{c1}^2 t_{11}^2}, \quad (3b)$$

де $t_{11} = tg\theta_{11}$.

Відрізок лінії з параметрами Z_2 , θ_{2i} трансформує адмітанс Y_{bi} у вхідний адмітанс Y_{ai} вузла a теж з комплексно спряженими значеннями на f_1 та f_2 , але з активною складовою, яка дорівнює вхідній провідності. Тобто на вході другого відрізка матимемо $Y_{a1}=G_a+jB_a$ на f_1 і $Y_{a2}=G_a-jB_a$ на f_2 , де $G_a = Y_0$. Така трансформація забезпечується, якщо електричні параметри другого відрізка визначати зі співвідношень:

$$\theta_{21} = m \frac{\pi}{1+k}, \quad (4a)$$

$$Y_2^2 a + 2Y_2 b t_{21} + c t_{21}^2 = 0, \quad (4b)$$

де $m=1$ чи 2 , $Y_2=1/Z_2$, $t_{21} = tg\theta_{21}$, $a = G_b(1+t_{21}^2) - G_a$, $b = G_a B_b$, $c = -G_a(G_b^2 + B_b^2)$. При цьому реактивна складова адмітансу Y_{ai} становитиме:

$$B_a = Y_2 \frac{(B_b + Y_2 t_{21})(Y_2 - B_b t_{21}) - G_b^2 t_{21}}{(Y_2 - B_b t_{21})^2 + G_b^2 t_{21}^2}. \quad (5)$$

Вибір виразу (4a) для розрахунку електричної довжини відрізка зумовлений тим, що у цьому випадку із переходом від f_1 до f_2 змінюється знак параметра t_{2i} без зміни значення, що забезпечує тільки зміну знака реактивної складової адмітансу Y_{ai} . Призначенням шлейфу з параметрами Z_3 , θ_{3i} є компенсація цієї реактивної складової B_{ai} своєю вхідною реактивною провідністю, тобто забезпечення $Y_{3i}=jB_{3i}=-jB_{ai}$. Досягти такої компенсації можна за електричної довжини θ_{31} шлейфу, розрахованої за (4a), та за хвильового опору Z_3 , який залежно від виду закінчення шлейфу становить:

$$Z_3 = 1 / B_a t_{31} \quad \text{для закороченого на кінці шлейфу}, \quad (6a)$$

$$Z_3 = -t_{31} / B_a \quad \text{для розімкненого на кінці шлейфу}, \quad (6b)$$

де параметр $t_{31} = tg\theta_{31}$. В результаті сумарний вхідний адмітанс вузла a схеми на обох частотах набуватиме значення $G_a=1/Z_0$, тобто забезпечується двосмугова трансформація комплексного імпедансу навантаження у задане значення вхідного опору.

3. Послідовність розрахунку параметрів елементів схеми та приклади її застосування

Вихідними даними для розрахунку трансформатора імпедансу є: значення вхідного опору Z_0 ; значення середніх частот f_1 та f_2 робочих смуг; значення комплексного імпедансу навантаження Z_{L1} і Z_{L2} на цих частотах. Далі здійснюється розрахунок у такій послідовності кроків:

1) задаються (за потреби) електричні параметри вільних елементів: параметри Z_a , θ_{a1} підвідного відрізка лінії; вид закінчення шлейфу зі сторони навантаження та його параметри Z_b , θ_{b1} ;

2) за (1) для обох частот розраховуються значення вхідного адмітансу Y_{ci} вузла c . Якщо отримано однакові значення дійсних складових G_{c1} і G_{c2} , і неможливо використати далі формулу (2a), то потрібно повернутися до кроку 1 і задати параметри одного з вільних елементів;

3) за (2), починаючи з $n=0$, розраховуються електричні параметри Y_1 , θ_{11} першого відрізка. Якщо хвильовий опір $Z_1=1/Y_1$ набуває значення, яке виходить за допустимі для реалізації межі, то

можна змінити n чи повернутися до кроку 1 і, змінюючи параметри вільних елементів, добитися допустимого значення Z_1 ;

4) за (3) розраховуються значення складових адмітансу Y_{bi} ;

5) за (4), починаючи з $m=1$, розраховуються електричні параметри Y_2 , θ_{21} другого відрізка. Якщо хвильовий опір $Z_2=1/Y_2$ набуває недопустимого значення, то можна змінити m чи також повернутися до кроку 1;

6) за (5) розраховується значення реактивної складової адмітансу Y_{ai} ;

7) за (4a) та за (6) для вибраного виду закінчення шлейфу з боку входу розраховуються його електричні параметри θ_{31} , Z_3 . Якщо хвильовий опір Z_3 набуває недопустимого значення, то можна змінити вид закінчення шлейфу, повернутися до попередніх кроків і змінити m чи n , також можна повернутися до кроку 1.

Для верифікації схеми трансформатора імпедансу виконано розрахунок і комп'ютерне моделювання прикладу з [4] двосмугового узгодження комплексних опорів $Z_{L1}=20,1+j11,5$ Ом і $Z_{L2}=21,4+j23,6$ Ом на середніх частотах $f_1=1$ ГГц та $f_2=2$ ГГц робочих смуг (частотне відношення $k=2$) з вхідним опором $Z_0=50$ Ом, де для реалізації опорів навантаження використано відрізок лінії з резистором 19,5 Ом на кінці, а діелектрична проникність підкладки становила 4,7 за її товщини 1,5 мм і товщини металізації 35 мкм. В результаті розрахунків за наведеною вище послідовністю, але без використання вільних елементів, отримано такі значення електричних параметрів елементів схеми: $Z_1=82,85$ Ом, $\theta_{11}=111,58^\circ$, якщо $n=2$, $Z_2=121,52$ Ом, $\theta_{21}=60^\circ$, якщо $m=1$, розімкнений на кінці шлейф з $Z_3=125,81$ Ом, $\theta_{31}=60^\circ$. Результати моделювання цього трансформатора, які наведено на рис. 2 (крива 1), повністю відповідають результатам моделювання з [4]. В обох випадках сумарна довжина відрізків ліній, які входять до складу трансформаторів, приблизно однакова, а ширина частотних смуг на рівні зворотних втрат $|S_{11}|=-15$ дБ досягає 60 МГц. З метою зменшення значень хвильових опорів відрізків та їх довжини розраховано новий варіант трансформатора для вказаних навантажень, але із введенням вільного елемента \square розімкненого на кінці шлейфу зі сторони навантаження. У разі вибору для нього $Z_b=90$ Ом, $\theta_{b1}=20^\circ$ в результаті розрахунків отримано такі значення електричних параметрів: $Z_1=36,86$ Ом, $\theta_{11}=36,41^\circ$, якщо $n=1$, $Z_2=32,57$ Ом, $\theta_{21}=60^\circ$, якщо $m=1$, закорочений на кінці шлейф з $Z_3=41,85$ Ом, $\theta_{31}=60^\circ$. З наведених на рис. 2 (крива 2) результатів моделювання нового варіанта трансформатора видно, що використання шлейфу і зменшення довжини відрізків дало змогу майже втричі розширити частотні смуги, які на рівні зворотних втрат $|S_{11}|=-15$ дБ досягають значень 170 і 160 МГц.

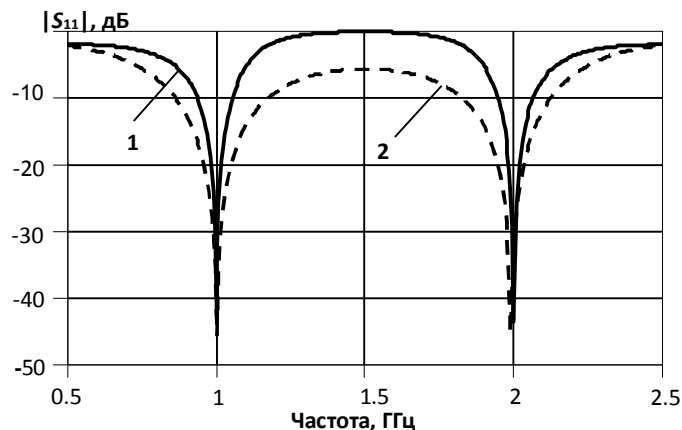


Рис. 2. Характеристики коефіцієнта відбиття трансформатора для прикладу з [4]

Для перевірки здатності пристрою забезпечувати двосмугову трансформацію комплексного імпедансу за значного рознесення робочих частотних смуг (великі значення k) використано модель опору навантаження у вигляді відрізка лінії, навантаженого на кінці опором 50 Ом. Відрізок, ширина якого 1 мм і довжина 10 мм, на підкладці з діелектричною проникністю 2,6 завтовшки 1 мм

та металізацією завтовшки 50 мкм має хвильовий опір 86,3 Ом і електричну довжину 17,06° на $f_1=1$ ГГц. Опором, який приєднується до лінії, є опір височастотного порту. На рис. 3 наведено залежність дійсної (крива 1) і уявної (крива 2) частин вхідного опору такої структури від частоти.

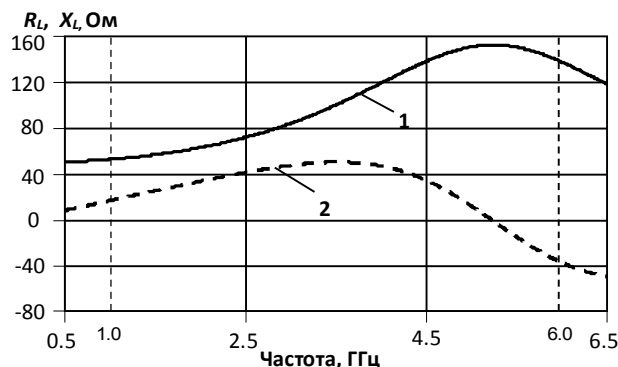


Рис. 3. Частотні характеристики складових вхідного опору моделі навантаження

Для верхньої смуги трансформатора вибрано частоту $f_2=6$ ГГц, що дає частотне відношення $k=6$. У цьому випадку значення комплексних опорів навантаження становлять: $Z_{L1}=53,1+j17,1$ Ом на f_1 та $Z_{L2}=138-j37,1$ Ом на f_2 . У результаті розрахунків з використанням обох вільних елементів отримано такі значення електричних параметрів: $Z_a=50$ Ом, $\theta_{a1}=30^\circ$ (розміри смужкової лінії: ширина 2,72 мм, довжина 17 мм), розімкнений на кінці шлейф з $Z_b=70$ Ом, $\theta_{b1}=31^\circ$ (розміри: ширина 1,53 мм, довжина 17,9 мм), $Z_1=88,04$ Ом, $\theta_{11}=13,28^\circ$, якщо $n=1$ (розміри: ширина 0,96 мм, довжина 7,8 мм), $Z_2=82,05$ Ом, $\theta_{21}=25,71^\circ$, якщо $m=1$ (розміри: ширина 1,12 мм, довжина 15 мм), розімкнений на кінці шлейф з $Z_3=103,86$ Ом, $\theta_{31}=25,71^\circ$ (розміри: ширина 0,64 мм, довжина 15,2 мм). На рис. 4 наведено результати моделювання цього трансформатора. З характеристик зворотних втрат $|S_{11}|$ видно, що узгодження на вході з опором Z_0 забезпечується на обох частотах, проте ширина другої робочої смуги менша, ніж першої, що пояснюється доволі швидкою зміною значень опору Z_{L2} у другій смузі (див. рис. 3). Внесені втрати $|S_{21}|$, визначені завдяки використанню порту в навантаженні, не перевищують 0,4 дБ у межах $|S_{11}|=-15$ дБ.

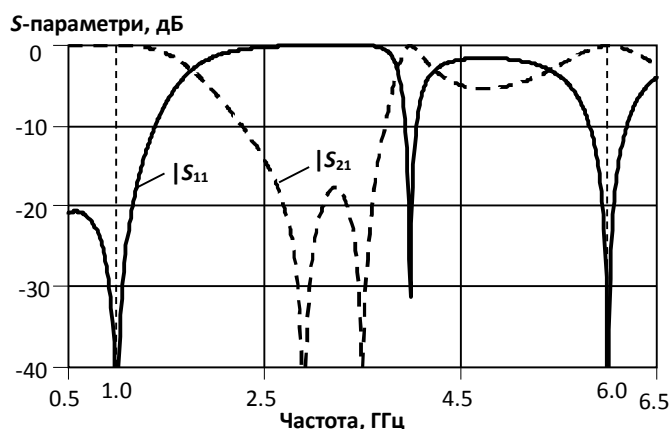
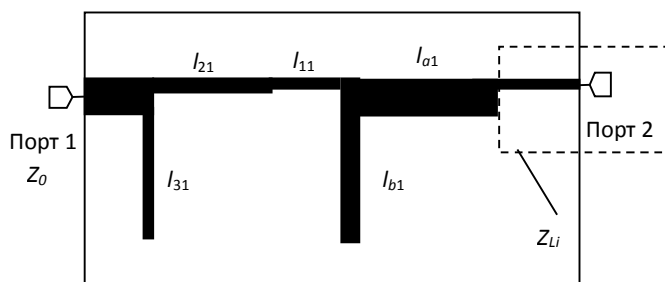


Рис. 4. Частотні характеристики трансформатора з великим значенням k

На рис. 5 наведено топологію трансформатора, побудовану за вказаними вище розмірами. Загальна довжина конструкції з відрізком лінії на вході не перевищує 65 мм.

Рис. 5. Топологія трансформатора з великим значенням k

Висновки

Запропонована схема та метод розрахунку електричних параметрів її елементів дають змогу проектувати двосмугові трансформатори комплексних імпедансів без обмежень на їх значення завдяки наданій можливості використання вільних елементів у вигляді відрізка підвідної лінії та шлейфа, а також завдяки можливості вибору довжини двох відрізків ліній у складі схеми. Це також дає змогу проектувати трансформатори як для малих, так і для великих значень частотного відношення.

Список використаних джерел

- [1] Wu Y., Y. Liu, S. Li. A dual-frequency transformer for complex impedances with two unequal sections // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Feb. 2009, Vol. 19, No. 2, pp. 77–79. DOI:10.1109/LMWC.2008.2011315
- [2] Liu X., Y. Liu, S. Li, F. Wu, and Y. Wu. A three-section dual-band transformer for frequency dependent complex load impedance // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Oct. 2009, Vol. 19, No. 10, pp. 611–613. DOI:10.1109/LMWC.2009.20297321
- [3] Y. Wu, Y. Liu, S. Li, C. Yu, and X. Liu. A generalized dual-frequency transformer for two arbitrary complex frequency-dependent impedances // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Dec. 2009, Vol. 19, No. 12, pp. 792–794. DOI:10.1109/LMWC.2009.2034034
- [4] Y. Wu, W. Sun, S.-W. Leung, Y. Diao, and K.-H. Chan. A novel compact dual-frequency coupled-line transformer with simple analytical design equations for frequency-dependent complex load impedance // *PIER*, 2013, Vol. 134, pp. 47–62. DOI:10.2528/PIER12101906
- [5] M. A. Nikravan and Z. Atlasbaf. T-section dual-band impedance transformer for frequency-dependent complex impedance loads // *Electron. Lett.*, Apr. 2011, Vol. 47, No. 9, pp. 551–553. DOI: 10.1049/el.2010.7452
- [6] M. A. Maktoomi, A. P. Yadav, M. S. Hashmi, F. M. Ghannouchi. Dual-frequency impedance matching networks based on two-section transmission line // *IET Microw. Antennas Propag.*, 2017, Vol. 11 Iss. 10, pp. 1415–1423. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2016.0941>
- [7] Maktoomi M.A., Hashmi M.S., Ghannouchi F.M. A T-section dual-band matching network for frequency-dependent complex loads incorporating coupled line with DC-block property suitable for dual-band transistor amplifiers // *Prog. Electromagn. Res. C*, 2014, Vol. 54, pp. 75–84. DOI:10.2528/PIERC14090403
- [8] R. K. Barik, P. K. Bishoyi, and S. S. Karthikeyan. Design of a novel dual-band impedance transformer // *IEEE Intern. Confer. on Electronic, Computing and Communication Technologies (CONECCT-2015)*, 10–11 July 2015. DOI: 10.1109/CONECCT.2015.7383868
- [9] Chuang, M.L. Dual-band impedance transformer using two-section shunt stubs // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, May 2010, Vol. 58, No. 5, pp. 1257–1263. DOI:10.1109/TMTT.2010.2045560
- [10] Y.-S. Lin, and C.-H. Wei. A novel miniature dual-band impedance matching network for frequency-dependent complex impedances // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Oct. 2020, Vol. 68, No. 10, pp. 4314–4326. DOI: 10.1109/TMTT.2020.3016328
- [11] O. Manoochehri, A. Asoodeh, and K. Forooraghi. π -model dual-band impedance transformer for unequal complex impedance loads // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Apr. 2015, Vol. 25, No. 4, pp. 238–240. DOI: 10.1109/LMWC.2015.2400933
- [12] M. A. Maktoomi, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi. Improving load range of dual-band impedance matching networks using load-healing concept // *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, Feb. 2017, Vol. 64, No. 2, pp. 126–130. DOI 10.1109/TCSII.2016.2551547

MICROSTRIP DUAL-BAND TRANSFORMER FOR COMPLEX IMPEDANCES WITH DIFFERENT VALUES IN FREQUENCY BANDS

Valeriy Oborzhytskyy, Victor Protasevych

Lviv Polytechnic National University, 12, S. Bandery str., Lviv, 79013, Ukraine

The article is devoted to the development of a scheme of a dual-band transformer of complex load impedances into a given real value of the input resistance and to the method of calculating the electrical parameters of the elements in its composition. The proposed scheme consists of two segments of single lines, supplemented by a parallel branch on the input side. To remove restrictions on the possible values of complex impedances, which are generally different in different frequency bands, the circuit can be supplemented with two additional line sections, the parameters of which are chosen arbitrarily. It can be a section for connecting the load to the circuit, as well as a section in the form of a branch from the side of the load. Verification of the proposed transformer circuit was carried out by comparing the results of its computer simulation with known results.

Key words: *microwave dual-band devices; impedance transformation; complex impedance; microstrip transformer.*