

ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.317.727

АНАЛІЗ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРИГУВАННЯ АДИТИВНИХ ЗМІЩЕНЬ У КАЛІБРАТОРАХ НАПРУГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

© Матвій Роман, Яцук Василь, Микійчук Микола, Яцук Юрій, 2017

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра інформаційно-вимірювальних технологій,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Здійснено дослідження параметрів калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки методом подвійної інверсії та усередненням вихідного сигналу активними фільтрами низької частоти. З урахуванням еквівалентної схеми операційних підсилювачів отримано аналітичні й графічні залежності перехідних процесів вихідної напруги активних фільтрів низької частоти за різних значень параметрів підсилювачів. Досліджено двокаскадний активний фільтр низьких частот за допомогою комп'ютерного моделювання та отримано залежності значень коефіцієнта послаблення змінної складової вихідної напруги активного фільтра низьких частот від частоти модуляції за різних значень опорів прохідних резисторів.

Ключові слова: калібратор напруги постійного струму, комутаційне інвертування, активний фільтр, послаблення завад, адитивна складова похибки.

Проведено исследование параметров калибраторов напряжения постоянного тока с корректировкой аддитивной составляющей погрешности методом двойной инверсии и усреднением выходного сигнала активными фильтрами низкой частоты. С учетом эквивалентной схемы операционных усилителей получены аналитические и графические зависимости переходных процессов выходного напряжения активных фильтров низкой частоты при различных значениях параметров усилителей.

Проведено исследование двухкаскадного активного фильтра низких частот с помощью компьютерного моделирования и получены зависимости значений коэффициента ослабления переменной составляющей выходного напряжения активного фильтра низких частот от частоты модуляции при различных значениях сопротивлений проходных резисторов.

Ключевые слова: калибратор напряжения постоянного тока, коммутационное инвертирование, активный фильтр, подавление помех, аддитивная составляющая погрешности.

It is known that in order to ensure the metrological reliability of measurement industrial means, operative control of their metrological parameters in operating conditions and in real time is necessary to ensure metrological measurement. For this purpose, it is expedient to use portable, many-bit coded-controlled measures of electrical quantities, in particular DC voltage calibrators. Recently, the method of inverting switching is used to correct the error additive component in the measuring instruments. As a result, the output signal of the DC voltage calibrator, in addition to the constant, has a variable component of the frequency modulation (frequency of the clock generator). Usually this component amplitude does not exceed the values of tens of millivolts, and for its weakening, use active low frequencies filters (ALFF).

DC voltage calibrator with automatic additive errors correction by the method of measuring current inversion the actually convert the alternating voltage, while they may cause specific errors due to the frequency dependence of the transmission coefficients and the weakening of the operating amplifier (OA) common-mode component and the voltage calibrator transmission coefficient. In order to minimize installation time of the reproducible voltage values, with the

instantaneous changes to the code-guided divider control code, it is necessary to select the active filters correctly cutoff frequency. In order to reduce the voltage component at the output of the voltage calibrator, it is necessary to use filters passive or active.

At high transmission ratios and at low frequencies, the transmission filter characteristic should be slightly dependent on the OA parameters. To check this assumption, we will consider the frequency dependence of the OP transmission coefficient and establish the time dependence of the output voltage ALFF. The results of mathematical modeling with the help of the software package Mathcad 2000 Professional are shown, which show that in the field of low frequencies (1 kHz to 5 kHz) and with the qualities not higher 1/2 parameters of modern OP practically do not affect the filter characteristics. In this case, the OA should have as wide a bandwidth as it is covered by a differentiating feedback.

The presented graphs of transients show that broadband serial OA will not be saturated with pulsed input voltages, and the output voltage setting time of the ALFF practically does not depend on the used OA parameter. Consequently, the cutoff ALFF frequency, used in the correction path of the additive error component codon measures for a modern element base, can reach the unit's values of kilohertz.

To significantly reduce the ALFF setting time, choose the highest filter possible cutoff frequency and use a links cascade combination, the relationship between the parameters of which elements are given by the coefficient α . It should take into account the mutual bypass of the filter links. In the ALFF basis, filters suitable for microelectronic execution with the dozens installation time of microseconds with an error can be implemented not exceeding 0.01 %. Two-stage ALLF was analyzed, to eliminate the saturation of OA, which used a negative feedback circuit on two-anode stabilizers. Output resistance ALLF and its coefficient of weakening the variable component of the input signals is determined by the passage resistors values of resistance. Therefore, two-stage ALLF a mathematical study of the efficiency in the Electronic Workbench software environment has confirmed theoretical assumptions and provided practical criteria for choosing the values of these resistors.

An analysis a DC voltage calibrator with the correction error additive components of the frequency properties by the method of double switching inverting and the averaging of the output signal by the active low pass filter are carried out. The two-stage active low-pass filter scheme for a DC voltage calibrator with automatic additive errors correction of based on commutation inverting is provided, which provides the necessary weakening coefficient of the component variable pulsations, whose amplitude is determined by the equivalent error additive component of the calibrator and switching interferences with its minimal output resistance.

Theoretical analysis is conducted efficiency confirms of the active filters low frequency used in DC voltage calibrators with the additive component error correction.

Key words: DC voltage calibrator, inverting switching, active filter, noise weakening, error additive component.

Вступ. Відомо, що для забезпечення метрологічної надійності промислових засобів вимірювання необхідне оперативне контролювання їх метрологічних параметрів у робочих умовах експлуатації та в реальному масштабі часу [1, 2]. З цією метою доцільно використовувати переносні багаторозрядні кодо-керувані міри електричних величин, зокрема калібратори напруги постійного струму (КНПС) [3–7]. Останнім часом для коригування адитивної складової похибки (АСП) у вимірювальних засобах, зокрема в КНПС, використовують метод комутаційного інвертування. У результаті вихідний сигнал КНПС, окрім постійної, має й змінну складову частоти модуляції (частоти тактового генератора). Амплітуда цієї змінної складової зазвичай не перевищує значень десятків мілівольт і для її послаблення використовують фільтри низьких частот.

У цій роботі проаналізовано частотні властивості КНПС з метою вибору типу, параметрів і режимів роботи фільтра та окремих елементів схеми.

Аналіз останніх досліджень. В автоматичному режимі коригування значення похибок досліджуваної структури калібратора зростають зі збільшенням частоти. Це вимагає детальнішого теоретичного та експериментального дослідження причин збільшення мультиплікативної складової похибки розробленої структури калібратора напруги з автоматичним коригуванням похибок [1, 8, 9–11].

Вихідний сигнал калібраторів напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних похибок за методом інверсії до здійснення операції фільтрування являє собою адитивну суміш постійної та

змiнної напруг. У них можуть виникати специфiчнi складовi похибок через частотну залежнiсть коефiцiєнтiв передавання та послаблення синфазної складової операцiйних пiдсилювачiв i коефiцiєнта передавання калiбраторiв напруги. Для мiнiмiзацiї часу встановлення вiдтворюваних значень напруги у разi миттєвих змiн коду керування кодо-керованого подiльника необхідно правильно вибирати значення частоти зрiзу активних фiльтрiв [10]. Для зменшення змiнної складової напруги на виходi калiбратора напруги виникає необхіднiсть у застосуваннi пасивних чи активних фiльтрiв [12–15].

Для автоматичного коригування похибок застосовується метод подвiйної iнверсiї [7]. З метою необхідного послаблення змiнної складової вихiдної напруги в калiбраторах напруги постійного струму використовують багатоланковi RC-фiльтри [12, 14]. Недолiком таких фiльтрiв є великий час встановлення вихiдних сигналiв i велике значення вихiдного опору, що обмежує сферу їх застосування. В [8] для кращого послаблення комутацiйних завод запропоновано використовувати елементи аналогової пам'ятi на входi пасивних фiльтрiв. В [1, 10] для послаблення змiнної складової вимiрjувальних сигналiв здiйснено дослiдження активних фiльтрiв на основi операцiйних пiдсилювачiв, якi мають певнi переваги.

Тому з метою застосування активних фiльтрiв у калiбраторах напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних похибок необхідно провести їх дослiдження i знайти оптимальнi значення елементiв електричної схеми.

Мета роботи. Аналiз частотних властивостей калiбраторiв напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки методом подвiйного комутацiйного iнвертування та усереднення вихiдного сигналу активним фiльтром низьких частот.

Дослiдження параметрiв активних фiльтрiв низьких частот. Оскiльки активнi фiльтри низьких частот (АФНЧ) дають можливiсть iстотно збiльшити коефiцiєнт послаблення змiнної складової пiсля здiйснення подвiйної iнверсiї опорної напруги та розташованi на виходi калiбратора, то вони повиннi лише усереднювати його вихiдний сигнал без внесення додаткових АСП у тракт перетворення. Тому й використовується структура АФНЧ без змiщення, основними елементами якої є операцiйний пiдсилювач (ОП) з

прохiдним резистором та двома конденсаторами, сполученими iз iнвертувальним входом та виходом ОП [9]. Аналiз динамiчних властивостей КНПС показав, що за умови використання сучасних широкосмугових ОП частота iнвертування вхiдного сигналу в них може сягати одиниць кiлогерц [1]. Аналiз також показує, що за великих коефiцiєнтiв передачi розiмкненого ОП та на низьких частотах передавальна характеристика калiбратора мало залежить вiд параметрiв ОП [1, 3]. Однак частотнi параметри ОП можуть призводити до погiршення динамiчних та частотних властивостей КНПС з автокалiбруванням та усередненням вихiдного сигналу АФНЧ. Еквiвалентна схема АФНЧ iз урахуванням параметрiв ОП наведена на рис. 1. Функцiя передавання еквiвалентної схеми АФНЧ iз урахуванням основних параметрiв ОП описується системою рiвнянь, складених за законами Кiрхгофа.

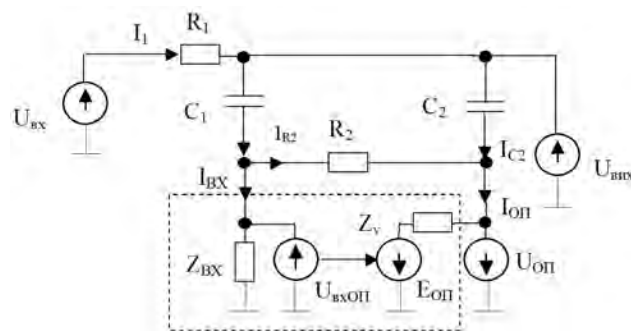


Рис. 1. Еквiвалентна схема активного ФНЧ iз урахуванням параметрiв ОП

Fig. 1. Equivalent circuit of LPF taking into account operational amplifiers parameters

iз цiєї системи рiвнянь визначається коефiцiєнт передавання W_A АФНЧ як:

$$W_A = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{\omega_z^2 \left[1 + \frac{1}{\kappa + 1} (p^2 a_1 + pb_1 + c_1) \right]}{p^2 + p \frac{\omega_z}{Q} + \omega_z^2 + \frac{1}{\kappa + 1} (p^2 a_2 + pb_2 + c_2)}, \quad (1)$$

де $\omega_z = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$; Q – частота зрiзу та добротнiсть

iдеального АФНЧ (без урахування параметрiв ОП); R_1, R_2, C_1, C_2 – резистори та конденсатори фiльтра; $Z_{вх}, Z_v, \kappa$ – вхiдний та вихiдний опори i коефiцiєнт пiдсилення ОП; $a_1 = \tau_{21} \tau_{2b}$; $\tau_{21} = R_2 C_1$; $\tau_{2b} = Z_v C_2$;

$$b_1 = \tau_{21} \left(1 + \frac{Z_v}{R_2} \right) + \tau_{2b} \left(1 + \frac{R_2}{Z_{вх}} \right); \quad c_1 = \left(1 + \frac{Z_v}{R_2} \right) \cdot \frac{R_2}{Z_{вх}};$$

$$a_2 = \tau_{2b} \left[\omega_{12} + \omega_2 \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}} \right]; \quad \omega_{12} = \frac{1}{R_1 C_1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}; \quad \omega_{21} = \frac{1}{R_2 C_1};$$

$$b_2 = (\omega_2 + \omega_{21}) \cdot \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}} + \omega_{12} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \left(1 + \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) \tau_{2b};$$

$$\kappa = \frac{\kappa_0}{1 + p \tau_{OP}} = \frac{\kappa_0 \omega_{OP}}{\omega_{OP} + p}; \quad \omega_{OP} = \frac{1}{\tau_{OP}}; \quad \tau_{OP} = \frac{1}{\omega_{OP} \kappa_0};$$

$$c_2 = \omega_z^2 \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}}; \quad \kappa_0 - \text{коефіцієнт передавання}$$

розімкненого ОП на постійному струмі; τ_{OP} , ω_{1OP} – стала часу та кругова частота одиничного підсилення ОП; p – оператор Лапласа.

Для перевірки цього припущення про слабку залежність характеристик АФНЧ від параметрів ОП у співвідношенні (1) врахуємо частотну залежність коефіцієнта передавання ОП та встановимо часову залежність вихідної напруги АФНЧ. Результати математичного моделювання показують, що в області низьких частот (приблизно до 1...5 кГц) та якщо добротності не вищі за $\frac{1}{2}$, параметри сучасних ОП практично не впливають на характеристики фільтра.

$$W_A = \frac{\omega_{12} \tau_{2b} \cdot p^3 + p^2 a_{12} + p a_{11} + a_{10}}{1 + a_2 \cdot p^3 + p^2 a_{22} + p a_{21} + a_{20}}, \quad (2)$$

де

$$a_{12} = \frac{1}{\omega_{12} \tau_{2b}} \left[\omega_{12} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \tau_{2b} \left(1 + \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) + \omega_{12} \omega_{OP} \tau_{2b} \right];$$

$$a_{10} = \frac{\omega_z^2 \omega_{OP}}{\omega_{12} \tau_{2b}} \left[\kappa_0 + 1 + \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}} \right];$$

$$a_{11} = \frac{1}{\omega_{12} \tau_{2b}} \left[\omega_z^2 \left(1 + \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) + \omega_{12} \omega_{OP} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \omega_{OP} \tau_{2b} \left(1 + \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) \right];$$

$$a_{22} = \frac{\frac{\omega_z}{Q} + \omega_{OP} (\kappa_0 + 1) + b_2 + a_2 \omega_{OP}}{1 + a_2};$$

$$a_{21} = \frac{\omega_z^2 + \frac{\omega_z}{Q} \omega_{OP} (\kappa_0 + 1) + b_2 \omega_{OP} + c_2}{1 + a_2};$$

$$a_{20} = \frac{\omega_{OP}}{1 + a_2} [c_2 + \omega_z^2 (\kappa_0 + 1)].$$

ОП АФНЧ повинен мати якомога ширшу смугу пропускання, оскільки він охоплений диференціальним зворотним зв'язком. З аналізу часових залежностей вхідної (рис. 2) та вихідної напруг ОП (рис. 3), можна зробити висновок, що широкопasmові серійні ОП не будуть насичуватись за імпульсних вхідних напруг, а час встановлення вихідної напруги АФНЧ практично не залежатиме від параметрів використаних ОП. Отже, частота зрізу $f_{зр}$ АФНЧ, що використовується у тракті корекції АСП кодокероаних мір для сучасної елементної бази, може сягати значень одиниць кілогерц.

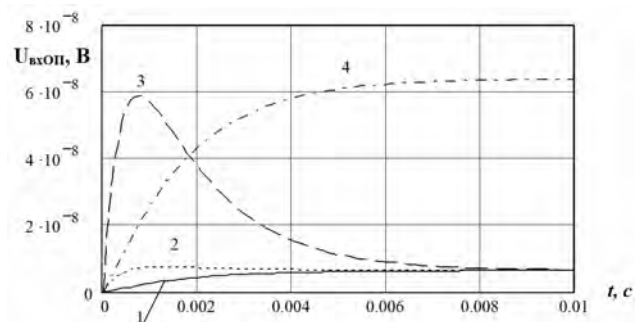


Рис. 2. Графіки перехідних процесів вхідної напруги ОП за різних значень його параметрів: 1 – $k_0=10^5$, $w_1=70$ МГц; 2 – $k_0=10^5$, $w_1=7$ МГц; 3 – $k_0=10^5$, $w_1=0,7$ МГц; 4 – $k_0=10^4$, $w_1=7$ МГц

Fig. 2. Graphs of transient input voltage of the operational amplifiers OP with different values of its parameters: 1 – $k_0=10^5$, $w_1=70$ MHz; 2 – $k_0=10^5$, $w_1=7$ MHz; 3 – $k_0=10^5$, $w_1=0,7$ MHz; 4 – $k_0=10^4$, $w_1=7$ MHz

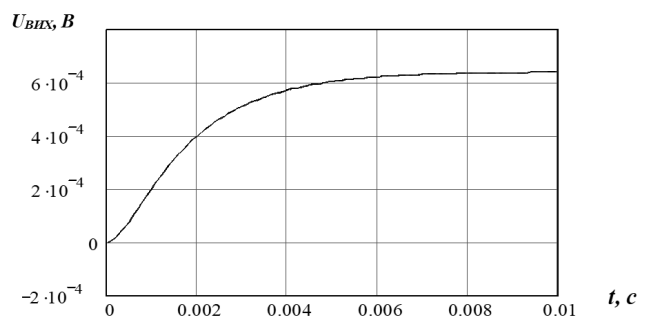


Рис. 3. Графіки перехідних процесів вихідної напруги АФНЧ за різних параметрів ОП

Fig. 3. Graphs of transient output voltage of active low pass filters at various operational amplifiers parameters

Для істотного зменшення часу встановлення АФНЧ необхідно вибирати якомога вищу частоту зрізу фільтра та використовувати каскадне сполучення ланок, спів-

відношення між параметрами елементів яких задають коефіцієнтом α за аналогією до [10], але треба враховувати взаємне шунтування ланок фільтра.

Отже, фільтри, що використовуються в тракті автоматичної корекції АСП у кодо-керованих мірах, можуть бути реалізовані в базисі як активних, так і пасивних ФНЧ [14]. В базисі АФНЧ можуть реалізуватись фільтри, придатні для мікроелектронного виконання з часом встановлення десятки мілісекунд з похибкою, не більшою за 0,01 % [12, 13, 15].

Дослідження частотних характеристик активних фільтрів. На рис. 4 подано схему двокаскадного АФНЧ, яка побудована на двох ОП DA1 і DA2. Щоб не допустити насичення операційних підсилювачів, використано схему від'ємного зворотного зв'язку на двох стабілітронах з протилежним увімкненням VD1, VD2 і VD3, VD4.

Стала часу встановлення вихідного сигналу кожного каскаду визначається виразами: $\tau_1 = (R_1 + R_2)C_1$; $\tau_2 = (R_3 + R_4)C_3$. У разі стрибків вхідних напруг спрацьовує від'ємний нелінійний зворотний зв'язок і в

результаті стала часу визначається виразами: $\tau_1 = (R_1 + R_{VD1VD2})C_1$; $\tau_2 = (R_3 + R_{VD3VD4})C_3$, де R_{VD1VD2} і R_{VD3VD4} – відповідно опір пар діодів VD1, VD2 і VD3, VD4 у режимі спрацювання зворотного зв'язку. В результаті застосування зворотного зв'язку зменшується значення часу встановлення вихідного сигналу. Вихідний опір АФНЧ визначається значеннями опорів резисторів R_1 і R_3 .

Основною метрологічною характеристикою активних фільтрів є коефіцієнт послаблення змінної складової вхідних сигналів, який в децибелах визначається за формулою:

$$K_n(f) = 20 \cdot \lg \frac{U_m(f)}{\Delta U_m(f)}, \quad (3)$$

де $U_m(f)$ – амплітуда змінної складової вхідного сигналу відповідної частоти; $\Delta U_m(f)$ – значення змінної складової вихідного сигналу.

Дослідження ефективності запропонованої схеми двокаскадного АФНЧ здійснено за допомогою комп'ютерного моделювання. Схему моделі дослідження запропонованої схеми АФНЧ наведено на рис. 5.

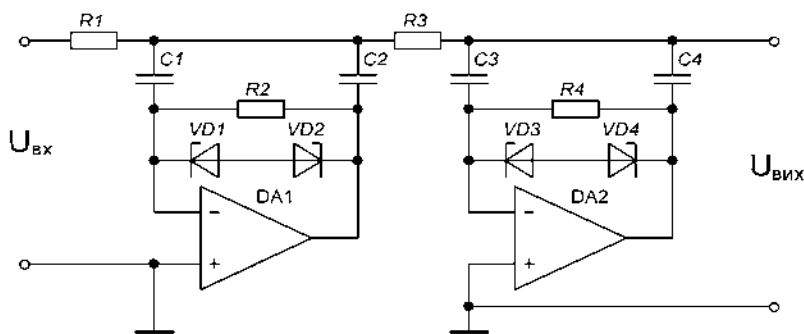


Рис. 4. Принципова електрична схема двокаскадного АФНЧ

Fig. 4. The basic circuitry of two-stage active low pass filters

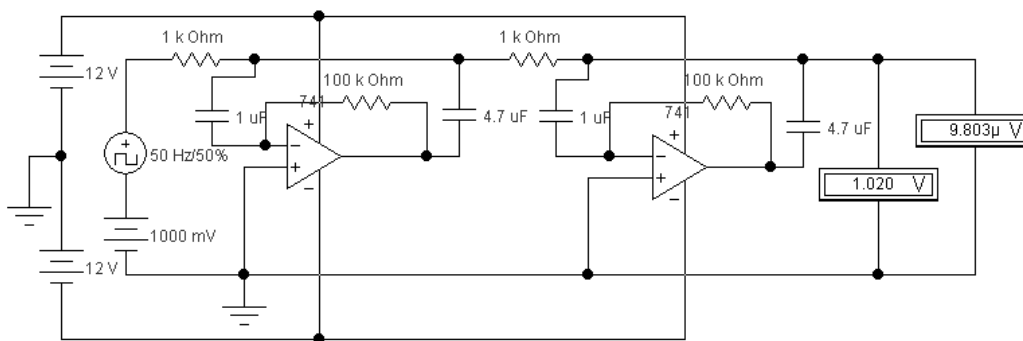


Рис. 5. Схема моделі для дослідження двокаскадного АФНЧ

Fig. 5. Scheme model to study the two-stage active low pass filters

Таблиця 1

Результати досліджень коефіцієнтів послаблення за опору прохідного резистора 250 Ом

Table 1

Testing results of weakening coefficients at the 250 ohms resistance of passage resistor

f, Гц	50	75	100	125	150	200	250	300
ΔU , мкВ	142,1	24,12	7,22	2,89	1,4	0,45	0,36	0,19
K_n , дБ	42,97	58,97	68,85	76,8	83,1	92,76	94,9	96,28

Таблиця 2

Результати досліджень коефіцієнтів послаблення за опору прохідного резистора 1000 Ом

Table 2

Testing results of weakening coefficients at the 1000 ohms resistance of passage resistor

f, Гц	50	75	100	125	150	200	250	300
ΔU , мкВ	7,33	1,39	0,5	0,3	0,26	0,24	0,2	0,17
K_n , дБ	68,7	83,16	92	95	97,7	99,01	100	101

Таблиця 3

Результати досліджень коефіцієнтів послаблення за опору прохідного резистора 5000 Ом

Table 3

Testing results of weakening coefficients at the 5000 ohms resistance of passage resistor

f, Гц	50	75	100	125	150	200	250	300
ΔU , мкВ	0,269	0,220	0,138	0,102	0	0	0	0
K_n , дБ	97,93	102,51	105,98	108	110	110	110	110

Живлення операційних підсилювачів здійснюється двома джерелами напруги постійного струму +12 В і -12 В. Для формування вхідних сигналів використано послідовно з'єднані джерела зразкової напруги постійного струму і змінних сигналів прямокутної форми. Джерело змінних сигналів формує змінну складову вхідних сигналів, що виникають у вимірювальних колах у разі застосування комутаційно-інвертувальних методів коригування адитивних похибок. Для контролю постійної та змінної складових вихідної напруги використано вольтметри постійного і змінного струмів. Дослідження виконано для різних значень опору прохідних резисторів. Результати досліджень наведено в табл. 1–3.

На рис. 6 подано графічну залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти за різних значень прохідного опору. Аналіз показує, що зі значення опору цих резисторів істотно зростає зі збільшенням значень прохідних резисторів R_1 і R_2 . З іншого боку, зростання значення цих опорів значно збільшує вихідний опір АФНЧ, що може спричиняти суттєве зростання методичної похибки вимірювання під

час використання КНПС. Тому практичним виходом із цієї ситуації є збільшення кількості каскадів послідовно сполучених АФНЧ. Тоді треба очікувати зростання еквівалентного значення коефіцієнта послаблення сигналу частоти комутаційного інверту-

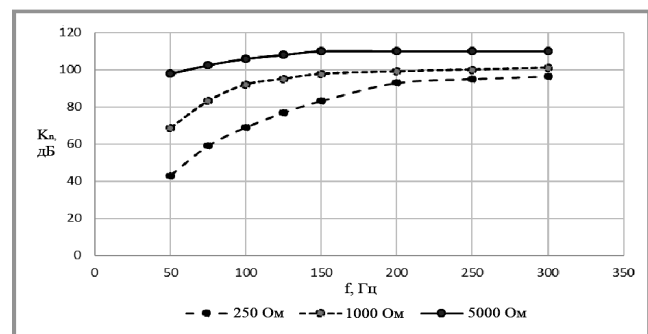


Рис. 6. Графічна залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти за різних значень прохідного опору

Fig. 6. Graphic dependence of the variable component weakening coefficient on the frequency at different values of the passage resistance

вання в околі декількох кілогерців та забезпечення порівняно невеликого значення вихідного опору фільтра АФНЧ.

Висновки. Проаналізовано частотні властивості калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки методом подвійного комутаційного інвертування та усередненням вихідного сигналу активним фільтром низьких частот. Проаналізовано схему двокаскадного активного фільтра з нелінійними зворотними зв'язками для запобігання можливості насичення ОП та збільшення часу встановлення його вихідного сигналу. Проведено дослідження двох послідовно сполучених активних фільтрів методом комп'ютерного моделювання. Наведено графічні залежності коефіцієнта послаблення змінної складової вихідних сигналів фільтра від частоти для різних значень прохідних опорів фільтра. Значення мінімального коефіцієнта послаблення на частоті 50 Гц і значення прохідного резистора 250 Ом не менше за 40 Дб.

Проведений теоретичний аналіз підтверджує ефективність застосування активних фільтрів низьких частот у калібраторах напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки методом комутаційного інвертування.

1. Mykychuk M., Yatsuk Yu., Ivakhiv O., Matviiv R. *Voltage and Resistance Calibrators for Verification of Industrial Instrument Applications // Proceedings of Metrology Commission of Katowice branch 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. Орнатский П. П. *Теоретические основы информационно-измерительной техники. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Вища школа, 1983. – 455 с.* 3. Yatsuk V. O., Mykychuk M. *Remote Errors Correction of Multi-Channel Cyber-Physical Measuring Systems // Advances of Cyber-Physical Systems (Досягнення у кібер-фізичних системах). –*

Lviv Polytechnic Publishing House, 2016. – No. 1. – P. 16–21. 4. *Smart Sensor Systems / edited by G. Mejer // John Wiley & Sons, Ltd, 2008.* 5. *Fluke Multifunction Calibration Tools, Fluke Inc., 2015. – <http://en-us.fluke.com/products/multifunction-calibrators/>.* 6. *Data Acquisition Handbook, A Reference for DAQ and Analog & Digital Signal Conditioning, 3-rd Ed. // Measurement Computing Corporation, 2012.* 7. Bakker A., Thiele K., Huijsing J. H. *A CMOS nested-chopper instrumentation amplifier with 100-nV offset // IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35, 2000, pp. 1877–1883.* 8. Матвійв Р. *Удосконалення структурних методів коригування адитивних похибок калібраторів напруги постійного струму // Вимірювальна техніка та метрологія. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016. – № 77. – С. 22–28.* 9. Яцук В. О., Матвійв Р. О., *Моделювання процесу автоматичного коригування похибок калібраторів напруги постійного струму // Вісник Нац. ун-ту “Львівської політехніки” “Комп’ютерні системи та мережі”. – Львів, 2016. – № 857. – С. 119–125.* 10. *Методи підвищення точності вимірювань: підручник / В. О. Яцук, П. С. Малахівський // Львів: Бескид-біт, 2008. – 368 с.* 11. *Патент України 6362. Магазин опору – калібратор напруги / Є. І. Шморгул, Р. М. Огірко, Я. В. Пацарнюк // МПК: G01R 27/00, Опубліковано: 29.12.1994.* 12. Das T. K., Chakrabarti S. *Design of a Tunable Active Low Pass Filter by CMOS OTA and a Comparative Study with NMOS OTA with Different Current Mirror Loads // International Journal of Electronics and Electrical Engineering. – 2015. – Vol. 3. – No. 5. – pp. 377–384.* 13. Fujihiko Matsumoto, Syuzo Nishioka, Takeshi Ohbuchi, Tatsuya Fujii, *Design of a symmetry-type floating impedance scaling circuits for a fully differential filter // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2015. – Vol. 85, Issue 2. – pp. 253–261.* 14. Chen W.-K. *Passive and active filters // John Wiley, 1986.* 15. Villegas E. R., Casson A. J. and Corbishley P. *A subhertz nanopower low-pass filter // IEEE Transactions on Circuits and Systems II. – 2011. – Vol. 58. – No. 6. – pp. 351–355.*