

ЕЛЕКТРОНІКА, РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

УДК 621.372.061

Ю.В. Вунтесмері

РЕАЛІЗАЦІЯ НЕВЗАЄМНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ПАСИВНИМИ КОМПОНЕНТАМИ

This paper describes the method of recording nonreciprocal passive multipoles containing gyrotropic medium with analysis of linear lumped electric circuits. Nonreciprocal passive devices are designed for meter and decameter wave ranges on the basis of nonreciprocal effects of helicon waves propagation in magnetized solid-state plasma. The base element for nonreciprocal passive devices is nonreciprocal transformer containing a helicon resonator. Various schemes of nonreciprocal transformer connection, combined with additional reactive components, are used to design the various nonreciprocal passive devices such as isolator, circulator and gyrator. The resulted dimensions of nonreciprocal passive devices are smaller than the wavelength and must be analyzed using lumped theory of circuits. The paper provides an insight into the methods of calculation of circuit parameters of the nonreciprocal transformer based on helicon resonator and three specific nonreciprocal passive devices based on it. The paper also proposes a method of insertion of nonreciprocal passive devices to the matrix of conduction of the nodal model of lumped circuit. It has been demonstrated that the nonreciprocal passive devices based on gyrotropic medium are exceptions from the reciprocity theorem.

Вступ

У теорії лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами, що складаються з пасивних компонент – резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності та трансформаторів, є принцип взаємності, який, в свою чергу, ґрунтується на теоремі взаємності, яка формулюється так [1]: для будь якого лінійного кола, струм у k -й ланці, викликаний електрорушійною силою E_m у m -й ланці, $I_k = E_m g_{km}$ буде дорівнювати струму в m -й ланці, викликаному електрорушійною силою у k -й ланці E_k (що чисельно дорівнює E_m), $I_m = E_k g_{mk}$. Доведення цієї теореми базується на рівності $g_{km} = g_{mk}$, яка забезпечується симетрією визначника системи рівнянь Кірхгофа відносно головної діагоналі. Застосування цього принципу полегшує аналіз електричних кіл методами контурних струмів і вузлових потенціалів, оскільки матриці Z - та Y -параметрів взаємних кіл симетричні. Невзаємними прийнято вважати кола з активними компонентами [1].

Аналогічний принцип взаємності є і в електродинаміці. Теорема взаємності, яка впливає з леми Лоренца, виконується для лінійних ізотропних середовищ і середовищ із симетричними тензорами діелектричної та магнітної проникності [2]. Проте принцип взаємності не виконується у гіротропному середовищі, параметри якого описуються тензором другого рангу з комплексно-сполученими недиагональними компонентами. Такі середовища поділяються на гіроелектричні [4], прикладами яких є замагнічена плазма напівпровідника або газу, зок-

рема, плазма іоносфери в присутності магнітного поля Землі, та гіромагнітні, до яких належать намагнічені ферити [3]. В таких середовищах поширення електромагнітних хвиль виявляє невідповідності ефекти, зокрема, ефект взаємного повороту площини поляризації (ефект Фарадея) та подвійного променезаломлення (ефект Коттона–Мутона).

На основі невідповідностей ефектів у намагнічених феритах із тензорними параметрами відносної магнітної проникності створені невідповідні пасивні пристрої із розподіленими параметрами (гіратори, вентиля, циркулятори), які широко застосовуються у діапазонах міліметрових, сантиметрових і, частково, метрових хвиль [3]. Просування феритових пристроїв до більш низьких частот обмежене габаритами пристроїв та номенклатурою феритових матеріалів.

У метровому та декаметровому діапазонах хвиль розроблені пристрої на основі невідповідних ефектів поширення геліконових хвиль у замагніченій плазмі напівпровідника, яка описується тензором еквівалентної діелектричної проникності [4]. Такі пристрої мають габарити менші за довжину хвилі та можуть бути включені до електричних кіл із зосередженими параметрами.

Отже, існує клас невідповідних лінійних пасивних пристроїв на основі гіротропних середовищ, які потребують аналізу методами теорії кіл із зосередженими параметрами та становлять винятки з теореми взаємності. У класичній теорії кіл із зосередженими параметрами [1, 5] такі виключення не описані, тож розроблення методу їх врахування є актуальним завданням.

Постановка задачі

Метою роботи є розроблення методу врахування невзаємних пасивних багатополісників, що містять гіротропні середовища, при розрахунку електричних кіл із зосередженими параметрами на прикладі невзаємних пасивних пристроїв на основі геліконового резонатора—геліконового вентиля, циркулятора та гіратора.

Невзаємний трансформатор

Базовим елементом для геліконових невзаємних пасивних пристроїв метрового та декаметрового діапазонів хвиль є геліконовий резонатор, що пов'язує між собою систему котушок індуктивності. Геліконовий резонатор являє собою пластину напівпровідника з високою рухомістю носіїв заряду, вміщену у сталі магнітне поле. В присутності зовнішнього магнітного поля плазма напівпровідника має тензорні параметри еквівалентної діелектричної проникності з комплексно-сполученими недиагональними компонентами. Невзаємні ефекти поширення геліконових хвиль у резонаторі забезпечують невзаємний зв'язок між котушками індуктивності.

Такий елемент характеризується системою власних та взаємних індуктивностей котушок, у загальному вигляді несиметричною, тобто може бути описаний як невзаємний трансформатор. На рис. 1 показано конструкцію невзаємного трансформатора з двома ортогональними котушками індуктивності.

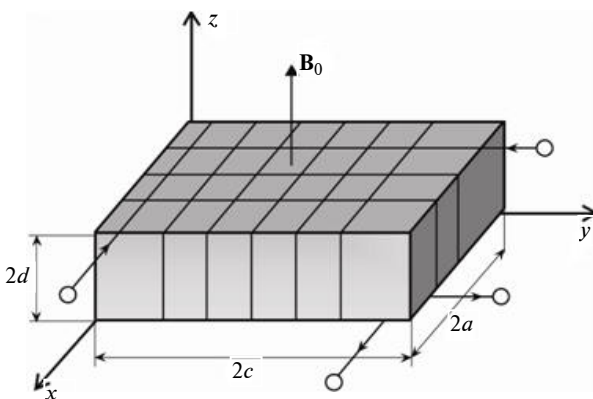


Рис. 1. Невзаємний трансформатор: B_0 – індукція зовнішнього магнітного поля; $2a$, $2c$, $2b$ – геометричні розміри пластини резонатора

Завдяки поширенню в геліконовому резонаторі поляризованих по колу геліконових хвиль між котушками виникає невзаємний індуктивний зв'язок [4]. Надзвичайно мала фазова швидкість геліконових хвиль (10^4 – 10^5 м/с)

дає змогу здійснити розмірний резонанс геліконової хвилі у плоскопаралельній пластині, товщина якої набагато менша за довжину електромагнітної хвилі. Матеріалом для геліконових резонаторів вибирають напівпровідники з високою рухливістю електронів (найчастіше – антимонід індію, легований телуром).

Оскільки геометричні розміри невзаємного трансформатора набагато менші за довжину електромагнітної хвилі, його характеристики мають бути описані теорією електричних кіл із зосередженими параметрами.

У невзаємному трансформаторі за рахунок кругової поляризації геліконової хвилі у геліконовому резонаторі невзаємний зв'язок між котушками індуктивності веде до того, що трансформатор змінює фазу хвилі, яка йде в одному напрямку на $\mp\pi/2$, та обертає фазу хвилі, яка йде у зворотному напрямку на $\pm\pi/2$. Полярність оберту фаз залежить від напрямку сталого магнітного поля. Такий пристрій є трансформатором з уявним коефіцієнтом трансформації. Матриця розсіювання ідеального узгодженого трансформатора з уявним коефіцієнтом трансформації має такий вигляд:

$$\|S\| = \begin{vmatrix} 0 & \mp j \\ \pm j & 0 \end{vmatrix}.$$

У теорії кіл розглядається реалізація ідеального трансформатора з уявним коефіцієнтом трансформації каскадним включенням гіратора та взаємного фазообертача, що змінює фазу на $+\pi/2$ чи $-\pi/2$ як в прямому, так і в зворотному напрямках [5].

Оскільки геліконова хвиля у пластині резонатора збуджується магнітним полем котушок індуктивності, то гіротропне середовище може бути зручно описане тензором еквівалентної магнітної проникності, який відображує анізотропію середовища в площині, перпендикулярній напрямку зовнішнього магнітного поля. Якщо магнітне поле орієнтоване вздовж осі z , то такий тензор другого рангу еквівалентної магнітної проникності має вигляд [6]

$$\|\tilde{\mu}\| = \begin{vmatrix} \mu_L & -j\mu_T \\ j\mu_T & \mu_L \end{vmatrix}, \quad (1)$$

$$\text{де } \mu_L = 1 + \chi_L; \quad \mu_T = \chi_T; \quad \chi_L = \frac{\tan(k_-d) + \tan(k_+d)}{(k_-d) + \tan(k_+d)};$$

$$\chi_T = \frac{\tan(k_-d) - \tan(k_+d)}{(k_-d) - \tan(k_+d)}; \quad d - \text{напівтовщина}$$

резонатора; k_+ і k_- – хвильові числа право- і лівополяризованих геліконових хвиль:

$$k_+ = \sqrt{\frac{\omega \sigma \mu_0}{2(1+u^2)}} \left[\sqrt{\sqrt{1+u^2} + u} - j\sqrt{\sqrt{1+u^2} - u} \right];$$

$$k_- = \sqrt{\frac{\omega \sigma \mu_0}{2(1+u^2)}} \left[\sqrt{\sqrt{1+u^2} - u} - j\sqrt{\sqrt{1+u^2} + u} \right];$$

де $\omega = 2\pi f$ – кругова частота; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнітна стала; $u = \mu_n \mathbf{B}_0$ – показник замагніченості плазми напівпровідника резонатора; $\sigma = n_e e \mu_n$ – питома провідність матеріалу резонатора; n_e – концентрація електронів; e – заряд електрона; μ_n – рухомість електронів.

Для отримання матриці індуктивних параметрів невзаємного трансформатора необхідно отримати матрицю магнітного зв'язку, яка сполучає між собою вектори \mathbf{b} та \mathbf{h} відповідних котушок індуктивності, що лежать у площині ХУ. У [7] отримано матрицю магнітного зв'язку для трансформатора з довільним числом котушок індуктивності, намотаних під довільними кутами одна до одної у такому вигляді:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_i \\ \dots \\ b_N \end{bmatrix} = \mu_0 \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & \dots & M_{1N} \\ M_{21} & M_{22} & \dots & M_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{i1} & M_{i2} & \dots & M_{iN} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{N1} & M_{N2} & \dots & M_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dots \\ h_i \\ \dots \\ h_N \end{bmatrix} \quad (2)$$

або

$$b_i = \mu_0 \sum_{k=1}^N M_{ik} h_k.$$

У цій формулі

$$M_{ik} = \mu_{xx} \cos \varphi_i \cos \varphi_k + \mu_{xy} \cos \varphi_i \sin \varphi_k + \mu_{yx} \sin \varphi_i \cos \varphi_k + \mu_{yy} \sin \varphi_i \sin \varphi_k,$$

де $\mu_{xx} = \mu_{yy} = \mu_L$, $\mu_{xy} = -j\mu_T$, $\mu_{yx} = j\mu_T$.

Для двох котушок індуктивності, розташованих під кутом 90° одна до одної (див. рис. 1) $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = \pi/2$, та матриця магнітного зв'язку (2) із врахуванням (1) набуде вигляду, що збігається з (1):

$$\|M\| = \begin{bmatrix} \mu_L & -j\mu_T \\ +j\mu_T & \mu_L \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Ця матриця має комплексно сполучені недиагональні компоненти, які обумовлюють невзаємний зв'язок між котушками індуктивності. Індуктивність відокремленої котушки індуктивності без геліконового резонатора залежить від числа витків, її форми та геометричних розмірів і може бути наведена у вигляді $L = n^2 L_0$, де n – число витків у котушці, L_0 – індуктивність одновиткової котушки тієї самої форми та розмірів. У [8] наведено графіки та формули для розрахунку індуктивності котушки з огляду на її форми та геометричні розміри. На підставі цих розрахунків складемо матрицю індуктивностей одновиткових котушок

трансформатора: $\|L_0\| = \begin{bmatrix} L_{01} & 0 \\ 0 & L_{02} \end{bmatrix}$, – та матрицю чисел витків у вигляді $\|n\| = \begin{bmatrix} n_1 & 0 \\ 0 & n_2 \end{bmatrix}$.

Із врахуванням (3) знайдемо матрицю індуктивностей двох котушок, розташованих під кутом 90° одна до одної та пов'язаних через геліконовий резонатор:

$$\|L\| = \|n\| \|M\| \|L_0\| \|n\|. \quad (4)$$

Окремий елемент матриці $L_{ik} = n_i M_{ik} L_{ok} n_k$, де $i, k = 1, 2, \dots$

Після перемноження матриць отримаємо

$$\|L\| = \begin{bmatrix} n_1^2 \mu_L L_{01} & -jn_1 n_2 \mu_T L_{02} \\ jn_1 n_2 \mu_T L_{01} & n_2^2 \mu_L L_{02} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Як видно з формули (5), отримана матриця індуктивностей має комплексно сполучені недиагональні компоненти, які характеризують невзаємний трансформатор з уявним коефіцієнтом трансформації. Такий двобрамник при однаковій кількості витків в ортогональних котушках невзаємний тільки за фазою.

Від матриці індуктивностей можемо перейти безпосередньо до матриці Z-параметрів:

$$\|Z\| = j\omega \|L\| + \|R\|,$$

де $\|R\|$ – діагональна матриця омичних опорів котушок індуктивності.

Отримана матриця імпедансів описує невзаємний багатополіусник, входами якого є котушки невзаємного трансформатора. Вона дає можливість врахувати багатополіусник як ділянку електричного кола під час його аналізу будь-яким методом теорії кіл, наприклад, методом контурних струмів чи вузлових потенціалів.

При внесенні невзаємного $2n$ -полюсника до вузлової моделі [9] кожен i -й з n входів трансформатора під'єднується до пари вузлів α_i та β_i таким чином, що зовнішній відносно багатопольсника струм у вузлі α_i вважається таким, що втікає в нього, а в β_i , відповідно витікає. Правило врахування невзаємного трансформатора в матриці провідностей $\|Y\|$ вузлової моделі запишемо для матриці $\|g\| = \|Z\|^{-1}$:

$$\begin{aligned} Y_{\alpha_i\alpha_k} &= Y_{\alpha_i\alpha_k} + g_{ik} & Y_{\alpha_i\beta_k} &= Y_{\alpha_i\beta_k} - g_{ik}, \\ Y_{\beta_i\alpha_k} &= Y_{\beta_i\alpha_k} - g_{ik} & Y_{\beta_i\beta_k} &= Y_{\beta_i\beta_k} + g_{ik}, \end{aligned}$$

де $i, k = 1, \dots, n$.

Таким чином, включення невзаємного пасивного багатопольсника (невзаємного трансформатора) до вузлової моделі електричного кола із зосередженими параметрами відбувається у такій послідовності:

1. Проводиться розрахунок компонент тензора еквівалентної магнітної проникності геліконового резонатора з огляду на його фізико-топологічні характеристики.

2. Проводиться розрахунок власних індуктивних і резистивних параметрів системи котушок невзаємного трансформатора з огляду на їх фізико-топологічні характеристики.

3. Розраховуються компоненти матриці магнітного зв'язку невзаємного трансформатора (2) із врахуванням кутів між котушками трансформатора.

4. Розраховуються компоненти матриці індуктивностей невзаємного трансформатора (4) із врахуванням намоточних параметрів котушок індуктивності.

5. Розраховуються компоненти матриці Z -параметрів невзаємного трансформатора із врахуванням резистивних характеристик котушок індуктивності.

6. Невзаємний багатопольсник, описаний матрицею Z -параметрів, вноситься до вузлової моделі електричного кола. Залежно від технологічної реалізації пристрою до моделі вносяться додаткові та паразитні ємнісні і резистивні компоненти.

Запропонований метод може бути застосований для розрахунку характеристик невзаємних пасивних пристроїв, включених до електричних кіл із зосередженими параметрами.

Розглянемо три окремі випадки застосування моделі невзаємного трансформатора для розрахунку характеристик невзаємних пасивних пристроїв – вентиля, циркулятора та гіратора.

Вентиль

Ідеальний вентиль – це пасивний невзаємний двобрамник з коефіцієнтом передачі в прямому напрямку, рівному одиниці, та у зворотному напрямку – нулю.

Матриця розсіювання ідеального узгодженого вентиля має такий вигляд:

$$\|S\| = \begin{Bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{Bmatrix}.$$

У метровому та декаметровому діапазонах хвиль вентиль реалізується на основі розглянутого вище невзаємного трансформатора. В [10] розглянуто характеристики невзаємного трансформатора з двома котушками індуктивності, розташованими під кутом φ одна до одної. Матриця магнітного зв'язку для такого випадку має вигляд

$$\|M\| = \begin{Bmatrix} \mu_L & \mu_L \cos \varphi - j\mu_T \sin \varphi \\ \mu_L \cos \varphi + j\mu_T \sin \varphi & \mu_L \end{Bmatrix} \quad (6)$$

За формулою (4) із врахуванням (5) та (6) визначимо матрицю індуктивностей

$$\|L\| = \begin{Bmatrix} n_1^2 \mu_L L_{01} & n_1 n_2 (\mu_L \cos \varphi - j\mu_T \sin \varphi) L_{02} \\ n_1 n_2 (\mu_L \cos \varphi + j\mu_T \sin \varphi) L_{01} & n_2^2 \mu_L L_{02} \end{Bmatrix}. \quad (7)$$

Котушки індуктивності вентиля з'єднуються за схемою на рис. 2 та підключені до лінії передачі з хвильовим опором $Z_0 = 50$ Ом й утворюють два контури. На схемі показано паразитну ємність між котушками індуктивностей.

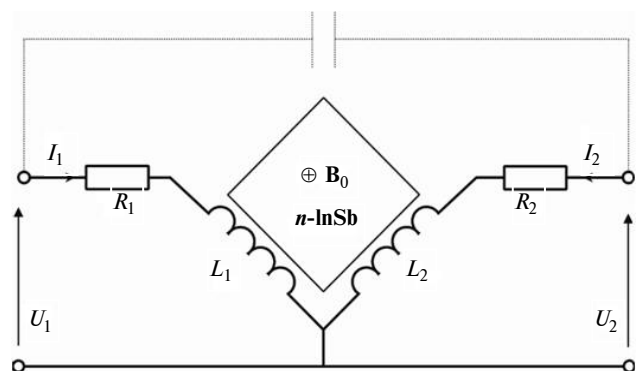


Рис. 2. Схемна модель геліконового вентиля: I_1 , U_1 – вхідні та I_2 , U_2 – вихідні струми й напруги відповідно; L_1 , L_2 – власні індуктивності котушок трансформатора

Матрицю омичних опорів котушок індуктивності запишемо у вигляді

$$\|R\| = \begin{vmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{vmatrix}. \quad (8)$$

Із (7) та (8) знаходимо ненормовану матрицю Z -параметрів двобрамника

$$\|Z\| = j\omega \|L\| + \|R\|.$$

Отриманий врівноважений двобрамник може бути внесений до матриці провідностей вузлової моделі за схемою триполюсника:

$$\|Y\| = \frac{1}{\Delta Z} \times \begin{vmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \alpha & +Z_{22} & -Z_{21} & +(Z_{21} - Z_{22}) \\ \beta & -Z_{12} & +Z_{11} & +(Z_{12} - Z_{11}) \\ \gamma & +(Z_{12} - Z_{22}) & +(Z_{21} - Z_{11}) & +(Z_{11} - Z_{22} - Z_{12} - Z_{22}) \end{vmatrix}, \quad (9)$$

де α, β – вільні, γ – об'єднані вузли котушок індуктивності.

Для врахування додаткових і паразитних ємностей складемо таку матрицю [11]:

$$\|Y_C\| = \begin{vmatrix} j\omega C_1 & -j\omega C_{12} \\ -j\omega C_{21} & j\omega C_2 \end{vmatrix}, \quad (10)$$

де діагональні компоненти – провідності додаткових ємностей, включених паралельно входам двобрамника, недиагональні – провідності додаткових і паразитних ємностей між входами двобрамника ($C_{12} = C_{21}$).

Від отриманої за схемою (9) матриці вузлової моделі, яка може містити додаткові елементи електричного кола, переходимо до матриці Y -параметрів [9] двобрамника відносно вузлів α, β , вважаючи вузол γ загальним. Додавши до неї матрицю $\|Y_C\|$ (10), знаходимо остаточно ненормовану матрицю Y -параметрів двобрамника:

$$\|Y\| = \frac{1}{\Delta_{\alpha\alpha\beta\beta}} \begin{vmatrix} \Delta_{\beta\beta} & -\Delta_{\beta\alpha} \\ \Delta_{\alpha\beta} & -\Delta_{\alpha\alpha} \end{vmatrix} + \|Y_C\|, \quad (11)$$

де Δ_{jj} – мінор матриці провідностей вузлової моделі; $\Delta_{ii,jj}$ – її кратне алгебричне доповнення.

Після нормування (11) на хвильові опори підведених ліній передачі знаходимо матрицю розсіювання вентиля:

$$\|S\| = (\|1\| - \|\sqrt{Z_0}\| \|Y\| \|\sqrt{Z_0}\|) \times (\|1\| + \|\sqrt{Z_0}\| \|Y\| \|\sqrt{Z_0}\|)^{-1},$$

де $\|\sqrt{Z_0}\|$ – одинична матриця.

За наведеним алгоритмом складено програму для розрахунку схемних параметрів не взаємного пасивного двобрамника, включеного до лінії передачі.

У [10] показано, що не взаємний трансформатор з ортогональними котушками індуктивності виявляє виключно фазову не взаємність, тоді як трансформатор із довільно повернутими котушками не взаємний не тільки за фазою, а й за амплітудою. Існує деякий критичний кут повороту котушок, при якому трансформатор стає найбільш розв'язаним.

У працях [6, 12–18] розглянуті характеристики вентилів при різних схемах включення не взаємного трансформатора з додатковими ємностями. На рис. 3–6 наведено деякі поширені схеми включення не взаємного трансформатора

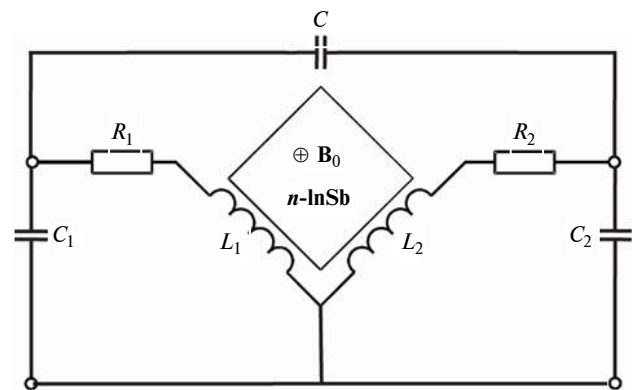


Рис. 3. Вузкосмуговий вентиль: R_1, R_2 – омичні опори котушок трансформатора; C, C_1, C_2 – додаткові ємності

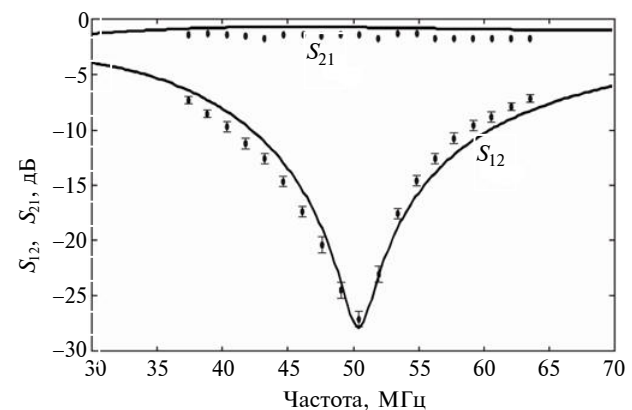


Рис. 4. Характеристики вузкосмугового вентиля

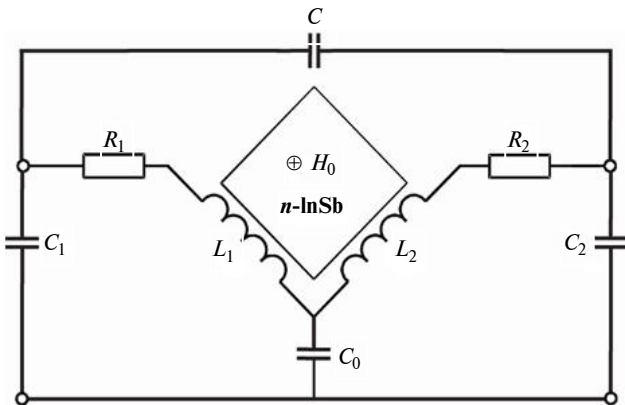


Рис. 5. Широкозмугвий вентиль

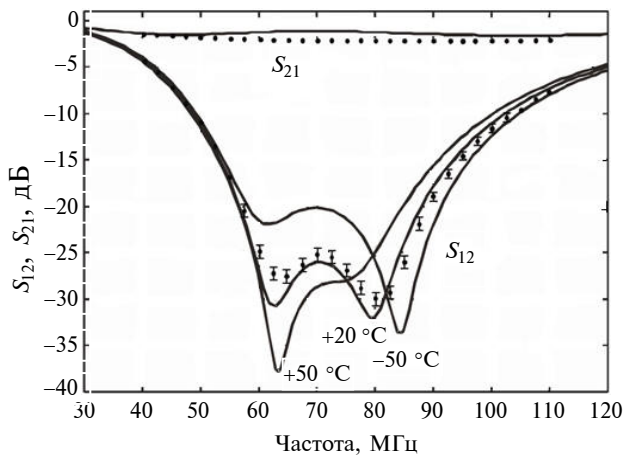


Рис. 6. Характеристики широкозмугового вентилля

та типові теоретичні й експериментальні частотні характеристики геліконових вентилів.

Варто зауважити, що генератор з вентилем на виході є ідеальним джерелом потужності, в якому потужність падаючої хвилі не залежить від опору навантаження. Ця властивість вентилів використовується у вимірювальних стендах для захисту транзисторних підсилювачів потужності від змін опору навантаження, для зменшення інтермодуляційних спотворень та в інших випадках, які потребують розв'язки сигналів [19, 20].

Циркулятор

Ідеальний циркулятор – це узгоджений по всіх входах багатополісник з коефіцієнтами передачі між входами, які в напрямку циркуляції рівними одиниці, а в протилежному – нулю.

Матриця розсіювання ідеального узгодженого циркулятора з чотирма входами (X-циркулятора) має такий вигляд:

$$\|S\| = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix},$$

а з трьома входами (Y-циркулятора) –

$$\|S\| = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Y-циркулятор, що має узгоджене навантаження на третьому вході, по перших двох виявляє властивості вентилля.

У мікрохвильовому діапазоні X-циркулятор реалізований на ефекті Фарадея в круглому хвилеводі, а Y-циркулятор – на феритовому резонаторі в прямокутному та полосковому хвилеводах.

Результати експериментального дослідження X-циркулятора метрового діапазону хвиль на геліконовому резонаторі наведені в [6], а Y-циркулятора декаметрового діапазону хвиль – у [21].

Конструкцію Y-циркулятора подано на рис. 7. На геліконовий резонатор шестикутної форми з відстанню між гранями a , довжиною грані b та товщиною $2d < 0,1a$ намотані три котушки індуктивності з однаковою кількістю витків.

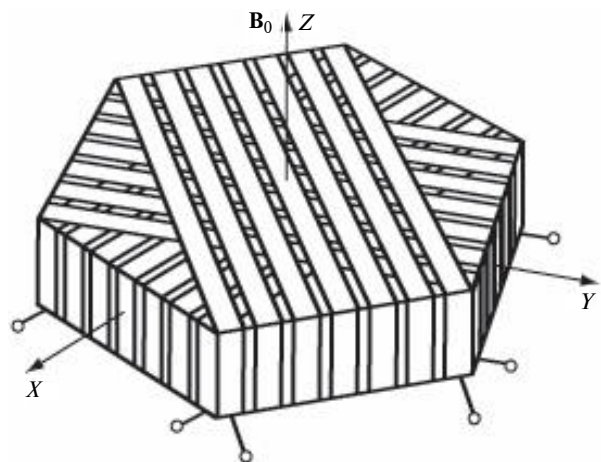


Рис. 7. Циркулятор

Для трьох котушок індуктивності, розташованих під кутом 120° одна до одної (див. рис. 7), $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = 2\pi/3$, $\varphi_3 = 4\pi/3$ та матриця магнітного зв'язку (2) із врахуванням (1) матиме вигляд

$$\|M\| = \begin{vmatrix} \mu_L & -\frac{1}{2}\mu_L - j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T & -\frac{1}{2}\mu_L + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \\ -\frac{1}{2}\mu_L + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T & \mu_L & -\frac{1}{2}\mu_L - j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \\ -\frac{1}{2}\mu_L - j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T & -\frac{1}{2}\mu_L + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T & \mu_L \end{vmatrix}. \quad (12)$$

Ця матриця має комплексно-сполучені недиагональні компоненти, які обумовлюють невзаємний зв'язок між котушками індуктивності. Складемо матрицю індуктивностей трьох котушок, розташованих під кутом 120° одна до одної та зв'язаних через геліконовий резонатор. Застосувавши формули (3), (4), (12), та приймаючи, що всі три котушки однакові та мають по n витків індуктивністю в L_0 кожний, отримуємо

$$\|L\| = L_0 n^2 \times \begin{vmatrix} \mu_L & -\begin{pmatrix} \frac{1}{2}\mu_L + \\ + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} -\frac{1}{2}\mu_L + \\ + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} -\frac{1}{2}\mu_L + \\ + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \end{pmatrix} & \mu_L & -\begin{pmatrix} \frac{1}{2}\mu_L + \\ + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \frac{1}{2}\mu_L + \\ + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} -\frac{1}{2}\mu_L + \\ + j\frac{\sqrt{3}}{2}\mu_T \end{pmatrix} & \mu_L \end{vmatrix}. \quad (13)$$

Знаходимо ненормовану матрицю Z -параметрів циркулятора

$$\|Z\| = j\omega \|L\| + \|R\| = j\omega \|n\| \|M\| \|L_0\| \|n\| + \|R\|,$$

де $\|R\|$ – діагональна матриця омичних опорів котушок індуктивності.

Для врахування додаткових і паразитних ємностей [11] складемо матрицю

$$\|Y_C\| = \begin{vmatrix} j\omega C & -j\omega C_0 & -j\omega C_0 \\ -j\omega C_0 & j\omega C & -j\omega C_0 \\ -j\omega C_0 & -j\omega C_0 & j\omega C \end{vmatrix}, \quad (14)$$

де діагональні компоненти є провідностями додаткових ємностей, паралельних входам циркулятора, а недиагональні – провідності додаткових і паразитних ємностей між входами циркулятора. Номінали додаткових ємностей вибрані рівними з міркувань поворотної симетрії приладу.

Через обернену матрицю $\|Z\|^{-1}$ та матрицю $\|Y_C\|$, знаходимо ненормовану матрицю Y -параметрів:

$$\|Y\| = \|Z\|^{-1} + \|Y_C\|. \quad (15)$$

Отримана матриця Y -параметрів може бути використана для внесення циркулятора до матриці провідностей вузлової моделі за правилами, описаними для невзаємного трансформатора.

Після нормування (15) на хвилеві опори підведених ліній передачі переходимо до хвильової матриці циркулятора:

$$\|S\| = (\|1\| - \|\sqrt{Z_0}\| \|Y\| \|\sqrt{Z_0}\|) \times (\|1\| + \|\sqrt{Z_0}\| \|Y\| \|\sqrt{Z_0}\|)^{-1}, \quad (16)$$

де $\|1\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$ – одинична матриця.

За наведеним алгоритмом складено програму для розрахунку схемних параметрів невзаємного пасивного трибрамника, включеного до ліній передачі з хвилевим опором $Z_0 = 50$ Ом.

На рис. 8 наведено результати розрахунку за формулою (16) частотних характеристик компонентів матриці розсіювання S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} циркулятора на основі геліконового резонатора з відстанню між гранями $a = 10$ мм, довжиною грані $b = 5,8$ мм та товщиною $2d = 1$ мм. Котушки з n витків намотувались мідною шиною товщиною 0,05 мм та шириною 0,5 мм. Розміри котушок $10 \times 5 \times 1$ мм³. Резонатор виконаний з антимоніду індію, легованого телуром, з концентрацією донорної домішки $n_e = 2,1 \cdot 10^{23}$ м⁻³. Рухомість електронів при 20 °С становить $\mu_n = 4$ В/м·с. Зовнішнє стале магнітне поле індукцією $B_0 = 0,9$ Тл прикладене перпендикулярно площині пластини резонатора. Додаткові ємності паралельно до входів – $C = 400$ пФ. Оскільки конструкція циркулятора виявляє осьову поворотну симетрію, то $S_{22} = S_{33} = S_{11}$, $S_{23} = S_{31} = S_{12}$, $S_{13} = S_{32} = S_{21}$.

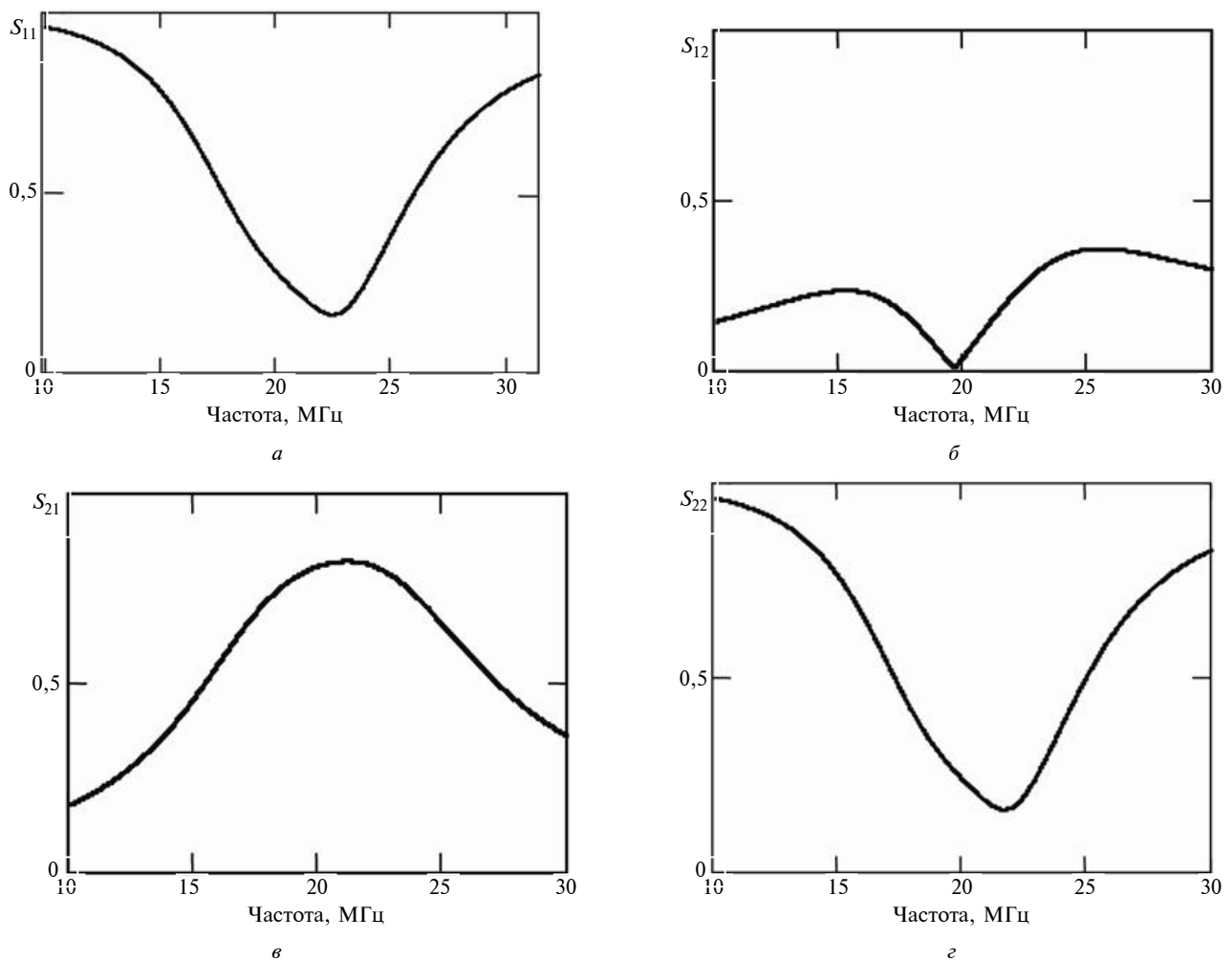


Рис. 8. Частотні характеристики компонентів матриці розсіювання S_{11} (а), S_{12} (б), S_{21} (в), S_{22} (г) циркулятора

Як видно з рис. 8, на частоті близько 20 МГц коефіцієнт передачі циркулятора в прямому напрямку $S_{21}=0,8$, а в зворотному – S_{12} близький до нуля (менше – 30 дБ).

Гіратор

Вперше гіратор як схемний елемент був введений у 1948 р. Бернардом Телегеном у фундаментальній праці з класичних елементів кіл [22]. За його визначенням, гіратор – це базовий елемент електричного кола, який має такі властивості:

- перетворення джерела струму в джерело напруги, і навпаки;
- невзаємного обертання фази сигналу на 180° ;
- якщо до входу гіратора підключити індуктивність, то вихід виявлятиме властивості

емності, і навпаки (конверсія реактивного опору).

Матриця розсіювання ідеального гіратора має такий вигляд:

$$\|S\| = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

У мікрохвильовому діапазоні гіратор як невзаємний фазообертач на 180° , реалізований на ефекті Фарадея в намагніченому фериті, що має форму стрижня, розташованого в круглому хвилеводі, на феритовій пластині або сферичному феритовому резонаторі [23], розташованому в прямокутному хвилеводі в ділянці з круговою поляризацією магнітної складової електромагнітного поля. Ці пристрої є пасивними невзаємними пристроями. В колах із зосередженими параметрами гіратор реалізують на активних компонентах – транзисто-

рах, операційних підсилювачах або тунельних діодах [24].

Гіратор як невзаємний пасивний пристрій може бути реалізований у метровому та декаметровому діапазонах хвиль на основі раніше розглянутого невзаємного трансформатора [25]. Дійсно, якщо узгоджувальні пристрої на входах трансформатора забезпечують фазовий зсув на $\pm\pi/2$, то узгоджений по всіх входах невзаємний трансформатор виявляє властивості гіратора.

На ефекті Хола можлива реалізація гіратора на екстремально низьких частотах аж до постійного струму [26, 27].

Висновки

Використання невзаємних ефектів поширення геліконових хвиль у замагніченій плазмі напівпровідника дає можливість створювати в метровому та декаметровому діапазонах невзаємні пасивні пристрої, розміри яких набагато менші за довжину електромагнітної хвилі. Такі пристрої потребують аналізу методами теорії електричних кіл із зосередженими параметрами і становлять виключення з теореми взаємності.

У статті проаналізовано методи розрахунку схемних параметрів невзаємного трансформатора – базового елемента геліконових невзаємних пристроїв і трьох основних окремих реалізацій геліконових невзаємних пасивних пристроїв метрового та декаметрового діапазонів: вентиля, циркулятора і гіратора. Запропоновано метод внесення невзаємних пасивних багатополосників до матриці провідностей вузлової моделі для аналізу кіл, що містять невзаємні пасивні пристрої із зосередженими параметрами відповідними методами теорії лінійних електричних кіл.

Запропонований метод застосований для розроблення алгоритмів і програмного забезпечення для розрахунку характеристик електричних кіл, що містять невзаємні пасивні багатополосники, і може бути інтегрований до систем автоматичного проектування електронної апаратури.

Подальшим напрямком досліджень є удосконалення моделей геліконових невзаємних пасивних пристроїв метрового та декаметрового діапазонів хвиль та розроблення нових невзаємних пасивних пристроїв для потреб сучасної радіотехніки.

1. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. – М.: Высш. шк., 1996. – 638 с.
2. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. – М. – Л.: Энергия, 1967. – 376 с.
3. *Лакс Б., Баттон К.* Сверхвысокочастотные ферриты и ферромагнетики. – М.: Мир, 1965. – 612 с.
4. *J. Gremillet*, "Propagation des ondes metriques dans les semiconducteurs en presence d'une induction magnetique continue, effect "helicon", Ann. Radioelectr, vol. 19, no. 77, pp. 122, 1964.
5. *Ортюзи Ж.* Теория электронных цепей. – М.: Мир, 1971. – Т. 1. – 498 с., Т. 2. – 548 с.
6. *Бокринская А.А., Вунтесмери В.С., Красилич Г.П.* Радиотехнические устройства на основе геликоновых волн. – К.: Вища шк., 1984. – 88 с.
7. *Вунтесмери Ю.В.* Индуктивные характеристики невзаимных трансформаторов на основе гиротропных сред // Электроника и связь. – 2000. – 2, № 8. – С. 223–225.
8. *Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А.* Расчет индуктивностей. Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1986. – 488 с.
9. *Сигорский В.П., Петренко А.И.* Алгоритмы анализа электронных схем. – М.: Сов. радио, 1976. – 608 с.
10. *Вунтесмери Ю.В.* Невзаимный трансформатор с неортогональными катушками связи // Электроника и связь. Тем. вып.: Пробл. электроники. – 2008. – Ч. 1. – С. 48–52.
11. *Вунтесмери Ю.В.* Учет паразитных элементов в модели геликонового резонатора с индуктивными элементами связи // Электроника и связь. – 2002. – 2. – С. 82–83.
12. *Красилич Г.П.* Полупроводниковый вентиль метрового диапазона волн // Изв. вузов. Радиоэлектрон. – 1976. – 19, № 3. – С. 122–123.
13. *Толутис Р.Б.* О свойствах полупроводниковых ВЧ-вентилей на эффекте размерного резонанса электромагнитных магнитоплазменных волн // Радиотехн. и электрон. – 1978. – 23, № 3. – С. 608–613.
14. *Вунтесмери В.С., Вунтесмери Ю.В.* Термостабильный геликоновый вентиль // Тр. 14-й Междунар. Крым. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникац. технол." (КрыМиКо'2004), 2004. – С. 479–480.
15. *V.S. Vountesmerly et al.*, "Temperature characteristics of broadband helicon isolators", Proc. of the XVI Intern. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poland, Krakov, May 22–26, 2006, vol. 2, pp. 648–650.
16. *V.S. Vountesmerly et al.*, "Temperature Characteristics of Broadband Helicon Isolators for Meter and Decimeter Waves", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol. 55, is. 10, pp. 2097–2102, Oct. 2007.

17. *V.S. Vountesmery et al.*, "Small-sized Helicon Isolators for Meter Wave Range", Proc. of the XVI Intern. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poland, Wroclaw, May 19–23, 2008, vol. 1, pp. 131–134.
18. *Вунтесмери Ю.В.* Каскадное соединение геликоновых вентилях // Тр. 20-й Междунар. Крым. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникац. технол." (КрыМи-Ко'2010), 2010. – С. 677–678.
19. *Вунтесмери В.С., Заважнон Ю.В., Красилич Г.П. та ін.* Полупроводниковые вентиля для радиопередатчиков КВ и УКВ диапазонов // Теор. и техн. радиосвязи. – 1993. – Вып. 1. – С. 132–139.
20. *L. Laurinavichius et al.*, "Semiconductor alloy resonator-type HF isolators", Electronics Letters, vol. 18, is. 6, pp. 243–244, 18 March 1982.
21. *A.J. Dinardo et al.*, "Passive Nonreciprocal HF Helicon Devices", IEEE Trans. on EMC, vol. EMC-10, no. 2, pp. 270–272, 1980.
22. *B.D.H. Tellegen*, "The gyrator, a new electric network element", Philips Research Reports, vol. 3, pp. 81–101, 1948.
23. *Вунтесмери В.С.* Реализация гиратора на ферритовом резонаторе в режиме ферромагнитного резонанса // Электроника и связь. – 2004. – № 22. – С. 70–72.
24. *Хюлсман Л.П.* Теория и расчет активных RC-цепей // М.: Связь, 1973. – 240 с.
25. *Вунтесмери В.С.* Реализация гиратора невзаимным трансформатором в метровом и декаметровом диапазонах длин волн // Радиоэлектрон. – 1999. – 42, № 5. – С. 63–69.
26. *W.J. Grubbs*, "Hall Effect Devices", The Bell System Technical Journal, pp. 853–876, May 1959.
27. *S. Grutzmann*, "Hall-effect gyrators, isolators, and circulators with high efficiency", Proc. of the IEEE, vol. 51, is. 11, pp. 1584–1588, Nov. 1963.

Рекомендована Радою
факультету електроніки
НТУУ "КПІ"

Надійшла до редакції
15 квітня 2013 року