

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

## ІНФОРМАЦІЙНІ ПРИСТРОЇ НА ОСНОВІ ОДНОПЕРЕХІДНОЇ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ

*На основі реактивних властивостей одноперехідного транзистора розроблено елементи інформаційних пристроїв, які порівняно з відомими аналогами мають покращені технічні характеристики, а саме: підвищену надійність, добротність, менший рівень шуму, малі габаритні розміри.*

**Ключові слова:** одноперехідна транзисторна структура, узагальнений перетворювач імітансу.

### Вступ

Завдяки використанню досягнень сучасних технологій і елементної бази, сьогодні спостерігаємо час є значні успіхи у створенні різноманітних інформаційних пристроїв. Проте часто отримання високих технічних характеристик досягається за рахунок збільшення їх складності, габаритів, маси й вартості. Для подальшого підвищення якості необхідно здійснювати розробку теорії побудови й пошук нових принципів фізичної реалізації таких пристроїв, які відрізняються багатofункціональністю, низьким споживанням енергії, високою чутливістю, стабільністю характеристик, підвищенням швидкодії й надійністю. На сучасному етапі розвитку елементної бази до перспективних належать напівпровідникові елементи і пристрої з від'ємним диференціальним опором, що пояснюється низькою їхніми переваг. До таких пристроїв належать одноперехідний транзистор. Одноперехідна транзисторна структура є багатofункціональним електронним пристроєм, використання якого дозволяє покращити технічні параметри інформаційних пристроїв, підвищити їх ефективність і створити якісні нові елементи на її основі.

**Метою роботи** є покращення технічних характеристик елементів інформаційних пристроїв за рахунок використання потенційно-нестійких одноперехідних транзисторних структур.

### Теоретичні дослідження

Однією з проблем електроніки є реалізація в інтегральному вигляді високodобротної котушки індуктивності. До неї висувають вимоги технологічності, величини індуктивності, добротності, стабільності, відповідності частотного діапазону і розмірів. Найчастіше в мікросхемах немає необхідності використовувати властивості котушки індуктивності накопичувати магнітне поле, а потрібно тільки забезпечити фазовий зсув між струмом і напругою на кут близько  $90^{\circ}$ . Цю властивість реалізують транзисторні еквіваленти котушки індуктивності.

Транзисторний еквівалент котушки індуктивності (рис. 1) отримано внаслідок заміни біполярного лавинного транзистора на одноперехідний, у результаті чого підвищено надійність і знижено рівень шумів.

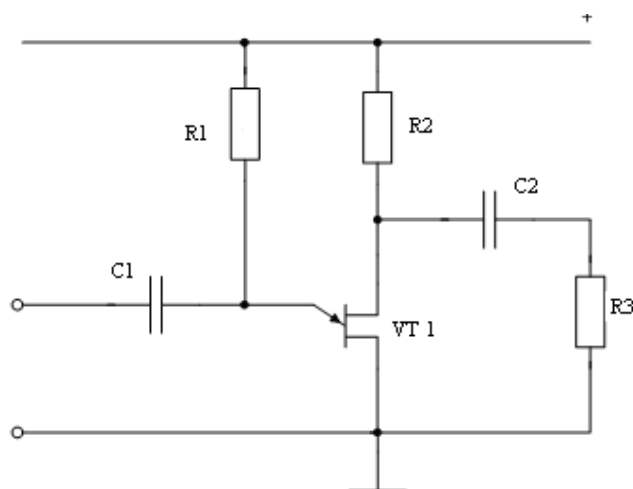


Рис. 1. Транзисторний еквівалент котушки індуктивності

Одноперехідний транзистор VT1 має коефіцієнт передачі по постійному струму  $\alpha_0 > 1$ , що дозволяє реалізувати на його основі високодобротну напівпровідникову індуктивність. Комплексні коефіцієнти передачі  $\alpha = \mu_e \beta_n$ , де  $\mu_e$  і  $\beta_n$  – коефіцієнти інжекції емітерного переходу й переносу неосновних носіїв у область бази;  $\alpha_0$  – низькочастотний коефіцієнт передачі транзистора по струму. При великому струмі емітера  $\mu_e = 1$ . Низькочастотний коефіцієнт передачі по струму  $\alpha_0 = 1 + M_n / M_p$ , де  $M_p$  і  $M_n$  – рухливість, відповідно, електронів і дірок у область бази. Для кремнієвого транзистора:  $M_n = 1300$  см<sup>2</sup>/в сек;  $M_p = 470$  см<sup>2</sup>/в сек. З урахуванням цього  $\alpha_0 = 3,8$ . Коефіцієнт переносу  $\beta_n$  є частотно залежним і описується виразом  $\beta_n = M \cdot e^{-j\theta} = M \cdot (\cos \theta - j \sin \theta) = \beta_{n1} - j\beta_{n2}$ , де  $M = \sin Q/Q$ ,  $Q = \omega \cdot \tau_n$  – кут прольоту неосновних носіїв через базу,  $\tau_n$  – час прольоту неосновних носіїв між емітером і виводом першої бази. Враховуючи, що неосновні носії струму дрейфують через базу під дією електричного поля з швидкістю  $V_{др} = 10^5 - 10^6$  см/сек при довжині бази  $L = 200$  мкм, знаходимо  $\tau_n = 5 \cdot 10^{-9}$  сек. Повний опір емітерного переходу визначається співвідношенням  $Z_e = r_e / (1 + j\omega r_e c_e)$ , де  $r_e$  і  $c_e$  – диференційні опір і ємність емітерного переходу. При струмові 5mA маємо  $r_e = 5$  Ом,  $c_e = 80$  пФ. Опір бази визначається через коефіцієнт передачі по струму в схемі з загальною першою базою  $\beta_0 = R_{\delta 1} / (R_{\delta 1} + R_{\delta 2})$ , де  $R_{\delta 1}$  і  $R_{\delta 2}$  – опір бази між емітером і виводом першої бази та емітером і виводом другої бази відповідно. Для транзистора КП117 він довівнює  $\beta_0 = 0,7$ . Звідки:  $R_{\delta 2} = 2,4$  Ом,  $R_{\delta 1} + R_{\delta 2} = 7$  Ом.

Використовуючи метод вузлових потенціалів, знаходимо вхідний опір схеми:

$$Z_{e\delta 1} = Z_e + \frac{R_{\delta 2} \cdot (R_{\delta 1} + R_n)}{R_{\delta 1} + R_{\delta 2} + R_n} \cdot (1 - \beta), \text{ де } \beta = \alpha_0 \beta_n.$$

$$\text{Звідки: } R_e Z_{e\delta 1} = R_e Z_e + \frac{R_{\delta 2} \cdot (R_{\delta 1} + R_n)}{R_{\delta 1} + R_{\delta 2} + R_n} \cdot \text{Re}(1 - \beta), \text{ Im } Z_{e\delta 1} = \text{Im } Z_e + \frac{R_{\delta 2} (R_{\delta 1} + R_n)}{R_{\delta 1} + R_{\delta 2} + R_n} \cdot \text{Im}(1 - \beta).$$

Враховуючи, що  $\text{Re}(1 - \beta) < 0$ , а  $\text{Im}(1 - \beta) > 0$ , знаходимо, що повний вхідний опір схеми має негативну реальну складову  $R_e Z_{e\delta 1} < 0$  і індуктивну – уявну складову  $\text{Im } Z_{e\delta 1} > 0$ . Величину еквівалентної індуктивності  $L_{e\delta 1} = \text{Im } Z_{e\delta 1} / \omega$ . Оскільки транзистор працює в активній області і процес повного примноження відсутній, це забезпечує більш високу надійність напівпровідникової індуктивності і більш низький рівень шумів порівняно з лавинним індуктивним транзистором.

Другий варіант транзисторного еквівалента котушки індуктивності побудований на основі схеми з від'ємним диференціальним опором (рис. 2). На відміну від першої схеми (рис. 1), використання вихідного кола одноперехідного транзистора дозволяє збільшити амплітуду сигналу та збільшити значення добротності.

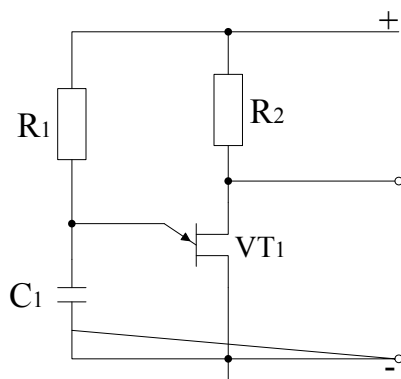


Рис. 2. Напівпровідникова індуктивність

Одноперехідний транзистор представляє собою узагальнений перетворювач імпедансу з коефіцієнтом перетворення  $T = (1 - \alpha)$ . Його вихідна провідність  $Y_{\text{вих}}$  залежить від коефіцієнта перетворення й величини перетвореної ємності конденсатора  $C_1$ :  $Y_{\text{вих}} = j\omega C_1(1 - \alpha)$ . При великих значеннях струму емітера  $\alpha_0 > 1$ , реактивна складова вихідної провідності буде дорівнювати:  $\text{Im}Y_{\text{вих}} = -j\omega C_1(\alpha_0 - 1) < 0$ . Тобто реактивна складова вихідної провідності є індуктивною з еквівалентною індуктивністю:  $L_{\text{екв}} = 1/\omega^2 C_1(\alpha_0 - 1)$ .

Дослідження перетворювача імпедансу (ПІ) на основі одноперехідної транзисторної структури показали, що вона забезпечує реалізацію високочастотних аналогів індуктивності й залежно від полярності напруги на емітері має властивості конвертора або інвертора імпедансу. Це дозволяє реалізувати на її основі паралельні й послідовні високочастотні коливальні контури без використання котушок індуктивності, які є основою побудови активних смуго-пропускних і смуго-запираючих фільтрів. При цьому реалізується можливість електричного керування центральною частотою смуги пропускання шляхом зміни тільки полярності керуваної напруги на емітері транзистора. В основі побудови використовується ПІ на транзисторі  $VT_1$ , який працює в режимі перетворювача імпедансу з спільним стоком (рис. 3).

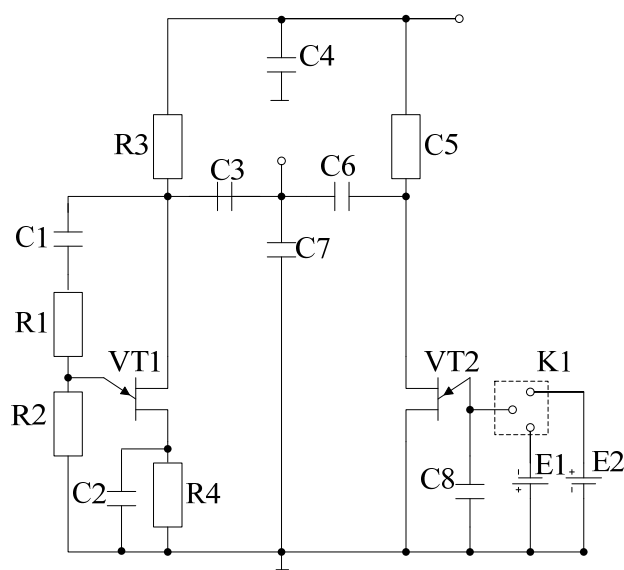


Рис. 3. Електрична принципова схема активного електрично керованого коливального контура

У результаті прямого перетворення опору резистора  $R_1$  вхідний імпеданс між витоком і стоком має низькочастотний індуктивний характер, який сумісно з ємністю  $C_7$  реалізує паралельний коливальний

контур. Паралельно ємності  $C_7$  підключено другий транзистор  $VT_2$ , який забезпечує перетворювач імпеданса зі спільним витокком, перетворюючи імпеданс ємності  $C$ . Залежно від полярності напруги на затворі  $VT_2$  цей перетворювач має властивості конвертора або інвертора імпеданса. При позитивному потенціалі затвора він має властивості конвертора імпеданса і його вихідний імпеданс є ємнісним з від'ємною активною складовою, що забезпечує високу добротність коливального контуру на частоті:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_7 + C_{ec2})L_{ec1}}}, \quad (1)$$

де  $C_{ec2}$  і  $L_{ec1}$  – ємність і індуктивність між витокком і стоком транзистора 2 і транзистора 1, відповідно. При подачі на затвор транзистора  $VT_2$  напруги запирання, він працює як інвертор імпеданса і перетворює ємнісний опір конденсатора  $C_8$  в індуктивний з від'ємною активною складовою. Це забезпечує високу

добротність коливального контуру на другій частоті  $f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_7(L_{ec1} + L_{ec2})}}$ , де  $L_{ec2}$  – індуктивність

між витокком і стоком транзистора  $VT_2$ . У випадку, коли  $C_7 \gg C_{ec2}$ , що досягається вибором  $C_8 \ll C_7$ , за умови  $L_{ec2} \gg L_{ec1}$  (досягається вибором  $R_1$ ), отримуємо коефіцієнт перекриття по частоті, який дорівнює  $f_{01}/f_{02} = \sqrt{L_{ec2}/L_{ec1}}$ . Результуюча електрична принципова схема активного коливального контуру представлена на рис. 3, для керування потенціалом емітера використовується комутатор  $K_1$  і два джерела зміщення  $E_1$  і  $E_2$ .

### Експериментальні дослідження

Використовуючи елементи матриці провідності одноперехідного транзистора й формули обрахунку вхідної та вихідної провідності [3] з використанням програми Mathcad, визначено частотні залежності вихідної (рис. 4) та вхідної (рис. 5) провідності транзистора, увімкненого за схемою з спільною базою.

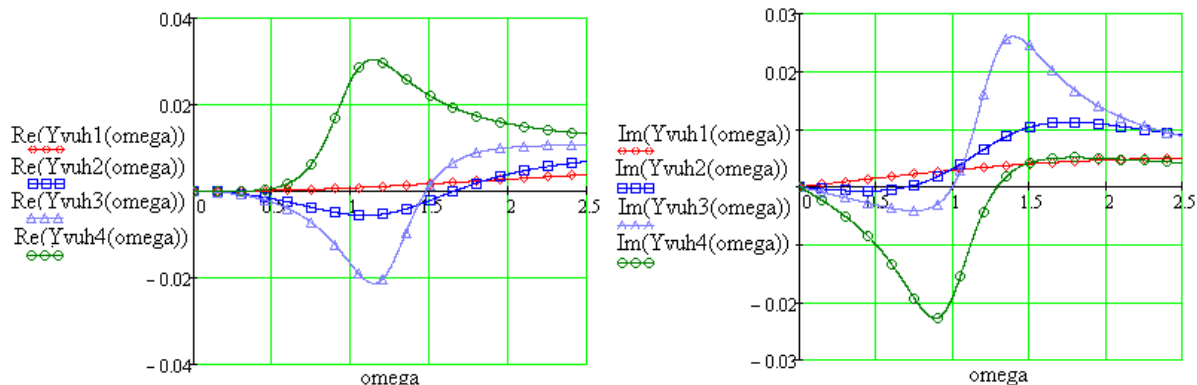


Рис. 4. Залежність дійсної (а) та уявної (б) складових вихідної провідності від співвідношення частоти

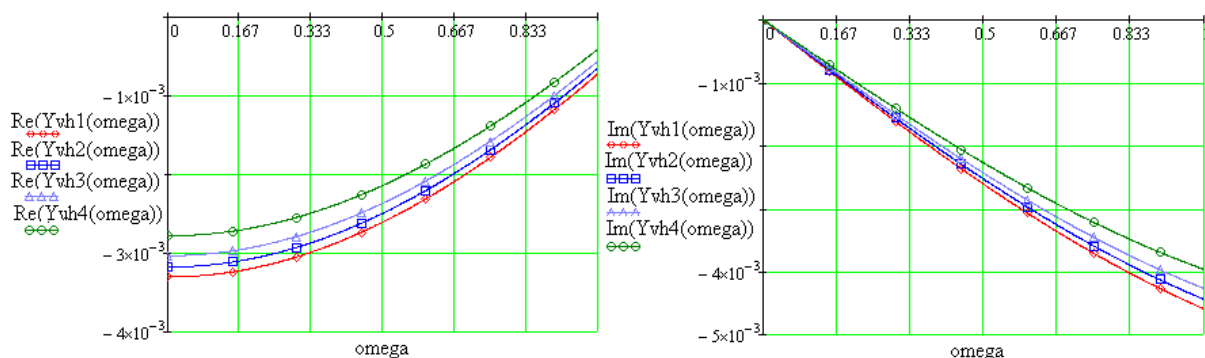


Рис. 5. Залежність дійсної (а) та уявної (б) складових вхідної провідності від співвідношення частоти

З результатів експериментальних досліджень представлених на рис. 4 – 5, слідує, що в діапазоні

частот до  $\Omega=1$  одноперехідна транзисторна структура має від'ємну дійсну та уявну індуктивну складові вихідної провідності, повна вхідна провідність має негативну речову складову та індуктивну уявну складову. Це дозволяє реалізувати на основі одноперехідної транзисторної структури аналоги індуктивностей та коливальні контури.

Використовуючи експериментальні методики описані в [4], проведено експериментальні дослідження розроблених пристроїв на основі транзистора КТ117Б. Як показали дослідження, транзисторний еквівалент котушки індуктивності забезпечує індуктивність до 30 мкГн на частоті до 1 ГГц. Напівпровідникова індуктивність забезпечує значення індуктивності до 7 мГн на частотах менших за

1,7 ГГц. Коливальний контур, реалізований на одноперехідній транзисторній структурі при  $I_c=7$  мА, забезпечує на частоті 0,1 ГГц добротність 120 одиниць при температурній нестабільності частоти  $10^{-4}$  (% град<sup>-1</sup>). Зміна напруги на емітері від -1,2 В до +0,1 В забезпечує зміну частоти від 0,1 ГГц до 100 МГц.

### Висновки

1. На основі одноперехідної транзисторної структури розроблено аналоги індуктивності, коливальний контур. Транзисторний еквівалент котушки індуктивності та напівпровідникова індуктивність порівняно з іншими аналогами індуктивності мають невеликі габарити, конструкційну простоту, високий рівень добротності, високу температурну стабільність і знижений рівень шуму.

2. Транзисторний еквівалент котушки індуктивності забезпечує індуктивність до 30 мкГн на частоті до 1 ГГц. Напівпровідникова індуктивність забезпечує значення індуктивності до 7 мГн на частотах менших за 1,7 ГГц.

3. Коливальний контур, реалізований на одноперехідній транзисторній структурі при  $I_c=7$  мА, забезпечує на частоті 0,1 ГГц добротність 120 одиниць при температурній нестабільності частоти  $10^{-4}$  (%град<sup>-1</sup>). Зміна напруги на емітері від -1,2 В до +0,1 В забезпечує зміну частоти від 0,1 ГГц до 100 МГц.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Патент 23904 України, МПК G01R 27/28. Транзисторний еквівалент котушки індуктивності / Філінюк М. А., Булига І. В., Мірошникова С. В., Барабан М. В. – №01171; Заявл. 05.02.2007; Опубл. 11.06.2007, Бюл. № 8 – 4 с.
2. Патент 38679 України, МПК H03H 11/00. Активний коливальний контур / Філінюк М. А., Барабан М. В., Ліщинська Л. Б. – №08335; Заявл. 20.06.2008; Опубл. 12.01.2009, Бюл. № 1 – 4 с.
3. Богачев В. М. Транзисторне усилители мощности / Богачев В. М., Никифоров В. В. – М.: Энергия, 1978. – 334 с.
4. Філінюк М. А. Метрологічні основи негatronіки / Філінюк М. А., Гаврилов Д. В. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 188 с.

**Ліщинська Людмила Броніславівна** – к. т. н., доцент кафедри фінансового контролю і 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.

Вінницький національний технічний університет.