

## ПОХИБКА МЕТОДУ КОРЕКЦІЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ НЕЛІНІЙНОСТІ АЦП ЗА ДОПОМОГОЮ БАГАТОРЕЗИСТИВНОГО ПОДІЛЬНИКА

© Кочан Р.В., 2011

Досліджено вплив похибки опору резисторів багаторезистивного подільника та випадкової похибки АЦП на залишкову похибку корекції інтегральної нелінійності АЦП. Результати досліджень дали змоги визначити сферу доцільного застосування досліджуваного методу та сформулювати вимоги до методів визначення нелінійності функції перетворення з розширеною сферою доцільного застосування.

**Ключові слова:** корекція, інтегральна нелінійність.

**There is investigated influence of resistors' error and random error of ADC on residual error of integral nonlinearity correction for method based on multi-resistor divider. The obtained results allow us to outline the range of rational application of investigated method of error correction and to formulate the requirements to nonlinearity identification methods with extended application range.**

**Key words:** correction, integral nonlinearity.

### Вступ

Розповсюдження засобів обчислювальної техніки та алгоритмів цифрового опрацювання сигналів призвели до того, що аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) стали необхідним компонентом практично всіх вимірювальних систем, а їхні метрологічні характеристики визначають характеристики систем, загалом, тому покращення параметрів АЦП є актуальною задачею.

### Огляд літературних джерел

Нішу прецизійних АЦП напруги постійного струму зайняли перетворювачі на базі сигма-дельта модулятора (СДМ) [1,2]. Їхню високу точність забезпечують структурно-алгоритмічні методи – встановлення нуля і калібрування, що зменшує вплив на результат перетворення адитивної та мультиплікативної складових похибки перетворення. Тому похибка результату перетворення визначається переважно похибками джерела напруги калібрування, комутуючого пристрою і залишковою похибкою АЦП, в якій домінує похибка нелінійності функції перетворення (ФП) АЦП. Наприклад, для 24-розрядного АЦП типу AD7714 [3] похибка нелінійності досягає 0,0015%, що відповідає 16-му розряду, отже, априорі молодші 8 розрядів результату перетворення неточні та надлишкові. Тому, для підвищення точності перетворення АЦП понад 0,0015%, слід коригувати нелінійну складову його похибки. Також існують методи вимірювання (заміщення, відношення), точність яких визначається саме нелінійністю ФП АЦП [4].

Хоча в літературі зустрічається твердження “не існує простого та зручного методу корекції нелінійної складової похибки АЦП” [5], автор запропонував методи ідентифікації нелінійності функції перетворення (ФП) АЦП у тестових точках з високою точністю [6, 7]. При цьому кількість тестових точок, розміщених в діапазоні перетворення, визначається схемою, яка їх реалізує, і може змінюватися від однієї і до декількох десятків. Однак не до кінця дослідженими залишаються питання визначення залишкової похибки по всьому діапазону АЦП, спричиненої відхиленням опору резисторів від номінального та випадковою складовою похибки АЦП.

**Метою роботи** є оцінка залишкової похибки АЦП по всьому діапазону перетворення після корекції нелінійної складової похибки систематичної похибки АЦП при визначенні цієї складової у

тестових точках, сформованих за допомогою багаторезистивного подільника напруги з каскадним ввімкненням резисторів зі змінною кількістю резисторів у каскаді. Для досягнення мети необхідно дослідити вплив точності резисторів подільника та випадкової складової похибки АЦП.

### 1. Визначення нелінійності АЦП на базі багаторезистивного подільника

Базовим методом ідентифікації нелінійності ФП АЦП можна вважати метод, що ґрунтується на каскадному ввімкненні множини резисторів подільника напруги джерела калібрування  $E_{REF}$  зі змінною кількістю резисторів в каскаді [6]. Приклад такого подільника на шести резисторах показано на рис. 1, де представлено три можливі комбінації включення резисторів: 6 каскадів по 1 резистору – рис 1.а, 3 по 2 – рис 1.б, та 2 по 3 – рис 1.в. Ці комбінації забезпечують формування тестових точок  $E_{REF}/6$ ,  $E_{REF}/3$ , та  $E_{REF}/2$  відповідно.

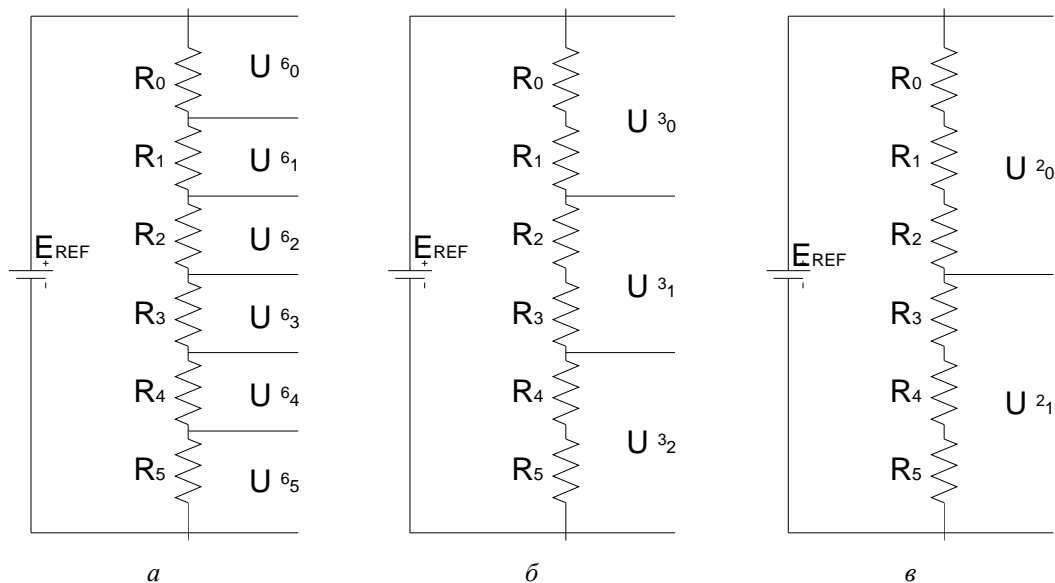


Рис. 1. Приклад схеми визначення нелінійності ФП АЦП на базі подільника напруги з шести резисторів

У загальному випадку, для  $m$ -резистивного подільника з резисторів  $R_0, R_1, \dots, R_{m-1}$ , існує множина чисел  $n_0, \dots, n_{k-1}$ , що є дільниками  $m$  і можна сформувати множину тестових точок  $E_{REF}/n_0, \dots, E_{REF}/n_{k-1}$ . Вихідні напруги такого подільника  $U_{j, n_i}$  (напруга на  $m/n_i$  послідовно з'єднаних резисторах) будуть

$$U_{j, n_i} = \frac{E_{REF}}{\sum_{l=0}^{m-1} R_l} * \left( \sum_{l=0}^{m/n_i-1} R_{l+j \cdot m/n_i} \right), \quad (1)$$

де  $i \in [0, k-1]$  та  $j \in [0, n_i-1]$ .

При цьому для напруг  $U_{j, n_i}$  справджується рівність (другий закон Кірхгофа)

$$\sum_{j=0}^{n_i-1} U_{j, n_i} = E_{REF}, n_i \in n_0, n_{k-1}. \quad (2)$$

ФП АЦП можна подати як

$$N(u) = k \cdot u + b + f_n(u), \quad (3)$$

де  $N(u)$  – результат аналого-цифрового перетворення,  $k$  та  $b$  – параметри лінійної складової ФП АЦП,  $f_n(u)$  – нелінійна складова ФП АЦП.

Згідно з базовим методом [6] нелінійність ФП АЦП у тестових точках можна визначити як

$$f_n \left( \frac{E_{REF}}{n_i} \right) = \frac{1}{n_i} \left( N_{REF} + (n_i - 1)N_0 - \sum_{j=0}^{n_i-1} N_{j,n_i} \right) \quad (4)$$

де  $N_{REF}$  – результат аналого-цифрового перетворення напруги  $E_{REF}$ ,  $N_0$  – результат аналого-цифрового перетворення каналу установки нуля,  $N_{j,n_i}$  – результат аналого-цифрового перетворення напруг  $U_{j,n_i}$ .

Отже, в результаті застосування описаного методу отримуємо множину точок, що складається з  $k$  значень нелінійної складової ФП АЦП, та двох точок, які відповідають кінцям діапазону, для яких ця нелінійна складова дорівнює нулю. За цією множиною необхідно апроксимувати нелінійну складову ФП АЦП. У найпростішому випадку апроксимацію можна здійснити поліномом  $k + 1$  степеня, коефіцієнти якого ( $a_i, i = \overline{0, k + 1}$ ) можна визначити, розв'язавши систему лінійних алгебраїчних рівнянь вигляду

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^{k+1} a_i * \left( \frac{E_{REF}}{n_0} \right)^i = f_n \left( \frac{E_{REF}}{n_0} \right) \\ \dots\dots\dots \\ \sum_{i=0}^{k+1} a_i * \left( \frac{E_{REF}}{n_{k-1}} \right)^i = f_n \left( \frac{E_{REF}}{n_{k-1}} \right) \\ \sum_{i=0}^{k+1} a_i * (0)^i = 0 \\ \sum_{i=0}^{k+1} a_i * (E_{REF})^i = 0 \end{cases} \quad (5)$$

## 2. Методика дослідження залишкової похибки корекції нелінійності АЦП

Експериментальні дослідження залишкової похибки корекції нелінійності вимагають вірцевого обладнання, похибка якого в 3–5 разів менша за очікувану залишкову нелінійність. Однак рівень нелінійності прецизійних АЦП утруднює експериментальні дослідження, тому слід використати імітаційне моделювання, що дозволить оцінити пропонований метод при різних типах ФП АЦП і параметрах подільника. Наведений на рис. 2 алгоритм моделювання забезпечує задання параметрів ФП АЦП і подільника випадково, причому задання реалізовано так, щоб максимальне відхилення параметрів не перевищувало наперед задане значення. Після цього імітується робота методу ідентифікації нелінійності у тестових точках (цикли з індексами  $i$  та  $j$ ), розраховуючи спади напруги на резисторах подільника згідно з (1), визначення результату аналого-цифрового перетворення згідно з (3), з яким підсумовують випадкову складову похибки, рівномірно розподілену в заданих межах, та розрахунок значень множини тестових точок згідно з (4). Після цього формується та розв'язується система лінійних рівнянь (5) відносно коефіцієнтів  $a_i, i = \overline{0, k - 1}$ . Далі розраховується залишкова похибка корекції нелінійності (цикл з індексом  $u$ ) як різниця між заданою ФП АЦП та визначеною при виконанні алгоритму похибкою в кожній точці  $u$ . Шляхом багатократного виконання алгоритму з різними співвідношеннями випадкових параметрів і аналізу залишкових похибок можна дослідити вплив кожного параметру та їх комбінацій.

Нелінійність ФП АЦП задається поліномом, коефіцієнти якого задаються випадково, та здійснюється перевірка на неперевикнення максимального допустимого значення 255 квантів (за модулем) в діапазоні перетворення АЦП. Приклади цих функцій наведені на рис. 3. По осі абсцис показано вхідну напругу у відсотках від діапазону перетворення, по осі ординат – відхилення ФП АЦП від лінійності в квантах. Всього генерується 100 кривих, на яких ведуться дослідження. На рис. 3 для прикладу показано п'ять кривих і максимальне та мінімальне значення в кожній точці для всіх 100 кривих.

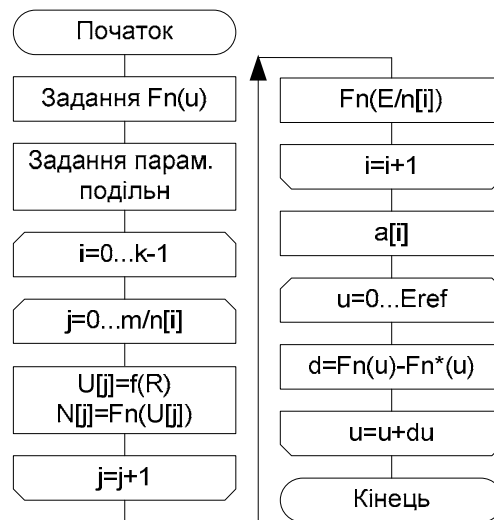


Рис. 2. Алгоритм імітаційного моделювання

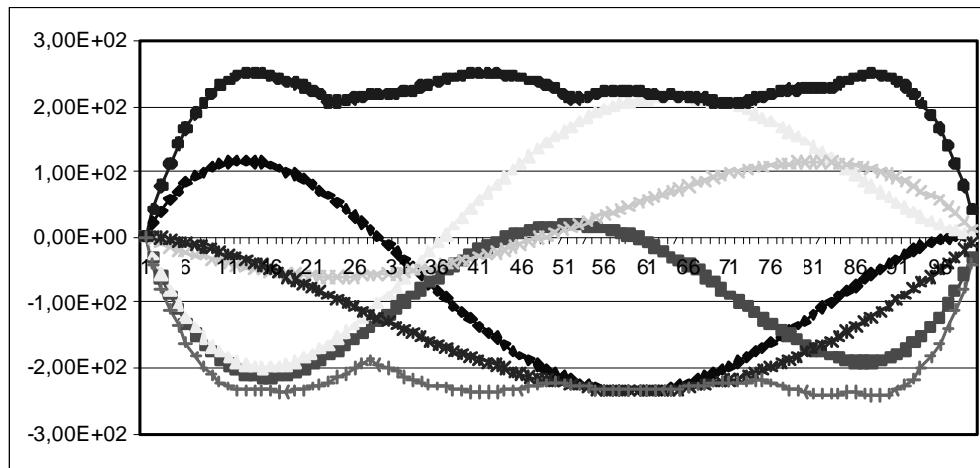


Рис. 3. Імітована нелінійність ФП АЦП

### 3. Аналіз отриманих результатів

Верифікацію програмного забезпечення здійснювали підстановкою «ідеальних» резисторів у подільник, і моделі АЦП без випадкової похибки. Одержане значення похибки не перевищувало 0,02 кванта, що можна пояснити похибкою заокруглення. Отже, розроблені моделі працюють коректно, їх можна використати для аналізу впливу параметрів компонентів на залишкову похибку корекції нелінійності ФП АЦП.

Моделювали для подільника на 6, 8, 10 та 12 резисторів і максимальним відхиленням опору кожного резистора від номінального 1 та 2 %. Випадкова складова похибки АЦП задавалася  $\pm 2$ ,  $\pm 4$  і  $\pm 8$  квантів.

Отримані результати для випадків  $m = 6$  при похибці резисторів подільника ( $\delta_R$ ) 2 % наведені на рис. 4 (його осі аналогічні до рис.3). На рис. 4 наведено залежність максимального та мінімального значення залишкової похибки корекції нелінійності від вхідної напруги для 100 експериментів (верхня та нижня криві), а також 5 реалізацій для певних випадкових комбінацій опорів резисторів подільника та функції нелінійності АЦП. Як видно, всі функції досягають екстремумів при вхідній напрузі приблизно 80 % діапазону перетворення. Подібна картина спостерігається і для інших комбінацій кількості резисторів. Це може бути пояснено великою відстанню до ближніх тестових точок 50 та 100 %.

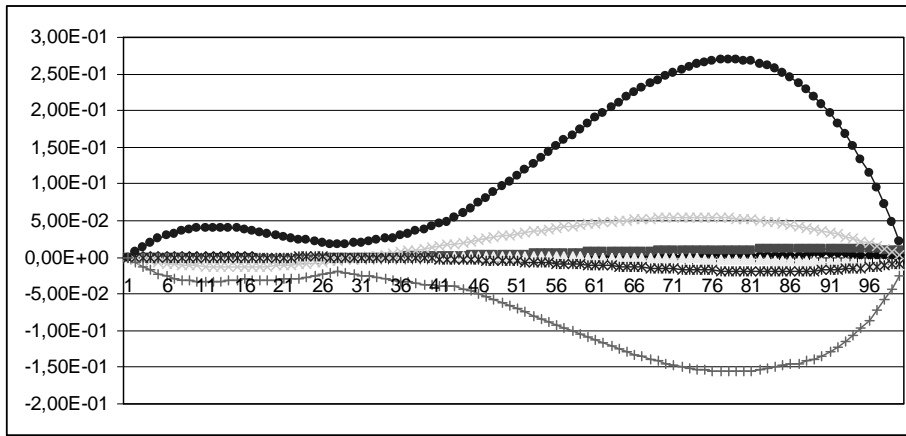


Рис. 4. Залишкова похибка корекції нелінійності АЦП для  $m = 6$  та  $\delta_R = 2\%$ .

Загалом результати моделювання впливу опору резисторів подільника на залишкову похибку нелінійності наведені в табл. 1, де подано максимальне значення залишкової похибки нелінійності в квантах.

Таблиця 1

**Залишкова похибка нелінійності від розкиду опору резисторів**

$m$	$\delta_R = 1\%$	$\delta_R = 2\%$
6	0,08	0,27
8	0,03	0,12
10	0,07	0,09
12	1,48	2,7

Як видно з табл. 1, вплив похибки опору резисторів на залишкову похибку нелінійності для  $m = 6 \dots 10$  є нехтовно малим. Лише для  $m = 12$  цей вплив співмірний з дискретністю АЦП.

Отримані результати для випадків  $m = 6$  при випадковій похибці АЦП ( $\delta_{NZ}$ ), що рівномірно розподілена в межах  $[-4, +4]$  кванти, наведені на рис. 5 (його осі аналогічні до рис. 3). На рис. 5 (аналогічно рис. 4) представлені залежності максимальної та мінімальної залишкової похибки корекції нелінійності від вхідної напруги для 100 експериментів (верхня та нижня криві), а також 5 реалізацій для певних випадкових комбінацій випадкової складової похибки АЦП та функції нелінійності АЦП. Як видно і ці функції досягають екстремумів при вхідній напрузі приблизно 80 % діапазону перетворення. Це також можна пояснити великою відстанню до найближчих тестових точок. Однак, навіть, незважаючи на це, максимальна залишкова похибка нелінійності є приблизно в 10 разів менша, ніж задана нелінійність ФП АЦП, а при використанні АЦП лише в нижній половині діапазону – залишкова похибка в 50 разів менша.

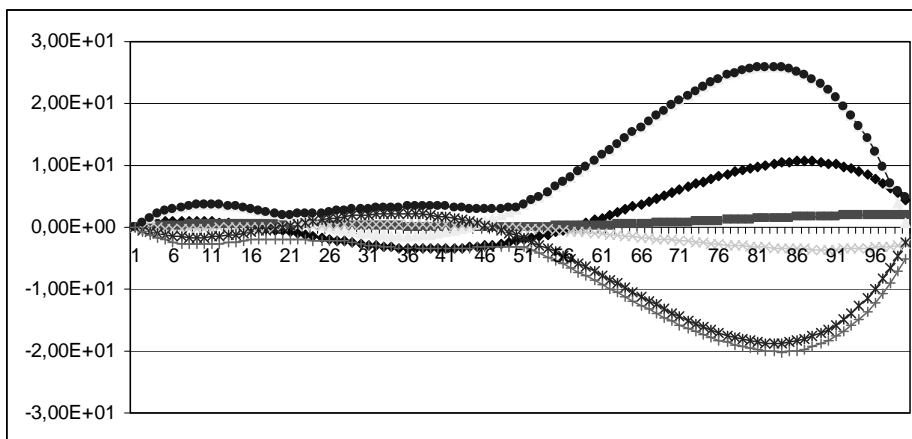


Рис. 5. Залишкова похибка корекції нелінійності АЦП для  $m = 6$  та  $\delta_{NZ} = \pm 4$

Загалом результати моделювання впливу випадкової похибки АЦП на залишкову похибку корекції нелінійності наведені в табл. 2, де подано максимальну похибку залишкової нелінійності в квантах. Отримані результати суперечливі, оскільки залишкова похибка для випадку  $m=12$  в десятки разів перевищує отриману залишкову похибку для інших випадків, хоча подільник при  $m=12$  забезпечує 5 тестових точок (1/12, 1/6, 1/4, 1/3, 1/2 діапазону перетворення), а інші – лише 3 (1/6, 1/3, 1/2 для  $m=6$ , 1/8, 1/4, 1/2 для  $m=8$ , 1/10, 1/5, 1/2 для  $m=10$ ). Це пояснюється тим, що нелінійність ФП АЦП задавалася поліномом 4 степеня і, згідно з (5), для випадків  $m=6,8,10$  корекція проводилася теж поліномом 4 степеня, а для випадку  $m=12$  – поліномом 5 степеня. Це зумовлювало те, що, при дії випадкової складової похибки АЦП, коефіцієнти при вищих степенях, отримані під час розв’язання системи (5), ставали ненульовими і впливали на залишкову похибку нелінійності (випадкова похибка ніби підвищує степінь полінома корекції). Особливо цей вплив відчутний в кінці діапазону. Це проілюстровано на рис. 6 та 7. Рис. 6 – повний діапазон, а рис. 7 – лише перша половина. Дані по залишковій похибці для першої половини діапазону перетворення наведені табл. 3.

Таблиця 2

Залишкова похибка нелінійності від шуму АЦП

$m$	$\delta_N = \pm 2$	$\delta_N = \pm 4$	$\delta_N = \pm 8$
6	10	26	303
8	12	22	45
10	17	22	39
12	512	1040	1890

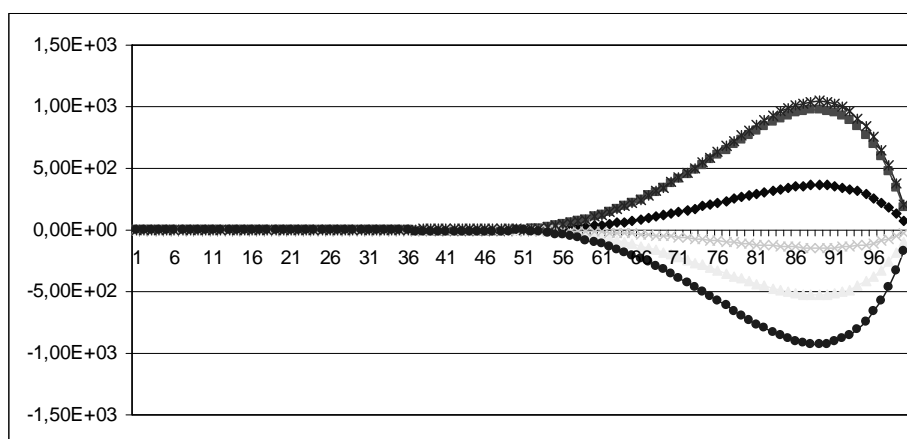


Рис. 6. Залишкова похибка корекції нелінійності АЦП для  $m=12$  та  $\delta_N = \pm 4$

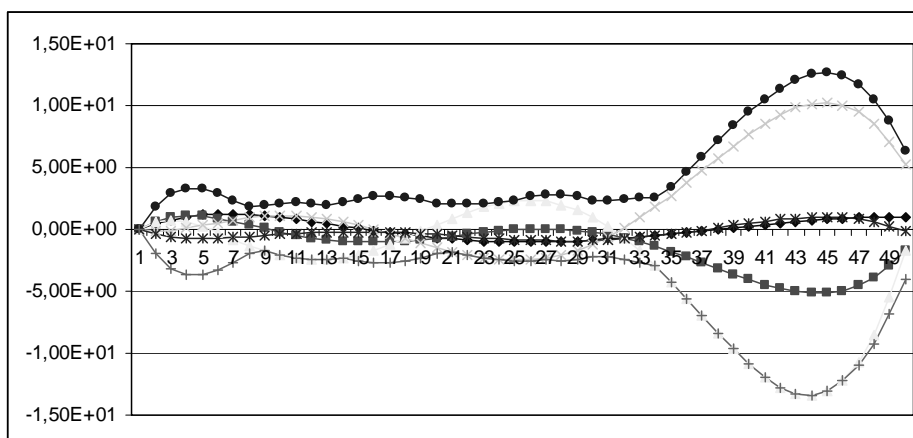


Рис. 7. Залишкова похибка корекції нелінійності АЦП для  $m=12$  та  $\delta_N = \pm 4$  у першій половині діапазону

Залишкова похибка нелінійності в першій половині діапазону

$m$	$\delta_N = \pm 2$	$\delta_N = \pm 4$	$\delta_N = \pm 8$
6	2	4	151
8	2	5	9
10	3	6	12
12	7	13	23

### Висновки

Проведені за допомогою імітаційного моделювання дослідження впливу похибки резисторів подільника напруги та випадкової похибки АЦП на залишкову похибку визначення інтегральної нелінійності ФП АЦП за допомогою запропонованого в [6] базового методу показали, що:

- впливом похибки резисторів подільника напруги можна практично нехтувати;
- домінуючим є вплив випадкової похибки (шуму) АЦП;
- у зв'язку з концентрацією тестових точок у нижній половині діапазону перетворення похибка у верхній половині діапазону різко зростає;

АЦП з корекцією нелінійності ФП згідно з базовим методом доцільно використовувати для напруг, що не перевищують половини діапазону перетворення.

Крім того, під час досліджень виявлено ефект підвищення степеня полінома корекції через дію випадкової складової похибки АЦП, що веде до підвищення похибки корекції. Отже, саме випадкова складова похибки АЦП є основним обмеженням точності дослідженого базового методу корекції нелінійності ФП АЦП.

З проведених досліджень випливає, що одними з перспективних напрямків подальших досліджень є:

- розроблення методів корекції нелінійності ФП АЦП, в яких тестові точки розміщені як в нижній, так і у верхній половині діапазону перетворення АЦП;
- дослідження характеру функції, яка описує нелінійність прецизійних АЦП, для того, щоби шляхом вибору відповідної кількості тестових точок уникнути явища підвищення степеня полінома коригуючої функції через дію випадкової складової похибки АЦП;
- використання методів згладження коригуючої функції під час опрацювання результатів перетворення в тестових точках;
- розроблення методів зниження рівня шумів прецизійних АЦП, зокрема, на базі сигма-дельта модулятора.

1. Fowler K. Part 7: analog-to-digital conversion in real-time systems. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*. 2003. Vol. 6. Issue 3. pp. 58-64. 2. Kester W. Which ADC Architecture Is Right for Your Application? // *Analog Dialogue*. – 2005. – Vol. 39, № 2. p. 11–19 [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-06/architecture.pdf>. 3. 24-Bit Sigma-Delta, Signal Conditioning ADC with 2 Analog Input Channels – AD7714 Data Sheets [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/product.html>. 4. Кочан Р.В. Використання АЦП для вимірювання за методом заміщення. *Український метрологічний журнал*. – Харків, 2010, № 3. – С. 11–16. 5. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с. 6. Кочан Р.В., Кочан О.В. Спосіб визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів *Вимірювальна техніка та метрологія*. – Львів, №68, 2008. – С. 55–59. 7. Кочан Р. Лінеаризація характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів з високою роздільною здатністю // *Вісн. Вінницьк. політехн. ін-ту*. – Вінниця. – 2009. – № 2. – С. 7–12.