

ВДОСКОНАЛЕННЯ ДВОПРОВІДНИХ ТЕРМОРЕЗИСТИВНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З КОМУТАЦІЙНИМ ІНВЕРТУВАННЯМ ЗРАЗКОВИХ СТРУМІВ

IMPROVEMENT OF TWO-WIRES THERMORESISTIVE TRANSDUCERS WITH COMPUTER INVERTMENT OF THE REFERENCE CURRENCIES

Оксана Бойко,

Львівський національний медичний університет ім. Данила Галицького, Україна

Oksana Boyko

Danylo Galysky Lviv National Medical University, Ukraine

Анотація

У статті вдосконалено метод компенсації впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах на основі комутаційного інвертування зразкового вимірювального струму. Для збільшення швидкодії і зменшення впливу перехідних комутаційних процесів застосовано аналогові запам'ятовуючі пристрої на входах ліній зв'язку. Розроблено структурну і принципову схеми терморезистивного перетворювача. Проведено аналіз залежності коефіцієнта послаблення впливу опорів ліній зв'язку від похибки зразкових струмів. Коефіцієнт послаблення впливу опорів ліній зв'язку при відносній похибці зразкових струмів 0,01 становить 34 дБ і збільшується зі зменшенням відносної похибки. При виборі транзисторів комутатора і джерел зразкових струмів з метрологічними характеристиками, які забезпечують необхідну точність вимірювання температури, вплив зміни опору ліній зв'язку в діапазоні 0...30 Ом повністю компенсується. Було встановлено, що похибка не лінійності функції перетворення в діапазоні 0...200°C не перевищує 0,1 °C

Ключові слова: терморезистивний перетворювач, температура, метод комутаційного інвертування.

Abstract

The improved method of compensation the influence of the lead wire resistance for two-wire resistance temperature detectors on the basis of commutation inverting of the reference measuring currents is proposed. For the averaging of signals generated as a result of commutation inverting of reference measuring currents, predominantly low-pass filters are applied. Their usage limits the speed of temperature measurement. In order to increase the speed and reduce the impact of transient switching processes, the analogue memory devices at the inputs of the current-carrying wires were used instead of the low-pass filters. As a result of study, the values of parameters of the analogue memory device elements have been conducted.

The schematic and principle diagrams of the thermo resistive transducer have been developed. The influence of the error of reference measuring currents formation on the transfer function of thermo resistive transducer and the compensation of influence of the current-carrying wires' resistance have been analyzed. With a relative error of the reference currents of 0.01, the relaxation factor of the current-carrying wires resistance is equal to 34 dB and increases with lowering the relative error.

Research of the principle electric circuit of two-wire copper 100 Ohm transducer was carried out by computer simulation. The developed model completely reproduces all functional transformations of the developed electric circuit. For correctly chosen the commutation transistors and the sources of reference currents with metrological characteristics provided the required accuracy of temperature measurement, the effect of the change in resistance of the current-carrying wires within the range 0 ... 30 Ohms is completely compensated. It was derived that the error of the non-linearity of the transformation function within the range 0... 20 °C does not exceed 0.1 °C.

Keywords: Thermoresistive Transducer, Temperature, Method of Commutation Inverting.

Вступ. Для вимірювання і контролю температури на промислових об'єктах широко використовуються терморезистивні перетворювачі, які характеризуються високою точністю і стабільністю [1-3]. Опір ліній зв'язку в двопровідних схемах терморезистивних перетворювачів створює адитивну складову похибки перетворення температури в напругу. Так у випадку двопровідного під'єднання платиного терморезистивного перетворювача (Pt-100 RTD) додаткова похибка спричинена впливом опорів ліній зв'язку з опором 1 Ом викликає додаткову похибку 2,5°C, а при опорі ліній 5 Ом - 12 °C. На практиці, особливо при проведенні віддалених вимірювань коли первинний терморезистивний перетворювач і вторинний вимірювальний перетворювач знаходяться на значних відстанях, опір ліній зв'язку може становити навіть десятки Ом [4]. На похибку також впливають зміни опору ліній зв'язку, спричинені коливаннями температури довкілля [5]. Для зменшення впливу опорів ліній зв'язку

застосовують трипровідне і чотирипровідне під'єднання [6-7]. Чотирипровідне під'єднання забезпечує найвищу точність, але є найменш економічним, і часто виникають труднощі з прокладанням додаткових ліній зв'язку, особливо на атомних станціях, де для прокладання додаткових ліній необхідні величезні капіталовкладення.

Для компенсації впливу опорів ліній зв'язку на точність перетворення в двопровідних терморезистивних перетворювачів застосовують метод комутаційного інвертування [8-9]. У відомих схемах на основі методу комутаційного інвертування для усереднення вихідних сигналів використовуються фільтри низьких частот, що обмежує швидкодію. На точність перетворення при цьому впливає точність формування часових інтервалів комутації зразкових струмів.

Метою статті є вдосконалення структур двопровідних терморезистивних перетворювачів температури в напругу з комутаційним інвертуванням зразкових струмів.

Розробка двопровідного терморезистивного перетворювача на основі методу комутаційного інвертування з додатковими аналоговими запам'ятовуючими пристроями. Підвищення швидкодії терморезистивних перетворювачів можливе при заміні фільтрів низьких частот аналоговими запам'ятовуючими пристроями. Запропонована структурна схема терморезистивного перетворювача наведена на рис.1.

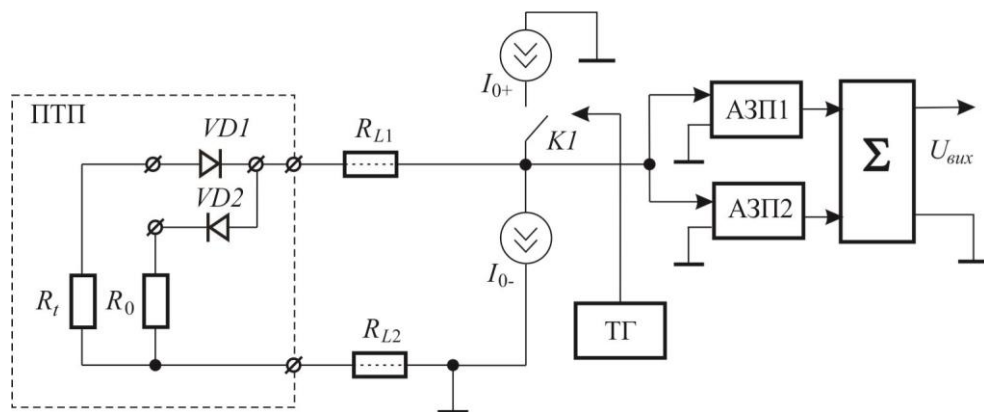


Рис.1. Структурна схема двопровідного терморезистивного перетворювача з аналоговими запам'ятовуючими пристроями

Figure 1. The schematic diagram of two-wire resistive temperature transducers with analogue memory devices

Первинний терморезистивний перетворювач (ПТП) R_t додатково містить діодний комутатор на діодах VD1, VD2 і зразковий резистор R_0 , конструктивно розміщені на контактних елементах ПТП. Зразковий резистор призначений для компенсації початкового опору ПТП. Первинний терморезистивний перетворювач R_t через лінії зв'язку R_{L1} , R_{L2} під'єднаний до перетворювача опору в напругу. При цьому перетворювач опору в напругу містить джерела зразкового струму I_{0+} , I_{0-} , ключ K1, тактовий генератор керування ключем ТГ, аналогові запам'ятовуючі пристрої напруги додатної і від'ємної полярності АЗП1, АЗП2 і вихідний суматор напруг Σ .

Джерело зразкового струму I_{0-} постійно під'єднане до лінії зв'язку R_{L1} , відповідно при розімкненому ключі K1 на вході лінії формується напруга

$$U_- = I_{0-}(R_{L1} + R_{L2} + R_t) - \Delta U_{d1}, \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}, \quad (1)$$

де I_{0-} - значення зразкового струму від'ємної полярності,

ΔU_{d1} - значення напруги на діоді VD1,

T - значення періоду вихідних імпульсів ТГ.

При формуванні додатного вихідного імпульсу ТГ проходить замикання ключа K1 і через лінії зв'язку проходить зразковий струм додатного джерела I_{0+} .

Відповідно на вході лінії зв'язку R_{L1} формується напруга

$$U_+ = (I_{0+} + I_{0-})(R_{L1} + R_{L2} + R_0) + \Delta U_{d2}, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad (2)$$

де ΔU_{d2} - значення напруги на діоді VD2

Напруга на вході лінії зв'язку додатної полярності запам'ятовується АЗП1, а від'ємної полярності - АЗП2.

Вихідні напруги АЗП1 і АЗП2 поступають на суматор, на виході якого напруга дорівнює

$$U_{\text{вих}} = U_+ + U_-. \quad (3)$$

При умові $|I_{0+}|=2|I_{0-}|$ і $\Delta U_{d1}=\Delta U_{d2}$ отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = I_{0-}(R_t - R_0). \quad (4)$$

При цьому вплив опорів ліній зв'язку повністю компенсується.

Точність формування вихідної напруги залежить від точності формування зразкових струмів і від різниці напруг на діодах VD1 і VD2. Несиметричність вихідних імпульсів тактового генератора на точність вихідної напруги не впливає.

При відхиленні значень зразкових струмів від номінального значення вплив опорів ліній зв'язку компенсується не повністю і при цьому виникає похибка, абсолютне значення якої визначається з виразу

$$\Delta U_{R_L} = (R_{L1} + R_{L2})(2\delta_- I_{0-} - \delta_+ I_{0+}), \quad (5)$$

де δ_+ , δ_- – відносна похибка зразкового струму додатної і від'ємної полярності відповідно.

При умові $|I_{0+}|=2|I_{0-}|= I_{0n}$ отримаємо:

$$\Delta U_{R_L} = 2I_{0n}(R_{L1} + R_{L2})\delta_{\max} \quad (6)$$

де δ_{\max} – максимально допустиме значення відносної похибки зразкових струмів.

Максимальне значення еквівалентної похибки від впливу опорів ліній зв'язку в Ом дорівнює

$$\Delta R_{\max} = \frac{\Delta U_{R_L}}{I_{0n}} = 2(R_{L1} + R_{L2})\delta_{\max} \quad (7)$$

Для оцінки ефективності даного методу доцільно ввести коефіцієнт послаблення впливу опорів ліній зв'язку [9], значення якого визначається з виразу:

$$K_n = 20 \lg \frac{R_{L1} + R_{L2}}{\Delta R_{\max}} = 20 \lg \frac{1}{2\delta_{\max}}. \quad (8)$$

На рис. 2 наведено графічну залежність коефіцієнта послаблення впливу опорів ліній зв'язку від максимально допустимих значень похибки зразкових струмів.

З аналізу графічної залежності видно коефіцієнт послаблення впливу опорів ліній зв'язку при відносній похибці зразкових струмів 0,01 становить 34 дБ і збільшується зі зменшенням відносної похибки.

Проектування принципової схеми двопровідного терморезистивного перетворювача з компенсацією впливу опорів ліній зв'язку. Одним із основних вузлів структурної схеми терморезистивного перетворювача є аналогові запам'ятовуючі пристрої. АЗП напруги додатної полярності виконаний на операційних підсилювачах DA1 і DA3, а АЗП напруги від'ємної полярності - на операційних підсилювачах DA2 і DA4. На рис.3 наведена спроектована принципова схема двопровідного терморезистивного перетворювача.

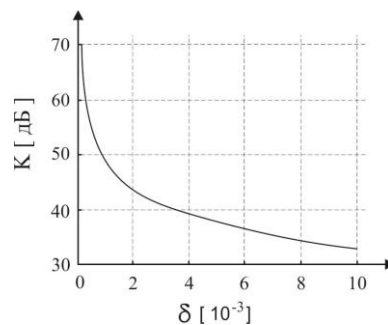


Рис.2. Графічна залежність коефіцієнта послаблення впливу опорів ліній зв'язку від максимально допустимих значень похибки формування зразкових струмів

Figure 2. The plot of the relationship the relaxation factor of the lead wires resistance vs. the maximum possible error of the reference measuring currents formation

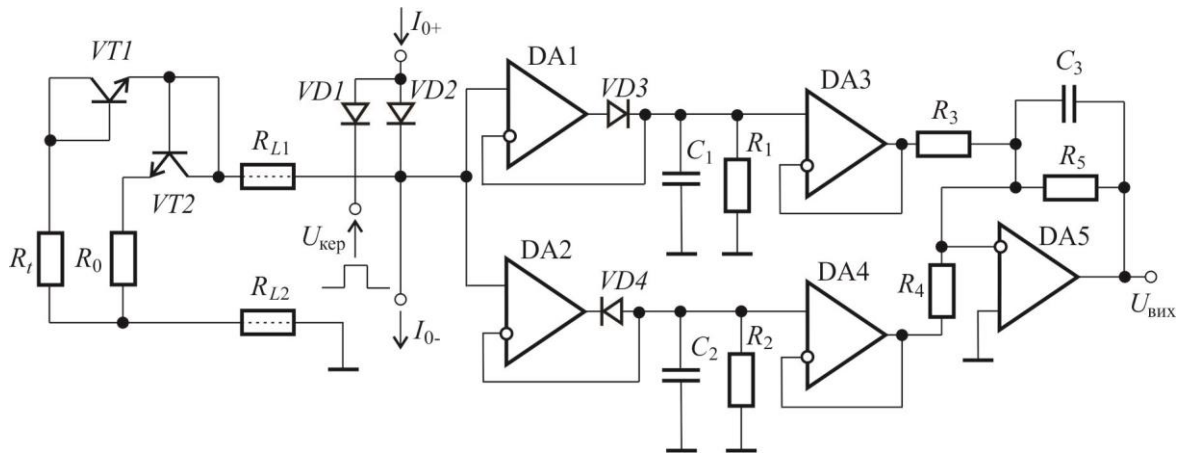


Рис.3. Принципова схема двопровідного терморезистивного перетворювача з компенсацією впливу опорів лінії зв'язку

Figure 3. The principle electric circuit of a two-wire thermoresistive transducer with compensation the influence of the lead wire resistance

Для отримання додатної вихідної напруги стабілізатор зразкового струму від'ємної полярності постійно під'єднаний до лінії зв'язку, а стабілізатор зразкового струму додатної полярності під'єднується до лінії зв'язку діодним комутатором на діодах VD1, VD2

Керування діодним комутатором здійснюється керуючими імпульсами $U_{кер}$, які поступають на діод VD1.

Діодний комутатор ПТП виконаний на n-p-n транзисторах VT1, VT2. Використання транзисторної пари, для якої нормується різниця напруг база-емітер, забезпечує зменшення впливу нерівності напруг на комутаторі.

При від'ємному сигналі керування $U_{кер}$ через ПТП проходить зразковий струм від'ємної полярності і при цьому напруга на входах лінії зв'язку описується виразом

$$U_{\alpha-} = I_{0-}(R_{L1} + R_{L2} + R_t) - \Delta U_{VT1}, \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}, \quad (9)$$

де ΔU_{VT1} – напруга база-емітер транзистора VT1,

T- період сигналів керування.

При додатному сигналі керування $U_{кер}$ через лінії зв'язку і зразковий резистор R_0 проходить різниця струмів додатної і від'ємної полярності. Відповідно на вході лінії зв'язку формується напруга

$$U_{\alpha+} = (I_{0+} + I_{0-})(R_{L1} + R_{L2} + R_0) + \Delta U_{VT2}, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad (10)$$

де ΔU_{VT2} – напруга база-емітер транзистора VT2.

Вхідні напруги на лінії зв'язку запам'ятовуються на конденсаторах C_1, C_2 , які знаходяться в колах від'ємного зв'язку операційних підсилювачів DA1 і DA2. При цьому напруга додатної полярності запам'ятовується на конденсаторі C_1 , а від'ємної полярності - на конденсаторі C_2 .

Напруги конденсаторів C_1 і C_2 через повторювачі на ОП DA3 і DA4 поступає на суматор на операційному підсилювачі DA5 і резисторах R_3, R_4 і R_5 . Вихідна напруга ОП DA5 описується виразом

$$U_{вих} = \left(\frac{U_{\alpha+}}{R_3} + \frac{U_{\alpha-}}{R_4} \right) R_5. \quad (11)$$

Після відповідної підстановки при виконанні умов $R_3=R_4=R$, $\Delta U_{VT1} = \Delta U_{VT2}$, $I_{0+}=2|I_{0-}|$ отримаємо

$$U_{вих} = -I_{0-}(R_t - R_0)k, \quad (12)$$

де $k = \frac{R_5}{R}$ коефіцієнт підсилення вихідного підсилювача

Вибором значення коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача k досягається чисельна рівність значень вихідної напруги і вимірюваної температури.

Нерівність напруг $\Delta U_{VT1} = \Delta U_{VT2}$ створює адитивну похибку, яку компенсуємо зміщенням нульового рівня ОП DA5.

Дослідження двопровідного терморезистивного перетворювача. Дослідження принципової електричної схеми двопровідного терморезистивного перетворювача проводилось методом комп'ютерного моделювання. Схему функціональної моделі наведено на рис.4.

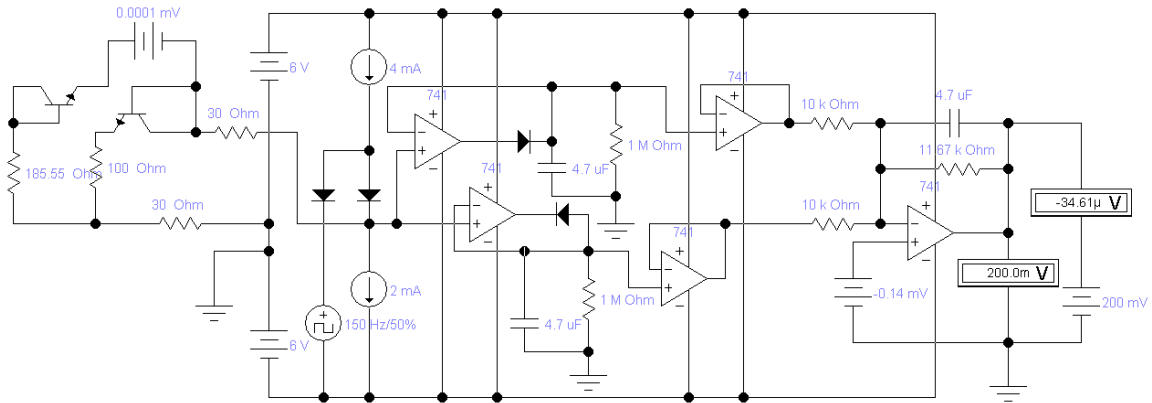


Рис.4. Схеми дослідження двопровідного терморезистивного перетворювача
Figure 4. The simulation model of the two-wire thermoresistive transducer

Функцію тактового генератора двополярних імпульсів виконує генератор однополярних імпульсів, який під'єднаний до від'ємного джерела живлення.

Елементи аналогової пам'яті і усереднення повністю відповідають принциповій електричній схемі (рис.3). Для компенсації зміщення нульового рівня вихідного підсилювача і загальної адитивної похибки перетворювача використано джерело зразкової напруги постійного струму, яке під'єднане до неінвертуючого входу вихідного підсилювача DA5

Для вимірювання вихідної напруги застосовано мілівольтметр під'єднаний до виходу вихідного підсилювача. Для вимірювання абсолютної похибки вихідного сигналу застосовано послідовно з'єднані джерело зразкової напруги і мікрвольтметр.

Зразкове джерело формує значення напруги рівне еквівалентному номінальному значенню вимірюваної температури. Дослідження проведені для мідного ПТП з номінальним значенням опору 100 Ом. Калібрування вихідної напруги здійснюється резистором в колі зворотного зв'язку вихідного підсилювача.

Для дослідження впливу неідентичності транзисторних ключів використано додаткове джерело напруги постійного струму, яке ввімкнено між емітером першого транзистора і базою другого транзистора. Неідентичність транзисторних ключів спричиняє адитивну похибку вимірювання, яка не залежить від опору ліній зв'язку. Адитивна похибка обернено пропорційна вимірюваному струму. При різниці напруг транзисторних ключів 1мВ адитивна похибка при вимірюваному струмі 1мА дорівнює 2,3 °С, а при струмі 2мА – 1,16 °С. При різниці напруг транзисторних ключів 0,1мВ адитивна похибка при вимірюваному струмі 1мА дорівнює 0,23 °С, а при струмі 2мА – 0,12 °С. При нормованих значеннях різниці напруг транзисторних ключів <10мкВ цією похибкою можна нехтувати. Було встановлено, що похибка нелінійності функції перетворення в діапазоні 0..200°С не перевищує 0,1 °С.

Точність компенсації впливу опорів ліній зв'язку в основному залежить від похибок формування зразкових струмів.

На рис.5 наведено графічні залежності похибки вимірювання температури від зміни опорів ліній зв'язку для різних значень похибок формування зразкових струмів.

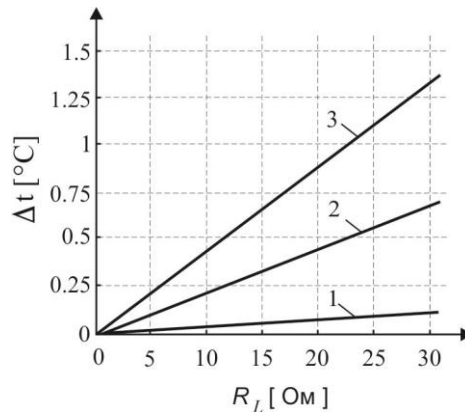


Рис.5. Графічні залежності похибки вимірювання температури від зміни опорів ліній зв'язку для: 1- $\delta_{max}=0,01$; 2 - $\delta_{max}=0,005$; 3 - $\delta_{max}=0,001$.

Figure 4. The plot of the relationship temperature measurement error vs. the influence of the lead wire resistance for: 1- $\delta_{max}=0,01$; 2 - $\delta_{max}=0,005$; 3 - $\delta_{max}=0,001$

Для забезпечення точності вимірювання температури 0,2 °С точність формування зразкових струмів не повинна перевищувати 0,2 %. При такій точності формування зразкових струмів впливом опорів ліній зв'язку в діапазоні 0...30 Ом можна нехтувати.

Висновки. Запропонований метод комутаційного інвертування зразкового вимірювального струму з аналоговими запам'ятовувачами пристроями дозволяє підвищити швидкість і повністю компенсувати вплив опорів ліній зв'язку в діапазоні 0...30 Ом на похибку вимірювання температури. При цьому перехідні процеси в момент комутації зразкових струмів на похибку і швидкість вимірювання не впливають.

При оптимальному виборі частоти комутації зразкових струмів значення ємності ліній зв'язку і постійної часу розряду аналогових запам'ятовувачів пристроїв на точність вимірювання не впливають.

На точність компенсації впливу опорів ліній в основному впливає різниця струмів додатної і від'ємної полярності. Однак зміна значень зразкових струмів в границях допустимих похибок на точність компенсації впливу опорів ліній зв'язку практично не впливає.

Література

1. Darrell H. Evaluating Thin Film RTD Stability / Hyde Darrell // Sensors. - 1997. - P. 79
2. Svelto C. Compact and accurate digital thermometer based on Anderson's loop and Pt-100 sensor / C. Svelto, G.Galzerano, E. Bava // Measurement. - 2001. - Vol. 29 - 287-292.
3. Бойко О. Аналогова лінеаризація характеристик терморезистивного перетворювача формуванням компенсаційного струму / О.Бойко // Технічні вісті - 2016 - № 1(43), 2(44). - С.43-45.
4. Pradhan S. An improved lead compensation technique for three - wire resistance temperature detectors / S. Pradhan, S. Sen // IEEE Trans. Instrum. Meas. - 1999 - Vol. 48 - P. 903-905
5. Sen S.K. An improved lead wire compensation technique for conventional four wire resistance temperature detectors (RTDs) / S.K. Sen, T.K. Pan, P. Ghosal // Measurement - 2011 - Vol.44 - P.842-846.
6. Hotra O. Temperature measuring device based on thin film thermoresistors / O. Hotra, O.Boyko // Prace Instytutu Elektrotechniki / Proceedings of Electrotechnical Institute - 2012 - Nr. 260 - S. 207- 218.
7. Maiti T.K. A Novel Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using Two-Wire Resistance Temperature Detector / T.K. Maiti // IEEE Sensors Journal, - 2006 - Vol. 6, No. 6, - P. 1454-1458.
8. Метрологія та вимірювальна техніка: підручник / Є.С. Поліщук, М.М. Дорожовець, В.О. Яцук [та ін.] за ред. Є.С.Поліщука. - Львів: Бескид-Біт, 2003. - 544 с.
9. Бойко О.В. Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах / О. В. Бойко, Р.О.Матвіїв, О. П. Чабан // Методи та прилади контролю якості. - 2015. - № 1 (34). - С. 83-89.

References

- [1] H. Darrell, "Evaluating Thin Film RTD Stability", Sensors, p. 79, OCT, 1997.
- [2] C. Svelto, G.Galzerano, E. Bava, "Compact and accurate digital thermometer based on Anderson's loop and Pt-100 sensor", Measurement, vol.29, p.287-292, 2001.
- [3] O. Boyko, "Analog linearization of the characteristics of a thermoresistive transducer by the formatting compensating current", Technical News, no.1(43), 2(44), p.43-45, 2016.

- [4] S. Pradhan, S. Sen, "An improved lead compensation technique for three – wire resistance temperature detectors", IEEE Trans. Instrum. Meas, vol.48, p.903-905, 1999.
- [5] S. Sen, T. Pan, P. Ghosal, "An improved lead wire compensation technique for conventional four wire resistance temperature detectors", Measurement, vol.44, p.842-846, 2011.
- [6] O. Hotra, O.Boyko, "Temperature measuring device based on thin film thermoresistors", in Proc. Electrotechn. Inst., no.260, p.207-218, 2012.
- [7] T. Maiti, "A Novel Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using Two-Wire Resistance Temperature Detector", IEEE Sensors Journal, vol. 6, no.6, p.1454-1458, 2006.
- [8] Ye. Polishchuk, M. Dorozhovets, V. Yatsuk et al, **Metrology and measuring technique**, Lviv, Ukraine: Beskyd-Bit, 2003.
- [9] O. Boyko, R. Matviiv, O. Chaban, "Compensation of the impact of resistance of communication lines in two-wires thermoresistive transducers", Methods and devices of quality control, Ukraine, no.1(34), p.83-89, 2015.