

Міщенко М. В.¹, Фарафонов О. Ю.², Сіциліцин Ю. О.³, Крищук В. М.⁴, Романенко С. М.⁵

¹Асистент, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: marina.mischenko@gmail.com

²Канд. тех. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

³Ст. викладач, Мелітопольський інститут екології та соціальних технологій, Україна

⁴Канд. тех. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна

⁵Канд. фіз.-мат. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

МОДЕЛЮВАННЯ БАГАТОПРОВІДНИХ ЗВ'ЯЗАНИХ МІКРОСМУЖКОВИХ ЛІНІЙ У КВАЗІДИНАМІЧНОМУ НАБЛИЖЕННІ З УРАХУВАННЯМ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ ТОПОЛОГІЇ

У роботі розглядається методика розрахунку схем багатопровідних зв'язаних мікросмужкових ліній (МСЛ), яка основана на використанні квазідинамічного підходу при моделюванні регулярних ділянок одиночних і зв'язаних ліній та квазістатичного наближення при врахуванні неоднорідностей топології. Така методика забезпечує сумірну з результатами електродинамічного моделювання в системах HFSS та MWO точність розрахунків, а також забезпечує необхідну гнучкість при врахуванні ємнісних неоднорідностей схеми та допускових обмежень на геометричні параметри топології. Перевагою методики є також можливість розрахунку некоординатної топології схеми, моделювання якої в системах HFSS та MWO викликає деякі складності. Порівняння результатів моделювання спрямованого відгалужувача (СВ) на двох зв'язаних МСЛ з представленою методикою та в системі HFSS показало відхилення в межах 5 %.

Ключові слова: спрямований відгалужувач, мікросмужкова лінія, неоднорідність, топологія, квазідинамічне наближення.

ВСТУП

Використання мікросмужкової технології при виготовленні електронної апаратури забезпечує покращення її функціональних характеристик при значному зменшенні габаритів та ваги, що для сучасного стану розвитку електроніки є одним із пріоритетних завдань. Значна кількість пристроїв НВЧ, які реалізовані на багатозв'язаних мікросмужкових лініях передачі, може включати в себе різні топологічні неоднорідності. При аналізі таких структур найбільшу точність забезпечують електродинамічні методи, але вони вимагають значних часових затрат. В той же час, існуючі квазістатичні та квазідинамічні методи також забезпечують високу точність для більшості випадків, потребуючи при цьому значно меншого часу обчислень [1]. Такі системи як HFSS, MWO дають можливість проводити електромагнітний аналіз НВЧ пристроїв та оптимізацію топологій для отримання необхідних вихідних характеристик, однак в цих системах немає можливості дослідити вплив неоднорідностей топології на вихідні характеристики та визначити гарантовані допускові відхилення на геометричні параметри МСЛ, а існуючі аналітичні формули аналізу неоднорідностей топології [2] не забезпечують необхідної точності. Тому представляється актуальною розробка методики розрахунку схем на багатопровідних зв'язаних МСЛ з використанням квазідинамічного підходу при моделюванні регулярних ділянок одиночних і зв'язаних ліній та квазістатичного наближення при врахуванні ємнісних неоднорідностей та допускових обмежень на геометричні параметри топології.

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ

В даній роботі запропонована методика розглядається на прикладі простого СВ на двох зв'язаних мікросмужкових лініях, рис. 1, а. За методом декомпозиції даний СВ можна поділити на два типи базових елементів (БЕ) [3]: БЕ1, що складається зі зв'язаних ліній, БЕ2, що складаються з одиночних МСЛ, в яких враховані топологічні неоднорідності. Схема з'єднання цих БЕ представлена на рис. 1, б.

Базовим елементам БЕ1 та БЕ2 відповідають матриці розсіювання $S1$ та $S2$, відповідно, які розраховуються у квазідинамічному наближенні. При цьому неоднорідності топології враховуються в матриці $S2$ шляхом внесення додаткових ємностей, які обчислюються у квазістатичному наближенні. Подальше об'єднання матриць $S1$ та $S2$ формує матрицю розсіювання S результуючого багатополосника.

Матриця розсіювання $S1$, яка відповідає відріzkу зв'язаних ліній у квазідинамічному наближенні, обчислюється за співвідношенням [1]:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11} + S_{12} \cdot D^{-1} \cdot T(l) \cdot S_{22} \cdot T(l) \cdot S_{21}; \\ S_{12} &= S_{12} \cdot D^{-1} \cdot T(l) \cdot S_{21}; \\ S_{22} &= S_{11}; \quad S_{21} = S_{12}, \end{aligned} \quad (1)$$

де $D = E - T(l) \cdot S_{22} \cdot T(l) \cdot S_{22}$; $T(l) = V \cdot \Theta(l) \cdot V^{-1}$; $\Theta(l) = \text{diag}(e^{-jkl})$; V – власний вектор матриці $C0^{-1} \cdot C$; $C, C0$ – матриці взаємних та власних погонних ємностей

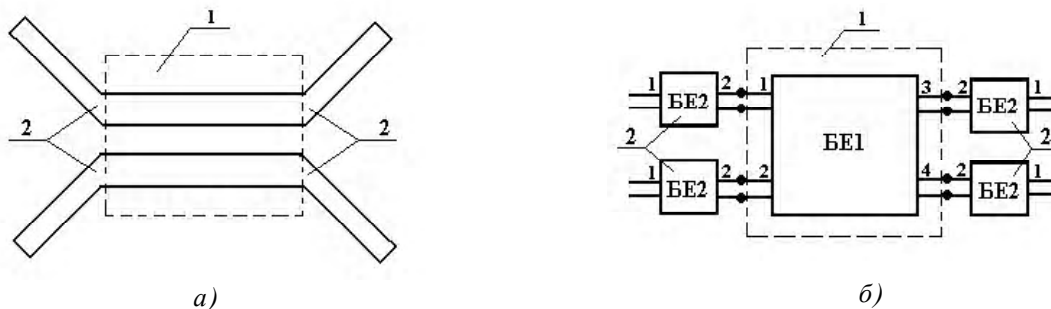


Рис. 1. Модель СВ на зв'язаних лініях:

а) топологія СВ; б) з'єднання БЕ; 1 – область зв'язаних ліній; 2 – області одиночних МСЛ, що включають неоднорідності топології

з урахуванням та без урахування діелектричного заповнення лінії, відповідно; k – постійна розповсюдження; l – довжина зв'язаних МСЛ.

Ефективна діелектрична проникність у квазідинамічному наближенні $\epsilon_{\text{еф}}(\omega)$, яка використовується в (1), описується виразами [4]:

– якщо алгебраїчна сума струмів ліній не дорівнює

нулю ($I_{\Sigma} = \sum_{k=1}^n I_{k_i} \neq 0$), то

$$\epsilon_{\text{еф}i}(\omega) = \frac{2 \epsilon_{\text{еф}i}(0) \left(1 + (k_0 h)^2 \frac{I_{\Sigma}}{2 V_{0i}} \epsilon_r \right)}{1 + (k_0 h)^2 \frac{I_{\Sigma} \epsilon_{\text{еф}i}(0) (1 + \epsilon_r)}{2 V_{0i} \epsilon_r} + D}, \quad (2)$$

де

$$D = \sqrt{1 + 4(k_0 h)^4 \left(\frac{1 - \epsilon_r}{\epsilon_r} \right)^2 \left(\frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{V_0} \right)^2 + 4 \frac{(k_0 h)^2}{\epsilon_r} \left(1 + \epsilon_r - 2 \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{\epsilon_r} \right) \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{V_0}},$$

якщо алгебраїчна сума струму лінії дорівнює нулю

($I_{\Sigma} = \sum_{k=1}^n I_{k_i} = 0$), то

$$\epsilon_{\text{еф}i}(\omega) = \frac{2 \epsilon_{\text{еф}i}(0) \left[1 + (k_0 h)^4 \epsilon_r^2 T_i / V_{0i} \right]}{1 - \epsilon_{\text{еф}i}(0) / \epsilon_r^2 + 2 (k_0 h)^4 \epsilon_{\text{еф}i}(0) \epsilon_r T_i / V_{0i} + D}, \quad (3)$$

де

$$D = \sqrt{\left(\frac{1 + \epsilon_r}{\epsilon_r^2} \right)^2 + 4 (k_0 h)^4 (1 + \epsilon_r) \left(1 - \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{\epsilon_r} \right) \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0) \eta}{V_0}},$$

ϵ_r – діелектрична проникність матеріалу підложки товщиною h ; $\epsilon_{\text{еф}}(0)$ – квазістатична оцінка ефективної діелектричної проникності на нульовій частоті; k_0 – хвильове число вільного простору; T, V_0, η – функції, які зв'язують геометричні параметри МСЛ [4].

Матриця з'єднання одиночних ліній або навантажень із n -провідною зв'язаною лінією обчислюється за співвідношенням [1]:

$$S = \begin{bmatrix} (E + R \cdot Y)^{-1} \cdot (E - R \cdot Y) & (E + R \cdot Y)^{-1} \cdot 2 \cdot R \cdot Y \\ 2(E + R \cdot Y)^{-1} & (E + R \cdot Y)^{-1} \cdot (E - R \cdot Y) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

де E – одинична матриця; R – матриця хвильових опорів одиночних ліній (на рис. 1, а зображено як область 2); $Y = c \cdot C_0 \cdot V \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{еф}}(\omega)} \cdot V^{-1}$ – матриця хвильових провідностей зв'язаних ліній; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\epsilon_{\text{еф}}(\omega)$ – діагональна матриця ефективних діелектричних проникностей, отриманих за співвідношеннями (2), (3).

Співвідношення для визначення хвильового опору одиночної МСЛ у квазідинамічному наближенні має вигляд [4]:

$$R = 60 \cdot \sqrt{\left[a_0 - (k_0 \cdot h)^2 \cdot (\epsilon_r - \epsilon_{\text{еф}}(\omega)) \right] \cdot \left[\frac{2 \cdot (a_0 + \sum_n \Gamma^n \cdot a_n)}{1 + \epsilon_r} - \frac{(k_0 \cdot h)^2 \cdot (\epsilon_r - \epsilon_{\text{еф}}(\omega))}{\epsilon_{\text{еф}}(\omega)^2} \right]}, \quad (5)$$

$$\text{де } \epsilon_{\text{еф}}(\omega) = \epsilon_{\text{еф}}(0) \cdot \frac{2 \left[1 - (k_0 h)^2 \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{a_0} \right]}{1 - (k_0 h)^2 \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0) \cdot (1 + \epsilon_r)}{\epsilon_r a_0} + D1}, \quad D1 = \sqrt{1 - 4(k_0 h)^2 \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{\epsilon_r a_0} \left(\frac{1 + \epsilon_r}{2} - \frac{\epsilon_{\text{еф}}(0)}{\epsilon_r} \right) + (k_0 h)^4 \left(\frac{\epsilon_{\text{еф}}(0) (1 - \epsilon_r)}{\epsilon_r a_0} \right)^2},$$

a_0 – функція, яка зв'язує геометричні параметри МСЛ [4].

Наявність неоднорідностей топології враховується шляхом внесення в схему додаткових ємностей, які обчислюються у квазістатичному наближенні. Для розрахунку цих ємностей використовується відоме інтегральне рівняння, яке пов'язує розподілення поверхневих зарядів із заданими значеннями потенціалу на смужках:

$$\varphi(r_p) = \int_{S_n} G(r_p, r_q) \cdot \sigma(r_q) ds_q = U, \quad (6)$$

де $\sigma(r_q)$ – розподілення щільності заряду на поверхні S_n провідників із заданим значенням потенціалу U ; $G(r_p, r_q)$ – функція Гріна крайової задачі.

Еквівалентна ємність неоднорідності розраховується за співвідношенням [5]:

$$C_i = \frac{1}{\varphi_i} \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{M_y} (\sigma_{nm} - \sigma_{0nm}) s_{nm}, \quad (7)$$

де φ_i – потенціал i -ої смужки; N_x – число ділянок, на які поділена смужка вздовж; M_y – число ділянок, на які поділена смужка впоперек; S_{nm} – площа nm -ої ділянки; σ_{nm} – поверхневий заряд у центрі nm -ої ділянки; σ_{0nm} – поверхневий заряд у центрі nm -ої ділянки, рівновіддаленого від кінців смужки.

Наведена методика реалізована в програмі, яка, на відміну від відомих аналітичних формул [2], дає можливість аналізувати топологію пристрою НВЧ в цілому. На рис. 2 зображено частину СВ, на прикладі якої можна описати основні аспекти роботи програми.

Насамперед, структура ділиться на прямокутні області (на рис. 2 помічено 1, 3), які в свою чергу діляться на прямокутні комірки (їх кількість N_x та M_y обираються оператором). Для того, щоб реалізувати елементи топології з кутом нахилу α , відносно основної системи координат, всі області задаються трьома точками (для області 1 вони помічені т. А, т. Б, т. В, рис. 2). Трикутна область 2 спочатку реалізується як прямокутник, а далі з використанням алгоритму виключення зайва частина «відсікається». В даному випадку в аналіз увійшли комірки, для яких

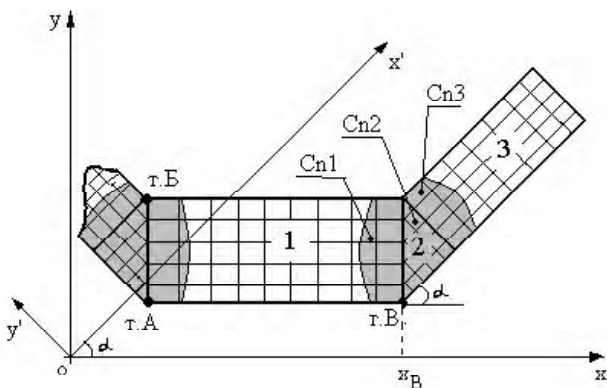


Рис. 2. Частина спрямованого відгалужувача з областю неоднорідності для визначення ємності неоднорідності

$x_{cp_i} \geq x_B$, де x_{cp_i} – значення середини i -ої комірки за віссю ОХ, x_B – координата т. В.

За співвідношенням (7) визначаються крайові ємності областей, які позначені сірим на рис. 2. Так, для області 1 це крайова ємність C_n1 , для області 3 – C_n3 . Оскільки геометричні розміри області 2 значно менші від λ , де λ – довжина робочої хвилі, то для неї рівняння (7) приймає вигляд:

$$C_n2 = \frac{1}{\varphi_i} \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{M_y} (\sigma_{nm}) s_{nm}. \quad (8)$$

Тоді ємність неоднорідності топології визначається як:

$$C_H = C_n1 + C_n2 + C_n3. \quad (9)$$

Тепер, маючи значення ємності неоднорідності топології, елементи матриці розсіювання $S2$ чотирьохполюсника БЕ2, рис. 1, б, можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} S_{211} &= (Z_{H1} - R)/(Z_{H1} + R); \\ S_{222} &= S_{211}; \\ S_{212}^2 &= 1 - S_{211}^2; \quad S_{221} = S_{212}, \end{aligned} \quad (10)$$

де $Z_{H1} = (R \cdot X_c)/(R + X_c)$; $X_c = 1/j\omega C_H$; C_H – ємність ділянки неоднорідності, визначається за співвідношенням (9).

РЕЗУЛЬТАТИ ОБЧИСЛЕНЬ

Для перевірки описаної методики було розраховано перехідне ослаблення СВ на двох зв'язаних МСЛ (рис. 1, а) з довжиною області зв'язку $l = 7,7$ мм, виконаних на підшарку з діелектричною проникністю $\epsilon_r = 9,8$, товщиною $h = 0,635$ мм, шириною зв'язаних смужок $w = 0,44$ мм, зазором між смужками $s = 0,19$ мм, для кутів нахилу одиночних ліній $\alpha = 45^\circ$ та 50° . Результати обчислень наведені на рис. 3.

Аналіз отриманих результатів показує, що відхилення квазістатичного розрахунку від результатів, отриманих при моделюванні СВ із ідентичними параметрами в системі HFSS, в смузі частот від 2 ГГц до 6 ГГц не перевищують 9% та 11%, а на частоті $f = 7,5$ ГГц – 30,33% та 9,24% для структур з кутом нахилу ліній живлення 45° та 50° , відповідно. А при квазідинамічному розрахунку з урахуванням неоднорідностей топології ці відхилення в смузі частот від 2 ГГц до 6 ГГц не перевищують 5% та 5,5%, відповідно, та на частоті $f = 7,5$ ГГц – 0,98% та 5%, відповідно. Квазідинамічний розрахунок без урахування ємності неоднорідності також показав хороші результати, але на 0,2% гірші, ніж при врахуванні ємності неоднорідності, що особливо помітно на частоті $f = 7,5$ ГГц, де різниця склала 11,8%.

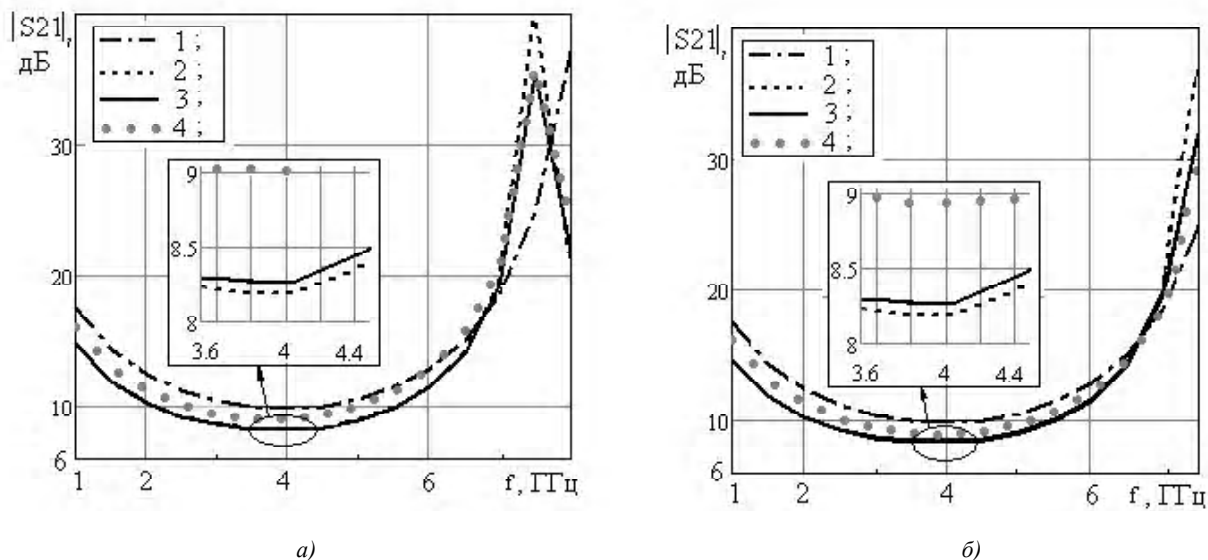


Рис. 3. Перехідне ослаблення спрямованого відгалужувача:

а) одиночні лінії, відхилені на кут 45° ; б) одиночні лінії, відхилені на кут 50° ;

1 – результати квазістатичних розрахунків; 2 – результати квазидинамічних розрахунків без урахування ємностей неоднорідностей; 3 – результати квазидинамічних розрахунків із урахуванням ємностей неоднорідностей;

4 – моделювання в системі HFSS

ВИСНОВКИ

В роботі представлена методика розрахунку схем багатопровідних зв'язаних МСЛ, яка заснована на використанні квазидинамічного підходу при моделюванні регулярних ділянок одиночних і зв'язаних ліній та квазістатичного наближення при врахуванні неоднорідностей топології. За цією методикою можливо виявляти вплив топологічних неоднорідностей на вихідні характеристики НВЧ-пристроїв на зв'язаних МСЛ з різною геометрією, оскільки запропонована методика аналізу неоднорідностей МСЛ дає змогу моделювати координатні й некоординатні топології схем НВЧ-пристроїв. Зокрема, в роботі проаналізовані спрямовані відгалужувачі з ідентичними геометричними параметрами, лінії живлення яких були нахилені відносно зв'язаних ліній на кут 45° та 50° , відповідно. Порівняння розрахованих значень їх перехідних ослаблень із результатами електромагнітного аналізу в системі HFSS показали відхилення в межах 5% в робочій смузі частот.

Простота реалізації наведених методик в автоматизованих системах сприяє їх використанню при обчисленні допускових обмежень на геометричні параметри мікросмужкових ліній передач. Подальший напрямок роботи

полягає у використанні запропонованої методики для визначення допускових обмежень із урахуванням неоднорідностей топології.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Карпуков, Л. М. Квазидинамическое моделирование многопроводных связанных микрополосковых линий / Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, В. О. Рыбин // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2006. – № 2. – С. 28–32.
2. Gupta, K. C. Microstrip lines and slotlines / K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia. – London: Artech House, 1996. – 535 p.
3. Силаев, М. А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М. А. Силаев, С. Ф. Брянцев. – М.: Советское радио, 1970. – 320 с.
4. Карпуков, Л. М. Аналітичний розрахунок дисперсії у багатопровідних мікросмужкових лініях на основі квазидинамічного наближення / Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко, Р. Д. Пулов // Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2002. – № 440. – С. 212–218.
5. Silvester, P. Equivalent Capacitances of Microstrip Open Circuits / P. Silvester, P. Benedek // IEEE Trans. MTT. – 1972. – № 8. – P. 390–395.

Стаття надійшла до редакції 16.01.2013.
Після доробки 23.01.2013.

Мищенко М. В.¹, Фарафонов А. Ю.², Сицилицин Ю. А.³, Кришук В. Н.⁴, Романенко С. Н.⁵

¹Ассистент, Запорозький національний технічний університет, Україна

²Канд. тех. наук, доцент, Запорозький національний технічний університет, Україна

³Ст. преподаватель, Мелитопольский институт экологии и социальных технологий, Украина

⁴Канд. тех. наук, профессор, Запорозький національний технічний університет, Україна

⁵Канд. физ.-мат. наук, доцент, Запорозький національний технічний університет, Україна

МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОПРОВОДНЫХ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ В КВАЗИДИНАМИЧЕСКОМ ПРИБЛИЖЕНИИ С УЧЕТОМ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ТОПОЛОГИИ

В работе рассмотрена методика расчета схем на многопроводных связанных МПЛ, основанная на использовании квазидинамического подхода при моделировании регулярных участков одиночных и связанных линий и квазистатического приближения при учете неоднородностей топологии. Такая методика обеспечивает соизмеримую с результатами электродинамического моделирования в системах HFSS и MWO точность расчетов, а также обеспечивает необходимую гибкость при учете емкостных неоднородностей схемы и допусковых ограничений на геометрические параметры топологии. Преимуществом методики является также возможность расчета некоординатной топологии схемы, моделирование которой в системах HFSS и MWO вызывает некоторые сложности. Сравнение результатов моделирования направленного ответвителя на двух связанных МПЛ по представленной методике и в системе HFSS показало отклонение в пределах 5 %.

Ключевые слова: направленный ответвитель, микрополосковая линия, неоднородность, топология, квазидинамическое приближение.

Mishchenko M.¹, Farafonov O.², Sitsilitsin Y.³, Krishchuk V.⁴, Romanenko S.⁵

¹Assistant of professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

²Philosophy Doctor, associate, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

³Assistant of professor, Melitopol Institute of Ecology and Social Technologies, Ukraine

⁴Ph.D., professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

⁵Philosophy Doctor, associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

COUPLED MICROSTRIP LINES MODELLING IN QUASI-DYNAMIC APPROXIMATION WITH THE TOPOLOGY DISCONTINUITIES

The calculation technique of coupled multiconductor microstrip line circuit based on the use of quasi-dynamic approach for the modelling of regular regions of single and coupled lines and quasi-static approximation for the analysis of topology discontinuities effects is presented in this paper. This technique provides results comparable to electrodynamic modelling accuracy in HFSS, MWO, and provides the flexibility to account for capacitive discontinuities and tolerable limits of geometric parameters of the topology. The advantage of the technique considered is the ability to calculate non-coordinate topologies. Modelling of these topologies in HFSS and MWO causes some difficulty.

The computations of the directional coupler transition attenuation for two coupled microstrip lines in quasi-static and quasi-dynamic approximations without taking into account discontinuity topology effects and quasi-dynamic approximation with taking into account discontinuities topology effects are accomplished. The formulas for determination the dispersion of the effective dielectric permittivity in quasi-dynamic approximation and formulas for determination of the scattering matrix of multiconductor coupled lines with the transition to single lines or loads are presented. The directional coupler under consideration was modelled in HFSS and the results were compared with presented calculations. Deviations between results do not exceed 5 %.

Keywords: directional coupler, microstrip line, discontinuity, topology, quasidynamic approximation.

REFERENCES

1. Karpukov L. M., Pulov R. D., Ry'bin V. O. Kvazidinamicheskoe modelirovanie mnogoprovodny'x svyazanny'x mikropoloskovy'x linij, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2006, No. 2, pp. 28–32.
2. Silaev M. A., Bryanczev S. F. Prilozhenie matricz i grafov k analizu SVCH ustrojstv. Moscow, Sovetskoe radio, 1970, 320 p.
3. Karpukov L. M., Romanenko S. N., Pulov R. D. Analitichnyi rozrakhunok dyspersii u bahatoprovodnykh mikrosmuzhkovykh liniiah na osnovi rvazidynamichnoho nablyzhennia. *Radioelektronika ta telekomunikatsii*, 2002, No. 440, pp. 212–218.