

**РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ  
ФАЗООБЕРТАЧА НА БАЗІ ВІДРІЗКА ЗВ'ЯЗАНИХ ЛІНІЙ  
ПЕРЕДАЧІ З ВРАХУВАННЯМ ВПЛИВУ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ**

© Оборжицький В.І., 2005

**Запропоновано метод визначення електричних параметрів фазообертача, утвореного відрізками двох ліній передачі з електромагнітним зв'язком, з умов забезпечення заданого значення фазового зсуву височастотного сигналу та узгодження. Водночас розглядається можливість компенсації впливу основних неоднорідностей в його складі.**

**The method of the even and odd mode characteristic impedances and electrical length calculation of coupled-line phase shifter is proposed. The compensation of input junction and link discontinuities effect is considered.**

### Вступ

Фазообертачі з фіксованим фазовим зсувом на базі відрізків двох ліній передачі, між якими існує електромагнітний зв'язок (зв'язаних ліній), знаходять широке застосування під час розробки НВЧ-пристроїв, особливо в інтегрованому чи монолітному виконанні, завдяки значному зменшенню розмірів порівняно з відповідним відрізком одиначної лінії передачі при збереженні лінійності фазової характеристики. Найбільш відомою з таких конструкцій є фазообертач Шіфмана [1], в якого пара сусідніх кінців зв'язаних ліній з'єднується між собою перемичкою. Методи розрахунку його параметрів розглядаються в багатьох публікаціях. Ранні роботи, в тому числі [1; 2], ґрунтуються на припущенні існування TEM-хвилі, коли вздовж зв'язаних ліній в режимах парного (синфазного) і непарного (протифазного) збудження поширюються парна і непарна моди з однаковими фазовими швидкостями. Під час розробки фазообертачів з використанням ліній передачі, в яких ця рівність порушується, виникає необхідність врахування різниці фазових швидкостей, оскільки інакше не забезпечується узгодження на входах фазообертача і зростає рівень втрат. В перших публікаціях, пов'язаних з цією проблемою, пропонуються наближені методи компенсації впливу різниці фазових швидкостей, наприклад [3], шляхом вибору усередненої довжини відрізків. В роботі [4] наведено співвідношення для фазового зсуву сигналу за різних фазових швидкостей, але тільки в межах відрізка зв'язаних ліній без врахування впливу з'єднань цих ліній з вхідними (одиначними) лініями передачі. В [5] вказано на можливість вирівнювання фазових швидкостей шляхом вибору параметрів перемички, яка являє собою відрізок одиначної лінії між кінцями зв'язаних мікросмушкових ліній.

Окрім різниці фазових швидкостей парної та непарної мод, на характеристики фазообертача впливають також неоднорідності, викликані особливостями його конструкції. Насамперед сюди відносяться неоднорідності кінцевого з'єднання зв'язаних ліній, а також з'єднань (стиків) цих ліній з вхідними лініями передачі. Оскільки існуючі підходи до синтезу вказаного типу фазообертачів обмежені в своїх можливостях, то за мету цієї роботи поставлено розробку методу визначення електричних параметрів фазообертача з одночасною компенсацією впливу як різниці фазових швидкостей парної і непарної мод, так і вказаних вище основних неоднорідностей у його структурі.

### 1. Еквівалентне подання фазообертача

Основною ланкою фіксованого фазообертача Шіфмана є відрізок двох однакових зв'язаних ліній передачі завдовжки  $l$ , до однієї з пар сусідніх кінців яких під'єднуються одиначні лінії з

хвильовим опором  $Z_c$ . Інша пара кінців зв'язаних ліній з'єднується між собою перемичкою (елементом з'єднання). Еквівалентна схема такого фазообертача зображена на рис. 1, а.

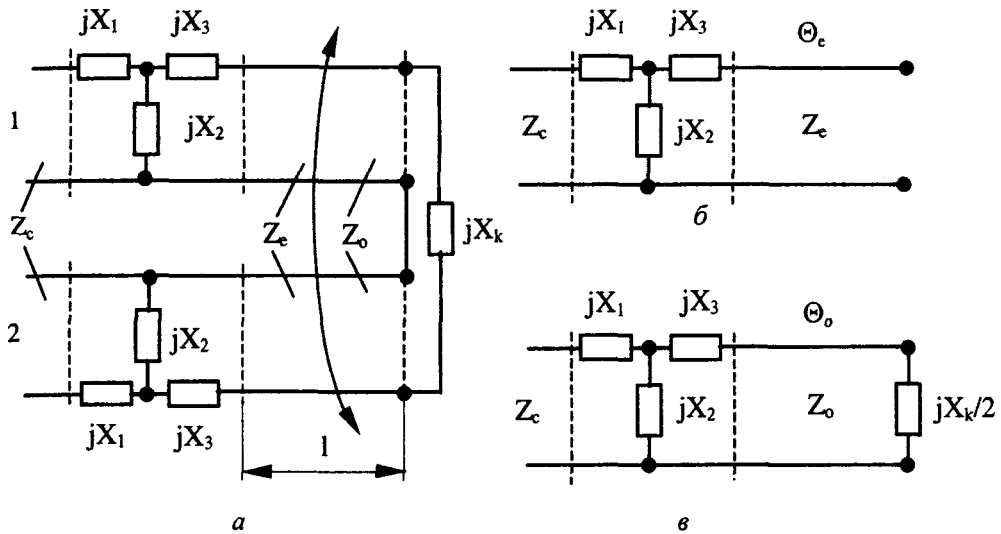


Рис. 1. Еквівалентна схема фазообертача (а) та її двополюсники парного (б) і непарного (в) збудження

На схемі (рис. 1) елемент з'єднання подається у вигляді реактивного опору  $jX_k$ , увімкненого послідовно між кінцями зв'язаних ліній. Такий варіант подання перемички пояснюється вимогою мінімізації в ній хвильового процесу, що досягається шляхом зменшення її розмірів. Якщо елемент з'єднання розглядати як відрізок лінії передачі [5], то його малі розміри зумовлюють достатньо високе значення хвильового опору такої лінії  $Z_k$  і незначну її електричну довжину  $\Theta_k$ . У цьому випадку між еквівалентним реактивним опором і параметрами відрізка лінії існує такий зв'язок:

$$jX_k = jZ_k \cdot \sin \Theta_k, \quad (1)$$

де  $\Theta_k = \beta_k \cdot l_k$  – електрична довжина відрізка лінії з'єднання;  $\beta_k$  – фазова стала, а  $l_k$  – довжина цього відрізка. У разі ідеального з'єднання кінців зв'язаних ліній, тобто при  $l_k = 0$  еквівалентна реактивність  $jX_k$  також дорівнює нулю.

Істотний вплив на роботу фазообертача чинять ділянки, утворені з'єднаннями вхідних і зв'язаних ліній передачі. Лінії стику мають, як правило, різні значення хвильових опорів і, відповідно, різні розміри поперечного перерізу. Крім того, стики найчастіше реалізуються у вигляді поворотів лінії під прямим чи довільним кутом з компенсуючим скосом чи без нього. Для еквівалентного подання цієї неоднорідності використовують Т-з'єднання реактивних опорів [6]. В схему фазообертача (рис. 1, а) введено дві такі ланки з реактивностями  $jX_1, jX_2, jX_3$ . Особливість стиків фазообертача полягає у тому, що вони утворені з'єднанням не одиничних, а одиничної і зв'язаних ліній. Для визначення еквівалентних параметрів такого з'єднання можна застосувати підхід, описаний в [7].

З рис. 1, а зрозуміло, що фазова затримка сигналу між входами фазообертача 1 і 2 залежить як від значення електричних параметрів відрізка зв'язаних ліній, так і від значення реактивностей елемента з'єднання та стиків, і це повинен враховувати метод синтезу цього пристрою.

## 2. Основні розрахункові співвідношення

Вихідними даними для розрахунку фазообертача є бажане значення фазового зсуву сигналу  $\varphi$  та значення хвильового опору вхідних ліній  $Z_c$ . В результаті синтезу необхідно визначити довжину відрізка зв'язаних ліній  $l$  та його хвильові опори парного  $Z_e$  та непарного  $Z_o$  збудження за певних параметрів елемента з'єднання з врахуванням реактивностей стиків.

Оскільки структура фазообертача має поздовжню симетрію, то, застосувавши до такого чотириполосника метод парного і непарного збудження, отримаємо парціальні двополосники, еквівалентні схеми яких показані на рис. 1, б, в. Ці двополосники, окрім хвильових опорів  $Z_e, Z_o$ , різняться ще і своєю електричною довжиною  $\Theta_e, \Theta_o$  та кінцевим навантаженням: у разі парного збудження (рис. 1, б) маємо відкритий кінець в режимі ненавантаженого стану, у разі непарного збудження (рис. 1, в) – реактивний опір, що дорівнює половині значення опору  $jX_k$ .

Використовуючи відомі співвідношення [2], які встановлюють зв'язок між хвильовими параметрами симетричного чотириполосника і коефіцієнтами відбиття на входах парціальних двополосників, можна записати вирази для коефіцієнта передачі  $\dot{S}_{21}$  та коефіцієнта відбиття на вході  $\dot{S}_{11}$  чотириполосника у такій формі:

$$\dot{S}_{21} = (\dot{z}_{ie} - \dot{z}_{io}) / \dot{D}; \quad (2)$$

$$\dot{S}_{11} = (\dot{z}_{ie} \cdot \dot{z}_{io} - 1) / \dot{D}, \quad (3)$$

де  $\dot{D} = \dot{z}_{ie} \cdot \dot{z}_{io} + \dot{z}_{ie} + \dot{z}_{io} + 1$ ;  $\dot{z}_{ie,o}$  – значення вхідних опорів двополосників, нормовані до значення хвильового опору вхідних ліній  $Z_c$ .

З виразу (3) зрозуміло, що узгодження на вході чотириполосника забезпечується за виконання умови

$$\dot{z}_{ie} \cdot \dot{z}_{io} = 1. \quad (4)$$

У цьому випадку з (2) при підстановці в нього (4) отримаємо

$$\dot{S}_{21} = (\dot{z}_{ie} - 1) / (\dot{z}_{ie} + 1). \quad (5)$$

Якщо вхідний опір  $\dot{z}_{ie}$  чисто реактивний, тобто  $\dot{z}_{ie} = jx_{ie}$ , то з (5) для фазового зсуву чотириполосника запишемо

$$\operatorname{tg} \varphi = 2 \cdot x_{ie} / (x_{ie}^2 - 1). \quad (6)$$

З рис. 1, б зрозуміло, що у разі парного збудження нормований вхідний опір двополосника становить

$$\dot{z}_{ie} = j \cdot \left[ x_1 + \frac{A \cdot x_3 - 1}{A \cdot (1 + x_3 / x_2) - 1 / x_2} \right]; \quad (7)$$

$$A = \operatorname{tg} \Theta_e / z_e, \quad (8)$$

де  $x_n = X_n / Z_c, n=1,2,3$  – нормовані значення реактивностей стиків;  $z_{e,o} = Z_{e,o} / Z_c$  – нормовані значення хвильових опорів парного і непарного збудження;  $\Theta_{e,o} = \beta_{e,o} \cdot l$  – електрична довжина;  $\beta_{e,o}$  – фазова стала відрізка зв'язаних ліній за парного та непарного збудження.

Підставивши (7) в (6), отримаємо квадратне рівняння відносно параметра А:

$$a \cdot A^2 + b \cdot A + c = 0, \quad (9)$$

де

$$\begin{aligned} a &= a_2^2 - a_3^2 - 2 \cdot a_2 \cdot a_3 / \operatorname{tg} \varphi; \\ b &= 2 \cdot [b_2 \cdot a_3 - a_1 \cdot a_2 + (b_2 \cdot a_2 + a_1 \cdot a_3) / \operatorname{tg} \varphi]; \\ c &= a_1^2 - b_2^2 - 2 \cdot b_2 \cdot a_1 / \operatorname{tg} \varphi; \\ a_1 &= 1 + x_1 \cdot b_2; \quad a_2 = x_1 + x_3 + x_1 \cdot b_2 \cdot x_3; \\ b_2 &= 1 / x_2; \quad a_3 = 1 + b_2 \cdot x_3. \end{aligned}$$

Для двополосника непарного збудження (рис. 1, в) нормований вхідний опір становить

$$z_{ie} = j \cdot \left( x_1 + \frac{x_3 + x_{lo}}{1 + b_2 \cdot x_3 + b_2 \cdot x_{lo}} \right), \quad (10)$$

де  $x_{l_0}$  – нормований вхідний опір відрізка лінії з електричною довжиною  $\Theta_0$ , навантаженого реактивним опором  $jX_k/2$ .

Враховуючи умову узгодження (4) та вирази (7), (10), знаходимо

$$x_{l_0} = -\frac{a_2 \cdot (A \cdot a_2 - a_1) + a_3 \cdot (A \cdot a_3 - b_2)}{a_1 \cdot (A \cdot a_2 - a_1) + b_2 \cdot (A \cdot a_3 - b_2)}. \quad (11)$$

Використовуючи залежність вхідного опору  $x_{l_0}$  від  $Z_0, \Theta_0$  і від  $X_k$ , для реактивного опору елемента з'єднання можна записати:

$$x_k = \frac{2 \cdot z_0 \cdot (x_{l_0} - z_0 \cdot tg\Theta_0)}{z_0 + x_{l_0} \cdot tg\Theta_0}, \quad (12)$$

де  $x_k = X_k / Z_c$  – нормоване значення цього опору.

### 3. Алгоритм та приклад синтезу фазообертача

Наведені вище співвідношення дають можливість синтезувати електричні параметри фазообертача відповідно до такого алгоритму:

1. З конструктивних міркувань вибираються значення хвильових опорів  $Z_e, Z_0$ .
2. Враховуючи значення  $Z_e, Z_0$ , розраховуються фазові сталі  $\beta_e, \beta_0$  та поперечні розміри відрізка зв'язаних ліній.
3. З врахуванням заданого значення хвильового опору  $Z_c$  за допомогою відповідної моделі розраховуються еквівалентні параметри  $X_1, X_2, X_3$  неоднорідності стику.
4. З розв'язку рівняння (9) визначається параметр  $A$  і, враховуючи (8), розраховується довжина  $l$  відрізка зв'язаних ліній

$$l = \frac{\arctg(A \cdot z_e)}{\beta_e}. \quad (13)$$

5. За (11) розраховується значення нормованого вхідного опору  $x_{l_0}$ .
6. З використанням  $\beta_0$  та розрахованої за (13) довжини відрізка  $l$  визначається електрична довжина  $\Theta_0 = \beta_0 \cdot l$  і за (12) – значення еквівалентного реактивного опору  $X_k$  елемента з'єднання.
7. Якщо перемичка реалізується у вигляді відрізка лінії передачі, то враховуючи, що його довжина  $l_k$ , як правило, визначається відстанню між зв'язаними лініями, за (1) розраховуються параметри цього відрізка. Але, якщо ж за отриманих параметрів, особливо, у разі значної різниці фазових сталих  $\beta_e, \beta_0$ , реалізація відрізка з технічної точки зору неможлива, то змінюються значення опорів  $Z_e, Z_0$  і, починаючи з п.2, повторюється весь процес обчислень.

Прикладом застосування розробленої методики та алгоритму можуть бути результати синтезу фазообертача в мікросмужковому виконанні з такими параметрами: фазова затримка сигналу  $-135^\circ$  на робочій частоті 10 ГГц; хвильовий опір вхідних ліній 50 Ом; діелектрична підкладка завтовшки 0.5 мм з проникністю 9.6. Результати розрахунку частотних характеристик такого фазообертача показано на рис. 2. Крива 1 на рис. 2, а відповідає фазовій затримці сигналу під час його проходження відрізком одиничної мікросмужкової лінії з аналогічними параметрами і завдовжки 5.2 мм.

У разі, коли вважати, що у фазообертача відсутні неоднорідності стиків та реактивний опір елемента з'єднання, то для значень хвильових опорів  $Z_e=75$  Ом,  $Z_0=33.3$  Ом, вибраних з умови ідеального узгодження  $z_e \cdot z_0 = 1$  при  $\beta_e = \beta_0$ , фазова характеристика (рис. 2, а, крива 2) близька до кривої 1, але рівень відбиття на вході через вплив різниці фазових швидкостей достатньо високий: коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН) досягає значення 2.0 (рис. 2, б, крива 2). Узгодження такої ідеальної схеми досягається лише за умови

$$z_e \cdot z_0 = tg\Theta_e / tg\Theta_0, \quad (14)$$

Виконання умови (14) можливе при  $Z_e = 93.4$  Ом,  $Z_o = 45.5$  Ом (криві 3). Довжина відрізка зв'язаних ліній в обох випадках (без неоднорідностей стиків) визначається за рівнянням (9) з такою формою розв'язку

$$A = 1/\operatorname{tg}\varphi \pm \sqrt{1 + 1/\operatorname{tg}^2\varphi} \quad (15)$$

та за співвідношенням (13) і становить 2.49 мм.

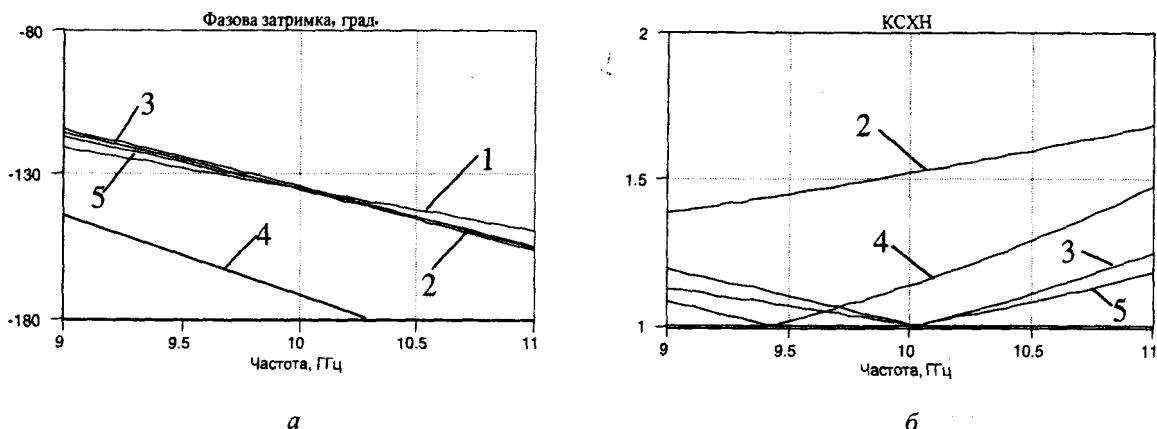


Рис. 2. Частотні залежності фазової затримки сигналу (а) та коефіцієнта стоячої хвилі (б) мікросмужкового фазообертача

Наявність в реальній конструкції фазообертача елемента з'єднання та стиків за тих самих розмірів приводить до відхилення його частотних характеристик (криві 4) від ідеалізованих. За допомогою розробленого алгоритму синтезу шляхом зміни довжини відрізка зв'язаних ліній і значення реактивного опору перемички здійснюється корегування цих відхилень. За довжини відрізка, що дорівнює 1,99 мм, характеристики фазообертача (криві 5) практично збігаються з результатами розрахунків (криві 3) ідеалізованої схеми як за КСХН, так і за фазовим зсувом.

### Висновки

Запропонований у роботі метод синтезу фазообертача з фіксованою фазовою затримкою сигналу на базі відрізка зв'язаних ліній дає змогу визначити його електричні параметри, врахувавши вплив неоднорідності з'єднань вхідних одиничних ліній зі зв'язаними лініями. При цьому забезпечується компенсація впливу різниці фазових швидкостей парної та непарної мод за допомогою використання елемента з'єднання кінців зв'язаних ліній, параметри якого визначаються в процесі синтезу.

Ефективність описаного алгоритму та доцільність його застосування в інженерній практиці під час розробки інтегрованих НВЧ-пристроїв підтверджується наведеним у роботі прикладом розрахунку фазообертача у мікросмужковому виконанні.

1. Schiffman B.M. A new class of broadband microwave  $90^\circ$  phase shifters. – IRE Trans., 1958. – V. MTT-6. – № 4. – P. 232 – 237.
2. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырёхполосников и восьмиполосников на СВЧ. – М., 1971.
3. Schiek B., Kohler J. A method for broadband matching of differential phase shifters. – IEEE Trans. MTT, 1977. – V. 25. – № 8. – P. 666 – 671.
4. Free C.E., Aitchison C.S. Improved analysis and design of coupled-line phase shifters. – IEEE Trans. MTT, 1995. – V. 43. – № 9. – P. 2126 – 2131.
5. Leong Y.C., Weinreb S. Novel technique of phase velocity equalization for microstrip coupled-line phase shifters. – 2000 MTT-S International Microwave Symposium Digest 00.3, 2000. – V. III. – P. 1453 – 1456.
6. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; Под ред. В.И. Вольмана. – М., 1982.
7. Sabban A., Gupta K.C. A planar-lumped model for coupled microstrip line discontinuities. – IEEE Trans. MTT, 1992. – V. 40. – № 2. – P. 245 – 252.