

ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

УДК 681.335 (088.8)

АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ЛОГАРИФМІЧНОЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ ПЕРЕТВОРЕННЯ Огляд. Частина 2*

© Зиновій Мичуда, 2000

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Автоматика та телемеханіка",
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Дано означення параметрів, запропоновано критерій оцінки точності та класифікацію, проведено порівняльний аналіз властивостей та вказано перспективи розвитку АЦП з логарифмічною характеристикою перетворення.

Даны определения параметров, предложены критерии оценки точности и классификация, проведен сравнительный анализ свойств и указаны перспективы развития АЦП с логарифмической характеристикой преобразования.

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

6. Квазілогарифмічні АЦП

6.1. КЛАЦП на р-п переході

У логарифмічних перетворювачах на р-п переході напівпровідникового діода чи транзистора (рис.2) [1-5] вихідна напруга зв'язана з вхідною напругою залежністю

$$U_{\text{ВИХ}} = \varphi_T \left(\ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{R I_{\text{КО}}} - \ln \alpha \right),$$

де $I_{\text{КО}}$ – некерований струм колектора; α – коефіцієнт передачі струму у схемі включення транзистора із спільною базою; φ_T – тепловий потенціал:

$$\varphi_T = \frac{kT}{q},$$

де T – температура р-п переходу за Кельвіном, k – стала Больцмана, q – заряд електрона.

Як видно з формул, вихідна напруга є натуральним логарифмом вхідної, але має значну температурну залежність від температури через вплив φ_T й істотну похибку невідповідності логарифма, викликану впливом α .

Якщо $\alpha = 0,99$, можна вважати $\ln \alpha = 0$ з похибкою 0,25 мВ.

Для компенсації температурної похибки вводять у схему додаткові транзистори, резистори та термістори.

За рахунок інтегрального виконання точність найкращих [2] логарифмічних перетворювачів на р-п переході (фірми Burr Brown) доведена до класу точності 0,5 у діапазоні вхідних сигналів 100 дБ, – при похибці невідповідності логарифма 0,1%. Подальше підвищення точності таких перетворювачів неможливе, оскільки сучасна технологія інтегральних схем не дає змоги виготовити активні елементи з допуском, меншим від 0,1 – 5%.

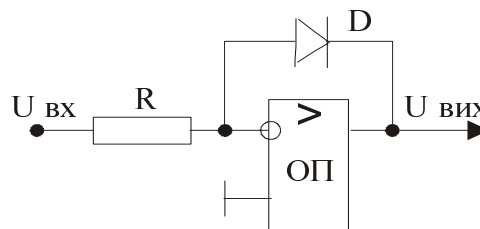


Рис. 2. Логарифмічний перетворювач на р-п переході напівпровідникового елемента

* Частина 1 див.: "Вимірювальна техніка та метрологія". 2000. № 56. С. 94-100.

Істотним недоліком КЛАЦП на р-п переході є наявність на його виході лінійного АЦП, що призводить до погіршення точності та втрати основної переваги логарифмічних перетворювачів – постійного значення відносної похибки перетворення у всьому діапазоні вимірювання.

Отже, клас точності КЛАЦП на р-п переході напівпровідникового елемента при сучасній інтегральній технології не може бути кращим за клас точності 0,6.

6.2. КЛАЦП на розрядному RC-колі

КЛАЦП із розрядним RC-колом містять послідовно з'єднані лінійний логарифмічний перетворювач (рис.3) і лінійний АЦП. Такі КЛАЦП мають низьку точність (не краще від класу точності 1,0 [1,6]), оскільки логарифм визначається за часом розряду конденсатора (t) при численних дестабілізуючих факторах:

$$t = RC \ln \frac{U_{ВХ}}{U_0}$$

де R і C – опір і ємність розрядного кола; $U_{ВХ}$ і U_0 – вхідна та еталонна (опорна) напруги.

Похибку перетворення КЛАЦП із розрядним RC-колом можна визначити за формулою

$$\delta = \delta_{ЛП} + \delta_{АЦП},$$

де $\delta_{АЦП}$ – відносна похибка АЦП, $\delta_{ЛП}$ – відносна похибка логарифмічного перетворювача:

$$\delta_{ЛП} = \delta_R + \delta_C + \delta_{НС},$$

де δ_R – відносна похибка опору розрядного кола; δ_C – відносна похибка ємності конденсатора розрядного кола; $\delta_{НС}$ – відносна похибка, що виникає при вимірюванні часу розряду конденсатора t через несинхронність імпульсів генератора зразкової частоти блока реєстрації та імпульсів компаратора.

За рахунок впливу численних дестабілізуючих факторів і неідеальності компонентів похибка перетворення КЛАЦП із розрядним RC-колом не може бути меншою від 0,5% [6].

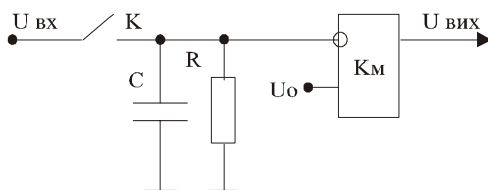


Рис. 3. Логарифмічний перетворювач на розрядному RC-колі

6.3. КЛАЦП з позиційним кодером-логарифматором

КЛАЦП цього типу реалізуються за такою структурною схемою: лінійний АЦП на вході та цифровий логарифмічний перетворювач на виході [1]. На вході цифрового логарифмічного перетворювача звичайно включається логічна матриця, комбінаційні перемикачі якої керуються n-розрядним кодом, що надходить з виходу лінійного АЦП.

Істотними недоліками цих КЛАЦП є порівняно велика кількість елементів схеми та малий динамічний діапазон вхідних сигналів. Останній недолік зумовлений наявністю лінійного АЦП на вході КЛАЦП. Через цей недолік такі КЛАЦП практично майже не використовуються.

6.4. КЛАЦП з число-імпульсним кодером-логарифматором

Найпростішими КЛАЦП типу лінійний АЦП – цифровий логарифмічний перетворювач є КЛАЦП з число-імпульсним кодером-логарифматором (ЧІК). Найвищу точність таких КЛАЦП можна забезпечити, якщо використати на їх вході прецизійний компенсаційний перетворювач напруга-частота (ПНЧ) із стабілізацією ампер-секундної площі імпульсу від'ємного зворотного зв'язку [7,8], а на виході – число-імпульсний логарифматор, наприклад, [9], див. рис.4.

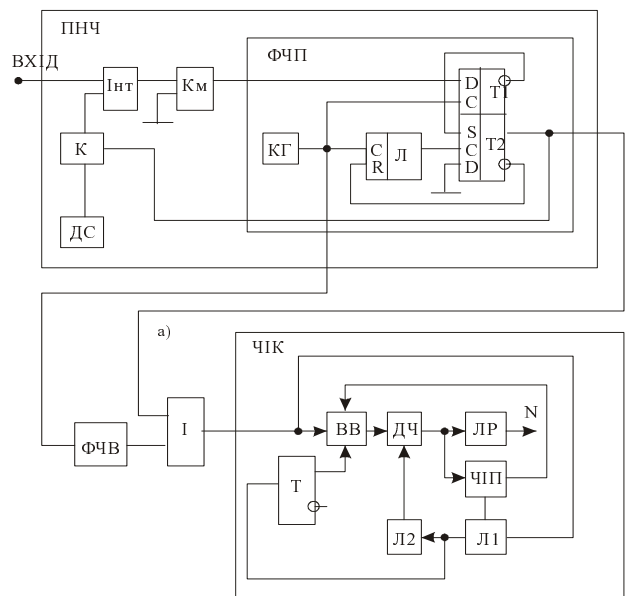


Рис. 4. КЛАЦП з проміжним частотним перетворенням і число-імпульсним логарифматором

Частота повторення імпульсів на виході прецизійного ПНЧ

$$F_X = \frac{F_{KГ}}{R_i I_p V} * U_{BX},$$

де V – коефіцієнт ділення частоти, R_i – опір інтегратора, I_p – струм джерела струму розряду, $F_{KГ}$ – частота кварцового генератора.

Число-імпульсний код, що надходить на вхід число-імпульсного кодера ЧІК, має значення

$$N_I = F_X T_B,$$

де T_B – час виміру. На виході число-імпульсного кодера ЧІК утворюється код N , значення якого:

$$N = K^p \ln \frac{N_I}{K^p},$$

де p – кількість розрядів у випадку двійкового лічильника ЛІ чи кількість декад у випадку двійково-десятькового лічильника ЛІ, K – основа системи числення ($K=2$ для двійкового ЛІ і $K=10$ для двійково-десятькового ЛІ).

Ця схема дає змогу логарифмувати вхідні сигнали, для яких $N_I \gg 2K^p$.

7. Логарифмічні АЦП

7.1. ЛАЦП на сітці резисторів

ЛАЦП із сіткою резисторів (рис.5) звичайно ділять на два типи:

- з ваговими резисторами;
- з резистивною матрицею R-2R.

7.1.1. ЛАЦП з ваговими резисторами

Схему ЛАЦП з ваговими резисторами [1] наведено на рис.5,а.

Вихідний код може бути представлений з плаваючою комою як

$$N = F * 2^E,$$

де F і E двійкові числа:

$$F = \sum_{i=0}^{f-1} 2^i x_i; \quad E = \sum_{i=0}^{2^e-1} 2^i y_i,$$

де e – значення характеристики, f – значення мантиси.

При замкнутому i -ключі $x_i=1$ і $y_i=1$, а при розімкнутому i -ключі $x_i=0$ і $y_i=0$.

Логічна функція z_j набуває значення

$$z_j = \begin{cases} 1 & \text{для } j=E \\ 0 & \text{для } j \neq E \end{cases}$$

Крок квантування q дорівнює

$$q = U_O \frac{G_f}{G_e}.$$

Співвідношення між провідностями вибирають із умови забезпечення повної шкали (для максимальних значень F і E):

$$\frac{G_f}{G_e} = \frac{1}{(2^f - 1) * 2^{2^e - 1}}.$$

Тоді напруга на виході операційного підсилювача

$$U_{eCX} = \frac{U_O}{(2^f - 1) * 2^{2^e - 1}} F 2^E.$$

Вибір резисторів для $f=5$ (1 М; 500 к; 250 к; 125 к; 62,5 к) і $e=3$ (252; 504; 1008; 2016; 4030; 8060; 16,1к; 32,2 к) із умови $G_f=10^{-6}$ См і $G_e=3,968*10^{-3}$ См.

Якщо $U_O=10$ В, крок квантування 2,5 мВ.

Наявність значної кількості резисторів різних номіналів є головним недоліком ЛАЦП з ваговими резисторами, оскільки робить нетехнологічною схему, а різний тепловий режим резисторів матриці призводить до збільшення похибки ЛАЦП.

7.1.2. ЛАЦП з резистивною матрицею R-2R

Схема ЛАЦП з резистивною матрицею R-2R [1,10], наведена на рис.5,б, має такі переваги:

- 1) наявність резисторів лише двох значень, R і $2R$, що зумовлює високу технологічність схеми, особливо в інтегральному виконанні;
- 2) постійні значення струмів у резисторах матриці при зміні значення вхідного коду, що покращує тепловий режим роботи і сприяє підвищенню точності ЛАЦП;
- 3) постійний еквівалентний опір матриці, який не залежить від вхідного коду, внаслідок чого також підвищується точність ЛАЦП.

Струм I_i , який надходить на інвертуючий вхід операційного підсилювача, дорівнює сумі струмів, що течуть через резистори $2R$ тих розрядів, де у вхідному коді є логічна одиниця

$$I_i = \frac{1}{2} \frac{U_O^*}{3R} \frac{F}{2^f};$$

струм зворотного зв'язку I_O

$$I_O = \frac{1}{2} \frac{U_O^*}{3R} 2^{-E}.$$

Напруга на виході операційного підсилювача

$$U_{eCX} = \frac{U_0^*}{2^f} F 2^E .$$

Тут

$$U_0^* = \frac{U_0}{2^2} .$$

ЛАЦП другого типу (на резистивній матриці R-2R) є найбільш технологічними у виробництві. При інтегральному виготовленні таких ЛАЦП реалізується найзначніша перевага інтегральної технології – ідентичність параметрів і однакове взаємне відхилення від номінального значення однотипних компонентів.

Найпростіша реалізація ЛАЦП цього типу на ЦАП з резистивною матрицею типу R-2R (рис.5,в) [10].

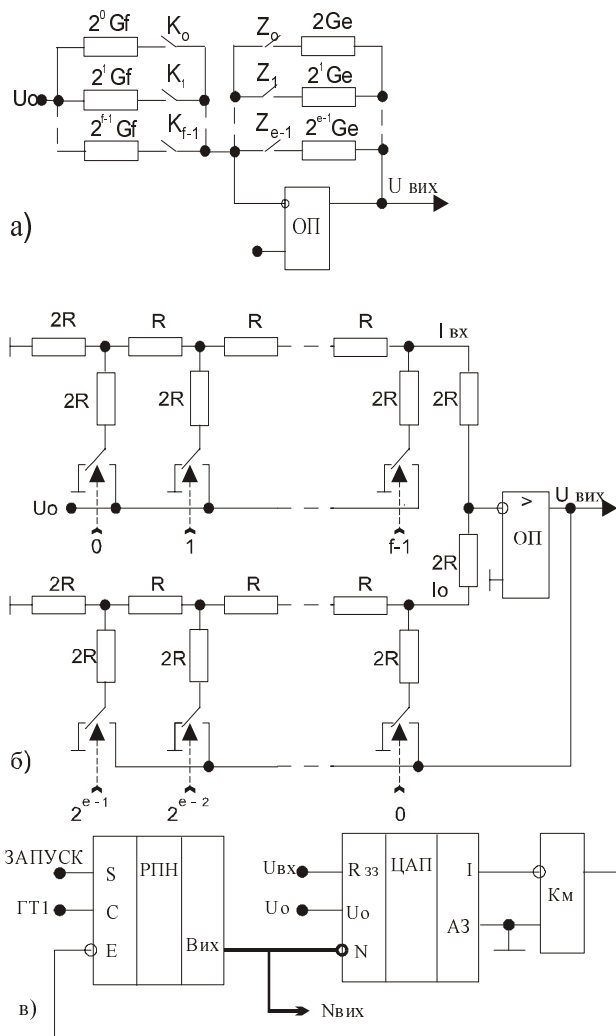


Рис. 5. ЛАЦП із сіткою резисторів:

а) з ваговими резисторами; б) з R-2R резисторами
в) на ЦАП з R-2R резисторами

Вихідний струм ЦАП зв'язаний з вихідним кодом залежністю

$$I_i = \frac{U_0}{R} \sum_{i=0}^{N-i} \frac{a_i}{2^i}$$

де $a_i=1$, якщо у i -розряді коду логічна одиниця, $a_i=0$, якщо у i -розряді коду логічний нуль.

ЛАЦП на сітці резисторів R-2R реалізовані у вигляді інтегральних схем, наприклад, AD7118 фірми Analog Devices, забезпечують похибку перетворення 0,4 дБ, 0,5 дБ або 0,7 дБ відповідно в динамічному діапазоні 30 дБ, 42 дБ або 48 дБ. Їх відносна похибка становить 1,2% і більше.

ЛАЦП на сітці резисторів R-2R типу AD7111 фірми Analog Devices забезпечують роздільну здатність 0,375 дБ (або 17 двійкових розрядів) у динамічному діапазоні 85,5 дБ, що відповідає відносній похибці перетворення 0,5%; причому вихідний код має 8 двійкових розрядів, з яких група чотирьох старших розрядів забезпечує значення коду 16 – 255 з кроком 6 дБ, а група чотирьох молодших розрядів – значення коду 0 – 15 з кроком 0,375 дБ [10].

ЛАЦП того самого типу AD7115 має роздільну здатність 0,1 дБ в динамічному діапазоні вхідних сигналів 0-19,9 дБ при 2,5 двійково-десяткових розрядах вихідного коду [10].

7.2. Інтегруючі ЛАЦП

В інтегруючих ЛАЦП [11-17] використовують принцип інтегрування оберненої функції. Загально-відомо, що

$$\int \frac{1}{t} dt = \ln t .$$

Таку функцію реалізують через проміжне частотне перетворення.

Узагальнена та функціональна схеми інтегруючого ЛАЦП наведені відповідно на рис.6,а та рис.6,б [16].

У початковому стані конденсатор С інтегратора на операційному підсилювачі ОП розряджений до нуля через замкнутий ключ К1, а перетворювач напруга-частота ПНЧ відтворює обернено функціональну характеристику перетворення $f = \frac{k}{U_x}$. Використовуючи ПНЧ з імпульсним зворотним зв'язком, забезпечують

$$f = \frac{I}{t_s + t_p} = \frac{U_0 R_0}{U_x R_x t_p} ,$$

де t_s і t_p – час заряду і час розряду конденсатора інтегратора Інт ПНЧ, R_0 і R_x – опори на опорному та інформаційному входах ПНЧ, U_0 – опорна напруга.

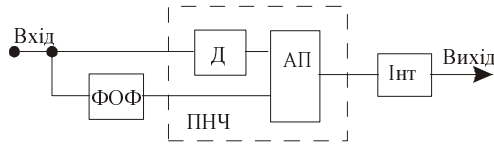


Рис. 6,а. Узагальнена структурна схема інтегруючого ЛАЦП

Імпульсом "Запуск" блока керування БК розмикається К1 і напруга на виході інтегратора на ОП починає лінійно змінюватися

$$U_i = \frac{U_o}{RC} t .$$

Частота на виході ПНЧ змінюється так

$$f = \frac{RCR_x}{R_o t_p} .$$

Імпульси з виходу ПНЧ надходять на вхід лічильника Л.

Коли напруга на виході інтегратора на ОП дорівнюватиме вхідній напрузі $U_{вх}$, спрацьовує компаратор Км і переводить тригер Т у стан логічного нуля; ключ К2 розмикається і забороняє проходження імпульсів ПНЧ на лічильник.

$U_i = U_{вх}$ в момент часу $t = t_x$:

$$t_x = \frac{U_{вх} RC}{U_o} .$$

За проміжок часу від t_3 до t_x на лічильник надійде кількість імпульсів (N):

$$N = \int_{t_k}^{t_x} f(t) dt = \int_{t_k}^{t_x} \frac{RCR_x}{R_o t_p} dt = \frac{RCR_x}{R_o t_p} \ln \frac{RCU_{вх}}{t_k U_o} .$$

Якщо забезпечити $t_3 = RC$, то

$$N = \frac{RCR_x}{R_o t_p} \ln \frac{U_{вх}}{U_o} .$$

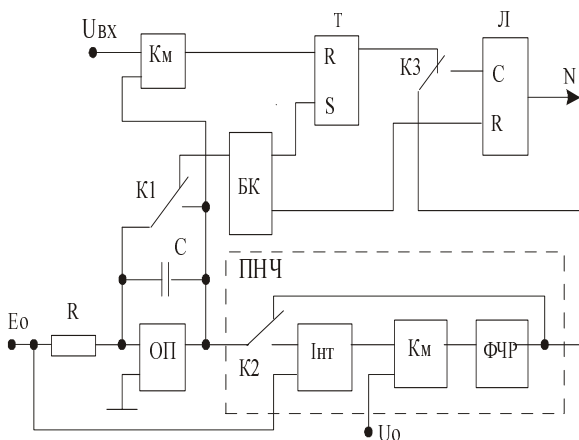


Рис. 6,б. Інтегруючий ЛАЦП з проміжним частотним перетворенням

Отже, кількість імпульсів N, записаних у лічильнику Л, дорівнює натуральному логарифму вхідної напруги.

Істотним недоліком таких ЛАЦП є те, що час інтегрування має бути великим, так, у ПНЧ з імпульсним зворотним зв'язком із збільшенням частоти вище ніж 10 кГц значно зростають похибки перетворення (так, при похибці перетворення 0,5% час перетворення досягає порядку десятків мілісекунд).

7.3. ЛАЦП на комутованих конденсаторах

ЛАЦП на комутованих конденсаторах [18-34] мають найвищу точність: забезпечують відносну похибку перетворення 0,5% у динамічному діапазоні вхідних сигналів 80 дБ при реалізації методу послідовної лічби (при реалізації методу приблизного та точного вимірювання чи порозрядного кодування їх точність вища за клас 0,1).

Вони мають два варіанти реалізації: з перерозподілом заряду і з накопиченням заряду; їх базові комірки наведені відповідно на рис.7,а і рис.7,б.

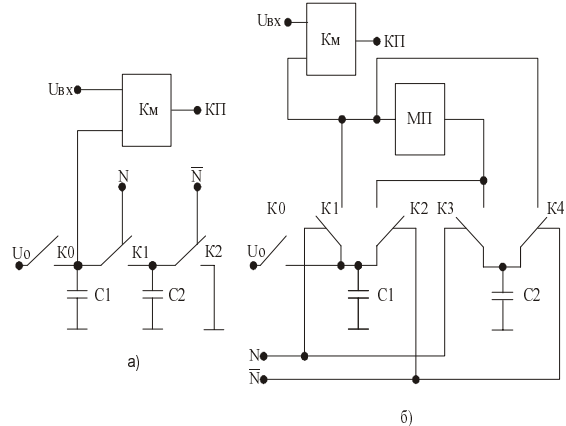


Рис. 7. Базові комірки ЛАЦП на КК: а) з перерозподілом заряду; б) з накопиченням заряду

7.3.1. ЛАЦП з перерозподілом заряду

У ЛАЦП з перерозподілом заряду логарифм дорівнює числу дозувань (N) і визначається за формулою [18-25]

$$N = \frac{1}{\log \zeta} * \log \frac{U_{вх}}{U_o} ,$$

де $\zeta = \frac{C_n}{C_n + C_d} .$

Тут C_n і C_d – ємності накопичувального та дозуючого конденсаторів; ζ – коефіцієнт дозування, причому $\zeta = const$.

Задаючи число дозувань (N), коефіцієнт дозування ζ можна визначити як

$$\zeta = e^{N \cdot \ln D^{-1}},$$

де D – динамічний діапазон вхідних сигналів на етапі.

Після закінчення перетворення значення компенсаційної напруги

$$U = \zeta^N U_0$$

і її приріст

$$\Delta U = \zeta^{N-1} (\zeta - 1) U_0 .$$

Як видно з передостаннього виразу, має місце затухаюча, – оскільки $\zeta < 1$, – розгортка компенсаційної напруги за законом показникової функції ζ^X .

Відносна похибка квантування (δ) дорівнює відношенню $\Delta U / U$, тобто

$$\delta = \frac{1 - \zeta}{\zeta} \quad \text{або} \quad \delta = \frac{''b''}{''n''} .$$

З останніх виразів виходить, що відносна похибка квантування не залежить від значення вхідного сигналу і є постійною у всьому діапазоні перетворення:

$$\delta = \text{const} .$$

7.3.1.1. Найпростіший ЛАЦП з перерозподілом заряду

Найпростіший ЛАЦП з перерозподілом заряду наведено на рис.8 [19]. Він містить одновібратор ОВ, генератор тактових імпульсів ГТІ, формувач імпульсних послідовностей на D-тригері Т, компаратор Км, лічильник результату ЛР, джерело опорної напруги ДОН і конденсаторну комірку на накопичувальному C_H і дозуючому C_D конденсаторах.

Недоліком такого ЛАЦП є зниження точності через втрату заряду накопичувальним конденсатором, оскільки, що ключі конденсаторної комірки керуються протифазними сигналами від формувача на D-тригері і в момент переключення один з ключів ще не повністю виключився, а інший – вже включився.

7.3.1.2. Покращений ЛАЦП з перерозподілом заряду

Для підвищення точності ЛАЦП нами запропоновано [23] розділити протифазні керуючі сигнали паузами (рис.9), тривалість яких вибирають достатньою для повного переключення ключів. Досягають

цієї мети виконанням формувача імпульсних послідовностей на D-тригері та двох елементах збігу П1 і П2.

Наявність у схемах таких ЛАЦП накопичувальних конденсаторів порівняно великої ємності істотно зменшує швидкодію за рахунок великої сталої часу заряду.

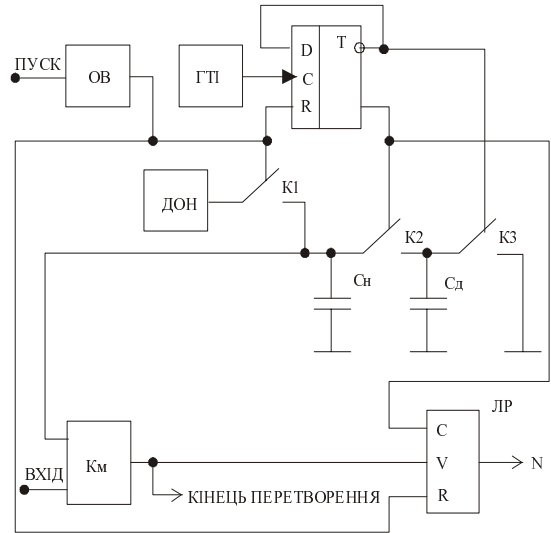


Рис. 8. Функціональна схема найпростішого ЛАЦП з перерозподілом заряду

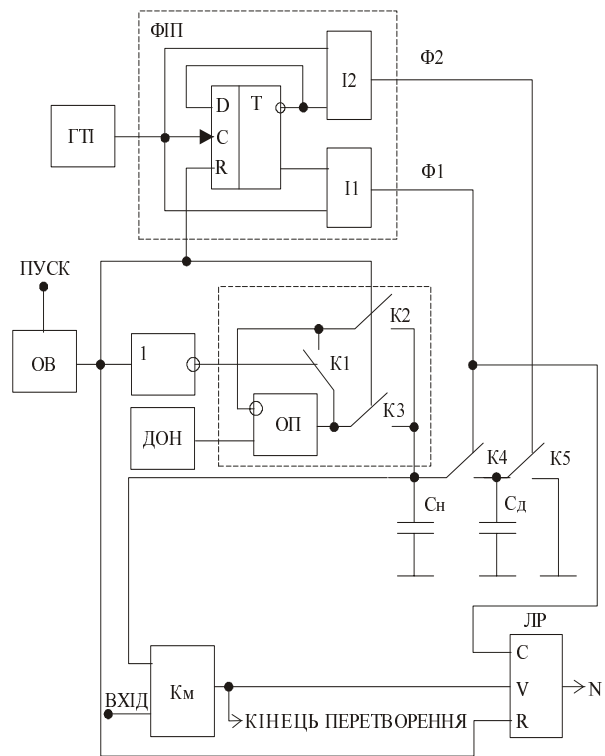


Рис. 9. Функціональна схема покращеного ЛАЦП з перерозподілом заряду

Значно зменшити сталу заряду можна, зменшуючи опір замкнутого ключа заряду [23]. Для цього ключ заряду виконують на операційному підсилювачі ОП і трьох ключових елементах К1, К2, К3. Як ключові елементи доцільно використовувати інтегральні аналогові ключі, наприклад, серії К590.

Оскільки рівень напруги на накопичувальному конденсаторі C_H повністю повторюється на інвертуючому вході операційного підсилювача ОП при замкнутих ключах К2 і К3, то спостерігається 100%-й зворотний зв'язок по напрузі, який зменшує вихідний опір охопленого ним тракту в $(1+K)$ разів. Тут K – коефіцієнт передачі напруги ОП при розімкнутім зворотнім зв'язку, що в нашому випадку збігається з власним коефіцієнтом підсилення ОП.

Отже, стала часу заряду накопичувального конденсатора C_H

$$\tau_3 = \frac{(R_B + R_K)C_H}{1 + K},$$

де R_B – вихідний опір ОП, R_K – опір замкнутого ключа.

Отже, стала заряду C_H набагато (майже у K разів) зменшена, тобто набагато підвищена швидкодія ЛАЦП.

7.3.1.3. Інтерполяційний ЛАЦП з перерозподілом заряду

Найбільшим недоліком послідовних АЦП є великий час перетворення. Зменшити час перетворення можна, використавши метод приблизного та точного виміру, який полягає у тому, що на першому етапі перетворення здійснюють швидко, але з великою похибкою квантування, а на другому етапі інтерполяцією що похибку компенсують до допустимого значення.

Отже, похибка перетворення не перевищуватиме значення похибки квантування на етапі точного перетворення, а час перетворення значно зменшиться за рахунок великих кроків квантування на етапі приблизного перетворення.

Функціональна схема запропонованого автором [25] інтерполяційного ЛАЦП, що реалізує метод приблизного та точного виміру, наведена на рис.10, де позначено: ГТІ – генератор тактових імпульсів, ФІП – формувач імпульсних послідовностей, ОВ – одновібратор, ДОН – джерело опорної напруги, Км – компаратор, РЗ – регістр зсуву, АК – аналоговий ключ підвищеної швидкодії, ОП – операційний підсилювач,

К – ключ, C_D – дозуючий конденсатор, C_{H1} і C_{H2} – перший і другий накопичувальні конденсатори, Т – тригер, І – елемент збігу, Ф1 і Ф2 – відокремлені паузами імпульсні послідовності, вихід 1 і 2 – інформаційні виходи старших і молодших розрядів, КП – вихід "Кінець перетворення".

Для підвищення точності ЛАЦП на кожному етапі здійснюється показникова розгортка компенсаційної напруги.

Задаючи допустиме значення відносної похибки квантування (δ_D) на етапі, знайдемо мінімальне значення коефіцієнта дозування за формулою

$$\zeta_{min} = \frac{1}{1 + \delta_D}.$$

Абсолютна похибка перетворення (Δ) дорівнює різниці між передостаннім рівнем компенсаційної напруги на другому етапі (U_2) та вхідним сигналом, $\Delta = U_2 - U_{вх}$ і не перевищує значення

$$\Delta = \delta_2 U_{ВХ}.$$

Отже, в інтерполяційному ЛАЦП результат перетворення матиме похибку, що не перевищуватиме значення відносної похибки перетворення на другому етапі δ_2 .

Приклад реалізації. Задаючи на першому етапі відносну похибку квантування $\delta_1 = 10\%$, визначимо коефіцієнт дозування $\zeta_1 = 0,9090909$; аналогічно на другому етапі для відносної похибки квантування $\delta_2 = 0,1\%$ знайдемо $\zeta_2 = 0,9990009$.

Оскільки коефіцієнту дозування $\zeta_1 = 0,9090909$ відповідає число дозувань $N_1 = 97$ для діапазону зміни вхідного сигналу від 1 мВ до 10 В, то для більшої зручності подання результату перетворення приймемо $N_1 = 100$ і уточнимо коефіцієнт дозування та відносну похибку квантування, які матимуть відповідно значення $\zeta_1 = 0,9120108$ і $\delta_1 = 9,6\%$.

Аналогічно уточнимо для другого етапу:

$$N_2 = 100; \zeta_2 = 0,9990794 \text{ і } \delta_2 = 0,1\%.$$

Остаточний результат перетворення N дорівнює сумі проміжних результатів перетворення на окремих етапах і для приведення його до значення одиниці молодшого розряду кількість дозувань на першому етапі N_1 треба помножити на 100, – оскільки між будь-

якими двома рівнями компенсаційної напруги на першому етапі поміщається 100 рівнів компенсаційної напруги другого етапу:

$$N = 100N_1 + N_2 \quad \text{або}$$

$$N = \frac{100}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{BX}}{U_O} + \frac{1}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{BX}}{U_1},$$

де U_1 – передостаннє значення компенсаційної напруги на першому етапі.

Отже, для перетворення вхідного сигналу 1 мВ – 10 В з похибкою квантування δ , не більшою від 0,1%, у розробленому ЛАЦП час перетворення не перевищує 200 періодів тактової частоти (в той час як у ЛАЦП [19-24] їх необхідно 10000), тобто швидкодія підвищується у 50 разів.

За рахунок значного зменшення кількості дозувань істотно зменшується інструментальна похибка від впливу паразитних ємностей і струмів витікання ключів. Так, при наведених вище даних у послідовних ЛАЦП [19-24] вона сягає 0,35%, а у розробленому інтерполяційному ЛАЦП – не перевищує 0,04%.

7.3.2. ЛАЦП з накопиченням заряду

У ЛАЦП з перерозподілом заряду потрібний коефіцієнт перетворення забезпечується належним вибором ємностей конденсаторів C_H і C_D . Проте можливості такого вибору обмежені значеннями типового ряду номіналів конденсаторів, причому слід зауважити, що змінних конденсаторів, аналогічних до змінних резисторів, практично нема.

Цей недолік усунуто в ЛАЦП на комутованих конденсаторах з накопиченням заряду (рис.7,б). Їх вихідний сигнал є числом імпульсів N і визначається за формулою [26,27]

$$N = \frac{1}{\log \alpha} * \log \frac{U_{BX}}{U_O},$$

де α – коефіцієнт передачі масштабуючого перетворювача (МП).

Масштабуючий перетворювач таких ЛАЦП повинен бути неінвертуючим і з високим вхідним опором. Його коефіцієнт передачі α може бути як більшим від одиниці, так і меншим (тільки не дорівнювати одиниці!).

Якщо коефіцієнт передачі МП $\alpha > 1$, то в ЛАЦП формується ступінчато наростаюча розгортка компенсаційної напруги, а при $\alpha < 1$ – ступінчато спадна.

Звернемо увагу – два види розгорток дозволяють реалізувати слідкуючий ЛАЦП.

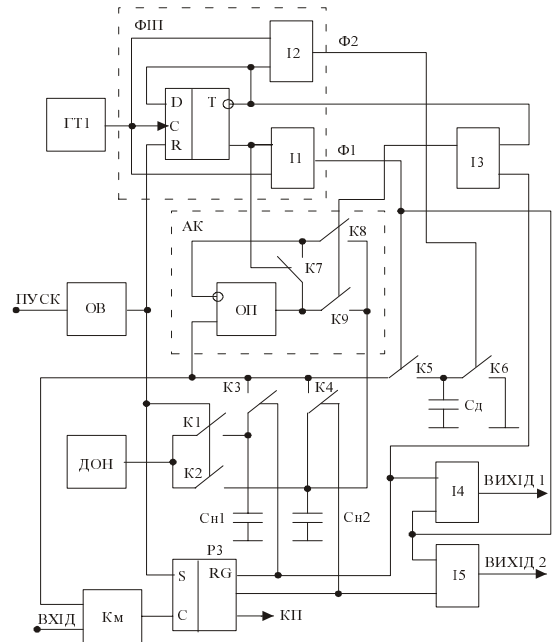


Рис. 10. Інтерполяційний ЛАЦП з перерозподілом заряду

7.3.2.1. Послідовний ЛАЦП з накопиченням заряду і ступінчато наростаючою розгорткою

Функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду і ступінчато наростаючою розгорткою, що запропонована автором [26,27], наведена на рис.11.

ЛАЦП містить генератор тактових імпульсів (ГТІ), тригер (Т), ключі (К1-К5), конденсатори (С1 і С2), регульований масштабний перетворювач (РМП), компаратор (Км), одновібратор (ОВ) і лічильник результату (ЛР).

У цьому ЛАЦП реалізовано метод послідовної лічби.

При виконанні РМП, наприклад, у вигляді неінвертуючого підсилювача напруги на операційному підсилювачі, коефіцієнт перетворення α набуває вигляду

$$\alpha = 1 + R_2/R_1,$$

де R_2 – опір резистора, включеного між виходом і інвертуючим входом операційного підсилювача; R_1 – опір резистора, включеного між інвертуючим входом операційного підсилювача та шиною нульового потенціалу. У ЛАЦП (рис.11) спрацьовування компаратора Км відбуваються синхронно з імпульсами ГТІ. Тому похибка від несинхронності $\delta_{нс}$ у ньому не виникає.

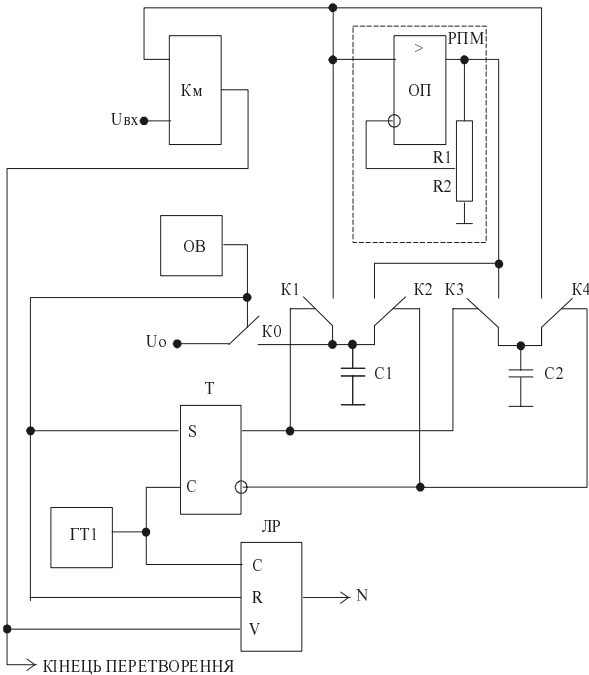


Рис. 11. Функціональна схема послідовного ЛАЦП з накопиченням заряду

Тому інструментальна похибка перетворення буде визначатися лише похибкою логарифма $Ln\alpha$. Як відомо, абсолютна похибка логарифма дорівнює відносній похибці його аргумента

$$\Delta_L = \delta_\alpha = \delta_{R2} - \delta_{R1},$$

де δ_α – відносна похибка аргумента α ; δ_{R2} і δ_{R1} – відносні похибки резисторів R2 і R1.

Використовуючи змінні резистори, можна установити $\delta_{R2} = \delta_{R1}$, тобто звести інструментальну похибку до нуля.

Отже, похибка перетворення ЛАЦП з накопиченням заряду дорівнюватиме методичній похибці, тобто похибці квантування.

7.3.2.2. ЛАЦП на комутованому конденсаторі з проміжним перетворенням напруга-струм

Можна спростити схемне вирішення ЛАЦП до одного комутованого конденсатора [28,29] за рахунок введення перетворювача напруга-струм (рис.12).

Результат перетворення дорівнює числу імпульсів N генератора ГТ1, що надійдуть на лічильник Л за час від закінчення імпульсу одновібратора ОВ до спрацювання компаратора Км:

$$N = \frac{1}{\log \xi} * \log \frac{U_{вх}}{U_o}.$$

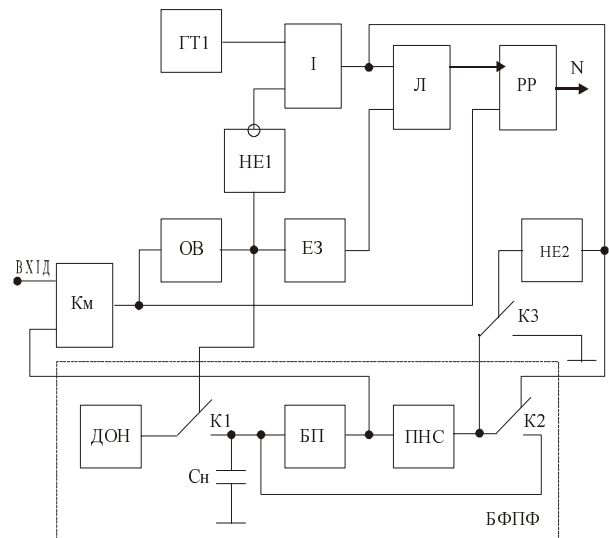


Рис. 12. Функціональна схема ЛАЦП на КК з проміжним перетворенням напруга-струм

де $\xi = \frac{1 - K\tau / 2C}{1 + K\tau / 2C}$, K – коефіцієнт перетворення перетворювача напруга-струм ПНС, τ – тривалість імпульсів генератора ГТ1, C – ємність накопичувального конденсатора. Відносна похибка квантування на будь-якому (i) такті перетворення матиме значення

$$\delta = \frac{\Delta U_i}{U_i} = \frac{1 - \xi}{\xi}.$$

Якщо коефіцієнт дозування $\xi = \text{const}$, то $\delta = \text{const}$, тобто відносна похибка квантування δ не залежить від значення вхідної величини.

Коефіцієнт дозування залежить від коефіцієнта перетворення ПНС, тривалості імпульсів ГТ1 та ємності накопичувального конденсатора. Відносна похибка коефіцієнта дозування може бути визначена як подвоєна сума відносних похибок перемножуваних параметрів, оскільки добуток в чисельнику та знаменнику мають однакове абсолютне значення і різні знаки:

$$\delta_\xi = 2(\delta_\gamma + \delta_\tau + \delta_C).$$

Отже, для підвищення точності необхідно стабілізувати параметри компонентів, що визначають коефіцієнт дозування.

Найлегше стабілізувати тривалість імпульсів ГТ1 τ . Якщо використати як ГТ1 найпростіший кварцовий генератор, то відносна похибка тривалості імпульсів ГТ1 не перевищуватиме 0,001 – 0,0001%.

Як накопичувальний конденсатор Сн необхідно використовувати прецизійний полістироловий або фторпластовий конденсатор. Температурний коефіцієнт ємності (δ тке) кращих конденсаторів не перевищує 0,003%/оС, що дозволяє забезпечити похибку від зміни ємності, в нормальних умовах меншу від 0,006%.

Особливу увагу в цьому ЛАЦП необхідно звернути на реалізацію перетворювача напруга-струм. Найпростіші ПНС на основі транзисторних генераторів струму мають низьку точність.

Найвищу точність при простій схемній реалізації забезпечують ПНС компенсаційного типу на операційних підсилювачах і польових транзисторах. З них найперспективнішими є компенсаційні ПНС, досліджені нами у роботі [30], точність яких без особливих труднощів можна довести до значення 0,001.

7.3.2.3. Порозрядний ЛАЦП з накопиченням заряду

Запропонований нами [31,32] ЛАЦП з накопиченням заряду, в якому реалізовано метод порозрядного кодування, наведено на рис.13. ЛАЦП містить блок формування показникової функції (БФПФ), регістр результату (РР), компаратор (К), лічильник (Л); причому БФПФ містить тригер (Т), п'ять ключів (К), два накопичувальні конденсатори (С1 і С2), буферний каскад (БК), комутатор (КМ) і регульований масштабний перетворювач (МП). Решта позначень збігаються з попередніми.

Значення коефіцієнтів передачі напруги (K_i) по входах масштабного перетворювача МП задаються для будь-якого і-го входу за формулою

$$K_i = \alpha^{\frac{N}{2^i}},$$

де N – номінальне значення вихідного коду, $\alpha = \text{const}$; причому $\alpha < 1$ і значення його залежить від потрібної точності.

Коефіцієнт α задає значення дискретних приростів коефіцієнта передачі масштабного перетворювача МП; його можна визначити, виходячи з потрібного значення вихідного коду, за формулою

$$\alpha = e^{N^{-1} \cdot \ln D^{-1}},$$

де D – динамічний діапазон вхідних сигналів, що дорівнює відношенню максимального значення вхідної напруги до мінімального.

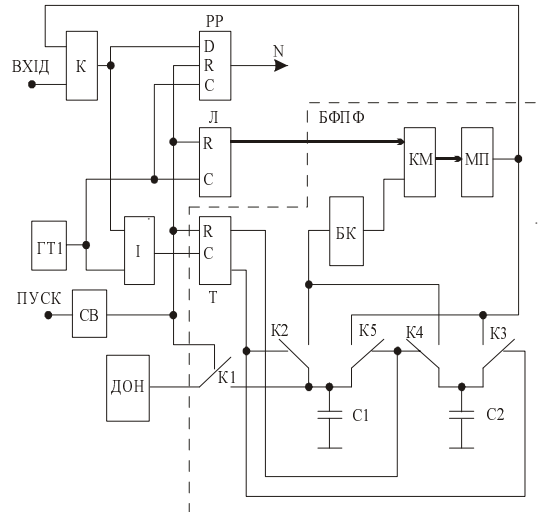


Рис. 13. Функціональна схема порозрядного ЛАЦП з накопиченням заряду

Після надходження n імпульсів ГТІ на лічильник Л напруга на виході МП матиме значення

$$U_n = U_0 \prod_{i=1}^n \alpha^{\frac{A_i N}{2^i}},$$

де A_i – коефіцієнт, що набуває в кожному і-такті перетворення значення 1 або 0 відповідно до стану компаратора 1 або 0.

Отже, $n+1$ імпульсом ГТІ у регістр результату РР буде записане двійкове число M

$$M = \sum_{i=1}^n \frac{A_i N}{2^i},$$

яке є пропорційним до логарифма вхідної напруги.

Беручи до уваги, що БФПФ відтворює компенсаційну напругу U_n добутком степеневих функцій і основа цих функцій α є меншою від одиниці, можемо зробити висновок, що будь-які два сусідні значення U_{n-1} і U_n відрізняються не більше, ніж у значення ваги наймолодшого розряду (α) разів. Отже, відносна похибка перетворення не залежить від значення вхідної чи компенсаційної напруги, є постійною у всьому діапазоні вхідних сигналів і залежить від розрядності коду мантиси (n); останнє зумовлене залежністю α від N , причому $N = 2^n$. Із збільшенням розрядності n відносна похибка перетворення зменшується. Наприклад, при $n = 9$ двійкових розрядів одержимо $\alpha = 0,9955129$ і забезпечимо $\delta < 0,5\%$; а при $n = 10$ основа $\alpha = 0,9977539$ і $\delta < 0,25\%$.

Зуважимо, що хоч відносна похибка перетворення розробленого порозрядного ЛАЦП дещо

перевищує зведену похибку лінійних АЦП з тією самою розрядністю, зате ЛАЦП має важливу перевагу – значення відносної похибки перетворення ЛАЦП є постійним у всьому діапазоні зміни вхідних сигналів.

7.4. Паралельні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі

До нашої розробки [33] паралельних логарифмічних АЦП не було створено через труднощі реалізації дільника опорних напруг. Річ у тому, що на відміну від лінійних АЦП у логарифмічних АЦП крок квантування змінний і тому всі резистори дільника повинні мати різні значення опорів. Через це схема стає нетехнологічною для інтегрального виготовлення, а похибка перетворення зростає і перевищує всі допустимі межі.

У запропонованому нами [33] паралельному логарифмічному АЦП дільник опорних напруг реалізований з'єднанням однакових структур. Тому цей паралельний логарифмічний АЦП перспективний для інтегрального виконання і забезпечує логарифмічну шкалу при точності 6-8 двійкових розрядів і часі перетворення порядку десятків наносекунд.

Зауважимо, що дільник опорних напруг може бути реалізований як на резисторах, так і на комутованих конденсаторах.

8. Висновки

1. Сучасні логарифмічні АЦП за точністю та швидкодією не поступаються лінійним АЦП, але набагато перевершують лінійні за функціональними можливостями.

2. Логарифмічні АЦП, на відміну від лінійних і квазілогарифмічних, забезпечують постійне значення відносної похибки квантування у всьому динамічному діапазоні вхідних сигналів, тобто перетворюють з однаковою точністю і великі, і малі сигнали.

3. До логарифмічних АЦП належать перетворювачі інтегруючі, з резистивними сітками і на комутованих конденсаторах.

4. Логарифмічні АЦП на комутованих конденсаторах поділяються на дві різновидності: з перерозподілом заряду і з накопиченням заряду.

5. У квазілогарифмічних АЦП відносна похибка квантування змінюється із зміною значення вхідного сигналу так, як і у лінійних АЦП.

6. До квазілогарифмічних АЦП належать АЦП з логарифмічною характеристикою перетворення, у структурі яких можна виділити окремо лінійний АЦП.

7. Квазілогарифмічні АЦП на р-п переході напівпровідникового діода чи транзистора або розрядному RC-колі мають широкий динамічний діапазон вхідних сигналів, характерний для логарифмічних АЦП.

8. Квазілогарифмічні АЦП з цифровим логарифматором мають вузький діапазон вхідних сигналів, характерний для лінійних АЦП.

9. ЛАЦП на комутованих конденсаторах є найточнішими – похибка перетворення кращих зразків менша від 0.05%.

10. У послідовних логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах важко забезпечити похибку перетворення, меншу ніж 0,4%, при часі перетворення порядку сотень мілісекунд.

11. У порозрядних логарифмічних АЦП досягнуто похибки перетворення меншої, ніж 0,05% при часі перетворення до 100 мкс.

12. Інтерполяційні логарифмічні АЦП дозволяють зменшити похибку перетворення нижче від 0,1% при часі перетворення порядку сотень мікросекунд.

13. Запропоновані нами паралельні логарифмічні АЦП мають час перетворення порядку десятків наносекунд при похибці перетворення до 0,4% і є технологічними в інтегральному виготовленні.

1. S.Cantarano, G.Pallotino. *Logarithmic Analog-to-Digital Converters: A Survey* // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM 22, No 3, September, 1973. P. 201-213. 2. *Logarithmic and Log ratio amplifier LOG100*// Burr-Brown Corporation, 1981. 3. Пейтон А.Дж., Воли В. *Аналоговая электроника на операционных усилителях*. М., 1994. 4. Коломбет Е.А. *Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов*. М., 1991. 5. Уитсон Дж. *500 практических схем на интегральных схемах*. М., 1992. 6. Ямный В.Е. *Аналого-цифровые преобразователи напряжений в широком динамическом диапазоне*. Минск, 1980. 7. Пат.11851 Україна. *Вимірювальний перетворювач з частотним вихідним сигналом*/ Мичуда З.Р., Бучма І.М., Мокренко П.В.// Бюл. ПВ. 1996. №4. 8. Мичуда З.Р. *Прецизионный перетворювач напруга-частота*// Вісник ДУ "Львівська політехніка". 1995, N 292. С.72-75. 9. А.с. 1037248 СССР. *Логарифмический преобразователь*/ В.Б.Дудыкевич, Л.В.Мороз// *Открытия. Изобрет.* 1983. №31. 10. Jean-Paul Andreotti. *Les convertisseurs logarithmiques pour les signaux a large plage de variations* // ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE, N96/1.11.1985, P.65-72. 11. А.с. 424171 СССР. *Логарифмический функциональный преобразователь*/ В.Д.Циделко, В.А.Тесленко// *Открытия. Изобрет.* 1974. №14. 12. А.с. 484529 СССР. *Логарифмический функциональный преобразователь*/ В.А.Тесленко, В.Д.Циделко// *Открытия. Изобрет.* 1976. №34. 13. А.с. 498735 СССР.

- Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.А.Тесленко, В.Д.Циделко // Открытия. Изобрет. 1976. №1. 14. А.с. 512475 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.Д.Циделко, В.А.Тесленко// Открытия. Изобрет. 1976. №16. 15. А.с. 516050 СССР. Логарифмический функциональный преобразователь/ В.Д.Циделко // Открытия. Изобрет. 1976. №20. 16. А.с. 547785 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.А.Тесленко, В.Д.Циделко// Открытия. Изобрет. 1977. №7. 17. Мичуда З.Р. Интегрирующий логарифмичний АЦП// Вісник ДУ "Львівська політехніка". 1998. №348. С.17-23. 18. А.с. 949663 СССР. Способ определения логарифма/ З.Р.Мичуда, В.Б.Дудыкевич // Открытия. Изобрет. 1982. №29. 19. А.с. 1157551 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.Б.Дудыкевич, З.Р.Мичуда, В.И.Нечепоренко// Открытия. Изобрет. 1985. №19. 20. С.С.Lefas. A serial charge redistribution logarithmic A/D converter // Int. Journal of Circuit Theory and Applications. Vol.17, 1989, P.47-54. 21. Муляк Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с польск. М., 1992. 22. Mychuda Z.R., Piskozub A.Z A charge redistribution analog-to-digital converters modelling // International Workshop on ADC MODELLING. PROCEEDINGS. House of Scientists, Smolenice Castle, Slovak Republic, May 7-9, 1996. P.100-105. 23. А.с. 1425726 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ З.Р.Мичуда, В.П.Лукашевич // Открытия. Изобрет. 1988. №35. 24. Мичуда З.Р., Куземко О.З. Логарифмичний АЦП з перерозподілом заряду// Вісник ДУ "Львівська політехніка". 1995, №292, С.75-80. 25. 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, 1997. С.131-136. 26. А.с.1382253 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р. Мичуда// 1987. 27. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП із ступінчато наростаючою розгорткою// Вісник ДУ "Львівська політехніка". 1998, №324, С.106-110. 28. А.с. 1501097 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ З.Р.Мичуда, Н.В.Яворский// Открытия. Изобрет. 1989. №30. 29. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП із проміжним перетворенням напруга-струм // Вісник ДУ "Львівська політехніка". 1998, №324, С.101-106. 30. Влах Г.І., Мичуда З.Р. Компенсаційний перетворювач напруга-струм // Вісник ДУ "Львівська політехніка". 1996. №305. С.53-56. 31. А.с. 1429136 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ З.Р.Мичуда, Н.В.Яворский// Открытия. Изобрет. 1988. №37. 32. Мичуда З.Р. Порозрядний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Вимірювальна техніка та метрологія. 1998. №53. С.114-118. 33. Мичуда З.Р., Куземко О.З. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Праці 3-ї української конференції з автоматичного керування "Автоматика-96". Севастополь, 1996. Т.1. С.211. 34. Заявка 96114193 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ З.Р.Мичуда// Бюл. ПВ. 1997. №3.

УДК 621.317.73

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПАСИВНИХ ВЕЛИЧИН З ВИКОРИСТАННЯМ ПРИНЦИПУ ДВОКАНАЛЬНОСТІ

© Євген Походило, 2000

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Метрологія, стандартизація та сертифікація", вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Розглядається узагальнений підхід до проблеми вимірювання параметрів пасивних величин. Зроблено спробу показати спорідненість мостового методу вимірювання з методом прямого перетворення параметрів пасивних величин в напругу постійного струму.

Рассматривается обобщенный подход к проблеме измерения параметров пассивных величин. Показано общность мостового метода измерения с методом прямого преобразования пассивных величин в напряжение постоянного тока.

It is considering a generalized approach to the problem of passive parameters measuring. It is made an effort to show a community of bridge method of measuring and method of direct transformation of passive parameters in direct current voltage.