

2. Молчанов П.А. Моделирование активных измерительных преобразователей //КУТС-97: Материали НТК- Універсум-Вінниця, 1997. -С.23-28.
3. Молчанов П.А. Основи нелінійної теорії транзисторних негатронів. - Вінниця.: Універсум - Вінниця, 1998. -207 с.
4. Филиппов А.М. Разброс параметров эквивалентной схемы мощных СВЧ транзисторов //Радиоэлектроника и электросвязь:Сб.-Рига, 1974.-С.3-12.

УДК Б21.335(075.8)

## ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ТА ШВИДКОДІЇ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДАМИ ІНФОРМАЦІЙНОЇ НАДЛИШКОВОСТІ

Азаров О.Д., Захарченко С.М., Кравцов М.О.

Вінницький державний технічний університет

Точність будь-якого АЦП у значній мірі обумовлюють три види систематичних похибок: зсув нуля, масштабу та лінійності. Принципи коригування перших двох складових розроблені досить повно [1-4]. Проблема зменшення похибки лінійності є більш складною. Так, відхилення ваг розрядів мікроелектронних АЦП від потрібних значень, як правило, коригуються за допомогою лазерного припасування номіналів резисторів та конденсаторів під час виготовлення. Однак це потребує збільшення площі кристала. Крім того, виникає проблема вилучення відходів у процесі припасування, порушується температурна та часова стабільність пристрою в цілому [5].

Перспективним є підхід, який використовує калібрування ваг окремих розрядів ЦАП та АЦП без фізичного впливу на елементи схеми. У випадку використання ЦАП та АЦП на основі двійкової системи, зменшення статичних похибок досягається коригуванням вихідної величини шляхом уведення поправки, що зображується в аналоговій формі та формується додатковим коригуючим ЦАП (моделі фірм США: ICL7134, ICL7136 - Intersil Inc.; AD677 - Analog Devices та інші). Однак використання вказаного підходу в АЦП призводить до деякого зниження швидкодії.

Уведення в пристрої, що розробляються, інформаційної надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) дозволяє в комплексі вирішувати проблеми підвищення точності та швидкодії. У НПСЧ, які призначаються для зображення дійсних чисел, будь-яке число  $A$  можна виразити у вигляді:

$$A^* = \sum_{i=-\infty}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i, \quad (1)$$

де  $i$  – номер розряду;  $a_i \in \{0,1\}$  або  $a_i \in \{1, \bar{1}\}$  – двійкова цифра в  $i$ -тому розряді;  $\alpha^i$  – вага  $i$ -го розряду;  $\alpha$  – основа системи числення, значення якої знаходиться в межах  $1.0 < \alpha < 2.0$ ;  $(n-1)$  – номер старшого розряду.

Якщо  $\alpha = 1$ , вираз (1) зображає одиночну систему числення, а при  $\alpha = 2$  – двійкову. В техніці аналого-цифрового перетворення використовується приблизний вираз для натуральних

чисел:

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \cdot \alpha^i.$$

До НПСЧ із дробовими вагами розрядів, зокрема, належать так звані системи числення золотої  $p$ -пропорції [6], ваги розрядів в яких пов'язані залежністю  $\alpha_p^i = \alpha_p^{i-1} + \alpha_p^{i-n-1}$ .

Діапазон чисел, які можуть бути зображені  $n$  розрядами в НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , вдвічі більший ніж із символами  $(0,1)$ . Однак дискретність зображення в такій системі також вдвічі більша.

У НПСЧ з цілочисловими вагами розрядів будь-яке натуральне число може бути

зображено у вигляді:

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \cdot S_i,$$

де  $a_i \in \{0,1\}$  або  $a_i \in \{1, \bar{1}\}$  – розрядний коефіцієнт в  $i$ -тому розряді;  $i$  – номер розряду;  $S_i$  –

вага  $i$ -го розряду, яка є цілим числом. Прикладом НПСЧ з цілочисловими вагами можуть служити системи числення на основі  $p$ -чисел Фібоначчі [7], коли

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \cdot \varphi_p(i),$$

де  $\varphi_p(i)$  – вага  $i$ -го розряду, що дорівнює  $i$ -му  $p$ -числу Фібоначчі.

Властивість багатозначності зображення чисел істотно змінює характер шкали перетворювача. Так, якщо в перетворювальній шкалі для двійкової системи числення відсутні ділянки перекриття (рис. 1а), то в разі використання НПСЧ (0,1) Фібоначчі ці ділянки мають значну ширину (рис. 1б).

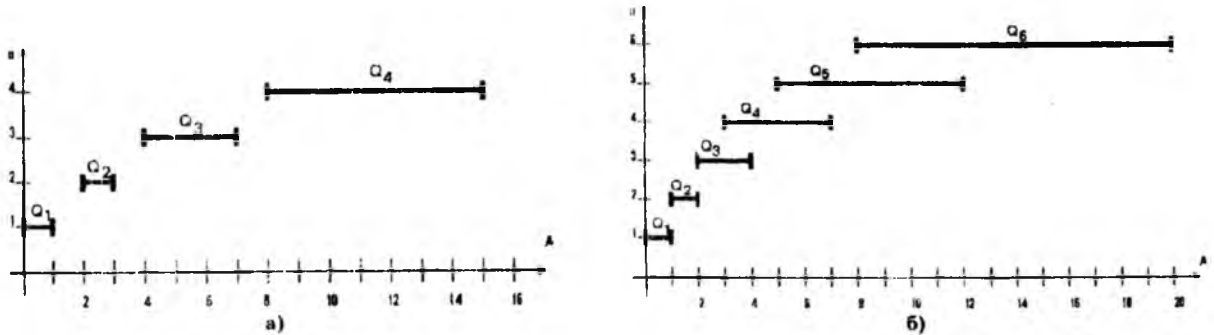


Рис. 1

У двійковому АЦП наявність інструментальних похибок, що проявляється, зокрема, у відхиленні ваг розрядів від потрібних значень, призводить до появи розривів у характеристиці перетворювача. Це обумовлено нульовою надлишковістю двійкової системи числення. Ситуація, коли вага старшого  $(n-1)$ -го розряду має додатне відхилення, проілюстрована на рис. 2а. Тут  $N$  – номер кодової комбінації;  $A_{\text{вих}}$  – вихідна аналогова величина. Аналогічна ситуація при використанні НПСЧ показана на рис. 2б. У даному випадку розрив у кодувальній характеристиці відсутній.

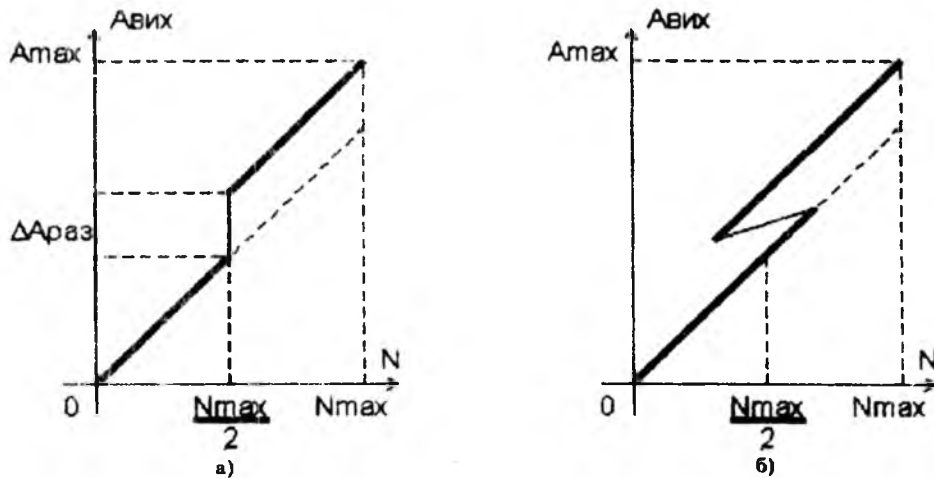


Рис. 2

Усунення розривів у кодувальній характеристиці завдяки використанню НПСЧ [8] базується на тому, що в останніх мають місце вищезгадані зони перекриття. Ширина зони перекриття для  $i$ -го розряду задається виразом:

$$\Delta A_{\text{прк}i} = \sum_0^{i-1} Q_j - Q_i,$$

де  $Q_i$  та  $Q_j$  – ваги розрядів. У цьому випадку, якщо абсолютне відхилення  $\Delta Q_i$  ваг розрядів від потрібних значень задовольняють нерівності  $\Delta Q_i \leq \Delta A_{\text{прк}i}$ , то характеристика вхід-вихід розривів мати не буде.

Підвищення точності АЦП на основі НПСЧ здійснюється з використанням принципу самокалібрування інструментальних похибок. Вихідне положення останньої полягає в тому, що розрядна сітка перетворювача поділяється на групи з  $m$  “неточних” (старших),  $(n-m)$  “точних” (молодших) та  $d$  додаткових розрядів у вигляді, показаному на рис. 3. Група додаткових розрядів використовується у процесі самокалібрування для зменшення методичної похибки.

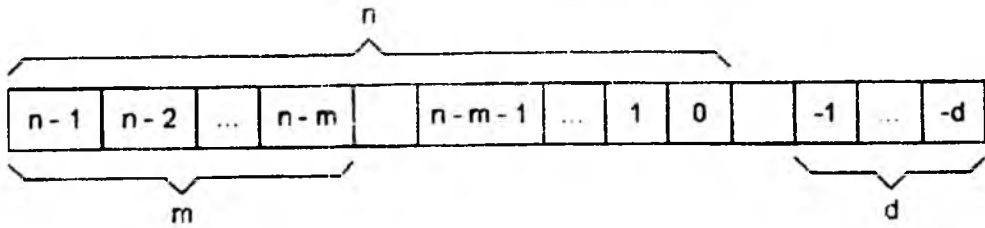


Рис. 3

Під час самокалібрування послідовно визначаються коди ваг “неточних” розрядів. Так, при використанні НПСЧ  $\{1, \bar{1}\}$  на першому циклі виконується двократне врівноваження  $A_{ax}=0$  із вмиканням та невмиканням молодшого з “неточних” –  $(n-m)$ -го розряду у вигляді:

$n-1$	...	$n-m+1$	$n-m$	$n-m-1$	$n-m-2$	...	$-d$	
0	...	0	1	$\bar{1}$	x	...	x	$N_{n-m}^*$
0	...	0	0	$\bar{1}$	x	...	x	$N_{n-m}^{**}$

Тут  $N_{n-m}^*$  та  $N_{n-m}^{**}$  – відповідно, перша та друга кодові комбінації результатів, в яких розрядні коефіцієнти  $\{0,1\}$  або  $\{1, \bar{1}\}$  встановлюються примусово, а  $x$  – довільно, відповідно алгоритму врівноваження. Вага  $(n-m)$ -го розряду обчислюється як

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

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

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

Вага від'ємного  $(n-m)$ -го розряду, а також ваги інших “неточних” розрядів калібруються аналогічно.

Послідовний характер калібрування з опорою на “точні” та відкалібровані “неточні” розряди призводить до появи методичної похибки  $\varepsilon_{\text{сум}}$ , значення якої збільшується зі зростанням числа “неточних” розрядів. Максимальне значення  $\varepsilon_{\text{сум}}$  визначає необхідне число додаткових розрядів. Значення  $\varepsilon_{\text{сум}}$  може бути знижено таким чином. Наявність зон перекриття дозволяє при самокалібруванні задавати значення  $A_{ax}$  з діапазону  $A_{ax \min} < A_{ax} < A_{ax \max}$ , де  $A_{ax \min}$  та  $A_{ax \max}$  при використанні НПСЧ  $\{1, \bar{1}\}$  відповідно дорівнюють:

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

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

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

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

де  $K_i(A_{ax, j})$  – цифровий еквівалент  $i$ -го розряду, отриманий як результат самокалібрування при  $A_{ax} = A_{ax, j}$ ,  $\ell$  – кількість калібрувань  $i$ -го розряду. Слід зазначити, що значення  $\varepsilon_{\text{сум}}$  у даному разі буде суттєво залежати від рівня  $A_{ax, j}$  та числа  $\ell$ .

У процесі основного аналого-цифрового перетворення цифровий еквівалент значення вхідного аналогового сигналу обчислюється у формі:

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

де  $\alpha_i$  – розрядні коефіцієнти коду, отриманого під час врівноваження,  $K_{zc}$  – код зсуву нуля, який було знайдено на етапі самокалібрування.

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

$$\Delta A_{кв.мах} = \Delta A_{кв.мах}^* + \Delta A_{\delta,кв}^I$$

та  $\Delta A_{ер.мах} = \Delta A_{ер.мах}^* + \Delta A_{\delta,ер}^I$  ,

де  $\Delta A_{\delta,кв}^I$  та  $\Delta A_{\delta,ер}^I$  – динамічні похибки I-го роду;  $\Delta A_{кв.мах}^*$  та  $\Delta A_{ер.мах}^*$  – відповідно, максимальні похибки квантування та врівноваження при безінерційному врівноваженні.

Використання в АЦП порозрядного врівноваження НПСЧ дозволяє скоротити довжину такту  $t_m$  врівноваження в порівнянні з двійковими АЦП за рахунок можливості компенсації динамічних похибок. На рис.4а показані діаграми врівноваження при скороченій довжині  $t_m = 3.0t$  для двійкового АЦП, а на рис 4б – АЦП на основі НПСЧ  $\{1, \bar{1}\}$  при  $\alpha = 1.80$ ,  $t_m = 1.8t$  з використанням форсуючого сигналу. У першому випадку виникає велика похибка врівноваження  $\Delta A_{ер} = 2.0 \cdot Q_0$  ( $Q_0$  – вага молодшого розряду АЦП). У другому  $\Delta A_{ер} = 1.5 \cdot Q_0$  задовольняє нормі.

Оцінювання припустимих значень похибок усталення  $\delta Q = \exp(-t_m / t)$  ваг розрядів під час врівноваження можна виконати за допомогою математичної моделі у вигляді  $\delta Q = f(\alpha, n, \delta Q_0)$ , де  $\delta Q_0$  – відносне значення додаткового форсуючого сигналу  $\delta A_0$ . Розроблена спеціальна методика побудови математичної моделі на основі рівнянь балансу у формі  $F(x, \alpha, n) = 0$  в “особливих” точках [9].

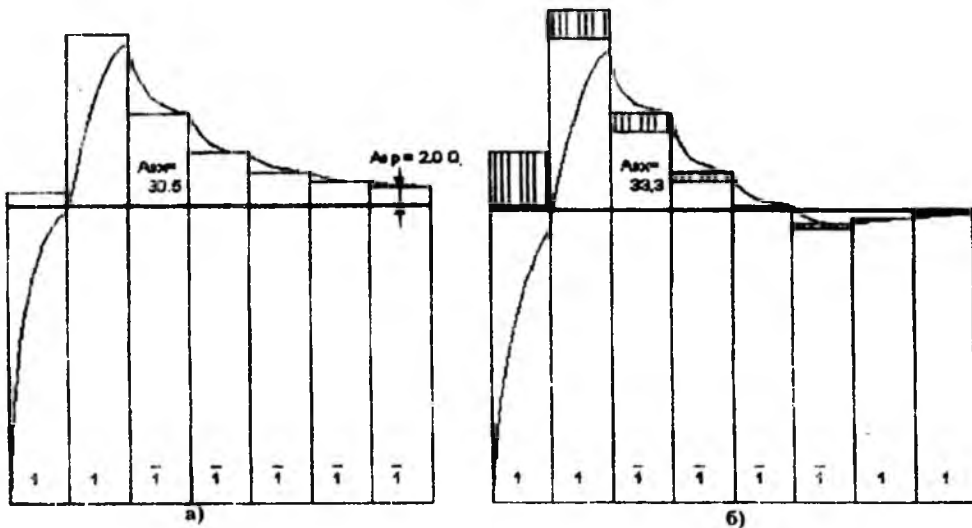


Рис. 4

До “особливих” точок відносяться ті окремі підінтервали в діапазоні кодувальної характеристики, в яких похибки квантування  $\Delta A_{кв}$ , або  $\Delta A_{ер}$  знаходяться на межі норми.

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

$$x \cdot \alpha^{n-1} \cdot (1 - x^{n-2}) + \sum_1^{n-3} x^l \cdot \alpha^l - x^{n-2} \cdot \alpha^{n-2} - \sum_1^{n-3} \alpha^l + \alpha^{n-2} - 2.5 = 0; \quad (2)$$

$$(x \cdot \alpha^{n-2} + x^2 \cdot \alpha^{n-1}) \cdot (1 - x^{n-3}) + \sum_1^{n-4} x^l \cdot \alpha^l - x^{n-3} \cdot \alpha^{n-3} - \sum_1^{n-4} \alpha^l + \alpha^{n-3} - 2.5 = 0; \quad (3)$$

$$\alpha^3 \cdot \left( \sum_1^4 x^l \cdot \alpha^l - \sum_5^9 x^l \cdot \alpha^l + \sum_{10}^{12} x^l \cdot \alpha^l \right) \cdot (1 - x^3) + x \cdot \alpha + x^2 \cdot \alpha \quad (7)$$

Математична модель  $\delta Q$  може бути зображена кусково-гладкою функцією на інтервалі  $1.3 < \alpha < 2.0$  у вигляді сукупності підінтервальних функцій

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1 & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2.0; \\ \delta Q_2 & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_1; \\ \dots & \\ \delta Q_6 & \text{якщо } 1.3 \leq \alpha \leq \alpha_6, \end{cases}$$

де  $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$  знаходяться, відповідно, із співвідношень (2) – (7) та обчислюються як функції  $\delta Q_1(\alpha, n) = \text{root}(F_1(x), x)$ ,  $\delta Q_2(\alpha, n) = \text{root}(F_2(x), x)$ , ...,  $\delta Q_6(\alpha, n) = \text{root}(F_6(x), x)$ . Межі підінтервалів або вузлові точки знаходяться в результаті сумісного розв'язання пар рівнянь, відповідно,  $\delta Q_1$  та  $\delta Q_2$ ,  $\delta Q_2$  та  $\delta Q_3$ , ...,  $\delta Q_5$  та  $\delta Q_6$ . При  $n=16$  одержані значення  $\alpha_1 \approx 1.99$ ;  $\alpha_2 \approx 1.96$ ;  $\alpha_3 \approx 1.90$ ;  $\alpha_4 \approx 1.84$ ;  $\alpha_5 \approx 1.67$ .

При зростанні  $n$  рівні  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  трохи збільшуються. Слід зауважити, що при зміні алгоритму аналого-цифрового перетворення, а також системи числення змінюються рівняння балансу, отже змінюються й значення  $\delta Q_{\max}(t)$ .

Актуальним є питання вибору оптимального значення основи системи числення  $\alpha$ . При цьому позитивний ефект, що полягає у забезпеченні прискореного перетворення, оцінюється за допомогою коефіцієнта підвищення швидкодії у вигляді:

$$\gamma_{ш} = \frac{t_{пер.2}}{t_{пер.\alpha}} \quad (8)$$

де  $t_{пер.2}$  – час перетворення при  $\alpha = 2$ ;  $t_{пер.\alpha}$  – час перетворення при НПСЧ. У випадку, коли перехідна характеристика визначається схемною функцією першого порядку [10],  $t_{пер.2} = (n+1) \cdot \ln \alpha$ ,  $t_{пер.\alpha} = -\ln(\delta Q - \delta Q_{см} \cdot \alpha)$ , де  $\delta Q_{см}$  – статична похибка формування  $A_x(t)$ . При цьому після підстановки останніх в (8) –

$$\gamma_{ш} = \frac{(n+1) \cdot \ln \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{см} \cdot \alpha)}$$

Значення  $\delta Q$  залежить від типу НПСЧ та різновиду алгоритму врівноваження. Так, зокрема, на рис. 5а приведено графічну інтерпретацію залежності  $\gamma_{ш} = f(\alpha, n)$  при  $\delta Q_{см} = 0$  для форсованого аналого-цифрового врівноваження на основі НПСЧ  $\{1, 1\}$ .

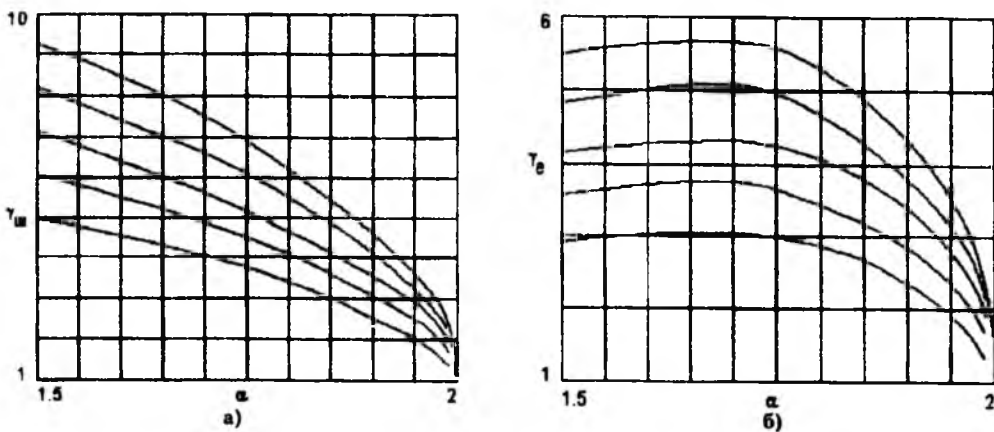


Рис. 5

Витратами в даному разі є збільшення кількості обладнання, що оцінюється коефіцієнтом подовження розрядної сітки  $\gamma_n = \ln 2 / \ln \alpha$ . У зв'язку з цим, ефективність визначається коефіцієнтом:

$$\gamma_e = \frac{\gamma_{ш}}{\gamma_n}$$

Підставляючи в останній вираз  $\gamma_n$  та  $\gamma_{ш}$ , маємо:

$$\gamma_e = \frac{(n+1) \cdot \ln \alpha^2}{\ln 2 \cdot \ln(\delta Q - \delta Q_{см} \cdot \alpha)}$$

Графічна інтерпретація залежності  $\gamma_e = f(\alpha, n)$  при  $\delta Q_{см} = 0$  приведена на рис. 5б.

Слід відзначити, що розглянуті методи підвищення точності та швидкодії перетворювачів інформації дозволяють поліпшити характеристики широкого класу пристроїв. До них належать,

зокрема, і АЦП конденсаторного типу (з накопиченням заряду, з перерозподілом заряду, циклічні тощо), які на сьогоднішній день є досить перспективними.

#### Висновки

1. Використання НПСЧ у техніці аналого-цифрового перетворення дозволяє:
  - підвищити точність аналого-цифрового перетворення у 100 та більше разів у порівнянні з первинною точністю елементної бази;
  - підвищити у 5-10 разів швидкодію АЦП порозрядного врівноваження високої розподільної здатності.

2. Найбільш ефективним уведення інформаційної надлишковості є у випадку використання НПСЧ з основою в межах 1.65-1.70. В даному разі досягається одночасно підвищення точності та максимальне збільшення швидкодії з мінімальними додатковими витратами обладнання.

#### Література

1. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи. /Под ред. В.В. Смолова и Н.А. Смирнова. -Л.: Энергия, 1967. -312с.
2. Гитис Э.И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. -Изд. 3-е, перераб. -М.: Энергия, 1975. -448с.
3. Швецкий Б.И. Электронные цифровые приборы. - 2-е изд., перераб. и доп. -К.: Техника, 1991 -191с.
4. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. - К.: Вища школа, 1976. - 256с.
5. Brubaker I., Boyacigiller Z., Dradshaw P. 14-bit makes with mPS, settles in less then 1 ms // Electronic Design-1981, April 16. -P.147-151.
6. Стахов А.П. Коды золотой пропорции. - М.: Радио и связь, 1984. - 152с.
7. Стахов А.П. Введение в алгоритмическую теорию измерения. - М.: Советское радио, 1977. - 288с.
8. Азаров А.Д. Исследование принципов построения и разработки преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основами: Дис... кан. техн. наук. - Харьков, 1980, - 174с.
9. Азаров О.Д. Прискорене аналого-цифрове перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення // Вісник Вінницького політехнічного інституту. -1993. №1. -С.22-27.
10. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. - К.: Техніка, 1967, - 610с.