

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 перетворюваних 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.

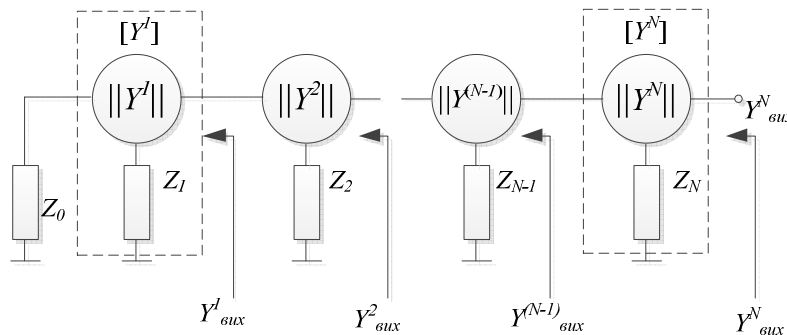


Рис. 1. N-каскадне з'єднання багатопараметричних УПН

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.

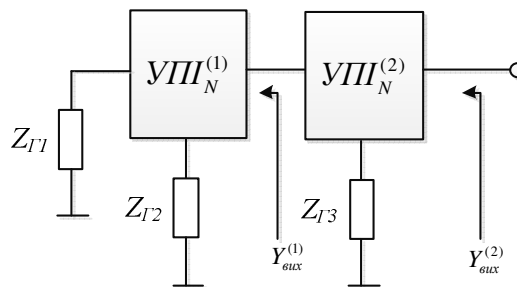


Рис. 2. Структурна схема двокаскадного трипараметричного УПН

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

$[y_i]$ – матриці активного чотириполосника 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 триполосників. 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 триполосника 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.

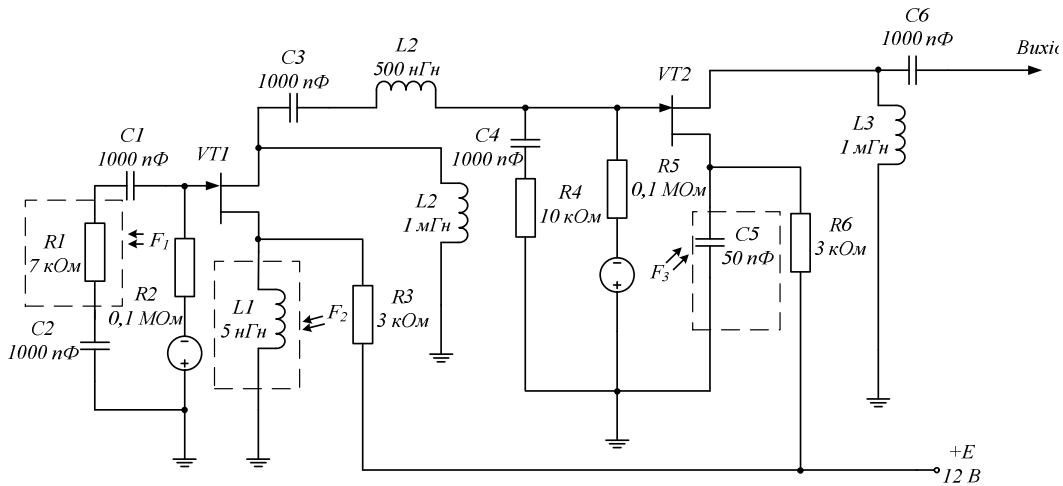


Рис. 3. Електрична принципова схема трипараметричного двокаскадного УПН

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.

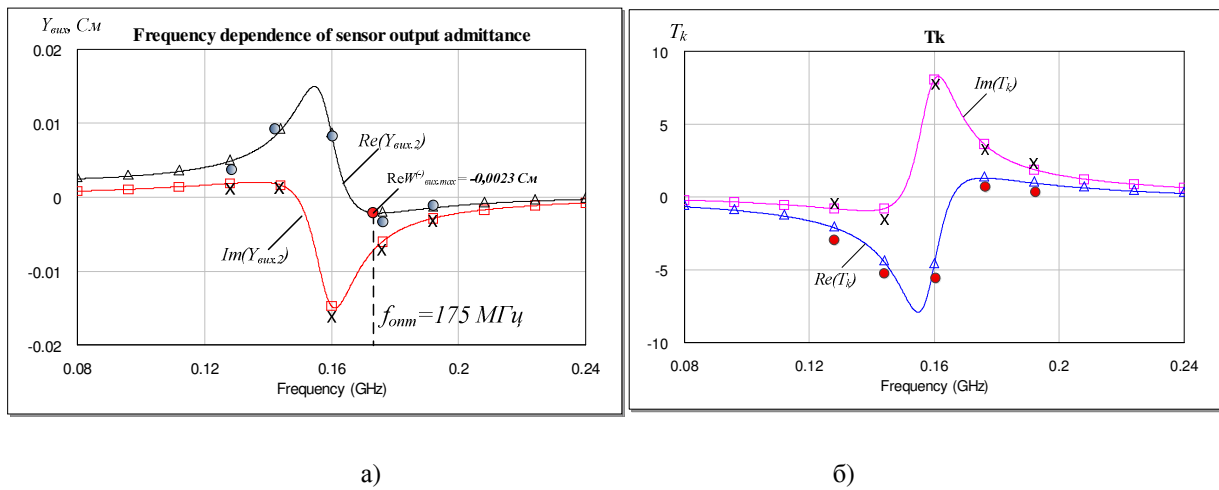


Рис. 4. Залежності перетвореного адмітансу $Y_{вих.2}$ (а) та коефіцієнта перетворення T_k (б) в діапазоні частот: «—» - імітаційне моделювання; «xxx» та «•••» - розрахунок

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%.

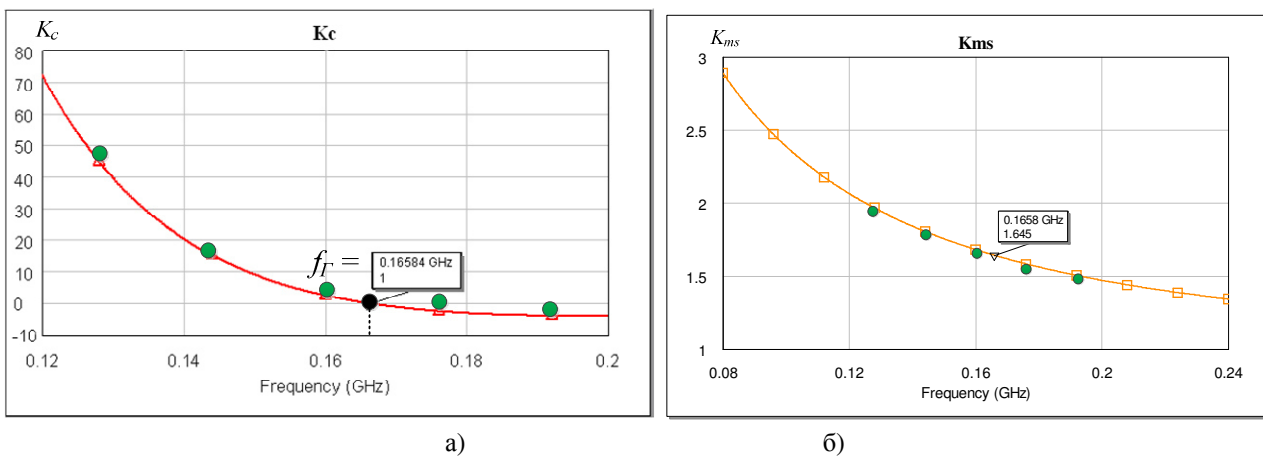


Рис. 5. Залежності інваріантного коефіцієнта стійкості K_c (а) та максимально досяжного коефіцієнта передачі потужності на межі стійкості K_{ms} (б) в діапазоні частот: «—» - імітаційне моделювання; «•••» - розрахунок

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).

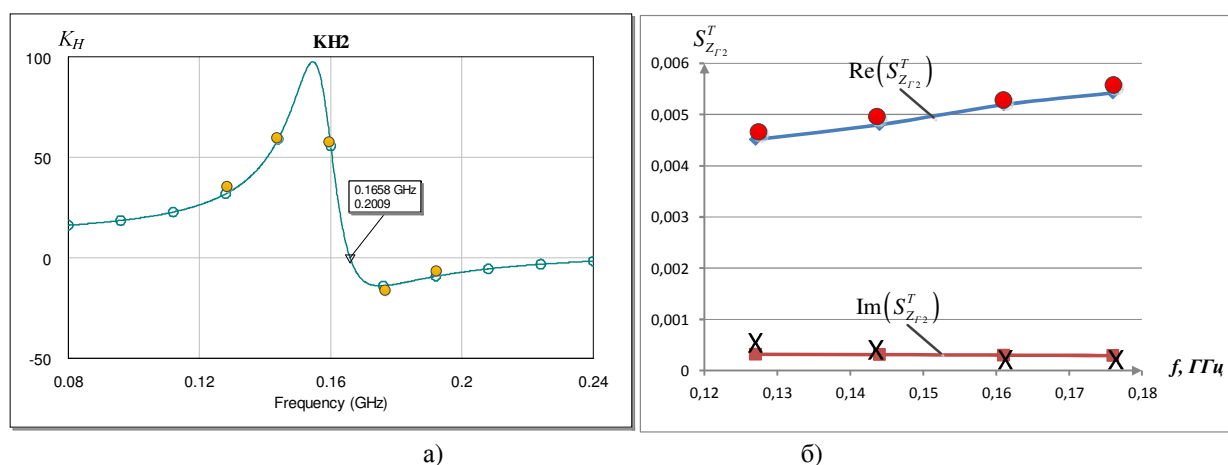


Рис. 6. Залежність коефіцієнта невзаємності K_H (а) та чутливості коефіцієнта перетворення $S_{\alpha_i}^T$ до зміни параметру $Z_{\Gamma_2} = j\omega L_1$ (б) в діапазоні частот: «—» - імітаційне моделювання; «•••» - розрахунок

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).

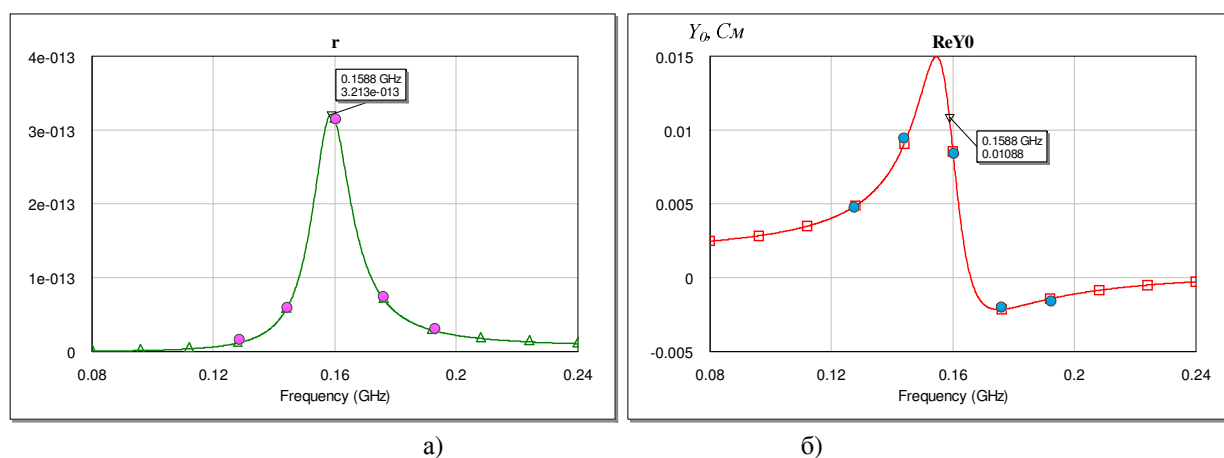


Рис. 7. Залежності зміни радіуса ρ (а) та активного складника координати центра $\text{Re}Y_{\text{вих.0}}$ (б) вихідного імітансного кола багатопараметричного двокаскадного УПН: «—» - імітаційне моделювання; «••••» - розрахунок

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, rip_1@mail.ru.

Вінницький національний технічний університет.

Y. S. Tkachuk; S. Y. Fursa, Cand. Sc. (Eng.), Assist. Prof.

MATHEMATICAL MODEL OF THE MULTIPARAMETER GENERALIZED N-STAGE IMMITANCE CONVERTER

The paper develops a mathematical model of the N-stage multiparameter generalized immitance converter, formed by a combination of tripoles. Validation of the model for adequacy has shown its correctness and expediency of its application for designing various types of information devices formed by cascade connection of tripoles.

Key words: *field-effect transistor, tripole, generalized immitance converter, multi-electrode unipolar semiconductor structure.*

Introduction

Fast development of diagnostic and control systems and of their components, determined by growing demand for them in different fields, has led to the necessity of finding new engineering solutions of their structure. One of the ways to solve this problem is application of non-inductive circuits [1]. In order to improve characteristics of such circuits, active devices, operation of which is based on amplifying properties of the active element (most often it is a transistor), are widely used. An alternative way of building such circuits is application of ideal or close-to-ideal devices – generalized immitance converters (converters of resistance or conduction). According to the definition, a generalized immitance converter (GIC) is a quadripole, the input (output) immitance of which depends on immitance of the load (the generator). If the converted immitance of GIC is a function of several converted immitances, such converter is called a multiparameter GIC_N . In fact, multiparameter GIC are multifunctional components, which enables development of various analogue and digital electronic devices on their basis, e.g. switches, active filters, etc. For designing information devices, based on multiparameter GIC, mathematical models, taking into account their special features, are required.

Aim and tasks of the research

Multiparameter GIC_N have shown their advantages for building radiofrequency sensors [3]. However, the problems of their sensitivity, frequency properties, and intensity of the information parameter effect on the primary measuring transducers have not been adequately investigated or investigated only partially [4]. Therefore, the paper aims at the analytical description of GIC_N basic parameters, determination of their converted conduction dependence on the number of stages N as well as on the parameters of each separate stage. To achieve the aim, the following problems should be solved:

- to develop of a mathematical model of the multiparameter GIC_N , based on N-stage connection of three-electrode unipolar semiconductor structures, by means of determining parameters of indefinite immitance matrix of such GIC_N ;
- to evaluate adequacy of the developed mathematical model of multiparameter N-stage GIC_N .

Substantiation of the necessity to develop a mathematical model of multiparameter GIC_N

A definite system of parameters is effective for description of multiparameter GIC_N [5]. Its significant advantage is connection with the parameters of immitance W matrix of a dependent quadripole used as GIC_N (1), which enables simulation of processes of the elements under study in such modern software packages as AWR Design Environment, that work with immitance and wave matrix parameters.

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

where $W_{11}, W_{12}, W_{21}, W_{22}$ – immittance matrix parameters.

Any quasilinear N-pole is also uniquely described by indefinite immittance matrix:

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

The above system of parameters satisfies the requirements of completeness and objectivity:

1. The converted immittance W_{output} (W_{input}) is the function of several parameters and depends on a number of values of the converted immittances:

- for direct conversion $W_{input,j} = T_{ij}(W_{Hi})$;
- for reverse conversion $W_{output,j} = T_{ij}(W_{Li})$.

2. Immittance conversion coefficient – T is the function of converted immittances and indefinite quadripole immittance matrix:

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

3. Invariant stability coefficient K_s , on one hand, characterizes GIC_N stability margin and on the other hand, makes it possible to evaluate GIC_N capabilities, when negative resistance is realized at its terminals, which provides wide functional capabilities for creation of various new information devices. This coefficient enables quantitative estimation of potential instability and for an unloaded quadripole is described by the expression:

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

If quadripole is loaded, invariant stability coefficient must, along with the parameters of indefinite quadripole matrix, also take into account resistance of the load:

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

4. Frequency, which corresponds to GIC_N potential instability margin and is a boundary frequency $f_G(K_s = 1)$.

5. One of the requirements to generalized immittance converters (GIC_N) is stability of the conversion coefficient. Instability of this coefficient is usually characterized by sensitivity to the change of GIC_N parameters $S_{\alpha_i}^T$, which was called the “quality” of GIC_N [6]. The lower the sensitivity of GIC_N, the higher its quality is:

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

where α_i – physical parameter of GIC_N.

6. GIC_N can both amplify a signal and cause its fading. This GIC_N property is quantitatively

characterized by maximally attainable quadripole power transfer coefficient at its stability margin – K_{MS} :

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

7. If GIC_N is potentially instable ($K_{s.in} < 1$), real imittance $ReW_{max}^{(-)}$ can be realized at its terminals, the presence of which is the evidence of extended functional capabilities of GIC_N . Maximally attainable negative real imittance – for direct conversion

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

– for reverse conversion

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

8. The value of this imittance could be different at the input $ReW_{input.max}^{(-)}$ and output $ReW_{output.max}^{(-)}$ terminals of GIC_N , which is the evidence of its nonreciprocal properties estimated by non-reciprocity coefficient K_{NR} .

$$K_L = \frac{ReW_{input.max}^{(-)}}{ReW_{output.max}^{(-)}}. \quad (9)$$

– for stable GIC_N $K_{NR}(K_s > 1) = |W_{21} / W_{12}|^2 = K_{ms}^2$;

– for potentially unstable GIC_N $K_{NR}(K_s < 1) = ReW_{22} / ReW_{11}$.

9. $ReW_{max}^{(-)}$ changes in frequency range. Frequency, which corresponds to the maximal value of $ReW_{max}^{(-)}$ for constant value of the converted imittance, is called optimal conversion frequency f_{opt} .

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

10. Imittance circuit parameters are as follows:

radius $\rho_{output} = |W_{12} \cdot W_{21}| / 2 \cdot Re(W_{11} + W_{12})$,

active component of the imittance circuit centre coordinate

$ReW_{output.0} = ReW_{22} - Re(W_{12} \cdot W_{21}) / 2 Re(W_{11} + W_{12})$.

Mathematical formalization of the component elements of matrix W_N will make it possible to determine and to estimate quantitatively the parameters of expressions (3) – (10).

Development of the mathematical model of multiparameter GIC_N formed by a combination of tripoles

A tripole-based GIC_N is the simplest multiparametric GIC_N , that could be a basic member of more complex GIC_N . For development of the mathematical model of a sensor, based on multistage multiparameter GIC_N connection, the following boundary conditions are adopted:

- GIC_N is realized on the basis of quasilinear active tripoles [7, 8] described by y -matrix of

conduction;

- each stage of multiparameter GIC_N is a two-parameter grounding of GIC_N ;
- two-pole devices, that realize the converted immittances W_{Gi} , are passive;
- input W_{11} and output W_{22} immittances of each stage of the multiparameter GIC_N must have values above zero while transfer immittances W_{12} and $W_{21} \neq 0$;
- N-stage connection of such multiparameter GIC_N could be represented in the form of a generalized structural diagram (Fig. 1), which does not depend on the physical mechanism of operation of active devices .

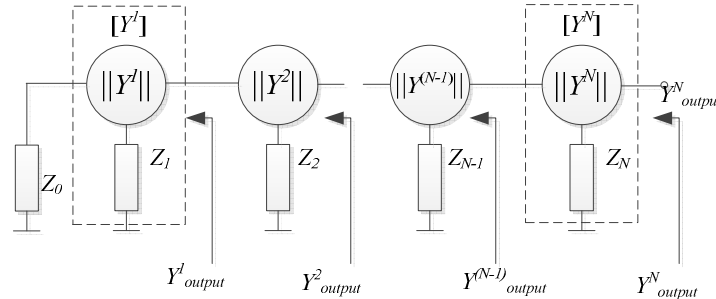


Fig. 1. N-stage connection of multiparameter GIC_N

For generalized immittance converters mathematical model development mechanism is the same, irrespective of the number of stages. To ease understanding, we will develop mathematical model for a two-stage multiparameter GIC_N . Structural diagram of such multiparameter GIC_N is presented in Fig. 2.

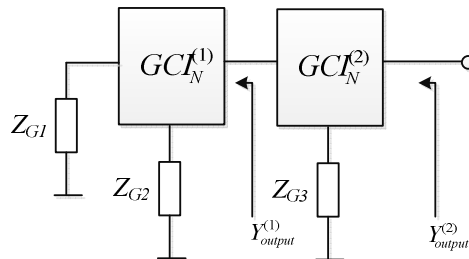


Fig. 2. Structural diagram of two-stage three-parameter GIC_N

Each stage of such structure could be described by $[Y_i]$ matrix, that is dependent on the parameters of $[y_i]$ -matrix of the active quadripole and converted impedances $Z_{(i-1)}$ and Z_i , using the following relations [5]:

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

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

The resulting immittance matrix of the two-stage three-parameter GIC_N is found by means of transfer equations [6]:

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

where $\Delta Y^{(1)} = Y_{11}^{(1)} \cdot Y_{22}^{(1)} - Y_{12}^{(1)} \cdot Y_{21}^{(1)}$, $\Delta Y^{(2)} = Y_{11}^{(2)} \cdot Y_{22}^{(2)} - Y_{12}^{(2)} \cdot Y_{21}^{(2)}$ – indicators of admittance matrices of the first and the second stages of GIC_N respectively.

Using reverse transformations, we pass to the admittance matrix of two-stage three-parameter GIC_N :

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

The converted admittance of the two-stage three-parameter GIC_N is described by the expression:

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

where

$$Y_{output.1} = Y_{22}^{(1)} - \frac{Y_{12}^{(1)} Y_{21}^{(1)}}{Y_{11}^{(1)} + 1/Z_{G1}}. \quad (15)$$

Analytical dependences (13) – (15), which form the mathematical model of the multiparameter two-stage GIC_N , are vivid and effective for designing various types of information devices formed by a cascade connection of tripoles. The developed mathematical model describes the dependence of converted conduction of multistage GIC_N both on the number of stages N and on the values of the converted resistances ($Z_{G1} \dots Z_{GN}$) as well as on the parameters of separate stages [y^i]. It also enables investigation of GIC_N properties while using any type of quasi-linear three-pole device irrespective of the frequency range.

Evaluation of adequacy of the mathematical model

Correctness of the developed mathematical model of two-stage multiparameter GIC_N was validated using the circuit of three-parameter two-stage GIC_N (Fig. 3), developed in [9], by comparison of the calculation results with those of simulation. The circuit of three-parameter two-stage GIC_N is formed on the basis of two stages of multiparameter GIC_N , where field-effect common-drain transistors VT1 of NE4210S01 type and VT2 of F513 type are used as basic tripoles.

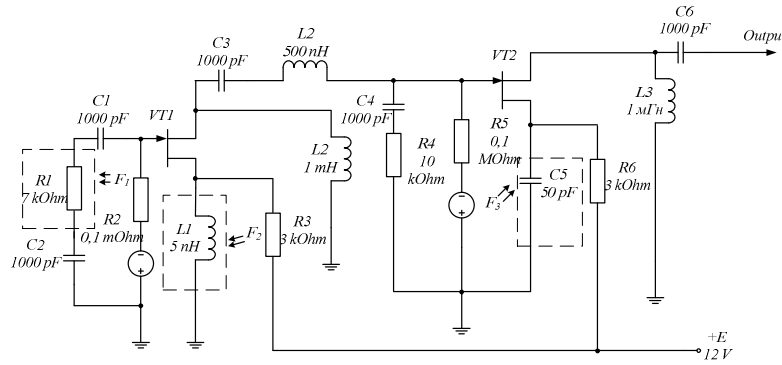


Fig. 3. Electrical principal circuit of three-parameter two-stage GIC

Between the gate and the common bus of transistor NE4210S01 a resistive primary measuring transducer (PMT) $Z_{G1} = R1$ is connected. Between the drain of this transistor and the common bus inductive PMT $Z_{G2} = j\omega L_1$ is connected; between the drain and the common bus of transistor BF513 capacitive PMT $Z_{G3} = 1/j\omega C_5$ is located.

Taking into account expressions (11), (14) and (15,) the converted admittance of the three-parameter two-stage GIC_N will be given by:

$$Y_{output.2} = \frac{y'_{22} + Z_{G3} \cdot \Delta y'}{Z_{G3} \cdot \sum y' + 1} \cdot \frac{(y'_{12} - Z_{G3} \cdot \Delta y') \cdot (y'_{21} - Z_{G3} \cdot \Delta y')}{(Z_{G3} \cdot \sum y' + 1)^2} \cdot \left[\frac{y'_{11} + Z_{G3} \cdot \Delta y'}{Z_{G3} \cdot \sum y' + 1} + \frac{y_{22} + Z_{G2} \cdot \Delta y}{Z_{G2} \cdot \sum y + 1} - \frac{(y_{12} - Z_{G2} \cdot \Delta y) \cdot (y_{21} - Z_{G2} \cdot \Delta y)}{(Z_{G2} \cdot \sum y + 1)^2 \cdot \left(\frac{y_{11} + Z_{G2} \cdot \Delta y}{Z_{G2} \cdot \sum y + 1} + \frac{1}{Z_{G1}} \right)} \right]. \quad (16)$$

The results of simulation and computation of frequency dependencies of the converted sensor conduction are presented in Fig. 4 a.

Comparison of the simulation and computation results have shown that disagreements are no more than 0,5%. Maximal negative value of the real component of the output admittance $ReW^{output.max}$ is -0,0023 S (See Fig. 4 a) while error between the results of simulation and computation of this parameter does not exceed 0,42%.

Frequency that corresponds to the maximal value of $ReW^{output.max} = 0,0023$ S for constant value of the converted immittances is optimal conversion frequency $f_{opt} = 175$ MHz. Error for this parameter is 0,57%.

Direct conversion coefficient T_k was the next parameter, for which the correctness of the developed mathematical model was examined. This coefficient is a complex quantity and is defined as $T_k = Y_{output.2} / Y_{G1}$, where $Y_{G1} = 1 / Z_{G1}$. Results of simulation and calculation are presented in Fig. 4 b.

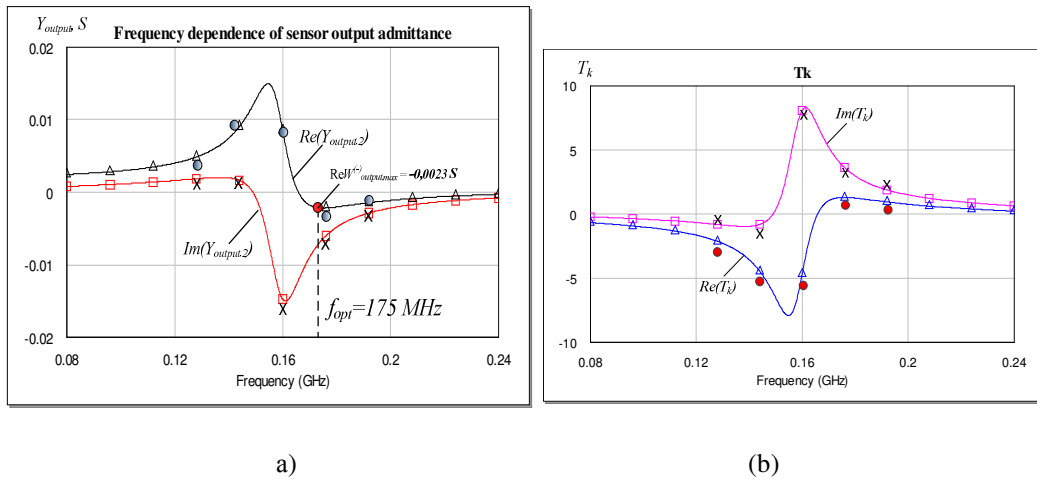


Fig. 4. Dependences of the converted admittance $Y_{output,2}$ (a) and conversion coefficient T_{kc} (b) in frequency range «—» - simulation; «XXX» and «•••» - computation

Discrepancy of the results for real component of the direct conversion coefficient T_k in the frequency range from 0,08 to 0,24 GHz does not exceed 3,22% and for the imaginary component – 2,97 %.

Invariant stability coefficient K_s is one of the main GIC_N parameters. K_s values are within the interval $(-1; +\infty)$. Active quadripole is potentially stable if $K_{s.in} > 1$ and potentially unstable for $K_{s.in} < 1$. The value of $K_{s.in} = 1$ corresponds to the potential stability limit. Computation of the invariant stability coefficient was performed using expression (2) for loaded quadripole. As it is evident from Fig. 5a, two-stage multiparameter GIC_N is a potentially unstable quadripole in frequency range from 165,8 MHz. For this frequency a maximal attainable numerical value of the power transfer coefficient at the stability margin K_{ms} (Fig. 5 б) is 1,645. Discrepancy between the results of simulation and calculation of the invariant stability coefficient is 1,1%.

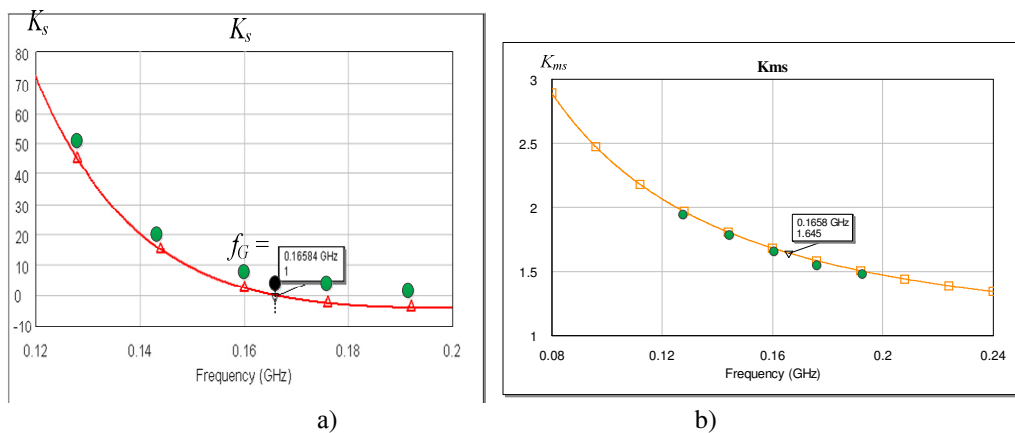


Fig. 5. Dependences of the invariant stability coefficient K_s (a) and maximally attainable power transfer coefficient at the stability margin K_{ms} (b) in the frequency range: «—» - simulation; «•••» - computation

From the same graph it is evident that boundary frequency of the two-stage multi-parameter GIC_N f_G ($K_s = 1$) is 165,8 MHz according to simulation results while the calculated value is $f_G = 175$ MHz. For this parameter error is 1,93%.

Fig. 5 b shows the results of computation and simulation of the maximally attainable power transfer coefficient at the stability margin K_{ms} . Calculated values of this parameter are obtained using formula $K_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$. Discrepancy between simulation and computation results does not exceed 1,7%.

Non-reciprocity properties of GIC_N could be quantitatively estimated by means of non-

reciprocity coefficient K_{NR} . For potentially unstable GIC_N it characterizes non-reciprocity properties of GIC_N in the region of potential instability: $K_{NR} (K_s < 1) = \text{Re}W_{22} / \text{Re}W_{11}$.

The simulation and computation results of the non-reciprocity coefficient differ by the value of 0,22 % (Fig. 6).

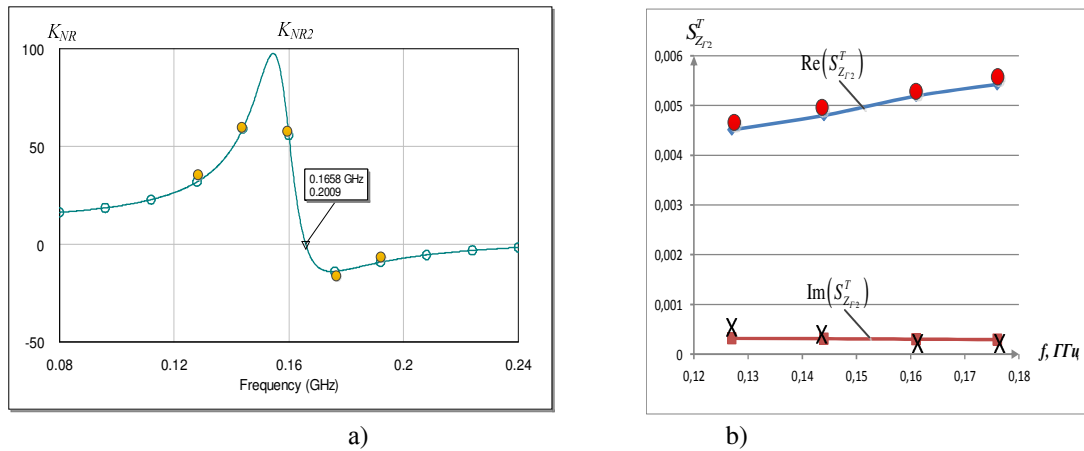


Fig. 6. Dependency of the non-reciprocity coefficient K_{NR} (a) and sensitivity of the conversion factor $S_{\alpha_i}^T$ to the variations of parameter $Z_{G2} = j\omega L_1$ (b) in the frequency range: «—» - simulation; «•••» - computation

Sensitivity of the conversion coefficient $S_{\alpha_i}^T$ to the variations of GIC_N parameters is an indicator of N-polar quality. The smaller the value of GIC_N , the more qualitative it is. For experimental validation of the correctness of the developed GIC_N mathematical model sensitivity of the conversion ratio $S_{\alpha_i}^T$ was investigated relative to the variations of parameter $Z_{G2} = j\omega L_1$. The results of simulation and computation are presented in Fig. 6 b.

Sensitivity of conversion ratio of the investigated GIC_N does not exceed 0,006. Error between this parameter calculation and simulation values is 1,8 %. This means that three-parameter two-stage GIC_N is qualitative as it has low level of the conversion ratio sensitivity to the influence of external destabilizing factors.

In accordance with the theory of conformal images [10] on a complex plane [10], the converted conduction of the multi-parameter two-stage GIC_N could be represented in the form of a circle with radius ρ

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

And centre coordinate W_0 with active component

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

The results of calculation and simulation of the immittance circuit parameters are presented in Fig. 7. The biggest radius of the immittance circuit ρ is observed at frequency 158,8 MHz (Fig. 7 a) while active component of the centre coordinate $\text{Re}Y_{output.0}$ at this frequency is 0,011 (Fig. 7 b).

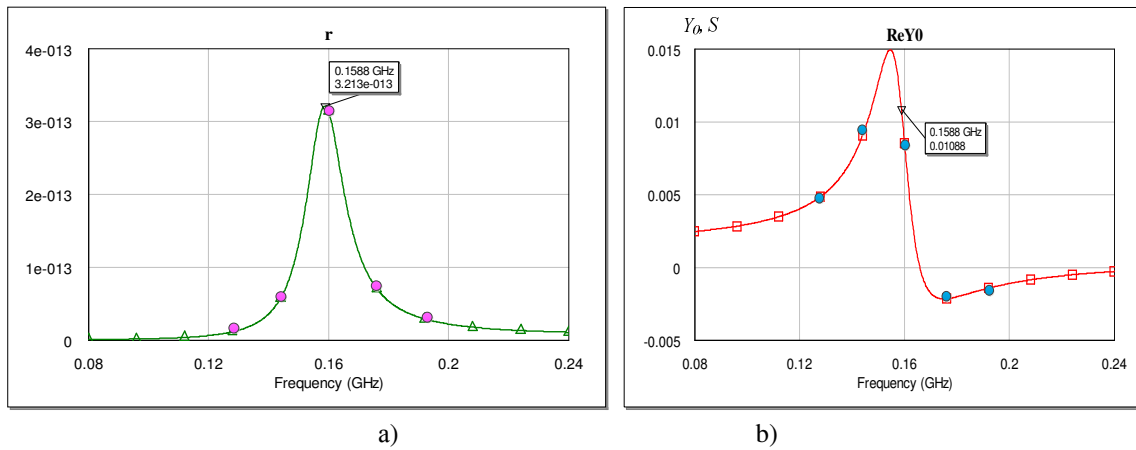


Fig. 7. Dependencies of the radius ρ variations (a) and active component of the centre coordinate $Re Y_{output,0}$ (b) of the output immittance circuit of the multiparameter two-stage GIC_N : «—» - simulation; «•••» - calculation

The bigger the immittance circuit radius, the wider functional capabilities of GIC_N for realization of different types of information control devices on its basis. Difference between the simulation and calculation results does not exceed 5%. At the same time the discrepancy between the calculation values and results of simulation of the real component of the output immittance circuit centre coordinate for the three-parameter two-stage GIC_N is 0,2 %.

Analysis of the simulation and calculation results of the definite system of parameters, that describes multiparameter GIC_N , confirms correctness of the developed mathematical model, the evidence of which is discrepancy not exceeding 5%. This indicates expediency of such model application for designing various information devices, which are formed by cascade connection of tripoles in the presence of real initial conditions.

Conclusions

Mathematical model of N-stage connection of multiparameter GIC_N has been elaborated. In contrast to the mathematical model of Babak L. I. [11], the developed model has a number of advantages, including the possibility of transition from the conduction matrix of one stage to general admittance matrix of several stages connection through the application of transition to transfer parameters. This mathematical model also describes dependence of the converted conduction of a multistage GIC_N both on the number of stages N and on the values of converted resistances ($Z_0 \dots Z_N$) as well as on the parameters of separate stages [y^j], which makes it possible to perform calculations of various information devices formed by cascade connection of tripoles.

In order to confirm the correctness of the obtained analytical expressions, a number of determined parameters, describing main GIC_N properties, were investigated by the example of a two-stage three-parameter radiofrequency sensor. Comparative analysis of the results of simulation and main GIC_N parameters calculation has shown that the value of relative error is within the normal range and does not exceed 5%. This indicates the correctness of the developed mathematical model and expediency of its application for designing various types of information devices, formed by cascade connection of tripoles in the presence of real initial conditions.

REFERENCES

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 негатроники / 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 трьохполюсника / 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.

Tkachuk Yana – Post-graduate student of the Department of Computer and Telecommunication Equipment Design, rozhkova.yana@gmail.com.

Fursa Svitlana – Cand. Sc. (Eng.), Assist. Prof. of the Department of Computer and Telecommunication Equipment Design, pip_1@mail.ru.
Vinnytsia National Technical University.