



ПРЕЦИЗИЙНИЙ БЛОК ЗБОРУ ДАНИХ З ДИСТАНЦІЙНИМ ПЕРЕПРОГРАМУВАННЯМ

Роман Кочан¹, Орест Кочан²

- 1) Викладач кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем Тернопільської академії народного господарства
- 2) Студент фізичного факультету Львівського національного університету ім. І. Франка

Резюме: В статті представлено розроблений прецизійний блок збору даних на базі 24-розрядного АЦП типу AD7712. Він призначений для використання в складі розподілених інформаційно-вимірювальних систем та мереж. Розроблений блок збору даних забезпечує дистанційне перепрограмування – заміну програми своєї роботи через послідовний інтерфейс під час роботи (після ідентифікації відповідної команди). Розроблений блок збору даних забезпечує автоматичне виконання наступних процедур, призначених для підвищення точності результату вимірювання: (i) установку нуля; (ii) калібрування по джерелу зріцевої напруги; (iii) корекцію температурного коефіцієнта джерела зріцевої напруги; (iv) корекцію квадратичної складової похибки нелінійності АЦП. Виконання процедур підвищення точності забезпечує допустиму похибку вимірювання напруги постійного струму $\pm 0.01\%$ в робочих умовах та нелінійність характеристики перетворення не більше $\pm 0.0003\%$.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач; дистанційне перепрограмування, корекція похибок, корекція нелінійності.

ВСТУП

Розвиток мікроелектроніки і використання її досягнень у вимірювальній техніці привів до появи мікросхем сігма-дельта аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), кращі представники яких, наприклад, серія AD77xx фірми Analog Devices, характеризуються великою розрядністю (до 24 розрядів) і низьким рівнем шумів (не більше 0,3...0,5 мкВ). Такі АЦП можуть бути прекрасною основою для побудови одного з основних вузлів інформаційно-вимірювальних систем – блоків збору даних (БЗД), які вирішують питання автоматичного збору даних від сенсорів, їх попередньої обробки та передачі до вузлів кінцевої обробки інформації. Основний недолік сігма-дельта АЦП – відносно низьку швидкодію – в таких БЗД найчастіше не відносять до важливих технічних характеристик в зв'язку з великою інерційністю більшості сенсорів.

БЗД на базі сігма-дельта АЦП випускаються цілим рядом фірм. Серед основних моделей таких БЗД різних виробників намітилася тенденція до їх поділу на дві групи: (i) дешевих малогабаритних БЗД з невисокими

метрологічними характеристиками; (ii) дорогих БЗД традиційних габаритів з найкращими серед пропонованих БЗД метрологічними характеристиками.

Типовим представником першої групи є модуль I-7018 фірми ICP [1]. Цей модуль базується на 24-х розрядному сігма-дельта АЦП типу AD7712 [2] і представляє собою 8-ми точковий БЗД, призначений для вимірювання напруги постійного струму і температури з допомогою всіх типів розповсюджених термопар. Модуль I-7018 підтримує послідовний інтерфейс RS485 і може працювати в складі розподіленої інформаційно-вимірювальної системи. Керування роботою та зчитування даних здійснюється віддалено з допомогою адресних команд. Для цього в склад модуля I-7018 включено мікроконтролер 89C52, який керує роботою АЦП, реалізує інтерфейсні функції, а також веде попередню обробку результатів вимірювання, яка передбачає: (i) обчислення поправки на температуру вільних кінців термопар за результатами її вимірювання з допомогою вбудованого інтегрального сенсора; (ii) лінеаризацію характеристик перетворення всіх стандартних термоелектричних

перетворювачів; (iii) видачу результату вимірювання в Кельвінах, градусах Цельсія або Фаренгейта. Перевагами модулів I-7018 і аналогічних є: (i) низька ціна – 180...240\$, залежно від модифікації; (ii) малі габарити; (iii) сумісність з БЗД інших фірм. До недоліків модулів першої групи можна віднести:

1. Відсутність будь якої можливості обробки даних виходячи з потреб користувача (не за алгоритмом, наперед заданим виробником модулів I-7018);

2. Малу допустиму амплітуду “міжканальної” завади. При амплітуді завади вище ± 5 В перехресні завади спотворюють результат вимірювання, що так само надто мало для вимірювальних каналів температури, які використовують термопари [3];

3. Малу допустиму амплітуду завади загального виду. При амплітуді завади вище 40 В коефіцієнт її подавлення різко падає, а такий максимільний рівень завад недостатній для вимірювальних каналів температури, які використовують термопари [3];

4. Відносно низьку точність. Границі допустимих похибок термопар складають 3...10°C, тому границя основної допустимої похибки модуля 0,1% здається цілком прийнятною. Однак, при корекції похибок термопар або при експлуатації модуля в жорстких умовах, його похибка стає домінуючою і стримує подальше підвищення точності вимірювального каналу;

5. Відносно низька роздільна здатність (16 розрядів при використанні 24-х розрядного АЦП), що суттєво обмежує використання таких модулів при побудові прецизійних вимірювальних каналів з параметричними сенсорами. Наприклад, при використанні потенціометричної схеми для побудови системи вимірювання температури в діапазоні 0...100°C з допомогою платинових термометрів опору типу 100П [4] для отримання чутливості 0,001°C необхідно 19 двійкових розрядів, що базовий сигма-дельта АЦП дозволяє реалізувати, а модуль на його основі – ні.

Типовим представником другої групи є блок NetDAQ фірми Fluke [5]. Він має можливість роботи безпосередньо в складі локальної обчислювальної мережі Ethernet і забезпечує малу похибку вимірювання (границя основної допустимої похибки при вимірюванні напруги 0.01%), високу чутливість (0.003°C для термопар і 0.02°C для термометрів опору), а також високий коефіцієнт подавлення завад достатньої

амплітуди. Його недоліками є: (i) висока ціна – вище 4000\$; (ii) жорсткий алгоритм роботи (відсутність можливості обробки даних за алгоритмами користувача), не дивлячись на наявність досить значних обчислювальних ресурсів.

Метою статті є розробка прецизійного БЗД на базі сигма-дельта АЦП, який за технічними характеристиками буде наближатися до модулів другої групи (і перевершувати їх щодо лінійності та можливості довільної обробки даних), а за структурою і економічними характеристиками буде відповідати першій групі. Для досягнення мети будуть застосовані як конструктивно-технологічні методи (контактний комутатор на геконових реле з додатковими термовирівнювачами і екранований трансформатор в блоці живлення) так і структурно-алгоритмічні (корекція адитивної, мультиплікативної та нелінійної складових систематичної похибки АЦП, корекція температурної похибки джерела напруги калібрування, а також дистанційне перепрограмування). Як базу для розробки використано прецизійний БЗД з дистанційним перепрограмуванням на базі сигма дельта АЦП AD7712 [6].

СТРУКТУРА ПРОПОНОВАНОГО БЛОКУ ЗБОРУ ДАНИХ

Структуру базового БЗД представлено на рис.1. Як АЦП використовується мікросхема сигма-дельта перетворювача AD7712. До одного з її входів (IN0) підключено вихід комутатора MUX на базі герконових реле з додатковими термовирівнювачами [7], другий вхід (IN1) закорочено (канал установки нуля), а до третього (IN2) – підключено джерело зріцевої напруги REF на базі мікросхеми AD780 (канал калібрування). В структуру БЗД входять також: мікроконтролер AT89C52, регістр адресу RgA типу 74ALS573, оперативний запам'ятовуючий пристрій RAM типу 62256, системний дешифратор DC типу 74LS145, тригер керування режимом роботи Tg і адаптер послідовного інтерфейсу IFA. В склад IFA входять оптрони гальванічної розв'язки типу АОТ128 і транзисторний вихідний каскад. Останній підтримує як традиційний трьохпровідний інтерфейс RS232, так і його модифікацію [8], яка дозволяє створити двохпровідну мережу без використання додаткових мережевих адаптерів.

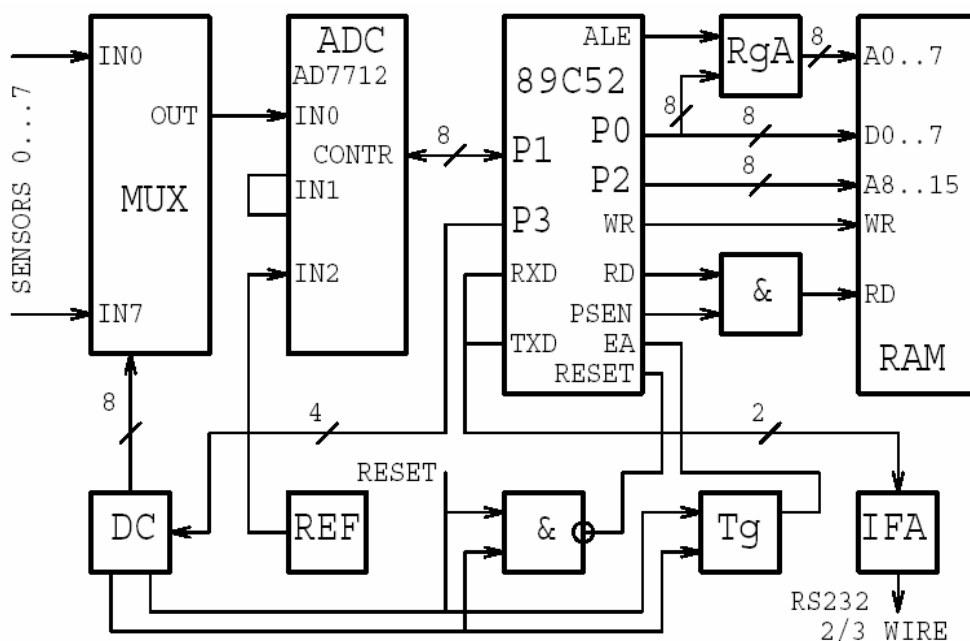


Рис.1 - Структурна схема розробленого БЗД

Запропонована структура дозволяє дистанційний запис програми роботи мікроконтролера через послідовний інтерфейс при ввімкненні живлення або його перепрограмування в процесі роботи [9]. При ввімкненні напруги живлення БЗД формується сигнал скидання Reset, який поступає на мікроконтролер та тригер Tg. Tg встановлює мікроконтролер в режим виконання програми, записаної у внутрішній постійний запам'ятовуючий пристрій ПЗП. Ця програма проводить початкову установку портів мікроконтролера, настройку послідовного інтерфейсу, ініціалізацію мікросхеми AD7712 та посилає через послідовний інтерфейс серверу інформаційно-вимірювальної системи сигнал готовності та запит на завантаження програми роботи. Отримувані через інтерфейс коди програми роботи розміщуються в ОЗП. Після закінчення прийому програми мікроконтролер формує на входах дешифратора DC код 1000, що приводить до перекидання тригера Tg та скидання мікроконтролера. При цьому стан тригера Tg задає перехід мікроконтролера в режим виконання програми, записаної в зовнішню пам'ять, тобто в ОЗП. При цьому в ОЗП знаходяться як кодовий сегмент, так і сегмент даних. Розробник програмного забезпечення БЗД повинен розділити їх при компіляції програми роботи. Таке перепрограмування можна виконати і в процесі роботи БЗД. Для цього необхідно подати на мікроконтролер команду, яка сформує на входах дешифратора DC код 1001, що приведе до повернення тригера Tg в початковий стан і

скидання мікроконтролера в стан запису програми роботи в ОЗП.

Програмне забезпечення розробленого БЗД складається з двох частин – постійної (драйвери комутатора, АЦП, інтерфейсу) та змінної (підпрограма обробки сигналів сенсорів, яка реалізує алгоритми кінцевого користувача). Тому кожен БЗД в мережі фактично виконує індивідуальну програму, яка в довільний момент може бути змінена користувачем, що усуває перший недолік існуючих блоків. Розроблене програмне забезпечення є сумісним за командами з модулем I-7018, що дозволяє використовувати розроблений БЗД в наявних інформаційно-вимірювальних системах замість нього.

Структура розробленого БЗД відрізняється від структури I-7018: (i) використання в комутаторі герконових реле [7], що дозволило збільшити допустиму амплітуду “міжканальної” завади до 600 В; (ii) переносом мікроконтролера в частину схеми, яка має гальванічну розв'язку, що дозволило зменшити кількість оптронів з семи до двох, а ємність розв'язки з 14 пФ до 4 пФ; (iii) використанням в блоці живлення трансформатора з розділеними обмотками, що дозволило зменшити ємність гальванічної розв'язки з 80 пФ до 15 пФ. Останні два заходи дозволили забезпечити коефіцієнт подавлення завад загального виду 160 дБ при допустимій амплітуді завади до 600 В. Таким чином, недоліки модуля I-7018 щодо низької завадостійкості можна вважати усуненими. Усунення наступних недоліків, пов'язаних з необхідністю підвищення точності вимірювання,

є окремою задачею, розв'язанню якої присвячено наступний розділ.

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ БЛОКУ ЗБОРУ ДАНИХ

Як вказано у вступі, для підвищення точності пропонованого БЗД будуть використані структурно-алгоритмічні методи, які передбачають корекцію різних складових похибки. Якщо корекцію похибок не проводити, то границя основної допустимої похибки пропонованого БЗД буде 0,1%, аналогічно, як і в модуля І-7018. Для корекції адитивної і мультиплікативної складових похибки використано канали IN1 і IN2 АЦП. Для забезпечення високої точності БЗД в робочих умовах можливе врахування температурної поправки взірцевого джерела REF ΔU_{REF} . Для цього вихід вбудованого в мікросхему AD780 сенсора температури підключають до одного з входів БЗД, а при випуску БЗД проводять калібрування АЦП при двох температурах і записують дійсні значення напруги джерела REF і знайденого температурного коефіцієнта в ПЗП мікроконтролера. При завантаженні робочої програми ці значення розміщуються в останніх комітках ОЗП. Значення поправки ΔU_{REF} від температури визначається як

$$\Delta U_{REF}(t) = S_U (t_{REF} - t_0)$$

де: S_U – температурний коефіцієнт джерела REF; t_0 – значення температури калібрування БЗД при нормальних умовах; t_{REF} – поточна температура джерела REF, $t_{REF} = (U_T - U_0) / S_T$; U_T – вимірний поточний спад напруги на сенсорі температури джерела REF; U_0 – спад напруги на сенсорі температури джерела REF під час калібрування БЗД при нормальних умовах; S_T – чутливість сенсора температури джерела REF.

Скоригований результат вимірювання визначається за формулою:

$$U_X = \frac{N_X - N_0}{N_{REF} - N_0} \times (U_{REF} + \Delta U_{REF}) \quad (1)$$

$$\Delta_{\Sigma M} = \sqrt{(\Delta_{KM})^2 + (\Delta_{NZ})^2 + (\Delta_D)^2 + (\Delta_{TREF})^2 + (\Delta_{\text{rREF}})^2 + (\Delta_K)^2 + (\Delta_{SC})^2} \approx 160 \mu V \quad (3)$$

З врахуванням не лінійності АЦП (0,0015%) [2] границя основної допустимої похибки БЗД буде

де: U_X – значення вхідної напруги; U_{REF} – значення напруги взірцевого джерела REF; N_X – результат перетворення вхідної напруги U_X ; N_0 – результат перетворення при установці нуля (при підключенні каналу IN1 АЦП); N_{REF} – результат перетворення АЦП взірцевої напруги U_{REF} (при підключенні каналу IN2 АЦП).

Оцінимо основну допустиму похибку запропонованого БЗД. Адитивна складова похибки АЦП на діапазоні 2,5 В, при дії установки нуля, визначається:

- Похибкою комутатора при підключенні закороченого каналу IN1 АЦП, $\Delta_{KM} \approx 0,5 \mu V$ [7];
- Шумом АЦП, який на діапазоні 2,5 В складає $\Delta_{NZ} \approx 2 \mu V$ [2];
- Похибкою дискретності АЦП, яка на діапазоні 2,5 В складає $\Delta_{D} \approx 0,13 \mu V$ [2].

Кореляція між переліченими похибками відсутня, тому їх суму знаходимо як

$$\Delta_{\Sigma A} = \sqrt{(\Delta_{KM})^2 + (\Delta_{NZ})^2 + (\Delta_D)^2} \approx 2 \mu V \quad (2)$$

Мультиплікативна похибка на діапазоні 2,5 В, при виконанні операції калібрування, включає:

- Похибку комутатора при підключенні опорної напруги АЦП, $\Delta_{KM} \approx 0,5 \mu V$ [7];
- Шум АЦП, який на діапазоні 2,5 В складає $\Delta_{NZ} \approx 2 \mu V$ [2];
- Похибку дискретності АЦП, яка на діапазоні 2,5 В складає $\Delta_D \approx 0,13 \mu V$ [2];
- Похибку температурної поправки джерела REF $\Delta_{TREF} \approx 0,002\% = 50 \mu V$ [10];
- Часовий дрейф джерела REF за рік $\Delta_{\text{rREF}} \approx 0,006\% = 150 \mu V$ [10];
- Похибку визначення значення напруги REF при випуску – суму похибок компаратора P3003 $\Delta_K \approx 0,0005\% = 5 \mu V$ [11] і нормального елемента X488 [12] $\Delta_{SC} \approx 0,001\% = 10 \mu V$.

Кореляція між переліченими похибками відсутня, тому їх суму знаходимо як

$$\delta_{ADC} = \pm(0,01 + 0,0005(X_{FS} / X_I - 1))\% \quad (4)$$

де X_{FS} – діапазон перетворення – 2,5 В; X_I – вхідна напруга.

На діапазоні ≈ 20 мВ (2,5 В / 128) адитивна і мультиплікативна складові похибки

$$\Delta_{\Sigma A} = \sqrt{(\Delta_{KM})^2 + (\Delta_{NZ})^2 + (\Delta_D)^2} = \sqrt{(0,5)^2 + (0,5)^2 + (0,5)^2} \approx 0,85 \mu V \quad (5)$$

$$\Delta_{\Sigma M} = \sqrt{(\Delta_{KM})^2 + (\Delta_{NZ})^2 + (\Delta_D)^2 + (\Delta_{TREF})^2 + (\Delta_{REF})^2 + (\Delta_K)^2 + (\Delta_{SC})^2 + (\Delta_{DIV})^2} = \sqrt{(0,5)^2 + (0,5)^2 + (0,01)^2 + (0,4)^2 + (1,2)^2 + (0,05)^2 + (0,1)^2 + (0,2)^2} \approx 1,5 \mu V \quad (6)$$

Аналогічно до (4), границя основної допустимої похибки БЗД, згідно (5), (6) на діапазоні 20 мВ буде

$$\delta_{ADC} = \pm(0,01 + 0,005(X_{FS} / X_I - 1))\% \quad (7)$$

Слід відзначити, що границі (4) і (7) основної допустимої похибки БЗД визначені для робочих умов експлуатації. Така точність з запасом задовольняє вимоги генераторних сенсорів, однак для параметричних сенсорів може виявитися недостатньою. БЗД на базі сігма-дельта АЦП часто будуть використовуватися для прецизійного вимірювання температури з допомогою термометрів опору [4]. В такому випадку часто використовують метод заміщення [13] і виникає питання оцінки похибки результату вимірювання в такому випадку. Для мостів і потенціометрів ручного зрівноваження ця похибка визначається виходячи з максимальної похибки, яку створюють ті елементи плеча зрівноваження, що не беруть участь в обох вимірюваннях при заміщенні. Для АЦП порозрядного зрівноваження оцінити похибку методу заміщення складніше, але принцип залишається тим же. А в часо-імпульсних та інтегруючих АЦП (до них відноситься сігма-дельта АЦП) при перетворенні задіяні всі елементи незалежно від результату. Тому похибку методу заміщення при використанні таких АЦП можна оцінити через їх нелінійність – інтегральну і диференціальну. Диференціальна нелінійність сігма-дельта АЦП мала. Для AD7712 гарантується правильність зміни коду (no missing codes) на рівні 22 розрядів [2], що відповідає похибці $25 \cdot 10^{-6}\%$, чим можна нехтувати. Інтегральна нелінійність не перевищує 0,0015%, що не дозволяє в повній мірі реалізувати можливості методу заміщення [13]. Крім того умови, при яких нормується похибка нелінійності AD7712, в [2] не вказана. Тому доцільною є корекція похибки нелінійності АЦП.

визначаються аналогічно до (1)...(3), з врахуванням похибки коефіцієнта підсилення вхідного підсилювача АЦП:

Для корекції нелінійності пропонується використати додатковий подільник напруги джерела REF, який складається з двох однакових резисторів – R1 і R2 (рис. 2). Вплив похибки нерівності опорів цих резисторів на визначення похибки нелінійності АЦП пропонується усунути за рахунок методу їх протиставлення [13]. Спади напруг на резисторах R1 і R2 вимірюються окремими каналами БЗД (на рис. 2 канал IN5 вимірює спад напруги U_{R1} на R1, а IN6 – спад напруги U_{R2} на R2). Для виводу формул визначення похибки нелінійності на рис. 3 представлено графіки залежності вихідного коду АЦП від спаду напруги на резисторах R1 і R2. При цьому вважаємо, що адитивна і мультиплікативна похибки кожного результату перетворення АЦП вже попередньо скориговані відповідно до (1).

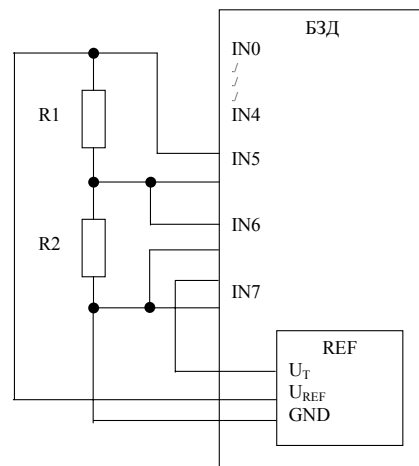


Рис. 2 - Схема підключення додаткового подільника корекції нелінійності та сенсора температури

Для будь яких значень опорів резисторів R1 та R2 справджується рівність $U_{R1} + U_{R2} = U_{REF}$. Відповідно до рис. 3 можна також записати

$$N_{R1} + \Delta_{NL1} + N_{R2} + \Delta_{NL2} = N_{REF} \quad (8)$$

де: N_{R1}, N_{R2}, N_{REF} – результати перетворення АЦП спадів напруг відповідно на $R1, R2$ і на їх сумі; $\Delta_{NL1}, \Delta_{NL2}$ – похибка нелінійності характеристики перетворення АЦП при перетворенні напруг U_{R1} та U_{R2} . Оскільки резистори $R1$ та $R2$ мають однаковий номінальний опір, то можна вважати, що

$$U_{R1} \approx U_{R2} \Rightarrow N_{R1} \approx N_{R2} \Rightarrow \Delta_{NL1} \approx \Delta_{NL2} \quad (9)$$

Підставивши $\Delta_{NL1} \approx \Delta_{NL2}$ в (8), отримаємо поточне значення похибки нелінійності

$$\Delta_{NL1} = (N_{REF} - N_{R1} - N_{R2}) / 2 \quad (10)$$

В зв'язку з тим, що адитивна і мультиплікативна похибки коригуються перед корекцією похибки нелінійності, то компенсацію нелінійної складової систематичної похибки можна проводити з допомогою полінома другого порядку без вільного члена

$$\Delta_{NL}(N) = A \times N^2 + B \times N \quad (11)$$

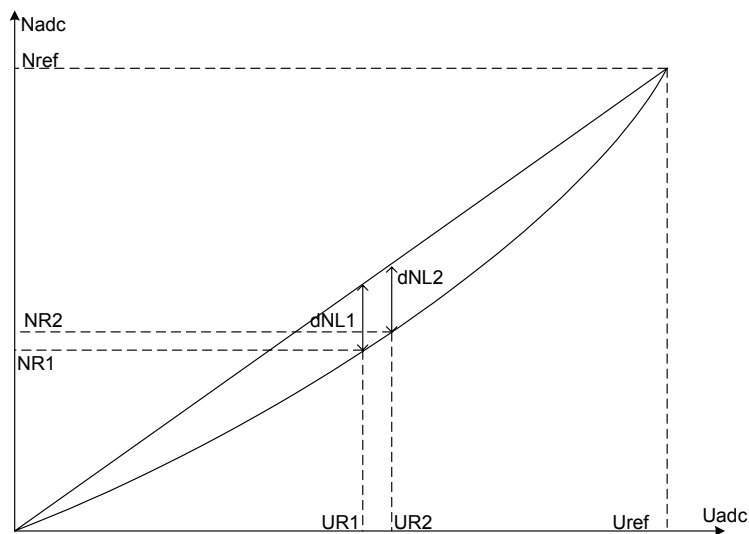


Рис. 3 - Графічна інтерпретація процесу визначення похибки нелінійності АЦП

де: $\Delta_{NL}(N)$ – поправка, яка коригує похибку нелінійності; N – поточний результат перетворення; A, B – коефіцієнти полінома, які знаходимо шляхом розв'язку системи двох рівнянь, складених для умов $\Delta_{NL}(N_{REF}) = 0; \Delta_{NL}(N_{R1}) = \Delta_{NLR1}$. Розв'язавши таку систему, отримаємо значення коефіцієнтів A, B

$$A = \frac{\Delta_{NL1}}{N_{R1}^2 - N_{REF} \times N_{R1}} \quad B = -\frac{\Delta_{NL1} \times N_{REF}}{N_{R1}^2 - N_{REF} \times N_{R1}} \quad (12)$$

При виконанні поточних вимірювань значення поправки, яка компенсує квадратичну складову систематичної похибки, визначається шляхом підстановки в (11) дійсного поточного значення нелінійності, отриманого згідно (10), та

коефіцієнтів A, B отриманих при рішенні системи (12). Кінцева формула буде мати вид

$$\Delta_{NL}(N) \approx \Delta_{NL1} \frac{N \times (N - N_{REF})}{4 \times N_{REF}^2} \quad (13)$$

Однак, слід відзначити, що корекція похибки нелінійності АЦП за допомогою запропонованого способу веде до виникнення методичної похибки, пов'язаної з неідеальною рівністю резисторів $R1$ і $R2$. Виникнення вказаної методичної похибки ілюструє рис. 4, з якого видно, що методична похибка виникає через приблизний характер припущення (9). Припущення (9) веде до того, що визначене згідно (10) поточне значення похибки нелінійності Δ_{NL1} відповідає напрузі U_{R1} або U_{R2} . А при складанні системи рівнянь (12) це значення приписано напрузі $U_{REF} / 2$. Тому поправка, визначена згідно (13) виявляється дещо заниженою. При цьому очевидно, що

методична похибка однозначно залежить від Оцінимо її значення.
допустимого розкиду опорів резисторів R1 і R2.

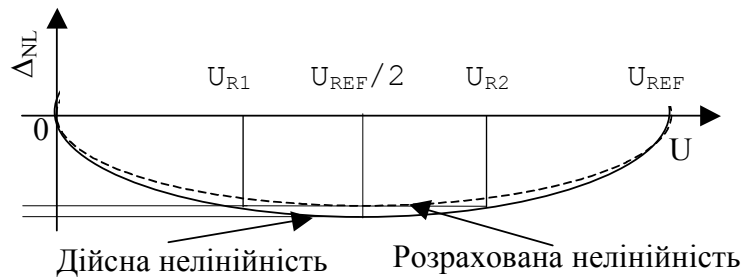


Рис. 4. - Графічне представлення виникнення методичної похибки при корекції нелінійності

Виходячи з рис. 4, значення методичної похибки Δ_{MET} корекції нелінійності визначається різницею

$$\Delta_{MET} = \Delta_{NL}(U_{R1}) - \Delta_{NL}(U_{REF/2}) \quad (14)$$

де: $\Delta_{NL}(U_{R1})$, $\Delta_{NL}(U_{REF/2})$ – значення похибки нелінійності в відповідних точках.

Підставивши в (14) значення коефіцієнтів полінома A, B згідно (12), і перетворивши, отримаємо

$$\Delta_{MET} = -\Delta_{NL1} \times \left(1 + \frac{N_{REF}^2}{4 \times ((N_{REF}/2 + N_{\Delta R1})^2 - N_{REF} \times (N_{REF}/2 + N_{\Delta R1}))} \right) = \Delta_{NL1} \times \left(\frac{4 \times N_{\Delta R1}}{N_{REF}^2 - 4 \times N_{\Delta R1}} \right) \quad (16)$$

Оскільки $N_{REF} \gg N_{\Delta R1}$ та $N_{REF} \approx 2 \times N_{R1}$, (16) можна представити як

$$\Delta_{MET} \approx \Delta_{NL1} \frac{4 \times N_{\Delta R1}^2}{N_{REF}^2} \approx \Delta_{NL1} \frac{N_{\Delta R1}^2}{N_{R1}^2} \quad (17)$$

$$\text{В зв'язку з тим, що } \delta_{R1} = \frac{\Delta_{R1}}{R1} \approx \frac{N_{\Delta R}}{N_{R1}}, \quad (17)$$

можна представити у наступному виді

$$\Delta_{MET} \approx \Delta_{NL1} \times \delta_{R1}^2 \quad (18)$$

Як видно з (18), запропонований метод корекції нелінійності АЦП дозволяє ефективно зменшити вплив на результат вимірювання квадратичної складової похибки АЦП. Навіть при використанні резисторів R1 і R2 з допустимим відхиленням опорів від номінального 5...10% методична похибка корекції є настільки малою, що дозволяє зменшити квадратичну складову

$$\Delta_{MET} = -\Delta_{NL1} \times \left(1 + \frac{N_{REF}^2}{4 \times (N_{R1}^2 - N_{REF} \times N_{R1})} \right) \quad (15)$$

Якщо прийняти, що $R_S = (R1 + R2) / 2$; $R1 = R_S + \Delta_R$; $R2 = R_S - \Delta_R$, то можна записати $N_{R1} = N_{RS} + N_{\Delta R}$; $N_{R2} = N_{RS} - N_{\Delta R}$. Підставивши прийняті співвідношення в (15) і перетворивши, отримаємо

похибки нелінійності АЦП в 400...100 разів. Тому для сігма-дельта АЦП квадратична складову похибки нелінійності стає нехтучою малою, а дійсна похибка нелінійності БЗД буде визначатися: (i) складовими похибки нелінійності вищих порядків (рівень цих складових є нижчим); (ii) випадковою похибкою АЦП, яка визначається рівнем шумів і залишковими завадами. Експериментальні дослідження розробленого БЗД показали, що його залишкова інтегральна нелінійність не перевищує 0.0003%. Тобто лінійність БЗД відповідає 19 двійковим розрядам. Отримане значення залишкової нелінійності не характеризує можливості сігма-дельта АЦП і мікросхеми AD7712 зокрема. Воно фактично відповідає допустимій нелінійності взірцевих засобів, з допомогою яких проводилися експериментальні дослідження.

ВИСНОВКИ

Розроблений прецизійний блок збору даних на базі сігма-дельта АЦП може мати широке

застосування в розподілених інформаційно вимірювальних системах високої точності, які взаємодіють з різноманітними сенсорами, зокрема, термопарами і термометрами опору. Його універсальність забезпечує дистанційне перепрограмування, яке дозволяє повну зміну програми обробки результатів вимірювання в робочих умовах по послідовному інтерфейсу. Корекція температурної нестабільності джерела взірцевої напруги дозволяє забезпечити границю допустимої похибки 0,01% в робочих умовах. Корекція нелінійної складової систематичної похибки з допомогою резистивного подільника напруги з взаємним протиставленням резисторів дозволяє в 5...10 разів зменшити квадратичну складову нелінійної похибки БЗД і забезпечує лінійність характеристики перетворення АЦП на рівні 19 двійкових розрядів. Це дозволяє використовувати розроблений БЗД для прецизійного вимірювання фізичних величин з допомогою параметричних сенсорів з низькою чутливістю.

ПОДЯКИ

Робота, представлена в цій статті, виконана згідно проекту UE-2534-TE03 "Investigation of the Intelligent Properties of Re-Configurable Network Capable Application Processor in Adaptive Distributed Instrumentation and Control Systems" який фінансується U.S. Civilian Research & Development Foundation.

ЛІТЕРАТУРА

1. www.icpdas.com/download/7000/manual/7018.pdf
2. 24-Bit Sigma-Delta, Signal Conditioning ADC with 2 Analog Input Channels - AD7712 Data Sheets (URL:http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/-399787711AD7712_f.pdf)
3. R. Kochan, O. Berezky, A. Karachka, O. Bojko, I. Marusyak. Development of the integrating analogue to digital converter for distributive data acquisition systems with improved noise immunity. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. February 2002, Number 1, Volume 51, pp. 96 – 101.
4. Приборы для измерения температуры контактным способом/Под ред. Р.В.Бычковского.-Львов.:Вища школа, 1979.-208 с.
5. NetDAQ Networked Data Acquisition Unit (URL: <http://www.fluke-test.com.au/netdaq.htm>)
6. R. Kochan, V. Kochan, A. Sachenko, V. Turchenko. Development DAQ Module for Intelligent Sensor System. Proceedings of the

ISA/IEEE Sensors for Industry Conference Sicon/02. 19-21 November 2002, Houston, Texas, USA, pp. 89 – 92.

7. Кочан Р.В., Кочан В.В. Комутатор сигналів низького рівня. Пат. 2004032136 Україна, МПК 7H01H51/00. Заявл. 23.03.2004.

8. Патент 25609А України, МКІ G06F 15/00. Двопровідна локальна обчислювальна мережа, повторювач сигналу та інвертор для використання в ній / В.В.Кочан, В.О.Тимчишин (Україна); Заявл. 30.10.97 № 97105295; Видано 30.10.98..

9. A.Sachenko, V.Kochan, V.Turchenko, V.Tymchyshyn, N.Vasylykiv, "Intelligent Nodes for Distributed Sensor Network", Proc. 16th IEEE Instrumen. and Measur. Tech. Conf. (IMTC/99), Venice, Italy, 1999, pp.1479-1484.

10. AD780 - 2.5 V/3.0 V Ultrahigh Precision Bandgap Voltage Reference. Data Sheet. (URL: http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/87683462AD780_e.pdf).

11. Компаратор напруги Р3003. Руководство по эксплуатации. Краснодар, 1982.

12. Элемент нормальный насыщенный X488. Паспорт. Львов, 1983.

13. Електричні вимірювання електричних і неелектричних величин. Під ред. Є.С. Поліщука. Київ, видавниче об'єднання "Вища школа", 1978, 352 с.

Роман Володимирович Кочан 1976 р.н.



Тернопільської академії господарства.

Закінчив факультет автоматичної Національного університету "Львівська політехніка". Аспірант кафедри інформаційно-обчислювальних систем і управління, викладач кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем народного

Орест Володимирович Кочан 1984 р.н. Студент 4-го курсу фізичного факультету Львівського національного університету ім. І. Франка, лаборант лабораторії рентгено-структурного аналізу.



PRECISION DATA ACQUISITION (DAQ) MODULE WITH REMOTE REPROGRAMMING

Roman Kochan¹, Orest Kochan²

1) Lecturer of SCS Faculty,
Institute of Computer Information Technologies,
Ternopil Academy of National Economy,
3 Peremoga Square, Ternopil 46004, Ukraine

2) Student of physical faculty of I. Franko Lviv National University,
Lviv, Ukraine

Key words: *ADC; error correction., remote reprogramming*

The analysis of the disadvantages of existed DAQ modules based on precision sigma-delta analogue to digital converters (ADC), particularly 24-bit ADC AD77xx chips of Analog Devices, is presented in this paper. There is showed two typical groups of such DAQ modules: (i) low-cost modules which provide low precision and low noise immunity (I-7018 of ICP is typical module of this group [1]); (ii) high-cost modules which provide high precision (NetDAQ of Fluke is typical module of this group [5]). The disadvantages of these modules are presented, particularly the low noise immunity of I-7018 [3], it allows us to form the target of this article and ways of improvement of such low-cost modules.

The main target of this article is in development of precision DAQ module based on sigma-delta ADC which will provide technical characteristics, which look like high cost modules (and it will exceed it in the linearity and opportunity of data processing) and will have the structure and cost, which look like low cost group. The target was obtained using technological way (multiplexer based on hermetically sealed relays with additional thermo-shunts [7] and shielded transformer) and structural-algorithmic way (additive, multiplicative and nonlinear errors of ADC correction, temperature error of reference source correction and remote reprogramming). The DAQ module with remote reprogramming based on AD7712 chip [6] was chosen as basic for development.

The structure of proposed DAQ module is presented on fig. 1 of main part of the article. It consists of 8 hermetically sealed relays of multiplexer, sigma-delta ADC AD7712 [2], reference voltage source AD780 [10], microcontroller AT89C52, address register 74ALS573, RAM 62256, decoder 74LS145, optical isolation amplifier AOT128 and output transistor cascade. The cascade allows using three wire traditional RS232 and its two wire modification

which allow LAN development without network adapters [8].

The proposed structure of DAQ module allows remote saving of the operating program of microcontroller via serial interface after power on and during operation of DAQ module [9]. In this case drivers of multiplexer, ADC and result processing program are saved in the RAM. In the same RAM there is situated the data segment of operating program therefore software developer should separate it during software compilation. Each DAQ module in the network executes its own program which could be changed by user according to the request.

In this DAQ module structural-algorithmic ways of accuracy improvement are implemented, which provide correction of different components of the error. The additive error is corrected using results of shorted channel measurement. The multiplicative error is corrected using results of calibration by reference voltage source. The high precision of conversion in wide temperature range is provided by correction of temperature error of reference voltage source using measurement of temperature of AD780 chip by internal sensor [10]. Its voltage temperature coefficient is defined by calibration of chip in two different temperatures. This value and real value of voltage is stored in ROM of module. The conversion result is calculated by equation (1) of the main part of article, where: U_X – input voltage; U_{REF} – voltage of reference source REF; ΔU_{REF} – temperature correction factor; N_X – result of conversion of input voltage U_X ; N_0 – result of conversion of null setting channel; N_{REF} – result of conversion of reference voltage U_{REF} .

As it is shown in the article, the listed above actions allow providing the following error of DAQ module in operation condition: (i) not more than $\delta_{ADC} = \pm(0,01 + 0,0005(X_{FS} / X_I - 1))\%$ for the range 2,5 VDC; (ii) not more than

$\delta_{ADC} = \pm(0,01 + 0,005(X_{FS} / X_I - 1))\%$ for the range 20 mV. This error could be obtained when we use starting calibration by comparator R3003 with error 0,0005 [11] and Weston standard cell X-488 with error 0,001 [12]. The obtained error of developed DAQ module is enough for most generator sensors but it could not meet the requirements of some application with parametric sensors. The DAQ modules based on sigma-delta ADCs are often used for precision temperature measurement using RTD [4]. The replacement method is often used in this case [13]. The error of replacement method with ADC could be evaluated by integral and differential nonlinearity of used ADC. The differential nonlinearity of sigma-delta ADC is of very small value. For example, the AD7712 provides the no missing code for 22 bit [2] and it corresponds to the error $25 \cdot 10^{-6}\%$. This value is an infinitesimal quantity. The integral nonlinearity is not more than 0,0015%. This value does not allow highlighting the advantages of replacement method [13]. Besides the working conditions of obtaining of this value of nonlinearity error are not indicated in technical documentation [2]. Therefore it is logical to make nonlinearity correction of this ADC.

There is proposed to use additional divider of reference voltage U_{REF} which consists of two identical resistors - R1 and R2. It is presented on fig 2 of main part of the paper. It is proposed to use contraposition of resistors of divider for removing the influence of resistance error of resistors on evaluated value of nonlinearity error. The voltages of resistors R1 and R2 are measured by separate channels of DAQ module. The fig. 3 of the main part of the article presents dependence of output code of ADC of voltage of the resistors R1 and R2. Let us consider that additive and multiplicative error are corrected according (1).

For any resistance of resistors R1 and R2 the equation $U_{R1} + U_{R2} = U_{REF}$ is true. According to fig. 3 we can write equation (8) of the main part of article where: N_{R1}, N_{R2}, N_{REF} - results of conversion of ADC of voltage on resistors R1 and R2 correspondingly and U_{REF} ; $\Delta_{NL1}, \Delta_{NL2}$ - nonlinearity of the conversion characteristic of ADC in the points of voltages U_{R1} and U_{R2} . If resistors R1 and R2 have the same nominal resistance then equation (9) of main part of article is true. If we substitute $\Delta_{NL1} \approx \Delta_{NL2}$ into (8), than current value of nonlinearity error could be find according to equation (10) of main part of article.

If we make correction of additive and multiplicative errors before correction of nonlinear error than we can make its correction using second

order polynomial without absolute term according to (11) of main part of the article, where: $\Delta_{NL}(N)$ - correction factor of nonlinearity error; N - current conversion result; A, B - coefficients of the polynomial which could be found by solving of the equation system (12), which are constructed for the following conditions

$\Delta_{NL}(N_{REF}) = 0; \Delta_{NL}(N_{R1}) = \Delta_{NL1}$. The coefficients A and B will be founded after solving of this equation system. The nonlinearity error correction of current measurement results is done according (13) of main part of the article.

But such correction of nonlinearity error brings to appearance of the methodology error. The source of this error is graphically presented on fig.4. The assumption (9) brings to the fact that calculated according (10) current value of nonlinearity error Δ_{NL1} corresponds to the voltage U_{R1} or U_{R2} . But the equation system (12) attaches this value to the voltage $U_{REF} / 2$. The value of methodology error of nonlinearity correction - Δ_{MET} is defined by the equation (14) of main part of article where: $\Delta_{NL}(U_{R1}), \Delta_{NL}(U_{REF}/2)$ - nonlinearity error in the appropriate points. If we substitute into (14) the coefficients A and B according to (12), we will get equation (15). For the conditions: $R_S = (R1 + R2) / 2$; $R1 = R_S + \Delta_R$; $R2 = R_S - \Delta_R$, we can write $N_{R1} = N_{RS} + N_{\Delta R}$; $N_{R2} = N_{RS} - N_{\Delta R}$. After substitution of accepted assumption into (15) and processing we will have equation (16). Taking into account that $N_{REF} \gg N_{\Delta R1}$ and $N_{REF} \approx 2 \times N_{R1}$ the equation (16) could be presented as (17). Because of $\delta_{R1} = \Delta_{R1} / R1 \approx N_{\Delta R} / N_{R1}$ the (17) could be presented as (18). As it could be seen from (18) even for resistors with error 5...10% the methodology error is small value and it allows 400...1000 times decreasing of nonlinearity error. Therefore the square component of nonlinearity error is negligible quantity and real error of ADC will be defined by the following components: (i) higher order components of nonlinearity error (the level of these components is significantly less); (ii) random error of ADC which is defined by internal and external noise. The experimental researches of the developed DAQ module show that its nonlinearity error is not more 0,0003%. Therefore the linearity of this module corresponds to 19 bit accuracy. The obtained value of residual nonlinearity corresponds to the reference devices of experimental researches.

The developed precision DAQ module is based on sigma-delta ADC and it could be widely implemented in distributive precision sensor-based information measurement systems. The universality

of the developed module is provided by its remote reprogramming. This reprogramming provides full replacement of data processing program during exploitation. Correction of temperature error of reference voltage source allows providing the measurement error 0,01% in exploitation conditions. The nonlinear error correction allows 5...10 times decreasing of nonlinearity by correction using second order polynomial. It allow using the developed DAQ module in precision systems with parametric sensors of low sensitivity