

Г. І. Барило, В. В. Вірт, Р. Л. Голяка, З. Ю. Готра, Х. Б. Іванюк
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронних приладів

SPICE МОДЕЛЮВАННЯ МІКРОПОТУЖНИХ ДЖЕРЕЛ НАПРУГИ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ ФОТОВОЛЬТАЇКИ

© Барило Г. І., Вірт В. В., Голяка Р. Л., Готра З. Ю., Іванюк Х. Б., 2018

Розглянуто проблему SPICE модельних досліджень мікропотужних джерел опорної напруги для пристроїв фотovoltaїки, які використовують для побудови автономних сенсорних пристроїв та систем автономного живлення. Встановлено необхідність дослідження мікропотужних режимів, які особливо актуальні для побудови мікроелектронних сенсорів з альтернативними джерелами живлення, зокрема сонячної енергії. Розроблено SPICE моделі мікропотужних джерел опорної напруги та запропоновано методику проведення структурно-параметричного аналізу. На відміну від наявних, розроблені моделі дають можливість проводити дослідження параметрів функції перетворення в мікропотужному режимі. Встановлено залежності вихідного сигналу стабілізатора від ширини смуги пропускання трансімпедансного операційного підсилювача, досліджено вплив параметрів елементів у колах зворотного зв'язку та визначено допустимий діапазон для малих вхідних напруг, встановлено тривалість перехідних процесів елементів мікропотужного джерела опорної напруги. Результати моделювання використано для побудови мікроелектронного сигнального перетворювача на основі мікропотужних прецизійних операційних підсилювачів AD8504.

Ключові слова: сигнальний перетворювач, SPICE модель, мікропотужний сенсор, стабілізатор напруги, фотovoltaїка.

G. Barylo, V. Virt, R. Holyaka, Z. Hotra, K. Ivaniuk
Lviv Polytechnic National University,
Department of Electronic Devices

SPICE SIMULATION OF MICRO POWERFUL SOURCE VOLTAGE FOR PHOTOVOLTAIC DEVICES

© Barylo G., Virt V., Holyaka R., Hotra Z., Ivaniuk K., 2018

Typically, the photovoltaic devices used to build autonomous touch devices and power systems. The problem of SPICE-simulation of micropower reference voltage sources for this photovoltaic devices was showed. The necessity of research of micro-voltage regimes, which are especially relevant for construction of microelectronic sensors with alternative power sources was established. The SPICE models of micropower reference voltage sources have been developed and the method of structurally-parametric analysis was proposed. It is possible to carry out research on the parameters of the transformation function in a micropower mode unlike the existing developed models. The dependence of the output signal of the stabilizer on the width of the bandwidth of the transimpedance operating amplifier was established. The

influence of the parameters of the elements in the feedback circuits was investigated. And additionally, the allowable range for small input voltages was determined, duration of transient processes of the elements of the micropower reference voltage source was determined. The simulation results were used in the process of constructing a microelectronic signal converter based on the micropowered AD8504 operating amplifiers.

Key words: parametric analysis, signal converter, pulse-width modulation (PWM), SPICE model.

Вступ

У сучасній електронній техніці домінує тенденція до створення мікропотужних сенсорних пристроїв, для реалізації яких розроблено низку низьковольтних та мікροструмових операційних підсилювачів, компараторів, елементів цифрової техніки. Велику увагу під час побудови таких пристроїв приділяють прецизійним джерелам опорної напруги, від яких залежить чутливість та точність сенсорного пристрою. Сучасні енергоефективні елементи дають можливість створити мікропотужні сенсорні пристрої, зокрема на основі фотовольтаїчного перетворення [1, 2], які набувають поширення у таких галузях електроніки, як сенсорика, обчислювальна та медична техніка, екологічний моніторинг [3].

Реалізація мікроелектронних прецизійних джерел опорної напруги здійснюється з використанням мікропотужних операційних підсилювачів та транзисторних структур [4]. Режими роботи таких операційних підсилювачів задаються зовнішніми струмозадавальними колами. Під час реалізації джерел опорної напруги виникає необхідність проведення модельних досліджень, які дають можливість встановити залежності вихідної напруги від коефіцієнта підсилення, максимальної смуги пропускання, параметрів зовнішніх елементів у режимі мікροструмів. Необхідно дослідити режими роботи операційного підсилювача у разі зменшення струму споживання до десятих часток міліампера та визначити його перехідні характеристики, швидкодію, навантажувальну здатність та коефіцієнт підсилення. Для розв'язання такої задачі доцільно використовувати спеціалізовані програмні засоби схемотехнічного та математичного моделювання.

Постановка задачі

Важливим етапом розроблення та дослідження пристроїв електронної техніки є математичне схемотехнічне моделювання, яке дає підстави для проведення структурно-параметричної оптимізації. Сьогодні широко використовують різноманітні програмні продукти, але на особливу увагу заслуговує програмний пакет MicroCap компанії Spectrum Software [5], в якому використовують уніфіковані SPICE моделі [6] електронних компонентів. Для проведення моделювання з допомогою цього програмного забезпечення виробники електронних компонентів надають власні моделі цих електронних елементів, які легко інтегруються із основними функціональними можливостями інтерфейсу програми.

Метою роботи є здійснення математичного SPICE моделювання та розроблення методик дослідження мікропотужних режимів роботи джерел опорної напруги, які використовують в енергоощадних системах, зокрема пристроях фотовольтаїки.

Сучасні джерела опорної напруги будують на основі типових схем, що не завжди забезпечує оптимізацію споживаної потужності та, як правило, ця величина обмежується мВт. Така ситуація спричинена тим, що нині мало уваги приділяють дослідженню мікроелектронних елементів у мікропотужних режимах, відсутні математичні моделі, які описують такі режими, а також немає методик щодо використання електронних компонентів у режимах мікроспоживання [7].

Для розв'язання цієї задачі необхідно виконати аналіз сучасних мікропотужних джерел опорної напруги, на основі якого визначити перспективні структурні рішення для побудови мікропотужних фотовольтаїчних пристроїв сенсорної техніки, розробити математичні моделі та методики їх дослідження, провести структурно-параметричну оптимізацію [8] основних функціональних елементів, розробити основні підходи до побудови та здійснити практичну реалізацію.

Об'єктом дослідження є SPICE модель та параметри мікропотужного джерела опорної напруги, побудованого на основі трансїмпедансного операційного підсилювача та біполярної транзисторної структури.

Математичне моделювання мікропотужних джерел опорної напруги

Під час розроблення сенсорних фотовольтаїчних пристроїв одним з важливих елементів є джерело опорної напруги. На рис. 1 подано схему джерела опорної напруги, реалізовану на основі біполярних транзисторів. Необхідною вимогою до таких джерел є мінімально можливі значення напруги живлення та їх зміна в широких межах – (3...20) В.

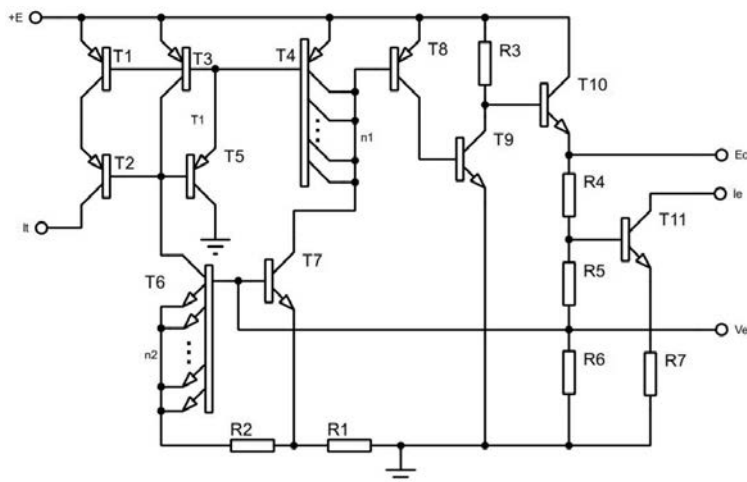


Рис. 1. Схема джерела опорної напруги на біполярних транзисторах

Для забезпечення високих вихідних характеристик використовують подвійне масштабування струму, яке забезпечує менші структурні затрати, спрощення схеми та вищий коефіцієнт стабілізації. Масштабування струму забезпечується відношеннями активних площ емітера багатоемітерного транзистора T_6 та площ колектора багатоколекторного транзистора T_4 . Для розглянутої схеми $n_1 = S_E(T_6) / S_E(T_7) = 3$; $n_2 = S_C(T_4) / S_C(T_3) = 3$; тобто загальний коефіцієнт масштабування дорівнює $n_1 \cdot n_2 = 9$.

Режим стабілізації визначається із системи:

$$\begin{cases} I_C(T_6) = \frac{I_C(T_7)}{n_2} \\ m \cdot j_T \cdot \ln \frac{I_E(T_6)}{n_1 \cdot I_0} + I_E(T_6) \cdot R_2 = m \cdot j_T \cdot \ln \frac{I_E(T_7)}{I_0}, \\ U_E = (I_E(T_6) + I_E(T_7)) \cdot R_1 + m \cdot j_T \cdot \ln \frac{I_E(T_7)}{I_0} \end{cases}$$

де m – коефіцієнт неідеальності емітерних р-п-переходів, $\varphi_T = k \cdot T / q$ – температурний потенціал, I_0 – струм насичення емітерних р-п-переходів.

Прийнявши рівність $I_C(T_6) = I_E(T_6)$, $I_C(T_7) = I_E(T_7)$, після відповідних спрощень, отримаємо:

$$I_E(T_6) = \frac{m \cdot j_T \cdot \ln(n_1 \cdot n_2)}{R_2},$$

$$U(R_1) = (n_2 + 1) \cdot R_1 \cdot I_E(T_6).$$

Робочі струми транзисторів і напруги на резисторах R_1 , R_2 не залежать від напруги живлення схеми, а температурний коефіцієнт струмів додатний і визначається як:

$$\frac{dI_E(T_6)}{dT} = \frac{m \cdot k \cdot \ln(n_1 \cdot n_2)}{q \cdot R_2}, \text{ при } \frac{dR_2}{dT} = 0$$

та

$$\frac{dI_E(T_6)}{dT} = \left(\frac{m \cdot k \cdot \ln(n_1 \cdot n_2) \cdot R_2}{q} - \frac{m \cdot k \cdot T \cdot \ln(n_1 \cdot n_2) \cdot R_2}{q} \cdot \frac{dR_2}{dT} \right) / R_2^2.$$

У разі реалізації схеми на дифузійних резисторах з поверхневим опором $R_S = (150 \dots 200)$ Ом/квадрат, температурний коефіцієнт опору становить $TKR = (15 \dots 20) \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$.

Температурний коефіцієнт напруги на прямо зміщеному р–п-переході, як відомо, від’ємний і визначається як:

$$\frac{dU_{EB}}{dT} = \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{I_E}{I_0} - \frac{k \cdot T}{q} \cdot \frac{d(\ln I_0)}{dT} = \frac{U_{EB}}{T} - \frac{k \cdot T}{q} \cdot \frac{d(\ln I_0)}{dT}.$$

З урахуванням того, що:

$$\ln I_0 = \ln C + 3 \cdot \ln T - \frac{q \cdot E_{G0}}{k \cdot T},$$

отримаємо:

$$\frac{d(\ln I_0)}{dT} = \frac{3}{T} + \frac{q \cdot E_{G0}}{k \cdot T^2},$$

що визначає

$$\frac{dU_{EB}}{dT} = - \left(\frac{E_{G0} - U_{EB}}{T} + 3 \cdot \frac{k}{q} \right),$$

де $E_{G0} = 1,205 \text{ В}$ – енергетична ширина забороненої зони за абсолютного нуля, отримана лінійною екстраполяцією від кімнатної температури до абсолютного нуля.

Після підстановки відповідних числових значень отримуємо температурний коефіцієнт напруги на прямо зміщеному р–п-переході

$$\frac{dU_{EB}}{dT} = - \frac{E_{G0} - U_{EB}}{T} + 0,26 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}.$$

Умова незалежності еталонної напруги U_E від температури визначається як:

$$\frac{dU_E}{dT} = 0; \frac{dU_E}{dT} + \frac{dU(R_1)}{dT} = 0$$

Отримані результати математичного аналізу свідчать про значний струм споживання такої біполярної структури, що не дає можливості реалізувати мікропотужний режим роботи джерела опорної напруги. Для вирішення цієї проблеми необхідно використати мікропотужні операційні підсилювачі. На рис. 2 наведено розроблену SPICE модель джерела опорної напруги типу Band Gap Reference на операційному підсилювачі з колом зворотного зв’язку та парі біполярних транзисторів Q_1, Q_2 . Співвідношення струмів у транзисторах підтримується колом зворотного зв’язку на операційному підсилювачі X1.

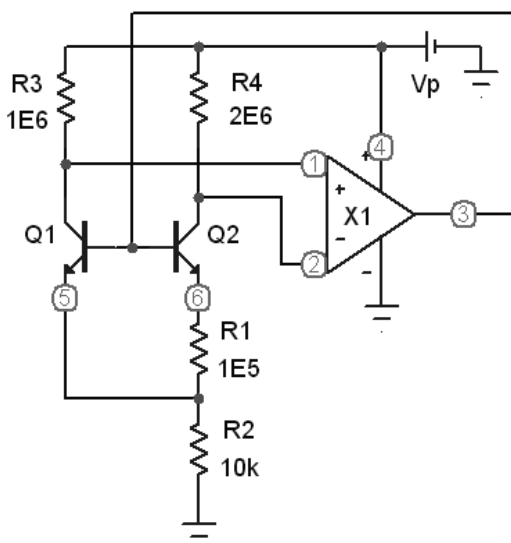


Рис. 2. Розроблена SPICE модель джерела опорної напруги

Крім опорної напруги V (3), така схема формує температурозалежну напругу V (5), яка може використовуватися для вимірювання температури сигнального перетворювача чи навколишнього середовища, а відтак для термокомпенсації функції перетворення сенсорних пристроїв.

Транзистори Q1 та Q2 ідентичні, а кратність їхніх колекторних струмів $p = I_C(Q1) / I_C(Q2)$ забезпечується відповідним співвідношенням опорів резисторів $p = R_4 / R_3$.

Для проведення математичного аналізу сигналів запишемо систему рівнянь, що описує баланси їхніх струмів та напруг:

$$\begin{cases} I_{C1} = p \cdot I_{C2} = p \cdot I_Q; \\ V_{BE1} = V_{BE2} + I_{E2} R_1, \end{cases}$$

де V_{BE1} , V_{BE2} , I_{C1} , I_{C2} – відповідно, падіння напруги на емітерних p-n-переходах транзисторів Q1, Q2 та колекторні струми цих транзисторів; I_Q – модельна, що дорівнює числу струму транзистора Q2, величина струму.

Для типових напруг V_{BE} емітерних p-n-переходів, які значно більші за температурний потенціал ϕ_T ($V_{BE} \gg \phi_T$), функцію прямої вольт-амперної характеристики можна спрощено подати у такому вигляді

$$I = I_0 \left(\exp \frac{V_{BE}}{m j_T} - 1 \right) \approx I_0 \exp \frac{V_{BE}}{m j_T},$$

де I_0 – струм насичення; $\phi_T = kT/q$; m – коефіцієнт неідеальності p-n-переходу; k – стала Больцмана; q – заряд електрона; T – абсолютна температура. Тоді отримуємо, що:

$$V_{BE1} = m \cdot j_T \cdot \ln \frac{p \cdot I_T}{I_0}; V_{BE2} = m \cdot j_T \cdot \ln \frac{p \cdot I_T}{I_0}$$

Знехтувавши базовими струмами транзисторів (якщо коефіцієнт підсилення транзисторів $\beta > 100$), можна вважати, що їхні колекторні струми тотожні з емітерними струмами. Отже, баланс схеми визначається рівнянням

$$m \cdot j_T \cdot \ln \frac{p \cdot I_T}{I_0} = m \cdot j_T \cdot \ln \frac{I_T}{I_0} + I_T \cdot R_1,$$

а його розв'язком є

$$I_T = \frac{m \cdot j_T \cdot \ln(p)}{R_1} = \frac{m \cdot k \cdot \ln(p)}{q R_1} \cdot T,$$

Тоді струм I_T , а отже, і напруга

$$V_T = \frac{(p+1)m \cdot k \cdot \ln(p)}{q} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot T,$$

у першому наближенні не залежать від напруги живлення, тобто спостерігається стабілізація режиму живлення. Характерно, що величини I_T та V_T характеризуються лінійною залежністю від абсолютної температури T

$$\frac{dI_T}{dT} = \frac{m \cdot k \cdot \ln(p)}{q \cdot R_1}, \dots, \frac{dV_T}{dT} = \frac{(p+1) \cdot m \cdot k \cdot \ln(p)}{q} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Опорна напруга є сумою $V_R = V_T + V_{EB1}$, а її температурна стабільність забезпечується за умови

$$\frac{d(V_R)}{dT} = \frac{d(V_T)}{dT} + \frac{d(V_{EB1})}{dT} = 0; \frac{d(V_T)}{dT} = - \frac{d(V_{EB1})}{dT}.$$

Враховуючи, що $d(V_{EB})/dT \approx -2$ мВ/°С, така рівність існує, якщо $d(V_T)/dT \approx 2$ мВ/°С, абсолютні значення вказаних напруг також приблизно дорівнюють $V_T \approx V_{EB} \approx 0,6$ В. Отже, опорна напруга має мінімальну температурну залежність, коли $U_R = 1,2$ В, що числово дорівнює ширині забороненої зони кремнію.

Результати дослідження вихідної напруги V_r та температурозалежної напруги V_t наведено на рис. 3–4. Видно, що схема формує високостабільні опорні напруги, а стабілізація настає за напруг живлення від 1,3 В.

Виконавши моделювання, ми отримали джерело опорної напруги 1.2 В зі струмом споживання 5 мкА, що значно перевищує наявні інтегральні джерела, зокрема AD580, AD581, AD587, AD680, AD1582, AD1583, а також серії REF та ADR, струми споживання яких становлять сотні мкА.

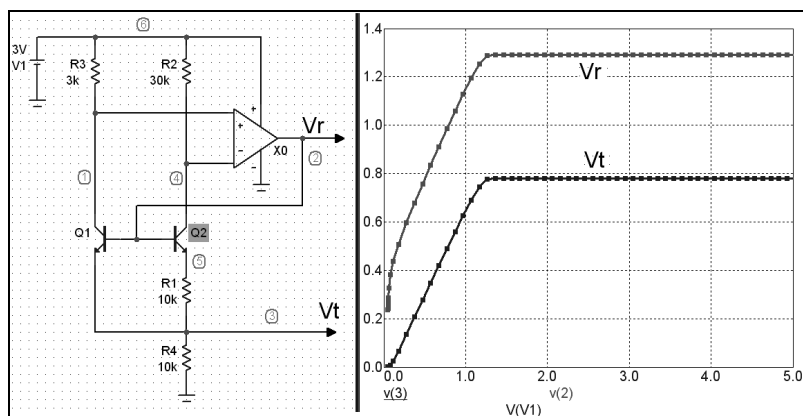


Рис. 3. Залежність опорної V_r та температурозалежної V_t напруг від напруги живлення $V(V1)$

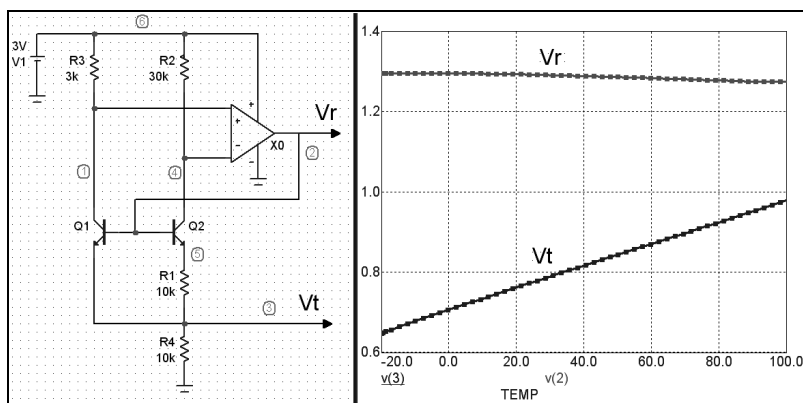


Рис. 4. Температурні залежності опорної V_r та температурозалежної V_t напруг від напруги живлення

Висновки

Запропоновано підхід до проведення SPICE модельних досліджень мікропотужних джерел опорної напруги для пристроїв фотовольтаїки, які використовують для побудови автономних сенсорних пристроїв та систем автономного живлення. У результаті математичного аналізу встановлено, що реалізацію мікропотужних джерел опорної напруги доцільно проводити з використанням мікропотужних операційних підсилювачів зі струмозадавальними колами, побудованими на основі біполярних транзисторів. Розроблено SPICE модель та методику проведення досліджень вихідної напруги від температури та параметрів струмозадавальних елементів. Розроблено мікроелектронне прецизійне джерело опорної напруги зі струмом споживання 5 мкА та здійснено апробацію у фотовольтаїчному сенсорі.

1. W. Yi-Bo, W. Chun-Sheng, L. Hua, X. Hong-Hua, and Page (s) Steady-state model and power flow analysis of grid-connected photovoltaic power system // in IEEE International Conference on

Industrial Technology, 2008. ICIT 2008, pp. 1–6. 2. *Electro-optic properties of exciplex-type organic electroluminescence devices depending on the technologies of active-layer preparation* / Ivaniuk K., Chapran M., Cherpak V., Barylo G., Stakhira P., Hotra Z., Hladun M. and Dudok T. // *Ukrainian Journal of Physical Optics*, Vol. 16, Issue 2. – 2015. – P. 95–102. – DOI: 10.3116/16091833/16/2/95/2015. 3. Kiseok Song, Unsoo Ha, Seongwook Park. *An Impedance and Multi-Wavelength Near-Infrared Spectroscopy IC for Non-Invasive Blood Glucose Estimation* // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2015. – Vol. 50. – Issue 4. – P. 1025–1037. 4. *Parametric analysis of the input circles of measuring transducers of galvanostatic type impedance* / Grygoriy Barylo, Roman Holyaka, Volodymyr Virt, Fedir Vezyr, Zenon Hotra // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2017, pp. 1141 - 1144. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100428 ISBN: 978-1-5090-3006-4. 5. Karpaty David. *Modeling Amplifiers as Analog Filters Increases SPICE Simulation Speed* // *Analog Dialogue*. <http://www.analog.com/analogdialogue>. – 2013. – Vol. 47. – No. 1. – P. 18–22. 12. MICRO-CAP. *Electronic Circuit Analysis Program*. Spectrum Software. – 2014. – 8 p. [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://www.spectrum-soft.com>. 6. *Spice simulation of nodes of the impedance type signal converters* / [G. Barylo, R. Holyaka, V. Virt et al.] // *International Society for Optics and Photonics*. – 2018. – No. 10808. – P. 108086E. 7. *Parametric analysis of impedance spectroscopy measuring transducers considering the non-harmonic signals* / Barylo Grygoriy, Holyaka Roman, Hotra Zenon, Virt Volodymyr, Vezyr Fedir, Vistak Maria // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. – P. 237–241. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020109. – ISBN: 978-1-5386-0637-7. 8. *Method of Analysis Errors of Measurement Conversion of Impedance Spectroscopy with Activation Nonharmonic Signals* / G. Barylo, R. Holyaka, Z. Hotra, M. Vistak, V. Virt, F. Vezyr // NAP-2017, 2017 IEEE 7th International Conference on Nanomaterials: Applications and Properties (NAP). – 2017. – P. 04NESP04-1 - 04NESP04-5. – ISBN: 978-1-5386-2810-2.

References

1. W. Yi-Bo, W. Chun-Sheng, L. Hua, X. Hong-Hua, and Page (s) *Steady-state model and power flow analysis of grid-connected photovoltaic power system in IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2008. ICIT 2008, pp. 1 – 6. 2. *Electro-optic properties of exciplex-type organic electroluminescence devices depending on the technologies of active-layer preparation* / Ivaniuk K., Chapran M., Cherpak V., Barylo G., Stakhira P., Hotra Z., Hladun M. and Dudok T. // *Ukrainian Journal of Physical Optics*, Vol. 16, Issue 2. – 2015. – P. 95-102. – DOI: 10.3116/16091833/16/2/95/2015. 3. Kiseok Song, Unsoo Ha, Seongwook Park. *An Impedance and Multi-Wavelength Near-Infrared Spectroscopy IC for Non-Invasive Blood Glucose Estimation* // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – 2015. – Vol. 50. – Issue 4. – P. 1025–1037. 4. *Parametric analysis of the input circles of measuring transducers of galvanostatic type impedance* / Grygoriy Barylo, Roman Holyaka, Volodymyr Virt, Fedir Vezyr, Zenon Hotra // 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2017, pp. 1141 - 1144. DOI: 10.1109/UKRCON.2017.8100428 ISBN: 978-1-5090-3006-4. 5. David Karpaty. *Modeling Amplifiers as Analog Filters Increases SPICE Simulation Speed* // *Analog Dialogue*. <http://www.analog.com/analogdialogue>. – 2013. – Vol. 47. – No. 1. – P. 18–22. 12. MICRO-CAP. *Electronic Circuit Analysis Program*. Spectrum Software. – 2014. – 8 p. [Електронний ресурс]: Режим доступу: <http://www.spectrum-soft.com>. 6. *Spice simulation of nodes of the impedance type signal converters* / [G. Barylo, R. Holyaka, V. Virt et al.]. // *International Society for Optics and Photonics*. – 2018. – No. 10808. – P. 108086E. 7. *Parametric analysis of impedance spectroscopy measuring transducers considering the non-harmonic signals* / Barylo Grygoriy, Holyaka Roman, Hotra Zenon, Virt Volodymyr, Vezyr Fedir, Vistak Maria // 2017 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT). – 2017. – P. 237–241. – DOI: 10.1109/AIACT.2017.8020109. – ISBN: 978-1-5386-0637-7. 8. *Method of Analysis Errors of Measurement Conversion of Impedance Spectroscopy with Activation Nonharmonic Signals* / G. Barylo, R. Holyaka, Z. Hotra, M. Vistak, V. Virt, F. Vezyr // NAP-2017, 2017 IEEE 7th International Conference on Nanomaterials: Applications and Properties (NAP). – 2017. – P. 04NESP04-1 - 04NESP04-5. – ISBN: 978-1-5386-2810-2.