

Я. С. Ткачук; С. Є. Фурса, к. т. н., доц.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ БАГАТОПАРАМЕТРИЧНОГО N-КАСКАДНОГО УЗАГАЛЬНЕНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІМІТАНСУ

У роботі розроблено математичну модель багато параметричного узагальненого перетворювача імітансу, утвореного комбінацією триполюсників. Перевірка адекватності математичної моделі засвідчила, що вона є коректною, а її використання для розрахунку різних видів інформаційних пристроїв, утворюваних каскадним з'єднанням триполюсників, доцільне.

Ключові слова: узагальнений перетворювач імітансу, польовий транзистор, триполюсник, багатоелектродна уніполярна напівпровідникова структура.

Вступ

Стрімкий розвиток систем діагностики та контролю, а також їхніх окремих елементів, зумовлений попитом, що зростає, у різних галузях, призвів до необхідності пошуку нових технічних розв'язків їхньої побудови. Одним із шляхів розв'язання цієї проблеми є використання без індуктивних кіл [1]. Для покращення характеристик таких кіл широко використовують активні пристрої, робота яких ґрунтується на підсилювальних властивостях активного елемента (найчастіше транзистора). Альтернативним шляхом побудови таких кіл є використання ідеальних або близьких до них активних пристроїв узагальнених перетворювачів імітансу (перетворювачів опору або провідності). За визначенням [2], узагальненим перетворювачем імітансу (УПІ) називають чотириполюсник, вхідний (вихідний) імітанс якого залежить від імітансу навантаження (генератора). Якщо перетворений імітанс УПІ є функцією декількох перетворених імітансів, то такий перетворювач називають багатопараметричним УПІ_N. Фактично багатопараметричні УПІ є багатофункціональними елементами, які дозволяють розробляти на їхній основі різного роду як аналогові, так і цифрові електронні пристрої, наприклад, перемикачі, генератори, перетворювачі, активні фільтри та ін. Для проектування інформаційних пристроїв на основі багатопараметричних УПІ необхідні математичні моделі, які враховували б особливості цих елементів.

Мета і завдання дослідження

Багатопараметричні УПІ_N добре зарекомендували себе під час побудови радіочастотних давачів [3]. Але питання чутливості таких давачів, їхніх частотні властивості, інтенсивність дії інформаційного параметра на первинні вимірювальні перетворювачі недостатньо досліджені або розглянуті лише частково [4], тому метою роботи є аналітичний опис основних параметрів УПІ_N, визначення залежності їхньої перетвореної провідності як від кількості каскадів N, так і від параметрів кожного окремого каскаду. Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі завдання:

- розробити математичну модель багатопараметричного УПІ_N на основі N-каскадного з'єднання триелектродних уніполярних напівпровідникових структур шляхом визначення параметрів невизначеної імітансної матриці такого УПІ_N;
- оцінити адекватність розробленої математичної моделі багатопараметричного N-каскадного УПІ_N.

Обґрунтування необхідності розробки математичної моделі багатопараметричного УПП_N

Для опису багатопараметричних УПП_N ефективною є визначена система параметрів [5], важливою перевагою якої є її зв'язок з параметрами імітансної W-матриці залежного чотиріполюсника, використовуваного в якості УПП_N(1), що дозволяє виконувати імітаційне моделювання процесів досліджуваних елементів у сучасних пакетах програм, таких як: AWR Design Environment, які працюють саме з імітансними та хвильовими матричними параметрами.

$$[W] = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де W_{11} , W_{12} , W_{21} , W_{22} – параметри імітансної матриці.

Будь-який квазілінійний N-полюсник також однозначно описують невизначеною імітансною матрицею:

$$[W_N] = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & \dots & W_{1N} \\ W_{21} & W_{22} & \dots & W_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_{N1} & W_{N2} & \dots & W_N \end{bmatrix}, \quad (2)$$

Вищезазначена система параметрів задовольняє вимоги повноти та об'єктивності:

1. Перетворений імітанс $W_{eux}(W_{ex})$, який є функцією декількох параметрів і залежить від низки значень перетворюваних імітансів:

- при прямому перетворенні $W_{ex,j} = T_{ij}(W_{Hi})$;
- при зворотному перетворенні $W_{eux,j} = T_{ij}(W_{Gi})$.

2. Коефіцієнт перетворення імітансу – T, який є функцією перетворюваних імітансів та невизначеної імітансної матриці чотиріполюсника:

$$T = F(W_H, W_G, [W]). \quad (3)$$

3. Інваріантний коефіцієнт стійкості K_c , який з однієї сторони характеризує запас стійкості УПП_N, а з іншої – дозволяє оцінити можливості УПП_N під час реалізації на його клеммах від'ємного опору, що забезпечує йому широкі функціональні можливості під час створення нових видів інформаційних пристроїв. Цей коефіцієнт дозволяє кількісно оцінити потенційну нестійкість і для ненавантаженого чотиріполюсника його описують виразом:

$$K_c = (2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})) / |W_{12} W_{21}|.$$

У випадку, коли чотиріполюсник є навантаженим, інваріантний коефіцієнт стійкості повинен враховувати, окрім параметрів невизначеної матриці чотиріполюсника, ще й опір навантаження:

$$K_{c.вн} = (2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_G) \cdot \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} \cdot W_{21})) / |W_{12} \cdot W_{21}|. \quad (4)$$

4. Частота, яка відповідає межі області потенційної нестійкості УПП_N, і є граничною частотою f_T ($K_c = 1$).

5. Однією з вимог, що висувають до узагальнених перетворювачів імітансу (УПП_N), є стабільність коефіцієнта перетворення. Нестабільність цього коефіцієнта прийнято характеризувати чутливістю до зміни параметрів УПП_N $S_{\alpha_i}^T$, що одержала назву «якість» УПП_N [6]. Чим менша чутливість УПП_N, тим вища його якість:

$$S_{\alpha_i}^T = \frac{\partial T}{\partial \alpha_i} \div \frac{\partial \alpha_i}{T}; \quad (5)$$

де α_i – фізичний параметр УПП_N.

6. УПП_N може як підсилювати сигнал, так і вносити згасання. Кількісно цю властивість УПП_N характеризують максимально досяжним коефіцієнтом передачі по потужності чотириполюсника на межі стійкості K_{MS}

$$K_{ms}(K_c = 1) = \left| \frac{W_{21}}{W_{12}} \right|. \quad (6)$$

7. У випадку, коли УПП_N є потенційно нестійким ($K_{c.вн} < 1$), на його клеммах може бути реалізовано негативний дійсний імітанс $ReW_{ex.max}^{(-)}$, наявність якого свідчить про розширені функціональні можливості УПП_N. Максимально досяжний негативний дійсний імітанс:

– при прямому перетворенні

$$ReW_{ex.max}^{(-)} = W_{12}W_{21} \left| \frac{(1 - K_{c.вн})}{2 ReW_{22}} \right|; \quad (7)$$

– при зворотному перетворенні

$$ReW_{vux.max}^{(-)} = W_{12}W_{21} \left| \frac{(1 - K_{c.вн})}{2 ReW_{11}} \right|. \quad (8)$$

8. На вхідних $ReW_{ex.max}^{(-)}$ та вихідних $ReW_{vux.max}^{(-)}$ клеммах УПП_N величина цього імітансу може відрізнятись, що свідчить про його невзаємні властивості й оцінюється коефіцієнтом невзаємності K_H .

$$K_H = \frac{ReW_{ex.max}^{(-)}}{ReW_{vux.max}^{(-)}}. \quad (9)$$

– для стійкого УПП_N $K_H(K_c > 1) = |W_{21}/W_{12}|^2 = K_{ms}^2$;

– для потенційно-нестійкого УПП_N $K_H(K_c < 1) = ReW_{22}/ReW_{11}$.

9. У частотному діапазоні відбувається зміна $ReW_{max}^{(-)}$. Частота, яка відповідає максимальному значенню $ReW_{max}^{(-)}$ за постійного значення імітансу, що перетворюється, називається оптимальною частотою перетворення f_{opt} .

$$f_{opt} = \left(\frac{\partial ReW_{max}^{(-)}}{\partial f} = 0 \right). \quad (10)$$

10. Параметри імітансного кола:

– радіус $\rho_{vux} = |W_{12} \cdot W_{21}| / 2 \cdot Re(W_{11} + W_T)$,

– активний складник координати центра імітансного кола
 $ReW_{вих.0} = ReW_{22} - Re(W_{12} \cdot W_{21}) / 2Re(W_{11} + W_{22})$.

Математична формалізація складників елементів матриці W_N дозволить визначити та кількісно оцінити параметри (3) – (10).

Розробка математичної моделі багатопараметричного УПН, утвореного комбінацією триполіусників

Найпростішим багатопараметричним УПН, який може бути базовою ланкою більш складних УПН, є УПН на основі триполіусника. Для розробки математичної моделі давача на основі багатокаскадного з'єднання багатопараметричних УПН в якості граничних умов вважаємо:

- УПН реалізується на основі квазілінійних активних триполіусників [7, 8], які описують у-матрицею провідності;
- кожний каскад багатопараметричного УПН є двопараметричним заземленим УПН;
- двополіусники, що реалізують перетворювані імітанси $W_{Гi}$, є пасивними;
- вхідний W_{11} та вихідний W_{22} імітанси кожного каскаду багатопараметричного УПН повинні мати значення більше нуля, а передатні імітанси W_{12} та $W_{21} \neq 0$;
- N-каскадне з'єднання таких багатопараметричних УПН може бути представлене у вигляді узагальненої структурної схеми (рис. 1), яка не залежить від фізичного механізму роботи активних приладів.

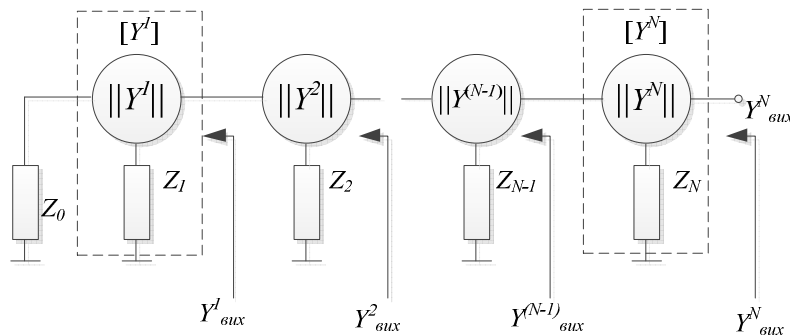


Рис. 1. N-каскадне з'єднання багатопараметричних УПН

Для узагальнених перетворювачів імітансу, не залежно від кількості каскадів, алгоритм побудови математичної моделі однаковий. Для спрощення розуміння розробимо математичну модель для двокаскадного трипараметричного УПН. Структурну схему такого багатопараметричного УПН наведено на рис. 2.

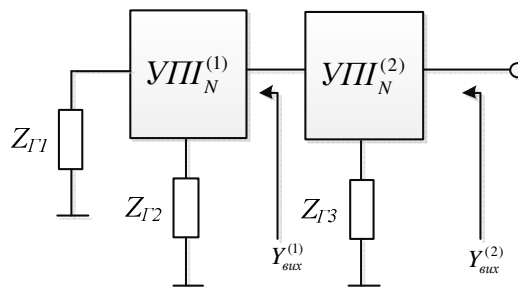


Рис. 2. Структурна схема двокаскадного трипараметричного УПН

Кожний каскад такого з'єднання можна описати $[Y_i]$ – матрицею, залежною від параметрів

$[y_i]$ – матриці активного чотириполюсника і перетворюваних імпедансів $Z_{(i-1)}$ і Z_i , використовуючи співвідношення [5].

$$\begin{aligned} Y_{11}^i &= (y_{11}^i + Z_i \Delta y_i) / K_i; & Y_{12}^i &= (y_{12}^i - Z_i \Delta y_i) / K_i; \\ Y_{21}^i &= (y_{21}^i - Z_i \Delta y_i) / K_i; & Y_{22}^i &= (y_{22}^i + Z_i \Delta y_i) / K_i, \end{aligned} \quad (11)$$

де: $K_i = 1 + Z_i \sum y_i$; $\sum y_i = y_{11}^i + y_{12}^i + y_{21}^i + y_{22}^i$; $\Delta y_i = y_{11}^i \cdot y_{22}^i - y_{21}^i \cdot y_{12}^i$.

Результівну адмітансну матрицю двокаскадного трипараметричного УПП_N знаходять шляхом переходу від системи Y-параметрів до A-параметрів передачі, використовуючи загальновідомі формули переходу [6]:

$$[A_\Sigma] = \begin{bmatrix} A_{11\Sigma} & A_{12\Sigma} \\ A_{21\Sigma} & A_{22\Sigma} \end{bmatrix} = [A^{(1)}] \times [A^{(2)}] = \begin{bmatrix} \frac{\Delta Y^{(2)} + Y_{12}^{(1)} \cdot Y_{12}^{(2)}}{Y_{21}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(2)}} & \frac{Y_{12}^{(1)} + Y_{11}^{(2)}}{Y_{21}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(2)}} \\ \frac{\Delta Y^{(2)} \cdot Y_{11}^{(1)} + \Delta Y^{(1)} \cdot Y_{12}^{(2)}}{Y_{21}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(2)}} & \frac{\Delta Y^{(1)} + Y_{11}^{(1)} \cdot Y_{11}^{(2)}}{Y_{21}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(2)}} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

де $\Delta Y^{(1)} = Y_{11}^{(1)} \cdot Y_{22}^{(1)} - Y_{12}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(1)}$, $\Delta Y^{(2)} = Y_{11}^{(2)} \cdot Y_{22}^{(2)} - Y_{12}^{(2)} \cdot Y_{21}^{(2)}$ – визначники адмітансних матриць першого та другого каскадів УПП_N відповідно.

Використовуючи зворотні перетворення, переходимо до адмітансної матриці двокаскадного трипараметричного УПП_N:

$$[Y_\Sigma] = \begin{bmatrix} Y_{11\Sigma} & Y_{12\Sigma} \\ Y_{21\Sigma} & Y_{22\Sigma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta Y^{(1)} + Y_{11}^{(1)} \cdot Y_{11}^{(2)}}{Y_{12}^{(1)} + Y_{11}^{(2)}} - \frac{(\Delta Y^{(1)} - Y_{11}^{(1)} \cdot Y_{12}^{(1)}) \cdot (\Delta Y^{(2)} - Y_{11}^{(2)} \cdot Y_{12}^{(2)})}{Y_{21}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(2)} \cdot (Y_{12}^{(1)} + Y_{11}^{(2)})} & \\ -\frac{Y_{21}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(2)}}{Y_{12}^{(1)} + Y_{11}^{(2)}} & \frac{\Delta Y^{(2)} + Y_{12}^{(1)} \cdot Y_{12}^{(2)}}{Y_{12}^{(1)} + Y_{11}^{(2)}} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Перетворений адмітанс двокаскадного трипараметричного УПП_N визначають виразом:

$$Y_{вих.2} = Y_{22}^{(2)} - \frac{Y_{12}^{(2)} Y_{21}^{(2)}}{Y_{11}^{(2)} + Y_{вих.1}}, \quad (14)$$

де

$$Y_{вих.1} = Y_{22}^{(1)} - \frac{Y_{12}^{(1)} Y_{21}^{(1)}}{Y_{11}^{(1)} + 1/Z_{Г1}}. \quad (15)$$

Аналітичні залежності (13) – (15) утворюють математичну модель багатопараметричного двокаскадного УПП_N, є наочними та ефективними під час розрахунку різних видів інформаційних пристроїв, утворюваних каскадним з'єднанням триполюсників. Розроблена математична модель описує залежність перетвореної провідності багатокаскадного УПП_N як від кількості каскадів N, так і від значень перетворених опорів ($Z_{Г1} \dots Z_{ГN}$) і від параметрів окремих каскадів $[y^i]$ та дозволяє дослідити його властивості під час використання будь-якого виду квазілінійного триполюсника не залежно від діапазону частот.

Оцінка адекватності математичної моделі

Перевірка коректності розробленої математичної моделі двокаскадного багатопараметричного УПН проведена з використанням розробленої в [9] схеми трипараметричного двокаскадного УПН (рис. 3) шляхом зіставлення результатів розрахунку та імітаційного моделювання. Схема трипараметричного двокаскадного УПН утворена на основі двох каскадів багатопараметричних УПН, у яких в якості базових триполіусників використані польові транзистори VT1 типу NE4210S01 та VT2 типу BF513, увімкнені по схемі зі спільним стоком.

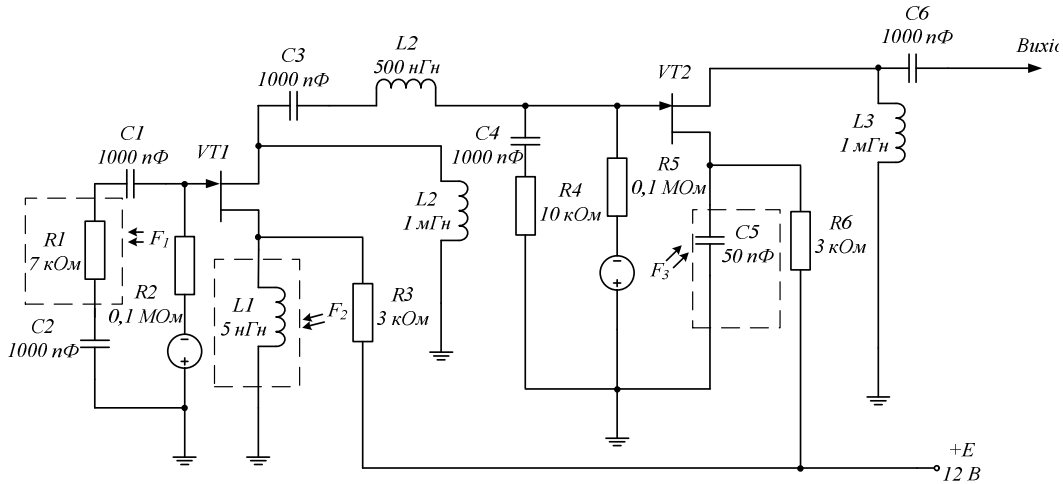


Рис. 3. Електрична принципова схема трипараметричного двокаскадного УПН

Між затвором і загальною шиною транзистора NE4210S01 увімкнений резистивний первинний вимірювальний перетворювач (ПВП) $Z_{r1} = R1$; між стоком цього транзистора та загальною шиною увімкнений індуктивний ПВП $Z_{r2} = j\omega L_1$; між стоком та загальною шиною транзистора BF513 увімкнений ємнісний ПВП $Z_{r3} = 1/j\omega C_5$.

Перетворений адмітанс трипараметричного двокаскадного УПН з урахуванням виразів (11), (14) та (15) матиме вигляд:

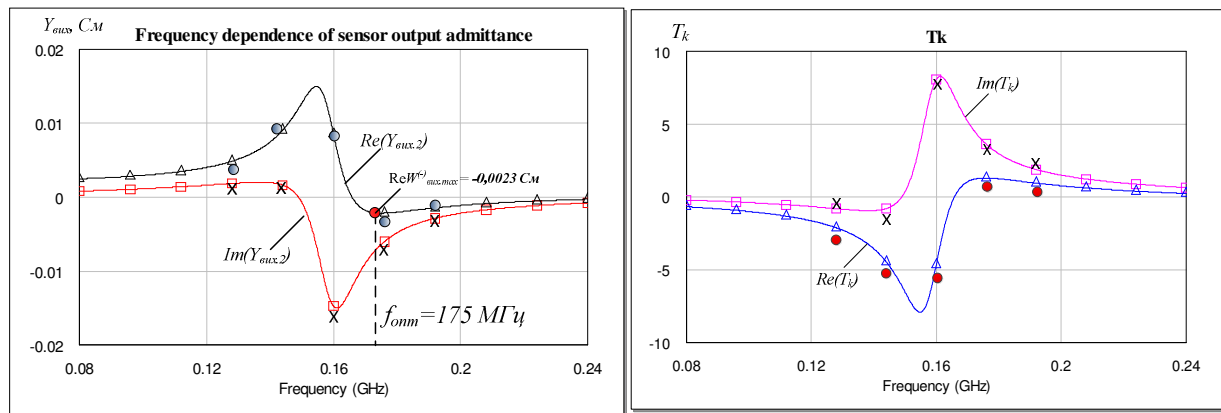
$$Y_{\text{вих.2}} = \frac{y'_{22} + Z_{r3} \cdot \Delta y'}{Z_{r3} \cdot \sum y' + 1} \cdot \frac{(y'_{12} - Z_{r3} \cdot \Delta y') \cdot (y'_{21} - Z_{r3} \cdot \Delta y')}{(Z_{r3} \cdot \sum y' + 1)^2 \cdot \left[\frac{y'_{11} + Z_{r3} \cdot \Delta y'}{Z_{r3} \cdot \sum y' + 1} + \frac{y'_{22} + Z_{r2} \cdot \Delta y}{Z_{r2} \cdot \sum y + 1} - \frac{(y'_{12} - Z_{r2} \cdot \Delta y) \cdot (y'_{21} - Z_{r2} \cdot \Delta y)}{(Z_{r2} \cdot \sum y + 1)^2 \cdot \left(\frac{y'_{11} + Z_{r2} \cdot \Delta y}{Z_{r2} \cdot \sum y + 1} + \frac{1}{Z_{r1}} \right)} \right]} \quad (16)$$

Результати імітаційного моделювання та розрахунку частотних залежностей перетвореної провідності давача наведено на рис. 4 а.

Порівняння результатів моделювання та розрахунку показали розбіжності їх значень не більше 0,5%. Максимальне від'ємне значення реальної складової вихідного адмітанса $\text{Re}W^{(-)}_{\text{вих.max}}$ складає -0,0023 См (рис. 4 а), а похибка між результатами моделювання та розрахунку даного параметра не перевищує 0,42%.

Частота, яка відповідає максимальному значенню $\text{Re}W^{(-)}_{\text{вих.max}} = 0,0023$ См при постійному значенні імітансів, що перетворюються, є оптимальною частотою перетворення $f_{\text{opt}} = 175$ МГц. Похибка за цим параметром становить 0,57%.

Наступний параметр, за яким проводили перевірку коректності розробленої математичної моделі, – це прямий коефіцієнт перетворення T_k . Цей коефіцієнт є комплексною величиною і визначається як $T_k = Y_{вих2} / Y_{Г1}$, де $Y_{Г1} = 1/Z_{Г1}$. Результати імітаційного моделювання та розрахунку наведені на рис. 4 б.

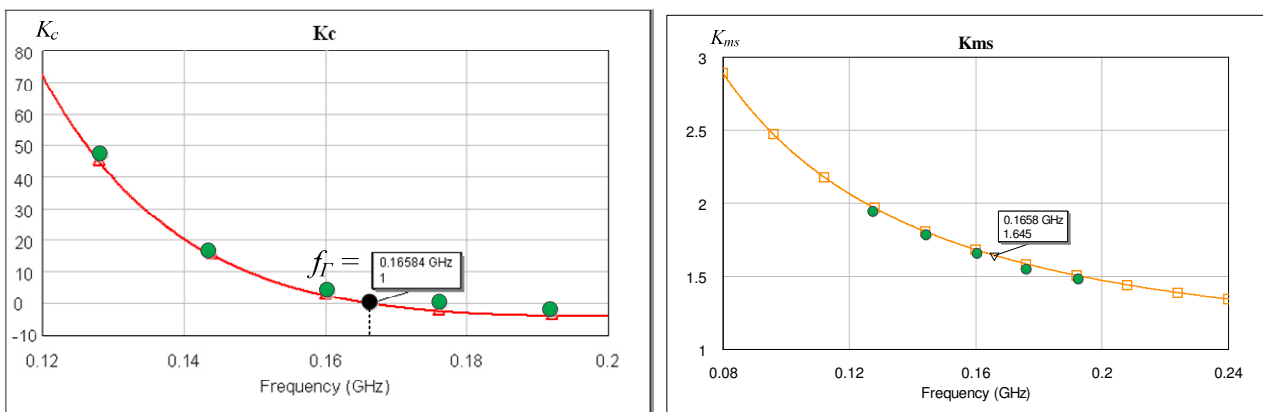


а) б)

Рис. 4. Залежності перетвореного адмітансу $Y_{вих.2}$ (а) та коефіцієнта перетворення T_k (б) в діапазоні частот: «—» - імітаційне моделювання; «xxx» та «•••» - розрахунок

Розбіжність результатів для дійсного складника коефіцієнта прямого перетворення T_k у діапазоні частот від 0,08 до 0,24 ГГц не перевищує 3,22%, а уявного складника 2,97 %.

Інваріантний коефіцієнт стійкості K_c є одним із головних параметрів УПН. Величини K_c лежать у межах інтервалу $(-1; +\infty)$. Активний чотиріполосник є потенційно стійким, якщо $K_{c.вн} > 1$ й потенційно нестійким при $K_{c.вн} < 1$. Границі потенційної стійкості відповідає значення $K_{c.вн} = 1$. Розрахунок інваріантного коефіцієнта стійкості проводили за виразом (2) для навантаженого чотиріполосника. Як показує рис. 5а, двокаскадний багатопараметричний УПН є потенційно нестійким чотиріполосником у діапазоні частот від 165,8 МГц. На цій частоті числове значення максимально досяжного коефіцієнта передачі потужності на межі стійкості K_{ms} (рис. 5 б) складає 1,645. Розбіжність між результатами моделювання та розрахунку інваріантного коефіцієнта стійкості складає 1,1%.



а) б)

Рис. 5. Залежності інваріантного коефіцієнта стійкості K_c (а) та максимально досяжного коефіцієнта передачі потужності на межі стійкості K_{ms} (б) в діапазоні частот: «—» - імітаційне моделювання; «•••» - розрахунок

На цьому ж графіку видно, що гранична частота двокаскадного багатопараметричного

УПН f_T ($K_c = 1$) за результатами моделювання складає 165,8 МГц, тоді як розрахункове значення $f_T = 175$ МГц. Похибка для цього параметра складає 1,93%.

На рис. 5б показано результати розрахунку та моделювання максимально досяжного коефіцієнта передачі потужності на межі стійкості K_{ms} . Розрахункові значення цього параметра одержані з використанням формули $K_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$. Розбіжність між значеннями моделювання та розрахунку не перевищує 1,7%.

Невзаємні властивості УПН можна кількісно оцінити за допомогою коефіцієнта невзаємності K_H . Для потенційно нестійких УПН він характеризує невзаємні властивості УПН в області потенційної нестійкості: $K_H (K_c < 1) = \text{Re}W_{22} / \text{Re}W_{11}$.

Результати моделювання та розрахунку коефіцієнта невзаємності відрізняються один від одного на величину 0,22 % (рис. 6).

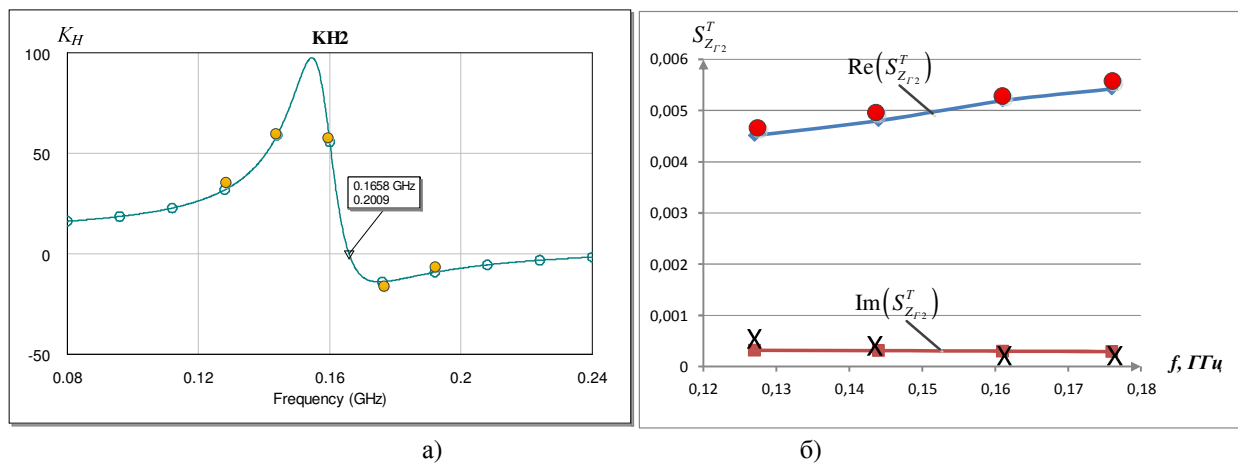


Рис. 6. Залежність коефіцієнта невзаємності K_H (а) та чутливості коефіцієнта перетворення $S_{\alpha_i}^T$ до зміни параметру $Z_{\Gamma_2} = j\omega L_1$ (б) в діапазоні частот: «—» - імітаційне моделювання; «•••» - розрахунок

Чутливість коефіцієнта перетворення $S_{\alpha_i}^T$ до зміни параметрів УПН є показником якості N-полюсника. Чим меншим є значення чутливості УПН, тим якіснішим він є. Для експериментального підтвердження коректності розробленої математичної моделі УПН дослідження чутливості коефіцієнта перетворення $S_{\alpha_i}^T$ проводили відносно зміни параметра $Z_{\Gamma_2} = j\omega L_1$. Результати моделювання та розрахунку наведено на рис. 6 б.

Чутливість коефіцієнта конверсії УПН, що розглядають, не перевищує 0,006. Похибка між розрахунком цього параметра та значеннями імітаційного моделювання, складає 1,8 %. Це означає, що три параметричний двокаскадний УПН є якісним, оскільки має низький рівень чутливості коефіцієнта перетворення щодо впливу зовнішніх дестабілізуювальних чинників.

Відповідно до теорії конформних відображень [10] на комплексній площині перетворена провідність багато параметричного двокаскадного УПН може бути представлена у вигляді кола з радіусом ρ

$$\rho_{\text{вих}} = |W_{12} \cdot W_{21}| / 2 \cdot \text{Re}(W_{11} + W_{\Gamma}), \quad (17)$$

та координатою центра W_0 з активним складником

$$\text{Re}W_{\text{вих},0} = \text{Re}W_{22} - \text{Re}(W_{12} \cdot W_{21}) / 2 \text{Re}(W_{11} + W_{\Gamma}). \quad (18)$$

Результати розрахунку та моделювання параметрів імітансного кола наведено на рис. 7. Найбільший радіус імітансного кола ρ спостерігають на частоті 158,8 МГц (рис. 7 а), а активний складник координати центру $\text{Re}Y_{\text{вих.0}}$ на цій частоті дорівнює 0,011 (рис. 7 б).

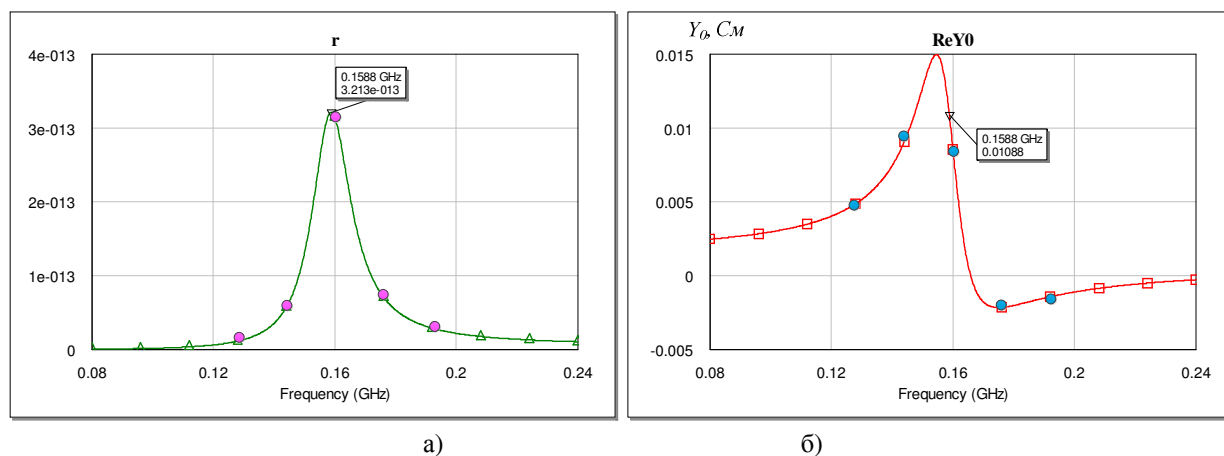


Рис. 7. Залежності зміни радіуса ρ (а) та активного складника координати центра $\text{Re}Y_{\text{вих.0}}$ (б) вихідного імітансного кола багатопараметричного двокаскадного УПН: «—» - імітаційне моделювання; «••••» - розрахунок

Чим більший радіус імітансного кола ρ , тим ширшими є функціональні можливості УПН під час реалізації на його основі різних видів інформаційних пристроїв керування. Похибка між результатами моделювання та розрахунку радіуса імітансного кола ρ не перевищує 5%. Водночас розбіжність між розрахунковими значеннями та результатами моделювання реального складника координати центра вихідного імітансного кола трипараметричного двокаскадного УПН складає 0,2 %.

Аналіз результатів імітаційного моделювання та розрахунку визначеної системи параметрів, яка описує багатопараметричні УПН, підтверджує коректність розробленої математичної моделі, про що свідчить розбіжність, яка не перевищує 5%. Це вказує на доцільність використання такої моделі для розрахунку різних видів інформаційних пристроїв, утворюваних каскадним з'єднанням триполіусників за наявності реальних початкових умов.

Висновки

Розроблено математичну модель N-каскадного з'єднання багатопараметричних УПН. На відміну від математичної моделі Бабака Л. І. [11], розроблена математична модель має низку переваг, зокрема можливість переходу від матриці провідності одного каскаду до загальної адмітансної матриці з'єднання декількох каскадів за рахунок використання переходу до параметрів передачі. Ця математична модель також описує залежність перетвореної провідності багатокаскадного УПН як від кількості каскадів N, так і відзначень перетворених опорів ($Z_0 \dots Z_N$), а також і від параметрів окремих каскадів [y^i], що дозволяє провести розрахунки різних видів інформаційних пристроїв, утворюваних каскадним з'єднанням триполіусників.

Для підтвердження коректності отриманих аналітичних виразів проведено дослідження низки визначених параметрів, які описують основні властивості УПН на прикладі двокаскадного трипараметричного радіочастотного датчика. Порівняльний аналіз результатів імітаційного моделювання та розрахунку основних параметрів УПН засвідчив, що величина відносної похибки між їхніми значеннями лежить у межах норми й не

перевищує 5%. Це вказує на коректність розробленої математичної моделі й доцільність її використання для розрахунку різних видів інформаційних пристроїв, утворених каскадним з'єднанням триполіусників за наявності реальних початкових умов.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Филиппов А. В. Магнитоэлектрический гиратор / А. В. Филиппов, С. В. Белый, Джуни Жай, Г. А. Семенов // Научно-технический журнал «Вестник Новгородского государственного университета». – 2008. – № 46. – С. 54 – 56.
2. Бенинг Ф. Отрицательные сопротивления в электронных схемах / Ф. Бенинг. – М. : Сов. радио, 1975. – 288 с.
3. Пашаев А. М. Физико-технологические и схемотехнические основы негatronики / А. М. Пашаев, Ф. Д. Касимов, Н. А. Филинюк, О. Н. Негоденко. – Баку : Элм, 2008. – 433 с.
4. Кравченко А. М. Двухканальный терморегулятор на основе S-негатронов / А. М. Кравченко, А. М. Анохин // Датчики и системы. – 2013. – № 2. – С. 28 – 32.
5. Ліщинська Л. Б. Інформаційні пристрої на основі багатопараметричних узагальнених перетворювачів імідансу: монографія. / Л. Б. Ліщинська. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 219 с.
6. Филановский Н. М. Схемы с преобразователями сопротивления / Н. М. Филановский, А. Ю. Персианов, В. К. Рыбин. – Л. : Энергия, 1973. – 192 с.
7. Ліщинська Л. Б. Математична модель узагальненого перетворювача імідансу на базі трьохполіусника / Л. Б. Ліщинська // Вісник Тернопільського нац. тех. ун. – 2010. – т. 15, № 3. – С. 165 – 171.
8. Мокін Б. І. Математичні методи ідентифікації динамічних систем : навчальний посібник / Б. І. Мокін, В. Б. Мокін, О. Б. Мокін. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 260 с.
9. Сигорский В. П. Основы теории электронных схем / В. П. Сигорский, А. И. Петренко. – К. : Вища школа, 1971. – 568 с.
10. Лищинская Л. Б. Трёхпараметрический генераторный датчик / Л. Б. Лищинская, Н. А. Филинюк, Я. С. Ткачук, О. О. Лазарев // Научно-технический журнал "Технология и конструирование в электронной аппаратуре". – 2014. – Вып. 4. – С. 21 – 27.
11. Бабак Л. И. Определение матрицы рассеяния соединения СВЧ многополюсников / Л. И. Бабак // Радиотехника. – 1979. – Т. 34, № 11. – С. 78 – 81.

Ткачук Яна Сергіївна – аспірант, кафедра проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури (ПКТА), тел. (063)-889-40-06, rozhkova.yana@gmail.com.

Фурса Світлана Євгеніївна – к. т. н., доцент, кафедра проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури (ПКТА), тел. (063)-880-41-32, pip_1@mail.ru.

Вінницький національний технічний університет.