

УДК 681.3:621.375

О.Д. АЗАРОВ, О.В.ДУДНИК

## СТАТИЧНІ ПОХИБКИ ГЕНЕРАТОРІВ КОМПЕНСУВАЛЬНОГО СИГНАЛУ ДЛЯ АЦП СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ ІЗ ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

*Вінницький національний технічний університет  
21021, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, Україна*

**Анотація.** В статті проведено аналіз статичних похибок генераторів компенсувального сигналу, побудованих на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу. Складено математичні моделі статичних похибок генераторів компенсувального сигналу до та після коригування. Доведено, що застосування процедури самокалібрування ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованих на неточних елементах, та запропонованих методів генерування компенсувального сигналу дає змогу істотно (на 2-3 порядки) зменшити абсолютну похибку і таким чином підвищити точність всього АЦП.

**Аннотация.** В статье проведен анализ статических погрешностей генераторов компенсирующего сигнала, построенных на неточном ЦАП с весовой избыточностью, для многоразрядных АЦП следящего типа. Составлены математические модели статических погрешностей генераторов компенсирующего сигнала до и после корректировки. Доказано, что применение процедуры самокалибровки ЦАП с весовой избыточностью, построенных на неточных элементах, и предложенных методов генерирования компенсирующего сигнала позволяет существенно (на 2-3 порядка) уменьшить абсолютную погрешность и таким образом повысить точность всего АЦП.

**Abstract.** The static error of the compensating signal generators for a multi-bit tracking ADC built on inaccurate DAC with weight redundancy is analyzed in this article. The mathematical model of the compensating signal generators static error before and after correction is proposed. It is proved that the use of the self-calibration procedures of a DAC with weight redundancy built on inaccurate elements and proposed methods of a compensating signal generating can significantly (by 2-3 orders) reduce the absolute error and thereby improve the accuracy of the ADC.

**Ключові слова:** генератор компенсувального сигналу, АЦП слідкувального типу, калібрування, вагова надлишковість

### ВСТУП

АЦП слідкувального типу відносяться до класу ПФІ компенсаційного типу. У таких перетворювачах точність формування та швидкість усталення компенсувального аналогового сигналу у значній мірі визначають точність та швидкість роботи АЦП. Основною вимогою до генераторів компенсувального сигналу (ГКМС) у АЦП такого типу є те, що похибка покрокового формування компенсувального аналогового сигналу під час врівноваження не повинна перевищувати суми кванту молодшого розряду та статичної похибки, що виникає після калібрування характеристики перетворення.

### АКТУАЛЬНІСТЬ

Основними джерелами статичних похибок характеристики перетворення ГКМС, побудованих на неточному ЦАП, є первинні похибки, що виникають внаслідок відхилення параметрів елементів ЦАП від своїх номінальних значень. Це пов'язано з недосконалістю технології їх виготовлення та впливом таких

природних чинників, як змінення температури навколишнього середовища, старіння елементів аналогових вузлів, наявність радіації тощо.

Разом з тим, побудова ГКМС на основі неточного ЦАП із ваговою надлишковістю (ВН) дозволяє значно підвищити точність генерування компенсувального сигналу і значно знижує обсяги пам'яті, потрібні для процедури калібрування.

Водночас, слід відзначити, що у науково-технічній літературі статичні похибки ГКМС для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН практично не розглянуто. Тому тема статті, присвячена дослідженню генераторів компенсувального сигналу для АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються, є актуальною.

### МЕТА ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ

Метою досліджень є аналіз статичних похибок генераторів компенсувального сигналу, побудованих на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю.

Задачі досліджень:

1. Аналіз статичних похибок ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН.
2. Складення математичних моделей статичних похибок ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН.
3. Визначення критерію й оцінювання ефективності коригування статичних похибок ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, згідно запропонованих методів.

### РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧ

АЦП слідкувального типу (рис. 1) відносяться до класу ПФІ компенсаційного типу і відрізняються від інших відносно простою структурою та високим темпом видачі результатів, оскільки вихідний код доступний для зчитування на кожному такті перетворення [1,2]. Пристрій на рис. 1 містить: СП – схему порівняння, ГКМС – генератор компенсувального сигналу у колі зворотного зв'язку, БК – блок керування.

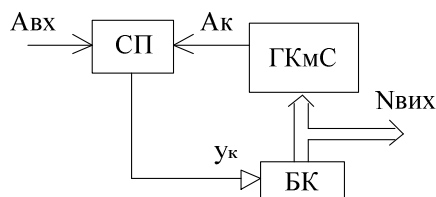


Рис. 1. Узагальнена структурна схема АЦП компенсаційного типу

В таких АЦП вхідний аналоговий сигнал ( $A_{вх}$ ) врівноважується компенсувальним аналоговим сигналом ( $A_{к}$ ), що формується ГКМС, увімкненим у коло зворотного зв'язку тракту врівноваження.

Причому цифровий еквівалент  $K(A_K)$  саме компенсувального сигналу  $A_K$  вважається результатом перетворення  $A_{вх}$ :

$$K_{вих} = K(A_K) \approx K(A_{вх}).$$

Сигнал на виході ГКМС у будь-який момент часу можна представити як:

$$A_{K_i} = \begin{cases} A_{K_{i-1}} + \Delta A, & y_K = 1 \\ A_{K_{i-1}} - \Delta A, & y_K = 0 \end{cases}$$

де  $y_K$  – сигнал із виходу схеми порівняння,  $\Delta A$  – різниця між сусідніми рівнями вихідного сигналу ЦАП.

До складу ГКМС, у найпростішому випадку, входить реверсивний лічильник та ЦАП на основі двійкової системи числення. Варто відзначити, що відхилення ваг розрядів неточного ЦАП від їх номінальних значень призводять порушення лінійності характеристики перетворення ГКМС, що, зокрема, проявляється у появі стрибкоподібності компенсувального аналогового сигналу (рис. 2). Тут під точним розуміється ідеалізований ЦАП у якому відсутні похибки. При цьому неточними вважаються такі багаторозрядні ЦАП первинні похибки аналогових елементів яких перевищують кінцеву похибку перетворення.

Варто зауважити, всі багаторозрядні (14 і більше розрядів) ЦАП без вживання спеціальних заходів, по суті, є неточними, оскільки їхня кінцева похибка перетворення не відповідає заявленій роздільній здатності [3], а застосування технологічних прийомів для забезпечення точності ЦАП в широкому діапазоні температур дозволяє створювати лише 12-розрядні перетворювачі [4, 5].

Водночас, використання систем числення із ВН (СЧВН) та процедури цифрового самокалібрування ЦАП із ВН при побудові ГКМС дає можливість значно покращити точнісні та вартісні характеристики таких ГКМС.

Структурна схема ГКМС із ВН зображена на рис. 3. Тут  $\alpha$ -РЛЧ – реверсивний лічильник у СЧВН,  $\alpha$ -ЦАП – ЦАП із ВН.

Специфічною особливістю зображення чисел у СЧВН з дробовими вагами розрядів ( $\alpha = \sqrt{2}$ ;  $\frac{1+\sqrt{5}}{2}$ ; тощо) є методична похибка  $\Delta K$ , що виникає внаслідок обмеження довжини розрядної сітки. Для

зменшення вказаної похибки можна використовувати подовжену розрядну сітку. Так, приклад зображення ряду натуральних чисел у СЧВН із  $\alpha=1,618$  із подовженою розрядною сіткою наведено у табл.1.

Тут  $K(Q_i)$  – цифровий еквівалент ваги  $i$ -го розряду СЧВН,  $K$  – цифровий еквівалент коду, причому:

$$K = \sum_0^{n_\alpha-1} a_i K(Q_i),$$

де  $a_i$  – розрядні коефіцієнти коду.

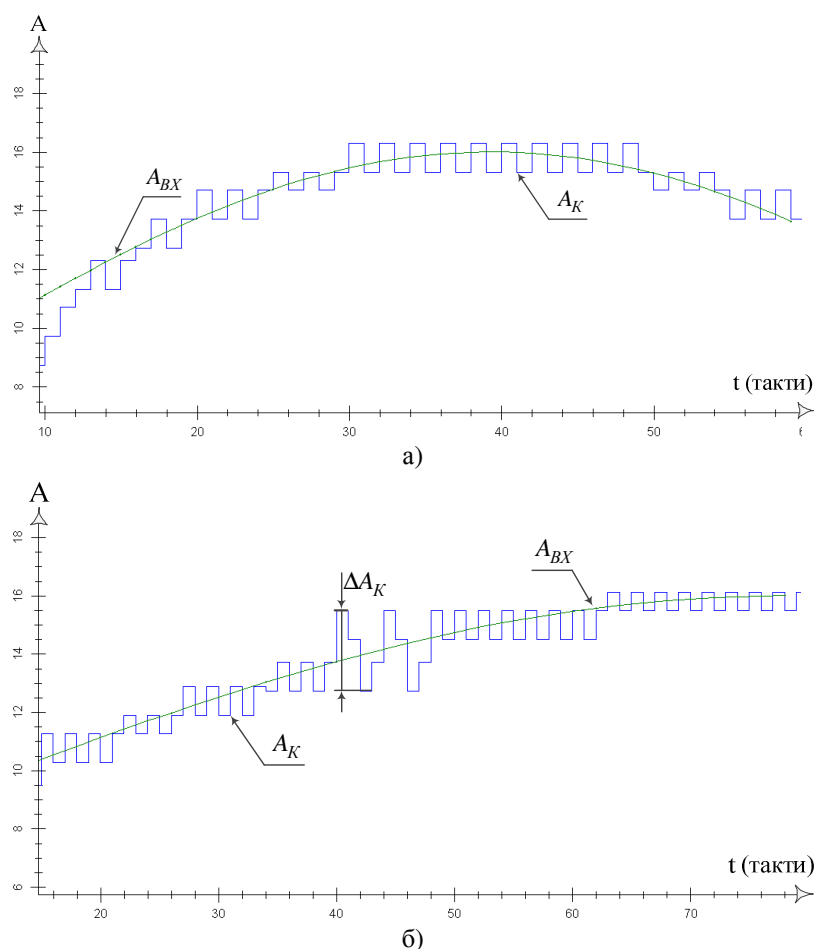


Рис. 2. Часові діаграми процесу врівноваження  $A_{vx}$  в АЦП слідкувального типу побудованому на:  
а) точному; б) неточному ЦАП

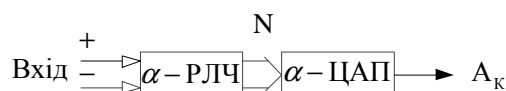


Рис. 3. Узагальнена структурна схема ГМС

Варто відзначити, що похибка  $\Delta K$  відсутня у випадку використання СЧВН із цілочисловими вагами розрядів, наприклад у системах числення на основі  $r$ -чисел Фібоначчі. Однак недоліком такого варіанту є значна складність реалізації у зв'язку з необхідністю використання нерегулярної структури, при побудові ЦАП [6,7].

Для аналізу статичних похибок ГМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу, доцільно розглянути узагальнену структурну схему ГМС із ВН.

Аналізуючи похибки окремих елементів, що входять до структури ГМС (див. рис. 3) та характер їх впливу на компенсувальний аналоговий сигнал можна запропонувати модель складових похибок каналу ГМС, що представлена на рис. 4.

Таблиця 1.

Представлення натуральних чисел у СЧВН

$n_\alpha$	4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4			
$K(Q_i)$	$\alpha^4$	$\alpha^3$	$\alpha^2$	$\alpha^1$	$\alpha^0$	$\alpha^{-1}$	$\alpha^{-2}$	$\alpha^{-3}$	$\alpha^{-4}$			
	6,853	4,235	2,617	1,618	1	0,618	0,381	0,236	0,145			
Код (N) Число											$K$	$\Delta K$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	
2	0	0	0	0	1	1	1	0	0	2,001	0,001	
3	0	0	0	1	1	0	1	0	0	3	0	
4	0	0	1	0	1	0	1	0	0	4	0	
	...											
9	1	0	0	0	1	1	1	0	1	9,001	0,001	
10	1	0	0	1	1	0	1	0	1	10	0	
11	1	0	1	0	1	0	1	0	1	11	0	

Тут ЧІК – число-імпульсний код;  $\Delta_0$  – похибка зміщення нуля  $\alpha$ -ЦАП;  $\delta_Q$  – допуск на формування ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП, який дорівнює приведеному значенню похибки завдання ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП і розраховується як:

$$\delta_Q = \frac{\Delta_Q}{D_{ПР}}$$

де  $\Delta_Q$  – похибка завдання ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП,  $D_{ПР}$  – діапазон перетворення ЦАП:

$$D_{ПР} = \alpha^{n_\alpha} - 1,$$

де  $\alpha$  – основа СЧВН,  $n_\alpha$  – число розрядів ЦАП,  $A(N)$  – аналоговий еквівалент коду ЦАП, причому:

$$A(N) = \sum_0^{n_\alpha-1} a_i \cdot Q_i,$$

де  $Q_i$  – аналогова величина, що відповідає вазі  $i$ -го розряду  $\alpha$ -ЦАП.

При цьому, компенсувальний сигнал на виході ГМС, побудованому на неточному ЦАП із ВН, можна представити як:

$$A_K = A(N) + A(N) \cdot \delta_Q + \Delta_0.$$

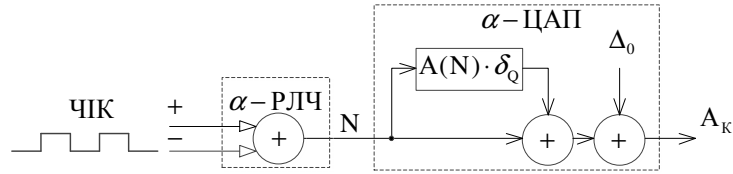


Рис. 4. Модель складових похибки ГКМС на базі ЦАП із ВН

Абсолютну похибку формування компенсувального аналогового сигналу можна задати як:

$$\Delta A = A_{KH} - A_K, \tag{1}$$

де  $A_{KH}$  – аналоговий сигнал на виході ГКМС, побудованому на точному ЦАП із ВН, причому:

$$A_{KH} = A(N).$$

Таким чином:

$$\Delta A = A(N) - A(N) - A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0 = -A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0$$

Для коригування статичних похибок ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, пропонується використовувати запропоновані методи генерування компенсувального сигналу, а саме: наскрізного перебору та на основі межових КК. Варто відзначити, що вказані методи базуються на застосуванні процедур цифрового самокалібрування ЦАП із ВН.

Суттю першого методу є те, що генерування компенсувального сигналу відбувається на основі таблиці перетворення  $N_{BX} \rightarrow N_P$ . Вказана таблиця являє собою сукупність усіх можливих пар кодів у двійковій системі числення ( $N_{BX}$ ) та відповідних їм КК у системі числення із ВН ( $N_P$ ), що подаються на ЦАП із ВН. Алгоритм формування таблиці  $N_{BX} \rightarrow N_P$  наведено на рис. 5.

Так, схема ГКМС, що реалізує метод наскрізного перебору (рис. 6) містить: 2-РЛЧ – двійковий лічильник; 2-ЦАП – двійковий ЦАП та ДШ – дешифратор адрес пам'яті запам'ятовувального пристрою (ЗП).

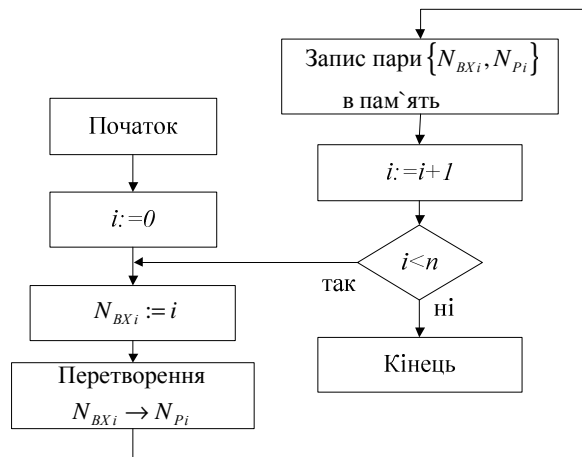


Рис. 5. Блок-схема алгоритму формування таблиці перетворення  $N_{BX} \rightarrow N_P$

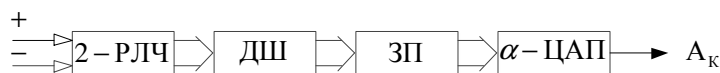


Рис. 6. Схема ГКМС, що реалізує метод наскрізного перебору

Аналіз похибок окремих елементів, що входять до структури ГКМС (див. рис. 6) та характер їх впливу на компенсувальний аналоговий сигнал доцільно здійснювати за допомогою запропонованої моделі складових похибок каналу перетворення, що наведена на рис. 7. Тут  $\delta_{МСК}$  – приведені значення методичної похибки визначення ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП, шляхом самокалібрування, що розраховується як:

$$\delta_{MCK} = \frac{\Delta_{MCK}}{D_{IP}}$$

де  $\Delta_{MCK}$  – методична похибка визначення ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП, отриманих шляхом самокалібрування.

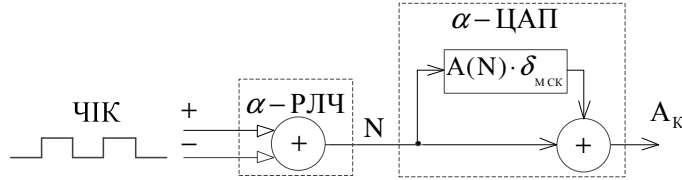


Рис. 7. Модель складових похибки ГКМС, що реалізує метод наскрізного перебору

Варто відзначити, що  $\Delta_{MCK}$  може розраховуватись як:

$$\Delta_{MCK} = \sum_{i=n-m}^{n-1} \Delta Q_i,$$

де  $\Delta Q_i$  – відхилення ваг неточних розрядів.

Причому, якщо при визначенні відхилень ваг старших розрядів не враховувати відхилення ваг молодших, то похибку можна виразити:

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{Q}_{n-m} &= Q_{n-m-1} + Q_{n-m-p-1} - Q_{n-m}; \\ \Delta \tilde{Q}_{n-m+1} &= Q_{n-m} + Q_{n-m-p} - Q_{n-m+1}; \\ \Delta \tilde{Q}_{n-m+2} &= Q_{n-m+1} + Q_{n-m-p+1} - Q_{n-m+2}; \\ &\dots \\ \Delta \tilde{Q}_{n+k} &= Q_{n+k-1} + Q_{n+k-p-1} - Q_{n+k}, \end{aligned}$$

де  $k \leq n-1$ .

Якщо врахувати відхилення ваг молодших точних розрядів, то отримаємо:

$$\begin{aligned} \Delta Q_{n-m} &= \Delta \tilde{Q}_{n-m} + \Delta Q_{n-m-1} + \Delta Q_{n-m-p-1}; \\ \Delta Q_{n-m+1} &= \Delta \tilde{Q}_{n-m+1} + \Delta Q_{n-m} + \Delta Q_{n-m-p}; \\ \Delta Q_{n-m+2} &= \Delta \tilde{Q}_{n-m+2} + \Delta Q_{n-m+1} + \Delta Q_{n-m-p+1}; \\ &\dots \\ \Delta Q_{n+k} &= \Delta \tilde{Q}_{n+k} + \Delta Q_{n+k-1} + \Delta Q_{n+k-p-1}. \end{aligned}$$

Виконуючи в даній системі підстановку попереднього рівняння в наступне отримаємо:

$$\begin{aligned} \Delta Q_{n-m} &= \Delta \tilde{Q}_{n-m} + \Delta Q_{n-m-1} + \Delta Q_{n-m-p-1}; \\ \Delta Q_{n-m+1} &= \Delta \tilde{Q}_{n-m+1} + \Delta \tilde{Q}_{n-m} + \Delta Q_{n-m} + \Delta Q_{n-m-p} + \Delta Q_{n-m-p-1}; \\ \Delta Q_{n-m+2} &= \Delta \tilde{Q}_{n-m+2} + \Delta \tilde{Q}_{n-m+1} + \Delta \tilde{Q}_{n-m} + \Delta Q_{n-m-1} + \Delta Q_{n-m-p} + \\ &\quad + \Delta Q_{n-m-p-1} + \Delta Q_{n-m-p+1}; \\ \Delta Q_{n-m+p+1} &= 1 \cdot \Delta \tilde{Q}_{n-m+p+1} + 1 \cdot \Delta \tilde{Q}_{n-m+p} + \dots + \Delta \tilde{Q}_{n-m+1} + 2 \cdot \Delta \tilde{Q}_{n-m} + \\ &\quad + 3 \cdot \Delta Q_{n-m-1} + 1 \cdot \Delta Q_{n-m-2} + \dots + 1 \cdot \Delta Q_{n-m-p} + 2 \cdot \Delta Q_{n-m-p+1}; \\ &\dots \end{aligned}$$

$$\Delta Q_{n-m+k} = \phi_p(0)\Delta\tilde{Q}_{n-m+k} + \phi_p(1)\Delta\tilde{Q}_{n-m+k-1} + \dots + \phi_p(k)\Delta\tilde{Q}_{n-m} + \phi_p(k+1) \times \\ \times \Delta\tilde{Q}_{n-m-1} + \phi_p(k-p+1)\Delta Q_{n-m-2} + \phi_p(k-p+2)\Delta Q_{n-m-3} + \dots + \phi_p(k)\Delta Q_{n-m-p-1}$$

де  $\phi_p(k)$  –  $k$ -те число із ряду  $p$ -чисел Фібоначчі.

Отже, відхилення будь-якого неточного  $k$ -го розряду визначається як [8]:

$$\Delta Q_{n-m+k} = \sum_{j=0}^k \phi_p(j)\Delta\tilde{Q}_{n-m+k-j} + \phi_p(k+1)\Delta Q_{n-m-1} + \\ + \sum_{j=0}^{k-1} \phi_p(k-p+1+j)\Delta\tilde{Q}_{n-m-j-2}.$$

Таким чином компенсувальний сигнал на виході ГКМС можна представити як:

$$A_K = A(N) + A(N) \cdot \delta_{МСК}.$$

Провівши підстановку останнього виразу в (1) маємо:

$$\Delta A = \Delta A_{НП} = A(N) - A(N) - A(N) \cdot \delta_{МСК} = -A(N) \cdot \delta_{МСК}$$

Ефективність вищерозглянутого методу можна визначити як відношення абсолютної похибки ГКМС без та з коригуванням:

$$E = \frac{\Delta A}{\Delta A_{НП}} = \frac{-A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0}{-A(N) \cdot \delta_{МСК}}.$$

Другим методом генерування компенсувального аналогового сигналу для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН є такий, що базується на використанні межових кодових комбінацій (КК).

Суттю методу генерування компенсувального аналогового сигналу із застосуванням межових КК є те, що правило лічби (зміни КК у регістрі лічильника) у ПФІ задається таким виразом:

$$N_{i+1} = \begin{cases} N'_i, & \text{якщо } N_i := N''_i; \\ N''_i, & \text{якщо } N_i := N'_i. \end{cases}$$

де  $N_i$  та  $N_{i+1}$  – поточний та наступний код у лічильнику ГКМС,  $N'_i$  та  $N''_i$  – коди, що задають межову КК, їх аналогові еквіваленти відрізняються не більше ніж на значення одного молодшого кванту ПФІ. Блок схему алгоритму пошуку межових КК зображено на рис. 8.

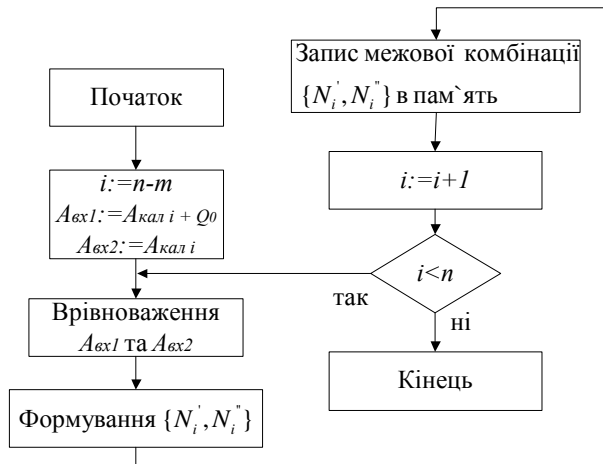


Рис. 8. Блок схема алгоритму пошуку межових КК

Аналізуючи похибки окремих елементів, що входять до структури ГКМС (рис. 9), що реалізовує метод межових КК, та характер їх впливу на компенсувальний аналоговий сигнал можна запропонувати модель складових похибок каналу ГКМС (рис. 10). На рис. 9 ЦСП – цифрова схема порівняння; БВМК –

блок вибору послідовності межових КК.

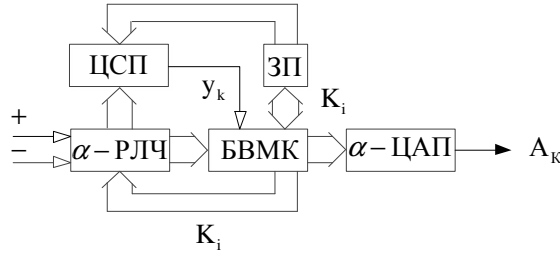


Рис. 9. Схема ГКМС, що реалізує метод межових КК

На рис. 10  $\Delta_0$  – похибка зміщення нуля  $\alpha$ -ЦАП;  $\delta_{\alpha MKK}$  – приведені значення скоригованої похибки, що виникає на межі сусідніх кодових комбінацій  $\alpha$ -ЦАП, причому:

$$\delta_{\alpha MKK} = \frac{\Delta_{\alpha MKK}}{D_{IP}},$$

де  $\Delta_{\alpha MKK}$  – скориговане значення похибки, що виникає на межі сусідніх кодових комбінацій  $\alpha$ -ЦАП:

$$\Delta_{\alpha MKK} = \Delta_Q - \sum_{i=n-m}^{n-1} \Delta Q_i.$$

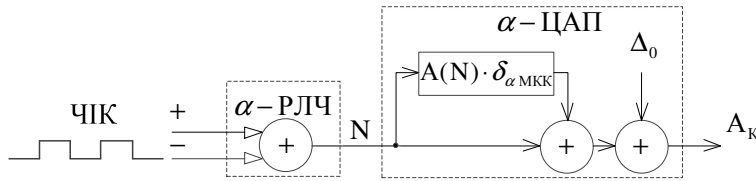


Рис. 10. Модель складових похибки ГКМС, що реалізує метод межових КК

Таким чином компенсувальний сигнал на виході ГКМС можна представити як:

$$A_k = A(N) + A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} + \Delta_0.$$

Провівши підстановку останнього виразу в (1) маємо:

$$\Delta A = \Delta A_{MKK} = A(N) - A(N) - A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0 = -A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0$$

Ефективність вищерозглянутого методу можна визначити як відношення абсолютної похибки ГКМС без та з коригуванням:

$$E = \frac{\Delta A}{\Delta A_{MKK}} = \frac{-A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0}{-A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0}$$

У результаті застосування процедури самокалібрування ЦАП із ВН згідно вищерозглянутих методів генерування компенсувального сигналу відбувається значне зменшення інтегральної та диференційної нелінійності по діапазону перетворення ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН.

Так, інтегральну та диференційну нелінійність ГКМС можна визначити як [1]:

$$\Delta_{ИЛЛ n} = \sum_{i=0}^n \Delta_{ДНЛ i};$$

$$\Delta_{ДНЛ i} = A(N_i) - A(N_{i-1}).$$

У табл. 2, 3 наведено результати комп'ютерного моделювання ГКМС для багаторозрядних АЦП



слідкувального типу із ВН на основі системи числення з  $\alpha=1,618$  та допуском на елементну базу  $\delta Q=10\%$ . У табл. 2, 3 дані у стовпцях під номерами I, II, III відповідають таким методам генерування компенсувального сигналу: без коригування похибок, на основі межових КК, наскрізного перебору відповідно.

Таблиця 2.

**Статистичні оцінки ІНЛ методів генерування компенсувального сигналу**

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	M(ІНЛ)			$\sigma$ ( ІНЛ)		
	I	II	III	I	II	III
16 (23)	1375,07	7,63	2,014	867,58	0,82	0,43
14 (20)	300,72	6,14	1,76	188,72	0,65	0,35
12 (18)	115,21	5,26	1,62	60,77	0,52	0,32

Таблиця 3.

**Статистичні оцінки ДНЛ методів генерування компенсувального сигналу**

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	M(ДНЛ)			$\sigma$ ( ДНЛ)		
	I	II	III	I	II	III
16 (23)	698,14	1,95	1,27	524,35	0,24	0,21
14 (20)	211,39	1,91	1,23	101,92	0,18	0,17
12 (18)	62,56	1,92	1,19	47,26	0,15	0,17

Похибки інтегральної та диференціальної нелінійностей ГКмС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, було обчислено для 100 різних базисів ваг розрядів ЦАП із ВН. Після того було пораховано математичне сподівання та середньоквадратичне відхилення для вибірки за такими формулами:

$$M(\Delta) = \frac{1}{h} \sum_{i=0}^{h-1} \Delta_i ,$$

де  $h$  – обсяг вибірки,  $\Delta_i$  – значення похибки, що оцінюється, в  $i$ -й вибірці;

$$\sigma(\Delta) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^{n-1} [\Delta_i - M(\Delta)]^2} .$$

На рис. 11 наведено графічну інтерпретацію статистичних оцінок ІНЛ для запропонованих методів генерування компенсувального сигналу для 18-ти розрядних АЦП слідкувального типу із ВН на основі системи числення з  $\alpha=1,618$  та допуском на елементну базу  $\delta Q=1\%$ .

У табл. 4 наведено статистичні оцінки ефективності вищерозглянутих методів генерування компенсувального сигналу, розраховані на основі значень математичного сподівання ІНЛ та ДНЛ із табл. 2 та табл. 3 згідно виразу:

$$E = \frac{M(\Delta_{II,III})}{M(\Delta_I)} ,$$

де  $M(\Delta_{II,III})$  – математичне сподівання відповідної похибки згідно даних із стовпця II або III,  $M(\Delta_I)$  – математичне сподівання відповідної похибки згідно даних із стовпця I.

Таблиця 4.

**Ефективність методів генерування компенсувального сигналу**

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	E(ІНЛ)		E(ДНЛ)	
	II	III	II	III
16 (23)	180,21	682,75	358,02	549,71
14 (20)	48,97	170,86	110,67	171,86
12 (18)	21,90	71,11	32,58	52,57

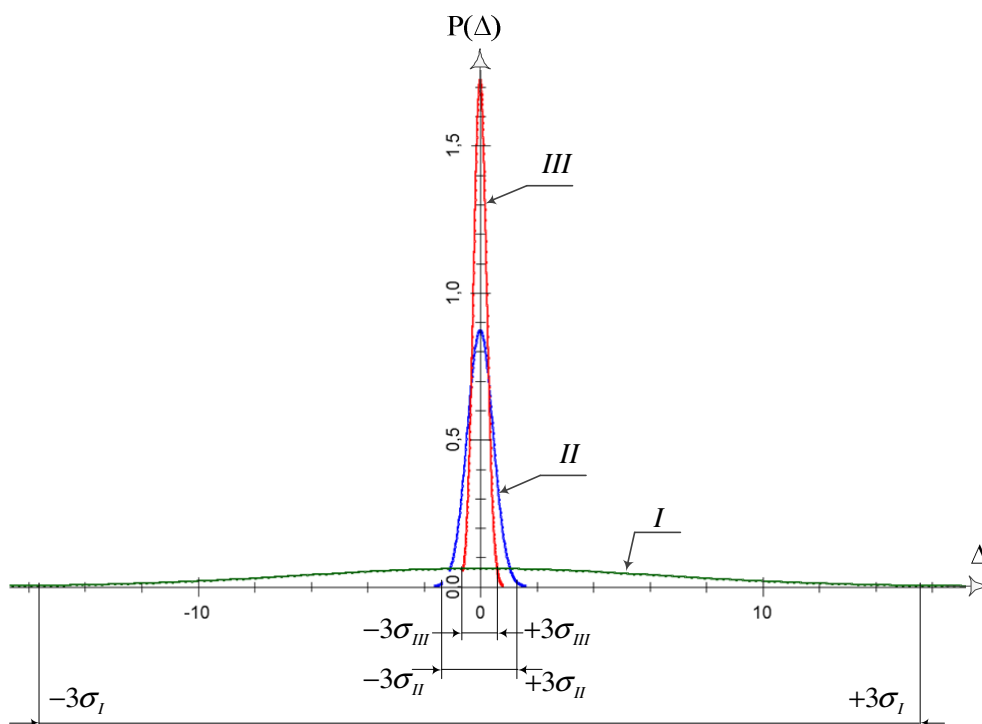


Рис. 11. Статистичні характеристики ІНЛ ГКМс на базі 18-ти розрядного ЦАП із ВН

Аналіз наведених даних показує, що метод генерування компенсуючого сигналу на основі наскрізного перебору має вищу ефективність з точки зору статичних похибок хоча і потребує більших обсягів пам'яті та обчислювальних затрат.

## ВИСНОВКИ

1. Проведено аналіз статичних похибок генераторів компенсуючого сигналу, побудованих на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю. Показано, що всі багаторозрядні ЦАП без вживання спеціальних заходів калібрування і коригування, по суті, є неточними.

2. Складено математичні моделі статичних похибок генераторів компенсуючого сигналу, побудованих на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю до та після коригування, що дозволило оцінити абсолютну похибку компенсуючого аналогового сигналу при використанні запропонованих методів та як наслідок оцінити їх ефективність.

3. Доведено, що застосування процедури самокалібрування ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованих на неточних елементах, та запропонованих методів дає змогу істотно (на 2-3 порядки) зменшити абсолютну похибку компенсуючого сигналу і таким чином підвищити точність всього АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Уолт Кестер. Аналого-цифровое преобразование /пер. с англ. Володина Е.Б. – М.: «Техносфера», 2007. – 1019.
2. Shaker, M.O. A 6-bit 130-MS/s low-power tracking ADC in 90 nm CMOS / M.O. Shaker, M.A. Bayoumi // 53rd IEEE international Midwest Symposium on Circuits and Systems. – Seattle, WA, August 1 – 4, 2010. – P. 304-308.
3. Азаров О. Д. Багаторозрядні АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, стійкі до параметричних відмов. Монографія / О.Д. Азаров, О.В. Кадук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 150 с.
4. Грушвицкий Р. И. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем / Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, В. Б. Смолков. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 160 с.

5. Rombouts P. Comments on «Interstage Gain-Proration Technique for Digital-Domain Multistep ADC Calibration» / Rombouts P., Weyten L. // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – August 1999. – Vol. CAS-46. – P. 1114-1116.
6. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.
7. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / под ред. В. Б. Смолова. – Л. : Энергия, 1976. – 336 с.
8. Кадук О. В. Методичні похибки самокалібрування АЦП послідовного наближення із ваговою надлишковістю / Азаров О. Д., Кадук О. В. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2008. – № 5 (117). – С. 12–17.

Надійшла до редакції 12.05.2012р.

**АЗАРОВ ОЛЕКСІЙ ДМИТРОВИЧ** – д.т.н., професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

**ДУДНИК ОЛЕКСАНДР ВІКТОРОВИЧ** – аспірант кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.