

Й.А. Захарія, О.В. Кобилянська
 Національний університет “Львівська політехніка”,
 Державне територіальне об’єднання “Львівська залізниця”

УМОВА БЕЗВТРАТНОСТІ НАДВИСОКОЧАСТОТНОГО БАГАТОПОЛЮСНИКА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗУ ВУЗЛІВ З’ЄДНАНЬ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

© Захарія Й.А., Кобилянська О.В., 2009

Розглянуто проблему синтезу вузла з’єднання ліній передачі НВЧ на основі умов безвтратності багатополіусника і відомого вхідного імпедансу провідникового елемента зв’язку. Подані аналітичні вирази відкривають можливість оптимізації структури вузла з’єднання. Загальні висновки дійсні для широкого класу ліній передачі і типів елементів зв’язку.

The synthesis problem of VHF transmission line junction threeport with conducting exciting element on the multiport lossless-conditions and known input impedance basis is considered. Given analytical expressions open the possibility of junction structure optimization. General conclusions are for width class of transmission lines and exciting elements type valid.

Вступ

Проблема синтезу вузлів з’єднань надвисокочастотних (НВЧ) ліній передачі різних типів залишається актуальною і сьогодні. В опублікованих працях найчастіше розглядається електродинамічний аналіз конкретної структури вузла з’єднання [1, 2, 3]. Відомо, що структури вузлів з’єднань є некоординатними, що не дає можливості застосовувати точні методи електродинамічного аналізу. А прикладні методи такого аналізу забезпечують точність аналізу, залежну від застосованої моделі. Задача синтезу вузла з’єднання вимагає розв’язання декількох непростих електродинамічних задач, кількість яких раціональний алгоритм синтезу повинен обмежувати. Таку можливість відкривають умови безвтратності вузла зв’язку – як багатополіусника. Однак відомі публікації, присвячені аналізу вузлів з’єднань, використовують згадану умову лише при розв’язуванні електродинамічних задач у вигляді граничної умови. У цій роботі пропонується застосувати згадані умови в синтезі вузла зв’язку методом теорії НВЧ-мереж. Тоді методами електродинаміки необхідно розв’язувати фактично лише одну задачу. Водночас використання теорії НВЧ-мереж забезпечує вищу точність синтезу і надає можливість оптимізувати параметри вузла з’єднання.

Нижче в загальному вигляді розглянуто синтез вузла з’єднання лінії з ТЕМ-хвилею і хвилевода довільного типу за провідникового елемента зв’язку. Базовою умовою при цьому є вимога безвтратності вузла зв’язку, що технологічно майже завжди забезпечується.

1. Електродинамічна задача та її узагальнене розв’язання

На рис. 1, а схематично показано дві частини вузла з’єднання коаксіальної лінії і прямокутного хвилевода: тривихідний вузол зв’язку ліній передачі (S) та імпеданс налаштування вузла (Z_H).

Така структура вузла з'єднання з провідниковим елементом зв'язку дійсна для довільного типу лінії і хвилевода. Провідниковим елементом зв'язку найчастіше буває електричний вібратор, смужковий вібратор, вібратор з навантаженням або виток довільної форми. Тут обмежимося симетричним вузлом зв'язку, коли структура вузла зв'язку з обох виходів 1, 2 – ідентична. Вважатимемо, що у площині виходу 3 існує стик виходу лінії і хвилевода; площини виходів 1, 2 можуть бути вибрані довільно. Описувати НВЧ-вузли зручно за допомогою елементів їх матриці розсіювання: S_{ii} – коефіцієнтами відбиття та S_{ik} – коефіцієнтами передачі [4].

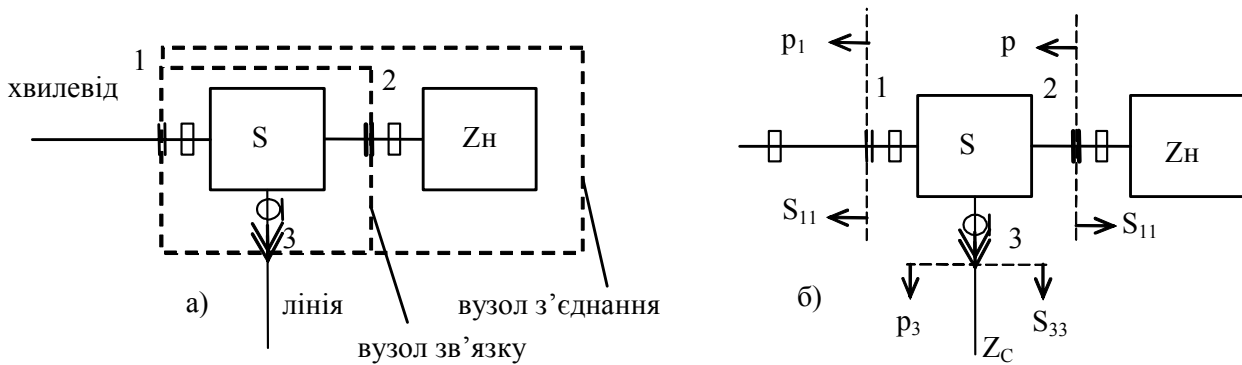


Рис. 1. Блок схема вузла з'єднання лінії і прямокутного хвилевода

Більшість праць, присвячених аналізу вузла зв'язку, розглядає електродинамічний розрахунок вхідного імпедансу (Z) вузла зв'язку в площині стику 3, якщо плечі 1, 2 навантажені узгодженими навантаженнями ($p=0$ на рис. 1, б). Такий розрахунок зводиться до аналізу розподілу струму у провідниковому елементі зв'язку: $I(x) = I_0 \cdot i(x)$, де I_0 – значення цього струму в площині стику 3; $i(x)$ – функція розподілу струму вздовж координати довжини провідника (x). При цьому використовується гранична умова на поверхні ідеально провідного елемента зв'язку і стінках ліній передачі: $E_t = 0$, тобто умова, що дотична до провідника електрична напруженість дорівнює нулю. На основі розв'язання задачі випромінювання знаходять напруженість поля $E_{xi} = \rho_0 \cdot I_0 \cdot e_{xi}(x)$, дотичну до поверхні провідника елемента зв'язку, випромінювану струмом $I(x)$ в елементі зв'язку, та дотичну напруженість $E_{xu} = U \cdot e_{xu}(x)$ – випромінювану апертурою лінії живлення в об'єм хвилевода ($\rho_0 = 120 \cdot \pi \text{ Ом}$). Отже, дістанемо рівняння:

$$E_t = E_{xi} + E_{xu} ; \quad \rho_0 \cdot I_0 \cdot e_{xi}(x) + U \cdot e_{xu}(x) = 0 . \quad (1)$$

Найчастіше відповідно до методу Гальоркіна формують скалярні добутки з функцією розподілу струму $i(x)$:

$$\rho_0 \cdot I_0 \langle e_{xi}(x), i(x) \rangle + U \langle e_{xu}(x), i(x) \rangle = 0 . \quad (2)$$

Звідси

$$\frac{Z}{\rho_0} = \frac{U}{I_0 \cdot \rho_0} = - \frac{\langle e_{xi}(x), i(x) \rangle}{\langle e_{xu}(x), i(x) \rangle} . \quad (3)$$

Конкретний вигляд наведених виразів залежить як від структури провідника елемента зв'язку, так і від його моделі, використаної в електродинамічному аналізі.

Скалярні добутки у виразі (3) враховують усі види хвиль, за допомогою яких описують структуру поля біля елемента зв'язку. Якщо вузол зв'язку описують матрицею розсіювання, то усі елементи матриці характеризують взаємозв'язки виключно для хвилі одного виду, найчастіше – основного. Це означає, що відбиття хвиль вищих порядків (загасаючих) від навантажень виходів 1 і 2 не враховуються.

2. S-параметри вузла зв'язку ліній передачі

Багатовихідні НВЧ-вузли описують матрицею розсіювання, елементами якої є коефіцієнти відбиття (S_{ii}) і коефіцієнти передачі (S_{ik}). У нашому випадку безвтратний вузол є тривихідним з симетричними виходами 1, 2 (рис. 1, б). Відсутність нелінійних, або керованих елементів, забезпечує взаємність вузла, коли $S_{12} = S_{21}$; $S_{13} = S_{31}$; $S_{23} = S_{32}$. Завдяки симетрії виходів 1, 2 однаковими стають елементи матриці: $S_{13} = S_{23}$; $S_{11} = S_{22}$. З урахуванням взаємності і симетрії структури вузла матриця розсіювання тривихідного вузла зв'язку є унітарною і набуває вигляду:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{11} & S_{13} \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4)$$

В об'ємі безвтратного вузла не витрачається робоча потужність. За такої умови існують відомі взаємозв'язки між елементами матриці розсіювання вузла [4]:

$$\text{а) } |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1; \quad \text{в) } S_{11} \cdot S_{12}^* + S_{12} \cdot S_{11}^* + |S_{13}|^2 = 0; \quad (5)$$

$$\text{б) } 2 \cdot |S_{13}|^2 + |S_{33}|^2 = 1; \quad \text{г) } S_{11} \cdot S_{13}^* + S_{12} \cdot S_{13}^* + S_{13} \cdot S_{33}^* = 0.$$

У наведених умовах безвтратності використано спряжені значення S-параметрів (S_{ii}^* , S_{ik}^*). На основі електродинамічного аналізу знаходять вхідний імпеданс Z , за допомогою якого визначають коефіцієнт S_{33} для цього хвильового опору лінії Z_C :

$$S_{33} = \frac{Z - Z_C}{Z + Z_C}. \quad (6)$$

Коефіцієнт передачі S_{13} також може бути знайдений на основі електродинамічного аналізу, однак простіше і точніше знаходити його на основі умови безвтратності вузла зв'язку. Зокрема $|S_{13}|$ знайдемо із взаємозв'язку (5, б):

$$|S_{13}| = \sqrt{\frac{1 - |S_{33}|^2}{2}}. \quad (7)$$

Аргумент коефіцієнта передачі S_{13} можна записати відповідно до його визначення, враховуючи аргумент вхідного імпедансу φ_Z :

$$\varphi_{13} = \pi + \arg(1 + S_{33}) - \varphi_Z. \quad (8)$$

Так записаний аргумент φ_{13} дано в площині $z=0$ (розташування осі провідникового елемента зв'язку). Отже, для φ_{13} немає потреби вдаватися до додаткових електродинамічних розрахунків. Підкреслимо, що цей аргумент може також враховувати довжину хвилевідних плечей вузла зв'язку. З рівняння (5в) отримаємо взаємозв'язок між аргументами φ_{11} і φ_{12} :

$$\cos(\varphi_{11} - \varphi_{12}) = -\frac{|S_{13}|^2}{2 \cdot |S_{11}| \cdot |S_{12}|}. \quad (9)$$

Аналогічно з рівнянь (5г) і (5а), знайдемо:

$$\cos(2 \cdot \varphi_{13} - \varphi_{33} - \varphi_{11}) = \frac{|S_{13}|^2 - 2 \cdot |S_{11}|^2}{2 \cdot |S_{11}| \cdot |S_{33}|}. \quad (10)$$

Останній вираз визначає обмеження значень модуля коефіцієнта $|S_{11}|$ з умови, що косинус аргумента знаходиться в межах ± 1 :

$$1/2(1 - |S_{33}|) < |S_{11}| < 1/2(1 + |S_{33}|). \quad (11)$$

Невідомими залишаються параметри $S_{12} = |S_{12}| \cdot e^{j\varphi_{12}}$ та $S_{11} = |S_{11}| \cdot e^{j\varphi_{11}}$, тобто чотири величини, для яких маємо лише три рівняння (5а), (5в), (5г). Як додаткову умову безвтратності використаємо закон збереження енергії, згідно з яким енергія поля хвилі, яка входить у замкнутий безвтратний об'єм, повністю відбивається. Безвтратний вузол зв'язку перетворимо у такий безвтратний об'єм, якщо, наприклад, виходи 2 і 3 навантажимо реактансами з коефіцієнтом відбиття $p = +1$. Тоді модуль коефіцієнта відбиття від виходу 1, $|p_1^+|$ за допомогою сигнального графа рис. 2, а запишемо виразом $p_1^+ = b_1/a_1$:

$$|p_1^+| = \left| \frac{S_{11}(1 - S_{11} - S_{33} - S_{13}^2 - S_{11}S_{33}) + S_{12}^2(1 - S_{33}) + S_{13}^2(1 - S_{11})}{1 - S_{11} - S_{33} - S_{13}^2 - S_{11}S_{33}} \right|. \quad (12)$$

Отже S-параметри безвтратного вузла зв'язку мають задовольняти умову $|p_1^+| = 1$. На жаль, громіздкість і трансцендентність виразу (12) змушує застосовувати відомі програми розв'язування трансцендентних рівнянь. Як згадано вище, для відомого вхідного імпедансу Z отримаємо параметри S_{33} і φ_{33} . Використовуючи лише умови безвтратності (5), для всякого прийнятого $|S_{11}|$ знайдемо усі інші параметри вузла зв'язку (φ_{11} , S_{12} , $|S_{13}|$). Дійсно, у безвтратному вузлі умови безвтратності задовольняються для різних елементів зв'язку. Тому необхідну додаткову умову безвтратності $|p_1^+| = 1$ (12) забезпечуємо автоматичним розв'язанням рівняння $|p_1^+| = 1$ стосовно $|S_{11}|$ за допомогою програми розв'язування трансцендентних рівнянь.

Очевидно, що значення параметрів безвтратного вузла формуються в такий спосіб, що умови безвтратності задовольняються на основі умов безвтратності відповідно до структури елемента зв'язку.

В процесі синтезу вузла зв'язку виникає необхідність знайти усі S-параметри вузла, якщо один параметр S_{33} ($|S_{33}|$, φ_{33}) отримано із розв'язання відповідної електродинамічної задачі або

експериментальним шляхом. Згадана електродинамічна задача дає змогу водночас без особливих проблем знайти коефіцієнт передачі S_{13} ($|S_{13}|, \varphi_{13}$). Але, як згадувалося вище, зручніше і точніше знаходити S_{13} на основі умов безвтратності.

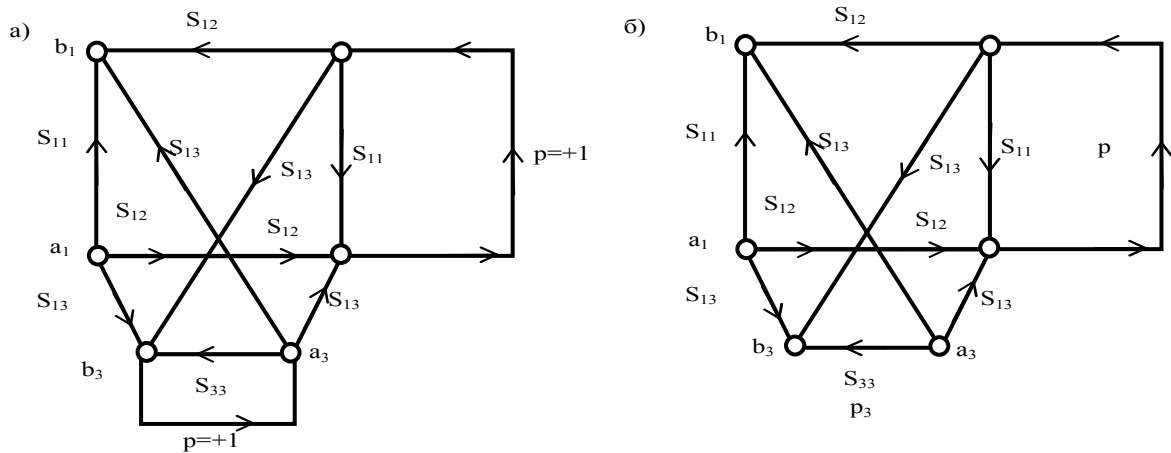


Рис. 2. Сигнальний граф тривихідного вузла зв'язку з навантаженими виходами 2 і 3 (а); сигнальний граф для структури рис. 1, б (б)

3. Проблеми синтезу вузла з'єднання ліній передачі НВЧ

Вузол з'єднання ліній передачі НВЧ виконує дві функції: перетворює вид хвилі поля в одній на вид поля хвилі в іншій лінії передачі і водночас забезпечує передачу енергії електромагнітних хвиль через вузол з'єднання без загасання в широкій смузі робочих частот. Хоча вузол з'єднання є безвтратним вузлом, втрати виникають внаслідок відбиттів від входу чи виходу вузла ($|p_3|=|p_1|>0$). Тому імпеданс навантаження виходу 2, Z_H вибирають так, щоб на середній робочій частоті f_0 коефіцієнт відбиття $|p_3|=|p_3|_m$ був мінімальним. Такий імпеданс (Z_H) найчастіше реалізують у вигляді вхідного реактансу відрізка закороченого хвилевода завдовжки L . Відповідний коефіцієнт відбиття p дорівнює:

$$p = -e^{-j \cdot 2 \cdot \beta_0 \cdot L}, \quad (13)$$

де $\beta_0 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0} = \frac{2 \cdot \pi}{v_0} \cdot f$ – фазовий коефіцієнт хвилі основного виду (λ_0 – довжина хвилі і v_0 – фазова швидкість у хвилеводі; f – робоча частота поля). Згідно із сигнальним графом рис. 2, б знаходимо коефіцієнт відбиття p_3 від виходу 3:

$$p_3 = S_{33} + \frac{S_{13}^2 \cdot p}{1 - S_{11} \cdot p}. \quad (14)$$

Смугу вузла з'єднання визначають на певному рівні коефіцієнта відбиття $|p_3|=|p_3|_c > |p_3|_m$. Лише на краях смуги робочих частот $|p_3|=|p_3|_c$. Визначаємо коефіцієнт відбиття $p=p_H$ на середній частоті f_0 з умови $p_3=0$, використовуючи взаємозв'язок (14):

$$p_H = \frac{S_{33}}{S_{11} \cdot S_{33} - S_{13}^2} = -|p_H| \cdot e^{-j \cdot \varphi_H}; \quad |p_H| = \frac{|S_{33}|}{|S_{11} \cdot S_{33} - S_{13}^2|} = \frac{|S_{33}|}{|S_{11}|}; \quad \varphi_H = \pi - \arg(p_H). \quad (15)$$

З виразів (13) і (15) знаходимо

$$\varphi_H = 2 \cdot \beta_0 \cdot L; \quad L = \frac{\varphi_H}{2 \cdot \beta_0}. \quad (16)$$

Однак у виразах (13) і (15) не збігаються модулі: $|p_H| \neq 1$, тому що $1 \leq (|S_{33}|/|S_{11}|) \leq 1$. Ця обставина спричиняє, що на частоті f_0 $|p_3| \neq 0$, а $|p_3| = |p_3|_m$. Тоді реальний мінімум існує на незначно зміщеній частоті, а рівень мінімуму стає нижчим $|p_3|_m$. Такі ефекти проявляються тим різкіше, чим більше $|p_3|_m$ наближається до $|p_3|_C$.

Побудова частотної характеристики вузла з'єднання ($|p_3| = f(f)$) вимагає розрахунку S-параметрів для кожної частоти смуги за незмінної довжини L , визначеної на середній робочій частоті f_0 . Для S-параметрів, розрахованих на середній частоті, можна також побудувати характеристику перелаштування вузла, тобто залежність p_3 від зміни довжини $L \pm \Delta L^\pm = L(1 \pm \xi^\pm)$, де $\xi^\pm = \Delta L^\pm / L$ відносна зміна довжини ΔL . Тоді аргумент коефіцієнта відбиття p^\pm від навантаження Z_H запишемо у вигляді

$$p^\pm = -e^{-j\varphi^\pm}; \quad \varphi^\pm = \varphi_H \cdot (1 \pm \xi^\pm). \quad (17)$$

Нагадаємо, що залежність $|p_3| = f(\xi)$ є несиметричною стосовно осі $\xi = 0$. Тому смуга перелаштування дорівнює: $\Delta\xi = \xi^+ + \xi^-$. Очевидно, що смугу перелаштування $\Delta\xi$ можна перерахувати на смугу робочих частот ($\Delta f/f_0$) або смугу робочих довжин хвиль ($\Delta\lambda/\lambda_0$) на основі умови $\varphi_H = \text{const}$ за допомогою формули: $\varphi = \text{const}$ для ξ^\pm , $\Delta f^\pm/f_0$, чи $\Delta\lambda^\pm/\lambda_0$. Звичайно смуги робочих частот хвиль є наполовину вужчі від $\Delta\xi$. Однак неточність такого перерахунку обумовлена частотною залежністю S-параметрів вузла зв'язку.

Розрахунок смуги перелаштування вузла зв'язку ($\Delta\xi$) можна здійснити за відомих S-параметрів вузла зв'язку і аргумента φ_H на середній робочій частоті f_0 . Як згадано вище, значення двох частин смуги перелаштування, ξ^+ та ξ^- треба розраховувати окремо. Для цього використаємо рівняння (14) під час запису коефіцієнта p формулою (13) для $\xi = 0$, коли $|p_3| = |p_3|_m$, а також для $\xi = \xi^+$ (або ξ^-) за $|p_3| = |p_3|_C$:

$$|p_3|_m = \left| S_{33} - \frac{S_{13}^2 \cdot e^{-j\varphi_H}}{1 + S_{11} \cdot e^{-j\varphi_H}} \right|; \quad |p_3|_C = \left| S_{33} - \frac{S_{13}^2 \cdot e^{-j\varphi_H(1 \pm \xi^\pm)}}{1 + S_{11} \cdot e^{-j\varphi_H(1 \pm \xi^\pm)}} \right|. \quad (18)$$

При цьому величину $e^{-j\varphi_H \xi^\pm}$ запишемо трьома членами:

$$e^{-j\varphi_H \xi^\pm} = 1 \mp j\varphi_H \xi^\pm - \frac{(\varphi_H \xi^\pm)^2}{2}. \quad (19)$$

Відповідно знехтуємо степенями добутку $\varphi_H \cdot \xi^\pm$ вище другого. Перевірка виявила незначну похибку визначення смуги перелаштування порядку декількох процентів. За вказаних умов з рівнянь отримаємо квадратичне рівняння

$$(\varphi_H \cdot \xi^\pm)^2 \pm b \cdot (\varphi_H \cdot \xi^\pm) + d = 0, \quad (20)$$

в якому $b = 2 \frac{C_i - t \cdot A_i}{|C|^2 - Cr - t \cdot (|A|^2 - Ar)}$; $d = \frac{1-t}{|C|^2 - Cr - t \cdot (|A|^2 - Ar)}$; $t = \left(\frac{|p_3|_m}{|p_3|_C} \right)^2$;

$$C = Cr + jCi = \frac{S_{11} \cdot e^{-j\varphi_H}}{1 + S_{11} \cdot e^{-j\varphi_H}}; \quad A = Ar + jAi = \frac{(S_{11} \cdot S_{33} - S_{13}^2) \cdot e^{-j\varphi_H}}{S_{33} \cdot (1 + S_{11} \cdot e^{-j\varphi_H}) - S_{13}^2 \cdot e^{-j\varphi_H}} \quad (21)$$

значення ξ^\pm , отримані із розв'язку рівняння (9), є додатними.

В задачі синтезу вузла з'єднання принципове значення має вибір величини S_{33} , для якої умови безвтратності вузла з'єднання дають змогу знайти усі параметри цього вузла. Відповідно до виразу (6) можливо дещо впливати на S_{33} вибором хвильового опору лінії Z_c . Але вхідний імпеданс елемента зв'язку (Z) необхідно визначати методами електродинаміки або експериментальним шляхом. Тут ми не торкаємося вибору структури елемента зв'язку, а шукаємо залежності ширини смуги перелаштування, тобто і смуги робочих частот вузла з'єднання від $|S_{33}|$ і φ_{33} . Для прийнятих $|S_{33}|$ і φ_{33} за описаним вище алгоритмом знаходимо усі S-параметри вузла зв'язку. Ширину смуги перелаштування знаходимо для $|p_3|_c = 0,15$, і очевидно, $|p_3|_m = 0,15$ вважаємо як обмеження розрахунку. Іншим обмеженням є $\xi^{\pm} \geq 1$. Однак основним обмеженням є забезпечення умов безвтратності. За таких обмежень побудовано криві на рис. 3. Підкреслимо, що результати, подані на рис. 3, мають загальний характер. Тут відсутня частотна обмеженість – обмеженість взаємопов'язана із структурою провідникового елемента зв'язку, типом лінії (з ТЕМ хвилею), типом хвилевода.

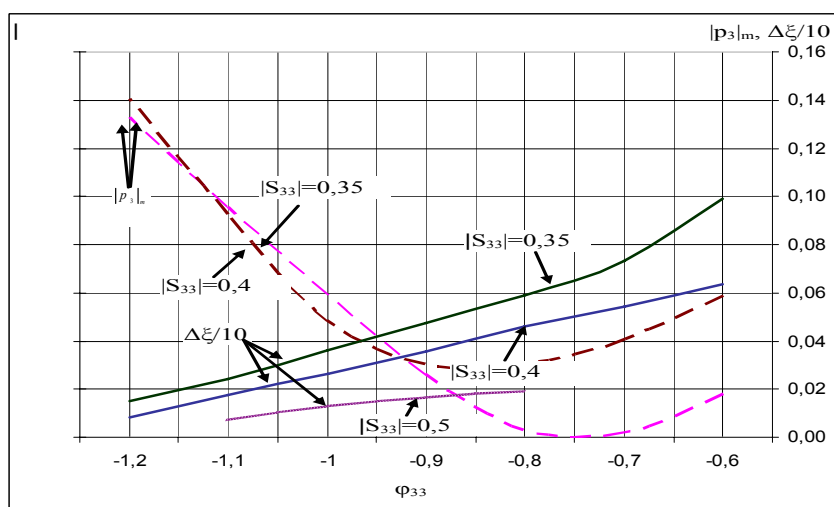


Рис. 3. Приклад залежності ширини смуги перелаштування вузла з'єднання від коефіцієнта відбиття S_{33} для $|p_3|_c = 0,15$

Результати, подані на рис. 3, підтверджують відому практику: знижувати модуль коефіцієнта відбиття з боку живлення вузла з'єднання ($|S_{33}|$), що уможливорює розширювати смугу робочих частот. Аргумент φ_{33} повинен бути від'ємним у межах забезпечення умов безвтратності вузла: $\varphi_{33} = -0,4 \dots -1,2$. Результати на рис. 3 однозначно вказують, що аргумент φ_{33} є оптимальним у межах $\varphi_{33} = -0,4 \dots -1,0$, у яких $|p_3|_m$ є мінімальним. Однак $|p_3|_m$ знижується тим більше, чим менший $|S_{33}|$ стосовно верхньої границі (див. (11)). Для високих значень $|S_{33}|$ різко звужуються границі φ_{33} , у яких задовольняються умови безвтратності. Обмеження такого типу проявляються у комплексності значень аргументів.

Висновки

Використовуючи умови безвтратності електродинамічних структур, запропоновано визначати S-параметри тривихідного вузла зв'язку за допомогою алгоритму розв'язування трансцендентних рівнянь, якщо відомий один параметр, зокрема S_{33} (коефіцієнт відбиття з боку живлення вузла). Відомі S-параметри дають можливість вибрати реактанс навантаження (налаштування) вузла з'єднання (Z_n). Пропонований алгоритм синтезу вузла з'єднання дає змогу водночас оптимізувати

параметри і характеристики вузла з'єднання. Умови безвтратності забезпечують значно вищу точність синтезу вузла з'єднання порівняно з можливими електродинамічними розв'язками задачі. Рекомендований алгоритм не залежить від робочої частоти, від структури провідникового елемента зв'язку, від типів взаємопов'язаних ліній: ліній з ТЕМ-хвилею і хвилевода. Проблемою залишається точний електродинамічний розрахунок вхідного імпедансу Z , який повинен враховувати усі особливості структури елемента зв'язку.

1. Das B.N. et al. Excitation of waveguide by stripline and microstrip-line-feed slots / *IEEE on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-34, March, №3. – 1986. – P.321. 2. Villegas F.J. et al. A novel waveguide to microstrip transition for millimeter wave-module application / *Antennas and propagation*, vol. Ap. 47, January. – 1999. – №1. – P.48. 3. Williamson A.G. Design of coaxial-line / rectangular waveguide transitions / *Int. J. Electronics*. – 1985. – Vol. 58, №3. – P.425. 4. Захарія Й.А. *Методи прикладної електродинаміки*. – Львів: Вид-во «Бескид-Бім», 2003. – С.352.

УДК 338.984:519.6

В.М. Безрук, Ю.В. Скорик

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

МЕТОДОЛОГИЯ ВЫБОРА РЕЧЕВЫХ КОДЕКОВ С УЧЕТОМ СОВОКУПНОСТИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА НА ОСНОВЕ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ

© Безрук В.М., Скорик Ю.В., 2009

Рассмотрено методологию выбора речевых кодеков на основе метода анализа иерархий. Теоретические и практические особенности метода анализа иерархий для выбора разговорного кодека с учетом совокупности показателей качества.

In article the methodology of a choice optimum by vector criterion of design decisions on the basis of a method of the analysis of hierarchies is stated. Theoretical and practical features of a method of the analysis of hierarchies for a choice of speech codecs, optimum for choice quality indicators are considered.

При проектировании сетей IP-телефонии возникает необходимость выбора оптимальных речевых кодеков с учетом совокупности показателей качества [1]. Учитывая, что технико-экономические показатели кодеков связаны между собой и антагонистичны, существует необходимость применения при этом методов многокритериальной оптимизации. Многокритериальная оптимизация является достаточно сложной проблемой даже с чисто математической точки зрения. Однако даже после своего формального решения (нахождение подмножества компромиссных, то есть Парето-оптимальных вариантов) [2], остается необходимость формального выбора единственного проектного варианта с учетом субъективной информации, поступающей от эксперта – лица, принимающего решения (ЛПР).

Существуют разные методы сужения подмножества Парето до единственного варианта: на основе теории размытых множеств, при использовании лексографического подхода с применением функций ценности [2]. Широко используется метод анализа иерархий (МАИ), который может быть использован для решения задачи выбора единственного варианта из подмножества Парето-