

## КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 681.3:621.375

### ПОХИБКИ УСТАЛЕННЯ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМУ ПЕРЕТВОРЕННІ З ПРОГРЕСУЮЧИМИ ТРИВАЛОСТЯМИ ТАКТИВ ПОРОЗРЯДНОГО ВРІВНОВАЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

*Азаров О.Д., Решетнік О.О., Шабатура М.Ю.*

Анотація: Запропоновано і проаналізовано математичні моделі похибок усталення прискореного аналого-цифрового перетворення, що дозволяють визначити прогресуючий набір тривалостей тривалість тактів порозрядного наближення на основі систем числення з ваговою надлишковістю.

Аннотация: Предложены и проанализированы математические модели погрешностей установления ускоренного аналого-цифрового преобразования, которые позволяют определить прогрессирующий набор длительностей тактов поразрядного приближения на основе систем исчисления с весовой избыточностью.

Abstract: The mathematical models for errors of transient process in fast bitwise conversion with weight redundancy are offered and analyzed. The models allow getting tact duration for analog-to-digital conversion based on redundant notation systems.

#### Вступ

Переважна більшість сучасних перетворювачів форми інформації реалізується з використанням класичної двійкової системи числення [1]. При цьому слід відзначити, що в ряді випадків побудова АЦП порозрядного наближення на базі систем числення з ваговою надлишковістю [2-4, 5, 6-8] дозволяє комплексно вирішувати проблеми підвищення швидкодії і точності вказаних пристроїв.

До складу динамічних похибок аналого-цифрового перетворення входять, зокрема, похибки першого і другого роду [9]. Динамічна похибка першого роду  $\Delta A_{\delta}^I$  обумовлена інерційністю аналогових і цифрових вузлів тракту аналого-цифрового врівноваження, динамічна похибка другого роду  $\Delta A_{\delta}^{II}$  – зміненням рівня вхідного аналогового сигналу  $A_{вх}$  під час врівноваження. Сьогодні зростає інтерес до використання вагової надлишковості в АЦП порозрядного наближення, з метою підвищення швидкодії шляхом автокомпенсації динамічних похибок. Перші публікації в цьому напрямку в колишньому СРСР і за кордоном з'явилися наприкінці 70-х на початку 80-х років минулого століття [2, 8]. Останнім часом зростає кількість публікацій у США [8, 11, 12] у цьому напрямку. Водночас, в Україні у Вінницькому національному технічному університеті дослідження у цьому напрямку продовжується постійно [2-5] і з'явилися нові вагомі результати [6, 7].

#### Актуальність

У 90-х роках минулого століття було розроблено математичні моделі, алгоритми та структурні схеми швидкодіючих АЦП з ваговою надлишковістю з постійною тривалістю тактів врівноваження. Проте є можливість подальшого підвищення швидкодії порозрядного перетворення за рахунок організації порозрядного врівноваження з прогресуючими тривалостями тактів врівноваження.

Дослідження процесу порозрядного перетворення вимагає складання великої кількості досить складних рівнянь для розрахунку компенсує чого сигналу та похибок, що виникають в процесі перетворення. Для зменшення кількості рівнянь складаються спеціальні рівняння балансу. Проте дослідження процесу порозрядного врівноваження з прогресуючим набором тривалостей тактів врівноваження ще не проводились.

Водночас для оцінювання виграшу необхідні нові математичні моделі, які враховують особливості вагової надлишковості при порозрядному врівноваженні з прогресуючими тривалостями тактів врівноваження. Тому складання математичних моделей похибок установлення у швидкодіючих порозрядних АЦП з прогресуючими тривалостями тактів врівноваження з ваговою надлишковістю є актуальним.

#### Мета

Метою статті вдосконалення моделей динамічних похибок АЦП, зокрема, похибок усталення що виникають під час прискореного аналого-цифрового перетворення порозрядного наближення із ваговою надлишковістю, за умови організації прогресуючої тривалості тактів врівноваження.

#### Задачі

Відповідно до мети досліджень формулюються такі задачі:

- 1) Аналіз запропонованих математичних моделей похибок усталення прискореного перетворення з ваговою надлишковістю з прогресуючими тривалостями тактів порозрядного врівноваження;

- 2) Розглянути метод складання математичної моделі у вигляді рівнянь балансу при дослідженні аналого-цифрового перетворення із ваговою надлишковістю з прогресуючими тривалостями тактів врівноваження.

**Розв'язання задач**

Введення вагової надлишковості в АЦП дозволяє компенсувати динамічні похибки I та II роду, що дозволяє значно прискорити процес порозрядного перетворення [2]. Проте швидкодію можна додатково підвищити ще й за рахунок організації процесу порозрядного перетворення з прогресуючим набором тривалостей тактів врівноваження. Під час такого перетворення тривалість тактів збільшується від старших розрядів до молодших за геометричною прогресією, причому тривалість найдовшого такту не більша за тривалість такту у аналогічного надлишкового АЦП з постійною тривалістю тактів. Таким чином досягається значне скорочення часу перетворення. Що досягається за рахунок регулювання чутливості компаратора та відповідного зменшення сталої часу перехідних процесів на усіх тактах за винятком останнього. Слід зазначити, що дотримання однакової чутливості компаратора протягом порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю є нерациональним. На старших тактах чутливість схеми порівняння може бути малою, при цьому швидкодія схеми збільшується і тривалість такту можна зменшити. На молодших тактах чутливість компаратора є високою, але і тривалість тактів при цьому велика. Похибки, які можуть виникати в процесі перетворення через низьку чутливість компаратора компенсуються за рахунок вагової надлишковості. Така організація процесу порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю дозволяє раціональніше використовувати потенціал вагової надлишковості для прискорення перетворення. Структура швидкодіючого АЦП з ваговою надлишковістю та прогресуючим набором тривалостей тактів порозрядного врівноваження наведена на рис. 1.

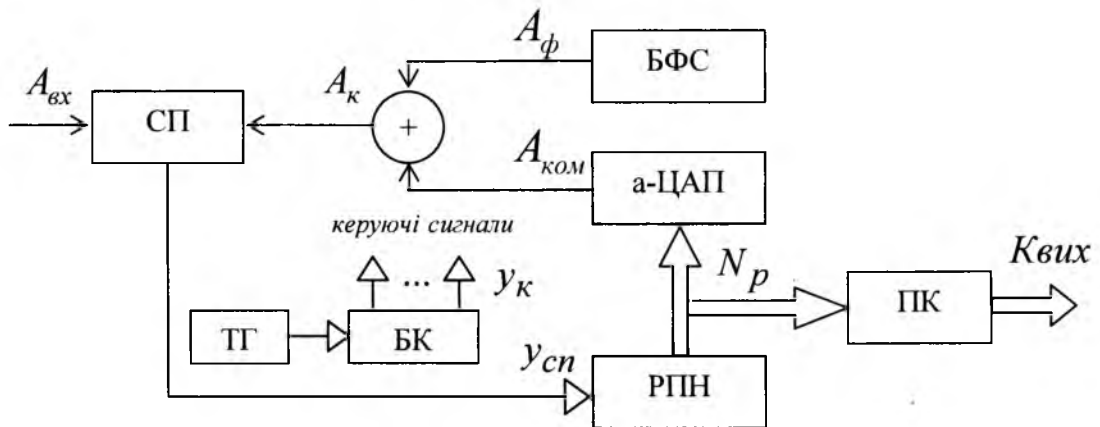


Рисунок 1 – Структура АЦП порозрядного наближення з прогресуючим набором тривалостей тактів врівноваження

Пристрій містить: ТГ – тактовий генератор для генерування тактових імпульсів прогресуючої тривалості, БК – блок керування, а-ЦАП – ЦАП на основі системи числення з ваговою надлишковістю, БФС – блок форсуючих сигналів, РПН – реєстр послідовного наближення, "+" – суматор аналогових сигналів, СП – схема порівняння з регульованою чутливістю (змінними порогами порівняння) для організації процесу перетворення з прогресуючим набором тривалостей тактів врівноваження, ПК – перетворювач надлишкового коду  $N_p$  в двійковий код  $N_2$ . Більшість сучасних аналого-цифрових систем використовує двійкову систему числення. Таким чином АЦП на базі вагової надлишковості здійснює процес перетворення з використанням надлишкових систем числення та спеціальних алгоритмів перетворення, а інформація про результат перетворення передається на інші підсистеми як двійковий код.

Тактовий генератор для генерування тактових імпульсів прогресуючої тривалості являє спеціальний пристрій, що задає тривалості тактів відповідно до геометричної прогресії або послідовності наближеної до неї. Це можна реалізувати у вигляді схеми з пам'яттю наведеної на рис. 2.

Структурна схема містить такі вузли: ПТГ – первинний тактовий генератор; ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій; БК – блок керування; ПЛЧ – програмований лічильник. Пристрій працює таким чином. ПТГ генерує короткі (порівняно з основними) тактові імпульси, які надходять на ПЛЧ. ПЛЧ підраховує їх до запрограмованого значення. В кінці лічби на вихід подається тактовий імпульс. Перед початком кожного великого такту (за якими власне працює АЦП) ПЛЧ програмується новим значенням тривалості такту, яке отримується з ПЗП. БК здійснює загальне керування роботою тактового

генератора: вибирає потрібне значення тривалості такту з ПЗП; керує записом в ПЛЧ. БК отримує зовнішній сигнал із блоку керування АЦП.

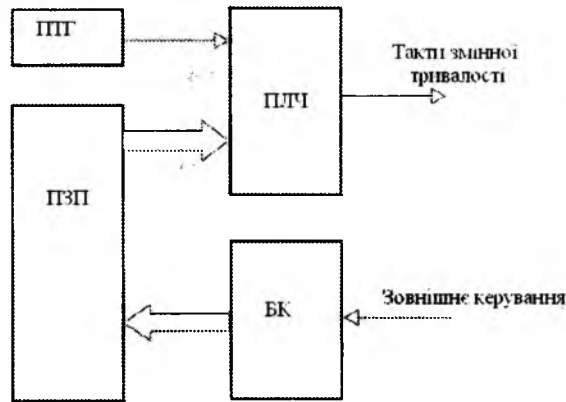


Рисунок 2 – Тактовий генератор для генерування тактових імпульсів прогресуючої тривалості

Базовим елементом порозрядного АЦП із прогресуючим набором тривалостей тактів врівноваження є схема порівняння з регульованою чутливістю. Саме підвищення швидкодії схеми на старших тактах врівноваження дозволяє суттєво зменшити тривалість перетворення в цілому. В процесі врівноваження використовується схема порівняння з регульованою чутливістю в якій чутливість компаратора розмінюється на чутливість. На старших тактах через погану чутливість компаратора можливе помилкове вмикання розрядів.

Зона нечутливості виникає в компараторі внаслідок того, що при переключенні компаратора із стану логічного нуля в стан логічної одиниці діє одне значення порогової напруги (або струму), а при перемиканні із стану логічного одиниці в стан логічного нуля інше значення порогової напруги (або струму). Різницю цих порогів називають зоною нечутливості.

Її наявність призводить до виникнення статичних похибок при порозрядному врівноваженні. Проте при порозрядному врівноваженні з ваговою надлишковістю є можливість виправляти похибки, що виникли на старших розрядах протягом молодших тактів.

Під час порозрядного врівноваження з прогресуючим набором тактів врівноваження тривалість тактів, стала часу та зона нечутливості компаратора змінюється на кожному такті. Старші такти є короткими порівняно з тривалістю останнього такту, при цьому стала часу є маленькою, а зона нечутливості великою. Молодші такти довгі, при цьому стала часу збільшується, а зона нечутливості зменшується (тривалість тактів задається у вигляді прогресії) (рис. 3).

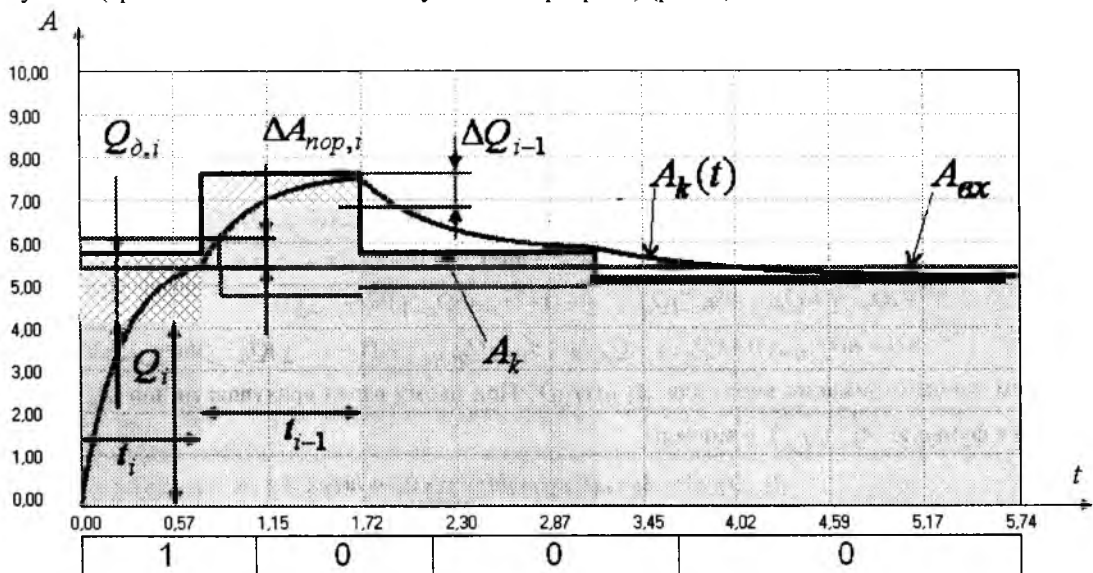


Рисунок 3 – Діаграма врівноваження в околі  $N_i = 1000$

Проаналізуємо змінення компенсуючого сигналу  $A_k(t)$  на кожному такті порозрядного врівноваження з форсуючими сигналами за адаптивним алгоритмом в системі  $\{0,1\}$ . У ряді випадків при перемиканні розрядів порозрядного АЦП характер перехідного процесу є експотенційним і відповідає схемній функції першого порядку  $h(t)=1-e^{-tT/\tau}$ , де  $t_T$  – тривалість такту,  $\tau$  – стала часу [2]. У першому наближенні вважаємо, що тривалість тактів задається таким чином, що відношення тривалості такту до сталої часу  $t_T/\tau$  є константою.

Значення  $A_k(t)$  наприкінці старшого  $n-1$  такту відповідає:

$$A_{k,n-1}(t_{T,n-1})=(Q_{n-1}+Q_{\phi,n-1})h(t_{T,n-1}),$$

де  $Q_{n-1}$  – вага  $(n-1)$ -го розряду,  $Q_{\phi,n-1}$  – значення форсуючого сигнал на  $(n-1)$ -му такті,  $t_{T,n-1}$  – тривалість  $(n-1)$ -го такту.

При цьому виникає похибка усталення:

$$\Delta Q_{n-1}=Q_{n-1}-A_{k,n-1}(t_{T,n-1})=(Q_{n-1}+Q_{\phi,n-1})e^{-t_{T,n-1}/\tau_{n-1}}-Q_{\phi,n-1},$$

де  $\tau_{n-1}$  – постійна часу на  $(n-1)$ -му такті.

Наприкінці наступного  $n-2$  такту:

$$A_{k,n-2}(t_{T,n-2})=\begin{cases} A_{k,n-1}(t_{T,n-1})+(Q_{n-2}+Q_{\phi,n-2}+\Delta Q_{n-1})h(t_{T,n-2}) & \text{при } a_{n-1}=1 \\ A_{k,n-1}(t_{T,n-1})-(Q_{n-1}-Q_{n-2}-\Delta Q_{n-1})h(t_{T,n-2}) & \text{при } a_{n-1}=0 \end{cases}$$

Компенсуючий сигнал на  $(n-2)$ -му такті залежить від розрядного коефіцієнта на попередньому такті  $a_{n-1}$ . Виконавши деякі перетворення отримаємо:

$$A_{k,n-2}(t_{T,n-2})=A_{k,n-1}(t_{T,n-1})+(Q_{n-2}-\Delta Q_{n-1}+a_{n-1}Q_{\phi,n-2}-(1-a_{n-1})Q_{n-1})h(t_{T,n-2}).$$

При цьому виникає похибка усталення:

$$\Delta Q_{n-2}=a_{n-1}Q_{n-1}+Q_{n-2}-A_{k,n-2}(t_{T,n-2})=a_{n-1}Q_{n-1}+(Q_{n-2}+Q_{\phi,n-2})e^{-t_{T,n-2}/\tau_{n-2}}-Q_{\phi,n-2}$$

Для будь якого такту, крім  $(n-1)$ -го функцію компенсую чого сигналу можна записати у вигляді:

$$A_{k,i}(t_{T,i})=A_{k,i+1}(t_{T,i+1})+(Q_i-\Delta Q_{i+1}+a_{i+1}Q_{\phi,i}-(1-a_{i+1})Q_{i+1})h(t_{T,i}).$$

При цьому виникає похибка усталення:

$$\Delta Q_i=a_{i+1}Q_{i+1}+Q_i-A_{k,i}(t_{T,i})=a_{i+1}Q_{i+1}+(Q_i+Q_{\phi,i})e^{-t_{T,i}/\tau_i}-Q_{\phi,i}.$$

Підставимо значення  $A_{k,n-1}(t_{T,n-1})$  в функцію  $A_{k,n-2}(t_{T,n-2})$ :

$$A_{k,n-2}(t_{T,n-2})=((Q_{n-1}+Q_{\phi,n-1})h(t_{T,n-1}))(1+h(t_{T,n-2}))+ \\ +(Q_{n-2}-Q_{n-1}+a_{n-1}Q_{\phi,n-2}-(1-a_{n-1})Q_{n-1})h(t_{T,n-2})$$

Далі підставимо вираз для  $A_{k,n-2}(t_{T,n-2})$  у співвідношення  $A_{k,n-3}(t_{T,n-3})$ :

$$A_{k,n-3}(t_{T,n-3})=(((Q_{n-1}+Q_{\phi,n-1})h(t_{T,n-1}))(1+h(t_{T,n-2}))+ \\ +(Q_{n-2}-Q_{n-1}+a_{n-1}Q_{\phi,n-2}-(1-a_{n-1})Q_{n-1})h(t_{T,n-2})) \times \\ \times (1+h(t_{T,n-3}))+ (Q_{n-3}-Q_{n-2}+a_{n-2}Q_{\phi,n-3}-(1-a_{n-2})Q_{n-2})h(t_{T,n-3})$$

Таким чином отримаємо вираз для  $A_{k,0}(t_{T,0})$ . При цьому варто врахувати, що  $A_{k,i+1}(t_{T,i+1})$  підставлено в функцію  $A_{k,i}(t_{T,i})$  у вигляді:

$$A_{k,i}(t_{T,i})=A_{k,i+1}(t_{T,i+1})h(t_{T,i+1})(1+h(t_{T,i}))+ \\ +(Q_i-Q_{i+1}+a_{i+1}Q_{\phi,i}-(1-a_{i+1})Q_{i+1})(1-e^{-t_{T,i}/\tau_i})$$

Виконуючи перетворення можна отримати вирази для компенсуючого сигналу при будь-якому вхідному сигналі. Але таких виразів надзвичайно багато ( $2^n$ ) і це суттєво ускладнює аналіз процесу перетворення. Доцільно аналізувати лише деякі вирази, що виникають у так званих критичних точках [2].

Критична точка – це значення  $\Delta A_{op} = A_{ex} - A(N)$  (різниця між вхідним сигналом та цифровим еквівалентом коду на виході АЦП) перевищує допустиму норму. Критичні точки перетворення доцільно знаходити за допомогою комп'ютерного моделювання.

На основі наведених співвідношень для  $A_k(t)$  створено комп'ютерну програму для моделювання процесу аналого-цифрового перетворення з прогресуючим набором тактів врівноваження. За допомогою цієї програми (рис. 4) та аналізу критичних точок, описаному в [2] та [7] складаються рівняння балансу, що дозволяють визначити параметри аналого-цифрового перетворення.

Складемо рівняння балансу з урахуванням зони нечутливості схеми порівняння. Для прикладу візьмемо процес врівноваження з такими параметрами:  $n=4$ . За допомогою комп'ютерного моделювання знайдемо критичні точки. Складемо рівняння балансу для критичної точки  $N_i=1000$  та сусідніх точок  $N_{i-1} = 0111$ ,  $N_{i+1} = 1001$  (рис. 3).

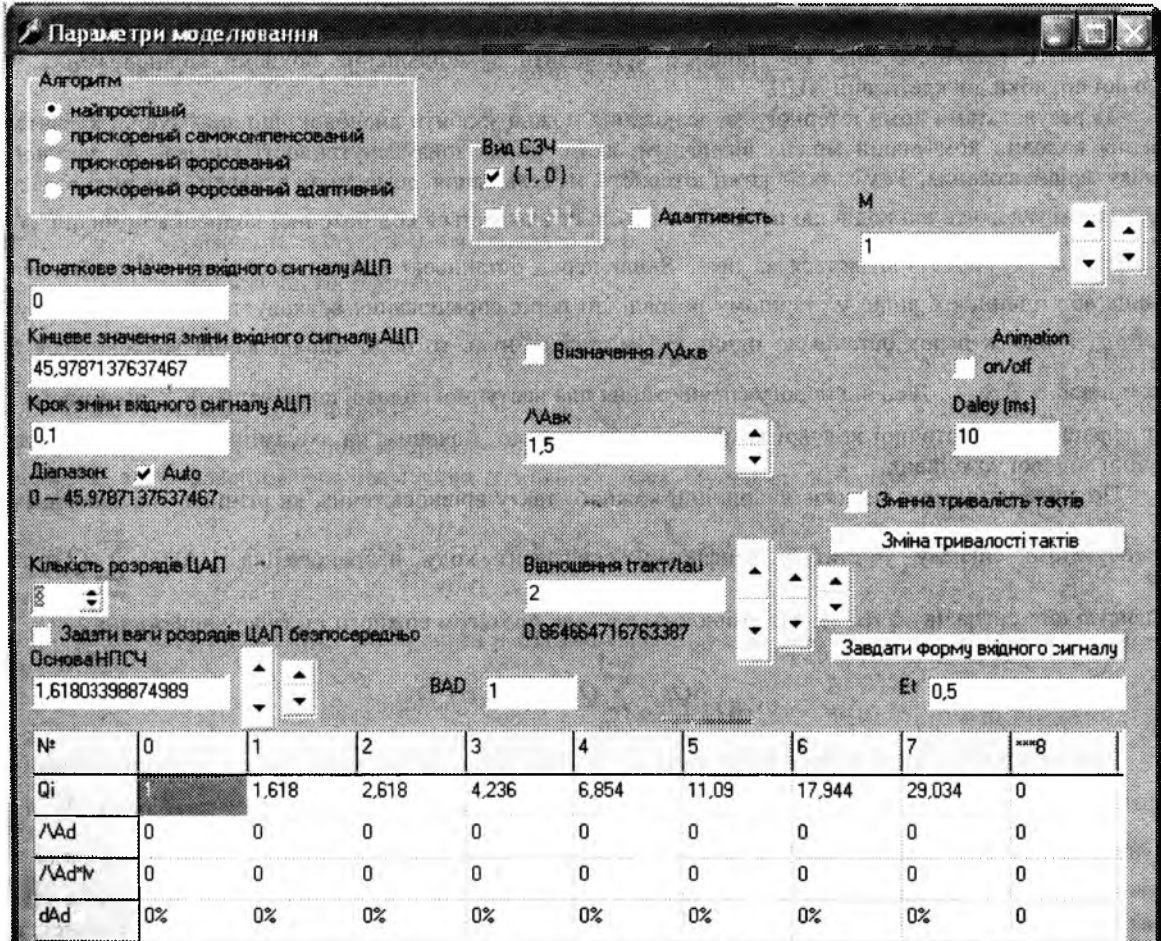


Рисунок 4 – Вікно меню програми для моделювання процесу аналого-цифрового перетворення

Переключення коду з комбінації  $N_{i-1} = 0111$  в комбінацію  $N_i = 1000$  виникає при вхідному сигналі:

$$A_{ex1} = (Q_3 + Q_{0,3})(1-x) - \Delta A_{nop3},$$

де  $\Delta A_{nop_i}$  – поріг спрацювання компаратора на  $i$ -му такті врівноваження,  $x = e^{-t/\tau}$  – (відносна динамічна похибка) частка недоустановлення компенсуючого сигналу. Переключення коду з комбінації  $N_i = 1000$  в комбінацію  $N_{i+1} = 1001$  виникає при вхідному сигналі:

$$A_{ex2} = Q_3 + Q_0 + \Delta Q'_0 + A_{nop0},$$

де  $\Delta Q'_i$  – абсолютна динамічна похибка на  $i$ -му такті врівноваження. Рівняння балансу для СЧВН (0, 1) має вигляд:

$$Q_0 + \Delta Q'_0 + \Delta A_{nop0} + xQ_3 + (1-x)Q_{0,3} + \Delta A_{nop3} - 1.5Q_0 = 0.$$

Для того щоб рівняння було повністю визначеним необхідно знайти  $\Delta Q'_0$ . Для цього необхідно знайти  $\Delta Q'_1, \Delta Q'_2, \Delta Q'_3$ :

$$\begin{aligned} \Delta Q'_3 &= x(Q_3 - Q_{d,3}), \\ \Delta Q'_2 &= x(Q_2 + Q_{d,2} + xQ_3 - xQ_{d,3} - Q_{d,3}), \\ \Delta Q'_1 &= x(Q_2 - Q_1 - x(Q_2 + Q_{d,2} + xQ_3 - xQ_{d,3} - Q_{d,3}) - Q_{d,2}), \\ \Delta Q'_0 &= x(Q_1 - Q_0 + x(Q_2 - Q_1 - x(Q_2 + Q_{d,2} + xQ_3 - xQ_{d,3} - Q_{d,3}) - Q_{d,2})). \end{aligned}$$

Рівняння балансу можна записати в такому вигляді:

$$Q_0 + x(Q_1 - Q_0 + x(Q_2 - Q_1 - x(Q_2 + Q_{d,2} + xQ_3 - xQ_{d,3} - Q_{d,3}) - Q_{d,2})) + \Delta A_{пор0} + xQ_3 + (1-x)Q_{d,3} + \Delta A_{пор3} - 1.5Q_0 = 0$$

З останнього рівняння видно, що для наведеної кодової комбінації поріг спрацювання схеми порівняння входить у загальну похибку врівноваження, яка компенсується за рахунок вагової надлишковості. Наявність зони нечутливості призводить до збільшення похибки врівноваження та загальної похибки дискретизації АЦП.

За результатами комп'ютерного моделювання можна зробити висновок, що аналізуючи характер змінення кодових комбінацій можна визначити, яким чином зона нечутливості впливає на загальну похибку врівноваження. Результати комп'ютерного моделювання дозволили виявити, що вплив зони нечутливості залежить від кодів що переключаються. Розглядається код поточної кодової комбінації  $N_i$  та наступної  $N_{i+1}$ , що з'являється за нею. Якщо перед останньою одиницею в коді  $N_i$  стоїть теж одиниця або одиниця є лише у старшому розряді, то поріг спрацювання враховується із знаком мінус  $-\Delta A_{порi}$ . Якщо ж перед останньою одиницею міститься нуль то поріг спрацювання враховується із знаком плюс  $+\Delta A_{порi}$ . Далі від порогу спрацювання для наступної кодової комбінації  $N_{i+1}$  віднімається поріг спрацювання поточної кодової комбінації і отримуємо значення, на яке змінюється похибка для поточної кодової комбінації.

Похибка усталення виникає наприкінці кожного такту врівноваження, як різниця між значенням компенсуючого сигналу у статистиці (цифровий еквівалент коду набраного на ЦАП)  $\sum_{i=0}^{n-1} Q_i a_i$  та компенсуючого сигналів  $A_{k,i}(t_{T,i})$ , що змінюються у часі, протягом кожного такту врівноваження

$$\Delta Q_i = \sum_{i=0}^{n-1} Q_i a_i - A_{k,i}(t_{T,i}).$$

Внесок похибки врівноваження залежить від різниці  $\Delta A_{вх}$ , що розділяє сусідні кодові комбінації, відповідно до кроку квантування. При цьому розглядається код поточної кодової комбінації  $N_i$  та наступної  $N_{i+1}$ , що йде за нею. В кожній кодовій комбінації знаходиться остання одиниця і підсумовуються похибки встановлення тих тактів, що відповідають цим одиницям. Так, наприклад, при переключенні з кодової комбінації  $N_i = 1000$  в кодову комбінацію  $N_{i+1} = 1001$  маємо рівняння балансу, в яке входить загальна похибка усталення  $\Delta Q'_3 + \Delta Q'_0$ .

Складання моделей похибок усталення для процесу врівноваження є рекурентною операцією. Вона починається від старшого такту, оскільки в похибку кожного такту входять похибки всіх попередніх тактів. У результаті отримуємо набір виразів для похибок усталення. Після аналізу такої системи виразів для інших кодових комбінацій вдалося виявити певні закономірності обчислення похибок усталення, що залежать від характеру кодових комбінацій. При обчисленні  $\Delta Q'_i$  в неї входить  $\Delta Q'_{i+1}$  із знаком плюс, тоді коли на двох попередніх тактах розряди увімкнулись однаково  $a_{i+1} = a_{i+2}$ . Для зручності можна вважати, що  $a_n = 1$  та  $a_{n+1} = 1$ . Далі при обчисленні  $\Delta Q'_i$  до  $\Delta Q'_{i+1}$  додається  $Q_i$  або  $Q_{i+1} - Q_i$  (це справедливо для НПСЧ  $\{1, 0\}$  в НПСЧ  $\{1, -1\}$  завжди додається лише  $Q_i$ ). Якщо на попередньому такті розряд увімкнувся в одиницю  $a_{i+1} = 1$ , то додається  $Q_i$  інакше  $Q_{i+1} - Q_i$ . Для зручності будемо вважати, що  $\Delta Q'_n = 0$ , а  $a_n = 1$ . Таким чином на основі знайдених закономірностей можна записати загальну формулу для похибки усталення на будь-якому такті:

$$\Delta Q'_i = x(a_{i+1}Q_i + (1 - a_{i+1})(Q_{i+1} - Q_i) - \Delta Q'_{i+1} + 2\Delta Q'_{i+1}(2a_{i+1}a_{i+2} + 1 - a_{i+1} - a_{i+2})).$$

Проаналізувавши вираз можна зробити висновок, що вираз з рекурентної форми можна перетворити в поліноміальну форму, яка є зручнішою для обчислень. Таким чином вираз можна привести до поліноміальної форми, а оскільки первинна форма виразу є рекурентною, то вирази для старших розрядів не залежать від кількості розрядів системи числення. Тобто якщо на основі вивести вирази для системи числення з  $n = 4$ , то вони будуть відповідати старшим розрядам системи числення з  $n > 4$ . Для критичної кодової комбінації  $N_i = 1000$  маємо похибку усталення похибку усталення:

$$\begin{aligned} \Delta Q'_0 &= x(Q_1 - Q_0 + \Delta Q'_1) = x(Q_1 - Q_0 + x(Q_2 - Q_1 - \Delta Q'_2)) = \\ &= x(Q_1 - Q_0 + x(Q_2 - Q_1 - x(Q_3 + \Delta Q'_3))) = x(Q_1 - Q_0 + x(Q_2 - Q_1 - x(Q_3 + xQ_3))) \\ &= x(Q_1 - Q_0) + x^2(Q_2 - Q_1) - x^3Q_2 - x^4Q_3 \end{aligned}$$

У порозрядному АЦП з прогресуючим набором тривалостей тактів врівноваження можна отримати значний вигреш по швидкодії. Час врівноваження визначається як:

$$T^*_{вр.α} = \sum_{i=0}^{n-1} t_{T_i} = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha^{-i} t_{T_0} = \frac{t_{T_0}}{1 - \alpha^{-1}},$$

де  $t_{T_i}$  - тривалість такту для наймолодшого розряду.

Якщо тривалість тактів постійна, то

$$T_{вр.α} = n\alpha t_{T_i},$$

де  $n_\alpha$  - кількість розрядів

Виграш від застосування прогресуючого набору тривалостей тактів порозрядного врівноваження порівняно з порозрядним врівноваженням із сталою тривалістю тактів дорівнює

$$\gamma_{ШВ\ прог} = \frac{T_{вр.α}}{T^*_{вр.α}} = n_\alpha (1 - \alpha^{-1}) = n_2 \frac{\ln 2}{\ln \alpha} (1 - \alpha^{-1}).$$

У випадку якщо перехідні процеси у СП визначаються схемною функцією першого порядку [2], то

$$\gamma_{ШВ} = \frac{T_{вр.2}}{T_{вр.α}} = \frac{(n_2 + 1) \ln \alpha}{-\ln(\delta Q + \alpha^{-n_a})},$$

де  $T_{врив.нос.2}$  - час врівноваження для двійкової системи числення,  $\delta Q$  - максимальне значення похибки встановлення.

Таким чином вигреш від застосування прогресуючого набору тривалостей тактів порозрядного врівноваження порівняно із традиційним двійковим врівноваженням визначається виразом

$$\gamma_{ШВ2} = \frac{T_{вр.2}}{T^*_{вр.α}} = \frac{n_2(n_2 + 1)(1 - \alpha^{-1}) \ln 2}{-\ln(\delta Q + \alpha^{-n})}$$

Таблиця 1 – Виграш швидкодії залежно від основи системи числення  $a$  та кількості розрядів  $n_2$

$a$	1,41			1,618			1,8		
$n_2$	12	16	18	12	16	18	12	16	18
$\gamma_{ШВ2}$	36,1	62,9	79,1	28,6	49,8	62,7	21,8	38,1	47,9
$\gamma_{ШВ\ прог}$	7,0	9,3	10,5	6,6	8,8	9,9	6,2	8,3	9,4

Аналіз таблиці показує, що вигреш по швидкодії збільшується із зменшенням  $a$  та збільшенням числа розрядів.



### Висновки

1. Проаналізовано запропоновано математичні моделі похибок усталення, що виникають під час швидкісного аналого-цифрового перетворення з ваговою надлишковістю та прогресуючим набором тривалостей тактів порозрядного врівноваження. Розглянута модель дозволяє визначити параметри перетворення, при яких буде відбуватись компенсація динамічних похибок під час перетворення, а загальна похибка перетворення не буде перевищувати заданого рівня.

2. Доведено можливість вдосконалення моделі. Показано можливість заміни математичних моделей з початкової рекурентної форми до поліноміальної, що дозволяє спростити моделювання та розглядати формування похибок протягом усього циклу врівноваження.

3. Доведено, що використання прогресуючого набору тривалостей тактів порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю дозволяє зменшити час перетворення порівняно з пристроями на основі двійкової системи числення.

### Список літератури

1. Analog-digital conversion / Edited by Walt Kester / Analog Devices Inc. 2004. 1230 pages.
2. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.
3. Азаров О. Д., Решетнік О.О., Гарнага В. А., Кадук О. В. Похибки квантування в АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення // Вісник Вінницького політехнічного інституту.– 2007.– №3. – С. 67-74с..
4. Азаров О. Д., Решетнік О.О. Математична модель компаратора з регульованою чутливістю для швидкодіючого багаторозрядного АЦП із ваговою надлишковістю // Наукові праці Вінницького національного технічного університету.– 2008.– №1. Режим доступу: <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2008-1/uk.htm>
5. Азаров О. Д., Решетнік О. О., Гарнага В. А., Ратнюк В. В. Моделі форсуючих сигналів для прискореного порозрядного аналого-цифрового перетворення з ваговою надлишковістю // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології: 2006, №2.- С. 3-39с.
6. Азаров О.Д., Решетнік О.О., Богомолів С.В. Системи числення з ваговою надлишковістю для швидкодіючих АЦП послідовного наближення і ЦАП, що самокалібруються // Наукові праці Вінницького національного технічного університету: електронне наукове фахове видання. – Вінниця, 2008 . – №3. Режим доступу: [http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2008-3/2008-3.files/uk/08odafsc\\_ua.pdf](http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2008-3/2008-3.files/uk/08odafsc_ua.pdf)
7. Азаров О. Д., Решетнік О. О., Крупельницький Л.В. Математичні моделі динамічних похибок 1-го роду для швидкодіючих порозрядних АЦП із ваговою надлишковістю // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія: 2009, №2.- С. 8-14с.
8. Patent 4336526, USA, H 03 K 13/05. Successive approximation analog-to-digital converter using non-binary series / Basil Wair. – Published Jun. 22, 1982.
9. Островерхов В. В. Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей. – Л.: Энергия, 1975. – 176 с.: ил.
10. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – К.: Техника, 1967. – с.469 – 481.
11. Patent 7528761, USA, H 03 m 1/12. Analog/digital conversion using successive approximation and redundant weighting / Dieter Draxelmayr. – Published May. 5, 2009.
12. Patent 7046178, USA, H 03 m 1/10. Method and device for the calibration of a weighted network / Dieter Draxelmayr. – Published May. 16, 2006.

### Відомості про авторів

Азаров Олексій Дмитрович – д. т. н., професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки; ВНТУ, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021; тел. 58-02-25; e-mail: [azarov2lili.vstu.vinnica.ua](mailto:azarov2lili.vstu.vinnica.ua)

Решетнік Олександр Олександрович – аспірант кафедри обчислювальної техніки, ВНТУ, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021; тел. +380979693316; e-mail: [de\\_gratnik@rambler.ru](mailto:de_gratnik@rambler.ru)

Шабатура Максим Юрійович – магістрант кафедри обчислювальної техніки, ВНТУ, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.

Вінницький національний технічний університет.