

и экологии.: Тез. докл. III Межд. конф. – Украина, Ялта-Гурзуф, 4–13 мая 1997. – С. 88–89. 3. Нагин В.А., Селищев С.В. Особенности реализации алгоритмов выделения QRS-комплексов для ЭКГ-систем реального времени // Мед. техника. – 2001. – № 6. – С. 18–23. 4. Afonso V. X., Tompkins W. J., Nguyen T. Q., Luo S. ECG Beat Detection Using Filter Banks // IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 46, no. 2, February 1999, pp. 192–202. 5. Li C., Zheng C., Tai C. Detection of ECG Characteristic Points Using Wavelet Transforms // IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 42, no. 1, January 1995, pp. 21–28. 6. Cmielowski L., Wilk B. Detekcja zespolow QRS w zakloconym sygnale EKG. Materiały XIII Międzynarodowego Seminarium metrologow, Rzeszow, 2005, str. 45–53. 7. B. Wilk Wybrane przyklady zastosowania transformaty falkowej do przetwarzania sygnalow biomedycznych. Pomiarы Automatyka Kontrola, 2003, nr. 7/8, str. 29–31. 8. Чесноков Ю.В. Вейвлет-анализ медицинских сигналов // Доклады 5-й Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”. – М.: Инсвязьиздат, 2003. 9. Лебедев В. В., Калантар В. А., Аракчеев А. Г., Корато И. В., Ащекин М. И., Лебедева С. В. Алгоритмы измерения длительности комплексов ЭКГ // Мед. техника. – 1998. – № 5. – С. 6–14. 10. Дьяконов В., Абраменкова И. MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник. СПб.: Питер, 2002. – 608 с. 11. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab. – М.: ДМК Пресс, 2005.

УДК 681.335 (088.8)

Б.О. Католик, З.Р. Мичуда

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп’ютеризованих систем автоматики

ІНТЕРПОЛЯЦІЙНІ АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ЛОГАРИФМІЧНОЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ ПЕРЕТВОРЕННЯ. ОГЛЯД. ЧАСТИНА 1

© Католик Б.О., Мичуда З.Р., 2007

Запропоновано критерії оцінки точності та класифікацію, проведено порівняльний аналіз властивостей та вказано перспективи розвитку інтерполяційних АЦП з логарифмічною характеристикою перетворення.

The criteria of valuation of accuracy and classifications are offered, the comparative analysis of properties is conducted and the prospects of development interpolation ADC with logarithmic characteristic of conversion.

1. Вступ

Одними із найважливіших питань розвитку комп’ютеризованих систем управління та цифрових засобів обробки інформації є розвиток та постійне вдосконалення аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) найрізноманітнішого призначення. При цьому на особливу увагу заслуговують логарифмічні АЦП (ЛАЦП) завдяки низці їх відомих переваг [1], серед яких найбільшою є можливість подальшої обробки результату у логарифмічній арифметиці, що дає змогу значно підвищити швидкодію засобів і систем на їх основі, оскільки такі довготривалі операції, як множення та ділення зводяться до швидких операцій додавання та віднімання. Найвищі метрологічні характеристики забезпечують сучасні ЛАЦП на комутованих конденсаторах [1].

З метою підвищення швидкодії та точності в ЛАЦП використовують загальновідомий метод грубого і точного перетворення, в якому діапазон перетворення розбивають на дві ділянки, причому на першій ділянці проводять перетворення з великою похибкою квантування, але швидко, а на другій – уточнюють результат перетворення до заданого значення похибки. ЛАЦП цього типу називають інтерполяційними [1].

Проведений нами огляд показав, що всі відомі на сьогодні інтерполяційні ЛАЦП, – за винятком запропонованих у роботах [1–3], – належать до квазілогарифмічних ЛАЦП (КЛАЦП), –

це пояснюється значними труднощами реалізації інтерполяційних ЛАЦП на основі RC-комірки чи p-n переходу напівпровідникових діодів або транзисторів.

У цій роботі розглянуто особливості побудови інтерполяційних ЛАЦП і КЛАЦП, дано оцінку точності та класифікацію, проведено порівняльний аналіз властивостей і вказано перспективи їх розвитку.

2. Інтерполяційні квазілогарифмічні АЦП

Згаданий вище метод грубого і точного перетворення реалізовано в інтерполяційних АЦП [4], які є квазілогарифмічними, оскільки їх відносна похибка перетворення не зберігає сталого, характерного для ЛАЦП, значення у всьому діапазоні вхідних сигналів [1]. Епюри напруг, які розкривають принципи дії цих АЦП, наведені на рис. 1, з якого видно, що на ділянці грубого перетворення зміна напруги на конденсаторі є експоненційною, а на ділянці точного перетворення є: а) лінійна при $U_n=U_0$; б) ступінчато-лінійна при $U_n=U_0$; в) лінійна при $U_n=U_x$, де U_0 – початкове значення напруги на конденсаторі, U_x – вхідна напруга.

Максимальний час перетворення в АЦП, які реалізують варіанти рис. 1, а і б, є обернено пропорційним логарифму вхідного сигналу U_x і визначається динамічним діапазоном перетворюваних сигналів:

$$T_{п.маx} = \tau \ln(U_0 / U_{x\min}),$$

де $\tau = RC$ – стала часу розрядного RC-кола, U_0 – значення опорної напруги, яке задають рівним максимальному значенню вхідної напруги, $U_0/U_{x\min}=D$ – динамічний діапазон перетворювача.

Зменшення часу перетворення можливе тільки із зменшенням сталої часу τ , але це призведе до збільшення відносної похибки вимірювання при сталій частоті тактового генератора. Для зменшення цієї похибки необхідно на другій ділянці здійснити уточнення вимірюваної величини. Якщо ж на другій ділянці для перетворення застосувати метод одиничних приростів, то за n тактів відносна похибка, яка відповідає грубому перетворенню, зменшиться в n разів, а час перетворення дорівнюватиме nT_r , де T_r – період повторення імпульсів тактового генератора. Час перетворення на першій ділянці зменшується в n разів і дорівнюватиме

$$T_{np1} = T_r \frac{\tau}{n} \ln(U_0 / U_{x\min})$$

Сумарний час перетворення дорівнює

$$T_{np\Sigma} = \frac{\tau}{n} \ln \frac{U_0}{U_{x\min}} + nT_r.$$

Виграш у часі перетворення дорівнює

$$\alpha = \frac{T_{п.маx}}{T_{np\Sigma}} = \frac{1}{\frac{1}{n} + \frac{nT_r}{\tau \ln(U_0 / U_{x\min})}} = \frac{1}{\frac{1}{n} + \frac{\delta n}{\ln D}}$$

На рис. 1, а наведено часову діаграму роботи квазілогарифмічного АЦП [6]. На відрізку $t_0 - t_1$ відбувається швидкий експоненціальний розряд конденсатора. Як видно з рис. 1, а, на проміжку $t_1 - t_2$ експоненціальна компенсаційна напруга замінена лінійною інтерполяцією на проміжку з відносною зміною $(1 + \delta_1)$, де $\delta_1 = (T_r \cdot n) / \tau$ – відносна похибка перетворення на проміжку $t_0 - t_1$.

Враховуючи, що на проміжку $t_1 - t_2$ відбувається зрівноваження за допомогою лінійно змінної компенсаційної напруги, то абсолютна зміна лінійної компенсаційної напруги за n тактів має приблизно дорівнювати абсолютній зміні експоненціальної напруги за один такт біля положення рівноваги (рис. 1, б).

$$U_1/U_2 = (1 + \delta_1)^n = (1 + \delta_1)^n,$$

де напруги U_1 і U_2 відповідають моментам часу t_1 і t_2 .

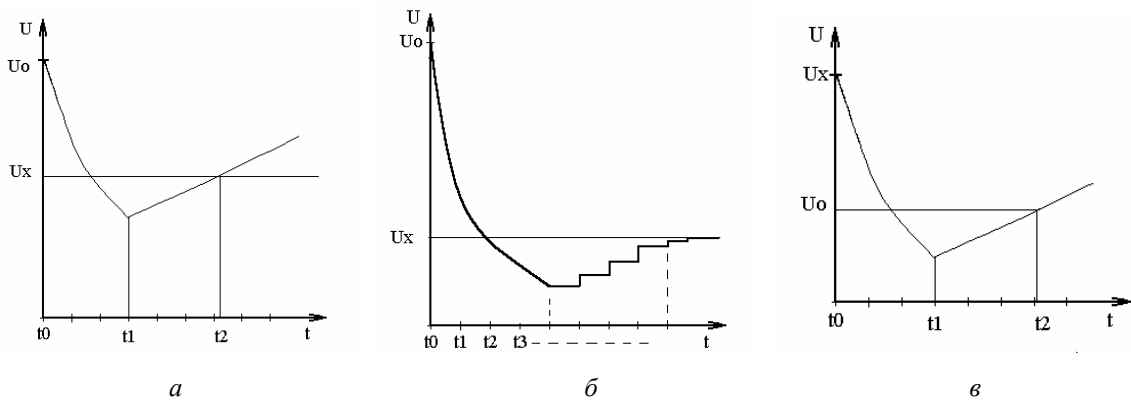


Рис. 1. Етюри напруг квазілогарифмічного ЛАЦП

Абсолютна похибка перетворення на ділянці $t_1 - t_2$ має вигляд

$$\Delta = U_2 + \frac{U_2 n}{n_0} \left[(1 + \delta)^{n_0} - 1 \right] - U_2 (1 + \delta)^n$$

і досягає максимуму при

$$n_M = \frac{\ln \frac{(1 + \delta)^{n_0} - 1}{n_0 \ln(1 + \delta)}}{\ln(1 + \delta)} \approx \frac{n_0}{2},$$

де n_0 – максимальна довжина проміжку апроксимації.

Оскільки максимальна відносна похибка на проміжку апроксимації не повинна перевищувати $\delta/2$, то виграш в часі перетворення становить:

$$n_0 \cong 2 \log_{(1+\delta)} \left(1 + \frac{\delta}{2} + \sqrt{\delta} \right) \cong \frac{2}{\delta} \ln \left(1 + \frac{\delta}{2} + \sqrt{\delta} \right) \approx \frac{2}{\sqrt{\delta}}.$$

Розглянутий спосіб аналого-цифрового перетворення з лінійною інтерполяцією можна реалізувати у різноманітних схемах АЦП (рис. 2), зокрема на рис. 2, а наведено структурну схему АЦП з генератором струму, а на рис. 2, б – АЦП з інтегратором [4].

З надходженням пускового імпульсу ключ Кл1 відривається (Кл2 замкнений, рис. 2, а) і починається експоненціальний розряд конденсатора С через резистор R. Імпульси від генератора через блок управління надходять в старші розряди лічильника і збільшують його вміст. Коли напруга досягає на конденсаторі рівня U_x – спрацює компаратор, – експоненціальний розряд повинен продовжуватися до моменту перекидання D-тригера, ввімкненого на виході компаратора. Наступна дія – блок управління розмикає ключ Кл2 і переводить лічильник в режим очікування. З цього моменту імпульси від генератора повинні надходити в молодші розряди лічильника і зменшувати його вміст. Під час зворотного перемикавання компаратора D-тригер повертається в початкове положення, і на вхід лічильника вже не надходять імпульси від генератора.

На цьому перетворення закінчується. На другій ділянці перетворення в старших розрядах лічильника записується число m_x :

$$m_x = \frac{2}{\sqrt{\tau}} \ln(U_0 / U_x) - 1.$$

Записане в молодших розрядах число n_x , можна подати як

$$n_x = n_0 - \frac{U_x - U_0 e^{-(m_x+1)}}{U_x \gamma},$$

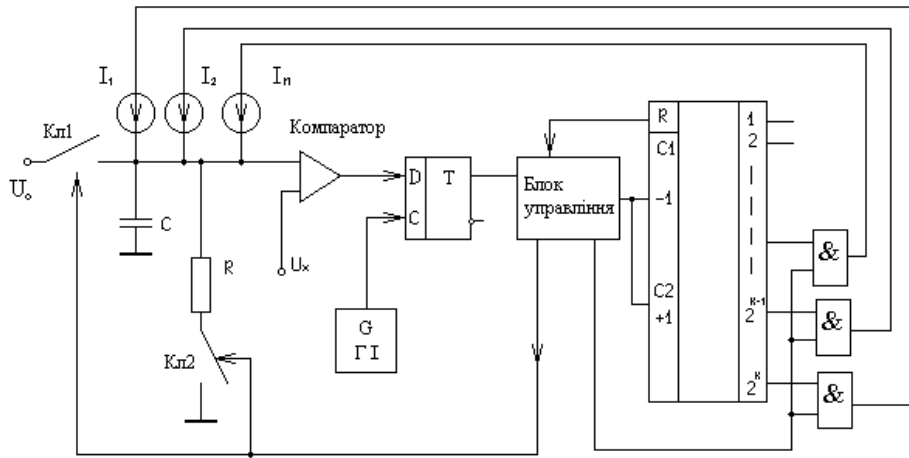
де $n_0 = 2 / \sqrt{\delta}$.

За відомих m_x і n_x перетворювана напруга дорівнює

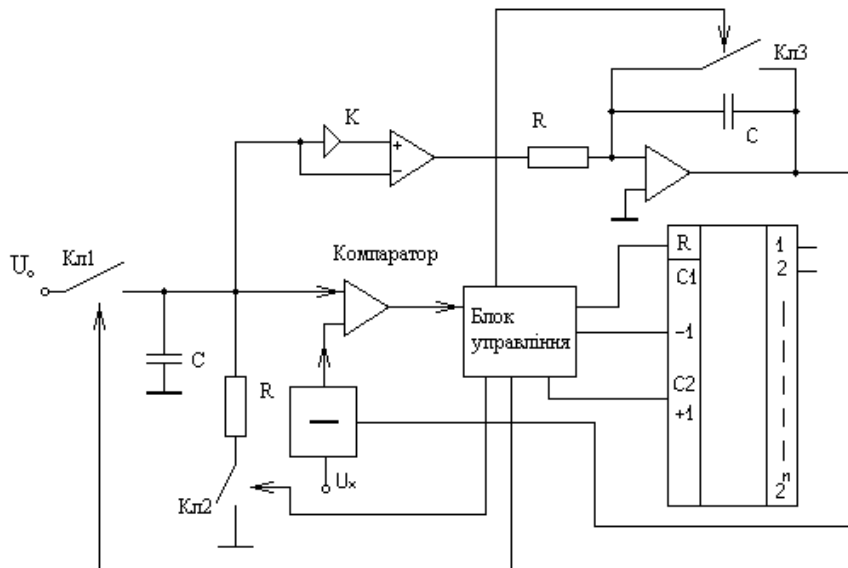
$$U_x = U_0 e^{-(m_x n_0 + n_x) \delta}.$$

Значення струмів генераторів струмів задаються за виразом

$$I_i = \frac{U_0 C e^{-\frac{m_i T_r}{\tau}} (1 - e^{-T_r/\delta})}{n_0 T_r}$$



а



б

Рис. 2. а – КЛАЦП з генератором струму; б – КЛАЦП з інтегратором

Недоліком цієї схеми є велика кількість генераторів струму. Цей недолік ліквідований на схемі (рис. 2, б). У початковому стані ключ Кл1 – Кл3 замкнено. Напряга на конденсаторі С дорівнює U_0 . Вихідна напряга інтегратора в початковому стані дорівнює нулю. Перетворювана напряга через суматор подається на вхід компаратора. За командою „Пуск” від блока управління обнулюється і переводиться в режим додавання лічильник; ключ Кл1, розмикається і починається експоненціальний розряд конденсатора через резистор, а імпульси подаються в старші розряди лічильника. На цій ділянці принципи роботи схем рис. 2, а, 2, б збігаються. Після того, як спрацює компаратор, відмикаються ключі Кл2, Кл3 і починає працювати інтегратор. Вихідна напряга інтегратора на ділянці інтерполяції дорівнює

$$U_{\text{вих.інт}} = \frac{U_0 (K - 1)t}{R_0 C_0} e^{-\frac{m_x T_r}{\tau}}$$

і має протилежний знак. У разі рівності напруги на обох входах компаратора останній вертається в початковий стан, а блок управління зупиняє роботу лічильника. На другій ділянці перетворення робота лічильника аналогічна роботі схеми (рис. 2, а).

Якщо розряд конденсатора починається від рівня U_x , а закінчується на $-U_0$, то абсолютний діапазон другої ділянки сталий для всіх значень U_x . Це дає змогу зменшити кількість генераторів струму до одного (рис. 1, в). Після закінчення експоненціального розряду блок управління містить генератор струму, значення струму якого можна знайти за виразом

$$I = \frac{U_0}{2R} e^{2\sqrt{\delta}}$$

Проте внаслідок використання лінійної інтерполяції на другій ділянці характеристики перетворення таких АЦП відрізнятимуться від логарифмічних, тобто АЦП (рис. 2, а, б) є КЛАЦП.

У роботі [5] запропоновано спосіб логарифмічного перетворення напруги в двійковий код і пристрій для його здійснення. Метою роботи є розширення діапазону вхідної напруги, підвищення швидкодії і точності перетворення. На рис. 3 зображено діаграму, що пояснює цей спосіб логарифмічного перетворення напруги в двійковий код; на рис. 4 – функціональна схема пристрою для логарифмічного перетворення напруги в двійковий код. На рис.4 позначено: масштабуючі блоки 1-1, 1-2, ..., 1-1, додаткова група компараторів 2-1, 2-2, ..., 2-1, група елементів затримки 3-1, 3-2, ..., 3-1, синхронізатор 4, джерело опорної напруги 5, другий шифратор 6, група елементів I 7-1, 7-2, ..., 7-1, група ключів 8-1, 8-2, ..., 8-1, багатоланковий дільник напруги 9, групи компараторів 10-1, 10-2, ..., 10-ξ, перший шифратор 11, вхід 12, перший і другий виходи 13 і 14, шина логічної одиниці 15.

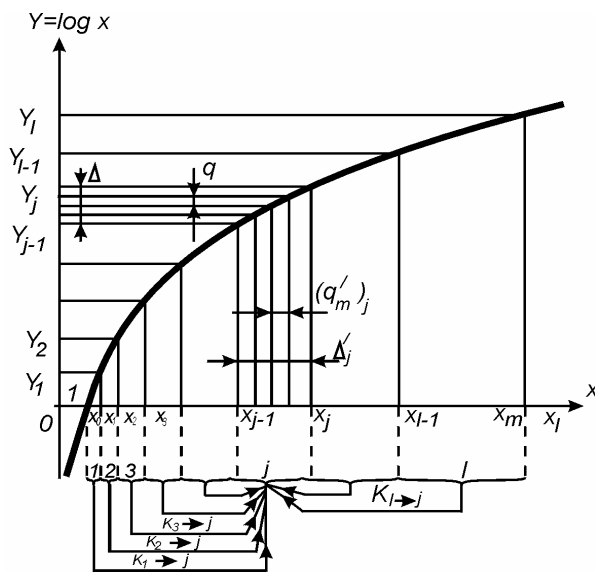


Рис. 3. Діаграма роботи КЛАЦП [5]

Спосіб логарифмічного перетворення напруги в двійковий код полягає в тому, що формують ряд опорних точок всередині робочого піддіапазону, порівнюють вибране масштабоване значення вхідної напруги з рядом опорних напруг, фіксують кількість опорних напруг ряду, які не перевищують вибране масштабоване значення вхідної напруги, і перетворюють цю кількість у двійковий код мантиси логарифму, причому формують набір напруг за числом піддіапазонів шляхом одночасного масштабування вхідної напруги з відповідними масштабованими коефіцієнтами, кожен з яких дорівнює значенню показникової функції з основою, яка дорівнює основі логарифма, і показником степеня, пропорційним різниці номерів робочого і розглядуваного піддіапазонів, порівнюють кожен напругу зі

сформованого набору напруг з верхнім граничним значенням напруги робочого піддіапазону, за результатом порівняння формують двійковий код характеристики логарифму. Як вибране масштабоване значення вхідної напруги приймають найбільшу з напруг сформованого набору напруг, які не перевищили граничне значення напруги робочого піддіапазону.

Умови розбиття діапазону вхідної напруги на піддіапазони, вибір масштабуючих коефіцієнтів і опорних напруг визначають так. Область функції $y = \log ax$ розбивають на рівні піддіапазони Δ_i , де $i = 1, 2, \dots, l$ – порядковий номер піддіапазону (рис. 3). Крок розбиття на піддіапазони має

дорівнювати 1 чи $\frac{1}{2^p}$, де $p = 1, 2, \dots$

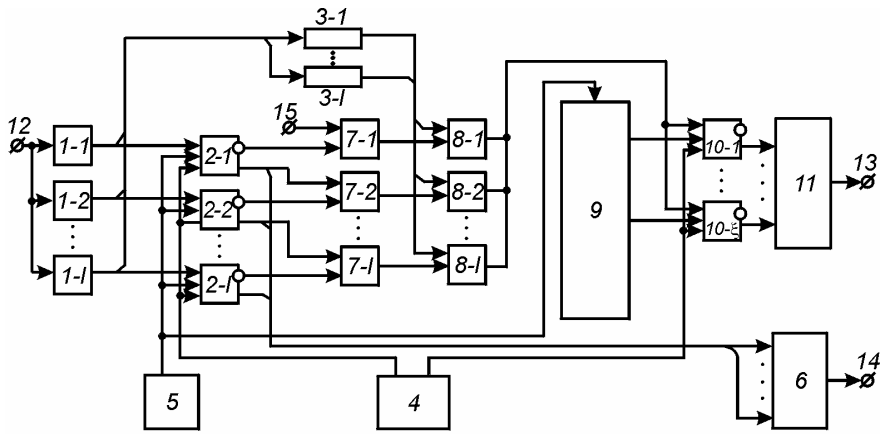


Рис. 4. Функціональна схема КЛАЦП [5]

При цьому область аргументу розбивається на піддіапазони

$$\Delta'_i = x_i - x_{i-1} = a^{(i-1)\Delta} (a^\Delta - 1).$$

Піддіапазон $\Delta_{i \rightarrow j}$ вибирають як робочу зону другого ступеня перетворення.

$$\text{Тоді } \Delta'_j = a^{(j-1)\Delta} (a^\Delta - 1).$$

Всі піддіапазони, в яких розміщується заданий діапазон вхідної напруги, масштабують у робочий піддіапазон.

Масштабний коефіцієнт обраховують за формулою:

$$K_{i \rightarrow j} = \frac{\Delta'_j}{\Delta'_i} = a^{(j-i)\Delta},$$

де i – порядковий номер масштабуючого піддіапазону; j – порядковий номер робочого піддіапазону; a – основа логарифма.

Граничні значення напруги робочого піддіапазону обраховують за формулами:

$$U_I = U_0 x_{j-1} = U_0 a^{(j-1)\Delta}, \quad U_{II} = U_0 x_j = U_0 a^{j\Delta},$$

де U_0 – нормуюча напруга ($U_0 \leq U_{\text{вх min}}$).

Робочий піддіапазон в області функцій $\Delta_j = \Delta$ розбивають на 2^n рівних ділянок, де n – розрядність другого ступеня перетворення. Нехай $q = \frac{\Delta}{2^n}$ крок розбивання (рис.3), при цьому в області аргументу x робочий піддіапазон Δ'_j розбивається на 2^n ділянок:

$$(q'\xi)_j = (x\xi)_j - (x_{\xi-1})_j = x_{j-1} a^{(\xi-1)q} (a^q - 1),$$

де $(q'\xi)_j$ – величина ділянки робочого піддіапазону j в області аргументу x ;

$(x_\xi)_j$ – верхнє граничне значення аргументу x ;

$(x_{\xi-1})_j$ – нижнє граничне значення аргументу x ділянки ξ в робочому піддіапазоні j ;

x_{j-1} – нижнє граничне значення аргументу x в робочому піддіапазоні j ;

$\xi = 1, 2, \dots, 2^n$ – порядковий номер ділянки робочого піддіапазону

Значення опорних напруг другого ступеня перетворення обраховуються за формулою

$$U_\xi = U_I a^{\xi q}.$$

На виході 14 другого шифратора 6 формуються старші розряди вихідного коду (код характеристики логарифма).

На виході 13 першого шифратора 11 формуються молодші розряди вихідного коду (код мантиси логарифма).

З метою підвищення точності і швидкодії в логарифмічний аналого-цифровий перетворювач [6] введено перетворювач код-аналог, вимірювальний частотний перетворювач і додатковий ключ. Вихід старших розрядів лічильника додатково пов'язаний з входом молодших розрядів лічильника через послідовно ввімкнені перетворювач код-аналог, вимірювальний частотний перетворювач і додатковий ключ, керівний вхід якого з'єднаний з блоком керування.

На рис. 5 подано структурну схему логарифмічного аналого-цифрового перетворювача; на рис. 6 наведені часові діаграми, які пояснюють роботу схеми.

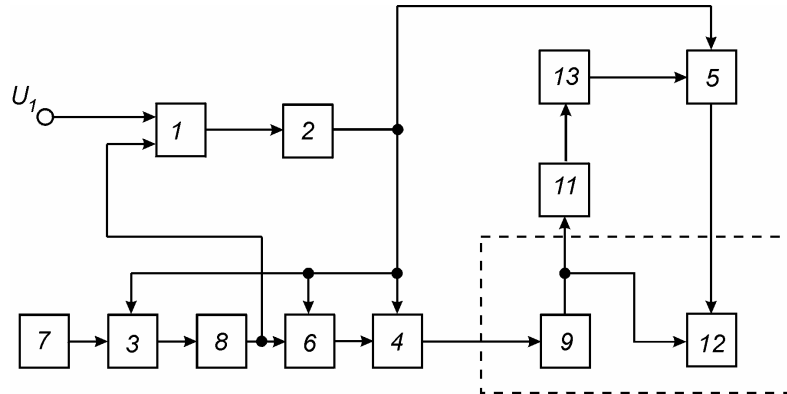


Рис. 5. Структурна схема КЛАЦП [6]

Вхідна напруга U_x підведена до одного з входів схеми 1 порівняння, вихід якої через блок 2 керування пов'язаний з ключами 3, 4, 5 і з функціональним частотним перетворювачем 6. Вихід джерела 7 опорної напруги через ключ 3 і інтегратор 8 з'єднаний зі схемою 1 порівняння і функціональним частотним перетворювачем 6, вихід якого через ключ 4 пов'язаний зі старшими розрядами 9 лічильника 10. Старші розряди 9 під'єднані до входу перетворювача 11 код-аналог і до молодших розрядів 12 лічильника 10, вихід перетворювача код-аналог через вимірювальний частотний перетворювач 13 і ключ 5 – до молодших розрядів 12 лічильника 10.

Пристрій працює так. У вихідному стані ключі 3, 4, 5 закриті і на вхід схеми 1 порівняння подається напруга U_x . Командою “Пуск” з блоку 2 керування відкривається ключ 3 і опорна напруга надходить на вхід інтегратора 8, на виході якого напруга змінюється за законом

$$U_{\text{інт}} = \frac{U_0 t}{\tau},$$

де τ – стала часу інтегратора.

Впродовж часу $t = t_n$ блок керування виробляє команду, за якою запускається функціональний частотний перетворювач 6 і відкриваються ключі 4, 5.

Частота на виході функціонального частотного перетворювача обернено пропорційна вхідній напрузі, тобто

$$f = \frac{k}{U_{\text{інт}}} = \frac{k\tau}{t_0 U_0},$$

де k – коефіцієнт перетворювача функціонального частотного перетворювача.

Імпульси з виходу функціонального частотного перетворювача 6 через ключ 4 надходять в старші розряди 9 лічильника 10.

За рівності напруг $U_{\text{інт}}$ і U_x спрацьовує схема 1 порівняння і через блок 2 керування закриває ключі 4, 5. У результаті в старших розрядах лічильника записується число

$$N_t = \int_{t_n}^{t_x} \frac{k\tau}{t} dt = k\tau(\ln t_x - \ln t_n).$$

Підставляючи значення t_x з виразу для $U_{\text{інт}}$ отримаємо при $(\ln \frac{\tau}{U_0} - \ln t_H) = 0$:

$$N_1 = k\tau \ln U_x.$$

Проте за малої дискретності виникає значна похибка перетворення, оскільки насправді число N_1 відповідає

$$N_1 = k\tau \ln U_k,$$

(рис. 6), тобто дорівнює логарифму від напруги, що відповідає моменту появи останнього імпульса.

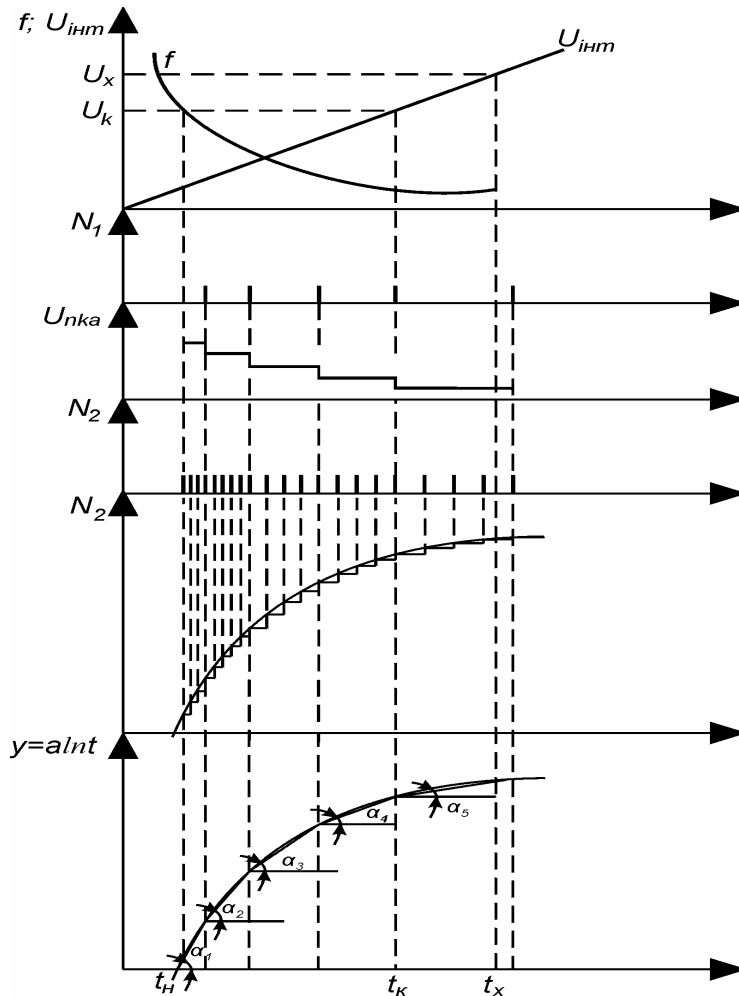


Рис. 6. Часові діаграми роботи КЛАЦП [6]

Для зменшення похибки від дискретності використовується кусково-лінійна апроксимація логарифмічної залежності в проміжках між імпульсами з виходу функціонального частотного перетворювача. Кусково-лінійна апроксимація здійснюється з допомогою функціонального перетворювача 11 код-аналог, лінійного вимірювального частотного перетворювача 13, ключа 5 і молодших розрядів лічильника 10.

Апроксимація здійснюється так. Напруга на виході перетворювача код-аналог $U_{\text{нка}}$ керується кодом N_1 з старших розрядів 9, причому $U_{\text{нка}}$ пропорційна тангенсу кута нахилу α на ділянці апроксимації $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$. Напруга $U_{\text{нка}}$ поступає на вхід вимірювального частотного перетворювача 13, з виходу якого через ключ 5 імпульси потрапляють на молодші розряди 12 лічильника 10. Оскільки напруга $U_{\text{нка}}$ пропорційна швидкості на ділянці апроксимації, а прирости функції $y = a \ln t$ однакові, то кількість імпульсів, які надходять з виходу вимірювального частотного перетворювача на молодші розряди 12, однакова на кожній ділянці апроксимації. При вимірюванні

стану старших розрядів, тобто, з приходом чергового імпульсу з функціонального частотного перетворювача, відбувається перехід на наступну ділянку апроксимації і скидання молодших розрядів.

У момент рівності напруг $U_{\text{інт}} = U_x$ блок 2 керування видає команду, за якою ключ 5 закривається. У результаті в молодших розрядах 12 лічильника 10 записується число $N_2 = a \ln t_x - a \ln t_k$, де $a = k\tau$. Враховуючи, що $a \ln t_k = N_1$, отримуємо в лічильнику число

$$N = N_1 \cdot 10^k + N_2,$$

де k – число молодших розрядів.

При цьому значно підвищується точність перетворення, оскільки зменшуються вимоги до динамічного діапазону функціонального частотного перетворювача і, відповідно, підвищується його точність.

Вимоги до апроксимуючого кола невисокі: за його допомогою відпрацьовуються тільки молодші розряди. У такому перетворювачі можна значно підвищити швидкодію порівняно з відомим пристроєм за однакової похибки від дискретності.

Властивості інтерполяційних логарифмічних АЦП будуть розглянуті у продовженні статті (частина 2).

1. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с. 2. Мичуда З.Р. Підвищення точності та швидкодії послідовних логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду // Книга за матеріалами 4-ї міжнародної НТК "Контроль і управління в технічних системах". У 3-х томах. Т.2. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1997. – С. 131–136. 3. Католик Б.О., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач // Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка" "Автоматика, вимірювання та керування", 2002. – №445. – С. 160–166. 4. Ямный В.Е. Аналого-цифровые преобразователи напряжений в широком динамическом диапазоне. – Минск: Изд-во БГУ, 1980. – 192 с. 5. А.с. 1164744 СССР. Способ логарифмического преобразования напряжения в код и устройство для его осуществления / Г.А. Капитанов, 1985, Бюл. №24. 6. А.с. 512475 СССР. Логарифмический преобразователь / В.Д. Циделко, В.А. Тесленко. – 1976, Бюл. №16.

УДК 536.51:534.8

Т.М. Залуцька, Я.Т. Луцик, А.І. Озгович, І.С. Ліхновський
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра інформаційно-вимірювальних технологій

КОМПЛЕКС ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК МАТЕРІАЛІВ УЛЬТРАЗВУКОВОЇ ТЕРМОМЕТРІЇ

© Залуцька Т.М., Луцик Я.Т., Озгович А.І., Ліхновський І.С., 2007

Запропоновано дослідний комплекс для дослідження характеристик матеріалів для створення чутливих елементів ультразвукових термометрів.

Offered experimental complex for research of descriptions of materials for creation of sensible elements of ultrasonic thermometers.

Вступ

Широка номенклатура засобів вимірювання температури, що сьогодні серійно випускається як в Україні, так і за кордоном, не повністю відповідає комплексу вимог, що висувують наука та промисловість. Тому науковці приділяють увагу можливостям нових нетрадиційних засобів вимірювання температури, до яких можна віднести ультразвукову термометрію. У процесі досліджень експериментальних взірців ультразвукових термометрів було виявлено, що такі характеристики, як чутливість, діапазон вимірюваних температур, стабільність, ресурс тощо залежать насамперед від