

ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.317.727

УДОСКОНАЛЕННЯ СТРУКТУРНИХ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ АДИТИВНИХ ПОХИБОК КАЛІБРАТОРІВ НАПРУГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

© Матвій Роман, 2016

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра метрології, стандартизації та сертифікації, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Вдосконалено метод коригування адитивних складових похибок на основі комутаційного інвертування в калібраторах напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті комутаційних двополярних сигналів. Спроектовано структурну схему і принципові схеми окремих вузлів калібратора напруги з автоматичним коригуванням адитивних похибок і проведено їх дослідження.

Ключові слова: калібратор напруги, аналогова пам'ять, адитивна похибка, автоматична корекція, комутаційне інвертування.

Усовершенствован метод коррекции аддитивных составляющих погрешности на основе коммутационного инвертирования в калибраторах напряжения постоянного тока с элементами аналоговой памяти коммутационных двуполярных сигналов. Спроектирована структурная схема и принципиальные схемы отдельных узлов калибратора напряжения с автоматической коррекцией аддитивных погрешностей и проведены их исследования.

Ключевые слова: калибратор напряжения, аналоговая память, аддитивная погрешность, автоматическая коррекции, коммутационное инвертирование.

In normal operating conditions the error correction is usually conducted shifting the transformation function of DC voltage calibrators by introducing a corrective quantity equal in value and opposite in sign to additive error. This additive error correction is performed in manual and automatic modes.

Additive errors of DC voltage calibrators are mainly caused by zero bias of the transformation function of analog electronic components in electronic circuit and voltage drop in communication lines between different circuit nodes. The additive errors caused by the operational amplifier equivalent offset voltage, are added to the output voltage of DC voltage calibrator and converted into multiplicative errors through the use of code-control dividers. Additive errors of the output scale converters of DC voltage calibrators cause additive offset of output voltage. In addition, they can also occur during the passage of supply current of different device units through the common communication lines between them. The structural and technological methods are used to reduce these errors.

The review of additive error adjusting methods by means of inverting switching is conducted.

Therefore, to use the additive error adjusting methods in DC voltage calibrator it is necessary to conduct their research and improvement.

The method of additive error adjusting based by means of inverting switching DC voltage calibrator with analog memory elements of switching bipolar signals is improved. The block diagram of the DC voltage calibrator with double inversion is analyzed. The graphics dependences of additive error for different values of frequency clock generator, time delay and transmission rate of code-controlled divider are considered. The dependences of output voltage error value from the output signals delay formation are also investigated.

Based on the analysis shows that the main drawback to switching-inverting method is the effect of forming precision pulse control keys and signals delay formation arising from the lack of speed switching transients and key operational amplifiers and code-controlled divider. To eliminate the influence of outputs transients proposed output

elements of operational amplifier are stored in analog memory. A structural diagram output of DC voltage calibrator with analog memory elements. A description of scheme and given equation output voltage. From these equations shows that the resulting delay from switching the input and output signals create multiplicative error on frequency clock generator and time value delay. Under this factor of multiplicative error can be adjusted change in transmission code-controlled divider for a clock frequency generator of value.

Improved principle scheme of separate units DC voltage calibrator with automatic errors correction and conducted its investigation and presented graphic dependences of the output voltage changes of the combiner. Analysis of graphical dependences shows that amplitude of the variable component of combiner output depends on the time constant memory elements and adder. When $\tau = 18$ ms value variable component equal to 0.25 mV at a clock generator frequency of 1000 Hz and 0.5 mV at a frequency of 500 Hz.

To reduce the variable component of the voltage at the output combiner is applied passive filter on condenser C3 and active at operational amplifier DA2. Accordingly, for the variable component value less than 1 mV must apply suppression filter coefficient $K = 47$ dB at a clock generator frequency of 1000 Hz and $K = 54$ dB at a frequency of 500 Hz.

Computer research determined that the applied filter reduces a variable component not exceed to 1 mV.

The proposed method of component additive error correction DC voltage calibrator from inverting switching voltage source model and output amplifier with switching signal analog memory elements output amplifier completely component additive errors corrects and improves dynamic performance DC voltage calibrator.

Key words: calibrator voltage, analog memory, additive error, automatic correction, inverting switching.

1. Постановка проблеми. Основними елементами калібраторів напруги постійного струму (КНПС) є джерело зразкової напруги, кодокерований подільник і операційні підсилювачі. Відповідно адитивні складові похибки калібраторів напруги постійного струму виникають здебільшого через зміщення нульового рівня функції перетворення окремих електронних вузлів у колі перетворення і від спаду напруги в лініях зв'язку між окремими елементами. Адитивні похибки, зумовлені еквівалентними напругами зміщення операційних підсилювачів, під'єднаних до джерела зразкової напруги, додаються до значення зразкової напруги і перетворюються на мультиплікативну складову похибки через застосування в КНПС кодокерованих подільників. Адитивні похибки вихідних масштабних перетворювачів КНПС зумовлюють адитивне зміщення його вихідної напруги. Окрім того, адитивні похибки можуть виникати унаслідок проходження струмів живлення різних елементів пристрою через опори спільних ліній зв'язку між ними і, щоб зменшити час, використовуються конструктивно-технологічні способи.

У сучасних експлуатаційних умовах постає проблема забезпечення автоматичного коригування адитивних складових похибок у калібраторах напруги постійного струму.

2. Аналіз останніх досліджень. У нормальних умовах експлуатації коригування похибок зазвичай здійснюють зміщенням функції перетворення КНПС за

допомогою введення коригувальної величини адитивної похибки, що дорівнює їй за значенням і протилежна за знаком. Коригувати адитивну похибку може оператор або це здійснюється автоматично.

У статті [1] проаналізовано частотні характеристики калібраторів напруги та імітаторів електричного опору з коригуванням АСП методом подвійного комутаційного інвертування напруги джерела зразкової напруги і вихідної напруги вихідних підсилювачів. Але не подано рекомендацій щодо вибору параметрів елементної бази під час реалізації КНПС. У роботах [2, 3] для коригування адитивних похибок цифрових вольтметрів у робочих умовах експлуатації використано метод автоматичного коригування з комутаційним інвертуванням зразкової напруги вбудованого калібратора напруги і коригуванням похибок цифровим методом.

У статті [4] запропоновано використання ітераційної процедури корекції похибок за відповідним алгоритмом. Проте застосування ітераційних процедур у калібраторах напруги постійного струму суттєво ускладнює їх реалізацію через необхідність використання трудомісткої операції розрахунків та введення поправок для кожного значення встановлюваних кодів керування калібраторів напруги постійного струму.

Для коригування похибок також використовується метод введення поправок, які визначаються розрахунковим та експериментальним методом. Зокрема в роботі [5] запропоновано метод алгоритмічної корекції

АСП усього вимірвального тракту перетворення з використанням додаткового такту визначення і запам'ятовування значення похибки з подальшим її коригуванням. Однак у переносних КНПС такий метод практично ускладнює реалізацію через необхідність використання додаткового цифроаналогового перетворювача, АСП якого визначатимуть нескориговане значення похибки.

На практиці для коригування адитивних складових похибок застосовують спеціальний режим встановлення нульового рівня, який реалізується за двох різних конфігурувань схеми калібратора напруги постійного струму [6, 7].

Тому для застосування розглянутих методів коригування АСП у калібраторах напруги необхідно провести їх дослідження і вдосконалення.

3. Постановка завдання. Метою роботи є вдосконалення структурних методів коригування адитивних похибок на основі комутаційного інвертування в калібраторах напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті комутаційних двополярних сигналів та їх дослідження.

4. Аналіз методу коригування адитивних складових похибок за допомогою комутаційного інвертування. На рис. 1 наведено структурну схему калібратора напруги постійного струму з подвійним інвертуванням.

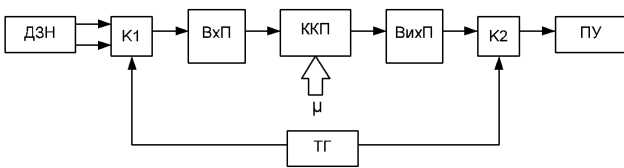


Рис. 1. Структурна схема калібратора напруги постійного струму з подвійним інвертуванням

Fig. 1. Block diagram of DC voltage calibrator with dual inverting

Структурна схема складається з джерела зразкової напруги ДЗН, комутаторів К1 і К2, вхідного підсилювача напруги ВхП, кодокерованого подільника напруги ККП, вихідного підсилювача напруги ВихП, тактового генератора ТГ і пристрою усереднення ПУ.

На вхід пристрою усереднення, залежно від сигналів керування, надходить напруга, яка визначається виразом:

$$U_1 = [(U_0 + \Delta U_1) \cdot m + \Delta U_2] \cdot K, \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (1)$$

$$U_2 = [(U_0 - \Delta U_1) \cdot m - \Delta U_2] \cdot K, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad (2)$$

де U_0 – значення зразкової напруги; $\Delta U_1, \Delta U_2$ – напруги зміщення вхідного і вихідного підсилювачів; μ – коефіцієнт передачі ККП; K – коефіцієнт підсилення ВихП; T – період тактових імпульсів.

Вихідна напруга пристрою усереднення в результаті подвійного інвертування дорівнює:

$$U_{вих} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [(U_0 + \Delta U_1) \cdot m + \Delta U_2] \cdot K \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T [(U_0 - \Delta U_1) \cdot m - \Delta U_2] \cdot K \cdot dt. \quad (3)$$

З аналізу виразу видно, що за рівності часів інтегрування зразкових напруг від'ємної та додатної полярностей напруги зміщення нульового рівня підсилювачів теоретично компенсуються повністю і вихідна напруга дорівнює:

$$U_{вих} = U_0 \cdot m \cdot K. \quad (4)$$

У разі нерівності часів інтегрування вихідна напруга визначається виразом:

$$U_{вих} = U_0 \cdot m \cdot K + \frac{2 \cdot \tau}{T} (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot K, \quad (5)$$

де τ – різниця часів інтегрування вхідних напруг ПУ додатної та від'ємної полярностей.

Відповідно адитивна похибка від нерівності часів інтегрування дорівнює:

$$\Delta U_{вих} = 2 \cdot \tau \cdot f \cdot (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot K, \quad (6)$$

де $f = \frac{1}{T}$ – частота тактового генератора.

На рис. 2 наведено графічні залежності адитивної складової похибки від нерівності часів інтегрування за $K=1$ для різних значень τ і f .

З аналізу графічних залежностей видно, що похибка від нерівності часів інтегрування мультиплікативно залежить від зміни значень частоти f і коефіцієнта передачі ККП μ . Відповідно ці похибки за постійного значення частоти коригуються коефіцієнтом передачі K ВихП.

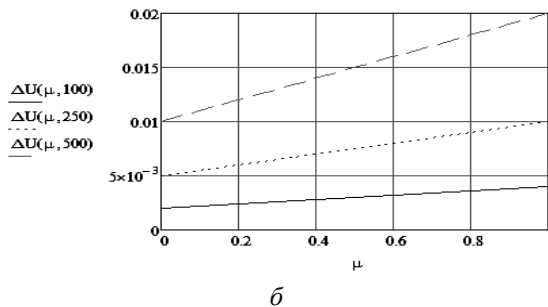
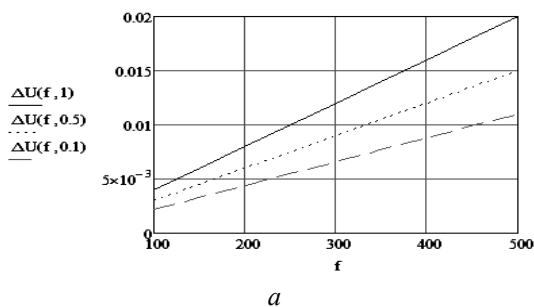
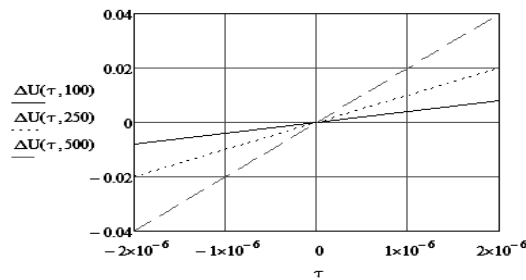


Рис. 2. Графічні залежності адитивної складової похибки: а – від f для різних значень μ ; б – від μ для різних значень f ; в – від τ для різних значень f

Fig. 2. Graphic dependences of additive errors component: а – to f for different values of μ ; б – the μ for different values of f ; в – of τ for different values of f



в

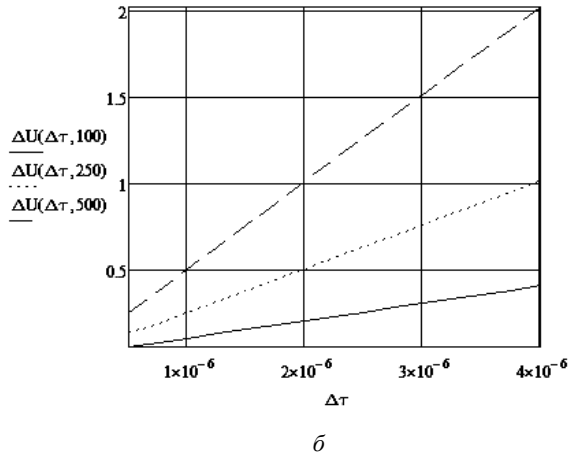
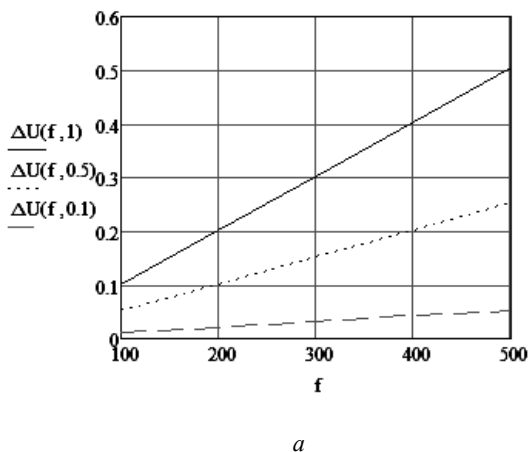


Рис. 3. Графічні залежності похибки вихідної напруги від: а – частоти; б – значень затримки формування вихідних сигналів

Fig. 3. Graphic dependences output voltage error on: а – the frequency; б – delay values forming output signals

На значення вихідної напруги пристрою усереднення впливають час перемикання ключів комутаторів і час встановлення вихідних сигналів послідовно з'єднаних елементів. Відповідно вихідна напруга пристрою усереднення дорівнює:

$$U_{вих} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2}+t_2} [(U_0 + \Delta U_1) \cdot m + \Delta U_2] \cdot K \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+t_3}^{T+t_4} [(U_0 - \Delta U_1) \cdot m - \Delta U_2] \cdot K \cdot dt, \quad (7)$$

де τ_1, τ_2 – час затримки увімкнення і вимкнення зразкової напруги додатної полярності; τ_3, τ_4 – час затримки увімкнення і вимкнення зразкової напруги від'ємної полярності.

Відповідно після інтегрування отримаємо:

$$U_{вих} = U_0 \cdot m \cdot K + U_0 \cdot m \cdot K \cdot \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T} + (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T}, \quad (8)$$

де $\Delta \tau_1 = \tau_2 - \tau_1, \Delta \tau_2 = \tau_4 - \tau_3$.

Абсолютна похибка формування вихідної напруги дорівнює:

$$\Delta U_{вих} = U_0 \cdot m \cdot K \cdot \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T} + (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T} \quad (9)$$

На рис. 3 наведено графічні залежності похибки вихідної напруги для різних часових затримок та різних значень частоти тактового генератора.

З наведених графіків видно, що затримки, які виникають у результаті комутації вхідних і вихідних сигналів, створюють мультиплікативну похибку від частоти і від значення часу затримок. Відповідно цю мультиплікативну похибку можна скоригувати зміною коефіцієнта передачі ККП для певного значення частоти ТГ.

5. Вдосконалення структурної схеми калібратора напруги постійного струму. Аналіз показує, що основним недоліком комутаційно-інвертуючого методу є вплив точності формування імпульсів керування ключами і затримки формування сигналів, які виникають через недостатню швидкодію комутуючих ключів і перехідних процесів ОП та ККП.

Щоб усунути вплив перехідних процесів, запропоновано вихідні сигнали вихідного ОП запам'ятовувати на елементах аналогової пам'яті.

Запропоновану структурну схему вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті наведено на рис. 4.

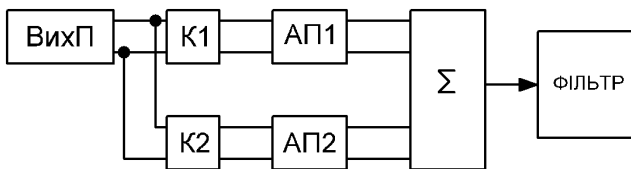


Рис. 4. Структурна схема вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті

Fig. 4. Block diagram of the output DC voltage calibrator with analog memory elements

Вихідна напруга ВихП додатної полярності через ключ К1 надходить на пристрій аналогової пам'яті АП1, а від'ємної полярності через ключ К2 на пристрій аналогової пам'яті АП2. На елементах пам'яті напруга фіксується після закінчення перехідних процесів, значення яких повністю дорівнюють значенню вихідних напруг вихідного підсилювача. Вихідні напруги пристроїв аналогової пам'яті надходять на суматор Σ, вихідна напруга якого визначається виразом:

$$U_{вих} = [((U_{0+} + \Delta U_1) \cdot m + \Delta U_2) \cdot K - ((U_{0-} + \Delta U_1) \cdot m + \Delta U_2) \cdot K] \cdot K_{\Sigma} \quad (10)$$

де K_{Σ} – коефіцієнт перетворення суматора.

Відповідно, якщо $K_{\Sigma}=0,5$, отримаємо:

$$U_{вих} = U_0 \cdot m \cdot K \quad (11)$$

6. Вдосконалення принципової схеми калібратора напруги постійного струму. Принципову схему вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті наведена на рис. 5.

Вихідна напруга вихідного підсилювача на операційному підсилювачі DA1 додатної полярності через ключі К1-1 і К1-2 надходить на конденсатор С1 і запам'ятовується після перехідних процесів. Вихідна напруга ОП DA1 від'ємної полярності через ключі К1-1 і К1-2 зберігається на конденсаторі С2.

Напруги конденсаторів С1 і С2 надходять на вхід суматора на резисторах R5, R6, R7, R8. Вихідна напруга суматора в точках а і b визначається виразом:

$$U_{\Sigma} = U_{C1} - \frac{U_{C1} - U_{C2}}{R5 + R6 + R7 + R8} \cdot (R5 + R6) \quad (12)$$

За умови $R5=R6=R7=R8=R$ отримаємо середнє значення напруги:

$$U_{\Sigma} = \frac{1}{2} \cdot (U_{C1} + U_{C2}) \quad (13)$$

За умови $U_{C1} > U_{C2}$ під час під'єднання конденсатора С1 до вихідного підсилювача зміна напруги на конденсаторі С2 визначається виразом:

$$\Delta U_{C2} = (U_{C1} - U_{C2}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right); \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (14)$$

$$t = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot C_2 \quad (15)$$

У разі під'єднання конденсатора С2 до виходу ОП DA1 зміна напруги на конденсаторі С1 дорівнює:

$$\Delta U_{C1} = (U_{C1} - U_{C2}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t - \frac{T}{2}}{T}}\right); \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T \quad (16)$$

Відповідно напруга на виході суматора дорівнює:

$$U_{ab} = \frac{1}{2} \cdot (U_{C1} + U_{C2}) + (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}}\right); \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (17)$$

$$U_{ab} = \frac{1}{2} \cdot (U_{C1} + U_{C2}) - (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t - \frac{T}{2}}{RC_1}}\right); \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (18)$$

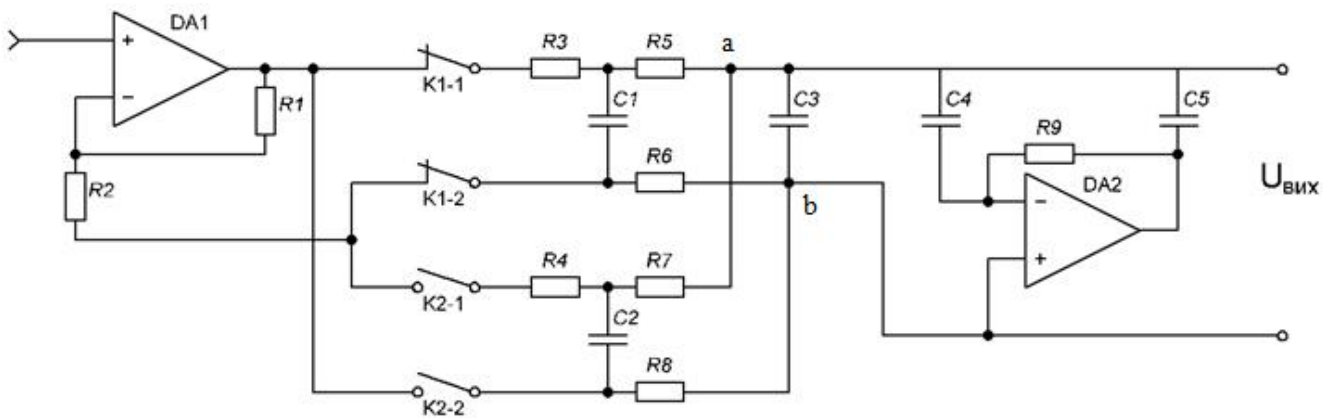


Рис. 5. Принципова схема вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті

Fig. 5. Schematic diagram of the output part of DC voltage calibrator with analog memory elements

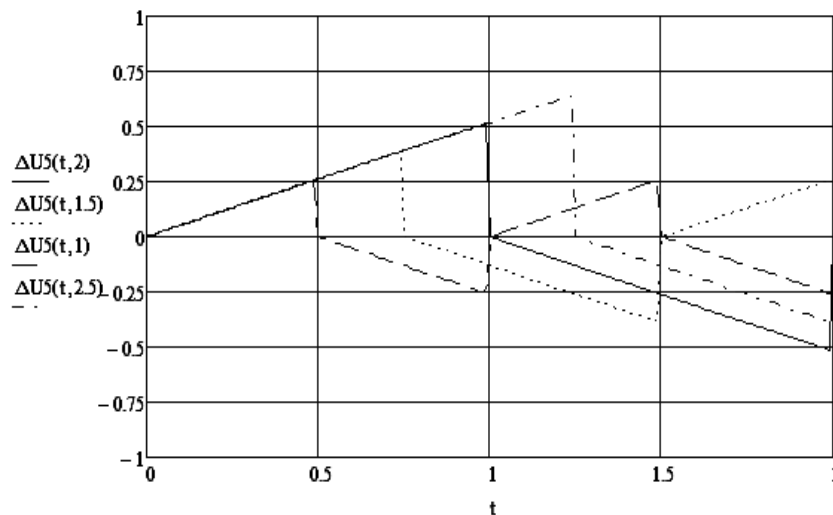


Рис. 6. Графічні залежності зміни напруги на виході суматора

Fig. 6. Graphic dependences of the output voltage changes of the combiner

Відповідно зміна напруги на виході суматора визначається виразами:

$$\Delta U_{ab} = (\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right); \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (19)$$

$$\Delta U_{ab} = -(\Delta U_1 \cdot m + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T-t}{RC_1}} \right); \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (20)$$

Графічні залежності зміни напруги на виході суматора наведено на рис. 6.

З аналізу графічних залежностей видно, що амплітуда змінної складової вихідного сигналу

суматора залежить від сталої часу елементів пам'яті та суматора. Якщо $\tau=18$ мс, значення змінної складової дорівнює 0,25 мВ за частоти тактового генератора 1000 Гц і 0,5 мВ за частоти 500 Гц.

Для зменшення змінної складової напруги на виході суматора застосовано пасивні та активні (на базі ОП DA2) фільтри. Відповідно для отримання значення змінної складової, меншого від 1 мкВ, необхідно застосовувати фільтри з коефіцієнтом послаблення $K=47$ дБ за частоти тактового генератора 1000 Гц і $K=54$ дБ за частоти 500 Гц.

Комп'ютерним дослідженням визначено, що застосований фільтр зменшує змінну складову до 1 мкВ.

Висновки. Запропоновано метод коригування адитивної складової похибки калібратора напруги постійного струму на основі комутаційного інвертування напруги зразкового джерела і вихідного підсилювача з елементами аналогової пам'яті комутаційних сигналів вихідного підсилювача. Цей метод повністю коригує адитивну складову похибки і покращує динамічні характеристики калібратора напруги постійного струму.

Вдосконалено та проаналізовано структурну і принципову схему калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивних похибок. Проведений теоретичний аналіз підтверджує ефективність застосування аналогової пам'яті комутаційних сигналів вихідного підсилювача. При цьому повністю компенсуються похибки від значень часових нерівностей керуючих сигналів і впливу перехідних процесів операційних підсилювачів і комутаційних елементів.

1. Mykyuchuk M., Yatsuk Yu., Ivakhiv O., Matviiv R. *Voltage and Resistance Calibrators for Verification of Industrial Instrument Applications // Proceedings of Metrology Commission of Katowicebranch of Polish Academy of Sciences. Series: Conferences No. 21. – XII Conference “Problems and Progress in Metrology’2016”. – Szczyrk, 05–08 czerwca 2016 r. – P. 114–117.* 2. Яцук В.,

Янович Р., Здеб В. *Можливості оперативного калібрування промислових вимірювачів напруги // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2013. – № 74. – С. 121–127.* 3. Yatsuk V. O., Mykyjchuk M. M. *Remote Errors Correction of Multi-Channel Cyber-Physical Measuring Systems // Advances of Cyber-Physical Systems (“Досягнення у кіберфізичних системах”). – Lviv: Lviv Polytechnic Publishing House, 2016. – No. 1. – P. 16–21.* 4. Євтух П. С., Пелешок Т. М. *Властивості алгоритму корекції систематичних похибок з використанням розрахункових поправок // Методи та прилади контролю якості. – 2006. – № 16. – С. 93–94.* 5. Яцук Ю., Тимчук О. *Коригування похибок діодних цифрових термометрів // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2011. – № 72. – С. 50–54.* 6. Бойко О., Столярчук П., Яцук В., Матвіїв В. *Покращення метрологічних характеристик серійних переносних калібраторів опору, напруги, струму // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2000. – № 56. – С. 78–81.* 7. Яцук Ю., Янович Р. *Коригування адитивної складової похибки кодо-керованих калібраторів напруги // Тези допов. II міжнар. наук.-практ. конф. “Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи”, 28–30 травня 2015. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2015. – С. 228–229.*