

ПРОЕКТУВАННЯ СМУЖКОВИХ СПРЯМОВАНИХ ВІДГАЛУЖУВАЧІВ НА ЗВ'ЯЗАНИХ ЛІНІЯХ ПЕРЕДАЧІ З ПІДВИЩЕННЯМ СПРЯМОВАНОСТІ БЕЗ ВИКОРИСТАННЯ ДИСКРЕТНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

© Прудіус І.Н., Оборжицький В.І., Самсонюк О.В., 2011

Наведено три варіанти схем спрямованих відгалужувачів на базі відрізка зв'язаних смужкових ліній передачі, в яких підвищення рівня спрямованості та вхідне узгодження забезпечуються за допомогою додаткових відрізків ліній. Запропоновано методи та основні співвідношення для розрахунку електричних параметрів елементів цих схем.

Ключові слова: спрямований відгалужувач, зв'язані смужкові лінії.

Three variants of microstrip coupled-line directional coupler circuit, in which the increase of direction level and input matching are provided by means of additional transmission line segments, are resulted. The methods and basic equations for these circuits electrical parameters calculation are offered.

Key words: directional coupler, microstrip coupled-line.

Постановка проблеми

Спрямовані відгалужувачі (СВ) належать до класу взаємних восьмиполосних пристроїв для розгалуження енергії надвисокочастотного сигналу і являються невід'ємною частиною високочастотних трактів радіотехнічних та телекомунікаційних систем різноманітного призначення. У конструкціях, виконаних за інтегрованою чи монолітною технологіями, найпоширенішими є два типи відгалужувачів: шлейфні та на зв'язаних лініях. Між собою вони відрізняються способом реалізації зв'язку основної лінії передачі енергії з допоміжною лінією. Якщо шлейфні конструкції розглядають, як пристрої з дискретним зв'язком, то конструкції на дво- та багатозв'язаних лініях до структур з розподіленим електромагнітним зв'язком. Останній забезпечує відгалужувачам перевагу з погляду широкосмуговості та габаритів. Найбільшого поширення, за винятком мостових пристроїв, набули структури на двох розміщених поряд однакових смужкових лініях (симетричних, несиметричних, компланарних, щілинних), що пояснюється простотою їх технічної реалізації без потреби у гальванічних перемичках. Проте конструкції на базі смужкових ліній з неоднорідним діелектричним заповненням, наприклад, у мікросмужковому чи компланарному виконанні, мають істотний недолік, пов'язаний з поширенням енергії у шарах діелектрика з різними параметрами. Це спричиняє додаткові частотнозалежні фазові зсуви між сигналами у допоміжній (вторинній) лінії, збудженими за рахунок невірноваженого електричного і магнітного зв'язків [1], і приводить до погіршення характеристик відгалужувача, що найвідчутніше на такому параметрі пристрою, як розв'язка (ізоляція) одного з вихідних плеч відносно вхідного плеча. Як результат, у відгалужувача з високим значенням перехідного загасання (послабленим зв'язком) рівень спрямованості зменшується, що може призвести до його практичної непридатності [2].

Оскільки СВ на зв'язаних лініях мають поздовжню вісь симетрії, то для описування їх роботи прийнято використовувати метод синфазно-протифазного (симетрично-антисиметричного) збудження [3], згідно з яким у такому пристрої розглядається випадок одночасного поширення незалежних одна від одної нормальних хвиль: парної (симетричної) та непарної (антисиметричної) мод з різними, в загальному, значеннями фазових швидкостей, а значить і фазових сталих β_e, β_o , де індекс "e" належить до парної, а індекс "o" – до непарної моди. Власне, наявність різниці цих параметрів і приводить до погіршення властивостей СВ на зв'язаних лініях передачі.

З метою компенсації такого впливу чи з метою вирівнювання фазових швидкостей мод застосовують один з підходів: технологічний чи схемотехнічний. У першому випадку використовують покриття смужкового провідника додатковим діелектричним шаром [4] чи діелектричним металізованим шаром [5], використовують періодичний профіль ділянки зв'язку [6] чи перфорацію в екрані під цією ділянкою [7]. Вказані способи є складними для аналітичного опису та для процесу виготовлення. Простіший схемотехнічний підхід передбачає введення в структуру СВ додаткових реактивних елементів, за допомогою яких добиваються компенсації впливу різниці фазових сталих. Як правило, це одна чи дві дискретні ємності, розміщені між зв'язаними лініями в області зв'язку [1, 8], а також дискретні індуктивності, під'єднані послідовно до зв'язаних ліній на кожному з плеч відгалужувача [9]. Використання дискретних елементів приводить до ускладнення технологічного процесу виготовлення пристрою у зв'язку з необхідністю їх кріплення, а також пов'язане з впливом на робочі параметри і робочу смугу частот внесених цими елементами неоднорідностей.

Інший простіший варіант компенсації полягає у введенні в структуру СВ додаткових відрізків ліній передачі. Такий підхід дозволяє виготовляти їх разом зі зв'язаними лініями в єдиному технологічному циклі, дає змогу врахувати вплив внесених ними неоднорідностей під час розроблення та моделювання відгалужувача. Тому доволі актуальними є дослідження в напрямку створення методів проектування спрямованих відгалужувачів на зв'язаних лініях з забезпеченням високого рівня спрямованості без застосування дискретних елементів, що і визначило мету цієї роботи.

1. Способи підвищення спрямованості

Компенсаційні методи підвищення спрямованості передбачають введення в схему додаткових реактивних елементів, за допомогою яких вирівнюються умови передачі сигналу в режимах парної і непарної моди і тим самим забезпечується розв'язка плеч відгалужувача з одночасним узгодженням на входах при заданому рівні перехідного загасання. Виготовлення цих елементів в єдиному з відрізком зв'язаних ліній технологічному циклі можливе за умови, що функцію таких елементів виконують відрізки ліній передачі з різними варіантами їх розміщення.

Один з відомих способів компенсації передбачає використання індуктивних (закорочених на кінці) шлейфів, під'єднаних паралельно до кожної зі зв'язаних ліній [10]. Можна використовувати як одну пару шлейфів, розміщених посередині відрізка зв'язаних ліній, так і дві пари шлейфів, розміщених симетрично щодо середини цього відрізка (рис. 1, а). Запропонований в [11] метод розрахунку такої схеми має певні обмеження, що ускладнює її застосування. Обмеження пов'язані з використанням тільки чвертьхвильового відрізка зв'язаних ліній без можливості впливу на значення його хвильових опорів при заданому розміщенні шлейфів, що часто буває необхідним через складність їх фізичної реалізації.

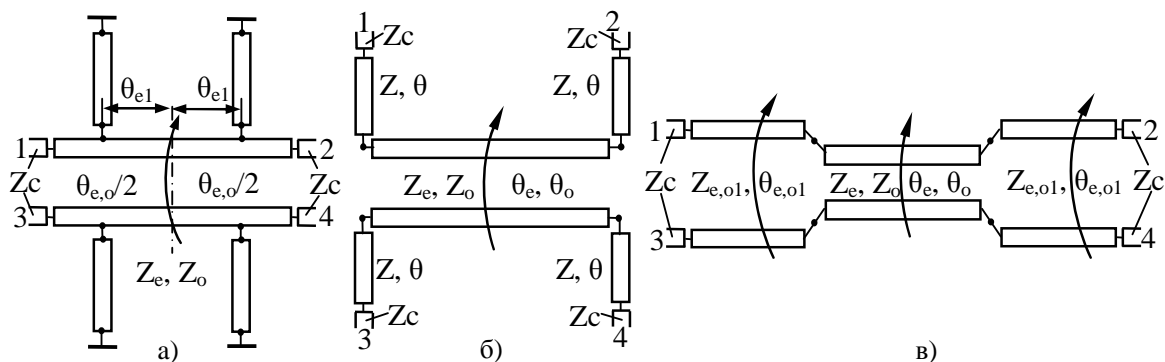


Рис. 1. Схеми підвищення спрямованості з шлейфами (а); з відрізками на входах (б); з додатковими відрізками зв'язаних ліній (в)

Іншу технічно просту компенсацію впливу різниці фазових швидкостей пропонується здійснювати за допомогою розміщення відрізків одиничних ліній передачі на кожному з чотирьох входів відгалужувача (рис. 1, б). Максимальна розв'язка, а значить і максимальна спрямованість досягається вибором хвильового опору Z та електричної довжини θ цих відрізків, для чого вимагається розроблення методу розрахунку електричних параметрів елементів схеми.

До подібного способу підвищення спрямованості можна зарахувати триступінчасту схему СВ на базі трьох відрізків зв'язаних ліній (рис. 1, в). У цьому випадку крайні відрізки виконують функцію компенсуючих елементів. Водночас від параметрів цих відрізків значною мірою залежить смуга частот відгалужувача, що можна врахувати за методикою [12], але за умови однакових фазових швидкостей мод, тобто без здійснення компенсації. Тому і для такої схеми вимагається розроблення відповідного методу розрахунку.

2. Методи розрахунку електричних параметрів елементів

Кожен з трьох наведених на рис. 1 різновидів спрямованих відгалужувачів належить до восьмиполосників протиспрямованого типу, які відгалужують сигнал з входу 1 на вихід 3, забезпечуючи заданий рівень перехідного загасання S . Плечі 1 і 4 повинні бути ізолюваними з максимальним рівнем розв'язки. Наявність повної (подвійної) симетрії структури таких СВ дає змогу для їх аналізу подвійно використати метод синфазно-протифазного збудження, завдяки чому схема відгалужувача розпадається на чотири схеми парціальних двополосників. Між хвильовими параметрами ідеалізованого СВ (ідеально узгодженого на входах та з ідеально розв'язаними плечима) і реактивними за характером для безвтратного відгалужувача вхідними опорами цих двополосників існує такий зв'язок:

$$x_{ee} = -\frac{1}{x_{oo}} = \frac{|S_{21}| \cdot \sin \varphi_{21} + |S_{31}| \cdot \sin \varphi_{31}}{1 - |S_{21}| \cdot \cos \varphi_{21} + |S_{31}| \cdot \cos \varphi_{31}}, \quad (1)$$

$$x_{eo} = -\frac{1}{x_{oe}} = \frac{|S_{21}| \cdot \sin \varphi_{21} - |S_{31}| \cdot \sin \varphi_{31}}{1 - |S_{21}| \cdot \cos \varphi_{21} - |S_{31}| \cdot \cos \varphi_{31}},$$

$$\varphi_{21} = \varphi_{31} - (2 \cdot k + 1) \cdot \pi / 2,$$

де $S_{m1} = |S_{m1}| \cdot \exp(i \cdot \varphi_{m1})$ – коефіцієнти передачі з входу 1 на виходи $m=2,3$ ($|S_{m1}|$ – модуль, φ_{m1} – початкова фаза); x_{ee} , x_{eo} , x_{oo} , x_{oe} – значення вхідних опорів парціальних двополосників синфазно-синфазного (ee), синфазно-протифазного (eo), протифазно-протифазного (oo) та протифазно-синфазного (oe) збудження, нормовані до хвильового опору Z_c ліній на входах відгалужувача;

$k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ Враховуючи задані значення S та фази φ_{31} і те, що $|S_{31}| = 10^{C/20}$ (C в дБ), $|S_{21}| = \sqrt{1 - |S_{31}|^2}$, за (1) можна розрахувати значення цих вхідних опорів, за яких забезпечується ідеальна спрямованість та узгодження відгалужувача. З іншого боку, значення вхідних опорів залежать від електричних параметрів (хвильових опорів, електричної довжини відрізків ліній, значень реактивних опорів) елементів схеми відповідного парціального двополосника. У результаті прирівнювання виразів для вхідних опорів цих схем до розрахованих за (1) їх значень отримуємо систему з чотирьох рівнянь відносно невідомих електричних параметрів. Цих параметрів може бути лише чотири для однозначного розв'язання системи, решту параметрів необхідно задавати. Завдяки незалежності парціальних схем у разі синфазного і протифазного збуджень система розбивається на дві пари рівнянь, у кожному з яких входять лише по три невідомих параметри. Враховуючи, що рівняння належать до трансцендентних, оскільки невідомі довжини відрізків ліній передачі входять до складу різних за значенням аргументів тригонометричних функцій, то така особливість значно полегшує пошук коренів. За допомогою вилучення, прирівнюючи вирази для одного з невідомих параметрів кожної пари рівнянь, отримуємо співвідношення для розрахунку двох інших невідомих параметрів залежно від однієї змінної. Відносно неї і здійснюється ітераційний пошук коренів системи рівнянь.

Для схеми зі шлейфами (рис. 1, а), у якої п'ять невідомих параметрів, можна застосувати декілька варіантів розв'язання. Простий пошук коренів здійснюється, якщо задавати початкове значення електричної довжини θ_{e1} до місця під'єднання шлейфів і приймати умову $\theta_{e1} = \theta_{o1}$.

Нормовані до Z_c значення хвильових опорів парної Z_e і непарної Z_o мод відрізка зв'язаних ліній шукаються, як корені кубічних рівнянь:

$$z_e^3 \cdot t_{e1} \cdot (x_{ee} - x_{oe}) + z_e^2 \cdot [x \cdot (x_{ee} - x_{oe}) \cdot (1 - t_{e1}^2) - x^2 \cdot (1 + t_{e1}^2)] - x^2 \cdot x_{ee} \cdot x_{oe} \cdot (1 + t_{e1}^2) = 0, \quad (2)$$

$$z_o^3 \cdot t_{o1} \cdot (x_{eo} - x_{oo}) + z_o^2 \cdot [x \cdot (x_{eo} - x_{oo}) \cdot (1 - t_{o1}^2) - x^2 \cdot (1 + t_{o1}^2)] - x^2 \cdot x_{eo} \cdot x_{oo} \cdot (1 + t_{o1}^2) = 0,$$

де $z_{e,o} = Z_{e,o}/Z_c$, $t_{e1} = \text{tg}\theta_{e1}$, $t_{o1} = \text{tg}\theta_{o1}$, $x = X/Z_c$ – нормоване значення вхідного опору jX шлейфів. Розраховані за (2) значення опорів дають можливість визначити фазові сталі β_e парної і β_o непарної мод, розрахувати фізичну довжину відстані до шлейфів $l_1 = \theta_{e1}/\beta_e$ і далі розрахувати електричну довжину відрізка зв'язаних ліній θ_e парної та θ_o непарної мод за допомогою виразів:

$$t_e = \frac{z_e \cdot t_{e1} \cdot (x_{oe} + z_e \cdot t_{e1}) + x \cdot x_{oe} \cdot (1 + t_{e1}^2)}{z_e \cdot t_{e1} \cdot (z_e - x_{oe} \cdot t_{e1}) + x \cdot z_e \cdot (1 + t_{e1}^2)}, \quad t_o = \frac{z_o \cdot t_{o1} \cdot (x_{oo} + z_o \cdot t_{o1}) + x \cdot x_{oo} \cdot (1 + t_{o1}^2)}{z_o \cdot t_{o1} \cdot (z_o - x_{oo} \cdot t_{o1}) + x \cdot z_o \cdot (1 + t_{o1}^2)}, \quad (3)$$

де $t_e = \text{tg}\theta_e$, $t_o = \text{tg}\theta_o$, $t_{e1} = \text{tg}(\beta_e l_1)$, $t_{o1} = \text{tg}(\beta_o l_1)$. Враховуючи значення θ_e , θ_o , розраховують значення фізичної довжини відрізка для обох мод:

$$l_{e,o} = 2 \cdot [\text{arctg}(t_{e,o})] / \beta_{e,o}. \quad (4)$$

Ітераційною зміною значень реактивності X , яка для цієї схеми має індуктивний характер [10, 11], досягається рівність $l_e = l_o$, що і дає розв'язок системи рівнянь. На результати ітераційного процесу можна впливати зміною заданого значення θ_{e1} , а також вибором значення початкової фази φ_{31} , від якого насамперед залежить довжина відрізка. За значенням реактивного опору jX розраховуються параметри шлейфів.

Для схеми з відрізками одиничних ліній на входах (рис. 1, б), у якій теж п'ять невідомих параметрів, під час розрахунку задається значення хвильового опору Z відрізків, а ітераційний пошук здійснюється зміною їх електричної довжини θ . Нормовані значення хвильових опорів відрізка зв'язаних ліній розраховуються за виразами:

$$z_e = z \cdot \sqrt{\frac{(z \cdot t - x_{ee}) \cdot (x_{oe} - z \cdot t)}{(z + x_{ee} \cdot t) \cdot (z + x_{oe} \cdot t)}}, \quad z_o = z \cdot \sqrt{\frac{(z \cdot t - x_{eo}) \cdot (x_{oo} - z \cdot t)}{(z + x_{eo} \cdot t) \cdot (z + x_{oo} \cdot t)}}, \quad (5)$$

де $t = \text{tg}\theta$, $z = Z/Z_c$. Далі визначаються фазові сталі β_e , β_o і розраховуються значення електричної довжини відрізка зв'язаних ліній зі співвідношень:

$$t_e = \frac{z_e \cdot (z + x_{ee} \cdot t)}{z \cdot (z \cdot t - x_{ee})}, \quad t_o = \frac{z_o \cdot (z + x_{eo} \cdot t)}{z \cdot (z \cdot t - x_{eo})}. \quad (6)$$

За (4) розраховуються фізичні довжини цього відрізка для різних мод. Їх рівність досягається ітераційною зміною значення θ . На корені системи можна впливати зміною заданих значень Z та вибором значення φ_{31} .

Для триступінчастої схеми (рис. 1, в), у якій шість невідомих параметрів, вихідними даними є значення хвильових опорів Z_{e1} і Z_{o1} крайніх відрізків зв'язаних ліній та їхні фазові сталі β_{e1} , β_{o1} . Ітераційний пошук здійснюється зміною електричної довжини цих відрізків θ_{e1} для парної моди. Нормовані значення хвильових опорів середнього відрізка розраховують за співвідношеннями:

$$z_e = z_{e1} \cdot \sqrt{\frac{(z_{e1} \cdot t_{e1} - x_{ee}) \cdot (x_{oe} - z_{e1} \cdot t_{e1})}{(z_{e1} + x_{ee} \cdot t_{e1}) \cdot (z_{e1} + x_{oe} \cdot t_{e1})}}, \quad z_o = z_{o1} \cdot \sqrt{\frac{(z_{o1} \cdot t_{o1} - x_{eo}) \cdot (x_{oo} - z_{o1} \cdot t_{o1})}{(z_{o1} + x_{eo} \cdot t_{o1}) \cdot (z_{o1} + x_{oo} \cdot t_{o1})}}, \quad (7)$$

де $z_{e,o1} = Z_{e,o1}/Z_c$, $t_{e1} = \text{tg}\theta_{e1}$, $t_{o1} = \text{tg}(\beta_{o1} l_1)$, $l_1 = \theta_{e1}/\beta_{e1}$. Значення електричних довжин θ_e , θ_o середнього відрізка розраховуються за допомогою виразів:

$$t_e = \frac{z_e \cdot (z_{e1} + x_{ee} \cdot t_{e1})}{z_{e1} \cdot (z_{e1} \cdot t_{e1} - x_{ee})}, \quad t_o = \frac{z_o \cdot (z_{o1} + x_{eo} \cdot t_{o1})}{z_{o1} \cdot (z_{o1} \cdot t_{o1} - x_{eo})}. \quad (8)$$

Далі, як і в попередніх випадках, за значенням фазових сталих середнього відрізка β_e , β_o розраховуються за (4) значення фізичних довжин l_e , l_o та ітераційною зміною θ_{e1} досягається їхня рівність. На розрахунок додатково можна впливати зміною заданих значень Z_{e1} , Z_{o1} та φ_{31} . Порівняно з [12] такий підхід дає змогу компенсувати вплив різниці фазових швидкостей і тим самим підвищити спрямованість, а також за допомогою вибору значення φ_{31} скоротити довжину відрізків.

3. Приклади застосування методів розрахунку та результати моделювання

З метою оцінювання властивостей розглянутих схем підвищення спрямованості для кожного з варіантів СВ розраховано електричні параметри елементів, з використанням яких здійснювалося комп'ютерне моделювання пристроїв у мікросмужковому виконанні (рис. 2, 3).

Розрахунок схеми зі шлейфами (рис. 1, а) на робочу частоту 2.4 ГГц, перехідне загасання 20 дБ виконано з урахуванням впливу неоднорідностей у місцях під'єднання шлейфів і вхідних ліній до зв'язаних ліній. У [11] вказано на істотний характер такого впливу і запропоновано як еквівалентну схему цих неоднорідностей використовувати ємності, ввімкнені між зв'язаними лініями на початку і наприкінці відрізка (ємності C_{d1}) та в місцях розміщення шлейфів (ємності C_{d2}). На відміну від [11], де наведено співвідношення для врахування впливу неоднорідностей за умови, що шлейфи розташовані тільки посередині відрізка, метод вхідних опорів парціальних двополюсників дає змогу спростити процедуру врахування такого впливу у разі довільного розміщення шлейфів. Для цього достатньо в розрахунках використати змінені значення вхідних реактивностей x_{eo} , x_{oo} парціальних схем і вхідного опору шлейфів, а саме:

$$x'_{eo} = \frac{x_{eo}}{1 - 2 \cdot x_{eo} \cdot \omega \cdot C_{d1} \cdot Z_c}, \quad x'_{oo} = \frac{x_{oo}}{1 - 2 \cdot x_{oo} \cdot \omega \cdot C_{d1} \cdot Z_c}, \quad x' = \frac{x}{1 - 2 \cdot x \cdot \omega \cdot C_{d2} \cdot Z_c}. \quad (9)$$

Нові значення x' з (9) використовується тільки під час розрахунків за (2, 3) значень Z_0 та t_0 . На рис. 2, а наведено результати моделювання відгалужувача зі шлейфами, параметри якого визначалися за описаним методом для $C_{d1}=0.015$ пФ, $C_{d2}=0.04$ пФ, $\varphi_{31}=25.5^\circ$ у разі реалізації на діелектричній підкладці з $\epsilon=3.5$ товщиною 0.76 мм, і які становлять: $Z_c=50$ Ом, $Z_e=34$ Ом, $Z_0=29.83$ Ом, $\theta_{e1}=0$, $\theta_e=92^\circ$, $X=36.24$ Ом. В цьому випадку довжина відрізка зв'язаних ліній дорівнює 18.22 мм, довжина шлейфів з хвильовим опором 75 Ом становить 5.56 мм. Результати моделювання збігаються з наведеними в [11] експериментальними даними для аналогічного варіанта відгалужувача.

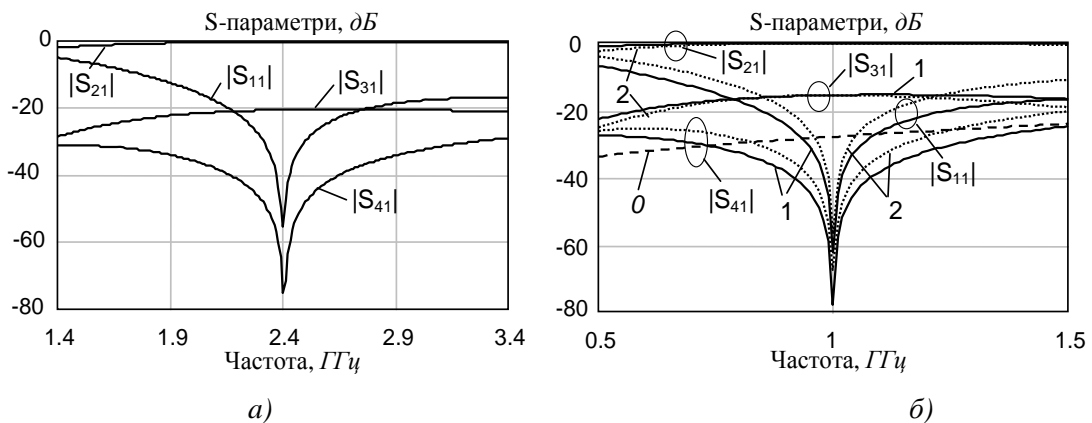


Рис. 2. Частотні характеристики відгалужувачів зі шлейфами на частоту 2.4 ГГц (а) та 1 ГГц (б)

На рис. 2, б наведено результати моделювання СВ зі шлейфами на робочу частоту 1 ГГц з перехідним загасанням 15 дБ у разі реалізації на підкладці з $\epsilon=2$ товщиною 1.5 мм. Криві 1 відповідають варіанту з розміщенням шлейфів в середині відрізка ($Z_e=45.55$ Ом, $Z_0=33.18$ Ом, $\theta_e=81.48^\circ$, $X=84.93$ Ом, $\varphi_{31}=24^\circ$), а криві 2 – варіанту з розміщенням шлейфів на відстані $\theta_{e1}=10^\circ$ від середини ($Z_e=46.83$ Ом, $Z_0=34$ Ом, $\theta_e=80.73^\circ$, $X=190$ Ом, $\varphi_{31}=24^\circ$). Крива 0 відображає залежність рівня розв'язки від частоти для СВ з $C=15$ дБ і параметрами $Z_e=59.85$ Ом, $Z_0=41.77$ Ом, $\theta_e=90^\circ$ без використання компенсуючих елементів.

На рис. 3, а наведено результати моделювання СВ з відрізками на входах (рис. 1, б) та триступінчастого (рис. 1, в) також для $C=15$ дБ на частоту 1 ГГц у разі реалізації на підкладці, аналогічній попередньому випадку. Криві 1 належать до відгалужувача з відрізками, параметри якого становлять: $Z_e=60.87$ Ом, $Z_0=41.6$ Ом, $\theta_e=76.4^\circ$, $Z=70$ Ом, $\theta = 16.8^\circ$ при $\varphi_{31}=20^\circ$. Криві 2 належать до триступінчастого відгалужувача, з параметрами: $Z_{e1}=65.8$ Ом, $Z_{o1}=60.35$ Ом, $\theta_{e1}=24.8^\circ$, $Z_e=57.3$ Ом, $Z_0=34.8$ Ом, $\theta_e = 43.16^\circ$ при $\varphi_{31}=-3^\circ$. На рис. 3, б наведено криві залежності спрямованості D цих СВ та відгалужувача без елементів компенсації (крива 0) від частоти, які підтверджують ефективність використання методів підвищення спрямованості за допомогою додаткових відрізків ліній.

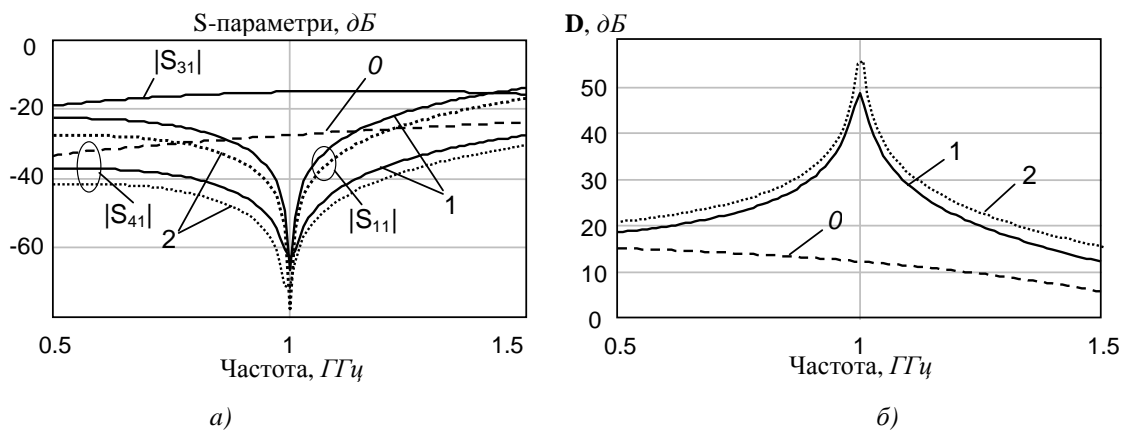


Рис. 3. Частотна залежність S-параметрів (а) та спрямованості D (б) відгалужувачів з відрізками на входах та з додатковими секціями

Висновки

Наведені у роботі варіанти схем спрямованих відгалужувачів на базі відрізків зв'язаних ліній передачі забезпечують високий рівень спрямованості, не вимагаючи використання дискретних елементів, що значно полегшує процес виготовлення пристроїв. Запропоновані методи розрахунку дозволяють визначати електричні параметри відгалужувача для заданого значення перехідного загасання з одночасною компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод та з узгодженням на вході. Результати моделювання, наведені у роботі, вказують на доцільність застосування таких схем та методів під час проектування мікрохвильових пристроїв.

Описаний підхід можна використати для розроблення методів розрахунку спрямованих восьмиполосників з іншою структурою та типом спрямованості.

1. Темнов В.М., Суворов В.Н. Увеличение направленности микрополосковых ответвителей // Вопросы радиоэлектроники. Серия "Радиоизмерительная техника". – 1973. – Вып. 5. – С. 115–120.
2. Mar S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June, 1982. – P. 410–412.
3. Reed J., Wheeler G.J. A method of analysis of symmetrical fourport networks // IRE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 4. – №10. – 1956. – P. 246–252.
4. Buntschuh C. High directivity microstrip couplers using dielectric overlays // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1975. – P. 125–128.
5. Chin K.-S., Ma M.-C., Chen Y.-P., Chiang Y.-C. Closed-form equations of conventional microstrip couplers applied to design couplers and filters constructed with floating-plate overlay // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 56. – №5. – 2008. – P. 1172–1179.
6. Uysal S., Aghvami H. Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 37. – № 6. – 1989. – P. 969–976.
7. Hsu S.-K., Yen J.-C., Wu T.-L. A novel compact forward-wave directional coupler design using periodical patterned ground structure // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 59. – № 5. – 2011. – P. 1249–1257.
8. Оборжицький В.І. Розрахунок електричних параметрів напрямлених відгалужувачів на зв'язаних лініях передачі з компенсуючими реактивностями // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2006. – № 2 (16). – Запоріжжя, ЗНТУ. – С. 37–41.
9. Phromloungsri R., Chongcheawchamnan M., Robertson I.D. Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 54. – № 9. – 2006. – P. 3571–3581.
10. Ashoka H. Microstrip directional coupler loaded by pair inductive stubs. U.S. Patent 6549089. – 2003. – Apr. 15. – Pub. № US 2003/0011442A1. – June 16. – 2003.
11. Lee S., Lee Y. A design method for microstrip directional couplers loaded with shunt inductors for directivity enhancement // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – Vol. 59. – № 4. – 2010. – P. 994–1002.
12. Мамей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 2. – М.: Связь. – 1972. – 495 с.