

Захарченко С. М., канд. техн. наук,
Азаров О. Д., д-р. техн. наук,
Харьков О. М.,
Тележкіна Ю. В.,
Захарченко М. Г.

ІНСТРУМЕНТАЛЬНІ ПОХИБКИ КОНДЕНСАТОРНИХ МАТРИЦЬ ДРАБИНКОВОГО ТИПУ

Вінницький національний технічний університет

У статті проведено дослідження інструментальних похибок конденсаторних матриць драбинкового типу. Отримано математичні моделі статичних похибок. Визначено залежності між похибками окремих елементів матриці та похибкою вихідної напруги. Визначено залежності максимально можливого коефіцієнту впливу інструментальних похибок від кодової комбінації.

Вступ

Серед АЦП послідовного наближення останнім часом все ширше використовуються перетворювачі із перерозподілом заряду [1, 2], до головних переваг яких відносять низьку споживану потужність, просту структурну реалізацію, гарну адаптацію до КМОН технології, високу точність тощо. Більшість сучасних АЦП цього класу, що виготовляються фірмою *Analog Devices*, реалізуються на основі ємнісного ЦАП з функцією пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ) і випускаються під торговою маркою *PulSAR* [3, 4].

Залежно від структури цифроаналогового перетворювача, що покладений в основу АЦП із перерозподілом заряду, виділяють АЦП на базі ЦАП вагового, драбинкового та комбінованого типу. На сьогоднішній день найпоширенішими є АЦП на основі матриць вагового типу [2]. Це пояснюється, перш за все, наявністю відносно простого способу самокалібрування цих пристроїв [5]. Однак з точки зору технології виготовлення та швидкодії значно привабливішими є перетворювачі на основі матриць драбинкового типу [6]. З іншого боку відомі способи покращення точності цих пристроїв не дозволяють забезпечити цей показник в широкому діапазоні температур та протягом тривалого часу експлуатації [7, 8].

Постановка задачі

Використання інформаційної надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) дають змогу здійснювати процедуру самокалібрування виключно у цифровій формі [9, 10]. Перш ніж застосовувати підходи цифрового самокалібрування необхідно оцінити ступінь впливу інструментальних похибок окремих елементів матриці на точність перетворювача в цілому.

Метою статті є отримання математичних співвідношень між похибками окремих розрядів АЦП та інструментальними похибками конденсаторів матриці для довільної системи числення.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- розробити математичну модель загальної похибки конденсаторної матриці драбинкового типу;
- визначити чутливість вихідної напруги матриці до похибок окремих елементів;
- визначити найгіршу комбінацію похибок елементів матриці та оцінити загальну похибку вихідної напруги залежно від основи системи числення.

Математична модель *U_{вих}*

Базовим компонентом АЦП із перерозподілом заряду є конденсаторна матриця, параметри якої загалом і визначають точність перетворювача. Структуру

конденсаторної матриці драбинкового типу зображено на рис. 1.

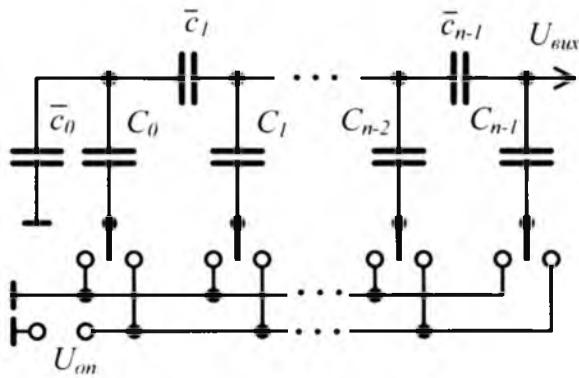


Рис. 1. Конденсаторна матриця драбинкового типу

При використанні НПСЧ із довільною основою системи числення α спів-

відношення між номіналами конденсаторів мають вигляд [10]:

$$C_{n-1} = C_{n-2} = \dots = C_1 = C_0 = C(\alpha-1), \quad (1)$$

$$\bar{c}_{n-1} = \bar{c}_{n-2} = \dots = C_1 = \frac{\alpha}{\alpha-1} \cdot C, \quad (2)$$

$$\bar{c}_0 = C, \quad (3)$$

де C – базовий номінал.

Для розрахунку коефіцієнта передавання конденсаторних ділянків напруги, скориставшись методикою аналогічних розрахунків для резистивних ділянків [11], врахувавши особливості конденсаторних ділянків. Для цього конденсаторну матрицю розділимо на вузли, еквівалентні схеми яких показано на рис. 2.

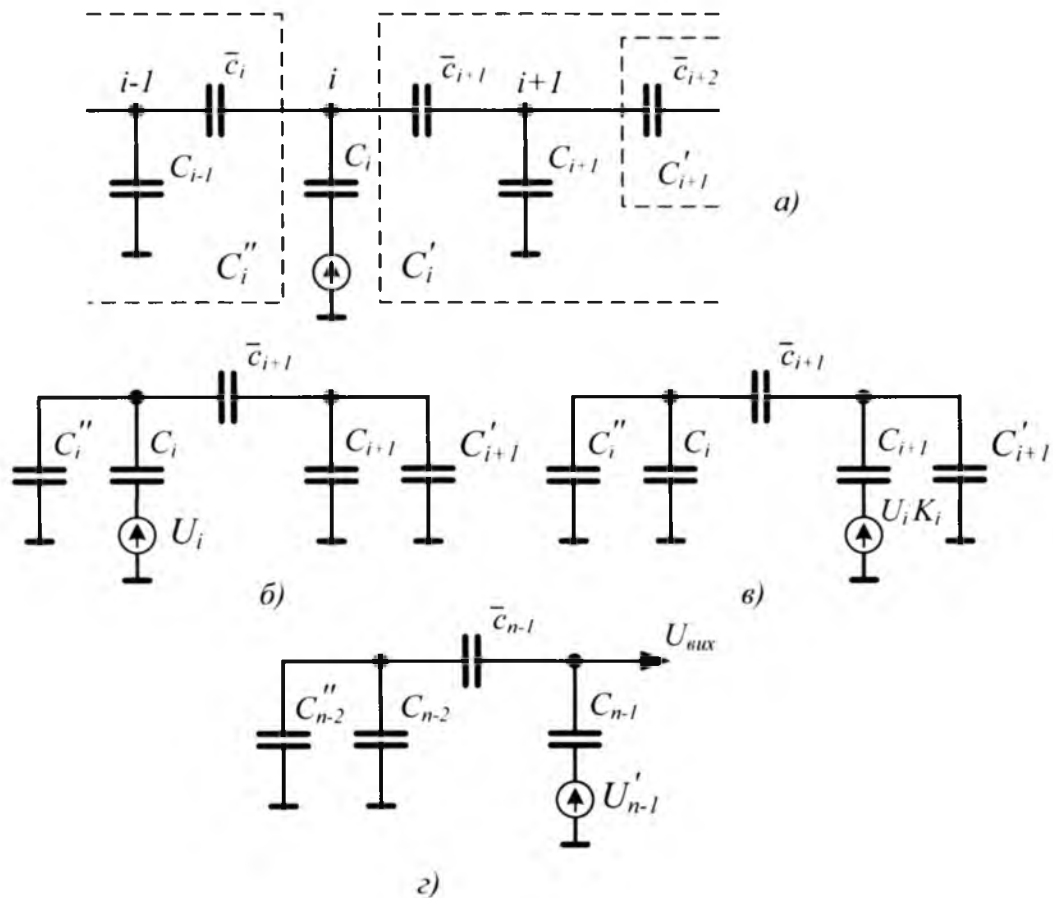


Рис. 2. Еквівалентні схеми а) одного вузла матриці; б), в) двох сусідніх вузлів; г) першого вузла

За умови дотримання принципу суперпозиції для дослідження конденсаторних матриць можна отримати низку спів-

відношень. Так на рис. 2, а ємність правої частини ділянки для будь-якого i -ого вуз-

ла, показана пунктирною лінією, задається рекурентною формулою:

$$C_i = \frac{\bar{c}_{i+1} + C'_{i+1}}{\bar{c}_{i+1} + C_{i+1} + C'_{i+1}} \quad (4)$$

Аналогічно ємність лівої частини матриці розраховується за формулою:

$$C_i^* = \frac{\bar{c}_i (C_{i-1} + C'_{i-1})}{\bar{c}_i + C_{i-1} + C'_{i-1}} \quad (5)$$

Також мають місце співвідношення:

$$C_{вих} = C_{n-1} + C_{n-1}^*; \quad C'_{n-1} = 0; \quad C_0^* = \bar{c}_0.$$

Скориставшись методом суперпозиції розглянемо окремо дію кожного джерела напруги U_1 в схемі дільника. Еквівалентну схему двох сусідніх вузлів дільника показано на рис. 2, б. Для перерахунку дії джерела опорної напруги в $i+1$ гілці перейдемо до еквівалентної схеми 2, в. Для розрахунку $U_{c_{i+1}}$ в схемі на рис. 2, б скористаємося законом збереження заряду, відповідно до якого отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} U_{c'_{i+1}} (C_{i+1} + C'_{i+1}) - U_{\bar{c}_{i+1}} \cdot \bar{c}_{i+1} = 0 \\ U_{c_i}^* \cdot C_i^* - U_{c_i} \cdot C_i + U_{\bar{c}_{i+1}} \cdot \bar{c}_{i+1} = 0 \\ U_{c_i}^* + U_{c_i} = U_i \\ U_{c'_{i+1}} + U_{\bar{c}_{i+1}} - U_{c_i}^* = 0 \end{cases} \quad (6)$$

Розв'язавши останню відносно $U_{c'_{i+1}}$, отримуємо:

$$U_{c'_{i+1}} = \frac{U_i \cdot C_i \cdot \bar{c}_{i+1}}{(C_i^* + C_i + \bar{c}_{i+1}) \cdot (C_{i+1} + C'_{i+1} + \bar{c}_{i+1}) - \bar{c}_{i+1}^2} \quad (7)$$

Система рівнянь для розрахунку $U_{c'_{i+1}}$ для схеми на рис. 2, в відповідно матиме вигляд:

$$\begin{cases} U_{c_i} (C_i^* + C_i) - U_{\bar{c}_{i+1}} \cdot \bar{c}_{i+1} = 0 \\ U_{\bar{c}_{i+1}} \cdot \bar{c}_{i+1} + U_{c'_{i+1}} \cdot C'_{i+1} - U_{c_{i+1}} \cdot C_{i+1} = 0 \\ U_{c_{i+1}} + U_{c'_{i+1}} = U_i \cdot K_i \\ U_{c_i} + U_{\bar{c}_{i+1}} - U_{c'_{i+1}} = 0. \end{cases} \quad (8)$$

Розв'язок системи рівнянь (8) отримаємо у вигляді

$$U_{c'_{i+1}} = \frac{U_i \cdot K_i \cdot C_{i+1} (C_i^* + C_i + \bar{c}_{i+1})}{(C_i^* + C_i + \bar{c}_{i+1}) (C_{i+1} + C'_{i+1} + \bar{c}_{i+1}) - \bar{c}_{i+1}^2} \quad (9)$$

Прирівнявши (7) і (9) отримаємо коефіцієнт K_i

$$K_i = \frac{C_i \cdot \bar{c}_{i+1}}{C_{i+1} (C_i^* + C_i + \bar{c}_{i+1})} \quad (10)$$

Виконуючи послідовні перетворення для гілок, починаючи з C_0 на основі рівняння (10) отримуємо еквівалентну схему дільника напруги рис. 2, г, де

$$U'_{n-1} = U_{n-1} + K_{n-2} \cdot U_{n-2} + K_{n-2} \cdot K_{n-3} \cdot U_{n-3} + \dots + K_{n-2} \cdot K_{n-3} \cdot \dots \cdot K_0 \cdot U_0$$

Оскільки $U_{n-1} = U_{n-2} = \dots = U_0 = U_{on}$, останній вираз набуває вигляду:

$$U'_{n-1} = U_{on} (1 + K_{n-1} + K_{n-2} \cdot K_{n-3} + \dots + K_{n-2} \cdot K_{n-3} \cdot \dots \cdot K_0)$$

$$\text{Враховуючи } U_{вих} = U'_{n-1} \cdot \frac{C_{n-1}}{C_{n-1} + C_{n-1}^*},$$

та позначивши $K_{n-1} = \frac{C_{n-1}}{C_{n-1} + C_{n-1}^*}$ вираз для вихідної напруги набуває вигляду:

$$U_{вих} = U_{on} (K_{n-1} + K_{n-1} \cdot K_{n-2} + \dots + K_{n-1} \cdot K_{n-2} \cdot \dots \cdot K_0) \quad (11)$$

або

$$U_{вих} = U_{on} (K_{n-1}^* + K_{n-2}^* + K_{n-3}^* + \dots + K_0^*),$$

де $K_i^* = K_{n-1} \cdot K_{n-2} \cdot \dots \cdot K_i$.

У випадку комутації нижніх обкладинок конденсаторів $C_0 \div C_{n-1}$ на U_{on} або загальну шину вихідна напруга формується у вигляді:

$$U_{вих} = U_{on} (a_{n-1} \cdot K_{n-1}^* + a_{n-2} \cdot K_{n-2}^* + \dots + a_0 K_0^*) = U_{on} \sum_{i=0}^{n-1} a_i K_i^* \quad (12)$$

де $a_i \in \{0,1\}$, $a_i = 0$ у випадку, коли нижня обкладинка конденсатора C_i під'єднується до загальної шини, $a_i = 1$ - до U_{on} .

Підставивши (1), (2), (3) в (4) розрачуємо значення C_i'' . Неважко показати, що незалежно від значення i $C_i'' = C$. Підставивши останнє в (10), а також скориставшись виразами (1), (2), (3) отримаємо значення

$$K_i = \frac{1}{\alpha} \text{ для } i \in [0:n-2] \quad (13)$$

та

$$K_i = \frac{\alpha-1}{\alpha} \text{ для } i = n-1. \quad (14)$$

Таким чином

$$K_{n-1}^* = \frac{\alpha-1}{\alpha}, K_{n-2}^* = \frac{\alpha-1}{\alpha^2}, \dots, \\ K_1^* = \frac{\alpha-1}{\alpha^{n-1}}, K_0^* = \frac{\alpha-1}{\alpha^n}.$$

Підставляючи останні в (12) отримаємо

$$U_{вих} = U_{on}(\alpha-1) \sum_0^{n-1} \frac{a_i}{\alpha^{n-i}}. \quad (15)$$

Вираз (15) є ідеалізованою функцією $U_{вих}(U_{on}, \alpha, n, a)$, що описує роботу цифроаналогового перетворювача, тобто характеризує випадок, коли номінали C_i та \bar{c}_i точно збігаються з необхідними значеннями. Більшим значенням α відповідає більш широкий діапазон вихідного сигналу. При зменшенні α діапазон вихідного сигналу зменшується, оскільки одному значенню $U_{вих}$ відповідатимуть кілька значень $N_{вх}$. У випадку, коли номінали елементів матриці мають відхилення функція $U_{вих}(N_{вх})$ втрачає свою ідеальну форму.

Аналіз впливу інструментальних похибок

Аналіз похибок конденсаторного дільника драбинкового типу в загальному випадку є досить складною і громіздкою задачею. З метою визначення впливу відхилень номіналів окремих конденсаторів на $U_{вих}$ розглянемо ситуацію, коли має місце відхилення номіналів тільки C_k та \bar{c}_k , в той час як номінали інших конденсаторів матриці залишають ідеальними. Для спрощення розрахунків припустимо, що ємність навантаження становить \bar{c}_0 . Підключення такого навантаження робить схему дільника симетричним відносно будь-якого з вузлів. Схему такого дільника показано на рис. 3

Нехай C_k та \bar{c}_k мають відхилення відповідно ΔC_k та $\Delta \bar{c}_k$, а номінали інших конденсаторів є ідеальними. Еквівалентну схему k -ого вузла показано на рис. 4, де C'' - еквівалентна ємність лівої частини ($C'' = \alpha \cdot C$), C' - еквівалентна ємність правої частини $C' = C$. З урахуванням симетричності схеми та виразу (13) еквівалентні напруги U' та U'' визначаються відповідно як

$$U' = \frac{U_{on}}{\alpha^{-k}} \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \alpha^{-i} \quad (16)$$

та

$$U'' = \frac{U_{on}}{\alpha^k} \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i. \quad (17)$$

З метою визначення напруги U_k скористаємось законом збереження заряду для формування системи рівнянь:

$$\begin{cases} U_{\bar{c}_k} \cdot \bar{c}_k - U_{C_k} \cdot C_k - U_{C'} \cdot C' = 0 \\ U_{C''} \cdot C'' - U_{\bar{c}_k} \cdot \bar{c}_k = 0 \\ a_k \cdot U_{on} - U_{C'} - U' = 0 \\ U_{C''} + U_{\bar{c}_k} + U_{C_k} + U'' = U_{on} \cdot a_k \end{cases} \quad (18)$$

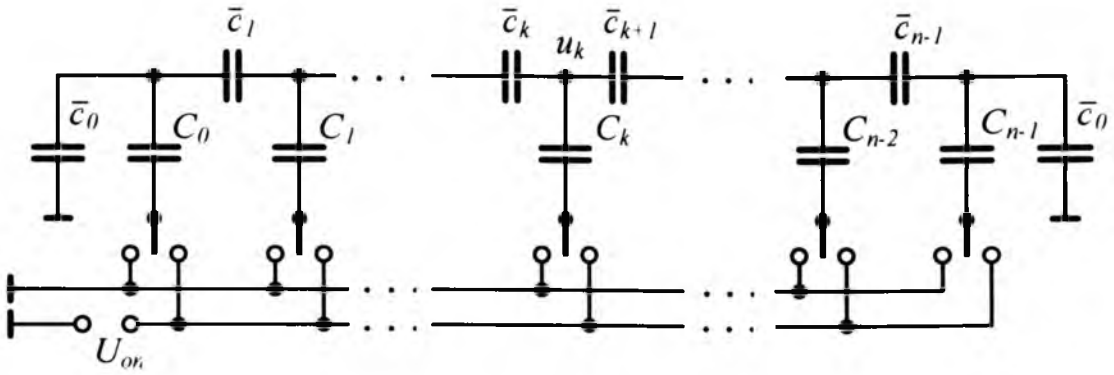


Рис. 3. Навантажена конденсаторна матриця драбинкового типу

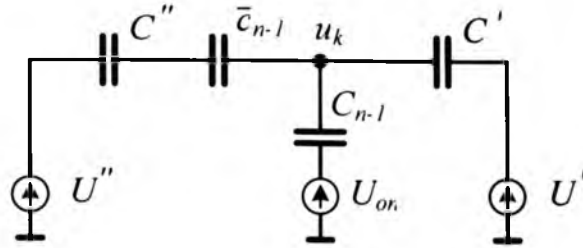


Рис. 4. Еквівалентна схема k -го вузла конденсаторної матриці драбинкового типу

Розв'язавши систему рівнянь (18) та враховуючи, що $U_k = U' - U_{c'}$ отримаємо вираз для U_k

$$U_k = \frac{U \cdot C(\bar{c}_k + C') + U_{on} \cdot a_k \cdot C_k(C' + \bar{c}_k) + U' \cdot C \cdot \bar{c}_k}{\bar{c}_k(C' + C_k + C) + C'(C_k + C)} \quad (19)$$

Похибка напруги U_k обумовлена похибками номіналів конденсаторів ΔC_k та $\Delta \bar{c}_k$ і в загальному випадку може бути записана як:

$$\Delta U_k = \frac{\partial U_k}{\partial C_k} \cdot \Delta C_k + \frac{\partial U_k}{\partial \bar{c}_k} \cdot \Delta \bar{c}_k \quad (20)$$

Виконавши диференціювання отримаємо:

$$\Delta U_k = \frac{U' + U'' - 2U_{on} \cdot a_k}{(\alpha + 1)^2 \cdot C} \cdot \Delta C_k + \frac{(\alpha + 1) \cdot U_{on} \cdot a_k + U' - \alpha \cdot U''}{\left(\frac{2\alpha}{\alpha - 1} + \alpha\right)^2 \cdot C} \cdot \Delta \bar{c}_k$$

Оскільки $\Delta C_k = \delta C_k \cdot C(\alpha - 1)$, а $\Delta \bar{c}_k = \frac{\delta \bar{c}_k \cdot C \cdot \alpha}{\alpha - 1}$, то здійснивши відповідну підстановку отримаємо:

$$\Delta U_k = \frac{U' + U'' - 2U_{on} \cdot a_k}{(\alpha + 1)^2} \cdot \delta C_k \cdot (\alpha - 1) + \frac{(\alpha - 1) \cdot U_{on} \cdot a_k + U' - \alpha \cdot U''}{\alpha(\alpha + 1)^2} \cdot \delta \bar{c}_k \cdot (\alpha - 1)$$

Останній вираз є коректним для всіх вузлів за винятком $k = 0$, оскільки $\bar{c}_0 = C$, а не $\frac{\alpha}{\alpha - 1} \cdot C$. Тому для крайнього лівого вузла другий доданок необхідно домножити на $\frac{\alpha}{\alpha - 1}$. Враховуючи, що напруга ΔU_k передається на вихід із зменшенням в α разів на кожній ланці, отримаємо:

$$\Delta U_{вих.k} = \frac{\Delta U_k}{\alpha^{n-k-1}}$$

Враховуючи, що максимальна вихідна напруга дільника за умови, що ємність навантаження $C_H = C$ дорівнює $U_{on} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + 1}$, а також припускаючи, що $\sum_{i=n}^{n-1} a_i \alpha^{-i} = 0$ та $\sum_{i=0}^{-1} a_i \alpha^i = 0$, відносна похибка вихідної напруги ємністю дільника, обумовлена похибками конденсаторів матриці матиме вигляд:

$$\begin{aligned} \delta U_{вих} = & \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\alpha^k \cdot \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{-i} + \alpha^{-k} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i - 2a_k}{(\alpha+1) \cdot \alpha^{n-k}} \cdot \delta C_k (\alpha-1) + \\ & + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\alpha^k \cdot \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{-i} - \alpha^{-k+1} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i - (\alpha-1) \cdot a_k}{(\alpha+1) \cdot \alpha^{n-k+1}} \cdot \delta \bar{C}_k (\alpha-1) + \\ & + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} a_i \alpha^{-i} + (\alpha-1) \cdot a_k}{(\alpha+1) \cdot \alpha^n} \cdot \delta \bar{C}_0. \end{aligned} \quad (21)$$

Для того, щоб знайти похибку дільника за умови відсутності ємності навантаження представимо похибку у вигляді

$$\delta U_{вих} = U_{вих.бн} \cdot \frac{C_{вих}}{C_{вих} + C_H}, \quad (22)$$

де $U_{вих.бн}$ – вихідна матриці за відсутності ємності навантаження, $C_{вих}$ – вихідна ємність конденсаторної матриці, C_H – ємність навантаження. Після диференціювання (3.34) та з урахуванням $\Delta C_H = 0$ отримаємо:

$$\begin{aligned} \Delta U_{вих} = & \frac{C_{вих}}{C_{вих} + C_H} \cdot \Delta U_{вих.бн} - \\ & - U_{вих.бн} \cdot \frac{C_H}{(C_{вих} + C_H)^2} \cdot \Delta C_{вих}, \end{aligned}$$

звідки

$$\begin{aligned} \Delta U_{вих.бн} = & \frac{\Delta U_{вих} (C_{вих} + C_H)}{C_{вих}} + \\ & + U_{вих.бн} \cdot \frac{C_H}{C_{вих} + C_H} \cdot \delta C_{вих} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta U_{вих} = & \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\alpha^k \cdot \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{-i} + \alpha^{-k} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i - 2a_k + \alpha^{k-2n+1} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i}{(\alpha+1) \cdot \alpha^{n-k}} \cdot \delta C_k (\alpha-1) + \\ & + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\alpha^k \cdot \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{-i} - \alpha^{-k+1} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i - (\alpha-1) \cdot a_k + \alpha^{k-2n+1} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i}{(\alpha+1) \cdot \alpha^{n-k+1}} \cdot \delta \bar{C}_k (\alpha-1) + \\ & + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} a_i \alpha^{-i} + (\alpha-1) \cdot a_k + \alpha^{-2n+1} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i}{(\alpha+1) \cdot \alpha^n} \cdot \delta \bar{C}_0. \end{aligned} \quad (25)$$

Враховуючи, що $U_{вих.бн} = U_{он} \cdot \frac{N}{\alpha^n}$,

$$\lambda = \frac{C_{вих}}{C_H}, \quad \delta U_{вих.бн} = \frac{\Delta U_{вих.бн}}{U_{он}}$$

отримаємо:

$$\delta U_{вих.бн} = \delta U_{вих} + \frac{N}{\alpha^n} \cdot \frac{1}{\lambda+1} \cdot \delta C_{вих}. \quad (23)$$

Похибка вихідної ємності конденсаторної матриці може бути розрахована як:

$$\delta C_{вих} = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\alpha-1}{\alpha^{2(n-k)-1}} \cdot \delta C_k + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\alpha-1}{\alpha^{2(n-k)}} \cdot \delta \bar{C}_k. \quad (24)$$

Підставляючи (24) та (21) в (23) та враховуючи, що $\lambda = \frac{1}{\alpha}$ після перетворень отримаємо вираз (25).

Графічну інтерпретацію коефіцієнтів впливу похибок конденсаторів C_k та \bar{C}_k за умови $\alpha = 2$ показано на рис. 5,а та 5,б відповідно.

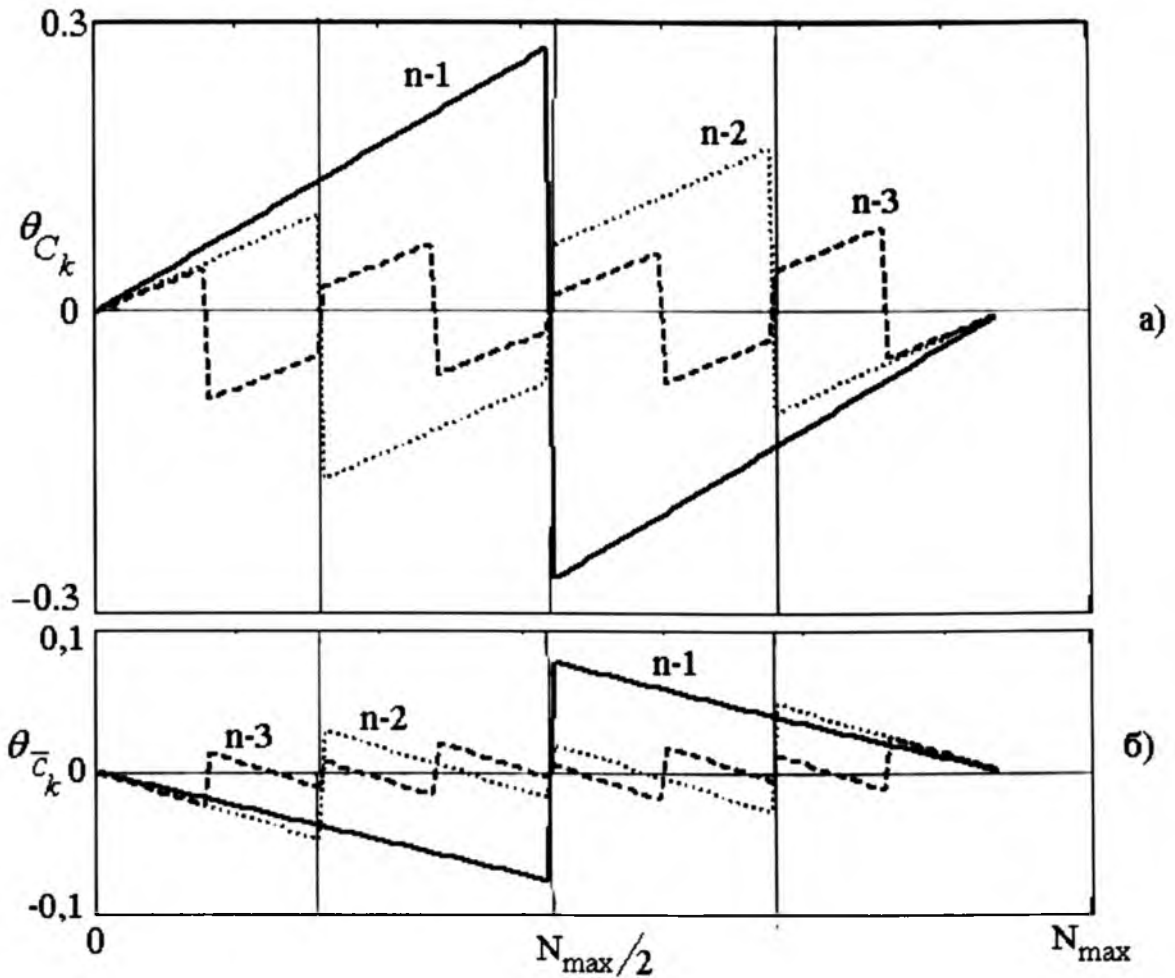


Рис. 5. Залежність коефіцієнтів впливу похибок конденсаторів C_k та \bar{C}_k від вхідного коду за умови відсутності ємності навантаження та $\alpha = 2$

Слід зауважити, що відхилення номіналу C_k обов'язково призведе до відхилення $U_{вих}$ незалежно від кодової комбінації (виключення мають місце тільки для випадку $N=0\dots 0$ та $N=1\dots 1$ для $\alpha = 2$). Однак ступінь впливовості відхилення того чи іншого конденсатора визначається по-перше, його розташуванням в матриці, по-друге – кодовою комбінацією, яка подається на матрицю. Найбільш впливовим на загальну похибку матриці серед конденсаторів C_k є відхилення \mathcal{X}_{n-1} , за умови, що кодова комбінація становить $100\dots 0$ або $01\dots 1$. Знак коефіцієнту впливу також визначається кодовою комбінацією і для $N=0x\dots x$ він є додатнім, а для $N=1x\dots x$ – від'ємним. Наступ-

ним за впливовістю на загальну похибку матриці є конденсатор C_{n-2} . Вплив його похибки є максимальним для кодових комбінацій $0011\dots, 01000\dots$ та $1011\dots 1, 1100\dots$

Далі за ступенем впливовості іде C_{n-3} і т.д.. Аналогічні міркування стосуються конденсаторів зв'язку C_k , однак слід звернути увагу на певні особливості. По-перше, коефіцієнти впливу відхилень \bar{C}_k мають протилежний знак порівняно з θ_{C_k} і за абсолютним значенням приблизно в α разів менше. Крім того графік $\theta_{\bar{C}_k}(N)$ перетинає вісь абсцис для всіх k за виключенням $k = n-1$, що свідчить про наявність кодових комбінацій, при

яких відхилення того чи іншого конденсатора ніяк не впливає на вихідну напругу.

При використанні недвійкових систем числення спостерігається збільшення коефіцієнту впливу θ_{C_k} , в той час як $\theta_{\bar{C}_k}$

практично не змінюється (рис. 6). Крім того за умови $\alpha < 2$ на графіку з'являються зони перекриття, які свідчать про те, що одне значення вихідної напруги може бути отримано за допомогою різних кодових комбінацій.

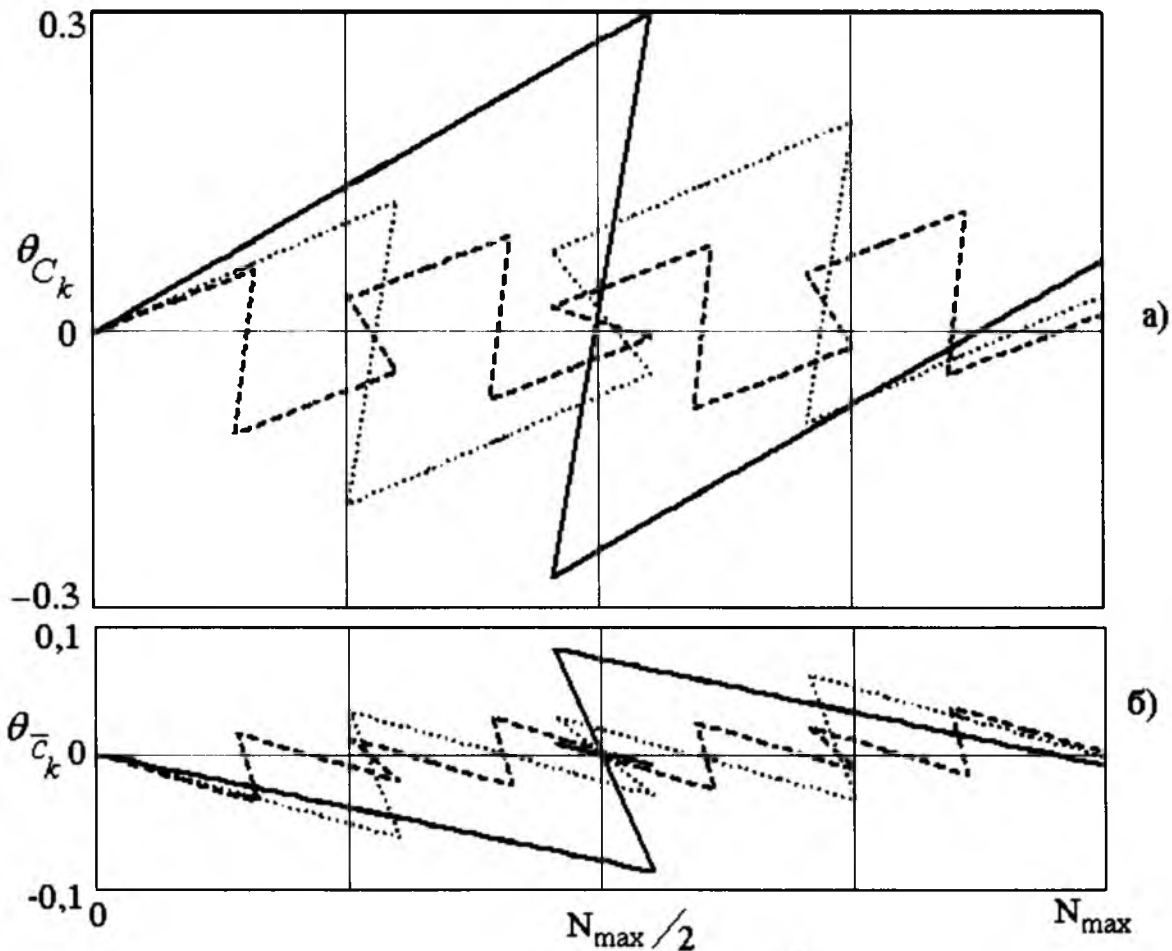


Рис. 6. Залежність коефіцієнтів впливу похибок конденсаторів C_k та \bar{C}_k від вхідного коду за умови відсутності ємності навантаження та $\alpha = 1.8$

Нехай технологія виготовлення конденсаторної матриці визначає похибку виготовлення конденсаторів в діапазоні $\pm \delta C_{\max}$. Очевидно, що найгірший випадок має місце, коли всі конденсатори матимуть максимальне відхилення причому знак відхилення буде такий, що для певної комбінації N_i вони всі додаватимуться з одним знаком. Зрозуміло, що для

кожної кодової комбінації спостерігатиметься своя, найгірша, комбінація відхилень. Для отримання графічної інтерпретації залежності максимально можливого коефіцієнту впливу від кодової комбінації будемо здійснювати додавання всіх складових за абсолютними значеннями:

$$\theta_{\Sigma} = \theta_{\Sigma C_{k \max}} + \theta_{\Sigma \bar{C}_{k \max}}, \text{ де}$$

$$\theta_{\Sigma C_{k \max}} = \sum_{k=0}^{n-1} \left| \frac{\alpha^k \cdot \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{-i} + \alpha^{-k} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i - 2a_k + \alpha^{k-2n+1} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i}{(\alpha+1) \cdot \alpha^{n-k}} \cdot \delta C_k(\alpha-1) \right|,$$

$$\theta_{\Sigma \bar{c}_{k \max}} = \sum_{k=1}^{n-1} \left| \frac{\alpha^k \cdot \sum_{i=k+1}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{-i} - \alpha^{-k+1} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} a_i \alpha^i - (\alpha-1) \cdot a_k + \alpha^{k-2n+1} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i}{(\alpha+1) \cdot \alpha^{n-k+1}} \cdot \bar{\delta} C_k(\alpha-1) \right|.$$

Складовою $\theta_{\bar{c}_0 \max}$ можна нехтувати, оскільки вона значно менша за $\theta_{\Sigma C_{k \max}}$ та $\theta_{\Sigma \bar{c}_{k \max}}$.

Графічні інтерпретації $\theta_{\Sigma C_{k \max}}(N)$, $\theta_{\Sigma \bar{c}_{k \max}}(N)$, θ_{Σ} для різних значень α показано на рис. 7 а, б. З отриманих графіків видно, що для $\alpha = 2$ найбільш чутливою до відхилень конденсаторів матриці є середина діапазона $N_{\text{вхід}}$, приблизно від 010...0 до 101...1, причому для комбінацій, близько до 0111...0 та 100...0 спостерігається незначне зменшення θ_{Σ} .

Висновки

Розроблено математичну модель похибки конденсаторної матриці драбинкового типу за наявності та при відсутності навантаження. Показано, що на відміну від матриць вагового типу похибка i -го розряду ЦАП залежить не тільки від похибки i -го конденсатора матриці, а і похибок інших конденсаторів.

Оцінено максимально можливу похибку матриці при заданому допуску на похибку виготовлення елементної бази. Показано, що вона становить приблизно $0,5\delta C$ для двійкової системи числення і несуттєво збільшується при зменшенні основи числення.

Отримано співвідношення, які дозволяють визначити кількість розрядів, що потребують калібрування, в АЦП із перерозподілом заряду на основі матриць драбинкового типу.

Список літератури

1. McCreary J. L., Gray P. R. All-MOS charge redistribution analog-to-digital conversion techniques – Part 1 // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1975. – Vol.10. – P. 371–379.
2. Мулявка Я. Схеми на операційних усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с пол. – М.: Мир, 1992. – 253 с.
3. Данилов А. Микросхеми інструментальних АЦП // Электронные компоненты – Украина, 2005. – №3/4. – С.8–19.
4. Walt Kester Analog-Digital Conversion – USA: Analog Devices, Inc., 2004. – 1156 p.
5. Hae-Seung Lee, David A. Hodges. Self-calibration technique for A/D converters // IEEE Transactions on circuits and systems, 1983, March. – Vol.30, №3. – P. 188–190.
6. S. P. Singh, A. Prabhakar, A. B. Bhattacharyya C-2C ladder – based D/A converters for PCM codecs // IEEE J. Solid-State Circuits, 1987. – Vol.22. – P. 1197–1200.

7. R. Apricio, A. Hajimiri Capacity limits and matching properties of integrated Capacitors // IEEE J. Solid-State Circuits, 2002. – Vol.37, №3. – P. 384–393.

8. L. Cong Pseudo C-2C Ladder-Based Data Converter Technique // IEEE Transactions on circuits and systems, 2001. – Vol.48, №10. – P. 927–929.

9. Азаров О. Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2004. – 260 с.

10. Захарченко С. М., Азаров О. Д., Харьков О. М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення. – Вінниця: Універсум, 2005. – 235 с.

11. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / Под ред. В. Б. Смолова.– Л.: Энергия, 1976. – 336 с.: ил.

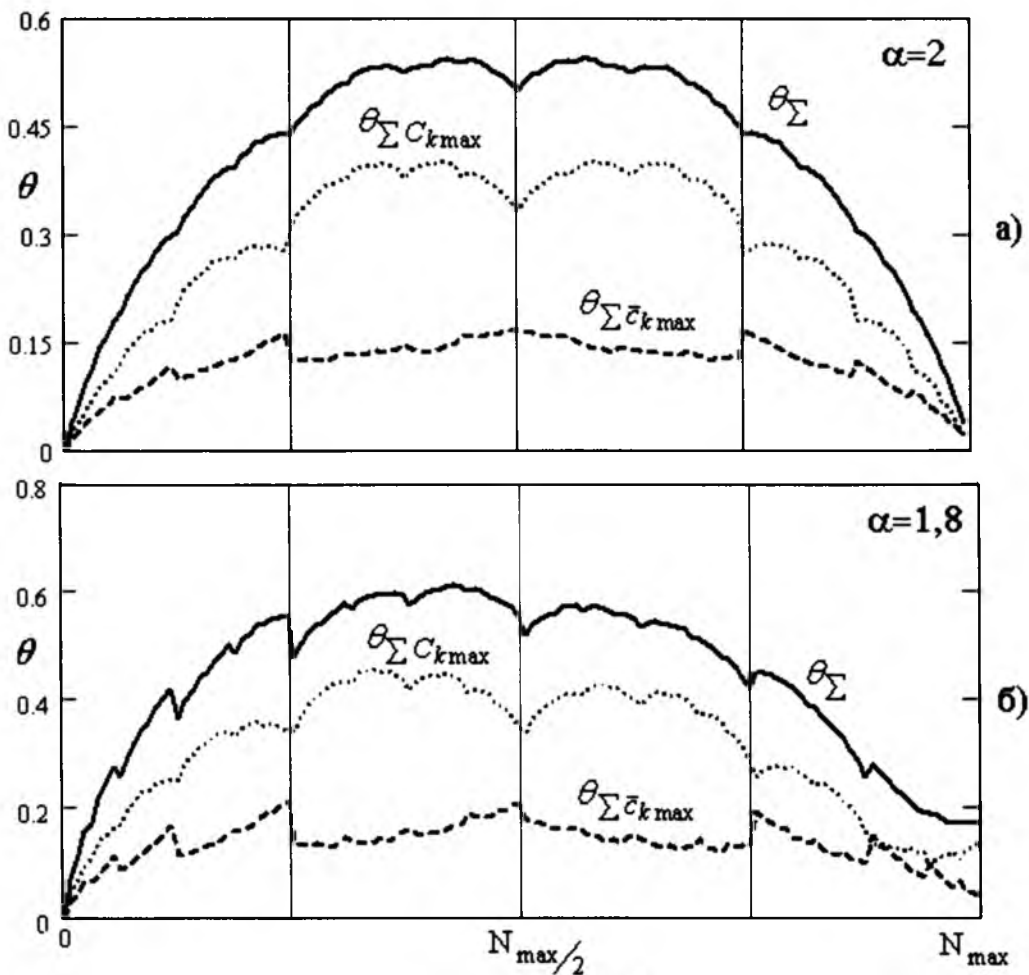


Рис. 7. Залежності максимально можливого коефіцієнту впливу від кодової комбінації при а) $\alpha=2$, б) $\alpha=1.8$