

УДК 621.372.852.2

Валерій Оборжицький, Олег Самсонюк
 Національний університет "Львівська політехніка",
 кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

ОСОБЛИВОСТІ СИНТЕЗУ ДИСКРЕТНИХ ВІДБИВНИХ НВЧ ФАЗООБЕРТАЧІВ

© Оборжицький Валерій, Самсонюк Олег, 2001

У статті наведено співвідношення для визначення параметрів відбивного діодного фазообертача з додатковими реактивними елементами, використання яких дозволяє забезпечити бажані значення фазового дискрету і хвильових опорів ліній для довільних параметрів діода при виконанні умов оптимальності за втратами.

The equations for determination of reflect diode phase shifter parameters with additional reactances, which gives a possibility to provide the desirable characteristic impedances and change of phase with optimal loss condition for any parameters of the diode are considered in this paper.

Дискретні відбивні НВЧ фазообертачі, які забезпечують стрибкоподібну зміну фази відбитої хвилі за рахунок зміни параметрів комутуючого елемента в їх складі, лежать в основі побудови прохідних фазообертачів шлейфного та мостового типу. В обох випадках параметри і характеристики відбивних фазообертачів являються визначальними,* що робить задачу їх синтезу першочерговою. Комутуючими елементами у складі дискретних фазообертачів використовують напівпровідникові пристрої, найчастіше р-і-п-діоди. Еквівалентно їх можна представити у вигляді комплексного опору, значення якого залежить від стану комутуючого елемента, визначеного рівнем керуючої напруги.

Під час синтезу відбивного фазообертача необхідно забезпечити заданий фазовий дискрет

$$\Delta\varphi = \arg \rho_1 - \arg \rho_2, \quad (1)$$

а також виконати умову оптимізації за втратами, при якій

$$|\rho_1| = |\rho_2|, \quad (2)$$

де Γ_1, Γ_2 – коефіцієнти відбиття на вході фазообертача в двох різних станах комутуючого елемента. Розв'язок сформульованої задачі залежить від схемного рішення фазообертача. На рис. 1, а показано одну з простих і найбільш поширених схем, в якій діод ввімкнено як кінцеве навантаження відрізка лінії передачі з електричною довжиною θ та хвильовим опором Z_{c1} .*

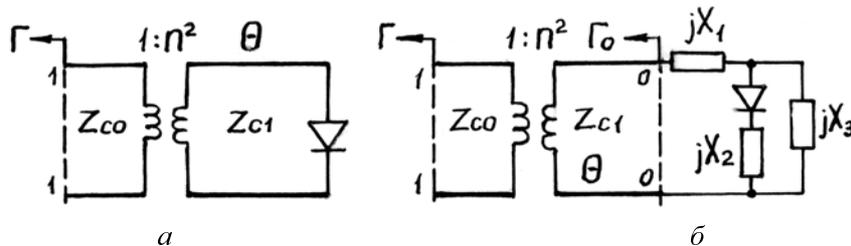


Рис. 1. Схеми відбивних фазообертачів:

а – основна; б – доповнена

* Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на р-і-п диодах в интегральном исполнении. М.: Радио и связь, 1984.

Цей відрізок в свою чергу є навантаженням ідеального трансформатора, утвореного з'єднанням ліній з різними хвильовими опорами, коефіцієнт трансформації якого становить

$$n^2 = Z_{CO} / Z_{C1}, \quad (3)$$

де Z_{CO} – хвильовий опір лінії на вході фазообертача.

Для вказаної схеми отримано [1] аналітичні вирази, які дозволяють визначити її параметри, що забезпечують виконання умов (1,2), а також стабільність фазового дискрету в смузі частот. Але при цьому схема характеризується деякими обмеженнями. Насамперед це стосується хвильових опорів ліній. У випадку, коли р-і-п-діод у відкритому стані еквівалентно представляється активним опором r_1 , а в закритому стані – послідовним з'єднанням активного опору r_2 та ємності C_2 , хвильовий опір Z_{C1} , при якому забезпечується умова (2), набуває дійсних значень лише у разі виконання умови

$$r_1 < r_2. \quad (4)$$

Ще одне обмеження стосується впливу ємності C_2 на значення хвильових опорів Z_{CO} та Z_{C1} . Результати синтезу фазообертачів показують, що при малих ємностях діода хвильові опори ліній різко зростають. Це може призвести до ускладнень при технічній реалізації схеми, особливо в інтегральному виконанні.

Вирішення вказаних проблем досягається за допомогою введення в схему фазообертача додаткових реактивних елементів. На рис. 1, б показано узагальнену схему з такими елементами, функцію яких можуть виконувати як зосереджені реактивності, так і відрізки ліній передачі.

Для доповненої схеми хвильовий опір Z_{C1} , при якому забезпечується виконання умови (2), можна визначити за співвідношенням

$$Z_{C1} = \left[G_1 \cdot G_2 + \frac{G_1 \cdot G_2}{G_1 - G_2} \left(\frac{B_1^2}{G_1} - \frac{B_2^2}{G_2} \right) \right]^{-2}, \quad (5)$$

де G_1, G_2 – активні складові повних провідностей схеми Y_1, Y_2 у перерізі 0-0 (рис.1,б) у двох станах комутуючого елемента; B_1, B_2 – реактивні складові цієї ж провідності. Опір Z_{C1} набудатиме дійсних значень лише у випадку, коли

$$\begin{aligned} &|Y_1|^2 / G_1 > |Y_2|^2 / G_2, \quad \bullet \text{ п } \text{Ц} \quad G_1 > G_2 \\ &|Y_1|^2 / G_1 < |Y_2|^2 / G_2, \quad \bullet \text{ п } \text{Ц} \quad G_1 < G_2 \end{aligned}, \quad (6)$$

Для схеми фазообертача на р-і-п-діоді без додаткових реактивностей умови (6) відповідають умові (4).

Електричну довжину відрізка лінії θ , при якій забезпечується частотна стабільність фазового дискрету доповненої схеми, визначають за співвідношенням

$$\theta = (2\pi + \arg \partial_{01} + \arg \partial_{02}) / 4, \quad (7)$$

де Γ_{01}, Γ_{02} – коефіцієнти відбиття в перерізі 0-0 схеми (рис. 1,б) у двох станах комутуючого елемента, які дорівнюють

$$\partial_{01} = \frac{1 - Z_{C1}G_i - jZ_{C1}B_i}{1 + Z_{C1}G_i + jZ_{C1}B_i}, \quad i = 1,2 \quad (8)$$

Коефіцієнт трансформації n^2 , який забезпечує виконання умови (1), для доповненої схеми визначається за співвідношенням, отриманим для основної схеми (рис. 1, а) [1]:

$$\Delta\varphi = 2 \operatorname{artg} \frac{2n^2 \cos \Psi}{(1 - n^4) + (1 + n^4) \sin \Psi}, \quad (9)$$

але при цьому змінну Ψ знаходять за виразом

$$\Psi = (\arg \partial_{01} - \arg \partial_{02} - \pi) / 2. \quad (10)$$

Для забезпечення заданого значення хвильового опору Z_{C0} чи Z_{C1} з одночасним дотриманням умов (1) та (2) в схему фазообертача достатньо ввести одну з реактивностей X_2 чи X_3 . Значення цієї реактивності можна визначити за співвідношеннями (5-10) ітераційним методом, оскільки аналітичний розв'язок отримати не вдається. На рис.2,а зображено залежності Z_{C0} та n^2 від значення додаткового реактивного опору, отримані за результатами синтезу відбивних фазообертачів на р-і-п -діоді з параметрами $r_1 = 1$ Ом, $r_2 = 2$ Ом, $C_2 = 1$ пФ. На частоті 1,5 ГГц забезпечувався фазовий дискрет 90° . З отриманих результатів видно, що розв'язки існують в певних межах значень додаткового опору, при яких виконуються умови (6).

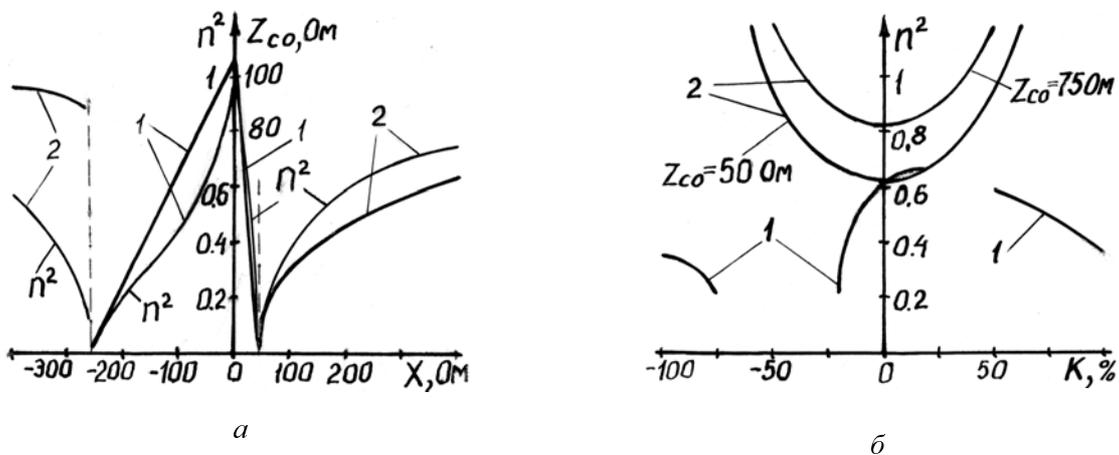


Рис. 2. Результати синтезу фазообертачів:

а – з одним опором; б – з двома опорами

Для схеми з реактивністю X_2 (криві 1) активні складові повної провідності G_1 та G_2 залежать від значення X_2 тоді, як $|Y_i|^2 / G_i = 1 / r_i$, де $i=1,2$, а для схеми з реактивністю X_3 (криві 2) така залежність відсутня. Граничні значення додаткової реактивності у першому випадку відповідають умові $G_1 = G_2$, а в другому – умові $|Y_1|^2 / G_1 = |Y_2|^2 / G_2$, і в обох випадках їх можна визначити з розв'язку квадратного рівняння:

$$(r_1 - r_2) \cdot X_i^2 + 2r_1 \cdot X_C \cdot X_i + A_i = 0, \quad i = 2,3, \quad (11)$$

де $A_2 = r_1[r_2(r_2 - r_1) + X_C^2]$, $A_3 = r_1 \cdot X_C^2$; $X_C = -(\omega C_2)^{-1}$ – ємнісний опір діода.

Верхні межі коефіцієнта трансформації n^2 та хвильового опору Z_{C0} лежать на рівні значень цих параметрів для основної схеми без додаткових реактивностей.

Часто при синтезі відбивних фазообертачів виникає необхідність забезпечити бажаний коефіцієнт трансформації при заданому значенні Z_{C0} . Наприклад, при $n^2=1$ відпадає потреба використовувати на вході відбивних фазообертачів у складі прохідного (мостового чи шлейфного) додаткові відрізки ліній з хвильовим опором Z_{C0} , наявність яких може призвести до відхилення фазового дискрету від заданого значення. В подібних випадках схема відбивного фазообертача доповнюється двома реактивними опорами X_2 та X_3 чи X_1 та X_3 , значення яких можна визначити за співвідношеннями (5-10) при виконанні умов (1,2). Як і в попередньому випадку використовується ітераційний метод пошуку коренів. Враховуючи,

що активні складові еквівалентних опір діода значно менші за хвильовий опір Z_{C1} , повний опір схеми в перерізі 0-0 (рис.1,б) в першому наближенні можна вважати в обох станах діода суто реактивним. Зважаючи на значення коефіцієнта відбиття вираз для цього опору матиме вигляд

$$X_{oi} = Z_{C1} \frac{1 \pm \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\arg \partial_{oi})}}{\operatorname{tg}(\arg \partial_{oi})}, i = 1, 2 \quad (12)$$

За значенням X_{oi} і за реактивністю діода визначаються додаткові опори відповідної схеми фазообертача. Так, при використанні р-і-п-діодів з вказаним вище еквівалентним представленням, можна записати:

– для схеми з X_2, X_3

$$X_2 = \frac{1}{2} \left[-X_C \pm \sqrt{X_C^2 - X_C \cdot \frac{4X_{01} \cdot X_{02}}{(X_{01} - X_{02})}} \right], \quad (13)$$

$$X_3 = \frac{X_2 \cdot X_{01}}{X_2 - X_{01}};$$

– для схеми з X_1, X_3

$$X_1 = X_{01}, \quad (14)$$

$$X_3 = -X_C \cdot \frac{X_{01} - X_{02}}{X_C + (X_{01} - X_{02})}.$$

Отже, задаючи значення аргументів коефіцієнтів відбиття в перерізі 0-0, можна в першому наближенні за (12-14) визначити додаткові реактивні опори і за ними та за параметрами діода визначити повні провідності схеми Y_1, Y_2 . Якщо розрахований далі за (5) опір Z_{C1} не відповідає бажаному значенню, то необхідно провести корекцію аргументів Γ_{01} та повторний розрахунок Z_{C1} .

Весь ітераційний процес вимагає лише задання однієї змінної $\arg \Gamma_{01}$ в межах від $-\pi$ до $+\pi$, оскільки другий аргумент розраховується за (10). При цьому параметр Ψ для заданих $\Delta\varphi$ та n^2 визначається за співвідношенням

$$\sin \Psi = \frac{(n^8 - 1) \cdot \operatorname{tg}^2 \frac{\Delta\varphi}{2} \pm 4n^4 \sqrt{\operatorname{tg}^2 \frac{\Delta\varphi}{2} + 1}}{(n^4 + 1)^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \frac{\Delta\varphi}{2} + 4n^4}. \quad (15)$$

На рис 2,б показані залежності n^2 від змінної K , яка визначає відносне відхилення $\arg \Gamma_{01}$ від значення, яке дорівнює π . Графіки побудовані за результатами синтезу фазообертачів з такими ж параметрами, як і у випадку одного додаткового опору. Криві 1 належать до схеми з опорами X_2, X_3 , при яких забезпечується $Z_{CO} = 50$ Ом. Інтервали у графіку відповідають значенням $\arg \Gamma_{01}$, при яких не виконуються умови (6) і корені відсутні. Криві 2 належать до схеми з опорами X_1, X_3 , при яких хвильовий опір вхідної лінії становить 50 Ом та 75 Ом. З графіків видно, що для кожної схеми характерні свої допустимі значення параметрів n^2 та Z_{CO} .

Описаний підхід та наведені співвідношення можна використовувати при синтезі відбивних фазообертачів з іншими варіантами та еквівалентними схемами комутуючих елементів.