

УДК 621.396.6

Л.Б. ЛІЩИНСЬКА

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

**ОЦІНКА ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ**

**Анотація.** Проведено обґрунтування основних параметрів імітансних логічних елементів: швидкодії, коефіцієнту об'єднання по входу, коефіцієнту розгалуження, коефіцієнту стійкості, споживаної потужності і потужності, яка витрачається на переключення. Отримані аналітичні вирази для цих параметрів, які придатні до використання при реалізації імітансних ЛЕ як на біполярних, так і польових транзисторних структурах.

**Ключові слова:** імітанс, узагальнений перетворювач імітансу, імітансний логічний елемент.

**Аннотация.** Проведено обоснование основных параметров иммитансных логических элементов: быстродействия, коэффициента объединения по входу, коэффициента разветвления, коэффициента устойчивости, потребляемой мощности и мощности, которая затрачивается на переключение. Получены аналитические выражения для этих параметров, которые могут быть использованы при реализации иммитансных ЛЭ как на биполярной, так и полевой транзисторных структурах.

**Ключевые слова:** иммитанс, обобщенный преобразователь иммитанса, иммитансный логический элемент.

**Abstract.** The ground of basic parameters of immittance logical elements is conducted: fast-acting, coefficient of association on an entrance, coefficient of fork, coefficient of firmness, watts-in and power which is expended on switching. Analytical expressions are got for these parameters, what can be used for realization of immittance LE both on bipolar and to the field transistor structures.

**Keywords:** immittance, generalized transformer of immittance, immittance logical element.

**Вступ**

В обчислювальній та інформаційній техніці широке застосування отримали відеоімпульсні логічні елементи (ЛЕ) [1]. У телекомунікаційних системах знаходять застосування радіочастотні ЛЕ [2]. У системах обробки зображень – оптоелектронні ЛЕ [3]. Найважливішим параметром таких ЛЕ є швидкодія, визначається часом переходу з одного логічного рівня на інший. Враховуючи, що робота всіх вищезгаданих ЛЕ базується на використанні нелінійних властивостей транзисторів, їх швидкодія практично знаходиться на рівні швидкодії відеоімпульсних ЛЕ. Крім того, відеоімпульсні та оптоелектронні ЛЕ у процесі роботи вимагають комутації великих значень струму (декілька мА), що, зі зростанням ступеня інтеграції, призводить до проблеми тепловідведення. Покращення цих параметрів є актуальною проблемою сучасної цифрової електроніки.

Частково вона може бути вирішена шляхом використання імітансних ЛЕ [4], що використовують принцип нечіткого імітансу [5] і працюючих у діапазоні НВЧ, коли у процесі роботи транзистор знаходиться тільки в активному режимі, а потужність інформаційного сигналу не перевищує  $10^{-5}$  Вт [6].

**Мета роботи**

Найважливішими параметрами імітансних ЛЕ, окрім швидкодії, є: коефіцієнт об'єднання по входу  $K_{об}$ ; коефіцієнт розгалуження по виходу  $K_{роз}$ ; споживана потужність. Враховуючи, що у даний час відсутня інформація про перераховані параметри імітансних ЛЕ, метою роботи є їх аналітичне обґрунтування і кількісна оцінка.

**Аналітичне обґрунтування**

В основі роботи будь-якого імітансного ЛЕ лежить узагальнений перетворювач імітансу (УПІ), до входу якого одночасно, послідовно або довільно, підключаються перетворювані імітанси  $W_{Г_i}$ , які є вихідними імітансами  $W_{вих.i}$  інших імітансних ЛЕ, підключених до входу ЛЕ, що розглядається (рис. 1).

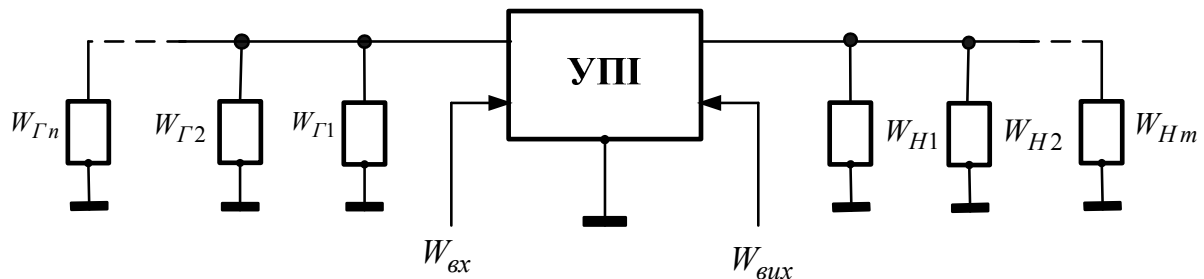


Рисунок 1 – Узагальнена схема імітансного логічного елемента

До його виходу підключені імітанси навантаження  $W_{H_i}$ , які дорівнюють вхідним імітансам  $W_{вх.i}$  ЛЕ, підключених до виходу ЛЕ, що розглядається. У якості УПІ таких ЛЕ отримали застосування біполярні та уніполярні напівпровідникові структури, що здатні працювати на частотах до  $100$  ГГц і вище [7]. Виходячи з цього, проведемо оцінку швидкодії імітансного ЛЕ, що реалізовується на біполярному і

польовому транзисторах. Вважатимемо, що до входу УПІ підключений лише один перетворюваний імітанс  $W_{\Gamma_i}$ , а до його виходу підключено лише одне навантаження  $W_{H_i}$ .

Швидкодію імітансного ЛЕ визначатимемо часом  $\tau$ , протягом якого відбудеться стабілізація значення вихідного перетвореного імітансу  $W_{\text{вих}}$  від моменту появи (підключення) до входу УПІ перетвореного імітансу  $W_{\Gamma_i}$ . Цей час буде визначатися постійною часу  $\tau_{\text{вх}}$  вхідного ланцюгу УПІ, часом затримки сигналу в УПІ  $\tau_{\text{УПІ}}$  і постійною часу  $\tau_{\text{вих}}$  вихідного ланцюгу УПІ:

$$\tau = \tau_{\text{вх}} + \tau_{\text{УПІ}} + \tau_{\text{вих}}.$$

Постійні часу  $\tau_{\text{вх}}$  і  $\tau_{\text{вих}}$  залежать від величини і значення вхідного  $W_{\text{вх}}$  і вихідного  $W_{\text{вих}}$  імітансів, а також параметрів ланцюгів, підключених до входу і виходу УПІ  $W_{\Gamma_i}$  і  $W_{H_i}$ . Переходячи до термінів провідності знаходимо:

– при  $\text{Im}(Y_{\Gamma_1} + Y_{\text{вх}}) < 0$  і  $\text{Im}(Y_{H1} + Y_{\text{вих}}) < 0$ :

$$\tau_{\text{вх.L}} = \frac{\text{Im}(Y_{\Gamma_1} + Y_{\text{вх}})}{\omega \text{Re}(Y_{\Gamma_1} + Y_{\text{вх}})}; \quad \tau_{\text{вих.L}} = \frac{\text{Im}(Y_{H1} + Y_{\text{вих}})}{\omega \text{Re}(Y_{H1} + Y_{\text{вих}})}; \quad (1)$$

– при  $\text{Im}(Y_{\Gamma_1} + Y_{\text{вх}}) > 0$  і  $\text{Im}(Y_{H1} + Y_{\text{вих}}) > 0$ :

$$\tau_{\text{вх.C}} = \frac{\text{Re}(Y_{\Gamma_1} + Y_{\text{вх}})}{\omega \text{Im}(Y_{\Gamma_1} + Y_{\text{вх}})}; \quad \tau_{\text{вих.C}} = \frac{\text{Re}(Y_{H1} + Y_{\text{вих}})}{\omega \text{Im}(Y_{H1} + Y_{\text{вих}})}. \quad (2)$$

У разі реалізації УПІ на основі біполярної транзисторної структури часова затримка сигналу визначається сумою часу всіх затримок розповсюдження сигналу у ній [8]:

$$\tau_{\text{УПІ.Б}} = \tau_E + \tau_K + \tau_B + \tau_Z + \tau_B,$$

де  $\tau_E$  – час заряду ємкості переходу емітер–база;  $\tau_K$  – постійна часу колекторного переходу;  $\tau_B$  – час перенесення носіїв через базу;  $\tau_Z$  – час перенесення носіїв через область об'ємного заряду колекторного переходу;  $\tau_B$  – час заряду ємкості переходу колектор–підкладка.

Ця сумарна затримка може бути розрахована за результатами вимірювання граничної  $f_{zp}$  або максимальної частоти генерації  $f_{\text{max}}$  біполярного транзистора, а також максимально–досяжного коефіцієнту стійкого підсилення транзистора  $K_{ms.k}$  у схемі зі спільним колектором

$$\tau_{\text{УПІ.Б}} = \frac{1}{2\pi f_{zp}} = \frac{1}{r_b C_K (2\pi f_{\text{max}})^2} = \frac{1}{2\pi f_{\text{вум}} K_{ms.k}}, \quad (3)$$

де  $r_b$  і  $C_K$  – омичний опір бази і ємкість колекторного переходу.

У разі реалізації УПІ на основі польового транзистора з урахуванням того, що значення паразитних параметрів транзистора враховуються при розрахунку  $\tau_{\text{вх}}$  і  $\tau_{\text{вих}}$  у провідності  $Y_{\Gamma_1}$  і  $Y_{H1}$ , час затримки сигналу  $\tau_{\text{УПІ.П}}$  у ньому, при розгляді каналу транзистора як передавальній лінії без втрат і частотної залежністю крутизни ВАХ транзистора у вигляді [9]

$$S_T = S_o \ell^{j\omega\tau} / (1 + j\omega R_i C_{3B}), \quad (4)$$

буде дорівнювати

$$\tau_{УП.П} = \omega^{-1} \arctg(\operatorname{Im} S_T / \operatorname{Re} S_T) = \tau + \omega^{-1} \arctg \Omega_S, \quad (5)$$

де  $S_o$  – низькочастотне значення крутості;  $\tau$  – час прольоту каналу носіями струму;  $R_i$  і  $C_{3B}$  – диференціальний опір та ємкість між затвором і виотком транзистора.,  $\Omega_S = \omega_S / \omega$ ,  $\omega_S$  – гранична частота ПТ за крутизною.

У першому наближенні величина  $\tau$  залежить від довжини каналів  $\ell$  польового транзистора і дрейфової швидкості  $v_{dp}$  носія струму у ній  $\tau \approx \ell / v_{dp}$ .

Коефіцієнт об'єднання по входу  $K_{об}$  імітансного ЛЕ розрахуємо у припущенні, що ЛЕ, які підключаються до його входу, є ідентичними і мають вихідний імітанс  $W_{Г1}$ . Враховуючи, що імітансні ЛЕ найбільш ефективні у діапазоні НВЧ, де, з точки зору стійкості, доцільне використання заземлених схем, розрахуємо величину  $K_{об}$  у припущенні, що до входу УПІ підключено  $n$  ідентичних заземлених ЛЕ з вихідною провідністю  $Y_{Г1}$ . Тоді сумарна перетворювана провідність буде дорівнювати  $Y_{Г} = nY_{Г1}$ . Подальший розрахунок залежить від характеру інформаційного параметра. Наприклад, розглянемо LC-імітансний ЛЕ, коли у якості інформаційного параметру використовується індуктивний та ємкісний імітанс. У загальному випадку, для реального УПІ залежність складових перетвореної провідності  $Y_{вих}$  від перетворюваної  $Y_{Г}$  є нелінійною та обмеженою  $\operatorname{Im} W_{Г.min}$  і  $\operatorname{Im} W_{Г.max}$  (рис. 2).

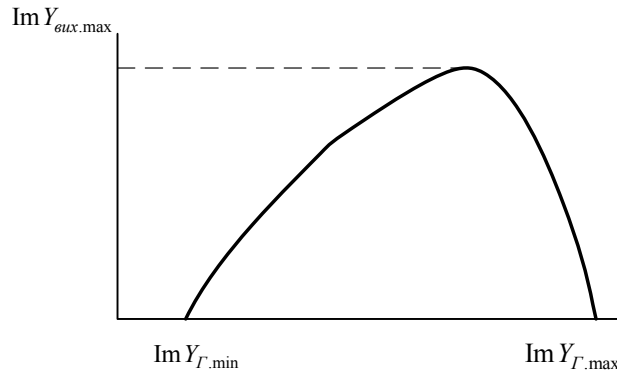


Рисунок 2 – Гіпотетична залежність уявної складової  $\operatorname{Im} Y_{вих}$  перетвореної провідності УПІ від уявної складової  $\operatorname{Im} Y_{Г}$  перетворюваної провідності

Виходячи з принципу функціонування імітансного ЛЕ умовою його роботи є  $0 < \operatorname{Im} Y_{вих} < \operatorname{Im} Y_{вих.max}$  при  $\operatorname{Im} W_{Г.min} < \operatorname{Im} W_{Г} < \operatorname{Im} W_{Г.max}$ . Виходячи з цього, враховуючи технологічний, режимний і температурний розкид перетворюваної провідності  $\Delta \operatorname{Im} W_{Г}$ , знаходимо

$$K_{об} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{Г.max} - \operatorname{Im} Y_{Г.min})}{\Delta \operatorname{Im} W_{Г}}. \quad (6)$$

При розрахунку  $K_{об}$  величина  $\Delta \operatorname{Im} W_{Г}$  також враховує умови завадостійкості.

Оцінку коефіцієнта розгалуження по виходу  $K_{роз}$  також проведемо у припущенні, що ЛЕ, які підключаються до виходу імітансного ЛЕ, є ідентичними. Тому, виходячи з рис. 2, величина уявної складової  $\operatorname{Im} Y_{вих}$  перетвореної провідності повинна бути у діапазоні від  $\operatorname{Im} Y_{Г.max}$  до  $\operatorname{Im} Y_{Г.min}$ . При цьому, коефіцієнт розгалуження  $K_{роз}$  залежить, перш за все, від потужності вихідного сигналу  $P_{вих}$  і чутливості ЛЕ, які підключаються до виходу ЛЕ. Під чутливістю ЛЕ розумітимемо мінімальну потужність сигналу  $P_{вх.min}$  на його вході, яка розвиває на його виході стандартну потужність  $P_{вих.max}$  при

заданому співвідношенні сигнал/шум. Стандартною потужністю  $P_{вих.max}$  вважаємо максимальне значення вихідної потужності ЛЕ, при якій забезпечується квазілінійний режим роботи ЛЕ, що підключається до його виходу. Мінімальна потужність сигналу на вході ЛЕ  $P_{вх.min}$  повинна перевищувати потужність власних шумів ЛЕ  $P_{ш.власн}$ , приведених до входу ЛЕ, що визначає його коефіцієнт шуму [10]

$$K_{ш} = 1 + \frac{P_{ш.власн.11}}{\kappa T_o \Pi_{ш} q_{вх}}, \quad (7)$$

де  $\kappa$  – постійна Больцмана,  $T_o = 293\text{К}$ ,  $\Pi_{ш}$  – шумова смуга,  $q_{вх}$  – коефіцієнт розузгодження вхідного ланцюга.

Використовуючи (7), знаходимо

$$P_{вх.min} \succ P_{ш.власн.11} = \kappa T_o \Pi_{ш} q_{вх} (K_{ш} - 1). \quad (8)$$

З урахуванням (8), коефіцієнт розгалуження імітансного ЛЕ буде дорівнювати

$$K_{роз} = \frac{P_{вих.max}}{P_{вх.min}} < \frac{P_{вих.max}}{\kappa T_o \Pi_{ш} q_{вх} (K_{ш} - 1)}. \quad (9)$$

Аналіз (9) показує, що основними шляхами збільшення цього коефіцієнта є зменшення шумової смуги частот  $\Pi_{ш}$  і коефіцієнта шуму  $K_{ш}$  УПІ.

Враховуючи, що УПІ реалізується на основі потенційно-нестійких транзисторних структур, його найважливішим параметром є також запас стійкості. Для кількісної оцінки запасу стійкості ЛЕ можливе використання інваріантного коефіцієнта стійкості  $K_C$ , який визначається через імітансні  $W$ -параметри УПІ та імітанси генератора  $W_G$  (перетворюваний імітанс) і навантаження  $W_H$  [11]

$$K_C = \frac{2 \operatorname{Re}(W_{11} + W_G) \operatorname{Re}(W_{22} + W_H) - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}. \quad (10)$$

Для забезпечення абсолютної стійкості ЛЕ необхідно, щоб значення  $K_C > 1$ , яке забезпечується за рахунок збільшення  $\operatorname{Re} W_G$  або  $\operatorname{Re} W_H$ .

Величина споживаної потужності ЛЕ визначається двома складовими: постійною  $P_o$ , яка є незмінною і визначається положенням робочої точки транзистора, і високочастотною  $P$ , значення якої є у межах від  $P_{вх.min}$  до  $P_{вих.max}$ . Для ефективної роботи УПІ робоча точка транзистора повинна знаходитися в активній області, де коефіцієнт передачі по струму (або крутизна) є максимальним. Для малосигнального біполярного транзистора цей режим забезпечується при струмі колектора порядку (2–3 мА) і напругою  $E_K = 5\text{В}$ , тобто  $P_o = (10–15)$  мВт. Для квазілінійного режиму роботи  $P_{вих.max} \leq 10^{-4}$  Вт, що значно менше  $P_o$ . Таким чином, за споживаною потужністю імітансні ЛЕ знаходяться на рівні споживання сучасних відеоімпульсних ЛЕ. Але їх особливість полягає у тому, що величина  $P_o$  не змінюється у процесі роботи ЛЕ, що виключає виникнення нелінійних перехідних процесів, а потужність сигналу, яка витрачається на переведення ЛЕ з одного логічного стану в інше, не перевищує  $10^{-4}$  Вт.

#### Експериментальні результати

З метою оцінки швидкодії ЛЕ проведені дослідження перехідних процесів у схемі (рис. 3), в якій на біполярному транзисторі BFS25A, включеному за схемою зі спільним колектором, реалізований УПІ в режимі прямого перетворення індуктивного імпедансу  $L2$ , що періодично підключається ключем  $S1$ , керованим імпульсним генератором  $V4$ , до входу транзистора. Вихідний ланцюг навантажувався генератором гармонійного сигналу  $V3$  з частотою 7,5 ГГц з амплітудою напруги 10 мкВ. Реєструвався вихідний струм схеми.

Аналіз осцилограм перехідних процесів (рис.4) показує, що тривалість перехідного

процесу стабілізації фази сигналу (визначає характер реактивності) не перевищує  $1/4$  періоду коливань. У даному випадку маємо  $\tau < 30$  пс. Враховуючи, що для даного типу транзистора  $\tau_{yIII} \approx 1,6$  пс, можна зробити висновок про визначальний вплив величини перетворюваних імітансів на швидкодію імітансного ЛЕ. Більш тривалим є перехідний процес стабілізації амплітуди. Але він не визначає працездатність ЛЕ і може бути зменшений за рахунок зниження величини реактивності перетвореного імітансу, що, у свою чергу, підвищить його швидкодію.

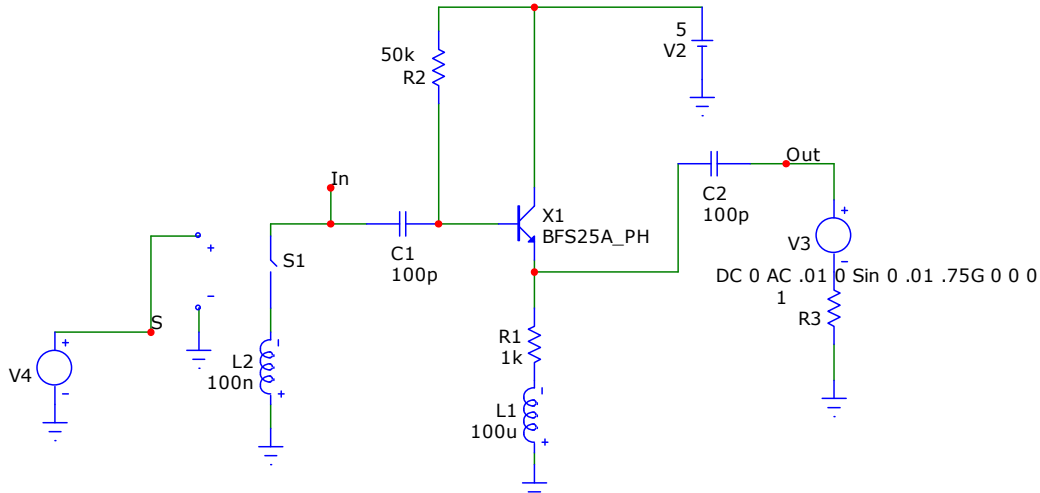


Рисунок 3 – Експериментальна схема для дослідження часових характеристик імітансного ЛЕ у режимі зворотного перетворення індуктивного імітансу ( $L2$ )

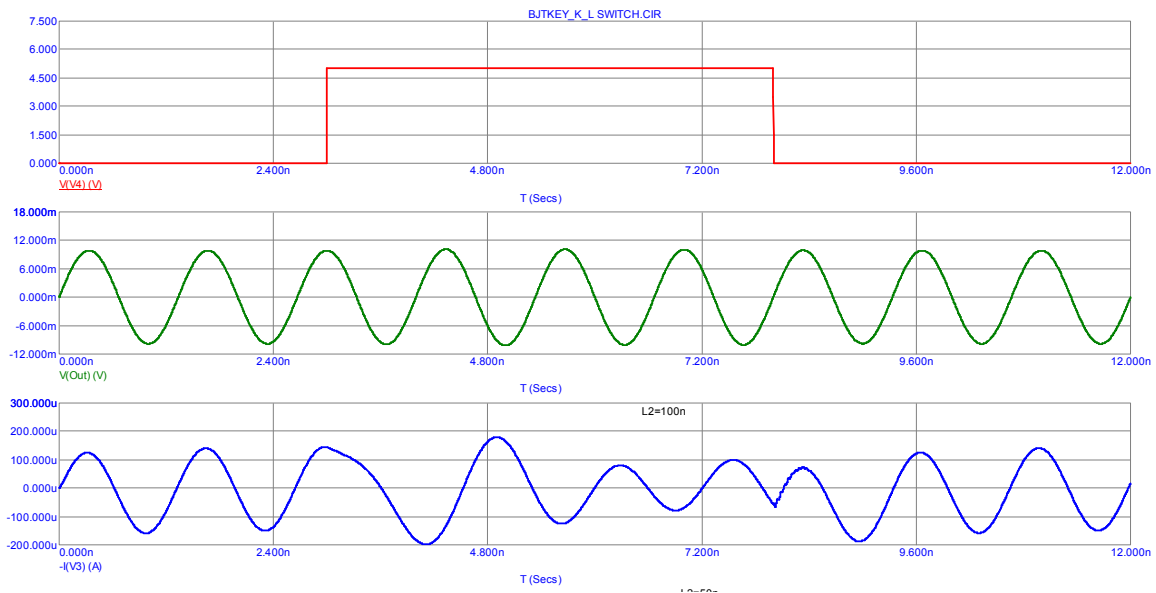


Рисунок 4 – Осцилограми перехідних процесів у схемі на рис. 3

Як наголошувалося у попередньому розділі, при проектуванні імітансних ЛЕ необхідно контролювати запас стійкості схеми. Характерним прикладом можливості порушення режиму стійкості є використання біполярного транзистора у режимі перетворення ємкісного імітансу конденсатора  $C3$  у вхідний імітанс схеми (рис.5).

Як впливає з осцилограм на рис. 6, при опорі задаючого генератора сигналу  $V3$  рівного 10 Ом, під час перехідного процесу відбувається збудження схеми, що істотно збільшує  $\tau$ . Цей негативний ефект легко ліквідується за рахунок збільшення  $R3$  до 100 Ом, що, як випливає з (10), призведе до зростання  $K_c$ . Крім того, існує ще два шляхи подолання цього явища. Це вибір робочої частоти або величини перетвореного імітансу, при яких дійсна складова перетвореного імітансу  $Re W_{вих}$  залишається позитивною у всіх діапазонах роботи.

Виходячи з (6), коефіцієнт об'єднання по входу імпедансного ЛЕ залежить від величини перетворюваного імпедансу  $W_{\Gamma}$ , що визначає перетворений імпеданс [9]

$$W_{вих} = W_{22} - \frac{W_{12}W_{21}}{W_{11} + W_{\Gamma}}, \quad (11)$$

де  $W_{11}$ ,  $W_{22}$ ,  $W_{12}$ ,  $W_{21}$  – параметри імпедансної матриці УПІ.

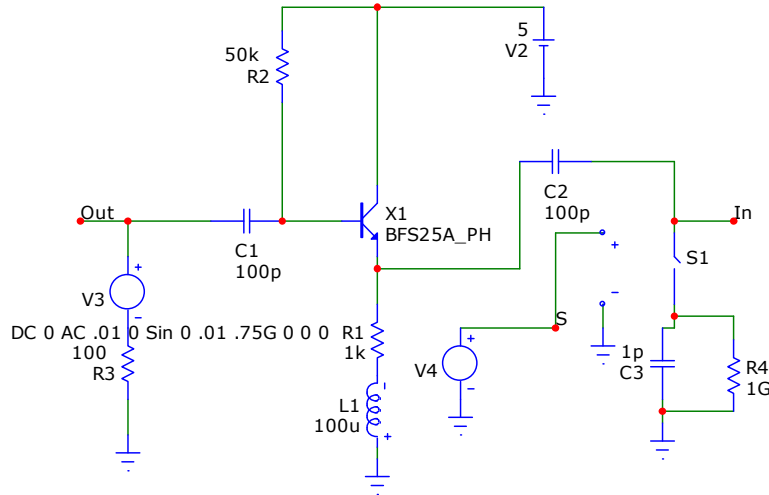


Рисунок 5 – Експериментальна схема для дослідження часових характеристик імпедансного ЛЕ у режимі прямого перетворення ємкісного імпедансу (C3)

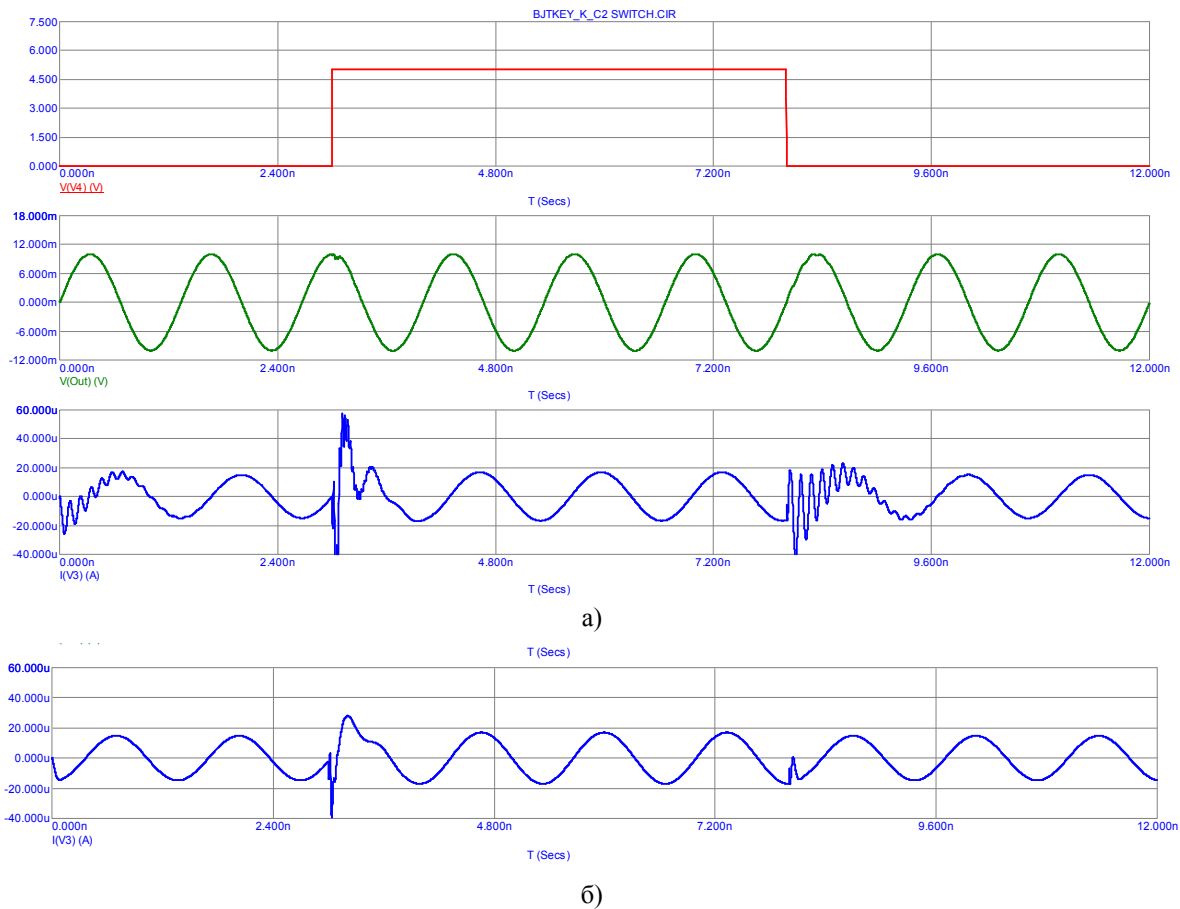


Рисунок 6 – Осцилограми перехідних процесів у схемі на рис. 5 при  $R_3 = 10 \text{ Ом}$  (а) і  $R_3 = 100 \text{ Ом}$  (б)

Перетворивши (11), знаходимо

$$W_{\Gamma} = -W_{11} + \frac{W_{12}W_{21}}{W_{22} - W_{вих}}. \quad (12)$$

Враховуючи, що у загальному випадку  $W$ -параметри УП є комплексними, з (8) знаходимо дійсну  $\operatorname{Re} W_{вих}$  і уявну  $\operatorname{Im} W_{вих}$  складові перетвореного імітансу в залежності від нормованого значення  $\sigma_{\Gamma}$  перетворюваного імітансу:

$$\operatorname{Re} W_{вих} = \operatorname{Re} W_{22} - \frac{\operatorname{Re}(W_{12}W_{21}) + \sigma_{\Gamma} \operatorname{Im}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_{\Gamma}^2) \operatorname{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})}, \quad (13)$$

$$\operatorname{Im} W_{вих} = \operatorname{Im} W_{22} - \frac{\operatorname{Im}(W_{12}W_{21}) - \sigma_{\Gamma} \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})}{(1 + \sigma_{\Gamma}^2) \operatorname{Re}(W_{11} + W_{\Gamma})}, \quad (14)$$

де  $\sigma_{\Gamma} = \operatorname{Im}(W_{\Gamma} + W_{11}) / \operatorname{Re}(W_{\Gamma} + W_{11})$ .

Вирази (13) і (14) є базовими при розрахунку коефіцієнта об’єднання по входу імітансного ЛЕ будь-якого виду. Наприклад, для  $LC$ -імітансного ЛЕ, на підставі (14), отримуємо рівняння, рішення якого визначають максимальне  $\operatorname{Im} W_{\Gamma, \max}$  і мінімальне  $\operatorname{Im} W_{\Gamma, \min}$  значення перетворюваного імітансу при  $\operatorname{Re} W_{\Gamma} = 0$ .

$$\operatorname{Im} W_{\Gamma, \max} = \sigma_{\Gamma, \max} \operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Im} W_{11}; \quad (15)$$

$$\operatorname{Im} W_{\Gamma, \min} = \sigma_{\Gamma, \min} \operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Im} W_{11}, \quad (16)$$

де  $\sigma_{\Gamma, \max} = \left( -b + \sqrt{b^2 - 4ac} \right) / 2a$ ;  $\sigma_{\Gamma, \min} = \left( -b - \sqrt{b^2 - 4ac} \right) / 2a$ ;  $a = \operatorname{Im} W_{22} \operatorname{Re} W_{11}$ ;  $b = \operatorname{Re}(W_{12}W_{21})$ ;  $c = \operatorname{Im} W_{22} \operatorname{Re} W_{11} - \operatorname{Im}(W_{12}W_{21})$ .

З урахуванням технологічного і температурного розкиду параметрів компонентів гібридних мікросхем  $\gamma_T$ , знаходимо

$$\Delta \operatorname{Im} W_{\Gamma} = \gamma_T \operatorname{Im} W_{\Gamma, \max}. \quad (17)$$

Переходячи до термінів провідності, підставляючи (15–17) в (6), знаходимо аналітичний вираз для  $K_{об}$   $LC$ -імітансного ЛЕ в залежності від параметрів матриці провідності УП

$$K_{об} = \frac{\operatorname{Re} y_{11} (\sigma_{\Gamma, \max} - \sigma_{\Gamma, \min})}{\gamma_T (\sigma_{\Gamma, \max} \operatorname{Re} y_{11} - \operatorname{Im} y_{11})}. \quad (14)$$

Для гібридних мікросхем  $\gamma_T$  не перевищує 5% [8]. З урахуванням імітансних параметрів сучасних транзисторних структур у діапазоні частот (1–10) ГГц величина  $K_{об} \approx (20 - 40)$  од.

### Висновки

1. Проведено теоретичне обґрунтування основних параметрів імітансних логічних елементів, таких як швидкодія, коефіцієнт об’єднання по входу, коефіцієнт розгалуження, коефіцієнт стійкості, споживана потужність і потужність, яка витрачається на переключення. Отримані аналітичні вирази для цих параметрів, які придатні до використання при реалізації імітансних ЛЕ як на біполярних, так і польових транзисторних структурах.

2. Показано, що при реалізації імітансних ЛЕ на біполярних транзисторах з граничною частотою рівною 10 ГГц час переключення не перевищує 0,25 періоду, що складає менше 30 пс і може бути зменшено за рахунок використання більш високочастотних транзисторів та оптимізації діапазону зміни перетворюваних імітансів.

3. Коефіцієнт об’єднання по входу залежить від величини перетворюваного імітансу і розкиду

параметрів компонентів. При 5% розкиді величина  $K_{об} \approx (20-40)$  од. Величина коефіцієнту розгалуження по виходу обмежена коефіцієнтом шуму УПІ і шумовою смугою частот.

4. Споживана потужність імітансних ЛЕ знаходиться на рівні споживання сучасних ЛЕ, але потужність, яка витрачається на переключення з одного логічного стану в інший, значно менша (менше  $10^{-4}$  Вт).

5. На відміну від відеоімпульсних ЛЕ при проектуванні імітансних ЛЕ необхідно контролювати умови забезпечення їх стійкості, наприклад, шляхом погіршення добротності перетворюваного імітансу або навантаження для досягнення значення  $K_c > 1$ .

Автор висловлює подяку доц. Лазареву О.О. за плідне обговорення результатів роботи і допомогу при проведенні чисельних експериментів.

#### Література

1. Преснухин Л.Н. Цифровые вычислительные машины / Л.Н.Преснухин, П.В. Нестеров. – М.: Высш. Школа, 1981. – 511с.
2. Кичак В.М. Синтез частотно-імпульсних елементів цифрової техніки: монографія / В.М. Кичак. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 266с. – ISBN 966-641-137-7.
3. Оптоэлектронная схемотехника / В.П. Кожемяко, О.Г. Натрошвили, Т.Б. Мартинюк, Л.Ш. Имнаишвили. – К.: УМК ВО, 1988. – 276с.
4. Ліщинська Л.Б. Імітансна логіка / Л.Б.Ліщинська, М.А. Філінюк // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2010. - № 2(18). – С. 25-31.
5. Лищинская Л.Б. Обоснование концепции «нечёткого імітанса» / Л.Б. Лищинская // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – №1. – С. 20–25.
6. Філінюк М.А. Елементи та пристрої автоматики на основі нелінійних властивостей динамічних негатронів: монографія / М.А. Філінюк, О.В. Войцеховська. – Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2008. – 189с. – ISBN 978-966-641-250-1.
7. T. H. Lee, "From Oxymoron to Mainstream: The Evolution and Future of RF CMOS", IEEE International Workshop, RFIT-Radio-Frequency Integration Technology, pp. 1-6, Singapore, December 2007.
8. Николаев И. М. Интегральные микросхемы и основы их проектирования. / Николаев И. М., Філінюк Н. А. – М.: Радио и связь, 1992. – 424 с.
9. Філінюк М. А. Інформаційні пристрої на основі потенційно-нестійких багатоелектродних напівпровідникових структур Шотткі.: Монографія. / Філінюк М. А., Куземко О. М., Ліщинська Л. Б. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – 274 с. – ISBN 978-966-641-332-4.
10. Музыка З. Н. Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах / З. Н. Музыка. – М.: Радио и связь, 1981. – 168с.
11. Rollett J. Stability and power gain invariants of linear two-ports / J. Rollett // IRE Trans. Circuit Theory. – 1962. – Vol. CT-9, № 3. – P. 29–32.

Стаття надійшла: 14.10.2011.

#### Відомості про авторів

**Ліщинська Людмила Броніславівна** – к.т.н., доцент, здобувач ВНТУ, м. Вінниця, Хмельницьке шосе,95, L\_Fill@mail.ru.