

КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 681.3:621.375

МОДЕЛЬ ОПЕРАЦІЇ ПОРІВНЯННЯ ПРИ ПОРОЗРЯДНОМУ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМУ ПЕРЕТВОРЕННІ З ПРОГРЕСУЮЧИМ НАБОРОМ ТРИВАЛОСТЕЙ ТАКТІВ УРІВНОВАЖЕННЯ*О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, В. А. Гарнага***Вступ**

Сучасні АЦП порозрядного врівноваження посідають вагоме місце серед багаторозрядних (12 – 18 двійкових розрядів) перетворювачів форми інформації [1]. Аналіз цих приладів, що випускаються провідними виробниками світу, показав, що їх побудова переважно базується на двійковій системі числення. Проте порозрядні АЦП на основі двійкової системи числення, зазвичай, відносять до пристроїв середньої швидкодії. До того ж зміна умов навколишнього середовища і старіння напівпровідникового кристалу призводять до деградації аналогової елементної бази і додаткового погіршення метрологічних характеристик.

Слід зазначити, що в АЦП порозрядного врівноваження час перетворення визначається як сума тривалостей тактів, що припадають на кожен розряд. Причому, тривалість такту, при традиційному підході, має бути достатньою для завершення перехідних процесів з точністю до половини молодшого кванту. Проте, починаючи з кінця 70-х років минулого століття у ВНТУ розвивається підхід, спрямований на підвищення швидкодії АЦП порозрядного наближення шляхом введення вагової надлишковості. При цьому на старших тактах похибка може значно перевищувати половину молодшого кванта. Це дозволяє компенсувати динамічні похибки I та II роду, що виникають в процесі перетворення [2].

Актуальність

Автори пропонують будувати АЦП порозрядного врівноваження із введенням вагової надлишковості в розрядну сітку ЦАП. Такий підхід дає змогу значно підвищити швидкість перетворення за рахунок можливої компенсації динамічних похибок [2]. До того ж наявність вагової надлишковості дозволяє організувати під час роботи АЦП процес самокалібрування, що дозволяє коригувати статичні похибки перетворення [2].

Водночас, слід відзначити, що застосування при прискореному врівноваженні тактів постійної тривалості не дозволяє використати в повній мірі потенціал вагової надлишковості. Для подальшого підвищення швидкодії автори пропонують використовувати такти змінної тривалості (короткі на початку перетворення і найдовші наприкінці). Це стає можливим завдяки використанню операції порівняння з регульованою чутливістю. Водночас слід зазначити, що це є принципово неприпустимим для двійкових АЦП, оскільки можливості компенсації динамічних похибок у такого класу перетворювачів значно обмежені.

У цій роботі розглядається можливість застосування операції порівняння з регульованою чутливістю при аналого-цифровому перетворенні з прогресуючим набором тривалостей тактів урівноваження, що дозволяє підвищити швидкість АЦП порівняно із методами, що розглядаються в [2, 3, 4, 5]. Проте цей напрям є досить новим нетрадиційним і не достатньо дослідженим, тому тема статті є актуальною.

Мета

Метою досліджень, що описуються у статті є побудова й аналіз математичної моделі операції порівняння з регульованою чутливістю у швидкодіючому порозрядному АЦП із прогресуючим набором тривалостей тактів урівноваження. Вказана математична модель дозволяє оцінити час перетворення залежно від декількох чинників, таких як: основа системи числення, кількість розрядів перетворення та інше.

Задачі

Відповідно до поставленої мети формуються такі задачі:

1. Аналіз висхідних складових математичної моделі операції порівняння з регульованою чутливістю при швидкісному порозрядному АЦ перетворенні на основі систем числення з ваговою надлишковістю (СЧВН);

2. Аналіз узагальненої математичної моделі операції порівняння у швидкісному порозрядному АЦП із змінною тривалістю тактів врівноваження.

Розв'язання задач

Суть запропонованого підходу полягає в тому, що завдяки застосуванню змінної тривалості тактів врівноваження можна досягти значного скорочення загального часу врівноваження. Наявність вагової надлишковості дозволяє застосовувати під час порозрядного врівноваження операцію порівняння з регульованою чутливістю, що дає можливість різко (на 1-2 порядки) зменшити тривалість старших тактів та зменшити тривалість врівноваження уцілому. На рис. 1. наведено діаграму врівноваження для прискореного [2] аналого-цифрового перетворення із змінною тривалістю тактів з основою системи числення $\alpha = 1,618$ і числом розрядів $n = 7$. У цьому випадку на старших тактах врівноваження різниця між вхідним $A_{вх}(t)$ та компенсуючим $A_{к}(t)$ сигналами $\Delta A_{вх}(t) = A_{вх}(t) - A_{к}(t)$ потенційно може бути великою. На молодших же тактах значення цієї різниці зменшується. Відповідно чутливість схеми порівняння повинна поступово зростати від старших тактів ((n-1), (n-2), ...) до молодших (... , 1, 0) [6].

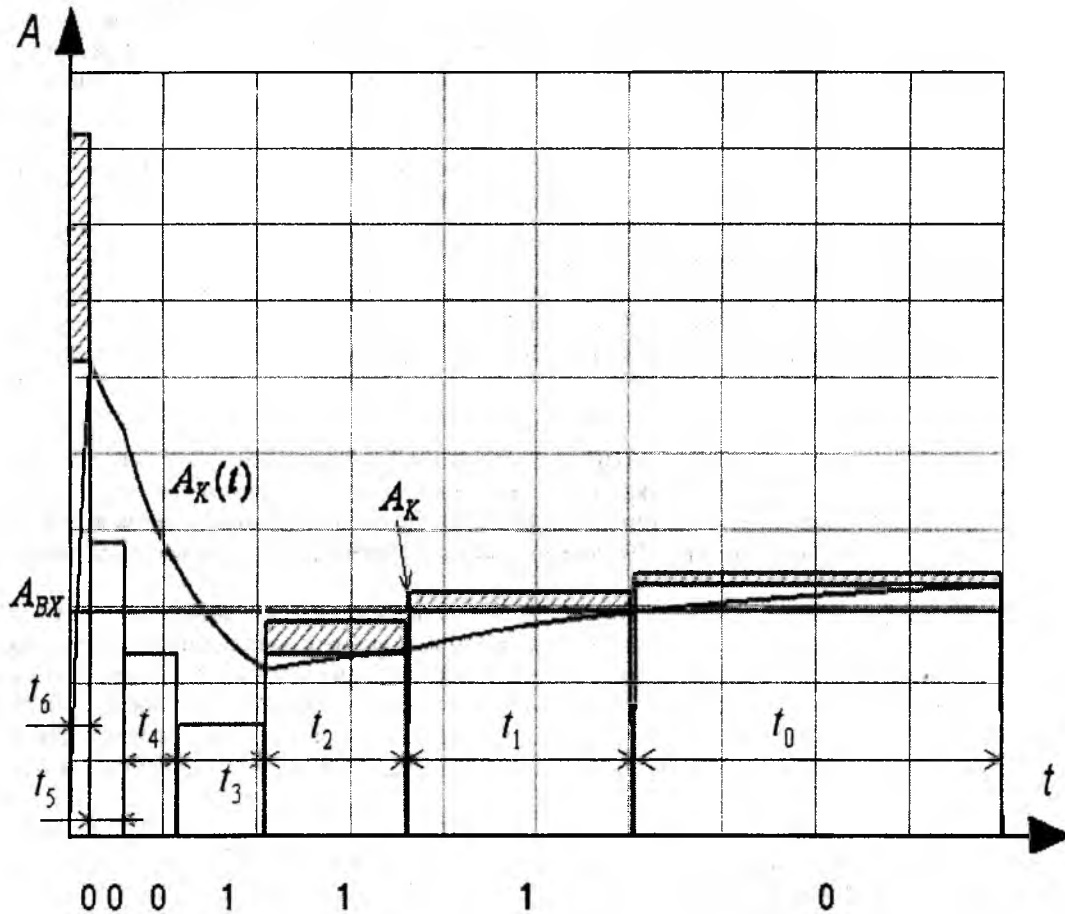


Рисунок 1 – Часова діаграма форсованого α -ц перетворення із змінною тривалістю тактів врівноваження

При цьому тривалість такту t_{n-1} для старшого (n-1)-го розряду може бути мінімальною, а для молодшого t_0 (нульового) максимальною. Час врівноваження форсованого α -ц перетворення із змінною тривалістю тактів врівноваження визначається як сума t_i :

$$T_{\text{врів.зм.}} = \sum_{i=0}^{n-1} t_i = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha^{-i} t_0 = \frac{t_0}{1 - \alpha^{-1}},$$

де t_0 – тривалість такту для наймолодшого розряду.

Якщо тривалість тактів обирати постійною, то час врівноваження $T_{\text{врів}}$ визначається як:

$$T_{\text{врів}} = n_{\alpha} t_0,$$

де n_{α} – число розрядів в α – системі числення.

Потенційно вираш від застосування змінної тривалості тактів врівноваження порівняно з традиційним порозрядним врівноваженням із постійною тривалістю тактів [7] дорівнює

$$\gamma_{ШВ\ змін} = \frac{T_{спів.}}{T_{спів.\ зм.}} = n_{\alpha} (1 - \alpha^{-1}) = n_2 \frac{\ln 2}{\ln \alpha} (1 - \alpha^{-1}),$$

де n_2 – число розрядів в двійковій системі числення.

У випадку, якщо перехідні процеси у СП визначаються схемною функцією першого порядку [1], то

$$\gamma_{ШВ} = \frac{T_{спів.2}}{T_{спів.}} \approx \frac{(n_2 + 1) \ln \alpha}{-\ln(\delta Q + \alpha^{-n_2 - 1})},$$

де $T_{спів.2}$ – час врівноваження для двійкової системи числення, δQ – максимальне припустиме значення похибки встановлення.

Як правило, серійні схеми порівняння напруги не можуть забезпечити високу чутливість порівняння, яка потрібна, для багаторозрядних (12 – 18 розрядів) АЦП. Тому для досягнення високої чутливості на молодших тактах а-ц перетворення схема порівняння (СП) повинна містити пороговий елемент (ПЕ) у вигляді традиційного компаратора напруги, пристрій виділення різниці аналогових сигналів (ПВР) та підсилювач різницевого сигналу (ПР) з нелінійним зворотним зв'язком (НЗЗ) [7]. Пристрій виділення різниці (ПВР) служить для виділення різниці вхідного $\Delta A_{вх}(t)$. У випадку струмових сигналів, ПВР може бути реалізовано у вигляді монтажною «точки», тобто гальванічного з'єднання провідників. Таку узагальнену структуру наведено на рис. 2. На виході ПВР формується різниця аналогових сигналів $\Delta A_{вх} = A_1 - A_2$. Час спрацювання СП залежить від рівня вхідного різницевого сигналу. Для більшості сучасних компараторів (типичним представником є модель AD8611 фірми Analog Devices) час спрацювання маємо постійне значення [8]. За умови, що $\Delta A_{вх} \geq 5 мВ$, час спрацювання компаратора є постійним: $t_{\min} = 4 нс$, а при $\Delta A_{вх} = 1 мВ \div 5 мВ$ час спрацювання значно зростає. Тому для забезпечення надійного спрацювання ПЕ за виділений час доцільно задавати таке підсилення ПР, щоб $\Delta A_{вх} \geq 5 мВ$. Тоді час такту врівноваження буде визначатися переважно динамічними характеристиками ПР.

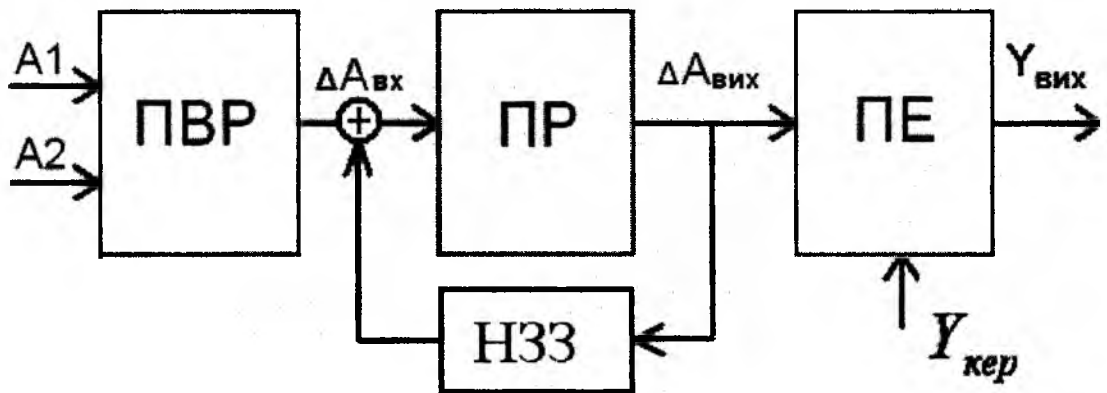


Рисунок 2 – Структурна схема високочутливої схеми порівняння аналогових сигналів (ВСПАС)

Порогова характеристика (ВСПАС) (рис. 3) як правило містить гістерезис і описується у вигляді [9, 10]:

$$y_i = \begin{cases} 0, & \text{при } A_{вх} - A_{Ки} \leq -\Delta A_{Нч i} \\ 1, & \text{при } A_{вх} - A_{Ки} \geq \Delta A_{Нч i} \end{cases},$$

де $\Delta A_{Нч i}$ – зона нечутливості схеми порівняння на i -му такті врівноваження, $\Delta A_{Ки}$ – компенсуючий сигнал на i -му такті врівноваження

Ширина гістерезису $\Delta A_{\Gamma} = A'_{пор} - A''_{пор}$ визначає зону, в якій сигнал на виході компаратора не є повністю детермінованим. Наявність шумів погіршує загальну чутливість на рівень $\Delta A_{Ш} = \frac{\Delta A'_{Ш} + \Delta A''_{Ш}}{2}$.

Повна зона гістерезису (зона нечутливості) з урахуванням наявності шумів $\Delta A_{НЧ} = \Delta A_{Г} + \Delta A_{Ш}$. У цьому випадку $A'_{пор}$ та $A''_{пор}$ – це математичне сподівання мінімального перевищення (чутливість) нульового рівня при перемиканні відповідно з 0 в 1 та з 1 в 0. Підсилювач зменшує загальний гістерезис схеми порівняння порівняно з гістерезисом порогового елемента в K разів. Ширина зони гістерезису схеми порівняння в цілому залежить від гістерезисів підсилювача та порогового елемента й шумів:

$$\Delta A_{НЧ} = \Delta A_{Г.ПДС} + \Delta A_{Ш} + \frac{\Delta A_{Г.ПЕ} + \Delta A_{Ш}}{K},$$

де $\Delta A_{Ш}$ – шум приведено до входу підсилювача, $\Delta A_{Г.ПЕ}$ – гістерезис порогового елемента, $\Delta A_{Г.ПДС}$ – гістерезис підсилювача.

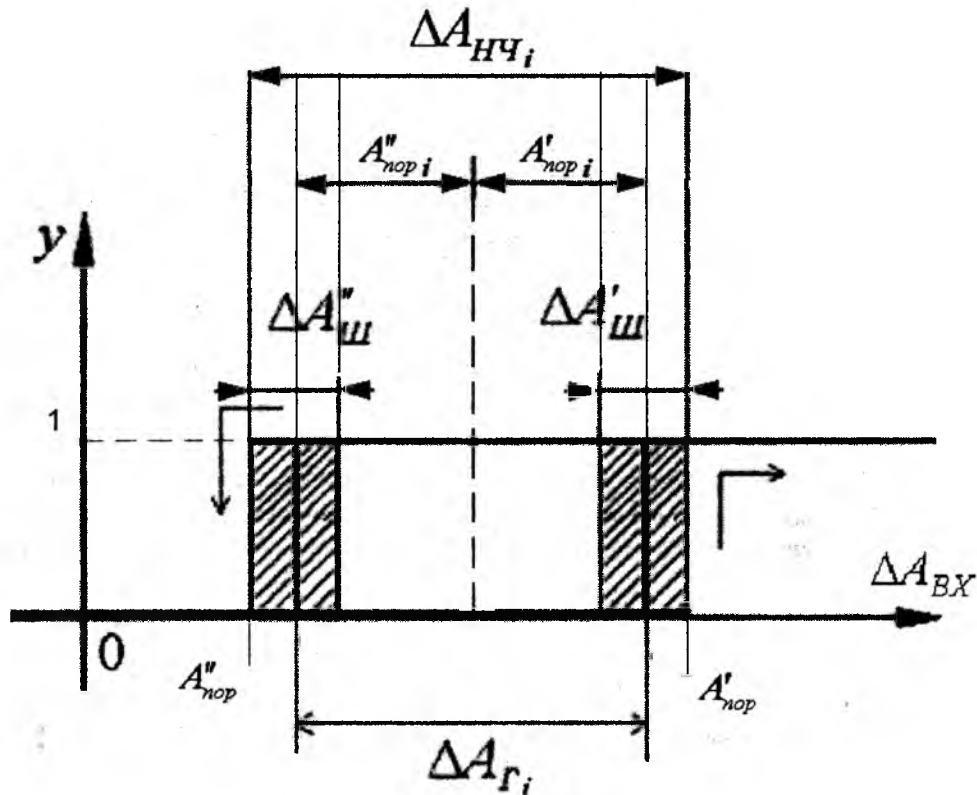


Рисунок 3 – Статична порогова характеристика високочутливої схеми порівняння

Розглянемо еквівалентну схему компаратора з регульованою чутливістю (рис. 4). Чутливість компаратора залежить від вхідного струму $\Delta I_{ВХ i}(t)$ і задається опором $R_{M i} = f(\Delta I_{ВХ i})$.

Залежність коефіцієнта передачі підсилювача різниці (ПР) від вхідного сигналу $K_{П} = f(\Delta A_{вх})$ або $R_{M i} = f(\Delta I_{ВХ i})$ має нелінійний характер і залежить від конфігурації зворотного зв'язку підсилювача. На рис. 5 наведено узагальнену схему зворотного зв'язку.

Співвідношення діодів у гілках схеми визначає струм спокою і задає нелінійну залежність $R_{M i} = f(\Delta I_{ВХ i})$. Проаналізуємо роботу схеми в зоні малого та великого сигналу. Для цього достатньо зробити аналіз однієї половини схеми. Для напруг на діодах можна скласти таке співвідношення:

$$\sum_1^m U_{\partial M i} = \sum_1^k U_{\partial 3 M i},$$

де $U_{\partial M i}$ – напруга на діоді зворотного зв'язку, $U_{\partial 3 M i}$ – напруга на діоді зміщення, m – кількість діодів зворотного зв'язку, k – кількість діодів зміщення.

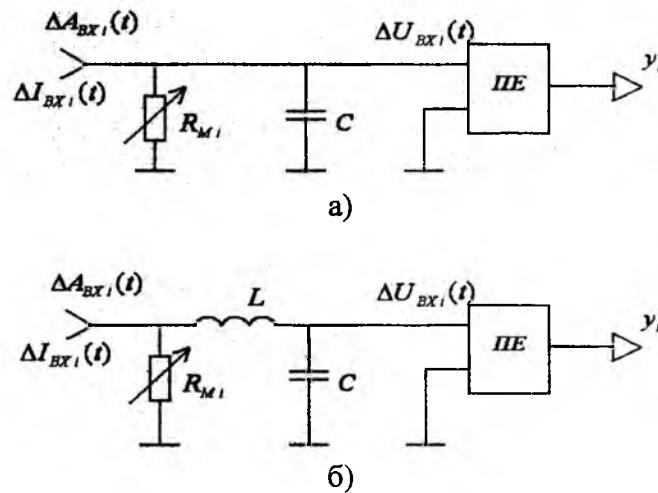


Рисунок 4 – Еквівалентна схема компаратора: а) еквівалентна схема для схемної функції I-го порядку; б) еквівалентна схема для схемної функції II-го порядку

В режимі малого сигналу наскрізний струм в кожній гілці рівний $I_1 = I_2$ маємо характеристику:

$$mU\partial_M = kU\partial_{3M},$$

$$U\partial_M = \frac{k}{m}U\partial_{3M},$$

де $U\partial_M$ – напруга на масштабному діоді, $U\partial_{3M}$ – напруга на діоді зміщення, k – кількість діодів у гілці зміщення, m – кількість діодів у масштабній гілці.

Для зміни напруги на діоді однієї з гілок можна записати таким чином:

$$\Delta U\partial_M = U\partial_M - U\partial_{3M} = U\partial_{3M} \left(\frac{k}{m} - 1 \right).$$

Тоді в малосигнальній зоні

$$\Delta I_{BX} \ll I_1 = I_2 = I_p.$$

Для струмів в колі отримаємо

$$I\partial_M = |I_1 = I\partial_{3M}| = I\partial_{3M} e^{U\partial_{3M}(k/m-1)/\varphi_T};$$

$$I\partial_M = I_p e^{U\partial_{3M}(k/m-1)/\varphi_T};$$

$$I\partial_M = I_S \left(\frac{I_p}{I_S} \right)^{\frac{k}{m}}.$$

З виразу видно, що при типових значеннях теплового струму I_S ($10^{-6} - 10^{-15} A$) опір зворотного зв'язку в малосигнальній зоні буде досить великим.

Тоді, опір одного діода зворотного зв'язку визначається як

$$r_M = r_{3M} e^{U\partial_{3M}(k/m-1)/\varphi_T},$$

а опір всього зворотного зв'язку

$$R_M = \frac{mr_M}{2} = \frac{mr_{3M}}{2} e^{U\partial_{3M}(k/m-1)/\varphi_T};$$

$$\left| r_{3M} = r_{p-n} = \frac{\varphi_T}{I\partial} \right| = \frac{m \varphi_T}{2} e^{U\partial_{3M}(k/m-1)/\varphi_T}.$$

Таким чином опір зворотного зв'язку визначається як

$$R_M = \frac{m \varphi_T}{2 I_p} e^{U\partial_{3M}(k/m-1)/\varphi_T}; \quad R_M = \frac{m \varphi_T I_S}{2 I_p^2} \left(\frac{I_p}{I_0} \right)^{\frac{k}{m}}.$$

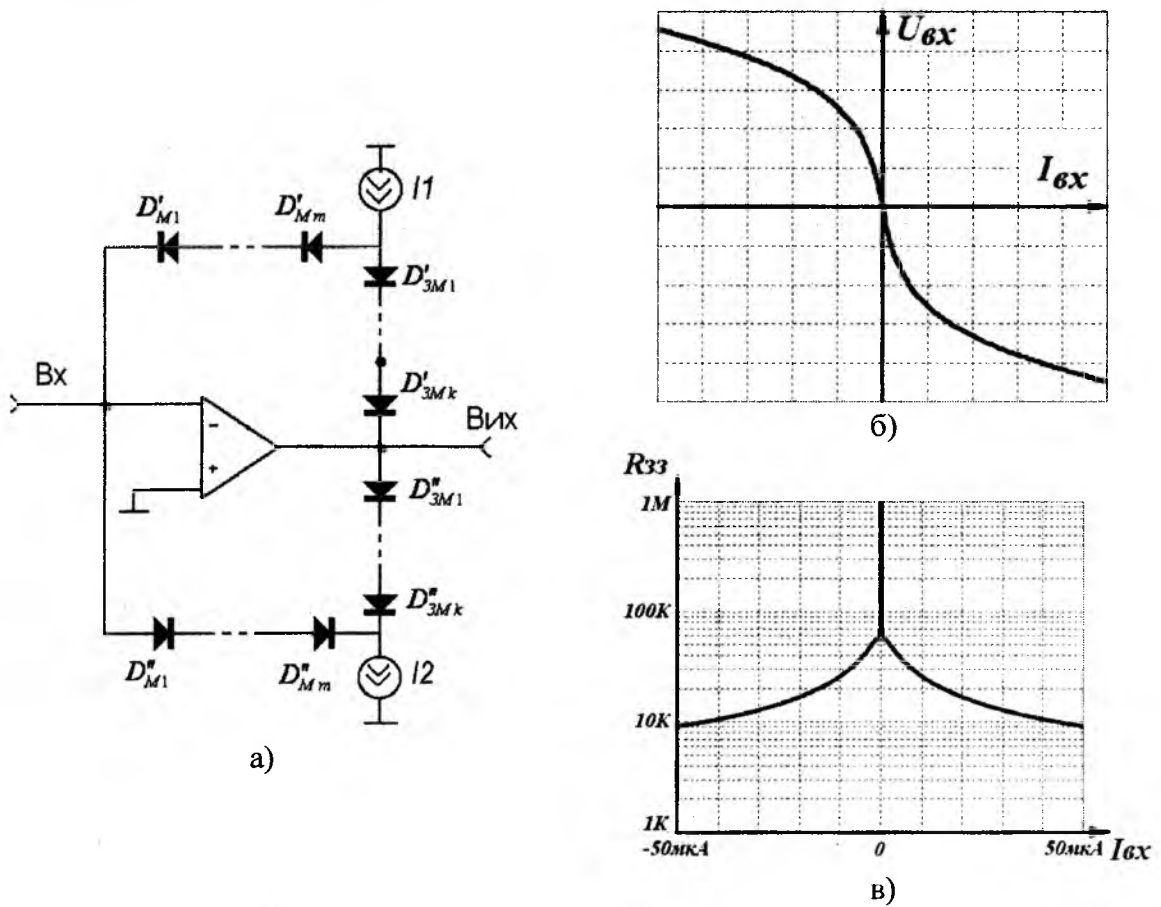


Рисунок 5 – Узагальнена схема підсилювача різниці із нелінійним зворотним зв'язком: а) схема; б) передатна характеристика; в) залежність опору зворотного зв'язку від вхідного струму

Для зони великого сигналу $I_{\partial_M} \approx I_{\partial_{3M}}$. Тому треба враховувати, що $I_{\partial_{3M}} = I_p - I_{\partial_M}$. Для забезпечення працездатності треба щоб $|I_{ВХ}| < |I_p|$; $I_{\partial_M} = (I_p - I_{\partial_M}) e^{U_{\partial_{3M}}(k/m-1)/\varphi_T}$;
 $I_p - I_{\partial_M} = \frac{I_{\partial_M}}{e^{U_{\partial_{3M}}(k/m-1)/\varphi_T}} = I_{\partial_M} e^{U_{\partial_{3M}}(1-k/m)/\varphi_T}$; $I_p = I_{\partial_M} + I_{\partial_M} e^{U_{\partial_{3M}}(1-k/m)/\varphi_T}$.

R_{M_i} – характеризує передатний коефіцієнт і в кінцевому підсумку визначає чутливість компаратора.

Залежно від числа розрядів n залежить значення I_0 . Тому треба зв'язати потрібну чутливість із числом розрядів. Необхідно визначити мінімальне допустиме значення R_M на молодшому такті якого досить для спрацювання ПЕ. I_0 – струм, що відповідає молодшому розряду Q_0 . Таким чином на молодшому такті для спрацювання ПЕ необхідно $\Delta U_{ВІХ} \geq 0,5Q_0$. Таким чином $\Delta U_{ВІХ} = I_0 R_M$;

$$R_M \geq \frac{\Delta U_{ВІХ}}{I_0} \text{ або } R_{M_i} \geq \frac{\Delta U_{ВІХ_i}}{I_i}.$$

Розглянемо підсилювач з нелінійним зворотним зв'язком при $m = 2$ та $k = 1$.

На вхід підсилювача надходить різницеий сигнал із ПВР:

$$\Delta A(t) = A_{вх}(t) - A_K(t),$$

де $A_{вх}(t)$ – вхідний сигнал, $A_K(t)$ – компенсуючий сигнал.

Сигнал на виході підсилювача визначається як:

$$\Delta A_n(t) = K \Delta A(t) h(t),$$

де K – статичний коефіцієнт передачі підсилювача, $h(t)$ – реакція підсилювача на функцію одиничного стрибка.

Залежно від параметрів підсилювача функція реакції схеми може визначатися як функція першого або другого порядку. Вигляд функції визначається спеціальним детермінантом:

$$\xi = \frac{R(I_{BX})}{2} \sqrt{\frac{C}{L(I_{BX})}},$$

де R – опір кола зворотного зв'язку R_M , C – ємність, а L – еквівалентна індуктивність схеми заміщення у вигляді RLC-кола [6]. У нашому випадку R і L є функціями I_{BX} , причому $R(I_{BX}) = \frac{2\varphi_T}{I_{BX}}$, а

$$L(I_{BX}) = \frac{I^*}{I_{BX}}, \text{ де } I^* \text{ – початкове значення вхідного струму; } \varphi_T \text{ – термопотенціал.}$$

Для випадку $\xi > 1$ (I_{BX} – маленький і середній) функція носить експоненційний характер:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{1}{R(I_{BX})C}t},$$

де $R(I_{BX})C = \tau$ – постійна часу перехідного процесу.

Якщо $\xi = 1$, то функція набуває вигляду:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{R(I_{BX})}{2L(I_{BX})}t} \left[1 + \frac{R(I_{BX})}{2L(I_{BX})}t \right].$$

Для випадку $\xi < 1$ перехідна характеристика кола, відповідає схемній функції другого порядку, яка має коливальний характер і в аналітичній формі має вигляд:

$$h(t) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}}} e^{-\frac{R(I_{BX})}{2L(I_{BX})}t} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{L(I_{BX})C}} \sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}} t + \pi + \arctan\left(\frac{2\sqrt{L(I_{BX})} \sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}}}{R(I_{BX})\sqrt{C}} \right) \right],$$

Увівши формулу залежності опору переходу від струму у вираз для перехідної функції при $\xi < 1$, отримаємо рівняння перехідної функції залежно від вхідного струму:

$$h(t) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\varphi_T^2 C}{I_{BX}^2 L(I_{BX})}}} e^{-\frac{\varphi_T}{I_{BX} L(I_{BX})}t} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{L(I_{BX})C}} \sqrt{1 - \frac{\varphi_T^2 C}{I_{BX}^2 L(I_{BX})}} t + \pi + \arctan\left(\frac{2I_{BX} \sqrt{L(I_{BX})} \sqrt{1 - \frac{\varphi_T^2 C}{I_{BX}^2 L(I_{BX})}}}{2\varphi_T \sqrt{C}} \right) \right]$$

Вважаючи, що з виходу ПВР на вхід підсилювача передається струм, можна записати $I_{BX}(t) = \frac{\Delta A(t)}{R_{BX}}$, для випадку коли ПВР виділяє різницю напруг та $I_{BX}(t) = \Delta A(t)$ коли виділяється різниця струмів. Вихідний сигнал підсилювача відповідно до функції реакції схеми:

$$K(t) = \frac{2h(t)\varphi_T}{I_{BX}(t)}.$$

Таким чином зону нечутливості можна виразити як:

$$\Delta A_{НЧ} = \Delta A_{Г.ПЦС} + \Delta A_{Ш} + \frac{(\Delta A_{Г.ПЕ} + \Delta A_{Ш})I_{BX}}{\varphi_T}.$$

Абстрагувавшись від шумів та вважаючи, що підсилювач не має гістерезису, отримаємо вираз який є набагато зручнішим для подальшого аналізу:

$$\Delta A_{HЧi} = \frac{\Delta A_{Г.ПЕ} I_{ВХi}}{2\varphi_{Г}}$$

Враховуючи наведені рівняння, модель операції порівняння можна записати як:

$$y_i = \begin{cases} 0, & \text{при } I_{ВХi} \leq -\Delta A_{HЧi} \\ 1, & \text{при } I_{ВХi} \geq \Delta A_{HЧi} \end{cases}$$

Дотримуючись умови, що чутливість на останньому такті повинна бути не гірша за пів кванта молодшого розряду, можна побудувати залежність зони нечутливості від номера такту врівноваження. На рис. 6 наведено таку залежність при $\alpha = 1,618$ і $n = 16$, причому коефіцієнт χ визначає значення зони нечутливості на i -му тактом врівноваження порівняно з $((n-1)-i)$ -м розрядом. Так, на молодшому такті $i = (n-1)$ зона нечутливості повинна бути не більшою за $0.5Q_0$. На старшому такті ($i = 0$) зона нечутливості є малою порівняно з Q_{n-1} , проте вона набагато більша ніж на молодшому такті, що дозволяє значно прискорити роботу схеми та скоротити тривалість старших тактів врівноваження.

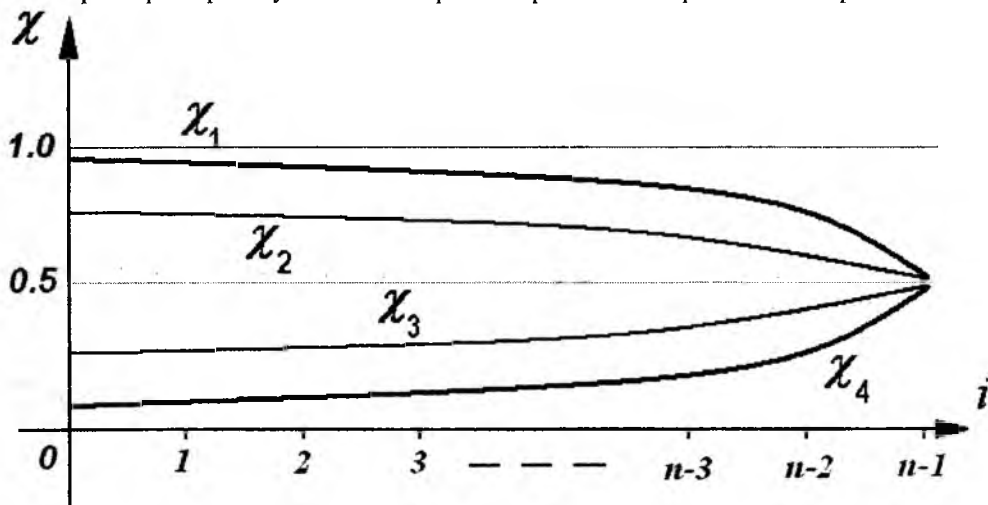


Рисунок 6 – Залежність максимально допустимої зони нечутливості від номера такту при $\alpha = 1,618$ і $n = 16$

Висновки

1. Проаналізовано математичну модель високочутливої схеми порівняння з регульованою чутливістю. Запропоновано модель нелінійного зворотного зв'язку у схемі порівняння на основі властивостей р-п переходу. Запропоновано модель залежності чутливості схеми порівняння від рівня вхідного сигналу.

2. Проаналізовано узагальнену математичну модель операції порівняння у швидкісному порозрядному АЦП із змінною тривалістю тактів врівноваження. Запропонована модель враховує змінну чутливості компаратора в процесі перетворення.

Список літератури

1. Офіційний сайт фірми Analog Devices. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: www.analog.com.
2. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: монографія / О.Д. Азаров. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с. ISBN 966-641-086-9.
3. Boyacigiller Z. Increase analog system accuracy with a 14-bit monolithic ADC / Z. Boyacigiller, S. Sockolov// EDN. – 1982. – August. – N18. – P. 137-144.
4. А. с. 1304172 СССР, Н 03 М 1/26. Способ аналого-цифрового преобразования / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.Я. Стейскал и др. (СССР). – 4 с.
5. А. с. 1388985 СССР, Н 03 М 1/26. Способ аналого-цифрового преобразования / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.Я. Стейскал и др. (СССР). – 4 с.

6. Азаров О. Д. Підсилювач з регульованою чутливістю для схеми порівняння струмів / Азаров О. Д., Решетнік О.О., Захарченко С.М // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія.– 2005.– №2.– С. 5-13с.
7. Азаров О. Д. Математична модель компаратора з регульованою чутливістю для швидкодіючого багаторозрядного АЦП із ваговою надлишковістю [Електронний ресурс] / Азаров О. Д., Решетнік О.О // Наукові праці Вінницького національного технічного університету.– 2008.– №1. Режим доступу: <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2008-1/uk.htm>
8. AD8611 8-Lead, Ultrafast 4 ns Single Supply Comparator [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.analog.com/en/prod/0%2C2877%2CAD8611%2C00.html>.
9. Красносельский М.А., Покровский А.В. Системы с гистерезисом. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. – 272 с. ISBN 5-02-006945-0.
10. Alexei Pokrovskii. Systems with hysteresis [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://euclid.ucc.ie/hysteresis/node2.htm>.

Відомості про авторів

Азаров Олександр Дмитрович – д.т.н., професор, директор інституту інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, завідувач кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 51-32-93,

Решетнік Олександр Олександрович – аспірант кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.

Гарнага Володимир Анатолійович – аспірант кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.