

кількістю віток схеми. Отже, якщо кількість вузлів менша за кількість віток, то вибираємо метод вузлових напруг, якщо навпаки, то метод контурних струмів.

5. Висновок. Проаналізувавши різні методи зондування об'єкта досліджень в електричній томографії, обґрунтовано доцільність зондування струмом і вимірювання напруги; обґрунтовано методику виконання вимірювань електродних величин і доцільність реконструкції опорів, а не провідностей.

1. Webster J.G. *Electrical Impedance Tomography*. Adam Higler, 1990. 2. Filipowicz S. F., Rymarczyk T.

Tomografia Impedancyjna, BEL Studio, Warszawa 2003r. 3. Seagar A.D., Barber D.C., Brown B.H. *Electrical Impedance Imaging*. IEE Proceedings. Vol.134, Pt. A, No 2, February 1987, pp.201-209. 4. Basarab-Horwath I, Lacey P.. *A Distributed Pressure Sensor Which Utilises Electrical Impedance Tomography*. Sensor-VI. Technology, Systems and Applications. Edited by K.T.V.Grattan City University of London and A.T. Augousty Kingston University, Institute of Physics. Publishing Bristole anPhiladelphia. 1993. –P.381–386. 5. Терновой К.С., Синьков М.В., Закидальский А.И. и др. *Введение в современную томографию* / Под ред. К.С. Тернового и М.В. Синькова. –К.: Наукова думка, 1983. – 231 с.

УДК 621.317.7.089.6

МЕТОД КОРЕКЦІЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ НЕЛІНІЙНОСТІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПРЕЦИЗІЙНИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

О Роман Кочан, 2009

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Проаналізовано методи визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів. Запропоновано та досліджено метод, який ґрунтується на вимірюванні спаду напруг на резисторах чотирирезистивного подільника напруг при зміні порядку увімкнення резисторів, що забезпечило високу точність визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення у точках діапазону, які відповідають вихідним напругам подільника. Запропонована схема подільника та комутатора, які забезпечують формування 5 тестових точок, рівномірно розподілених по діапазону перетворення.

Проанализировано методы определения интегральной нелинейности характеристики преобразования аналого-цифровых преобразователей. Предложено и исследовано метод, который базируется на измерении падения напряжения на резисторах четырехрезистивного делителя напряжения при изменении порядка включения резисторов. Это обеспечило высокую точность определения интегральной нелинейности характеристики преобразования в точках диапазона, которые формируются делителем. Предложено схемы делителя и коммутатора, которые обеспечивают формирование 5 тестовых точек, равномерно распределенных по диапазону преобразования.

There is made analysis of methods of identification the integral nonlinearity of conversion characteristics of analog to digital converters. There is proposed and investigated the new method, which is based on measurement the output voltage of voltage divider with four resistors in the condition of changing the sequence of resistors. It provides high accuracy of identification the integral nonlinearity of conversion characteristics of analog to digital converters in the points generated by voltage divider. The proposed diagram of voltage divider and multiplexing circuit provides generation of five testing points uniformly distributed via range.

Вступ. Сьогодні сигма-дельта аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) мають роздільну здатність 24...32 розряди [1, 2]. Однак такі АЦП не забезпечують високої точності перетворення вхідної

напруги на код безпосередньо. Висока точність досягається тільки за умови виконання процедур корекції адитивної та мультиплікативної похибок (установки нуля і калібрування за допомогою пре-

цизійного джерела опорної напруги). Зокрема, в АЦП AD7714 [1] виконання процедур корекції адитивної та мультиплікативної похибок забезпечено алгоритмом роботи самого АЦП і вимагає лише формування відповідної команди через інтерфейс зв'язку. Після виконання вказаних процедур корекції адитивна похибка результату перетворення визначається переважно похибками вхідного комутатора, шумів та дискретності, а мультиплікативна – похибками джерела опорної напруги і вхідного комутатора. Однак на результат вимірювання впливає також похибка нелінійності характеристики перетворення (ХП). Для АЦП AD7714 і подібних їй допустиме значення обмежує можливість підвищення точності до 0,015 %, тобто до рівня 16 розрядів. Отже, для реалізації потенційних можливостей 24...32 розрядних АЦП необхідна корекція інтегральної нелінійності їх ХП.

Оцінка методів корекції нелінійності характеристики перетворення АЦП. Умовою успішного виконання процедури корекції нелінійності прецизійних АЦП є експериментальне визначення відхилення індивідуальної ХП АЦП від лінійної з високою точністю. Це означає, що параметри функції, яка описує нелінійність ХП АЦП:

1. Мають бути визначені явно – на їхній основі визначаються параметри функції поправки;

1. Похибка їх визначення повинна бути значно меншою від очікуваної похибки вимірювального каналу.

Тому методи оцінки узагальнених параметрів функції, що описує нелінійність ХП АЦП, які використовують, наприклад, аналіз ширини квантів, спектральний аналіз, швидке перетворення Фур'є тощо, для корекції нелінійності АЦП непридатні – вони не виконують першої умови.

Також не можуть бути використані в цьому випадку методи, які застосовують для калібрування АЦП прецизійний цифро-аналоговий перетворювач [3], або паралельно ввімкнений АЦП нижчої швидкодії та вищої точності [4]. У прецизійних 24...32 розрядних АЦП, похибка нелінійності яких не перевищує 0,015 %, вимоги до точності таких взірцевих засобів стають настільки високими, що їх виконання вимагає надто складних і дорогих рішень. Крім того, такі рішення вимагають умов експлуатації, що визначаються взірцевими, а не робочими засобами.

Значно більші потенційні можливості має метод [5, 6], який ґрунтується на взаємному протиставленні

однакових резисторів подільника напруги, під'єданого до джерела опорної напруги (напруги калібрування). При використанні методу, описаного в [5, 6], похибка знаходження значення нелінійності АЦП слабо залежить від відхилення опорів резисторів подільника від середнього значення. Однак на похибку визначення нелінійності повністю впливають опори ключів, що перемикають резистори подільника. Тому у разі визначення нелінійності прецизійних АЦП таке рішення вимагає застосування ключів з малим опором, тобто контактних перемикачів (реле). Необхідна для реалізації методу велика кількість ключів значно ускладнює конструкцію АЦП і погіршує його економічні та масогабаритні параметри.

Найкращою основою для розроблення методу корекції інтегральної нелінійності ХП прецизійних АЦП є проаналізований в [7, 8] метод, який також ґрунтується на взаємному протиставленні двох однакових резисторів подільника напруги, під'єданого до джерела опорної напруги. В результаті вимірювання спадів напруги на обох резисторах разом і на кожному з них окремо (рис. 1, а), згідно з другим законом Кірхгофа, можна скласти рівняння, після розв'язання якого отримуємо значення похибки нелінійності $d_{NL0,5}$ в точці $0,5 \times U_{DIAP}$. У [8] доведено, що відхилення d_R опорів резисторів подільника від середнього значення зумовлює лише методичну похибку d_{MET} знайденого значення похибки нелінійності, яка не перевищує $d_{MET} = d_{NL} \times d_R^2$. З цього видно, що використання навіть резисторів невисокої точності дає змогу забезпечити дуже високу точність корекції похибки нелінійності АЦП. Однак варіант методу, проаналізований в [7, 8], дає змогу виконати корекцію тільки квадратичної складової похибки.

Очевидною є можливість введення ще однієї точки корекції нелінійності – $0,25 \times U_{DIAP}$ (рис. 2). При цьому необхідно перетворити на код спади напруги на всіх чотирьох резисторах $N_{R1} \dots N_{R4}$ (рис. 1, б) і сумарний спад напруги на них $N_{R1 \dots R4}$. Згідно з другим законом Кірхгофа можна записати рівняння

$$\begin{aligned} N_{R1 \dots R4} - (N_{R1} + N_{R2} + N_{R3} + N_{R4}) = \\ = 4 \times N_{NL0,25} \end{aligned} \quad (1)$$

з якого можна легко знайти значення коду похибки нелінійності $N_{NL0,25}$.

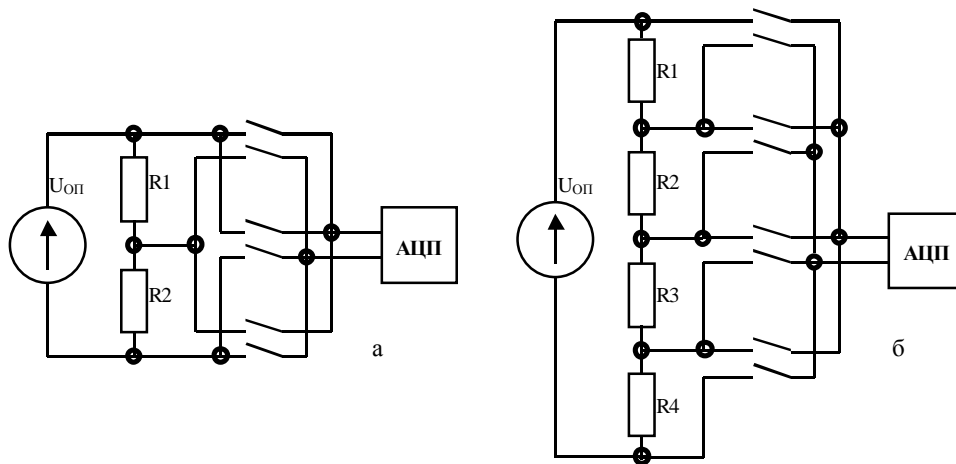


Рис. 1. Спрощена схема методів визначення похибки нелінійності прецизійних АЦП

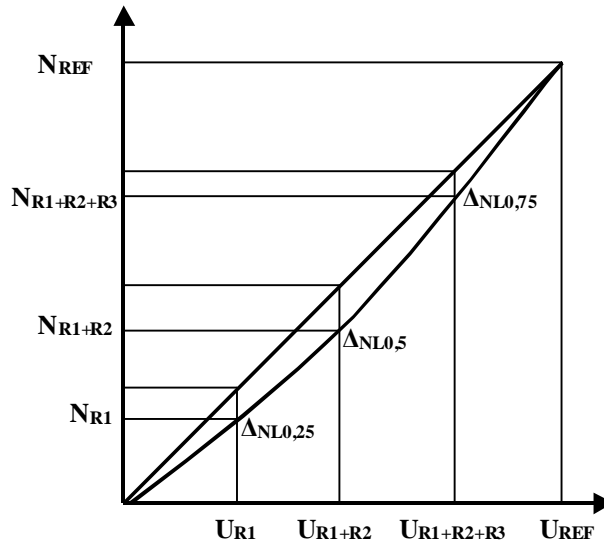


Рис. 2. Визначення похибки нелінійності АЦП як різниці між ідеальною та реальною характеристиками перетворення АЦП

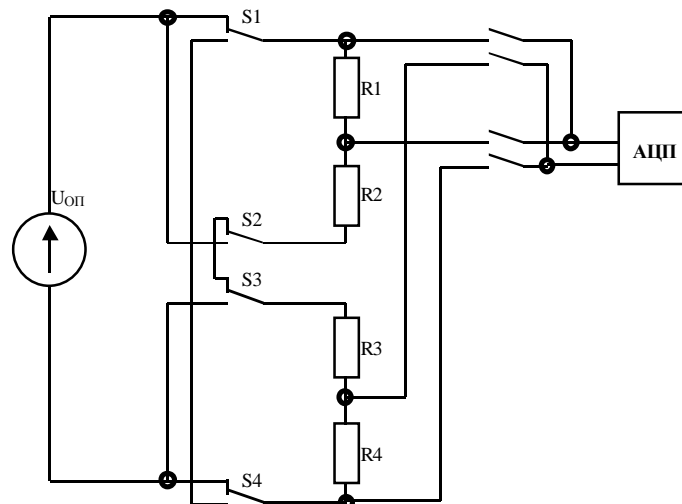


Рис. 3. Спрощена схема визначення похибки нелінійності АЦП в точці $0,75 \times U_{DIAP}$

Однак такий метод збільшує точність вимірювання переважно в нижній половині шкали, використання якої не рекомендується при високоточних вимірюваннях. Крім того, для перевірки АЦП на місці експлуатації згідно з нормативними документами [9] вимагається "... 5...6 точок перевірки, рівномірно розміщених по діапазону вимірювання ...". Отже, метою цієї статті є розроблення та аналіз методу корекції інтегральної нелінійності характеристики перетворення прецизійних АЦП в п'яти точках перевірки, рівномірно розміщених по діапазону вимірювання.

Для визначення нелінійності АЦП в точці $0,75 \times U_{DIAP}$ необхідно перетворювати на код спад напруги на трьох резисторах з подільника, який містить чотири резистори, аналогічно до рис. 1, б. Однак схема (рис. 1, б) дає змогу створити тільки дві комбінації по три з чотирьох – $R1 + R2 + R3$ і $R2 + R3 + R4$. У такому разі похибка визначення нелінійності буде повністю визначатися відхиленням d_R опорів резисторів подільника від середнього значення, тобто похибка корекції буде неприйнятно великою. Щоби забезпечити незалежність похибки визначення нелінійності від d_R , необхідно забезпечити перетворення на код всіх комбінацій по три резистори з чотирьох – як $R1 + R2 + R3$ і $R2 + R3 + R4$ так і $R1 + R2 + R4$ і $R1 + R3 + R4$. Для цього в [10] запропоновано в першому циклі перетворити на код спади напруги на $R1 + R2 + R3$ і $R2 + R3 + R4$, потім поміняти (за допомогою ключів $S1...S4$) місцями резистори $R1$ і $R2$, а також $R3$ і $R4$, (рис. 3) і перетворити на код спади напруги на резисторах $R1 + R2 + R4$ і $R1 + R3 + R4$. Отже, АЦП перетворює на код всі комбінації спадів напруги на трьох з чотирьох резисторів. Спад напруги на $R1$, $R2$, $R3$ і $R4$ можна записати як

$$U_{REF} = U_{R1} + U_{R2} + U_{R3} + U_{R4} = I \times R \times (4 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4) \quad (2)$$

де d_1, d_2, d_3, d_4 – відповідні відхилення опору резисторів $R1$, $R2$, $R3$ і $R4$ від середнього значення R .

Пропонований метод корекції нелінійності АЦП.

За визначенням середнього значення можна записати

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = 0 \quad (3)$$

Середнє значення всіх чотирьох результатів перетворення буде становити

$$\begin{aligned} & (U_{R1} + U_{R2} + U_{R3} + U_{R2} + U_{R3} + U_{R4} + U_{R2} + \\ & + U_{R1} + U_{R4} + U_{R1} + U_{R4} + U_{R3}) / 4 = \\ & = (I \times R \times (12 + 3d_1 + 3d_2 + 3d_3 + 3d_4)) / 4 = \\ & = (I \times R \times 3 \times (4 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4)) / 4 \end{aligned} \quad (4)$$

Підставивши (2) в (4), отримаємо

$$(3 \times U_{REF}) / 4 = (I \times R \times 3 \times (4 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4)) / 4 \quad (5)$$

а підставивши (3) в (5) і скоротивши, одержимо

$$U_{REF} = I \times R \times 4,$$

що підтверджує незалежність середнього значення результатів чотирьох перетворень від похибок резисторів $R1$, $R2$, $R3$ і $R4$. З рис. 2 значення коду похибки інтегральної нелінійності в точці $0,75 \times U_{DIAP}$ можна визначити як

$$\Delta_{NL0,75} = (3 \times N_{REF} - N_{R1+R2+R3} - N_{R2+R3+R4} - N_{R2+R1+R4} - N_{R1+R4+R3}) / 4 \quad (6)$$

де $N_{R1+R2+R3}$, $N_{R2+R3+R4}$, $N_{R2+R1+R4}$, $N_{R1+R4+R3}$ – результати перетворення спаду напруги на вказаних як індекси резисторах.

Зазначимо, що рівності (2)...(6) записані для умов, коли опором контактів перемикачів $S1...S4$ можна знехтувати (малий порівняно з опором резисторів $R1...R4$). Однак, для прецизійних АЦП, наприклад, 24-розрядних, навіть при номінальному опорі резисторів 100 кОм, опір контактів перемикачів $S1...S4 \approx 0,1$ Ома (типове значення контактного опору електромагнітних реле) викликає похибку на рівні 20-го розряду. Збільшення ж номінального опору резисторів $R1...R4$ не завжди допустиме через скінчене значення вхідного опору АЦП, який шунтує опір того резистора, на якому у цей момент вимірюється напруга, а також вплив вхідного струму АЦП. Тому, для прецизійних АЦП, необхідна корекція похибки, викликана впливом опору контактів перемикачів $S1...S4$. Таку корекцію можна реалізувати перетворенням на код спадів напруги на контактах тих перемикачів, опір яких виявився ввімкненим в коло відповідного резистора.

На рис. 4, а подана еквівалентна схема зображеної на рис. 3 схеми визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП при перетворенні на код спадів напруги на $R1 + R2 + R3$ і на $R2 + R3 + R4$ (перемикачі $S1...S4$ у верхньому по схемі рис. 3 положенні). Перед перетворенням на код спадів напруги на цих

резисторах отримують результат перетворення $N_{R21+R31}$ спаду напруги на опорах контактів $R21, R31$. Опори контактів $R11, R41$ перемикачів $S1, S4$ на результат визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП не впливають за умови, що як N_{REF} при перших двох перетвореннях буде використано результат перетворення напруги на всіх чотирьох резисторах N_{1-6}^{1-2} , тобто між виходами 1 і 6 (верхній індекс означає номери перетворень, нижній – номери контактів згідно з рис. 4, а).

На рис. 4, б подана аналогічна рис. 4, а еквівалентна схема при перетворенні на код спадів напруги на $R2 + R1 + R4$ і на $R1 + R4 + R3$ (перемикачі $S1...S4$ у нижньому за схемою рис. 3 положенні). Перед перетворенням спадів напруги на цих резисторах отримують результат перетворення $N_{R12+R42}$ спаду напруги на опорах контактів $R12, R42$. Опори контактів $R22, R32$ на результат визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП не впливають за умови, що як N_{REF} при других двох перетвореннях буде використано результат перетворення напруги на всіх чотирьох резисторах N_{3-4}^{3-4} , тобто між виходами 3

і 4 (верхній індекс означає номери перетворень, нижній – номери контактів згідно з рис. 4, б).

Згідно з рис. 2, з урахуванням спадів напруги на резисторах і контактах відповідно до схем рис. 4, а, і 4, б, значення похибки інтегральної нелінійності $N_{NL0,75}$ можна визначити із залежності

$$N_{NL0,75} = (1,5 \times N_{1-6}^{1-2} + 1,5 \times N_{3-4}^{3-4} - (N_{R1+R2+R3} - N_{R21+R31}) - (N_{R2+R3+R4} - N_{R21+R31}) - (N_{R2+R1+R4} - N_{R12+R42}) - (N_{R1+R4+R3} - N_{R12+R42}))/4 \quad (7)$$

Отже, в результаті знаходження значень нелінійності в точках діапазону $0,25 \times U_{DIAP}$, $0,5 \times U_{DIAP}$ і $0,75 \times U_{DIAP}$, з урахуванням попереднього встановлення нуля і калібрування, маємо можливість записати систему рівнянь, яка дасть змогу визначити параметри функції поправки. Найвигідніше як коригуючу функцію використати поліном четвертого порядку. В зв'язку з попередньою установкою нуля і калібруванням вільний член такого полінома дорівнює нулю і значення похибки нелінійності в максимумі діапазону дорівнює нулю (якщо напруга опорного джерела дорівнює діапазону вимірювання). Тоді можна записати чотири рівняння:

$$\begin{cases} A \times (N_{MAX})^4 + B \times (N_{MAX})^3 + C \times (N_{MAX})^2 + D \times N_{MAX} = 0 \\ A \times (N_{MAX} \times \frac{3}{4})^4 + B \times (N_{MAX} \times \frac{3}{4})^3 + C \times (N_{MAX} \times \frac{3}{4})^2 + D \times N_{MAX} \times \frac{3}{4} = N_{NL0,75} \\ A \times (N_{MAX} \times \frac{1}{2})^4 + B \times (N_{MAX} \times \frac{1}{2})^3 + C \times (N_{MAX} \times \frac{1}{2})^2 + D \times N_{MAX} \times \frac{1}{2} = N_{NL0,5} \\ A \times (N_{MAX} \times \frac{1}{4})^4 + B \times (N_{MAX} \times \frac{1}{4})^3 + C \times (N_{MAX} \times \frac{1}{4})^2 + D \times N_{MAX} \times \frac{1}{4} = N_{NL0,25} \end{cases} \quad (8)$$

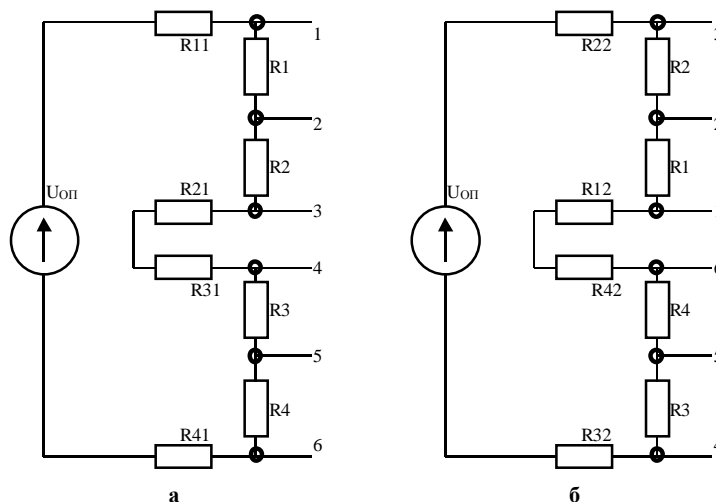


Рис. 4. Еквівалентна схема ввімкнення опорів ключів при визначенні похибки нелінійності АЦП в точці $0,75 \times U_{DIAP}$

У результаті розв'язання системи (8) отримуємо значення коефіцієнтів полінома A, B, C, D , який описує похибку від нелінійності ХП АЦП. Отже, процес отримання результату перетворення на код буде складатися з таких процедур:

1. Процедура встановлення нуля – ввімкнення закороженого каналу, запуск АЦП, запам'ятовування результату перетворення на код N_0 .

2. Процедура калібрування – ввімкнення каналу, до якого під'єднано джерело опорної напруги U_{OP} , запуск АЦП, запам'ятовування результату перетворення на код N_{OP} .

3. Процедура вимірювання – ввімкнення каналу, до якого під'єднано джерело вимірюваної напруги U_X , запуск АЦП, запам'ятовування результату перетворення на код N_X .

4. Процедура отримання попереднього результату (без корекції похибки нелінійності) – обчислення за формулою

$$N_{KOR1} = U_{OP} \frac{N_X - N_0}{N_{OP} - N_0}. \quad (9)$$

5. Процедура отримання кінцевого результату (з корекцією похибки нелінійності) – обчислення за формулою

$$N_{KOR2} = N_{KOR1} + A \times N_{KOR1}^4 + B \times N_{KOR1}^3 + C \times N_{KOR1}^2 + D \times N_{KOR1}. \quad (10)$$

Очевидно, що запропонований метод корекції похибки від нелінійності ХП АЦП має високу точність за умови строгої рівності резисторів $R1...R4$. Однак у реальних умовах така умова не може бути виконана. Тому для оцінки перспективності запропонованого методу необхідний аналіз залишкової похибки, яка виникає при корекції нелінійності ХП АЦП запропонованим методом через відхилення опору резисторів $R1...R4$ від номінального значення.

Оцінка залишкової похибки запропонованого методу корекції нелінійності АЦП. При відхиленні опору резисторів $R1...R4$ від номінального значення спади напруги на них не строго дорівнюють значенням $0,25 \times U_{DIAP}$, $0,5 \times U_{DIAP}$ і $0,75 \times U_{DIAP}$. В результаті, якщо при обчисленні коефіцієнтів A, B, C, D ми користуємося заздалегідь знайденим з умови рівності опору резисторів $R1...R4$ розв'язанням

системи рівнянь (8), виникає додаткова похибка Δ_{NLR} , яка для процедури корекції є залишковою. Її виникнення ілюструє рис. 5.

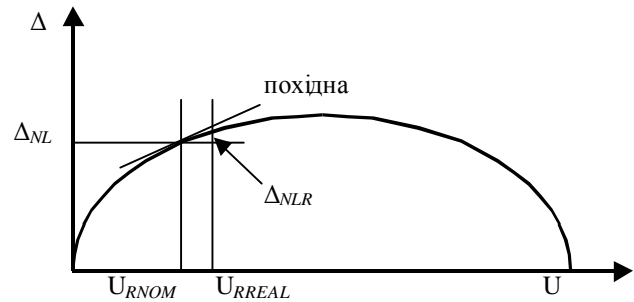


Рис. 5. Виникнення похибки корекції нелінійності ХП АЦП

Як видно з рис. 5, безпосередньою причиною виникнення похибки Δ_{NLR} є порівняння під час виконання процедури корекції значення нелінійності Δ_{NL} , знайденого для реального значення спаду напруги на резисторах U_{RREAL} , з формулами обчислення коефіцієнтів A, B, C, D , що знайдені наперед під час розв'язання системи (8). Значення похибки Δ_{NLR} можна оцінити через похідну функції, яка описує нелінійність ХП АЦП

$$\Delta_{NLR} = (U_{RREAL} - U_{RNOM}) \times F'. \quad (11)$$

Свою чергою, похідна полінома четвертого степеня становить

$$F' = 4 \times A \times N_{KOR1}^3 + 3 \times B \times N_{KOR1}^2 + 2 \times C \times N_{KOR1} + D. \quad (12)$$

Підставивши (12) в (11), отримаємо вираз, який дає змогу знайти значення залишкової похибки Δ_{NLR} . Отже, похибка Δ_{NLR} залежить і від допустимого відхилення опору резисторів $R1...R4$, і від форми кривої, якій відповідає нелінійність ХП АЦП. Наприклад, для квадратичної нелінійності, яка описується функцією з коефіцієнтами $A = 0, B = 0, C = -1, D = 4$, значення похибок інтегральної нелінійності будуть становити $N_{NL0,25} = 3$, $N_{NL0,5} = 4$ і $N_{NL0,75} = 3$. Значення похідної у цих точках будуть становити $F'_{NL0,25} = 2$, $F'_{NL0,5} = 0$ і $F'_{NL0,75} = -2$. Відносні значення

залишкової похибки знайдемо, перетворивши (11) – $d_{NLR} = d_R \times F'$. Підставивши значення, отримаємо $d_{NLR,0,25} = 2 \times d_R$, $d_{NLR,0,5} = 0$, $d_{NLR,0,75} = 2 \times d_R$. Це означає, що при допустимому відхиленні опору резисторів 1 %, можливе зменшення нелінійності ХП АЦП в 50 разів (якщо не враховувати інші складові похибки АЦП). Таке значне зменшення похибки нелінійності за рахунок корекції при використанні резисторів порівняно низької точності свідчить про значну перспективність запропонованого методу корекції нелінійності АЦП. Зазначимо, що, відповідно до (11), вплив допустимого відхилення опору резисторів $R1...R4$ залежить від форми кривої, яка описує нелінійність ХП АЦП. Аналітично визначити найгіршу форму кривої відхилення ХП, наприклад, для сигма-дельта АЦП, сьогодні неможливо. Тому дослідити максимальну похибку від допустимого відхилення опору резисторів $R1...R4$ можна за допомогою імітаційного моделювання впливу цього відхилення для різних кривих, що описують нелінійність АЦП.

Імітаційні дослідження запропонованого методу корекції нелінійності АЦП. Для коректного дослідження запропонованого методу корекції нелінійності ХП АЦП необхідно забезпечити дослідження залишкової похибки Δ_{NLR} для широкого набору різноманітних функцій, параметри яких задають випадково. Найдоцільніше створити метрологічний програмний тест [8], в якому формування тестових впливів (генерація параметрів функцій, що описують відхилення ХП АЦП від лінійної) здійснює окрема програма, через випадковий вибір. Однак при суто випадковому виборі максимальне відхилення ХП АЦП від лінійної може перевищувати допустиме значення, нормоване для цього типу АЦП. Тому програма формування тестових впливів має містити процедуру перевірки максимального значення запропонованої функції. Таку перевірку можна зробити, обчислюючи значення функції в 10...20 точках і порівнюючи отримані значення з гранично допустимим.

Результати дослідження запропонованого методу корекції нелінійності ХП АЦП для поліномів четвертого степеня, що описують відхилення ХП АЦП від лінійної, подано на рис. 6. Тестування велось з використанням 122 поліномів, вибраних з 500 згенерованих за критерієм максимально допустимого

значення похибки нелінійності, яке прийнято відповідним АЦП типу AD7714 [1] – 0,0015 %. Максимально допустиме відхилення опору резисторів від номіналу прийняте 1 %. На графіку (рис. 6) показано максимальні значення залишкової похибки Δ_{NLR} у 20 точках діапазону вимірювання.



Рис. 6. Максимальні значення залишкової похибки нелінійності по діапазону вхідної напруги

Як видно з рис. 6, максимальні значення залишкової похибки при корекції нелінійності запропонованим способом відповідають кінцям діапазону. Очевидно, це пов'язано з тим, що однією з умов придатності полінома до імітаційних досліджень була рівність його значень нулю на кінцях діапазону, що привело до зростання значень похідної на краях діапазону перетворення.

Висновки. Як видно з рис. 6, значення залишкової похибки при корекції нелінійності запропонованим способом є доволі малими, хоча під час імітаційних досліджень використовувалися резистори невисокої точності, з максимально допустимим відхиленням опору від номіналу 1 %. Це підтверджує високі потенційні можливості запропонованого методу. Однак на реальну залишкову похибку нелінійності буде додатково впливати ціла низка факторів:

1. Форма нелінійності ХП АЦП, зокрема, наявність нелінійності вищого порядку.
2. Шуми та дискретність АЦП, причому ці фактори будуть впливати на результат вимірювання багатократно, через те, що вони наявні не тільки при перетворенні на код вхідної напруги, а і при встановленні нуля, калібруванні та при кожному циклі корекції нелінійності.
3. Похибки АЦП при перетворенні на код спаду напруги на контактах перемикачів S1...S4 або похибки від ігнорування цього спаду напруги.

Зазначимо, що дослідження впливу на результат аналогово-цифрового перетворення перелічених факторів є достатньо складним завданням, яке вимагає

побудови відповідних математичних моделей та інтерпретації результатів досліджень. Дослідження дії перелічених факторів буде стосуватися окрема стаття.

З викладеного можна зробити висновок, що запропонований метод корекції похибки від нелінійності ХП АЦП є достатньо простим, не вимагає прецизійних компонентів і може бути використаний під час функціонування АЦП в робочих умовах. Алгоритм опрацювання даних (обчислення поправки) для виконання всіх процедур корекції, за умови використання наперед розв'язаної системи рівнянь (8), є достатньо простим і може бути реалізований 8-бітними мікроконтролерами.

Результати корекції нелінійності ХП АЦП – отримані значення нелінійності ХП АЦП в різних точках діапазону перетворення (а особливо динаміка зміни значень нелінійності) – можуть бути використані для діагностики стану АЦП під час його експлуатації.

Відповідність методу вимогам [9] дає змогу створити на основі запропонованого методу вбудовані підсистеми бездемонтажної перевірки АЦП на місці їх експлуатації. При цьому, на відміну від [11], достатньою є тільки заміна джерела напруги калібрування. За наявності в складі такого джерела “електронного паспорта”, наприклад, TEDS (Transducer Electronic Data Sheet – електронний паспорт перетворювача), який відповідає вимогам стандарту IEEE-1451.2, всі процедури бездемонтажної перевірки АЦП на місці експлуатації (крім механічної заміни джерела напруги калібрування) можуть бути автоматизовані без значного ускладнення апаратного забезпечення АЦП.

1. 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). 2. ADS1281 High-Resolution Analog-to-Digital Converter (URL: <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ads1281.html>). 3. Maio, et al., "An Untrimmed D/A Converter with 14-Bit Resolution", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-16, No. 6, Dec. 1981, pp. 616-620. 4. Пат. 7319424 США, МКИ Н03М. Measuring and correcting non-linearity of an internal multi-bit analog-to-digital converter in a delta-sigma analog-to-digital converter: Пат. 7319424 США, МКИ Н03М Brian Stewart (США); Agilent Technologies Inc – № 11/344611; Заявл. 31.01.2006; Опубл., 15.01.2008; 11 с. 5. Кочан Р. Лінеаризація характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів з високою роздільною здатністю // Вісник Вінницького національного технічного університету. Прийнято до друку. 6. Kochan R., Kochan O. Method of ADC's Integral Nonlinearity Identification with Uniform Distribution of Testing Points. Proc. of IMEKO XIX World Congress, Lisbon, Portugal, September 6-11, 2009. In press. 7. Кочан Р., Кочан О. Прецизійний блок збору даних з дистанційним перепрограмуванням // Міжн. науково-техн. журнал “Комп’ютинг”. – 2004. – Т. 3. – № 3. – С. 82–92. 8. Кочан Р.В. Вдосконалення компонентів прецизійних розподілених інформаційно-вимірювальних систем: Дис. ... канд. Техн. Наук: 05.13.16. – Л., 2005. – 193 с. 9. МИ 1202-86. ГСИ. Приборы и преобразователи измерительные напряжения, тока, сопротивления цифровые. Общие требования к методике поверки. Изд-во стандартов. – М., 1986. 10. Кочан Р., Кочан О. Спосіб повірки аналого-цифрових перетворювачів на місці експлуатації. Заявка на патент України № 200805621 Україна, Заявл. 29.04.2008. 11. Яцук В. Інформаційно-енергетичний підхід до оцінювання коефіцієнта якості засобів вимірювальної техніки // Вимірювальна техніка та метрологія. – Львів, 2008. – №68. – С. 224–228.