

ДВОКАСКАДНИЙ ЦИФРОАНАЛОГОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ДЛЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

© Кочан Р., 2003

Інститут комп'ютерних інформаційних технологій Тернопільської академії народного господарства,
кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем, Тернопіль, Україна

Розглянуто можливість використання двокаскадного цифроаналогового перетворювача для імітації сигналів давачів під час автоматизованих метрологічних досліджень інтелектуальних прецизійних інформаційно-вимірювальних та керуючих систем. Оцінено похибки метрологічних досліджень за допомогою розробленого цифроаналогового перетворювача підсистем корекції таких систем, наведено принципову схему вихідного підсилювача, яка забезпечує формування вихідної напруги обох полярностей при одному джерелі опорної напруги.

Рассмотрено возможность использования двухкаскадного цифроаналогового преобразователя для имитации сигналов датчиков во время автоматизированных метрологических исследований интеллектуальных прецизионных информационно-измерительных и управляющих систем. Оценена погрешность метрологических исследований с помощью разработанного цифроаналогового преобразователя подсистем коррекции таких систем, приведено принципиальную схему выходного усилителя, обеспечивающего формирование выходного напряжения обеих полярностей при одном источнике опорного напряжения.

The possibility of the dual digital-to-analog converter usage for simulation of the sensor's signal during the automated metrology investigation of intelligent precision measurement and control systems is considered in this paper. The error of metrology investigation of the correction subsystems of such systems using the developed digital-to-analog converter is also evaluated. There is presented the circuit of an output amplifier which provide creation of an output voltage of both polarities using one reference supply source.

Сьогодні похибка більшості давачів фізичних величин значно перевищує похибку інформаційно-вимірювальних систем, призначених для вимірювання їх вихідних сигналів. Наприклад, допустимі похибки основних давачів температури, згідно із стандартами [1, 2], становлять 0,3...1 %. Водночас допустимі похибки вимірювання їх сигналів сучасними засобами, які використовують для розроблення як централізованих, так і розподілених інформаційно-вимірювальних систем [3, 4], як правило, не перевищують 0,05...0,15 %. У такому разі задача автоматизації метрологічних досліджень каналу вимірювання сигналів давачів розв'язується достатньо легко. Базовим елементом такої автоматизованої системи метрологічних досліджень є цифроаналоговий перетворювач (ЦАП), який імітує сигнал давача. Допустима похибка цього ЦАП δ_{DAC} не повинна перевищувати 20...30 % від допустимої похибки каналу вимірювання сигналів давачів, тобто $\delta_{DAC} \leq 0,01...0,03\%$. Ці вимоги можуть бути реалізовані за допомогою 12...14-розрядних ЦАП, які випускають серійно.

Однак під час автоматизації метрологічних досліджень каналів вимірювання сигналів давачів інте-

лектуальних вимірювальних та керуючих систем часто виникають проблеми. Такі системи повинні передбачати коригування похибок компонентів вимірювального каналу для забезпечення заданої високої точності вимірювання не тільки сигналів давачів, а і власне фізичних величин [5]. Для цього у складі згаданих систем передбачають підсистеми коригування як початкового розкиду характеристик перетворення давачів, так і їх дрейфу, дії впливних величин, завад тощо [6]. Отже, однією з важливих і трудомістких задач при випуску та атестації інтелектуальних вимірювальних і керуючих систем є метрологічні дослідження підсистем коригування [7]. Для визначення ефективності цих підсистем необхідно імітувати похибки сигналів давачів з урахуванням завдань таких метрологічних досліджень, що накладає специфічні вимоги на засоби відтворення сигналів давачів. Наприклад, під час метрологічних досліджень підсистеми коригування часового дрейфу термoeлектричних перетворювачів, для оцінки параметрів цієї підсистеми і порівняння її ефективності з аналогічними, необхідно імітувати сам дрейф з допустимою похибкою δ_{DI} не гірше ніж 0,5...1%. У такому разі допустима похибка імітації є величиною

другого порядку малості (похибка від похибки) щодо повного сигналу сенсора. Однак збільшувати допустиме значення цієї похибки ми не можемо, бо власне вона впливає на результати дослідження підсистеми корекції. Максимальне значення дрейфу δ_{DR} значно залежить від конкретних умов експлуатації давача, однак виконані дослідження широківживаних термоелектричних перетворювачів [8], а також аналіз даних [9, 10] дає змогу оцінити це значення на рівні 0,05...0,5% від вихідного сигналу. Тому допустима похибка ЦАП δ_{DACINT} для метрологічних досліджень інтелектуальних вимірювальних та керуючих систем буде становити:

$$\delta_{DACINT} = \delta_{DR} \times \delta_{DI} = 0,00025 \dots 0,005\% . \quad (1)$$

Такий рівень похибки відповідає 19...15-розрядному ЦАП. Такі ЦАП випускають деякі фірми, однак їх ціна та інші технічні характеристики не дають змоги легко включати їх до складу інтелектуальних вимірювальних систем і виконувати метрологічні дослідження інтелектуальних вимірювальних та керуючих систем на місці експлуатації, як це визнано доцільним в [11].

Основною метою розробки запропонованого ЦАП є створення спеціалізованого ЦАП для метрологічних досліджень підсистем коригування похибок інформаційно-вимірювальних та керуючих систем, зокрема інтелектуальних і прецизійних, котрий має низьку ціну і базується на елементах, допустимі похибки яких істотно вищі від визначених за (1). Завдання можна вирішити, детально проаналізувавши запропоновану в [12] методику метрологічних досліджень каналу вимірювання сигналів давачів інтелектуальних вимірювальних систем, який показав, що сформульовані раніше вимоги до точності ЦАП не враховують особливостей процесу дослідження і тестування власне підсистеми коригування. При такому дослідженні повинна імітуватися зміна сигналу давача під дією впливних величин, а сам основний сигнал сенсора повинен залишатися незмінним. Отже, основна ідея розробки – формування основного сигналу сенсора та його змін під дією впливних величин під час метрологічних досліджень підсистем коригування похибок за допомогою різних ЦАП. В такому разі вимоги до точності до ЦАП формування основного сигналу давача будуть аналогічними до вимог для звичайних, неінтелектуальних систем, тобто $\delta_{DAC} \leq 0,01 \dots 0,03\%$. Вимоги згідно з (1) ставляться тільки до короткочасної нестабільності цього ЦАП – його вихідний сигнал не повинен змінюватися більше ніж на

δ_{DACINT} , за час метрологічних досліджень. За умови автоматизації метрологічних досліджень і їх виконання в пришивдшеному масштабі часу (як пропонується в [12]), 12...14-розрядний ЦАП може забезпечити необхідну стабільність. Що стосується точності другого ЦАП (який імітує дію впливних величин), то його похибка щодо основного сигналу давача є величиною другого порядку малості. Тому основною вимогою до цього ЦАП є забезпечення достатньої амплітуди вихідної напруги, яка дасть змогу виконати імітацію зміни сигналу давача під дією всіх впливних величин, без необхідності зміни вихідного сигналу основного ЦАП.

Структурно-принципова схема розробленого двокаскадного ЦАП для метрологічних досліджень подана на рис. 1. До її складу входять два цифроаналогові перетворювачі DAC1 і DAC2, два операційні підсилювачі ОА1 і ОА2, а також резистори R1...R11. Для роботи схеми необхідні також джерела опорної напруги U_0 . Ця схема дещо нагадує схему паралельного підключення двох ЦАП, запропоновану в [13], але впроваджені зміни дають змогу забезпечити такі переваги.

Обидва ЦАП живляться однією і тією самою напругою.

Обидва ЦАП мають одне і те саме джерело опорної напруги.

Забезпечено формування двополярної вихідної напруги при однополярному живленні використаних мікросхем ЦАП.

Для формування двополярної вихідної напруги використано те саме єдине джерело опорної напруги, що і для самих ЦАП.

Відзначені переваги визначаються відповідним ввімкненням резисторів. Резистори R3 і R4 створюють подільник опорної напруги з коефіцієнтом поділу 2. Резистори R1 і R5 перетворюють вихідні напруги U_{DAC1} і U_{DAC2} ЦАП DAC1 і DAC2 в струм. Резистори R7 і R9 – масштабуючі, вони задають максимальний діапазон напруги на виході DAC1 і DAC2. Резистори R10 і R11 забезпечують симетрію впливу DAC2 на вихідну напругу DAC1. Резистор R8 забезпечує співвідношення між змінами вихідної напруги на виході OUT1 під дією зміни кодів на входах DAC1 і DAC2. Резистори R2 і R6 формують додаткові струми зміщення входів DAC1 і DAC2. Вони потрібні для того, щоби при рівності напруг на виходах DAC1 і DAC2 напрузі на R4 (це означає, що струми через R1 і R5 дорівнюють нулеві) напруга на виходах DAC1 і DAC2 дорівнювала нулю.

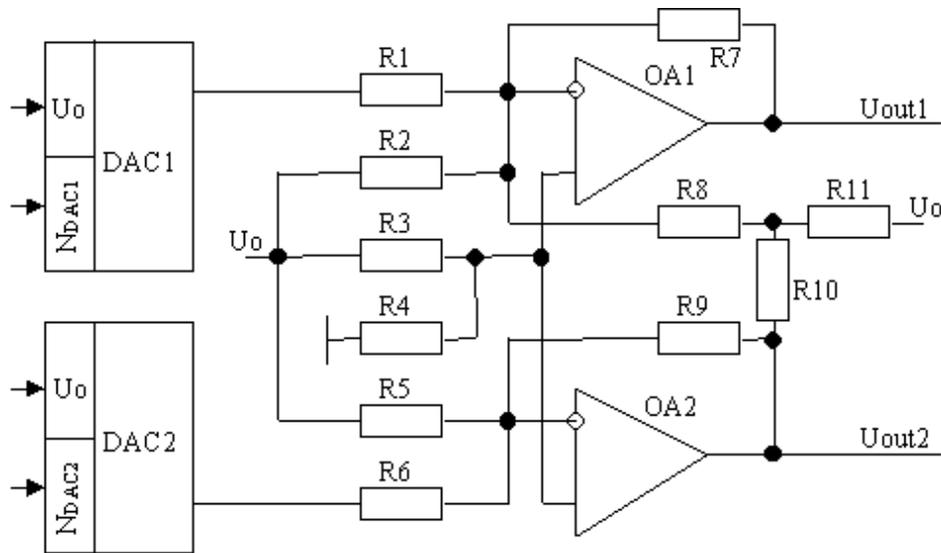


Рис. 1. Структурно-принципова схема двокаскадного ЦАП для метрологічних досліджень

Щоб встановити співвідношення між вхідними кодами DAC1 N_{DAC1} і DAC2 N_{DAC2} та напругою U_{OUT1} виходу запропонованого двокаскадного ЦАП, спочатку визначимо напругу на неінвертуючих входах операційних підсилювачів OA1 і OA2, яка відповідає напрузі U_{R4} на резисторі R4

$$U_{R4} = U_0 \times R4 / (R3 + R4). \quad (2)$$

Відповідно до цього напруга на виході U_{OUT2} буде становити

$$\begin{aligned} U_{OUT2} &= U_{R4} - U_{R9} = U_{R4} - I_{R9} \times R9 = \\ &= U_{R4} - R9 \times (I_{R5} + I_{R6}) = \\ &= U_{R4} - R9 \times ((U_{DAC2} - U_{R4}) / R5 + (U_0 - U_{R4}) / R6). \end{aligned} \quad (3)$$

Свою чергою, напруга на резисторі R11 буде становити

$$\begin{aligned} U_{R11} &= U_0 - I_{R11} \times R11 = \\ &= U_0 - R11 \times ((U_0 - U_{OUT2}) / (R10 + R11)). \end{aligned} \quad (4)$$

Напругу U_{OUT1} на виході ЦАП DAC1 знайдемо з урахуванням (2)...(4)

$$\begin{aligned} U_{OUT1} &= U_{R4} - U_{R7} = U_{R4} - I_{R7} \times R7 = \\ &= U_{R4} - R7 \times (I_{R1} + I_{R2} + I_{R8}) = \\ &= U_{R4} - R7 \times ((U_{DAC1} - U_{R4}) / R1 + \\ &+ (U_0 - U_{R4}) / R2 + (U_0 - U_{R4} - U_{R11}) / R8). \end{aligned} \quad (5)$$

Як видно, якщо $U_{DAC1} = U_{DAC2} = U_{R4} = 0,5 \times U_0$, згідно з (5) матимемо:

$$U_{OUT2} = 0,5 \times U_0 - 0,5 \times U_0 \times R9 / R6, \quad \text{а якщо } R9 = R6 \quad U_{OUT2} = 0;$$

$$U_{R11} = U_0 - U_0 \times R11 / (R10 + R11), \quad \text{а якщо } R10 = R11 \quad U_{R11} = 0,5 \times U_0;$$

$$U_{OUT1} = 0,5 \times U_0 - 0,5 \times U_0 \times R7 / R2, \quad \text{а якщо } R7 = R2 \quad U_{OUT1} = 0.$$

Якщо $U_{DAC1} = 0$ і $U_{DAC2} = 0,5 \times U_0$, отримаємо

$$U_{OUT1} = 0,5 \times U_0 - (-0,5 \times U_0 \times R7 / R1 + 0,5 \times U_0 \times R7 / R2). \quad (6)$$

Звідси, якщо $R7 = R2$ (див. п. 3), $U_0 = +5V$ та $R1 = R7 / 4$, отримаємо $U_{OUT1} = +10V$. Якщо $U_{DAC1} = U_0$ і $U_{DAC2} = 0,5 \times U_0$, згідно з (6), одержимо $U_{OUT1} = 0,5 \times U_0 - (0,5 \times U_0 \times R7 / R1 + 0,5 \times R7 / R2)$.

Згідно з прийнятими раніше співвідношеннями, отримаємо $U_{OUT1} = -0,5 \times U_0 \times 4 = -10V$. Аналогічно, якщо $R9 = R6$ та $R5 = R9 / 4$, одержимо $U_{OUT2} = +10V$ при $U_{DAC2} = 0$ і $U_{OUT2} = -10V$ при $U_{DAC2} = U_0$.

Зв'язок між вихідною напругою U_{OUT1} та вхідними кодами N_{DAC1} і N_{DAC2} для запропонованої схеми двокаскадного ЦАП такий. Якщо $N_{DAC1} = 00...0$ $U_{OUT1} = +U_{MAX}$, якщо $N_{DAC1} = 10...0$ $U_{OUT1} = 0$, а якщо $N_{DAC1} = 11...1$ $U_{OUT1} = -U_{MAX}$. Аналогічна ситуація для N_{DAC2} . Як видно, для $U_{OUT1,2} > 0$ наростання вхідних кодів N_{DAC1} і N_{DAC2} спричиняє зменшення вихідних напруг $U_{OUT1,2}$. Тому, керуючи вихідними кодами DAC1 N_{DAC1} і DAC2 N_{DAC2} ,

необхідно аналізувати наявність нуля в старшому розряді коду. Якщо цей нуль наявний, то дійсні значення N_{DAC1}^A і N_{DAC2}^A обчислюють за формулою $N_{DAC1,2}^A = 01...1 - N_{DAC1,2}$. Старший розряд N_{DAC1} і N_{DAC2} відіграє роль розряду полярності.

Співвідношення між впливами вхідних кодів N_{DAC1} і N_{DAC2} на напругу U_{OUT1} задають співвідношенням між опорами резисторів $R8$ і $R1$. Для вибраних раніше співвідношень між іншими резисторами схеми, згідно з (3)...(5), отримаємо $U_{OUT2} = 2 \times U_O - 4 \times U_{DAC2}$, $U_{R11} = 1,5 \times U_O - 2 \times U_{DAC2}$ та

$$U_{OUT1} = 2 \times U_O - 4 \times U_{DAC1} + (2 \times U_{DAC2} - U_O) \times R1 / R8. \quad (7)$$

Після диференціювання (7) та переходу до приростів кодів N_{DAC1} і N_{DAC2} одержимо коефіцієнт впливу $K_{INF} = 2 \times R8 / R1$. Для метрологічних досліджень підсистем коригування, відповідно до сформульованих раніше вимог, необхідно так вибрати K_{INF} , щоби зміни U_{DAC2} в межах від 0 до U_O забезпечили повну необхідну зміну сигналу давача під дією досліджуваної впливної величини. Типовим є варіант, коли максимальний внесок DAC2 у U_{OUT1} є значно більшим від ваги одиниці останнього розряду DAC1, тобто перекриваються розряди DAC1 та DAC2. У такому разі еквівалентна розрядність N_Σ розробленого ЦАП є меншою від суми розрядностей DAC1 та DAC2. Еквівалентну розрядність N_Σ розробленого ЦАП можна визначити за формулою

$$N_\Sigma = \log_2 K_{INF} + N_{DAC2}. \quad (8)$$

Дослідний зразок пропонованого двокаскадного ЦАП виконано на базі інтегральної мікросхеми ВВ7612 фірми Burr-Brown [14], яка містить два 12-розрядні ЦАП без внутрішнього джерела опорної напруги. Як джерело опорної напруги U_O використано інтегральний стабілізатор типу AD586 фірми Analog Devices [15], а як ОА1 і ОА2 – здвоєний операційний підсилювач ОР297 цієї самої фірми. Як $R1...R4$ та $R7$ застосовано резистори типу С5-61, а решта – типу С2-29. Відзначимо, що дрейф напруги зміщення та шуми операційного підсилювача ОА1 при відтворенні малих напруг (наприклад, імітації вихідного сигналу термоелектричних перетворювачів) будуть значно погіршувати стабільність U_{OUT1} . Для усунення цього впливу до виходу U_{OUT1} підсилювача ОА1 під'єднано додатковий подільник напруги (не показаний на рис. 1) з коефіцієнтами поділу 200 та 500, виконаний на резисторах типу С5-61. Коефіцієнт впливу K_{INF} в розробленому двокаскадному ЦАП вибрано 128. У такому разі максимально допустима зміна вихідної напруги імітованого термоелектричного перетворювача, наприклад, типу ХА (К), під дією впливних величин становить 0,78 %, а еквівалентна розрядність N_Σ розробленого ЦАП, розрахована згідно з (8), становить 19. K_{INF} може бути легко змінений за допомогою зміни номінального значення опору резистора $R8$.

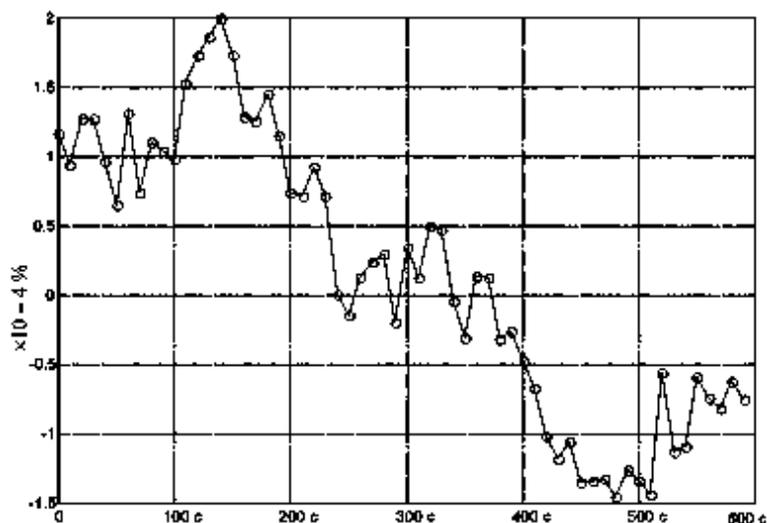


Рис. 2. Графік типової часової залежності вихідної напруги двокаскадного ЦАП для метрологічних досліджень

Експериментальні дослідження зразка розробленого двокаскадного ЦАП показали, що він дає змогу забезпечити необхідну згідно з (1) стабільність упродовж 5...10 хв. Дослідження виконували за допомогою компаратора напруги типу P3003, який калібрувався за нормальним елементом Х488. На рис. 2 зображено графік типової залежності вихідної напруги U_{OUT1} від часу упродовж 10 хв. Як видно, максимальний вплив на нестабільність напруги U_{OUT1} має близький до лінійного тренд, наявність якого можна пояснити поступовою зміною температури прецизійних резисторів R1...R4 та R7 (типу С5-61) під дією зовнішніх теплових потоків або внаслідок самонагрівання.

Розроблений двокаскадний ЦАП характеризується великою еквівалентною розрядністю, що дає змогу використати його як базовий елемент автоматизованої системи метрологічних досліджень підсистем коригування похибок прецизійних інтелектуальних інформаційно-вимірювальних та керуючих систем. Він ґрунтується на порівняно недорогих та поширених елементах, допустимі похибки яких істотно більші від допустимої похибки дослідження підсистем коригування похибок компонентів вимірювального каналу зазначених систем.

Робота виконана згідно з проектом PST.CLG.977647 "Development of Precision Control System for Thermal Objects Control", який фінансує НАТО за грантом Linkage Collaborative Grants Program.

1. International standard IEC 751. 2. International standard IEC 584-2. 3. <http://www.fluke.com/products/home.asp?SID=7&AGID=6&PID=5308>. 4. National Instruments // The Measurement and Automation Catalog 2000. 5. Sachenko A.,

Kochan V., Turchenko V. Intelligent Distributed Sensor Network // Proc. of IMTC/98, St.Paul, USA. 1998. – Vol.1. – P.60–66. 6. Sachenko A., Kochan V., Kochan R., Turchenko V., Tsahouridis K. and Laopoulos Th. Error Compensation in an Intelligent Sensing Instrumentation System, Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC/2001, Budapest, Hungary, May 21–23, 2001. – P. 869–875. 7. Sachenko A., Kochan R., Berezky O., Laopoulos Th. Metrologic Maintenance Of Intelligent Instrumentation, International Conference on Metrology ICM2000, Jerusalem (Israel), 16–18 May, 2000. 8. Саченко А. А., Мильченко В. Ю., Кочан В. В., Карачка А. Ф., Экспериментальные исследования нестабильности градуировочных характеристик преобразователей градуировки хромель-алюмель. / "Измерительная техника", 1985, N 10. – С.28-29. 9. Kortuelessy L. Berechnung der Lebensdauer von Thermoelmenten // Metall. – 1980. – Vol. 34-2. – P. 152–154. 10. Рогельберг И. Л., Нужнов А. Г., Покровская Г. Н. и др. Стабильность термоэлектродвижущей силы терморпар хромель-алюмель при нагреве на воздухе при температурах до 1200 С // Исследование сплавов для терморпар. Сборник трудов института Гипроцветметобработка. – М., 1967. – Т.11. – Вып. 24. – С.54–65. 11. Соболев В.С. Метрологическое сопровождение результатов измерений в интеллектуальных измерительных системах. Автореферат диссертации ... доктора технических наук по специальности 05.11.16, Санкт-Петербург, 1999. 12. Kochan R., Sachenko A., Daponte P., Sobolev V. and Kochan V. Design of Embedded Metrology Subsystem for Intelligent Sensing Instrumentation Structure, Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC/2002, May 21–23, 2002. – P. 869–875. 13. Паньків Р.С. Структурні методи збільшення розділової здатності цифроаналогового перетворювача // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". 1998. – № 350. – С. 67–70. 14. www.burr-brown.com. 15. Analog Devices, Inc. Compact disk "Designers' reference manual. Winter 97/98". High Precision 5 V Reference AD586. 1182.pdf file.