

## МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Вінницький національний технічний університет  
Хмельницьке шосе, 95, Вінниця - 21021, Україна  
Тел.: (0432) 44-04-81; e-mail: osa@lil.vstu.vinnica.ua

**Анотація.** У даній роботі представлені дослідження мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання на основі біполярного транзистора та польового транзистора з бар'єром Шоттки з чутливим елементом на основі фоторезистора. Отримані аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості. Теоретичні і експериментальні дослідження показали, що чутливість розробленого мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання складає 228 кГц/мкВт/см<sup>2</sup>.

**Анотация.** В данной работе представлены исследования микроэлектронного частотного сенсора оптического излучения на основе биполярного транзистора и полевого транзистора с барьером Шоттки с чувствительным элементом на основе фоторезистора. Получены аналитические зависимости функции преобразования и уравнение чувствительности. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что чувствительность разработанного микроэлектронного частотного сенсора оптического излучения составляет 228 кГц/мкВт/см<sup>2</sup>.

**Abstract.** In the article operation the investigations microelectronic frequency sensor of optical radiation are represented on the basis of the bipolar transistor and field-effect transistor with a Schottky barrier with a sensing device on the basis of a photoresistor. The analytical dependences of function of conversion and equation of sensitivity are obtained. The theoretical and experimental investigations have shown, that the sensitivity designed makes microelectronic frequency sensor of optical radiation 228 kHz/uW/cm<sup>2</sup>.

**Ключові слова:** сенсор оптичного випромінювання, від'ємний опір, частотний сенсор.

### ВСТУП

Подальший розвиток радіоелектроніки потребує досконаліших перетворювачів оптичних сигналів в частотні, особливо в діапазоні надзвичайно високих частот (НВЧ). Використання залежності реактивних властивостей і від'ємного опору напівпровідникових пристроїв від впливу оптичного випромінювання є одним з перспективних напрямків по розробці оптичних частотних мікроелектронних перетворювачів [1]. У пристроях такого типу відбувається перетворення потужності оптичного випромінювання в частоту, що дозволяє реалізувати перетворювачі за інтегральною технологією і дає можливість підвищити завадостійкість, точність і чутливість. Об'єднання на одному кристалі перетворювача зі схемами обробки інформації приводить до створення "інтелектуальних" сенсорів.

Конструктивно частотні перетворювачі виконуються у вигляді інтегральної гібридної схеми, яка складається із арсенід-галієвого польового транзистора із бар'єром Шоткі і біполярного транзистора. В якості фоточутливого елемента виступає фоторезистор. Для вивчення властивостей частотного оптичного перетворювача необхідно розглянути залежність активної і реактивної складової повного опору, частоти генерації від оптичного випромінювання та режимів живлення. Розгляду цих питань присвячена дана робота.

### ТЕОРЕТИЧНІ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Схема мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання представлена на рис. 1. Вона складається з гібридної інтегральної схеми автогенератора на основі кристалів біполярного транзистора ВТ92 і польового транзистора ЗП602, причому в ланцюг зворотного зв'язку включений фоточутливий резистор  $R_2$ , на який діє оптичне випромінювання.

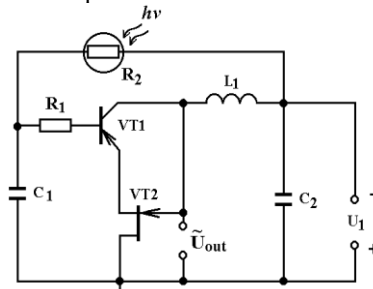


Рис. 1. Електрична схема мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання

Теоретично і експериментально показано, що на електродах колектор-затвор запропонованої структури існує від'ємний опір, що відповідає спадаючій ділянці на вольт-амперній характеристиці [1, 2]. Фоточутливий перетворювач живиться від джерел постійної напруги  $U_1$ . Ланцюг  $R_2C_1$  створює додатковий зворотний позитивний зв'язок виходу із входом, а також через опір  $R_2$ , який є фоточутливим елементом, здійснюється керування еквівалентною ємністю напівпровідникової структури. Ємність  $C_2$  здійснює блокувальну роль, тобто захищає джерело постійного струму  $U_1$  від струмів надзвичайно високих частот. Коливальний контур утворений пасивною індуктивністю  $L_1$  і ємністю, яка існує на електродах колектор біполярного і стік польового транзисторів.

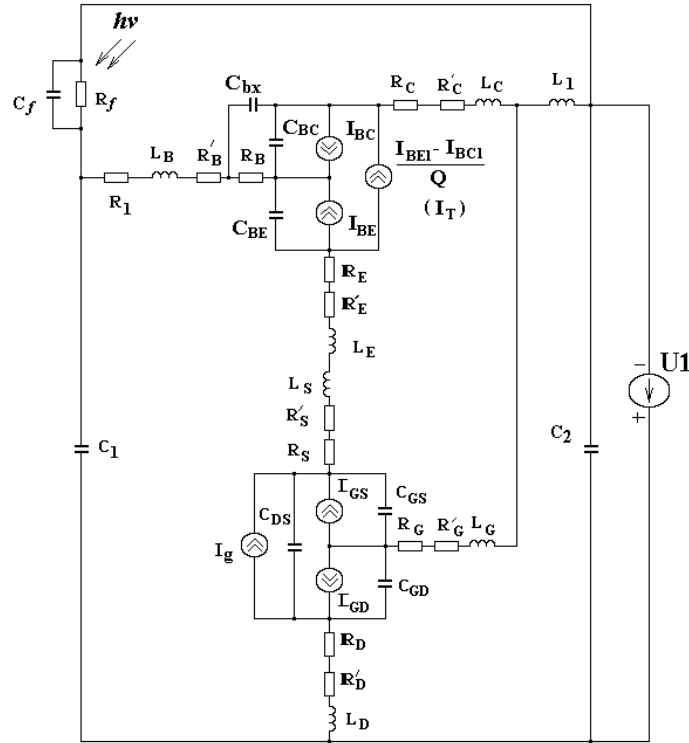


Рис.2. Загальна еквівалентна схема мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання

Для вивчення поведінки мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання в динамічному режимі необхідно отримати залежність активної і реактивної складових повного опору на електродах колектор-стік структури, функції перетворення і чутливості від дії оптичного випромінювання. Розрахунки зроблені на основі еквівалентної схеми біполярного і польового транзисторів, які складають частотний сенсор оптичного випромінювання (рис.2). Для зручності розрахунків еквівалентну схему подано у вигляді (рис.3).

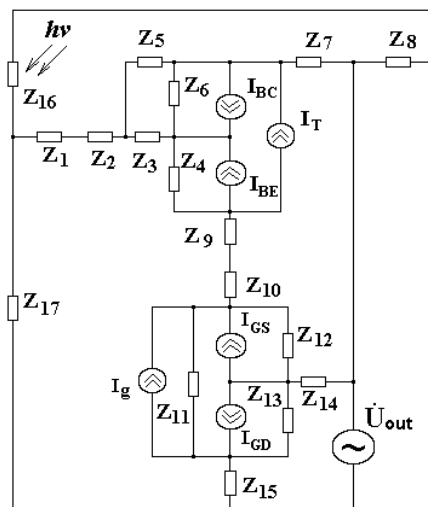


Рис.3. Перетворена еквівалентна схема мікроелектронного частотного сенсора оптичного випромінювання

де  $Z_1 = R_1$ ,  $Z_2 = R'_B + j\omega L_B$ ,  $Z_3 = R_B$ ,  $Z_4 = -j/(\omega C_{BE})$ ,  $Z_5 = -j/(\omega C_{bx})$ ,  
 $Z_6 = -j/(\omega C_{BC})$ ,  $Z_{17} = -j/(\omega C_1)$ ,  $Z_8 = j\omega L_1$ ,  $Z_{11} = -j/(\omega C_{DS})$ ,  $Z_{12} = -j/(\omega C_{GS})$ ,  
 $Z_{13} = -j/(\omega C_{GD})$ ,  $Z_{16} = -j/(\omega C_2)$ ,  $Z_7 = R_C + R'_C + j\omega L_C$ ,  $Z_9 = R_E + R'_E + j\omega L_E$ ,  
 $Z_{10} = R_S + R'_S + j\omega L_S$ ,  $Z_{14} = R_G + R'_G + j\omega L_G$ ,  $Z_{15} = R_D + R'_D + j\omega L_D$ ,  

$$Z_{16} = \frac{R_f(P)}{1 + (\omega R_f(P)C_f)^2} - j \frac{\omega R_f^2(P)C_f}{1 + (\omega R_f(P)C_f)^2}.$$

Струми база-емітер  $I_{be}$  і база-колектор  $I_{bc}$  описуються виразами [3]:

$$I_{be} = I_S \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_T} - 1\right), \quad I_{bc} = I_S \exp\left(\frac{U_{bc}}{NC \cdot V_T} - 1\right), \quad (1)$$

де 
$$I_S = I_{SS} \exp\left(\frac{U_{js}}{NS \cdot V_T} - 1\right), \quad V_T = kT/q,$$

$I_{SS}$  - зворотний струм р-п переходу підкладки,  $U_{be}$  - напруга база-емітер,  $U_{bc}$  - напруга база-колектор,  $U_{js}$  - контактна різниця потенціалів переходу колектор-підкладка,  $NE$  - коефіцієнт неідеальності емітерного переходу,  $NC$  - коефіцієнт неідеальності колекторного переходу,  $NS$  - коефіцієнт неідеальності переходу підкладки.

Заряд в базі описується виразом [4]:

$$Q_b = Q_1(1 + (1 + 4Q_2)^{NK})/2, \quad (2)$$

де 
$$Q_1 = 1/(1 - U_{bc}/U_{AF} - U_{be}/U_{AR}), \quad Q_2 = I_{be}/I_{KF} + I_{bc}/I_{KR},$$

$U_{AF}$  - напруга Ерлі в нормальному режимі,  $U_{AR}$  - напруга Ерлі в інверсному режимі,  $I_{KF}$  - точка початку спаду залежності коефіцієнту підсилення струму в схемі з загальним емітером ( $\beta_F$ ) від струму колектора в нормальному режимі,  $I_{KR}$  - точка початку спаду залежності коефіцієнта підсилення струму в схемі з загальним емітером ( $\beta_R$ ) від струму емітера в інверсному режимі,  $NK$  - коефіцієнт, обумовлюючий множник  $Q_b$ , який дорівнює 0,5.

Об'ємний опір бази описується наступним виразом [5]:

$$R_b = \begin{cases} R_{bm} + (R_{bx} - R_{bm})/Q_b & I_{Rb} = \infty, \\ R_{bm} + 3(R_{bx} - R_{bm}) \frac{tgx - x}{x \cdot tg^2 x} & I_{Rb} > 0, \end{cases} \quad (3)$$

де

$$x = \frac{\sqrt{1 + 14,59025 I_b / I_{Rb}} - 1}{2,4317 \sqrt{I_b / I_{Rb}}},$$

$R_{bx}$  - максимальний об'ємний опір бази при нульовому зміщенні,  $R_{bm}$  - максимальний опір бази при великих струмах,  $I_{Rb}$  - струм бази, з яким опір бази зменшується на 50%.

Струми  $I_{gd}$  і  $I_{gs}$  визначаються згідно законів р-п переходу [6]:

$$I_{gd} = I_S (\exp(V_{gd}/V_T) - 1), \quad I_{gs} = I_S (\exp(V_{gs}/V_T) - 1).$$

Значення струму стік-витік польового транзистора з бар'єром Шоткі описується формулою [3]:

$$I_D = \begin{cases} 0 & (V_{gs} - V_{T0}) < 0, \\ \frac{\beta(1 + \lambda V_{ds}) \cdot (V_{gs} - V_{T0})^2 K_t}{1 + B(V_{gs} - V_{T0})} & (V_{gs} - V_{T0}) \geq 0, \end{cases} \quad (4)$$

де

$$K_t = \begin{cases} 1 - \left(1 - \frac{V_{ds} \cdot \alpha}{3}\right)^3 & 0 < V_{ds} < 3/\alpha, \\ 1 & V_{ds} \geq 3/\alpha, \end{cases}$$

$\beta$  - коефіцієнт пропорційності,  $\lambda$  - коефіцієнт модуляції довжини каналу,  $\alpha$  - константа, яка визначає струм  $I_D$ ,  $V_{T0}$  - порогова напруга.

Теоретичні і експериментальні дослідження показали, що активна складова приймає від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер. Підключення зовнішньої індуктивності до клем колектор-затвор структури при від'ємних значеннях активної складової, коли компенсуються втрати енергії у коливальному контурі, дозволяє створити генератор електричних коливань. Під час дії світла на фоторезистор  $R_2$  здійснюється зміна активної та реактивної складової повного опору, а це в свою чергу, змінює частоту генерації.

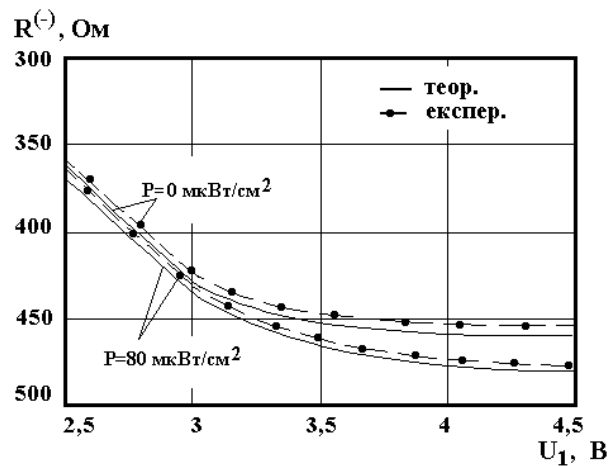


Рис.4. Теоретична і експериментальна залежність активної складової від потужності оптичного випромінювання

На рис.4 подана теоретична і експериментальна залежності активної складової від потужності оптичного випромінювання при різних значеннях напруги живлення структури. Як показує аналіз наведених кривих, існує збільшення від'ємного опору із зростанням потужності оптичного випромінювання, причому напруга живлення визначає початкове значення від'ємного опору. Як видно із графіка, при 3,5 В напруги живлення при зміні потужності оптичного випромінювання від 0 мкВт/см<sup>2</sup> до 80 мкВт/см<sup>2</sup> активна складова повного опору змінюється на 12 Ом, а при 4,5 В – змінюється на 25 Ом. На рис.5 подана експериментальна і розрахована залежності реактивної складової від потужності оптичного випромінювання. З графіка видно, що реактивна складова має ємнісний характер і її значення по модулю зменшується зі зростанням потужності випромінювання.

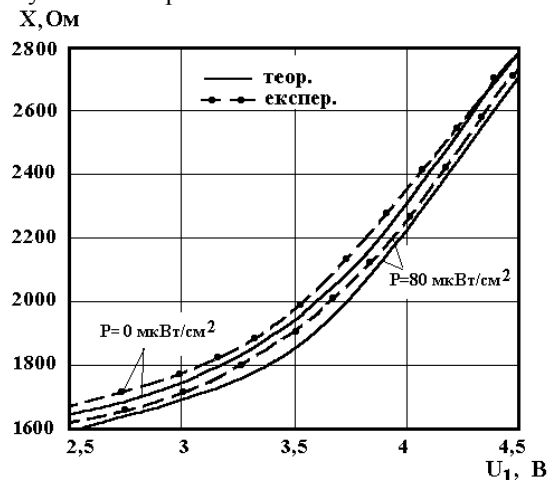


Рис.5. Теоретична і експериментальна залежність реактивної складової від напруги живлення

Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від потужності падаючого випромінювання. Це можливо зробити на основі еквівалентної схеми (рис.3) у відповідності із методом рівноваги Ляпунова [7]. Аналітичний вираз функції перетворення має вигляд

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{\frac{R_f^2(P)C_f^2 + C_{GD}R_f^2(P)C_f - LC_{GD} - D}{LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2}}}{4\pi}, \quad (5)$$

где  $D = \sqrt{(R_f^2(P)C_f^2 + C_{GD}R_f^2(P)C_f - LC_{GD})^2 + 4LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2}$ .

На рис.6 подані теоретичні і експериментальні залежності функції перетворення структури на основі біполярного і польового транзисторів, фоточутливим елементом якої є фоторезистор. Як видно з графіка, розбіжність між теоретичними і експериментальними кривими є задовільною, що дає змогу вважати правильними теоретичні розрахунки. Адекватність розробленої математичної моделі визначено у вигляді відносної похибки, яка складає  $\pm 5\%$ .

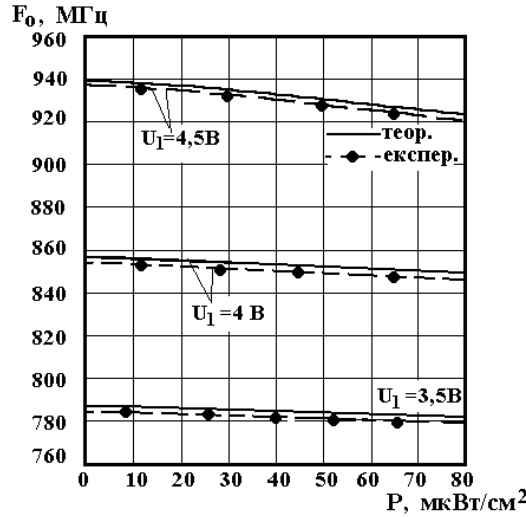


Рис.6. Теоретична і експериментальна залежність частоти генерації від потужності оптического випромінювання

Експериментально встановлено, що зі зростанням потужності світлового променя від 0 мкВт/см<sup>2</sup> до 80 мкВт/см<sup>2</sup> зменшується частота генерації від 940,1 МГц до 921,7 МГц. Дослідження показали, що вибором режиму живлення з постійної напруги, можна отримати лінійну залежність частоти генерації від потужності падаючого світла.

Рівняння чутливості визначається на основі виразу (5)

$$S_p = -0.7957 \left[ \left( 2R_f(P)C_f^2 \left( \frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) + 2C_f R_f(P)C_{GD} \left( \frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) - \frac{1}{2} \left( 2A_1 \left( 2R_f(P)C_f^2 \left( \frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) + 2C_f R_f(P)C_{GD} \left( \frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) + 8LC_{GD}R_f(P)C_f^2 \left( \frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) \right) \right) / \sqrt{D} \right] / (LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2) - 2(R_f^2(P)C_f^2 + C_{GD}R_f^2(P)C_f - LC_{GD}\sqrt{D}) \left( \frac{\partial R_f(P)}{\partial P} \right) / (LC_{GD}R_f^3(P)C_f^2) / \sqrt{\frac{A_1 - \sqrt{D}}{LC_{GD}R_f^2(P)C_f^2}}, \quad (6)$$

де  $A_1 = R_f^2(P)C_f^2 + R_f^2(P)C_{GD}C_f - LC_{GD}$ ,

$R_f$  - опір фоторезистора,  $C_f$  - ємність фоторезистора,  $C_{GD}$  - ємність затвор-стік транзистора VT2. Чутливість мікроелектронного частотного сенсора оптического випромінювання складає 228 кГц/мкВт/см<sup>2</sup>.

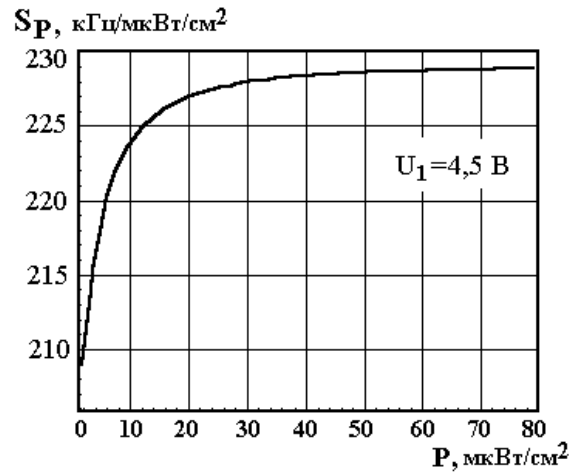


Рис.7.Залежність чутливості мікроелектронного частотного сенсора від потужності оптичного випромінювання

### ВИСНОВКИ

Показана можливість перетворення оптичного випромінювання у частотний сигнал на основі автогенераторної інтегральної схеми, яка складається з біполярного і польового транзисторів з фоточутливим резисторним елементом. Теоретично розраховані і експериментально перевірені функція перетворення і рівняння чутливості, при цьому чутливість оптичного перетворювача складала 228 кГц/мкВт/см<sup>2</sup>.

### ЛІТЕРАТУРА

1. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Вербицький В.Г. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі –Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. –196с.
2. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від’ємним опором. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. – 303 с.
3. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1. –М.: Мир, 1984. – 456 с.
4. Киреев П.С. Физика полупроводников. –М.: Высшая школа, 1975. – 583 с.
5. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонент аналоговых устройств. –М.: Радио и связь, 1992. –72 с.
6. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. –М.: Радио и связь, 1990. –264 с.
7. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. –М.: Высшая школа, 1988. – 464 с.

**ОСАДЧУК В.С.** – Академік АІНУ, д.т.н., проф., зав. кафедри електроніки, Вінницький національний технічний університет.

**ОСАДЧУК О.В.** – д.т.н., проф., зав. кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет.

**СЕМЕНОВ А.О.** – асистент кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет.