

УДК 621.3.049

**В. С. Осадчук**, д. т. н., проф.;  
**О. В. Осадчук**, д. т. н., проф.;  
**Ю. С. Кравченко**, к. ф.-м. н., доц.;  
**О. О. Селецька**, асп.

## МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ОПТИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ПЛАЗМОХІМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ

*Розроблено математичну модель мікроелектронного оптичного перетворювача, яка складається з біполярного та МДН-транзисторів та фоточутливого резистора, на основі якої отримано аналітичні залежності для функції перетворення та рівняння чутливості.*

### Вступ

У технології виробництва напівпровідникових мікроструктур отримати найбільш точне відтворення рельєфного рисунку на кремнієвих пластинах можливе лише використовуючи плазмохімічні процеси [1, 2], для яких необхідною умовою проведення є безперервний моніторинг їх фізичних та технологічних параметрів [3]. Такий моніторинг є складовою частиною системи управління технологічними процесами і здійснюється збором та обробкою інформації від спеціальних сенсорів.

В системах оптичного контролю плазмохімічних процесів високої точності можна досягнути, використовуючи оптоелектронні сенсори на основі транзисторних структур з від'ємним опором [4]. Тому у цій роботі досліджуються характеристики оптичного перетворювача на основі автогенераторного пристрою, в якому коливальний контур створено на основі транзисторного еквівалента ємності коливального контуру перетворювача, а роль індуктивної складової виконує біполярний транзистор з RC-колом, що дозволяє виготовити перетворювач за інтегральною технологією.

### Постановка задачі досліджень

Для виявлення властивостей частотного оптичного перетворювача необхідно розробити математичну модель, на основі якої можна отримати залежність активної і реактивної складової повного опору структури від освітленості та вивести функцію перетворення оптичного перетворювача, який використовується в системі контролю плазмохімічних процесів. Ці питання розглядаються у статті.

### Математична модель

Схема частотного перетворювача на основі біполярного та МДН-транзисторів показана на рис. 1 [4]. Фоточутливим елементом схеми є фоторезистор. Максимальна спектральна чутливість фоторезистора відповідає довжині хвилі пропускання інтерференційного світлофільтру, що використовується для виділення контрольної смуги із загального спектра випромінювання плазми.

Для визначення функції перетворення фотоперетворювача необхідно розрахувати повний опір на електродах колектор-стік транзисторів VT 1 та VT 2 згідно з його еквівалентною схемою (рис. 2) для змінного струму, складеною на основі еквівалентних схем біполярного [4] та МДН-транзисторів.

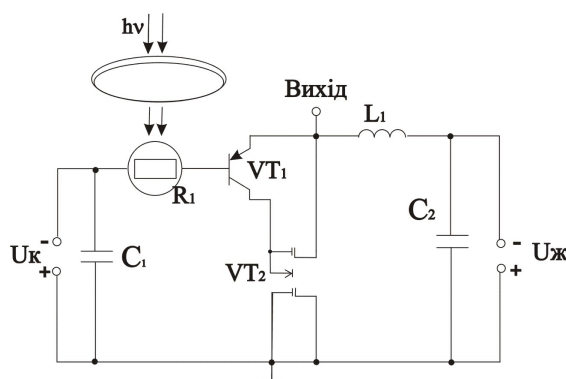


Рис. 1. Схема мікроелектронного оптичного перетворювача з фоторезистором

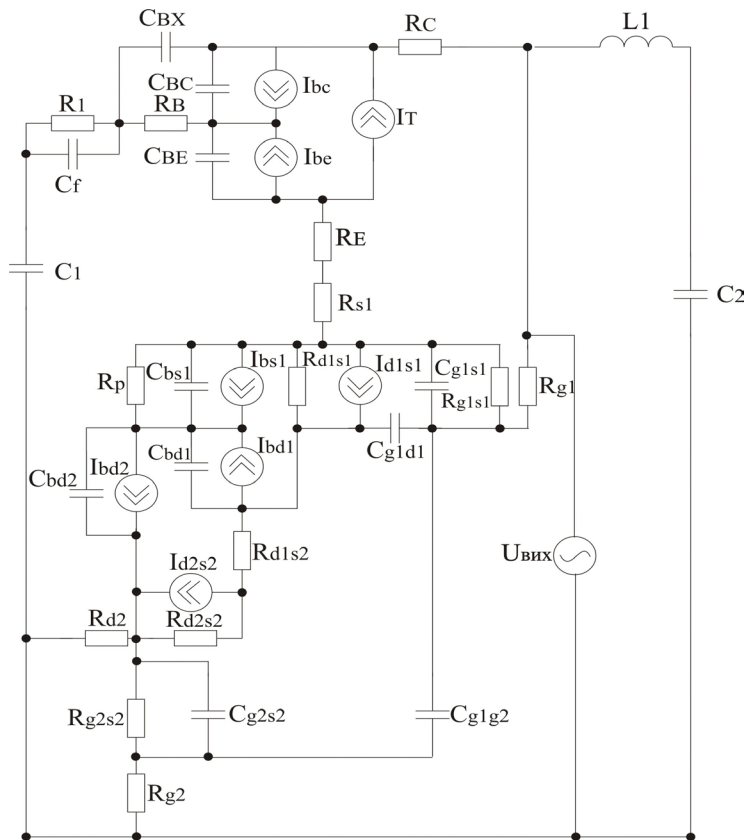


Рис. 2. Еквівалентна схема оптичного перетворювача по змінному струму

Перетворимо її у зручнішу для проведення розрахунків. Перетворена еквівалентна схема зображена на рис. 3.

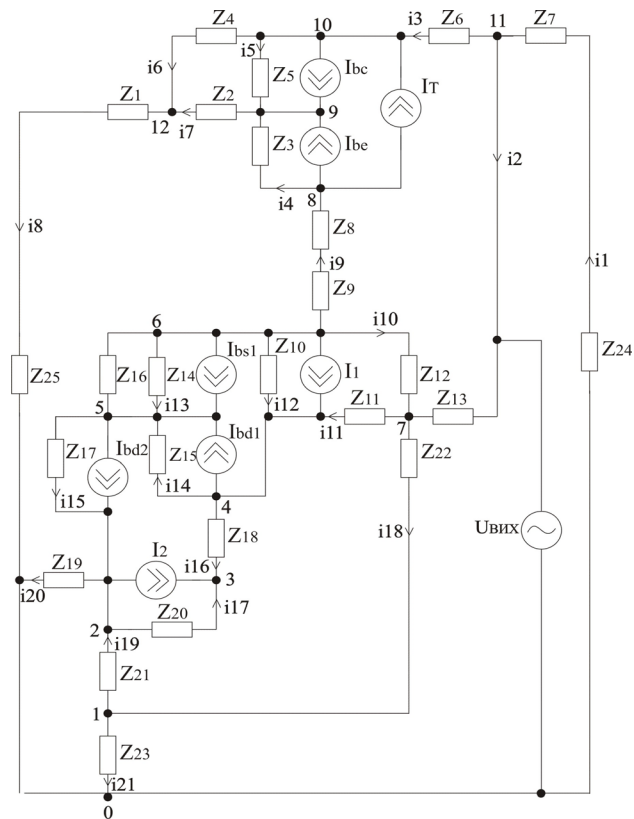


Рис. 3. Перетворена еквівалентна схема оптичного перетворювача по змінному струму

Для схеми на рис. 3 складемо систему рівнянь Кірхгофа, використавши метод вузлових потенціалів (вузол 0 вважатимемо базисним).

Система рівнянь Кірхгофа для змінного струму має вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = -\phi_1(Y_{20} + Y_{18} + Y_{17}) + \phi_2 Y_{18} + \phi_7 Y_{17}; \\ I_2 - I_{bd2} = \phi_1 Y_{19} - \phi_2(Y_{19} + Y_{17} + Y_{20} + Y_{15}) + \phi_3 Y_{17} + \phi_5 Y_{15}; \\ -I_2 = \phi_2 Y_{16} - \phi_3(Y_{15} + Y_{16}) + \phi_4 Y_{15}; \\ I_{bd1} - I_1 = \phi_3 Y_{15} - \phi_4(Y_{15} + Y_{13} + Y_{11} + Y_{10}) + \phi_5 Y_{13} + \phi_7 Y_{10} + \phi_6 Y_{11}; \\ I_{bd2} - I_{bs1} - I_{bd1} = \phi_2 Y_{14} + \phi_4 Y_{13} - \phi_5(Y_{14} + Y_{12} + Y_{13}) + \phi_6 Y_{12}; \\ I_{bs1} + I_1 = \phi_4 Y_{11} + \phi_5 Y_{12} - \phi_6(Y_{12} + Y_{11} + Y_9 + Y_8) + \phi_7 Y_9 + \phi_8 Y_8; \\ 0 = \phi_1 Y_{17} + \phi_4 Y_{10} + \phi_6 Y_9 - \phi_7(Y_{10} + Y_9 + Y_{17} + Y_1) + \phi_{11} Y_1; \\ I_{be1} + I_{T1} = \phi_6 Y_8 - \phi_8(Y_8 + Y_3) + \phi_9 Y_3; \\ -(I_{bc1} + I_{be1}) = \phi_8 Y_3 - \phi_9(Y_4 + Y_3 + Y_6) + \phi_{10} Y_4 + \phi_{12} Y_6; \\ I_{bc1} - I_{T1} = \phi_9 Y_4 - \phi_{10}(Y_2 + Y_4 + Y_5) + \phi_{11} Y_2 + \phi_{12} Y_5; \\ 0 = \phi_7 Y_1 + \phi_{10} Y_{12} - \phi_{11}(Y_2 + Y_1 + Y_{27} + Y_{25}) + \phi_{14} Y_{25} + \phi_{15} Y_{27}; \\ 0 = \phi_9 Y_6 + \phi_{10} Y_5 - \phi_{12}(Y_5 + Y_7 + Y_6); \\ 0 = \phi_4 Y_{26} + \phi_{11} Y_{25} - \phi_{13}(Y_{25} + Y_{26} + Y_{24} + Y_{23}) + \phi_{16} Y_{24}; \\ I_{T2} - I_{be2} = \phi_{11} Y_{27} + \phi_{13} Y_{26} - \phi_{14}(Y_{28} + Y_{27} + Y_{26}) + \phi_{16} Y_{28}; \\ -I_{T2} - I_{bc2} = -\phi_{15}(Y_{22} + Y_{21}) + \phi_{16} Y_{22}; \\ I_{bc2} + I_{be2} = \phi_{13} Y_{24} + \phi_{14} Y_{28} + \phi_{15} Y_{22} - \phi_{16}(Y_{28} + Y_{22} + Y_{24}). \end{array} \right. \quad (2)$$

Провідності гілок схеми визначаються за формулами:

$$Y_1 = 1/Z_{13}; Y_2 = 1/Z_6; Y_3 = 1/Z_3; Y_4 = 1/Z_5;$$

$$Y_5 = 1/Z_4; Y_6 = 1/Z_2; Y_7 = 1/Z_1; Y_8 = 1/(Z_8 + Z_9);$$

$$Y_9 = 1/Z_{12}; Y_{10} = 1/Z_{11}; Y_{11} = 1/Z_{10}; Y_{12} = (Z_{16} + Z_{14})/(Z_{16}Z_{14});$$

$$Y_{13} = 1/Z_{15}; Y_{14} = 1/Z_{17}; Y_{15} = 1/Z_{18}; Y_{16} = 1/Z_{20};$$

$$Y_{17} = 1/Z_{22}; Y_{18} = 1/Z_{21}; Y_{19} = 1/Z_{19}; Y_{20} = 1/Z_{23}.$$

$$\text{де } Z_1 = R_1 / \left(1 + \omega^2 R_1^2 C_f^2\right) - j \left(R_1^2 \omega C_f / \left(1 + \omega^2 R_1^2 C_f^2\right)\right);$$

$$Z_2 = R_{b1}; Z_3 = -j / (\omega C_{be1});$$

$$Z_4 = -j / (\omega C_{bx1}); Z_5 = -j / (\omega C_{bc1});$$

$$Z_6 = R_{c1}; Z_7 = R_{e2};$$

$$Z_8 = R_{e1}; Z_9 = R_{s1}; Z_{10} = R_{d1s1};$$

$$Z_{11} = -j / (\omega C_{g1d1}); Z_{12} = R_{g1s1} / \left(1 + \omega^2 R_{g1s1}^2 C_{g1s1}^2\right) - j \left(R_{g1s1} \omega C_{g1s1} / \left(1 + \omega^2 R_{g1s1}^2 C_{g1s1}^2\right)\right);$$

$$Z_{13} = R_{g1}; Z_{14} = -j / (\omega C_{ps1}); Z_{15} = -j / (\omega C_{pd1});$$

$$Z_{16} = R_p; Z_{17} = -j / (\omega C_{pd2}); Z_{18} = R_{d1s2}; Z_{19} = R_{d2}; Z_{20} = R_{d2s2};$$

$$Z_{21} = R_{g2s2} / \left(1 + \omega^2 R_{g2s2}^2 C_{g2s2}^2\right) - j \left(R_{g2s2} \omega C_{g2s2} / \left(1 + \omega^2 R_{g2s2}^2 C_{g2s2}^2\right)\right);$$

$$Z_{22} = -j / (\omega C_{g1g2}); Z_{23} = R_{g2}; Z_{24} = R_{c2};$$

$$Z_{25} = -j / (\omega C_{be2}); Z_{26} = -j / \omega (C_{bc2});$$

$$Z_{27} = -j / (\omega C_{bx2}); Z_{28} = R_{b2};$$

$$Z_{29} = -j / (\omega C_3); Z_{30} = R_2,$$

де  $R_{b1}$ ,  $R_{c1}$ ,  $R_{e1}$  — об'ємний опір бази, колектора і емітера транзистора VT1 відповідно;  $R_{b2}$ ,  $R_{c2}$ ,  $R_{e2}$  — об'ємний опір бази, колектора і емітера транзистора VT2 відповідно;  $C_{bc1}$ ,  $C_{be1}$  — ємність переходу база-колектор та база-емітер транзистора VT1 відповідно;  $C_{bc2}$ ,  $C_{be2}$  — ємність переходу база-колектор та база-емітер транзистора VT2 відповідно;  $C_{bx1}$  та  $C_{bx2}$  — ємність між зовнішнім виводом бази і колектора транзистора VT1 та транзистора VT2 відповідно;  $R_{g1}$  — об'ємний опір затвору,  $R_{g1s1}$  та  $R_{g2s2}$  — об'ємні опори затвор-витік МДН-транзистора;  $R_{d1s1}$ ,  $R_{d1s2}$  та  $R_{d2s2}$  — об'ємні опори стік-витік МДН-транзистора;  $R_{s1}$ ,  $R_{d2}$ ,  $R_{g1}$  та  $R_{g2}$  — об'ємні опори виток, стоку та затворів двозатворного МДН-транзистора відповідно;  $R_p$  — опір підкладки;  $C_{g1s1}$  та  $C_{g2s2}$  — ємності затвор-витік;  $C_{g1d1}$  — ємність затвор-стік;  $C_{ps1}$  — ємність підкладка-витік;  $C_{pd1}$  та  $C_{pd2}$  — ємності підкладка-стік;  $R_2$  та  $C_3$  — опір та ємність резистора та конденсатора фазозсувального кола відповідно.

Систему рівнянь (2) розв'язуємо за методом Гауса за допомогою програмного пакета Matlab 5.2. Результатом розв'язку є величина повного опору на електродах колектор-стік біполярного транзистора VT1 та МДН-транзистора VT2 автогенератора, що дає можливість розрахувати залежність його активного опору від величини освітленості (рис. 4).

Залежності ємнісної реактивної складової повного опору від величини освітленості (рис. 5) з різними значеннями напруги керування визначаються як

$$X_C = -j \frac{1}{\omega C_{\text{екв}}},$$

де  $\omega$  — резонансна частота коливального контуру, яка залежить від величини освітленості;  $C_{\text{екв}}$  — еквівалентна ємність перетворювача, що визначається із системи рівнянь (2), врахувавши, що  $R_e \rightarrow \infty$ , а  $C_3 \rightarrow 0$ . Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (рис. 2) взяті з роботи [5].

Параметри та характеристики для випромінювання з довжиною хвилі 520 нм експериментально та теоретично були визначені для перетворювача на основі транзисторів КТ363 (VT1 та VT3) та КП327 (VT2), фоторезистора ФПФ-7А (R1), конденсаторів ємністю 470 нФ (C1 та C2), і 4,5 нФ (C3), резистора R2 з величиною опору 10 кОм.

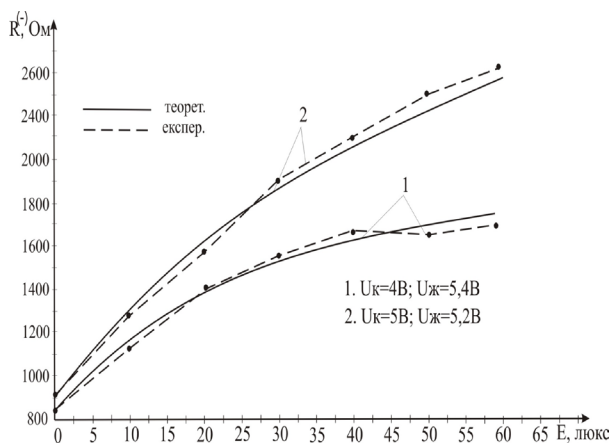


Рис. 4. Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору транзисторного еквівалента ємності від величини освітленості ( $\lambda = 520$  нм): 1 — для  $U_k = 4$  В, та діапазону частот генерації 2000...4000 кГц; 2 — для  $U_k = 5$  В, та діапазону частот генерації 1550...4400 кГц

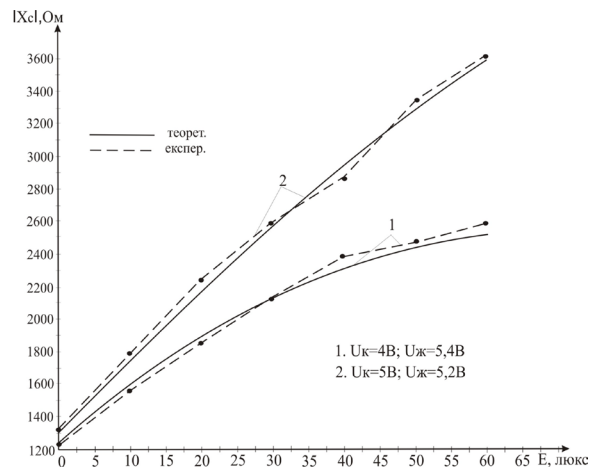


Рис. 5. Теоретичні та експериментальні залежності ємнісної реактивної складової повного опору транзисторного еквівалента ємності від величини освітленості ( $\lambda = 520$  нм):

1 — для  $U_k = 4$  В, та діапазону частот генерації 2000...4000 кГц; 2 — для  $U_k = 5$  В, та діапазону частот генерації 1550...4400 кГц

Із графіків видно, що найбільша зміна як активної, так і ємнісної реактивної складової повного опору відбувається при зміні величини освітленості від 5 люкс до 40 люкс.

На рис. 6 та 7 показані експериментальні залежності активної та ємнісної реактивної складової повного опору від напруги живлення відповідно.

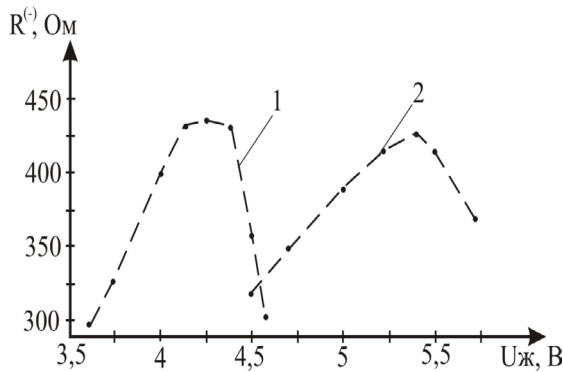


Рис. 6. Експериментальні залежності активної складової опору транзисторного еквівалента ємності від напруги живлення: 1 — для  $U_k = 4$  В, та діапазону частот генерації 2000...4480 кГц; 2 — для  $U_k = 5$  В, та діапазону частот генерації 1550...3650 кГц

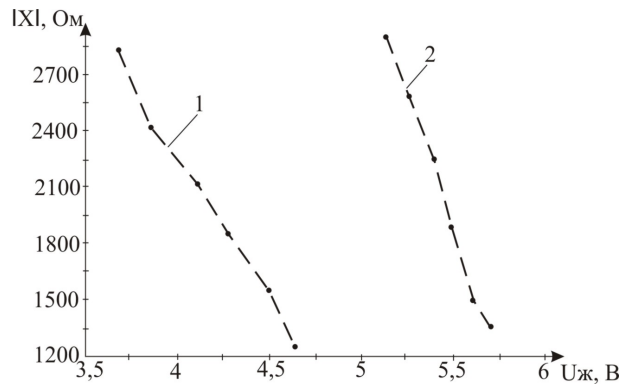


Рис. 7. Експериментальні залежності ємнісної реактивної складової повного опору транзисторного еквівалента ємності від зміни напруги живлення: 1 — для  $U_k = 4$  В, та діапазону частот генерації 2000...4480 кГц; 2 — для  $U_k = 5$  В, та діапазону частот генерації 1550...3650 кГц

Активна складова повного опору має максимальне значення при напрузі керування 4 В та напрузі живлення 4,2 В.

Реактивна складова повного опору має ємнісний характер і її значення за модулем є максимальним при напрузі живлення 3,7 В та зменшується із збільшенням напруги живлення.

На основі розв'язку системи рівнянь Кірхгофа (2) знайдено функцію перетворення:

$$F = \left( 2\pi [L_1 C_{\text{екв}}(E)]^{1/2} \right)^{-1} = \frac{1}{4} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_1 C_{bx1} C_f (-L_1 C_{bx1} + R_1^2(E) C_f + R_1^2(E) C_f C_{bx1} + N)}}{\pi L_1 C_{bx1} C_f R_1^2(E)}, \quad (3)$$

де

$$N = \sqrt{L_1^2 C_{bx1}^2 + 2L_1 C_{bx1} C_f R_1^2(E) - 2L_1 C_{bx1}^2 C_f R_1^2(E) + R_1^4(E) C_f^2 + 2R_1^4(E) C_f^2 C_{bx1} + R_1^4(E) C_f^2 C_{bx1}^2}.$$

В формулі (3)  $L_1$  — еквівалентна індуктивність активного індуктивного елемента (рис. 8), утвореного транзистором VT3 та фазозсувним колом на основі резистора R2 та конденсатора C3.

Для визначення повного опору складемо систему рівнянь Кірхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = i_1 A_1 - i_2 Z_{29} - i_4 Z_{30}; \\ 0 = -i_1 Z_{29} + i_2 A_2 + i_3 A_3 - i_4 Z_{26} + A_4 + A_5; \\ 0 = i_2 A_3 + i_3 A_6 + i_4 Z_{28} + A_4; \\ 0 = -i_1 Z_{30} - i_2 Z_{26} + i_3 Z_{28} + i_4 A_7 + A_5, \end{cases} \quad (4)$$

де  $A_1 = Z_{29} + Z_{30}$ ;  $A_2 = Z_7 + Z_{27} + Z_{29} + Z_{25} + Z_{26}$ ;  
 $A_3 = Z_{27} + Z_{25}$ ;  $A_4 = Z_{25} (I_{be2} - I_{bc2} + I_{T2})$ ;  
 $A_5 = Z_{26} (I_{bc2} - I_{be2} + I_{T2})$ ;  $A_6 = Z_{27} + Z_{25} + Z_{28}$ ;  
 $A_7 = Z_{24} + Z_{26} + Z_{28} + Z_{30}$ .

Розв'язавши систему рівнянь (4) відносно струму  $i_1$ , визначимо повний опір транзисторного еквівалента індуктивності:

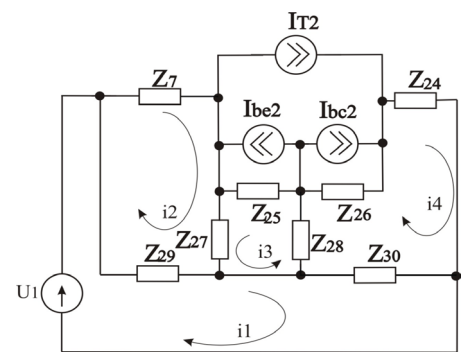


Рис. 8. Перетворена еквівалентна схема активного індуктивного елемента по змінному струму

$$z_{\text{екв}} = U_1 \left/ \frac{U_1}{A_1 Z_{30} Z_{29}} + \frac{K_2 B_2 Z_{29}}{B_1 C_3 (A_1 + Z_{30} Z_{29} / B_1)} + \frac{Z_{30} K_2}{K_3 (A_1 + Z_{30} Z_{29} / B_1)} + \frac{K_1 (B_2 Z_{29} / B_1 - Z_{30})}{K_3 (A_1 + Z_{30} Z_{29} / B_1)} - \frac{A_4 Z_{28} Z_{29}}{A_6 B_1 (A_1 + Z_{30} Z_{29} / B_1)} + \frac{A_5 Z_{29}}{B_1 (A_1 + Z_{30} Z_{29} / B_1)} \right,$$

де  $B_1 = Z_{26} - A_3 Z_{28} / A_6$ ;  $B_2 = Z_{28} / A_6 - A_7$ ;

$$K_1 = A_4 Z_{28} A_3^2 / A_6^2 B_1 - A_5 A_3^2 / B_1 A_6 - A_4 A_2 Z_{28} / A_6 B_1 + A_5 A_3 / A_6 + A_4 + A_5;$$

$$K_2 = Z_{30} A_3^2 / B_1 A_6 - Z_{29} - Z_{30} A_2 / B_1; K_3 = B_2 A_3^2 / B_1 A_6 - A_2 - Z_{28} A_3 / A_6 - Z_{26}.$$

Залежність частоти генерації від освітленості, визначена експериментально та розрахована за формулою (3) для випромінювання з довжиною хвилі 520 нм, показана на рис. 9.

З графіка видно, що зі збільшенням освітленості випромінювання плазми спостерігається зростання частоти генерації. Розбіжність теоретичної та експериментальної складової не перевищує  $\pm 5\%$ .

Чутливість перетворювача, отримана з виразу (3), визначається з формули

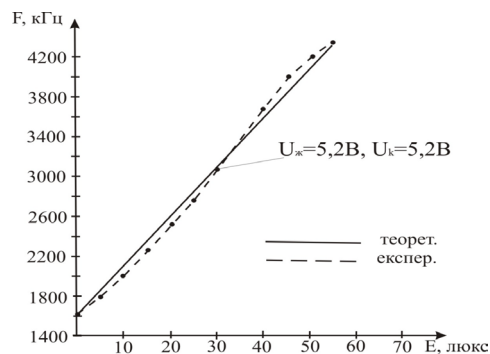


Рис. 9. Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від величини освітленості ( $\lambda = 520$  нм)

$$S_E^F = \frac{E}{F} \frac{dF}{dE} = \frac{1}{8} \sqrt{2} \left( 2R_f(E)C_f \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) + 2R_f(E)C_{bx1}C_f \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) + 2L_1 R_f(E)C_{bx1}C_f \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) - 2L_1 R_f(E)C_{bx1}^2 C_f \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) + 2R_f^3(E)C_f^2 \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) + 4R_f^3(E)C_{bx1}C_f^2 \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) + 2R_f^3(E)C_{bx1}^2 C_f^2 \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) / \sqrt{D1} \right) / \left( \sqrt{L_1 C_{bx1} C_f (D2 + \sqrt{D1})} \pi R_f(E) - \frac{1}{2} \sqrt{2} \times \sqrt{L_1 C_{bx1} C_f (D2 + \sqrt{D1})} \left( \frac{\partial}{\partial E} R_f(E) \right) / \pi L_1 C_{bx1} C_f R_f^2(E) \right), \quad (5)$$

де

$$D1 = L_1^2 C_{bx1}^2 + 2L_1 C_{bx1} C_f R_f^2(E) - 2L_1 C_{bx1}^2 C_f R_f^2(E) + R_f^4(E)C_f^2 + 2R_f^4(E)C_f^2 C_{bx1} + R_f^4(E)C_f^2 C_{bx1}^2;$$

$$D2 = -L_1 C_{bx1} + R_f^2(E)C_f + R_f^2(E)C_{bx1} C_f.$$

На рис. 10 зображена залежність чутливості оптичного перетворювача від величини освітленості.

Теоретичні та експериментальні залежності показали, що чутливість розробленого оптичного перетворювача складає 20—800 кГц/люкс. Максимальну чутливість оптичний частотний перетворювач має при напрузі живлення 4 В та напрузі керування 3 В.

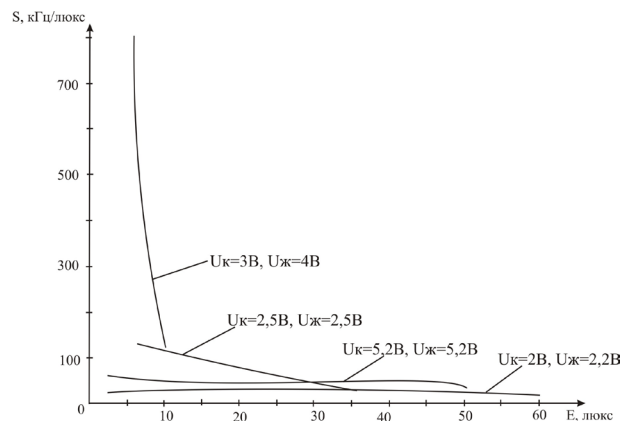


Рис. 10. Залежність чутливості оптичного частотного перетворювача від величини освітленості

## Висновки

Розроблена математична модель частотного перетворювача, на основі автогенератора з біполярним і польовим транзисторами та активним індуктивним елементом на основі біполярного транзистора з фазозсувним RC-колом. На основі моделі отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості. Теоретичні та експериментальні залежності показали, що чутливість розробленого оптичного перетворювача складає 20—800 кГц/люкс. Максимальну чутливість оптичний частотний перетворювач має при напрузі живлення 4В та напрузі керування 3 В.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Таруи Ясуо. Основы технологии СБИС: пер.с япон. / Ясуо ТаруиЖ / под. ред. В. Г. Ржанова / — М. : Радио и связь, 1985. — 480 с.
2. Контроль процессов травления материалов в низкотемпературной газоразрядной плазме / [Данилин В. С., Киреев В. Ю., Каплин В. А., и др.] // Приборы и техника эксперимента. — 1980. — № 1. — С. 13—28.
3. Кравченко Ю. С. Шляхи підвищення ефективності контролю і управління плазмохімічними процесами / Юрій Степанович Кравченко, Володимир Степанович Осадчук, Сергій Юрійович Кравченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. — 2007. — № 6. — С. 119—125
4. Александр Владимирович Осадчук. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением: монография / А. В. Осадчук — Винница: Континет, 1998. — 130 с.
5. Разевиг Всеволод Данилович. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонент аналоговых устройств / В. Д. Разевиг. — М. : Радио и связь, 1992. — 72 с.

Рекомендована кафедрою електроніки

Надійшла до редакції 1.12.08  
Рекомендована до друку 6.07.09

**Осадчук Володимир Степанович** — професор, **Кравченко Юрій Степанович** — доцент, **Селецька Олена Олександрівна** — аспірантка.

Кафедра електроніки;

**Осадчук Олександр Володимирович** — завідувач кафедри радіотехніки.

Вінницький національний технічний університет