

ТРАНСФОРМУЮЧІ ВЛАСТИВОСТІ ВІДРІЗКА ЗВ'ЯЗАНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ З ДВОСТОРОННІМ СИМЕТРИЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

© Оборжицький В.І., 2006

Розглядаються властивості лінійного високочастотного чотириполюсника, утвореного відрізками двох ліній передачі з електромагнітним зв'язком між ними та з реактивними навантаженнями на протилежних кінцях одного з відрізків, за умов забезпечення заданого значення фазового зсуву високочастотного сигналу та узгодження. Запропоновано метод розрахунку електричних параметрів елементів схеми з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод.

The transform properties of the linear microwave four-pole formed by two-coupled transmission lines with the reactive loads, which are connected to opposite ends of one line segment, are considered. The method for this circuit electrical parameters calculation with possibility to compensate the effect of difference of even and odd mode phase velocities is proposed.

Вступ

Відрізки двох ліній передачі з електромагнітним зв'язком між ними є складовою частиною мікрохвильових пристроїв різноманітного призначення (фазообертачів, напрямлених відгалужувачів, подільників потужності, трансформаторів імпедансу, балунів тощо). Чотириполюсники на базі відрізків зв'язаних ліній можуть бути утворені під'єднанням відповідних навантажень (як правило, реактивних) до однієї з пар кінців цих відрізків, а також шляхом їх закорочення чи розімкнення. При цьому тип чотириполюсника та його властивості залежать від того, які з кінців використані. В [1, 2] запропоновано метод розрахунку електричних параметрів фазаобертача з фіксованим фазовим зсувом для випадку, коли навантажено обидва кінці по одній стороні відрізка зв'язаних ліній (одностороннє навантаження). В [3] розглядається можливість застосування такого пристрою для забезпечення вузькосмугового узгодження шляхом трансформації імпедансу.

Інший варіант конструкції реалізується під'єднанням навантажень до двох протилежних кінців одного з відрізків зв'язаних ліній. До другого відрізка під'єднуються поодинокі лінії входу та виходу схеми. Для такого чотириполюсника записано [4] аналітичні співвідношення, які дають змогу розрахувати його хвильові параметри, але в ТЕМ-наближенні з умови, що парна та непарна моди мають однакові фазові швидкості. Проте у разі неоднорідного діелектричного заповнення, характерного для основних різновидів смужкових структур, де застосування конструкцій на відрізках зв'язаних ліній найбільш доцільне, фазові швидкості мод синфазного і протифазного збудження будуть різними. В результаті виникає розузгодження на входах схеми та додаткова зміна фазового зсуву сигналу порівняно з розрахунковим значенням.

Відсутність публікацій стосовно трансформуючих властивостей відрізка зв'язаних ліній з двостороннім навантаженням викликає необхідність проведення досліджень в цьому напрямку.

Мета роботи – розробка методу визначення електричних параметрів вказаної структури з одночасною компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод, а також дослідження можливостей її практичного застосування.

1. Повна еквівалентна схема

Основним елементом структури є відрізок двох однакових зв'язаних ліній передачі з хвильовими опорами парної та непарної мод Z_e , Z_o (рис. 1). До обох кінців однієї з них

під'єднуються поодинокі лінії з хвильовим опором Z_c , які утворюють вхід і вихід схеми. До протилежних кінців другої зв'язаної лінії під'єднуються навантаження у вигляді еквівалентних реактивних опорів jX_L .

Аналіз такої схеми показує, що компенсувати вплив різниці фазових швидкостей та забезпечити узгодження на входах шляхом вибору значення jX_L неможливо. Тому, як і у випадку фазообертача [2], в структуру схеми необхідно вводити додатковий реактивний опір, який включиться безпосередньо між зв'язаними лініями. З рис. 1 зрозуміло, що відрізок зв'язаних ліній загальною довжиною $2l$ з двостороннім навантаженням має вертикальну площину симетрії, завдяки чому забезпечуються однакові значення схемних параметрів з боку обох входів 1 та 2. З метою збереження такої симетрії і, як буде показано нижче, для забезпечення можливості вибору бажаного значення хвильового опору Z_o доцільно вводити в схему не одну, а дві додаткові реактивності jX , розміщені на відстані l_1 симетрично щодо центра. У випадку, коли $l_1=0$, використовується лише один додатковий опір.

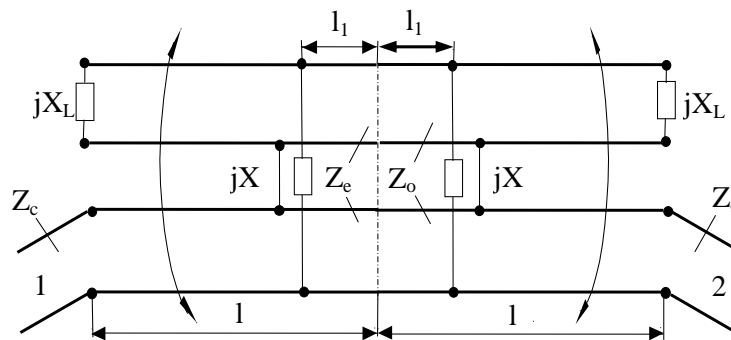


Рис. 1. Еквівалентна схема трансформуючого відрізка

Якщо нехтувати втратами сигналу у відрізках ліній передачі, то схему на рис. 1 можна розглядати як взаємний симетричний реактивний чотириполюсник, трансформуючі властивості якого, тобто рівень фазової затримки сигналу, рівень його відбиття та значення коефіцієнта передачі, залежать від значень електричних параметрів елементів схеми (хвильових опорів ліній, електричної довжини відрізків), а також від значень додаткових реактивних опорів та опорів навантаження.

2. Метод розрахунку параметрів схеми

Оскільки еквівалентна схема (рис. 1) має вертикальну симетрію, то під час виведення розрахункових співвідношень доцільно скористатись методом синфазного (парного) і протифазного (непарного) збудження, згідно з яким чотириполюсник розпадається на два парціальні двополюсники. Відомо [5], що між схемними параметрами симетричного чотириполюсника (коефіцієнтами відбиття та передачі) і вхідними опорами (імпедансами) цих двополюсників парного і непарного збудження існує однозначний зв'язок. Оскільки чотириполюсник на рис. 1 чисто реактивний, то і парціальні двополюсники, утворені з нього шляхом розміщення в площині симетрії магнітної та електричної стінок, також будуть реактивними з реактивними значеннями вхідних імпедансів парного jX_e та непарного jX_o збудження. Еквівалентні схеми цих двополюсників повністю збігаються з еквівалентною схемою фіксованого фазообертача [2, 5] з одностороннім навантаженням та додатковою реактивністю. До виходу такого фазообертача під'єднано реактивний опір jX_L . Схеми відрізняються лише значенням опорів навантаження, які у разі парного збудження прямують до безмежності (відкриті кінці зв'язаних ліній) і дорівнюють нулю (закорочені кінці зв'язаних ліній) у випадку непарного збудження.

Своєю чергою, обидва парціальні двополюсники можна розглядати як схеми трансформації імпедансу (опору навантаження) jX_L реактивним чотириполюсником у вхідні опори jX_e , jX_o . Ці

реактивні чотириполюсники, що утворюються відрізком зв'язаних ліній завдовжки l з ввімкненим між ними додатковим реактивним опором jX , також відносяться до симетричних чотириполюсників (з горизонтальною симетрією). Тому кожен з них теж характеризується парою вхідних імпедансів, а саме: jX_{ee} , jX_{eo} – для трансформуючого чотириполюсника у складі парціального двополюсника парного збудження; jX_{oe} , jX_{oo} – для трансформуючого чотириполюсника у складі парціального двополюсника непарного збудження.

З [6] відомо, що за трансформації реактивних опорів за допомогою симетричного реактивного чотириполюсника значення вхідного імпедансу парного збудження (в нашому випадку jX_{ee} , jX_{oe}) можуть вибиратися довільно, а нормовані до Z_c значення вхідного імпедансу непарного збудження розраховуються за співвідношенням

$$x_{no} = \frac{x_{ne} \cdot (x_n - x_L) + 2 \cdot x_n \cdot x_L}{2 \cdot x_{ne} - x_n + x_L}, \quad (1)$$

де $n=e,o$; x_n , x_{ne} , x_L – нормовані до Z_c значення вхідних імпедансів X_e , X_o , X_{ee} , X_{oe} та опору навантаження X_L .

Враховуючи вираз для розрахунку електричної довжини відрізка зв'язаних ліній у складі фіксованого фазообертача за синфазного збудження [5] для обох парціальних схем трансформації імпедансу з врахуванням значення опорів навантаження цих схем, можна записати:

$$\operatorname{tg} \Theta_e = -\frac{z_e}{x_{ee}} = \frac{x_{oe}}{z_e}, \quad (2)$$

де $\Theta_e = \beta_e \cdot l$ – електрична довжина відрізка l за парного збудження; β_e – фазова стала парної моди; z_e – нормоване до Z_c значення хвильового опору Z_e парної моди.

Враховуючи вираз для розрахунку значення додаткового опору jX , ввімкненого на відстані l_1 від навантажених кінців у схемі фазообертача [5], і те, що цей опір повинен бути однаковим для обох схем трансформації імпедансу, можна записати квадратне рівняння стосовно відстані l_1 :

$$t_1^2 \cdot a \cdot (z_o + x_{oo} \cdot t_0) - 2 \cdot t_1 \cdot a \cdot b + b \cdot (z_o \cdot t_0 - x_{eo}) = 0, \quad (3)$$

де $t_1 = \operatorname{tg}(\beta_o \cdot l_1)$; $t_0 = \operatorname{tg}(\beta_o \cdot l)$; $a = z_o + x_{eo} \cdot t_0$; $b = z_o \cdot t_0 - x_{oo}$; β_o – фазова стала непарної моди; z_o – нормоване до Z_c значення хвильового опору Z_o непарної моди. Саме ж нормоване до Z_c значення додаткового реактивного опору jX розраховується за співвідношенням

$$x = \frac{2 \cdot z_o \cdot t_1 \cdot (z_o \cdot t_2 - x_{oo})}{x_{oo} \cdot (1 - t_1 \cdot t_2) - z_o \cdot (t_1 + t_2)}, \quad (4)$$

де $t_2 = \operatorname{tg}[\beta_o \cdot (l - l_1)]$. З рівняння (3) зрозуміло, що для забезпечення $l_1=0$, тобто для використання тільки одного додаткового реактивного опору необхідно, щоб $z_o = x_{oo} / t_0$. У цьому разі його значення становитиме

$$x = x_{oo} \cdot \frac{x_{eo} - x_{oo}}{x_{oo} + x_{eo} \cdot t_0^2}. \quad (5)$$

3. Алгоритм розрахунку параметрів схеми та приклади його застосування

Наведені вище співвідношення дають можливість визначати електричні параметри, за яких забезпечуються бажані властивості схеми. Розрахунок здійснюється відповідно до такого алгоритму:

1. Враховуючи функціональне призначення пристрою задаються чи розраховуються вхідні імпеданси jX_e , jX_o двополюсників парного і непарного збудження, а саме:

а) під час виконання функції узгодженого на входах фазообертача з фіксованою фазовою затримкою сигналу φ_{21} нормовані до Z_c значення вхідних імпедансів становлять [5]

$$\begin{aligned} x_e &= \sin \varphi_{21} / (1 - \cos \varphi_{21}); \\ x_o &= -\sin \varphi_{21} / (1 + \cos \varphi_{21}); \end{aligned} \quad (6)$$

б) під час виконання функції трансформатора комплексного опору навантаження \dot{Z}_2 у вхідний опір \dot{Z}_1 нормовані до Z_c значення вхідних імпедансів розраховуються за формулами [6]

$$A \cdot x_e^2 + 2 \cdot C \cdot x_e - B = 0; \quad (7)$$

$$x_o = -\frac{x_e \cdot (x_2 - x_1) + 2 \cdot (r_1 \cdot r_2 - x_1 \cdot x_2)}{x_2 - x_1 + 2 \cdot x_e},$$

де $\dot{z}_1 = r_1 + jx_1$, $\dot{z}_2 = r_2 + jx_2$ – нормовані до Z_c значення опорів \dot{Z}_1, \dot{Z}_2 ; $A = r_1 - r_2$; $B = r_2 \cdot |\dot{z}_1|^2 - r_1 \cdot |\dot{z}_2|^2$; $C = r_2 \cdot x_1 + r_1 \cdot x_2$;

в) під час виконання режекторної функції, тобто для повного відбиття сигналу на заданій частоті нормовані значення вхідних імпедансів становлять $x_e = x_o = 0$.

2. З конструктивних міркувань вибираються значення хвильових опорів Z_c, Z_e, Z_o , а також значення електричної довжини Θ_e . Визначаються фазові сталі β_e, β_o . Якщо додаткову реактивність необхідно розмістити в центрі схеми, то значення хвильового опору Z_o не задається, а розраховується пізніше.

3. Враховуючи значення Z_e, Θ_e за формулою (2), розраховуються значення вхідних імпедансів x_{ee}, x_{oe} трансформувальних чотириполосників за парного збудження.

4. За формулою (1) розраховуються значення вхідних імпедансів x_{eo}, x_{oo} трансформувальних чотириполосників за непарного збудження.

5. Якщо значення опору Z_o не задавалось, то його розраховують за значенням x_{oo} в ітераційному циклі з першим наближенням $t_0 = tg\Theta_e$. Далі визначається β_o і з метою уточнення проводиться повторний розрахунок Z_o .

6. З розв'язку рівняння (3) визначається відстань l_l до місця під'єднання додаткових реактивних опорів.

7. За формулою (4) чи (5) при $l_l=0$ розраховується нормоване значення додаткового реактивного опору jX .

Для комп'ютерного моделювання на основі запропонованої методики і алгоритму розрахунку параметрів відрізка зв'язаних ліній з двостороннім навантаженням та дослідження його властивостей вибрано варіант конструкції у мікросмужковому виконанні на діелектричній підкладці завтовшки 0.5 мм з проникністю 9.8, з хвильовим опором вхідних ліній 50 Ом. Значення хвильових опорів відрізка зв'язаних ліній вибрані рівними: $Z_e = 75$ Ом, $Z_o = 35$ Ом. Розрахунки виконувались для робочої частоти 10 ГГц. На рис. 2 показано загальний вигляд топології такого мікросмужкового вузла, у якому функцію кінцевих реактивних навантажень jX_L виконують відрізки поодиноких ліній завдовжки l_o .

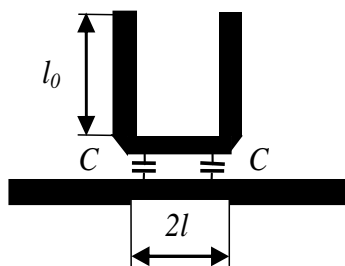


Рис. 2. Топологія мікросмужкового вузла

Прикладом застосування розробленої методики можуть бути результати розрахунку фазообертача з фазовою затримкою сигналу на робочій частоті, що дорівнює -120° . На рис. 3 показано частотні залежності фази і модуля коефіцієнта передачі (криві 1) такого фазообертача з параметрами: $2l=2.35$ мм, $l_l=1$ мм, додаткові ємності $C=0.37$ пФ, $l_o=2.65$ мм. Крива 2 на рис. 3, а відповідає фазовій затримці сигналу під час його проходження відрізком поодинокі мікросмужкової лінії, довжина якої становить

3.9 мм. З отриманих результатів зрозуміло, що узгодження фазообертача та лінійність фазової характеристики досягаються в достатньо широкій частотній смузі.

Можливість застосування вузла в режимі трансформації імпедансу показана на прикладі розрахунку схеми узгодження ліній передачі з різними значеннями хвильових опорів (50 та 75 Ом). Параметри такого вузла становлять: $2l=4.22$ мм, $l_1=0.535$ мм, $C=0.9$ пФ, $l_0=2.67$ мм. На рис. 3, б цьому випадку відповідає крива 2, з якої зрозуміло, що схема забезпечує режим вузькосмугового узгодження.

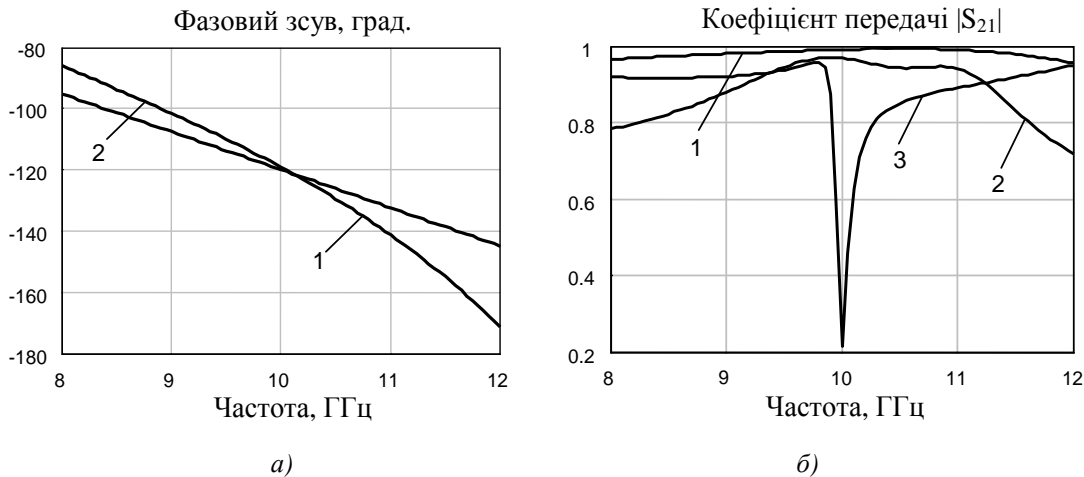


Рис. 3. Частотні залежності фазової затримки сигналу (а) та коефіцієнта передачі (б) мікросмушкового вузла

На доцільність використання запропонованої структури в режимі режекторної ланки вказують результати моделювання, показані на рис. 3, б (крива 3). Такому мікросмушковому вузлу відповідають такі параметри: $2l=3.4$ мм, $l_1=0.22$ мм, $C=1.5$ пФ, $l_0=1.02$ мм. Рівень внесеного загасання сигналу на робочій частоті 10 ГГц досягає 20 дБ. Ширина смуги загасання може регулюватись вибором значень хвильових опорів відрізка зв'язаних ліній.

Висновки

Запропонований у роботі метод розрахунку відрізка зв'язаних ліній передачі з двостороннім симетричним навантаженням дає змогу визначати його електричні параметри, які забезпечують виконання пристроєм бажаної функції. При цьому досягається компенсація впливу різниці фазових швидкостей парної та непарної мод за допомогою додаткових реактивних опорів, ввімкнених між зв'язаними лініями.

Ефективність розробленого алгоритму підтверджується наведеними у роботі прикладами розрахунку вузлів у мікросмушковому виконанні. Отримані результати вказують на доцільність застосування описаного методу під час проектування мікрохвильових пристроїв, особливо в інтегрованому виконанні.

1. Оборжницький В.І. Розрахунок електричних параметрів фазообертача на базі відрізка зв'язаних ліній передачі з врахуванням впливу неоднорідностей // Вісник НУ "Львівська політехніка" "Радіoeлектроніка та телекомунікації". – 2005. №534. – С. 64–68. 2. Оборжницький В.І., Самсонюк О.В. Метод синтеза фиксированных фазовращателей на базе нагруженного отрезка связанных линий передачи: Материалы 15-й Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". – Севастополь, 2005. – С. 533–534. 3. Valeriy Oborzhytskyi Discontinuities effect compensation in the narrowband matching circuits, based on transmission-line transformers. Proceedings of the Intern. Confer. TCSET'2006. – Lviv-Slavsko, 2006. – P. 486–487. 4. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – М., 1967. 5. Оборжницький В.І. Використання особливостей симетрії лінійних високочастотних пристроїв у методах їх синтезу: Збірник наукових праць "Моделювання та

інформаційні технології". – К., 2005. – Вип. 29. – С. 129–134. 6. *Оборжицький В.І. Метод розрахунку параметрів симетричного високочастотного чотириполюсника в задачах трансформації імпедансу: Збірник наукових праць "Моделювання та інформаційні технології"*. – К., 2005. – Вип. 34. – С. 131–137.

УДК 621.37/39.001; 621.397.133

Ю.М. Матієшин

Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

ВИЗНАЧЕННЯ ШВИДКОСТІ РУХУ ДИНАМІЧНОГО МІКРООБ'ЄКТА У ТЕЛЕВІЗІЙНІЙ СКАНУВАЛЬНІЙ МІКРОСКОПІЇ

© Матієшин Ю.М., 2006

Вирішено проблему визначення швидкості динамічних мікрооб'єктів у галузях біології та медицини, а також у деяких технологічних процесах за допомогою засобів телевізійної сканувальної мікроскопії в режимах одноктного та двотактного сканування. Наведено результати аналізу процесу сканування.

Paper is dedicated to the problem of dynamic micro objects velocity determination in biology and medicine branches and also in some technological processes with the television scanning microscopy means assistance in single time and double time scanning modes. Scanning process analyses results are given.

Вступ

Мікроскопія широко використовується у науці, промисловості, медицині, природознавстві та багатьох інших галузях діяльності людини.

Серед широкого кола задач, що розв'язуються за допомогою мікроскопа, виділяють задачі, пов'язані із дослідженням динамічних мікрооб'єктів. Ефективним інструментом для дослідження динамічних мікрооб'єктів є телевізійна сканувальна оптична мікроскопія, яка, маючи усі переваги оптичного мікроскопа (простота, надійність, відсутність потреби у спеціальному складному та довготривалому приготуванні зразків дослідження, відповідність вимогам неруйнівного контролю), використовує також можливості оперативного комп'ютерного керування режимами роботи мікроскопа, а також програмної обробки зображень та обчислення параметрів мікрооб'єктів [1]. У сканувальних мікроскопах мікрооб'єкт опромінюється гостро сфокусованим світловим сканувальним променем. При цьому відбувається процес відбиття чи проходження світла крізь об'єкт (залежно від режиму роботи). Це спричиняє зміну характеристик світлового променя внаслідок процесів розсіювання чи часткового поглинання світла мікрооб'єктом, що уможливує на виході фотоприймача отримати відеосигнал. Він містить інформацію про мікрооб'єкт. Цей відеосигнал подається на блок комп'ютерної обробки для обчислення параметрів та характеристик мікрооб'єкта та формування зображення, що спостерігається за допомогою телевізійного монітора. Розгортки цього монітора жорстко синхронізовані із розгортками сканувального пристрою, роль якого може відігравати сканувальна електронно-променева трубка, що працює, використовуючи телевізійний стандарт розкладу зображення.

До класу динамічних мікрооб'єктів в оптиці відносять об'єкти живої та неживої природи із розмірами від часток мікрметра до часток міліметра, що можуть характеризуватися основними параметрами руху. Прикладами таких об'єктів є елементи крові: еритроцити, лейкоцити та тромбоцити (діаметр 2...22 мкм [2]); атипіві живі клітини (діаметр ракових клітин 20...30 мкм [3]); одноклітинні та багатоклітинні мікроорганізми із досить різкими границями на однорідному та