

О.Д. Азаров, М.О. Кравцо

ПОЛІПШЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТОЧНОСТІ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ШЛЯХОМ ВВЕДЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ НАДЛИШКОВОСТІ

Розглянуті принципи комплексного розв'язку проблем підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових перетворювачів з використанням інформаційної надмірності у формі надлишкових позиційних систем числення.

Складовою частиною систем вимірювання та контролю параметрів технологічних процесів (аналого-цифрові перетворювачі (АЦП)), параметри яких мають вагомий вплив на якість систем в цілому. Точність будь-якого АЦП значною мірою обумовлюють три види систематичних похибок: зсуву нуля, масштабу та лінійності. Принципи коригування перших двох складових розроблені досить повно [2-5]. Проблема зменшення похибки лінійності є більш складною. Так, відхилення ваг розрядів мікроелектронних АЦП від потрібних значень, як правило, коригуються за допомогою лазерного припасування номіналів резисторів та конденсаторів під час виготовлення. Однак це потребує збільшення площі кристалу. Крім того, виникає проблема вилучення відходів у процесі припасування, порушується температурна та часова стабільність пристрою в цілому [1].

Перспективним є шлях, який використовує калібрування ваг окремих розрядів ЦАП та АЦП без фізичного впливу на елементи схеми, пов'язаний із введенням інформаційної надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ).

Підвищення точності АЦП на основі НПСЧ здійснюється з використанням принципу самокалібрування інструментальних похибок. Вихідне положення цього принципу полягає в тому, що розрядна сітка перетворювача поділяється на групи з m "неточних" (старших), $(n - m)$ "точних" (молодших) та d додаткових розрядів. Група додаткових розрядів використовується в процесі самокалібрування для зменшення методичної похибки.

Під час самокалібрування послідовно визначаються коди ваг "неточних" розрядів. Вага $(n - m)$ -го розряду обчислюється за формулою:

$$K_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-2} a_i'' \cdot K_i^* - \sum_{-d}^{n-m-2} a_i' \cdot K_i^*,$$

де a_i'' та a_i' – розрядні коефіцієнти кодових комбінацій, відповідно, N_{n-m}^{**} та N_{n-m}^* . Причому

$$K_i^* = \begin{cases} K_i, & \text{якщо } a_i = 1; \\ K_i, & \text{якщо } a_i = \bar{1}. \end{cases}$$

Аналогічно калібруються ваги інших "неточних" розрядів.

Послідовний характер калібрування з опором на "точні" та відкалібровані "неточні" розряди призводить до появи методичної похибки $\varepsilon_{\text{сум}}$, значення якої збільшується зі зростанням числа "неточних" розрядів. Максимальне значення $\varepsilon_{\text{сум}}$ визначає необхідне число додаткових розрядів.

Значення $\varepsilon_{\text{сум}}$ може бути знижене наступним чином. Наявність зон перекриття дозволяє при самокалібруванні задавати значення $A_{\text{вх}}$ з діапазону $A_{\text{вхmin}} < A_{\text{вх}} < A_{\text{вхmax}}$, де $A_{\text{вхmin}}$ та $A_{\text{вхmax}}$ при використанні НПСЧ (1, -1) відповідно дорівнюють:

$$A_{\text{вхmin}} = -\min \left\{ \left(Q_i + \sum_{-d}^{i-1} Q_j \right), i \in [n-m, \dots, n-1] \right\};$$

$$A_{\text{вхmax}} = -\max \left\{ \left(Q_i + \sum_{-d}^{i-1} Q_j \right), i \in [n-m, \dots, n-1] \right\}.$$

Дослідження показали, що значення $\varepsilon_{\text{сум}}$ змінюється при змінюванні $A_{\text{вх}}$ та приймає як додатні, так і від'ємні значення. З урахуванням цього цифровий еквівалент ваги i -го розряду може бути знайдено як:

$$K_{\text{сер},i} = \frac{1}{\ell} \cdot \sum_{j=1}^{\ell} K_i \cdot (A_{\text{вх},j}),$$

де $K_i(A_{\text{вх},j})$ – цифровий еквівалент i -го розряду, отриманий як результат самокалібрування при $A_{\text{вх}} = A_{\text{вх},j}$.

l – кількість калібрувань i -го розряду.

Слід відзначити, що значення $\epsilon_{\text{сум}}$ у даному разі буде суттєво залежати від рівня $A_{\text{ex}j}$ та числа l .

У процесі основного аналого-цифрового перетворення цифровий еквівалент значення вхідного аналогового сигналу обчислюється за формулою:

$$K(A_{\text{ex}}) = \sum_0^{n-1} a_i \cdot K_i^* - K_{\text{зс}},$$

де a_i – розрядні коефіцієнти коду, отриманого під час врівноваження;

$K_{\text{зс}}$ – код зсуву нуля, який було знайдено на етапі самокалібрування.

Швидкодія перетворювачів інформації визначається динамічними характеристиками їх вузлів та блоків. При інерційному врівноваженні похибки квантування та врівноваження визначаються як суми складових у вигляді:

$$\Delta A_{\text{кв.мах}} = \Delta A_{\text{кв.мах}}^* + \Delta A_{\text{д.кв}}^l;$$

$$\Delta A_{\text{вр.мах}} = \Delta A_{\text{вр.мах}}^* + \Delta A_{\text{д.вр}}^l;$$

де $\Delta A_{\text{д.кв}}^l$ та $\Delta A_{\text{д.вр}}^l$ – динамічні похибки l -го роду;

$\Delta A_{\text{кв.мах}}^*$ та $\Delta A_{\text{вр.мах}}^*$ – відповідно максимальні похибки квантування та врівноваження при безінерційному врівноваженні.

Використання в АЦП порозрядного врівноваження НПСЧ дозволяє скоротити довжину такту t_m врівноваження в порівнянні з двійковими АЦП за рахунок можливості компенсації динамічних похибок. На рис. 1,а показані діаграми врівноваження при скороченій довжині $t_m = 3,0\tau$ для двійкового АЦП, а на рис. 1,б – АЦП на основі НПСЧ (1, -1) при $\alpha = 1,80$, $t_m = 1,8\tau$ з використанням форсуючого сигналу. Оцінювання припустимих значень похибок усталення $\delta Q = \exp(-t_m/\tau)$ ваг розрядів під час врівноваження можна виконати за допомогою математичної моделі у вигляді $\delta Q = f(\alpha, n, \delta Q_0)$, де δQ_0 – відносне значення додаткового форсуючого сигналу δA_0 . Існує спеціальна методика побудови математичної моделі на основі рівнянь балансу у формі $F(x, \alpha, n) = 0$ в “особливих” точках [1].

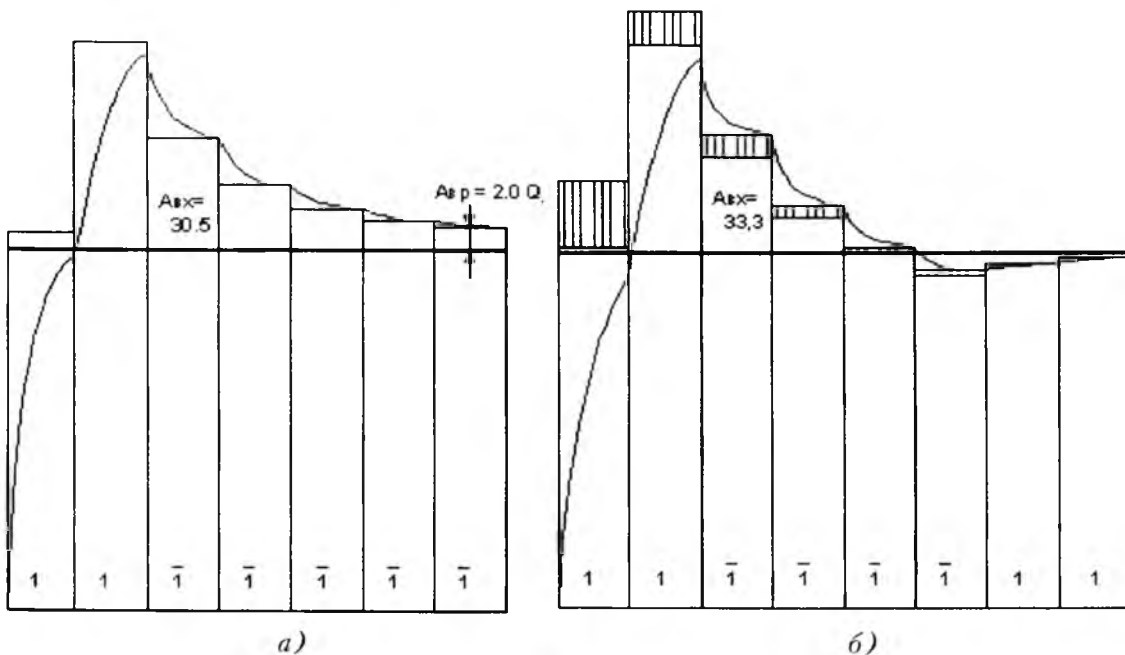


Рис. 1. Діаграми врівноваження

До “особливих” точок відносяться ті окремі значення вхідного сигналу в діапазоні кодувальної характеристики, в яких похибка квантування $\Delta A_{\text{кв}}$ або $\Delta A_{\text{вр}}$ знаходяться на межі норми.

Рівняння балансу $F_1(x, \alpha, n) = 0$, $F_2(x, \alpha, n) = 0$, $F_6(x, \alpha, n) = 0$, за допомогою яких обчислюється похибка усталення при прискореному врівноваженні на основі НПСЧ (1, -1), мають вигляд [1]:

$$x \cdot \alpha^{n-1} \cdot (1 - x^{n-2}) + \sum_1^{n-3} x^i \cdot \alpha^i - x^{n-2} \cdot \alpha^{n-2} - \sum_1^{n-3} \alpha^i + \alpha^{n-2} - 2,5 = 0; \tag{1}$$

$$(x \cdot \alpha^{n-2} + x^2 \cdot \alpha^{n-1}) \cdot (1 - x^{n-3}) + \sum_1^{n-4} x^j \cdot \alpha^j - x^{n-3} \cdot \alpha^{n-3} - \sum_1^{n-4} \alpha^j + \alpha^{n-3} - 2,5 = 0; \tag{2}$$

$$\dots$$

$$\alpha^3 \cdot \left(\sum_1^4 x^j \cdot \alpha^j - \sum_5^9 x^j \cdot \alpha^j + \sum_{10}^{12} x^j \cdot \alpha^j \right) \cdot (1 - x^3) + x \cdot \alpha + x^2 \cdot \alpha^2 - x^3 \cdot \alpha^3 - \alpha^2 - \alpha + \alpha^3 - 2,5 = 0. \tag{6}$$

Математична модель δQ може бути зображена кусково-гладкою функцією на інтервалі $1,3 < \alpha < 2,0$ у вигляді сукупності підінтервальних функцій [1]:

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,0; \\ \delta Q_2, & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_1; \\ \dots & \dots \\ \delta Q_6, & \text{якщо } 1,3 \leq \alpha \leq \alpha_5, \end{cases}$$

де $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$ знаходяться відповідно із співвідношень (1)–(6) та обчислюються як функції $\delta Q_1(\alpha, n) = \text{root}(F_1(x), x), \delta Q_2(\alpha, n) = \text{root}(F_2(x), x), \dots, \delta Q_6(\alpha, n) = \text{root}(F_6(x), x)$.

Межі підінтервалів або вузлові точки знаходяться в результаті спільного розв'язання пар рівнянь, відповідно δQ_1 та $\delta Q_2, \delta Q_2$ та $\delta Q_3, \dots, \delta Q_5$ та δQ_6 . При $n = 16$ одержані значення $\alpha_1 \approx 1,99; \alpha_2 \approx 1,96; \alpha_3 \approx 1,90; \alpha_4 \approx 1,84; \alpha_5 \approx 1,67$ [1].

Поруч з проектуванням структур та вузлів перетворювачів інформації (ПІ), а також розробкою алгоритмів їх функціонування, актуальним питанням також є вибір самої НПСЧ.

До недоліків використання надлишкових систем числення, зокрема, відноситься подовження розрядної сітки ПІ, тобто збільшення кількості обладнання (особливо аналогового – α -ЦАП), а також необхідність перетворення цифрових еквівалентів результатів врівноваження у двійкову систему. Другий недолік значною мірою компенсується особливістю побудови структур швидкодіючих ЛШП з калібруванням та самокалібруванням. Проте, збільшення довжини розрядної сітки в НПСЧ, тобто апаратних витрат, яке оцінюється коефіцієнтом подовження розрядної сітки $\gamma_n = \ln 2 / \ln \alpha$, дає нову якість – вагову надлишковість. Саме вона й дає певні переваги.

Як перевагу використання систем числення з $\alpha < 2$ слід виділити можливість компенсації динамічних похибок I та II роду. Ця властивість НПСЧ дозволяє, з одного боку, зменшити тривалість такту t_a врівноваження, а з іншого боку – збільшити при цьому швидкість зміння A_{ax} за час t_a .

При цьому позитивний ефект, що полягає у забезпеченні прискореного перетворення, оцінюється за допомогою коефіцієнта підвищення швидкодії у вигляді [1]:

$$\gamma_s = \frac{t_{np2}}{t_{np\alpha}}, \tag{7}$$

де t_{np2} – час перетворення при $\alpha = 2$;

$t_{np\alpha}$ – час перетворення для НПСЧ.

Другою перевагою НПСЧ в порівнянні з двійковою системою числення є можливість коригування в АЦП статичних похибок аналогових вузлів без витрат часу на обчислення та введення коригуючих поправок у процесі основного перетворення. Дані процедури виконуються в режимі самокалібрування пристрою. Проте при цьому частину надлишковості НПСЧ необхідно витратити на забезпечення нерозривності характеристики вхід-вихід перетворювача, який побудовано на неточних аналогових вузлах. Для врахування вказаної обставини у формулах для розрахунку швидкодії замість максимального значення похибки δQ слід використовувати тільки її динамічну складову у вигляді $\delta Q_{дин} = \delta Q - \delta Q_{ст}$, де $\delta Q_{ст}$ – статична похибка формування $A_k(t)$, що визначається відхиленнями від потрібних значень параметрів аналогових вузлів, зокрема, цифро-аналогового перетворювача та схеми порівняння.

У випадку, якщо перехідна характеристика визначається схемною функцією першого порядку, то $t_{np2} = (n + 1)\tau \ln 2, t_{np\alpha} = -\tau \ln(\delta Q - \delta Q_{ст}\alpha)$. При цьому після підстановки у (7) значень $t_{np\alpha}$ та t_{np2} :

$$\gamma_s = \frac{(n + 1)\ln \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{ст} \cdot \alpha)}$$

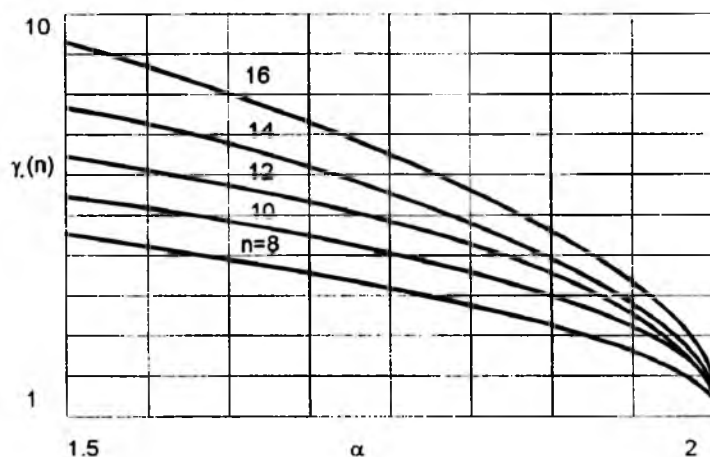


Рис. 2. Ефективність підвищення швидкодії $\gamma_{\sigma} = f(\alpha, n)$

Значення δQ залежить від типу НПСЧ та різновиду алгоритму врівноваження [1]. Графічна інтерпретація залежності $\gamma = f(\alpha, n)$ для цього, випадку при $\delta Q_{ст} = 0$ наведена на рис. 2.

Висновки

Використання НПСЧ у техніці аналого-цифрового перетворення дозволяє:

- проектувати високоточні самокалібровані швидкодіючі АЦП порозрядного врівноваження з використанням низькогочних аналогових вузлів;
- підвищити точність аналого-цифрового перетворення в 100 та більше разів у порівнянні з первинною точністю елементної бази;
- підвищити в 5–10 разів швидкість АЦП порозрядного врівноваження високої розподільної здатності.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Азаров А.Д. Разработка теории аналого-цифрового преобразования на основе избыточных позиционных систем счисления: Дис. док. техн. наук. – Винница, 1994. – 438 с.
2. Гитис Э.И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. – Изд. 3-е, перераб. – М.: Энергия, 1975. – 448 с.
3. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи / Под ред. В.В. Смолова и Н.А. Смирнова. – Л.: Энергия, 1967. – 312 с.
4. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – К.: Вища школа, 1976. – 256 с.
5. Швецкий Б.И. Электронные цифровые приборы. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Техника, 1991. – 191 с.

АЗАРОВ Олександр Дмитрович – доктор технічних наук, професор кафедри обчислювальної техніки Вінницького державного технічного університету.

Наукові інтереси:

- розробка високоточних, швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів з використанням надлишкових позиційних систем числення.

КРАВЦОВ Максим Олександрович – аспірант кафедри обчислювальної техніки Вінницького державного технічного університету.

Наукові інтереси:

- застосування високоточних швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів для систем цифрової ресстрації аналогових сигналів.