

У. С. Антонів¹, З. Р. Мичуда^{1,3}, Л. З. Мичуда²Національний університет “Львівська політехніка”,
¹кафедра комп’ютеризованих систем автоматики,
²кафедра автоматизації теплових і хімічних процесів;
³Політехніка Сьвентокжиска в Кельцах, Польща

ОЦІНЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ЛОГАРИФМІЧНИХ АЦП З НАКОПИЧЕННЯМ ЗАРЯДУ НА ПОСЛІДОВНИХ ПАСИВНИХ КОНДЕНСАТОРНИХ КОМІРКАХ

© Антонів У. С., Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., 2014

Запропоновано математичні моделі логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках, наведено результати моделювання та подано оцінку динамічних властивостей.

Ключові слова: логарифмічні АЦП, накопичення заряду, послідовні пасивні конденсаторні комірки, моделі, динаміка.

The mathematical models of logarithmic ADC based on accumulation of a charge in serial passiv condensers cells are offered, the results of modelling are presented and the valuation of dynamic property are given.

Key words: logarithmic ADC, accumulation charge, serial passiv condensers cells, models, dynamics.

Вступ

Сьогодні найвищі технічні характеристики забезпечують логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі (ЛАЦП) на комутованих конденсаторах, які вперше [1] реалізовано на кафедрі автоматики та телемеханіки Національного університету “Львівська політехніка”. Ці ЛАЦП реалізують на основі явищ перерозподілу і накопичення заряду в комутованих конденсаторних комірках. Залежно від виконання конденсаторні комірки (КК) можуть бути активними або пасивними – перші відрізняються від других тим, що містять (окрім конденсаторів і аналогових ключів) ще й підсилювачі. Хоч з дослідження ЛАЦП на комутованих конденсаторах опубліковано порівняно багато робіт [1–7], ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках [1, 6] вивчено в теоретичному плані недостатньо, а відсутність їх математичного моделювання ускладнює практичну реалізацію і оптимізацію.

Мета статті – оцінка динамічних властивостей ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках з урахуванням параметрів сучасних елементів.

Фізична модель ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній КК

Спрощену функціональну схему ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці (КК) наведено на рис.1, де позначено: C_n і C_d – накопичувальний і дозувальний конденсатори, К0-К4 – аналогові ключі 1-4, БК – буферний каскад, Км – компаратор, СВ – схема віднімання, $U_{вх}$ і U_o – вхідна й опорна напруги, U_y – напруга управління, КП – вихід сигналу “Кінець перетворення”.

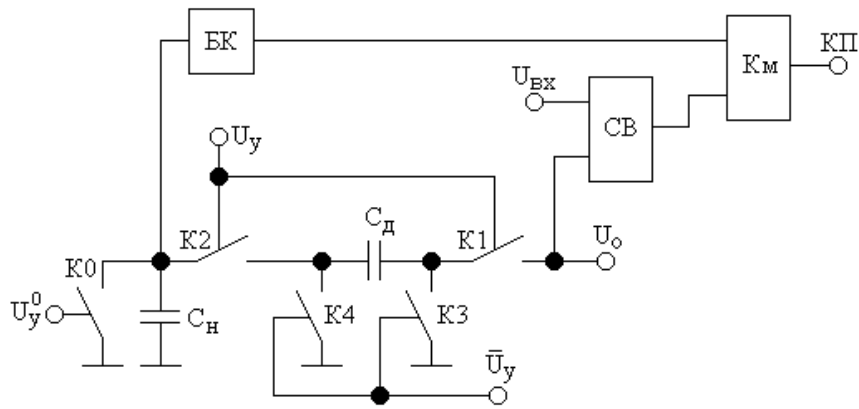


Рис. 1. Спрощена функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірниці

Принцип дії ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірниці ґрунтується на перерозподілі заряду між двома конденсаторами, накопичувальним C_H і дозувальним C_D , причому ємність C_H вибирається набагато більшою від ємності C_D .

Після надходження на вхід керування першого тактуючого імпульсу розмикаються ключі К3, К4 і замикаються ключі К1, К2. Конденсатори C_D і C_H заряджаються від джерела опорної напруги U_0 , оскільки вони увімкнені послідовно, то скоріше зарядиться C_D (бо його ємність менша). Із закінченням заряду C_D припиняється і заряд C_H . Фактично конденсатори C_D і C_H утворюють дільник напруги U_0 з коефіцієнтом ділення, що визначається співвідношенням його ємностей за формулою

$$K = \frac{C_D}{C_H + C_D}. \quad (1)$$

Після закінчення першого тактуючого імпульсу ключі К1, К2 розмикаються і ключі К3, К4 замикаються, розряджаючи C_D до нуля.

Отже, після закінчення першого тактуючого імпульсу напруга на конденсаторі C_H , тобто напруга на виході конденсаторної комірниці, дорівнює

$$U_1 = U_0 K$$

і її приріст становитиме

$$\Delta U_1 = U_0 K.$$

Під час дії другого тактуючого імпульсу на заряд конденсаторів впливатиме не тільки опорна напруга, а і напруга U_1 , що залишилася на C_H після дії першого тактуючого імпульсу. Тому, використовуючи принцип суперпозиції, знайдемо, що за час дії другого тактуючого імпульсу приріст напруги на конденсаторі C_H становитиме

$$\Delta U_2 = (U_0 - U_1)K \text{ або } \Delta U_2 = (1 - K)KU_0$$

і конденсатор C_H зарядиться до напруги

$$U_2 = U_1 + \Delta U_2 = [K + (1 - K)K]U_0.$$

Після закінчення другого тактуючого імпульсу C_D знову розрядиться до нуля через ключі К3 і К4, які замикаються під час паузи між тактуючими імпульсами.

Під час дії третього тактуючого імпульсу приріст напруги на конденсаторі C_H становитиме

$$\Delta U_3 = (U_0 - U_2)K \quad \Delta U_3 = (1 - K)^2 KU_0$$

і конденсатор C_H зарядиться до напруги

$$U_3 = (U_2 + \Delta U_3) = [K + (1 - K) + (1 - K)^2]KU_0.$$

Аналогічно після закінчення i -го тактуючого імпульсу приріст напруги на накопичувальному конденсаторі C_H становитиме

$$\Delta U_i = (1 - K)^{i-1} KU_0$$

і конденсатор C_H зарядиться до напруги

$$U_i = [1 + (1 - K) + (1 - K)^2 + \dots + (1 - K)^{i-1}] K U_0.$$

Як бачимо з останнього виразу, значення напруги на накопичувальному конденсаторі змінюється за законом геометричної прогресії зі знаменником $q=1-K$. Тому, подаючи вираз у дужках як суму n членів геометричної прогресії за загальновідомою формулою

$$S_n = \frac{1 - a_1 q^n}{1 - q},$$

(a_1 – перший член геометричної прогресії), одержимо значення напруги на C_H після довільного за порядком i -го тактового імпульсу

$$U_i = [1 - (1 - K)^i] U_0. \quad (2)$$

Якщо після N -го тактуючого імпульсу напруга на накопичувальному конденсаторі U_N дорівнюватиме вхідній напрузі U_{BX} , тобто $U_N = U_{BX}$, спрацьовує компаратор K_m і видає сигнал “Кінець перетворення”.

Останній вираз можна записати як

$$U_{bx} = [1 - (1 - K)^N] U_0$$

або

$$(1 - K)^N = \left(1 - \frac{U_{bx}}{U_0}\right).$$

Логарифмуючи останній вираз, одержимо

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \log \left(1 - \frac{U_{BX}}{U_0}\right). \quad (3)$$

Тут

$$\zeta = 1 - K = \frac{C_H}{C_D + C_H}.$$

Аналізуючи одержану характеристику перетворення, бачимо, що вона не відповідає логарифмічній залежності, оскільки одиниця у виразі в дужках є більшою від відношення U_{BX}/U_0 і нехтувати нею не можна. Отже, у розглянутому варіанті виникає значна похибка невідповідності логарифма і такий перетворювач є лише нелінійним, а не логарифмічним.

З метою забезпечення логарифмічної залежності між кількістю (N) тактових імпульсів, що надійдуть на конденсаторну комірку за час перетворення, і вхідною напругою необхідно подати на один із входів компаратора напругу з виходу конденсаторної комірки, а на другий – різницю опорної та вхідної напруг; останнє забезпечується введенням у перетворювач схеми віднімання між входом ЛАЦП і компаратором. Тоді характеристика перетворення набуває вигляду

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_{BX}}{U_0}. \quad (4)$$

З останнього виразу випливає, що кількість (N) тактових імпульсів, що надійдуть на конденсаторну комірку за час перетворення, пропорційна до відношення вхідної напруги до опорної, тобто перетворювач з накопиченням заряду, у який введено схему віднімання, є справді логарифмічним АЦП, оскільки його похибка невідповідності логарифму дорівнює нулю.

Схемна реалізація ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці наведена на рис. 2, де позначено: ГПІ – генератор тактових імпульсів; ФПІ – формувач імпульсних послідовностей Ф1 і Ф2, який містить лічильник (Л), тригер (Т) і перший та другий елементи І (І1 та І2); СС – схема синхронізації; ОВ – одновібратор; ДОН – джерело опорної напруги; К0-К4 – ключі 0 - 4; C_D – дозувальний конденсатор; C_H – накопичувальний конденсатор; СВ – схема віднімання; K_m – компаратор; ЛР – лічильник результату; РР – регістр результату; N – вихідний код; РЕЖИМ – режим запуску, зокрема, РУЧ – ручний або АВТ – автоматичний; КП – сигнал “Кінець перетворення”.

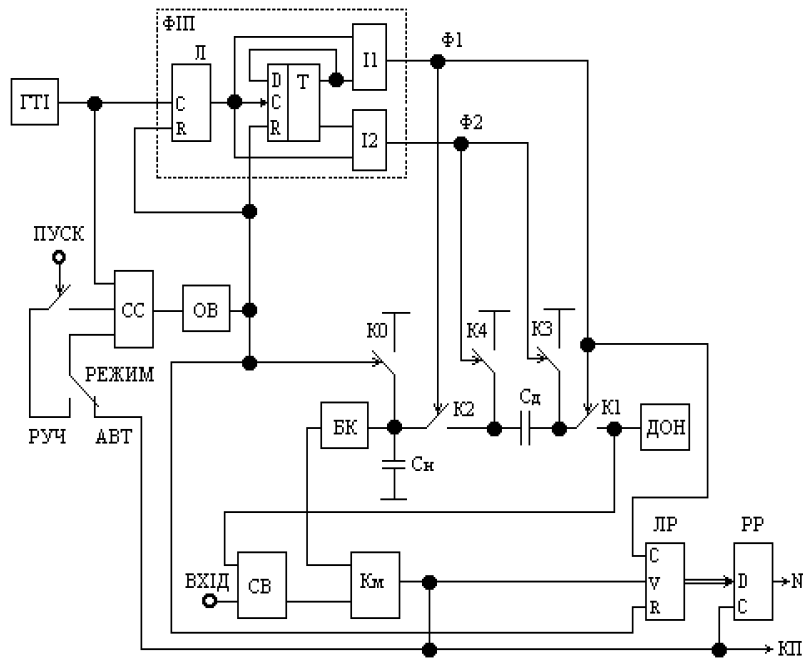


Рис. 2. Функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці

Розглянемо роботу логарифмічного АЦП за схемою рис. 2. За командою “Пуск” одновібратор ОВ виробляє імпульс, яким логарифмічний АЦП установлюється в початковий стан, зокрема:

- обнулюється лічильник результату ЛР;
- обнулюється формувач імпульсних послідовностей ФП і блокується його робота;
- замикається ключ К0, через який розряджається до нульового рівня накопичувальний конденсатор С_н.

Після закінчення імпульсу одновібратора розпочинається перерозподіл заряду і процес накопичення заряду на С_н, як було описано вище.

Сигнал з накопичувального конденсатора С_н на компаратор К_м треба подавати через буферний каскад, щоб вхідним струмом компаратора не розряджався накопичувальний конденсатор С_н. Буферний каскад виконується за схемою повторювача напруги на операційному підсилювачі (ОП) з малими вхідними струмами, наприклад, К1409УД1А. Оскільки на точність ЛАЦП впливатимуть напруги зміщення буферного каскаду і компаратора, які мають значення 1–3 мВ, то необхідно передбачити шляхи їх зменшення. Типовою ручною корекцією ці напруги зміщення можна легко зменшити до 0,1–0,2 мВ; подальше їх зменшення вимагає введення кіл автоматичної періодичної корекції.

Схема віднімання виконується на прецизійному операційному підсилювачі з малим значенням напруги зміщення, наприклад, на ОП типу К140УД17А, напруга зміщення якого не перевищує 75 мкВ і легко може бути скомпенсована до рівня одиниць мікрвольт.

До лічильника результату особливих вимог не ставиться – він повинен лише підрахувати кількість імпульсів послідовності Ф1, що надійдуть на вхід ключів перерозподілу заряду К1 і К2.

Регістр результату РР вводиться в схему для того, щоб зберігати результат між двома перетвореннями і звільнити ЛР для роботи у наступному перетворенні. Результат перетворення N записується у РР вихідним імпульсом компаратора К_м.

Джерело опорної напруги повинно забезпечувати підвищену стабільність напруги. Тому виконаємо його двокаскадним: перший каскад – параметричний стабілізатор напруги на прецизійному стабілітроні, наприклад, типу 2С483 Г(Д), що забезпечує основну похибку напруги стабілізації в межах 0,0001 %, а другий – масштабувальний перетворювач на прецизійному операційному підсилювачі для зведення вихідної напруги параметричного стабілізатора до рівня 10 В.

Щоб підвищити точність за рахунок недопущення перевантажень ДОН за перерозподілу заряду, аналоговий ключ К1 виконаємо за схемою, запропонованою у [4]. Коли змінюється стан такого ключа, на виході джерела опорної напруги завжди зберігається режим холостого ходу, оскільки вхідний опір ключа завжди дорівнює синфазному опору ОП, тобто досягає сотень МОм.

Щоб уникнути перевантажень ключів К0, К3 і К4 при розряді на спільну шину накопичувального C_H і дозувального C_D конденсаторів, необхідно у стокові кола їх ключових елементів включити обмежуючі опори близько 100 Ом.

З метою підвищення точності ЛАЦП за рахунок унеможливлення накладання станів увімкнення-вимкнення окремих ключів, як і у ЛАЦП з перерозподілом заряду, ми ввели роздільні паузи між фазами перерозподілу і розряду. Тривалість цих пауз повинна вибиратися достатньою для надійного спрацювання ключів.

Отже, у кожному такті перетворення ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці будуть чотири фази роботи (Ф1-Ф4), кожна з яких визначатиме вигляд моделі ЛАЦП:

- Ф1) накопичення заряду конденсатором C_H , що відбувається, коли розімкнуті ключі К0, К3, К4 і замкнуті ключі К1, К2;
- Ф2) перша пауза, у якій розімкнуті всі ключі, К0-К4;
- Ф3) розряд дозувального конденсатора C_D , що відбувається, коли розімкнуті ключі К0, К1, К2 і замкнуті ключі К3, К4;
- Ф4) друга пауза, коли розімкнуті всі ключі, К0-К4.

3. Оцінювання динамічних властивостей ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці

Під час фізичного моделювання ЛАЦП з накопиченням заряду на комутованих конденсаторах необхідно враховувати, що їх динамічні властивості фактично повністю визначаються конденсаторними комірками, зокрема часом заряду та розряду накопичувального і дозувального конденсаторів.

Визначаючи згадані інтервали часу, слід врахувати, що ємність накопичувального конденсатора набагато більша від ємності дозувального конденсатора.

Коло заряду накопичувального конденсатора можна подати як аперіодичну ланку першого порядку (рис. 3) і тому напруга на ньому змінюватиметься в часі як

$$U_{C_H}(t) = U_0(1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}}). \quad (5)$$

Стала заряду накопичувального конденсатора становитиме

$$\tau_3 = 2r \frac{C_H C_D}{C_H + C_D}, \quad (6)$$

де r – опір замкнутого ключа.

За ємності дозувального конденсатора $C_D=1$ нФ (що відповідає похибці квантування 0,1 %, якщо $C_H=1$ мкФ) й опору замкнутого ключа 70 Ом отримуємо сталу заряду накопичувального конденсатора $\tau_3=140$ нс і для похибки недозаряду 0,015 % при $N=10000$ час заряду треба задати не меншим за $18 \tau_3$, тобто 2,5 мкс.

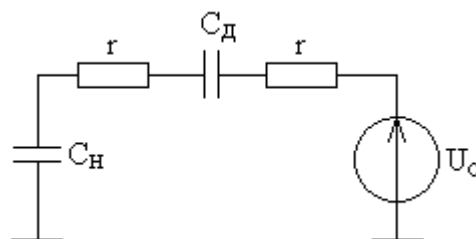


Рис. 3. Коло заряду накопичувального конденсатора

Кола розряду як дозувального, так і накопичувального конденсатора також можна подати аперіодичними ланками першого порядку (відповідно рис. 4 і рис. 5).

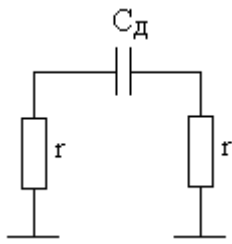


Рис. 4. Коло розряду дозувального конденсатора

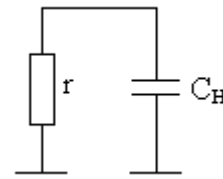


Рис. 5. Коло розряду накопичувального конденсатора

Під час розряду дозувального конденсатора послідовно з ним увімкнені два замкнуті ключі, тому його стала розряду ($\tau_{рд}$)

$$\tau_{рд} = 2rC_d. \quad (7)$$

Розряд дозувального конденсатора супроводжується накопиченням похибки недорозряду, яка визначається аналогічно до похибки недозаряду.

За ємності дозувального конденсатора $C_d=1$ нФ і опору замкнутого ключа 70 Ом отримуємо сталу розряду дозувального конденсатора $\tau_{рд}=140$ нс і для похибки недорозряду 0,015 % за $N=10000$ час розряду треба задати не меншим за $18 \tau_{рд}$, тобто 2,5 мкс.

Отже, час розряду дозувального конденсатора практично дорівнює часу заряду накопичувального конденсатора, тобто 2,5 мкс.

Стала часу розряду накопичувального конденсатора ($\tau_{рн}$) визначається як

$$\tau_{рн} = rC_n. \quad (8)$$

За ємності накопичувального конденсатора $C_n=1$ мкФ і опору замкнутого ключа 70 Ом отримуємо $\tau_{рн} = 70$ мкс.

Оскільки розряд накопичувального конденсатора відбувається одноразово (перед початком перетворення), то накопичення похибки від недорозряду C_n нема. Тому, щоб знехтувати похибкою від недорозряду накопичувального конденсатора, треба вибрати час розряду не меншим за $12 \tau_{рн}$, тобто 0,84 мс (тоді похибка від недорозряду накопичувального конденсатора менша за 0,005 %).

Для зменшення часу розряду накопичувального конденсатора можна використати покращений ключ [5], замкнутий опір якого не перевищує 0,01 Ом. Тоді стала часу розряду накопичувального конденсатора $\tau_{рн} \leq 10$ нс за ємності накопичувального конденсатора $C_n=1$ мкФ. Щоб похибка від впливу недорозряду накопичувального конденсатора не перевищувала 0,005 %, достатньо вибрати час розряду не меншим за $12 \tau_{рн}$, тобто 120 нс.

Особливістю ЛАЦП з НЗ на послідовних пасивних конденсаторних комірках є наявність схеми віднімання СВ на одному з входів компаратора (нагадаємо, на другий вхід компаратора подається компенсуючий сигнал з виходу конденсаторної комірки). Тому вихідний сигнал СВ, що відповідає стрибку вхідного сигналу, відпрацьовується так само, як і у регульованому масштабному перетворювачі (РМП) ЛАЦП з НЗ на активних конденсаторних комірках [1].

Вихідний сигнал СВ, що відповідає стрибку вхідного сигналу, відпрацьовується через деякий час $t_{св}$ [1]:

$$t_{св} = t_{зат} + t_y + t_d, \quad (9)$$

де $t_{\text{зат}}$ – час затримки; t_y – час встановлення; t_d – час досягнення вихідним сигналом рівня вхідного сигналу, причому

$$t_d = \frac{U_{\text{вх}}}{V},$$

де V – швидкість наростання вихідного сигналу ОП.

Для швидкодіючих ОП [1] час затримки $t_{\text{зат}}$ не перевищує 100 нс, час встановлення t_y досягає 500–600 нс, а швидкість V наростання вихідного сигналу досягає 10–50 В/мкс (для особливо швидкодіючих ОП – 250 В/мкс).

Отже, для швидкодіючих ОП час досягнення вихідної напруги СВ становитиме відповідно

$$t_d = (0,2 - 1) \text{ мкс},$$

а час відпрацювання вихідного сигналу СВ

$$t_{\text{св}} = (0,8 - 1,7) \text{ мкс}.$$

Отже, для ЛАЦП з НЗ на послідовних конденсаторних комірках тривалість як імпульсу заряду накопичувального конденсатора C_n , так і імпульсу розряду дозувального конденсатора C_d має бути не меншою за 2,5 мкс, а тривалість імпульсу одновібратора (розряд накопичувального конденсатора C_n , тобто початкова установка) – не меншою за 0,12 мкс. Потрібні тривалості імпульсів забезпечимо відповідним виконанням формувача імпульсних послідовностей.

Висновки

Проведені дослідження дають підстави стверджувати, що динамічні властивості ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках фактично повністю визначаються часом заряду та розряду накопичувального і дозувального конденсаторів. Так, за даних схеми $C_d=1$ нФ і $C_n=1$ мкФ (що відповідає похибці квантування 0,1 %), опорові замкнутого ключа 70 Ом і кількості тактів перетворення $N=10000$:

1. Стала часу заряду накопичувального конденсатора $\tau_z=140$ нс і для похибки недозаряду 0,015 % (з урахуванням накопичення похибки за N тактів) час заряду треба задати не меншим за $18\tau_z$, тобто 2,5 мкс.

2. Стала часу розряду дозувального конденсатора $\tau_{рд}=140$ нс і для похибки недорозряду $\delta_{рд} \leq 0,015$ % (з урахуванням накопичення похибки за N тактів) час розряду C_d треба задати не меншим за $18\tau_{рд}$, тобто 2,5 мкс. Отже, час розряду дозувального конденсатора практично дорівнює часу заряду накопичувального конденсатора, тобто 2,5 мкс.

3. Стала часу розряду накопичувального конденсатора $\tau_{рн} = 70$ мкс. Оскільки розряд накопичувального конденсатора відбувається одноразово (перед початком перетворення), то накопичення похибки ($\delta_{рн}$) від недорозряду C_n немає. Тому, щоб $\delta_{рн}$ була меншою за 0,005 % і нею можна було знехтувати, треба вибрати час розряду C_n не меншим за $12\tau_{рн}$, тобто 0,84 мс.

4. Використовуючи ключі з меншим опором у замкнутому стані, час заряду та розряду накопичувального та дозувального конденсаторів можна пропорційно зменшити. Наприклад, для зменшення часу розряду накопичувального конденсатора можна використати покращений ключ, замкнутий опір якого не перевищує 0,01 Ом. Тоді стала часу розряду накопичувального конденсатора $\tau_{рн} \leq 10$ нс і, щоб похибка від недорозряду накопичувального конденсатора не перевищувала 0,005 %, достатньо вибрати час розряду не меншим за $12\tau_{рн}$, тобто 120 нс.

1. Мичуда З. Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с. 2. Мичуда З.Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на паралельних пасивних конденсаторних комірках //

Вимірювальна техніка і метрологія. – Л.: Вища школа, 2001. – Вип. 58. – С. 26–32. 3. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках. Моделювання впливу паразитних ємностей // Вимірювальна техніка і метрологія. – Л.: Вища школа, 2002. – Вип.59. – С. 81–87. 4. Матецька Л. А., Мичуда З. Р. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду на послідовно включених конденсаторах // Комп'ютерні технології друкарства. – Л.: Українська академія друкарства. – 2000. – № 5. – С. 36–43. 5. Мичуда З. Р. Аналоговий ключ / Мичуда З. Р. // Автоматика, вимірювання та керування. – Л.: ДУЛП, 1998. – Вип. 356. – С.77–83.

УДК 621.374

Л. В. Мороз¹, Н. М. Лужецька¹, А. Я. Горпенюк²
Національний університет “Львівська політехніка”
¹кафедра безпеки інформаційних технологій,
²кафедра захисту інформації

ОБЧИСЛЮВАЧ ОБЕРНЕНО ПРОПОРЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ НА ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНОМУ КВАДРАТОРІ

© Мороз Л. В., Лужецька Н. М., Горпенюк А. Я., 2014

Подано результати синтезу та дослідження класичної та конвеєрної структур обчислювача обернено пропорційної функції на число-імпульсному квадраторі. Показано, що максимальна частота роботи конвеєрної структури значно вища за максимальну частоту роботи класичної структури. Точність структури обчислювача на число-імпульсному квадраторі вища за точність відомої структури обчислювача на двох число-імпульсних помножувачах.

The results of classical and conveyor inverse function calculators, based on the pulse-number squarer, synthesis and research are given. Maximal work frequency conveyor structure is considerably higher than maximal work frequency of classic structure. Accuracy of calculator, based on the pulse-number squarer, is higher than the accuracy of known calculator, based on two pulse-number multiplier.

Вступ

Як відомо, число-імпульсні функціональні перетворювачі доцільно застосовувати у випадках, коли вимагається табулювання функції або обчислення однієї й тієї самої функції для значної кількості значень аргументів, або коли значення аргументу функції розгорнуте в часі, як, наприклад, у деяких алгоритмах комп'ютерної графіки, вимірювання, криптоаналізу тощо. За таких умов число-імпульсні функціональні перетворювачі мають істотну перевагу над універсальними перетворювачами за швидкодією. З іншого боку, число-імпульсні функціональні перетворювачі, які будують за принципом цифрового наближення породжуючих диференціальних рівнянь, мають специфічні похибки перетворення і містять зворотні зв'язки, що ускладнює аналіз точності таких перетворювачів, вимагаючи, як правило, їх імітаційного моделювання. Саме за умови уважного структурного та параметричного синтезу число-імпульсних функціональних перетворювачів, їх адекватного і повного імітаційно-математичного моделювання такі перетворювачі за згаданих умов істотно випереджають універсальні перетворювачі за швидкодією. Все це стосується, зокрема, й обчислювача обернено пропорційної функції, який широко застосовується в обчислювальній і