

УДК 621.317.7.089.6

Р. Кочан

Національний університет “Львівська політехніка”

АНАЛІЗ ВПЛИВУ ОПОРУ ПЕРЕМИКАЧІВ НА ПОХИБКУ КОРЕКЦІЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ НЕЛІНІЙНОСТІ АНАЛОГО- ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Резюме. В статті досліджено особливості реалізації методу корекції нелінійності прецизійних аналого-цифрових перетворювачів, що передбачає повне протиставлення чотирьох резисторів подільника напруги джерела, по якому калібрують АЦП. Визначено оптимальне за мінімумом похибки корекції значення опору резисторів подільника. Досліджено похибку корекції, викликану впливом опору перемикачів на знайдене значення нелінійності. Показано, що врахування спаду напруги на комутуючих елементах дозволяє коригувати нелінійність АЦП найвищою точністю.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, інтегральна нелінійність, корекція похибки, подільник напруги.

R. Kochan

THE ANALYSIS OF SWITCHES RESISTANCE INFLUENCE ON AN ERROR OF ADC INTEGRAL NONLINEARITY CORRECTION

The summary. In this paper the features of realization of a method of nonlinearity correction of analog to digital converters are investigated. The method realizes complete opposition of four resistors of a voltage divider, connected to a source of ADC calibration. The optimum resistance of a divider resistors of proceeding from a minimum of an correction error is found. The correction error caused by influence of switch resistance on nonlinearity value is investigated. Is shown, that the calculation of a switch voltage allows to make correction for highest precision ADC.

Key words: analog to digital converter, integral nonlinearity, error correction, voltage divider.

Умовні позначення:

R_1, R_2, R_3, R_4 і U_N – значення опору резисторів подільника напруги і напруги джерела калібрування АЦП;

$U_{R_2+R_3+R_4}$ – спади напруги на відповідних резисторах;

I – значення струму, який тече через резистори подільника напруги;

$\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ і δ_{RS} – відхилення опору резисторів і ключів від середнього значення;

R_{ADC} і I_{ADC} – вхідні опір і струм аналого-цифрового перетворювача;

$\Delta_{n=0,75}$ – значення похибки інтегральної нелінійності аналого-цифрового перетворювача при вхідній напрузі 0,75 від напруги діапазону перетворення;

δ_{R+I} – сумарна похибка від вхідних опорів і струму аналого-цифрового перетворювача;

$S1.1...S1.4$ – значення опору ключів перемикачів подільника напруги;

ΔR_S – максимальний розкид опорів між каналами ключів;

$\delta_{RS}, \delta_{MAX}$ – похибка, викликана розкидом опорів ключів, її максимальне значення;

$R1_{OPT}$ – оптимальне значення опорів резисторів подільника напруги;

$U_{RS1.2.1+RS1.3.1}$ – спади напруги на опорі ключів перемикачів подільника напруги;

U_{SH} – приведена до входу напруга випадкових шумів;

Δ_{SUM} і δ_{SUM} – сумарна абсолютна і відносна похибка від напруги випадкових шумів.

Вступ. Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) є необхідним компонентом цифрових систем опрацювання сигналів, котрі забезпечують квантування та дискретизацію вхідних аналогових сигналів. Точність АЦП визначає метрологічні

параметри таких систем. Традиційно точність АЦП підвищують шляхом корекції їх адитивної (встановлення нуля) та мультиплікативної (калібрування) складових похибки [1, 2]. У деяких прецизійних АЦП, зокрема 24-х розрядних сігма-дельта АЦП [3, 4], така корекція є вбудованою функцією і вимагає лише програмного виклику від пристрою, що взаємодіє з АЦП. Однак інтегральна нелінійність характеристики перетворення (ХП) таких 24-х розрядних АЦП (наприклад, АЦП типу AD7714 фірми Analog Devices, [5]) досягає 0,0015%, що відповідає 16-му розряду. Тому підвищення точності АЦП неможливе без корекції нелінійної складової похибки. Таким чином, корекція інтегральної нелінійності стає актуальною задачею.

Постановка задачі дослідження. Відомі способи контролю нелінійності АЦП ділять на дві групи: (i) які не визначають нелінійності ХП АЦП явно [6, 7] і тому не годяться для її корекції; (ii) які явно, в числовому вигляді, визначають нелінійність ХП АЦП [8, 9]. Останні вимагають прецизійних компонентів – АЦП вищої точності [8] або прецизійного генератора синусоїди для статистичних досліджень [9]. Тому для корекції нелінійності прецизійних АЦП вони погано придатні через великі затрати.

В [10] запропоновано досить простий і дешевий метод визначення квадратичної похибки АЦП, який полягає у взаємному протиставленні спадів напруги на двох, послідовно з'єднаних і під'єднаних до джерела напруги калібрування, резисторах однакового номіналу. Відхилення середнього значення спадів напруги на резисторах від половини напруги калібрування відповідає похибці нелінійності ХП АЦП, причому її значення слабо залежить від відхилень дійсного опору резисторів від номіналу.

Через те, що значення похибки інтегральної нелінійності ХП АЦП при використанні методу [10] визначається в явному вигляді, цей метод зручний для корекції квадратичної нелінійності АЦП. В [11] запропоновано аналогічний метод визначення похибки інтегральної нелінійності ХП АЦП до четвертого порядку, який полягає у взаємному протиставленні спадів напруги на чотирьох резисторах однакового номіналу, з'єднаних послідовно і під'єднаних до джерела напруги калібрування. Як показано в [10...12], відхилення опору резисторів від номінального слабо впливають на похибку обох методів. Однак реалізація методу [11] вимагає заміни місцями резисторів подільника під час визначення нелінійності, тобто їх комутації. Через те, що для досягнення ефективної корекції похибка визначення нелінійності з допомогою методу [11] повинна бути значно меншою самої похибки нелінійності, тобто значно меншою 0,0015%, вплив комутуючих елементів (перемикачів) на похибку корекції вимагає спеціального дослідження. Тому метою статті є дослідження впливу опору комутуючих елементів резисторного подільника на похибку знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП за методом, запропонованим в [11].

Дослідження безпосереднього впливу опору перемикачів. При знаходженні значення інтегральної нелінійності ХП АЦП у точках 0,5 і 0,25 діапазону перетворення АЦП за методом, запропонованим в [11], ніякі комутації подільника не потрібні. Однак для досягнення високої точності знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП у точці 0,75 діапазону перетворення, запропонований в [11] метод реалізує повне протиставлення резисторів подільника, для чого проводиться вимірювання спадів напруги на всіх комбінаціях трьох з чотирьох резисторів. Схема знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП в точці 0,75 діапазону перетворення зображена на рис. 1. Вона містить джерело напруги калібрування АЦП U_N , резистори $R1...R4$ подільника, АЦП і ключі комутації $S1...S5$.

У процесі знаходження значення інтегральної нелінійності АЦП виконує такі перетворення:

1. Перетворює в код спад напруги $U_{R1+R2+R3}$ на послідовно ввімкнених резисторах $R1$, $R2$, $R3$ – для цього ключі $S1.1...S1.4$ знаходяться у верхньому положенні (як на рис. 1) і замкнено ключ $S2$.

2. Перетворює в код спад напруги $U_{R_2+R_3+R_4}$ на послідовно ввімкнених резисторах R_2 , R_3 , R_4 – для цього ключі $S1.1...S1.4$ знаходяться у верхньому положенні (як на рис. 1) і замкнено ключ $S5$.
3. Перетворює в код спад напруги $U_{R_1+R_2+R_4}$ на послідовно ввімкнених резисторах R_2 , R_1 , R_4 – для цього ключі $S1.1...S1.4$ перемикаються у нижнє положення (протилежне показаному на рис. 1) і замкнено ключ $S3$.
4. Перетворює в код спад напруги $U_{R_1+R_3+R_4}$ на послідовно ввімкнених резисторах R_1 , R_4 , R_3 – для цього ключі $S1.1...S1.4$ перемикаються у нижнє положення (протилежне показаному на рис. 1) і замкнено ключ $S4$.

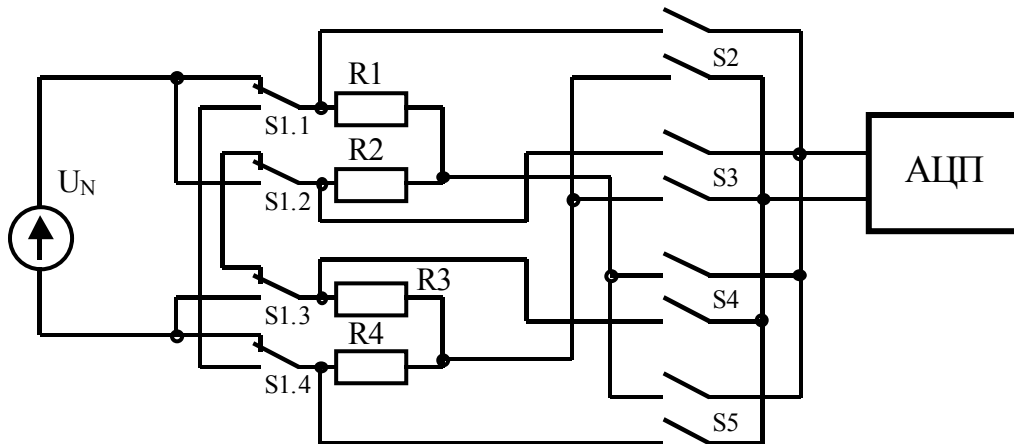


Рисунок 1 – Схема знаходження значення нелінійності ХП ЦАП у точці 0,75 діапазону перетворення

Сумарний спад напруги на R_1 , R_2 , R_3 і R_4 можна записати як

$$U_N = U_{R_1} + U_{R_2} + U_{R_3} + U_{R_4} = I \times R \times (4 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4), \quad (1)$$

де $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ – відповідні відхилення опору резисторів R_1 , R_2 , R_3 і R_4 від середнього значення R .

Очевидно, що сумарне відхилення всіх резисторів від їх середнього значення дорівнює нулю, тобто

$$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4 = 0. \quad (2)$$

Середнє значення всіх чотирьох результатів перетворення буде становити

$$\begin{aligned} & (U_{R_1} + U_{R_2} + U_{R_3} + U_{R_2} + U_{R_3} + U_{R_4} + U_{R_2} + U_{R_1} + U_{R_4} + U_{R_1} + U_{R_4} + U_{R_3}) / 4 = \\ & (I \times R \times (12 + 3\delta_1 + 3\delta_2 + 3\delta_3 + 3\delta_4)) / 4 = (I \times R \times 3 \times (4 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4)) / 4. \end{aligned} \quad (3)$$

Підставивши (1) в (3), отримаємо

$$(3 \times U_N) / 4 = (I \times R \times 3 \times (4 + \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4)) / 4, \quad (4)$$

а підставивши (2) в (4) і скоротивши, отримаємо $U_N = I \times R \times 4$, що підтверджує незалежність середнього значення результатів чотирьох перетворень від похибок резисторів R_1 , R_2 , R_3 і R_4 .

Процес знаходження значення нелінійності ХП АЦП у точці 0,75 діапазону перетворення ілюструє рис. 2. Виходячи з рис. 1 і 2, значення похибки інтегральної нелінійності $\Delta_{n-0,75}$ можна визначити як

$$\Delta_{n-0,75} = (3 \times U_N - U_{R_1+R_2+R_3} - U_{R_2+R_3+R_4} - U_{R_1+R_2+R_4} - U_{R_1+R_3+R_4}) / 4. \quad (5)$$

Однак розрахунки згідно з (1)...(4) виконано виходячи з того, що на спади напруги $U_{R_1+R_2+R_3}$, $U_{R_2+R_3+R_4}$, $U_{R_1+R_2+R_4}$ і $U_{R_1+R_3+R_4}$ не впливають вхідні опір R_{ADC} і струм I_{ADC} АЦП. Власне R_{ADC} і I_{ADC} обмежують опір резисторів $R_1 \dots R_4$ зверху. З

іншого боку, зменшення номінального опору $R1 \dots R4$ призводить до зростання впливу на них опору ключів $S1.1 \dots S1.4$. Таким чином, виникає протиріччя, яке обмежує точність методу знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП, запропонованого в [11]. Тому необхідно визначити як похибку від вхідного опору R_{ADC} і струму I_{ADC} АЦП, так і від опору ключів $S1.1 \dots S1.4$. Для цього доцільно джерело напруги калібрування АЦП U_N і схему подільника $R1 \dots R4$ представити як еквівалентний генератор, який в найгіршому випадку має внутрішній опір, що дорівнює $R1$ і е.р.с. $U_N/2$. Тоді похибку δ_{R+I} від R_{ADC} і I_{ADC} можна обчислити як

$$\delta_{R+I} = \left(\frac{R1}{R_{ADC}} + \frac{2 \times I_{ADC} \times R1}{U_N} \right) \times 100\% . \quad (6)$$

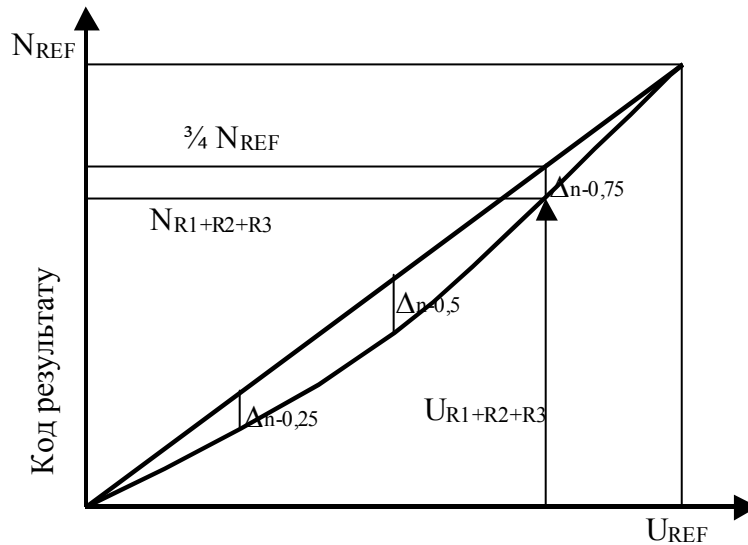


Рисунок 2 – Знаходження значення інтегральної нелінійності ХП ЦАП у точці 0,75 діапазону перетворення

Згідно з (6) очевидний шлях підвищення точності полягає у зменшенні $R1$, тобто опорів подільника. Однак у такому випадку зростає похибка від опору ключів $S1.1 \dots S1.4$. Слід відзначити, що на похибку методу знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП впливає не саме значення опору ключів $S1.1 \dots S1.4$, а їх різниця. Наприклад, при перетворенні в код спадів напруги $U_{R1+R2+R3}$ та $U_{R2+R3+R4}$ послідовно з резисторами увімкнено верхні (див. рис. 1) опори ключів $S1.1 \dots S1.4$. Після перемикавання послідовно з цими резисторами будуть увімкнені нижні опори ключів. При використанні як ключів $S1.1 \dots S1.4$ мікросхеми на КМОН транзисторах, різниця опору ключів значно менша від їх опору, крім того, температурні й часові дрейфи опору ключів будуть близькими. Наприклад, для ключів серії ADG781...783 (Analog Devices) при типовому опорі каналу 2,5 Ом максимальний розкид опору між каналами $\Delta R_s \leq 0,4 \text{ Ohm}$ [13]. Крім того, струми витоку цих ключів не перевищують 10 пА, що мінімум на порядок менше вхідних струмів I_{ADC} відомих типів АЦП, тому струмами витоку ключів можна нехтувати. Похибка від розкиду опорів ключів δ_{RS} прямо входить у результат перетворення спадів напруги на резисторах, тому її можна оцінити за відношенням опорів

$$\delta_{RS} = \frac{\Delta R_s}{R1} \times 100\% . \quad (7)$$

Як бачимо з (7), похибка від розкиду опорів ключів δ_{RS} обернено пропорційна до опору резисторів подільника $R1$, тобто змінюється за гіперболічним законом. А похибка δ_{R+I} від вхідного опору R_{ADC} і струму I_{ADC} АЦП прямо пропорційна до опору

резисторів подільника. Згідно з [14] сумарна похибка такої комбінації буде мінімальною при рівності обох складових. Тому запишемо

$$\frac{\Delta R_S}{R1} = \frac{R1}{R_{ADC}} + \frac{2 \times I_{ADC} \times R1}{U_N}. \quad (8)$$

Перетворивши (8), отримаємо оптимальне щодо впливу R_{ADC} , I_{ADC} і ΔR_S значення $R1_{OPT}$

$$R1_{OPT} = \sqrt{\frac{\Delta R_S \times R_{ADC} \times U_N}{U_N + 2 \times I_{ADC} \times R_{ADC}}}. \quad (9)$$

У такому випадку, наприклад, для прецизійного сігма-дельта АЦП типу AD7714 [5], який має вхідний опір $R_{ADC} \geq 10^9 \text{ Ohm}$ і вхідний струм $I_{ADC} \leq 10^{-9} \text{ A}$, при використанні ключів ADG781 [13] та знаходженні значення нелінійності на діапазоні перетворення 2,5В, отримаємо $R1_{OPT} \approx 15 \text{ kOhm}$. Сумарну похибку можна визначити через одну з рівних складових δ_{R+I} або δ_{RS} , але треба врахувати, що цих похибок дві. В результаті отримаємо сумарну максимальну похибку δ_{MAX} від розкиду опору між каналами ΔR_S , вхідного опору R_{ADC} і струму I_{ADC}

$$\delta_{MAX} = \sqrt{2} \times \frac{\Delta R_S}{R1} \times 100\% \approx 0,0038\%. \quad (10)$$

Отримане значення суттєво (понад 2 рази) більше, ніж коригована похибка нелінійності АЦП типу AD7714. Таким чином, реалізація методу [11], навіть при використанні дуже добрих КМОН ключів ADG781, без урахування зміни опору ключів годиться тільки для АЦП, які мають похибку інтегральної нелінійності ХП на рівні 12...13 розрядів.

При використанні як S1.1...S1.4 електромагнітних реле з розкидом опору контактів $\Delta R_S \leq 0,1 \text{ Ohm}$, $R1_{OPT}$ згідно з (9) буде становити $7,5 \text{ kOhm}$, а похибка δ_{MAX} згідно з (10) буде досягати 0,0018%, що теж не годиться для AD7714. Таким чином, заміна КМОН ключів на реле не дозволяє забезпечити корекцію нелінійності прецизійних АЦП, хоча дозволяє контролювати лінійність 14...15-ти розрядних АЦП. Для точніших АЦП необхідно усунути вплив зміни опору ключів S1.1...S1.4 на знайдене значення похибки інтегральної нелінійності ХП АЦП.

Метод корекції впливу опору перемикачів. Запропонований в [11] метод визначення похибки інтегральної нелінійності ХП АЦП передбачає також можливість корекції безпосереднього впливу опору перемикачів на результат корекції шляхом вимірювання спаду напруги на перемикачах і наступного врахування цього спаду напруги при обчисленні похибки інтегральної нелінійності. На рис. 3 зображено еквівалентну схему ввімкнення подільника R1...R4 з урахуванням опору ключів S1.1...S1.4 при перетворенні спадів напруги $U_{R1+R2+R3}$ і $U_{R2+R3+R4}$. Ці спади напруги перетворюють у код згідно з рис. 1. Крім того, ввімкнувши ключ S6, перетворюють у код також спад напруги $U_{RS1.2.1+RS1.3.1}$ на сумарному опорі ключів S1.2 і S1.3. Також для усунення впливу опору ключів S1.1 і S1.4, увімкнувши ключ S7, перетворюють у код спад напруги U_{N1} на всіх резисторах подільника R1...R4. У подальшому U_{N1} будемо використовувати замість U_N при обчисленні похибки нелінійності в режимі, що відповідає рис. 3.

На рис. 4 зображено еквівалентну схему ввімкнення подільника R1...R4 з урахуванням опору ключів S1.1...S1.4 при перетворенні спадів напруги $U_{R1+R2+R4}$ і $U_{R1+R3+R4}$. Ці спади напруги перетворюють у код згідно з рис. 1. Крім того, ввімкнувши ключ S8, перетворюють у код також спад напруги $U_{RS1.1.2+RS1.4.2}$ на сумарному опорі

ключів $S1.1$ і $S1.4$. Також для усунення впливу опору ключів $S1.2$ і $S1.3$, увімкнувши ключ $S9$, перетворюють у код спад напруги U_{N2} на всіх резисторах подільника $R1 \dots R4$. У подальшому U_{N2} будемо використовувати замість U_N при обчисленні похибки нелінійності в режимі, що відповідає рисунку 4.

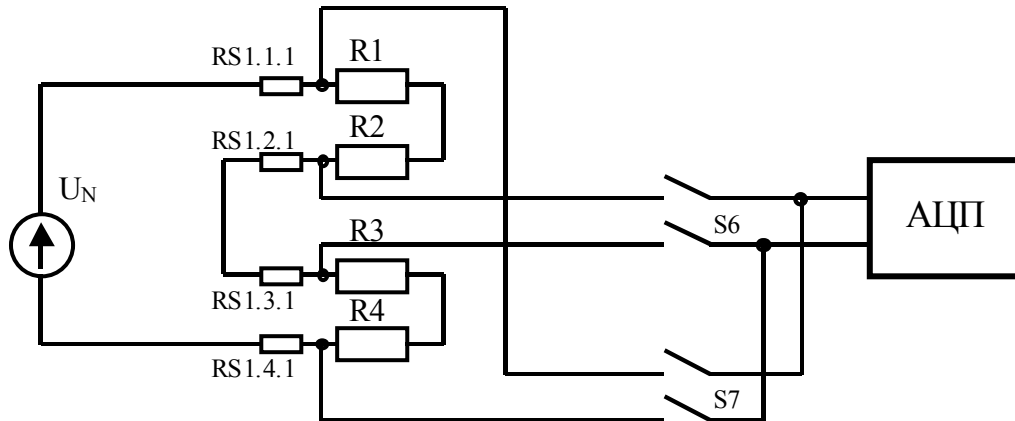


Рисунок 3 – Схема врахування спаду напруги на опорах ключів при перетворенні спадів напруги $U_{R1+R2+R3}$ і $U_{R2+R3+R4}$

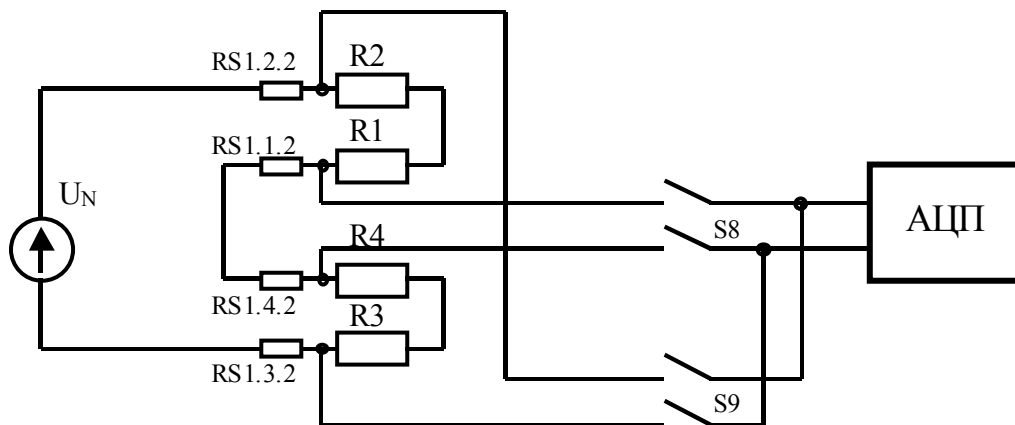


Рисунок 4 – Схема врахування спаду напруги на опорах ключів при перетворенні спадів напруги $U_{R1+R2+R4}$ і $U_{R1+R3+R4}$

Аналогічно до (5), похибку інтегральної нелінійності $\Delta_{n-0,75}$ визначимо як

$$\Delta_{n-0,75} = (1,5 \times U_{N1} - (U_{R1+R2+R3} + U_{R2+R3+R4} - 2 \times U_{RS1.2.1+RS1.3.1}) + 1,5 \times U_{N2} - (U_{R1+R2+R4} + U_{R1+R3+R4} - 2 \times U_{RS1.1.2+RS1.4.2})) / 4. \quad (11)$$

Додаткові вимірювання спадів напруги $U_{RS1.2.1+RS1.3.1}$ і $U_{RS1.1.2+RS1.4.2}$, хоча служать для корекції похибки від спаду напруги на опорі ключів $S1.1 \dots S1.4$, призводять також до збільшення похибки знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП. Тому необхідно провести аналіз залишкової похибки методу, запропонованого в [11], від виконання процедур корекції впливу змін опору ключів $S1.1 \dots S1.4$.

Оцінювання залишкової похибки усунення впливу опору перемикачів.
 Оцінювання похибки, яка залишилася після виконання процедури усунення впливу опору ключів перемикачів подільника на знаходження значення інтегральної нелінійності ХП АЦП за запропонованим в [11] методом, можна провести шляхом аналізу (11). Приблизне значення спаду напруги на ключах $S1.1...S1.4$ можна оцінити за їх опором $RS1.1.1...RS1.4.2$, опором резисторів подільника $R1...R4$ і напругою U_N джерела калібрування АЦП. Згідно зі схемами, зображеними на рисунках 3 і 4, значення спадів напруги $U_{RS1.2.1+RS1.3.1}$ і $U_{RS1.1.2+RS1.4.2}$ будуть мати близькі значення і складатимуть

$$U_{RS1.2.1+RS1.3.1} = \frac{U_N \times (RS1.2.1 + RS1.3.1)}{R1 + R2 + R3 + R4 + RS1.1.1 + RS1.2.1 + RS1.3.1 + RS1.4.1} \approx \frac{U_N \times RS1.1.1}{2 \times R1} \quad (12)$$

Оцінимо залишкову похибку усунення впливу опору перемикачів аналогічно, як для наведеного раніше прикладу. Але в такому випадку значення оптимального опору $R1_{OPT}$ буде інше. Це значення можна знайти виходячи з рівня шумів прецизійного АЦП, прирівнявши похибку від вхідного опору R_{ADC} і струму I_{ADC} до похибки від шумів. Для прецизійного сігма-дельта АЦП типу AD7714, згідно з [5], рівень шуму на діапазоні перетворення 2,5 В відповідає 21-му розряду, тобто $U_{SH} \leq 1,25 \mu V$. Виходячи з рівності похибок від шумів і параметрів входу АЦП, можна записати

$$\frac{U_{SH}}{U_N} \times 100\% = \left(\frac{R1}{R_{ADC}} + \frac{2 \times I_{ADC} \times R1}{U_N} \right) \times 100\% \quad (13)$$

Підставивши в (13) наведені вище значення, отримаємо $R1_{OPT} \approx 250 \Omega$. При використанні ключів ADG781 отримаємо, згідно з (12), спад напруги на опорі ключів $U_{RS1.2.1+RS1.3.1} \approx 12,5 mV$. У значення нелінійності, обчислене згідно з (11), шуми АЦП при перетворенні в код $U_{RS1.2.1+RS1.3.1}$ входять чотири рази. Ці шуми некорельовані, тому сумарний їх вплив буде складати $2 \times U_{SH} \leq 2,5 \mu V$, що вдвічі більше, ніж похибка від вхідного опору R_{ADC} і струму I_{ADC} АЦП. Однак і в цьому випадку сумарна абсолютна похибка не буде перевищувати $\Delta_{SUM} = \sqrt{(2,5)^2 + (1,25)^2} \approx 3 \mu V$. Це значення відповідає відносній похибці $\delta_{SUM} = \Delta_{SUM} \times 100\% / U_N \approx 0,00012\%$, що цілком прийнятно для корекції похибки нелінійності 0,0015%. Але можна зменшити і це значення за рахунок зміни діапазону перетворення АЦП при перетворенні в код спаду напруги на опорах ключів, адже $U_{RS1.2.1+RS1.3.1} \approx 12,5 mV$. Тому можна перетворювати $U_{RS1.2.1+RS1.3.1}$ у код на діапазоні $20 mV$. Хоча тоді похибка АЦП зросте (за рахунок похибки коефіцієнта підсилення), однак, згідно з [5], вона не буде перевищувати $1 \mu V$. У цьому випадку сумарна абсолютна похибка не буде перевищувати $\Delta_{SUM} = \sqrt{(1)^2 + (1,25)^2} \approx 1,6 \mu V$. Це значення відповідає відносній похибці $\delta_{SUM} = \Delta_{SUM} \times 100\% / U_N \approx 0,00006\%$, що забезпечує вимоги вимірювань найвищої точності.

Висновки. Виходячи з викладеного, можна зробити висновок, що метод, запропонований в [11], є перспективним для побудови на базі прецизійних АЦП, зокрема 24-х розрядних сігма-дельта АЦП фірми Analog Devices, вимірювальних приладів і систем найвищої точності. Для цього потрібно враховувати під час знаходження значення нелінійності спад напруги на опорах комутуючих елементів, що також запропоновано в [11]. Однак для контролю нелінійності АЦП нижчої точності, 12...14-ти розрядних, можливе використання і спрощеного варіанта методу [11].

Проведене в даній статті оцінювання похибок відноситься тільки до комутуючих елементів. Оцінювання сумарної похибки запропонованого в [11] методу, через багатократний вплив шумів на корекцію всіх складових похибки вимірювального каналу (адитивної, мультиплікативної та нелінійної), є значно складнішим завданням і вимагає окремого дослідження.

Література

1. Земельман М.А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств / Земельман М.А. – М.: Изд-во стандартов, 1972. – 182с.
2. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые). 5-е изд., перераб. и доп. / Орнатский П.П. – К.: Высшая шк. Главное изд-во, 1986. – 504с.
3. A/D Converters [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/products/index.html>.
4. Which ADC Architecture Is Right for Your Application?, [Електронний ресурс] / Walt Kester. – Режим доступу www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-06/architecture.pdf, walt.kester@analog.com.
5. AD7714: CMOS, 3V/5V, 500 μ A, 24-BIT SIGMA-DELTA, SIGNAL CONDITIONING ADC. [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/product.html>.
6. Толпыга С.М. Метод автоматизированного измерения дифференциальной и интегральной нелинейности аналого-цифровых преобразователей / Толпыга С.М. // Методы и средства преобразования сигналов в научном приборостроении. Красноярск: Институт физики СО АН СССР, 1979. – 310с.
7. Patent No 6,516,290 B1. US, H04B 15/00 Method for measuring the nonlinearity of an Analog Front End System / Yung Chow Peng; патентовласник Winbond Electronics Corp. Заявл. Aug. 20, 1999; опубл. February 4, 2003, [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.patentstorm.us/patents/6516290/description.html>.
8. Larsson, A.; Sonkusale, S. A background calibration scheme for pipelined ADCs including non-linear operational amplifier gain and reference error correction: Proc. of IEEE International Systems-on-Chip Conference, Santa Clara, California, 2004. Page(s): 37 – 40. [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/topAccessedArticles.jsp?punumber=9408>.
9. Уолт Кестер. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016с.
10. Кочан Р.В. Прецизійний блок збору даних з дистанційним перепрограмуванням / Кочан Р.В., Кочан О.В. // Міжн. науково-техн. журнал “Комп’ютинг”. – 2004. – Т. 3. – № 3. – С. 82-92.
11. Пат. 200703921 Україна, МПК 7H01H51/00. Пристрій визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів / Кочан Р.В., Кочан О.В.; заявники і патентовласники Кочан Р.В., Кочан О.В. – 200703921; заявл. 10.04.2007.
12. Кочан Р.В. Метод корекції інтегральної нелінійності характеристики перетворення прецизійних аналого-цифрових перетворювачів / Кочан Р.В. // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2009. – Вип. 70. – С. 18-25.
13. ADG781: CMOS, LOW VOLTAGE 2.5 OHM QUAD SPST SWITCHES IN CHIP SCALE PACKAGE. [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.analog.com/en/switchesmultiplexers/analog-switches/adg781/products/product.html>.
14. Дорожовець М. Опрацювання результатів вимірювань: Навч. посібник. – Львів: Видавництво Національного університету “Львівська політехніка”, 2007. – 624 с.

Одержано 29.03.2010 р.