

УДК 004.3'144:621.3.087.92

М. Л. Петришин, В. А. Ровінський

## АЦП ПОРОЗРЯДНОГО ВРІВНОВАЖЕННЯ ДЛЯ ПРИШВИДШЕНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ

Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника, Івано-Франківськ.

Анотація. У роботі запропоновано метод, розроблено моделі, алгоритми та структурні схеми засобів аналого-цифрового перетворення із порозрядним врівноваженням в порядку від значень молодших позиційних мір до старших, що дозволило пришвидшити перетворення у вузьких діапазонах, визначених специфікою джерел інформації в системах керування технологічними процесами. Застосування кола визначення різниці двох знаків вхідної аналогової величини та сформованої суми врівноваження в околах значення одиничного кванту двох знаків, суміжних до цілочислового значення суми врівноваження, дозволило завершити процес перетворення за меншу кількість ітераційних кроків врівноваження. Здійснено порівняльну кількісну оцінку операційної складності запропонованих методів із класичним методом порозрядного врівноваження.

**Ключові слова:** перетворення форми інформації, аналого-цифрове перетворення, АЦП порозрядного врівноваження.

Аннотация. В работе предложены метод, разработаны модели, алгоритмы и структурные схемы средств аналого-цифрового преобразования с порозрядным уравниванием начиная от младших позиционных мер до старших, что позволило ускорить процесс преобразования в узких диапазонах, определенных спецификой источников информации в системах управления технологическими процессами. Применение цепи определения разницы двух знаков входной аналоговой величины и сформированной суммы уравнивания в пределах значения единичного кванта двух знаков целочисленного значения суммы уравнивания позволило завершить процесс преобразования за меньшее количество итерационных шагов уравнивания. Произведена сравнительная количественная оценка операционной сложности предложенных методов в сравнении с классическим методом порозрядного уравнивания.

**Ключевые слова:** преобразование формы информации, аналого-цифровое преобразование, АЦП порозрядного уравнивания.

Abstract. In this paper proposed a method, models, algorithms and structural schemes was developed of analogue-digital convertor with bitwise balancing in order from the lower positional measures values to older ones, which allowed to observe the transformations in the narrow bands defined by the specifics of the information sources in the technological control systems. Applying the circle of determining the difference between the two signs of the input analog value and the sum of the magnitudes in the okolahs, the value of the unit quantum of two symbols adjacent to the integer value of the sum of the balancing, allowed to complete the conversion process with less number of iterative balancing steps. The comparative quantitative estimation of the operational complexity of the proposed methods with the classical method of bitwise balancing is carried out.

**Key words:** transformation of information form, analog-to-digital conversion, ADC with bitwise balancing.

### Вступ

Затосування інформаційних технологій в системах керування складними розосередженими технологічними процесами є ключовим чинником техніко-економічної ефективності виробництва. Ключову роль в таких системах відіграють засоби інформаційного спряження системи керування та технологічного процесу. Перетворення форми інформації (ПФІ) є системною функцією, що може займати до 50% часу, відведеного на процеси керування системою [1]. Тенденція зростання обсягів інформації, загострення вимог щодо отримання оперативної достовірної інформації про стан контрольованих технічних чи технологічних об'єктів вимагає удосконалення засобів ПФІ щодо точності, швидкодії та надійності. Зокрема, на атомному енергоблоці перетворюють до 10 тис. параметрів. По найбільш відповідальних параметрах крім централізованого здійснюється швидкодіючий індивідуальний контроль [2]. Специфіка експлуатації автоматизованих систем управління технологічними процесами полягає в підтримці оптимальної працездатності об'єкта управління за результатами перетворення фізичних величин у вузьких діапазонах меж їх зміни [3]. Немає необхідності визначати із заданою швидкістю або точністю числові значення фізичних величин в повному діапазоні перетворення. Необхідно контролювати відповідність значень фізичних величин встановленим оптимальним значенням або межам (допускам). В складних і кошових системах керування технологічними процесами переробки нафти, зокрема зневоднення і знесолення сирової нафти в електродегідраторах, здійснюється нагрівання нафти до температури 210÷220°C. Нафта, попередньо зневоднена і обезсолена, подається для нагрівання до 220÷230°C. Напіввідбензинена нафта нагрівається до температури 340÷350°C. Залишок з колони нагрівається до 340÷360°C. Зазвичай при атмосферній перегонці нафти температура підтримується на рівні 330÷360°C, а при вакуумній - 410÷450°C [4]. Типові режими технологічних параметрів процесу коксування: первинна сировина нагрівається до 370÷390°C, вступає в контакт з зустрічною парою, яка має температуру 430÷450°C. Температура верху реактора 420÷450°C, температура нагріву вторинної сировини 490÷510°C. З низу колони ректифікації вторинна сировина прокачується через змійовик з температурою 485÷500°C [5]. При формуванні плівки полікристалічного кремнію пластина повинна бути розігріта від нормальної температури до 600÷650°C, а плівка нітриду кремнію до 750÷800°C і утримуватися в зазначених діапазонах [6].

© М. Л. Петришин, В. А. Ровінський, 2017

### Актуальність

Таким чином, в автоматизованих системах управління технологічними процесами існує необхідність перетворення інформації в досить вузьких діапазонах оптимальних значень, що може становити від кількох до кільканадцяти відсотків повного діапазону визначення вхідного параметру. Цільовою функцією системи управління складними технологічними об'єктами є вироблення керуючих дій по утриманню системи в оптимальному режимі шляхом пришвидшеного перетворення інформації у вузькому діапазоні визначення параметру перетворення з метою оперативного запобігання виходу системи з оптимального та входження в нештатні чи аварійні режими.

Проблеми підвищення точності і швидкодії ППФІ вирішувалися і частково вирішуються за рахунок застосування більш досконалої елементарної бази. Так в роботах [7-10] запропоновані логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі (ЛАЦП) на комутованих конденсаторах, які значно переважають за технічними характеристиками логарифмічні перетворювачі інших типів та лінійні АЦП і тому викликають підвищену зацікавленість розробників апаратури найрізноманітнішого призначення. Ці ЛАЦП поділяються на ЛАЦП з перерозподілом і ЛАЦП із накопиченням заряду у конденсаторних комірках. Сьогодні ЛАЦП із перерозподілом заряду вивчено достатньо повно, проте ЛАЦП із накопиченням заряду досліджено недостатньо, і це ускладнює їх практичну реалізацію та оптимізацію. Серед різних типів ЛАЦП найвищі техніко-економічні показники забезпечують ЛАЦП на комутованих конденсаторах (КК), зокрема: вищу точність, безпосереднє перетворення аналогового вхідного сигналу на число-імпульсний код, можливість одержати довільну основу логарифма, більшу технологічність у виготовленні. Переважна більшість ЛАЦП на КК побудована на основі використання явища перерозподілу заряду (ПЗ) і хоч вже розроблено порівняно багато різних ЛАЦП на КК з накопиченням заряду (НЗ), питання систематизації та оцінки можливостей таких ЛАЦП залишаються невирішеними. З метою подальшого підвищення точності та швидкодії ЛАЦП потрібно використовувати складніші алгоритми логарифмічного аналого-цифрового перетворення, які б зменшували кількість тактів перетворення.

Проте за умов, коли можливості технології на певному етапі вичерпані, потрібні принципово інші підходи, що базуються, зокрема, на введенні надлишковості на різних рівнях проектування пристроїв і систем: функціонально-алгоритмічному, інформаційному і структурно-схемотехнічному. Слід зазначити, що перший і третій напрямки вже досить тривалий період мають місце в теоретичних дослідженнях і практичних розробках ряду наукових шкіл і дали свої позитивні результати. Проте зазначені підходи в основному дозволяють вирішувати тільки одну з проблем: або підвищення точності, або – швидкодії. Так, наприклад, підвищення швидкості високоточного аналого-цифрового перетворення може здійснюватися структурно-схемотехнічним шляхом (паралельно-последовні структури) або функціонально-алгоритмічним (багатокрокові інтегруючі АЦП). Підвищення ж точності, що досягається за допомогою даних підходів, орієнтованих на різні методи коригування статичних похибок, як правило, призводить до зниження швидкодії перетворювачів. У цьому зв'язку визначену нішу посідають дослідження, пов'язані з вирішенням проблем комплексного підвищення як точності, так і швидкодії шляхом уведення в проєктовані пристрої окремого виду надлишковості, а саме, у формі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ).[11-13].

Використання покращеної елементарної бази та застосування НПСЧ дає значне пришвидшення процесів ПФІ, проте актуальним є проведення досліджень щодо моделювання та розробки методів і засобів пришвидшеного аналого-цифрового перетворення (АЦП) у визначених вузьких діапазонах інформаційних параметрів та оптимального функціонування системи керування та нижчою швидкістю перетворення за межами діапазону оптимальних значень повного діапазону перетворення інформації.

### Мета

Метою роботи є підвищення швидкодії АЦП внаслідок розробки та застосування методів адитивного та субтрактивно-адитивного порозрядного врівноваження зі змінним порядком формування суми розрядних ваг врівноваження від молодших значень розрядних ваг до старших значень ваг, а також визначенням різниці двох знаків вхідної аналогової величини та сформованої суми врівноваження в околах одиничного молодшого кванта, суміжних до цілочислового значення суми врівноваження, що дозволило збільшити швидкість у вузьких піддіапазонах перетворення, визначених специфікою джерел інформації в системах керування технологічними процесами.

### Задачі

Для вирішення поставленої мети сформульовано та вирішено такі задачі наукового дослідження:

1. запропоновано нові методи адитивного та субтрактивно-адитивного врівноваження;
2. побудовано математичні моделі та блок-схеми алгоритмів АЦП;
3. здійснено порівняння запропонованих методів адитивного та субтрактивно-адитивного врівноваження з типовим методом порозрядного перетворення;

4. розроблено структурні схеми АЦП порозрядного врівноваження, що реалізують запропоновані методи перетворення.

### Розв'язання задач

#### Метод адитивного перетворення

Метод адитивного перетворення ґрунтується на здійсненні ітераційного врівноваження в порядку формування на кожній з  $y$ -их ітерацій суми ваг  $S_y$  розрядів від значень молодших розрядних ваг  $w_0=2^0$  до значень старших розрядних ваг  $w_{n-1}=2^{n-1}$  із контролем попадання в суміжні межі молодшого кванту двох знаків  $-1 \leq \Delta_y < 0$  та  $0 \leq \Delta_y < 1$ , де  $\Delta_y = z - S_y$ ,  $z$  - числовий еквівалент величини перетворення  $U_{trans}$ , ціле число, приведене до числової шкали квантів повного діапазону перетворення  $[0 \div 2^n)$ . При цьому, на кожному  $y$ -му ітераційному кроку здійснюється формування значення суми  $S_{y+1}$  шляхом тільки додавання відповідних значень розрядних ваг  $w_p$  до значення суми  $S_y$  або тільки віднімання відповідних значень розрядних ваг  $w_r$  від значення суми  $S_y$  в залежності від значення різниці  $\Delta_y$ , проте, значення коефіцієнта  $a_p$  не підлягає зміні одразу в наступній  $y+1$ -ій ітерації.

$$S_{y+1} = \begin{cases} S_y - w_r, & \text{якщо } \Delta_y < -1 \\ S_y + w_p, & \text{якщо } \Delta_y \geq 1 \end{cases}, \quad (1)$$

$$a_r = \begin{cases} 0, & \text{якщо } \Delta_y \geq -1 \\ 1, & \text{якщо } \Delta_y < -1 \end{cases}, \quad a_p = \begin{cases} 0, & \text{якщо } \Delta_y < 1 \\ 1, & \text{якщо } \Delta_y \geq 1 \end{cases}.$$

Ітераційне збільшення значення сформованої суми  $S_{y+1}$  здійснюється шляхом додавання в порядку від значень молодших розрядних ваг  $w_0$  до старших  $w_{i-1}$  за умови  $\Delta_y \geq 1$ . Ітераційне зменшення значення сформованої суми  $S_y$  можливе тільки шляхом віднімання в порядку від значень молодших ваг  $w_0$  до старших  $w_{i-2}$ , тобто значення ваги  $w_r$ , яка підлягає відніманню в поточній зворотній  $r$ -ій ітерації, визначається в порядку завжди від значень молодших розрядів ваг  $w_1$  до максимально старших  $w_{i-2}$  до моменту отримання різниці  $\Delta_y > 0$ , після чого можливе або завершення процесу перетворення при  $-1 \leq \Delta_y < 0$  чи  $0 \leq \Delta_y < 1$ , або ж, за умови  $\Delta_y \geq 1$ , можливе додавання розрядних ваг  $w_i$  від значень молодших розрядів ваг  $w_1$  до старших  $w_{i-3}$  і так циклічно до виконання умови попадання значення  $z$  в межі діапазонів  $-1 \leq \Delta_y < 0$  чи  $0 \leq \Delta_y < 1$  та завершення процесу врівноваження.

На кожному ітераційному кроку за результатами порівняння різниці  $\Delta_y$  із межами визначення одиничного кванту  $+/-1$ , якщо значення  $z$  потрапляє в діапазони  $-1 \leq \Delta_y < 0$  чи  $0 \leq \Delta_y < 1$ , процес перетворення  $z$  завершується

$$z \in \begin{cases} [S_y - 1; S_y), & \text{якщо } -1 \leq \Delta_y < 0 \\ [S_y; S_y + 1), & \text{якщо } 0 \leq \Delta_y < 1 \end{cases}, \quad (2)$$

інакше визначається значення суми  $S_{y+1}$  (1) та виконується наступна ітерація.

Таким чином,

якщо  $-1 \leq \Delta_y < 0$ , то цифровий код сформованої суми  $(S_y - 1)$  є вихідним двійковим кодом

$[a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0] - 1$  перетворення значення  $z$ ;

якщо  $0 \leq \Delta_y < 1$ , то цифровий код сформованої суми  $S_y$  є вихідним двійковим кодом

$[a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0]$  перетворення значення  $z$ .

Узагальнено  $y$ -й ітераційний цикл врівноваження можна представити так:

$y$   $w_{y-1}$ ,  $\Delta_y = z - S_y$ ,  $S_y = \sum(a_i 2^i)$   $A = \{0; 1\}$

якщо  $\Delta_y < -1$ , то  $S_{y+1} = S_y - w_r$ ,  $a_r = 0$ ;

якщо  $-1 \leq \Delta_y < 0$ , то  $z \in [S_y - 1; S_y)$ ,  $a_y = 1$ ,  $z = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0] - 1$ ;

якщо  $0 \leq \Delta_y < 1$ , то  $z \in [S_y; S_y + 1)$ ,  $a_y = 1$ ,  $z = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0]$ ;

якщо  $\Delta_y \geq 1$ , то  $S_{y+1} = S_y + w_p$ ,  $a_p = 1$ .

Блок-схема алгоритму адитивного врівноваження від значень молодших розрядних ваг до старших та зворотним перетворенням від значень молодших розрядних ваг до старших зображена на рис. 1.

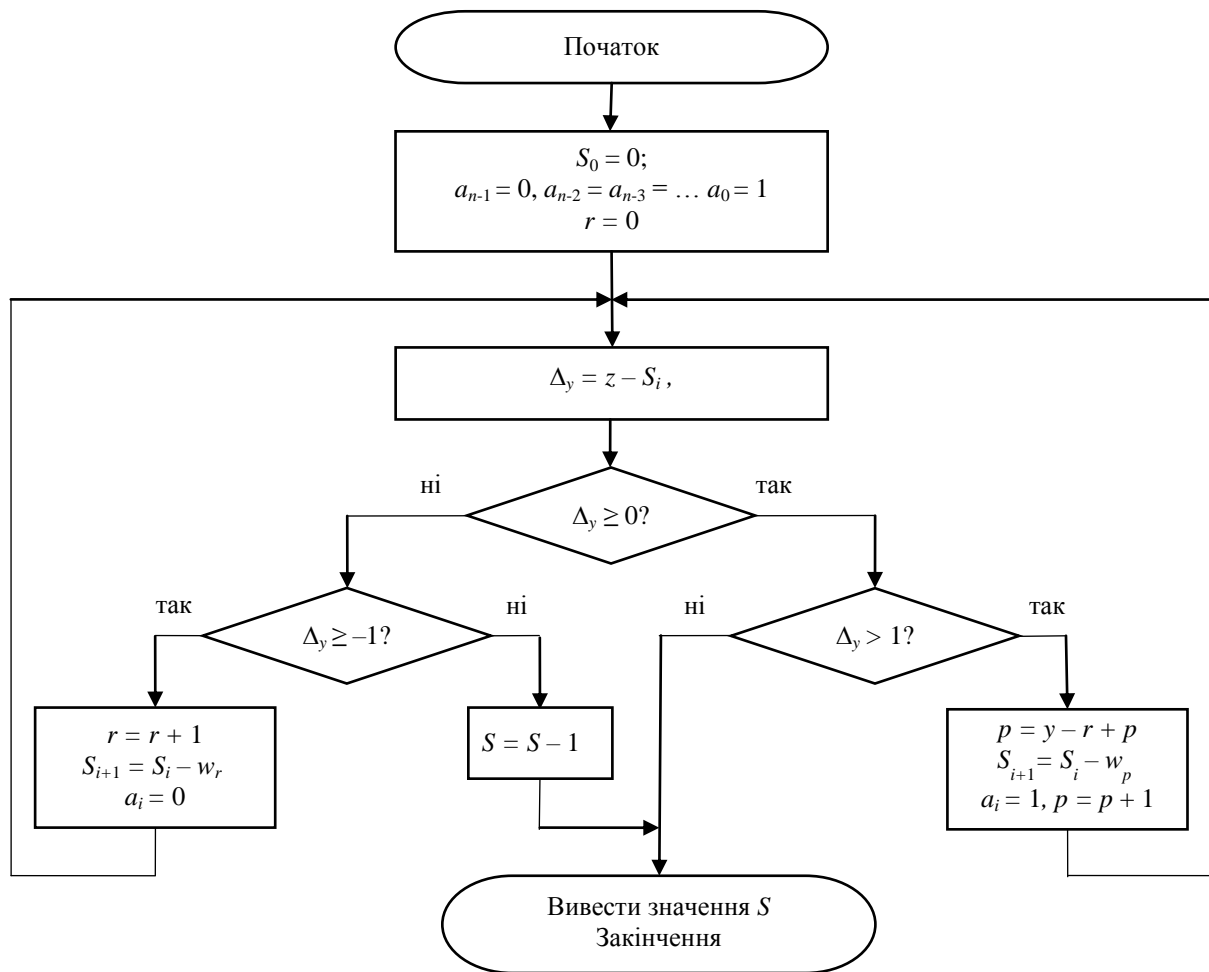


Рисунок 1 – Блок-схема алгоритму перетворення за адитивним методом.

Для базису кодування цифрових даних, елементи якого обчислено за позиційною формулою  $w_i=2^i$ , відмінність у реалізації запропонованого методу від відомого методу порозрядного врівноваження полягає у тому, що сума врівноваження  $S_y$  формується в порядку від значення молодшої розрядної ваги до старших, а також у здійсненні додаткового порівняння різниці  $\Delta_y$  з межами визначення  $-1 \leq \Delta_y < 0$  чи  $0 \leq \Delta_y < 1$ , що дозволяє пришвидшити завершення процесу врівноваження.

### Метод субтрактивно-адитивного перетворення

Запропоновано метод субтрактивно-адитивного перетворення, в якому при формуванні суми  $S_i = \sum_{i=0}^{n-1} a_i q^i$  для подання розрядних коефіцієнтів  $a_i$  числових еквівалентів застосовано алфавіт  $\mathbf{A}=\{-1; 0; 1\}$ . Як показали результати дослідження, субтрактивно-адитивне врівноваження в порядку від молодших значень розрядів мір  $w_1=q^1$  до старших  $w_{n-1}=q^{n-1}$  можливо реалізувати тільки за основою  $q=3$  симетричного трійкового числення в симетрично розширеному в 2 рази діапазоні перетворення двох знаків  $\left[ \sum_{i=0}^{n-1} -a_i 3^i \div 0 \div \sum_{i=0}^{n-1} +a_i 3^i \right)$  при кількості операцій  $n-1$ . Для цього методу властивим є перетворення без застосування значення молодшої ваги  $w_0(3^0) = 1$ , оскільки на кожному кроці здійснюється порівняння різниці  $\Delta_y$  із межами  $\pm 1$  значення молодшого кванту перетворення.

Іншим чинником пришвидшення процесу врівноваження є зменшення кількості операцій, оскільки в основі методу перетворення відсутні операції знімання розрядних ваг  $w_i$  одразу після їх додавання на ітераційних кроках врівноваження, як це властиво двійковому адитивному методу, а здійснюються тільки їх додавання із знаками  $\pm$  відповідно до результатів порівняння на попередніх ітераціях.

Кожна з ітерацій перетворення передбачає визначення різниці:  $\Delta_y = z - S_y$  та значення коефіцієнта  $a_y$ . На кожному  $y$ -му ітераційному кроку здійснюється формування значення суми  $S_{y+1}$  шляхом додавання відповідних значень розрядних ваг  $w_p$  до значення суми  $S_y$ , або віднімання відповідних значень ваг  $w_r$  від значення суми  $S_y$ , в залежності від значення різниці  $\Delta_y$ . Значення коефіцієнта  $a_y$  не підлягає зміні одразу в наступній  $y+1$ -й ітерації при додаванні, проте може змінюватись при відніманні. На поточній  $y$ -й ітерації першого ітераційного циклу збільшення значення суми  $S_y$  здійснюється шляхом додавання ваг  $w_i=3^i$  від молодших значень  $w_1=3^1$  до старших значень  $w_{n-1}=3^{n-1}$  по стороні протизваги із формуванням суми  $S_{y+1}$  за умови  $\Delta_y \geq 1$  та формуванням значень коефіцієнтів  $a_{y+1} = +1$ .

За умови  $\Delta_y < -1$  здійснюється знімання зі сторони протизваги ваг  $w_r$  в порядку від молодших значень  $w_1=3^1$  до старших  $w_y=3^y$  із перетворенням стану рівноваги проміжного перекладання поточної ваги  $w_r$  як чергового стану ітераційного врівноваження та формуванням значення коефіцієнтів внаслідок зміни  $a_r = +1$  на  $a_r = 0$  та обнулення значення ваги  $w_r$  в сумі  $S_y$  і, за умови  $\Delta_{y+1} < -1$ , додавання її по стороні значення перетворення  $z$ , що проявляється в наступній  $y+1$ -й ітерації від'ємним знаком значень  $a_r = -1$  позиційної ваги  $w_r$  та її відніманням від значення сформованої суми  $S_y$ . Тобто, значення коефіцієнта  $a_{y+1}$  визначається одноразово на кожній з ітерацій додавання зі знаком «+» та не підлягає зміні одразу в наступних  $y+1$ -их ітераціях. Проте, значенням коефіцієнтів  $a_r$  молодших ваг при зніманні можуть бути повернені значення «0» та «-1». При ітераційному зменшенні значення сформованої суми  $S_y$  та отриманні різниці  $\Delta_y \geq 1$  можливе додавання ваг  $w_p$  знову ж від молодших значень  $w_1$  до поточних для наступної  $y+k$ -ї ітерації старших значень розрядів ваг  $w_{k-1}$ . В залежності від отриманого результату одного з чотирьох можливих альтернативних значень різниць  $\Delta_y$  на довільному  $y$ -му ітераційному кроку коефіцієнти  $a_{y+1}$  набувають значень

$$a_{y+1} = \begin{cases} -1, & \text{якщо } \Delta_y < -1 \\ 0, & \text{якщо } 0 \leq \Delta_y < 1 \\ 1, & \text{якщо } \Delta_y \geq 1 \end{cases},$$

або ж за умови  $-1 \leq \Delta_y < 0$  обчислюють значення величини перетворення  $z$

$$z = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0] - 1.$$

Якщо  $-1 \leq \Delta_y < 0$  чи  $0 \leq \Delta_y < 1$ , то значення  $z$  попадає в діапазони квантів перетворення, суміжні значенню точки врівноваження  $S_y$ :

$$z \in \begin{cases} [S_y - 1; S_y), & \text{якщо } -1 \leq \Delta_y < 0 \\ [S_y; S_y + 1), & \text{якщо } 0 \leq \Delta_y < 1 \end{cases}, \quad (3)$$

їх код перетворення, а процес перетворення завершується. Інакше ітераційно визначається наступне значення суми  $S_{y+1}$ :

$$S_{y+1} = \begin{cases} S_y - w_r, & \text{якщо } \Delta_y < -1 \\ S_y + w_p, & \text{якщо } \Delta_y \geq 1 \end{cases},$$

виконується наступна ітерація врівноваження до виконання умови попадання значення  $z$  в діапазони  $-1 \leq \Delta_y < 0$  чи  $0 \leq \Delta_y < 1$  та завершення процесу перетворення.

При цьому автором вперше встановлена та досліджена властивість одночасного паралельного перетворення значень аналогових величин в околах двох квантів, суміжних до точки ітераційного порівняння  $S_y$ . Запропонований метод дозволяє з докладністю одного кванта сумістити напіввідкриті півоколи суміжних точок порівняння на суміжних  $y-1$ -й та  $y$ -й ітераціях.

Виходячи з того, що в трійковому численні  $S_y = S_{y-1} + 3$ , або ж  $S_{y-1} = S_y - 3$ , то діапазон  $[S_{y-1} + 1; \dots)$  можна представити як  $[S_y - 3 + 1; \dots) = [S_y - 2; \dots)$ , аналогічно діапазон  $[\dots, S_y - 1)$  можна представити як  $[\dots, S_{y-1} + 3 - 1) = [\dots, S_{y-1} + 2)$ . Тому той самий діапазон перетворення для двох ітерацій суміжних діапазонів від  $[S_{y-1} + 1; \dots)$  до  $[\dots, S_{y-1} + 2)$ , так і від  $[S_y - 2; \dots)$  до  $[\dots, S_y - 1)$ , можна представити в суміщеній формі як  $[S_{y-1} + 1; S_{y-1} + 2)$  і  $[S_y - 2; S_y - 1)$ , що, фактично, є то само. Аналітично області суміщення  $y-1$ -ї та  $y$ -ї ітерацій можна представити так:

якщо  $\Delta_{y-1} < -1$ , то  $z \in [\dots, S_{y-1} - 1)$ ,

якщо  $-1 \leq \Delta_{y-1} < 0$ , то  $z \in [S_{y-1} - 1; S_{y-1})$ , код  $(S_{y-1} - 1)$  - декрементований код перетворення,

якщо  $0 \leq \Delta_{y-1} < 1$ , то  $z \in [S_{y-1}; S_{y-1} + 1)$ , код  $S_{y-1}$  - отриманий код перетворення,  
 якщо  $\Delta_{y-1} \geq 1, \Delta_y < -1$ , то  $z \in [S_{y-1} + 1; S_{y-1} + 2), [S_y - 2; S_y - 1)$ , код  $(S_{y-1} + 1) = (S_y - 2)$ ,  
 якщо  $-1 \leq \Delta_y < 0$ , то  $z \in [S_y - 1; S_y)$ , код  $(S_y - 1)$  - декрементований код перетворення,  
 якщо  $0 \leq \Delta_y < 1$ , то  $z \in [S_y; S_y + 1)$ , код  $S_y$  - отриманий код перетворення,  
 якщо  $\Delta_y \geq 1$ , то  $z \in [S_y + 1; \dots)$ .

Значення  $z$  попадає в діапазони квантів перетворення, суміжні значенням точок порівняння  $S_{y-1}$  та  $S_y$ , тому за умови  $S_{y-1} < S_y$ :

$$z \in \begin{cases} [\dots; S_{y-1} - 1), & \text{якщо } \Delta_{y-1} < -1 \\ [S_{y-1} - 1; S_{y-1}), & \text{якщо } -1 \leq \Delta_{y-1} < 0 \\ [S_{y-1}; S_{y-1} + 1), & \text{якщо } 0 \leq \Delta_{y-1} < 1 \\ [S_{y-1} + 1; S_{y-1} + 2) = [S_y - 2; S_y - 1), & \text{якщо } \Delta_{y-1} \geq 1, \Delta_y < -1, \\ [S_y - 1; S_y), & \text{якщо } -1 \leq \Delta_y < 0 \\ [S_y; S_y + 1), & \text{якщо } 0 \leq \Delta_y < 1 \\ [S_y + 1; \dots), & \text{якщо } \Delta_y \geq 1 \end{cases}$$

Таким чином для двох суміжних  $y-1$  та  $y$  діапазонів перетворення:

якщо  $-1 \leq \Delta_{y-1} < 0$ , то цифровий код декрементованого значення сформованої суми  $S_{y-1} - 1$  є вихідним кодом перетворення значення  $z$ ;

якщо  $0 \leq \Delta_{y-1} < 1$ , то цифровий код сформованої суми  $S_{y-1}$  є вихідним кодом перетворення значення  $z$ ;

якщо  $\Delta_{y-1} \geq 1$  і одночасно  $\Delta_y < -1$ , то цифровий код інкрементованого значення сформованої суми  $S_{y-1} + 1$  та, що є те саме, двічі декрементованого значення сформованої суми  $S_y - 2$  є вихідним кодом перетворення значення  $z$ ;

якщо  $-1 \leq \Delta_y < 0$ , то цифровий код декрементованого значення сформованої суми  $S_y - 1$  є вихідним кодом перетворення значення  $z$ ;

якщо  $0 \leq \Delta_y < 1$ , то цифровий код сформованої суми  $S_y$  є вихідним кодом перетворення значення  $z$ .

Узагальнено  $y$ -й ітераційний цикл порівняння можна представити так:

якщо $\Delta_y < -1$ ,	то $S_{y+1} = S_y - w_r$ ,	$a_r = -1$ ;
якщо $\Delta_y < -1$ і $\Delta_{y-1} \geq 1$ ,	то $z \in [S_y - 2; S_y - 1)$ ,	$a_y = 0, z = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0] - 2$ ;
якщо $-1 \leq \Delta_y < 0$ ,	то $z \in [S_y - 1; S_y)$ ,	$a_y = 0, z = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0] - 1$ ;
якщо $0 \leq \Delta_y < 1$ ,	то $z \in [S_y; S_y + 1)$ ,	$a_y = 0, z = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0]$ ;
якщо $\Delta_y \geq 1$ ,	то $S_{y+1} = S_y + w_p$ ,	$a_p = +1$ .

Блок-схема алгоритму процесу врівноваження зображена на рис. 2. Відмінність запропонованого методу від відомих методів порозрядного врівноваження полягає у тому, що вперше використано алфавіт  $\{-1; 0; 1\}$  та здійснено додаткове порівняння  $\Delta_y = z - S_y$  з 0, 1 та  $-1$  з метою пришвидшеного завершення процесу врівноваження.

### Порівняльні оцінки методів ПФІ

Для порівняльної оцінки методів перетворення необхідно здійснити обчислення сумарної кількості кроків для різних піддіапазонів у порівнянні з класичним методом двійкового порозрядного врівноваження. Результати оцінки кількості операцій врівноваження наведено в таблицях 1 і 2.

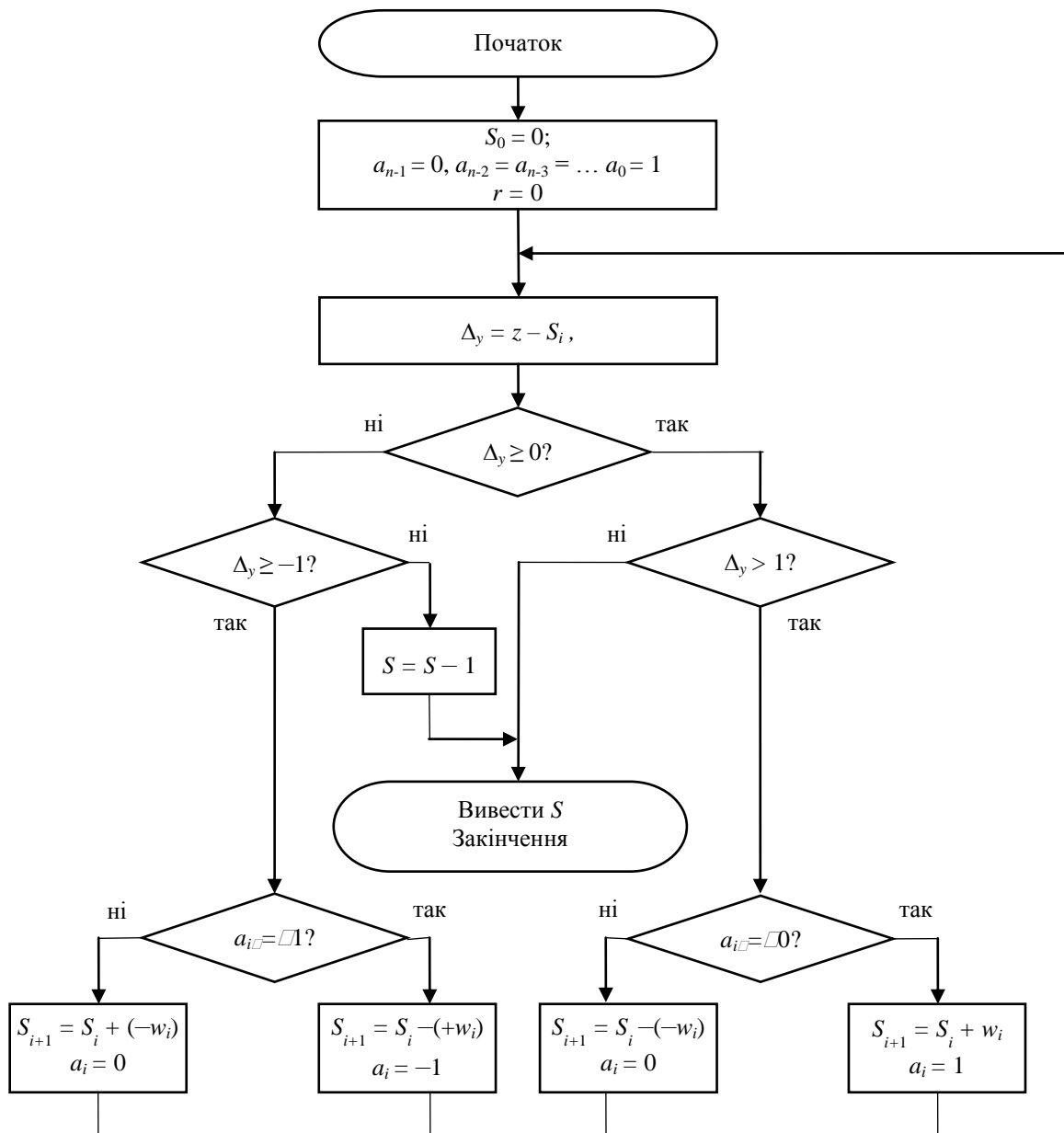


Рисунок 2 – Блок-схема алгоритму врівноваження за субтрактивно-адитивним методом.

Таблиця 1 - Сумарна кількість кроків врівноваження для перетворення за адитивним методом.

Діапазон значень перетворення	[0; 10)	[0; 20)	[0; 30)	[0; 40)	[0; 50)	[0; 60)	[0; 70)	[0; 80)	[0; 90)
Сумарна кількість кроків	36	112	203	323	471	582	700	889	1117

Таблиця 2 - Сумарна кількість кроків врівноваження для перетворення за субтрактивно-адитивним методом.

Діапазон значень перетворення	[0; 10)	[0; 20)	[0; 30)	[0; 40)	[0; 50)	[0; 60)	[0; 70)	[0; 80)	[0; 90)
Сумарна кількість кроків	28	104	198	307	463	571	688	861	1075

Побудовано графіки (рис. 3 та 4) залежності сумарної кількості кроків від діапазону перетворюваних значень для запропонованих методів у порівнянні з класичним методом врівноваження двійкових еталонів.

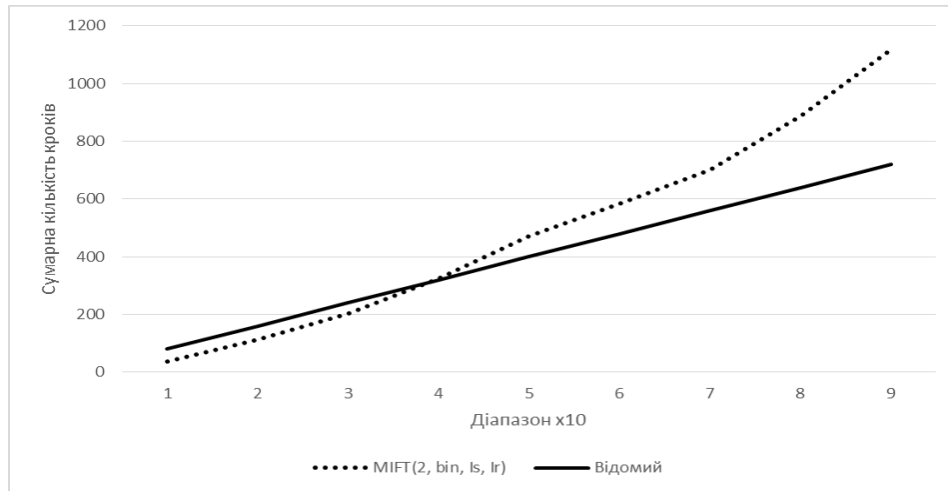


Рисунок 3- Графік залежності сумарної кількості кроків врівноваження для різних діапазонів перетворення за адитивним методом.

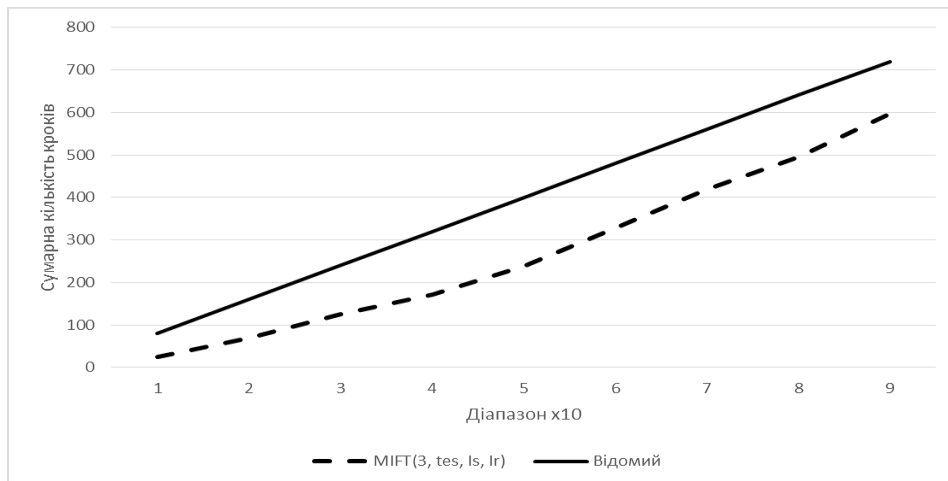


Рисунок 4 - Графік залежності сумарної кількості кроків врівноваження для різних діапазонів перетворення за субтрактивно-адитивним методом.

Аналіз отриманих графічних залежностей, зображених на рис. 3 та 4 дозволяє підсумувати, що для певних діапазонів запропоновані методи забезпечують меншу сумарну кількість кроків врівноваження порівняно з відомим метод порозрядного врівноваження із застосуванням двійкових еталонних мір.

### Структурні схеми АЦП порозрядного врівноваження

#### Структурна схема адитивного АЦП

Структурну схему АЦП, що реалізує адитивний метод врівноваження, починаючи від значень молодших розрядів  $a_0$  до старших  $a_{n-1}$  та зворотним (реверсним) перетворенням від значень молодших розрядів  $a_0$  до старших  $a_{n-1}$ , наведено на рис. 5. Структурна схема АЦП, побудована за запропонованим методом врівноваження відрізняється від відомих схем наявністю трьох компараторів, які здійснюють порівняння величини перетворення зі значеннями 1, 0 та  $-1$  молодшого кванту перетворення.



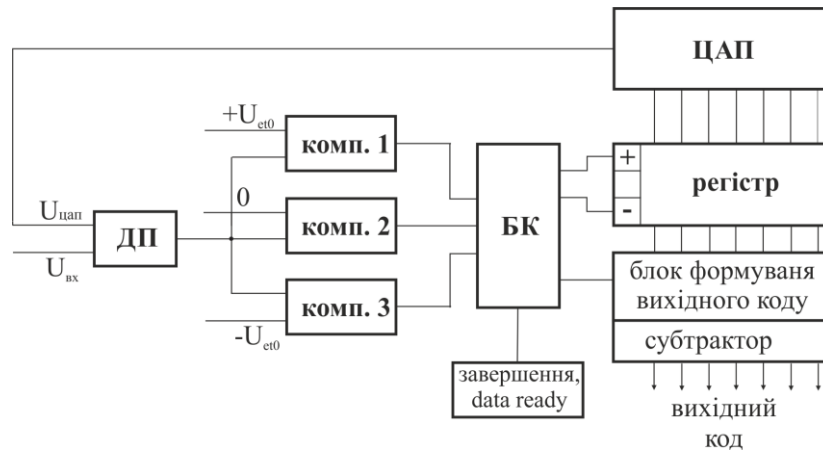


Рисунок 5 – Структурна схема АЦП, що реалізує адитивний метод перетворення.

АЦП, що реалізує адитивний метод перетворення від молодших значень розрядних мір до старших та зворотним врівноваженням від молодших значень розрядних мір до старших складається із диференціального підсилювача (ДП), трьох компараторів (комп.), блоку керування БК, регістра, блоку формування вихідного коду (БФВК) та субтрактора, та цифро-аналогового перетворювача ЦАП.

АЦП функціонує таким чином:

**Крок 1.** ДП здійснює визначення різниці  $\Delta U = U_{вх} - U_{цап}$ .

**Крок 2.** Різниця  $\Delta U$  з ДП подається на три компаратори. Компаратор 1 здійснює значення порівняння різниці  $\Delta U$  з  $+U_{ет0}$ , компаратор 2 здійснює порівняння значення  $\Delta U$  зі значенням нуля, компаратор 3 здійснює порівняння значення  $\Delta U$  із  $-U_{ет0}$ . За результатом порівняння на виходах компараторів можливе формування системи вихідних значень  $\{0; 1\}$ , наведених в таблиці 3.

Таблиця 3 - Система вихідних значень компараторів за результатами порівняння.

Результат	Комп. 1	Комп. 2	Комп. 3	Діапазони
1	1	1	0	$\Delta U > 1$
2	0	1	0	$\Delta U \in [0; 1)$
3	0	0	1	$\Delta U \in [-1; 0)$
4	0	0	0	$\Delta U \leq -1$

**Крок 3.** Блок керування БК виконує одну з чотирьох операцій в залежності від отриманих результатів порівняння з виходів компараторів 1÷3, а саме:

за результатом 1 здійснюється формування високого рівня сигналу (лог. 1) на вхід регістра ( $u$ ), при цьому здійснюється встановлення  $a_i = 1$ ;

за результатом 2 здійснюється формування високого рівня сигналу (лог. 1) про завершення процесу ПФІ, код отриманої суми  $S = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0]$  є вихідним кодом перетворення;

за результатом 3 здійснюється формування високого рівня сигналу (лог. 1) про завершення процесу ПФІ, здійснюється інкрементування коду отриманої суми  $S = [a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_y, \dots, a_1, a_0] - 1$ , що є вихідним кодом перетворення;

за результатом 4 здійснюється формування високого рівня сигналу (лог. 1) на вхід ( $d$ ) регістра, при цьому встановлюється значення  $a_i = 0$ .

**Крок 4.** Код, значення якого сформовано в регістрі в процесі порівняння, подається на ЦАП для його перетворення в аналоговий еквівалент цифрового коду та для визначення різниці врівноваження на ДП. В наступному можливе повторення кроків 1÷4, до виконання умови завершення перетворення (2).

### Структурна схема субтрактивно-адитивного АЦП

Структурна схема АЦП, що реалізує субтрактивно-адитивний метод перетворення, наведена на рис. 6. АЦП, що реалізує субтрактивно-адитивний метод перетворення із порядком врівноваження від значень молодших розрядних мір до старших, та зворотним врівноваженням від значень молодших розрядних мір до старших, складається із аналогового суматора  $\Sigma$ , диференціального підсилювача ДП, трьох компараторів, блоку керування БК, регістрів 1 та 2, ЦАП<sup>“+”</sup> та ЦАП<sup>“-”</sup>. Особливістю структури АЦП є наявність двох регістрів та двох ЦАП, одна пара регістр-ЦАП<sup>“+”</sup> з яких формує значення суми врівноваження зі знаком (+) а інша пара регістр-ЦАП<sup>“-”</sup> - зі знаком (-). Результуючі коди з регістрів 1 та 2 поступають на блок формування вихідного коду та субтрактора, який формує кінцевий результат перетворення з врахування сигналу отриманим з блоку керування. Визначення вхідного значення  $U_{вх}$  здійснюється шляхом порівняння різниці  $\Delta U$  з виходу ДП трьома компараторами.

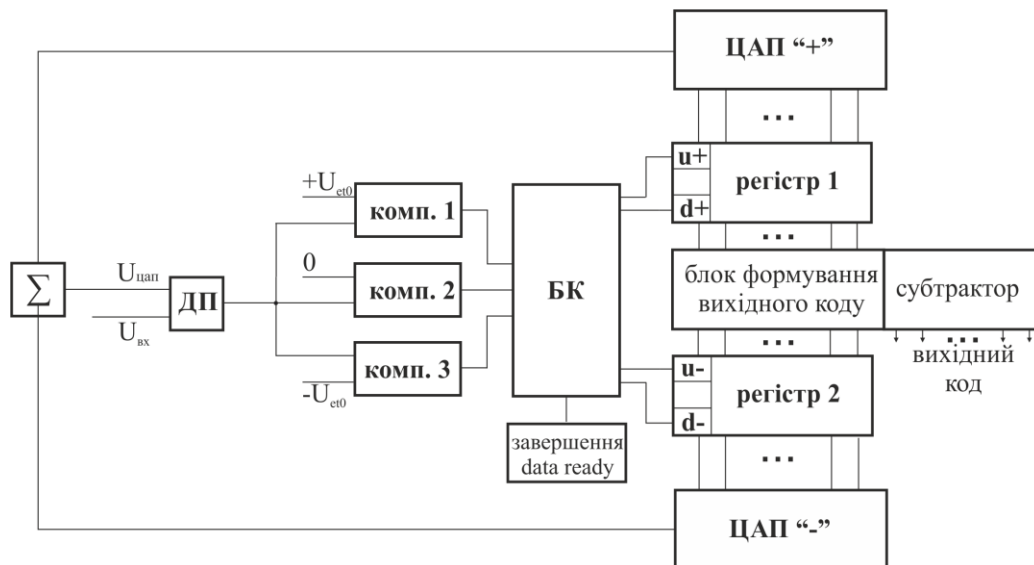


Рисунок 6 – Структурна схема АЦП, що реалізує субтрактивно-адитивний метод перетворення. АЦП функціонує таким чином:

**Крок 1.** Суматор здійснює додавання аналогових значень величин-еквівалентів цифрових кодів двох знаків, отриманих під час врівноваження з виходів ЦАП”+” та ЦАП”-”.

**Крок 2.** ДП здійснює визначення різниці  $\Delta U = U_{вх} - U_{\Sigma}$ .

**Крок 3.** Значення отриманої різниці  $\Delta U$  компаратором 1 порівнюються із величиною  $+U_{e10}$ , компаратором 2 - із значенням нуля, компаратором 3 - із  $-U_{e10}$ . За результатом порівняння на виходах компараторів можливе формування системи вихідних значень  $\{0; 1\}$ , наведених в таблиці 4.

Таблиця 4 - Система вихідних значень компараторів за результатами порівняння.

Результат	Комп.1	Комп. 2	Комп. 3	Діапазони	Результат ЦАП”+”	Результат ЦАП”-”
1	0	1	0	$\Delta U \in [0; 1)$	-	-
2	0	0	1	$\Delta U \in [-1; 0)$	-	-
3	1	1	0	$\Delta U > 1$	0	0
4	1	1	0	$\Delta U > 1$	0	1
5	0	0	0	$\Delta U \leq -1$	1	0
6	0	0	0	$\Delta U \leq -1$	0	0

**Крок 4.** БК здійснює контроль станів виходів схеми порівняння та модифікує вміст регістрів 1 та 2 за аналогією із попереднім методом для кожної пари регістр-ЦАП. Завершення процесу перетворення здійснюється за отриманим результатом з блоку завершення (data ready).

**Крок 5.** Цифрові значення ”+” та ”-” складових коду перетворення, сформовані з виходів регістрів 1 та 2 подають на входи ЦАП”+” та ЦАП”-” для визначення аналогового еквіваленту цифрового коду та для визначення їх суми на суматорі  $\Sigma$ .

В процесі перетворення можливе повторення кроків врівноваження 1÷5, до виконання умови (3) завершення процесу перетворення.

### Висновки

1. В роботі запропоновано математичні моделі ПФІ на основі методів адитивного та субтрактивно-адитивного врівноваження в порядку від молодших значень позиційних еталонних мір до старших, та зворотним врівноваженням від молодших значень еталонних мір до старших, побудовано блок-схеми алгоритмів врівноваження для кожного із запропонованих методів.

2. Визначено сумарну кількість операцій врівноваження, необхідних для завершення процесу перетворення в межах діапазонів від  $[0, 10)$  до  $[0, 90)$ . За отриманими результатами здійснено порівняння запропонованих методів ПФІ з класичним двійковим методом порозрядного врівноваження та побудовано графічні залежності, за якими можна ствердити, що запропоновані методи дозволяють пришвидшити процеси врівноваження в вузьких діапазонах перетворення вхідних величин.

3. Розроблено структурні схеми АЦП на основі методів адитивного врівноваження з алфавітом  $\{0, 1\}$  та субтрактивно-адитивного врівноваження з алфавітом  $\{-1, 0, 1\}$ , проаналізовано їх структури та процеси функціонування.

#### Список літератури

1. Метрологическое обеспечение и эксплуатация измерительной техники. / Г. П. Богданов, В. А. Кузнецов, М. А. Лотонов и др.; Под ред. В. А. Кузнецова.— М.: Радио и связь, 1990. — 240 с.
2. Атомная энергетика сегодня и завтра. / Т. Х. Маргулова, Л. П. Кабанов, В. И. Плютинский, В. Д. Байбаков; Под ред. Т. Х. Маргуловой. — М.: Высш. шк., 1989. — 168 с.
3. Основы метрологии и организации метрологического контроля. / Д. А. Иванников, Е. Н. Фомичев. Нижний Новгород: Нижегородский гос. техн. ун-т, 2001. — 116 с.
4. Баннов П. Г. Процессы переработки нефти. Ч.1. Москва: ЦНИИТЭнефтехим, 2000. - 224 с.
5. Походенко Н. Т., Брондэ Е. И. Получение и обработка нефтяного кокса. - М.: Химия, 1986. — 312 с.
6. <http://dssp.petsru.ru/~ivash/ims/t18/tehnо.НТМ>
7. Мичуда З. Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с.
8. Мичуда З. Р. Логарифмічний АЦП з проміжним перетворенням напруга-струм // Вісник Держ. ун-ту “Львівська політехніка” “Автоматика, вимірювання та керування”. – 1998. – Вип. 324. – С. 101–106.
9. Матецька Л.А., Мичуда З.Р. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду на послідовно включених конденсаторах // Зб. наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – Л.: Українська академія друкарства, 2000, № 5. – С. 36–43.
10. У.С. Антонів, З.Р.Мичуда Логарифмічні ацп із накопиченням заряду. сучасний стан і перспективи// Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2011. – № 5. – С. 164–168.
11. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.
12. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : моногр. / О. Д. Азаров. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 232 с.
13. Азаров, О. Д. Методи та засоби високоточного слідкувального аналого-цифрового перетворення з ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров, О. В. Дудник. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 120 с.  
Стаття надійшла: 25.08.2017.

#### Відомості про авторів

**Петришин Михайло Любомирович** – аспірант кафедри інформатики Прикарпатського національного університету імені Василя Стефаника.

**Ровінський Віктор Анатолійович** – к. т. н., доцент кафедри інформатики Прикарпатського національного університету імені Василя Стефаника.