

УДК 681.3:621.375

О. Д. Азаров, д. т. н., проф.; М. Ю. Шабатура; О. Г. Муращенко**ДИНАМІЧНІ ПОХИБКИ II РОДУ В АЦП ПРИСКОРЕНОГО ПОРОЗРЯДНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ**

Розглянуто математичні моделі компенсації динамічних похибок другого роду, що виникають в аналого-цифровому перетворювачі прискореного порозрядного наближення з ваговою надлишковістю. Визначено значення швидкодії АЦП порозрядного наближення з ваговою надлишковістю при компенсації похибки другого роду. Показано, що таке перетворення можливе для різних форм змінення вхідного сигналу.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, динамічні похибки, вагова надлишковість, моделювання, система числення, порозрядне врівноваження.

Вступ

АЦП є невід'ємною складовою сучасних інформаційно-вимірювальних систем [5], сучасних систем обробки цифрових та аналогових сигналів. Значну питому вагу серед різноманітних класів перетворювачів інформації складають АЦП порозрядного наближення. Водночас слід зауважити, що традиційно АЦП порозрядного наближення будують з використанням двійкової системи числення, що призводить до появи значних динамічних похибок у випадку змінення рівня вхідного сигналу під час перетворення. Традиційно для вирішення вказаної проблеми на вході таких АЦП застосовують пристрій вибірки-зберігання аналогових сигналів для фіксування на час перетворення рівня вхідного сигналу. Проте це в кілька разів збільшує похибки перетворення.

Вирішенням проблеми компенсації динамічних похибок в АЦП порозрядного наближення займалися у США [5], а також в СРСР, зокрема у Вінницькому політехнічному інституті, теперішньому Вінницькому національному технічному університеті [1, 2, 3].

Актуальність

Використання методів зменшення динамічних похибок АЦП було запропоновано у роботах [1, 4]. Проте динамічні похибки другого роду не розглядалися.

Відомий підхід для істотного зменшення динамічних похибок, який полягає у побудові АЦП порозрядного наближення на основі системи числення з ваговою надлишковістю. Це дозволяє в певній мірі відслідковувати змінення рівня вхідного сигналу під час перетворення і таким чином значно зменшити рівень динамічних похибок другого роду. Крім того слід відзначити, що застосування вагової надлишковості дозволяє також компенсувати значні динамічні похибки першого роду. Слід також звернути увагу на те, що комплексне застосування першого та другого підходів надає можливість істотно – на 1 – 2 порядки збільшити частотний діапазон вхідних перетворювальних сигналів [1].

У наукових працях [2, 4] цей напрямок є недостатньо розкритим і несистемним, тому тема статті, присвячена аналізу динамічних похибок другого роду в АЦП прискореного порозрядного наближення з ваговою надлишковістю, є актуальною.

Мета

Зменшення динамічних похибок другого роду в АЦП порозрядного наближення з ваговою надлишковістю.

Задачі

- 1) Розглянути можливості зменшення динамічних похибок другого роду, що виникають у

двійковому АЦП порозрядного наближення при перетворенні сигналів, що змінюються в часі;

2) Розглянути можливості моделювання процесу компенсації динамічних похибок, що виникають у процесі прискореного порозрядного врівноваження із ваговою надлишковістю.

Розв'язання задач

Системи числення з ваговою надлишковістю (СЧВН) – це вагомозначні системи числення (СЧ), які належать до класу позиційних систем числення.

Будь-яка система числення має бути представлена базисом та основою. У СЧВН виділяють природний базис – набір ваг розрядів, значення яких формуються як зростаюча геометрична прогресія чисел $\alpha^0, \alpha^1, \alpha^2, \dots, \alpha^{n-1}$, тут α – основа, що визначається як відношення ваг двох сусідніх розрядів.

Прикладом природного базису:

$2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{n-1}$ – з основою $\alpha = 2$;

$10^0, 10^1, 10^2, \dots, 10^{n-1}$ – з основою $\alpha = 10$, відповідно двійкової і десяткової систем числення.

У випадку класичної „золотої пропорції” $\alpha = \frac{1+\sqrt{5}}{2} \approx 1,618$ маємо базис, який складається з сукупності чисел: $1; 1,618; 2,618; 4,236; \dots; 1,618^{n-1}$.

Будь-яке ціле число N у системах числення з цілочисельним α може бути зображене у формі:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i, \quad (1)$$

де $i=0, 1, 2, \dots, n-1$ – номер розряду; $a_i \in \{0, 1\}; \{\bar{1}, 1\}; \{\bar{1}, 0, 1\}$ – двійкова цифра в i -му розряді або алфавіт; $\alpha = 1; 2; \dots; 10$ – основи системи числення; α^i – вага i -го розряду; $(n-1)$ – номер старшого розряду.

Якщо основа α є ірраціональним числом, наприклад, „золотою” φ або S -пропорцією [2], то дійсне число може бути представлено у формі:

$$D = \sum_{i=-\infty}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i. \quad (3)$$

Будь-яке натуральне число представлено у вигляді:

$$N = \sum_{i=-n}^{n-1} a_i \cdot \alpha_p^i, \quad (4)$$

де $\alpha_p^i = \alpha_p^{i-1} + \alpha_p^{i-p-1}$ – i -ий степінь золотої p -пропорції.

Методична похибка ΔN зображення числа залежить від набору алфавіту a_i . Якщо $a_i \in \{0, 1\}$, то $\Delta N \leq 1,0$, і така система є СЧВН $(0, 1)$. При $a_i \in \{\bar{1}, 1\}$, $\Delta N \leq 2,0$ маємо СЧВН $(\bar{1}, 1)$. Якщо $a_i \in \{\bar{1}, 0, 1\}$, $\Delta N \leq 1,0$, то система називається СЧВН $(\bar{1}, 0, 1)$.

У системах числення зі штучним базисом ваги розрядів формуються у вигляді послідовності цілих чисел:

$$\varphi^0, \varphi^1, \varphi^2, \dots, \varphi^{n-1}. \quad (5)$$

Зв'язок між вагою i -го розряду формується у вигляді певної суми молодших розрядів:

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \varphi_{i-2} + \dots + \varphi_{i-k}. \quad (6)$$

Прикладами наборів таких чисел можуть слугувати р-числа Фібоначчі [1], числа Коца та інші.

Зображення цілих чисел у системах числення зі штучним базисом здійснюється у вигляді:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \varphi_i, \quad (7)$$

де a_i – розрядний коефіцієнт у i -му розряді; i – номер розряду; φ_i – вага i -го розряду, що є цілим числом.

Визначають діапазони перетворення для різних систем числення.

Для двійкової СЧ маємо:

$$D_2(n) = 2^n - 1, \quad (8)$$

де n – вибране число розрядів.

Для СЧВН :

$$D_\alpha(n_\alpha) = \alpha^{n_\alpha} - 1, \quad (9)$$

де n_α – число розрядів СЧВН за умови однаковості діапазонів.

Крім багатозначності зображення чисел у СЧВН, особливість даних СЧ полягає у перевищенні суми ваг молодших розрядів над вагою поточного старшого розряду:

$$\sum_0^{i-1} Q_j - Q_i > 0. \quad (10)$$

СЧВН характеризується як абсолютним коефіцієнтом вагової надлишковості у вигляді:

$$\Delta Q_i = \sum_0^{i-1} Q_j - Q_i, \quad (11)$$

так і відносним коефіцієнтом вагової надлишковості:

$$\delta Q = \frac{\sum_0^{i-1} Q_j - Q_i}{\sum_0^i Q_j}. \quad (12)$$

Для оцінювання ефективності АЦП на основі СЧВН наведено рисунок 1.

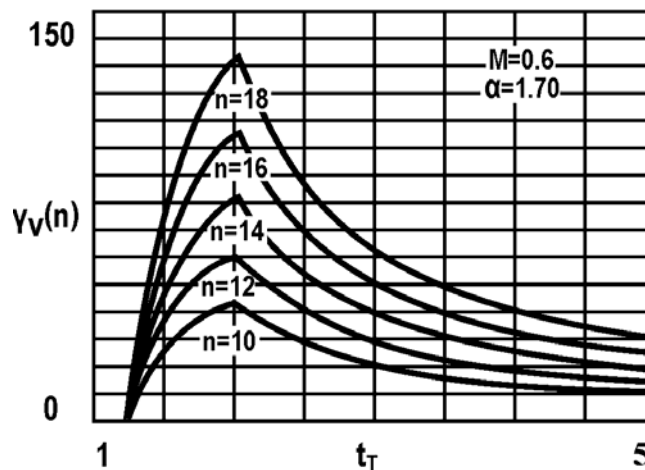


Рис. 1. Функційні залежності ефективності при $\alpha=1,7$, масштабний множник $M=0,6$ в АЦП від розрядності n
Наукові праці ВНТУ, 2010, № 3

Перетворення аналогових сигналів у цифрові еквіваленти, як під час використання ненадлишкових СЧ (НСЧ), так і СЧВН супроводжуються рядом статичних та динамічних похибок.

Механізм виникнення динамічної похибки [9] другого роду у двійковому АЦП пов'язане із зміненням за час перетворення вхідного сигналу A_{ex} ; у цій статті буде розглянуто різні варіанти зміни сигналу на вході порозрядного АЦП з використанням СЧВН та НСЧ.

Зміна сигналу на вході АЦП може призвести до появи похибки другого роду – $\Delta_{дин}''$, вона залежить від виду аналого-цифрового перетворення, у цьому випадку, як найбільш ефективно, використовується порозрядне врівноваження.

$\Delta_{дин}''$ – є швидкість змінення вхідного сигналу, яка може бути представлена зміною напруги чи струму у часі.

Компенсуючий (компенсує вхідний сигнал) сигнал виражається [1]:

$$A_{k_n}(t) = a_n Q_n - a_n Q_n e^{-t/T}, \quad (13)$$

де $a \in (1, -1)$ – розрядні коефіцієнти коду, Q_n – вага розряду перетворювача; $-t_i$ – тривалість такту врівноваження; T – постійна часу перехідного процесу

Відповідна частина $-a_n Q_n e^{-t/T}$ [1] – є математичним описом динамічної похибки першого роду, яка залежить від інерційності аналогових вузлів перетворювачів, і також значно впливає на формування динамічної похибки другого роду.

Для оцінювання динамічних похибок АЦП порозрядного врівноваження при використанні різних СЧВН, а також ненадлишкових систем числення (НСЧ) доцільно застосовувати єдиний вид математичних моделей цих похибок у формі рівнянь балансу.

При лінійному змінні A_{ex} рівняння балансу складається у вигляді:

$$F(\Delta A_{ex}, x, \alpha, n) = 0, \quad (14)$$

де ΔA_{ex} – зміна вхідного сигналу, a – основа системи числення; x – невідоме для обчислення; n – число розрядів

При безінерційному врівноваженні, із зростанням A_{ex} вихідний вираз для рівняння балансу $F(\Delta A_v, \alpha) = 0$ має вигляд:

$$\Delta A_{kv} = 2\Delta A_v^+ + Q_1 - Q_0, \quad (15)$$

де ΔA_v – змінення A_{ex} протягом одного такту.

На підставі останнього співвідношення $\Delta A_{v \max}^+ = \frac{2,5 - \alpha}{2}$.

Загальне змінення вхідного сигналу A_{ex} задається виразом:

$$A_{ex}(t) = A_{ex.n}(t) + \Delta A_{ex}(t), \quad (16)$$

де $\Delta A_{ex}(t)$ – зміна вхідного сигналу за весь час врівноваження; $A_{ex.n}(t)$ – значення вхідного сигналу перед початком врівноваження.

$\Delta A_{ex}(t)$ для лінійно зростаючого або лінійно спадаючого вхідного сигналу, можна виразити:

$$\Delta A_{ex}(t) = \pm \Delta A_v t / t_T, \quad (17)$$

де $\pm \Delta A_v$ – змінення A_{ex} протягом одного такту; t – час врівноваження; t_T – тривалість

такту перетворення.

$\Delta A_{\text{вх}}(t)$ для експоненційно зростаючого або експоненційно спадаючого вхідного сигналу, можна виразити:

$$\Delta A_{\text{вх}}(t) = \pm \Delta A_c * e^{-t/\tau}, \quad (18)$$

де τ – це константа часу встановлення вхідного сигналу; $\pm \Delta A_c$ – амплітуда стрибка $A_{\text{вх}}$ перед початком врівноваження; t – час перетворення.

Розроблене спеціальне програмне забезпечення, яке дозволяє адекватно аналізувати та досліджувати динамічні похибки другого роду в АЦП порозрядного наближення [7]. На всіх нижче наведених рисунках чорним кольором зображено вхідний сигнал, червоним – компенсуючий.

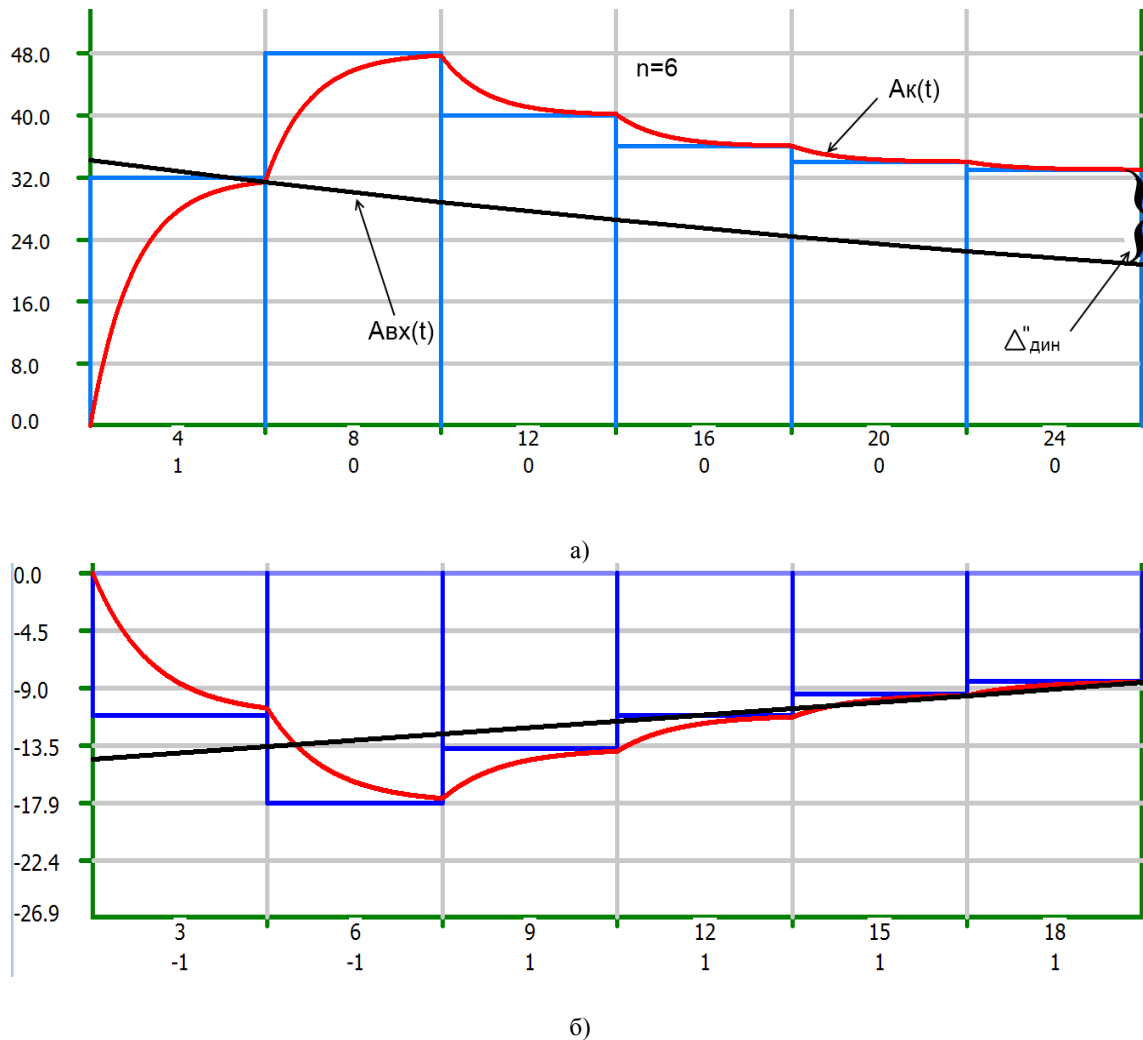


Рис. 2. Діаграма порозрядного врівноваження вхідного сигналу а) $A_{\text{вх}}$ спадає у двійковому АЦП, б) $A_{\text{вх}}$ зростає у АЦП з ваговою надлишковістю

На рисунку 2 а) видно виражену $\Delta''_{\text{дин}}$, між вхідним і компенсуючим сигналами в двійковому шестирозрядному АЦП порозрядного наближення.

Далі розглянемо результати дослідження компенсації динамічних похибок другого роду в АЦП порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю. Основа системи числення – Наукові праці ВНТУ, 2010, № 3

1,618

На рисунку 2 б) відносно відхилення компенсуючого сигналу від вхідного при лінійному зростанні вхідного сигналу з використанням СЧВН: $\Delta = 2,1$. При використанні двійкової системи числення у АЦП порозрядного врівноваження, відносно відхилення компенсуючого сигналу від вхідного складає: $\Delta = 33$.

Вихідний вираз для рівняння балансу $F_i(x, \alpha, n) = 0$ згідно діаграми порозрядного врівноваження, зображеної на рисунку 2 б), задається співвідношенням:

$$\Delta Q_5 = \sum_1^3 Q_i - Q_4 - \Delta Q_i^* + 2,5Q_0, \quad (19)$$

де ΔQ_i^* – функція від похибки установа, що виникає на попередніх тактах $\Delta Q_1^* = xQ_1 + x\Delta Q_2^*$.

Аналогічно для інших похибок: $\Delta Q_2^* = xQ_2 + x\Delta Q_3^*$, ..., $\Delta Q_4^* = xQ_4 + x\Delta Q_5^*$

Відносно відхилення компенсуючого сигналу від вхідного при експоненційному спаданні з використанням СЧВН: $\Delta = 2,4$. При використанні двійкової системи числення у АЦП порозрядного врівноваження відносно відхилення компенсуючого сигналу від вхідного складає: $\Delta = 12$.

ΔA_{ex} для експонентного сигналу може істотно перевищувати рівень ΔA_v для лінійного сигналу в АЦП порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю. На молодших тактах врівноважування швидкість зміни A_{ex} , що зростає або спадає експоненційно, не може перевищувати ΔA_v .

Ця умова задається співвідношенням:

$$\Delta A_{ex}^{**} = m\Delta A_v, \quad (20)$$

де $\Delta A_v = \Delta A_{ex}^{**} e^{-(n-m-2)t_T/\tau_c}$ – "залишкова" амплітуда ΔA_{ex} перед початком m останніх тактів врівноваження.

При цьому постійна часу вхідного експонентного сигналу не може перевищувати значення [2]:

$$\tau_c \leq \frac{(n-m-2)t_T}{\ln \frac{\Delta A_{ex}^{**}}{m\Delta A_v}}. \quad (21)$$

Виконання зазначеної умови гарантує точне врівноваження вхідного сигналу, що зростає чи спадає експоненційно, початкова амплітуда якого не перевищує ΔA_{ex}^{**} .

На порядок вищі значення відносного відхилення компенсуючого сигналу при зміні вхідного сигналу, можна побачити і порівняти на рисунку 2, на яких зображені діаграми порозрядного врівноваження в шістнадцятирозрядному двійковому АЦП та АЦП з ваговою надлишковістю відповідно.

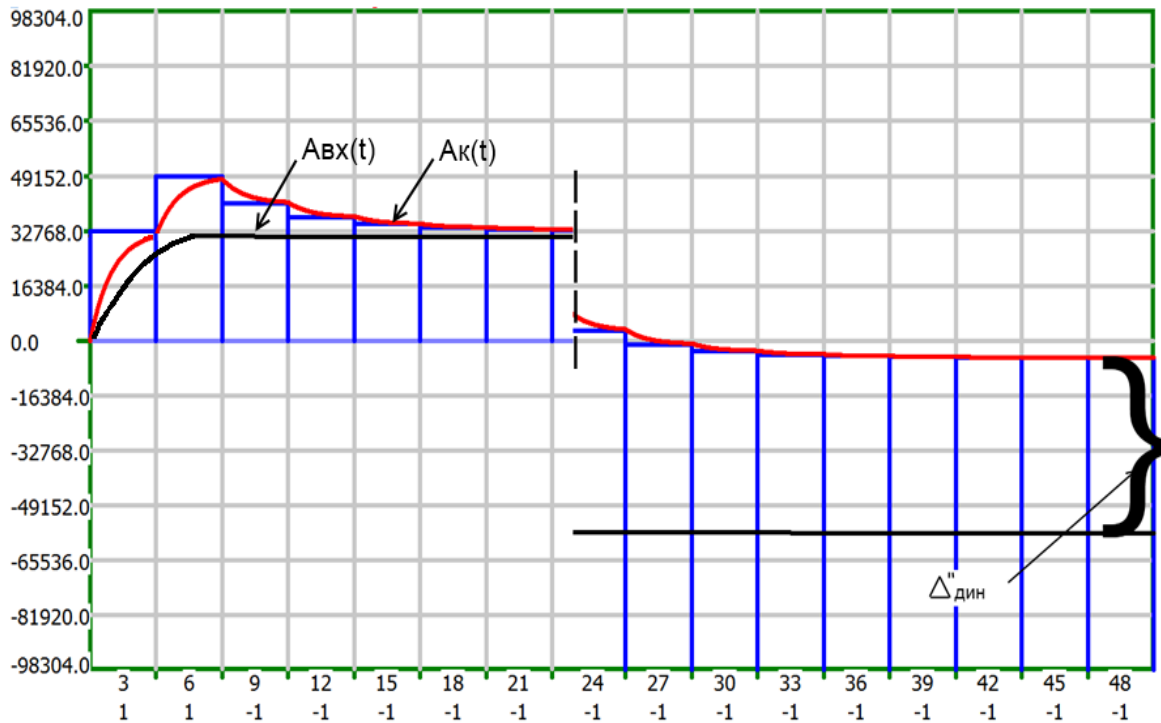


Рис. 4. Діаграма порозрядного врівноваження вхідного сигналу, що експоненційно спадає в 16-розрядному двійковому АЦП

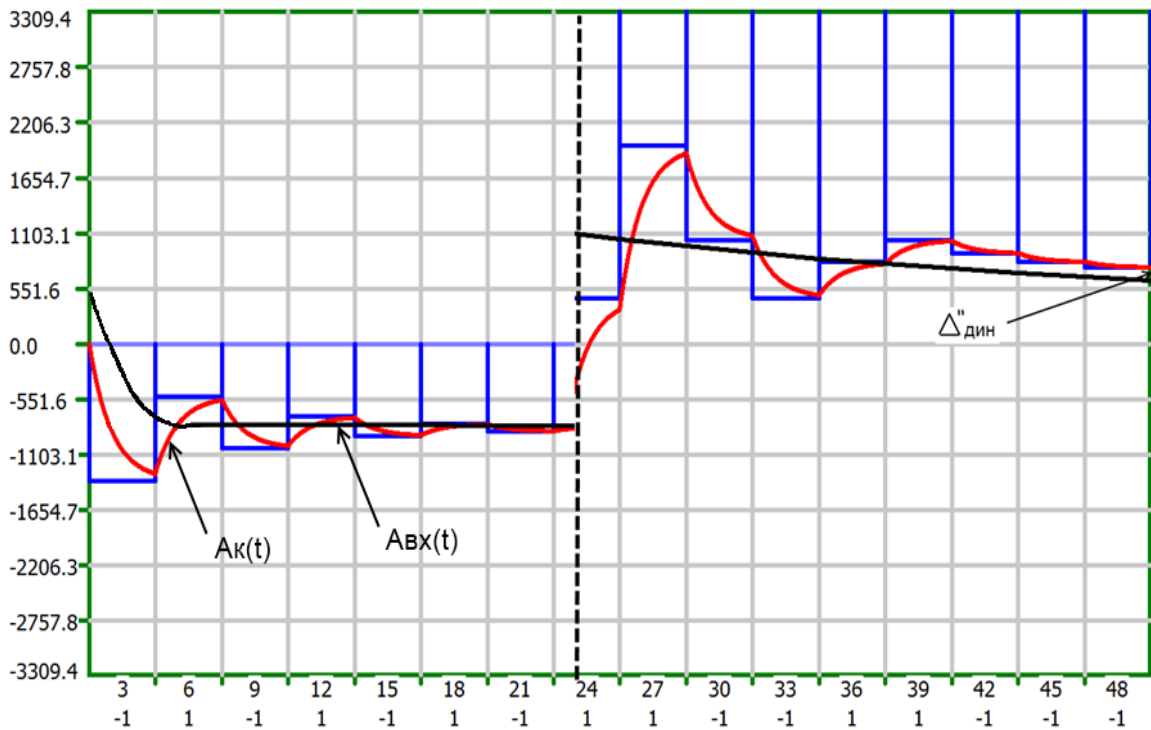


Рис. 5. Діаграма порозрядного врівноваження вхідного сигналу, що експоненційно спадає в 16-розрядному АЦП з ваговою надлишковістю

Відповідно до рис. 4 відносне відхилення компенсуючого сигналу від вхідного при двійковій системі: $\Delta = 1666,2$. А при введенні СЧВН у АЦП порозрядного врівноваження (рис. 5), відносне відхилення компенсуючого сигналу від вхідного складає: $\Delta = 2,9$.

У процесі комутації розрядів АЦП при формуванні аналогового компенсуючого сигналу $A_k(t)$ можлива поява різних форм перехідних процесів, для прикладу – наявність підсилювача зі зворотним зв'язком у схемі порівняння аналогових сигналів [3] може викликати появу коливальності у вихідній реакції при стрибкоподібних сигналах на вході [8]. Незалежно від виду конкретної реалізації схеми порівняння підсилювача різниці ΔA проектується таким чином, щоб його перехідна характеристика відповідала схемним функціям першого або другого порядку. В першому варіанті має місце експонентний перехідний процес.

Розроблена математична модель компенсації динамічних похибок другого роду в АЦП порозрядного наближення, дозволяє перетворювати вхідний сигнал у цифровий еквівалент, безпосередньо на певному етапі коливального процесу, який викликаний підсилювачем зі зворотним зв'язком. Це дає нам надзвичайно велику швидкодію перетворення паралельно з точністю порівняно із звичайними двійковими АЦП, які «очікують» повного «затухання» коливального процесу.

Отже бачимо, що вигоду у компенсації динамічної похибки у АЦП порозрядного врівноваження зростає на порядки, внаслідок використання в таких АЦП СЧВН. І зі збільшенням розрядності перетворювача з ваговою надлишковістю компенсація динамічної похибки другого роду покращується на порядки на відміну від використання у перетворювачі двійкової системи числення або ж інших НСЧ.

Висновки

1. Створено математичні моделі динамічних похибок другого роду АЦП порозрядного врівноваження.
2. Показано, що динамічну похибку другого роду порозрядного АЦП можна компенсувати, вводячи вагову надлишковість. Це дозволяє істотно (на порядок) підвищити швидкодію АЦП, а також значно прискорити врівноваження наростаючого чи спадаючого лінійного або експоненційного вхідного сигналу.
3. Показано, що шляхом комп'ютерного моделювання можна оцінити потенційну швидкодію АЦП порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю ще на етапі проектування.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Азаров О. Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення / О. Д. Азаров // Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260 с.
2. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі систем числення з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров // Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2010. – 186 с.
3. Крупельницький Л. В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів / Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров // Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 167 с.
4. Островерхов В. В. Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей / В. В. Островерхов – Л.: «Энергия», 1975. – 176 с
5. Kester Walt. Analog-digital conversion / Walt Kester. – Analog Devices Inc., 2005. – P. 675.
6. Володарський Є. Т. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю / Є. Т. Володарський, В. В. Кухарчук, В. О. Поджаренко, Г. Б. Сердюк // Навчальний посібник. – Вінниця: Велес, 2001. – 219 с.
7. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 30250. Комп'ютерна програма “Програмне забезпечення для моделювання аналого-цифрового перетворення порозрядного наближення” / М. Ю. Шабатура Дата реєстрації Державним Департаментом інтелектуальної власності України від 15.09.2009.
8. Поспелов Д. А. Арифметические основы вычислительных машин дискретного действия / Д. А. Поспелов // Учеб. пос. – М.: Высш. школа, 1970. – 308 с.
9. Lewis S. H. Indirect testing of digital-correction circuits in analog-to-digital converters with redundancy / S. H. Lewis, R. Ramachandran and W. M. Snelgrove // IEEE Trans. Circuit Syst. n. – July 1995. – Vol. CAS-42. – P. 437 – 445.

Азаров Олексій Дмитрович – д. т. н., професор, директор інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, завідувач кафедри обчислювальної техніки.

Шабатура Максим Юрійович – магістрант кафедри обчислювальної техніки, інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії. E-mail – smydev@gmail.com, тел. 0977535830.
Вінницький національний технічний університет.

Муращенко Олександр Геннадійович – менеджер проектів ТОВ «Компанія «Ліана»»