

О.В. Бойко¹, З.Ю. Готра²

Аналіз і дослідження методів лінеаризації функції перетворення прецизійних напівпровідникових сенсорів температури

¹Львівський національний медичний університет імені Данила Галицького, Львів, Україна, oxana_bojko@ukr.net

²Національний університет «Львівська політехніка», Львів, Україна, zhotra@polynet.lviv.ua

Проведено аналіз нелінійності функції перетворення первинних перетворювачів температури на основі транзисторних структур, який показав, що квадратична складова функції перетворення створює значну похибку нелінійності 0,2 - 0,6°C. Нами розроблено методи лінеаризації на основі формування компенсаційного вимірювального струму та на основі зміни коефіцієнта перетворення вихідного масштабуючого підсилювача на окремих температурних діапазонах вимірювання, які забезпечують їх використання в прецизійних пристроях вимірювання температури. При цьому похибка вимірювання не перевищує 0,01 °C в діапазоні 30 - 100°C.

Ключові слова: транзистор, сенсор температури, лінеаризація.

Подано до редакції 19.08.2020; прийнято до друку 15.12.2020.

Вступ

Сенсори температури широко використовуються у вимірювальних та контролюючих системах для лабораторного, промислового та домашнього застосування. Основними вимогами до таких сенсорів є висока точність, лінійність, чутливість, низька потужність споживання [1-3]. Для проведення біомедичних досліджень важливим є створення прецизійних сенсорів температури в діапазоні 30-100°C.

Значна кількість сучасних сенсорів температури в діапазоні вимірювання від 0°C до +120°C в якості первинних перетворювачів використовують напівпровідникові транзисторні структури [2]. Сучасні транзистори характеризуються гранично малими розмірами (від міліметрів і до мікромметрів), а сенсори температури на їх основі, забезпечують суттєво вищу, у порівнянні з терморезисторами чи термопарами, температурну чутливість [2]. Крім того, використання транзисторів відкриває можливість розширення функціональних можливостей, зокрема забезпечення як вимірювання температури, так і контрольованого нагріву [4, 5].

Первинні перетворювачі температури на основі

транзисторних структур забезпечують високу чутливість, зокрема при використанні в ролі інформативної величини температурної залежності напруги база-емітер вона становить 2мВ/°C [6]. Основними недоліками транзисторних структур є значний розкид температурозалежних характеристик ($\pm 10^\circ\text{C}$) та нелінійність функції перетворення. Для зменшення впливу розкиду характеристик в умовах експлуатації проводять додаткове калібрування характеристик транзисторних структур. Компенсацію нелінійності температурної залежності напруги база-емітер можна проводити цифровими і аналоговими методами. У цифрових методах застосовують спеціальні алгоритми лінеаризації. В аналогових методах застосовують додаткові схеми лінеаризації. Перевагою аналогових методів є можливість використання вторинних вимірювальних перетворювачів різних типів.

I. Аналіз температурозалежних характеристик транзисторних структур

Залежність напруги база-емітер транзистора від температури описується рівнянням:

$$U_{bet} = U_{bet0} - \Delta U_A t - \Delta U_B t^2,$$

де U_{bet0} - значення напруги база-емітер при $t = 0^\circ\text{C}$; ΔU_A - лінійний коефіцієнт зміни напруги база-емітер від температури; ΔU_B - квадратичний коефіцієнт зміни напруги база-емітер від температури; t - значення вимірюваної температури.

Лінійний коефіцієнт в основному визначають при температурі 0°C або при температурі початкового значення діапазону вимірювання при відповідній зміні температури на 1°C .

Квадратичний коефіцієнт зміни напруги база-емітер визначається з формули:

$$\Delta U_B = \frac{U_{bet0} - U_{betm} - \Delta U_A t_m}{t_m^2},$$

де U_{betm} - значення напруги база-емітер при максимальному значенні температури діапазону вимірювання t_m ;

Зміна напруги база-емітер від температури описується виразом:

$$\Delta U_{bet} = -\Delta U_A t - \Delta U_B t^2.$$

Для отримання значення вихідної напруги чисельно рівного значенню вимірюваної температури необхідно провести калібрування вихідної напруги в кінці діапазону відповідно до виразу.

$$t_m \cdot 10 \text{ мВ}/^\circ\text{C} = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k,$$

де k - коефіцієнт підсилення вихідного масштабного підсилювача.

При цьому вплив квадратичної складової повністю компенсується і еквівалентне значення лінійного коефіцієнта дорівнює:

$$\Delta U_A = \frac{10 \text{ мВ}/^\circ\text{C}}{k}.$$

При цьому похибка нелінійності дорівнює:

$$\Delta_t = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k - t \cdot 10 \text{ мВ}/^\circ\text{C}.$$

Оптимальне значення похибки нелінійності можна забезпечити оптимальним вибором точок калібрування на окремих діапазонах вимірювання.

Графічні залежності еквівалентної похибки

нелінійності в $^\circ\text{C}$ Δ_t для різних точок калібрування для $\Delta U_A = 1,882 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ і $\Delta U_B = 0,41 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}^2$ наведено на рис. 1.

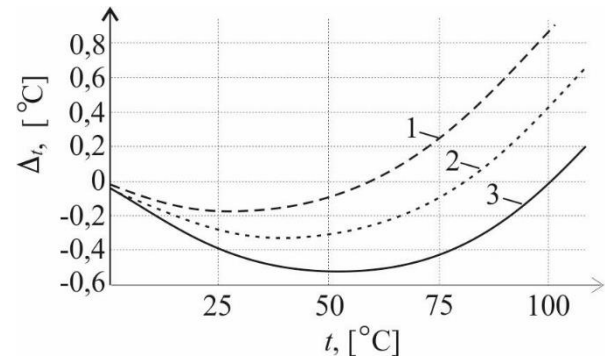


Рис. 1. Залежності похибок нелінійності при калібруванні в точках: 1 - 60°C , 2 - 80°C , 3 - 100°C .

Як видно з графічних залежностей, зменшення похибки нелінійності досягається зменшенням діапазону вимірювання, при цьому в діапазоні $0 \dots 100^\circ\text{C}$ похибка нелінійності не перевищує $0,53^\circ\text{C}$, в діапазоні $0 \dots 80^\circ\text{C}$ - $0,32^\circ\text{C}$, в діапазоні $0 \dots 60^\circ\text{C}$ - $0,19^\circ\text{C}$.

II. Метод лінеаризації на основі зміни вимірювального струму транзисторного первинного перетворювача

Лінеаризацію функції ППТ можна проводити формуванням додаткового компенсаційного струму через ППТ в діапазоні лінеаризації.

Структурну схему сенсора температури з формуванням компенсаційного базового струму наведено на рис. 2.

Транзисторний ППТ під'єднаний до вторинного перетворювача температури, який містить інвертуючий вхідний підсилювач (ІВП), формувача вимірювального струму (ФВС), вихідний масштабний сумуючий підсилювач (ВМСП), формувач компенсаційної напруги (ФКН), пристрій лінеаризації (ПЛ) і формувач напруги зміщення ФНЗ.

При проходженні зразкового вимірювального струму через ППТ на виході ІВП формується

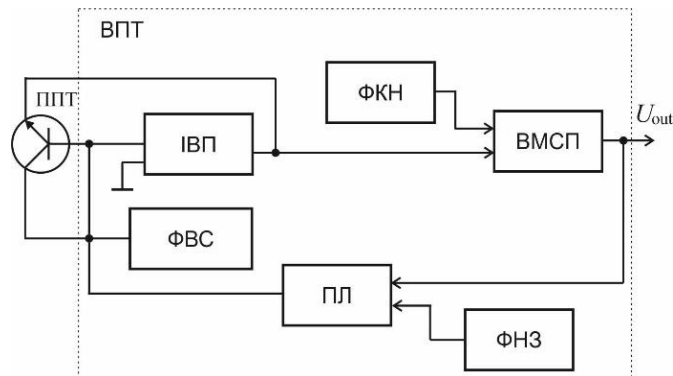


Рис. 2. Структурна схема сенсора температури з формуванням компенсаційного базового струму.

напруга:

$$U_1 = U_{be0} - \Delta U_A t - \Delta U_B t^2.$$

Для компенсації U_{be0} використовується формувач компенсаційної напруги ФКН. При цьому на виході СВМП формується напруга:

$$U_{out} = (-\Delta U_A t - \Delta U_B t^2) k,$$

де k – коефіцієнт перетворення ВМСП.

Значення коефіцієнта k вибирається з умови забезпечення чисельної рівності вихідної напруги значенню вимірюваної температури в точці калібрування.

В діапазоні лінеаризації ПЛ формує компенсаційний струм:

$$I_c = (U_{out} - U_z) k_l,$$

де U_z – напруга зміщення, значення якої дорівнює U_{out} при температурі рівній значенню температури на початку діапазону лінеаризації, при цьому початок першого діапазону лінеаризації дорівнює температурі калібрування.

При проходженні компенсаційного струму через ППТ на виході ІВП формується напруга:

$$U_1 = U_{be0} - \Delta U_A t - \Delta U_B t^2 + I_c r_{in},$$

де r_{in} – внутрішній опір переходу база-емітер.

При рівності $\Delta U_B t_{max}^2 = I_c r_{in}$ повністю компенсується квадратична складова зміни напруги база-емітер від температури в кінці діапазону лінеаризації t_{max} .

III. Метод лінеаризації функції перетворення на основі зміни коефіцієнта перетворення вторинного перетворювача

Для аналогової лінеаризації пропонуємо використати метод зміни коефіцієнта перетворення вихідних масштабних підсилювачів вторинного перетворювача (ВПТ) на окремих діапазонах вимірювання температури. Структурну схему напівпровідникового сенсора температури з лінеаризацією функції перетворення наведено на рис. 3.

Транзисторний первинний перетворювач температури (ППТ) під'єднаний до пристрою визначення зміни напруги база-емітер (ПВЗН). При цьому на виході ПВЗН формується напруга, значення

якої дорівнює значенню зміни напруги база-емітер від зміни температури:

$$\Delta U_t = \Delta U_A t + \Delta U_B t^2.$$

Сигнал з ПВЗН поступає на вхід вихідного масштабного сумуючого підсилювача ВМСП, на виході якого напруга дорівнює:

$$U_{out} = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k,$$

де k – коефіцієнт підсилення ВМСП.

Для компенсації квадратичної складової функції перетворення ППТ проводиться калібрування в певних точках діапазону вимірювання. При цьому значення коефіцієнту підсилення k вибирається з умови забезпечення чисельної рівності значення вихідної напруги вимірюваній температурі у відповідній точці.

Для компенсації квадратичної складової в усьому діапазоні вимірювання використано пристрій лінеаризації (ПЛ), який формує напругу:

$$U_c = [(\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k - U_z] k_l,$$

де U_z – напруга зміщення, значення якої чисельно дорівнює значенню температури в точці калібрування; k_l – коефіцієнт перетворення ПЛ.

Відповідно вихідна напруга ВМСП в діапазоні лінеаризації описується виразом:

$$U_{out} = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k (1 - k_l) + U_z k_l.$$

Вибором коефіцієнту нелінійності k_l забезпечують виконання умови $\Delta U_B t^2 = U_c$ в кінці діапазону лінеаризації. При цьому в даній точці повністю компенсується похибка нелінійності.

IV. Дослідження принципів схем сенсорів температури з лінеаризацією функції перетворення

Відповідно до запропонованих структурних схем розроблено принципові електричні схеми сенсорів температури на транзисторних перетворювачах з лінеаризацією функції перетворення. Модель дослідження принципової схеми сенсора температури з формуванням компенсаційного базового струму наведено на рис. 4.

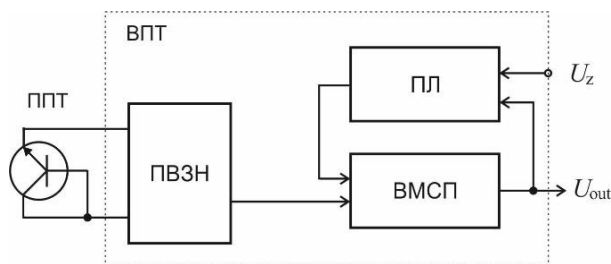


Рис. 3. Структурна схема напівпровідникового сенсора температури з лінеаризацією функції перетворення на основі зміни коефіцієнта перетворення вторинного перетворювача.

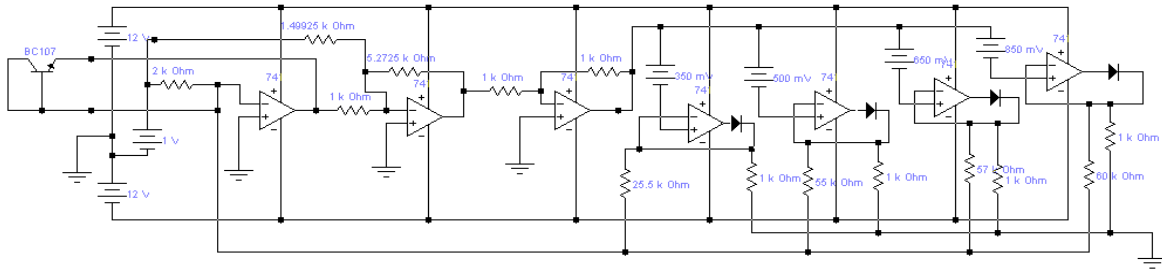


Рис. 4. Принципова схема сенсора температури з формуванням компенсаційного вимірювального струму.

Транзисторний первинний перетворювач під'єднаний у зворотний зв'язок вхідного операційного підсилювача, інвертуючий вхід якого під'єднаний через резистор до джерела зразкової напруги $U_0=1\text{В}$.

Відповідно зразковий вимірювальний струм, який проходить через база-емітерний перехід дорівнює:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0}.$$

При цьому напруга вхідного операційного підсилювача визначається з виразу:

$$U_1 = -U_{be0} + \Delta U_A t + \Delta U_B t^2.$$

Напруга першого операційного підсилювача поступає на перший вхід масштабуючого сумуючого підсилювача на другому операційному підсилювачі. Для компенсації початкової напруги база - емітер на другий вхід ВМСП під'єднано зразкову напругу U_0 .

Для компенсації U_{be0} необхідно, щоб

$$\frac{U_{be0}}{R_1} = \frac{U_0}{R_2},$$

де R_1, R_2 – вхідні сумуючі резистори масштабового інвертуючого підсилювача, які відповідно дорівнюють 1 кОм і 1,4992 кОм.

Відповідно вихідна напруга ВМСП дорівнює:

$$U_2 = -(\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k,$$

де $k = \frac{R_1}{R_3}$ коефіцієнт підсилення ВМСП, R_3 – опір резистора зворотного зв'язку.

На виході третього операційного підсилювача формується напруга:

$$U_3 = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k \frac{R_{in3}}{R_{z3}},$$

де R_{in3}, R_{z3} – вхідний резистор і резистор зворотного зв'язку третього операційного підсилювача, відповідно.

За умови $R_{in3}=R_{z3}$ отримаємо:

$$U_3 = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k.$$

Для лінеаризації функції перетворення на окремих діапазонах вимірювання використано відповідні схеми формування компенсаційних струмів. При цьому вихідна напруга сенсора температури дорівнює:

$$U_3 = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2 - I_c r_{be}) k,$$

де r_{be} – перехідний опір база-емітер ППТ, який дорівнює відношенню зміни напруги на база-

емітерному переході до зміни базового струму:

$$r_{be} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b}.$$

Пристрій лінеаризації формує компенсаційний струм відповідно до виразу:

$$I_c = \frac{U_3 - U_z}{R_{c1}},$$

де R_{c1} – значення опору вихідного резистора схеми лінеаризації, який під'єднаний до база-емітерного переходу ППТ; U_z – напруга зміщення на вході схеми лінеаризації, яка дорівнює вихідній напрузі на початку діапазону лінеаризації.

Для повної компенсації квадратичної складової в кінцевій точці діапазону лінеаризації необхідним є виконання рівності:

$$\Delta U_B t_{c1}^2 = I_c r_{be} = \frac{U_{3c1} - U_{z1}}{R_{c1}} r_{be}.$$

В результаті лінеаризації вихідна напруга дорівнює:

$$U_3 = (\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k (1 - k_{11}) + U_{z1} k_{11},$$

де U_{z1}, k_{11} – напруга зміщення і коефіцієнт лінеаризації на першому діапазоні, відповідно. При

цьому $k_{11} = \frac{r_{be}}{R_{c1}}$.

На другому діапазоні лінеаризації вихідна напруга описується виразом:

$$U_3 = [(\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k (1 - k_{11}) + U_{z1} k_{11}] (1 - k_{12}) + U_{z2} k_{12},$$

де U_{z2}, k_{12} – напруга зміщення і коефіцієнт лінеаризації на другому діапазоні, відповідно.

Результати дослідження наведено на рис. 5.

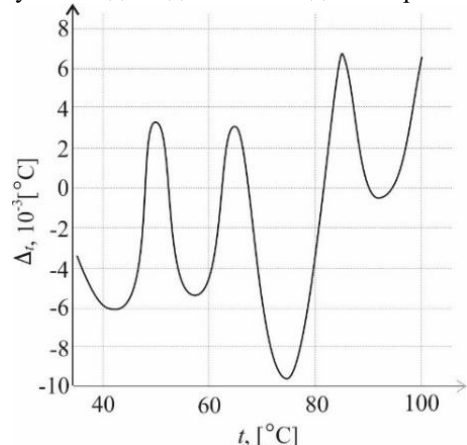


Рис. 5. Залежність похибки нелінійності від температури.

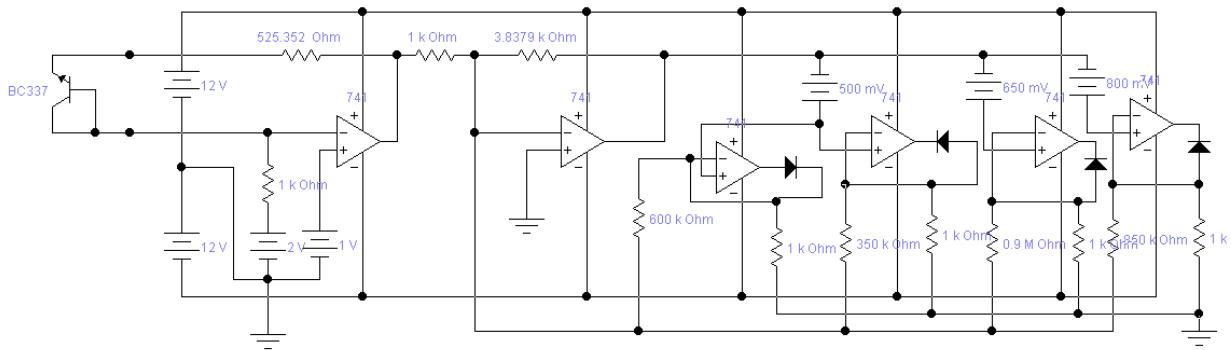


Рис. 6. Принципова схема сенсора температури зі змінним коефіцієнтом перетворення вихідного масштабованого підсилювача ВПТ.

З аналізу проведених досліджень видно, що розроблена принципова схема сенсора температури з формуванням компенсаційного вимірювального струму забезпечує похибку нелінійності не більшу ніж $0,01^\circ\text{C}$.

На рис. 6. наведено модель дослідження спроектованої схеми сенсора температури зі змінним коефіцієнтом перетворення вихідного масштабованого підсилювача.

У принциповій схемі сенсора температури зі змінним коефіцієнтом перетворення вихідного масштабованого підсилювача первинний транзисторний перетворювач послідовно з'єднаний з компенсаційним резистором під'єднаним в коло зворотного зв'язку вхідного операційного підсилювача. При цьому інвертуючий вхід операційного підсилювача під'єднаний через резистор $R=1\text{кОм}$ до джерела зразкової напруги $U_{01} = 2\text{В}$. Для компенсації впливу початкової напруги ППТ при 0°C неінвертуючий вхід під'єднаний до джерела зразкової напруги $U_{02} = 1\text{В}$. Відповідно вихідна напруга визначається з виразу:

$$U_1 = U_{02} - U_{be0} - I_0 R_{ad} + U_A t + \Delta U_B t^2,$$

де $I_0 = \frac{U_{01} - U_{02}}{R}$ – значення вимірювального струму.

За умови $U_{be0} + I_0 R_{ad} = U_{02}$ отримаємо:

$$U_1 = \Delta U_A t + \Delta U_B t^2.$$

Вихідна напруга першого ОП поступає на вхід інвертуючого масштабованого підсилювача вихідна напруга якого дорівнює:

$$U_2 = -(\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k,$$

де k – коефіцієнт перетворення інвертуючого масштабованого перетворювача.

При цьому коефіцієнт k вибирається з умови рівності значення вихідної напруги чисельному значенню температури в точці калібрування $t_c = 50^\circ\text{C}$. Після калібрування нелінійність функції перетворення ППТ в діапазоні $t < t_c$ створює від'ємну складову похибки $\Delta t < 0$, а в діапазоні $t > t_c$ – додатну складову $\Delta t > 0$.

При цьому для компенсації похибок нелінійності

за допомогою пристроїв лінеаризації формуються компенсаційні напруги різної полярності.

Для компенсації нелінійності в діапазоні $t < t_c$ використано операційний підсилювач, неінвертуючий вхід якого через джерело напруги зміщення $U = 500\text{ мВ}$ під'єднаний до виходу вихідного масштабованого підсилювача. При температурі $t < t_c$ вихідна напруга вихідного підсилювача $|U_{out}| < |U_z|$ і на виході операційного підсилювача схеми лінеаризації формується додатна напруга, яка через діод в прямому включенні та вихідний резистор поступає на вхід вихідного підсилювача. При цьому вихідна напруга вихідного підсилювача визначається з виразів:

$$U_{out} = -(\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k (1 + k_{l1}) - U_{z1} k_{l1}, \quad t < t_c,$$

$$U_{out} = -(\Delta U_A t + \Delta U_B t^2) k (1 - k_{l2}) + U_{z2} k_{l2}, \quad t > t_c,$$

де U_{z1} – напруга зміщення; k_{l1} , k_{l2} – коефіцієнти лінеаризації.

Коефіцієнт лінеаризації визначається значеннями опору вихідних резисторів операційного підсилювача ПЛ і значенням опору резистора зворотного зв'язку вихідного масштабованого підсилювача.

Результати дослідження наведено на рис. 7.

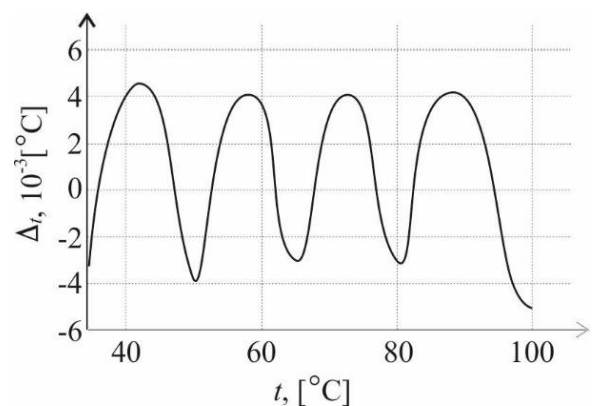


Рис. 7. Залежність похибки нелінійності від температури.

З аналізу проведених досліджень видно, що розроблена принципова схема сенсора температури зі

змінним коефіцієнтом перетворення вихідного масштабуючого підсилювача ВПТ забезпечує похибку нелінійності не більшу ніж $0,005\text{ }^{\circ}\text{C}$. Підвищення точності можливе при зменшенні діапазону вимірювання або при збільшенні кількості діапазонів лінеаризації.

Висновки

Запропоновано методи лінеаризації функції перетворення напівпровідникових сенсорів температури на основі формування компенсаційного базового вимірювального струму та на основі формування додаткового коефіцієнту передачі вихідного підсилювача вторинного перетворювача температури. При цьому компенсується квадратична складова функції перетворення транзисторного

первинного перетворювача на окремих температурних діапазонах вимірювання. Дослідження розроблених принципових схем показало, що застосування методу лінеаризації на основі формування компенсаційного базового вимірювального струму дозволяє забезпечити точність вимірювання $\pm 0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$. При використанні методу зі змінним коефіцієнтом перетворення вихідного підсилювача забезпечується точність вимірювання $\pm 0,005\text{ }^{\circ}\text{C}$ в діапазоні $30 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Бойко О.В. – к.т.н., доцент, завідувач кафедри медичної інформатики;
Готра З.Ю. – д.т.н., професор, завідувач кафедри електронних приладів.

- [1] V. Naveen Kumar, K. V. Lakshmi Narayana, IET Science, Measurement & Technology 9(8), 955(2015) (DOI:10.1049/iet-smt.2015.0008).
- [2] M.A.P. Pertijs, A. Niederkorn, Ma Xu, B. McKillop, A. Bakker, J.H.A Huijsing, IEEE Journal of Solid-State Circuits. 40 (2), 454 (2005) (DOI: 10.1109/JSSC.2004.841013).
- [3] C. Goumopoulos, Sensors 18(10), 3445 (2018) (DOI: 10.3390/s18103445).
- [4] O. Boyko, G. Barylo, R. Holyaka, Z. Hotra, K. Pkanych, Eastern-European Journal of Enterprise Technologies 4/9 (94), 36 (2018) (DOI: 10.15587/1729-4061.2018.139763).
- [5] O. Boyko, R. Holyaka, Z. Hotra, A. Fechan, H. Ivanyuk, O. Chaban, T. Zyska, I. Shedreyeva, Proceeding of SPIE, 10808, 1080812 (2018) (DOI: 10.1117/12.2501632).
- [6] B. Shi, S. Feng, Y. Zhang, K. Bai, Y. Xiao, L. Shi, C. Guo, IEEE Transactions on Power Electronics 34(10), 10136 (2019) (DOI:10.1109/TPEL.2019.2894346).

О.В. Boyko¹, З.Ю. Hotra²

Analysis and Research of Methods of Linearization of the Transfer Function of Precision Semiconductor Temperature Sensors

¹Danylo Halytsky Lviv National Medical University, Lviv, Ukraine, oxana_bojko@ukr.net

²Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine, zhotra@polynet.lviv.ua

The analysis of nonlinearity of the transfer function of primary temperature transducers based on transistor structures has been performed. It's shown that the quadratic component of the transfer function creates a significant nonlinearity error up to $0.2 - 0.6\text{ }^{\circ}\text{C}$. We have developed methods of linearization based on both the formation of compensatory measuring current and change of the conversion factor of the output scaling amplifier at certain ranges of temperature measurement, which ensure their use in precision temperature measuring devices. The investigation of the developed schematic diagram has shown that in the case of usage the linearisation method based on the formation of compensating base current, the measurement accuracy of $\pm 0.01\text{ }^{\circ}\text{C}$ is provided. At the application of the method with a variable conversion factor of output scaling amplifier, the accuracy of $\pm 0.005\text{ }^{\circ}\text{C}$ is provided in the range $30 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Keywords: transistor, temperature sensor, linearisation.