

УДК 681.3

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ПРИ ПОРОЗРЯДНОМУ ВРІВНОВАЖЕННІ В АЦП ІЗ ПЕРЕРОЗПОДІЛОМ ЗАРЯДУ

С.М. Захарченко, О.Д. Азаров, О.М. Харьков, Ю.В. Тележкіна

Вступ

АЦП послідовного наближення є найпоширенішим різновидом перетворювачів форми інформації, що випускаються провідними фірмами, такими як Analog Devices, Texas Instruments, Intersil тощо [1]. Серед цих АЦП вагоме місце посідають перетворювачі з перерозподілом заряду. Так, фірма Analog Devices випускає такі пристрої під спеціально створеною торговою маркою PulSAR™. Головними перевагами АЦП з перерозподілом заряду є проста структурна реалізація, низька споживана потужність, висока технологічність та відносно висока швидкодія.

Однак використання традиційної, двійкової системи числення накладає принципові обмеження щодо підвищення швидкодії цих пристроїв. Це обумовлено, зокрема, необхідністю очікування завершення перехідних процесів, що відбуваються в конденсаторній матриці в процесі перерозподілу заряду. Спроба зменшення постійної часу перехідних процесів за рахунок використання С-2С матриць [2] та комбінованих R-С дільників [3] призводить до погіршення точності [2] та ускладнення структури пристрою [3]. Водночас використання вагової надлишковості у вигляді НПСЧ дає можливість для збільшення швидкодії АЦП, побудованих на матрицях резистивного типу, як показано в роботі [4]. Збільшення швидкодії АЦП базується на суттєвому зменшенні тривалості такту аналого-цифрового перетворення. Базовою ідеєю є компенсація динамічних похибок, пов'язаних із скороченням такту аналого-цифрового перетворення, за рахунок вагової надлишковості. Однак для впровадження цієї ідеї в АЦП з перерозподілом заряду необхідно провести дослідження перехідних процесів, що виникають в конденсаторній матриці при врівноваженні вхідного сигналу.

Мета дослідження

Отримати математичну модель перехідних процесів у конденсаторній матриці АЦП з перерозподілом заряду, що дозволить оцінити потенційні можливості щодо використання вагової надлишковості для скорочення такту аналого-цифрового перетворення і підвищення швидкодії АЦП у цілому.

Для досягнення мети необхідно розв'язати такі задачі:

- побудувати еквівалентну схему конденсаторної матриці АЦП із перерозподілом заряду;
- отримати математичні співвідношення, що описуватимуть перехідні процеси на виході конденсаторної матриці;
- визначити залежності між характеристиками перехідних процесів та параметрами конденсаторної матриці;
- визначити умови, за яких перехідні процеси в конденсаторній матриці будуть найтривалішими.

Основна частина

Швидкодія АЦП із перерозподілом заряду суттєво залежить від динамічних характеристик аналогових вузлів [5,6,7], зокрема слід відзначити, що характер змінення напруги на виході конденсаторної матриці i , відповідно, на вході схеми порівняння визначає тривалість одного такту врівноваження i , отже, в цілому визначає швидкодію перетворювача. Таким чином, дослідження перехідних процесів, що відбуваються в АЦП із перерозподілом заряду на різних кроках врівноваження, дає можливість визначити основні чинники, що впливають на його швидкодію, та запропонувати шляхи підвищення останньої [7]. Для дослідження динамічних характеристик АЦП із перерозподілом заряду скористаємося елементами теорії електричних схем [8].

Робота АЦП із перерозподілом заряду складається з трьох етапів [9]: вибирання вхідного сигналу (функцію схеми вибирання та зберігання виконує конденсаторна матриця), інвертування напруги на конденсаторній матриці та останній етап – перерозподіл заряду на конденсаторах матриці. Останній етап є найтривалішим і саме його тривалість фактично і визначає швидкодію АЦП в цілому. На рис. 1 представлено еквівалентну схему конденсаторної матриці n -розрядного АЦП на першому кроці етапу перерозподілу заряду.

Тут - $C_{n-1} \div C_{\infty}$ - конденсатори матриці, $R_{n-1} \div R_{\infty}$ - резистори, які дозволяють врахувати кінцевий опір ключового елемента, що комутує відповідний конденсатор. Точка А – вихід

конденсаторної матриці і відповідно вхід схеми порівняння.

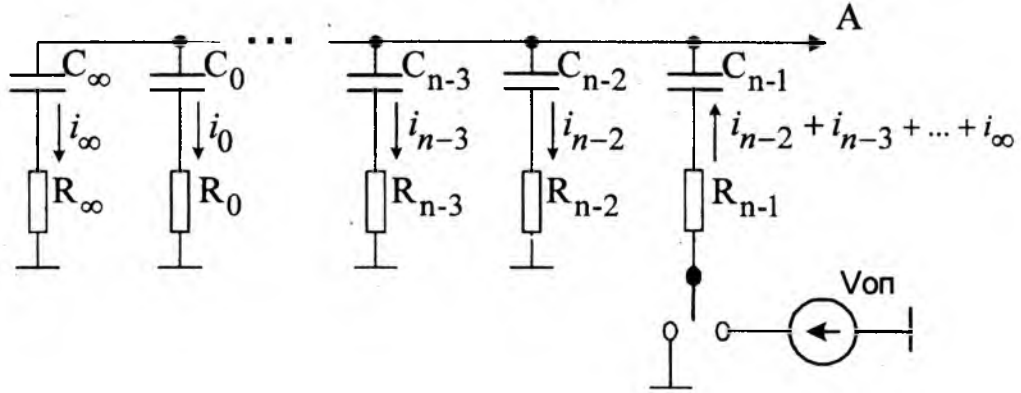


Рис. 1 – Еквівалентна схема конденсаторної матриці на першому кроці етапу перерозподілу заряду

Скориставшись другим законом Кірхгофа для $t > 0$, отримаємо систему диференціальних рівнянь, що описує перехідні процеси у схемі на рис. 1.

$$\begin{cases} R_{n-1} \cdot (i_{n-2} + \dots + i_{\infty}) + \frac{1}{C_{n-1}} \cdot \int (i_{n-2} + \dots + i_{\infty}) dt + \frac{1}{C_{n-2}} \cdot \int i_{n-2} dt + i_{n-2} \cdot R_{n-2} = U_{on}; \\ R_{n-1} \cdot (i_{n-2} + \dots + i_{\infty}) + \frac{1}{C_{n-1}} \cdot \int (i_{n-2} + \dots + i_{\infty}) dt + \frac{1}{C_{n-3}} \cdot \int i_{n-3} dt + i_{n-3} \cdot R_{n-3} = U_{on}; \\ \dots \\ R_{n-1} \cdot (i_{n-2} + \dots + i_{\infty}) + \frac{1}{C_{n-1}} \cdot \int (i_{n-2} + \dots + i_{\infty}) dt + \frac{C}{C_{\infty}} \cdot \int i_{\infty} dt + i_{\infty} \cdot R_{\infty} = U_{on}. \end{cases} \quad (1)$$

Для розв'язання системи диференціальних рівнянь (1) за допомогою перетворення Лапласа перейдемо до системи лінійних рівнянь (2)

$$\begin{cases} R_{n-1} \cdot (I_{n-2} + \dots + I_{\infty}) + \frac{I_{n-2} + \dots + I_{\infty}}{p \cdot C_{n-1}} + \frac{I_{n-2}}{p \cdot C_{n-2}} + I_{n-2} \cdot R_{n-2} = \frac{U_{on}}{p}; \\ R_{n-1} \cdot (I_{n-2} + \dots + I_{\infty}) + \frac{I_{n-2} + \dots + I_{\infty}}{p \cdot C_{n-1}} + \frac{I_{n-3}}{p \cdot C_{n-3}} + I_{n-3} \cdot R_{n-3} = \frac{U_{on}}{p}; \\ \dots \\ R_{n-1} \cdot (I_{n-2} + \dots + I_{\infty}) + \frac{I_{n-2} + \dots + I_{\infty}}{p \cdot C_{n-1}} + \frac{I_{\infty}}{p \cdot C_{\infty}} + I_{\infty} \cdot R_{\infty} = \frac{U_{on}}{p}. \end{cases} \quad (2)$$

де $I_{n-2}(p) \div I_{\infty}(p)$ - відповідно зображення по Лапласу від функцій оригіналів $i_{n-2}(t) \div i_{\infty}(t)$. Розв'яжемо рівняння (2) відносно I_{n-2} . Для цього віднімемо від першого рівняння друге. В результаті отримаємо:

$$\frac{I_{n-2}}{p \cdot C_{n-2}} + I_{n-2} \cdot R_{n-2} = \frac{I_{n-3}}{p \cdot C_{n-3}} + I_{n-3} \cdot R_{n-3},$$

звідки

$$I_{n-3} = I_{n-2} \cdot \frac{(1 + R_{n-2} \cdot C_{n-2} \cdot p) \cdot C_{n-3}}{(1 + R_{n-3} \cdot C_{n-3} \cdot p) \cdot C_{n-2}}. \quad (3)$$

Позначимо $R_i \cdot C_i$ як τ_i та виконаємо аналогічні дії для першого і третього рівнянь системи (2), далі першого і четвертого і т.п. В результаті отримаємо:

$$\begin{aligned}
 I_{n-3} &= I_{n-2} \cdot \frac{(1 + \tau_{n-2} \cdot p) \cdot C_{n-3}}{(1 + \tau_{n-3} \cdot p) \cdot C_{n-2}}; \\
 I_{n-4} &= I_{n-2} \cdot \frac{(1 + \tau_{n-2} \cdot p) \cdot C_{n-4}}{(1 + \tau_{n-4} \cdot p) \cdot C_{n-2}}; \\
 I_{\infty} &= I_{n-2} \cdot \frac{(1 + \tau_{n-2} \cdot p) \cdot C_{\infty}}{(1 + \tau_{\infty} \cdot p) \cdot C_{n-2}}.
 \end{aligned} \tag{4}$$

Підставивши (4) в перше рівняння системи (2) та виконавши необхідні перетворення, отримаємо:

$$I_{n-2} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2}}{\left(\frac{\tau_{n-1} \cdot p + 1}{C_{n-1}} \right) \cdot \left(C_{n-2} + C_{n-3} \cdot \frac{1 + p \cdot \tau_{n-2}}{1 + p \cdot \tau_{n-1}} + \dots + C_{\infty} \cdot \frac{1 + p \cdot \tau_{n-2}}{1 + p \cdot \tau_{\infty}} \right) + p \cdot \tau_{n-2} + 1}, \tag{5}$$

або

$$I_{n-2} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2}}{\left(\frac{\tau_{n-1} \cdot p + 1}{C_{n-1}} \right) \cdot \left(C_{n-1} \cdot \frac{1 + p \cdot \tau_{n-2}}{1 + p \cdot \tau_{n-1}} + C_{n-2} + C_{n-3} \cdot \frac{1 + p \cdot \tau_{n-2}}{1 + p \cdot \tau_{n-3}} + \dots + C_{\infty} \cdot \frac{1 + p \cdot \tau_{n-2}}{1 + p \cdot \tau_{\infty}} \right)}.$$

Припустимо, що постійні часу в усіх гілках конденсаторної матриці однакові, тобто $\tau_{n-1} = \tau_{n-2} = \dots = \tau_{\infty}$. У цьому випадку рівняння (5) набуде вигляду:

$$I_{n-2} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2}}{\left(\frac{\tau \cdot p + 1}{C_{n-1}} \right) \cdot (C_{n-1} + C_{n-2} + \dots + C_{\infty})}.$$

Позначивши $C_{n-1} + C_{n-2} + \dots + C_{\infty}$ як C_{Σ} (загальна ємність конденсаторної матриці) та виконавши відповідні перетворення, отримаємо:

$$I_{n-2} = \frac{U_{on} \cdot \frac{C_{n-2} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}}}{p + \frac{1}{\tau}}. \tag{6}$$

Скориставшись виразом (6), отримаємо функцію оригінала струму i_{n-2} :

$$i_{n-2} = U_{on} \cdot \frac{C_{n-2} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} \cdot \tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{7}$$

Відповідно до другого закону Кірхгофа напруга в точці А становитиме

$$U_A = i_{n-2} \cdot R_{n-2} + \frac{0}{C_{n-2}}. \tag{8}$$

Підставивши (7) у (8) та виконавши необхідні перетворення, отримаємо:

$$U_A = U_{on} \cdot \frac{C_{n-1}}{C_{\Sigma}}. \quad (9)$$

З виразу (9) випливає, що у випадку ідеального узгодження постійних часу всіх гілок конденсаторної матриці відбувається миттєве змінєння напруги на вході схеми порівняння, а перехідні процеси як такі відсутні.

Водночас, слід зауважити, що випадок абсолютної узгодженості постійних часу з практичної точки зору реалізувати неможливо через низку об'єктивних причин, зокрема:

1) точність реалізації інтегральних конденсаторів є обмеженою і визначається особливостями технологічного процесу;

2) опір ключових елементів визначається опорами стік-витік відкритого МОН транзистора і суттєво залежить від доданої напруги;

3) діапазон номіналів C_i та R_i визначається роздільною здатністю АЦП, і становить тисячі разів, що також суттєво ускладнює досягнення стабільної постійної часу;

4) вплив температурних та часових чинників.

Розглянемо, який вигляд має напруга на вході схеми порівняння у випадку відхилень номіналів резисторів і конденсаторів у певних гілках конденсаторної матриці.

Оскільки $\tau_i = C_i \cdot R_i$, то, звичайно, причиною відхилення τ_i можуть бути як наявність δC_i , так і δR_i , де δC_i та δR_i - відносні відхилення відповідно i -го конденсатора і i -го резистора від ідеального значення. Припустимо, що має місце відхилення тільки номіналу конденсатора найбільшої ємності C_{n-1} , причому всі інші елементи схеми є ідеальними. В такому випадку вираз (5) набуде вигляду:

$$I_{n-2}^{\delta C_{n-1}} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2}}{\left(\frac{\tau \cdot (1+\delta) \cdot p + 1}{C_{n-1} \cdot (1+\delta)} \right) \cdot (C_{\Sigma} - C_{n-1}) + p \cdot \tau + 1}, \quad (10)$$

де δ – відносне відхилення номіналу C_{n-1} -го конденсатора від його ідеального значення.

Виконавши необхідні перетворення і скорочення, отримаємо:

$$I_{n-2}^{\delta C_{n-1}} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} \cdot \tau} \cdot \frac{1}{p + \frac{C_{\Sigma} + C_{n-1} \cdot \delta}{C_{\Sigma} \cdot \tau \cdot (1+\delta)}}$$

а відповідний оригінал:

$$I_{n-2}^{\delta C_{n-1}} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} \cdot \tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau} \cdot \frac{C_{\Sigma} + C_{n-1} \cdot \delta}{C_{\Sigma} \cdot (1+\delta)}}. \quad (11)$$

Підставивши (11) в (8) та виконавши необхідні перетворення, отримаємо:

$$U_{n-2}^{\delta C_{n-1}} = \left(\frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}} - \frac{U_{on} \cdot C_{n-1} \cdot (1+\delta)}{C_{\Sigma} + C_{n-1} \cdot \delta} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau} \cdot \frac{C_{\Sigma} + C_{n-1} \cdot \delta}{C_{\Sigma} \cdot (1+\delta)}} + \frac{U_{on} \cdot C_{n-1} \cdot (1+\delta)}{C_{\Sigma} + C_{n-1} \cdot \delta}. \quad (12)$$

Нехай має місце тільки відхилення номіналу R_{n-1} -го резистора. У цьому випадку вираз (5)

матиме вигляд:

$$I_{n-2}^{\delta R_{n-1}} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2}}{\left(\frac{\tau \cdot (1+\delta) \cdot p+1}{C_{n-1}} \right) \cdot (C_{\Sigma} - C_{n-1}) + p \cdot \tau + 1} \quad (13)$$

Після перетворень отримаємо:

$$I_{n-2}^{\delta R_{n-1}} = \frac{\frac{U_{on} \cdot C_{n-2} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} \cdot \tau \cdot (1+\delta) - \tau \cdot C_{n-1} \cdot \delta}}{p + \frac{C_{\Sigma}}{\tau \cdot (C_{\Sigma} \cdot (1+\delta) - C_{n-1} \cdot \delta)}}$$

Оригінал струму та напруга на вході схеми порівняння відповідно становитимуть:

$$i_{n-2}^{\delta R_{n-1}} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} \cdot \tau \cdot (1+\delta) - C_{n-1} \cdot \delta} \cdot e^{-\frac{t}{\tau} \frac{C_{\Sigma}}{C_{\Sigma} \cdot (1+\delta) - C_{n-1} \cdot \delta}}, \quad (14)$$

$$U_A^{\delta R_{n-1}} = \left(\frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} \cdot \tau \cdot (1+\delta) - C_{n-1} \cdot \delta} - \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau} \frac{C_{\Sigma}}{C_{\Sigma} \cdot (1+\delta) - C_{n-1} \cdot \delta}} + \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}} \quad (15)$$

Графічні інтерпретації (12) та (15) наведено на рис. 2. На рис. 3а і 3б наведено залежності амплітуди „стрибка” $\Delta A^{\delta C}(\delta C)$ та відхилення постійної часу $\Delta \tau(\delta C)$. Графіки залежностей $\Delta A(\delta R)$ та $\Delta \tau(\delta R)$ мають вигляд, аналогічний 3а та 3б, тому їх окремо не наведено.

Вирази 12 та 15 описують перехідні процеси у випадку, коли опорна напруга комутується на вхід гілки конденсаторної матриці, що містить неідеальні компоненти. Нехай неідеальності спостерігаються у гілці n-2. Зображення струмів у випадку відхилення номіналу C_{n-2} та R_{n-2} визначатимуться виразами:

$$I_{n-2}^{\delta C} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2} \cdot (1+\delta)}{\frac{\tau \cdot p+1}{C_{n-1}} \left(C_{n-2} \cdot (1+\delta) + C_{n-3} \cdot \frac{\tau \cdot (1+\delta) \cdot p+1}{1+p \cdot \tau} + \dots + C_{\infty} \cdot \frac{\tau \cdot (1+\delta) \cdot p+1}{1+p \cdot \tau} \right) + p \cdot \tau \cdot (1+\delta) + 1}, \quad (16)$$

$$I_{n-2}^{\delta R} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-2}}{\frac{\tau \cdot p+1}{C_{n-1}} \left(C_{n-2} + C_{n-3} \cdot \frac{\tau \cdot (1+\delta) \cdot p+1}{1+p \cdot \tau} + \dots + C_{\infty} \cdot \frac{\tau \cdot (1+\delta) \cdot p+1}{1+p \cdot \tau} \right) + p \cdot \tau \cdot (1+\delta) + 1} \quad (17)$$

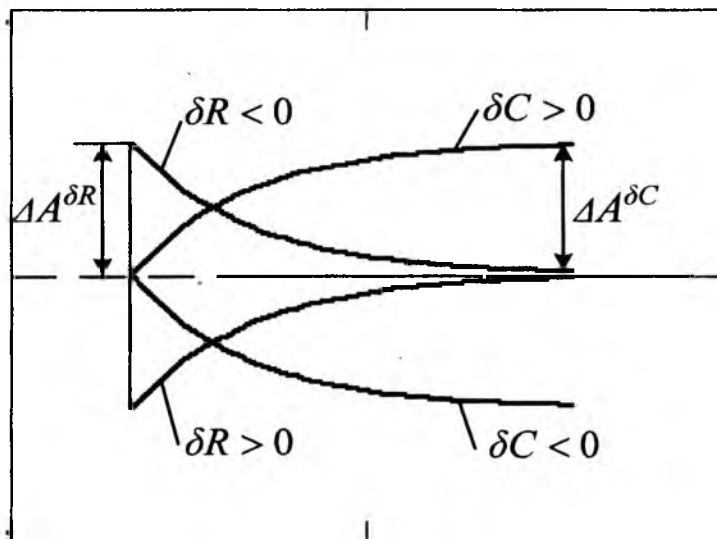


Рис. 2 – Графічні інтерпретації (12) та (15)

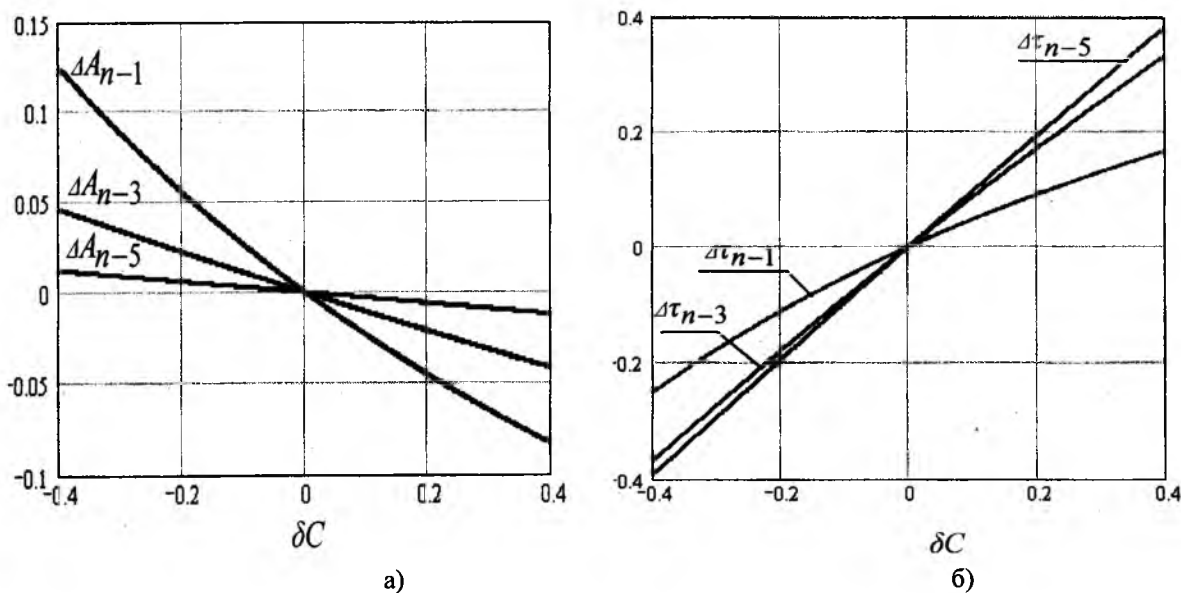


Рис. 3 – Залежності $\Delta A(\delta C)$ (а) та $\Delta \tau(\delta C)$ (б)

Зробивши перетворення та підстановки аналогічно тим, що було здійснено вище, отримаємо:

$$U_A^{\delta C_{n-1}} = \left(\frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}} - \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} + \delta \cdot C_{n-2}} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau} \frac{C_{\Sigma} + \delta \cdot C_{n-2}}{C_{\Sigma} \cdot (1+\delta)}} + \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma} + \delta \cdot C_{n-2}}, \quad (18)$$

$$U_A^{\delta R_{n-1}} = \left(\frac{U_{on} \cdot C_{n-1} \cdot (1+\delta)}{C_{\Sigma} + C_{\Sigma} \cdot \delta \cdot C_{n-2} \cdot \delta} - \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau} \frac{C_{\Sigma}}{C_{\Sigma} + C_{\Sigma} \cdot \delta \cdot C_{n-2} \cdot \delta}} + \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_{\Sigma}}. \quad (19)$$

Узагальнивши вирази (12), (15), (18), (19), отримаємо вирази для опису перехідних процесів на вході схеми порівняння у випадку наявності відхилення в C_i або R_i при комутації опорної напруги на j -ту гілку матриці.

$$U_{Aj}^{\delta C_i} = \begin{cases} \frac{U_{on} \cdot C_j}{C_\Sigma} \cdot \left(1 - \frac{C_\Sigma \cdot (1+\delta)}{C_\Sigma + C_i \cdot \delta} \right) \cdot e^{-\frac{t \cdot C_\Sigma + C_i \cdot \delta}{\tau \cdot C_\Sigma \cdot (1+\delta)}} + \frac{C_\Sigma \cdot (1+\delta)}{C_\Sigma - C_i \cdot \delta}, & i = j \\ \frac{U_{on} \cdot C_j}{C_\Sigma} \cdot \left(1 - \frac{C_\Sigma}{C_\Sigma + C_i \cdot \delta} \right) \cdot e^{-\frac{t \cdot C_\Sigma + C_i \cdot \delta}{\tau \cdot C_\Sigma \cdot (1+\delta)}} + \frac{C_\Sigma}{C_\Sigma + C_i \cdot \delta}, & i \neq j \end{cases} \quad (20)$$

$$U_{Aj}^{\delta R_i} = \begin{cases} \frac{U_{on} \cdot C_j}{C_\Sigma} \cdot \left(\frac{C_\Sigma}{C_\Sigma(1+\delta) - C_i \cdot \delta} - 1 \right) \cdot e^{-\frac{t \cdot C_\Sigma}{\tau \cdot C_\Sigma \cdot (1+\delta) - C_i \cdot \delta}} + 1, & i = j \\ \frac{U_{on} \cdot C_j}{C_\Sigma} \cdot \left(\frac{C_\Sigma \cdot (1+\delta)}{C_\Sigma(1+\delta) - C_i \cdot \delta} - 1 \right) \cdot e^{-\frac{t \cdot C_\Sigma}{\tau \cdot C_\Sigma \cdot (1+\delta) - C_i \cdot \delta}} + 1, & i \neq j \end{cases} \quad (21)$$

Слід зауважити, що в реальних пристроях можуть мати місце довільні комбінації похибок δC_i , δR_i , де $i \in [0 .. n-1]$. Однак, проаналізувавши (20) та (21), неважко визначити найгіршу комбінацію похибок, яка призведе до максимальної амплітуди „стрибка” при комутації. Це станеться у випадку, коли $\tau'_{n-1} = (\tau_{n-1} + \delta)$, $\tau'_{n-2} = (\tau_{n-2} - \delta)$, ..., $\tau'_\infty = (\tau_\infty - \delta)$, де τ'_∞ - реальне значення постійної часу i -ї гілки конденсаторної матриці.

Скориставшись вище наведеним методом розрахунку, отримаємо вирази, що характеризують перехідні процеси у цьому випадку:

$$U_A^{\delta C} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_\Sigma} \cdot \left(1 - \frac{C_\Sigma \cdot (1+\delta)}{C_\Sigma \cdot (1-\delta) + 2 \cdot \delta \cdot C_{n-2}} \right) \cdot e^{-\frac{t \cdot C_\Sigma \cdot (1-\delta) + 2 \cdot \delta \cdot C_{n-2}}{\tau \cdot C_\Sigma \cdot (1-\delta^2)}} + \frac{C_\Sigma \cdot (1+\delta)}{C_\Sigma \cdot (1-\delta) + 2 \cdot \delta \cdot C_{n-1}},$$

$$U_A^{\delta R} = \frac{U_{on} \cdot C_{n-1}}{C_\Sigma} \cdot \left(\frac{C_\Sigma \cdot (1-\delta)}{C_\Sigma \cdot (1+\delta) - 2 \cdot \delta \cdot C_{n-1}} - 1 \right) \cdot e^{-\frac{t \cdot C_\Sigma}{\tau \cdot C_\Sigma \cdot (1+\delta) + 2 \cdot C_{n-1} \cdot \delta}} + 1,$$

де $U_A^{\delta C}$ та $U_A^{\delta R}$ - напруга на вході схеми порівняння при відхиленнях τ за рахунок відхилень конденсаторів та резисторів відповідно. Графічна інтерпретація залежностей $\Delta A(\delta C)$, $\Delta A(\delta R)$ та $\Delta \tau(\delta C)$, $\Delta \tau(\delta R)$ наведено на рис. 4.

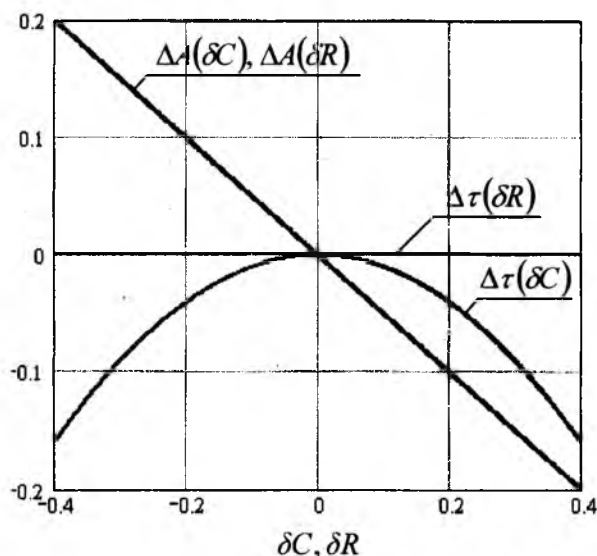


Рис.4 – Графічна інтерпретація залежностей $\Delta A(\delta C)$, $\Delta A(\delta R)$ та $\Delta \tau(\delta C)$, $\Delta \tau(\delta R)$

Висновки

Розроблено математичну модель перехідних процесів при порозрядному врівноваженні в АЦП із перерозподілом заряду, використання якої дозволяє:

- для довільної системи числення визначити співвідношення між номіналами конденсаторів та опорами ключових елементів, за яких тривалість перехідних процесів у конденсаторній матриці буде мінімальною;
- для довільної системи числення визначити таку комбінацію параметрів конденсаторної матриці, за якої тривалість перехідних процесів буде найбільшою що свідчить про необхідність уникати цієї комбінації;
- оцінити мінімально допустиму тривалість такту врівноваження залежно від основи системи числення, на основі чого оцінити швидкодію АЦП в цілому, що надасть змогу досягти високої швидкодії пристрою;
- створити програмне забезпечення для дослідження динамічних властивостей АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю з метою визначення мінімально допустимих тривалостей тактів врівноваження для різних значень основи системи числення під проектування пристроїв та систем на їх основі.

Література

1. Данилов А. Микросхеми інструментальних АЦП // Електронні компоненти – Україна. – 2005. - № 3/4. – С.8-19.
2. L. Cong Pseudo C-2C Ladder Based Data Converter Technique // IEEE Transactions on circuits and systems. – 2001. – Vol. 48, №10 pp. 927 – 929.
3. K. Hadidi, Vincent S., Gabor C. Temes An 8-b 1,3 MHz Successive Approximation A/D Converter // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1990. – Vol. 25, №3, pp. 880-885.
4. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260 с.
5. Шахов Э.К. Преобразователи информации: классификация и динамические свойства // Датчики и системы. – 2000. - №8. С.10-19.
6. Островерхов В.В. Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей. – Л.: Энергия, 1975. – 176 с.
7. Захарченко С.М., Азаров О.Д., Харьков О.М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 235 с.
8. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – К.: Техніка, 1967. – 610 с.
9. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с пол. - М.: Мир, 1992. – 253 с.

Захарченко Сергій Михайлович, к.т.н., доц., Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021

Азаров Олексій Дмитрович, д.т.н., професор, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021

Харьков Олексій Михайлович, аспірант кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021

Тележкіна Юлія Василівна, студентка гр. ЗКС-02, Інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021