

УДК 621.374

Л. Б. Ліщинська, к. т. н., доц.; М. В. Барабан; Я. С. Рожкова

ДОСЛІДЖЕННЯ УЗАГАЛЬНЕНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІМІТАНСУ (УПІ) НА БАЗІ ОДНОПЕРЕХІДНОГО ТРАНЗИСТОРА ВІД ПАРАМЕТРІВ ЙОГО ФІЗИЧНОЇ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ СХЕМИ

У статті розроблено математичну модель УПІ на базі ОТ, що враховує залежність його перетвореного імпедансу від фізичних параметрів ОТ, а також проведено дослідження залежностей перетвореного імпедансу W_{ex} ($W_{вих}$) від фізичних параметрів ОТ та діапазону робочих частот.

Ключові слова: одноперехідний транзистор, узагальнений перетворювач імпедансу, Y -параметри, емітер, колектор.

Вступ

Одноперехідні транзистори (ОТ) отримали широке застосування в якості малопотужних ключів різних імпульсних пристроїв [1 – 3]. Наявність у них в активному режимі коефіцієнта передачі по струму $h_{21} > 1$ [4] робить його перспективним компонентом узагальненого перетворювача імпедансу (УПІ) для роботи на частотах в декілька сотень МГц [5]. У цьому випадку, з практичної точки зору, виникає проблема формування вимог до фізичних параметрів ОТ, що забезпечують отримання необхідних значень перетворених імпедансів W_{ex} ($W_{вих}$).

Постановка задач досліджень

З метою визначення оптимальних значень фізичних параметрів ОТ, що забезпечують при використанні його в якості УПІ, отримання потрібних значень перетвореного імпедансу W_{ex} ($W_{вих}$), а саме отримання максимальних значень від'ємних реальних імпедансів та індуктивних перетворених імпедансів, необхідно розв'язати такі задачі:

- розробити математичну модель УПІ на базі ОТ, яка враховує залежність його перетвореного імпедансу від фізичних параметрів ОТ;
- провести дослідження залежностей перетвореного імпедансу W_{ex} ($W_{вих}$) від фізичних параметрів ОТ та діапазону робочих частот.

Розробка математичної моделі

Узагальнений перетворювач імпедансу на базі ОТ являє собою чотириполюсник, який утворений ОТ, ввімкненим за схемою зі спільною базою (b_1), до входу якого підімкнено імпеданс W_z , що перетворюється, а до виходу – W_n (рис.1). Причому імпеданс, що перетворюється, $W_{ex}=f(W_n)$, а $W_{вих}=f(W_z)$.

Для побудови математичної моделі такого УПІ $_{b1}$, яка враховує фізичні параметри ОТ, використаємо його фізичну еквівалентну схему, представлену на рис. 2а. Існує велика кількість таких еквівалентних схем різного ступеня складності. Але, як показує практика, ускладнення еквівалентної схеми не забезпечує істотного підвищення точності розрахунків, так як є низькою точність визначення параметрів її елементів. У зв'язку з цим краще обирати відносно просту фізичну еквівалентну схему транзистора (рис. 2а), параметри якої при необхідності можна узгодити з більш точними експериментальними характеристиками [6].

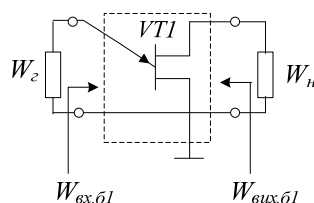


Рис. 1. Високочастотна частина схеми узагальненого перетворювача імпедансу на одноперехідному транзисторі за спільною базою 1

Скористаємося спрощеною фізичною еквівалентною схемою без урахування паразитних елементів, так як дослідження проводяться на відносно невисоких частотах.

Параметри фізичної еквівалентної схеми визначені за методикою, описаною в [6] з використанням установки, описаної в патенті [7].

На цій схемі h_{21} – коефіцієнт передачі транзистора за струмом; $R_{\delta 1}$, $R_{\delta 2}$ – омичний опір бази 1 і бази 2; C_e і R_e – бар’єрна ємність та диференціальний опір емітерного переходу; $C_{\delta 1}$ – дифузійна ємність бази 1.

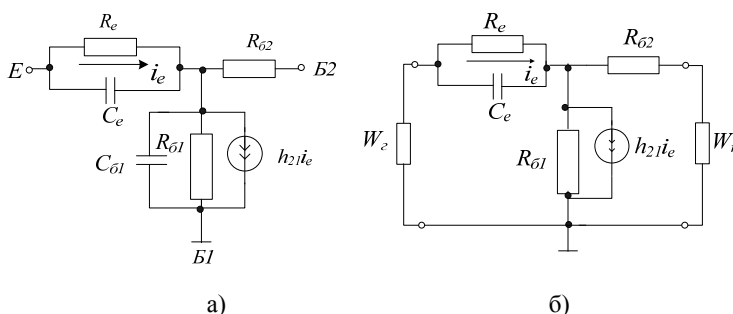


Рис. 2. Еквівалентна схема ОТ (а) та УПП_{б1} (б) на одноперехідному транзисторі

Замінюючи на рис.1 транзистор *VT1* його фізичною еквівалентною схемою (рис. 2а), отримаємо фізичну еквівалентну схему УПП_{б1} (рис. 2б).

При великих струмах емітера $R_e \rightarrow 0$, а $Z_{\delta 1} = 1/j\omega C_{\delta 1}$. За допомогою програми «Snap» отримаємо математичні вирази *Z*-параметрів представленої еквівалентної схеми:

$$Z_{11} = \frac{R_{\delta 1} \cdot (1 - h_{21})}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}}; \quad Z_{12} = \frac{R_{\delta 1}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}};$$

$$Z_{21} = \frac{R_{\delta 1} \cdot (1 - h_{21})}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}}; \quad Z_{22} = \frac{R_{\delta 2} + R_{\delta 1} + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1} \cdot R_{\delta 2}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}};$$

Тоді матриця опору цієї схеми матиме вигляд:

$$[Z_{\delta 1}] = \begin{bmatrix} \frac{R_{\delta 1} \cdot (1 - h_{21})}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}} & \frac{R_{\delta 1}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}} \\ \frac{R_{\delta 1} \cdot (1 - h_{21})}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}} & \frac{R_{\delta 2} + R_{\delta 1} + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1} \cdot R_{\delta 2}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{\delta 1} \cdot R_{\delta 1}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Визначник цієї матриці $\Delta Z_{\delta 1} \neq 0$, в результаті чого вхідний перетворений опір буде дорівнювати

$$Z_{\text{вх.б1}} = Z_{11} - Z_{12} \cdot Z_{21} / (Z_{22} + Z_n), \quad (2)$$

а вихідний опір, в свою чергу, буде дорівнювати

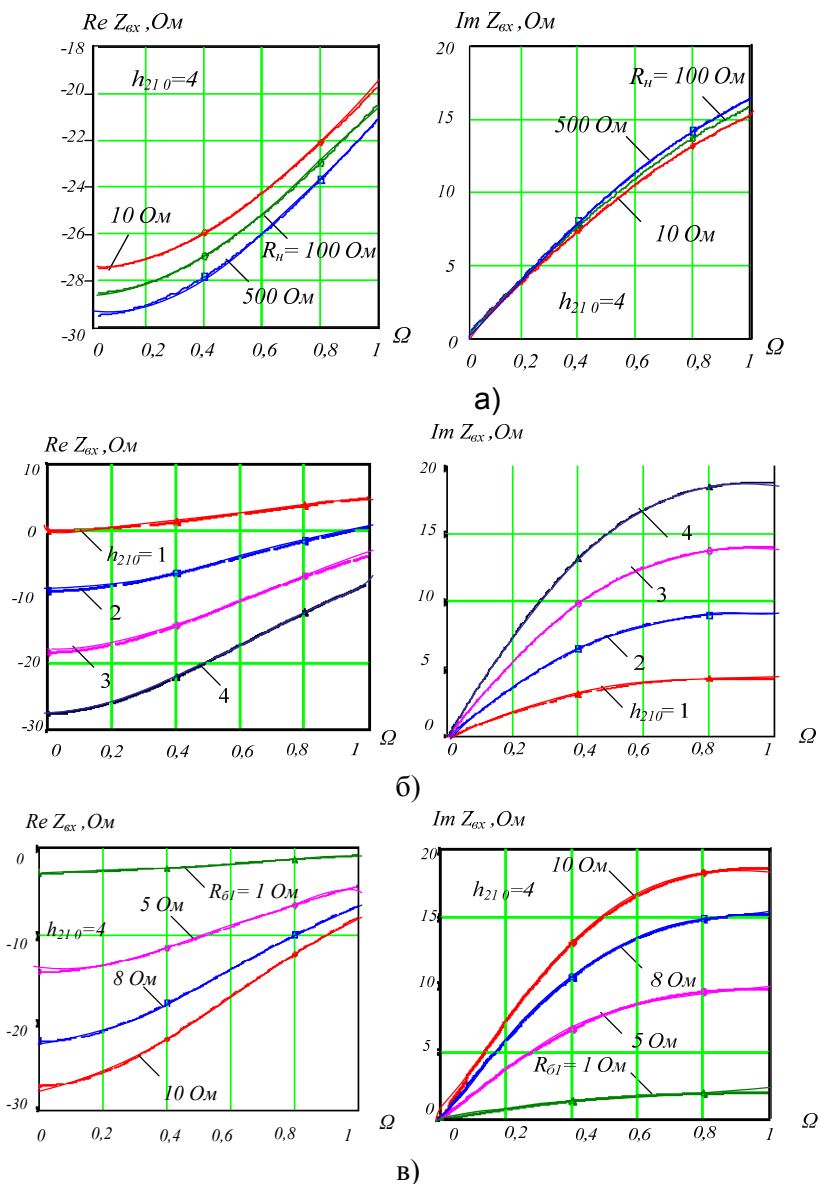
$$Z_{\text{вих.б1}} = Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21} / (Z_{11} + Z_z), \quad (3)$$

де Z_n та Z_z – опори, що перетворюються.

Система рівнянь (1) – (3) утворює математичну модель УПШ_{б1} та дозволяє провести дослідження залежностей перетворюваних опорів $Z_{вх\ б1}$ та $Z_{вих\ б1}$ від параметрів фізичної еквівалентної схеми ОТ.

Результати дослідження

Виявимо залежності вхідного і вихідного імпедансу від основних фізичних параметрів схеми, а саме: опору бази 1 ($R_{б1}$) та бази 2 ($R_{б2}$), дифузної ємності бази 1 ($C_{б1}$), коефіцієнту передачі транзистора за струмом h_{21} , граничної частоти транзистора f_T , а також опору навантаження Z_n для вхідних $W_{вх}$ параметрів, та опору генератора (Z_2) для вихідних $W_{вих}$ параметрів. Результати чисельних розрахунків вхідного імпедансу представлені на рисунку 3 та 4.



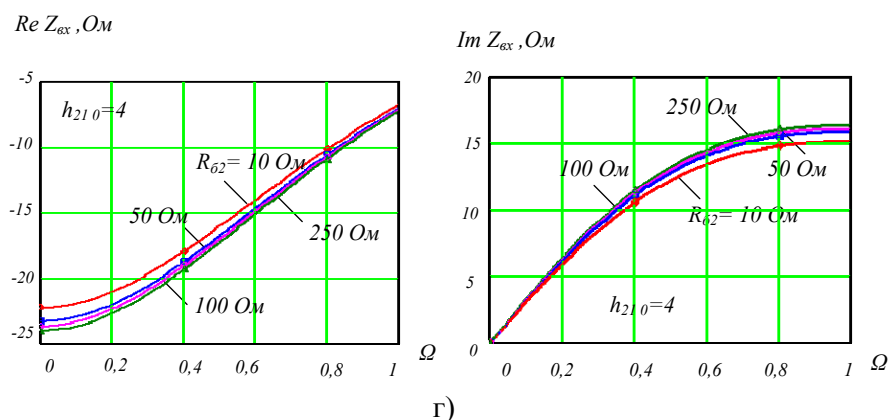


Рис. 3. Залежність вхідного імпедансу від приведеної частоти $\Omega = f/f_T$ при різних опорах навантаження R_H (а); коефіцієнтах передачі транзистора за струмом h_{21} (б); значеннях опору бази 1 (в); значеннях опору бази 2 (г)

Отримані залежності мають певні спільні тенденції: нелінійність характеристик та зростання по модулю для всіх параметрів. Реальна частина імпедансу лежить в області від'ємних значень, що є доказом того, що пристрій є негatronом. Уявна частина носить індуктивний характер. Це підтверджує можливість використання даного транзистора як еквівалента котушки індуктивності. Зауважимо, що при $h_{21} \leq 1$ (рис. 3 б) реальна частина вхідного імпедансу є додатньою і зі збільшенням $\Omega = f/f_T$ зростає пропорційно з крутизною $S = 0,65 \text{ Ом/МГц}$. При всіх значеннях $h_{21} > 1$ реальна частина вхідного імпедансу є від'ємною і транзистор проявляє властивості негatronу.

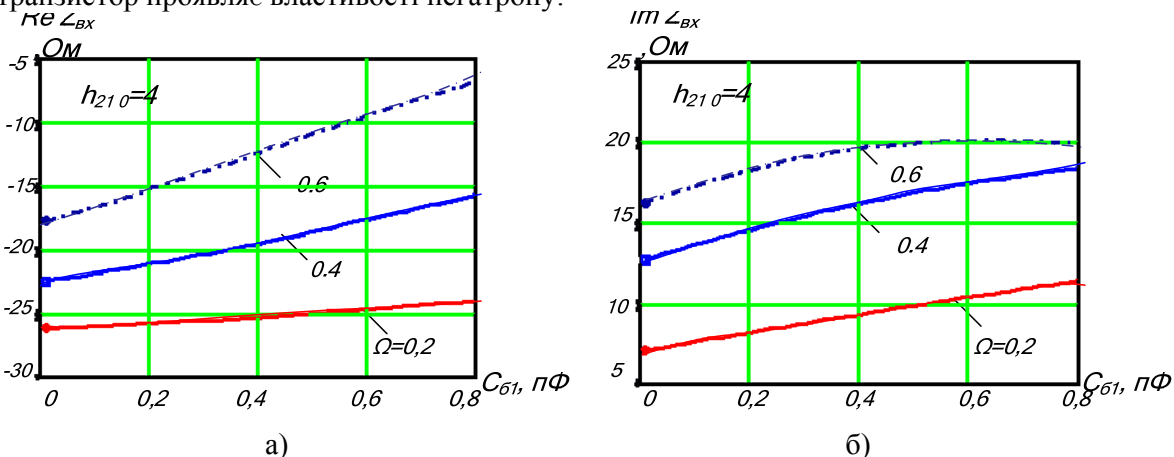


Рис. 4. Залежність вхідного опору від $C_{б1}$ при різних значеннях Ω

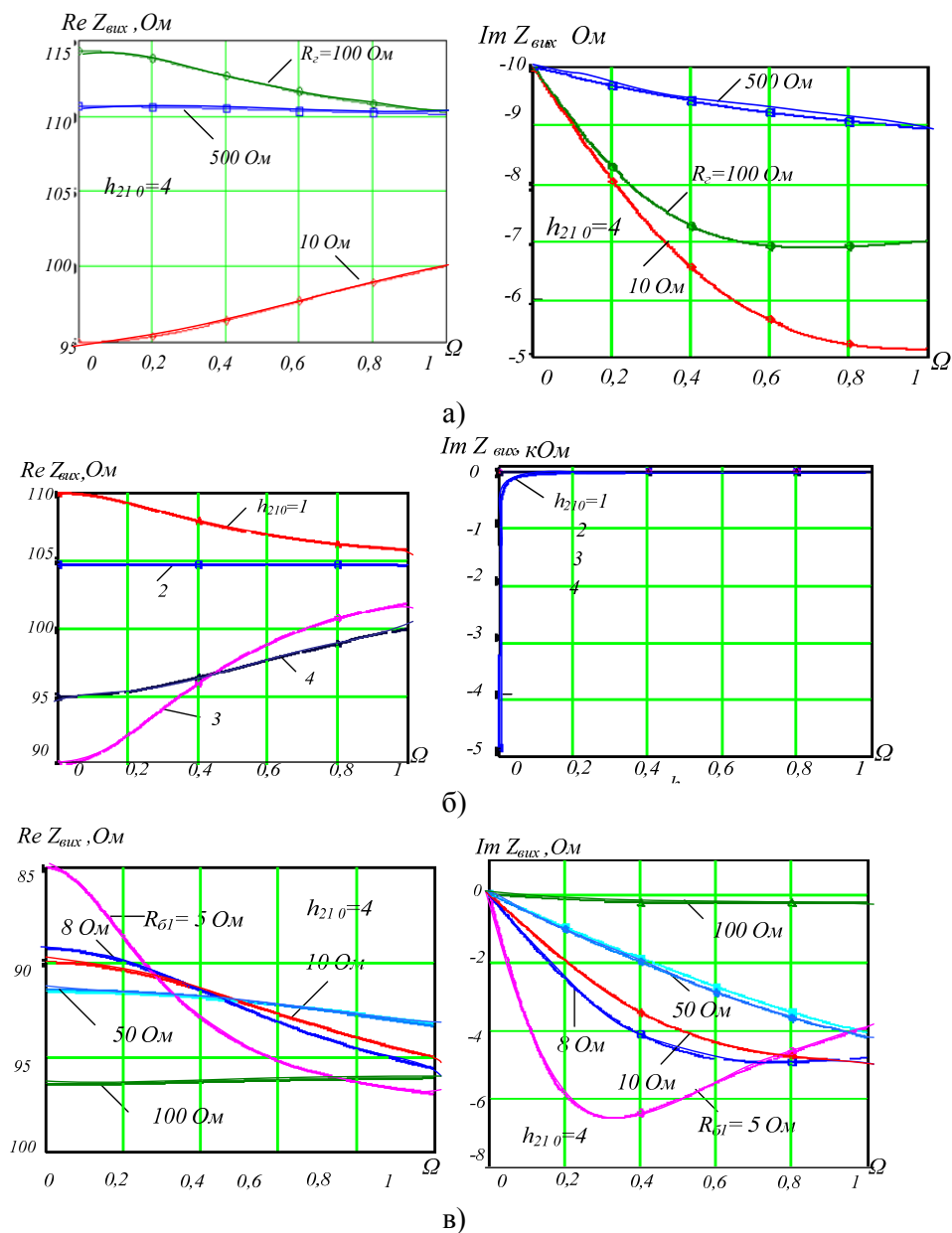
Аналізуючи залежність імпедансу на вході схеми від ємності бази 1 (рис.4), можна зробити висновки, що при ємностях до $0,8 \text{ нФ}$ залежність реальної частини вхідного імпедансу є практично лінійною, зростаючою і лежить в області від'ємних значень. Уявна частина у тому ж діапазоні ємностей є нелінійною, зростаючою та має певні відхилення при значенні $\Omega = 0,6$, що виражаються у припиненні зростання вхідного імпедансу при ємності бази 1 $C_{б1} \geq 0,45 \text{ нФ}$.

Результати чисельних розрахунків вихідного імпедансу в залежності від фізичних параметрів ОТ представлені на рис. 5. Частотні характеристики вихідного імпедансу в залежності від опору генератора носять протилежний характер: при $R_2 = 10 \text{ Ом}$ із зростанням частоти відбувається зростання $Re Z_{вих}$; при $R_2 = 100 \text{ Ом}$ спостерігається спадний характер залежності і при $R_2 = 500 \text{ Ом}$, вихідний опір $Re Z_{вих}$ залишається практично сталим.

Реальна частина частотної залежності $Z_{вих}$ має суперечливий характер також при різних значеннях h_{21} , а саме: при $h_{21} = 1$ – спадає, при $h_{21} = 2$ – залишається сталим і при $h_{21} > 2$ – носить зростаючий характер. Уявна частина частотної характеристики вихідного

імпедансу залежить від розміру величини h_{210} тільки на дуже низьких частотах (рис. 5).

Як видно з рис. 5, реальна частина вихідного імпедансу при різних значеннях $R_{\delta 1}$ спадає у всьому досліджуваному діапазоні частот. Оптимальною для даної схеми включення одноперехідного транзистора є частота $\Omega_{opt} = 0,5$ (точка перетину усіх отриманих залежностей). З цього ж графіка бачимо, що на частоті $\Omega=0,3$ при $R_{\delta 1}=5 \text{ Ом}$ спостерігається найменше значення уявної складової вихідного опору. На уявній частині при $R_{\delta 1}=5 \text{ Ом}$ є точка згину $\Omega=0,3$, в якій змінюється характер залежності зі спадного на зростаючий.



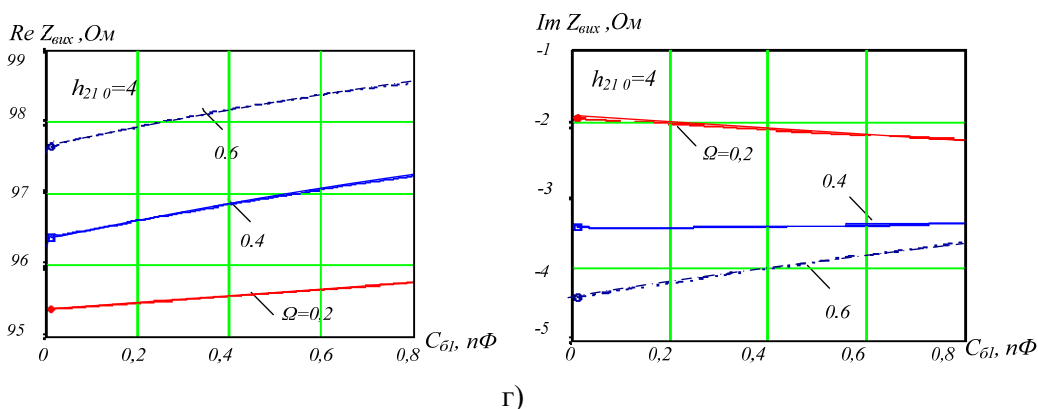


Рис. 5. Залежність вихідного імпедансу від $\Omega=f/f_T$ при: різних опорях генератора R_c (а), коефіцієнтах передачі транзистора за струмом h_{21} (б), опорі бази 1(в), та ємності $C_{б1}$ (г)

Реальна частина частотної характеристики вихідного імпедансу із збільшенням ємності $C_{б1}$ є зростаючою. Уявна ж частина $Z_{вых}$ виявляє себе протирічно: при $\Omega = 0,2$ вона спадає; при $\Omega = 0,4$ вихідний опір залишається сталим протягом усього діапазону ємностей та при $\Omega = 0,6$ – залежність носить зростаючий характер.

Висновки

Проведене дослідження виявило значну чутливість перетвореного імпедансу одноперехідного транзистора до зміни параметрів його фізичної еквівалентної схеми. Це свідчить про можливість керування величиною імпедансу транзистора при прямому та зворотному перетворенні імпедансу шляхом зміни $R_{б1}$, R_n та h_{210} .

1. Для вхідного імпедансу реальна частина має найбільш негативний характер, а уявна найбільш індуктивний характер при таких значеннях: $R_{б1} = 10 \text{ Ом}$, $h_{210} = 4$, $R_{б2} = 250 \text{ Ом}$.

2. Для вихідного опору реальна частина є найбільш позитивною, а уявна – найбільш індуктивною при $R_{б1} = 5 \text{ Ом}$, $h_{210} = 3$, $R_c = 10 \text{ Ом}$.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ленк Дж. Электронные схемы. Практическое руководство / Ленк Дж. – М.: Мир, 1985. – 344 с.
2. Ерофеева И. А. Импульсные устройства на однопереходном транзисторе / И. А. Ерофеева – М.: Связь, 1974. – 72 с.
3. Ольсевич А. Е. Двухбазовые диоды в автоматике / А. Е.Ольсевич, В. В.Михайлов, В. И. Беличенко – М.: Энергия, 1972. – 72 с.
4. Стафаев В. И. Теоретические и экспериментальные исследования двухбазового диода / В. И. Стафаев, А. П. Штагер. – Рига: Знание, 1986. – 525 с.
5. Філінюк М. А. Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно нестійких узагальнених перетворювачів імітанта / М. А. Філінюк – Вінниця: ВДТУ, 1998. – 85 с.
6. Ліщинська Л. Б. Експериментальний метод визначення параметрів одно перехідного транзистора. В кн. «Контроль і управління в складних системах» / Л. Б. Ліщинська, А. Г. Швидюк, М. А. Філінюк – КУСС, 2008. – 137 с.
7. Пат. 41314 України на корисну модель. МПК⁸ G 01 R 27/28. Установка для вимірювання граничної частоти одноперехідного транзистора / Ліщинська Л. Б., Шведюк А. Г., Філінюк М. А., заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – №u200900490; Заявл. 23.01.2009; Опубл. 12.05.2009, Бюл. №9.

Ліщинська Людмила Броніславівна – к. т. н., доцент кафедри фінансового контролю та аналізу, e-mail: L_Fil@mail.ru.

Вінницький торгово-економічний інститут.

Барабан Марія Володимирівна – аспірант кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури, e-mail: baraban87@gmail.com.

Рожкова Яна Сергіївна – студентка, e-mail: rozhkova.yana@gmail.com.

Вінницький національний технічний університет.