

УДК 618.3

С.М. ЗАХАРЧЕНКО

### МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ АЦП ІЗ ПЕРЕРОЗПОДІЛОМ ЗАРЯДУ ЗА РАХУНОК ВИКОРИСТАННЯ ВАГОВОЇ НАДЛИШКОВОСТІ

Анотація. Проведено аналіз перехідних процесів, що виникають в АЦП із перерозподілом заряду. Запропоновано метод підвищення швидкодії, який базується на використанні вагової надлишковості.

Аннотация. Проведен анализ переходных процессов в АЦП с перераспределением заряда. Предложен метод повышения быстродействия, который базируется на использовании весовой избыточности.

Abstract. A transient process analysis for charge redistribution ADC is presented. The operation speed increase method with weight redundancy use is described.

**Ключові слова:** аналого-цифровий перетворювач, перерозподіл заряду, вагова надлишковість, конденсаторна матриця.

Основним елементом АЦП із перерозподілом заряду є конденсаторна матриця. При застосуванні матриці вагового типу верхні платівки всіх конденсаторів з'єднано між собою та підключено до входу схеми порівняння, в той же час нижні платівки конденсаторів під'єднано до ключових елементів (КЕ), через які в процесі аналого-цифрового перетворення здійснюється комутація опорної напруги [1]. Тривалість перехідних процесів в такій структурі визначається як абсолютними значеннями ємностей конденсаторів та опорів КЕ, так і ступенем узгодження останніх між собою. При цьому у випадку ідеального узгодження перехідні процеси як такі відсутні [2]. Однак внаслідок особливостей реалізації ключових елементів, температурних та часових відхилень параметрів як конденсаторів, так і опорів КЕ досягти ідеального узгодження практично неможливо.

Відомо, що застосування вагової надлишковості при побудові АЦП дає змогу збільшити швидкість останніх [3], однак дослідження, які було проведено на сьогоднішній день в даному напрямку було спрямовано на ідеалізовані (с точки зору перехідних процесів) перетворювачі, які будуються на основі струмових або резистивних ЦАП. Перехідні процеси, а також чинники, що на них впливають, в АЦП із перерозподілом заряду суттєво відрізняються. Саме тому дослідження в цьому напрямку є актуальними.

Таким чином постає **задача** підвищення швидкодії АЦП з перерозподілом заряду за рахунок використання вагової надлишковості.

Для розв'язання задачі необхідно:

1. Побудувати математичну модель перехідних процесів, що виникають в конденсаторній матриці АЦП із перерозподілом заряду;
2. Дослідити причини, що визначають тривалість такту врівноваження;
3. Запропонувати шляхи підвищення швидкодії;
4. Оцінити результати застосування запропонованих підходів.

Для побудови математичної моделі перехідних процесів в конденсаторній матриці подамо останню у вигляді, показаному на рис. 1.

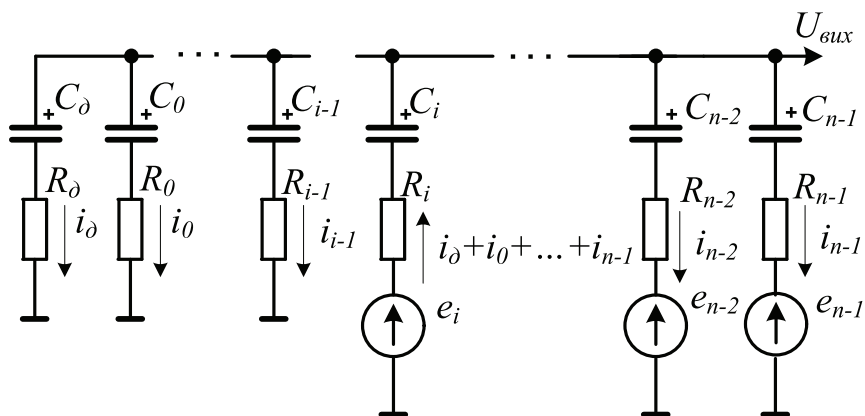


Рисунок 1 – Еквівалентна схема конденсаторної матриці.

Ємності  $C_0 \div C_{n-1}$ ,  $C_\partial$  визначають відповідні номінали конденсаторів матриці, резистори  $R_0 \div R_{n-1}$ ,  $R_\partial$  – опори ключових елементів відповідних гілок матриці,  $e_i \div e_{n-1}$  – е.р.с., що подається у відповідну гілку матриці.

Для визначення струмів та напруг в схемі на основі законів Кірхгофа побудуємо систему рівнянь в операторній формі:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_i \left( \sum_{j=0}^{i-1} I_j + \sum_{j=i+1}^{n-1} I_j + I_\delta \right) + \frac{\left( \sum_{j=0}^{i-1} I_j + \sum_{j=i+1}^{n-1} I_j + I_\delta \right)}{pC_i} - \frac{Uc_i}{p} + \frac{Uc_\delta}{p} + \frac{I_\delta}{pC_\delta} + I_\delta R_\delta = \frac{E_i}{p}; \\ R_i \left( \sum_{j=0}^{i-1} I_j + \sum_{j=i+1}^{n-1} I_j + I_\delta \right) + \frac{\left( \sum_{j=0}^{i-1} I_j + \sum_{j=i+1}^{n-1} I_j + I_\delta \right)}{pC_i} - \frac{Uc_i}{p} + \frac{Uc_0}{p} + \frac{I_0}{pC_0} + I_0 R_0 = \frac{E_i - E_0}{p}; \\ \vdots \\ R_i \left( \sum_{j=0}^{i-1} I_j + \sum_{j=i+1}^{n-1} I_j + I_\delta \right) + \frac{\left( \sum_{j=0}^{i-1} I_j + \sum_{j=i+1}^{n-1} I_j + I_\delta \right)}{pC_i} - \frac{Uc_i}{p} + \frac{Uc_{n-1}}{p} + \frac{I_{n-1}}{pC_{n-1}} + I_{n-1} R_{n-1} = \frac{E_i - E_{n-1}}{p}, \end{array} \right. \quad (1)$$

де  $Uc_k$  - напруга на  $k$ -му конденсаторі, яка сформувалась наприкінці  $(n-i-1)$ -го кроку врівноваження, на першому кроці врівноваження відповідно до алгоритму роботу АЦП із ПЗ,  $Uc_k$  дорівнює  $-U_{вх}$ ;

$I_k$  - зображення струму в  $k$ -ій гілці матриці;

$E_k/p$  - зображення е.р.с., що подається на  $k$ -ту гілку конденсаторної матриці. Відповідно алгоритму врівноваження  $E_k = U_{он}$  або  $E_k = 0$ , причому  $E_i = U_{он}$ , а  $E_\delta \div E_{i-1} = 0$ .

На основі виразу (1) отримаємо зображення для струму в  $k$ -ій гілці матриці:

$$I_k = \frac{C_k \sum_{j=1}^{n-1} \frac{C_j (E_j + Uc_j)}{p\tau_j + 1}}{(p\tau_k + 1) \sum_{j=1}^{n-1} \frac{C_j}{p\tau_j + 1}} - \frac{C_k (E_k + Uc_k)}{(p\tau_k + 1)}, \quad (2)$$

де  $\tau_i = C_i R_i$ ,  $C_{-1}, U_{-1}, Uc_{-1}, \tau_{-1}$  відповідно дорівнюють  $C_\delta, U_\delta, Uc_\delta, \tau_\delta$ .

В останньому виразі  $C_j \cdot Uc_j$  - це частка вхідного заряду, яка в даний момент зберігається на  $j$ -му конденсаторі, і в подальшому буде позначатись як  $Q_{вх_j}$ . Відповідно до закону збереження заряду

$$Q_{вх} = \sum_{j=1}^{n-1} Q_{вх_j} = \sum_{j=1}^{n-1} U_{вх} \cdot C_j, \quad \text{де } U_{вх} - \text{вхідна напруга, що подається на перетворювач.}$$

$Q_{к_j} = C_j \cdot E_j$  будемо називати компенсуючим зарядом  $j$ -ї гілки матриці, оскільки процес аналого-цифрового перетворення в АЦП з перерозподілом заряду спрямований на досягнення рівності:

$$\sum_{j=1}^{n-1} U_{вх} \cdot C_j = - \sum_{j=1}^{n-1} C_j \cdot E_j. \quad Q_j = Q_{вх_j} + Q_{к_j} \quad \text{будемо називати некомпенсованим зарядом в } j\text{-й}$$

гілці. Аналогічно  $Q = Q_{вх} + Q_{к}$  - некомпенсований заряд на матриці в цілому. Оскільки  $Q_{вх}$  є сталим значенням в межах одного циклу роботи перетворювача, то фактично процес перетворення полягає в тому, що методом послідовних наближень формується  $Q_{к}$  такий, щоб  $Q \rightarrow 0$ .

З виразу (2) витікає, що тривалість перехідного процесу в  $k$ -ій гілці матриці буде визначатись не тільки параметрами  $C_k$  та  $R_k$ , а і номіналами всіх інших конденсаторів та опорів ключових елементів. Таким чином в загальному випадку тривалість перехідного процесу на довільному  $j$ -му такті врівноваження визначатиметься як  $t_{m_j} = f(C_i, R_i)$ , де  $i = -1 \div n-1$ .

Відхилення номіналів  $C_j$  та  $R_j$  визначається технологічним допуском. Припустимо що існує певна „найгірша”, комбінація відхилень, при якій час перетворення буде максимальним, і яка має місце у випадку, коли одна частина компонентів матриці має максимальне додатне відхилення, а інша частина

– максимальне від'ємне. Оскільки ключові елементи в сучасних АЦП із перерозподілом заряду реалізуються на основі польових транзисторів, то  $R_j$  це фактично опір відкритого каналу  $j$ -го ключа. З іншого боку інтегральні конденсатори реалізуються за плівковою технологією [4], тобто точність реалізації номіналів конденсаторів матриці значно вища порівняно з точністю реалізації опорів ключових елементів. Таким чином будемо вважати, що параметри перехідних процесів здебільше визначаються саме відхиленнями номіналів опорів ключових елементів, а впливом похибок номіналів конденсаторів на динамічні характеристики будемо нехтувати.

Нехай максимальне відносне відхилення номіналів опорів ключових елементів становить  $\delta R$ , тоді номінали опорів ключових елементів з додатнім і від'ємним відхиленням відповідно становитимуть  $R_i^+ = R_i(1 + \delta R)$  та  $R_i^- = R_i(1 - \delta R)$ . Аналогічно стала часу для гілок з додатнім і від'ємним відхиленнями дорівнюватиме  $\tau^+ = \tau(1 + \delta R)$  та  $\tau^- = \tau(1 - \delta R)$ . З урахуванням останнього після перетворень вираз (2) набуває вигляду:

$$I_k = \frac{C_k(Q^+(p\tau^- + 1) + Q^-(p\tau^+ + 1))}{C_\Sigma(p\tau^+ + 1)(p\tau^- + 1)} - \frac{Q_k}{(p\tau_k + 1)}, \quad (3)$$

де  $Q^+$  та  $Q^-$  – сумарний некомпенсований заряд в гілках з додатнім і від'ємним відхиленням відповідно;

$$\tau' = \frac{C_\Sigma^- \cdot \tau^+ + C_\Sigma^+ \cdot \tau^-}{C_\Sigma}, \quad \text{де } C_\Sigma^+ = \sum C_j^+ \text{ – сумарна ємність всіх конденсаторів матриці, що}$$

знаходяться в гілках з додатнім відхиленням та  $C_\Sigma^- = \sum C_j^-$  – сумарна ємність всіх конденсаторів матриці, що знаходяться в гілках з від'ємним відхиленням.

Отримавши оригінал струму з виразу (3) та зробивши відповідні перетворення напруга на виході конденсаторної матриці на  $i$ -му кроці врівноваження визначатиметься виразом

$$U_{\text{вих}}(t) = \frac{Q_i}{C_\Sigma} \cdot \left[ 1 - \left( 1 - \frac{\tau_i^*}{\tau'} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau'}} \right], \quad (4)$$

$$\text{де } Q_i = -U_{\text{вх}} \cdot C_\Sigma + U_{\text{он}} \cdot \sum_{j=n-i}^{n-1} a_j \cdot C_j, \quad \tau_i^* = \frac{Q_i^+ \tau^- + Q_i^- \tau^+}{Q_i}.$$

Таким чином за вищезазначених умов перехідний процес є одно-експонентним, тому в подальшому вираз (4) будемо називати 1-е моделлю. Графічну інтерпретацію виразу (4) для різних варіантів співвідношення  $\tau_i^*$  та  $\tau'$  показано на рис.2.

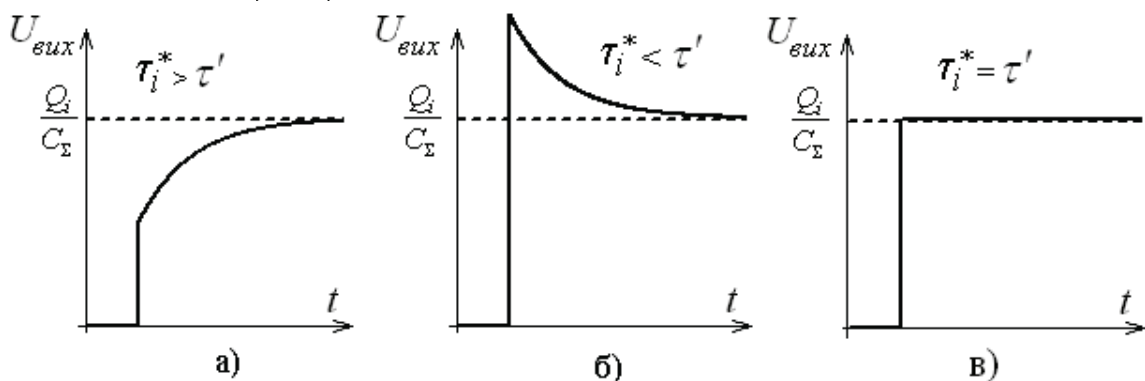


Рисунок 2 – Перехідний процес на конденсаторній матриці при використанні 1-е моделі

Як вище було зазначено, тривалість перехідних процесів визначається комбінацією відхилень сталих часу окремих гілок матриці, при цьому існує так звана „найгірша” комбінація, при якій для певного значення  $U_{\text{вх}}$  спостерігається максимальна похибка диференційної або інтегральної лінійності. Для опису комбінації відхилень сталих часу будемо використовувати вектор  $\mathbf{K}$  та відносне відхилення сталої часу  $\delta\tau$ . Таким чином, якщо  $K_i = 1$ , то відповідно відхилення сталої часу  $i$ -ої гілки становитиме  $\delta\tau_i = +\delta\tau$ , а якщо  $K_i = -1$  –  $\delta\tau_i = -\delta\tau$ . Вектор  $\mathbf{K}$ , який відповідає „найгіршій” комбінації будемо

називати „особливим” і позначати як  $K_o$ , а значення вхідної напруги, при якому спостерігатиметься максимальна похибка ДНЛ або ІНЛ будемо називати „особливим” значенням вхідного сигналу і позначати як  $U_o$ .

Для знаходження  $K_o$  та  $U_o$  було розроблено спеціалізоване програмне забезпечення. Дослідження показало, що незалежно від системи числення  $K_o = 1, -1, -1 \dots -1$ , а кодовий еквівалент  $U_o - N_o = 1, 0, 0 \dots 0$ . Діаграму врівноваження для цього випадку показано на рис. 3а. З рисунку видно, що похибка обумовлена невірним включенням „1” в старшому розряді.

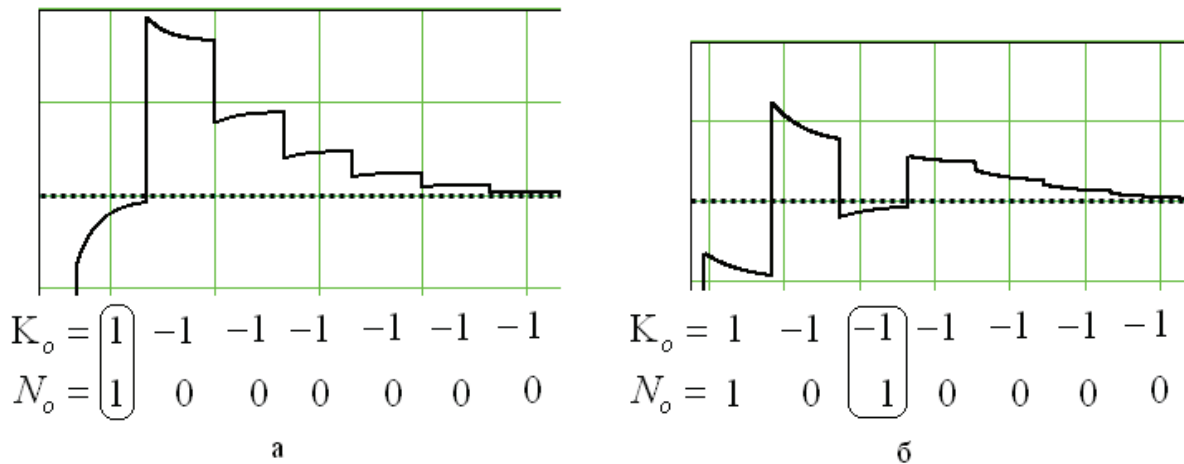


Рисунок 3 – Діаграми врівноваження для „найгіршого” випадку: а – без використання форсуючого сигналу, б – з використанням форсуючого сигналу тільки в гілках з додатнім відхиленням сталої часу.

Для уникнення даної ситуації пропонується для гілок матриці з додатнім відхиленням сталої часу в момент включення здійснювати процедуру „форсування”, тобто зменшувати сталу часу. З практичної точки зору це може бути реалізовано за допомогою додаткового форсуючого ключа, підключеного паралельно основному.

Для дослідження цього підходу не виходячи за межі 1-е моделі припускається, що в момент комутації опорної напруги в будь-яку гілку матриці, стала часу цієї гілки дорівнює  $+\delta\tau$ , на інших етапах врівноваження – приймає справжнє значення. Застосування такого підходу дозволило дещо зменшити тривалість такту врівноваження. Однак дослідження показало, що обмежуючим фактором подальшого збільшення швидкодії є відсутність форсування в гілках з „від’ємним” відхиленням, як це демонструє рис. 3б.

З метою подальшого покращення швидкісних характеристик перетворювача було запропоновано здійснювати форсування як в гілках з „додатнім”, так і „від’ємним” відхиленням. Для дослідження цього підходу було розроблено двоекспонентну модель (2-е модель). Вихідна напруга в даному випадку описується виразом:

$$U_{\text{вих}}(t) = \frac{Q_i}{C_\Sigma} \cdot \left[ 1 + K_i'' \frac{(\tau^+ - \tau'')}{Q_i} \cdot e^{-\frac{t}{\tau''}} + K_i''' \frac{(\tau^+ - \tau''')}{Q_i} \cdot e^{-\frac{t}{\tau'''}} \right], \text{ де}$$

$$K_i'' = \frac{Q^+(\tau'' - \tau^-)(\tau'' - \tau_i) + Q^-(\tau'' - \tau^+)(\tau'' - \tau_i) + Q_i(\tau'' - \tau^+)(\tau'' - \tau^-)}{(\tau'' - \tau''')(\tau'' - \tau^+)\tau''},$$

$$K_i''' = \frac{Q^+(\tau''' - \tau^-)(\tau''' - \tau_i) + Q^-(\tau''' - \tau^+)(\tau''' - \tau_i) + Q_i(\tau''' - \tau^+)(\tau''' - \tau^-)}{(\tau''' - \tau'')(\tau''' - \tau^+)\tau'''},$$

$$\tau'' = \frac{2A}{B + \sqrt{B^2 - 4AC_\Sigma}}, \quad \tau''' = \frac{2A}{B + \sqrt{B^2 + 4AC_\Sigma}},$$

$$A = C^+ \tau^- \tau_i + C^- \tau^+ \tau_i + C_i \tau^+ \tau^-, \quad B = C^+(\tau^- + \tau_i) + C^-(\tau^+ + \tau_i) + C_i(\tau^+ + \tau^-).$$

Результати проведених досліджень на прикладі 8-ми розрядного перетворювача при застосуванні різних варіантів форсування наведені на рис.4.

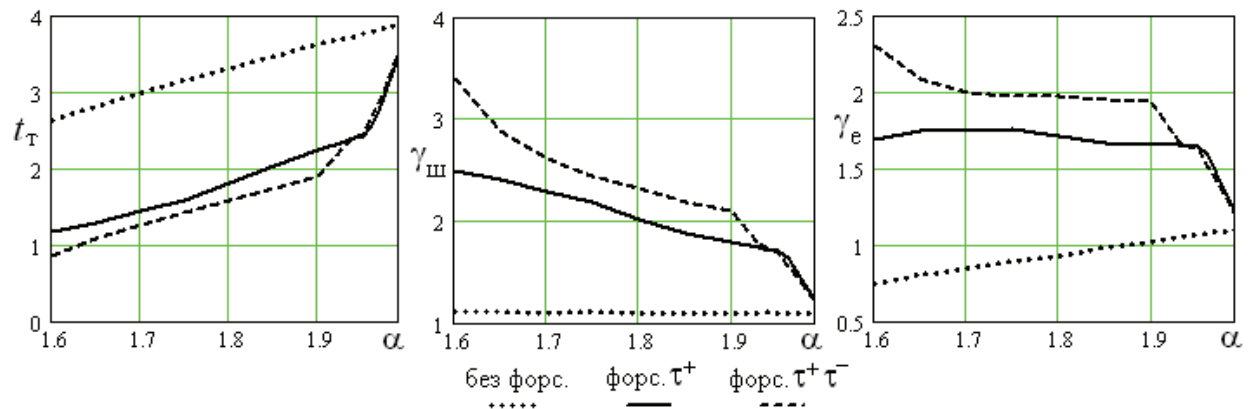


Рисунок 4 – Графічна інтерпретація дослідження різних варіантів форсування

На рис.4  $t_{T\alpha}$  - тривалість такту врівноваження в „найгіршому” випадку для системи числення  $\alpha$ ,  $\gamma_{ш} = \frac{t_{T2}}{t_{T\alpha}} \cdot \gamma_n$  - коефіцієнт підвищення швидкодії, де  $t_{T2}$  - тривалість такту врівноваження в „найгіршому” випадку для двійкової системи числення,  $\gamma_n = \ln 2 / \ln \alpha$  - коефіцієнт подовження розрядної сітки,  $\gamma_e = \gamma_{ш} / \gamma_n$  - коефіцієнт ефективності.

#### Висновки

В статті розглянуто метод підвищення швидкодії АЦП із перерозподілом заряду за рахунок використання вагової надлишковості. Показано, що за умови використання системи числення з розрядними коефіцієнтами  $\{1,0\}$  для досягнення ефекту необхідно здійснювати процедуру форсування, яка полягає в зменшенні сталої часу гілки матриці, в якій відбувається комутація опорної напруги. Доведено, що форсування потребують як гілки з додатнім відхиленням сталої часу, так і з від’ємним, причому в цьому випадку спостерігається максимальне збільшення швидкодії.

#### Література

1. McCreary J.L. All-MOS charge redistribution analog-to-digital conversion techniques - Part 1/ James L. McCreary, Paul R. Gray // IEEE J. Solid-State Circuits. - 1975. - Vol.10. - P.371-379.
2. Захарченко С.М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення/ Захарченко С.М., Азаров О.Д., Харьков О.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 235 с. – ISBN 966-641-141-5.
3. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення/ Азаров О.Д. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2004. - 260 с. – ISBN
4. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами/ Я.Мулявка; пер. с пол. М.П. Шарапова – М.: Мир, 1992. - 416 с. – ISBN 5-03-002017-9.

#### Відомості про автора

**Захарченко Сергій Михайлович** – к.т.н., доцент, Україна, м. Вінниця, Вінницький національний технічний університет, кафедра обчислювальної техніки, доцент, тел.: (0432)-598482