

УДК 621.38

М. А. ФІЛІНЮК, Л. Б. ЛІЩИНСЬКА, О. В. ВОЙЦЕХОВСЬКА, В. П. СТАХОВ

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

МОНОІМІТАНСНИЙ ЛОГІЧНИЙ R-ЕЛЕМЕНТ «НІ»

Анотація. Запропоновано моноімпедансний логічний R-елемент «НІ», робота якого базується на використанні нечіткого імпедансу, а як інформаційний параметр використовується активний імпеданс. Розроблено математичну модель такого моноімпедансного логічного R-елемента «НІ», що реалізований вигляді чвертьхвильового відрізка лінії передачі. Отримано таблицю істинності логічного R-елемента «НІ». Проведено дослідження впливу паразитних факторів на передатну характеристику моноімпедансного логічного елемента, які показали, що найбільший вплив на характеристики логічного елемента здійснюють частота сигналу та паразитний реактивний опір X_{ex} . Рекомендовано використовувати відрізок лінії передачі з максимально можливим значенням Z_0 , а значення R_{ex} вибирати в діапазоні $0,5 < \bar{R}_{ex} < 1,5$.

Ключові слова: логічний елемент, відрізок лінії передачі, імпеданс.

Аннотация. Предложено моноиммитансный логический R-элемент «НЕ», работа которого основана на использовании нечеткого иммитанса, а в качестве информационного параметра используется активный иммитанс. Разработана математическая модель такого моноиммитансного логического R-элемента «НЕ», реализованного в виде четвертьволнового отрезка линии передачи. Получена таблица истинности логического R-элемента «НЕ». Проведены исследования влияния паразитных факторов на передаточную характеристику моноиммитансного логического элемента, которые показали, что наибольшее влияние на характеристики логического элемента оказывают частота сигнала и паразитное реактивное сопротивление $X_{вх}$. Рекомендуется использовать отрезок линии передачи с максимально возможным значением Z_0 , а значение R_{ex} выбирать в диапазоне $0,5 < \bar{R}_{ex} < 1,5$.

Ключевые слова: логический элемент, отрезок линии передачи, иммитанс.

Annotation. Monoimpedance logic R-gate "NOT", which is based on the use of fuzzy impedance is proposed. Active impedance is used as an information parameter. The mathematical model of the monoimpedance logic R-gate "NOT" is designed, this R-gate "NOT" is realized in the form of quarter-wavelength transmission line. A truth table of the logical R-element "NOT" is received. We investigated the effect of parasitic factors on the transfer characteristic of monoimpedance logic gate which showed the greatest influence on the characteristics of the gate providing the signal frequency and parasitic reactance X_{ex} . It is recommended to use transmission line segment with the highest possible value Z_0 , and select a value R_{ex} in the range $0,5 < \bar{R}_{ex} < 1,5$.

Keywords: logic gate, the segment of the transmission line, impedance.

Вступ

Незважаючи на значні досягнення в галузі створення елементарної бази сучасної обчислювальної техніки постійно ведуться пошуки нових принципів побудови таких елементів, що відповідають певним специфічним вимогам. Одним з напрямків досліджень є розробка радіочастотних логічних елементів, здатних здійснювати логічні операції на несучій частоті сигналу [1, 2, 3]. Більшість технічних рішень в цій області базуються на використанні нелінійних властивостей напівпровідникових приладів, що обмежує їх швидкодію і енергетичну ефективність. Як показано в [2], швидкодія радіочастотних логічних елементів в принципі не може перевищувати швидкодію відеоімпульсних логічних елементів. Новим напрямком побудови радіочастотних логічних елементів є використання при їх реалізації принципу нечіткого імпеданса [4], коли логічний рівень визначається не кількісною величиною імпеданса, а тільки його характером, наприклад «0» - ємнісний, «1» - індуктивний. Такі імпедансні логічні елементи належать до групи «мультиімпедансних елементів» і можуть бути реалізовані як на активних [5], так і тільки на пасивних [6] радіоелектронних компонентах. В останньому випадку істотно підвищується заводозахищеність та енергетична ефективність логічного елемента, тому що відбуваються тільки енергетичні втрати на частоті сигналу.

З практичної точки зору в ряді випадків доцільно характеризувати логічний стан імпедансами одного характеру (або ємнісний (X_C), або індуктивний (X_L), або активний (R)). Такі імпедансні логічні елементи відносяться до групи «моноімпедансних елементів». На відміну від мультиімпедансних логічних елементів, у них логічні рівні визначаються межами зміни імпеданса, як у відеоімпульсних елементів діапазонами зміни напруги [7]. Поступаючись мультиімпедансним елементам за заводозахищеністю, такі елементи зберігають їх переваги за швидкодією та енергетичною ефективністю, що визначає актуальність їх розробки. Враховуючи, що будь-який реактивний імпеданс не існує без активного імпеданса (якщо не використані спеціальні заходи компенсації) при розробці моноімпедансних логічних елементів існує необхідність оцінювання впливу паразитних імпедансів на параметри логічного елемента.

Метою роботи є розробка моноімпедансного логічного R-елемента «НІ» та дослідження його основних параметрів. Для досягнення цієї мети вирішуються такі завдання:

1. Обґрунтування схеми моноімпедансного логічного R-елемента «НІ» і оцінювання його потенційного швидкодії та енергетичних втрат.

2. Дослідження впливу дестабілізуючих факторів на характеристики логічного елемента.

Обґрунтування схеми моноімітансного логічного R-елемента «НІ» і оцінювання його потенційних параметрів

Виходячи з сформованої мети роботи, як інформаційний параметр використовуємо активний імітанс «R», а логічний стан елемента будемо характеризувати діапазоном значень цього параметра. Наприклад, логічній одиниці - «1» відповідає діапазон зміни $R^{(1)} > R_0$, а логічному нулю - «0» відповідає діапазон зміни $R^{(0)} < R_0$, де R_0 - резистивна межа логічного рівня. З урахуванням введених припущень, роботу моноімітансного логічного R-елемента «НІ» можна описати таблицею істинності, яка подана на рис. 1.

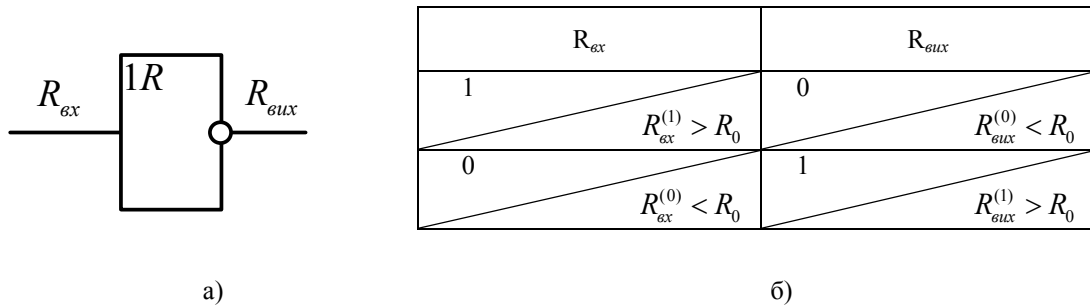


Рисунок 1 – Схематичне позначення (а) і таблиця істинності (б) моноімітансного логічного R-елемента «НІ»

Для реалізації логічної функції, що описується таблицею на рис. 1б, запропоновано використовувати властивості чвертьхвильового відрізка лінії передачі, що реалізує «чвертьхвильовий трансформатор» (рис. 2а).

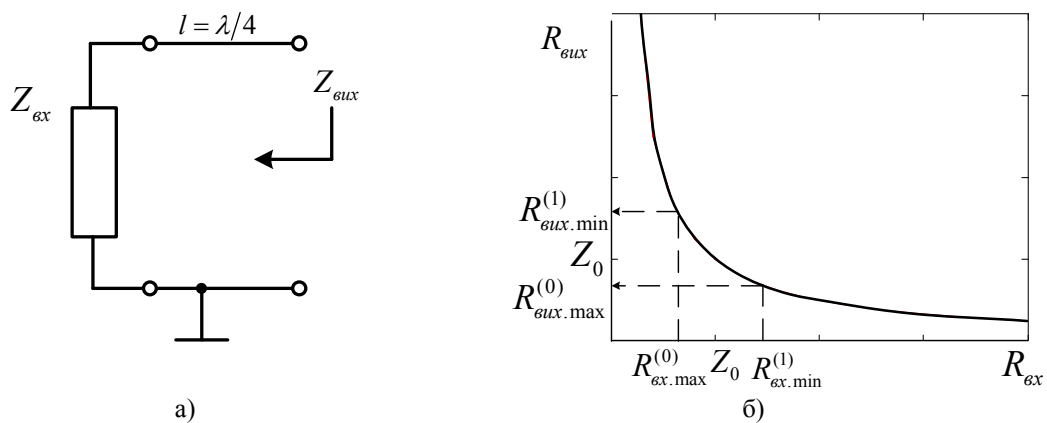


Рисунок 2 – Чвертьхвильовий трансформатор (а), який реалізує моноімітансний логічний R-елемент «НІ», і його передатна характеристика (б)

Вихідний опір Z_{vix} такого відрізка лінії передачі залежить від опору Z_{ex} , що підключається на його вході[8]

$$Z_{vix} = Z_0^2 / Z_{ex}, \tag{1}$$

де Z_0 - хвильовий опір лінії передачі.

Якщо $Z_{ex} = R_{ex}$, тоді $Z_{vix} = R_{vix} = Z_0^2 / R_{ex}$. Вважаючи, що Z_0 має дійсне фіксоване значення, передатна характеристика такого елемента має вигляд, поданий на рис. 2б. З графіка видно, що при $R_{ex} > Z_0$, $R_{vix} < Z_0$ і навпаки, що відповідає вище сформульованим умовам побудови моноімітансного логічного R-елемента «НІ».

Найважливішими параметрами логічного елемента є його швидкодія і споживана потужність.

Швидкодія моноімітансного логічного R-елемента «НІ» визначається затримкою встановлення імітанса R_{vix} виходу логічного елемента при зміні значення імітанса R_{ex} кола, що підключено до його входу. Ця затримка визначається часом проходження електромагнітної хвилі від входу до виходу елемента і залежить від довжини відрізка лінії передачі l і швидкості v електромагнітної хвилі в лінії передачі. Для розглянутого логічного елемента «НІ» маємо:

$$\tau = l/v = \sqrt{\epsilon} / 4f_0, \tag{2}$$

де ε - відносна діелектрична проникність заповнення відрізка лінії передачі, f_0 - робоча частота сигналу. З (2) видно, що чим вища частота f_0 сигналу, тем більша швидкість імітансного логічного елемента. Наприклад, при використанні діелектричної підкладки з $\varepsilon=1$ на частоті 1 ГГц маємо τ (1 ГГц) = 0,25 нс, при $f = 10$ ГГц - маємо τ (10 ГГц) = 25 пс.

Розглянутий логічний елемент не використовує джерело постійної енергії ($P_0 = 0$). Основні витрати енергії P_{\sim} пов'язані з енергетичними втратами в лінії передачі P_L і поглинанням сигналу P_R на омичному опорі кола, що підключається до входу логічного елемента $P_{\sim} = P_L + P_R$. Внаслідок малої довжини відрізка лінії передачі і низького значення діелектричних втрат підкладки, втратами P_L в лінії передачі можна знехтувати. Потужність сигналу, що поглинається на опорі $R_{вх}$ залежить від потужності сигналу P_{\sim} несучої частоти. Її мінімальне значення $P_{\sim min}$ повинно бути більше потужності шумів, створюваних омичним опором $R_{вх}$, що визначається виразом [9] $P_{ш} = 4kT\Delta f$, де k - стала Больцмана, Δf - смуга робочих частот, T - абсолютна температура.

Мінімальна смуга робочих частот визначається стабільністю частоти опорного генератора. Наприклад, при відносній стабільності частоти генератора $\Delta f/f = 10^{-6}$ на несучій частоті 1 ГГц маємо $\Delta f = 1$ кГц, а на частоті 10 ГГц - $\Delta f = 10$ кГц. В цьому випадку $P_{ш}(1\text{ГГц}) = 1,6 \times 10^{-19}$ Вт і $P_{ш}(10\text{ГГц}) = 1,6 \times 10^{-18}$ Вт. Отже $P_{\sim}(1\text{ГГц}) > 1,6 \times 10^{-19}$ Вт, а $P_{\sim}(10\text{ГГц}) > 1,6 \times 10^{-18}$ Вт. Використовуючи загальноприйняте поняття фактора якості $Q = \tau P_{\sim}$ [7], для ідеального моноімітансного логічного R-елемента «НІ», що розглядається, знаходимо: $Q(1\text{ ГГц}) = Q(10\text{ ГГц}) = 4 \times 10^{-5}$ пДж.

Вплив дестабілізуючих факторів на характеристики логічного елемента

Параметри реального моноімітансного логічного R-елемента «НІ» будуть відрізнятися від параметрів вище розглянутого «ідеального» елемента через вплив дестабілізуючих факторів. По-перше, для забезпечення завадостійкості в реальному елементі границя між логічним нулем та одиницею визначається не Z_0 , а діапазоном значень R_{ex} та R_{eux} (рис. 2б):

$$R_{ex.max}^{(0)} < R_{ex} < R_{ex.min}^{(1)} \quad , \quad (3)$$

$$R_{eux.max}^{(0)} < R_{eux} < R_{eux.min}^{(1)} \quad . \quad (4)$$

В цьому випадку діапазон можливих значень активного імпеданса, що відповідає логічному «0» та «1» дорівнює:

- для вхідного імпедансу

$$0 < R_{ex}^{(0)} \leq R_{ex.max}^{(0)} ; \quad R_{ex.min}^{(1)} < R_{ex}^{(1)} < \infty \quad , \quad (5)$$

- для вхідного імпедансу

$$0 < R_{eux}^{(0)} \leq R_{eux.max}^{(0)} ; \quad R_{eux.min}^{(1)} < R_{eux}^{(1)} < \infty \quad . \quad (6)$$

В реальному моноімітансному логічному елементі вихідний імітанс Z_{eux} пов'язаний з вхідним імітансом Z_{ex} співвідношенням [8]

$$\bar{Z}_{eux} = \frac{\bar{Z}_{ex} + j \cdot tg \beta}{1 + j \cdot \bar{Z}_{ex} \cdot tg \beta} = \text{Re} \bar{Z}_{eux} + j \cdot \text{Im} \bar{Z}_{eux} \quad , \quad (7)$$

де:

$$\text{Re} \bar{Z}_{eux} = \bar{R}_{eux} = \frac{\bar{R}_{ex} \cdot (1 - \bar{X}_{ex} \cdot tg \beta) + \bar{R}_{ex} \cdot tg \beta \cdot (\bar{X}_{ex} + tg \beta)}{(1 - \bar{X}_{ex} \cdot tg \beta)^2 + (\bar{R}_{ex} \cdot tg \beta)^2} \quad , \quad (8)$$

$$\text{Im} \bar{Z}_{eux} = \bar{X}_{eux} = \frac{(1 - \bar{X}_{ex} \cdot tg \beta) \cdot (\bar{X}_{ex} + tg \beta) - \bar{R}_{ex}^2 \cdot tg \beta}{(1 - \bar{X}_{ex} \cdot tg \beta)^2 + (\bar{R}_{ex} \cdot tg \beta)^2} \quad , \quad (9)$$

$$\beta = 2\pi l / \lambda \text{ - фазова стала; } \bar{R}_{eux} = \frac{R_{eux}}{Z_0}, \quad \bar{X}_{eux} = \frac{X_{eux}}{Z_0}, \quad \bar{R}_{ex} = \frac{\text{Re} Z_{ex}}{Z_0}, \quad \bar{X}_{ex} = \frac{\text{Im} Z_{ex}}{Z_0}.$$

Залежність (8) є передатною характеристикою реального моноімітансного логічного R-елемента «НІ». З її аналізу видно, що основними дестабілізуючими факторами, що впливають на виконання нерівностей (5) та (6) є:

- нестабільність хвильового опору Z_0 відрізка лінії передачі;
- нестабільність фазової сталої β ;

- поява у вхідному імпедансі паразитної реактивної складової X_{ex} .

Оцінимо вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на чутливість вихідного активного опору логічного елемента за умови, що всі інші дестабілізуючі фактори відсутні. В цьому випадку передатна характеристика логічного елемента описується рівнянням (1) і на його основі знаходимо

$$S_{Z_0}^{R_{out}} = \frac{\partial R_{out}}{\partial Z_0} \bigg/ \frac{R_{out}}{Z_0} = 2. \quad (10)$$

З (10) видно, що чутливість вихідного активного опору від зміни хвильового опору лінії передачі стала та дорівнює 2.

При оцінюванні чутливості вихідного активного опору R_{out} логічного елемента від впливу паразитного реактивного опору X_{ex} будемо вважати, що Z_0 , f та l_0 відповідають ідеальному логічному елементу. В цьому випадку, використовуючи (8), знаходимо

$$S_{X_{ex}}^{R_{out}} = \frac{\partial R_{out}}{\partial X_{ex}} \bigg/ \frac{R_{out}}{X_{ex}} = - \frac{2\bar{X}_{ex}^2 - 2\bar{X}_{ex} \operatorname{ctg} \beta}{\bar{R}_{ex}^2 + \bar{X}_{ex}^2 - 2\bar{X}_{ex} \operatorname{ctg} \beta + \operatorname{ctg}^2 \beta}. \quad (11)$$

На основі (11) отримано розрахункові залежності чутливості $S_{X_{ex}}^{R_{out}}$ при різних значеннях \bar{R}_{ex} (рис. 3).

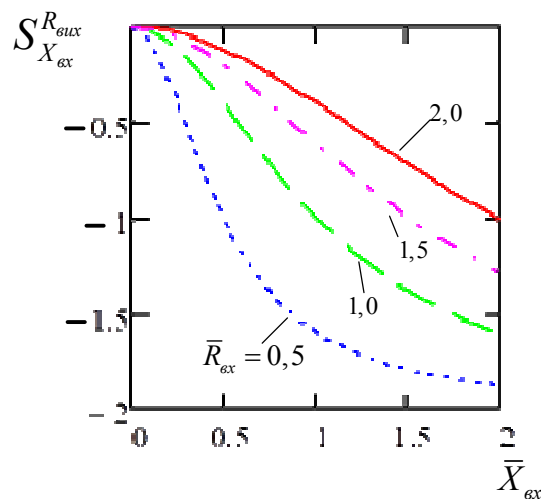


Рисунок 3 – Розрахункові залежності чутливості $S_{X_{ex}}^{R_{out}}$ при різних значеннях \bar{R}_{ex} (а) та Q (б)

З графіків видно, що чим менші приведені значення \bar{X}_{ex} та \bar{R}_{ex} , тим менша величина $S_{X_{ex}}^{R_{out}}$. Це дозволяє зробити висновок про можливість зменшення цієї нестабільності шляхом використання лінії передачі з великим хвильовим опором Z_0 . Інший шлях зниження цієї похибки полягає в накладанні обмеження на добротність $Q = X_{ex}/R_{ex}$ імпеданса, що визначає логічний рівень R_{ex} . При $Q_R < 1$ маємо $S_{X_{ex}}^{R_{out}} < -1$.

Фазова стала β залежить від опорної частоти сигналу f_0 . Враховуючи, що $l = \lambda_0/4 = c/4f_0$, та використовуючи (8), знаходимо

$$S_f^{R_{\text{eux}}} = \frac{\pi f \lambda_0 \bar{R}_{\text{ex}}^2 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right) + \pi f \lambda_0 \bar{X}_{\text{ex}}^2 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right) + \pi f \lambda_0 \bar{X}_{\text{ex}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right)^2 -}{c \bar{R}_{\text{ex}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right)^2 + c \bar{X}_{\text{ex}}^2 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right)^2 -} - \frac{-\pi f \lambda_0 \bar{X}_{\text{ex}} - \pi f \lambda_0 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right)}{-2c \bar{X}_{\text{ex}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f \lambda_0}{2c}\right) + c}, \quad (12)$$

де f – частота опорного сигналу в діапазоні нестабільності, c – швидкість електромагнітної хвилі в вакуумі.

Використовуючи (12) на рис. 4 подано розрахункові залежності чутливості \bar{R}_{eux} до зміни несучої частоти сигналу f при різних значеннях \bar{R}_{ex} , незмінному Z_0 та $\bar{X}_{\text{ex}}=0$.

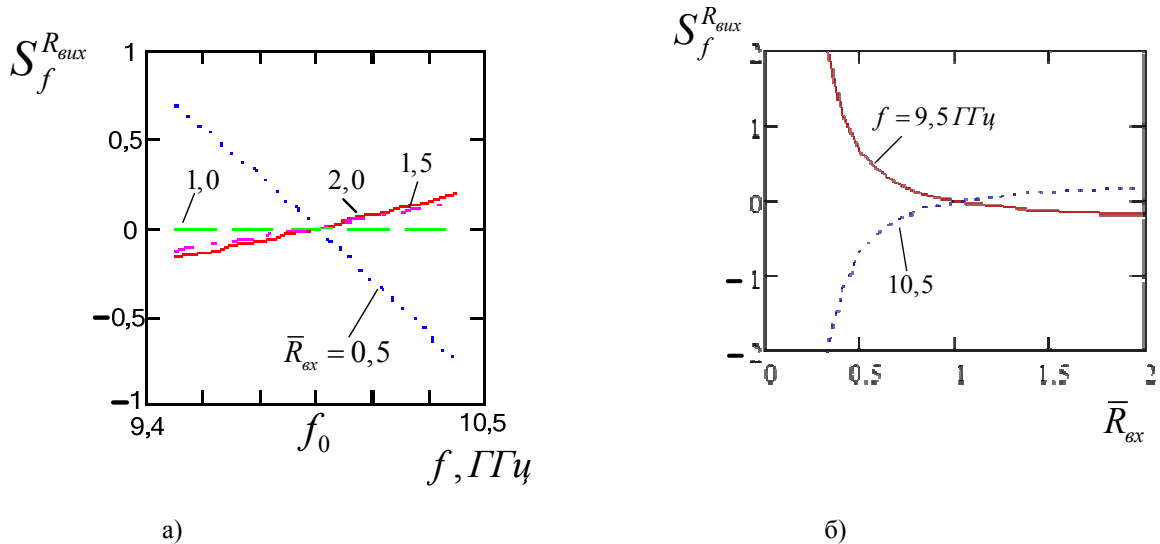


Рисунок 4 – Розрахункові залежності чутливості $S_f^{R_{\text{eux}}}$ до зміни несучої частоти сигналу f при різних значеннях \bar{R}_{ex} та незмінному Z_0 та $\bar{X}_{\text{ex}}=0$

Як видно з графіків, при нестабільності несучої частоти в діапазоні $\pm 5\%$, величина $S_f^{R_{\text{eux}}}$ не перевищує ± 1 . Зменшення величини цієї нестабільності можливе шляхом вибору зміни \bar{R}_{ex} в діапазоні $0,5 < \bar{R}_{\text{ex}} < 1,5$.

Висновки

1. Запропонована схема моноімітансного логічного R-елемента «НІ», що реалізується в вигляді чвертьхвильового відрізка лінії передачі, за умови використання як логічної «1» значення активного імітанса $R^{(1)} > Z_0$, а логічного «0» - $R^{(0)} < Z_0$.

2. Проведені дослідження впливу паразитних факторів (зміни хвильового опору Z_0 лінії передачі та опорної частоти f_0 сигналу, а також наявність паразитного вхідного імітанса X_{ex}) на передатну характеристику логічного елемента показали, що величина Z_0 не впливає на значення $S_{Z_0}^{R_{\text{eux}}}$. Найбільший вплив здійснюють зміна f та \bar{X}_{ex} . Для їх зменшення рекомендується використовувати відрізок лінії передачі з максимально можливим значенням Z_0 , а значення R_{ex} вибрати в діапазоні $0,5 < \bar{R}_{\text{ex}} < 1,5$.

Список літератури

1. Электронные радиоимпульсные вычислительные системы дискретного действия / Под ред. Неймана М. С. // Труды московского авиационного института. Том 149. – М. : Оборонгиз, 1962. – 186 с.
 2. Кнорре К. Г. Фазовые и частотные информационные СВЧ элементы / Кнорре К.Г., Тузов В.М., Шур Г.И.. – М.: Сов. радио, 1975. – 352 с.
 3. Долгий И. Д. Введение в безопасную радиочастотную логику / Долгий И. Д., Кулькин А. Г., Кулькин С. А., Пономарев Ю.Э., Розенберг И.Н. // Известия Южного федерального университета. Технические науки. Выпуск № 6 (155). – 2014. – С. 229-238.
 4. Лищинская Л.Б. Обоснование концепции «нечёткогоиммитанса» / Лищинская Л. Б. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – №1. – С. 20–25.
 5. Ліщинська Л. Б. Імітансна логіка / Л. Б. Ліщинська, М. А. Філінюк // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2010. – № 2(18). – С. 25–31.
 6. Пассивный имитансный LC-логичный элемент АБО-НІ / М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, Р. Ю. Чехместрук // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. - 2014. - № 3. - С. 72-77.
 7. Мальцева Л. А. Основы цифровой техники. / Мальцева Л. А., Фромберг Э. М., Ямпольский В. С.. – М. : Радиоисвязь, 1986. – 128 с.
 8. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ : учебное пособие. Том 1 / Лебедев И.В. – М. : Высшая школа, 1970 – 439 с.
 9. Савицкая М.П. Аналоговые электронные устройства : учебное пособие / М. П. Савицкая, Л. Б. Ботнарь.– Одесса: ОНАС им. А. С. Попова, 2008. – 108 с.
- Стаття надішла: 12.05.2015.

Відомості про авторів

Філінюк Микола Антонович - доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури ВНТУ, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95.

Ліщинська Людмила Броніславівна - доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри економічної кібернетики та інформаційних систем ВТЕІ КНТЕУ, м. Вінниця, вул. Соборна, 87.

Войцеховська Олена Валеріївна - кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури ВНТУ, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95.

Стахов Володимир Петрович - аспірант кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури ВНТУ, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, (0432)598-075.