

УДК 621.372.8.049

Валерій Оборжицький
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

ВРАХУВАННЯ ВПЛИВУ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ ТРІЙНИКОВИХ РОЗГАЛУЖЕНЬ ПРИ СИНТЕЗІ НВЧ ПРИСТРОЇВ

© Оборжицький Валерій, 2003

Запропоновано спосіб, який дозволяє врахувати вплив неоднорідностей трійникових розгалужень ліній передачі в процесі синтезу НВЧ пристроїв. Розроблено метод синтезу електричних параметрів одношлейфної схеми узгодження з компенсацією такого впливу.

This paper describes the way, which allows considering the effect of three-branch discontinuities in the process of microwave device synthesis. The method of impedance matching circuit synthesis with compensation of such an effect was developed.

Вступ. Синтез пасивних вузлів та пристроїв надвисоких частот, як правило, полягає у визначенні електричних параметрів (хвильових опорів, електричних довжин) відрізків ліній, що входять до їх складу [1]. При цьому місця з'єднань та розгалужень ліній вважаються ідеальними, тобто не береться до уваги наявність у них неоднорідностей, вплив яких призводить до розузгодження та виникнення додаткових фазових зсувів вихідних сигналів і, як результат, до суттєвої зміни частотних характеристик пристрою. Тому наступним кроком після синтезу електричних та визначення за ними фізичних параметрів і розмірів є проведення аналізу та оптимізації конструкції за допомогою відповідної САПР з обов'язковим врахуванням впливу неоднорідностей шляхом використання їх електродинамічних чи емпіричних моделей. У процесі моделювання в конструкцію пристрою вносяться зміни, які б забезпечували компенсацію цього впливу.

Реалізувати вказану компенсацію можна по-різному. В [1] для досягнення мінімального коефіцієнта відбиття від ємнісного за характером смужкового T-розгалуження рекомендується, наприклад, змінювати профіль з'єднання ліній шляхом видалення частини смужки в області розгалуження. При такому підході отримати бажаний результат вдається лише при умові створення відповідної математичної моделі модифікованого трійника. Можна також послабити вплив неоднорідностей шляхом зміни електричних параметрів відрізків ліній, під'єднаних до розгалуження, як пропонується, наприклад, в [2]. Але в ряді випадків, особливо при застосуванні в конструкції пристрою декількох розгалужень, буває досить складно визначити, які саме потрібно внести зміни, щоб досягти необхідної компенсації.

Інший підхід до розв'язання проблеми наявності неоднорідностей в реальній конструкції полягає у врахуванні їх впливу ще на першому етапі проектування, тобто під час синтезу НВЧ пристрою. У [3, 4] такий підхід використано при розробці методики синтезу квадратного моста на базі смужкових ліній, застосування якої дозволяє повністю компенсувати вплив неоднорідностей на розрахунковій частоті і наблизити частотні характеристики синтезованого пристрою до ідеалізованих. Можливості методу [3] обмежуються використанням спрощеної ємнісної моделі трійника. Результати роботи [4] більш узагальнені, але, як і в [3], стосуються тільки паралельної схеми розгалуження з конкретним варіантом проходження сигналу через нього.

За мету в даній роботі ставилось завдання розробити спосіб, який би дозволяв компенсувати вплив неоднорідності трійникових розгалужень на етапі синтезу НВЧ пристроїв, не обмежуючись при цьому певним типом розгалуження та його розміщенням у конструкції пристрою.

1. Еквіваленти подання трійникового розгалуження. Можливість врахування впливу неоднорідності трійникового розгалуження ще під час синтезу НВЧ пристрою значною мірою залежить від вибору типу моделі цієї неоднорідності.

Якщо для опису трійникового розгалуження як шестиполосника скористатись системою зовнішніх (матричних) параметрів, то при розробці методики синтезу конкретного пристрою виникають проблеми, пов'язані з необхідністю одночасного визначення електричних параметрів елементів, якими навантажені вихідні плечі розгалуження.

Використання еквівалентної схеми неоднорідності значно спрощує розв'язок, оскільки у цьому випадку, виходячи з особливостей роботи розгалуження (розподілу сигналів, розподілу вхідних опорів окремих гілок), вдається розділити задачу на дві незалежні частини за кожною з навантажених гілок розгалуження. У [4] використано поширену еквівалентну схему Т-трійника, утвореного паралельним розгалуженням смужкових ліній з хвильовими опорами Z_{C1} , Z_{C2} , Z_{C3} (рис. 1, а). Границі такого еквівалентного наведення трійникового розгалуження визначаються опорними площинами T_1 – T_1 , T_2 – T_2 в основній лінії та T_3 – T_3 у відгалуженні, в межах яких розраховуються параметри схеми. У випадку послідовного з'єднання ліній передачі для еквівалентного наведення неоднорідності в місці розгалуження використовують схему, наведену на рис. 1, б [1]. Інші відомі варіанти еквівалентних схем зводяться до наведених вище шляхом трансформації опорних площин та перерахунку елементів. Слід зазначити, що необхідного рівня точності трійникових моделей можна досягти, якщо розраховувати параметри їх елементів, виходячи, як пропонується в [5, 6], зі значень матричних параметрів розгалуження, отриманих одним із числових методів.

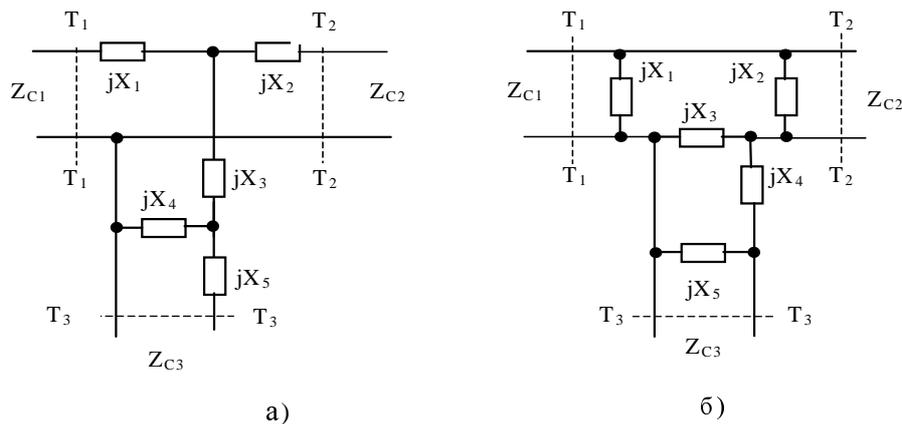


Рис. 1. Еквівалентні схеми неоднорідності паралельного (а) та послідовного (б) розгалуження ліній

Залежно від конструкції НВЧ пристрою сигнал на той чи інший трійник може подаватись як із боку основної лінії, так і з боку відгалуження. До того ж по-різному можуть бути розміщені в конструкції його вихідні плечі. Методи синтезу з використанням ідеалізованої схеми трійникового розгалуження не враховують вказані вище особливості конструкції, хоч останні значною мірою впливають на її властивості. З метою уніфікації моделі для різних варіантів розміщення трійника в конструкції пристрою доцільно скорис-

татись узагальненою еквівалентною схемою трійникового розгалуження, наведеною на рис. 2, а. У кожному плечі цієї схеми розміщено Т-з'єднання реактивних опорів, яке при необхідності може бути перераховане у П-ланку (наприклад, для послідовного розгалуження, як на рис. 1, б). У центральній частині схеми знаходиться вузол, утворений паралельним чи послідовним, залежно від типу розгалуження, з'єднанням ліній (рис. 2, б). Лінія з хви-

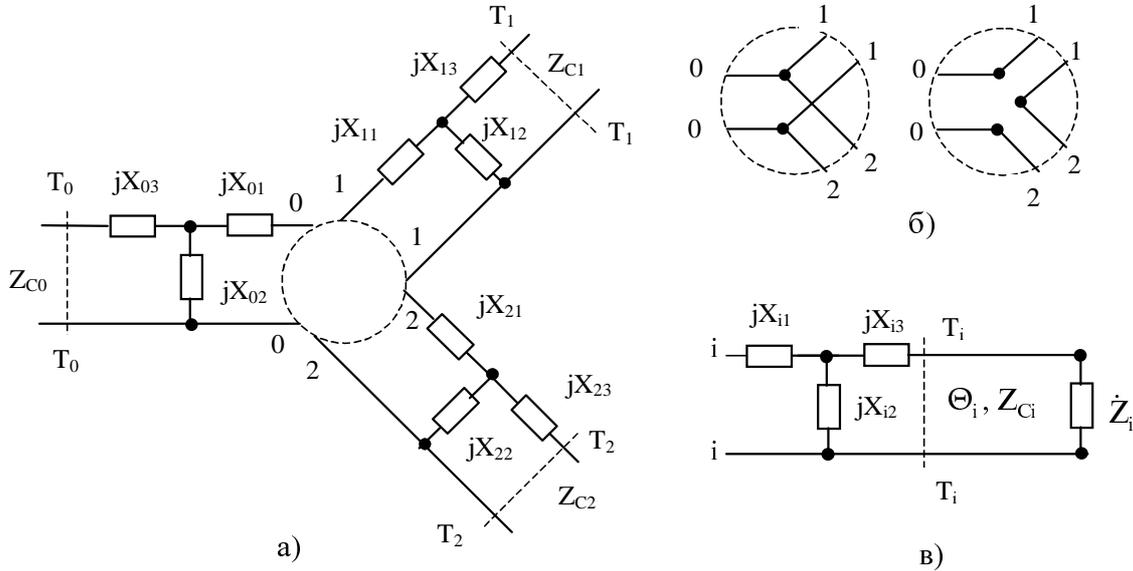


Рис. 2. Узагальнена еквівалентна схема трійника (а), спосіб розгалуження ліній (б) та схема навантаженої гілки (в)

льовим опором Z_{C0} вважається вхідною і під'єднується до трійника в опорній площині T_0 – T_0 . До вихідних плеч розгалуження в опорних площинах T_1 – T_1 , T_2 – T_2 під'єднуються відрізки ліній з хвильовими опорами Z_{C1} , Z_{C2} , які забезпечують поширення сигналу в інші частини пристрою. Еквівалентна схема кожної такої вихідної гілки матиме вигляд, наведений на рис. 2, в. Комплексний опір \dot{Z}_i на цій схемі є вхідним опором частини пристрою, під'єднаної через відрізок лінії електричною довжиною Θ_i та з хвильовим опором Z_{Ci} до i -го виходу трійникового розгалуження в опорній площині T_i – T_i .

2. Основні розрахункові співвідношення. При синтезі пристрою з трійниковим розгалуженням необхідно забезпечити узгодження на його вході, тобто забезпечити вхідний опір \dot{Z}_{T0} в перерізі T_0 – T_0 (рис. 2, а), що дорівнює хвильовому опору вхідної лінії Z_{C0} .

Опір \dot{Z}_{T0} залежить від вхідного опору \dot{Z}_{00} (переріз О–О), трансформованого Т-ланкою з реактивними опорами jX_{01} , jX_{02} , jX_{03} (рис. 2, а). Узгодження на вході буде забезпечуватись, якщо \dot{Z}_{00} становитиме :

$$\dot{Z}_{00} = - \frac{X_{01} + X_{03} \cdot \left(1 + \frac{X_{01}}{X_{02}}\right) + jZ_{C0} \left(1 + \frac{X_{01}}{X_{02}}\right)}{\frac{Z_{C0}}{X_{02}} - j \left(1 + \frac{X_{03}}{X_{02}}\right)}. \quad (1)$$

У свою чергу опір \dot{Z}_{00} утворюється паралельним чи послідовним з'єднанням вхідних опорів \dot{Z}_{11} (переріз 1–1) та \dot{Z}_{22} (переріз 2–2) обох гілок розгалуження (рис. 2, а). Оскільки

згідно з принципом роботи пристрою співвідношення між опорами гілок в ідеалізованому варіанті розгалуження відоме, то в кожному конкретному випадку вдається розподілити значення опору \dot{Z}_{00} між окремими компонентами \dot{Z}_{11} , \dot{Z}_{22} .

Кожен із вхідних опорів \dot{Z}_{i1} залежить від вхідного опору \dot{Z}_{Ti} (переріз T_i-T_i), трансформованого через реактивні опори jX_{i1} , jX_{i2} , jX_{i3} (рис. 2, в). Значення опору \dot{Z}_{Ti} при відомому значенні \dot{Z}_{ii} розраховується за співвідношенням, подібним (1):

$$\dot{Z}_{Ti} = - \frac{X_{i3} + X_{i1} \left(1 + \frac{X_{i3}}{X_{i2}} \right) + jZ_{ii} \left(1 + \frac{X_{03}}{X_{i2}} \right)}{\frac{\dot{Z}_{ii}}{X_{i2}} - j \left(1 + \frac{X_{i1}}{X_{i2}} \right)}. \quad (2)$$

Відривок лінії з електричними параметрами Z_{Ci} , Θ_i забезпечує трансформацію опору навантаження \dot{Z}_i у вхідний опір \dot{Z}_{Ti} . Якщо нехтувати втратами у цьому відривку, то значення електричних параметрів розраховуються за співвідношеннями:

$$Z_{Ci} = \sqrt{\frac{|\dot{Z}_i|^2 R_{Ti} - |\dot{Z}_{Ti}|^2 R_i}{R_i - R_{Ti}}}, \quad (3)$$

$$\Theta_i = \arctg \frac{Z_{Ci}(X_{Ti} - X_i)}{Z_{Ci}^2 - R_i R_{Ti} + X_i X_{Ti}}, \quad (4)$$

де $i = 1, 2$; $\dot{Z}_i = R_i + jX_i$; $\dot{Z}_{Ti} = R_{Ti} + jX_{Ti}$; $\Theta_i = 2\pi \cdot l_i / \lambda_i$; l_i – фізична довжина відривка, λ_i – довжина хвилі в ньому.

Корені рівняння (3) будуть дійсними за таких умов:

при $R < R_{Ti}$ повинно бути $(R_i / R_{Ti}) > \left(|\dot{Z}_i| / |\dot{Z}_{Ti}| \right)^2$;

при $R > R_{Ti}$ повинно бути $(R_i / R_{Ti}) < \left(|\dot{Z}_i| / |\dot{Z}_{Ti}| \right)^2$;

при $R_i = R_{Ti}$ повинно бути $|\dot{Z}_i| = |\dot{Z}_{ii}| = Z_{Ci}$.

Відповідно до принципу трансформації опорів безвтратним відривком лінії передачі одна з дійсних складових R_i чи R_{Ti} не може дорівнювати нулю, що підтверджується співвідношенням (3). Якщо вхідний опір \dot{Z}_{Ti} чисто реактивний, то опір навантаження \dot{Z}_i може бути теж лише реактивним або забезпечувати на кінці відривка режим холостого ходу (х.х.) чи короткого замикання (к.з.). У цьому випадку електричні параметри відривка визначаються тільки за співвідношенням (4), згідно з яким довільному значенню Z_{Ci} відповідає певне значення електричної довжини Θ_i .

3. Алгоритм розрахунку електричних параметрів. Наведені вище співвідношення дозволяють розрахувати електричні параметри відривків ліній, які під'єднують навантаження до відповідних гілок трійникового розгалуження. При цьому враховується вплив реактивних параметрів еквівалентної схеми самого розгалуження. Але останні, у свою чергу, залежать від значень хвильових опорів ліній, що утворюють розгалуження, і тому розрахунок електричних параметрів відривків необхідно здійснювати шляхом ітерацій:

а) за перше наближення приймаються значення хвильових опорів Z_{C0} , Z_{Ci} , які відповідають ідеалізованому варіантові конструкції;

б) за прийнятими значеннями Z_{C0} , Z_{C1} розраховуються параметри еквівалентної схеми трійникового розгалуження. При цьому можуть бути використані як числові, так і емпіричні методи, які б забезпечували бажану точність розрахунків;

в) за результатами розрахунків п. б, а також виходячи з особливостей розміщення трійника в конструкції пристрою, задаються параметри узагальненої еквівалентної схеми (рис. 2, а);

г) за формулою (1) розраховується значення вхідного опору \dot{Z}_{00} у вузлі розгалуження;

д) визначаються, враховуючи співвідношення між вхідними опорами навантажених гілок ідеалізованого варіанта трійникового розгалуження, вхідні опори \dot{Z}_{11} , \dot{Z}_{22} , з яких складається опір \dot{Z}_{00} ;

е) для кожної з навантажених гілок розгалуження за формулами (2-4) розраховуються значення електричної довжини Θ_i та скоректоване значення хвильового опору Z_{Ci} ;

ж) отримані значення хвильових опорів Z_{Ci} , починаючи з пункту б, використовуються для наступного кроку ітерації з метою уточненого перерахунку електричних параметрів відрізків ліній.

Тривалість ітераційного процесу залежить від його збіжності, і в кожному конкретному випадку необхідно проводити її додаткові дослідження. У [4] зазначено, що для квадратного моста вже на першому кроці вдається досягти необхідної точності обчислень, оскільки скоректовані значення хвильових опорів близькі до початкового наближення.

4. Приклад. Синтез одношлейфної схеми узгодження. Описаний вище підхід використано для розробки методики синтезу вузькосмугової схеми узгодження комплексного опору навантаження \dot{Z}_1 з хвильовим опором Z_{C0} вхідної лінії за допомогою паралельно чи послідовно під'єданого відрізка (шлейфа) з хвильовим опором Z_{C2} , навантаженого на кінці опором \dot{Z}_2 (рис. 3).

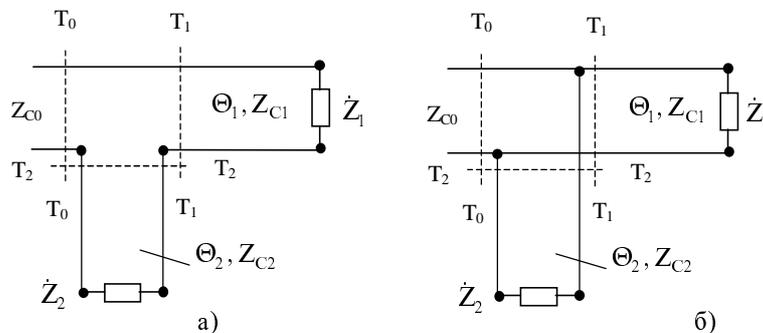


Рис. 3. Послідовна (а) та паралельна (б) схеми шлейфного узгодження

У процесі синтезу за заданими значеннями Z_{C0} , \dot{Z}_1 , \dot{Z}_2 розраховуються електричні параметри відрізків Θ_1 , Z_{C1} , Θ_2 , Z_{C2} , які б забезпечували на вході шестиполюсника, утвореного розгалуженням ліній передачі, в перерізі T_0 – T_0 режим узгодження. При цьому необхідно врахувати вплив неоднорідності трійника, еквівалентні параметри якого визначаються у межах опорних площин T_1 – T_1 . З принципу роботи таких схем узгодження відомо [7], що параметри Θ_1 , Z_{C1} відрізка, з'єданого з навантаженням, забезпечують трансформацію опору навантаження \dot{Z}_1 у вхідний опір (провідність – для паралельної схеми розгалуження, як на рис. 3, б), активна складова якого дорівнювала б активній складовій опору (провідності) з боку входу схеми, тобто значенню Z_{C0} (Y_{C0}) при відсутності неоднорідності. Реактивні складові цих опорів (провідностей) компенсуються реактивним вхідним опором (провідністю) шлейфа.

Оскільки вибором Θ_1 , і Z_{C1} у схемах (рис. 3) забезпечується відповідне значення тільки дійсної частини вхідного опору \dot{Z}_{11} (рис. 2, а), то один із цих електричних параметрів може бути довільним. Для схеми узгодження з послідовним розгалуженням ліній (рис. 3, а) значення електричної довжини Θ_1 при заданому значенні Z_{C1} з урахуванням впливу неоднорідності знаходиться з розв'язку квадратного рівняння:

$$a \cdot \operatorname{tg}^2 \Theta_1 + b \cdot \operatorname{tg} \Theta_1 + c = 0, \quad (5)$$

де

$$a = \frac{R_1^2}{Z_{C1}^2} \left(1 + \frac{X_{13}}{X_{12}} \right)^2 + \left[\frac{Z_{C1}}{X_{12}} - \frac{X_1}{Z_{C1}} \left(1 + \frac{X_{13}}{X_{12}} \right) \right]^2 - \frac{R_1}{R_{00}};$$

$$b = -\frac{R_1^2}{Z_{C1} \cdot X_{12}} \left(1 + \frac{X_{13}}{X_{12}} \right) - 2 \left(1 + \frac{X_1}{X_{12}} + \frac{X_{13}}{X_{12}} \right) \left[\frac{Z_{C1}}{X_{12}} - \frac{X_1}{Z_{C1}} \left(1 + \frac{X_{13}}{X_{12}} \right) \right];$$

$$c = \frac{R_1^2}{X_{12}^2} + \left(1 + \frac{X_1}{X_{12}} + \frac{X_{13}}{X_{12}} \right)^2 - \frac{R_1}{R_{00}};$$

R_{00} – активна складова вхідного опору \dot{Z}_{00} , розрахованого за (1).

При цьому вхідний опір шлейфа вважається таким, що дорівнює:

$$\dot{Z}_{22} = jX_{ш} = j(X_{00} - X_{вх}), \quad (6)$$

де X_{00} – реактивна складова вхідного опору \dot{Z}_{00} ; $X_{вх}$ – реактивна складова вхідного опору \dot{Z}_{11} , який згідно з рис. 2, в визначається за співвідношенням:

$$\dot{Z}_{11} = jX_{11} + \frac{jX_{12}(jX_{13} + \dot{Z}_{T1})}{\dot{Z}_{T1} + j(X_{12} + X_{13})}, \quad (7)$$

де $\dot{Z}_{T1} = Z_{C1}(\dot{Z}_1 + jZ_{C1}\operatorname{tg}\Theta_1)/(Z_{C1} + j\dot{Z}_1\operatorname{tg}\Theta_1)$.

Оскільки вхідний опір шлейфа \dot{Z}_{22} суто реактивний, то згідно з (2) опір \dot{Z}_{T2} теж буде реактивним і, як вказано вище, опір навантаження шлейфа \dot{Z}_2 також повинен бути реактивним або забезпечувати к.з. чи х.х. У результаті один з електричних параметрів шлейфа може вибиратись довільно. Значення електричної довжини Θ_2 для заданого значення хвильового опору Z_{C2} розраховується за формулами (2), (4) при $R_2 = R_{T2} = 0$.

У випадку паралельної схеми узгодження (рис. 3, б) послідовність розрахунків буде подібною, але при цьому значення опорів замінюють на відповідні значення провідностей. Також необхідно перейти від Т-з'єднання реактивних опорів jX_{11} , jX_{12} , jX_{13} до П-з'єднання провідностей jB_{11} , jB_{12} , jB_{13} і підставляти ці значення в (5) із заміною \dot{Z}_1 на $\dot{Y}_1 = 1/\dot{Z}_1$, Z_{C1} на $Y_{C1} = 1/Z_{C1}$, \dot{Z}_{00} на $\dot{Y}_{00} = 1/\dot{Z}_{00} = G_{00} + jB_{00}$. За (6) розраховується значення компенсуючої провідності $jB_{ш}$ із заміною $jX_{вх}$ на $jB_{вх}$. Провідність $jB_{вх}$ визначається за (7), в якій замінюються реактивні опори на реактивні провідності, а \dot{Z}_{T1} на $\dot{Y}_{T1} = 1/\dot{Z}_{T1}$. Далі за значенням $jX_{ш} = 1/jB_{ш}$ з використанням формул (2), (4) розраховується, як і в попередньому випадку, значення Θ_2 .

При синтезі шлейфної схеми узгодження потреба в ітераційному процесі відпадає, оскільки значення хвильових опорів відрізків вибираються довільними. Від їх вибору залежать частотні властивості схеми. На рис. 4, а як приклад наведено результати розрахунку у смузі частот із центральною частотою 3 ГГц коефіцієнта стоячої хвилі (КСХ) паралельної схеми узгодження активного опору навантаження, що дорівнює 75 Ом, із

50-омною мікросмужковою лінією, реалізованою на полікоровій підкладці товщиною 1 мм. Значення нормованих довжин відрізків ліній, отриманих за результатами синтезу, наведені в табл.1. Криві 1 та 2 відповідають ідеалізованому варіантові розгалуження з 50-омним шлейфом у першому випадку і 30-омним у другому. Вплив неоднорідності розгалуження призводить до відчутного погіршення частотних характеристик такої схеми, якщо залишити незмінними електричні параметри її відрізків (криві. 3, 4). Крива 3 відповідає схемі з під'єднанням навантаження до основної лінії трійника, а крива 4 – до відгалуження при хвильових опорах кожного з відрізків 50 Ом та при поданні сигналу в основну лінію.

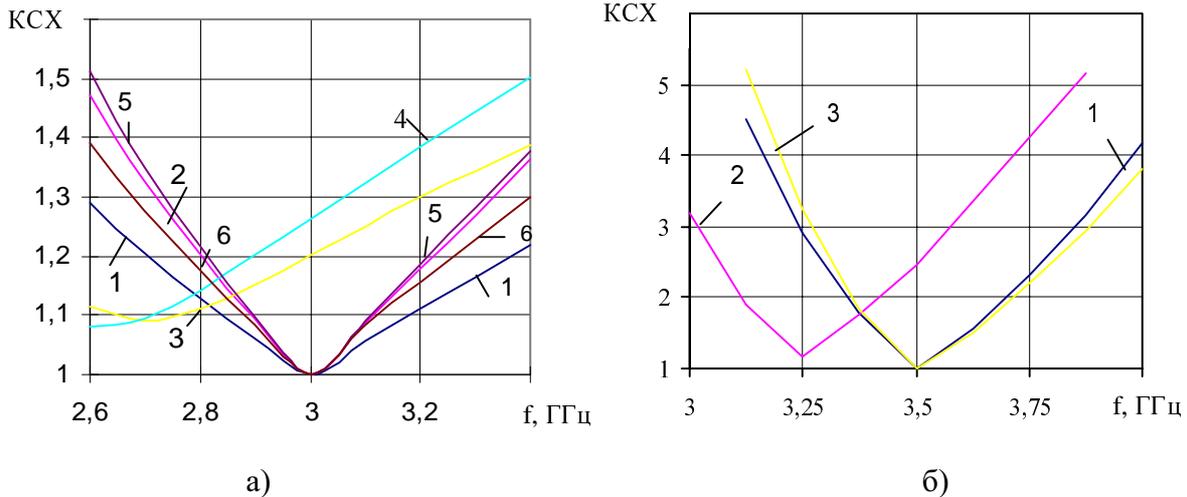


Рис. 4. Залежність КСХ від частоти для схеми узгодження лінії з активним опором навантаження (а) та з вхідним опором транзистора (б)

Нормовані довжини відрізків ліній схеми узгодження

Рисунок	4, а						4, б			
	ідеалізов.		з компенсацією				ідеаліз.		з компенсацією	
Тип синтезу										
Номер кривої	1,3,4	2	1 осн.	1 відг.	5	6	1,2	1 осн.	1 відг.	3
l_1/λ_1	0,141	0,14	0,11	0,137	0,095	0,14	0,479	0,443	0,471	0,426
l_2/λ_2	0,188	0,21	0,18	0,154	0,195	0,18	0,092	0,078	0,056	0,116

У результаті синтезу із застосуванням компенсації впливу неоднорідності отримано електричні параметри відрізків (див. таблицю), при яких забезпечується високий ступінь наближення до ідеалізованих частотних залежностей (криві 1, 5, 6). З кривою 1 практично збіглися результати для двох способів під'єднання навантаження (в основну лінію і у відгалуження) при 50-омних відрізках. Крива 5 відповідає 30-омному шлейфу, а крива 6 – 30-омному відгалуженню з під'єднаним до нього навантаженням.

На рис. 4, б наведено результати розрахунків КСХ для схеми узгодження частотно-залежного вхідного опору польового транзистора з 50-омною мікросмужковою лінією, такою ж, як вказано вище. Значення вхідного опору транзистора на частоті узгодження 3,5 ГГц становить $13,6 - j16$ Ом і змінюється в ± 15 – відсотковій смузі частот у межах ± 18 %. Результати синтезу наведені в таблиці. Крива 1 відповідає ідеалізованому варіантові розгалуження 50-омних ліній, вплив неоднорідності якого призводить до розузгодженої частотної характеристики (крива 2). Для схеми з електричними параметрами, отриманими за

результатами синтезу із застосуванням компенсації впливу неоднорідності (див. таблицю), частотна залежність КСХ практично збігається з ідеалізованою при двох варіантах під'єднання навантаження (крива 1). Крива 3 відповідає результатам синтезу схеми з 30-омним шлейфом. У всіх наведених вище варіантах схем узгодження шлейф приймався закороченим на кінці, а для розрахунку еквівалентних параметрів трійника використано співвідношення з [8].

Висновки. Врахування впливу неоднорідностей в процесі синтезу пристроїв НВЧ дозволяє покращити їх параметри. Запропонований у роботі спосіб компенсації цього впливу для трійникових розгалужень спрощує розробку відповідних методів синтезу цілого ряду пристроїв, до складу яких входять такі розгалуження.

Результати синтезу одношлейфних схем узгодження, виконаного за описаною в роботі методикою, підтверджують ефективність запропонованого еквівалентного наведення трійникових розгалужень і отриманих для нього співвідношень, які доцільно застосовувати в інженерній практиці.

1. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. *Объемные интегральные схемы СВЧ*. – М.: Наука, 1985. – 256 с. 2. Leighton W.H., Milnes A.G. *Junction reactance and dimensional tolerance effects on X-Band 3-dB directional couplers*. – *IEEE Trans. MTT*, 1971. – V. 19. – № 10. – P. 818 – 824. 3. Vogel R.W. *Effects of the T-junction discontinuity on the design of microstrip direction couplers*. – *IEEE Trans. MTT*, 1973. – V. 21. – № 3. – P. 145 – 146. 4. Оборжицький В.І. Синтез двошлейфного моста на базі смужкових ліній передачі з врахуванням впливу неоднорідностей // *Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка"*. – 2002. – № 443. – С. 124 – 126. 5. Ralf Levy. *Derivation of equivalent circuits of microwave structures using numerical techniques*. – *IEEE Trans. MTT*, 1999. – V. 47. – № 9. – P. 1688 – 1695. 6. Werner P.L., Mittra R., Werner D.H. *Extraction of equivalent circuits for microstrip components and discontinuities using the genetic algorithm*. – *IEEE Microwave and Guided wave letters*, 1998. – V. 8. – № 10. – P. 333 – 335. 7. Смит Ф. *Круговые диаграммы в радиоэлектронике (Линии передачи и устройств СВЧ): Пер с англ. М.Н.Бергера и Б.О.Капилевича*. – М.: Связь, 1976. – 144 с. 8. *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.

УДК 621.396.67

Володимир Сторож

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

МОДЕЛЬ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ НА ОСНОВІ АНТЕНИ-АВТОГЕНЕРАТОРА

© Сторож Володимир, 2003

Здійснено моделювання параметрів приймально-передавального модуля на основі антени-автогенератора. Результати розрахунку підтверджені експериментальними дослідженнями.

Modeling of the parameters of the transmits-receive module based on the antenna-oscillators has been carried out. Theoretical results were proved experimentally.

Вступ. Якщо проаналізувати науково-технічну літературу останніх років, то стає очевидним значне зацікавлення питаннями розробки та дослідження приймально-передавальних модулів (ППМ) [1–4]. Удосконалення цих пристроїв відбувається за рахунок