

## АНАЛІЗ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРИГУВАННЯ АДИТИВНИХ ЗМІЩЕНЬ У КАЛІБРАТОРАХ НАПРУГИ ПОСТІЙНОЇ СТРУМУ

### ANALYSIS OF FREQUENCY CHARACTERISTICS OF ADDITIVE BIAS IN DC VOLTAGE CALIBRATORS

*Матвійів Р.О., аспірант*

*Яцук В.О., д.т.н. проф.*

*Микийчук М.М., д.т.н. проф.*

*Яцук Ю.В., к.т.н., доц.*

*Національний університет «Львівська політехніка», Україна; e-mail:*

*yatsuk.vasyl@gmail.com*

*Roman Matviyiv, PhD Student*

*V.Yatsuk, Dr.Sc., Prof.*

*M.Mykyychuk, Dr.Sc., Prof.*

*Yu.Yatsuk, PhD, As.-Prof.*

*Lviv Polytechnic National University, Ukraine;*

*e-mail: [yatsuk.vasyl@gmail.com](mailto:yatsuk.vasyl@gmail.com)*

#### Анотація

Проведено 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 отримані аналітичні і графічні залежності перехідних процесів вихідної напруги активних фільтрів низької частоти при різних значеннях параметрів підсилювачів. Проведено дослідження двокаскадного активного фільтра низьких частот за допомогою комп'ютерного моделювання та отримано залежності значень коефіцієнта послаблення змінної складової вихідної напруги активного фільтра низьких частот від частоти модуляції при різних значеннях опорів прохідних резисторів.

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

#### Abstract

In order to ensure the metrological reliability of measuring instruments, operative control of their metrological parameters in operating conditions and in real time is necessary. For this purpose, it is expedient to apply the portable, multi-bit code-controlled measures of electrical quantities, in particular DC voltage calibrators. Recently the method of inverting switching is used to correct the additive component of the measuring instrument errors. As a result, the output signal of such calibrator, additionally to the permanent component is inherent in an alternative component of the frequency modulation.

DC voltage calibrator with automatic additive errors adjustment by the measuring current inversion actually converts the alternating voltage. It causes specific errors due to the frequency dependence of the transmission coefficients and the weakening of the operating amplifier 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 becomes necessary to select correctly the active filters cutoff frequency. At high transmission ratios and at low frequencies, the transmission filter performance depends on the operating amplifier parameters.

So, we consider the frequency dependence of the operating amplifier transmission coefficient establishing in the time output voltage active filters cutoff frequency. The results of mathematical modeling with the help of the Mathcad 2000 envisage that at the low-frequency band (1- 5 kHz) the impact factors practically do not affect the filter characteristics. Therefore, the operating amplifier frequency bandwidth would be as wide as it could be covered by a differentiating feedback. Two-stage active filters cutoff frequency is analyzed, aiming the elimination of the operating amplifier saturation.

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 based on commutation inverting is provided. It ensures 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 minimal output resistance.

**Keywords:** DC Voltage Calibrator, Inverting Switching, Active Ffilter, Noise Weakening, Error Additive Component

**Вступ.** Відомо, що для забезпечення метрологічної надійності промислових засобів вимірювання необхідне оперативне контролювання їх метрологічних параметрів в робочих умовах експлуатації та в реальному масштабі часу [1, 2]. З цією метою доцільно використовувати переносні багато розрядні кодо-керовані 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.

В цій роботі буде проведено аналіз частотних властивостей КНПС з метою вибору типу, параметрів і режимів роботи фільтру та окремих елементів схеми.

**Аналіз останніх досліджень.** В автоматичному режимі коригування значення похибок досліджуваної структури калібратора зростають із 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 змінної напруг. При цьому в них можуть виникати специфічні складові похибок через частотну залежність коефіцієнтів передачі та послаблення синфазної складової операційних підсилювачів і коефіцієнта передачі калібраторів напруги. З метою мінімізації часу встановлення відтворюваних значень напруги при миттєвих змінах коду керування кодо-керованого подільника слід правильно вибирати значення частоти зрізу активних фільтрів [10]. Для зменшення змінної складової напруги на виході калібратора напруги виникає необхідність в застосуванні пасивних чи активних фільтрів [12-15].

Для автоматичного коригування похибок застосовується метод подвійної інверсії [7]. З метою необхідного послаблення змінної складової вихідної напруги в калібраторах напруги постійного струму використовують багатоланкові RC-фільтри [12, 14]. Недоліком таких фільтрів є значний час встановлення вихідних сигналів і велике значення вихідного опору, що обмежує область їх застосування. В [8] для покращення послаблення комутаційних завад запропоновано використовувати елементи аналогової пам'яті на вході пасивних фільтрів. В [1, 10] для послаблення змінної складової вимірювальних сигналів проведено дослідження активних фільтрів на основі операційних підсилювачів, які мають ряд переваг.

Тому з метою застосування активних фільтрів в калібраторах напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних похибок необхідно провести їх дослідження і визначити оптимальні значення елементів електричної схеми.

**Мета роботи.** Аналіз частотних властивостей калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки методом подвійного комутаційного інвертування та усередненням вихідного сигналу активним фільтром низьких частот.

**Дослідження параметрів активних фільтрів низьких частот.** Оскільки активні фільтри низьких частот (АФНЧ) дають можливість суттєвого збільшення коефіцієнта послаблення змінної складової після здійснення подвійної інверсії опорної напруги та розташовані на виході калібратора, то вони повинні лише усереднювати його вихідний сигнал без внесення додаткових АСП у тракт перетворення. Тому й використовується структура АФНЧ без зміщення, основними елементами якої є операційний підсилювач (ОП) з прохідним резистором та двома

конденсаторами, сполученими із інвертувальним входом та виходом ОП [9]. Аналіз динамічних властивостей КНПС показав, що за умови використання сучасних широкосмугових ОП частота інвертування вхідного сигналу в них може сягати одиниць кілогерц [1]. Аналіз також показує, що при великих коефіцієнтах передачі розімкненого ОП та на низьких частотах передавальна характеристика калібратора мало залежить від параметрів ОП [1, 3]. Однак частотні параметри ОП можуть призводити до погіршення динамічних та частотних властивостей КНПС з автокалібруванням та усередненням вихідного сигналу АФНЧ. Еквівалентна схема АФНЧ із врахуванням параметрів ОП наведена на рис. 1. Функція передачі еквівалентної схеми АФНЧ із врахуванням основних параметрів ОП описується системою рівнянь, складених за законами Кірхгофа.

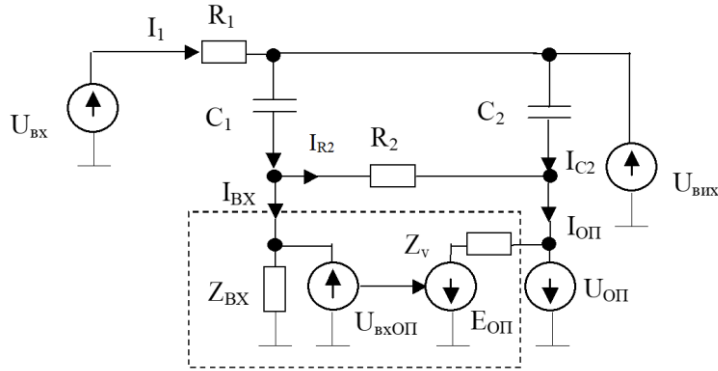


Рисунок 1 – Еквівалентна схема активного ФНЧ із врахуванням параметрів ОП  
Figure 1 – Equivalent circuit of LPF taking into account operational amplifiers parameters

Із цієї системи рівнянь визначається коефіцієнт передачі  $W_A$  АФНЧ як:

$$W_A = \frac{U_{\text{вух}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\omega_z^2 \left[ 1 + \frac{1}{\kappa + 1} (p^2 a_1 + p b_1 + c_1) \right]}{p^2 + p \frac{\omega_z}{Q} + \omega_z^2 + \frac{1}{\kappa + 1} (p^2 a_2 + p b_2 + c_2)}, \quad (1)$$

де  $\omega_z = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$ ;  $Q$  – частота зрізу та добротність ідеального АФНЧ (без урахування параметрів ОП);  $R_1, R_2, C_1, C_2$  – резистори та конденсатори фільтра;  $Z_{\text{вх}}, Z_V, \kappa$  – вхідний та вихідний опори і коефіцієнт підсилення ОП;

$$a_1 = \tau_{21} \tau_{2b}; \quad \tau_{21} = R_2 C_1; \quad \tau_{2b} = Z_V C_2; \quad b_1 = \tau_{21} \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \tau_{2b} \left( 1 + \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} \right); \quad c_1 = \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \cdot \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}};$$

$$a_2 = \tau_{2b} \left[ \omega_{12} + \omega_2 \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} \right]; \quad \omega_{12} = \frac{1}{R_1 C_1}; \quad \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}; \quad \omega_{21} = \frac{1}{R_2 C_1};$$

$$b_2 = (\omega_2 + \omega_{21}) \cdot \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} + \omega_{12} \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \left( 1 + \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} \right) \tau_{2b}; \quad \kappa = \frac{\kappa_0}{1 + p \tau_{\text{ОП}}} = \frac{\kappa_0 \omega_{\text{ОП}}}{\omega_{\text{ОП}} + p}; \quad \omega_{\text{ОП}} = \frac{1}{\tau_{\text{ОП}}}; \quad \tau_{\text{ОП}} = \frac{1}{\omega_{\text{ОП}} \kappa_0};$$

$$c_2 = \omega_z^2 \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}}; \quad \kappa_0 - \text{коефіцієнт передачі розімкненого ОП на постійному струмі}; \quad \tau_{\text{ОП}}, \omega_{\text{ОП}} - \text{стала часу та}$$

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 передачі ОП та встановимо часову залежність вихідної напруги АФНЧ. Результати математичного моделювання показують, що в області низьких частот (приблизно до 1...5 кГц) та при добротностях не вищих 1/2 параметри сучасних ОП практично не впливають на характеристики фільтра.

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

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

$$a_{11} = \frac{1}{\omega_{12}\tau_{2b}} \left[ \omega_z^2 \left( 1 + \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{gx}} \right) + \omega_{12} \omega_{OP} \left( 1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \omega_{OP} \tau_{2b} \left( 1 + \frac{R_2}{Z_{gx}} \right) \right]; \quad a_{22} = \frac{\frac{\omega_z}{Q} + \omega_{OP}(\kappa_0 + 1) + b_2 + a_2 \omega_{OP}}{1 + a_2};$$

$$a_{21} = \frac{\omega_z^2 + \frac{\omega_z}{Q} \omega_{OP}(\kappa_0 + 1) + b_2 \omega_{OP} + c_2}{1 + a_2}; \quad a_{20} = \frac{\omega_{OP}}{1 + a_2} \left[ c_2 + \omega_z^2(\kappa_0 + 1) \right].$$

При цьому ОП АФНЧ повинен мати якомога ширшу смугу пропускання, оскільки він охоплений диференціювальним зворотним зв'язком. З аналізу часових залежностей вхідної (рисунок 2) та вихідної напруг ОП (рисунок 3), можна зробити висновок, що широкосмугові серійні ОП не будуть насичуватись при імпульсних вхідних напругах, а час встановлення вихідної напруги АФНЧ практично не залежатиме від параметрів використаних ОП. Отже, частота зрізу  $f_{zp}$  АФНЧ, що використовується в тракці корекції АСП кодо-керованих мір для сучасної елементної бази, може сягати значень одиниць кілогерц.

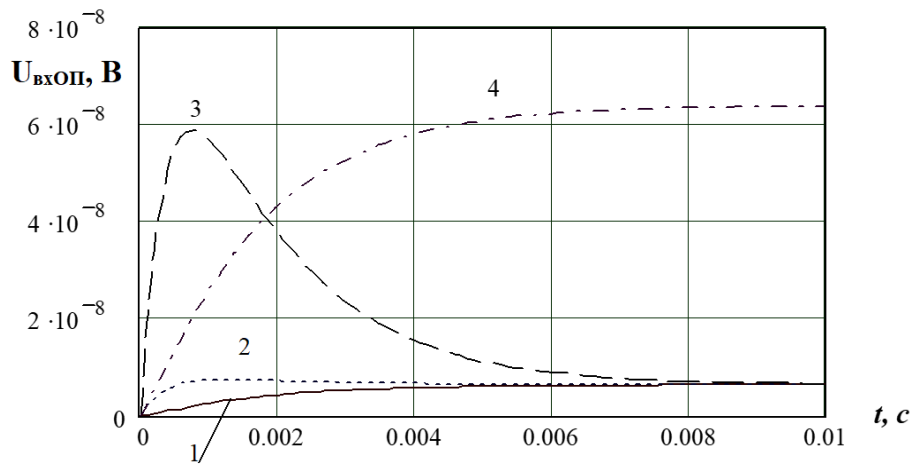


Рисунок 2 – Графіки перехідних процесів вхідної напруги ОП при різних значеннях його параметрів

1 –  $k_0=10^5$ ,  $\omega_l=70$  МГц; 2 –  $k_0=10^5$ ,  $\omega_l=7$  МГц; 3 –  $k_0=10^5$ ,  $\omega_l=0,7$  МГц; 4 –  $k_0=10^4$ ,  $\omega_l=7$  МГц

Figure 2 – Graphs of transient input voltage of the operational amplifiers OP with different values of its parameters

1 –  $k_0=10^5$ ,  $\omega_l=70$  MHz; 2 –  $k_0=10^5$ ,  $\omega_l=7$  MHz; 3 –  $k_0=10^5$ ,  $\omega_l=0,7$  MHz; 4 –  $k_0=10^4$ ,  $\omega_l=7$  MHz

Для суттєвого зменшення часу встановлення АФНЧ слід вибирати якомога вищу частоту зрізу фільтра та використовувати каскадне сполучення ланок, співвідношення між параметрами елементів яких задаються коефіцієнтом  $\alpha$  за аналогією до [10]. При цьому слід враховувати взаємне шунтування ланок фільтра.

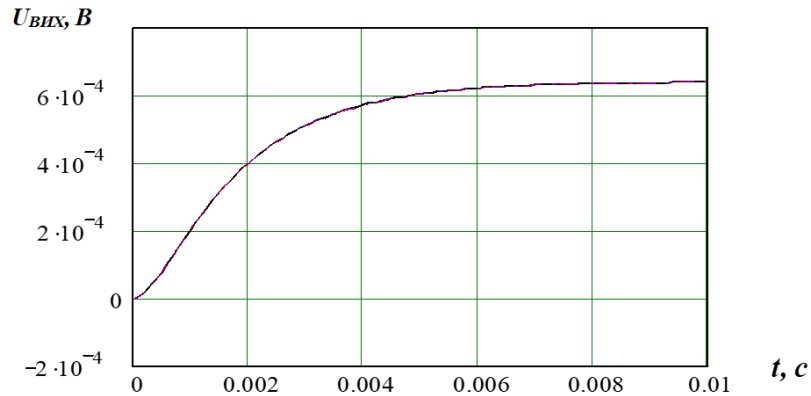


Рисунок 3 – Графіки перехідних процесів вихідної напруги АФНЧ при різних параметрах ОП  
Figure 3 – Graphs of transient output voltage of active low pass filters at various operational amplifiers parameters

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

**Дослідження частотних характеристик активних фільтрів.** На рисунку 4 подана схема двокаскадного АФНЧ, яка побудована на двох ОП DA1 і DA2. Для усунення насичення операційних підсилювачів використана схема від'ємного зворотного зв'язку на двох стабілітронах з протилежним включенням VD1, VD2 і VD3, VD4.

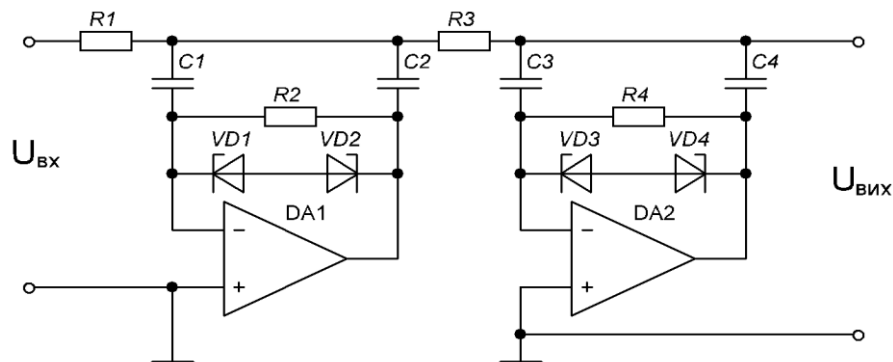


Рисунок 4 – Принципова електрична схема двокаскадного АФНЧ  
Figure 4 – The basic circuitry of two-stage active low pass filters

Постійна часу встановлення вихідного сигналу кожного каскаду визначається виразами:  $\tau_1 = (R_1 + R_2)C_1$ ;  $\tau_2 = (R_3 + R_4)C_3$ . При скачках входних напруг спрацьовує від'ємний нелінійний зворотній зв'язок і в результаті постійна 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 в 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:

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

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 проведено за допомогою комп'ютерного моделювання. Схема моделі дослідження запропонованої схеми АФНЧ наведена на рисунку 5.

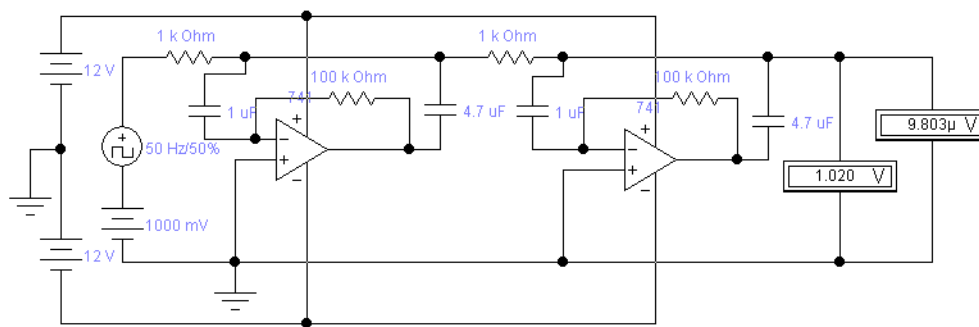


Рисунок 5 – Схема моделі для дослідження двокаскадного АФНЧ  
Figure 5 – Scheme model to study the two-stage active low pass filters

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. При цьому джерело змінних сигналів формують змінну складову вхідних сигналів, що виникають у вимірювальних колах при комутаційно-інвертувальних методах коригування адитивних похибок. Для контролю постійної і змінної складових вихідної напруги використано вольтметри постійного і змінного струмів. Дослідження проводилось для різних значень опору прохідних резисторів. Результати досліджень наведені в таблицях 1 - 3.

Таблиця 1. Результати досліджень коефіцієнтів послаблення при опорі 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
$\Delta U$ , 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 при опорі 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
$\Delta U$ , 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 при опорі 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
$\Delta U$ , 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

На рисунку 6 подана графічна залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти при різних значеннях прохідного опору. Аналіз показує, що із зростанням значення опору цих резисторів суттєво зростає із збільшенням значень прохідних резисторів  $R_1$  і  $R_2$ . З іншого боку збільшення значення опорів цих значно збільшує вихідний опір АФНЧ, що може спричинити суттєве зростання методичної похибки вимірювання під час використання КНПС. Тому, практичним виходом із цієї ситуації є збільшення кількості каскадів послідовно сполучених АФНЧ. При цьому слід очікувати зростання еквівалентного значення коефіцієнта послаблення сигналу частоти комутаційного інвертування в околі декількох кілогерц та забезпечення відносно невеликого значення вихідного опору фільтра АФНЧ.

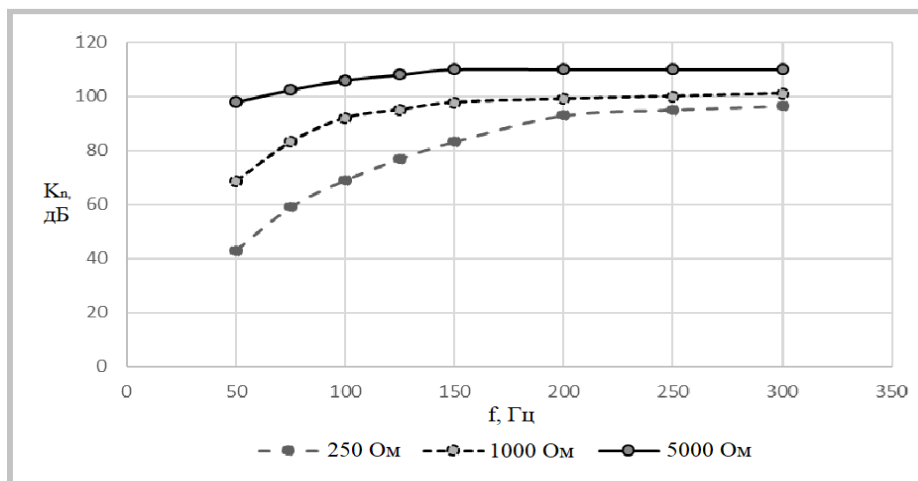


Рисунок 6 – Графічна залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти при різних значеннях прохідного опору

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

**Висновки.** Проведено аналіз частотних властивостей калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки методом подвійного комутаційного інвертування та усередненням вихідного сигналу активним фільтром низьких частот. Проаналізована схема 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. Наведені графічні залежності коефіцієнта послаблення змінної складової вихідних сигналів фільтра від частоти для різних значень прохідних опорів фільтра. При цьому значення мінімального коефіцієнта послаблення на частоті 50 Гц і значенні прохідного резистора 250 Ом не менше 40 Дб.

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

### Література

1. M. Mykyjchuk, Yu. Yatsuk, O. Ivakhiv, R. Matviiv. 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. – Киев: Вища школа, 1983. – 455 с.
3. V.O. Yatsuk, M.M. Mykyjchuk, Remote Errors Correction of Multi-Channel Cyber-Physical Measuring Systems. - «Advances of Cyber-Physical Systems» («Досягнення у кібер-фізичних системах»), No. 1, Lviv Polytechnic Publishing House, 2016. – 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. Матвій Роман, Удосконалення структурних методів коригування адитивних похибок калібраторів напруги постійного струму // Вимірювальна техніка та метрологія №77, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016. – С. 22-28.
9. Яцук В.О., Матвій Р.О., Моделювання процесу автоматичного коригування похибок калібраторів напруги постійного струму // Комп'ютерні системи та мережі №857, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016. – С. 119-125.
10. Методи підвищення точності вимірювань: підручник / В.О. Яцук, П.С. Малахівський // Львів: Вид-во «Бескид-біт», 2008. – 368 с.
11. Патент України 6362. Магазин опору – калібратор напруги / Є.І. Шморгун, Р.М. Огірко, Я.В. Пацарнюк // МПК: G01R 27/00, Опубліковано: 29.12.1994.

12. T. K. Das, S. Chakrabarti, 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* Vol. 3, No. 5, October 2015, 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*, November 2015, Volume 85, Issue 2, pp 253-261.
14. W.-K. Chen, "Passive and active filters," John Wiley, 1986.
15. E. R. Villegas, A. J. Casson, and P. Corbishley, "A subhertz nanopower low-pass filter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 58, no. 6, pp. 351-355, Jun. 2011.

## References

- [1] M. Mykyychuk, Yu. Yatsuk, O. Ivakhiv, R. Matviiv, "Voltage and Resistance Calibrators for Verification of Industrial Instrument Applications", in *Proc. Metrol. Com. of Katowice branch of Pol. Acad. Sciences. Series: Conf. no. 21, 12th Conference "Problems and Progress in Metrology"*, Szczyrk, Poland, 2016, p. 114-117.
- [2] P. Ornatskyi, *Teoretycheskye osnovy ynformatsyonno-ymerytelnoi tekhnky*. Kyiv, Ukraine: Vyshcha shkola, 1983.
- [3] V. Yatsuk, M. Mykyjchuk, "Remote Errors Correction of Multi-Channel Cyber-Physical Measuring Systems", *Advances of Cyber-Physical Systems*, no.1, p.16-21, 2016.
- [4] *Smart Sensor Systems*, ed. G. Mejer, John Wiley & Sons, 2008.
- [5] Fluke Multifunction Calibration Tools, Fluke Inc., 2015. [Online]. Available: <http://en-us.fluke.com/products/multifunction-calibrators/>.
- [6] *Data Acquisition Handbook, A Reference for DAQ and Analog & Digital Signal Conditioning*, Measurement Computing Corporation, USA, 2012.
- [7] A. Bakker, K. Thiele, J. Huijsing, "A CMOS nested-chopper instrumentation amplifier with 100-nV offset", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, no.35, p.1877-1883, 2000.
- [8] R. Matviiv, "Udoskonalennia strukturnykh metodiv koryhuvannia adytyvnykh pokhybok kalibratoriv napruhy postiinoho strumu", *Measuring Equipment and Metrology*, no.77, p.22-28, 2016.
- [9] V. Yatsuk, R. Matviiv, "Modeliuvannia protsesu avtomatychnoho koryhuvannia pokhybok kalibratoriv napruhy postiinoho strumu", *Comp. Syst. & Networks*, no.857, p.119-125, 2016.
- [10] V. Yatsuk, P. Malachivskyy, *Methods of improving the measurement accuracy*: Lviv, Ukraina: Beskyd-Bit, 2008.
- [11] Ye. Shmorhun, R. Ohirko, Ya. Patsarniuk, "Mahazyn oporu – kalibrator napruh", MPK: G01R 27/00, Pat. 6362 UA, 1994.
- [12] T. Das, S. Chakrabarti, "Design of a Tunable Active Low Pass Filter by CMOS OTA and a Comparative Study with NMOS OTA with Different Current Mirror Loads", *Int. Journf Electronics & El. Eng.*, vol.3, no.5, p.377-384, 2015.
- [13] F. Matsumoto, S. Nishioka, T. Ohbuchi, T. Fujii, "Design of a symmetry-type floating impedance scaling circuits for a fully differential filter", *Analog Integrated Circuits and Signal Proc.*, vol.85, iss.2, p.253-261, 2015.
- [14] W.-K. Chen, *Passive and active filters*, John Wiley, 1986.
- [15] E. Villegas, A. Casson, P. Corbishley, "A subhertz nanopower low-pass filter", *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, vol.58, no.6, p.351-355, 2011.