

ОСОБЛИВОСТІ СИНТЕЗУ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ БАГАТОКАНАЛЬНИХ НВЧ ПЕРЕМИКАЧІВ

© Оборжицький Валерій, 2004

Запропоновано спосіб розрахунку електричних параметрів багатоканального променевого перемикача на основі співвідношень, одержаних методом трансформації імпедансу. Розглянуто можливість компенсації впливу неоднорідності розгалуження ліній передачі в процесі синтезу параметрів перемикача.

The method of electrical parameters calculation of single pole multi-throw switch based on equations derived by impedance transformation method is proposed. The compensation of branching discontinuity effect in the switch synthesis process is considered.

Вступ

Широке застосування дво- та багатоканальних перемикачів в структурах різного типу НВЧ пристроїв і трактів НВЧ сигналу викликає потребу у створенні нових та вдосконаленні існуючих типів комутаційних елементів (ключів). Поряд з розробкою високопотужних широкосмугових перемикачів на р-і-n-діодах [1, 2], з застосуванням в монолітних мікросхемах польових транзисторів з заслоном Шотки (ПТШ) [3, 4] перспективним є використання ключів на базі р-і-n-діодів та ПТШ з оптичним керуванням через фото-вольтову ланку [5] чи безпосередньо (фото-інжекційних) [6]. Також пропонується в [7] як комутаційний елемент застосовувати плівки з високо-температурною надпровідністю (ВТН), в яких використовується перехід з надпровідного стану плівки (S) до нормального (N) стану під дією керуючого струму. Перевагою таких ВТН плівок є достатньо низький рівень шуму, мінімальна тривалість часу S-N перемикачання, можливість розробки пристроїв з порівняно низьким рівнем внесених втрат. Інший шлях зменшення втрат, підвищення рівня розв'язки, розширення частотної смуги полягає у застосуванні ключів, виготовлених за технологією мікроелектромашинних систем (МЕМС) [8, 9, 10]. Електростатично керовані вимикачі такого типу характеризуються дуже малими значеннями ємності закритого стану і опору відкритого стану, низьким рівнем споживаної потужності керування.

Незважаючи на різноманітність комутаційних елементів, більшість відомих схемних рішень перемикачів відносяться [11] до двоканальних, багатоканальних променевого чи багатоканальних бінарного типу, а також матричних, причому в основі будови двох останніх типів лежать двоканальні чи променеві перемикачі. Таким чином, багатоканальна променева схема і її частковий випадок – двоканальна приймається за базову при розробці комутаційних пристроїв: перемикачів [1–4], фазообертачів [9, 10]. Проектування такої схеми полягає у визначенні кількості ключів, способу їх з'єднання між собою та з місцем розгалуження вхідної лінії, визначенні параметрів з'єднувальних елементів та відрізків ліній передачі. Здебільшого при синтезі електричних параметрів перемикачів на р-і-n-діодах застосовують методи, пов'язані з компенсацією реактивної складової ключа шляхом введення додаткових шлейфів [11] чи, наприклад, узгоджувальних секцій на виходах перемикача [2]. Інший підхід ґрунтується на застосуванні методів параметричного синтезу за вибраними критеріями оптимізації заданої цільової функції [12]. Кожний з вказаних методів має багато обмежень, пов'язаних чи з особливостями моделі комутаційного елемента, чи зі способом їх увімкнення в схему перемикача, чи з необхідністю мати додаткову апріорну інформацію про цільову функцію і критерії оптимізації та про початкові наближення шуканих параметрів. Крім того, існуючі методи синтезу не враховують наявності неоднорідності в області розгалуження ліній передачі, для зменшення впливу якої вимагається проведення додаткового моделювання схеми перемикача [10].

За мету у цій роботі ставилось завдання розробити підхід, який би уможливив синтезувати електричні параметри багатоканального променевого перемикача, виходячи з еквівалентних параметрів довільного типу комутаційного елемента, способу їх увімкнення, а також довільного типу розгалуження ліній передачі. Водночас повинно забезпечуватись узгодження на вході перемикача, а також бажаний рівень розв'язки між входом і закритими виходами з можливістю компенсації впливу неоднорідності розгалуження ліній.

1. Еквівалентне подання променевого перемикача

В схемі N-канального променевого перемикача сигнал з вхідної лінії з хвильовим опором Z_{C0} подається на паралельне чи послідовне розгалуження відрізків N ліній передачі з хвильовим опором Z_c електричною довжиною θ . Кожний з відрізків навантажений комплексним змінним опором $Z_{n,z,v} = R_{n,z,v} + j X_{n,z,v}$, де індекс "z" відповідає закритому стану цього вихідного плеча, а індекс "v" – відкритому. Цей змінний опір є вхідним опором схеми, утвореної одним чи декількома з'єднаними у відповідний спосіб ключами і навантаженої хвильовим опором вихідної лінії передачі. Значення вхідного опору $Z_{n,z,v}$ залежить від стану ключів схеми. Перемикач працює в режимі, коли один з виходів знаходиться у відкритому стані, а решта N-1 виходів – у закритому.

В процесі синтезу за заданими значеннями опору $Z_{n,z,v}$ у двох станах визначаються електричні параметри Z_c і θ . При цьому за мету ставиться забезпечення узгодження на вході і досягнення бажаного рівня розв'язки з закритими виходами чи втрат у відкритому плечі. Здебільшого досягти поставленої мети шляхом використання тільки трансформуючих відрізків ліній не вдається. Тому в кожне з плечей перемикача вводиться додаткова реактивність jX_0 , увімкнена паралельно чи послідовно на кінці відрізка лінії. Значення цієї реактивності також розраховується в процесі синтезу. На рис. 1, а показано еквівалентне подання сформованого в такий спосіб перемикача. У центральній частині знаходиться розгалуження, утворене паралельним чи послідовним з'єднанням ліній (рис. 1, б), навантаженням яких є послідовне чи паралельне з'єднання опорів $Z_{n,z,v}$ та jX_0 (рис. 1, в).

З рис. 1 видно, що кожна гілка перемикача являє собою деякий узагальнений комутаційний елемент зі змінним імпедансом $Z_{n,z,v}$, який під'єднується до розгалуження через реактивний чотириполюсник, утворений відрізком лінії (безвтратної, з параметрами Z_c, θ) та опором jX_0 . Цей чотириполюсник забезпечує трансформацію імпедансу $Z_{n,z,v}$ у певне значення комплексного опору $Z_{z,v}$ на його вході в місці розгалуження. Метод розрахунку параметрів елементів чотириполюсника X_0, Z_c, θ залежить як від типу з'єднання ліній, так і від способу під'єднання реактивності jX_0 . Розрізняються дві пари комбінацій цих з'єднань:

- 1) однотипні з'єднання – паралельне (послідовне) розгалуження ліній, паралельне (послідовне) увімкнення реактивного опору;
- 2) різнотипні з'єднання – паралельне (послідовне) розгалуження ліній, послідовне (паралельне) увімкнення реактивного опору.

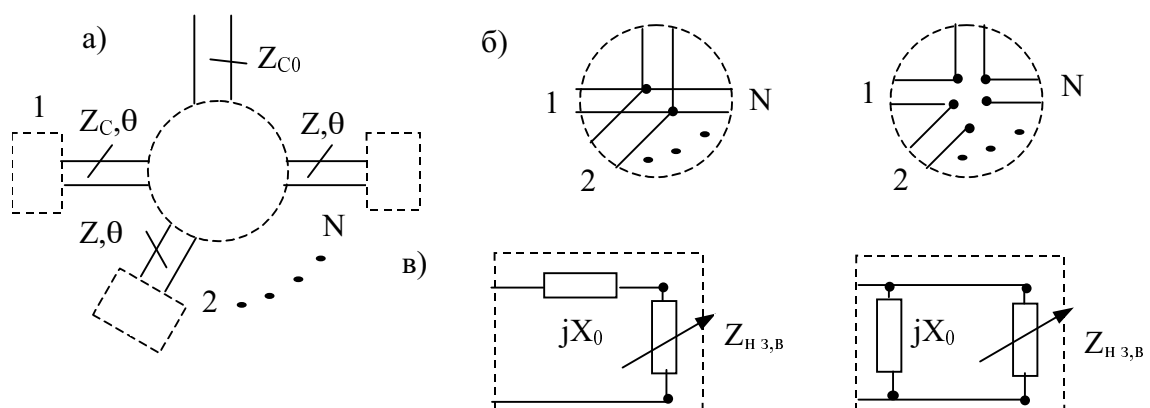


Рис. 1. Еквівалентне подання перемикача (а), спосіб розгалуження ліній (б) та схема навантаження плечей (в)

2. Випадок однотипних з'єднань

Застосовуючи метод трансформації імпедансу при виведенні співвідношень для розрахунку параметрів елементів чотириполосника для схеми з послідовним розгалуженням, вибирають систему повних та хвильових опорів, а для схеми з паралельним розгалуженням – систему повних та хвильових провідностей. Оскільки останній тип з'єднань більш поширений, тому запишемо основні співвідношення у термінах провідностей.

Виходячи з виразу для вхідної провідності навантаженого відрізка лінії передачі, можна отримати такі формули, які пов'язують його електричні параметри з вхідною провідністю $\dot{Y}_{3,B} = 1/\dot{Z}_{3,B}$ та провідністю навантаження $\dot{Y}_{H3,B} = 1/\dot{Z}_{H3,B}$:

$$Y_C^2 = \frac{G_{H3,B}(G_{3,B}^2 + B_{3,B}^2) - G_{3,B}[G_{H3,B}^2 + (B_{H3,B} + B_0)^2]}{G_{3,B} - G_{H3,B}}; \quad (1)$$

$$\text{tg}\theta = Y_C \frac{G_{3,B} - G_{H3,B}}{G_{3,B}(B_{H3,B} + B_0) + G_{H3,B} \cdot B_{3,B}}, \quad (2)$$

де $Y_C = 1/Z_C$; $jB_0 = 1/jX_0$; $G_{H3,B} + jB_{H3,B} = \dot{Y}_{H3,B}$; $G_{3,B} + jB_{3,B} = \dot{Y}_{3,B}$.

З виразів (1), (2) видно, що параметри лінії залежать від співвідношення між активними, а також між реактивними компонентами вхідних провідностей гілки перемикача в закритому і відкритому станах. Приймаючи в загальному випадку взаємозв'язок між реактивними складовими у формі

$$B_B = -A \cdot B_3 \quad (3)$$

і прирівнюючи вирази (1) для закритого та відкритого станів (параметри Z_C і θ в обох станах однакові), отримаємо вираз для реактивної складової вхідної провідності закритого стану:

$$B_3^2 = B_0^2 \frac{C_2}{C_3} + B_0 \frac{2 \cdot D_3}{C_3} + |\dot{Y}_{HB}|^2 \frac{D_1}{C_3} + |\dot{Y}_{H3}|^2 \frac{D_2}{C_3} - \frac{G_B G_{HB} D_1 + G_3 G_{H3} D_2}{C_3}, \quad (4)$$

де $D_1 = G_B(G_{H3} - G_3)$; $D_2 = G_3(G_B - G_{HB})$; $D_3 = B_{HB} D_1 + B_{H3} D_2$;

$$C_1 = A \frac{G_{HB}}{G_B} D_1 - \frac{G_{H3}}{G_3} D_2; \quad C_2 = G_B G_{H3} - G_3 G_{HB}; \quad C_3 = A^2 \frac{G_{HB}}{G_B} D_1 + \frac{G_{H3}}{G_3} D_2.$$

Прирівнюючи в подібний спосіб вирази (2) для обох станів, знаходимо співвідношення для реактивної провідності B_0 :

$$B_0 = B_3 \frac{C_1}{C_2} - \frac{D_3}{C_2}. \quad (5)$$

Підставляючи (5) в (4), отримаємо

$$B_3 = \sqrt{\frac{D_3^2 + D_1 C_2 \left(G_B G_{HB} - |\dot{Y}_{HB}|^2 \right) + D_2 C_2 \left(G_3 G_{H3} - |\dot{Y}_{H3}|^2 \right)}{C_1^2 - C_2 \cdot C_3}}. \quad (6)$$

Для розрахунку за формулою (6) величини B_3 і далі за (5) – B_0 та за (1), (2) – Y_C, θ , крім відомих параметрів узагальненого комутаційного елемента $\dot{Y}_{H3,B}$, необхідно визначити значення активних складових вхідної провідності $G_{3,B}$ та коефіцієнта A . З рис. 1 видно, що у разі ідеального розгалуження узгодження з боку входу перемикача забезпечується при виконанні умов:

$$(N-1) \cdot G_3 + G_B = Y_{C0}, \quad (7)$$

$$(N-1) \cdot B_3 + B_B = 0.$$

Зіставляючи друге рівняння (7) з виразом (3), знаходимо, що у цьому разі $A = N-1$. За такої компенсації реактивних складових вхідної провідності гілок рівень розв'язки між входом і закритими виходами залежатиме від співвідношення активних складових вхідної провідності G_3 та G_B . Введемо параметр

$$m = G_B / G_3. \quad (8)$$

Оскільки у перемикача $G_B > G_3$, то цей параметр повинен бути $m > 1$. Підставляючи (8) у перше рівняння (7), знаходимо

$$G_3 = Y_{C0} \frac{1}{m + N - 1}, \quad (9)$$

$$G_B = Y_{C0} \frac{m}{m + N - 1}.$$

В п. 1 зазначалось, що кожен із гілок перемикача можна розглядати як з'єднання деякого узагальненого комутаційного елемента і реактивного чотириполюсника. Відомо [13], що довільний комутаційний двополюсник з парою комплексних провідностей (опорів) (наприклад, \dot{Y}_{N3} , \dot{Y}_{NB}) за допомогою реактивного трансформуючого чотириполюсника може бути перетворений в канонічний комутаційний елемент з парою чисто активних провідностей (опорів) (в нашому випадку G_3 та $K \cdot G_3$). При цьому забезпечуються граничні значення характеристик схеми, в яку він включений. Параметр $K > 1$ є параметром якості комутаційного двополюсника. Він розраховується за відомими співвідношеннями [12, 13] через активні і реактивні складові провідностей $\dot{Y}_{N3,B}$. Необхідно зазначити, що комплексні провідності $\dot{Y}_{N3,B}$ залежать не тільки від параметрів ключів, але і від схеми узагальненого комутаційного елемента (від кількості ключів, способів їх увімкнення, хвильового опору вихідної лінії тощо). Тому параметр якості гілки значно нижчий від якості самих ключів, застосованих у перемикачі. Якщо для гілки перемикача $G_B = K \cdot G_3$, то згідно з (8) за $m = K$ отримаємо канонічну схему, яка забезпечує $B_3 = B_B = 0$, максимальний рівень розв'язки, мінімальні втрати на відкритому виході. Водночас відповідно до (5) додаткова реактивність повинна становити $B_0 = -D_3 / C_2$.

Задаючи величину параметра m в межах $1 < m \leq K$, можна при узгодженні на вході досягти виконання однієї з умов:

- а) бажаного чи граничного рівня розв'язки та втрат перемикача;
- б) відсутності потреби в реактивності B_0 , але при дещо нижчому рівні розв'язки;
- в) бажаних значень електричних параметрів відрізка лінії передачі.

Отримати вказані результати вдається лише тоді, якщо для заданих $\dot{Y}_{N3,B}$, Y_{C0} , m існують дійсні значення коренів виразу (6).

Для перемикачів з послідовним типом розгалуження ліній передачі і послідовним увімкненням додаткової реактивності застосовують наведені вище співвідношення (1)–(9), але з заміною в них провідностей на відповідні значення опорів.

3. Випадок різнотипних з'єднань

Для схем перемикачів, у яких спосіб увімкнення додаткової реактивності не збігається з типом розгалуження ліній, не вдається отримати простих аналітичних співвідношень, що пояснюється необхідністю трансформації комплексних опорів в провідності, чи навпаки. Доцільніше при синтезі таких схем скористатись співвідношеннями, наведеними в п. 2.

У разі паралельного розгалуження і послідовно увімкненого опору jX_0 для описання гілки перемикача використовуються залежності в термінах опорів. Дійсні $R_{3,B}$ і уявні $X_{3,B}$ частини вхідного опору пов'язані з компонентами вхідної провідності $G_{3,B}$, $B_{3,B}$ відомими виразами:

$$R_{3,B} = \frac{G_{3,B}}{G_{3,B}^2 + B_{3,B}^2}, \quad (10)$$

$$X_{3,B} = \frac{-B_{3,B}}{G_{3,B}^2 + B_{3,B}^2}.$$

Приймаючи за аналогією до (3) взаємозв'язок між реактивними складовими у вигляді

$$X_B = -A_X \cdot X_3 \quad (11)$$

і враховуючи співвідношення (3) з другого рівняння (10), отримаємо

$$B_3^2 = \frac{AG_3^2 - A_X G_B^2}{A(A \cdot A_X - 1)}. \quad (12)$$

Підставляючи (12) у перше рівняння (10) і враховуючи співвідношення (3) та (8), для активних складових вхідного опору запишемо

$$R_3 = \frac{A(1 - A \cdot A_X)}{A_X (m^2 - A^2) G_3}, \quad (13)$$

$$R_B = \frac{m(1 - A \cdot A_X)}{(m^2 - A^2) G_3}.$$

Оскільки активні складові G_3, R_3, R_B завжди додатні, то з (13) видно, що за $|A| < m$ (для ідеального розгалуження $A = N-1$) повинно бути $A_X < 1/A$. За $|A| > m$, навпаки, $A_X > 1/A$. Знаки обох коефіцієнтів A та A_X повинні збігатись.

У разі, коли $m = K$, реактивні складові $B_{3,B} = X_{3,B} = 0$ і з (12) знаходимо, що $A_X = A/K^2$. При цьому з (13) випливає, що $R_3 = 1/G_3$, $R_B = 1/K \cdot G_3$.

Для m відмінних від параметра якості K коефіцієнт A_X визначається шляхом застосування ітераційної схеми:

- а) за заданими величинами $m, Y_{C0}, N, A = N-1$ за (9) розраховуються G_3, G_B ;
- б) з урахуванням вказаних вище умов вибирається величина коефіцієнта A_X і за (12) та (10) розраховується початкове значення X_3^0 ;
- в) за (13) розраховуються опори R_3 та R_B ;
- г) за (6), виходячи з заданих значень $\dot{Z}_{H3,B}$, а також розрахованих значень R_3, R_B та вибраного значення коефіцієнта A_X , розраховується перше наближення X_3^1 (водночас у формулі замість A підставляється A_X);
- д) якщо отримане значення X_3^1 відрізнятиметься від X_3^0 , то змінюється A_X і проводиться, починаючи з п. б, повторний розрахунок до повного їх збігу;
- е) за отриманими на останньому кроці ітерації величинами A_X, X_3, R_3, R_B за (5) і далі за (1) та (2) розраховуються параметри X_0, Z_C, θ елементів перемикача.

Подібність ітераційного процесу забезпечується за умови існування дійсних значень коренів виразу (6).

Для перемикачів з послідовним типом розгалуження ліній передачі і паралельним увімкненням реактивності використовуються ті самі співвідношення (10)–(13), але з заміною в них провідностей на відповідні опори і опорів на провідності.

4. Компенсація впливу неоднорідності

Оскільки в процесі синтезу перемикача за наведеними вище співвідношеннями не враховується наявність неоднорідності в області розгалуження ліній передачі, то її вплив в реальній конструкції може викликати істотні зміни характеристик пристрою. Тому пропонується [14] здійснювати компенсацію цього впливу ще на етапі синтезу, увівши в схему перемикача еквівалентну модель неоднорідності. Для розгалуження ліній передачі такою узагальненою моделлю може бути включення в кожному з гілок, в тому числі і з боку входу Т- або П-з'єднання реактивних опорів [14], значення яких розраховуються за відомими співвідношеннями чи, виходячи зі значень матричних параметрів розгалуження, отриманих одним із числових методів.

На рис. 2 показано фрагмент еквівалентного подання перемикача з елементами еквівалентної схеми паралельного розгалуження ліній передачі. У такому поданні узгодження на вході забезпечується за умови, що вхідна Т-ланка трансформує повний імпеданс точок розгалуження а-а \dot{Z}_{aa} у хвильовий опір вхідної лінії Z_{C0} , тобто, коли \dot{Z}_{aa} становитиме

$$\dot{Z}_{aa} = - \frac{X_{02}(X_{01} + X_{03}) + X_{01}X_{03} + jZ_{C0}(X_{01} + X_{02})}{Z_{C0} - j(X_{02} + X_{03})}. \quad (14)$$

Свою чергою, цей опір утворюється паралельним з'єднанням вхідних опорів усіх гілок перемикача і в результаті умова узгодження на вході запишеться:

$$\begin{aligned} (N-1) \cdot G_{p3} + G_{pв} &= G_{aa}; \\ (N-1) \cdot B_{p3} + B_{pв} &= B_{aa}, \end{aligned} \quad (15)$$

де $\dot{Y}_{aa} = G_{aa} + jB_{aa} = 1/\dot{Z}_{aa}$; $G_{p3,в}$, $B_{p3,в}$ – активні і реактивні складові вхідних провідностей гілок $\dot{Y}_{p3,в}$ в січєнні p-p (рис. 2) в закритому та відкритому станах.

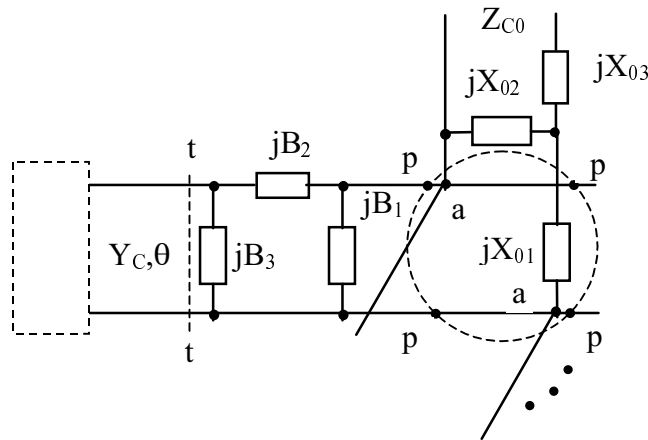


Рис. 2. Фрагмент схеми перемикача з еквівалентними параметрами неоднорідності

Вхідна провідність гілки перемикача визначається провідністю на вході реактивного чотириполюсника в січєнні t-t, трансформованою через П-ланку. Складові цих провідностей пов'язані такими співвідношеннями:

– в січєнні t-t

$$\begin{aligned} G_{t3,в} &= \frac{G_{p3,в}(B_2 \cdot a_{23} - a_{0})}{G_{p3,в}^2 + (B_{p3,в} - a_{12})(B_{p3,в} - B_2)}; \\ B_{t3,в} &= \frac{B_{p3,в}(a_0 + a_{12} \cdot a_{23}) - |\dot{Y}_{p3,в}|^2 - a_{12} \cdot a_{0}}{G_{p3,в}^2 + (B_{p3,в} - a_{12})(B_{p3,в} - B_2)}; \end{aligned} \quad (16)$$

– в січєнні p-p

$$G_{p3,B} = \frac{G_{t3,B} \cdot B_2^2}{G_{t3,B}^2 + (B_{t3,B} + a_{23})^2}; \quad (17)$$

$$B_{p3,B} = \frac{G_{t3,B}^2 \cdot a_{12} + (B_{t3,B} + a_{23})(B_{t3,B} \cdot a_{12} + a_0)}{G_{t3,B}^2 + (B_{t3,B} + a_{23})^2},$$

де $a_0 = B_1 \cdot B_2 + B_1 \cdot B_3 + B_2 \cdot B_3$; $a_{12} = B_1 + B_2$; $a_{23} = B_2 + B_3$. Отже, параметри елементів перемикача B_0 , Y_{C0} , θ при заданому $\dot{Y}_{H3,B}$ повинні забезпечувати значення $G_{t3,B}$ та $B_{t3,B}$ такі, за яких виконуватимуться умови (15).

Як і у разі різнотипних з'єднань, при синтезі перемикача з коригуванням впливу неоднорідності доцільно скористатись ітераційною схемою, загальна структура якої описана в [14]. Згідно з цією схемою для перемикача реалізуються такі етапи:

а) за початкове наближення приймаються результати синтезу за методикою п. 2 чи п. 3 ідеалізованого варіанта перемикача (параметри Y_C^0 , B_3^0);

б) за величиною хвильових опорів Z_{C0} , Z_C^0 визначаються параметри елементів еквівалентної схеми розгалуження;

в) за формулою (14) розраховується опір \dot{Z}_{aa} та провідність \dot{Y}_{aa} ;

г) виходячи з заданого параметра $m = G_{p3,B} / G_{p3}$, за (9) з заміною Y_{C0} на G_{aa} розраховуються значення G_{p3}^0 , $G_{p3,B}^0$;

д) приймаючи в першому наближенні $B_{p3}^0 = B_3^0$, з умови (15) визначається $B_{p3,B}^0$ та розраховується параметр $A_p^0 = -B_{p3,B}^0 / B_{p3}^0$;

е) за співвідношеннями (16) розраховуються вхідні провідності в січєнні t-t $G_{t3,B}^0$, $B_{t3,B}^0$ і за ними визначаються параметри $n^0 = G_{t3,B}^0 / G_{t3}^0$, $A_t^0 = -B_{t3,B}^0 / B_{t3}^0$;

ж) згідно з методикою пп. 2, 3 за параметрами $G_{t3,B}^0$, n^0 (відповідає m), A_t^0 (відповідає A) синтезуються нові значення Y_C^i , θ^i , B_0^i , B_{t3}^i , $B_{t3,B}^i = A_t^0 \cdot B_{t3}^i$. Водночас у разі різнотипного з'єднання за (10) здійснюється перерахунок вхідних опорів у провідності;

з) за формулою (17) розраховується нове значення B_{p3}^i та зіставляється з початковим B_{p3}^0 . Якщо вони різняться, то B_{p3}^0 змінюється і здійснюються, починаючи з п. д, повторні розрахунки до повного збігу B_{p3}^0 та B_{p3}^i ;

і) отримана на останньому кроці синтезу (п. ж) величина Z_C^i може бути використана для наступної, починаючи з п. б, ітерації з метою уточненого перерахунку електричних параметрів перемикача.

Для перемикачів з послідовним типом розгалуження ліній передачі при синтезі застосовується та сама ітераційна схема і ті самі співвідношення, але з заміною в них провідностей на відповідні значення опорів, а також із зміною в гілках П-ланок на Т-з'єднання еквівалентних параметрів неоднорідності.

5. Приклад. Перемикач на ВТН плівках

Перевірка ефективності програмної реалізації описаного вище методу здійснювалась на прикладі синтезу двоканального перемикача з ключами на основі плівок ВТН (YBCO). Згідно з [7] вибрано плівки, параметри яких для $T = 77$ К становлять: товщина – 0,2 мкм; ширина – 10 мкм; довжина – 0,5 мм; опір надпровідного стану $S = 68$ мОм; опір нормального стану $N = 339,4$ Ом; значення послідовної індуктивності – 0,37 нГн. Розглядалась схема перемикача з послідовним включенням плівок у відрізки мікросмужкових ліній передачі на полікоровій підкладці завтовшки 1 мм.

На рис. 3 показано частотні характеристики КСХ на вході, загасання у відкритому плечі L_v та розв'язки між входом і виходом закритого плеча L_3 , які розраховувались за електричними параметрами перемикача, синтезованими для робочої частоти 10 ГГц. Криві 1 відповідають параметрам: $Z_C = 98,1$ Ом; $l_0 = \theta/2\pi = 0,419$ – нормована довжина відрізка лінії в плечі; $l_0 = 0,028$ – нормована довжина розімкнутого на кінці і увімкнутого паралельно до шлейфа, яким реалізується додаткова реактивність jX_0 . При цьому не враховувалось існування неоднорідності в області розгалуження ліній. Відносно низький рівень розв'язки пояснюється малим значенням параметра якості K навантаження гілок перемикача. Для вибраної плівки і 50-омних вхідній та вихідних ліній $K = 7,78$, хоча якість самих ключів перевищує 10^4 . Крім того, при наближенні параметра m за величиною до K відбувається значне зростання хвильового опору Z_C і тому приймалось $m = 7,5$. Збільшити параметр якості і тим самим покращити розв'язку можна, наприклад, шляхом зменшення хвильового опору вихідних ліній (для 30-омних ліній $K = 12,28$ і L_3 зростає на 3–4 дБ).

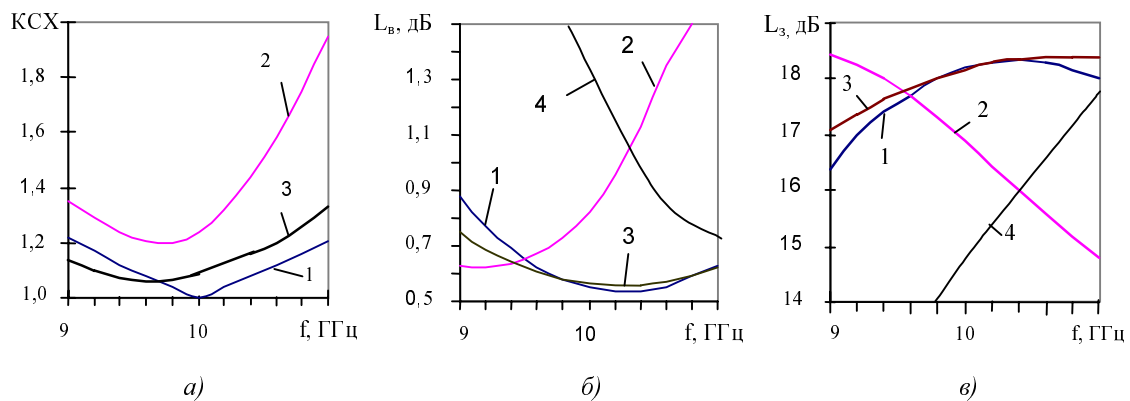


Рис. 3. Частотні характеристики КСХ (а), загасання у відкритому плечі (б) та розв'язки між входом і закритим плечем (в)

Наявність неоднорідності розгалуження, а також увімкнення в області розгалуження розділювальних конденсаторів ємністю 10 пФ для розв'язки кіл живлення ключів відчутно погіршують характеристики перемикача (криві 2). В результаті компенсації цих впливів, виконаної за методикою, описаною в п. 4, вдається отримати характеристики (криві 3), які практично збігаються з ідеалізованими (криві 1). При цьому електричні параметри перемикача змінилися до значень: $Z_C = 73,37$ Ом; $l_0 = 0,284$, $l_0 = 0,064$. Для розрахунку еквівалентних параметрів неоднорідності Т-розгалуження використані відомі співвідношення [15]. Вказані результати отримано вже на другому кроці проведеної за схемою п. 4 ітерації, збіжність якої підтверджується відносно малою зміною скорегованих значень Z_C (на першому кроці $Z_C = 79,5$ Ом).

Досліджувалась також можливість синтезу перемикача без додаткової реактивності jX_0 . В результаті встановлено, що за $m = 2,88$ та параметрів $Z_C = 99,8$ Ом; $l_0 = 0,373$, $l_0 = 0$ забезпечується узгодження на вході, але при цьому значно зростають втрати у відкритому плечі і зменшується рівень розв'язки (криві 4).

Висновки

Співвідношення, отримані методом трансформації імпедансу, дають змогу визначити електричні параметри елементів багатоканальних променевих перемикачів з паралельним чи послі-

довним розгалуженням ліній передачі і довільним навантаженням їх плечей, утвореним комутаційними елементами. Запропонований спосіб компенсації впливу неоднорідності області розгалуження ліній підвищує ефективність синтезу вказаних пристроїв, що підтверджується наведеним прикладом розрахунку.

1. Kobayashi K.W., Train L., Okl A.K., Streit D.C. A 50 MHz-30GHz broadband coplanar waveguide SPDT PIN diode switch with 45-dB isolation. – 1995 Microwave and Guide Wave Letters 5.2 – Febr. 1995. – P. 56–58. 2. Shigematsu T., Suematsu N., Takeuchi N., Iyama Y., Mizobuchi A. A 6-18 Ghz 20W SPDT switch using shunt discrete PIN-diodes. – 1997 MTT-S International Microwave Symposium Digest 2. – V.II. – P.527–530. 3. Smuk J., Shifrin M. Monolithic GaAs multi-throw switches with integrated low-power decoder/driver logic. – 1997 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium Digest of Technical Papers. 4. Yu-Jlu Wand, Kun-You Lin, Dow-Chin Nu, Huel Wang. A V-band MMIC SPDT passive HEMT switch using impedance transformation networks. – 2001 MTT-S International Microwave Symposium Digest 01.1. – V.1. – P. 253–256. 5. Sun C.K., Chang C.T., Nguyen H., Albares D.J. Photovoltaic-p-i-n diodes for RF control-switching application. – IEEE Trans. MTT, 1999. – V.47. – №10. –P.2034–2036. 6. Jacobs E.W., Fogliatti D.W., Nguyen H., Albares D.I., Chang C.T., Sun C.K. Photo-injection p-i-n diode switch for high-power RF switching. 7. Vendik I.B., Vendik O.G., Kollberg E.L., Sherman V.O. Theory of digital phase shifters based on high- T_C superconducting films. – IEEE Trans. MTT. – 1999. – V.47. – N 10. – P.1553–1562. 8. Peroulis D., Pacheco S.P., Sarabandi K., Katehi L.R.B. Electromechanical consideration in developing low-voltage RF MEMS switches. - IEEE Trans. MTT, 2003. – V.51. – №1. – P.259–270. 9. Tan Guan-Leng, Mihailovich R.E., Hacker J.B., DeNatale I.F., Rebeiz G.M., Low-loss 2-and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches. – IEEE Trans. MTT, 2003. – V.51. – №1. – P.297–305. 10. I.B.Hacker, R.E.Mihailovich, M.Kim, I.F.DeNatale. A Ka-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network. – IEEE Trans. MTT, 2003. – V.51. – №1. – P.305–308. 11. Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М., 1987. 12. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на p-i-n диодах в интегральном исполнении. – М., 1984. 13. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройство СВЧ / Под ред. Д.М. Сазонова. – М., 1981. 14. Оборжиський В. Врахування впливу неоднорідностей трійникових розгалужень при синтезі НВЧ пристроїв // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2003. – №477. – С.169–176. 15. 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,