УДК 621.372.85

В.І. Оборжицький, *В.Д. Гонтар
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем,
*кафедра вищої математики

РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ДИСКРЕТНИХ ШЛЕЙФНИХ ФАЗООБЕРТАЧІВ З УРАХУВАННЯМ ВПЛИВУ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ ТРІЙНИКІВ

Запропоновано метод розрахунку електричних параметрів прохідних дискретних фазообертачів шлейфного типу, який дає змогу забезпечити задане значення фазового дискрету одночасно з вхідним узгодженням та компенсацією при цьому впливу неоднорідностей трійникових розгалужень.

The method for calculation of electrical parameters of digital branch phase shifters, which provides the desired differential phase shift simultaneously with input matching and T-junction discontinuities effect compensation , are offered.

Вступ

Дискретні фазообертачі застосовуються в структурах високочастотних трактів і насамперед в структурах фазування антенних решіток для забезпечення ступінчастої зміни фазової затримки сигналу на задану величину – фазовий дискрет. Поширеним різновидом таких прохідних фазообертачів є конструкції шлейфного типу, утворені під'єднанням до основної лінії передачі відрізків ліній (шлейфів), навантажених керованими елементами (ключами) з дискретною зміною параметрів. Фаза сигналу на виході такої схеми залежить від значення цих параметрів, тобто від стану ключів. Такі фазообертачі застосовуються завдяки простоті конструкції, а також можливості реалізації багаторозрядних пристроїв шляхом каскадного увімкнення декількох однорозрядних. Їх популярність, зокрема, підтверджується існуванням великої кількості методів розрахунку. Істотна відмінність цих методів передусім полягає у виборі відстані між шлейфами. Із загального аналізу двостанового прохідного чотириполюсника з двома реактивними навантаженнями випливає з [1], що симетричні частотні характеристики узгодження і фазового зсуву забезпечуються при чвертьхвильовій відстані між шлейфами і при цьому рівних за модулем значеннях реактивних навантажень в обох станах ключів. Метод розрахунку [2] допускає різні значення реактивностей, але з відстанню між шлейфами, яка залежить від фазового дискрету.

Електричні параметри шлейфів визначаються, враховуючи еквівалентні параметри ключів. Відомі методи розрахунку [2, 3] були розроблені з використанням умови вирівнювання втрат у двох станах фазообертача, але тільки для випадку p-i-n-діодних ключів з невеликим активним опором у відкритому стані і з комплексним опором ємнісного характеру у закритому стані. Це обмежує можливість їх застосування для створення конструкцій з ключами іншого типу, наприклад, з напівпровідниковими структурами з бар’єром Шотки в ключовому режимі зі структурами, виготовленими за технологією мікроелектромеханічних систем (МЕМС) з плівками на основі сегнетоелектриків.

Ще один проблемний момент, якого не торкаються існуючі методи розрахунку шлейфних фазообертачів, пов'язаний з наявністю в їх структурі трійникових розгалужень. Навіть рознесення цих розгалужень на відстань у чверть довжини хвилі не забезпечує повної компенсації впливу їх неоднорідностей, що є причиною похибок в значеннях фазової затримки сигналу, а також погіршує частотні властивості схеми.

Відсутність інформації стосовно підходів до вирішення вказаних проблем вказує на актуальність досліджень в напрямку розробки методів, які б уможливлювали розраховувати електричні параметри дискретних шлейфних фазообертачів з одночасним забезпеченням заданого значення фазового дискрету і узгодження на вході та з врахуванням впливу неоднорідностей трійників, що і було метою цієї роботи.

1. Розрахунок ідеалізованої схеми фазообертача

В основу побудови однорозрядного прохідного шлейфного фазообертача покладено взаємний симетричний чотириполюсник (рис. 1, *а*), утворений відрізком лінії передачі з хвильовим опором Z_{c1} та електричною довжиною Θ_1, який навантажений з обох боків паралельними керованими опорами Z_i. Значення цих опорів залежить від *і*-го (і=1,2) стану ключів. Вхід і вихід чотириполюсника утворені лінією з хвильовим опором Z_{c0}. Така структура зумовлена відомим положенням [2], згідно з яким одним ключем неможливо одночасно забезпечити заданий дискрет фази прохідного дискретного фазообертача і його узгодження.

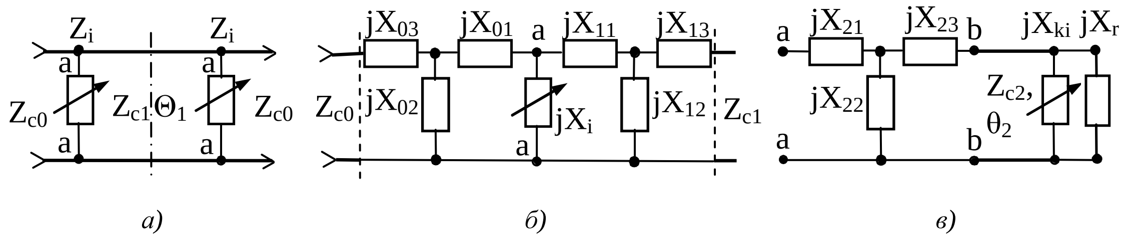


Рис. 1. Еквівалентні схеми фазообертача (а), неоднорідності трійникового розгалуження (б) та шлейфа (в)

Традиційно [2, 3] для визначення електричних параметрів цієї схеми з ідеалізованими (без врахування неоднорідностей) розгалуженнями в місцях під'єднання керованих опорів, утворених шлейфами з ключами, використовують її матрицю передачі з використанням реактивних параметрів ключів. Інший підхід полягає у застосуванні методу синфазного і протифазного збудження симетричного чотириполюсника, внаслідок чого задача зводиться до аналізу двох парціальних двополюсників з вхідними імпедансами Z_{ei} синфазного (парного) та Z_{oi} протифазного (непарного) збудження в *і*-му стані ключів. При цьому, як і в попередньому випадку, можна отримати прості розрахункові співвідношення, враховуючи еквівалентні реактивності ключів. У такому разі вхідні імпеданси парціальних двополюсників будуть суто реактивними. Нормовані до хвильового опору Z_{c0} їх значення з врахуванням умови вхідного узгодження симетричного чотириполюсника визначаються в такий спосіб [4]:

$$x_{ei} = ctg(\varphi_i / 2); \qquad (1)$$
$$x_{oi} = -1/x_{ei},$$

де φ_i – фаза сигналу на виході схеми в *і*-му стані ключів. При цьому задане значення дискрету фази становить $\Delta\varphi=/\varphi_2-\varphi_1/$. Схема на рис. 1, *а* відповідає умовам можливої реалізації дискретного фазообертача [5], оскільки до складу кожного з парціальних двополюсників входить ключ, а чотириполюсник описується чотирма незалежними електричними параметрами Z_{c1}, Θ_1, X_1, X_2, де X_i – керовані реактивні опори навантажень Z_i (вхідні опори шлейфів з ключами у двох їх станах).

Використовуючи еквівалентні схеми парціальних двополюсників і зв'язок (1) між їх вхідними опорами для досліджуваного фазообертача, можна записати систему рівнянь:

$$\begin{cases} x_1 \cdot z_1 - z_1 \cdot x_{e1} + x_1 \cdot t_1 \cdot x_{e1} = 0, \\ x_2 \cdot z_1 - z_1 \cdot x_{e2} + x_2 \cdot t_1 \cdot x_{e2} = 0, \\ x_1 \cdot z_1 \cdot t_1 \cdot x_{e1} + x_1 + z_1 \cdot t_1 = 0, \\ x_2 \cdot z_1 \cdot t_1 \cdot x_{e2} + x_2 + z_1 \cdot t_1 = 0, \end{cases} \qquad (2)$$

де $t_1=tg(\theta_1/2)$, $z_1=Z_{c1}/Z_{c0}$, $x_i=X_i/Z_{c0}$ – чотири невідомі параметри. Розв'язок системи дає значення цих параметрів, за яких забезпечується заданий фазовий дискрет та вхідне узгодження фазообертача в обох станах ключів.

За результатами аналізу системи рівнянь (2) можна зробити такі висновки:

1) розв'язок системи рівнянь існує лише за умови

$$x_{e1} = 1/x_{e2}. \qquad (3)$$

У цьому випадку значення одного з чотирьох невідомих параметрів може вибиратися довільно;

2) якщо задавати параметр θ_1, то, враховуючи (2), співвідношення для розрахунку решти невідомих параметрів матимуть такий вигляд:

$$x_1 = \frac{x_{e1} \cdot (1 + t_1^2)}{(1 + t_1^2) - t_1^2 \cdot (1 + x_{e1}^2)}; \tag{4}$$

$$x_2 = \frac{x_{e1} \cdot (1 + t_1^2)}{x_{e1}^2 (1 + t_1^2) - t_1^2 \cdot (1 + x_{e1}^2)}; \tag{5}$$

$$z_1 = -\frac{x_{e1} \cdot (1 + t_1^2)}{t_1^2 \cdot (1 + x_{e1}^2)}. \tag{6}$$

Використовуючи (4)–(6), можна отримати вирази для визначення t_1 за інших заданих параметрів;

3) під час виконання умови (2) з виразу (1) для x_{ei} випливає, що фази сигналів на виході фазообертача у двох станах пов'язані співвідношенням

$$\cos\varphi_1 = -\cos\varphi_2 ,$$

а отже, система (2) матиме розв'язок для симетричних стосовно $\pm\pi/2$ значень φ_1 і φ_2, тобто для

$$\varphi_i = \pm\frac{\pi}{2} \pm \frac{\Delta\varphi}{2}. \tag{7}$$

При підстановці (7) в (1) отримаємо вираз для розрахунку x_{e1} за заданим значенням дискрету $\Delta\varphi$:

$$x_{e1} = \pm\sqrt{\frac{1 \mp \sin(\Delta\varphi / 2)}{1 \pm \sin(\Delta\varphi / 2)}}, \tag{8}$$

з якого випливає, що розв'язок системи (2) існуватиме за чотирьох можливих значень вхідного опору двополюсника синфазного збудження, а саме: x_{e1}, $1/x_{e1}$, $-x_{e1}$, $-1/x_{e1}$;

4) з (6) зрозуміло, що для забезпечення додатних значень хвильового опору Z_{c1} параметри x_{e1} і t_1 повинні мати протилежні знаки. Оскільки в реальних конструкціях фазообертачів електрична довжина $\theta_1<\pi$, тобто $t_1>0$, то розв'язок системи шукається тільки за від'ємних значень x_{e1}. Крім того, співвідношення (4)– (6) дають однакові результати для значень $-x_{e1}$ та $-1/x_{e1}$.

Отже, розв'язок системи рівнянь (2) для заданого значення $\Delta\varphi$ шукається за (4) – (6) з використанням розрахованого за (8) одного з від'ємних значень вхідного опору x_{e1}. Отримані при цьому результати для ідеалізованої схеми фазообертача аналогічні до результатів методу з [1].

2. Компенсація впливу неоднорідностей трійників

Наведені вище співвідношення не враховують існування неоднорідностей в місцях під'єднання керованих опорів Z_i (рис. 1, *а*). Ці місця являють собою трійникове розгалуження ліній передачі, оскільки опори Z_i реалізуються у вигляді навантажених ключами шлейфів. У [5] запропоновано, щоб під час розроблення методу розрахунку НВЧ-пристрою з такими неоднорідностями використовувати узагальнену еквівалентну схему трійника, включивши її до складу еквівалентної схеми самого пристрою. На рис. 1, *б* показано результат цього включення для одного з трійникових розгалужень, в кожному плечі еквівалентної схеми якого міститься Т-з'єднання реактивних опорів. Частина еквівалентної схеми неоднорідності з боку відгалуження разом з вхідним опором шлейфу з ключем замінена еквівалентною керованою реактивністю jX_i.

Враховуючи схеми парціальних двополюсників, до складу яких входять Т-ланки з реактивними елементами, а також еквівалентний опір jX_i, та враховуючи (1), можна записати систему з чотирьох рівнянь, аналогічну до (2):

$$
\begin{cases}
x_1 \cdot z_1 \cdot (b_1 - x_{e1} \cdot b_2) - z_1 \cdot (x_{e1} \cdot b_3 - b_4) + x_1 \cdot t_1 \cdot (b_5 \cdot x_{e1} - b_6) + t_1 \cdot (x_{e1} \cdot b_7 - b_8) = 0, \\
x_2 \cdot z_1 \cdot (b_1 - x_{e2} \cdot b_2) - z_1 \cdot (x_{e2} \cdot b_3 - b_4) + x_2 \cdot t_1 \cdot (b_5 \cdot x_{e2} - b_6) + t_1 \cdot (x_{e2} \cdot b_7 - b_8) = 0, \\
x_1 \cdot z_1 \cdot t_1 \cdot (x_{e1} \cdot b_1 + b_2) + x_1 \cdot (b_5 + x_{e1} \cdot b_6) + z_1 \cdot t_1 \cdot (x_{e1} \cdot b_4 + b_3) + x_{e1} \cdot b_8 + b_7 = 0,
\end{cases} \tag{9}
$$

$$
x_2 \cdot z_1 \cdot t_1 \cdot (x_{e2} \cdot b_1 + b_2) + x_2 \cdot (b_5 + x_{e2} \cdot b_6) + z_1 \cdot t_1 \cdot (x_{e2} \cdot b_4 + b_3) + x_{e2} \cdot b_8 + b_7 = 0,
$$

де $b_1 = a_{01} / x_{12} + a_{03} \cdot a_{12}$; $b_2 = a_{12} / x_{02} + a_{02} / x_{12}$; $b_3 = a_{02} \cdot a_{12}$; $b_4 = a_{01} \cdot a_{12}$; $b_5 = a_{02} \cdot a_{13} + a_{11} / x_{02}$; $b_6 = a_{01} \cdot a_{13} + a_{03} \cdot a_{11}$; $b_7 = a_{02} \cdot a_{11}$; $b_8 = a_{01} \cdot a_{11}$; $a_{m1} = x_{m1} + x_{m3} + x_{m1} \cdot x_{m3} / x_{m2}$; $a_{m2} = 1 + x_{m1} / x_{m2}$; $a_{m3} = 1 + x_{m3} / x_{m2}$; m=0,1 (тут і далі у формулах значення усіх опорів X_{m1}, X_{m2}, X_{m3} з еквівалентної схеми неоднорідності, де m=0,1,2, нормуються до Z_{c0}). Для ідеалізованої схеми ці коефіцієнти приймають значення $a_{m1}=0$, $a_{m2}=a_{m3}=1$, а $x_{12}=\infty$ і система (9) приводиться до вигляду (2).

Розв'язок системи рівнянь (9) існує за умови, яка відрізняється від попередньої (3), а саме:

$$
x_{e2} = \frac{a_{01}^2 - a_{02}^2 - 2 \cdot x_{e1} \cdot a_{01} \cdot a_{02}}{x_{e1} \cdot (a_{01}^2 - a_{02}^2) + 2 \cdot a_{01} \cdot a_{02}}, \tag{10}
$$

але при цьому один з невідомих параметрів, як і раніше, може вибиратися довільно.

Підставляючи (1) в (10), отримаємо квадратне рівняння стосовно невідомого значення фазового зсуву φ_1, за якого система (9) матиме такий розв'язок:

$$
a \cdot t^2 + b \cdot t + c = 0, \tag{11}
$$

де $t = tg(\varphi_1 / 2)$; $a = a_{01}^2 - a_{02}^2 \pm 2 \cdot a_{01} \cdot a_{02} \cdot tg(\Delta\varphi / 2)$; $b = -4 \cdot a_{01} \cdot a_{02} \pm 2 \cdot (a_{01}^2 - a_{02}^2) \cdot tg(\Delta\varphi / 2)$; $c = -a$;

В ідеалізованому випадку значення φ_1, розраховані за (11) і за (7), збігаються.

Оскільки для обчислення еквівалентних параметрів неоднорідності необхідно знати величину усіх трьох хвильових опорів трійникового розгалуження, тому невідомим параметром, значення якого задається, є хвильовий опір Z_{c1}. Також необхідно задавати значення хвильового опору Z_{c2} ліній, які утворюють шлейфи. Для ідеалізованої схеми значення цього опору може бути задане, чи може розраховуватися за співвідношенням

$$
Z_{c2} = \sqrt{\frac{X_1 \cdot X_2 \cdot (X_{k1} - X_{k2}) - X_{k1} \cdot X_{k2} \cdot (X_1 - X_2)}{(X_1 - X_2) - (X_{k1} - X_{k2})}}, \tag{12}
$$

де X_{k1}, X_{k2} – еквівалентні реактивні опори ключів у першому і другому станах.

Електрична довжина відрізка θ_1 шукається з коренів квадратного рівняння (11), в якого $t=t_1$, а коефіцієнти становлять

$$
a = z_1 \cdot [a_{01} \cdot a_{02} \cdot (x_{e1}^2 - 1) \cdot A_1 - a_{11} \cdot a_{12} \cdot (x_{e1}^2 + 1) \cdot A2 + x_{e1} \cdot (a_{02}^2 - a_{01}^2) \cdot A_1];
$$

$$
c = z_1 \cdot [a_{01} \cdot a_{02} \cdot (x_{e1}^2 - 1) \cdot A_1 + a_{11} \cdot a_{12} \cdot (x_{e1}^2 + 1) \cdot A2 + x_{e1} \cdot (a_{02}^2 - a_{01}^2) \cdot A_1];
$$

$$
b = (1 + x_{e1}^2) \cdot (z_1^2 \cdot a_{12}^2 - a_{11}^2) \cdot A_2;
$$

$$
A_1 = a_{12} \cdot a_{13} - a_{11} / x_{12}; \quad A_2 = a_{02} \cdot a_{03} - x_{01} / x_{02}.
$$

Нормовані до Z_{c0} значення, які повинен приймати еквівалентний реактивний опір X_i залежно від *i*-го стану ключів (i=1,2), розраховуються за співвідношенням

$$
x_i = \frac{(z_1 \cdot a_{12} - t_1 \cdot a_{11}) \cdot (x_{ei} \cdot a_{02} - a_{01})}{(t_1 \cdot a_{13} - z_1 / x_{12}) \cdot (x_{ei} \cdot a_{02} - a_{01}) + (z_1 \cdot a_{12} - t_1 \cdot a_{11}) \cdot (a_{03} - x_{ei} / x_{02})}. \tag{13}
$$

При цьому для визначення нормованого опору x_{e2}, необхідного для розрахунку за (13) опору x_2, використовують формулу (10). Як бачимо з (13), неоднорідність трійникових розгалужень порушує умову, коли за $t_1=1$ досягається $x_1=-x_2$ і забезпечується симетрія характеристик фазообертача.

Отже, розрахунок фазообертача з врахуванням впливу неоднорідностей здійснюється в такій послідовності. За заданими значеннями хвильових опорів Z_{c0}, Z_{c1}, Z_{c2} розраховуються значення еквівалентних параметрів неоднорідностей. З розв'язку для заданого $\Delta\varphi$ рівняння (11) визначається фазова затримка φ_1, а за нею з (1) і (10) розраховуються потрібні значення вхідних опорів x_{e1} та x_{e2}.

Використовуючи їх, а також задане значення опору Z_{c1}, з (11) визначається електрична довжина θ_1, а з (13) для обох станів розраховуються значення еквівалентних опорів X_1, X_2, які далі необхідно реалізувати відповідними електричними параметрами шлейфів.

3. Розрахунок параметрів шлейфів

Еквівалентну схему шлейфів фазообертача показано на рис. 1, *в*. До її складу входить Т-ланка з реактивних елементів, яка в еквівалентній схемі неоднорідності трійника відноситься до відгалуження, відрізок лінії з хвильовим опором Z_{c2} і електричною довжиною θ_2, еквівалентний реактивний опір ключа X_{ki}, значення якого залежать від *i*-го стану, та під'єднана паралельно чи послідовно до ключа додаткова реактивність jX_r. Ця схема повинна забезпечувати розраховані за (13) значення опорів jX_i, в які Т-ланка трансформує вхідний опір jX_{bbi} з перерізу в-в (рис. 1, *в*). Нормовані до Z_{c0} значення цього опору становлять [5]:

$$x_{bbi} = \frac{a_{21} - x_i \cdot a_{23}}{x_i \,/\, x_{22} - a_{22}}. \qquad (15)$$

З (15) зрозуміло, що для ідеалізованого випадку маємо $x_{bbi}=x_i$.

Враховуючи різнормовані значення $X_{bbi}=x_{bbi}\cdot Z_{c0}$, а також задано значення Z_{c2}, і розв'язуючи квадратне рівняння (11), де $t=X_r$, можна розрахувати значення додаткової реактивності X_r, а за нею і значення електричної довжини θ_2 відрізка. При цьому залежно від способу під'єднання додаткового опору до ключа використовуються такі співвідношення:

– за паралельного під'єднання додаткового опору

$$a = (X_{bb1} - X_{bb2})\cdot(Z_{c2}^2 + X_{k1}\cdot X_{k2}) - (X_{k1} - X_{k2})\cdot(Z_{c2}^2 + X_{bb1}\cdot X_{bb2});$$

$$b = Z_{c2}^2 \cdot (X_{k1} + X_{k2})\cdot(X_{bb1} - X_{bb2}); \quad c = Z_{c2}^2 \cdot X_{k1}\cdot X_{k2}\cdot(X_{bb1} - X_{bb2});$$

$$tg\Theta_2 = Z_{c2}\cdot\frac{X_{bb2}\cdot X_{k2} + X_r\cdot(X_{bb2} - X_{k2})}{Z_{c2}^2\cdot X_{k2} + X_r\cdot(Z_{c2}^2 + X_{bb2}\cdot X_{k2})};$$

– за послідовного під'єднання додаткового опору

$$a = (X_{bb1} - X_{bb2}); \quad b = (X_{bb1} - X_{bb2})\cdot(X_{k1} + X_{k2});$$

$$c = (X_{bb1} - X_{bb2})\cdot(Z_{c2}^2 + X_{k1}\cdot X_{k2}) - (X_{k1} - X_{k2})\cdot(Z_{c2}^2 + X_{bb1}\cdot X_{bb2});$$

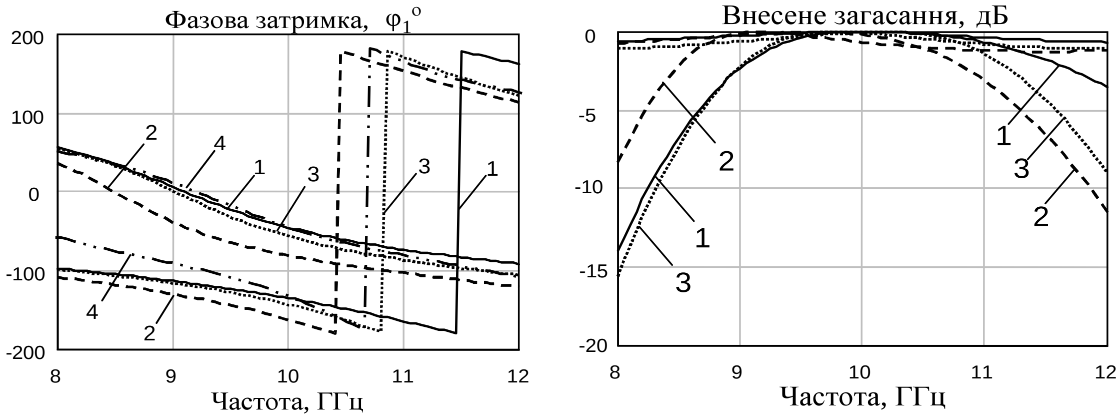
$$tg\Theta_2 = Z_{c2}\cdot\frac{X_{bb2} - (X_{k2} + X_r)}{Z_{c2}^2 + X_{bb2}\cdot(X_{k2} + X_r)}.$$

Додаткова реактивність jX_r може бути реалізована розімкненим чи закороченим на кінці відрізком лінії передачі, а також може бути відсутня за відповідного вибору, чи визначення за (12) хвильового опору Z_{c2} шлейфів.

4. Приклад застосування методу розрахунку та результати моделювання

Застосування запропонованого методу можна розглянути на прикладі розрахунку та комп'ютерного моделювання шлейфового фазообертача з дискретом фази $\Delta\varphi=90^o$ у мікросмужковому виконанні на базі МЕМС ключів ємнісного типу з ємністю активованого нижнього положення C_d=1 пФ і з ємністю розімкненого верхнього положення C_u=0.04 пФ [6]. Розрахунки виконувались на частоті 10 ГГц для хвильового опору вхідних ліній Z_{c0}=50 Ом. В ідеалізованому варіанті розраховані значення електричних параметрів схеми становлять: Z_{c1}=35.36 Ом, $\theta_1=90^o$, за Z_{c2}=75 Ом буде $\theta_2=45.1^o$, X_r=0 (розімкнений на кінці відрізок з Z_{cr}=50 Ом, $\theta_r=90^o$). На рис. 2 показано частотні характеристики фазової затримки сигналу та внесеного загасання, отримані внаслідок комп'ютерного моделювання фазообертача у двох станах його ключів. Криві 1 відповідають ідеалізованому фазообертачу з послідовно під'єднаною до ключів додатковою реактивністю, реалізованою розімкненим на кінці відрізком лінії.

Для дослідження впливу неоднорідності розгалужень та компенсації цього впливу за розрахунків використано діелектричну підкладку з параметрами: товщина – 1 мм, діелектрична проникність – 9.8, товщина металізації – 35 мкм. Еквівалентні параметри неоднорідності трійникових розгалужень визначалися за методикою [7]. Криві 2 відповідають фазообертачу з такими самими електричними параметрами, як в ідеалізованому варіанті, але за наявності неоднорідностей. Їх вплив приводить до більше ніж 10 %-ного відхилення фазового дискрету на розрахунковій частоті від заданого значення.



а) *б)*

Рис. 2. Частотні залежності фазової затримки сигналу (а) та внесеного загасання (б)

Розрахунок з врахуванням еквівалентних параметрів неоднорідності дає такі значення електричних параметрів фазообертача за тих, що й раніше значеннях хвильових опорів: θ_1=78^o, θ_2=39.8^o, X_r=11.6 Ом (розімкнений відрізок з Z_{cr}=50 Ом, θ_r=98.8^o). На рис. 2 фазообертачу з цими параметрами відповідають криві 3, які вказують на послаблення дії неоднорідностей трійників.

Результати розрахунків та моделювання також вказують на істотну залежність характеристик фазообертача від вибору стану ключів для реалізації вхідних опорів X_1, X_2. Так криві 1 отримано, коли опір X_1 забезпечувався ключем у стані з ємністю C_d, а опір X_2 – ключем у стані з ємністю C_u. Криві 4 відповідають протилежному варіанту реалізації шлейфів, електричні параметри яких в цьому випадку становлять: Z_{c2}=28.8 Ом, θ_2=149.5^o, X_r=0.

Висновки

Вплив неврахованих під час проектування НВЧ-пристроїв неоднорідностей у їх складі призводить до істотного відхилення реальних характеристик від розрахункових значень. Запропонований у роботі метод розрахунку дискретних фазообертачів шлейфового типу дає змогу визначати їх електричні параметри, за яких забезпечується потрібне значення дискрету фази з одночасним узгодженням на вході та компенсацією впливу неоднорідностей трійникових розгалужень. Наведені у роботі результати розрахунків та комп'ютерного моделювання підтверджують ефективність застосування запропонованого методу під час проектування мікрохвильових фазообертачів вказаного типу, особливо з реактивними за характером ключами.

1. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройство СВЧ / Под ред. Д. М. Сазонова. – М.: Высш. шк., 1981. – 295 с. 2. Микроэлектронные устройства СВЧ / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин и др.; Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с. 3. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на p-i-n-диодах в интегральном исполнении. – М.: Радио и связь, 1984. – 184 с. 4. Оборжицький В.І. Використання особливостей симетрії лінійних високочастотних пристроїв у методах їх синтезу // Моделювання та інформаційні технології: Збірн. наук. праць – К.: ІПМЕ НАНУ. – 2005. – Вип. 29. – С. 129–135. 5. В. Оборжицький. Врахування впливу неоднорідностей трійникових розгалужень при синтезі НВЧ-пристроїв // Вісник НУ "Львівська політехніка" "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2003. – №477. – С. 169–176. 6. Hayden J.S., Rebeiz G.N. Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors. – IEEE Trans. MTT, 2003. – V. 51. – №1. – P.309–314. 7. 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.: Радио и связь, 1982. – 328 с.