

РЕЗИСТИВНИЙ ЧАСТОТНИЙ ДАТЧИК НА ОСНОВІ ДВОХПАРАМЕТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІМІТАНСУ

Л.Б. Ліщинська

Кандидат технічних наук, доцент*

Контактний тел.: (0432) 43-40-98, 067-799-09-65

E-mail: l_fil1@mail.ru

Я.С. Рожкова*

Контактний тел.: (0432) 26-43-14, 063-889-40-06

E-mail: rozhkova.yana@gmail.com

Р.Ю. Чехмєструк*

Контактний тел.: 093-360-34-84

E-mail: chehroma@yandex.ru

М.А. Філінюк

Доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри*

Контактний тел.: (0432)-43-40-98, 067-171-22-97

E-mail: N_Fil_45@mail.ru

*Кафедра проектування комп'ютерної та

телекомунікаційної апаратури

Вінницький національний технічний університет

вул. Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021

Розроблено математичну модель резистивного частотного датчика на основі двохпараметричного УПІ. Досліджено його основні параметри в залежності від параметрів компонентів. Визначено оптимальні значення параметрів, що забезпечують максимальну чутливість пристрою

Ключові слова: іммітанс, узагальнений перетворювач іммітансу (УПІ)

Разработана математическая модель резистивного частотного датчика на основе двухпараметрического ОПИ. Исследованы его основные параметры в зависимости от параметров компонентов. Определены оптимальные значения параметров, которые обеспечивают максимальную чувствительность прибора

Ключевые слова: иммитанс, обобщённый преобразователь иммитанса (ОПИ)

A mathematical model of a resistive frequency sensor based on two-parameter GCI was exploited. The basic parameters of sensor components in a certain range of frequencies were investigated. The research results permitted to find optimal values of parameters to make sensor functionality the most effective

Keywords: immitance, generalized immitance convertor (GCI)

1. Вступ

Одноперехідний транзистор (ОТ) отримав застосування в якості малопотужних ключів різних імпульсних пристроїв [1-3]. Наявність у нього в активному режимі коефіцієнта передачі по струму $h_{21,0} > 1$ визначає перспективність його використання в якості узагальненого перетворювача іммітансу (УПІ) [4].

Однак, внаслідок великих значень ємності емітерного переходу C_e та опору бази R_b , робоча частота таких УПІ не перевищує декількох мегагерц. Подолання цього недоліку можливо шляхом використання в якості ОТ високочастотного польового транзистора з р-п переходом в режимі прямого зміщення затвору. В цьому випадку таку транзисторну структуру розглядають як інжекційно-прольотний транзистор (ІПТ) [5], здатний працювати в якості УПІ на частотах в декілька сотень мегагерц при $h_{21,0} > 1$.

Це визначає перспективність його використання при створенні радіочастотних датчиків в якості двохпараметричного УПІ [6].

2. Постановка задач досліджень

Враховуючи, що при реалізації різних систем автоматики широке застосування знаходять резистивні первинні вимірювальні перетворювачі (ПВП), метою роботи є розробка та дослідження резистивного частотного датчика на основі двохпараметричного УПІ, реалізованого на основі ІПТ. З цією метою в роботі вирішуються наступні задачі:

- розробка математичної моделі резистивного частотного датчика на основі двохпараметричного УПІ, реалізованого на базі ІПТ;

- визначення оптимальних значень основних параметрів датчика в діапазонах частот і параметрів його компонентів.

- схемотехнічна та конструкторська розробка датчика та експериментальне дослідження його параметрів.

3. Розробка математичної моделі

Двохпараметричний УПІ на базі ІПТ являє собою чотириполюсник, який утворений ІПТ, ввімкненим

по схемі зі спільним витоком, до входу та у загальний вивід якого підключені перетворювані іммітанси Z_1 та Z_2 (рис. 1 а). Фізична еквівалентна схема такого УПП на частотах, де можна знехтувати паразитними компонентами корпусу та виводів, має вигляд, представлений на рис. 1 б.

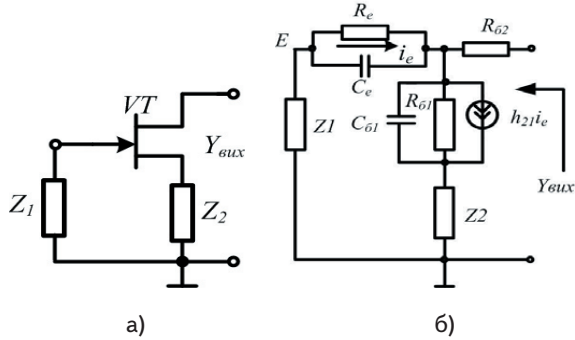


Рис. 1. Високочастотна (а) та фізична еквівалентна (б) схеми двохпараметричного УПП на основі ППТ

На схемі R_e та C_e – диференціальні опір та ємність емітерного переходу; R_{61} та R_{62} – опори бази; C_{61} – дифузійна ємність першої бази; i_e – струм емітера.

Параметри фізичної еквівалентної схеми визначні за методикою, описаною в [7, 8]. При великих струмах емітера $R_e \rightarrow 0$. З урахуванням цього матриця провідності ППТ, ввімкненого по схемі зі спільним витоком має вигляд:

$$[y_B] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{62} + Z_{61}}{R_{62} \cdot (1 - h_{21}) + Z_{61}} & \frac{-1}{R_{62} \cdot (1 - h_{21})} \\ \frac{-1}{R_{62}} & \frac{1}{R_{62}} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Y - параметри двохпараметричних УПП при $Z_1 \rightarrow \infty$, містять в собі матрицю y - параметрів фізичної еквівалентної схем ППТ і перетворений опір Z_2 , ввімкнений в загальний вивід ППТ [9].

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{y_{11} + Z_2 \cdot \Delta y}{1 + Z_2 \cdot \sum y} & \frac{y_{12} - Z_2 \cdot \Delta y}{1 + Z_2 \cdot \sum y} \\ \frac{y_{21} - Z_2 \cdot \Delta y}{1 + Z_2 \cdot \sum y} & \frac{y_{22} + Z_2 \cdot \Delta y}{1 + Z_2 \cdot \sum y} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де $\sum y = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$; $\Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{21} \cdot y_{12}$; $y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$ – параметри матриці провідності ППТ.

Вихідна перетворена провідність двохпараметричного УПП буде рівна:

$$Y_{\text{вих}} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + 1/Z_1}, \quad (3)$$

Підставляючи (2) в (3), з урахуванням (1), за умови, що $Z_1 = R_3$, $Z_2 = R_5$, а $Z_{61} = 1/j\omega C_{61}$, отримаємо аналітичний вираз для вихідної провідності двохпараметричного УПП при резистивному характері перетворюваних іммітансів:

$$Y_{\text{вих}} = \frac{R_3 + R_5 + (1/j\omega C_{61}) \cdot (1 - h_{21})}{R_{62} \cdot [(R_3 + R_5) + (1/j\omega C_{61}) \cdot (1 - h_{21})] + R_3 \cdot (R_5 + (1/j\omega C_{61}))} = \text{Re}(Y_{\text{вих}}) + j\text{Im}(Y_{\text{вих}}), \quad (4)$$

де $h_{21} = \frac{h_{210}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$, f_β – гранична частота транзистора.

На підставі (4) проведено дослідження частотних залежностей активної та реактивної складових перетвореної провідності УПП при різних значеннях перетворюваних опорів R_3 та R_5 (рис. 2).

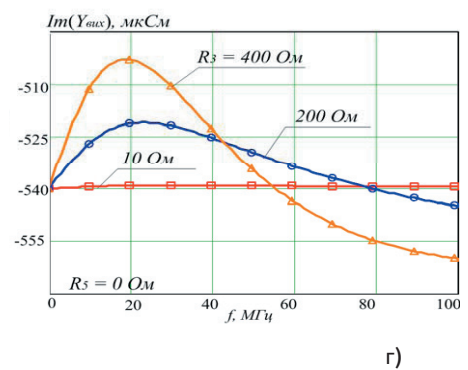
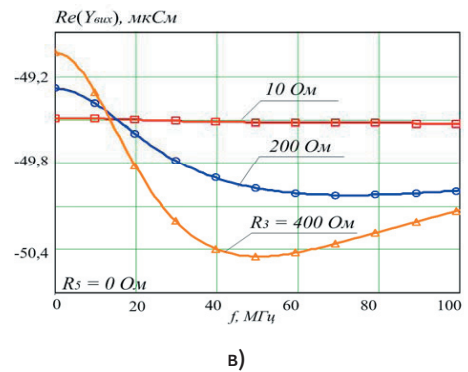
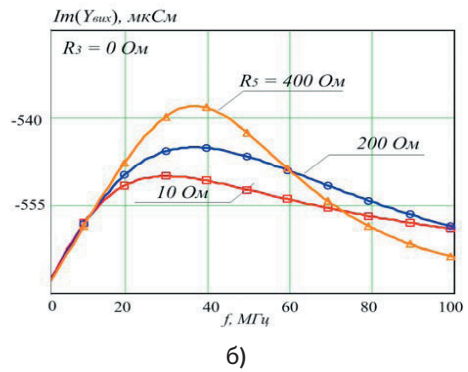
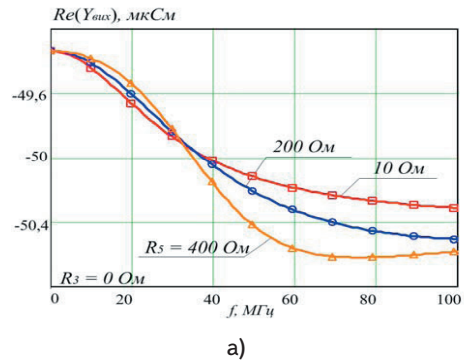


Рис. 2. Розрахункові частотні залежності активної $\text{Re}(Y_{\text{вих}})$ та реактивної $\text{Im}(Y_{\text{вих}})$ складових перетвореної провідності УПП при різних значеннях перетворюваних опорів R_5 (а, б) та R_3 (в, г)

Аналіз отриманих результатів показав, що в діапазоні частот від 0 МГц до 100 МГц, при зміні R3 та R5 від 10 Ом до 400 Ом активна складова перетвореної провідності є від'ємною $Re(Y_{вих}) < 0$, що забезпечує необхідні умови самозбудження частотного датчика. Реактивна складова перетвореної провідності в цих умовах є індуктивною ($Im(Y_{вих}) < 0$) і при підключенні до виходу УПІ резонуючої ємності C2 (рис. 3а) забезпечує умову генерації схеми датчика на частоті:

$$f_{ген} = \frac{Im(Y_{вих})}{2\pi \cdot C_2} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot 0}, \quad (5)$$

де:

$$a = 4\pi^2 C_{61}^2 \times [2\pi C_2 f_p^2 R_{62}^2 \cdot (R_3 + R_5)^2 + R_5 R_3 \cdot (R_5 \cdot (R_3 + 2 \cdot R_{62}) + 2 \cdot R_{62})],$$

$$b = [f_p \cdot (R_3 + R_5) \cdot (1 - 2\pi \cdot C_2 R_{62} f_p) - 2] \cdot 4\pi \cdot R_{62} \beta_0 C_{61},$$

$$c = 2\pi \beta_0^2 \cdot [C_2 R_{62}^2 (\beta_0^2 + 1) + C_{61} R_3 \cdot (R_5 \beta_0 - 1)] + R_{62} \cdot (2R_5 - \beta_0^2 \cdot f_p) + R_5 \cdot (1 - \beta_0 f_p).$$

Система рівнянь (1)-(5) утворює математичну модель частотного датчика на основі двохпараметричного УПІ та дозволяє вирішити задачу виведення оптимальних значень опорів першого R3 та другого R5 ПВП для забезпечення максимальної чутливості датчика.

4. Результати дослідження

На основі вище проведеного аналізу розроблена електрична принципова схема резистивного частотного датчика (рис. 3 а).

Резистори R1, R2 та R4 забезпечують роботу транзистора в активній області (використано польовий транзистор з типу BF256A з прямозміщеним р-п переходом та струмом $i_e = 0,1$ мА). Резистори R3 та R5 є резистивними ПВП, в якості яких можливо використання, наприклад, терморезисторів, фоторезисторів і т. ін.

На рис. 4 представлені результати чисельного моделювання залежності частоти генерації датчика від величини опору резисторів R3 та R5.

Як можна побачити з графіку найбільша крутизна залежності частоти генерації $f_{ген}$ від величини

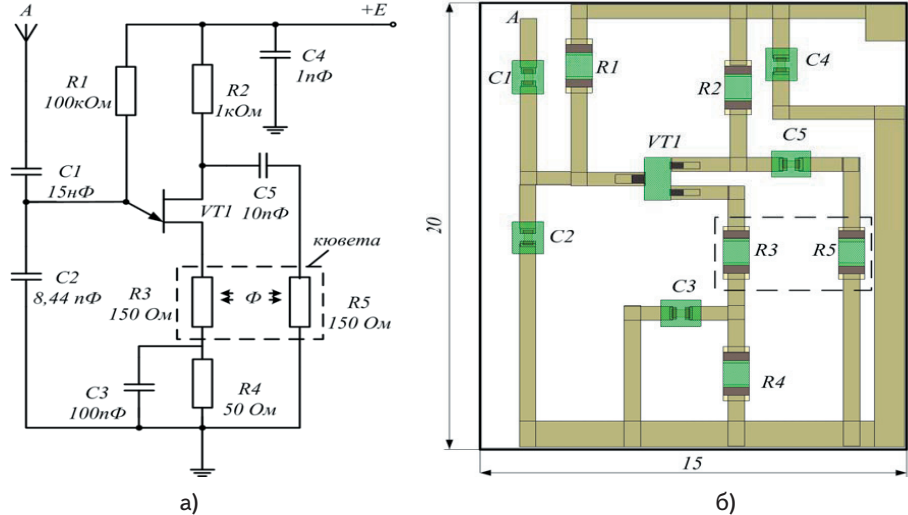


Рис. 3. Електрична принципова схема резистивного частотного датчика на основі двохпараметричного УПІ (а) та його топологія (б)

R3 та R5 спостерігається при зміні їх опорів в діапазоні від 0 до 150 Ом.

Виходячи з цього було розроблено тонкоплівковий частотний датчик температури (рис. 3 б), у якого в якості резисторів R3 та R5 використані мініатюрні термістори типу Sck-101. Датчик забезпечує зміну частоти генерації в діапазоні частот 0,5 – 2,5 ГГц при зміні температури в діапазоні -30 - +90 °С при середній чутливості 15 МГц/град.

Розроблена конструкція дозволяє шляхом використання в якості R3 та R5 фоторезисторів та тензорезисторів, реалізувати мініатюрні дистанційні датчики каламутності, задимлення, контролю механічних навантажень і т.ін.

5. Висновки

1. Розроблена математична модель резистивного частотного датчика на основі двохпараметричного УПІ дозволяє оптимізувати його параметри з урахуванням параметрів напівпровідникової структури та ПВП.

2. При реалізації УПІ на основі транзистора типу BF256A з прямозміщеним затвором в режимі ПТТ, оптимальні значення перетворюваних іммітансів ПВП лежать в діапазоні від 0 до 150 Ом.

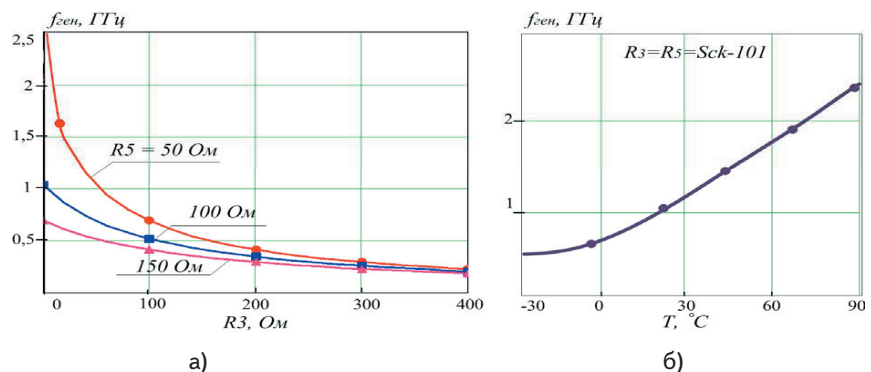


Рис. 4. Розрахункові залежності частоти генерації двохпараметричного резистивного частотного датчика від величини опору перетворюваних іммітансів (а) та експериментальна залежність частоти генерації від температури (б)

3. Розроблений тонкоплівковий варіант датчика температури на підкладці розміром 20x15 мм, при використанні в якості ПВП термісторів Sck-101, за-

безпечує в діапазоні температур -30 - +90°C середнє значення чутливості 15 МГц/град.

Література

1. Ерофеева И. А. Импульсные устройства на однопереходном транзисторе / И. А. Ерофеева. – М.: Связь, 1974. – 72 с.
2. Двухбазовые диоды в автоматике / А. Е. Ольсевич и др. – М.: Энергия, 1972. – 67 с.
3. Стафаев, В. И. Теоретические и экспериментальные исследования двухбазового диода. / В. И. Стафаев, А. П. Штагер – Рига: Знание, 1986. – 525 с.
4. Ліщинська Л. Б. Дослідження узагальненого перетворювача імітансу (УПІ) на базі одноперехідного транзистора від параметрів його фізичної еквівалентної схеми / Л. Б. Ліщинська, М. В. Барабан, Я. С. Рожкова // Електронний журнал «Наукові праці ВНТУ». – 2010. – № 2. – С. 7 -14.
5. Филинук Н. А. Инжекционно-пролётный транзистор: материалы VI междунар. науч.-практ. конф. «Микроэлектронные преобразователи и приборы на их основе», Баку / Н. А. Филинук, И. В. Булыга. – Баку: Сумгаит, 2007. – 95 – 97 с.
6. Ліщинська Л. Б., Визначення, класифікація і параметри багатопараметричних узагальнених перетворювачів імітансу / Л. Б. Ліщинська // Вісник ВПІ. – 2010. - №5. – С. 105 – 108.
7. Ліщинська Л. Б. Експериментальний метод визначення параметрів одноперехідного транзистора: тези доп. наук.-практ. конф. «Контроль і управління в складних системах» (окт.2008) / Л. Б. Ліщинська, А. Г. Шведюк, М. А. Філінюк. – Вінниця: ВНТУ, 2008. – 137 с.
8. Установка для измерения граничной частоты однопереходного транзистора: пат. 41314 України: МПК8 G01R 27/28 (20-06.01) / Ліщинська Л.Б., Шведюк А. Г., Філінюк М.А.;заявник та власник патенту Вінницький національний технічний університет. - № 200900490/09; заявл. 23.01.2009; опубл. 12.05.2009, Бюл. №9. – 4 с.
9. Сигорский, В. П. Основы теории электронных схем: учеб.пособие для вузов / В.П. Сигорский, А.И. Петренко. – К.: Техника, 1967. - 609 с.

У статті розглянуто методи визначення параметрів моделі ферромагнетиків. Розглянутий метод рою часток. Розглянуто використання генетичного алгоритму для оцінки параметрів

Ключові слова: модель Джілса – Аттертона, метод рою часток, генетичний алгоритм

В статье рассмотрены методы определения параметров модели ферромагнетиков. Рассмотрен метод роя частиц. Рассмотрено использование генетического алгоритма для оценки параметров модели

Ключевые слова: модель Джилса – Аттертона, метод роя частиц, генетический алгоритм

In article the methods of determination of model parameters of ferromagnetics are considered. Particle swarm method is considered. Use of genetic algorithm for an assessment of parameters is considered

Keywords: Jiles – Atherton model, particle swarm optimization, genetic algorithm

УДК 004.94:004.896

АЛГОРИТМИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ МОДЕЛІ ФЕРОМАГНЕТИКІВ В КОМП'ЮТЕРНІЙ СИСТЕМІ

В. Ю. Ларін

Доктор технічних наук, професор

Контактний тел.: (044) 362-31-73, 050-830-53-63

E-mail: vjlarin@gmail.com

Є. В. Шкурников

Аспірант*

Контактний тел.: 099-931-93-42

E-mail: nikshev@i.ua

*Кафедра аеронавігаційних систем

Національний авіаційний університет

пр. Космонавта Комарова, 1, м. Київ, 03680

1. Вступ

Модель Джілса-Аттертона була запропонована в 1983 році. Основа моделі – безгістерезисна крива,

яка є залежністю безгістерезисної намагніченості від напруженості магнітного поля H . Вона виходить у тому випадку, коли на додаток до постійної складової на магнітний матеріал впливає сильне змінне