

5. Коляденко Ю. Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Ю. Ю. Коляденко // Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. – 2003. – Вип. 2. – С. 128–132.

6. Кичак В.М. Анализ методов адаптивной обработки сигналов в антенных решетках / В. М. Кичак, И. Ю. Кравцов // Вісник Хмельницького національного університету. – 2010. – № 1.

Надійшла 5.9.2010 р.

УДК 681.321

Л.Б. ЛІЩИНСЬКА

Вінницький національний технічний університет

НЕВИЗНАЧЕНА МАТРИЦЯ ПРОВІДНОСТІ N-ПОЛЮСНИКА З ПОСЛІДОВНИМИ ОПОРАМИ У ЛАНЦЮЗІ КОЖНОГО ПОЛЮСА

Отримано аналітичні вирази, що зв'язують параметри первинної невизначеної матриці провідності N-полюсника з параметрами вторинної невизначеної матриці іншого N-полюсника, утвореного первинним багатополюсником з включеними у ланцюг кожного полюса послідовними опорами.

Analytical expressions, which bind the parameters of primary indefinite matrix of conductivity of N-poler to the parameters of the second indefinite matrix of other N-poler, formed primary manypoler with plugged in the chain of every pole successive supports, are got.

Ключові слова: матриця провідності, багатополюсник.

Вступ

У електроніці широке застосування отримали активні і пасивні N-полюсники. Найбільш характерні з них це транзисторні трьохполюсники і чотириполюсники, а також різні елементи хвилеводного тракту (спрямовані відгалужувачі, дільники і суматори потужності на базі шестиполюсників і восьмиполюсників тощо [1, 2]).

Проектування інформаційних пристроїв на їх основі, як правило базується на принципі суперпозиції, що дозволяє у більшості випадків використовувати лише теорію чотириполюсника, уявляючи будь-який пристрій у вигляді набору певним чином з'єднаних чотириполюсників [3]. Причому на такі чотириполюсники накладається обмеження, з яким два полюси виконують роль вхідних клем, а два інших полюса – вихідних клем, тобто вони є залежними. Такий чотириполюсник описується канонічними імітансними W-матрицями або матрицями розсіяння другого порядку. При цьому, ряд функціональних можливостей таких багатополюсників не використовується. Особливо це відноситься до активних N-полюсників, які все ширше використовуються при побудові інтегральних суматорів і дільників потужності, N-полюсних узагальнених перетворювачів імітансу, імітансних схем багатопараметричних радіочастотних датчиків тощо [4–6].

У основі проектування таких пристроїв лежить використання невизначених (особливих) матриць N-полюсників, справедливих за умови, що даний N-полюсник є лінійним або квазілінійним, не має внутрішніх автономних джерел енергії і всі полюси знаходяться в рівноцінному положенні відносно базисного вузла (загальної шини), що знаходиться поза схемою.

Володіючи широко вживаною на практиці властивістю згортованості (пониження розміру), при закороченні частини електродів N-полюсника із загальною шиною, така операція призводить до суттєвого ускладнення розрахунків, коли у ланцюзі якого-небудь полюса з'являється опір.

Постановка завдання

Метою роботи є отримання аналітичних виразів, що зв'язують параметри первинної невизначеної матриці провідності N-полюсника з параметрами вторинної невизначеної матриці іншого N-полюсника, утвореного первинним багатополюсником (рис. 1, а) з включеними у ланцюг кожного полюса послідовними опорами (рис. 1, б).

Аналітичне обґрунтування

З метою спрощення розрахунків, на першому етапі розглянемо незалежний 3-х полюсник (рис. 2.), напруги U_i і струми I_i полюсів якого зв'язані системою рівнянь

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + Y_{13}U_3 \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + Y_{23}U_3 \\ I_3 &= Y_{31}U_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3 \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

яка в матричній формі має вигляд:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де Y_{ij} – елементи невизначеної матриці провідності трьохполюсника.

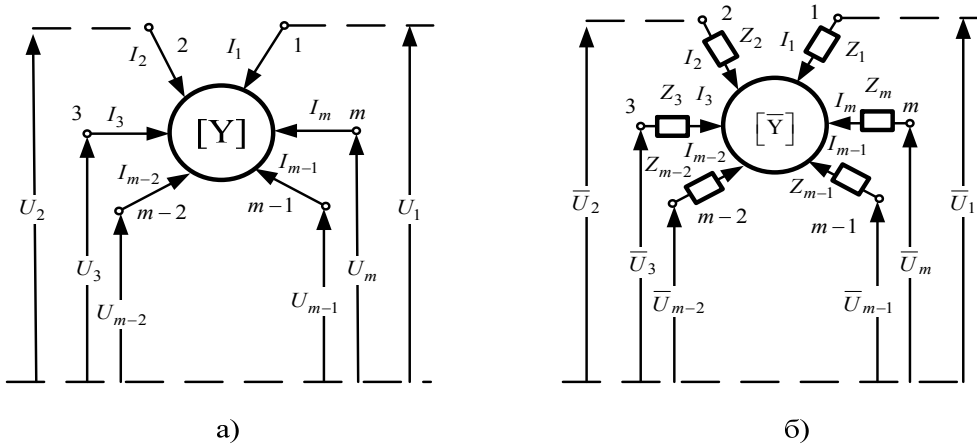


Рис. 1. Початковий (а) і навантажений (б) N -полюсники

Нехай у ланцюг другого полюса буде включено послідовний опір Z_2 . В цьому випадку напруга U_2 між другим полюсом і загальною шиною стане рівною:

$$U_2 = \bar{U}_2 - I_2 Z_2, \quad (3)$$

де \bar{U}_2 – напруга між полюсом 2 знову утвореного трьохполюсника і загальною шиною.

В цьому випадку підставляючи (3) в (1), систему рівнянь (1) запишемо у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}(\bar{U}_2 - I_2 Z_2) + Y_{13}U_3 \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}(\bar{U}_2 - I_2 Z_2) + Y_{23}U_3 \\ I_3 &= Y_{31}U_1 + Y_{32}(\bar{U}_2 - I_2 Z_2) + Y_{33}U_3 \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

Перетворивши (4) до вигляду:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \bar{Y}_{11}U_1 + \bar{Y}_{12}\bar{U}_2 + \bar{Y}_{13}U_3 \\ I_2 &= \bar{Y}_{21}U_1 + \bar{Y}_{22}\bar{U}_2 + \bar{Y}_{23}U_3 \\ I_3 &= \bar{Y}_{31}U_1 + \bar{Y}_{32}\bar{U}_2 + \bar{Y}_{33}U_3 \end{aligned} \right\},$$

де \bar{Y} – параметри невизначеної матриці провідності знову утвореного трьохполюсника знаходимо:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{11} &= Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}Z_2}{1+Y_{22}Z_2}; & \bar{Y}_{12} &= Y_{12} - \frac{Y_{12}Y_{22}Z_2}{1+Y_{22}Z_2}; & \bar{Y}_{13} &= Y_{13} - \frac{Y_{23}Y_{12}Z_2}{1+Y_{22}Z_2}; \\ \bar{Y}_{21} &= \frac{Y_{21}}{1+Y_{22}Z_2}; & \bar{Y}_{22} &= \frac{Y_{22}}{1+Y_{22}Z_2}; & \bar{Y}_{23} &= \frac{Y_{23}}{1+Y_{22}Z_2}; \\ \bar{Y}_{31} &= Y_{31} - \frac{Y_{23}Y_{21}Z_2}{1+Y_{22}Z_2}; & \bar{Y}_{32} &= Y_{32} - \frac{Y_{32}Y_{22}Z_2}{1+Y_{22}Z_2}; & \bar{Y}_{33} &= Y_{33} - \frac{Y_{23}Y_{32}Z_2}{1+Y_{22}Z_2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Для N -полюсника (рис. 1, а), що описується системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + \dots + Y_{1m}U_m \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + \dots + Y_{2m}U_m \\ &\dots \\ I_m &= Y_{m1}U_1 + Y_{m2}U_2 + \dots + Y_{mm}U_m \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

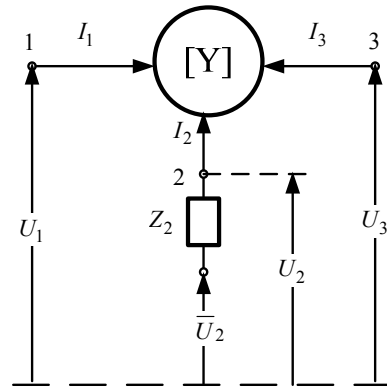


Рис. 2. Незалежний трьохполюсник з резистором Z_2 у ланцюзі другого полюса

при включенні між кожним полюсом і загальною шиною опору Z_i , де $i=1,2\dots m$, відбувається зміна напруги полюсів:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \bar{U}_1 - I_1 Z_1 \\ U_2 &= \bar{U}_2 - I_2 Z_2 \\ &\dots\dots\dots \\ U_m &= \bar{U}_m - I_m Z_m \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Підставляючи (7) в (6) отримаємо систему рівнянь, що зв'язує вузлові струми $I_1, I_2 \dots I_m$ і вузлові напруги $\bar{U}_1, \bar{U}_2 \dots \bar{U}_m$ багатополюсника з урахуванням опорів $Z_1, Z_2 \dots Z_m$ у ланцюзі кожного полюса:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \bar{Y}_{11}(\bar{U}_1 - I_1 Z_1) + \bar{Y}_{12}(\bar{U}_2 - I_2 Z_2) + \dots + \bar{Y}_{1m}(\bar{U}_m - I_m Z_m) \\ I_2 &= \bar{Y}_{21}(\bar{U}_1 - I_1 Z_1) + \bar{Y}_{22}(\bar{U}_2 - I_2 Z_2) + \dots + \bar{Y}_{2m}(\bar{U}_m - I_m Z_m) \\ &\dots\dots\dots \\ I_m &= \bar{Y}_{m1}(\bar{U}_1 - I_1 Z_1) + \bar{Y}_{m2}(\bar{U}_2 - I_2 Z_2) + \dots + \bar{Y}_{mm}(\bar{U}_m - I_m Z_m) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Як було показано, у першому варіанті (5), така система, з урахуванням системи рівнянь (6), має однозначне рішення, що дозволяє встановити аналітичну залежність між параметрами N -полюсника залежно від його початкових Y -параметрів і опорів $Z_1, Z_2 \dots Z_m$. Але, як показали дослідження, при $m > 3$, отримувані аналітичні вирази для \bar{Y}_{ij} настільки громіздкі, що використання їх для аналітичних досліджень недоцільно. У зв'язку з цим, рекомендується використовувати їх лише у чисельних розрахунках із застосуванням програмного пакету *MathCad*.

Для найширше використовуваного трьохполюсника, при включенні опорів у ланцюг кожного полюса, для знаходження Y -параметрів можливо використовувати вищеописану методику. У ряді випадків, доцільно здійснювати пошук необхідних аналітичних співвідношень для \bar{Y}_{ij} шляхом представлення знову утвореного трьохполюсника у вигляді каскадного з'єднання 3-х чотириполюсників (рис. 3.).

Перший і третій чотириполюсники утворені послідовно включеними опорами Z_1 і Z_3 з матрицями передачі:

$$[a] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (9)$$

$$[c] = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Другий чотириполюсник утворений трьохполюсником, між другим полюсом якого і загальною шиною включений опір Z_2 . Виходячи з отриманих раніше Y -параметрів (5) невизначеної матриці такої структури, матриця провідності другого чотириполюсника буде дорівнювати:

$$[\bar{Y}_\epsilon] = \begin{bmatrix} Y_{11\epsilon} & Y_{12\epsilon} \\ Y_{21\epsilon} & Y_{22\epsilon} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

де

$$\left. \begin{aligned} Y_{11\epsilon} &= \bar{Y}_{11} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}Z_2}{1 + Y_{22}Z_2}; \\ Y_{12\epsilon} &= \bar{Y}_{13} = Y_{13} - \frac{Y_{23}Y_{12}Z_2}{1 + Y_{22}Z_2}; \\ Y_{21\epsilon} &= \bar{Y}_{31} = Y_{31} - \frac{Y_{32}Y_{21}Z_2}{1 + Y_{22}Z_2}; \\ Y_{22\epsilon} &= \bar{Y}_{33} = Y_{33} - \frac{Y_{23}Y_{32}Z_2}{1 + Y_{22}Z_2}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

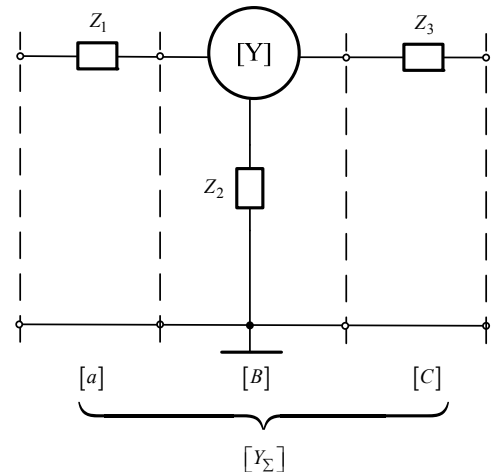


Рис. 3. Каскадне включення 3-х чотириполюсників

Матриця передачі такого чотириполосника [2]:

$$[B] = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} = Y_{21\epsilon}^{-1} \begin{bmatrix} -Y_{22\epsilon} & 1 \\ -|Y_\epsilon| & Y_{11\epsilon} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

де $|Y_\epsilon| = Y_{11\epsilon}Y_{22\epsilon} - Y_{12\epsilon}Y_{21\epsilon}$.

Результуюча матриця передачі такого каскадного з'єднання з урахуванням (9, 10, 12 і 13) буде дорівнювати:

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = [a] * [B] * [c] = \\ = -Y_{21\epsilon}^{-1} \begin{bmatrix} (Y_{22\epsilon} + Z_1|Y_\epsilon|) & (Y_{22\epsilon} + Z_1|Y_\epsilon|)Z_3 + 1 + Z_1Y_{11\epsilon} \\ |Y_\epsilon| & |Y_\epsilon|Z_3 - Y_{11\epsilon} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Використовуючи перетворення [2], переходимо від матриці передачі [A] (14) до матриці провідності каскадного з'єднання 3-х чотириполосників:

$$[Y_\Sigma] = \begin{bmatrix} Y_{11\Sigma} & Y_{12\Sigma} \\ Y_{21\Sigma} & Y_{22\Sigma} \end{bmatrix} = A_{12}^{-1} \begin{bmatrix} A_{22} & -|A| \\ 1 & -A_{11} \end{bmatrix} = \\ = \frac{1}{1 + Z_1Y_{11\epsilon} - (Y_{22\epsilon} + Z_1|Y_\epsilon|)Z_3} - Y_{21\epsilon}^{-1} \begin{bmatrix} Y_{11\epsilon} - |Y_\epsilon|Z_3 & Y_{12\epsilon} \\ Y_{21\epsilon} & Y_{22\epsilon} + Z_1|Y_\epsilon| \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Враховуючи, що:

$$Y_{11\Sigma} = \bar{Y}_{11}, \quad Y_{12\Sigma} = \bar{Y}_{13}, \quad Y_{21\Sigma} = \bar{Y}_{31}, \quad Y_{22\Sigma} = \bar{Y}_{33}, \quad (16)$$

а також виходячи з властивості невизначеної матриці (2), відповідно до якої [1]:

$$\bar{Y}_{12} = \bar{Y}_{11} + \bar{Y}_{13}; \quad \bar{Y}_{32} = \bar{Y}_{31} + \bar{Y}_{33}; \quad \bar{Y}_{21} = \bar{Y}_{11} + \bar{Y}_{31};$$

$$\bar{Y}_{22} = \bar{Y}_{12} + \bar{Y}_{32}; \quad \bar{Y}_{23} = \bar{Y}_{13} + \bar{Y}_{33},$$

знаходимо раніше невідомі члени невизначеної матриці (2):

$$\bar{Y}_{12} = (Y_{12\epsilon} + Y_{11\epsilon} - |Y_\epsilon|Z_3)/K;$$

$$\bar{Y}_{32} = (Y_{21\epsilon} + Y_{22\epsilon} + Z_1|Y_\epsilon|)/K;$$

$$\bar{Y}_{21} = (Y_{21\epsilon} + Y_{11\epsilon} - |Y_\epsilon|Z_3)/K; \quad (17)$$

$$\bar{Y}_{22} = [Y_{11\epsilon} + Y_{12} + Y_{21\epsilon} + Y_{22\epsilon} + |Y_\epsilon|(Z_1 - Z_2)]/K;$$

$$\bar{Y}_{23} = (Y_{21} + Y_{22} + Z_1|Y_\epsilon|)/K,$$

де $K = 1 + Z_1Y_{11\epsilon} - (Y_{22\epsilon} + Z_1|Y_\epsilon|)Z_3$.

Параметри, що описуються виразами (16) і (17), з урахуванням (12), визначають зміст невизначеної матриці рівняння:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{12} & \bar{Y}_{13} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} & \bar{Y}_{23} \\ \bar{Y}_{31} & \bar{Y}_{32} & \bar{Y}_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

що забезпечує проведення розрахунку параметрів залежних чотириполосників, які реалізуються на основі трьохполосників з послідовними опорами у ланцюзі кожного полюса. На відміну від узагальненого методу розрахунку такої матриці, обґрунтованого на початку статті, отримані аналітичні залежності, володіючи наочністю, ефективні при розрахунку різних видів інформаційних пристроїв, утворюваних каскадним з'єднанням активних і пасивних чотириполосників.

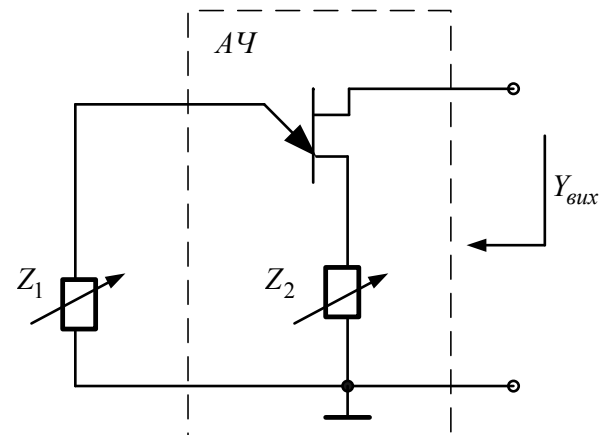


Рис. 4. Двохпараметричний резистивний активний датчик на базі одноперехідного транзистора

Приклад практичної реалізації

Для перевірки коректності отриманих аналітичних виразів проведемо дослідження вихідної провідності $Y_{вих}$ двухпараметричного датчика, що реалізований на базі одноперехідного транзистора

КТ117Б, у ланцюгу емітера і першої бази якого включені резистивні датчики з опорами відповідно Z_1 і Z_2 (рис. 4).

На основі невизначеної матриці (5) матриця провідності активного чотириполосника (АЧ) рис. 4 має вигляд:

$$[Y] = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{13} \\ \bar{Y}_{31} & \bar{Y}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}Z_2}{1+Y_{22}Z_2} & Y_{13} - \frac{Y_{23}Y_{12}Z_2}{1+Y_{22}Z_2} \\ Y_{31} - \frac{Y_{32}Y_{21}Z_2}{1+Y_{22}Z_2} & Y_{33} - \frac{Y_{23}Y_{32}Z_2}{1+Y_{22}Z_2} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

З урахуванням її елементів вихідна провідність схеми дорівнює:

$$\bar{Y}_{\text{вих}} = \bar{Y}_{33} - \frac{\bar{Y}_{13}\bar{Y}_{31}}{\bar{Y}_{11} + 1/Z_1} = \text{Re } Y_{\text{вих}} + j \text{Im } Y_{\text{вих}}. \quad (20)$$

Використовуючи T -подібну високочастотну фізичну еквівалентну схему одноперехідного транзистора (ОТ) [7], знаходимо його невизначену $[Y]$ -матрицю:

$$[Y] = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{13} \\ \bar{Y}_{31} & \bar{Y}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{Б1} + R_{Б2}}{Z_{Б1}R_{Б2}(1-\beta)} & -\frac{1}{R_{Б2}(1-\beta)} \\ -\frac{1}{R_{Б2}} & \frac{1}{R_{Б2}} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

З урахуванням значень параметрів фізичної еквівалентної схеми ОТ: $R_{Б1} = 10$ Ом, $R_{Б2} = 1000$ Ом, $r_e = 5$ Ом, $c_e = 5$ пФ, $C_{Б1} = 50$ пФ $\beta_0 = 0,9-3$ однополосній апроксимації його коефіцієнта передачі по струму $\beta = \beta_0/(1 + \Omega_\beta)$, де $\Omega_\beta = f/f_\beta$, $f_\beta = 200$ МГц – гранична частота ОТ, і елементів матриці (19), на підставі (20) розраховані вихідні імітансні кола досліджуваної схеми при різних значеннях перетворюваних опорів Z_1 і Z_2 (рис. 5). Отримані результати повністю збігаються з теорією комфортних відображень [8], коли лінійна зміна перетворюваного імітансу для квазілінійного чотириполосника на комплексній площині відображується колом, що підтверджує правильність отриманих аналітичних виразів.

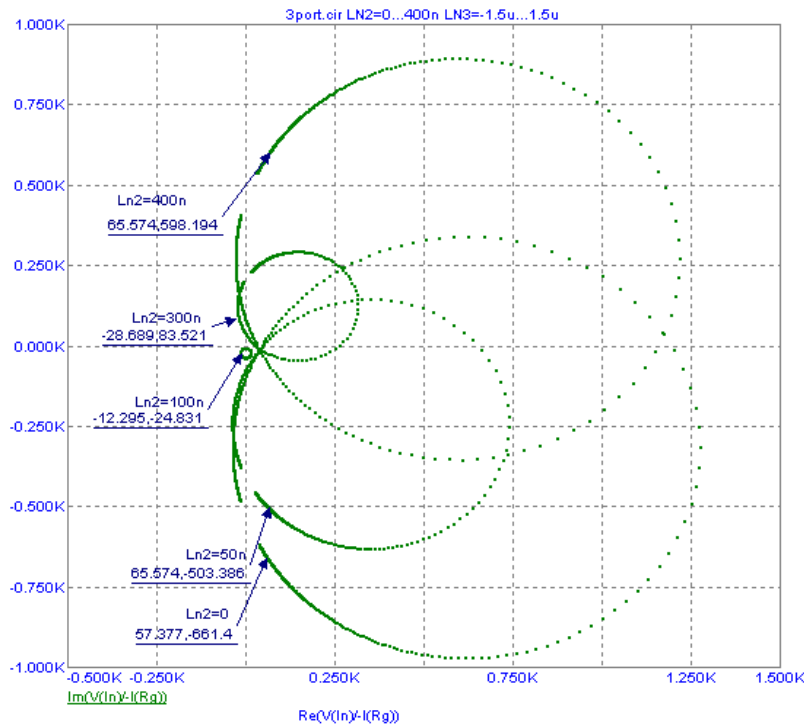


Рис. 5. Вихідні сумарні кола схеми рис. 4 (розмірність всіх величин – Ом)

Для кількісної оцінки точності отриманих результатів, для даного випадку, проведена порівняльна оцінка розрахункових значень інваріантного коефіцієнта стійкості АЧ $K_{y.vh}$ і виміряного значення цього коефіцієнта (рис. 6).

Вибір коефіцієнта $K_{у.вн.}$ визначається тим, що це інтегральний параметр, що характеризує положення і розмір імітансного кола, оскільки [9]:

$$K_{у.вн.} = ReY_{0_{вих}} / \rho_{вих},$$

де $ReY_{0_{вих}}, \rho_{вих}$ – радіус і координата центру імітансного кола.

Експериментальні дослідження $K_{у.вн.}$ здійснювалися за методикою, яка описана в [10], шляхом виміру вихідної провідності АЧ за допомогою фазового вольтметра ФК2-12. Відносна погрішність таких вимірів на частоті $\Omega_{\beta} = 0,2$ не перевищує 10%. Результати теоретичних і експериментальних досліджень $K_{у.вн.}$, які представлені на рис. 6, показують, що наявність $Z_{\Gamma 2}$ веде до зниження $K_{у.вн.}$ і отже може забезпечити підвищення чутливості цього двохпараметричного датчика. Крім того, відмінність розрахункових і експериментальних значень $K_{у.вн.}$ у всьому діапазоні змін $Z_{\Gamma 1}$ і $Z_{\Gamma 2}$ не перевищує 15%, що з урахуванням погрішностей вимірювальної установки і точності визначення фізичних параметрів ОТ, відповідає практичній реалізованості розроблених аналітичних виразів для невизначеної матриці провідності досліджуваного N-полюсника.

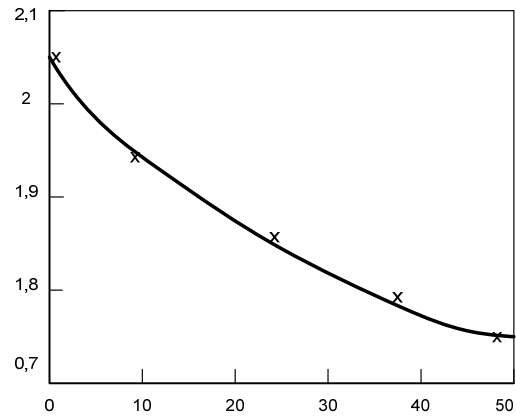


Рис. 6. Розрахункові «—» і експериментальні «x» залежності інваріантного коефіцієнта стійкості $K_{у.вн.}$ схеми рис. 4 від величини перетворюваного опору $R_{\Gamma 2} = R_2$

Висновки

Розроблена методика отримання параметрів невизначеної матриці провідності N-полюсника при послідовному включенні у ланцюзі кожного його полюса резисторів $Z_{\Gamma i}$, за значеннями Y-параметрів його невизначеної матриці, коли $Z_{\Gamma i} = 0$.

Отримані аналітичні вирази для невизначеної матриці трьохполюсника, при включенні у ланцюг кожного його полюса резисторів $Z_{\Gamma i}$, що дозволяє проводити аналітичні дослідження різних видів багатопараметричних інформаційних пристроїв.

Коректність отриманих аналітичних виразів підтверджена експериментально, шляхом дослідження параметрів імітансних кіл та інваріантного коефіцієнта стійкості двохпараметричного резистивного датчика на базі ОТ. Відхилення експериментальних і розрахункових результатів на частоті $\Omega = 0,2$ не перевищували 15%, що підтверджує коректність одержаних аналітичних виразів.

Література

1. Сигорский В. П. Основы теории электронных схем / В. П. Сигорский, А. И. Петренко. – К.: Техника, 1967. – 609 с.
2. Фельдштейн А. Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
3. Сигорский В. П. Алгоритмы анализа электронных схем / В. П. Сигорский, А. И. Петренко. – М.: Советское радио, 1976. – 608 с.
4. Філінюк М. А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітансу: [монографія]. / Філінюк М. А. – Вінниця: ВДТУ, 1998. – 85 с.
5. Babak L.I. Decomposition synthesis approach to design of RF and microwave active circuits. / L.I. Babak // IEEE MTT-S Int. Microwave Sym. Dig. – 2001. – vol. 2. – pp. 1167-1170.
6. Sussman-Fort S.E. MMIC-Simulated inductors using compensated gyrators. / S.E. Sussman-Fort, L. Billonet. – Int. Microwave and Microwave Wave CAE. – 1997. – vol. 7. – N3. – pp. 241-249.
7. Обобщённые преобразователи иммитанса на основе инжекционно-пролётной транзисторной структуры с общим истоком / Л. Б. Лищинская, И. В. Булыга, А. Г. Шведюк, Н. А. Филинюк // Наукові праці ВНТУ. – 2008. – № 2. – 18 с.
8. Маркушевич А. И. Комплексные числа и конформные отображения. / Маркушевич А. И. – М.: наука, 1980. – 56 с.
9. Філінюк М. А. Інформаційні пристрої на основі потенційно-нестійких багатоелектродних напівпровідникових структур Шотткі: монографія. / Філінюк М. А., Куземко О. М., Ліщинська Л. Б. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – 274 с. – ISBN 978-966-641-332-4.
10. Філінюк М. А. Метрологічні основи негatronіки: [монографія]. / М. А. Філінюк, Д. В. Гаврилов. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2006. – 188 с. – ISBN 966-641-168-7

Надійшла 16.9.2010 р.