

10. Кунт М., Джонсон О. Блочное кодирование графических материалов. Обзор // ТИИЭР. — 1980. — Т. 68. — № 7. — С. 21—40.
11. Брауде-Золотарев Ю. М., Кожемяко В. П., Майданюк В. П. Особенности кодирования цифровых телевизионных сигналов вещательного телевидения // 1-я Всесоюзная конференция «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии»: Тез. докл. — Минск, 1991. — Ч. 1. — С. 31—36.
12. Майданюк В. П. Разработка алгоритмов и аппаратурных средств систем сжатия телевизионных изображений.: Автореф. дис... канд. техн. наук. — Винница, 1993. — 22 с.
13. Майданюк В. П. та інші. Кодування зображень в комп'ютерних системах. — К., 1996. — 16 с. — Деп. в УкрІНТЕІ 18.11.96, № 144-Уі96.
14. Behnam Vani-Egbal. Speeding-Up fractal Image Compression. Internet, email: behnam@cs.man.ac.uk.. — 1994.
15. Збарянский С. Фрактальное сжатие изображений // Компьютеры + программы. — 1997. — № 6. — С. 16—22.
16. Edward R. Vrscay. A Generalized Class of Fractal-Wavelet Transforms for Image Representation and Compression. Internet, e-mail: evrscay@links.uwaterloo.ca. — 1998.
17. Fisher Y. Fractal Image Compression. SIGGRAPH 92 Course Notes. e-mail: yfisher@ucsd.edu.
18. Pulcini G., Verrando V., Rossi R. Fractal Image Compression through Iterated Function Systems. www: http://www.webcom.com.
19. Мюррей Дж. Д., Райпер У. Энциклопедия форматов графических файлов / Пер. с англ. — К.: ВНУ, 1997. — 672 с.
20. Международный стандарт JPEG ISO/IEC 10918.
21. Международный стандарт MPEG ISO CD 11172.
22. Pentium Processor Family. Developer's Manual. Copyright Intel Corporation 1996, 1997.

Кафедра прикладної математики і обчислювальних систем

УДК Б21.335(075.8)

ОПТИМІЗАЦІЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ НАДЛИШКОВОСТІ В ПРИСКОРЕНОМУ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМУ ПЕРЕТВОРЕННІ

Докт. техн. наук, проф. Азаров О. Д., студ. Черненко В. В.

Використання надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) у техніці аналого-цифрового (АЦ) перетворення передбачає розв'язання задачі розміну інформаційної надлишковості на досягнення деякого позитивного ефекту, зокрема, підвищення точності та швидкодії. Так, застосування самокалібрування та самокоригування дозволяє різко (у десятки та сотні разів) знизити похибку АЦ перетворення в порівнянні з похибкою використання цифро-аналогового перетворювача (ЦАП).

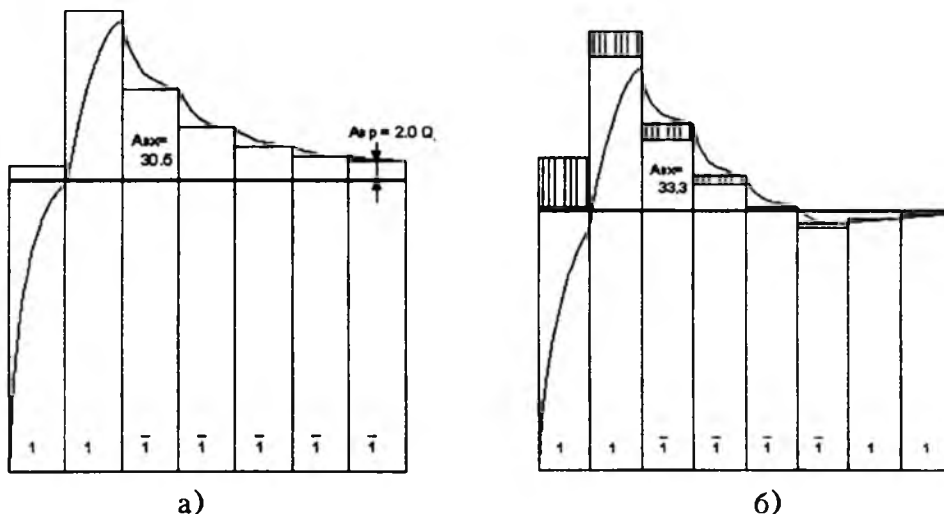


Рис. 1 Діаграми врівноваження

Використання в АЦП порозрядного врівноваження НПСЧ дозволяє скоротити довжину такту t_T врівноваження в порівнянні з двійковими АЦП за рахунок можливості компенсації динамічних похибок. На рис. 1а показані діаграми врівноваження зі скороченою довжиною $t_T = 3,0 \tau$ для двійкового АЦП, а на рис. 1б – АЦП на основі НПСЧ (1, -1) якщо $\alpha = 1,80$, $t_T = 1,8 \tau$ з використанням форсувального сигналу. Оцінювання допустимих значень похибок усталення $\delta Q = \exp(-t_T/\tau)$ ваг розрядів під час врівноваження можна виконати за допомогою математичної моделі у вигляді $\delta Q = f(\alpha, n, \delta Q_d)$, де δQ_d – відносне значення додаткового форсувального сигналу δA_d . Існує спеціальна методика побудови математичної моделі на основі рівнянь балансу у формі $F(x, \alpha, n) = 0$ в «особливих» точках [1].

До «особливих» точок відносяться ті окремі значення вхідного сигналу в діапазоні кодувальної характеристики, в яких похибка квантування ΔA_{kv} або $\Delta A_{вр}$ знаходяться на межі норми.

Рівняння балансу $F_1(x, \alpha, n) = 0$, $F_2(x, \alpha, n) = 0$, ... $F_6(x, \alpha, n) = 0$, за допомогою яких обчислюється похибка усталення з прискореним врівноваженням на основі НПСЧ (1, -1), мають вигляд [1]:

$$x\alpha^{n-1}(1-x^{n-2}) + \sum_1^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2} - \sum_1^{n-3} \alpha^i + \alpha^{n-2} - 2,5 = 0, \quad (1)$$

$$(x\alpha^{n-2} + x^2 \alpha^{n-1})(1-x^{n-3}) + \sum_1^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} - \sum_1^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 2,5 = 0, \quad (2)$$

...

$$\alpha^3 \left(\sum_1^4 x^i \alpha^i - \sum_5^9 x^i \alpha^i + \sum_{10}^{12} x^i \alpha^i \right) (1-x^3) + x\alpha + x^2 \alpha^2 - x^3 \alpha^3 - \alpha^2 - \alpha + \alpha^3 - 2,5 = 0. \quad (6)$$

Математична модель δQ може бути зображена кусково-гладкою функцією на інтервалі $1,3 < \alpha < 2,0$ у вигляді сукупності підінтервальних функцій [1]

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1 & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,0; \\ \delta Q_2 & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha \leq \alpha_1; \\ \dots & \dots \\ \delta Q_6 & \text{якщо } 1,3 \leq \alpha \leq \alpha_5, \end{cases}$$

де $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$ знаходяться відповідно із співвідношень (1)–(6) 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 спільного розв'язання пар рівнянь, відповідно δQ_1 та δQ_2 , δQ_2 та δQ_3 , ..., δQ_5 та δQ_6 . Якщо $n = 16$, то одержані значення $\alpha_1 \approx 1,99$; $\alpha_2 \approx 1,96$; $\alpha_3 \approx 1,90$; $\alpha_4 \approx 1,84$; $\alpha_5 \approx 1,67$. [1]

Поруч з проектуванням структур та вузлів, а також розробкою алгоритмів функціонування актуальним питанням є ефективний вибір самої НПСЧ. При цьому одним з важливих етапів є побудова критеріїв ефективності. Розв'язанням даного питання довгий час займалися ряд наукових шкіл [2, 3, 4, 5]. Найрозповсюдженішими узагальненими критеріями є критерії кваліметрії вигляду [6]

$$Q = \frac{\text{Ефект}}{\text{Витрати}}$$

Побудова критеріїв Q для аналого-цифрового перетворювача (АЦП) на основі НПСЧ здійснюється згідно з такими міркуваннями. До недоліків використання надлишкових систем числення, зокрема, відноситься подовження розрядної сітки ПІ, тобто збільшення кількості обладнання (особливо аналогового – α -ЦАП), а також необхідність перетворення цифрових еквівалентів результатів врівноваження у двійкову систему. Другий недолік в значній мірі компенсується особливістю побудови структур швидкодійних АЦП з калібруванням та самокалібруванням.

Таким чином, основним недоліком використання НПСЧ у ПІ з однаковою точністю з двійковими ПІ є подовження розрядної сітки. Проте, збільшення довжини розрядної сітки в НПСЧ, тобто апаратних витрат, дає нову якість — вагову надлишковість. Саме вона й дає певні переваги. Як перевагу використання систем числення з $\alpha < 2$ слід виділити можливість компенсації динамічних похибок I та II роду. Ця властивість НПСЧ дозволяє, з одного боку, зменшити тривалість такту t_α врівноваження, а з іншого боку — збільшити при цьому швидкість змінення $A_{вх}$ за час t_α .

При цьому позитивний ефект, що полягає у забезпеченні прискореного перетворення, оцінюється за допомогою коефіцієнта підвищення швидкодії у вигляді [1]

$$\gamma_\delta = \frac{t_{np2}}{t_{np\alpha}}, \quad (7)$$

де t_{np2} — час перетворення при $\alpha = 2$; $t_{np\alpha}$ — час перетворення для НПСЧ.

Другою перевагою НПСЧ в порівнянні з двійковою системою числення є можливість коригування в АЦП статичних похибок аналогових вузлів без витрат часу на обчислення та уведення коригувальних поправок у процесі основного перетворення. Дані процедури виконуються в режимі самокалібрування пристрою. Проте при цьому частину надлишковості НПСЧ необхідно витратити на забезпечення нерозривності характеристики вхід-вихід перетворювача, який побудовано на неточних аналогових вузлах. Для урахування вказаної обставини у формулах для розрахунку швидкодії замість максимального значення похибки δQ слід використовувати тільки її динамічну складову у вигляді $\delta Q_{дин} = \delta Q - \delta Q_{ст}$, де $\delta Q_{ст}$ — статична похибка формування $A_k(t)$, що визначається відхиленнями від потрібних значень параметрів аналогових вузлів, зокрема, цифроаналогового перетворювача та схеми порівняння.

У випадку, якщо перехідна характеристика визначається схемною функцією першого порядку, то $t_{np2} = (n + 1)\tau \ln 2$, $t_{np\alpha} = -\tau \ln(\delta Q - \delta Q_{ст}\alpha)$. При цьому після підстановки у (7) значень $t_{np\alpha}$ та t_{np2}

$$\gamma_\delta = \frac{(n + 1) \ln \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{ст}\alpha)}.$$

Значення δQ залежить від типу НПСЧ та різновиду алгоритму врівноваження [1]. Графічна інтерпретація залежності $\gamma = f(\alpha, n)$ для цього випадку, якщо $\delta Q_{ст} = 0$, показано на рис. 2а.

Збільшення кількості обладнання, оцінюється коефіцієнтом подовження розрядної сітки $\gamma_n = \ln 2 / \ln \alpha$. У зв'язку з цим ефективність визначається через коефіцієнт

$$\gamma_e = \frac{\gamma_\delta}{\gamma_n}. \quad (8)$$

Підставляючи у (2) γ_δ та γ_n , маємо

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

Графічну інтерпретацію залежності $\gamma_e = f(\alpha, n)$, коли $\delta Q_{ст} = 0$, показано на рис. 2б.

Якщо перехідна характеристика задається схемною функцією другого порядку, то δQ визначається у вигляді [1]

$$\delta Q(t) = \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi\omega t} \sin\left(\omega t \sqrt{1 - \xi^2} + \varphi\right).$$

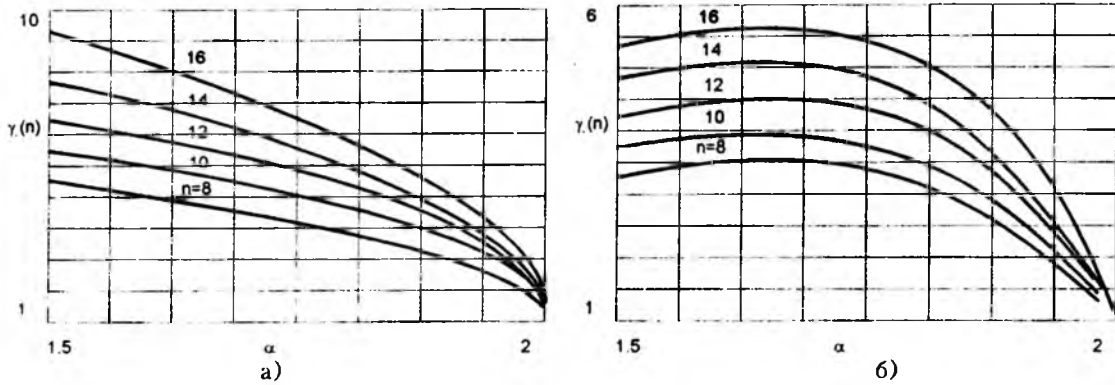


Рис. 2. Ефективність підвищення швидкодії: а) $\gamma_\sigma = f(\alpha, n)$; б) $\gamma_e = f(\alpha, n)$

Ця функція є трансцендентною і в аналітичній формі не розв'язується. Тому тривалість такту $t_\alpha = t$ (розмірність визначається у вигляді ω^{-1}), що задається залежністю $t_\alpha = f(\delta Q)$, знаходиться чисельними методами. В середовищі MathCAD з цією метою вводиться функція

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega t} \sin\left(\omega t \sqrt{1-\xi^2} + \varphi\right) + \delta Q.$$

При цьому t_α обчислюється у вигляді $t := \text{root}(f(x), x)$, де $x := \delta Q$. Тривалість t_2 обирається на основі таких міркувань. Для багаторозрядного аналого-цифрового перетворення ($n \geq 16$) похибка усталення без урахування $\delta Q_{\text{ст}}$ повинна задовольняти умові $\delta Q < 0,001\%$. При коефіцієнті перерегулювання $\gamma = 0,04$ такій похибці відповідає тривалість такту $t_2 \geq 12 \omega^{-1}$. Слід зазначити, що зі строгішим урахуванням для $n = 16$ тривалість такту попадає у інтервал $10 \omega^{-1} < t_2 < 12 \omega^{-1}$. Проте незначне збільшення γ може призвести до збільшення похибки. Тому для $n = 16 - 18$ тривалість такту можна вважати $t_2 = 12 \omega^{-1}$. Підставляючи $t_{\text{пр}2}$ та $t_{\text{пр}\alpha}$ у (7), отримуємо $\gamma_\sigma = 12 \omega^{-1} / \gamma_n \text{root}(f(x), x)$. Коефіцієнт ефективності відповідно при цьому визначається у вигляді $\gamma_e = 12 / \gamma_n^2 \text{root}(f(x), x)$. Графічна інтерпретація $\gamma_\sigma = f(\alpha)$ та $\gamma_e = f(\alpha)$ для $\gamma = 0,04$ показана на рис. 3а. Тут: крива А відповідає самокомпенсованому врівноваженню на основі НПСЧ (1, -1); В – адаптивному врівноваженню на основі НПСЧ (0, 1); С – форсованому врівноваженню на основі НПСЧ (1, -1). Графічна інтерпретація $\gamma_\sigma = f(\alpha)$ та $\gamma_e = f(\alpha)$ для форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1, -1) при $\gamma = 0,12$ та $\gamma = 0,2$ показана на рис. 3б.

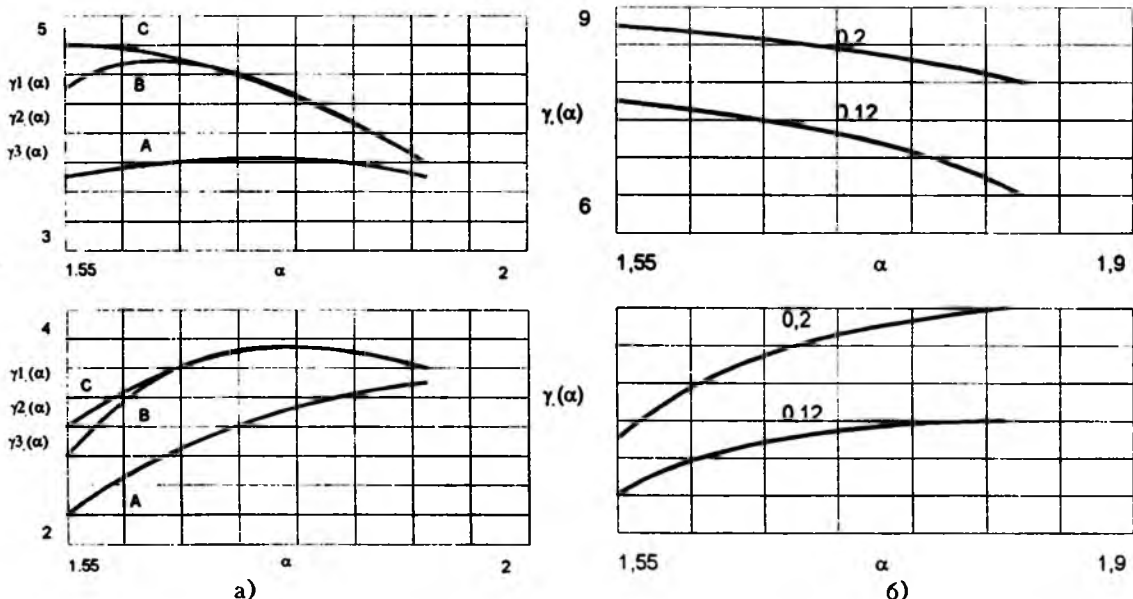


Рис. 3. Графічна інтерпретація $\gamma_\sigma = f(\alpha)$ та $\gamma_e = f(\alpha)$ для схемної функції другого порядку:
а) $\gamma = 0,04$; б) $\gamma = 0,12$; $\gamma = 0,20$

Показник, що задається (8), є досить повним для оцінювання ефективності АЦП на основі НПСЧ, коли рівень вхідного сигналу $A_{вх}$ залишається постійним протягом всього часу перетворення. У випадку, якщо $A_{вх}$ змінний, то для забезпечення умов максимальної ефективності функціонування необхідно окрім вказаного узагальненого критерію використовувати також і частковий. Як критерій доцільно застосовувати ступінь збільшення допустимої швидкості змінення вхідного сигналу в аналого-цифровому врівноваженні на основі НПСЧ.

Цей показник оцінюється коефіцієнтом [1]

$$\gamma_v = \frac{\Delta A_{вх\alpha} T_{n p_2}}{\Delta A_{вх2} T_{n p_\alpha}}, \quad (9)$$

де $\Delta A_{вх\alpha} = \Delta A_v n_\alpha$ — змінення $A_{вх}$ за час врівноваження на основі НПСЧ; $\Delta A_{вх2} = 0,5Q$ — змінення $A_{вх}$ за час врівноваження на основі двійкової системи числення. Якщо перехідна характеристика відповідає схемній функції першого порядку, то після підстановки у (9) відповідних виразів для T_{p2} , $T_{p\alpha}$, $\Delta A_{вх\alpha}$ та $\Delta A_{вх2}$ коефіцієнт збільшення швидкості задається співвідношенням

$$\gamma_v = \frac{\Delta A_v n (n + 1) \ln^2 2}{0,5 \ln \alpha (-\ln x)},$$

де $(-\ln x) = t_T / \tau$ — відносна тривалість такту врівноваження.

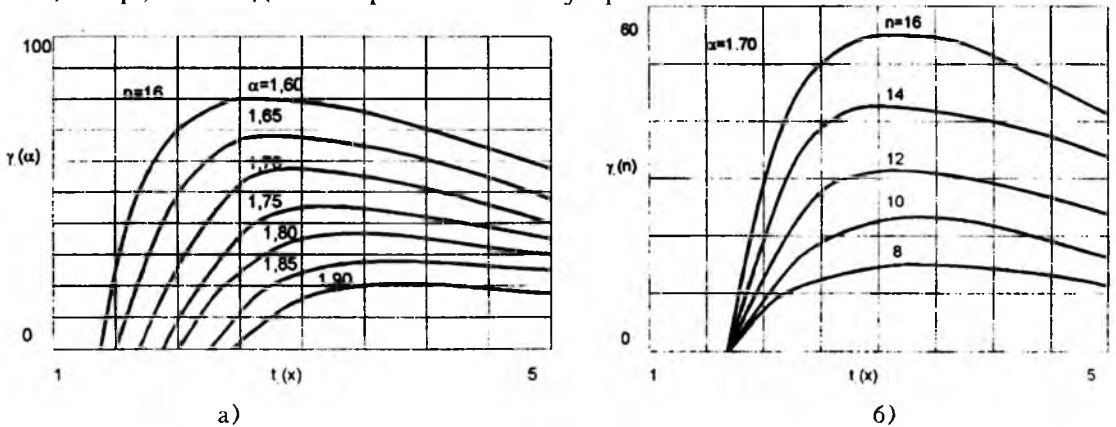


Рис. 4. Функційна залежність ефективності для самокоригованого врівноваження: а) $\gamma_v = f(t_T, \alpha)$; б) $\gamma_v = f(t_T, n)$

Значення ΔA_v залежить як від типу НПСЧ, так і алгоритму врівноваження. Графічна інтерпретація залежності $\gamma_v = f(t_T, \alpha)$ з $n = 16$ показана на рис. 4а. Залежність $\gamma_v = f(t_T, n)$ для $\alpha = 1,70$ ілюструється пучком кривих на рис. 4,б. Графічна ілюстрація $\gamma_v = f(t_T, \alpha)$ з $n = 16$ та $M = 0,6$ показана на рис. 5а. Криві залежності $\gamma_v = f(t_T, n)$ (для $\alpha = 1,70$) показані на рис. 5б.

Фактором, що негативно впливає на підвищення швидкодії аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ, є затримка $t_{ц}$, спрацьовування цифрової частини АЦП.

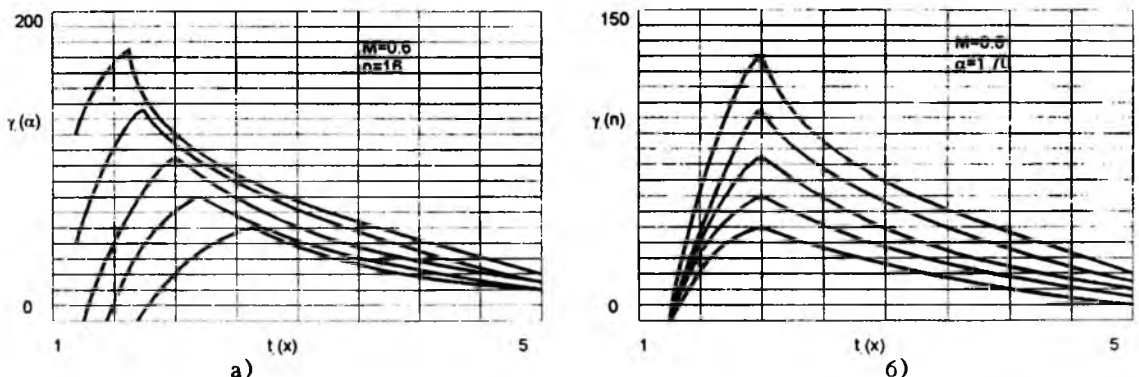


Рис. 5. Функційні залежності ефективності для форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1, -1): а) $\gamma_v = f(t_T, \alpha)$; б) $\gamma_v = f(t_T, n)$

Коефіцієнт підвищення швидкодії у цьому випадку визначається співвідношенням [1]

$$\gamma_{\delta} = \frac{n(t_2 + t_{ц})}{n_{\alpha}(t_2 + t_{ц})} \quad (10)$$

Задаючи затримку цифрової частини у вигляді $t_{ц} = \theta t_{\alpha}$, де θ — коефіцієнт затримки, виконуючи підстановки, γ_{δ} для схемної функції першого порядку можна представити виразом [1]

$$\gamma_{\delta_{ц}} = - \frac{(n+1) \ln 2 - \theta \ln \delta Q}{\gamma_n (1+\theta) \ln \delta Q}$$

Коефіцієнт ефективності у цьому випадку визначається співвідношенням

$$\gamma_{e_{ц}} = - \frac{(n+1) \ln 2 - \theta \ln \delta Q}{\gamma_n^2 (1+\theta) \ln \delta Q}$$

Графічну ілюстрацію $\gamma_{\delta_{ц}} = f(\alpha, \theta)$ та $\gamma_{e_{ц}} = f(\alpha, \theta)$ з $n = 16$ для форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1, -1) зображено відповідно на рис. 6а та 6б.

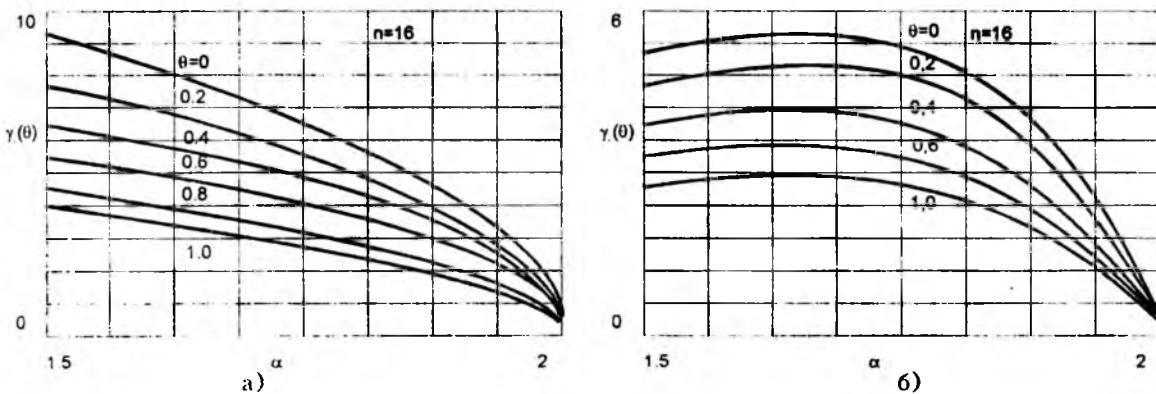


Рис. 6. Функційні залежності: а) $\gamma_{\delta_{ц}} = f(\alpha, \theta)$; б) $\gamma_{e_{ц}} = f(\alpha, \theta)$

На основі побудованих вище критеріїв складається методика ефективного вибору НПСЧ, що дозволяє оптимально використати інформаційну надлишковість. У випадку, якщо вхідний сигнал під час перетворення є постійним, вона буде такою.

1. Формулювання загальних вимог до точності, швидкодії та роздільної здатності АЦП системного застосування.

2. Визначення максимальних значень технологічних похибок формування параметрів аналогових вузлів, що застосовуються, та задання $\delta Q_{ст}$.

3. Аналіз перехідних процесів у аналоговій частині АЦП, враховуючи аналогові вузли, що входять до тракту аналого-цифрового перетворення в межах системи, що проектується. Розрахунок коефіцієнтів впливу M для НПСЧ (1, -1), а також $M(0)$ та $M(1)$ для НПСЧ (0, 1).

4. Розрахунок функцій швидкодії (7) та ефективності (8) згідно з математичними моделями $\delta Q = f(\alpha, n, M, \delta Q_{д})$, $\delta Q = f(\alpha, n, M(0), M(1), \delta Q_{д})$ і з урахуванням $\delta Q_{ст}$.

5. Вибір значення α з області максимальної ефективності, зокрема, з використанням графічної інтерпретації функції (8).

6. Уточнення коефіцієнту підвищення швидкодії, що досягається для обраного α , враховуючи затримки спрацювання цифрового керувального автомата згідно з (10).

Зі зміною рівня $A_{вх}$ у процесі перетворення методика ефективного вибору НПСЧ дещо змінюється. У цьому випадку перших п'ять пунктів залишаються у силі. Подальші пункти формуються таким чином.

7. На основі обраного α уточнюються коефіцієнти M для НПСЧ (1, -1), а також $M(0)$ та $M(1)$ для НПСЧ (0,1), враховуючи форми вхідного сигналу та орієнтацію на максимальне збільшення допустимої швидкості змінення $A_{вх}$.

8. Розрахунок у відповідності з (9) функції припустимої швидкості змінення $A_{вх}$. Визначення тривалості такту t_T , відповідної максимуму $\gamma_{в}$, та уточнення рекомендованого $T_{пра}$.

Висновки

1. Використання надлишкових позиційних систем числення у техніці аналого-цифрового перетворення дозволяє комплексно розв'язувати задачі підвищення точності та швидкодії процесу АЦ-перетворення.

2. Для досягнення найкращого ефекту щодо одночасного підвищення точності та швидкодії при якомога меншій додатковій апаратній затраті необхідно вибрати певне значення основи НПСЧ за критеріями кваліметрії.

3. Використання НПСЧ дозволяє проводити коригування в АЦП статичних похибок аналогових вузлів без витрат часу на обчислення, а також дозволяє введення коригувальних поправок у процесі основного перетворення.

4. Використання НПСЧ дає можливість компенсувати динамічні похибки другого ряду, що дозволяє не використовувати в процесі перетворення пристрій вибірки та зберігання аналогових сигналів.

5. Чинником, що негативно впливає на підвищення швидкодії аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ, є затримка спрацьовування цифрової частини АЦП, тому для підвищення ефективності використання НПСЧ слід добиватися максимальної швидкодії цифрового автомата, що керує процесом аналого-цифрового врівноваження.

ЛІТЕРАТУРА

1. Азаров А. Д. Разработка теории аналого-цифрового преобразования на основе избыточных позиционных систем счисления: Автореф. дис... док. техн. наук, -- Винница, 1994. -- 44 с.
2. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / А. И. Кондалев, В. А. Багацки, В. А. Романов, В. А. Фабричев. -- К.: Наукова думка, 1987. -- 280 с.
3. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации. Под ред. В. Б. Смолова. -- Л.: Энергия, 1975, -- 336 с.
4. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи: Учеб. пособие для вузов. -- М.: Энергоатомиздат, 1981, -- 360 с.
5. Туз Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. -- К.: Вища школа, 1978. -- 256 с.
6. Азгальдов Г. Г., Райхман Э. И. О кваліметрії. М.: Изд-во стандартов, 1973. -- 17 с.

Кафедра обчислювальної техніки

УДК 681.324

ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЗАСТОСУВАННЯ ПРОГРАМНИХ ЗАСОБІВ ОБРОБЛЕННЯ ДАНИХ НА WEB-СЕРВЕРІ ВУЗЛА INTERNET З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДІВ МАТЕМАТИЧНОЇ СТАТИСТИКИ

Канд. техн. наук О. М. Хошаба

Вступ

У теперішній час проблема створення баз даних (БД) в Internet є актуальною. Насамперед, велика увага в процесі побудови БД приділяється такому показнику як швидкість доступу та опрацювання великих масивів записів.

Поширеними системами оброблення записів є прикладні програми, написані на мові Perl [1] і пропонуються на Web-сервері www.panix.com/~wizjd. Реалізація пошуку подібних системах являє собою послідовний перебір всіх записів текстового масиву знаходженням необхідних елементів. Не дивлячись на те, що цей спосіб неоптимальний з точки зору продуктивності під час опрацювання великих масивів даних, але все ж таки має достатнє розповсюдження завдяки простій побудові, зручному встановленню