

# АВТОМАТИКА ТА ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

УДК 621.317.7.089.6

Р. В. Кочан, к. т. н., доц.

## ЛІНЕАРИЗАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З ВИСОКОЮ РОЗДІЛЬНОЮ ЗДАТНІСТЮ

Запропоновано метод визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення (ХП) аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), який базується на програмному опрацюванні результатів аналого-цифрового перетворення вихідних напруг багаторезистивного подільника напруги, підключеного до джерела взірцевої напруги АЦП, який працює в умовах зміни порядку включення резисторів. Запропонований метод забезпечує високу точність визначення значення інтегральної нелінійності ХП АЦП у тестових точках, напруга яких формується подільником, та рівномірний розподіл тестових точок по діапазону перетворення АЦП. Метод може використовуватися для калібрування АЦП в інформаційно-вимірювальних системах.

### Вступ

Нелінійність характеристики перетворення (ХП) аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) є домінуючою складовою інструментальної похибки при вимірюванні з використанням методу заміщення. Тому для підвищення точності вимірювання необхідно її компенсувати. Для цього спочатку необхідно ідентифікувати дійсну характеристику перетворення АЦП, після чого можна власне компенсувати її нелінійність. Компенсація нелінійності може проводитися як аналоговими так і цифровими методами. Аналогові методи компенсації нелінійності полягають у включенні нелінійних схем у вхідні кола АЦП [1]. Такі методи: потребують прецизійної і, як правило, багатокрокової підстройки компонентів, які задають нелінійні властивості. Крім того, такі схеми мають високу чутливість до зовнішніх факторів і, як наслідок, низькі метрологічні характеристики у всьому діапазоні робочих умов. Розвиток мікроелектроніки та мікро-процесорної техніки привів до широкого розповсюдження цифрових методів обробки даних. Власне корекція нелінійності цифровими методами може бути зведена до програмної адитивної корекції результату перетворення АЦП. Тому для цифрової корекції ключовою є задача ідентифікації нелінійності, оскільки вона вимагає додаткового взірцевого обладнання та методики її визначення. Сама ідентифікація нелінійності поділяється на два етапи:

- визначення дійсної ХП АЦП у тестових точках;
- апроксимація функції нелінійності по діапазону перетворення шляхом інтерполяції результатів у тестових точках.

В математичній статистиці широко відомі методи інтерполяції функцій різного виду. Вони описані в літературі [2, 3, 4], тому розглянемо методи визначення дійсної ХП АЦП у тестових точках та оцінимо їх похибку.

### Огляд методів визначення інтегральної нелінійності АЦП

Найпростішим методом генерації тестових точок для АЦП з метою визначення його ХП є використання резистивного подільника напруги (рис. 1).

В цьому випадку закорочений канал призначений для корекції адитивної складової ХП АЦП;

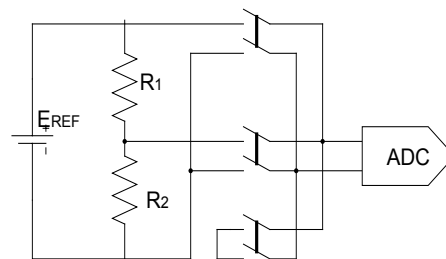


Рис. 1. Визначення нелінійності ХП АЦП за допомогою резистивного подільника напруги

канал вимірювання EREF призначений для калібрування АЦП, а вимірюючи напругу на резисторі R2, можна визначити значення ХП АЦП для напруги UR2. Якщо номінальні значення резисторів R1 та R2 рівні, то таким чином можна визначити нелінійність ХП АЦП в половині його шкали. Припустивши, що ХП АЦП має вигляд

$$N = kU + b + f^n(U), \tag{1}$$

де  $N$  — результат перетворення АЦП;  $U$  — вхідна напруга АЦП;  $k$  — коефіцієнт перетворення;  $b$  — зміщення ХП АЦП;  $f^n(U)$  — нелінійність ХП АЦП.

Оцінимо похибку такого методу визначення нелінійності. Для цього розглянемо як впливає похибка резисторів подільника напруги на похибку визначення нелінійності. Нехай

$$\begin{cases} R_1 = \bar{R} + \delta_R \bar{R}; \\ R_2 = \bar{R} - \delta_R \bar{R}, \end{cases}$$

де  $\bar{R}$  — середнє значення опору резисторів подільника,  $\delta_R$  — їхня відносна похибка.

Тоді згідно закону Ома

$$\begin{cases} U_{R1} = \frac{E_{REF}}{2}(1 + \delta_R); \\ U_{R2} = \frac{E_{REF}}{2}(1 - \delta_R). \end{cases} \tag{2}$$

Для оцінки похибки методу запишемо залежність результату перетворення АЦП (1) від вхідної напруги для вказаних випадків

$$\begin{cases} N_0 = N(0) = k \cdot 0 + b + f^n(0); \\ N_{REF} = N(E_{REF}) = k \cdot E_{REF} + b + f^n(E_{REF}); \\ N_{R2} = N(U_{R2}) = k \cdot U_{R2} + b + f^n(U_{R2}), \end{cases} \tag{3}$$

де  $N_0$ ,  $N_{REF}$ ,  $N_{R2}$  — результат перетворення АЦП при вхідних напругах 0,  $E_{REF}$  та  $U_{R2}$  відповідно.

З уваги на те, що з вхідними напругами 0 та  $E_{REF}$  нелінійність ХП АЦП рівна нулю, систему рівнянь (3) можна записати у вигляді:

$$\begin{cases} b = N_0; \\ k = (N_{REF} - N_0)/E_{REF}; \\ f_2^n = 0,5(2N_{R2} - N_{REF} - N_0), \end{cases}$$

де  $f_2^n$  — номінальне значення нелінійності ХП АЦП в половині шкали.

Враховуючи (2) та (3), можемо записати

$$f_2^{n*} = f_2^n \pm \frac{\delta_R}{2}(N_{REF} - N_0),$$

де  $f_2^{n*}$  — дійсне значення нелінійності ХП АЦП в половині шкали. В такому випадку похибка цього методу  $\Delta^n$  складає

$$\Delta^n = \frac{\delta_R}{2}(N_{REF} - N_0).$$

Отже методична похибка  $\Delta^n$  є більшою, ніж визначене значення нелінійності  $f_2^n$ , і тому цей метод не може використовуватися для визначення нелінійності ХП АЦП.

Для зменшення похибки визначення нелінійності використовується метод, описаний в [5], його схема аналогічна схемі рис. 1, однак використовується додатковий канал для вимірювання спаду напруги на резисторі R1. Суть цього методу полягає у використанні залежності

$$E_{REF} = U_{R1} + U_{R2}, \tag{4}$$

де  $U_{R1}$ ,  $U_{R2}$  — спади напруг на резисторах R1 та R2.

В результаті аналого-цифрового перетворення цих напруг з урахуванням нелінійності ХП АЦП отримаємо:

$$N_{REF} - N_0 = N_{R1} - N_0 + f_{R1}^n + N_{R2} - N_0 + f_{R2}^n,$$

де  $N_{R1}$ ,  $N_{R2}$  — результати аналого-цифрового перетворення напруг  $U_{R1}$  та  $U_{R2}$ ;  $f_{R1}^n$ ,  $f_{R2}^n$  — нелінійність ХП АЦП при вимірюванні напруг  $U_{R1}$  та  $U_{R2}$  відповідно.

Враховуючи залежність (2) і  $\delta_R \ll 1$ ,  $U_{R1} \approx U_{R2}$ , а отже і  $f_{R1}^n \approx f_{R2}^n$ , отримаємо

$$f_2^n = \frac{1}{2}(N_{REF} - N_{R1} - N_{R2} + N_0).$$

Похибка визначення нелінійності складає [5]

$$\Delta^n \approx f_2^n \delta_R^2. \tag{5}$$

Ця похибка є нехтовно малою величиною. Основний недолік цього методу визначення нелінійності є можливість його використання лише для однієї точки —  $E_{REF}/2$ , і як наслідок — можливість корекції лише квадратичної складової нелінійності ХП АЦП. Тому для підвищення ступеня коригованої нелінійності необхідно збільшити кількість точок ідентифікації нелінійності.

Також відомий метод, який базується на використанні багаторезистивного подільника напруги та каскадному включенні резисторів цього подільника з змінною кількістю резисторів в каскаді [6]. Приклад вимірювальної схеми цього методу для подільника напруги, який складається з шести резисторів подано на рис. 2. Цей подільник забезпечує визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП у тестових точках:  $1/6$ ,  $1/3$  та  $1/2$  діапазону перетворення шляхом підключення шести каскадів по одному резистору, трьох каскадів по два резистори або двох каскадів по три резистори до входу АЦП для реалізації відповідних тестових точок. Таким чином, з використанням  $m$ -резистивного подільника напруг можна реалізувати набір тестових точок виду  $E_{REF}/M_0, E_{REF}/M_1, \dots, E_{REF}/M_{t-1}$  де  $M_0, \dots, M_{t-1}$  — дільники числа  $m$ .

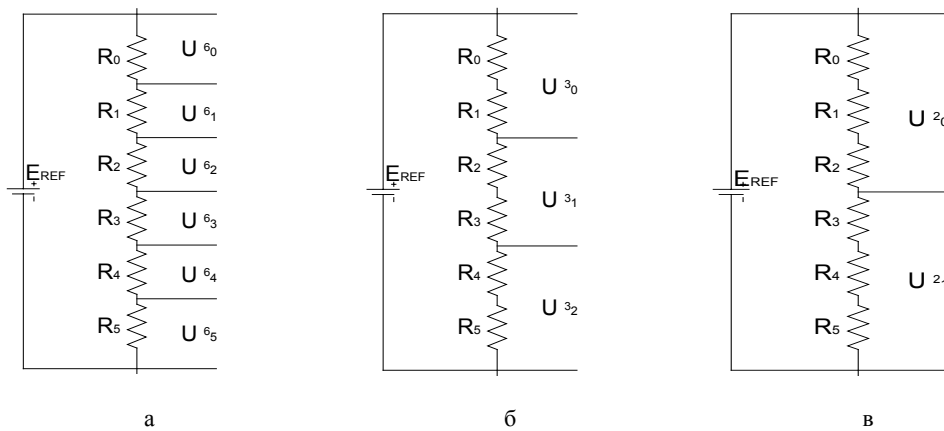


Рис. 2. Приклад схеми визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП на базі шестирезистивного подільника напруги: а — в тестовій точці  $E_{REF}/6$ ; б — в  $E_{REF}/3$ ; в — в  $E_{REF}/2$

Цей метод забезпечує точність аналогічну попередньому методу з одночасним збільшенням кількості тестових точок, однак всі тестові точки згруповані на початку шкали АЦП. Тому метою цієї роботи була розробка методу, який забезпечує генерацію тестових точок рівномірно-розподілених по діапазону перетворення, з не гіршою точністю визначення інтегральної нелінійності АЦП, ніж в вищеписаних методах.

### Пропонований метод

Основна ідея пропонованого методу полягає у аналого-цифровому перетворенні спаду напруги на  $k$  послідовно з'єднаних резисторах подільника напруги, що складається з  $m$  резисторів та переконтації порядку включення резисторів подільника з метою забезпечення використання всіх можливих комбінацій з  $k$  по  $m$  ( $C_m^k$ ). В цьому випадку на вхід АЦП подається ряд значень напруги

$(U_i^{ADC})$  і отримується ряд результатів її аналого-цифрового перетворення  $(N_i)$  для кожної тестової точки:

$$U_i^{ADC} \approx E_{REF} \frac{k}{m} \Rightarrow N_i; \quad i = \overline{1, C_m^k}; \quad k = \overline{1, m-1}. \quad (6)$$

Сума результатів АЦ перетворення буде такою:

$$\sum_{i=1}^{C_m^k} N_i \Rightarrow \sum_{i=1}^{C_m^k} U_i^{ADC} \approx C_m^k E_{REF} \frac{k}{m} = \frac{m!}{k!(m-k)!} \frac{k}{m} E_{REF} = \frac{(m-1)!}{(k-1)!(m-k)!} E_{REF}. \quad (7)$$

Інтегральна нелінійність ХП АЦП в тестових точках може бути розрахована як

$$f_k^n \left( E_{REF} \frac{k}{m} \right) = \frac{1}{C_m^k} \left( \frac{(m-1)!}{(k-1)!(m-k)!} (N_{REF} - N_0) - \sum_{i=1}^{C_m^k} (N_i - N_0) \right) = \frac{k}{m} (N_{REF} - N_0) - \frac{1}{C_m^k} \sum_{i=1}^{C_m^k} (N_i - N_0); \quad k = \overline{1, m-1}. \quad (8)$$

Для практичної реалізації запропонованого методу необхідно розробити такий комутатор, який забезпечує перекомутацію порядку включення резисторів у подільнику напруги. Якщо розглянути електричну схему підключення подільника напруги на  $m$  резисторів до джерела опорної напруги та АЦП з точки зору електротехніки, то вона складається з  $m + 2$  віток та  $m + 1$  вузлів. Отже комутатор повинен забезпечити підключення різних віток до заданих вузлів. Пропонується використати матричний комутатор з розмірами  $2m + 4$  на  $m + 1$ . Схема такого комутатора та її підключення до подільника, АЦП та джерела взірцевої напруги подана на рис. 3. Цей комутатор складається з  $n = 2m^2 + 6m + 4$  ключів і забезпечує визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП у  $m - 1$  тестовій точці, які є рівномірно розподілені по діапазону АЦП. В таблиці 1 подано залежність кількості ключів комутатора від кількості резисторів подільника.

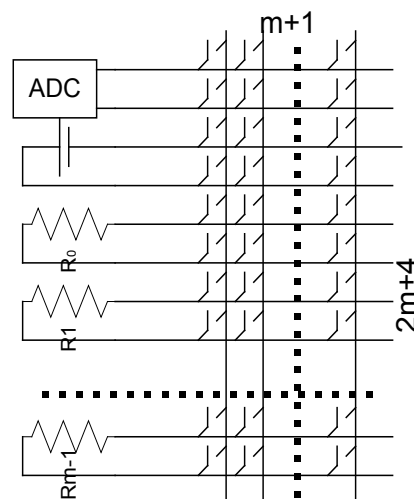


Рис. 3. Схема матричного комутатора для перекомутацію порядку включення резисторів у подільнику

Таблиця 1

Залежність кількості ключів комутатора ( $n$ ) від кількості резисторів подільника ( $m$ )

$m$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$n$	24	40	60	84	112	144	180	220	264

Запропонований комутатор також забезпечує формування напруги всіх тестових точок для подільника, кількість резисторів якого лежить в межах  $[2 \dots m]$ . Таким чином, додатково збільшується загальна кількість тестових точок. Напруга цих тестових точок (в процентному відношенні до взірцевої напруги) подана в таблиці 2 як залежність від загальної кількості резисторів у подільнику ( $m$ ) та кількості одночасно послідовно-включених резисторів ( $k$ ). Сірим фоном позначено тестові точки, які можуть бути сформовані з використанням меншої кількості резисторів, а отже і меншої кількості перемикачів та меншого часу перетворення, тобто реалізація яких для даної комбінації є недоцільною. Це підтверджено таблицею 3, де вказано дані про кількість аналого-цифрових перетворень для реалізації кожної тестової точки.

Таблиця 2

Залежність напруг тестових точок від загальної кількості резисторів подільника ( $m$ ) та кількості одночасно послідовно включених резисторів ( $k$ )

$k$ $m$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	50								
3	33,3	66,7							
4	25	50	75						
5	20	40	60	80					
6	16,7	33,3	50	66,7	83,3				
7	14,3	28,6	42,9	57,1	71,4	85,7			
8	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5		
9	11,1	22,2	33,3	44,4	55,6	66,7	77,8	88,9	
10	10	20	30	40	50	60	70	80	90

Таблиця 3

Кількість аналого-цифрових перетворень для реалізації тестових точок

$k$ $m$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	2								
3	3	3							
4	4	6	4						
5	5	10	10	5					
6	6	15	20	15	6				
7	7	21	35	35	21	7			
8	8	28	56	70	56	28	8		
9	9	36	84	126	126	84	36	9	
10	10	45	120	210	252	210	120	45	10

Таблиця 4

Напруги тестових точок для заданої кількості резисторів подільника

№	$m$								
	10	9	8	7	6	5	4	3	2
1	10	11,1	12,5	14,3	16,7	20	25	33,3	50
2	11,1	12,5	14,3	16,7	20	25	33,3	50	100
3	12,5	14,3	16,7	20	25	33,3	50	66,7	
4	14,3	16,7	20	25	33,3	40	66,7	100	
5	16,7	20	25	28,6	40	50	75		
6	20	22,2	28,6	33,3	50	60	100		
7	22,2	25	33,3	40	60	66,7			
8	25	28,6	37,5	42,9	66,7	75			
9	28,6	33,3	40	50	75	80			
10	30	37,5	42,9	57,1	80	100			
11	33,3	40	50	60	83,3				
12	37,5	42,9	57,1	66,7	100				
13	40	44,4	60	71,4					
14	42,9	50	62,5	75					
15	44,4	55,6	66,7	80					
16	50	57,1	71,4	83,3					
17	55,6	60	75	85,7					
18	57,1	62,5	80	100					
19	60	66,7	83,3						
20	62,5	71,4	85,7						
21	66,7	75	87,5						
22	70	77,8	100						
23	71,4	80							
24	75	83,3							
25	77,8	85,7							
26	80	87,5							
27	83,3	88,9							
28	85,7	100							
29	87,5								
30	88,9								
31	90								
32	100								

Таблиця 4 — це зведена таблиця зі значеннями напруг тестових точок (також в процентному відношенні до взірцевої напруги) для різних значень кількості резисторів подільника.

Як видно приріст напруг для кожної дальшої точки є максимальним для першої та останньої тестових точок, і його значення складає величину  $100\%/m$ . В середньому в проміжку

$$[100\%/m, (m - 1)100\%/m]$$

густина тестових точок складає від 2,6 % між точками для  $m = 10$  і до 6,7 % між точками для  $m = 5$ . Друге за величиною значення приросту є в точці 50 %, і його величина складає від 5,6 % для  $m = 10$  до 10 % для  $m = 5$  та до 16,7 % для  $m = 3$ . Тобто для вказаного проміжку і за виключенням околу точки 50 % тестові точки розміщені зі значно вищою густиною, яка складає від 2,3 % на точку для  $m = 10$  і до 5 % на точку для  $m = 5$ . Це дозволяє набагато точніше визначити дійсну ХП АЦП у вказаних проміжках. Графічні залежності приростів від напруги тестових точок від їхніх напруг для кількостей резисторів подільника від 4 до 10 зображено на рис. 4.

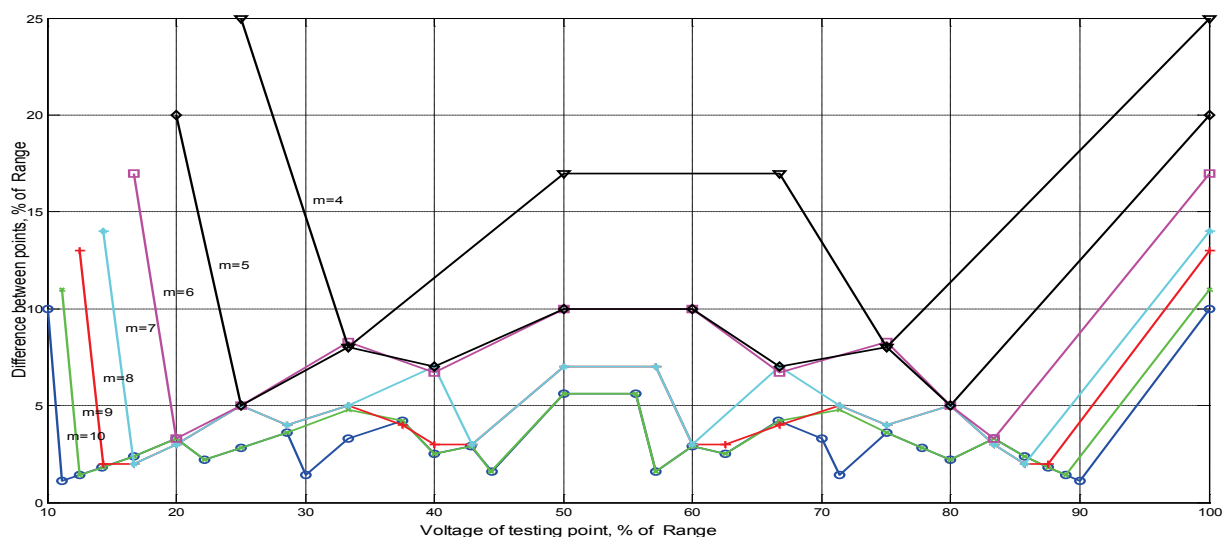


Рис. 4. Залежність приростів напруг тестових точок

### Висновки

Запропоновано метод визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення АЦП, який базується на вимірюванні вихідної напруги багаторезисторного подільника напруги з перекомутацією порядку включення резисторів цього подільника та програмному опрацюванні результатів аналого-цифрового перетворення. Комбінаторний перебір порядку включення резисторів у подільнику напруги забезпечує високу точність визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення у тестових точках та рівномірний розподіл тестових точок по діапазону АЦП. Запропонована схемотехнічна реалізація методу забезпечує додаткове збільшення кількості тестових точок, що може привести до спрощення схеми зі забезпеченням заданої точності визначення дійсної характеристики перетворення АЦП. Запропонований метод є розробленим для перетворювачів з високою чутливістю та плавною характеристикою перетворення, наприклад сигма-дельта АЦП і може використовуватися як для поліпшення метрологічних характеристик наявних АЦП, так і під час розробки нових — «суперлінійних» АЦП, а також для тестування вимірювальних каналів на місці експлуатації.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Пашенко В. В. Измерительные цепи датчиков систем автоматики / В. В. Пашенко, В. П. Маланин. — Пенза : Учебное пособие, ППИ, 1990 — 68 с.
2. Бабак В. П. Обробка сигналів: підручник / Бабак В. П., Хандецький В. С., Шрюфер Е. — К. : Либідь, 1996. — 392 с.
3. George M. Interpolation and Approximation by Polynomials / M. George — Series : CMS Books in Mathematics. — ISBN: 0-387-00215-4.
4. J. Bergh. Interpolation Spaces / J. Bergh, J. Lofstrom. Grundlehren der mathematischen Wissenschaften. — ISBN:0-387-07875-4
5. Kochan R. Precision Data Acquisition (DAQ) Module with Remote Reprogramming : Proc. of third IEEE international workshop on Intelligent Data Acquisition and Advancing Computing Systems (IDAACS'2005) / R. Kochan, O. Kochan, M. Chyrka, N. Vasylykiv. — Sofia, Bulgaria, September 5 — 7, 2005. — P. 279—282.
6. Kochan R. Method of ADC's Nonlinearity Identification : Proc. of the IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advancing Computing Systems (IDAACS'2007) / R. Kochan, O. Kochan. — Dortmund, Germany, September 6—8, 2007. — P. 14—17.

Рекомендована кафедрою метрології та промислової автоматики

Надійшла до редакції 21.10.08  
Рекомендована до друку 20.11.08

**Кочан Роман Володимирович** — доцент кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем.  
Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів